

## TESIS DOCTORAL

# Análisis del impacto de las perturbaciones de canal sobre las tecnologías PLC de banda estrecha

Autor: Asier Llano Palacios

Directores: Dr. David de la Vega  
Dra. Itziar Angulo

Septiembre de 2019

Copyright 2019 Asier Llano Palacios

Este trabajo está licenciado bajo la Licencia Creative Commons Atribución-NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional (CC BY-NC-SA 4.0).



La licencia completa se puede obtener a través del siguiente enlace:

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/deed.es>

Resumen de la licencia (no sustituto de la misma):

Usted no puede hacer uso del material con propósitos comerciales. Usted es libre de compartir, copiar y redistribuir el material en cualquier medio o formato, así como de adaptar, remezclar, transformar y construir a partir del material. Si remezcla, transforma o crea a partir del material, debe distribuir su contribución bajo la misma licencia del original. Usted debe dar crédito de manera adecuada, brindar un enlace a la licencia, e indicar si se han realizado cambios. Puede hacerlo en cualquier forma razonable, pero no de forma tal que sugiera que usted o su uso tienen el apoyo del licenciante.

Para utilizar el contenido de esta tesis doctoral fuera de los límites indicados por la licencia, se deberá realizar una solicitud por escrito a la dirección de correo electrónico [asierllano@gmail.com](mailto:asierllano@gmail.com) indicando su intención de uso. El autor se reserva el derecho de atender dicha solicitud, aceptarla o rechazarla.

No sabía que existías,  
no te buscaba y,  
de sorpresa, te encontré.

Ahora juntos, todo es posible.  
El mundo entero por descubrir,  
un mundo entero por crear.

Dos almas que se vuelven cuatro,  
que brillan juntas,  
que juntas, brillan más.





## ABSTRACT

The electricity network is a complex communication medium with properties that depend on both the topology of the grid and the usage pattern of the connected devices. These devices generate channel disturbances during normal operation, which need to be overcome by Power Line Communication (PLC) transmission technologies for ensuring communication. For this reason, standardization committees and regulatory working groups are demanding information on this topic for frequencies from 2 to 150 kHz. This study analyses the influence of the channel disturbances on the performance of the physical layer of the main Narrowband PLC (NB-PLC) technologies approved by international communication organisms and currently deployed in Europe: PRIME 1.3.6, PRIME 1.4 and G3-PLC. The methodology of the present work applies a standardized test method, metrics and a set of representative channel disturbances defined by the European Telecommunications Standards Institute (ETSI). Moreover, noise recordings from field measurements in an environment equipped with Distributed Energy Resources (DER) complete the subset of the types of noise used in the study. The work develops a replicable, fully automated and cost optimized test scenario, based on an innovative virtualized laboratory called Virtual PLC Lab, which provides a replicable and automated test process, where a wide range of channel disturbances can be accurately emulated, and the performance of PLC technologies can be compared under the same conditions. Based on the obtained data, performance improvements are proposed. This requires the identification of improvement proposals to be selected, applied, and objectively evaluated. Results of this study provide important conclusions to be applied in the development of future PLC technologies.



## RESUMEN

La red eléctrica es un medio de comunicaciones complejo con propiedades que dependen tanto de la topología de la red como del patrón de uso de los dispositivos conectados. Estos dispositivos generan perturbaciones durante su operación habitual, que deben ser superadas por las tecnologías de transmisión a través de las líneas de baja tensión para asegurar la comunicación. Por esta razón, los comités de estandarización y los grupos de trabajo de organismos de regulación están reclamando información sobre este tema en el rango de frecuencias entre 2 y 150 kHz. Este estudio analiza la influencia de las perturbaciones de canal en el rendimiento de la capa física de las principales tecnologías PLC de banda estrecha aprobadas por organismos de estandarización habituales y desplegadas en Europa: PRIME 1.3.6, PRIME 1.4 y G3-PLC. La metodología de este trabajo aplica un método de prueba, unas métricas y un conjunto de perturbaciones representativas del canal de propagación, definidas y estandarizadas por el Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones (ETSI). Adicionalmente, la colección de ruidos utilizada en este estudio se completa con unas capturas de ruido tomadas en un entorno real con fuentes de energía distribuida o Distributed Energy Resources (DER). Este trabajo desarrolla un escenario de pruebas replicable, completamente automatizado y optimizado en coste, basado en un laboratorio innovador virtualizado denominado Virtual PLC Lab. El Virtual PLC Lab provee de un procedimiento de prueba donde un amplio rango de perturbaciones de canal puede ser emulado con precisión y en el cual el rendimiento de diversas tecnologías PLC puede compararse bajo las mismas condiciones. El trabajo de investigación se completa con la identificación de propuestas de mejora para las tecnologías PLC en estudio, las cuales son seleccionadas, implementadas y evaluadas de forma objetiva. Los resultados de este estudio ofrecen conclusiones de gran relevancia que pueden ser aplicadas en el desarrollo de las tecnologías PLC.



## ÍNDICE

<b>1</b>	<b>Introducción y Objetivos .....</b>	<b>25</b>
1.1	Motivación .....	28
1.2	Objetivos .....	30
1.3	Alcance y organización del documento .....	32
<b>2</b>	<b>Estado del arte .....</b>	<b>35</b>
2.1	Caracterización de la red de BT como medio de transmisión .....	36
2.1.1	Ruido en la red eléctrica de BT .....	36
2.1.2	Respuesta de canal .....	40
2.1.3	Impedancia del canal .....	42
2.1.4	Recopilaciones de perturbaciones .....	42
2.2	Estándares de comunicaciones NB-PLC .....	60
2.2.1	PRIME .....	61
2.2.2	G3-PLC .....	77
2.2.3	Comparativa de PRIME con G3-PLC .....	81
2.3	Estado del arte del análisis de rendimiento de NB-PLC .....	85
2.3.1	Estudios analíticos .....	85
2.3.2	Estudios sobre tecnologías PLC genéricas .....	86
2.3.3	Estudios sobre el comportamiento estadístico en campo .....	87
2.3.4	Estudios orientados a capas superiores .....	88
2.3.5	Estudios sobre una o múltiples tecnologías PLC .....	89
2.3.6	Estudios PRIME en su versión 1.4 .....	89
2.3.7	Estudios basados en simulaciones .....	90
2.3.8	Estudios basados en pruebas de laboratorio .....	91
2.3.9	Estudios en base a colecciones de ruido .....	92
2.4	Estado del arte de mejoras propuestas a tecnologías PLC .....	93

2.4.1	Propuestas de mejora que mitiguen el ruido.....	93
2.4.2	Propuestas de mejora de mecanismos de ecualización.....	94
2.4.3	Propuestas de mejora orientadas al codificador .....	97
2.4.4	Propuestas de mejora con supresión de subportadoras .....	99
2.4.5	Propuestas de mejora no orientadas al rendimiento .....	101
<b>3</b>	<b>Desarrollo de un entorno de prueba modular, replicable y automatizado.....</b>	<b>103</b>
3.1	Objetivos.....	104
3.2	Necesidad de virtualización identificada .....	104
3.3	Diseño Virtual PLC Lab .....	106
3.3.1	Desarrollo de la etapa física PLC .....	106
3.3.2	Laboratorio PLC físico.....	106
3.3.3	Diseño del entorno Virtual PLC Lab.....	108
3.4	Validación Virtual PLC Lab: Comparativa contra mediciones de laboratorio certificador.....	113
3.4.1	Resultados de las pruebas de rendimiento del proceso de certificación G3-PLC .....	113
3.4.2	Comparación de los resultados de la tecnología G3-PLC con el Virtual PLC Lab.....	114
3.5	Cuestiones generales sobre la precisión de las pruebas sobre Virtual PLC Lab .....	117
3.5.1	Precisión de FER y número de PPDUs .....	117
3.5.2	Precisión de SNR y rango SNR de cada prueba .....	119
3.6	Conclusiones .....	120
<b>4</b>	<b>Análisis de los límites de rendimiento de la capa física .....</b>	<b>123</b>
4.1	Objetivos.....	124
4.2	Metodología de medidas.....	124
4.2.1	Selección de modelos sintéticos de canal bajo prueba.....	125
4.2.2	Selección de ruidos sintéticos .....	129
4.2.3	Entorno de prueba modular para la etapa física PLC.....	131
4.2.4	Configuración del entorno de prueba modular .....	134
4.2.5	Configuración del entorno de prueba Virtual PLC Lab.....	136
4.2.6	Datos de uso del Virtual PLC Lab.....	140
4.3	Resultados obtenidos .....	140
4.3.1	Rendimiento en entorno de prueba modular.....	140

4.3.2	Rendimiento en entorno de pruebas como sistema completo sobre Virtual PLC Lab .....	142
4.4	Análisis de resultados .....	150
4.4.1	Análisis de resultados de las pruebas modulares .....	150
4.4.2	Análisis de resultados de pruebas como sistema completo sobre Virtual PLC Lab.....	151
4.5	Conclusiones .....	154
<b>5</b>	<b>Investigación avanzada del rendimiento PLC ante perturbaciones reales .....</b>	<b>155</b>
5.1	Objetivos .....	156
5.2	Selección de las perturbaciones de canal representativas.....	157
5.2.1	ETSI TS 103 909 V1.1.1 (2012-12) [19] .....	159
5.2.2	Conjunto de ruidos CEDER originados por dispositivos DER [42] [43] .....	165
5.3	Metodología de medidas .....	176
5.3.1	Método de prueba .....	176
5.3.2	Métricas de prueba .....	181
5.3.3	Resumen de las pruebas realizadas en el Virtual PLC Lab.....	185
5.4	Resultados obtenidos .....	186
5.4.1	Tecnología PRIME 1.4 y 1.3.6 .....	190
5.4.2	Tecnología G3-PLC.....	190
5.5	Análisis de resultados .....	190
5.5.1	Análisis de modulaciones y codificación de canal.....	191
5.5.2	Análisis del impacto por tipo de perturbación.....	194
5.5.3	Análisis de las métricas de rendimiento.....	197
5.6	Conclusiones y mejoras identificadas .....	199
<b>6</b>	<b>Propuestas sobre la capa física para la mejora del rendimiento de las tecnologías PLC .....</b>	<b>203</b>
6.1	Objetivos .....	204
6.2	Descripción de las mejoras seleccionadas .....	204
6.2.1	PRIME: Optimización del ecualizador .....	205
6.2.2	PRIME: Propuesta de mejora incluyendo Reed-Solomon .....	212
6.2.3	G3-PLC: Mejora mediante la utilización del Tone Map.....	217
6.3	Metodología de medidas .....	221

6.3.1	PRIME: Optimización del ecualizador .....	221
6.3.2	PRIME: Propuesta de mejora incluyendo Reed-Solomon .....	223
6.3.3	G3-PLC: Mejora mediante la utilización del Tone Map.....	226
6.3.4	Datos de uso del Virtual PLC Lab.....	229
6.4	Resultados obtenidos .....	231
6.4.1	PRIME: Optimización del ecualizador .....	233
6.4.2	PRIME: Propuesta de mejora incluyendo Reed-Solomon .....	233
6.4.1	G3-PLC: Mejora mediante la utilización del Tone Map.....	235
6.5	Análisis de resultados .....	238
6.5.1	PRIME: Análisis de la mejora de la optimización del ecualizador .....	238
6.5.2	PRIME: Análisis del codificador Reed-Solomon como elemento adicional al codificador convolucional.....	243
6.5.3	G3-PLC: Mejora mediante la utilización del Tone Map.....	247
6.6	Conclusiones .....	260
<b>7</b>	<b>Aportaciones de la tesis y líneas futuras.....</b>	<b>263</b>
7.1	Aportaciones.....	263
7.1.1	Desarrollo de un entorno de pruebas replicable y automatizado .....	263
7.1.2	Análisis de los límites de rendimiento de la capa física de las tecnologías PLC.....	264
7.1.3	Investigación avanzada del rendimiento PLC ante perturbaciones reales.....	265
7.1.4	Propuestas de mejora del rendimiento de las tecnologías PLC.....	267
7.2	Líneas futuras.....	269
7.2.1	Influencia de las diferencias en configuraciones físicas.....	269
7.2.2	Evaluar efectos no lineales del medio de propagación.....	271
7.2.3	Influencia de parámetros físicos al rendimiento de capa MAC.....	272
7.2.4	Regulación en cuanto a niveles de emisión y compatibilidad..	273
7.3	Difusión de resultados .....	274
7.3.1	Publicaciones internacionales .....	274
7.3.2	Congresos internacionales .....	275
7.3.3	Otras publicaciones .....	276
<b>Apéndice A.</b>	<b>Curvas SNR-FER para PRIME .....</b>	<b>279</b>





---

<b>Apéndice B. Curvas SNR-FER para G3-PLC.....</b>	<b>287</b>
<b>Apéndice C. Curvas SNR-FER para PRIME con ecualizador optimizado..</b>	<b>295</b>
<b>Apéndice D. Curvas SNR-FER para PRIME incluyendo Reed-Solomon....</b>	<b>303</b>
<b>Apéndice E. Curvas SNR-FER para G3-PLC con Tone Map estándar.....</b>	<b>311</b>
<b>Apéndice F. Curvas SNR-FER para G3-PLC con Tone Map con redistribución de potencia.....</b>	<b>319</b>
<b>Bibliografía .....</b>	<b>327</b>
<b>Glosario .....</b>	<b>341</b>



## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Ejemplo de emisiones de lámparas compactas [18] .....	44
Figura 2. Ejemplo de comparación de nivel de ruido de fondo (en azul) y ruido generado por un inversor fotovoltaico [18] .....	45
Figura 3. Forma de onda del ruido tonal de 26 kHz, con 710 mVpp [19] .....	46
Figura 4. Densidad espectral de ruido tonal de 26 kHz (rojo) comparado con los límites de emisión de cuasi-pico (morado) [19] .....	47
Figura 5. Densidad espectral de ruido estimada para el rango de percentiles 95-99 [19] .....	47
Figura 6. Ruido impulsivo periódico de ETSI TS 103 909, en el dominio del tiempo [19].....	48
Figura 7. Ruido impulsivo aleatorio de ETSI TS 103 909, en el dominio del tiempo [19] .....	49
Figura 8. Espectro de la señal de ruido impulsivo aleatorio de ETSI TS 103 909 [19].....	49
Figura 9. Ejemplo de canal PLC basado en el modelo de desvanecimiento de IEEE 1901.2 [20] .....	51
Figura 10. Red de 2 puertos estándar modelizada por su matriz ABCD [20] .....	52
Figura 11. Mapa de las medidas realizadas para definir el modelo de ruido #1 de IEEE 1901.2 [20].....	53
Figura 12. Ejemplo de ajuste manual por regiones del modelo de ruido #1 para el punto LV8 [20] .....	54
Figura 13. Representación de la medida del ruido LV8 y resultado proporcionado por el modelo de ruido #1 de IEEE 1901.2 [20] .....	55

Figura 14. Modelo de ruido #2 basado en pulsos del IEEE 1901.2 [20] .....	55
Figura 15. Modelo de un ruido impulsivo exponencial decreciente para el modelo de ruido #2 del IEEE 1901.2 [20] .....	56
Figura 16. Modelo (a la izquierda) de un ruido real (a la derecha), usando el modelo de ruido #2 del IEEE 1901.2 [20] .....	56
Figura 17. Estructura de capas de PRIME.....	64
Figura 18. Máquina de estados de un nodo de servicio [4] .....	65
Figura 19. Estructura de direccionamiento [4] .....	66
Figura 20. Estructura de trama de la capa MAC [5] .....	67
Figura 21. Diagrama de transmisión de capa física PRIME .....	68
Figura 22. Diagrama de recepción de la capa física PRIME.....	68
Figura 23. Estructura de una PPDU PRIME.....	68
Figura 24. Estructura de una PPDU PRIME 1.3.6.....	71
Figura 25. PRIMEv1.4: extensión de la banda frecuencial a FCC/ARIB [6].....	74
Figura 26. PPDU de Tipo A en PRIME 1.3.6 [6].....	74
Figura 27. PPDU de Tipo B en PRIME 1.4 [6] .....	75
Figura 28. Estructura de la trama MAC de PRIME 1.4 [6] .....	76
Figura 29. Esquema del transmisor G3-PLC [29] .....	78
Figura 30. Estructura de trama de G3-PLC [29].....	79
Figura 31. Ejemplo de la arquitectura de prueba para un único enlace físico .....	107
Figura 32. Montaje de pruebas típico de un laboratorio PLC .....	108
Figura 33. Estructura del módem PLC del Virtual PLC Lab .....	108
Figura 34. Ejemplo de arquitectura simple del Virtual PLC Lab .....	109
Figura 35. Validación del Virtual PLC Lab con AWGN .....	115
Figura 36. Validación del Virtual Lab con ruido impulsivo .....	115
Figura 37. Ruido y respuesta de canal del laboratorio físico .....	116
Figura 38. Relación $\sigma(\text{FER}')/\text{FER} - \text{FER}$ .....	118
Figura 39. Respuesta impulsional del canal selectivo en frecuencia .....	126



Figura 40. Módulo de la respuesta frecuencial del canal selectivo en frecuencia .....	126
Figura 41. Fase de la respuesta frecuencial del canal selectivo en frecuencia .....	127
Figura 42. Respuesta impulsional del canal de cambio de fase .....	128
Figura 43. Fase de la respuesta frecuencial del canal de cambio de fase.....	128
Figura 44. Módulo de la respuesta frecuencial del canal de cambio de fase.....	129
Figura 45. Parámetros configurables del ruido impulsivo .....	130
Figura 46. Estructura de la prueba del módulo alineador .....	133
Figura 47. Estructura de la prueba del decodificador .....	133
Figura 48. Estructura de pruebas de transmisor y receptor .....	136
Figura 49. Relación SNR-Fallos de alineación para canal AWGN plano .....	141
Figura 50. Relación SNR-Fallos de decodificación con ruido AWGN aditivo .....	143
Figura 51. Relación FER-SNR para canal AWGN plano con PSDU 256 bytes.....	144
Figura 52. Relación FER-SNR con ruido impulsivo de diferente duración.....	146
Figura 53. Relación FER-SNR con canal selectivo en frecuencia .....	148
Figura 54. Relación FER-SNR con canal con cambio de fase abrupto .....	149
Figura 55. Densidad espectral de los ruidos ETSI tonales de 26 a 91 kHz (ruidos dentro de la banda PLC utilizada), con una resolución frecuencial de 500 Hz.....	160
Figura 56. Densidad espectral de los ruidos ETSI tonales de 96 a 146 kHz (ruidos fuera de la banda PLC utilizada), con una resolución frecuencial de 500 Hz.....	160
Figura 57. Potencia en banda de los ruidos ETSI tonales de 26 a 91 kHz (ruidos dentro de la banda PLC utilizada) a lo largo del tiempo con resolución 50 $\mu$ s .....	161
Figura 58. Potencia en banda de los ruidos ETSI tonales de 96 a 146 kHz (ruidos fuera de la banda PLC utilizada) a lo largo del tiempo con resolución 50 $\mu$ s .....	161

Figura 59. Potencia en banda del ruido ETSI impulsivo periódico a lo largo del tiempo, con resolución 50 $\mu$ s.....	162
Figura 60. Densidad espectral del ruido ETSI impulsivo periódico, con una resolución frecuencial de 500 Hz.....	163
Figura 61. Densidad espectral del ruido ETSI impulsivo aleatorio, con una resolución frecuencial de 500 Hz.....	164
Figura 62. Potencia en banda del ruido ETSI impulsivo aleatorio a lo largo del tiempo, con resolución de 50 $\mu$ s.....	164
Figura 63. Densidad espectral del ruido ETSI generado por intercomunicadores, con una resolución frecuencial de 500 Hz.....	165
Figura 64. Densidad espectral del conjunto de ruidos DER, con una resolución frecuencial de 500 Hz.....	167
Figura 65. Potencia en banda del conjunto de ruidos DER a lo largo del tiempo, con resolución 50 $\mu$ s.....	168
Figura 66. Espectrograma ruido der04 [42] .....	169
Figura 67. Espectrograma ruido der06 [42] .....	171
Figura 68. Espectrograma ruido der34 [42] .....	172
Figura 69. Espectrograma ruido der36 [42] .....	173
Figura 70. Espectrograma ruido der50 [42] .....	174
Figura 71. Espectrograma ruido der51 [42] .....	175
Figura 72. Montaje de prueba para medidas del umbral límite de atenuación PLC y tasa de datos de ETSI TS 103 909 [19].....	177
Figura 73. Circuito de Spice para la simulación del montaje de prueba para medidas del umbral límite de atenuación PLC y tasa de datos de ETSI TS 103 909 [19].....	180
Figura 74. Respuesta frecuencial del circuito Figura 73, de acuerdo con el montaje de prueba de ETSI TS 103 909 , con una variación de la resistencia $R_{att}$ [19].....	180
Figura 75. Representación gráfica de la relación entre el link budget, el SNR mínimo, y las potencias de ruido, recepción y transmisión .....	182
Figura 76. Curva SNR-FER PRIME para el ruido der51 .....	186
Figura 77. Resumen gráfico de resultados .....	189

Figura 78. Comparativa de la densidad espectral de los ruidos der50 y der51 con del ruido impulsivo aleatorio ETSI, con una resolución frecuencial de 500 Hz.....	196
Figura 79. Comparativa de la potencia en banda de los ruidos der50 y der51 con del ruido impulsivo aleatorio ETSI, a lo largo del tiempo, con resolución de 50 $\mu$ s.....	197
Figura 80. Evolución de interpolación polinómica para distintos grados del polinomio .....	208
Figura 81. Ejemplo de ajuste de curva por mínimo error cuadrático con polinomios de orden 1, 2, y 3 .....	209
Figura 82. Estimación del canal del ecualizador polinómico ante un canal plano y distintas amplitudes de ruido tonal de 53,7 kHz.....	210
Figura 83. Curva SNR-FER de PRIME, con un ruido tonal 66 kHz en el canal y con ecualizador polinómico en el receptor .....	211
Figura 84. Generador de secuencia pseudoaleatoria basado en un registro retroalimentado lineal.....	218
Figura 85. Representación gráfica del uso de datos y de secuencia pseudoaleatoria para la señal G3-PLC, para un Tone Map de valor '011101' (resolución frecuencial de 500 Hz).....	219
Figura 86. Comparativa de la estabilidad de las interpolaciones Spline y polinómica sin ajuste .....	221
Figura 87. Comparación entre los resultados del ajuste de curva Spline y la estimación polinómica, ante un ejemplo de respuesta frecuencial aleatoria .....	224
Figura 88. Comparación entre los resultados de la estimación Spline y la estimación polinómica, ante una respuesta frecuencial plana con un ruido tonal .....	224
Figura 89. Evolución con Reed-Solomon del diagrama de transmisión de capa física PRIME .....	225
Figura 90. Evolución con Reed-Solomon del diagrama de recepción de capa física PRIME .....	225
Figura 91. Evolución espectral del payload, con Tone Map con redistribución de potencia, con resolución frecuencial de 500 Hz.....	229

Figura 92. Densidad espectral del conjunto de ruidos tonales (resolución frecuencial de 500 Hz) .....	239
Figura 93. Curvas SNR-FER de PRIME con ruido tonal 71 kHz y con ecualizador polinómico .....	240
Figura 94. Curva SNR-FER de PRIME con ruido tonal 71 kHz y con ecualizador Spline .....	240
Figura 95. Representación gráfica de perturbación de banda estrecha introduciendo errores en subportadoras .....	248
Figura 96. Representación gráfica de perturbación de banda estrecha aplicando Tone Map .....	248
Figura 97. Densidad espectral de la mínima señal G3-PLC decodificable, aplicando Tone Map para el ruido tonal ETSI 36 kHz, con DBPSK (resolución frecuencial de 500 Hz).....	250
Figura 98. Densidad espectral de la señal G3-PLC aplicando Tone Map para el ruido der36 con DBPSK (resolución frecuencial de 500 Hz) ...	251
Figura 99. Límites de emisión permitidos para salidas espurias fuera de la banda CENELEC [2] .....	258
Figura 100. Posibilidad de incumplir límites de emisión permitidos según el Tone Map que debe ser contemplado en el diseño del transmisor .....	259





## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Ejemplo de análisis de ruido en el punto LV8 del modelo de ruido #1 de IEEE 1901.2 [20].....	53
Tabla 2. Tabla de parámetros de tiempo y frecuencia de capa .....	72
Tabla 3. Parámetros del payload de PRIME 1.3.6 .....	72
Tabla 4. Tabla de codificación y tamaño de cabecera de capa física PRIME 1.3.6.....	73
Tabla 5. Parámetros del payload de PRIME 1.4 .....	76
Tabla 6. Parámetros de G3-PLC y PRIME [65] .....	81
Tabla 7. Tasa de bits de información PRIME vs G3-PLC [29].....	83
Tabla 8. Resumen de los valores PICS y las medidas de rendimiento de un proceso de certificación G3-PLC .....	114
Tabla 9. Definición de la respuesta impulsional del canal selectivo en frecuencia .....	125
Tabla 10. Definición de la respuesta impulsional del canal de cambio de fase abrupto.....	127
Tabla 11. Resumen de las configuraciones de prueba realizadas.....	140
Tabla 12. Resumen de resultados de las medidas de rendimiento PLC para FER 10 <sup>-2</sup> .....	150
Tabla 13. Comparativa de las colecciones de perturbaciones .....	157
Tabla 14. Lista de ruidos DER seleccionados y su ubicación .....	166
Tabla 15. Ruido der04: Amplitud de los armónicos de 10,2 kHz [42] .....	170
Tabla 16. Ruido der04: Potencias en armónicos de 12,8 kHz [42].....	170

Tabla 17. Ruido der04: Potencias en frecuencias no armónicos de 10,2 kHz ni 12,8 kHz [42].....	170
Tabla 18. Ruido der04: Ruido de fondo a 94 kHz [42].....	170
Tabla 19. Ruido der06: Amplitud de los armónicos de 12,8 kHz [42] .....	170
Tabla 20. Ruido der06: Amplitud en frecuencias no armónicos de 12,8 kHz [42] .....	171
Tabla 21. Ruido der06: Ruido de fondo a 96 kHz [42].....	171
Tabla 22. Ruido der34: Amplitud en un muestreo de 10 frecuencias [42] ...	172
Tabla 23. Ruido der34: Ruido de fondo a 93 kHz [42].....	172
Tabla 24. Ruido der36: Amplitud en un muestreo de 10 frecuencias [42] ...	173
Tabla 25. Ruido der36: Amplitud de armónicos de 5 kHz cuando se acopla el inversor [42].....	173
Tabla 26. Ruido der36: Ruido de fondo a 93 kHz [42].....	173
Tabla 27. Ruido der50: Amplitud de armónicos de 5 kHz [42].....	174
Tabla 28. Ruido der51: Amplitud de armónicos de 5 kHz [42].....	175
Tabla 29. Resumen de los resultados de nivel físico para PRIME 1.3.6 y 1.4 .....	188
Tabla 30. Resumen de los resultados de nivel físico para G3-PLC .....	188
Tabla 31. Mapeo en la banda CENELEC-A del campo Tone Map [9].....	218
Tabla 32. Fragmento de la tabla de vecinos a mantener por cada nodo en el campo de alcance.....	219
Tabla 33. Fragmento del campo TMR dentro del formato de trama MAC...220	
Tabla 34. Umbrales mínimos para utilización de subportadoras en Tone Map .....	227
Tabla 35. Incremento de la DEP esperado, en función de la composición del Tone Map .....	228
Tabla 36. Resultados absolutos con el ecualizador optimizado para PRIME 1.3.6 y 1.4 .....	232
Tabla 37. Resultados incrementales con el ecualizador optimizado para PRIME 1.3.6 y 1.4 .....	232




---

Tabla 38. Resultados absolutos incluyendo Reed-Solomon para PRIME 1.3.6 y 1.4 (sobre ecualizador con ajuste de curva Spline) .....	234
Tabla 39. Resultados incrementales incluyendo Reed-Solomon para PRIME 1.3.6 y 1.4 (sobre ecualizador con ajuste de curva Spline) .....	234
Tabla 40. Tone Map seleccionados para cada perturbación y configuración física .....	235
Tabla 41. Resultados absolutos con Tone Map estándar en G3-PLC.....	236
Tabla 42. Resultados incrementales con Tone Map estándar en G3-PLC.....	236
Tabla 43. Resultados absolutos con Tone Map con redistribución de potencia en G3-PLC.....	237
Tabla 44. Resultados incrementales del Tone Map con redistribución de potencia en comparación con el Tone Map estándar de G3-PLC.....	237
Tabla 45. Resultados comparando el codificador convolucional y Reed-Solomon para PRIME 1.3.6 y 1.4 .....	244
Tabla 46. Estudio del incremento de link budget para el ruido impulsivo aleatorio con Tone Map con redistribución de potencia.....	256
Tabla 47. Límites de emisiones en el rango de 0,15 a 30 MHz [2].....	258





## 1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

La red eléctrica inteligente o Smart Grid es aquella que puede integrar de forma eficiente el comportamiento y las acciones de todos los usuarios conectados a ella, de tal forma que se asegure un sistema energético sostenible y eficiente, con bajas pérdidas y altos niveles de calidad y seguridad de suministro. Las tecnologías de comunicación a través de la línea eléctrica o Power Line Communications (PLC) son una tecnología clave para la automatización de la distribución eléctrica. La red de transporte de energía en alta y Media Tensión (MT) ya disponía de inteligencia asociada a sus dispositivos desde años atrás. Sin embargo, la parte más complicada y cara de la automatización de la distribución eléctrica es la automatización de la Baja Tensión (BT), debido al gran número de puntos a comunicar en dichas localizaciones y la poca estabilidad de estos. Este problema es el habitual problema de la última milla de cualquier sistema de comunicaciones, teniendo tantos puntos por comunicar como abonados existen, y estando sujeto a la variabilidad de estos y del medio que los comunica. Para afrontar este reto, las tecnologías PLC de BT tienen la ventaja de no necesitar un despliegue de red de comunicaciones específico, ya que se encuentran provistos de una infraestructura de distribución eléctrica, en la que la instalación de los elementos de la red es sencilla, sin necesidad de depender de una red de comunicaciones externa.

En concreto, las tecnologías PLC de banda estrecha (NB-PLC), que son aquellas que utilizan el espectro de 3 a 500 kHz, son la solución más ampliamente utilizada para la comunicación de los sistemas de Infraestructura Metrológica Avanzada (AMI) en muchos países. Estos sistemas se encargan de la medida, recolección de datos de consumo y análisis de la calidad de la energía utilizada, así como de la comunicación con los dispositivos de medida.

Varios estándares con diferentes características técnicas se están instalando en diversas partes del mundo, promovidos por diferentes compañías y consorcios. Teniendo en cuenta el informe presentado por Prospec [1], que expone el reparto del mercado de las diferentes compañías eléctricas europeas, cabe destacar la difusión de las tecnologías PLC en la banda CENELEC A definida por el Comité Europeo de Normalización Electrotécnica (CENELEC). Esta banda está definida en [2] como la banda disponible para las empresas proveedoras de energía, desde 9 kHz a 95 kHz y el 58% de los contadores de energía eléctrica pertenecen a compañías que automatizan su red con estas tecnologías en esta banda, estando todas estas compañías en una fase muy avanzada de su despliegue. Entre las tecnologías desarrolladas para esta banda de frecuencia, se encuentra PowerLine Intelligent Metering Evolution (PRIME) (definido por la PRIME Alliance en sus diferentes versiones [3] [4] [5] [6] y estandarizado por el Sector de Normalización de las Telecomunicaciones (ITU-T) de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) en [7]). PRIME está impulsada por las eléctricas Iberdrola, Energías de Portugal (EDP) y Naturgy (antes Gas Natural Fenosa), compañías que en conjunto suman 67 millones de contadores [1]. Por otro lado, Meters&More, impulsado por Enel, cuenta con 61 millones de contadores. En último lugar, G3-PLC [8], estandarizado por la ITU en [9], es impulsado por la eléctrica francesa Électricité de France (EDF) y cuenta con 38 millones de contadores. Estos datos ofrecen una referencia del alcance potencial de las tecnologías PLC que respalda cada una de estas compañías eléctricas.

Estos datos se complementan con estudios sobre los proyectos de Smart Grid en Europa, que evalúan las soluciones tecnológicas más desplegadas para aplicaciones de medida de energía en BT. Estos estudios seleccionan ZigBee y NB-PLC como las tecnologías más populares para la comunicación en sistemas de telegestión [10]. Siendo, por tanto, la tecnología NB-PLC una solución extensamente adoptada por las compañías eléctricas para crear una red de comunicaciones para los contadores de electricidad inteligentes con comunicaciones integradas. El PLC tiene ventajas claras en este contexto, ya que no requiere el despliegue de un medio dedicado de comunicación y sus costes de despliegue y operación son bajos en comparación con otras tecnologías.

La línea eléctrica, vista como el medio de comunicaciones de tecnologías PLC, tiene unas características muy particulares, tales como una impedancia y funciones de transferencia muy variables dependiendo de la localización y del



tiempo, así como un ruido estadísticamente cambiante por encontrarse sujeto a nuevas fuentes de ruido y emisiones interferentes que provienen de equipos consumidores o generadores de energía eléctrica. Existen numerosos estudios que caracterizan las líneas eléctricas como medio de comunicación y enumeran las diferentes perturbaciones que se pueden dar en ellas. Por una parte, se encuentran algunos trabajos como los presentados por O'Neal en [11], Hooijen en [12] y [13], Tlich en [14] o Liu en [15], que realizan campañas de medidas en diferentes entornos y presentan sus resultados en forma de resumen estadístico, haciendo un estudio más general del canal. Algunos estudios se centran en características específicas, como por ejemplo, el ruido de tipo impulsivo no síncrono en los artículos presentados por Chan en [16] y Tlich en [14], o la impedancia del canal analizada por Vines en [17]. Este tipo de estudios son muy interesantes para el entendimiento del canal de comunicaciones, si bien no relacionan estos datos con ningún parámetro de rendimiento de tecnologías PLC.

Existen varios documentos que recopilan diferentes conjuntos de ruidos recopilados por organismos de estandarización, tales como CENELEC [18], el Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones (ETSI) [19] y el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) [20]. Estas perturbaciones deben ser superadas durante la propagación de las señales PLC a lo largo de la red de distribución. Por este motivo, resulta interesante realizar análisis que evalúen el rendimiento y las capacidades de cada estándar NB-PLC en diferentes condiciones. Existen diferentes estudios realizados centrados en esta dirección.

Algunos se centran en los efectos sobre tecnologías de comunicación PLC genéricas, como el presentado por Liu en [15], que analiza la distorsión de fase y su relación con las comunicaciones basadas en PLC; o el de Mitra en [21], que estudia el rendimiento de los codificadores convolucionales sobre canales con ruido simulado con cadenas de Markov particionadas; o el de Ndo en [22], que investiga el impacto del ruido impulsivo asíncrono sobre la modulación Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) y la modulación Offset Quadrature Amplitude Modulation (OQAM).

Otros estudios analizan la influencia del canal sobre las tecnologías G3-PLC y PRIME. Hay varios artículos que analizan el rendimiento de PRIME basándose en su comportamiento estadístico en redes de campo, tales como los presentados por Sendín [23] [24] [25] [26], ofreciendo resultados no

repetibles y por tanto no orientados a comparativas en un escenario controlado Este conjunto de estudios está a su vez orientado a las capas superiores de las tecnologías NB-PLC, sin estudiar el rendimiento a nivel físico de las tecnologías.

Por otro lado, existen análisis basados en simulación y laboratorio, como es el caso del trabajo presentado por Matanza en [27], en el que se analiza el rendimiento de la tecnología PRIME en entornos de ruido impulsivo. Kim en [28] analiza el rendimiento de los estándares PRIME y G3-PLC en presencia de ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN), ruido impulsivo y ruido co-canal de banda estrecha. Tanto Matanza en [29], como Hoch en [30], analizan las capas físicas de G3-PLC y PRIME y las comparan mediante un análisis teórico y resultados de simulación. Van Laere en [31] describe un simulador software de capa física G3-PLC. Upadhyay en [32] ofrece resultados simulados comparativos de capas físicas NB-PLC. La mayor parte de estos estudios no utilizan implementaciones certificadas de las tecnologías y ninguno de ellos se realiza con perturbaciones y métricas de prueba estandarizadas.

Adicionalmente, existen muy pocos estudios sobre la tecnología PRIME en su última versión 1.4. Fernandez en [33] y Arechalde en [34] se centran en la extensión de banda PRIME 1.4 de 150 kHz a 500 kHz con estudios de campo no replicables. Siendo por tanto no suficiente para un análisis y comparativa exhaustivos del rendimiento de esta versión del estándar PRIME.

En definitiva, los estudios de rendimiento NB-PLC disponibles son muy limitados. Dichos estudios de rendimiento usan en su mayor parte plataformas que no declaran usar pilas de protocolos certificadas por G3-PLC o PRIME, y casi ninguno se centra en las últimas versiones de dichos estándares. Los estudios PLC disponibles cubren un número reducido de perturbaciones y no perteneciendo ninguna a un conjunto de ruidos estandarizado. Por último, los estudios experimentales en laboratorio utilizan escenarios de prueba no estándar. Tal y como se describe a continuación, existe una gran necesidad de ampliar los estudios en este campo.

## 1.1 Motivación

Hay numerosos artículos que revelan la necesidad actual de una investigación más completa de las perturbaciones de canal y su influencia en los protocolos de comunicaciones de NB-PLC. Estudios recientes señalan que



## 1. Introducción y Objetivos

---

la estandarización a nivel EMC es incompleta [35]. Los estándares EMC se usan en todo tipo de equipo eléctrico, electrónico o de telecomunicaciones, con el objetivo de prevenir la existencia de interferencias en las distintas bandas frecuenciales.

Meyer [36] menciona esta necesidad, afirmando que hay una aceptación general de la necesidad de entender el origen, la difusión y las consecuencias de las emisiones en esta banda frecuencial. Bollen en [37] manifiesta que hay un serio interés en los comités de estandarización en la caracterización del comportamiento del medio en el rango frecuencial de 2 a 150 kHz, ya que a pesar de que este tipo de investigación se está llevando a cabo en varios lugares, el conocimiento en este rango frecuencial sigue siendo limitado.

La comunidad científica da una gran importancia a esta cuestión, habiendo creado diversos grupos de trabajo en las principales asociaciones internacionales y comités de estandarización con el objetivo de centrarse en la definición y regulación de emisiones dentro de este rango de frecuencias. En octubre de 2015, CENELEC publicó la tercera versión de su informe “Interferencias Electromagnéticas entre Equipamiento Eléctrico en el rango de frecuencias de 2 a 150 kHz”, en el cual resalta la necesidad de ofrecer medidas comparables entre sí, realizadas tanto en laboratorio como en instalaciones reales. Este documento destaca a su vez la falta de regulación específica en cuanto a niveles de compatibilidad y límites de emisiones [18]. Dentro de los grupos de trabajo creados en este ámbito, destacan el grupo conjunto de CIGRE-CIRED, C4.24 [38], el grupo IEEE P1250 (Power and Energy Society) y el TC7 de IEEE EMC Society [39] [40] que ha trabajado puntualmente en coordinación con el grupo SC 77A de IEC [41]. En esta línea, los organismos de estandarización dedican sus esfuerzos a caracterizar y documentar las distintas perturbaciones presentes en la banda de 2 a 150 kHz. En este contexto hay colecciones de perturbaciones creadas por organismos como CENELEC [18], ETSI [19] e IEEE [20], lo cual es clave para poder salvar la falta de regulación mencionada.

Las perturbaciones que tienen su origen en el equipamiento de generación y almacenamiento distribuido de energía, o Distributed Energy Resources (DER), también debieran ser analizadas como fuentes de ruido críticas para PLC, tal y como se demuestra en [42]. Estas perturbaciones impactan en los canales de comunicaciones PLC, destacando el impacto creado por la generación distribuida fotovoltaica, el almacenamiento distribuido y los

aerogeneradores. Estas medidas [43] [44] ponen de manifiesto la importancia de estudiar las emisiones en un entorno real en su conjunto. El impacto se demuestra también en el estudio de su influencia sobre las comunicaciones. Dado que algunas de las funcionalidades más importantes de las comunicaciones en las microrredes son la monitorización y el control, las emisiones que afecten a las comunicaciones también pueden afectar a las acciones que desempeñen dichas comunicaciones en la gestión de la energía. Por tanto, el comportamiento en campo de los equipos de telegestión inteligente basados en comunicaciones PLC se puede ver afectado directamente por los elementos de generación y almacenamiento distribuido. De aquí el interés de utilizar colecciones de los tipos de ruido creados por los DER en el estudio del impacto de dichas perturbaciones en la banda de 2 a 150 kHz.

Ante esta necesidad y este vacío de estandarización de EMC, esta tesis se centra en el análisis de la influencia de las perturbaciones de canal en las diferentes tecnologías de comunicación NB-PLC de tecnología abierta, aprobadas por organismos internacionales y que se encuentran desplegadas en Europa: PRIME 1.3, PRIME 1.4 y G3-PLC. Para ello, se abordan las distintas condiciones del canal de propagación en la banda de 2 a 150 kHz, considerando múltiples perturbaciones de canal representativas, perfectamente definidas, repetibles y respaldadas por la comunidad científica.

## 1.2 Objetivos

El objetivo principal es caracterizar la influencia de perturbaciones presentes en la red eléctrica sobre la capa física de los estándares de comunicaciones NB-PLC de tecnología abierta (PRIME 1.3, PRIME 1.4 y G3-PLC), para proponer mejoras concretas aplicables a futuras versiones de estas tecnologías PLC que mejoren su robustez frente a dichas perturbaciones. Para ello, se debe diseñar y desarrollar una metodología de medida replicable, donde se compare el rendimiento de múltiples configuraciones físicas bajo las mismas condiciones, lo cual es un reto innovador requerido por CENELEC [18]. Los resultados obtenidos en la influencia de las perturbaciones permitirán identificar propuestas de mejora que sean aplicadas a las tecnologías NB-PLC y evaluadas de forma objetiva.

Este objetivo principal se desglosa en una serie de objetivos secundarios.



### **Desarrollo de un entorno de prueba replicable y automatizado.**

- Desarrollar un entorno de pruebas controlado y repetible.
- Maximizar el nivel de automatización mediante el diseño de un laboratorio virtual que simule el rendimiento real del equipamiento NB-PLC que permita emular cualquier tecnología incluida en el estudio. Se trata de una herramienta orientada a la investigación que no solo permita analizar tecnologías de comunicación existentes, sino que aporte la información y los recursos suficientes para acelerar la integración de mejoras en dichas tecnologías.

### **Análisis de los límites de rendimiento de la capa física de las tecnologías PLC.**

- Realizar un desarrollo y estudio modular de la capa física de la tecnología PRIME 1.3.6.
- Investigar el impacto de ruidos sintéticos (casos límite no necesariamente representativos) y respuestas frecuenciales de canal sintéticas al rendimiento PLC.
- Obtener conclusiones de los límites de funcionamiento de la tecnología OFDM.

### **Investigación avanzada del rendimiento de las tecnologías PLC ante perturbaciones reales.**

- Identificar, caracterizar y seleccionar perturbaciones, señales interferentes y fuentes de ruido (de diferente naturaleza e intensidad) representativas de situaciones reales en la red eléctrica.
- Seleccionar métricas y metodologías de prueba estandarizadas y aceptadas por la comunidad científica.
- Realizar el análisis del rendimiento de las tecnologías PLC ante las perturbaciones de canal seleccionadas, para las diferentes configuraciones físicas y técnicas de comunicación.
- Identificar los mecanismos de robustez de los diferentes sistemas de codificación de canal frente a aquellas perturbaciones representativas de las redes PLC.

### **Propuestas de mejora del rendimiento de las tecnologías PLC.**

- Definir propuestas de mejora de la capa física para optimizar la respuesta de las tecnologías NB-PLC ante las perturbaciones presentes en la red eléctrica, con el fin de proporcionar un mejor rendimiento.

- Implementar las propuestas de mejora seleccionadas en el laboratorio virtual.
- Evaluar dichas propuestas de mejora, aplicando los mismos procedimientos de análisis, para poder cuantificar de forma objetiva la mejora obtenida, con respecto a los estándares originales.

### 1.3 Alcance y organización del documento

El estudio realizado se describe según la siguiente secuencia. El **capítulo 1** contextualiza la presente tesis doctoral y detalla los objetivos planteados.

En el **capítulo 2** se describe el estado del arte de la temática de la tesis; en concreto, de las perturbaciones sobre la red eléctrica, la capa física de las tecnologías de comunicaciones NB-PLC y los análisis realizados sobre la influencia de dichas perturbaciones en estas tecnologías de comunicaciones.

El escenario de pruebas para el estudio es configurado con un laboratorio virtualizado, cuyo diseño, desarrollo y validación es parte del alcance de esta tesis, y se describe en el **capítulo 3**.

Antes de abordar el análisis del rendimiento de las tecnologías NB-PLC, es necesario conocer los límites de la capa física de las tecnologías en estudio. Por esta razón, se realiza en el **capítulo 4** un estudio de los límites de PRIME 1.3.6, en función de sus parámetros físicos principales, como referencia de las tecnologías NB-PLC. En este contexto, se debe acotar el impacto de diferentes ruidos sintéticos y formas de canal.

Una vez conocidos los límites de la capa física y desarrollado el escenario de pruebas virtualizado, en el **capítulo 5** se plantea la investigación avanzada del rendimiento PLC. Se evalúa la influencia de las condiciones habituales de la red eléctrica sobre los estándares seleccionados, midiendo su rendimiento bajo perturbaciones estándares y controladas. Esta sección describe la metodología y métricas de prueba seleccionadas. El análisis de resultados permitirá identificar una serie de propuestas de mejora aplicables a las tecnologías PLC en estudio.

En el **capítulo 6**, se evalúa el rendimiento de cada una de las propuestas de mejora identificadas.

## 1. Introducción y Objetivos

---

Se concluye la tesis enumerando las diferentes aportaciones derivadas de este trabajo, detallando la difusión de los resultados obtenidos, y planteando las posibles líneas futuras, en el **capítulo 7**.

Este estudio tiene un alcance mayor que otros realizados hasta el momento por varios motivos:

- Incluye una completa comparativa entre las configuraciones físicas, incluyendo todos los modos CENELEC-A disponibles para las tecnologías G3-PLC y PRIME. Como contribución clave, incluye el estándar PRIME en su última versión 1.4 y los modos coherentes de G3-PLC.
- Sigue un procedimiento, escenario y métricas de prueba estandarizados. Se basa en el estándar ETSI TS 103 909 v1.1.1 [19] como escenario estándar y replicable para determinar el rendimiento de las tecnologías NB-PLC bajo condiciones de canal realistas.
- Se evalúan múltiples tecnologías bajo exactamente las mismas circunstancias, en un entorno controlado y replicable.
- Se mide el rendimiento de las tecnologías NB-PLC con una implementación completa del nivel de capa física de aquellos módems NB-PLC cuya tecnología está certificada por las alianzas PRIME y G3-PLC.
- Se obtienen datos de rendimiento de los receptores PLC bajo un extenso conjunto de patrones de ruido estándares y controlados. Incluye 31 formas de onda de ruido tomadas del estándar ETSI TS 103 909 v1.1.1 [19], complementados con una selección de perturbaciones medidas en campo en un entorno DER.
- Se proponen, diseñan e implementan varias mejoras innovadoras para PRIME y G3-PLC. Se evalúa, de forma individualizada, el impacto de cada una de estas mejoras en el rendimiento, considerando todos los modos de configuración disponibles, mediante el procedimiento, el escenario y las métricas definidos en el estándar ETSI TS 103 909 v1.1.1 [19], y para las 31 formas de onda de ruidos seleccionadas. En concreto, se implementan y se evalúan para PRIME un mecanismo de equalización y una mejora del sistema de codificación; para G3-PLC el impacto al rendimiento del mecanismo Tone Map de supresión de subportadoras dinámico en su modo estándar y planteando una evolución de este.





## 2 ESTADO DEL ARTE

El estado del arte aplicable a esta tesis se estructura en la información relativa al canal de comunicaciones NB-PLC, la información de las tecnologías de comunicaciones NB-PLC y el análisis de cómo les afectan las características del canal y sus perturbaciones a los estándares NB-PLC. En concreto, se incluyen los siguientes conceptos en el análisis del estado del arte:

**Caracterización de la red de BT como medio de transmisión.** Se analiza el estado del arte de la red de BT como medio de transmisión para tecnologías PLC, desde el punto de vista del ruido existente en el canal, la función de transferencia y la impedancia que presenta este medio. Dentro de este estudio, se recopilan y describen los conjuntos de perturbaciones representativas de la red eléctrica disponibles para su estudio en la comunidad científica internacional.

**Estándares de comunicaciones NB-PLC.** Se describen las diferentes tecnologías de comunicaciones NB-PLC, centrándose en la capa física, ya que es la parte que analiza esta tesis.

**Análisis de rendimiento de NB-PLC.** Se describen los trabajos realizados sobre el comportamiento de las tecnologías NB-PLC en diferentes situaciones y con diferentes metodologías.

**Mejoras propuestas a las tecnologías PLC.** Se muestran los trabajos disponibles orientados a mejorar el rendimiento de los estándares NB-PLC.

## 2.1 Caracterización de la red de BT como medio de transmisión

Hay un amplio estado del arte sobre la caracterización del canal de BT como medio de transmisión de propósito general.

Estos estudios se concentran en diferentes aspectos de la red de BT (siguiendo una clasificación similar a la descrita en [45]), para caracterizarla como medio de comunicaciones. Los aspectos que se tratan son:

**Ruido.** Parte de la señal recibida que no proviene de la señal deseada orientada a la comunicación, sino de un fenómeno externo al proceso de comunicaciones.

**Respuesta del canal.** Descripción de cómo la señal de comunicaciones se ve distorsionada por atravesar el canal de propagación.

**Impedancia de acceso del canal.** La impedancia de acceso del canal está relacionada con la capacidad del canal para absorber la señal PLC o reflejarla en el punto de inyección.

Una vez analizadas estas características del medio de transmisión, se hará hincapié en diferentes colecciones de perturbaciones en la banda de frecuencias de interés, para seleccionar una serie de perturbaciones representativas que permitan evaluar el comportamiento de los sistemas NB-PLC. Para ello, se describirán sus diferentes características y se analizarán aspectos clave, tales como su detalle o repetibilidad.

### 2.1.1 Ruido en la red eléctrica de BT

El objetivo de esta sección es el análisis de los tipos de perturbaciones existentes en el canal y su naturaleza y origen. Los ruidos en la red eléctrica de BT se pueden clasificar atendiendo a diferentes criterios.

Aunque en ocasiones se consideran como perturbaciones de la tensión de alimentación, desde un punto de vista de la ingeniería eléctrica (tal y como se hace en [46]), en este estudio se realiza una clasificación aplicada al ámbito PLC, lo cual permite relacionar los tipos de perturbaciones con su influencia en la calidad de las comunicaciones [12]. Siguiendo este enfoque, los ruidos se pueden clasificar atendiendo a sus características espectrales y/o temporales,



su periodicidad o su sincronización con la red eléctrica, en las siguientes categorías:

- Ruido de fondo
- Ruido impulsivo
- Ruido síncrono con la red eléctrica
- Ruido de banda estrecha

### *2.1.1.1 Ruido de fondo*

El ruido de fondo se caracteriza por estar todo el tiempo y tener un espectro amplio. Se le llama ruido de fondo, precisamente, por tener su potencia distribuida en toda la banda y en el todo el tiempo. Este ruido es generalmente de una Densidad Espectral de Potencia (DEP) baja, en comparación con otros tipos de ruido, pero es especialmente interesante por afectar en todo momento.

En la red eléctrica de BT como medio de comunicaciones, el ruido de fondo se considera ruido coloreado [12] [45]. En este estudio, consideraremos el AWGN como un tipo de ruido de fondo, no porque sea un ruido habitual en la red eléctrica, sino porque resulta interesante considerarlo desde un punto de vista metodológico, por ser utilizado generalmente como referencia en la medición de la calidad de los diferentes protocolos de comunicaciones.

El ruido gaussiano es el ruido cuya densidad de probabilidad responde a una distribución normal (o distribución de Gauss). Un ruido gaussiano se considera un ruido blanco si no presenta una correlación en el tiempo (dos conjuntos cualesquiera de valores en el tiempo presentan distribuciones independientes). En la naturaleza no hay fuentes de origen puramente gaussiano desde el punto de vista ideal (cuántico), pero el teorema del límite central asegura que, si se suma un número suficientemente grande de variables aleatorias independientes, la distribución resultante es una distribución gaussiana. Esto hace que, en la práctica, a nivel macroscópico, se encuentren muchos ruidos gaussianos en la naturaleza. Este ruido se suele utilizar como referencia en los sistemas de comunicaciones, como ruido de referencia sobre el que caracterizar un sistema de comunicaciones. Cuando se habla de la potencia de este ruido se hace referencia, generalmente, a la parte de dicho ruido que entra en la banda de trabajo, dado que, por definición, este ruido tiene un espectro infinito.

Por otro lado, el ruido coloreado es un ruido que presenta una DEP desigual a lo largo de la banda de trabajo. Este ruido se puede derivar directamente de un ruido blanco que atraviesa una red con una respuesta frecuencial no plana, dando resultado a un ruido coloreado. También puede ser coloreado directamente en origen, por una generación directa dependiente de la frecuencia [47].

En general, en el entorno PLC de BT, el ruido es coloreado, tal y como se describen en los artículos [11], [13] y [17]. En ellos se hace referencia a una caída de 35 dB/década, con valores de -90 dB(W/Hz) a 9 kHz y -125 dB(W/Hz) a 95 kHz. En cuanto a la variación temporal de los mismos, durante la noche (entendiendo como noche las horas del día de baja actividad humana) se tienen unos valores de amplitud de ruido muy estables y cercanos a la media, mientras que durante el día se pueden elevar, según el momento, entre 15 dB y 20 dB.

Nótese que, debido al hecho de que gran parte de este ruido proviene de las fuentes de consumo eléctrico, está muy sujeto a la actividad humana y puede tener una variabilidad grande. En estudios como [17], se hace referencia a diferentes tipos de ruido, y se muestra cómo los patrones de ruido son muy diferentes dependiendo de si un elemento es un motor o una luminaria.

No obstante, desde el punto de vista estadístico, se puede considerar que el ruido tiene la distribución de la ecuación (2.1), donde  $K$  es una variable de distribución normal de media -8,46 y desviación estándar 0,5 (medido en una impedancia de entrada de 50  $\Omega$ ) [13].

$$N(f) = 10^{K-3,95 \cdot 10^{-5} f} [W/Hz] \quad (2.1)$$

Es más útil expresar la distribución del ruido en forma de tensión como en la ecuación (2.2), ya que es un medio compartido por cientos de equipos, y se procura dejar los equipos con una impedancia alta de entrada para que afecten lo mínimo posible al medio, por lo que se puede considerar que las medidas se hacen en tensión.

$$N(f) = \sqrt{50} \cdot 10^{\frac{K}{2}-1,975 \cdot 10^{-5} f} [V_{RMS}/Hz] \quad (2.2)$$

En [48], se describe que en entornos urbanos y de oficina el ruido puede tener una potencia 73 dB $\mu$ VRMS, mientras que entornos rurales puede llegar

a 48 dB $\mu$ VRMS. Estudios posteriores en esta línea [12] muestran que valores de ruido de fondo habituales son -90 dB(W/Hz) a 9 kHz y -125 dB(W/Hz) a 95 kHz, siendo homogéneos en los diferentes entornos donde se toma la medida. Dostert [45] trata los ruidos de fondo mostrando un ejemplo gráfico comparativo con otros ruidos en la red como son los motores universales en operación o las interferencias de un televisor.

### 2.1.1.2 *Ruido impulsivo*

El ruido impulsivo se caracteriza por su corta duración, comparada con las unidades de tiempo que se barajan en el sistema de comunicaciones a utilizar. En algunas referencias bibliográficas se plantea el ruido impulsivo como aquel ruido que dura menos de 100  $\mu$ s [12], mientras en otras encontramos clasificados como ruido impulsivo ruidos de entre 1  $\mu$ s y 48 ms [14], aunque en otros casos, estos últimos se podrían considerar como ráfagas de ruido. Las distribuciones de amplitud, anchura y espaciado temporal son muy variables, y dependen en gran medida del origen del ruido y de su localización [16]. En general, a mayor duración, menor amplitud, y viceversa, porque suelen tener un origen limitado en potencia.

Este tipo de ruidos se deben a un efecto transitorio como reacción a una excitación física. Este efecto transitorio desaparece rápidamente con el tiempo. En [14] se mencionan ejemplos de este tipo de ruido, como el encendido de una cafetera, el apagado de un termostato de calefacción, el enchufado y desenchufado de un ordenador portátil, el encendido de un abrelatas eléctrico, el cierre de puerta de un frigorífico, el descolgado de teléfono, el encendido de una televisión plana, y en general, cualquier proceso transitorio de cualquiera de los aparatos conectados a la red.

Dentro de estos ruidos se podrían hacer subclasificaciones, en referencia a su repetitividad o periodicidad. Podríamos decir que hay tres tipos de ruido impulsivo: el ruido impulsivo aperiódico, el ruido impulsivo periódico síncrono con la red eléctrica y el ruido impulsivo periódico asíncrono con la red eléctrica.

Un ruido aperiódico se caracteriza por no tener una periodicidad. Este tipo de ruidos se deben a estados transitorios que no tienen una excitación con una repetitividad temporal clara. Este tipo de ruido puede llegar a tener una amplitud muy elevada y suelen tener lugar de forma esporádica, debido a

operaciones de conmutación de cargas. Un ejemplo de este tipo de ruido es el generado al abrir o cerrar un interruptor de forma manual.

Un ruido impulsivo periódico síncrono con la red eléctrica se caracteriza por ser debido a un efecto transitorio debido a la excitación provocada por el cambio de signo de la tensión o la corriente de la red eléctrica en alguno de los puntos de la red. El resultado es un tren de pulsos en el dominio del tiempo con la misma periodicidad que la red eléctrica o alguno de sus armónicos. Ejemplos de este tipo de ruido son los producidos por el transitorio de un circuito rectificador, que no es más que un circuito que conmuta de estado con la excitación de la red eléctrica y presenta un transitorio en ese mismo momento.

Un ruido periódico impulsivo es un ruido periódico que es excitado por otro evento periódico que no es la red eléctrica. Por ejemplo, los estados de conmutación de una máquina mecánica de funcionamiento repetitivo.

#### *2.1.1.3 Ruido de banda estrecha*

Un ruido se considera de banda estrecha cuando afecta a una parte reducida de la banda de trabajo. Este ruido puede ser generado por diferentes efectos. En primer lugar, puede ser generado por un efecto resonante de las impedancias presentes en la línea, que hace que las excitaciones se concentren en una parte específica de la banda de trabajo. En segundo lugar, puede ser debido a ruido introducido en la red eléctrica por equipamiento de naturaleza selectiva en frecuencia, como, por ejemplo, ruido de fuentes de alimentación conmutadas o ruido generado por motores. Adicionalmente, puede ser introducido por el acoplamiento de señales de radiofrecuencia (RF). En el caso de la banda de trabajo que nos preocupa, se trata de transmisiones de Onda Larga (OL), en la mayor parte de los casos, transmisiones de radio comercial de Amplitud Modulada (AM) [45].

#### *2.1.2 Respuesta de canal*

La respuesta de canal se puede estudiar en base a diferentes parámetros. Se puede analizar el módulo de la respuesta frecuencial del canal, el retardo de grupo del canal o la fase de la respuesta frecuencial. En esta sección se estudia la bibliografía, considerando la respuesta del canal para la utilización de tecnologías NB-PLC.

### *2.1.2.1 Módulo de la respuesta frecuencial del canal*

El módulo de la respuesta frecuencial del canal puede caracterizarse según diversos parámetros, tales como la atenuación media o la selectividad frecuencial. En principio, la respuesta frecuencial depende fuertemente de la localización, de la topología de la red eléctrica y de la distribución de cargas en la misma.

Estudios como [12] muestran que los valores típicos de atenuación pueden ser de 100 dB/km en la banda CENELEC A (de 9 a 95 kHz). Sin embargo, se han llegado a medir atenuaciones en entornos industriales de menos de 20 dB en líneas de 750 m. En consecuencia, no está demostrado que la relación entre distancia y atenuación sea siempre exponencial, debido a que, en las líneas más largas, generalmente, el número de puntos de suministro por kilómetro (y, por tanto, el número de derivaciones) también es menor. Según [12], niveles prácticos de atenuación pueden variar entre 40 dB y 100 dB.

### *2.1.2.2 Retardo de grupo*

En estudios como [49] se demuestra que el retardo de grupo de la señal es despreciable, cuando se trata de usar la banda CENELEC A, no superando en la mayoría de los casos los 2  $\mu$ s.

Este retardo de grupo puede ser considerado para tecnologías PLC de banda ancha (BB-PLC), pero para el caso de NB-PLC no tiene ningún efecto y cualquier tecnología OFDM va a tener un tiempo de símbolo muy superior al retardo de grupo.

### *2.1.2.3 Desplazamiento de fase del canal*

Para las comunicaciones codificadas en fase es importante ver la variación temporal de las modulaciones en fase. Algunos estudios, como [12], hacen referencia a que las variaciones temporales de la fase no suelen superar  $\pm 10^\circ$  en la banda CENELEC A (de 9 a 95 kHz), haciendo viables las demodulaciones coherentes.

En [15], se muestra que la respuesta en fase varía de forma importante con la frecuencia: es frecuente que, cuando se cambia de octava, la fase tenga cambios superiores a  $90^\circ$ , mientras que a lo largo del tiempo confirma los resultados de [12], describiendo cambios de fase no superiores a  $\pm 10^\circ$ .

### 2.1.3 Impedancia del canal

Hay que tener en cuenta el hecho de que este tipo de tecnologías en la banda CENELEC A están principalmente impulsadas por la metrología y que este sector tiene limitada su impedancia reactiva y su precio de venta. Todo ello hace que su acoplo, generalmente capacitivo, tenga una impedancia de acoplo con un valor no todo lo bajo que sería deseable para la comunicación PLC. Esto hace particularmente interesante el estudio de la impedancia de acceso del medio.

La impedancia varía con la frecuencia porque se debe a los efectos capacitivos e inductivos de los equipos conectados al medio. Del mismo modo, la impedancia varía de forma notable con el tiempo, debido a la variación en el número y tipo de cargas conectadas en la red en cada momento.

Según se hace referencia en [12], la impedancia en las líneas de BT cerca del transformador puede variar entre  $0,5 \Omega$  y  $10 \Omega$ . Un transformador de tamaño medio en Europa suele dar servicio a alrededor de 400 puntos de suministro, repartidos en 3 fases.

En [13] y [17] se analiza la impedancia en función de la frecuencia y de la hora, siendo la impedancia medida más baja durante la noche que durante el día, y mucho más baja para frecuencias inferiores a 40 kHz que para frecuencias superiores. En general, la bibliografía coincide en concluir que, por debajo de 40 kHz, la impedancia de la red es generalmente mucho más baja que para frecuencias superiores. Por ejemplo, en [50] se obtienen valores de impedancia en los centros de transformación de  $0,2 \Omega$  a 40 kHz, y de  $1 \Omega$  en torno a 90 kHz.

### 2.1.4 Recopilaciones de perturbaciones

En esta sección se presentan diferentes colecciones de perturbaciones de la red eléctrica de BT disponibles. El objetivo es poder elegir un conjunto de perturbaciones patrón representativas que poder repetir y sintetizar en un laboratorio.

#### 2.1.4.1 CENELEC SC205A STUDY REPORT [18]

CENELEC ha estudiado los ruidos que afectan al NB-PLC y los ha consolidado en el informe [18]. El objetivo principal de este documento es

enfatar la necesidad de regular las emisiones en la banda de 2 kHz a 150 kHz. Siguiendo este propósito, el informe presenta una colección de medidas y su análisis para diferentes ruidos conducidos en esta banda. El análisis de las perturbaciones presentadas en este informe se encuentra dividido en dos casos, y se basan en capturas de ruidos reales en campo y en laboratorio.

**Medición general de emisiones.** Este caso consta de medidas realizadas de equipos seleccionados por su función o comportamiento esperado, pero que no han formado parte de ningún caso de interferencia electromagnética (EMI). Este conjunto de equipos ha sido analizado en 5 países y el trabajo realizado por el grupo de trabajo IEC SC 77A WG8. Durante este tipo de estudios se han realizado tanto medidas de ruido de origen desconocido presente en líneas de distribución eléctrica de BT en bloques de apartamentos, como el ruido medido en laboratorio generado por determinados aparatos eléctricos.

**Casos de EMI.** Dentro de este análisis se presenta información descriptiva de cada caso de interferencia, así como medidas de laboratorio de muchos aparatos. Algunas de las medidas se han realizado como medidas de DEP, medidas pico y cuasi-pico en montajes de laboratorio, utilizando los procedimientos de la normativa de emisiones conducidas [2] [51]. Los casos de EMI registrados en el informe se refieren, en unos casos, a la señal PLC interfiriendo sobre otros sistemas, y en otros, al caso contrario de la señal de otros sistemas interfiriendo a sistemas PLC.

En este informe se presentan datos de emisiones conducidas de los siguientes tipos de aparatos:

- Lámparas compactas
- Lámparas fluorescentes
- Lámparas de diodo de emisión de luz (LED)
- Sierra circular
- Taladro percutor
- Sierra de calar
- Inversores de 4 kW a 12 kW
- Convertidores de alimentación activa
- Inversores fotovoltaicos
- Fuente de alimentación de receptor de televisión
- Fuente de alimentación de un ordenador personal
- Otras fuentes de alimentación
- Rectificadores de torre de comunicaciones celulares
- Instalaciones comunitarias de televisión y amplificadores de antena de televisión.
- Sistemas de alimentación ininterrumpida de

- ordenadores personales y servidores.
- Sistemas de videovigilancia
- Amplificador de receptor de satélite
- Receptor de televisión
- Reproductor de DVD
- Routers y switches Ethernet
- Ordenadores personales
- Estación base celular 4G/LTE
- Envejecimiento de convertidores de tensión continua
- Cargador de batería y convertidor de tensión
- Inversores de frecuencia de planta industrial
- Ventiladores controlados por frecuencia
- Bombas controladas por frecuencia
- Inversores de planta de tratamiento de residuos
- Inversor de planta de cogeneración
- Varios inversores de abastecimiento de áreas rurales
- Lavadora comercial
- Estación de bombas de frecuencia variable
- Iluminación eficiente energéticamente
- Lámparas fluorescentes
- Iluminación de emergencia
- Conmutadores de fibra óptica

La Figura 1 y la Figura 2 son ejemplos de capturas presentadas en el informe para los casos del ruido generado por una lámpara compacta y de un

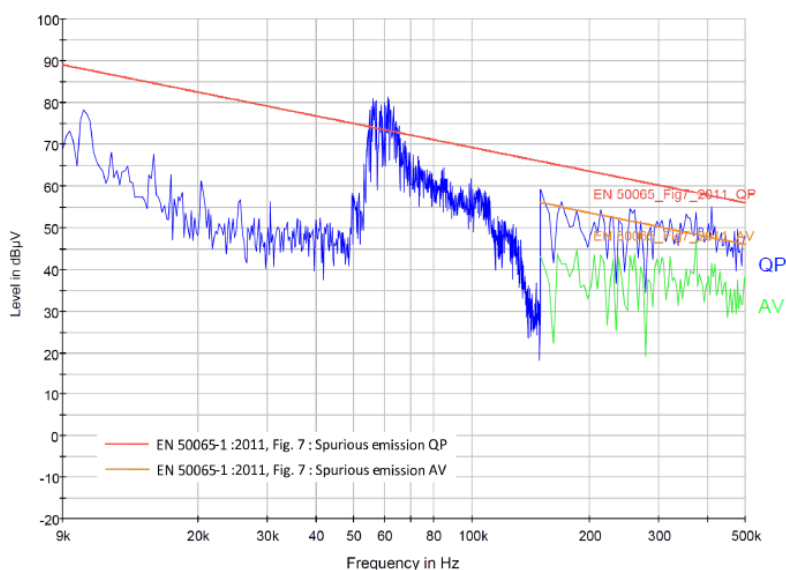


Figura 1. Ejemplo de emisiones de lámparas compactas [18]



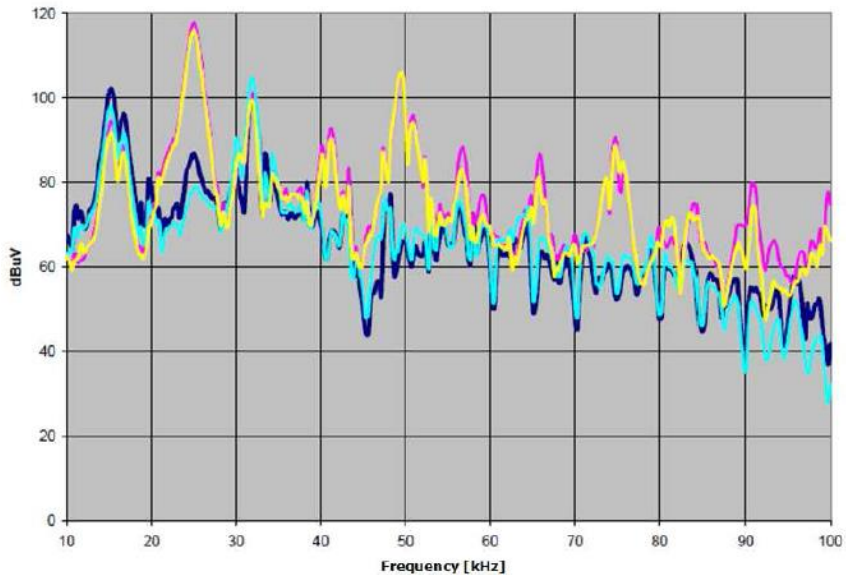


Figura 2. Ejemplo de comparación de nivel de ruido de fondo (en azul) y ruido generado por un inversor fotovoltaico [18]

inversor fotovoltaico, respectivamente. En el primer caso, se utiliza el montaje especificado por la normativa de emisiones conducidas en [2], y en el segundo caso, las medidas son realizadas con un analizador de espectros y un acoplador en la línea eléctrica.

#### 2.1.1.4.2 ETSI TS 103 909 V1.1.1 (2012-12) [19]

En un entorno PLC habitual, los numerosos equipos conectados a la red eléctrica generan una gran variedad de tipos de ruido. Un análisis del entorno de red de BT muestra los ruidos generados por los distintos equipamientos. El documento ETSI TS 103 909 [19] clasifica los ruidos en cuatro categorías y detalla las formas de onda para cada tipo de ruido. Incluye a su vez un entorno de red sin degradaciones por ruido para realizar ciertas medidas. Estos ruidos son un conjunto de 31 formas de onda, como combinación de ruidos sintéticos complementados con capturas de ruidos reales, agrupados en las siguientes categorías:

- Ruidos tonales.
- Ruido impulsivo periódico.
- Ruido impulsivo aleatorio.
- Ruidos intencionados de comunicaciones.

Esta definición se basa en características de ruidos reales, que representan a entre el 95 y el 99% de los niveles de amplitud de ruido que pueden encontrarse en despliegues de campo (tal y como se define en la sección 4.1 del documento ETSI [19]). El objetivo de esto es incluir características reales que representen una situación más exigente que la habitual que pueda encontrarse en unas pruebas de campo.

Estas son las cuatro categorías de ruido estandarizadas en las especificaciones técnicas de [19]:

**Ruidos tonales (25 formas de onda).** Las fuentes de ruido tonal que están modelizadas en esta especificación técnica son el ruido generado por convertidores de potencia conmutados. La gran mayoría de los productos electrónicos modernos usan este tipo de convertidores electrónicos de potencia. Por cuestiones de eficiencia y tamaño de la solución final, la frecuencia de conmutación varía entre 25 kHz y 150 kHz. Dentro de esta especificación técnica se prueba una colección de 25 ruidos tonales de distintas frecuencias de conmutación, desde 26 kHz hasta 146 kHz, en saltos de 5 kHz. Este ruido generado tiene mucha componente armónica, que generalmente decrece con la frecuencia. La mayoría de los países tienen regulaciones que restringen las emisiones de este tipo a partir de cierta frecuencia. La Figura 3 representa la señal del ruido tonal de 26 kHz y la Figura 4 compara su DEP con la DEP estimada para el rango de percentiles 95-99 de la Figura 5.

**Ruido impulsivo periódico (1 forma de onda).** En esta especificación técnica se modela el ruido generador por dimmers de lámparas implementados mediante TRIACs. Este tipo de dispositivos conectan las lámparas a la red eléctrica por una fracción del ciclo de la red eléctrica, de forma controlada.

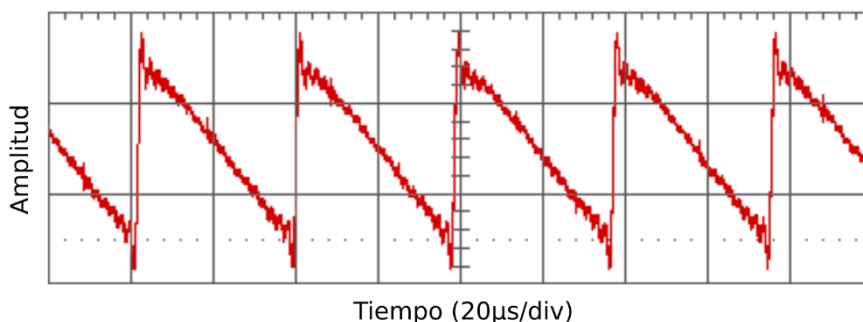


Figura 3. Forma de onda del ruido tonal de 26 kHz, con 710 mVpp [19]

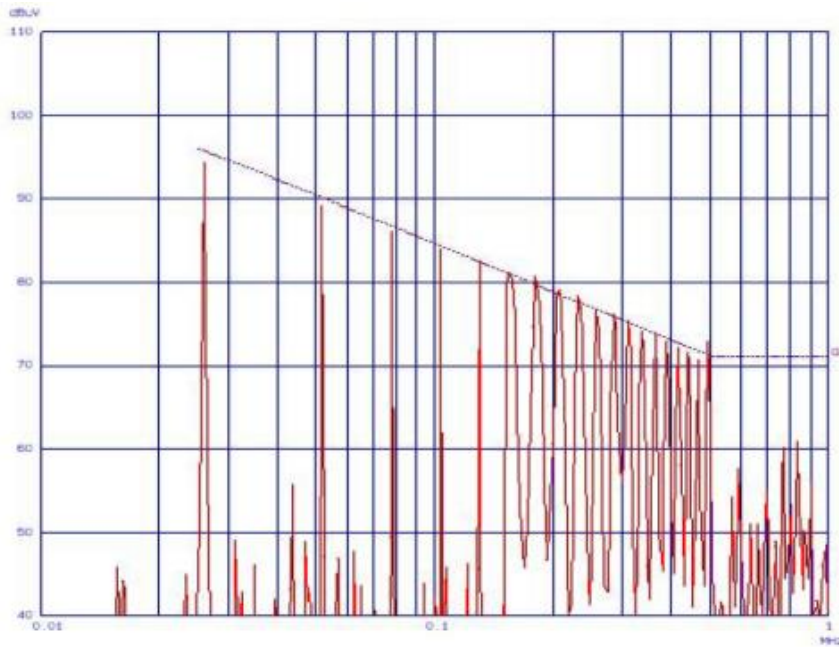


Figura 4. Densidad espectral de ruido tonal de 26 kHz (rojo) comparado con los límites de emisión de cuasi-pico (morado) [19]

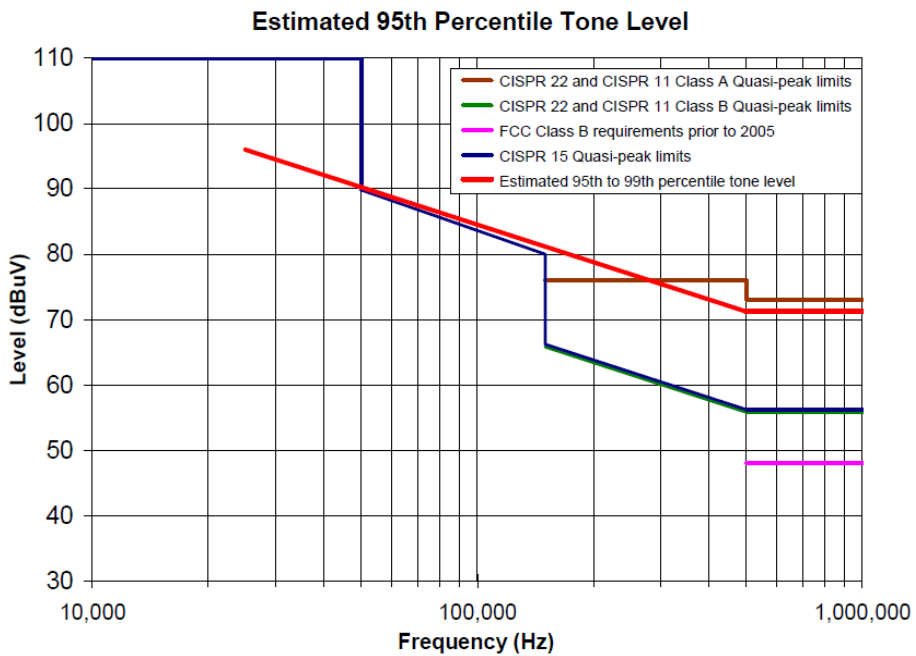


Figura 5. Densidad espectral de ruido estimada para el rango de percentiles 95-99 [19]

Esto genera un ruido síncrono con la red eléctrica. La Figura 6 representa la señal que [19] utiliza como señal de ruido impulsivo periódico generada por un dimmer comercial conectado a una lámpara de 100 W.

**Ruido impulsivo aleatorio (1 forma de onda).** La ETSI TS 103 909 considera como ruido impulsivo aleatorio representativo el ruido impulsivo generado por la conmutación de las escobillas de motores corriente alterna (CA). Se trata de una captura de ruido real, en concreto selecciona la señal grabada de un aspirador convencional. La Figura 7 representa esta señal de referencia en el tiempo, mientras que la Figura 8 representa su espectro frecuencial. El documento ETSI selecciona una forma de onda que representa este efecto.

**Ruido intencionado de comunicaciones (4 formas de onda).** Esta especificación técnica selecciona cuatro señales de comunicación como representativas: un dispositivo con modulación de fase binaria (BPSK) que cumple ISO/IEC 14908-3 [52] y tres formas de onda de intercomunicadores por la red eléctrica (o monitores de bebés) que transmiten señales de frecuencia modulada (FM) a 160 kHz, 250 kHz y 400 kHz.

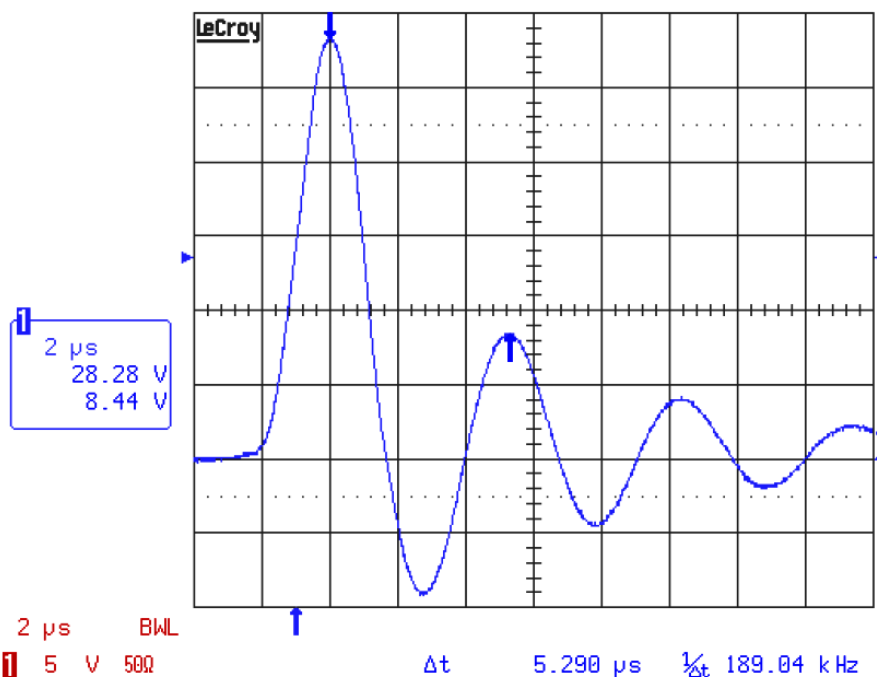


Figura 6. Ruido impulsivo periódico de ETSI TS 103 909, en el dominio del tiempo [19]

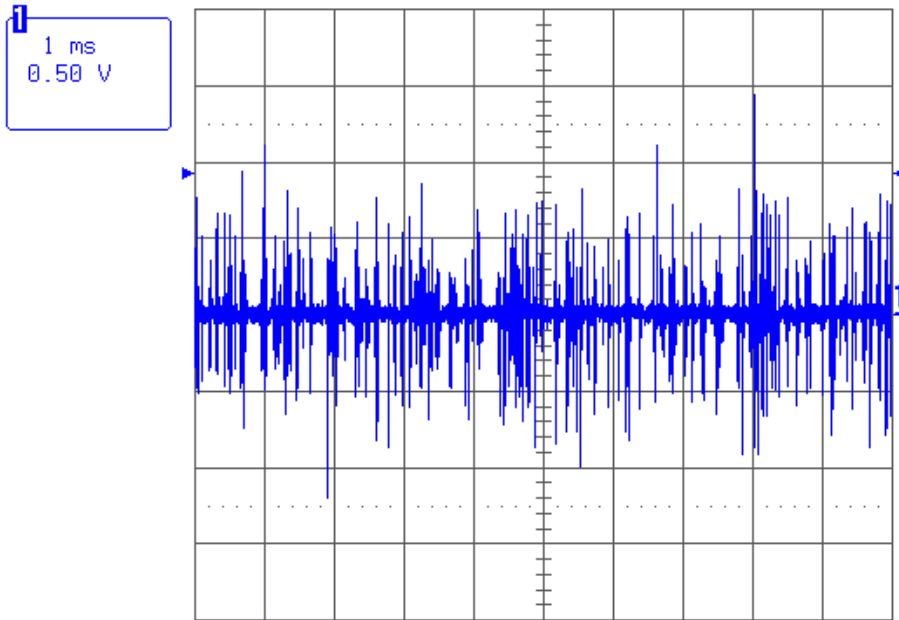


Figura 7. Ruido impulsivo aleatorio de ETSI TS 103 909, en el dominio del tiempo [19]

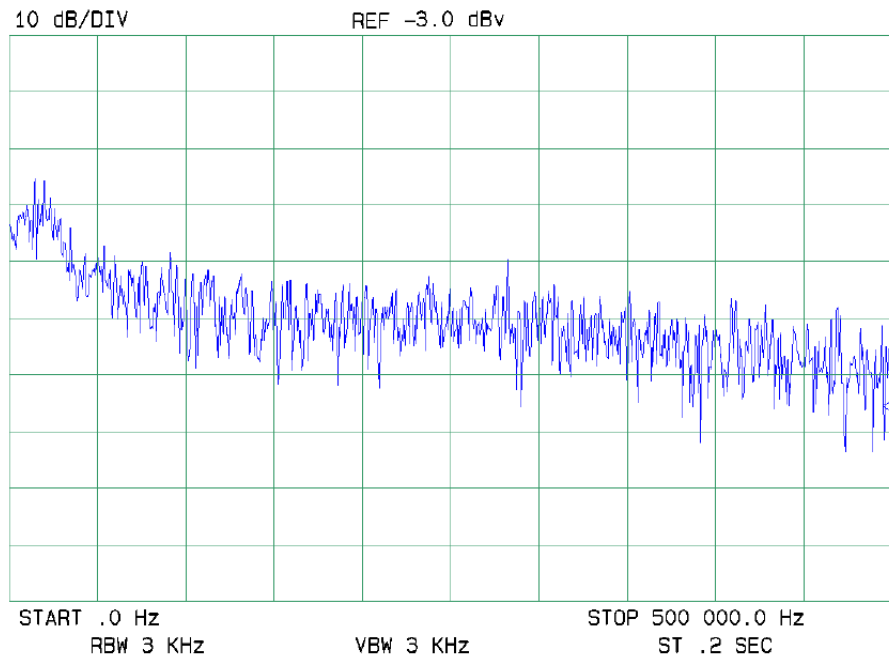


Figura 8. Espectro de la señal de ruido impulsivo aleatorio de ETSI TS 103 909 [19]

### 2.1.4.3 Modelos de canal definidos en IEEE Std 1901.2-2013 Annex D

El estándar de comunicación IEEE Std 1901.2 [20] define un estándar de comunicaciones NB-PLC. Aunque este estándar no ha sido utilizado de forma masiva en el mundo de las Smart Grids, el anexo D presenta unos modelos interesantes de la respuesta frecuencial de canal y del ruido de canal, bajo diferentes puntos de vista.

Lo que se describen son mecanismos de modelizado de canal que incluyen tanto la respuesta frecuencial como el ruido. Son modelos paramétricos que se podrían utilizar para representar capturas realizadas fuera del alcance del documento IEEE.

**Modelo de desvanecimiento.** Modelo estadístico con valores propuestos dentro de un rango, que permiten generar un número infinito de canales.

**Modelo de matrices ABCD.** Se presentan las diferentes casuísticas sin detallar y los valores que permiten replicarlos.

**Modelos de ruido #1 y #2.** Diferentes modelos sintéticos que tratan de asemejarse a la realidad. Para ello se muestran capturas reales que serían las equivalentes a las que los ruidos sintetizados se asemejan. Se muestran como parte de los diferentes modelos de canal.

#### 2.1.4.3.1 Respuesta frecuencial de canal usando el modelo de desvanecimiento

La sección D.2.1 de [20] presenta un modelo de canal en base a un modelo complejo de multitrayecto. Este modelo representa de forma adecuada los efectos de desvanecimiento presentes en el canal PLC y viene representado por la ecuación (2.3).

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f \frac{d_i}{v_o}} \quad (2.3)$$

Donde los parámetros que definen el canal  $H(f)$  son los siguientes:

- $d_i$  es una variable gaussiana aleatoria que representa la longitud de los canales de propagación entre transmisor y receptor.
- $v_o$  es la velocidad de propagación de onda.
- $k$  es la pendiente de atenuación con respecto a la frecuencia.

## 2. Estado del arte

- $a_0$  y  $a_1$  son los parámetros de atenuación que dependen de las características del medio de propagación, como la impedancia.
- $g_i$  es una variable gaussiana aleatoria que representa el factor de peso de cada uno de los trayectos, combinando los efectos de reflexión y transmisión a lo largo del mismo.
- $N$  representa el número de diferentes trayectos.

Este modelo es un modelo estadístico complejo y paramétrico que puede dar lugar a un número infinito de modelos de canal. La Figura 9 representa un ejemplo de canal generado con este modelo. En el documento [20] se proponen parámetros a ser usados para las funciones de probabilidad de variables estadísticas para generar los canales aleatorios posibles.

### 2.1.4.3.2 Respuesta frecuencial de canal usando matrices ABCD

La sección D.2.2 de [20] presenta un modelo de canal en base a matrices ABCD. Las matrices ABCD representan la relación entre tensiones y corrientes de una red de 2 puertos. Esta relación de tensiones y corrientes está representada en la Figura 10 y en la ecuación (2.4).

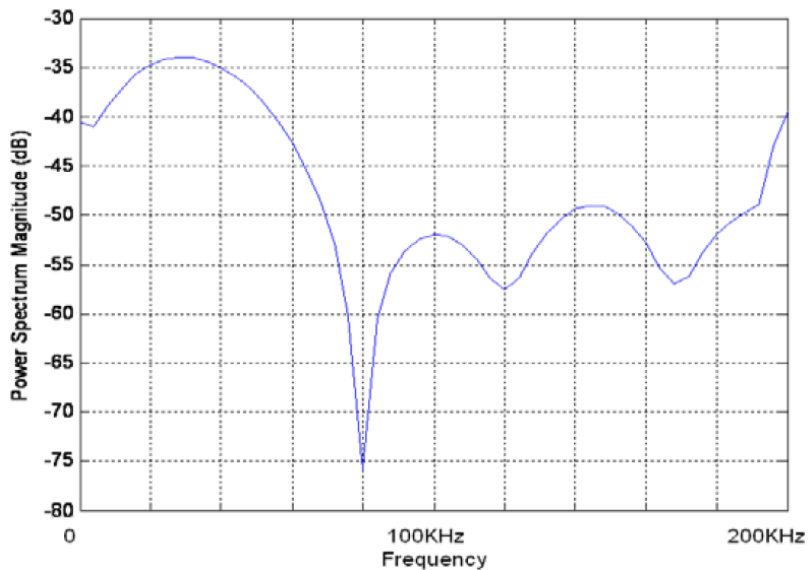


Figura 9. Ejemplo de canal PLC basado en el modelo de desvanecimiento de IEEE 1901.2 [20]

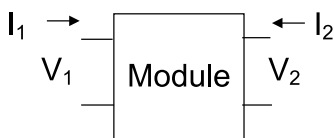


Figura 10. Red de 2 puertos estándar modelizada por su matriz ABCD [20]

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Esta matriz es utilizada para representar cualquier red de dos puertos. Estas matrices tienen la utilidad de poder ser utilizadas de forma sencilla para concatenar dos bloques mediante la multiplicación de matrices.

A lo largo de la sección D.2.2 de [20] se describen diferentes modelos utilizando matrices ABCD. Se realizan diferentes propuestas de modelos paramétricos y descriptivos para diferentes casos de uso:

- Canal de MT a MT
- Canal de MT a BT (atravesando transformador)
- Canal de BT a MT a BT (atravesando 2 transformadores)
- Canal de BT a BT

Cada uno de los casos de uso se plantea como una concatenación de matrices ABCD de elementos más básicos, cuyos parámetros se muestran en forma de gráficas (los elementos indicados con \* están sin definir o definidos de forma explícitamente parcial):

- Transformador de media a BT
- Acopladores de MT
- Cables de MT
- Bancos de condensadores\*
- Cargas de BT\*
- Cables de BT\*

#### 2.1.4.3.3 Modelo de ruido #1

La sección D.3.1 de [20] propone un mecanismo para realizar capturas de señales y describe una campaña de medidas en 3 subestaciones eléctricas en un total de 18 puntos de BT y 8 puntos de MT. La Figura 11 representa un mapa con los puntos de medida realizados en este estudio. Un ejemplo de estas capturas se muestra en la Tabla 1, en la que se muestra una



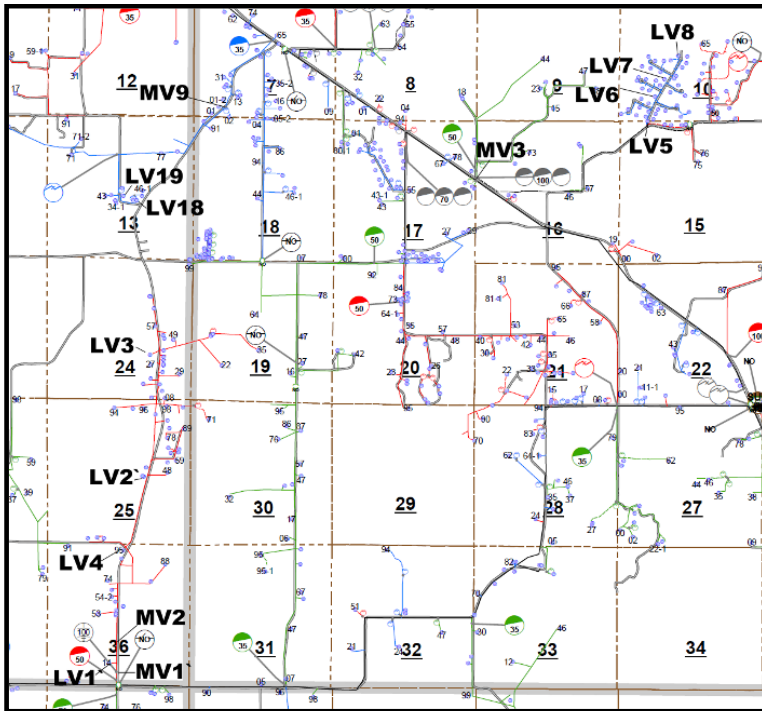
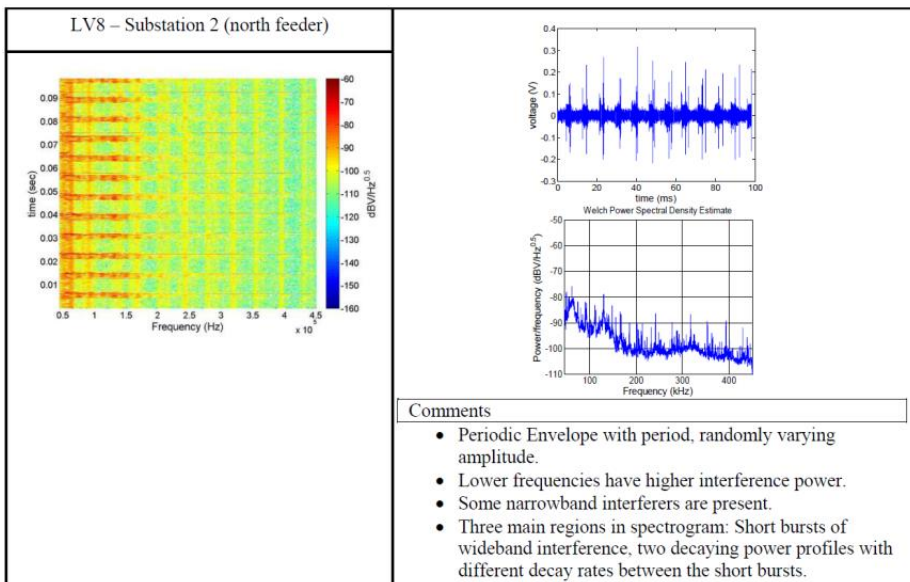


Figura 11. Mapa de las medidas realizadas para definir el modelo de ruido #1 de IEEE 1901.2 [20]

Tabla 1. Ejemplo de análisis de ruido en el punto LV8 del modelo de ruido #1 de IEEE 1901.2 [20]



representación temporal de la captura, la estimación de la DEP, el histograma de la captura y un análisis cualitativo de la misma. Después de realizar estas capturas se propone el método “PSCGM: Piece-wise spectral cyclostationary Gaussian model” que consiste en considerar el ruido PLC un fenómeno cicloestacionario formado a base de segmentos de ruido AWGN modelado por una ventana temporal y una ventana frecuencial. Este modelo requiere un proceso manual de ajuste en el corte de los segmentos y en la selección de las ventanas a utilizar. Parte de este análisis se representa en la Figura 12. Al final de todo este proceso se acaba con un modelo cuyo espectrograma representa de forma fiel a la señal original, tal y como se muestra en la Figura 13. Este modelo se ha probado con este conjunto de capturas en el entorno de 45 kHz a 450 kHz.

#### 2.1.4.3.1 Modelo de ruido #2

La sección D.3.2 de [20] propone un modelo en el que divide el ruido como un ruido de fondo y un ruido impulsivo, ambos modelados como ruido gaussiano coloreado, y para el caso de ruido impulsivo, aplicando un eventanado. De esta forma, se analiza una muestra en su escala temporal, identificando los impulsos de energía tal y como indica la Figura 14. A partir

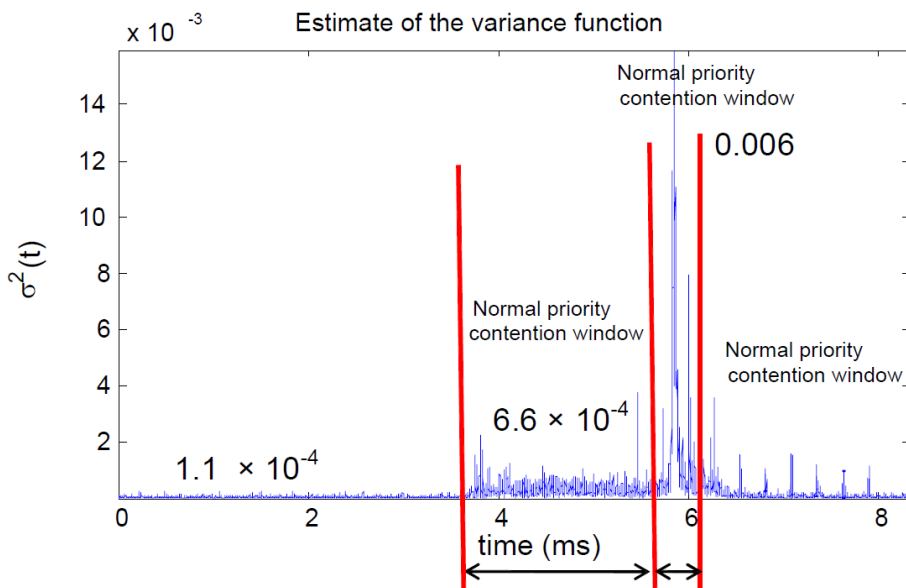


Figura 12. Ejemplo de ajuste manual por regiones del modelo de ruido #1 para el punto LV8 [20]

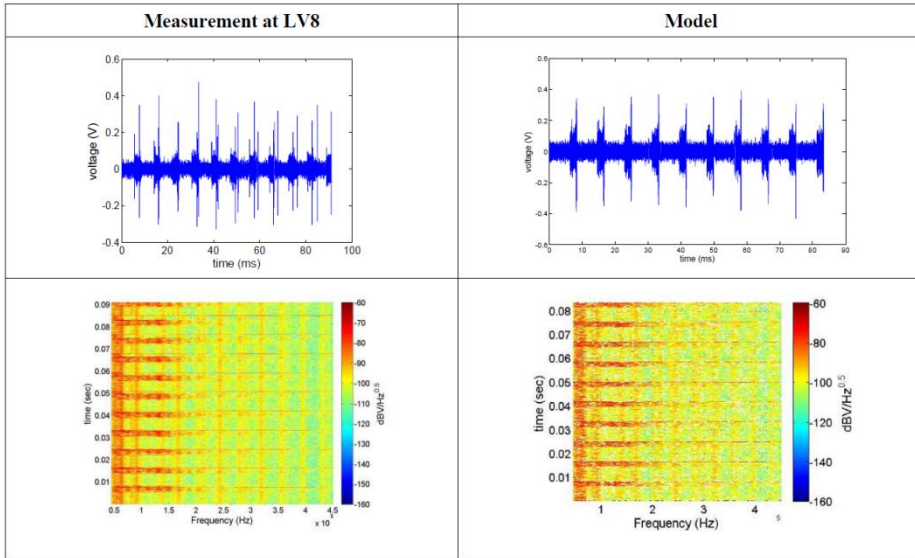


Figura 13. Representación de la medida del ruido LV8 y resultado proporcionado por el modelo de ruido #1 de IEEE 1901.2 [20]

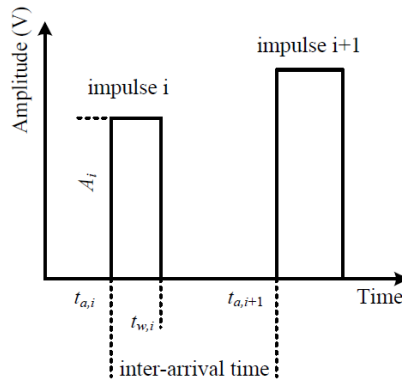


Figura 14. Modelo de ruido #2 basado en pulsos del IEEE 1901.2 [20]

de ahí, se estudia cada uno de los impulsos para seleccionar el modelo de la DEP y la ventana temporal, y se genera como un ruido gaussiano blanco, modulando su DEP y aplicando un enventanado. La Figura 15 representa un modelo de ruido generado a través de un ruido gaussiano, enventanado por una señal exponencial decreciente para modelizar uno de los impulsos de una captura de señal. Una vez realizado este trabajo se obtienen señales sintéticas que modelizan capturas reales, tal y como se muestra en el ejemplo de la Figura 16, que compara una captura real y su modelo utilizando este método.

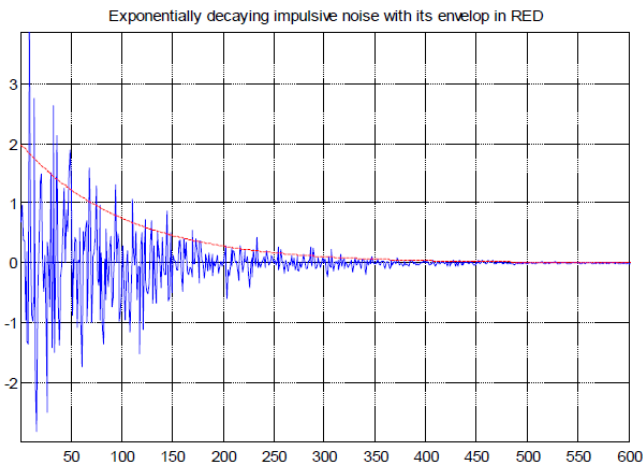


Figura 15. Modelo de un ruido impulsivo exponencial decreciente para el modelo de ruido #2 del IEEE 1901.2 [20]

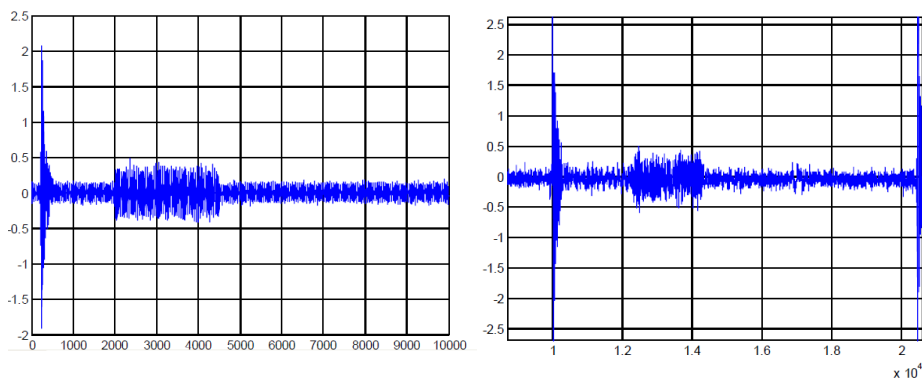


Figura 16. Modelo (a la izquierda) de un ruido real (a la derecha), usando el modelo de ruido #2 del IEEE 1901.2 [20]

#### 2.1.4.4 Conjunto de ruidos derivados de almacenamiento y generación distribuida

Se identifica la relevancia de estudiar ruidos con origen DER por la futura evolución de la generación distribuida (DG). La DG es un elemento clave en las redes eléctricas del futuro, donde el consumidor pasa a ser también productor y los roles de los agentes implicados dejan de estar tan claramente diferenciados. Teniendo en cuenta que CENELEC destaca en [18] la falta de regulación específica en cuanto a niveles de compatibilidad y límites de emisiones, y considerando que las perturbaciones que tienen su origen en equipamiento DER también debieran ser analizadas como fuentes de ruidos críticos para PLC, como demuestra [42], el estudio de la influencia de las



perturbaciones de canal en las tecnologías NB-PLC debe incluir las fuentes DER como fuentes de ruido representativas.

En la tesis doctoral [42] se aborda la caracterización espectral de las emisiones no deseadas en el entorno de una microrred y se analiza el impacto de estas en la topología de la subred PRIME. De este estudio se extrae el conjunto de ruidos DER descrito en la presente sección. Estos ruidos se basan en capturas de ruidos reales y se encuentran recopilados en [42] y [43].

Estas medidas permiten evaluar el impacto en el canal PRIME (banda CENELECA) de los distintos tipos de ruido creados por los DER en funcionamiento normal:

- Impacto de la generación distribuida fotovoltaica.
- Impacto del almacenamiento distribuido.
- Impacto de aerogeneradores.

### 2.1.4.4.1 Escenario de medida: Microrred del CEDER-CIEMAT

El estudio y las medidas de campo se desarrollaron en las instalaciones del Centro de Desarrollo de Energías Renovables (CEDER) [53]. Se trata de un centro nacional para la investigación, el desarrollo y el fomento de las energías renovables que pertenece al Centro de Investigaciones Energéticas, MedioAmbientales y Tecnológicas (CIEMAT), a su vez Organismo Público de Investigación dependiente del Ministerio de Economía y Competitividad de España. El CIEMAT es un organismo centrado principalmente en los ámbitos de la energía y el medio ambiente y los campos tecnológicos relacionados con ambos. El CEDER-CIEMAT está ubicado en el término de Cubo de la Solana, junto a la pedanía de Lubia, provincia de Soria, con una extensión total de 640 hectáreas.

La infraestructura desplegada en el CEDER-CIEMAT corresponde a la definición de una microrred: múltiples puntos de generación distribuida y almacenamiento conectados con los consumidores (en este caso, edificios y maquinaria) en BT.

El centro se compone de más de 20 edificios, incluyendo talleres y casetas, tres de ellos con paneles solares en la cubierta; tres Parques de Ensayo de Pequeños Aerogeneradores (PEPAs), una zona de Ensayo de Volantes de Inercia (LEVI) y de Ensayo de Componentes de Aerogeneradores (LECA),

además de cuatro pérgolas fotovoltaicas, cuatro bancadas de baterías y un sistema de bombeo y turbinado.

Esta microrred cuenta con un total de 7 Centros de Transformación (CT) dispuestos en anillo (CT-SUB, CT-1, CT-2, CT-LEVI, CT-PEPA I, CT-PEPA II y CT-PEPA III), así como los diferentes feeders a cada edificio o planta.

El centro CEDER-CIEMAT cuenta con un sistema de telegestión inteligente compuesto por un alto número de contadores inteligentes, instalados cerca de cada elemento DER e interconectados entre sí [42] [44]. Es, por tanto, un muy buen escenario donde analizar el impacto de distintos tipos de ruido sobre los elementos AMI en funcionamiento normal.

#### 2.1.4.4.2 Características eléctricas de los centros de transformación de CEDER-CIEMTA

Los 3 centros de transformación más representativos, por su presencia de elementos DER más diversos, son CT-SUB, CT-2 y CT-PEPA I. Las características eléctricas de estos centros se describen a continuación.

##### CEDER-CIEMAT CT-SUB

Transformador 15/0,4 kV y 250 kVA. Se trata del transformador de MT a BT que baja el nivel de tensión suministrado por la compañía de 45 kV a 15 kV. Posteriormente y tras el paso por las diferentes celdas, alimenta el transformador que a su vez hace lo propio con los diferentes feeders en BT que sirven a diferentes dispositivos:

- Edificio Arfrisol: Se trata de un edificio rehabilitado con estrategias bioclimáticas. Además, integra un sistema fotovoltaico en cubierta de 12 kW conectado a red mediante un inversor INGECON SUN 10 trifásico, lo que lo convierte en un prosumer. En este edificio se desarrollan actividades de administración y gestión de recursos TIC.
- Cuenta con 64 paneles de silicio monocristalino Gamesa Solar GS5-1501, distribuidos en 5 series de 16 paneles cada una. Identificado como FV5 en CEDER-CIEMAT.
- Alumbrado del centro.
- Dos torres de comunicaciones de distintos operadores.

### CEDER-CIEMAT CT-2

Transformador de 15/0,4 kV y 630 kVA. Este transformador alimenta en BT a las siguientes cargas:

- Sala de servidores.
- Edificio E03: donde, además de labores de oficina, existen laboratorios de tratamiento de biomasa. Este edificio cuenta además con un tejado fotovoltaico de 8,28 kW conectado a red mediante un inversor INGECON SUN 10 trifásico.
- Existe un ramal de 54 paneles fotovoltaicos de silicio monocristalino (36 paneles LDK-230P-20 de 230 W y 18 paneles Saclima SCL-240P de 240 W), distribuidos en 3 series de 18 paneles cada una. Identificado como FV6 en CEDER-CIEMAT.
- Taller mecánico: con maquinaria y equipamiento diverso tales como torno, fresadora y soldadura.
- Grupo de bombas: bomba sumergida de elevación de agua desde el pozo a los depósitos, dos bombas de la red sanitaria y una bomba del grupo de incendio.
- Edificio BSRN + Cultivos: seguidor solar y estación meteorológica.
- Edificio de peletización: contiene maquinaria de peletización, un secadero rotativo y un molino de refino.
- Edificios de molienda: cuenta con una trituradora de biomasa y varios tipos de molinos (martillos, cuchillas). Este edificio dispone de un tejado fotovoltaico de 23,5 kW conectado a red mediante un inversor INGECON SUN 20 trifásico.
- Edificio de Cadagua: donde se realizan ensayos de combustión de lodos de depuradora.
- Edificio de documentación: lugar de impartición de clases docentes de Formación Profesional para lo que cuenta con maquinaria industrial de climatización y refrigeración industrial.
- Edificio E05: donde se realizan ensayos con diferentes tipos de estufas de biomasa.

### CEDER-CIEMAT CT-PEPA I

Cuenta con dos transformadores de 15/0,4 kV y 50 kVA; 15/0,4 kV y 500 kVA. Aguas abajo de estos transformadores existen:

- Aerogenerador AOC de 50 kW con convertidor bidireccional AC-AC. Identificado como AER1 en CEDER-CIEMAT.
- Aerogenerador Bornay de 3 kW, que puede verter a red o a baterías mediante un inversor/cargador. Identificado como AER2 en CEDER-CIEMAT.
- Bancada de baterías de plomo-ácido de 240 Vdc. Cuenta con un convertidor bidireccional AC-DC. Identificado como Bat2 en CEDER-CIEMAT.

## 2.2 Estándares de comunicaciones NB-PLC

La tecnología PLC permite transferir datos, a través de la red eléctrica, en banda estrecha NB-PLC (<500 kbps) o banda ancha BB-PLC (>1 Mbps).

La tecnología NB-PLC utiliza modulaciones eficientes como Spread Spectrum (SS) y Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) para solucionar problemas como la atenuación por frecuencia, variaciones con la impedancia, multitrayecto y otro tipo de condiciones desfavorables que ocasionan este tipo de redes, como es el caso del ruido generado por electrodomésticos, lámparas y otro tipo de dispositivos conectados a la red eléctrica. La tecnología NB-PLC puede proporcionar tasas de datos desde 1 bps hasta 500 kbps. Además, es capaz de implementar comunicaciones PLC por redes eléctricas tanto urbanas, como rurales, ya sea por Corriente Continua (CC) o CA.

Esta tecnología se ha desplegado de forma extensa para Smart Metering por todo el mundo, ya que las frecuencias inferiores a 500 kHz se caracterizan por una atenuación baja, mientras que las frecuencias superiores a 1 MHz se atenúan en exceso debido al acoplamiento capacitivo entre cables y tierra. Esta característica permite que NB-PLC alcance distancias de transmisión mayores que BB-PLC mediante cables subterráneos. En este documento nos centraremos en las comunicaciones NB-PLC y, en concreto, en las aplicaciones de Smart Metering.

En este ámbito, se desarrollaron varios estándares que fueron impulsados por agrupaciones de empresas relacionadas con el sector eléctrico: PRIME [3] por PRIME Alliance, G3-PLC [8] por G3-PLC Alliance y IEEE 1901.2 [20]. Posteriormente, dichas tecnologías fueron reconocidas por la ITU, que publicó las especificaciones de PRIME como estándar ITU-T G.9903 [7] y G3-PLC como



ITU-T G.9904 [9]. Además, la organización IEEE buscó la estandarización de NB-PLC con el lanzamiento de los proyectos IEEE P1901, y publicó el estándar IEEE 1901.2 [20], basado en G3-PLC, que especifica la capa física (PHY) y la de Control de Acceso al Medio (MAC). La ITU-T también aprobó las recomendaciones G.9901 [54], G.9902 [55], G9903 [9] y G.9904 [7], que contienen las especificaciones de las capas PHY y data link (DLL), respectivamente, de las tecnologías NB-PLC: G.hnem, G3-PLC y PRIME.

Los estándares de comunicaciones PLC a analizar dentro de la presente tesis son el estándar PRIME, en sus versiones 1.3.6 y 1.4, y el estándar G3-PLC.

### 2.2.1 PRIME

El proyecto PRIME (PowerLine Intelligent Metering Evolution) ha desarrollado uno de los estándares para telelectura en redes eléctricas en tiempo real mediante PLC, así como para futuras aplicaciones de la red inteligente. Su principal característica es que es un estándar abierto en constante evolución.

De acuerdo con la información publicada por la PRIME Alliance en [56], se han desplegado más de 21 millones de dispositivos con tecnología PRIME. Este número continúa siendo creciente. En el informe [1], presentado por Prospex, se expone que, entre las 3 empresas más activas instalando equipos con tecnología PRIME (Iberdrola, EDP y Naturgy), gestionan un total de 67 millones de puntos de suministro.

#### 2.2.1.1 Historia de PRIME y la PRIME Alliance

El proyecto PRIME fue iniciado en 2007 como un esfuerzo conjunto de ADD, Current Technologies, Iberdrola y ZIV por definir un estándar NB-PLC, abierto e interoperable, que cubriera las necesidades de las Smart Grids. Pronto la iniciativa atrajo muchas otras empresas y se formó una organización para definir e impulsar este sistema de comunicaciones, que se llamó PRIME Alliance.

La estructura actual de la PRIME Alliance consiste en un Comité de Dirección encargado de las decisiones estratégicas de la alianza y dos grupos de trabajo diferenciados:

**Technical Working Group (TWG).** El grupo de trabajo técnico es responsable de la creación y mantenimiento de las especificaciones, así como del

proceso de certificación. Este grupo de trabajo se divide a su vez en 4 equipos de trabajo diferentes, actualmente activos:

- **PHY Task Force.** Equipo de trabajo encargado de la especificación y evolución de la capa física de PRIME.
- **MAC Task Force.** Equipo de trabajo encargado de la especificación y evolución de la capa de acceso al medio de PRIME.
- **Application Task Force.** Equipo de trabajo cuyas labores son especificar y mantener la parte de las especificaciones PRIME relativas a capas de convergencia y superiores.
- **Certification Task Force.** Equipo de trabajo encargado de la definición y mantenimiento del proceso de certificación del estándar de comunicaciones PRIME.
- **BPL Task Force.** Equipo de trabajo encargado de definir la aproximación de la PRIME Alliance a las tecnologías de banda ancha.
- **IoT RF Task Force.** Equipo de trabajo para definir sistemas híbridos que combinan PLC y RF.

**Promotion Working Group (PWG).** Se encarga de la promoción de PRIME, organización de eventos y relación con organismos de estandarización.

Los miembros actuales de PRIME-Alliance, de acuerdo con la información publicada en [56], son:

Miembros principales:

- EDP Distribuição
- Elsewedy Electrometer
- Energa Operator
- Naturgy
- Iberdrola
- Intel
- Itron
- Landis+Gyr
- Microchip
- Sagemcom
- ST Microelectronics
- Texas Instruments
- ZIV

Miembros regulares:

- Accenture
- Aclara
- Advance Digital Design Group
- AEC Advanced Electronics Company
- AEM
- Analysis Mason
- Andra
- Apator
- Aseme
- Artech
- CEZ Group
- Cide

## 2. Estado del arte

---

- CGI
- Circutor
- DNV GL
- Efacec
- Electronic Afzar Azma
- Elektromed
- Elgama Elektronika
- Elster
- Enel
- EDP HC Energía
- Ericsson
- Hexing
- HiTrendtech
- Holley Tech
- Huawei
- Indra
- ITE
- Janz
- Kaifa
- Maxim Integrated
- N.e.u. Company
- Neuron
- Orbis
- Ormazabal
- Phoenix Systems
- Reallin
- Renesas
- Riz
- Sanxing
- Schneider Electric
- Semtech
- Semitech semiconductors
- Siemens
- Sogecam
- Tecnalía
- Teldat
- Telecon
- Telecontrol STM
- Vango

### 2.2.1.2 *Arquitectura del sistema*

Una red PRIME está compuesta por subredes independientes a nivel PLC, cada una de ellas compuesta por un conjunto de nodos interconectados. Existen dos tipos de nodos: el nodo base y los nodos de servicio.

**Nodo base.** La arquitectura de la red PRIME contiene un nodo base por cada subred, el cual se sitúa en la raíz de dicha subred. Las funciones del nodo base son las de ofrecer conectividad a los nodos de servicio que forman la subred y la de gestionar los recursos disponibles y las conexiones de la subred.

**Nodo de servicio.** Cualquier nodo de la red que no sea un nodo base es un nodo de servicio. Estos nodos comienzan en un estado de desconexión y siguen ciertos procedimientos para establecer la conexión con el resto de la red. Estos nodos tienen dos responsabilidades: conectarse a la subred a la que pertenecen e intercambiar la información con sus nodos vecinos con objetivo de propagar su conectividad.

El sistema de comunicaciones PRIME consta de las capas de comunicaciones representadas en la Figura 17 [3].

**Capa de Convergencia (CL).** Capa encargada de acomodar las unidades de paquete de datos de la capa de aplicación (APDUs) en las unidades de paquete de datos de la capa MAC (MPDUs).

**Capa de Control de Acceso al Medio (MAC).** Capa encargada de los mecanismos de acceso al medio y repetición, así como de formar la subred.

**Capa Física (PHY).** Encargada de la comunicación directa entre nodos de comunicaciones.

Esta tesis se centra en el estudio de la capa física, por lo que su descripción es más detallada que para el caso de la CL y de control de acceso al medio, que es somera y con la intención de proporcionar una idea general del funcionamiento del sistema.

### 2.2.1.3 Capa de Convergencia (CL)

La CL clasifica el tráfico asociado con la conexión MAC. Esta capa lleva a cabo el mapeo de cualquier tipo de tráfico de capas de aplicación sobre la capa MAC. De esta forma permite acomodar las APDUs de forma adecuada en una o varias unidades de paquete de servicio de la capa MAC (MSDUs).

Una de las funciones generales que las capas de convergencia proporcionan para las aplicaciones es la funcionalidad de segmentación y reensamblado (SAR), para que los paquetes del nivel de aplicación, de gran tamaño, sean transmitidos en segmentos más pequeños, con mayor probabilidad de entrega por el nivel MAC. Las capas de convergencia pueden

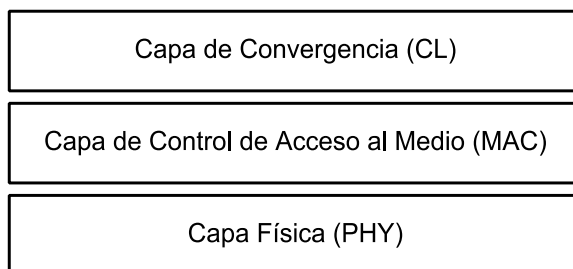


Figura 17. Estructura de capas de PRIME

dar soluciones de direccionamiento o incluso de compresión. Todas ellas, funcionalidades para acomodar las capas de aplicación en la capa MAC de la forma más eficiente y simple posible.

Se definen diferentes CL para acomodar diferentes tipos de tráfico en MSDUs. Hay capas de convergencia definidas para IPv4, IPv6 y 4-32 (para poder encapsular DLMS, entre otras aplicaciones) y la NULL Convergence Sublayer (una CL transparente sin sobrecarga alguna).

#### 2.2.1.4 Capa de Control de Acceso al Medio (MAC)

La capa MAC provee funcionalidades centrales de control de acceso al medio, alojo de ancho de banda, establecimiento y mantenimiento de conexiones, direccionamiento, resolución de topología, seguridad, gestión de tráfico multicast y retransmisión/recuperación de segmentos.

Desde el punto de vista MAC, hay dos tipos de equipos PRIME, los nodos base y los nodos de servicio. Solo puede haber un único nodo base en una subred PRIME porque es el que crea la red, el resto de los nodos son nodos de servicio que se conectan a la misma.

Los tres estados funcionales del nodo de servicio se muestran en la Figura 18:

- **Desconectado.** el nodo no es capaz de intercambiar tráfico con otro nodo y su tarea consiste en buscar una red operativa próxima a él y conseguir registrarse en la misma.
- **Terminal.** el nodo intercambia su tráfico estableciendo conexiones, pero no es capaz de transmitir tráfico proveniente de otros nodos.

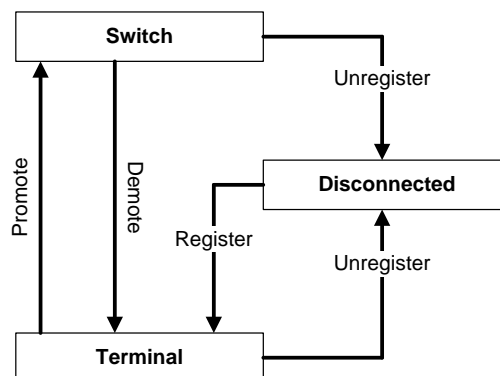


Figura 18. Máquina de estados de un nodo de servicio [4]

- **Switch.** el nodo puede ejecutar las mismas tareas que en el estado terminal y, además, puede remitir y recibir información hacia y desde otros nodos de la subred.

Cuando una red se inicia, todos los nodos de servicio se encuentran desconectados y aquellos que alcanzan al nodo base a nivel PHY directamente, se registran a primer nivel. Posteriormente, los nodos de servicio que no tienen cobertura PHY para conectarse con el nodo base, son ayudados por los primeros, que promocionan y se convierten en switches (o repetidores). Así sucesivamente para formarse un árbol que representa la topología PRIME.

Una vez que un nodo de servicio está registrado, su estado de registro se mantiene vivo con paquetes de alive. Si un nodo de servicio no es capaz de responder en un tiempo negociado a los paquetes de alive, este se dará por desconectado y tendrá que volver a intentar su registro. Este mecanismo mantiene la topología actualizada frente a cambios de la red como medio de comunicación.

Cuando un nodo está registrado (estado terminal o switch), puede cursar sus propias comunicaciones. Para ello la capa MAC puede crear conexiones en las que encapsular los paquetes de cada CL.

Cada nodo, tantos los nodos de servicio como los nodos base, tiene una dirección EUI-48 de 48 bits. La dirección de una subred (SNA) viene identificada por la dirección EUI-48 de 48 bits del nodo base. El identificador de switch (SID) es único y asignado durante el proceso de promoción a cada switch, encontrándose reservado el valor 0 para el propio nodo base. En el proceso de registro, un nodo recibe un identificador de nodo local (LNID) siendo único dentro del switch. Durante el establecimiento de la conexión, se reserva un identificador de conexión local (LCID). La estructura completa del direccionamiento está representada en la Figura 19.

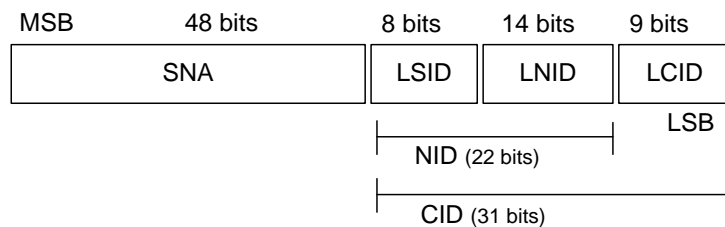


Figura 19. Estructura de direccionamiento [4]

El concepto de acceso al canal para la subred de PRIME se compone de Acceso Múltiple por Escucha de Portadora (CSMA/CA) y Multiplexación por División de Tiempo. El tiempo está dividido en unidades compuestas de abstracción para el uso del canal, llamadas tramas. Una trama está compuesta por uno o más beacon slots, que sirven para el envío de balizas por parte de los switches; un Contention Free Period (CFP), que se utiliza para enviar tráfico con ancho de banda reservado; y el Shared Contention Period (SCP), que sirve para todos los demás servicios MAC. Esta estructura se muestra en la Figura 20.

### 2.2.1.5 Capa física (PHY)

La capa PHY transporta MPDUs entre nodos vecinos usando tecnología OFDM. OFDM es la tecnología de modulación elegida principalmente por las siguientes razones:

- Su inherente adaptabilidad en presencia de canales selectivos en frecuencia, que son bastante comunes pero impredecibles, debido a las interferencias de banda estrecha o acoplo no intencionado.
- Su robustez al ruido impulsivo, resultado de una duración de símbolo extendida y al uso de sistemas de codificación.
- Su capacidad de conseguir una eficiencia espectral elevada con implementaciones de transceptores relativamente sencillos.

La capa física PRIME es una capa OFDM tradicional, con prefijo cíclico (CP), subportadoras ortogonales codificadas de forma diferencial, un codificador convolucional, una estructura de unidad de paquete de datos de la capa física (PPDU) en forma de preámbulo, cabecera y carga útil (payload).

La Figura 21 representa el diagrama de la etapa de transmisión de la capa física de un dispositivo PRIME. La etapa de recepción, a su vez, está esquematizada en la Figura 22. Dentro de las especificaciones PRIME, se especifica únicamente el transmisor de referencia y el receptor se deja a libre implementación.

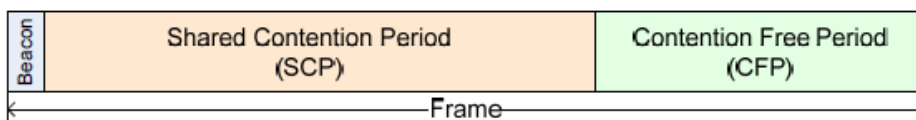


Figura 20. Estructura de trama de la capa MAC [5]

La estructura de la PPDU se muestra en la Figura 23. Cada PPDU empieza con un preámbulo seguido por un número variable de símbolos OFDM. Los primeros de estos símbolos representan la cabecera PHY, mientras que el resto representan el payload.

A continuación, se describe con más detalle cada uno de los bloques de la capa física de PRIME. Para detallar las diferentes partes de la capa física se seguirán uno a uno cada uno de los bloques del transmisor presentados con anterioridad en la Figura 21.

**Cabecera.** A la unidad de datos de servicio de la capa física (PSDU) se le añade una cabecera para transportar información de la propia capa PHY. Esta información comprende la longitud en número de símbolos, el padding del último símbolo, la codificación a utilizar en el payload y una comprobación de redundancia cíclica (CRC) para asegurar que esta información es íntegra.

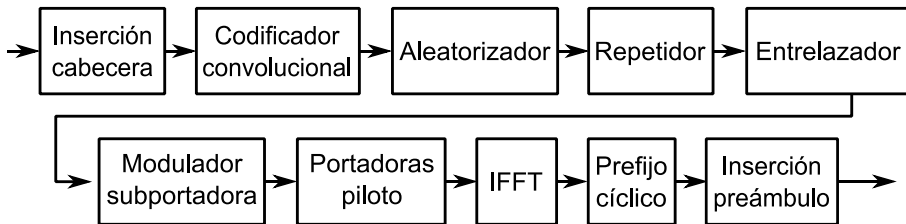


Figura 21. Diagrama de transmisión de capa física PRIME

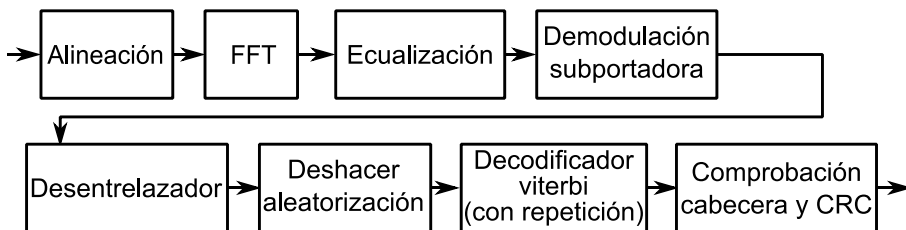


Figura 22. Diagrama de recepción de la capa física PRIME

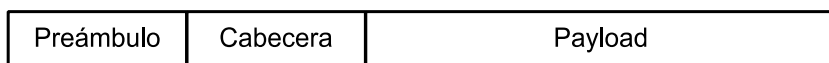


Figura 23. Estructura de una PPDU PRIME





**Codificador convolucional (CC).** El codificador convolucional en PRIME es un codificador de orden 7 de tasa  $1/2$ . Este codificador introduce una redundancia, de forma que permite corregir varios de los bits de la señal recibida que puedan haber sido corrompidos. Este codificador introduce esta redundancia para la cabecera y opcionalmente para el payload.

**Aleatorizador.** En los sistemas OFDM las señales muy repetitivas (todo ceros, o todo unos) tienden a resultar en una relación entre Pico y Media (PAR) muy elevada. Por este motivo, los valores de los bits deben ser aleatorizados con una operación que pueda deshacerse en la recepción. En concreto, en PRIME, se combina la señal a transmitir con una operación de disyunción exclusiva (XOR) con una secuencia pseudoaleatoria. El mismo bloque aleatorizador puede ser utilizado en la recepción para deshacer el proceso.

**Repetidor.** Este módulo solo se utiliza en la cabecera y payload robustos de PRIME 1.4. Multiplica 4 veces los símbolos y los desplaza progresivamente para que el entrelazador de símbolo coloque la información en subportadoras diferentes, de forma que sea transmitida 4 veces, en frecuencias y momentos diferentes.

**Entrelazador.** Los codificadores convolucionales son especialmente sensibles a ruidos a ráfagas, y la naturaleza de los sistemas de comunicación PLC introducen de forma habitual ruidos de este tipo. Es por esto por lo que se necesita un entrelazador que barajee los bits de una PDU, haciendo que errores a ráfagas se conviertan en errores dispersos. Para el caso de PRIME, el entrelazador es un entrelazador de bloque del mismo tamaño de los bits que caben en un símbolo (nótese que el número de bits que caben en un símbolo depende del esquema de modulación utilizado, así que el tamaño de entrelazador, por consecuencia, también depende de esto).

**Modulación subportadora.** Cada subportadora se puede modular en (Differential Binary Phase Shift Keying) DBPSK, Differential Quadrature Phase Shift Keying (DQPSK) o Differential 8 Phase Shift Keying (D8PSK). Es una codificación diferencial de subportadora con respecto a la subportadora de frecuencia inmediatamente anterior. Esto es así porque se supone que la función de transferencia del medio no puede variar de forma brusca entre dos subportadoras adyacentes. La cabecera siempre

se codifica en DBPSK, mientras que el payload puede tener cualquiera de los tres esquemas de modulación (el esquema de modulación se especifica en la información de la cabecera).

**Subportadoras piloto.** Las subportadoras piloto se introducen para ecualizar el canal y para servir de referencia de la codificación diferencial. En la cabecera se introducen 13 subportadoras piloto equiespaciadas a lo largo del espectro de la señal, para poder ser utilizadas para la ecualización del canal. En el payload se introduce únicamente una subportadora piloto como primera subportadora para ser utilizada como referencia de las codificaciones diferenciales. El total de subportadoras entre datos y piloto son en todo momento 97 subportadoras.

**Transformada de Fourier Rápida Inversa (IFFT).** Como es habitual en una señal OFDM, la información previamente codificada en cada subportadora como un número complejo, se convierte al espacio temporal mediante una Transformada Discreta de Fourier Inversa (IDFT), generalmente utilizando el algoritmo de IFFT.

**Prefijo cíclico.** El prefijo cíclico se le añade a cada símbolo copiando las últimas muestras al símbolo obtenido del cálculo de la IFFT. Esta es una práctica común en las señales OFDM para evitar interferencia entre símbolos en presencia de multitrayecto y reducir los requisitos de precisión para la alineación de cada símbolo.

**Preámbulo.** A los símbolos, que portan la información, se les añade por delante un preámbulo que sirve para anunciar la presencia de la PPDU y adicionalmente para su alineación. El preámbulo de la capa física PRIME es una señal chirp creciente que recorre de un solo paso toda la banda de trabajo desde la frecuencia de la subportadora OFDM más baja, hasta la frecuencia de la subportadora más alta.

Una vez que la señal OFDM ha sido generada, esta debe amplificarse e inyectarse en la red eléctrica con unos requisitos analógicos. Estos requisitos se especifican por la ITU en [54] y por la PRIME Alliance en [3], cumpliendo los límites que se establecen por CENELEC en [2]. El amplificador PRIME debe ser capaz de inyectar una amplitud de  $120 \text{ dB}\mu\text{V}_{\text{RMS}}$  ( $1 \text{ V}_{\text{RMS}}$ ), conectado una red artificial que presenta una impedancia aproximada de  $2 \Omega$  (su circuito viene definido en los documentos mencionados). Para el caso de los equipos que



inyecten señal en las tres fases simultáneamente, su amplitud se ve limitada a  $114 \text{ dB}\mu\text{V}_{\text{RMS}}$  ( $0,5 \text{ V}_{\text{RMS}}$ ).

Es importante tener en cuenta que las regulaciones regionales pueden aplicar a las emisiones dentro y fuera de banda, así como al valor de la impedancia de entrada presentada por el equipo.

*2.2.1.6 Versión de PRIME 1.3.6*

Inicialmente PRIME, hasta su versión 1.3.6, estaba exclusivamente diseñado para trabajar en la banda CENELEC A, tal y como se especifica en la norma [2]. Esta banda ocupa de 3 kHz a 95 kHz. No obstante, a bajas frecuencias, por debajo de los 40 kHz, la red presenta una impedancia muy baja y variable y el ruido es muy elevado, tal y como se muestra en [13] y [45]. Por este motivo, dentro de la banda CENELEC A, se utiliza únicamente la parte superior, desde los 42 kHz a los 89 kHz, para introducir la información de las subportadoras OFDM, posiciones que son las más favorables para la propagación.

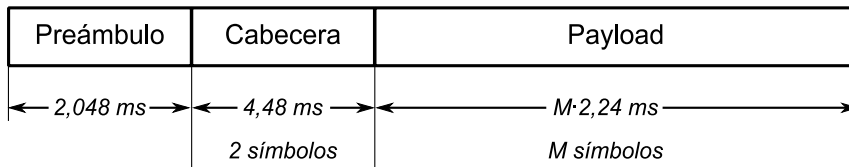
La estructura de la PDU sigue el esquema representado en la Figura 24.

*Los parámetros de tiempo y frecuencia de PRIME 1.3.6 son referenciados en la*

Tabla 2. La Tabla 3 resume los parámetros de codificación y tamaño de trama para el payload de PRIME.

La cabecera PRIME siempre se transmite en el modo más robusto (DBPSK) y utilizando el codificador convolucional. La Tabla 4 resume los parámetros para la cabecera de PRIME.

Hay que tener en cuenta que, de los esquemas del transmisor (Figura 21) y receptor (Figura 22) presentados, la parte de repetición no se utiliza en la versión PRIME 1.3.6, porque fue introducida en la versión PRIME 1.4.



*Figura 24. Estructura de una PDU PRIME 1.3.6*

*Tabla 2. Tabla de parámetros de tiempo y frecuencia de capa*

Parámetro	Valor
Reloj en banda base	250 kHz
Espaciado subportadora	488,28125 Hz
Número de subportadoras de datos	84 en cabecera, 96 en payload
Número de subportadoras piloto	13 en cabecera, 1 en payload
Intervalo de Transformada Rápida de Fourier (FFT)	512 muestras / 2048 $\mu$ s
Prefijo cíclico	48 muestras / 192 $\mu$ s
Intervalo de símbolo	560 muestras / 2240 $\mu$ s
Longitud de preámbulo	512 muestras / 2048 $\mu$ s
Primera subportadora	86 (41,992 kHz)
Última subportadora	182 (88,867 kHz)
Longitud de la cabecera	2 símbolos / 4480 $\mu$ s

*Tabla 3. Parámetros del payload de PRIME 1.3.6*

	DBPSK		DQPSK		D8PSK	
	On	Off	On	Off	On	Off
Código convolucional (1/2)	On	Off	On	Off	On	Off
Bits de información por subportadora $N_{BPSK}$	0,5	1	1	2	1,5	3
Bits de información por símbolo OFDM $N_{BPS}$	48	96	96	192	144	288
Tasa de datos en crudo (kbps approx)	21,4	42,9	42,9	85,7	64,3	128,6
Máximo número de símbolos de payload	63	63	63	63	63	63
Máxima longitud de payload con el máximo número de símbolos de payload (bits)	3016	6048	6040	12096	9064	18144
Máxima longitud de payload con el máximo número de símbolos de payload (bytes)	377	756	755	1512	1133	2268

Tabla 4. Tabla de codificación y tamaño de cabecera de capa física PRIME 1.3.6

Esquema de modulación	DBPSK
Código convolucional	Sí
Bits información /subportadora	0,5
Bits por símbolo	42
Número de símbolos	2

#### 2.2.1.7 Versión de PRIME 1.4

PRIME v1.4 es una evolución de la versión del protocolo PRIME v1.3.6. La evolución de dicho protocolo añade un conjunto de nuevos modos llamados modos robustos. Estos modos ofrecen unas comunicaciones más fiables de hasta 14,5 dB de ganancia en comparación con las tasas de datos más bajas de PRIME v1.3.6. Adicionalmente, extiende su banda frecuencial hasta los 500 kHz para conseguir mayores tasas de datos (de hasta 1 Mbps) y aprovecharse también de posibles mejores condiciones de comunicación en dichas frecuencias.

Los dos nuevos modos de transmisión son DBPSK Robusto y DQPSK Robusto, los cuales añaden cuatro repeticiones de símbolos OFDM después del, ya existente, codificador convolucional de PRIME v1.3.6. Las cabeceras, que cuentan con una mayor robustez, se combinan con preámbulos de mayor longitud (8,192 ms) para la protección frente al ruido impulsivo de la red eléctrica. Una característica de los modos robustos de PRIME es que la repetición se hace a nivel de símbolo OFDM y no a nivel de bit, por lo que se puede alcanzar mayor diversidad en el dominio del tiempo.

Estas mejoras están complementadas por la adaptación necesaria de la capa de Control de Acceso al Medio (MAC). Las mejoras en dicha capa permiten la compatibilidad hacia atrás con PRIME v1.3.6.

Las principales nuevas características de la capa MAC en la especificación PRIME v1.4 están orientadas a reducir los gastos de estructura del canal mediante el aumento del tamaño y la flexibilidad de la trama y la reducción del número de paquetes de control.

##### 2.2.1.7.1 Extensión de la banda de frecuencia FCC/ARIB

PRIME v1.4 extiende la banda de frecuencia del sistema hasta 500 kHz, multiplicando por ocho el ancho de banda que estaba disponible

originalmente. Usa la banda de frecuencia desde 41,992 kHz hasta 471,680 kHz. Este rango está dividido en ocho canales, que pueden ser usados tanto como canales únicos independientes o como canales agregados ofreciendo una única banda de transmisión/recepción. La Figura 25 representa la estructura de las bandas frecuenciales que se pueden utilizar en el estándar. Por compatibilidad hacia atrás, el canal 1 coincide exactamente con el canal de PRIME v1.3.6.

### 2.2.1.7.2 Estructura de PPDU

Se definen dos tipos de PPDUs: Tipo A y Tipo B.

Por un lado, la PPDU de tipo A, representada en la Figura 26, coincide exactamente con las especificaciones PRIME v1.3.6.

Por otro lado, la de tipo B, representada en la Figura 27, introduce un preámbulo más largo, que teniendo mayor energía puede ser decodificado en un entorno con una relación señal a ruido (SNR) más baja. Este preámbulo no solo es más largo, sino que además tiene una forma diferente al del tipo A que asegura una ortogonalidad con este, permitiendo distinguir un tipo de PPDU

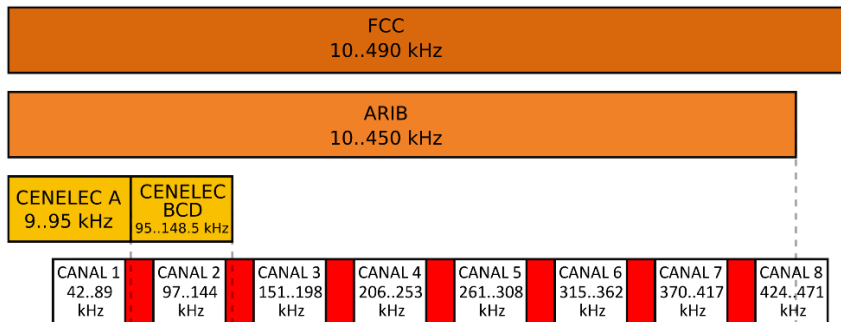


Figura 25. PRIMEv1.4: extensión de la banda frecuencial a FCC/ARIB [6]

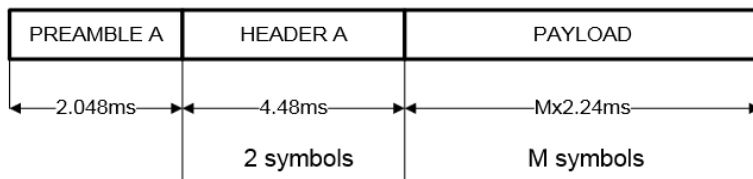


Figura 26. PPDU de Tipo A en PRIME 1.3.6 [6]

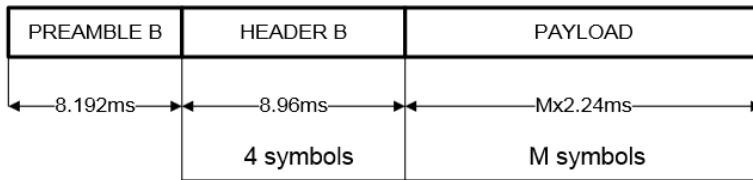


Figura 27. PPDU de Tipo B en PRIME 1.4 [6]

del otro. Además, la cabecera de este tipo de PPDUs tiene menor cantidad de datos, pero introduce un factor de repetición por 4. Todo ello está orientado a introducir los modos robustos, pudiéndose decodificar las cabeceras de este tipo de tramas en un entorno más hostil para las comunicaciones.

### 2.2.1.7.3 Modos robustos

Estos modos han sido diseñados para mejorar la robustez del sistema contra ruidos que puedan interferir la señal.

- **Extensión del preámbulo.** Está basado en una señal eléctrica lineal que tiene 3 características importantes:
  - Envolvente de una señal constante.
  - Definición flexible de frecuencia.
  - Excelentes propiedades de autocorrelación.
- **Repetidor.** El mecanismo de Forward Error Correction (FEC) de los modos de transmisión robustos de PRIME v1.4 está compuesto por la concatenación de una codificación convolucional y un bloque repetidor. El bloque repetidor repite la codificación convolucional de la secuencia de bits asociada a un símbolo OFDM por un factor de cuatro. La repetición diseñada para PRIME v1.4 permite obtener diversidad en tiempo y frecuencia manteniendo un entrelazado basado en los símbolos. Esta solución tiene 3 ventajas notables:
  - Se reduce la complejidad, el requerimiento de memoria y el coste.
  - Facilita la compatibilidad hacia atrás con PRIME v1.3.6 al reutilizarse el sistema de entrelazado.
  - No aumenta la latencia de decodificación, ya que cada símbolo OFDM puede procesarse inmediatamente.

La Tabla 5 presenta la configuración de los diferentes parámetros utilizados en el payload de una transmisión PRIME 1.4. En esta tabla se tiene

en cuenta tanto los modos robustos, como transmisiones multicanal. El número de canales agregado se especifica en la tabla a través del parámetro  $N_{CH}$ .

#### 2.2.1.7.4 Estructura de trama MAC y Acceso al Canal

En la Figura 28 se representa la estructura de una trama MAC de PRIME 1.4.

Tabla 5. Parámetros del payload de PRIME 1.4

	DBPSK			DQPSK			D8PSK	
	On	On	Off	On	On	Off	On	Off
Codificador convolucional	On	On	Off	On	On	Off	On	Off
Repetición por 4	On	Off	Off	On	Off	Off	Off	Off
Bits de información por subportadora $N_{BPSK}$	0,5	0,5	1	1	1	2	1,5	3
Bits de información por símbolo OFDM $N_{BPS}$	$N_{CHX}$ 48	$N_{CHX}$ 48	$N_{CHX}$ 96	$N_{CHX}$ 96	$N_{CHX}$ 96	$N_{CHX}$ 192	$N_{CHX}$ 144	$N_{CHX}$ 288
Tasa de datos en crudo (kbps approx)	$N_{CHX}$ 5,4	$N_{CHX}$ 21,4	$N_{CHX}$ 42,9	$N_{CHX}$ 10,7	$N_{CHX}$ 42,9	$N_{CHX}$ 85,7	$N_{CHX}$ 64,3	$N_{CHX}$ 128,6
Máximo número de símbolos de payload	252	63	63	252	63	63	63	63
Máxima longitud de datos MAC en payload con máximo número de símbolos (bits)	$N_{CHX}$ 3016	$N_{CHX}$ 3016	$N_{CHX}$ 6048	$N_{CHX}$ 6040	$N_{CHX}$ 6040	$N_{CHX}$ 12096	$N_{CHX}$ 9064	$N_{CHX}$ 18144
Máxima longitud de datos MAC en payload con máximo número de símbolos (bytes)	$N_{CHX}$ 377	$N_{CHX}$ 377	$N_{CHX}$ 756	$N_{CHX}$ 755	$N_{CHX}$ 755	$N_{CHX}$ 1512	$N_{CHX}$ 1133	$N_{CHX}$ 2268

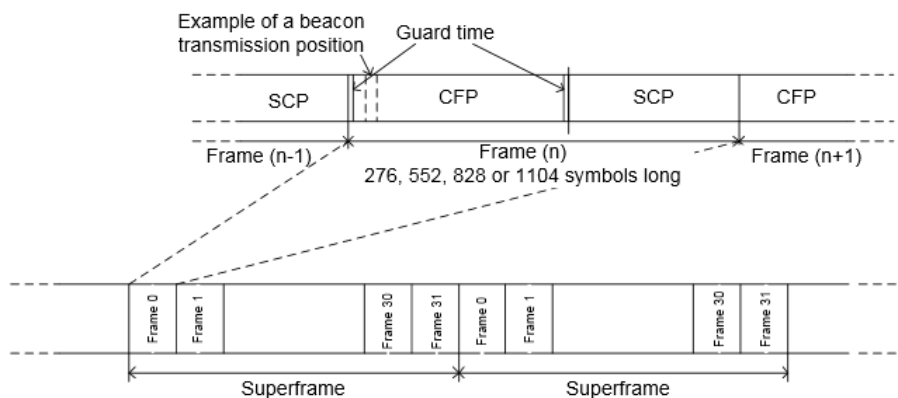


Figura 28. Estructura de la trama MAC de PRIME 1.4 [6]





Las nuevas tramas robustas PHY (Tipo B) son de mayor longitud y si las balizas usan una modulación más robusta, su longitud aumenta hasta cuatro veces más. Para mantener el rendimiento, la capa MAC introduce dos nuevas características:

- La longitud de la trama MAC es flexible y puede ser de 276, 552, 828 o 1104 símbolos.
- Para mantener las diferentes longitudes de los beacons, los beacon slots y el CFP se combinan en un solo CFP en el comienzo de la trama MAC.

### 2.2.1.7.5 Selección de la modulación

El mecanismo de gestión de robustez está diseñado para que los nodos elijan el esquema de transmisión más adecuado, dependiendo de las condiciones del canal de transmisión, de entre los ocho disponibles (DBPSK Robusto, DQPSK Robusto, DBPSK\_CC, DBPSK, DQPSK\_CC, DQPSK, D8PSK\_CC y D8PSK). Los paquetes de control MAC son transmitidos en DBPSK Robusto, DQPSK Robusto o DBPSK\_CC.

## 2.2.2 G3-PLC

### 2.2.2.1 Miembros e información general

El sistema G3-PLC fue impulsado por la empresa Electricité Réseau Distribution France (ERDF) y el desarrollador de la tecnología fue la empresa Maxim Integrated Products Inc. La especificación de las capas PHY/MAC se completó en 2009 y unos años más tarde, en 2012, se desarrolló el plan de despliegue de la red inteligente. Su objetivo principal fue ofrecer una tecnología de comunicación que proporcionase un balance de robustez, servicio de calidad, alta tasa de datos y coste reducido.

### 2.2.2.2 Capa física (PHY)

El estándar G3-PLC utiliza las bandas de frecuencia asignadas entre 10 kHz y 490 kHz (FCC, CENELEC, ARIB).

Además, tiene un codificador y decodificador multicapa, que puede ser Viterbi, Reed-Solomon (RS), Convolutacional y CRC16. También cuenta con un mapeo adaptativo de tono (Adaptative Tone Mapping) que se utiliza para

optimizar el uso del ancho de banda, con una máscara y con una modulación que se adaptarán a las condiciones particulares del medio . El mecanismo de supresión de subportadoras se utiliza también para la convivencia con S-FSK y los estándares en BB de IEEE P.1901 y ITU G.hn.

En el esquema de la Figura 29 se muestra que los datos atraviesan el aleatorizador (Scramble) y, seguido, se codifican. Se lleva a cabo la codificación mediante Reed-Solomon y después se realiza una codificación convolucional. Seguidamente se pasa la señal por el Código de Repetición (RC) y se entrelazan los bits en el entrelazador (Interleaver). Una vez que los bits se han entrelazado, se modula la señal con uno de los posibles esquemas de modulación: Robo, DBPSK, DQPSK, D8PSK o Max D8PSK. La consecuencia de la elección de diferentes modulaciones resulta en diferentes velocidades de transmisión.

En el bloque OFDM se transforma de serie a paralelo, se hace la IFFT y se añade el CP para, finalmente, pasarlo de paralelo a serie y obtener la salida adecuada para poder ser transmitida.

La señal OFDM consta de 36 subportadoras para crear un símbolo entre 34 y 90 kHz. La modulación OFDM se realiza con una frecuencia de muestreo de 400 kHz y una FFT de 256 muestras. La frecuencia de separación para alcanzar la ortogonalidad es  $\Delta f = 400 \text{ kHz} \frac{1}{256} = 1562,5 \text{ Hz}$ . La primera subportadora está situada en la posición 23 (35,938 kHz) en la IFFT y la última en la posición 58 (90,625 kHz).

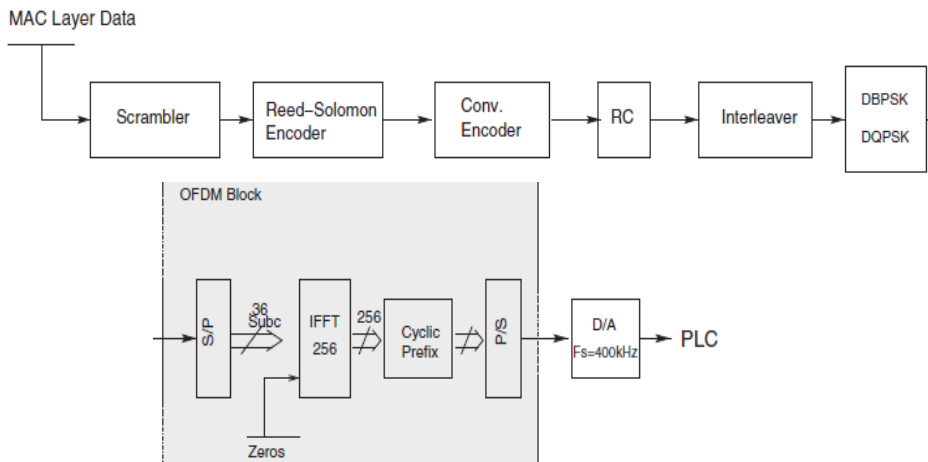


Figura 29. Esquema del transmisor G3-PLC [29]

## 2. Estado del arte

### 2.2.2.2.1 Estructura de la trama

La trama comienza con un preámbulo (Preamble), utilizado para propósitos de estimación de canal. Le sigue una cabecera (Header), que encapsula datos y termina con la carga de datos (Payload), que transporta la información de la capa superior.

El preámbulo está compuesto por 8 símbolos P y 1,5 símbolos M. Los símbolos P son 36 tonos cuyas fases siguen una secuencia pseudoaleatoria. Se aplica una IFFT de 256 muestras para pasar al dominio de la frecuencia. Los símbolos M son copia de los P, pero cada una de las subportadoras tiene un cambio de fase de  $\pi$  radianes. Por otro lado, sabemos que la carga está compuesta de grupos de 4 símbolos OFDM.

La estructura de la trama se representa en la Figura 30.

### 2.2.2.2.2 FEC

El FEC consiste en una estructura anidada de Reed-Solomon y un codificador convolucional junto con un entrelazado. Estos tres elementos son usados en su modo de operación normal, mientras que para el modo robusto un bloque extra introduce 3 bits redundantes por cada bit de información de entrada.

Para Reed-Solomon existen dos posibles configuraciones: Reed-Solomon ( $N = 255, K = 239, R = 16$ ) y Reed-Solomon ( $N = 255, K = 247, R = 8$ ), donde  $N$  es el número total de símbolos por palabra-código y  $K$  y  $R$  son el número de símbolos de información y paridad por palabra-código, respectivamente.

Adicionalmente se encuentra el codificador convolucional que es idéntico al de PRIME.

PREAMBLE	HEADER	PAYLOAD
6080 $\mu$ s	9295 $\mu$ s	Mx4x715 $\mu$ s
13 OFDM Symbols		Mx4 OFDM Symbols

Figura 30. Estructura de trama de G3-PLC [29]

La última parte de FEC está formada por el bloque de entrelazado, el cual aleatoriza la información en modo bidimensional y entre varios símbolos OFDM para evitar errores en masa. Para aleatorizar la información, se realiza una reconfiguración de la trama completa en una matriz con tantas columnas como número de subportadoras haya y con tantas filas como número de símbolos OFDM para ser transmitidos haya en la trama. Tanto las columnas como las filas se cambian de posición de forma circular. El número de veces que cambie dependerá del tamaño de la matriz. Este mecanismo de desentrelazado hace que los primeros bits contiguos desentrelazados se obtengan al introducir el final de la trama, por lo que la decodificación de estos no se puede ejecutar hasta ese momento.

#### *2.2.2.3 Capa de Control de Acceso al Medio (MAC)*

La capa MAC está basada en un estándar existente, popular y libre (RFC 8066 [57], RFC 8505 [58], RFC 8025 [59] y IEEE 802.15.4 [60]), que se aprobó en 2006 y actualmente es la versión que se mantiene en vigor.

La capa MAC cuenta con una gestión de la red Plug & Play. Esto significa que el sistema, cuando se conecta, automáticamente comienza a funcionar, de tal manera que elige la mejor ruta de comunicación. A este modo de funcionamiento se le denomina apoyo completo de la red (Full Mesh Support).

Adicionalmente, se necesita un mecanismo para la gestión de colisiones y del dominio del tiempo y para ello utiliza el mecanismo CSMA combinado con Automatic Repeat-reQuest (ARQ).

#### *2.2.2.4 Capa de Transporte, Red y Aplicación*

En esta sección se describen brevemente las capas superiores a la capa física:

- Capa de Transporte y Red

Esta capa utiliza el protocolo de internet IPv6, lo que hace posible el uso de servicios eficaces como SNMP o TFPT.

Además, necesita contar con una capa adicional, que es la capa de adaptación 6LoWPAN. Esta capa se encarga de asociar la capa MAC 802.15.4 a IPv6. Para ello es necesario que se lleven a cabo varias

## 2. Estado del arte

tareas como: la compresión de la cabecera IP, el rutado de la red, la fragmentación de paquetes y la autenticación de estos.

- Capa de Aplicación

La capa de aplicación se construye en conformidad con los estándares ANSI C12.19 [61], ANSI C12.22 [62], IEC 62056-5-3 [63] (DLMS), IEC 62056-6-2 [64] (COSEM) estando diseñada para integrar otros protocolos.

### 2.2.3 Comparativa de PRIME con G3-PLC

G3-PLC y PRIME son estándares PLC abiertos y de amplia difusión. Ambas tecnologías son totalmente libres de patente y de derechos de autor, promoviendo la interoperabilidad entre equipos. G3-PLC y PRIME operan en la banda NB PLC y usan OFDM para la transmisión de datos por la red eléctrica. La selección de OFDM como técnica de modulación es debido a su excelente rendimiento en canales de frecuencia selectiva y su robustez frente al ruido impulsivo.

La Tabla 6 presenta un resumen de las diferencias que tienen ambos estándares, que a su vez se detallan en la presente sección.

*Tabla 6. Parámetros de G3-PLC y PRIME [65]*

<b>Parámetros</b>	<b>G3-PLC</b>	<b>PRIME</b>
Rango de frecuencias	35 - 91 kHz	42 - 89 kHz
Espaciado entre subportadoras $\Delta f$	1,5625 kHz	0,488 kHz
Tamaño M de FFT	256	512
Longitud del CP ( $L_{CP}$ )	30	48
Intervalo CP	35 $\mu s$	192 $\mu s$
Enventanado	Si	No
Subportadoras utilizadas	36	97
Frecuencia de muestreo $f_s$	400 kHz	250 kHz
Tasa máxima de datos	51 kbps	128,6 kbps
Entrelazado	Por paquete	Por símbolo
Modulación	DBPSK, DQPSK, D8PSK (opcional)	DBPSK, DQPSK, D8PSK
Codificación diferencial	En tiempo	En frecuencia

### *2.2.3.1 Bandas de frecuencia distribuidas y frecuencia de muestreo*

La especificación G3-PLC apoya la funcionalidad de módems en el rango de frecuencias de 35,9 kHz a 90,6 kHz de la banda CENELEC A, donde existe una opción para extender la frecuencia superior hasta 180 kHz; mientras que la especificación PRIME 1.3.6 apoya la funcionalidad de módems en el rango de frecuencias de 42 kHz a 89 kHz. Nótese que ambos estándares, soportan la utilización de frecuencias superiores. G3-PLC soporta comunicaciones en un único canal más ancho en un ancho de banda mayor en su configuración para la banda FCC y ARIB, mientras que PRIME, desde su versión 1.4, soporta dividir la banda FCC en 8 canales, coincidiendo el primero con la banda frecuencial CENELEC A de la especificación 1.3.6. La comparativa entre estándares se centrará en la configuración en la banda CENELEC A (o lo que en PRIME 1.4 es el primer canal), para comparar los estándares en su configuración más parecida.

La frecuencia de muestreo de G3-PLC es 400 kHz con un tamaño de FFT de 256 muestras, dejando un espaciado entre subportadoras OFDM de 1,5625 kHz. En PRIME la frecuencia de muestreo es de 250 kHz, usando un tamaño de FFT de 512, dejando un espaciado entre subportadoras de 488 Hz.

### *2.2.3.2 Técnicas de modulación y tasas de datos*

Ambos estándares modulan sus subportadoras en DBPSK, DQPSK y D8PSK. No obstante, en G3-PLC esta última alternativa es opcional en el estándar. La codificación es en ambos sistemas diferencial. En el caso de PRIME la codificación es diferencial entre subportadoras adyacentes dentro del mismo símbolo, mientras que en G3 la codificación es diferencial con respecto a la misma subportadora del símbolo anterior. Adicionalmente, G3-PLC soporta opcionalmente un modo coherente en el cual la codificación no es diferencial.

En G3-PLC, la tasa máxima de datos de 51 kbps es alcanzada con D8PSK. En PRIME, las velocidades teóricas sin codificar son aproximadamente de 47 kbps, 94 kbps y 141 kbps y pueden ser obtenidas con DBPSK, DQPSK y D8PSK, respectivamente. La máxima tasa PHY de datos que PRIME soporta para D8PSK sin codificar es 128 kbps y 64,3 kbps para D8PSK codificado.

### 2.2.3.3 OFDM y DEP

G3-PLC tiene 36 subportadoras ampliamente espaciadas, mientras que PRIME consta de 97 subportadoras estrechamente espaciadas. Y precisamente este espaciado estrecho entre subportadoras resulta en una DEP comprimida en PRIME. Sin embargo, con objetivo de reducir la salida de la banda de emisión y el lóbulo espectral lateral, para una DEP comprimida, G3-PLC utiliza enventanado.

### 2.2.3.4 Intervalo de Guarda

El intervalo de guarda es el intervalo que contiene el CP en G3-PLC, el cual es 0,035 ms; mientras que en PRIME es 0,192 ms, teniendo una diferencia de un factor de 5,5 entre ellos.

### 2.2.3.5 FEC

G3-PLC soporta dos modos de funcionamiento: normal y robusto. El codificador FEC para el modo normal cuenta con Reed-Solomon y un codificador convolucional. Para el modo robusto, también se utilizan Reed-Solomon y un codificador convolucional, además del RC.

En PRIME el FEC no tiene Reed-Solomon. En PRIME 1.4 existe un modo normal y un modo robusto, mientras que en PRIME 1.3.6 el modo robusto no está soportado. Además, el codificador convolucional es opcional y puede no utilizarse si las condiciones del canal son favorables y se necesita un mayor rendimiento.

Estos datos quedan representados en la Tabla 7 en la que se describe además la relación entre la codificación y la tasa de bits.

Tabla 7. Tasa de bits de información PRIME vs G3-PLC [29]

	G3-PLC		PRIME		
	Conv+RS +RC	Conv. +RS	Conv + RC	Conv	Sin FEC
DBPSK	3,2 kbps	15,8 kbps	5,4 kbps	21,4 kbps	42,9 kbps
DQPSK	-	34 kbps	10,7 kbps	42,9 kbps	85,7 kbps
D8PSK	-	51 kbps	-	64,3 kbps	128,6 kbps

### 2.2.3.1 Entrelazado

Los datos son entrelazados para transmitirlos por la línea eléctrica y disminuir la sensibilidad de la información frente al ruido impulsivo en el dominio del tiempo. Ambos estándares emplean el entrelazado, aunque difieren en la forma de utilizarlo. PRIME soporta el entrelazado por símbolo OFDM (2,048 ms), mientras que G3-PLC efectúa el entrelazado por paquete completo, es decir, de hasta 252 símbolos, cada uno con una duración de 640  $\mu$ s.

El entrelazador por símbolo completo de G3-PLC hace que la decodificación no se pueda comenzar hasta recibir la trama completa. Este efecto que desemboca en el desentrelazado, junto con la temporización estricta de la capa MAC, es un factor de complejidad del estándar relevante.

### 2.2.3.2 Trama y preámbulo

- Trama
  - G3-PLC ofrece una trama de mayor tamaño. En su cabecera, se reservan 6 bits para indicar la longitud de la carga. Este valor multiplicado por cuatro nos da el número de símbolos OFDM que hay en la carga. La máxima longitud para la carga es  $2^6 \cdot 4$  OFDM símbolos.
  - Para PRIME la máxima longitud de carga es  $2^6$ .
- Estructura del preámbulo
  - PRIME utiliza un cambio de frecuencia a lo largo del espectro OFDM. Este preámbulo dura tanto como un símbolo OFDM sin extensión cíclica. PRIME no introduce información de fase y entonces, una subportadora se utiliza como piloto para ofrecer una referencia de fase al demodulador DPSK.
  - G3-PLC modula 256 símbolos pseudoaleatorios a través de la IFFT. Los envía 9,5 veces antes de comenzar a enviar la información. G3-PLC utiliza el preámbulo para la estimación del canal y para establecer referencias de fase para la demodulación de la subportadora y no utiliza subportadoras piloto.



### 2.3 Estado del arte del análisis de rendimiento de NB-PLC

En esta sección se realiza un estudio del estado del arte disponible en cuanto al análisis del rendimiento de las tecnologías NB-PLC, clasificado según los estudios disponibles, tecnologías en estudio, la versión del estándar de dichas tecnologías, el escenario y replicabilidad de las pruebas, la capa del sistema de comunicaciones en la que se centran, la implementación realizada y las colecciones de ruido utilizadas. Adicionalmente, se evalúa en cada caso las innovaciones clave de la presente tesis doctoral frente a la bibliografía disponible.

#### 2.3.1 Estudios analíticos

Dentro del análisis de rendimiento de las tecnologías NB-PLC, hay estudios disponibles con un enfoque más analítico [66] [67] [68]. Este tipo de estudios no cubren estándares de comunicación completos.

Mathur analiza en detalle señales moduladas por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK) [66], y señales BPSK [67], bajo diferentes modelos de ruido de fondo e impulsivos. En uno de los trabajos Mathur [66] obtiene la condición para la detección óptima de señales de desplazamiento de fase en cuadratura sobre ruido de fondo aditivo con una distribución Nakagami- $m$  en sistemas de comunicación PLC. Realiza este trabajo por medio de la función de probabilidad de densidad y la función de distribución acumulativa de las variables de decisión de las partes reales e imaginarias del ruido de fondo.

En su otro trabajo Mathur [67], estudia el rendimiento de un sistema PLC bajo el efecto combinado del ruido de fondo Nakagami- $m$  y del ruido impulsivo Middleton clase A, asumiendo señales con desplazamiento de fase binario. Su análisis predice el comportamiento de las tecnologías PLC bajo este efecto combinado de ruidos de fondo e impulsivos.

Continuando con los estudios analíticos, Dubey [68] estudia un sistema BPSK equipado con repetidores de amplificación y reenvío. Considera un modelo de sistema realista con desvanecimiento log-normal, atenuación de señal dependiente de la distancia y ruido impulsivo Bernoulli-Gaussiano. Su objetivo es estudiar la Tasa de Error de Bit (BER) punto a punto y la capacidad de canal media de un sistema PLC equipado con repetidores de amplificación y reenvío.

En contraposición a este tipo de estudios analíticos, esta tesis doctoral se basa en simulaciones numéricas realizadas con implementaciones de versiones de estándares abiertos, en módems reales.

### 2.3.2 Estudios sobre tecnologías PLC genéricas

Existen múltiples estudios realizados sobre modelos de tecnologías de comunicación PLC genéricas no estándar, como los de Liu [15], Mitra [21] y Ndo [22].

Liu [15] cubre la influencia de la distorsión de fase del canal en un sistema PLC genérico de modulación por desplazamiento de fase diferencial binaria (DCSK). En su estudio muestra distorsiones de fase variables con el tiempo y selectivas en frecuencia para el rango de frecuencias por debajo de los 500 kHz. Se estudia la influencia de la respuesta de fase en la sincronización basada en preámbulo y en modulaciones basadas en correlaciones. En su trabajo emula cuatro perfiles de distorsión de fase diferentes.

Mitra [21] usa una cadena de Markov particionada para analizar el rendimiento del codificador convolucional de las tecnologías PLC. Se centra en los límites de rendimiento en escenarios donde el ruido tenga memoria y se modele usando una cadena de Markov. Esto se adecúa a la naturaleza a ráfagas de los impulsos del canal PLC de BT. En particular, obtiene expresiones para la tasa de corte y el BER de un sistema de banda estrecha con codificador convolucional.

Ndo [22] investiga el rendimiento de las técnicas de modulación de amplitud en cuadratura en entornos impulsivos. En el estudio se evalúa OFDM/OQAM como un esquema multiportadora alternativo que ofrece una eficiencia espectral teórica mayor que el OFDM con CP y que está bien localizado en tiempo y frecuencia. Se estudia el rendimiento de OFDM/OQAM en entornos impulsivos comparando los resultados con los que ofrecería OFDM. Se evalúa también la optimización de una no linealidad de corte en tensión.

Como contraposición a estos estudios no orientados a tecnologías PLC concretas, esta tesis doctoral se realiza sobre sistemas de comunicación reales y completos cubriendo los estándares PRIME 1.3.6, PRIME 1.4 y G3-PLC.

### 2.3.3 Estudios sobre el comportamiento estadístico en campo

Existen diversos artículos que estudian el rendimiento de la tecnología PRIME en base a su comportamiento estadístico en instalaciones de campo. Este es el caso de los trabajos presentados por Sendín [23] [24] [25] [26] que cubren incidencias y situaciones observadas después del despliegue en campo.

En [23], se describe la arquitectura del despliegue de red inteligente de Iberdrola, que ha sido utilizada y validada de forma extensiva, ofreciendo sus resultados de rendimiento. Según este estudio la tecnología PRIME ha demostrado que ofrece resultados exitosos en los escenarios más comunes (urbanos, suburbanos y rurales), cubriendo largas distancias en condiciones de ruido habituales. Este trabajo ofrece el resumen del despliegue de campo de los contadores de Castellón, indicando las experiencias de campo del despliegue de más 100.000 contadores PRIME.

Sin embargo, existen ubicaciones donde las condiciones de ruido son peores que las habituales. En este contexto, en [24] se proponen mecanismos para superar estas situaciones de ruido extremo, basados en soluciones desplegables en campo. Se estudia con éxito la introducción de múltiples nodos base para ampliar la cobertura PRIME en centros de transformación con múltiples embarrados. Se obtiene como conclusión que, en entornos de ruido muy agresivo, es necesaria la inyección trifásica para mejorar la cobertura de forma importante, sin tener que servirse en todos los casos del acoplamiento entre fases.

En [25], se evalúan alternativas para la inyección de señal PLC a través de diferentes pruebas de campo, con el objetivo de mejorar la convergencia de red y el rendimiento de los contadores. Los resultados y conclusiones pueden ser extrapolados a cualquier otra tecnología PLC de BT en la misma banda de frecuencia. Se tratan de trabajos realizados en circunstancias de despliegue de campo, en situaciones extraordinarias, como cruzar transformadores de MT, comunicando dos centros de transformación a través de la red de media.

Por último, Sendín, en [26], desarrolla pautas sobre aspectos estratégicos de los despliegues PLC de red inteligente, en base al conocimiento obtenido en campo. Cubre la evolución seguida por este tipo de redes y las tecnologías PLC, hasta converger en los despliegues PLC de gestión de metrología remota, que son una pieza clave dentro de la Red Inteligente en conjunto.

A diferencia del conjunto de estudios realizados en campo, esta tesis ofrece unas condiciones de estudio controladas y repetibles. Este trabajo sigue un procedimiento estandarizado y replicable para determinar el rendimiento de las tecnologías PLC bajo condiciones de canal realistas. Esto permite evaluar múltiples tecnologías bajo exactamente las mismas circunstancias, en un entorno controlado y replicable.

#### 2.3.4 Estudios orientados a capas superiores

El estudio de rendimiento de la comunicación PLC puede evaluarse a diferentes niveles del protocolo. Existen más estudios de rendimiento NB-PLC a nivel de las capas superiores [69] [70] [71].

Slacik [69] se centra en la medida de calidad y velocidad de la transmisión. Realiza una comparativa de robustez entre PRIME y G3-PLC en condiciones reales y de laboratorio. Evalúa la comunicación entre el centro de transformación y los edificios cercanos donde quedan instalados los contadores inteligentes. Describe tanto el equipamiento necesario como las condiciones para tomar las medidas correspondientes en centros de transformación subterráneos reales.

González-Sotres [70] mide el número de nodos registrados y el tiempo requerido para la lectura de un conjunto de contadores. Presenta un estudio detallado de sensibilidad con el objetivo de evaluar los límites de operación de las aplicaciones de telegestión. Selecciona diferentes configuraciones representativas de redes de BT basadas en un marco de simulación PLC que integra estándares PRIME con modelo de datos DLMS/COSEM.

Sanz [71] evalúa el número de errores en las tramas recibidas. Presenta un modelo de la capa física G3-PLC preparado para la simulación de red. En este entorno permite simular canales selectivos en frecuencia con ruido coloreado no estacionario. Modela las colisiones con otras tramas teniendo en cuenta la duración y la potencia de las tramas interferentes. Se estiman los errores de trama usando una función de mapeo efectivo de proporción de señal a interferencia y a su vez a ruido.

A diferencia de este tipo de estudios, el trabajo expuesto en esta tesis se centra en el estudio de rendimiento PLC a nivel de capa física.

### 2.3.5 Estudios sobre una o múltiples tecnologías PLC

Dentro de los estudios de tecnologías G3-PLC y PRIME en concreto, la mayor parte del estado del arte se centra en una única tecnología, bien sea PRIME [27] [50] [70] o G3-PLC [71]. Hay también trabajos que cubren ambas tecnologías en un mismo estudio [29] [30] [69].

Sendin [50] se centra en la tecnología PRIME. Concretamente en el análisis de los diferentes esquemas de modulación disponibles en PRIME y el SNR mínimo requerido en cada uno de ellos. Después de su análisis, llega a la conclusión de que los esquemas de modulación sin codificación convolucional no son de uso práctico, por ser especialmente sensibles al ruido impulsivo y selectivo en frecuencia y por requerir una relación de SNR muy elevada.

Hoch [30] compara las capas físicas de ambas tecnologías PRIME y G3-PLC. Realiza dicha comparativa en base a un estudio teórico, mediante simulaciones en Matlab, tratando de que la configuración de ambos estándares sea lo más parecida posible, acorde con sus especificaciones.

Matanza [29] extiende este trabajo incluyendo simulaciones con diferentes entornos de ruido impulsivo, extraído de medidas en campo. Sin embargo, los estudios disponibles se realizan únicamente en PRIME en su versión 1.3.6 y en los esquemas de modulación G3-PLC no coherentes.

Ninguno de los estudios disponibles que incluya ambas tecnologías analiza las últimas evoluciones de estos estándares y los trabajos publicados se realizan en base a simulaciones. Estos son dos puntos de innovación de esta tesis, que incluye todos los modos CENELEC-A disponibles para las tecnologías G3-PLC y PRIME y realiza el estudio con una implementación completa de nivel de capa física de los módems PLC en estudio. Como se verá más adelante, el tipo de entorno y las métricas seleccionados, así como la replicabilidad del escenario de prueba desarrollado, permiten que este estudio de múltiples tecnologías se realice exactamente en las mismas condiciones. Estos puntos se analizan más en detalle en las próximas secciones.

### 2.3.6 Estudios PRIME en su versión 1.4

Hay una evidente falta de estudios de la tecnología PRIME en su última versión 1.4. Se han publicado algunos estudios de campo [33] [34], que cubren la extensión de banda PRIME 1.4 de 150 kHz a 500 kHz.

Fernandez [33] usa las altas frecuencias como una red superpuesta. Se trata de un estudio supera el ruido selectivo en frecuencia en redes sobre banda CENELEC-A a través de unos dispositivos integrados en la red que actúen como pasarela. Se utilizan frecuencias por encima de CENELEC-A hasta los 500 kHz, comunicando a través de una serie de canales con ancho de banda equivalente al que se usa en CENELEC-A. Se demuestra la viabilidad esta prueba de concepto habilitada sobre la evolución 1.4 del estándar PRIME mediante pruebas de laboratorio y experiencia en campo.

Arechalde [34] verifica el rendimiento de la capa física PRIME 1.4 a través de pruebas de campo. Presenta resultados realizados en una red de BT urbana representativa de este tipo de instalaciones en Europa. El objetivo es evaluar el rendimiento de la tecnología NB-PLC usando bandas de frecuencia desde 150 kHz a 500 kHz. Las pruebas se han desplegado en diversos puntos de la misma red de distribución de BT, comprobando la conexión punto a punto entre los mismos. Además de evaluar el rendimiento de cada enlace, se miden los niveles de ruido en los puntos de recepción.

Ninguno de los estudios mencionados cubre el enfoque de esta esta tesis doctoral, ya que se centran sólo en la tecnología PRIME, en estudios de campo no replicables y con un enfoque al rendimiento de las capas superiores [33]. En este contexto, como contribución clave, esta tesis cubre el estándar PRIME en su última versión 1.4, realizando un estudio exhaustivo de su rendimiento a nivel físico.

### 2.3.7 Estudios basados en simulaciones

La mayor parte de los estudios disponibles están basados en simulaciones, usando plataformas que no declaran usar pilas de protocolos certificadas por G3-PLC o PRIME [29] [31] [32], con alguna excepción que se detalla a continuación [71].

El estudio de Matanza [29] se basa en un modelo numérico de Matlab. Se desarrolla un programa que calcula la función de transferencia entre un centro de transformación y todos los usuarios finales de una red. Se basa en un fichero XML, en el que se describen todas las conexiones lógicas y la descripción matemática de los elementos en la red. Con esta herramienta se evalúa el rendimiento de PRIME y G3-PLC en un canal que integra una serie de perturbaciones.

Van Laere [31] describe un simulador software de capa física G3-PLC, que cubre tanto las bandas CENELEC-A como FCC. Tiene como objetivo evaluar el impacto de diferentes perturbaciones en una comunicación G3-PLC. Hace este análisis en función del tamaño de paquete, la banda de frecuencia seleccionada, y en función del efecto de la función de transferencia medida en un transformador de MT a BT.

Upadhyay [32] ofrece una comparativa de resultados simulados de capas físicas NB-PLC bajo ruido AWGN e interrupciones de banda estrecha. Se presenta un modelo de simulación genérico que abarque el conjunto de estándares de comunicaciones PLC. Se detallan las configuraciones físicas y las diferencias entre cada uno de los protocolos, y se evalúan los resultados de los estándares en cuanto a rendimiento, tasa de transferencia de datos, y robustez frente a ruidos interferentes.

En [71], se presenta un simulador de red que usa un modelo Matlab simplificado como capa física e incorpora capas superiores G3-PLC certificadas. A diferencia de esta tesis, [71] estudia únicamente G3-PLC y se centra en la arquitectura de red sin presentar resultados de rendimiento detallados.

Como punto innovador de esta tesis doctoral, este estudio se basa en una implementación completa de nivel de capa física de aquellos módems PLC cuya tecnología está certificada por las alianzas PRIME y G3-PLC.

### 2.3.8 Estudios basados en pruebas de laboratorio

Existen investigaciones experimentales en laboratorio [72] [73]. Sin embargo, dichos trabajos utilizan escenarios de prueba y fuentes de ruido que no son estándar ni respaldados por organismos reguladores.

Mölders [72] evalúa cambios en las topologías G3-PLC bajo emisiones de ruido de emisores fotovoltaicos. Se basa en un análisis en condiciones realistas en una red de distribución de laboratorio, de la universidad de Aquisgrán, en Alemania. Medidas en entornos fotovoltaicos demuestran la robustez de los módems G3-PLC frente a la atenuación y emisiones de diferentes inversores fotovoltaicos.

Mlynek [73] describe las medidas experimentales y la influencia de patrones de ruido particulares sobre la comunicación NB-PLC, para discutir

aproximaciones de comunicación adaptativa. Plantea, a su vez, un método para gestionar la topología de red y el análisis de los ruidos. Realiza medidas en entorno de laboratorio, verificadas a su vez en entorno real. Su objetivo es evaluar tasas de datos de las capas superiores.

Únicamente se ha realizado un estudio en el montaje de laboratorio estandarizado por ETSI TS 103 909 v1.1.1 [19], en el que Hallak [74] analiza la profundidad de notch en los dispositivos G3-PLC. Evalúa esta medida de profundidad de notch con diferentes equipos de múltiples fabricantes. El estudio realiza el montaje del ETSI TS 103 909 v1.1.1 [19] para tomar las medidas correspondientes y, en este escenario de medida, analiza la profundidad de notch alcanzable por los dispositivos G3-PLC. Este estudio destaca la utilidad del estándar ETSI que permite a los fabricantes utilizar un entorno reproducible. Sin embargo, al centrarse en el análisis de parámetros de la señal de transmisión, las métricas y perturbaciones de [19] no son requeridas.

Tal y como se indicaba previamente, un punto diferencial clave de esta tesis respecto a otros estudios de laboratorio existentes es el uso del procedimiento, escenario y métricas de prueba estandarizado por ETSI TS 103 909 v1.1.1 [19].

### 2.3.9 Estudios en base a colecciones de ruido

Dentro de las medidas de rendimiento disponibles, existe una gran variedad de fuentes de ruido [27] [28] [30] [75]. Los estudios publicados cubren un número reducido de perturbaciones y ninguna de ellas corresponde con un conjunto de ruidos estandarizado.

Matanza [27] evalúa el rendimiento PRIME en presencia de entornos de ruido impulsivo. Este artículo utiliza un entorno de simulación en Matlab y evalúa la respuesta de PRIME frente al ruido impulsivo, así como ciertos mecanismos para combatirlo, como utilizar un entrelazador de 10 símbolos o realizar clipping. Estas son dos técnicas interesantes en cuanto al rendimiento de las comunicaciones si bien, como se indica al inicio el conjunto de ruido utilizado, no es estándar.

Kim [28] mide diferentes comunicaciones PLC bajo ruido AWGN, ruido periódico impulsivo e interferencias de banda estrecha. Estos ruidos no corresponden a ninguna colección estandarizada, sino que son seleccionados



por el autor, con el fin de estudiar el comportamiento PLC en aquellas condiciones que considera más representativas.

Hoch [30] compara el rendimiento de PRIME y G3-PLC usando modelos de ruido matemáticos. Se presentan diferentes modelos de ruido coloreado cuya potencia instantánea varía de forma síncrona con la tensión de la red eléctrica. También incluye una componente periódica impulsiva en los ruidos utilizados para la comparativa de rendimiento.

Robson [75] usa modelos realistas de líneas y transformadores. Se seleccionan modelos considerados representativos para estudios de comunicaciones PLC en la banda CENELEC-A. Se centra en el análisis en entornos de red rural y semirural, evaluando el impacto de la naturaleza selectiva en frecuencia de la red de MT y su impacto en BT. Con esto simula la respuesta de las tecnologías OFDM de PRIME y G3-PLC.

En contraposición a estos estudios, esta tesis ofrece datos de rendimiento bajo un extenso conjunto de patrones de ruido estándares y controlados. En concreto, incluye 31 formas de onda de ruido estándar de ETSI TS 103 909 v1.1.1 [19], complementados con una selección de perturbaciones medidas en campo en un entorno DER.

### 2.4 Estado del arte de mejoras propuestas a tecnologías PLC

En la bibliografía, se pueden encontrar estudios sobre las tecnologías NB-PLC, en los que, teniendo en cuenta las condiciones de la capa física de cada protocolo, se proponen mejoras para paliar sus limitaciones o alcanzar sistemas más robustos. En esta sección se realiza una recopilación de dichos estudios y se destacan las conclusiones más relevantes de cada uno. Además, se describe, para cada uno de los aspectos de mejora, la innovación aportada por esta tesis respecto a los estudios encontrados en el estado del arte.

#### 2.4.1 Propuestas de mejora que mitiguen el ruido

Existen diferentes estudios cuyo objetivo es plantear propuestas de mejora que mitiguen el ruido en recepción [76] [77] [78].

Shongwe [76] menciona mecanismos de procesamiento de señal para mejorar el rendimiento de PRIME y G3-PLC en entornos de ruido impulsivo. Para ello

amplía el entrelazador y realiza una técnica de anulación de los ruidos en forma de impulsos. Ambas técnicas son bastante habituales dentro de las comunicaciones OFDM para combatir este tipo de ruidos.

Matanza [77] estudia un mecanismo de detección de compresión para cancelar el ruido impulsivo basado en un indexado de Matriz de Fourier Parcial. Muestra resultados de una simulación Matlab donde logra una cancelación casi completa de los ruidos impulsivos.

Previo a esta tesis doctoral, yo mismo, he trabajado en aspectos de mejora para la mitigación de ruido en NB-PLC. En [78] presento un mecanismo de cancelación de ruido cuasi-síncrono mediante un aprendizaje y reenganche de este en subsiguientes ciclos. Después de aprendizaje y reenganchado este mecanismo es capaz de predecir el ruido cuasi-síncrono y cancelarlo. Se analiza su eficacia con algunos ejemplos de ruidos cuasi-síncronos y se analiza el consumo de cálculo computacional. Se observa como conclusión que si bien el rendimiento mejora en presencia de ruido cuasi-síncrono, puede empeorar ante otros tipos de ruido.

Estas técnicas de mejora basadas en mitigación de ruido tienen como limitación que están orientadas a formas de ruido muy concretas. Al llevar esto a un escenario real en el que pueden existir diferentes efectos de ruido, muchas veces incluso combinados, estos estudios no hacen una selección dinámica de sus mecanismos de mitigación. Lo cual puede dar buenos resultados en un escenario concreto, pero malos en otros escenarios. Esta tesis plantea técnicas de mejora más versátiles que no estén prefijadas de antemano y por tanto respondan mejor ante ruidos no homogéneos.

## 2.4.2 Propuestas de mejora de mecanismos de ecualización

### 2.4.2.1 *Ajuste de curva a modelos de curvas Spline*

Los estudios disponibles de ajuste de curva para la ecualización de canales de transmisión en base a curvas Spline están orientados a sistemas OFDM genéricos con distintas aplicaciones, diferentes a NB-PLC [79] [80] [81].

Sun [79] analiza las características de los canales inalámbricos OFDM y propone un algoritmo de estimación de canal basado en interpolación B-Spline. Este algoritmo obtiene la respuesta frecuencial del canal completo, mediante la interpolación B-Spline de la amplitud de las subportadoras piloto



en recepción. El análisis ilustra que la interpolación Spline puede obtener de forma eficiente las propiedades del canal. Dentro del estudio, se adquiere una estimación precisa con la matriz de autocorrelación, que optimiza el rendimiento de la estimación de canal. Los resultados de las simulaciones demuestran que este algoritmo puede seguir las variaciones del canal, ofreciendo un buen rendimiento. Como se indicaba al inicio, está centrado en comunicaciones en canales inalámbricos, no en tecnologías PLC.

Sayli [80] analiza la interpolación Spline aplicada a sistemas de comunicación inalámbricos de luz visible. En los sistemas de comunicación de luz visible se utiliza la luz como mecanismo para la transmisión óptica de datos. En este estudio se evalúan las modificaciones de potencia de la señal OFDM. Estos sistemas inalámbricos requieren, de forma habitual, la estimación y detección de desvanecimientos en el canal, para detectar de forma coherente los datos transmitidos. En este trabajo se estudian estimaciones de canal basadas en interpolación Spline para distribuciones de subportadoras piloto tipo peine, como propuesta para canales de luz visible. Los resultados de las simulaciones confirman que la técnica de estimación de canal propuesta tiene una respuesta mejor que los resultados de interpolación lineal para modulaciones de mayor orden. El estudio está centrado en sistemas de comunicación de luz visible, no estudia tecnologías PLC.

Liao [81] estudia diferentes mecanismos de interpolación que mejoren la respuesta de OFDM ante las interferencias en el canal. Se evalúan mecanismos de interpolación Spline, interpolación Sinc, interpolación cúbica B-Spline e interpolación Lagrange. Con el objetivo de mejorar la precisión de la interpolación de canal, se propone también una evolución del método de interpolación Lagrange que puede segmentar el intervalo de interpolación y calcular el valor medio de la interpolación. Por último, se realizan las simulaciones Matlab correspondientes para poder comparar los mecanismos de interpolación, evaluando la complejidad y rendimiento en aspectos como precisión de la estimación, tasa de error y robustez. El estudio está centrado en sistemas OFDM genéricos, no orientado a tecnologías PLC.

Por tanto, no existen estudios que particularicen la aplicación de curvas Spline en contextos de NB-PLC, y tampoco concretamente en los protocolos de comunicación PRIME y G3-PLC. Observando los resultados positivos del estado del arte que ofrece Spline en otros contextos OFDM, se identifica un punto interesante de estudio en cuanto a qué mejora de rendimiento ofrecerá

esta curva en los protocolos NB-PLC. La mejora propuesta en esta línea en esta tesis aplicada a PRIME es, por tanto, completamente innovadora.

#### 2.4.2.2 *Otros mecanismos de ecualización*

Aunque existen diversos estudios centrados en propuestas de mejora sobre los mecanismos de ecualización, están orientados a sistemas de comunicaciones genéricos [82] [83]. Dentro de los sistemas genéricos cabe destacar el enfoque de los turboecualizadores [84] [85].

Moya [82] estudia una estimación de canal PLC basada en las propiedades matemáticas de las secuencias complementarias. La propuesta se implementa en un esquema BPSK-OFDM, y todo el procesamiento de señal, como es habitual en estos casos, se hace en el dominio de la frecuencia. Se realizan las simulaciones sobre dos canales PLC característicos: con ruido AWGN y con ruido impulsivo, y se muestran los resultados en forma de mínimo error cuadrático y BER. Como se indicaba al inicio, se trata de un estudio sobre sistemas OFDM PLC genéricos, no particularizado a las tecnologías PRIME y G3-PLC. Además, los mecanismos de ecualización estudiados son diferentes a la curva Spline, identificada en la sección anterior como propuesta de mejora en esta línea dentro de esta tesis.

Luo [83] analiza cómo los sistemas basados en OFDM no son capaces de solucionar la degradación de la ortogonalidad entre subcanales, debido a las características de variación en tiempo de los canales multitrajecto de la red eléctrica, que se conocen como el problema de interferencia intercanal. Presenta un diseño de ecualizador de canal no lineal, basado en un esquema perceptrón multicapa entrenado con un criterio de mínimo error cuadrático, y se compara el rendimiento del ecualizador lineal tradicional con el ecualizador no lineal propuesto dentro del alcance del estudio. El estudio se orienta a sistemas PLC OFDM genéricos, no particularizado a ninguna tecnología.

Adebisi [84] estudia mejoras aplicables a sistemas PLC genéricos con el uso de un tipo de turboecualización. En sistemas PLC de banda ancha existe una alta interferencia intersímbolo que requiere el uso de mecanismos muy potentes de codificación y ecualización como la turboecualización. Adebisi [84] investiga el rendimiento de este tipo de canceladores de interferencias aplicando turboecualización a NB-PLC. Realizan simulaciones para evaluar su comportamiento tras un número de ciclos de realimentación.

Chuan [85] estudia un campo similar al planteado por [84] proponiendo en este caso otro tipo de mecanismo para el turboecualizador. Analiza un turboecualizador adaptativo para sistemas codificados de portadora única. Muestra su comportamiento en base a su detección iterativa y plantea nuevas propuestas de mejora en su misma línea de investigación.

Dentro de la tecnología G3-PLC en concreto, Aloui [86] investiga técnicas de procesamiento de señal avanzadas para la comunicación en redes AMI inteligentes. Se estudian redes combinadas de NB-PLC cableadas e inalámbricas de RF y se presentan diferentes técnicas de estimación de canal basadas en los algoritmos de cuadráticos mínimos y mínimo error cuadrático medio, y ecualizaciones de canal basadas en forzado a cero y mínimo error cuadrático medio. Se hace una pequeña particularización para G3-PLC en la parte del estudio relacionada con redes NB-PLC cableadas. En este estudio no se concreta en base a qué curvas se modeliza el canal, no se profundiza en diferentes configuraciones físicas, tipos de perturbación, ni se estudia la tecnología PRIME.

En definitiva, se observa alguna referencia breve a G3-PLC [86] y no se identifican referencias a PRIME en este contexto. No existen, por tanto, trabajos como el de la presente tesis, en la que se evalúan propuestas de mejora a los mecanismos de ecualización de PRIME. Tampoco se observan curvas de ecualización con mayor interés que la Spline ya planteada.

### 2.4.3 Propuestas de mejora orientadas al codificador

#### 2.4.3.1 Codificador Reed-Solomon

En el estado del arte se han identificado una serie de estudios aplicados a contextos PLC, relacionados con el codificador Reed-Solomon. La mayor parte de ellos con propuestas de evolución de este algoritmo particularizados a G3-PLC [87] [88].

Ogunyanda [87] implementa un esquema de desplazamiento de fase diferencial que concatena el Reed-Solomon convencional con un código de permutación cíclica, resultando en lo que denomina un esquema RS-CPC. Este código de permutación cíclica mapea los bits de salida de un código Reed-Solomon binario en símbolos no binarios, en un proceso cíclico, con el objetivo de mejorar la distancia entre dos conjuntos diferentes de símbolos mapeados. Se evalúa esta propuesta de mejora y se compara en base a simulación e

implementación con el Reed-Solomon estándar definida en G3-PLC. Este estudio se plantea como una propuesta de mejora que puede aplicarse a diversas tecnologías PLC, se muestran datos genéricos del algoritmo no particularizado a tecnologías PLC concretas.

Elgenedy [88] analiza las propiedades de la interferencia cicloestacionaria de banda estrecha, que limita severamente el rendimiento de las comunicaciones PLC en la banda de 3 a 500 kHz. Su objetivo es diseñar algoritmos que mitiguen su impacto de forma práctica. Este tipo de algoritmos se plantean como propuesta de mejora para el rendimiento de los decodificadores Viterbi y Reed-Solomon. Se evalúan resultados en base a simulación, que podrían aplicarse a diversas tecnologías PLC.

Kim [28] estudia las limitaciones de capa física de PRIME, comparadas con otros estándares de comunicaciones como G3-PLC. Dentro de este trabajo, se evalúan diferentes propuestas de evolución de PRIME para mejorar su rendimiento. Una de las propuestas es una solución que incluya un entrelazador mayor, viéndose en su caso el beneficio. En el estudio se mencionan las ventajas del codificador Reed-Solomon para la robustez de la tecnología G3-PLC, indicando que efectivamente este codificador no está presente dentro del estándar de la tecnología PRIME. El estudio de Kim [28] para en este punto y no realiza una propuesta de mejora de implementar Reed-Solomon [28] en PRIME.

En cuanto a propuestas de mejora orientadas al codificador Reed-Solomon, no existen estudios que implementen Reed-Solomon en PRIME. Esta tesis doctoral profundiza precisamente en esta diferencia de especificación entre los dos estándares PRIME y G3-PLC. Llegando a implementar y estudiar el comportamiento de PRIME con este codificador. En concreto, incluye un estudio completo de rendimiento a nivel de capa física de PRIME 1.3.6 y 1.4, aplicando la propuesta de mejora del codificador Reed-Solomon.

#### *2.4.3.2 Otras mejoras del codificador*

Existen alternativas al codificador convolucional o Reed-Solomon para mejorar la eficiencia del proceso de codificación [89].

Andreadou [89] estudia el rendimiento de una codificación de Comprobación de Paridad de Baja Densidad (LDPC) y define una versión optimizada de dichos códigos para su aplicación en los bloques de datos cortos



de las comunicaciones NB-PLC. Comparan esta evolución con el esquema de codificación estándar G3-PLC, que concatena Reed-Solomon con el codificador convolucional. Plantea, por tanto, alternativas a G3-PLC, en cuanto a su mecanismo de codificación. Se trata de un análisis teórico y particularizado a la tecnología G3-PLC.

Siendo Reed-Solomon una diferencia clave en la especificación física de las tecnologías NB-PLC en estudio, para esta tesis se considera más interesante seleccionar esa vía de estudio frente a cualquier otra mejora del codificador. Reed-Solomon tiene ventajas computacionales y de robustez en ruidos a ráfagas muy interesantes a explorar en tecnologías NB-PLC como PRIME.

### 2.4.4 Propuestas de mejora con supresión de subportadoras

#### 2.4.4.1 *Supresión de subportadoras dinámica en transmisión*

Las tecnologías de comunicaciones como G3-PLC especifican un mecanismo de supresión de subportadoras adaptativo, orientado a evitar las frecuencias que puntualmente estén más afectadas por ruidos. Este mecanismo, se denomina Tone Map y se suprime únicamente el payload de la trama, enviándose cabecera y preámbulo. El transmisor informa al receptor de las bandas seleccionadas para el Tone Map a través de la cabecera. Existen pocos estudios que analicen mejoras del PLC orientadas a la supresión dinámica de subportadoras.

Nikfar [90] muestra resultados de simulaciones de un sistema NB-PLC genérico, en el cual implementa una supresión adaptativa de subportadoras en transmisión, mediante un proceso de asignación de espectro. Indica cómo esta funcionalidad mejoraría la eficiencia espectral y el rendimiento de las comunicaciones. El objetivo es mostrar el detalle del algoritmo de detección dinámica de las bandas de frecuencia a utilizar y demostrar cómo la implementación es funcional. No se incluye ningún análisis de nivel físico del rendimiento.

Razazian [91] analiza la respuesta de G3-PLC en el entorno de red rural de los Estados Unidos de América. Analiza la topología de su red de distribución y demuestra cómo se puede desplegar una red PLC. Realiza pruebas de campo que confirman cómo atravesar el transformador de media a BT es clave en los despliegues PLC estadounidenses. Demuestra que las condiciones del canal son complicadas y que se requieren modos de operación muy robustos. En

este contexto, evalúa cómo G3-PLC es capaz de gestionar estos entornos hostiles con sus modos de operación robustos y sus capacidades de Tone Map adaptativo. En este estudio, el Tone Map se menciona como mecanismo ventajoso de G3-PLC, sin entrar en ningún tipo de análisis detallado de nivel físico.

Di Bert [92] plantea una plataforma de simulación que permita evaluar la tecnología G3-PLC. La plataforma consiste en dos simuladores, uno para el nivel de capa física implementado en Matlab y otro para capas de enlace superiores implementado en OMNeT++. Para mejorar el rendimiento y cobertura de G3-PLC se propone un algoritmo de Tone Map junto a un algoritmo de rutado. En este caso, utiliza una versión simplificada del Tone Map estándar que aplica únicamente a una configuración física DBPSK. Su objetivo es demostrar la usabilidad del simulador, sin analizar el funcionamiento o impacto del Tone Map en particular. Este estudio no cubre, por tanto, ninguna propuesta de mejora G3-PLC relacionada con Tone Map.

Como se ha mostrado en el estado del arte, existen varios estudios sobre el uso de supresión de subportadoras en tecnologías PLC genéricas [90] y pocos trabajos centrados en la tecnología G3-PLC y su funcionalidad de Tone Map en particular [91] [92]. En cambio, no se identifica ningún estudio que, más allá de mencionarlo, evalúe su impacto individual en el rendimiento de la tecnología G3-PLC. Esta tesis es, por tanto, completamente innovadora en este punto, ya que analiza el comportamiento del Tone Map estándar bajo un extenso conjunto de patrones de ruido estándares y controlados, planteando propuestas de evolución del Tone Map más allá de su definición estándar. Dentro del alcance del trabajo, se implementan y estudian las diferentes aproximaciones al Tone Map en base a un procedimiento, escenario y métricas de prueba estandarizados. No existe ningún trabajo publicado en esta línea y es muy interesante para conocer las capacidades del estándar NB-PLC en cuanto a evitar las frecuencias menos favorables. Punto clave en NB-PLC con ruidos selectivos en frecuencia.

#### *2.4.4.2 Otros mecanismos de supresión de subportadoras*

Los estándares de comunicaciones como G3-PLC especifican un mecanismo de supresión de subportadoras estático en transmisión, orientado típicamente a la convivencia entre servicios de comunicaciones interferentes. Este mecanismo preconfigurado, conocido como Tone Mask o notch, suprime



la trama completa, incluyendo cabecera, preámbulo y payload; es decir, no se transmite nada de señal en las subportadoras suprimidas. El transmisor y el receptor lo conocen previamente.

Hallak [74] analiza la funcionalidad de supresión de subportadora estática o notch en G3-PLC. El objetivo de este estudio es analizar la profundidad de notch alcanzable por los dispositivos G3-PLC. Por tanto, no evalúa el impacto en el rendimiento de G3-PLC al utilizar esta supresión, sino que estudia cuál es el límite de implementación para los fabricantes. Por tanto, este trabajo no corresponde con el tipo de supresión de subportadoras que se estudia en esta tesis: la supresión dinámica de subportadoras.

Analizando sistemas de comunicaciones genéricos, se identifican mecanismos alternativos, como la supresión de subportadoras en recepción [93]. Ren [93] presenta un algoritmo que puede ser utilizado en comunicaciones OFDM PLC genéricas. Su objetivo es detectar el ruido periódico impulsivo para, a continuación, suprimirlo con un filtro de notch con una respuesta impulsiva infinita, previa a la sincronización del sistema. Es una supresión que se realiza de forma estática y unilateral por parte del receptor, sin comunicación previa con el transmisor. Por el contrario, en esta tesis la supresión de subportadoras se realiza en transmisión.

### 2.4.5 Propuestas de mejora no orientadas al rendimiento

Las propuestas de mejora mencionadas están orientadas a la mejora del rendimiento de la comunicación, del mismo modo que el análisis realizado en esta tesis. Además de esas propuestas, existen otras aproximaciones orientadas a mejorar otros parámetros, como los recursos de procesamiento necesario [94], o la paralelización con nuevas aplicaciones [95].

Yang [94] estudia mejoras de procesamiento para la FFT/IFFT de transmisor y receptor del sistema PRIME. Propone arquitecturas basadas en una FFT real y una IFFT con simetría Hermítica. Son propuestas con alta flexibilidad y baja complejidad de procesado. Son, por tanto, propuestas de mejora no orientadas a mejorar el rendimiento, pero muy interesantes para optimizar los recursos de procesamiento, los cuales son limitados en los sistemas embebidos.

Angulo [95] explora las posibilidades de la Multiplexación por División en Capas (LDM), una técnica de multiplexado no ortogonal, para su aplicación en

comunicaciones NB-PLC. Esta solución permitiría paralelizar múltiples aplicaciones sobre el mismo canal PLC, siendo esta mejora aplicable a cualquier sistema de NB-PLC basado en OFDM. En el estudio, se muestran cálculos teóricos y simulaciones realizadas sobre la tecnología PRIME en la banda CENELEC-A. Se trata de una propuesta de mejora no orientada a mejorar el rendimiento, sino a facilitar la multiplexación de varios servicios.



### 3 DESARROLLO DE UN ENTORNO DE PRUEBA MODULAR, REPLICABLE Y AUTOMATIZADO

Para la ejecución de las pruebas de calidad de la comunicación en función de las diferentes perturbaciones seleccionadas y cada uno de los estándares de comunicaciones, se hace necesario un entorno que proporcione una elevada agilidad y repetitividad, en lo que a la ejecución de las pruebas se refiere. Este capítulo describe la solución desarrollada que cubre esta necesidad estructurado en las secciones siguientes.

**Necesidad de virtualización identificada.** Se analizan las limitaciones existentes en los laboratorios físicos que deben ser cubiertas. Se plantea cómo la virtualización soluciona dichas limitaciones.

**Diseño Virtual PLC Lab.** Se describe la solución técnica de virtualización para obtener un laboratorio digital.

**Validación Virtual PLC Lab.** Se valida la implementación realizada comparando los resultados con un laboratorio físico externo de certificación.

**Cuestiones generales sobre la precisión de las pruebas.** Se exponen las premisas consideradas en esta tesis en cuanto a la precisión de los resultados en relación con los parámetros de la simulación.

**Conclusiones.** Se resumen los puntos más importantes observados en los resultados de virtualización.

### 3.1 Objetivos

Este capítulo tiene como objetivo el desarrollo de un entorno de prueba replicable y automatizado.

Se maximiza el nivel de automatización mediante el diseño de un laboratorio virtual que simula el rendimiento real del equipamiento de PLC y que permite utilizar cualquier sistema de comunicación. Se trata de una herramienta orientada a la investigación que no solo permita analizar tecnologías de comunicación existentes, sino que aporte la información y los recursos suficientes para acelerar la integración de mejoras en dichas tecnologías.

### 3.2 Necesidad de virtualización identificada

El análisis de la eficiencia de la tecnología PLC es un tema complejo. Se requieren pruebas intensivas de laboratorio para cada mejora en la tecnología. Y estas mejoras son muy frecuentes debido a las variaciones en las perturbaciones del canal de comunicaciones, y los requisitos del mercado de una evolución continua.

Una configuración habitual de laboratorio para la validación de tecnología PLC implica múltiples elementos analógicos y requiere tareas de validación de larga duración y alto coste económico. Este tipo de procedimientos pueden beneficiarse muy altamente del concepto de virtualización que permita aumentar la velocidad y repetibilidad de las pruebas realizadas, reduciendo a su vez los costes de operación y mantenimiento. La reducción de la complejidad de validación PLC debe centrarse en los siguientes factores:

- **Proceso de validación de larga duración:** Medir con precisión el valor de Tasa de Error de Trama (FER) para distintos tipos de ruido y condiciones de canal requiere transmitir y recibir miles de tramas.
- **Reto de la repetitividad de las pruebas:** La posibilidad de reproducir y replicar los resultados es una preocupación clave, debido a que los escenarios de laboratorio están expuestos a múltiples variaciones de las condiciones de medida.
- **Costes de desarrollo:** La implementación en dispositivos reales de los algoritmos de procesamiento digital de señal, requiere de un alto esfuerzo de integración. Es un reto a nivel de desarrollo conseguir encajar estos



algoritmos en las capacidades de procesamiento limitadas del equipamiento de producción.

- **Nivel de automatización:** Es necesario orientar esfuerzos a reducir la operación manual y a ganar automatización sin aumentar con ello los costes de mantenimiento.

Para superar estos desafíos, en esta tesis se diseña e implementa la solución Virtual PLC Lab como un sistema que replique todos los elementos analógicos de un sistema PLC en tecnología digital.

Esta herramienta es capaz de ejecutar múltiples instancias de módems PLC virtuales en el mismo ordenador. El laboratorio conecta los módems entre ellos a través de un medio digital virtual con características configurables, introduciendo diferentes patrones de ruido y modelos de función de transferencia.

Esta aproximación al Virtual PLC Lab proporciona múltiples ventajas comparada con la aproximación al laboratorio analógico convencional. La reducción de la complejidad cubre los siguientes factores que habían sido considerados como más limitantes.

- **Aumento de velocidad del proceso de validación:** Los ordenadores actuales ofrecen capacidades de procesamiento mayores la que pueden encontrarse en dispositivos PLC genéricos. En el entorno virtualizado, la velocidad de prueba puede ser cientos de veces mayor que obtenida con equipamiento físico real.
- **Facilidad para reproducir y replicar las pruebas:** Los algoritmos digitales son deterministas y repetibles, con lo que las condiciones de prueba pueden replicarse con precisión. Esto es particularmente útil para pruebas de regresión durante el proceso de desarrollo de la tecnología, o para comparar el rendimiento de diferentes alternativas de diseño. Esta capacidad permite introducir mejoras incrementales en los diseños de soluciones PLC.
- **Reducción de costes de desarrollo:** Los módems que se validen con el Virtual PLC Lab pueden ser emulados en un ordenador, reduciendo los costes de desarrollo específicos de la propia plataforma.
- **Validación completamente automatizada:** Se minimiza la interacción manual. Múltiples topologías PLC pueden ser validadas de un modo

completamente automatizado bajo diferentes condiciones y configuraciones de red.

### 3.3 Diseño Virtual PLC Lab

Este trabajo aplica el concepto de virtualización al laboratorio tradicional. La solución Virtual PLC Lab descrita en esta sección, es un sistema que replica todos los elementos analógicos de un laboratorio PLC mediante tecnología digital.

Esta solución demuestra cómo el proceso de validación PLC puede beneficiarse en muy alta medida de la virtualización, aumentando las capacidades de velocidad de prueba, replicabilidad y reduciendo los costes de operación y mantenimiento.

#### 3.3.1 Desarrollo de la etapa física PLC

Como trabajo previo a esta tesis se han implementado los equipos PLC de forma completa, mediante el desarrollo de las tecnologías PRIME 1.3.6, PRIME 1.4 y G3-PLC, tal y como funcionan en los equipos reales. Básicamente, es la etapa física que utilizan los equipos PLC de la empresa ZIV (tales como los mostrados en [96] y [97]).

Como ejemplo de referencia, la implementación de la etapa física PRIME 1.3.6 se ha realizado por software, en parte en lenguaje C, y en parte en lenguaje ensamblador, optimizado para cada una de las plataformas. Esta etapa física PRIME cumple las especificaciones [3] [7] [54] y se encuentra certificada por la PRIME Alliance y por laboratorios acreditados independientes (Tecnalia, ITE, DNV-GL) según el Certification Test Book de la PRIME Alliance (de acuerdo con [98]). Millones de equipos PRIME con esta implementación se encuentran actualmente desplegados en campo, registrando e intercambiando datos de forma exitosa.

#### 3.3.2 Laboratorio PLC físico

Existen diversos montajes de pruebas, dependiendo de cada concepto PLC particular a validar, pero todos ellos comparten equipamiento similar en diferentes configuraciones. La mayoría de estos montajes están diseñados con la intención de probar un único enlace físico de comunicaciones, en el que

todas las variables están bajo control, tales como la impedancia, la respuesta de canal y el ruido. La arquitectura de estos montajes se representa en la Figura 31. Además del Dispositivo Bajo Prueba (DUT), estos montajes involucran muchos dispositivos analógicos: filtros PLC para evitar interferencias externas, Redes de Estabilización de Impedancia de Línea (LISNs) para separar las señales de comunicaciones de la alimentación mientras se mantiene una impedancia controlada, dispositivos de acoplo o atenuadores para transferir la señal entre LISNs, generadores de ruido para introducir ruido de forma controlada, y un transmisor de referencia para probar interoperabilidad. Otros montajes para probar un único enlace físico son variaciones de este con pequeñas modificaciones: variando el origen de señal, introduciendo diferentes dispositivos de acoplamiento de señal o proponiendo herramientas para analizar la calidad de señal. Ejemplos que presentan este tipo de arquitecturas se pueden encontrar en documentos de certificación de la G3-PLC Alliance [99], normas de IEC [100], especificaciones de PRIME [3] [4] [98] o la guía del ETSI [19]. Otros montajes, cuyo objetivo es probar protocolos de más alto nivel, requieren muchos dispositivos y a menudo repiten este tipo de topología basada en estructuras de LISNs con más enlaces de acoplo.

La Figura 32 representa en detalle el típico montaje de laboratorio para tecnología PLC que involucra un dispositivo de transmisión y recepción, interconectados por dos LISNs e introduciendo ruido AWGN mediante un generador de onda aleatoria.

El dispositivo transmisor, el dispositivo receptor y el generador de ruido a menudo implementan tecnologías de procesamiento digital de señal. Son dispositivos digitales que utilizan algoritmos matemáticos aplicados a señales digitalizadas. Los únicos elementos de estos dispositivos de naturaleza analógica son los Conversores Analógico-Digitales (DACs), los Conversores Digital-Analógicos (ADCs) y las etapas de adaptación de señal (o frontends analógicos). El reemplazo de los elementos analógicos por módulos digitales

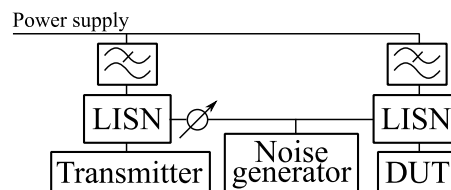


Figura 31. Ejemplo de la arquitectura de prueba para un único enlace físico

aparenta ser una solución natural, considerando que todos los módulos finales son digitales, que los elementos analógicos pueden ser simulados con alta precisión usando tecnologías de Procesado Digital de Señal (DSP), y que, para los entornos de pruebas de laboratorio, los elementos analógicos de pruebas tan ideales y deterministas como sea posible son altamente deseables.

### 3.3.3 Diseño del entorno Virtual PLC Lab

El Virtual PLC Lab contiene un medio digital que reemplaza todos los elementos analógicos de un entorno de pruebas.

#### 3.3.3.1 Módem PLC Virtual

La Figura 33 representa la solución diseñada, que consiste en un módulo Módem PLC que se ejecuta sobre una librería de procesamiento de señal multiplataforma, que se encarga de los asuntos específicos de plataforma, de modo que los módulos del módem pueden ser ajenos a ellos. Esta librería se puede conectar, para el caso de un dispositivo real, a un medio físico a través de un frontend analógico basado en ADC/DAC, o para el caso de un dispositivo simulado, a un medio analógico provisto por el Virtual PLC Lab, mediante un socket de comunicaciones dentro de un ordenador.

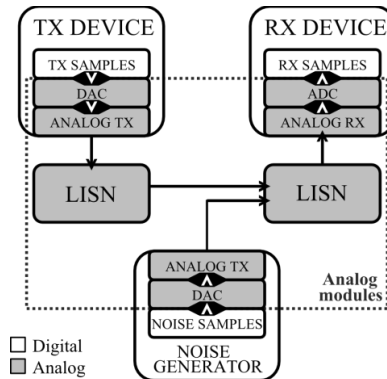


Figura 32. Montaje de pruebas típico de un laboratorio PLC

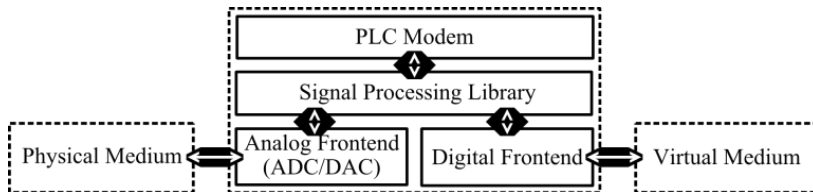


Figura 33. Estructura del módem PLC del Virtual PLC Lab



Esta arquitectura garantiza que el comportamiento de los dispositivos físicos y los virtuales es equivalente. Se han implementado con esta arquitectura módems para diferentes estándares PLC tales como PRIME 1.3.6, PRIME 1.4, G1 FSK y G3-PLC, para ser validados mediante el Virtual PLC Lab.

### 3.3.3.2 Medio PLC Virtual

Esta herramienta es capaz de ejecutar múltiples módems PLC virtuales en el mismo ordenador y conectarlos a través del medio virtual digital con características configurables, tales como atenuación, patrones de ruido y modelos de función de transferencia. Cada Módem PLC virtual es un proceso separado dentro de un entorno de simulación que comunica con el medio PLC virtual a través de sockets internos de comunicación. El medio PLC virtual está hecho de un grafo flexible compuesto de elementos de simulación y nodos de señal. Los elementos de simulación pueden tener cualquier número de entradas y cualquier número de salidas. Su objetivo es procesar las señales de las entradas generando señales en sus salidas de un modo flexible. Los nodos son los puntos que sirven de interconexión de elementos o módulos externos (como módems). Si los nodos tienen más de una entrada de señal son aditivos. Se han diseñado y desarrollado muchos elementos, como respuestas de canal basadas en filtros de Respuesta Impulsional Finita (FIR) y filtros de Respuesta Impulsional Infinita (IIR), generadores de ruidos gaussiano blanco, generador de ruido tonal, inyector de señales grabadas, grabador de señales, atenuación simple, resampleado, entre otros. La idea principal de este diseño es proporcionar herramientas equivalentes a las de un laboratorio analógico, pero con la flexibilidad de la tecnología digital.

La Figura 34 muestra la misma arquitectura que la Figura 31, con 2 nodos encargados de añadir el eco, el ruido y la respuesta del otro dispositivo y 4 elementos encargados de proveer la respuesta de canal y el ruido.

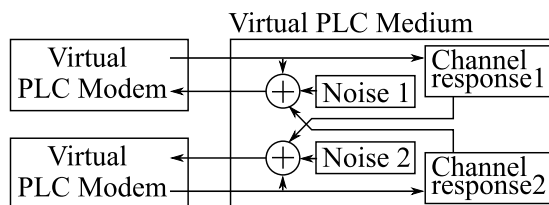


Figura 34. Ejemplo de arquitectura simple del Virtual PLC Lab

Se pueden configurar diferentes topologías de acuerdo con las pruebas a ejecutar. Las pruebas de enlaces físicos por un lado pueden involucrar solo 2 módems virtuales con diferentes configuraciones, modelos de canal y ruidos. Por otro lado, pueden involucrar señales grabadas, efectos de resampling para simular desviaciones de reloj o efectos no lineales, como cuantización o saturación. Estas pruebas son simples en estructura, pero requieren una elevada precisión, dado el hecho de que son las propias magnitudes físicas (o las respuestas a las mismas) las que están bajo prueba. Las pruebas de protocolos de más alto nivel requieren más módems para crear redes y las arquitecturas de medios virtuales se vuelven más complicadas. En esta situación, el rendimiento de la simulación es crítico para mantener la simulación más rápida que la realidad, cuando el número de nodos de la red incrementa.

### *3.3.3.3 Efectos analógicos y su relación con la implementación digital del Virtual PLC Lab*

Para garantizar que el Virtual PLC Lab es representativo, se analizan los diferentes efectos analógicos para considerar si deben tenerse en cuenta o si van a imponer una limitación en la interpretación de los resultados.

Este tipo de efectos se pueden clasificar en los siguientes tipos:

- Efectos no lineales del transmisor.
- Efectos no lineales del receptor.
- Efectos no lineales del medio.
- Precisión infinita de los componentes analógicos.

#### *3.3.3.3.1 Efectos no lineales del transmisor*

La consecuencia más importante de las no linealidades de los transmisores son las emisiones conducidas fuera de banda. Si los límites de emisiones conducidas se cumplen, las alinealidades no afectarán al rendimiento de la transmisión en términos de tasa de datos o FER. Para el propósito de esta tesis, estos efectos no son significativos.

Se requiere que los dispositivos pasen las normativas [2] y [47], que limitan las emisiones fuera de banda. Estas limitaciones se imponen por la regulación local de muchos países y por el proceso de certificación de las alianzas PLC que promueven las tecnologías en estudio. En la práctica, los fabricantes de

tecnología, por cuestiones de mercado, cumplen estos límites en todos sus diseños.

De acuerdo con [2], los niveles de emisiones conducidas son muy estrictas, tanto en frecuencia como amplitud. El proceso de certificación de las alianzas PLC (PRIME y G3-PLC) aseguran que una tecnología certificada deberá ser capaz de transmitir al menos 120 dB $\mu$ V en la banda CENELEC A. Los límites de emisión fuera de banda a 95 kHz no pueden superar el nivel de 96 dB $\mu$ V. Los límites de emisión de 150 kHz no pueden superar los 65 dB $\mu$ V con un ancho de banda de resolución de 9 kHz de cuasi-pico (56 dB $\mu$ V de media). Todo esto implica que la relación entre la señal en banda y su primer armónico debe ser mayor que 55 dB y la distorsión para afectar a los modos físicos menos robustos (PRIME 8PSK) está alrededor de los 20 dB.

Las emisiones en banda de G3-PLC llegan a los 91 kHz (y en PRIME 89 kHz) y las emisiones fuera de banda empiezan a los 95 kHz.

En la práctica, dada la cercanía frecuencial entre la transmisión en banda, los límites tan estrictos de emisiones y la necesidad de atacar una impedancia de carga variable, no es viable realizar un filtro que mitigue posibles alinealidades del transmisor. Los dispositivos de NB-PLC se diseñan comúnmente para no generar señal fuera de banda, en vez de filtrarse. Esto significa que los amplificadores de potencia de los transmisores se configuran para trabajar en un régimen muy lineal de su rango dinámico.

En conclusión, como las alinealidades afectan de una forma mucho más severa las emisiones conducidas antes de afectar al FER, podemos aproximar para las medidas de rendimiento que son dispositivos perfectamente lineales, sin con ello incurrir en un error medible en el cálculo del FER.

#### 3.3.3.3.2 Efectos no lineales del receptor

Las no linealidades más importantes del receptor se pueden categorizar de la siguiente forma:

**Saturación en recepción.** En algunas situaciones, la saturación del receptor puede ser un efecto importante en las comunicaciones. Considerando patrones de ruidos muy impulsivos, este efecto puede darse y ser relevante. Este efecto de saturación se ha integrado en el Virtual PLC Lab

a  $\pm 8$  V. Este umbral de 8 V se ha seleccionado cuidadosamente basándose en el análisis de dispositivos reales.

**Alinealidad del amplificador de recepción.** A las frecuencias y amplitudes que se utilizan en recepción de señales NB-PLC, la linealidad de los amplificadores operacionales de bajo coste son excepcionales en comparación con los requisitos de SNR de estas tecnologías.

**Cuantización del ADC.** El efecto de cuantización del ADC se considera en el Virtual PLC Lab incluyendo un proceso de cuantización de la señal recibida con ADCs de 16 bits. Esta cuantización de ADC se ha elegido para ser un valor habitual poco limitante de las tecnologías actuales.

#### 3.3.3.3.3 Efectos no lineales del medio

Uno de los puntos más interesantes es la posible alinealidad del medio. En lo que se refiere al Virtual PLC Lab es técnicamente posible simular cualquier medio. Esto incluye medios no lineales, partiendo del hecho de que se defina un modelo de medio suficientemente simple.

Si intentamos modelizar con el Virtual PLC Lab un laboratorio real, sus componentes son perfectamente lineales, y, por lo tanto, no será necesario introducir ninguna alinealidad del medio.

Solo se podrá tener en cuenta para aquellos casos en los que el propio objetivo del estudio pueda ser el estudio del efecto de las alinealidades del medio sobre la tecnología.

#### 3.3.3.3.4 Precisión infinita de los componentes analógicos

El mundo físico analógico (con su nivel cuántico) tiene una precisión extremadamente alta en comparación con su representación digital. El Virtual PLC Lab ha sido programado utilizando números de coma flotante IEEE 754 de doble precisión con 53 bits de mantisa. Esto significa que la cuantización digital del laboratorio virtual introduce un ruido en su operación interna alrededor de 318 dB por debajo de la señal. Considerando los límites de SNR del NB-PLC, estos límites de cuantización de ruido debido a la representación digital se consideran despreciables.

### 3.4 Validación Virtual PLC Lab: Comparativa contra mediciones de laboratorio certificador

La validez de los resultados provistos por este laboratorio virtualizado ha sido comprobada para determinadas configuraciones PLC comparando los resultados con los provistos por laboratorios de certificación independientes.

El laboratorio virtual PLC ha sido utilizado en muchas pruebas y mejoras de la tecnología PLC de PRIME, G3-PLC y G1 FSK. Durante las pruebas de rendimiento del proceso de certificación de la tecnología G3-PLC, se ha brindado la oportunidad de poder comparar los resultados del laboratorio virtual con las mediciones de un laboratorio certificador físico independiente, con mediciones precisas, calibradas y contrastadas.

#### 3.4.1 Resultados de las pruebas de rendimiento del proceso de certificación G3-PLC

El proceso de certificación definido en [99] por el Certification Program Executive Committee de la G3-PLC Alliance define los prerequisites y procedimientos a aplicar para los dispositivos cubiertos por la certificación G3-PLC.

Antes de enviar la certificación, algunos de los prerequisites deben ser cubiertos por el DUT. La certificación G3-PLC cubre interoperabilidad, conformidad y rendimiento. Para las pruebas de rendimiento, los requisitos específicos de G3-PLC que cumplen el dispositivo deben ser reportados en el documento de Declaración de Conformidad de la Implementación de Protocolo (PICS), que debe ser provisto por el fabricante al laboratorio certificador antes del proceso de certificación. En este documento, los valores PICS deben ser provistos para declarar el nivel de rendimiento que el DUT debe ser capaz de proveer. El valor provisto por los implementadores para cada PICS debe respetar el rango definido de validez.

Las pruebas de rendimiento permiten comprobar que la implementación cumple los requisitos de rendimiento con respecto a la robustez física (contra ruido y atenuación). Cada prueba devuelve un veredicto que puede ser exitoso PASS o fallido FAIL.

La Tabla 8 representa un resumen de los parámetros PICS más importantes y los valores de las medidas reales llevadas a cabo en el laboratorio de certificación. Estos valores han sido extraídos de las notas privadas que se obtienen del proceso de certificación de equipamiento real G3-PLC de ZIV [101].

### 3.4.2 Comparación de los resultados de la tecnología G3-PLC con el Virtual PLC Lab

La Figura 35 incluye las gráficas con el resultado de FER para diferentes SNR y esquemas de modulación, considerando un ruido AWGN. Las 8 líneas representan los resultados del Virtual PLC Lab, mientras que los 8 puntos (representados con el mismo símbolo que acompaña a las líneas respectivas) representan las medidas llevadas a cabo por el laboratorio externo independiente durante el proceso de certificación G3-PLC. Ambos softwares, el físico y el virtual ejecutan la misma versión de software de decodificación.

Tabla 8. Resumen de los valores PICS y las medidas de rendimiento de un proceso de certificación G3-PLC

Descripción	Codificación	Valor	Medida (FER @ Valor)	Resultado
SNR con AWGN para FER < 5%	ROBO	-2,0 dB	3,7% @ -2,31 dB	PASS
	DBPSK	1,8 dB	3,5% @ 1,5 dB	PASS
	DQPSK	5,5 dB	4,3% @ 5,21 dB	PASS
	D8PSK	10,8 dB	3,7% @ 10,51 dB	PASS
	ROBO_C	-3,8 dB	4,4% @ -4,02 dB	PASS
	BPSK	0 dB	3,3% @ -0,15 dB	PASS
	QPSK	3,6 dB	3,5% @ 3,3 dB	PASS
	8PSK	7,8 dB	4,8% @ 7,59 dB	PASS
Duración de ruido impulsivo que soporta FER < 5%	ROBO	5600 $\mu$ s	4,7% @ 5600 $\mu$ s	PASS
	DBPSK	1900 $\mu$ s	3,7% @ 1900 $\mu$ s	PASS
	DQPSK	1050 $\mu$ s	4,3% @ 1000 $\mu$ s	PASS
	D8PSK	150 $\mu$ s	3,7% @ 150 $\mu$ s	PASS
	ROBO_C	7000 $\mu$ s	3,1% @ 7000 $\mu$ s	PASS
	BPSK	3000 $\mu$ s	4,4% @ 3000 $\mu$ s	PASS
	QPSK	1600 $\mu$ s	4,8% @ 1600 $\mu$ s	PASS
	8PSK	400 $\mu$ s	4,3% @ 400 $\mu$ s	PASS

La Figura 36 provee gráficas similares para la comparación de los resultados del Virtual PLC Lab (líneas) y el laboratorio de certificación G3-PLC (puntos), para el caso de las pruebas de ruido impulsivo.

Ambos resultados de rendimiento corresponden con el proceso de certificación G3-PLC documentado en [99]. Para el caso del Virtual PLC Lab todas las medidas han sido realizadas con sus equivalentes virtualizados en un entorno digital dentro de un ordenador. Comparando las gráficas con los

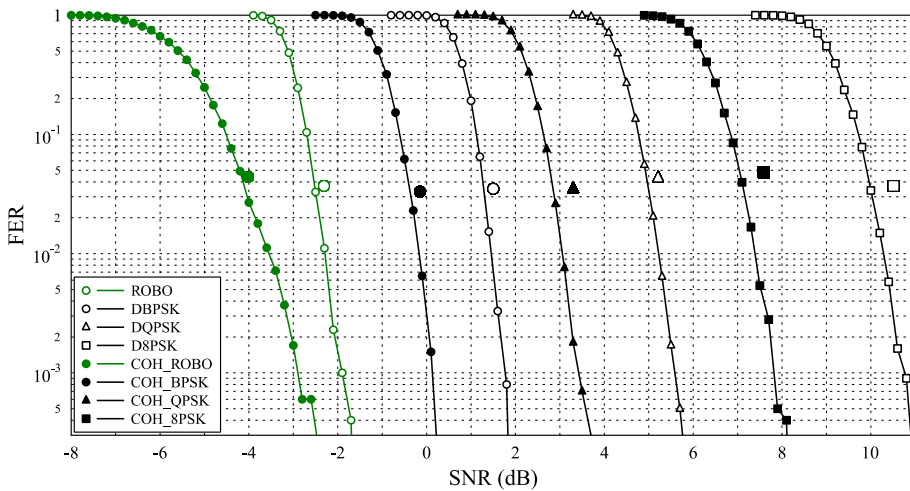


Figura 35. Validación del Virtual PLC Lab con AWGN

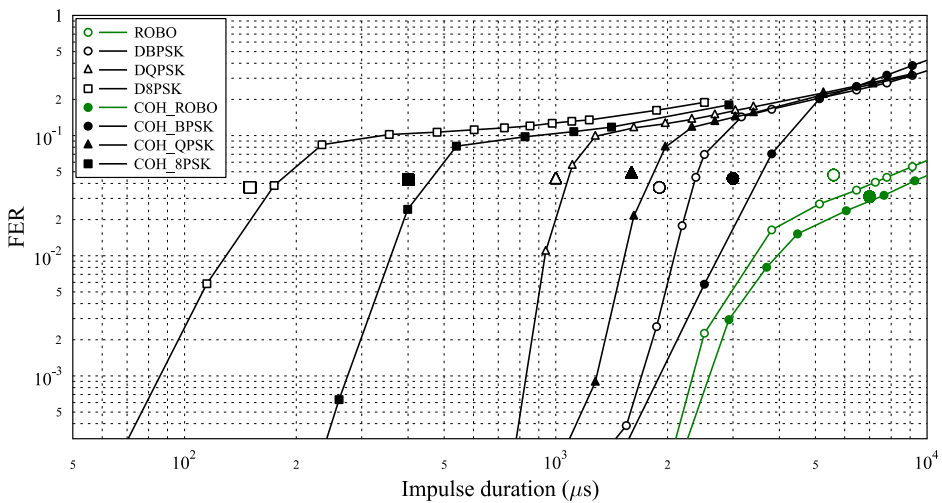


Figura 36. Validación del Virtual Lab con ruido impulsivo

resultados del laboratorio físico y virtual, en ambas el laboratorio real proporciona unos resultados ligeramente peores por un pequeño margen: menor que 0,6 dB para el caso de AWGN y alrededor del 20% para ruido impulsivo (0,8 dB). Estos resultados son particularmente buenos, considerando el rango dinámico de ambas magnitudes y la gran variabilidad del FER alrededor del umbral del 5%.

Esta pequeña desviación entre el entorno real y virtual puede ser consecuencia de un comportamiento no ideal de los frontends analógicos de los dispositivos físicos y de un comportamiento no ideal del equipamiento de laboratorio físico. Por ejemplo, la Figura 37, que es parte del informe de certificación G3-PLC [101], muestra el ruido gaussiano blanco para la prueba del modo ROBO\_D. En ella se muestra una línea azul que representa el nivel de ruido y una verde que representa el nivel de señal. De acuerdo con el proceso de certificación G3-PLC, esta prueba debería ser realizada con un canal plano y un ruido gaussiano blanco, pero las limitaciones de las herramientas analógicas hacen que tenga una diferencia de 4 dB entre las frecuencias bajas y altas en la función de transferencia de la señal PLC. Esto es una consecuencia natural de las herramientas en uso y es una medida de buena calidad de acuerdo con los estándares de certificación industrial.

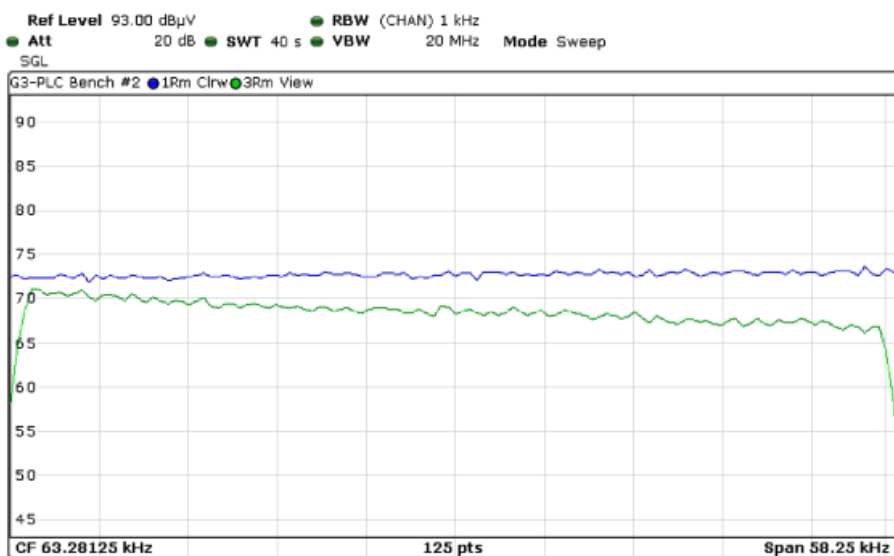


Figura 37. Ruido y respuesta de canal del laboratorio físico



### 3.5 Cuestiones generales sobre la precisión de las pruebas sobre Virtual PLC Lab

Una vez que los entornos de simulación han sido creados y cada una de las piezas de simulación han sido diseñadas dentro del software, se debe ejecutar el entorno de simulación en unas condiciones que permitan obtener resultados claros.

La preparación de la prueba ha consistido en la realización de un shell-script (o procesado por lotes) que la configura y automatiza, de forma que la ejecución posterior se simplifica a la mera ejecución de dicho script.

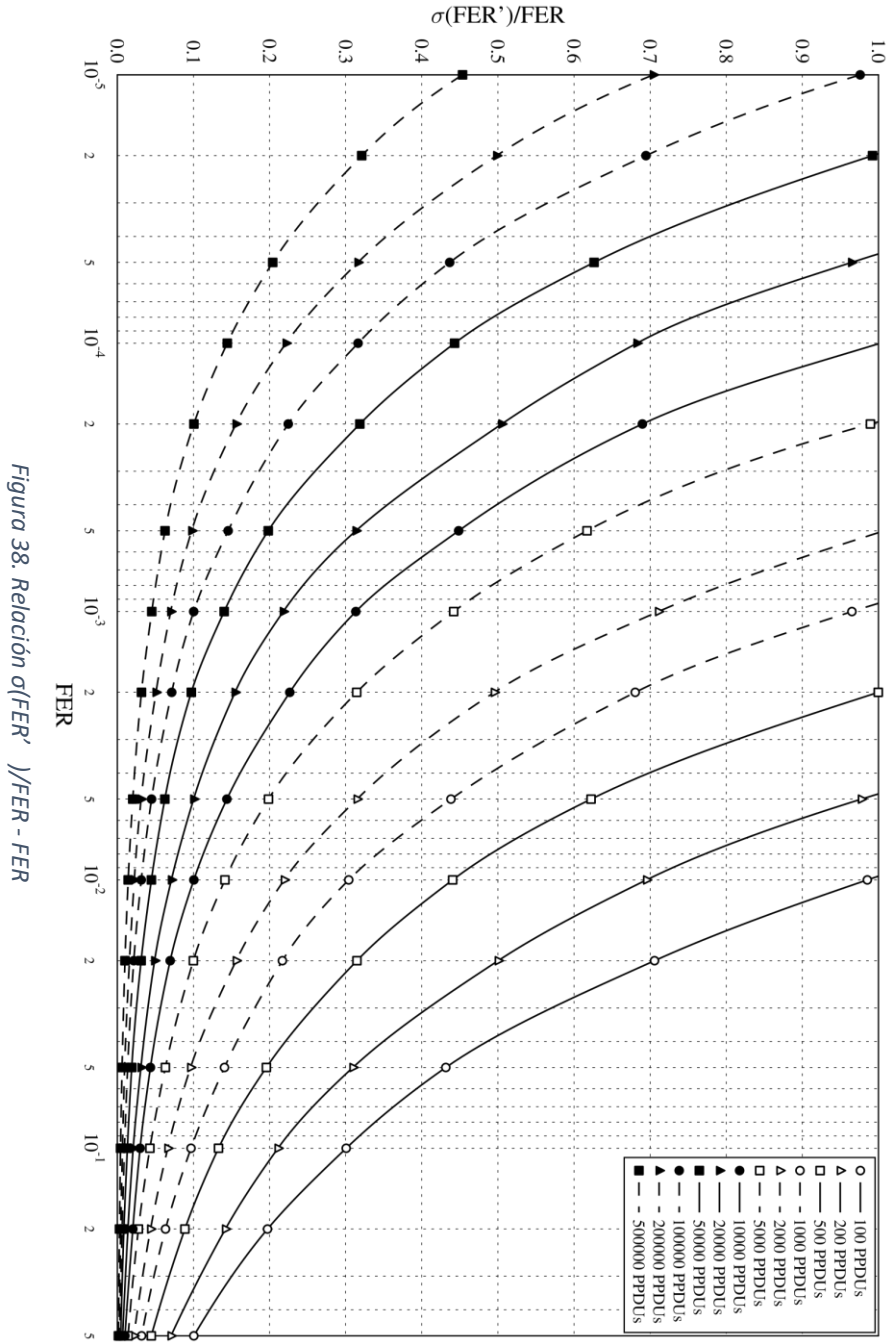
Algunas de las variables de las pruebas, tales como el rango de cálculo de FER deseado, el número de PPDUs a introducir en la simulación y el rango de SNR a aplicar son cuestiones generales, aplicables a todas las pruebas que se simulan. Por esto, es importante realizar un breve análisis de estos aspectos, para obtener mejores resultados y ayudar en su posterior interpretación.

#### 3.5.1 Precisión de FER y número de PPDUs

Para el presente estudio se selecciona un FER de  $10^{-3}$  como la precisión máxima de la simulación del entorno PLC. Teniendo en cuenta que esta tasa de errores es a nivel físico de trama, se puede considerar que este nivel es una excelente calidad de comunicación y que es trabajo de capas superiores con sus mecanismos de recuperación de errores solventar los pocos errores remanentes.

La cuestión es que la obtención del FER por simulación requiere un número inversamente proporcional al FER deseado. Por eso, cada vez que bajamos un orden de magnitud el FER se requiere un orden de magnitud más de PPDUs, y por lo tanto de tiempo de simulación.

Para decidir cuantas PPDUs simular en cada caso se ha realizado una simulación para estimar el error de la estimación del FER en función del número de PPDUs de la simulación. Estos resultados se muestran en la gráfica de la Figura 38. En esta gráfica se muestra, para diferentes números de PPDUs simuladas y diferentes valores de FER, cuál es la relación entre el FER estimado y el FER real (representado por  $\sigma(\text{FER}')/\text{FER}$ ).



La magnitud FER es una magnitud de una naturaleza logarítmica e interesa conocer su orden de magnitud (mucho más que su valor lineal preciso). Poniendo un ejemplo, cuando una prueba dé como resultado un FER de  $10^{-2}$  queremos saber con una alta probabilidad (mayor que el 99,9%) que efectivamente es mayor de  $5 \cdot 10^{-3}$  y menor que  $2 \cdot 10^{-2}$ . Este caso se cumple cuando la desviación del FER estimado no supera al 30% del FER. Escrito de otra forma, cuando  $\sigma(\text{FER}')/\text{FER} < 0,3$ .

De este modo, poniendo como objetivo un FER de  $10^{-3}$ , para una desviación del FER estimado del 30%, se obtiene que el número requerido de PPDUs es de aproximadamente 10.000 (ver figura 38). Esto no significa que por debajo de  $10^{-3}$  sea totalmente incorrecto, sino que la precisión disminuye tal y como indica la gráfica. Por supuesto, para valores de FER superiores, la precisión aumenta considerablemente.

### 3.5.2 Precisión de SNR y rango SNR de cada prueba

La precisión del SNR es en todo momento de al menos 0,01 dB. Se obtiene por generación directa (no se estima, sino que se genera) y en coma fija de 32 bits, por lo que a todos los efectos se puede considerar exacto.

La medición del SNR se realiza siempre utilizando únicamente el ruido en banda. Aunque la señal física de PRIME se suela generar y decodificar directamente (sin necesidad de frecuencia intermedia) únicamente aplica el ruido presente en la banda utilizada.

La granularidad del SNR (variación del SNR de una prueba a otra) se ha decidido que sea de 0,1 dB. Esto se ha decidido así porque en muchas de las pruebas se han demostrado grandes variaciones de FER en entornos de 1 dB o 2 dB, por lo que se espera tener al menos entre 10 y 20 muestras que relacionen el FER y el SNR a lo largo de dicha variación.

El rango de aplicabilidad del SNR (valor mínimo y máximo de SNR para ejecutar la simulación) es más complejo. Esto se debe a que el rango de aplicabilidad depende fuertemente de la prueba en cuestión. El procedimiento en este caso debe ser iterativo realizando una serie de aproximaciones con las fases siguientes:

- Muestreo preliminar. Realizar la prueba con tan sólo 100 PPDUs con un rango de SNR muy amplio.

- Muestreo avanzado. Acotar los valores y repetir la prueba con 1.000 PPDU's.
- Rango final. En base a las fases siguientes se acota el rango de aplicación para la prueba final que se realizará con 10.000 PPDU's.

### 3.6 Conclusiones

Se ha logrado implementar y validar un entorno de prueba modular, replicable y automatizado. La aproximación del Virtual PLC Lab ha proporcionado muchas ventajas frente a la utilización exclusiva de laboratorios físicos:

**Velocidad de pruebas incrementada:** Dado el hecho que los ordenadores actuales tienen una capacidad computacional muy superior a la mayoría de los dispositivos PLC, la velocidad de pruebas puede ser cientos de veces más rápida que las pruebas en dispositivos físicos reales.

**Fácil repetitividad de las pruebas:** Dado el hecho de que los algoritmos digitales son deterministas y repetibles, las condiciones de prueba pueden ser repetidas con precisión. Esto es particularmente útil para realizar pruebas de regresión durante el proceso de desarrollo de la tecnología o para comparar el rendimiento de diferentes alternativas de diseño, que permite mejoras de rendimiento incrementales en el diseño de la solución PLC.

**Reducción de los costes de desarrollo:** Como los módems PLC tienen código independiente de la plataforma y pueden ser emulados en un ordenador, no hay costes de desarrollo específicos de la plataforma. Esto también elimina la necesidad de hardware o prototipos transitorios que pueden volverse obsoletos rápidamente.

**Pruebas completamente automatizadas:** No se necesita interacción humana con los equipos de pruebas. De este modo se pueden hacer pruebas con múltiples tecnologías PLC bajo diferentes condiciones de red que pueden probarse de una forma completamente automática.

Aunque esta aproximación tiene muchas ventajas, no puede reemplazar completamente a un montaje físico, que es necesario para descartar posibles discrepancias en el resultado, debido a problemas de integración o una

### 3. Desarrollo de un entorno de prueba modular, replicable y automatizado



---

adaptación incorrecta entre las señales analógicas y digitales. Es por esto por lo que, en los estados finales del desarrollo, los resultados del laboratorio virtual deben ser verificados con pruebas de rendimiento en equipo final.

No obstante, los beneficios de las pruebas de velocidad, fácil repetitividad, reducción de costes de desarrollo, automatización y la posibilidad de reducir el número de procesos de certificación de alto coste, hace que el Virtual PLC Lab sea una atractiva oportunidad para mejorar la investigación y el desarrollo de tecnologías PLC.



## 4 ANÁLISIS DE LOS LÍMITES DE RENDIMIENTO DE LA CAPA FÍSICA

Este capítulo analiza los límites de rendimiento de los parámetros de la capa física de las tecnologías PLC. Se estudian diferentes perturbaciones de canal, combinando el impacto de ruidos sintéticos y modelos de canal.

Se plantea una aproximación que permite el estudio modular de la capa física y el estudio completo de transmisor/receptor en conjunto. El análisis de límite de rendimiento se realiza con una de las tecnologías NB-PLC OFDM tomada como referencia. Para ello se selecciona PRIME 1.3.6 considerando los siguientes factores:

- Número de contadores desplegados y experiencia de situaciones límite de rendimiento en campo. Según la PRIME Alliance [56], cuenta con más de 21 millones de contadores desplegados en el momento de publicar esta tesis.
- Tecnología probada y abierta en cuyos despliegues interoperara un mayor número de fabricantes de tecnología. A través del proceso de certificación de la PRIME Alliance la comunicación NB-PLC se garantiza entre múltiples fabricantes de contadores (ZIV, Landis+Gyr, Itron, Aclara, Circutor, Holley o Kaifa entre otros) y fabricantes de chipsets (ADD, ST o Renesas) [56].

El capítulo sigue el proceso siguiente:

**Metodología de medidas.** Dentro de la metodología primer lugar, se selecciona una serie de modelos de canal y ruidos sintéticos con los cuales medir los límites de rendimiento PLC. En segundo lugar, se exponen los dos tipos de medida a evaluar: medida a nivel de módulo y a nivel de

transmisor y receptor completos. Se describe cómo configurar cada uno de estos entornos en las secciones 4.2.4 y 4.2.5, respectivamente.

**Resultados obtenidos.** Se muestran los resultados para cada una de las perturbaciones de canal, aplicando la metodología previamente definida.

**Análisis de resultados.** Se analizan los límites de rendimiento observados para los parámetros físicos de las tecnologías OFDM.

**Conclusiones.** Los resultados de la investigación ofrecen un conocimiento importante sobre las capacidades físicas de las tecnologías OFDM ante situaciones límite.

## 4.1 Objetivos

Este capítulo tiene como objetivo el análisis de los límites de rendimiento de la capa física de las tecnologías PLC. Esto implica cubrir los tres puntos siguientes:

- Realizar un estudio y desarrollo modular de la etapa física de la tecnología PRIME 1.3.6.
- Investigar el impacto de ruidos sintéticos (casos límite no necesariamente representativos) y respuestas frecuenciales de canal sintéticas al rendimiento PLC.
- Obtener conclusiones de los límites de funcionamiento de la tecnología OFDM para su uso en PLC.

## 4.2 Metodología de medidas

El estudio de rendimiento de PRIME 1.3.6 se realiza mediante el análisis de la influencia de una serie de modelos sintéticos de canal y de ruidos. La selección de estos modelos se detalla en las siguientes secciones.



4.2.1 Selección de modelos sintéticos de canal bajo prueba

4.2.1.1 Canal plano

Este es el canal con la función de respuesta más simple. Cuando se aplica este modelo de canal, el espectro de la señal recibida tiene la misma amplitud y fase que la transmitida para todos los puntos de frecuencia.

4.2.1.2 Canal selectivo en frecuencia

En el caso de las modulaciones OFDM, es interesante probar la ganancia obtenida para el caso de los canales con respuesta frecuencial selectiva. Para probar el funcionamiento de PRIME, se utiliza un canal con una respuesta selectiva en frecuencia, especialmente diseñado para ello. El canal tipo utilizado es el definido por la respuesta impulsional de la Tabla 9. Se trata de un filtro FIR de orden 31. Esta respuesta impulsional está representada en la Figura 39.

Este filtro está especialmente diseñado para tener un punto de atenuación máximo a 62,5 kHz (teniendo en cuenta que la frecuencia de muestreo es de 250 kHz). Este filtro presenta una atenuación de 20 dB a las subportadoras presentes entre 60,4 kHz y 64,5 kHz (9 subportadoras), una atenuación de 40 dB a las subportadoras entre 61,8 kHz y 63,1 kHz (3 subportadoras) y una atenuación mayor de 60 dB a 62,5 kHz (1 subportadora). Su característica frecuencial en amplitud se puede ver representada en la Figura 40.

Tabla 9. Definición de la respuesta impulsional del canal selectivo en frecuencia

$n$	$h[n]$	$n$	$h[n]$	$n$	$h[n]$
0	$-2,66375 \cdot 10^{-5}$	11	$-0,0780915$	22	$-5,562 \cdot 10^{-6}$
1	0,0972533	12	$2,36223 \cdot 10^{-5}$	23	$-0,0654797$
2	$3,06855 \cdot 10^{-5}$	13	0,0814326	24	$1,60698 \cdot 10^{-5}$
3	$-0,0478325$	14	$-1,51506 \cdot 10^{-5}$	25	0,0570675
4	$8,897 \cdot 10^{-6}$	15	1	26	$8,897 \cdot 10^{-6}$
5	0,0570675	16	$-1,51506 \cdot 10^{-5}$	27	$-0,0478325$
6	$1,60698 \cdot 10^{-5}$	17	0,0814326	28	$3,06855 \cdot 10^{-5}$
7	$-0,0654797$	18	$2,36223 \cdot 10^{-5}$	29	0,0972533
8	$-5,562 \cdot 10^{-6}$	19	$-0,0780915$	30	$-2,66375 \cdot 10^{-5}$
9	0,072636	20	$-3,19252 \cdot 10^{-5}$		
10	$-3,19252 \cdot 10^{-5}$	21	0,072636		

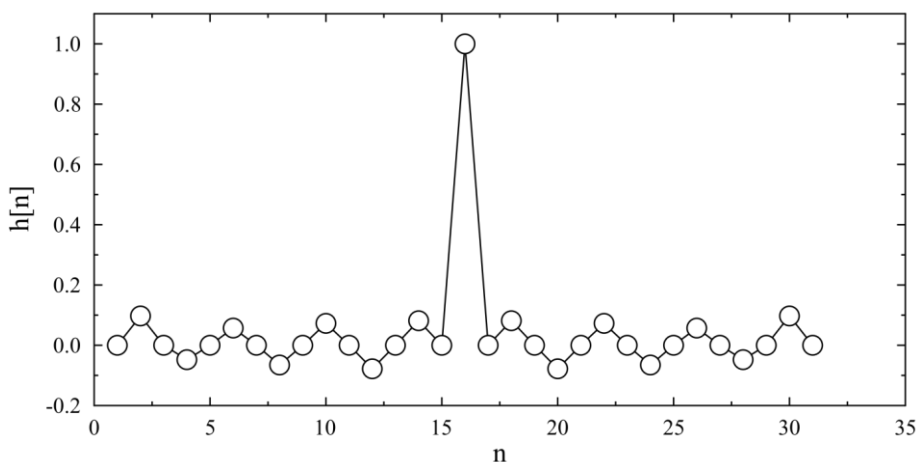


Figura 39. Respuesta impulsional del canal selectivo en frecuencia

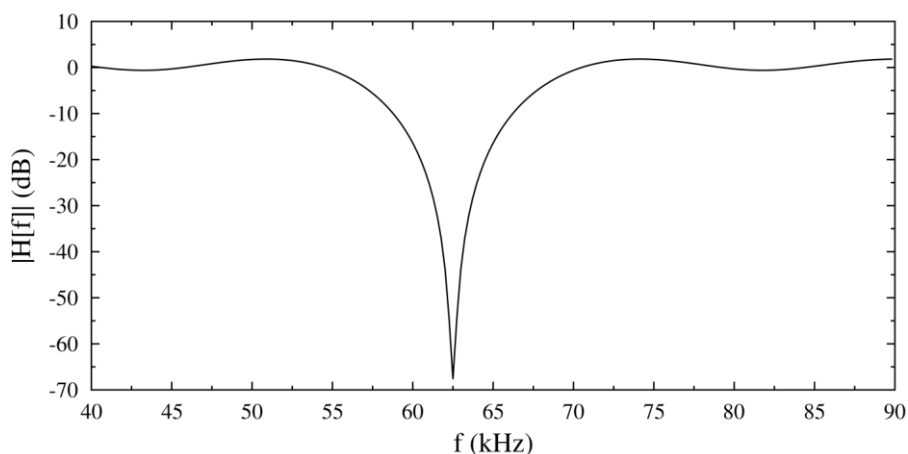


Figura 40. Módulo de la respuesta frecuencial del canal selectivo en frecuencia

Es un filtro de retardo de grupo constante (o de fase lineal). Esto ha sido diseñado especialmente de esta forma para probar únicamente la atenuación selectiva, probando los cambios de fase de forma independiente con respecto a una distorsión en fase. Es por este motivo que la distorsión de fase de este módulo es nula. La fase de su respuesta frecuencial se puede observar en la Figura 41.

#### 4.2.1.3 Canal con cambio de fase abrupto

La modulación de cada subportadora PRIME es una modulación en fase (DBPSK, DQPSK o D8PSK) diferencial con respecto a la subportadora de

frecuencia inmediatamente inferior. Es por esto por lo que el análisis del comportamiento de esta tecnología con un cambio de fase abrupto en su respuesta frecuencial es especialmente interesante.

El canal con cambio de fase abrupto se encuentra definido por su respuesta impulsional de la Tabla 10. Es un filtro FIR de orden 31. La Figura 42 representa esta respuesta impulsional a lo largo del tiempo.

Este filtro está especialmente diseñado para tener un cambio de fase de  $\pi$  rad (el más abrupto posible) en el centro de la banda, en la frecuencia 62,5 kHz (considerado para la frecuencia de muestreo nominal de PRIME de 250 kHz). La fase de la respuesta frecuencial está representada en la Figura 43.

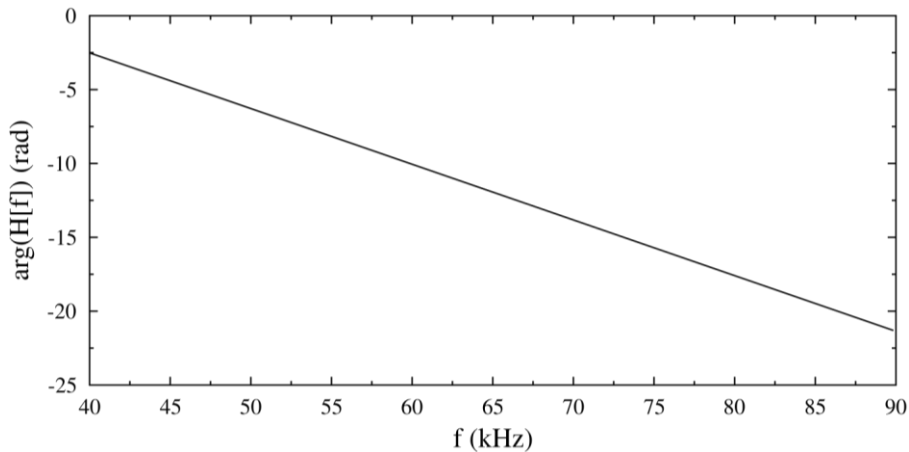


Figura 41. Fase de la respuesta frecuencial del canal selectivo en frecuencia

Tabla 10. Definición de la respuesta impulsional del canal de cambio de fase abrupto

$n$	$h[n]$	$n$	$h[n]$	$n$	$h[n]$
0	-0,04244	11	-0,00000	22	-0,09095
1	0,00000	12	-0,21221	23	-0,00000
2	0,04897	13	0,00000	24	0,07074
3	-0,00000	14	0,63662	25	0,00000
4	-0,05787	15	0,00000	26	-0,05787
5	0,00000	16	0,63662	27	-0,00000
6	0,07074	17	0,00000	28	0,04897
7	-0,00000	18	-0,21221	29	0,00000
8	-0,09095	19	-0,00000	30	-0,04244
9	0,00000	20	0,12732		
10	0,12732	21	0,00000		

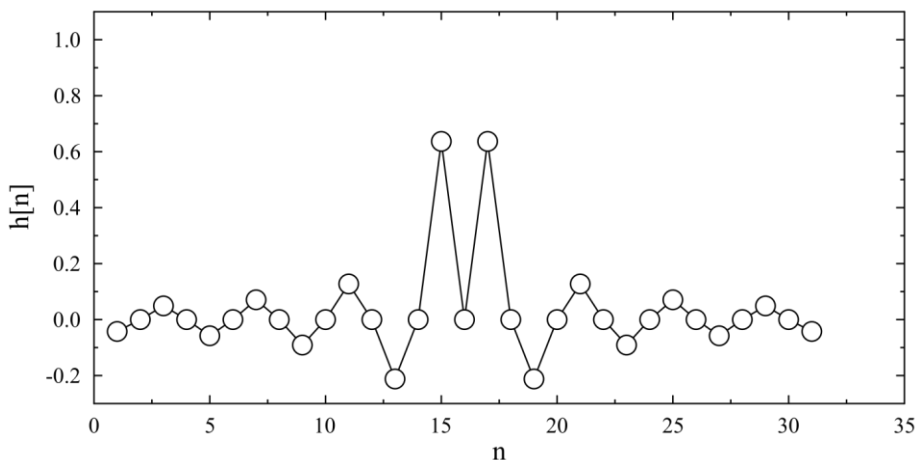


Figura 42. Respuesta impulsional del canal de cambio de fase

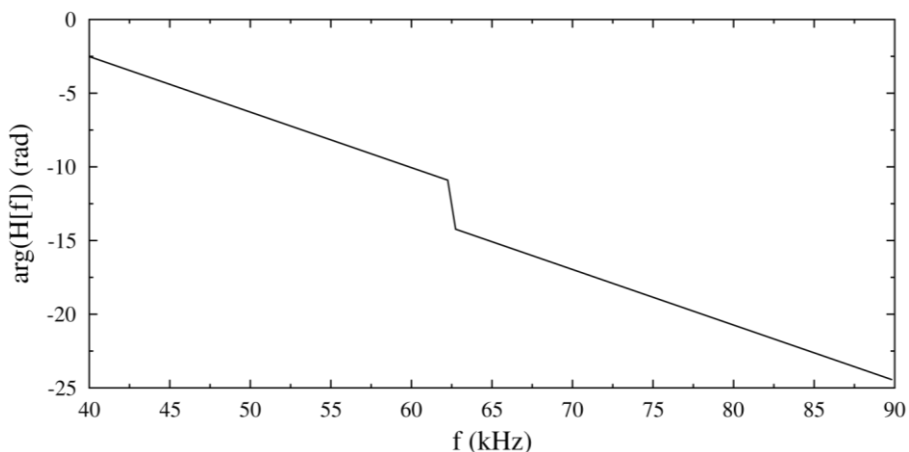


Figura 43. Fase de la respuesta frecuencial del canal de cambio de fase

Por tener el filtro una fase lineal tanto en la primera mitad del espectro como en la segunda mitad, exceptuando por el cambio de fase de  $\pi$  rad, el filtro presenta una atenuación muy estrecha justo en la frecuencia de cambio de fase. Nótese que, en este caso, la atenuación es mucho más estrecha que en el caso del filtro selectivo en frecuencia de la sección 4.2.1.2, por lo que el cambio de fase es un efecto más importante. En este caso, dos subportadoras se ven atenuadas 20 dB y una única subportadora más de 40 dB. La Figura 44 representa la respuesta en amplitud de este filtro.

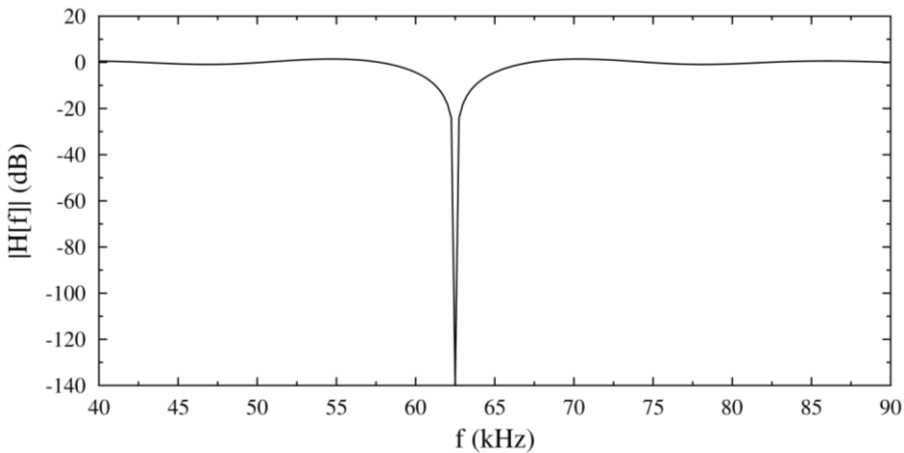


Figura 44. Módulo de la respuesta frecuencial del canal de cambio de fase

#### 4.2.2 Selección de ruidos sintéticos

##### 4.2.2.1 Ruido AWGN generado

La generación de ruido AWGN se ha realizado con cálculo en coma fija, mediante el teorema del límite central. Para generar cada variable gaussiana, se generan 12 variables de distribución uniforme y se suman. Esta es una práctica común para la generación de variables aleatorias gaussianas. El resultado, aplicando el teorema del límite central, es una variable gaussiana.

En primer lugar, se ha realizado las pruebas de Kolmogorov-Smirnoff [102] [103] a las variables de distribución uniformes, y posteriormente a las variables de distribución gaussianas, para comprobar que siguen la función de densidad de probabilidad esperada. La prueba de Kolmogorov-Smirnoff con 1.000.000 de variables aleatorias generadas ha demostrado que cumple la distribución uniforme con un 99,95% de certeza. Por otro lado, la misma prueba para las variables de distribución gaussiana demuestra que cumplen con la densidad de probabilidad esperada con una certeza del 99,9%, lo cual es suficiente para la precisión que se busca en las pruebas.

##### 4.2.2.2 Ruido impulsivo

Como la capa física de PRIME se basa en tecnología OFDM, y este tipo de tecnología es especialmente robusta frente al ruido impulsivo, es particularmente interesante comprobar la ganancia que tiene este sistema frente al ruido de este tipo.

La generación de ruido impulsivo se realizará modulando el ruido blanco para ser introducido a modo de ráfaga. Por este motivo, el ruido impulsivo generado es a su vez blanco e incorrelado. El ruido impulsivo se considera, en estas pruebas, un ruido periódico.

Los siguientes parámetros son configurables:

**Relación de amplitud.** Es configurable la relación de amplitud entre el ruido de impulso y el ruido de fondo. Se configura en dB de relación entre uno y otro.

**Periodo.** El periodo entre impulsos es configurable para este tipo de ruidos. Se configura en  $\mu\text{s}$ .

**Duración.** La duración de cada uno de los impulsos es otro parámetro de configuración. Las unidades de este parámetro son  $\mu\text{s}$ .

En la Figura 45 se ilustra cada uno de estos parámetros, en una gráfica que representa la potencia de ruido a lo largo del tiempo.

La ecuación (4.1) muestra el cálculo de la potencia media ( $P_{media}$  en  $\text{dB}\mu\text{V}$ ) de este patrón de ruido, teniendo en cuenta la potencia de fondo ( $P_{fondo}$  en  $\text{dB}\mu\text{V}$ ), la relación de amplitud ( $\Delta P$  en dB), la duración ( $d$  en  $\mu\text{s}$ ) y el periodo ( $T$  en  $\mu\text{s}$ ).

$$P_{media} = P_{fondo} + 10 \log \left( 1 + \frac{d}{T} \cdot \left( 10^{\frac{\Delta P}{10}} - 1 \right) \right) \quad (4.1)$$

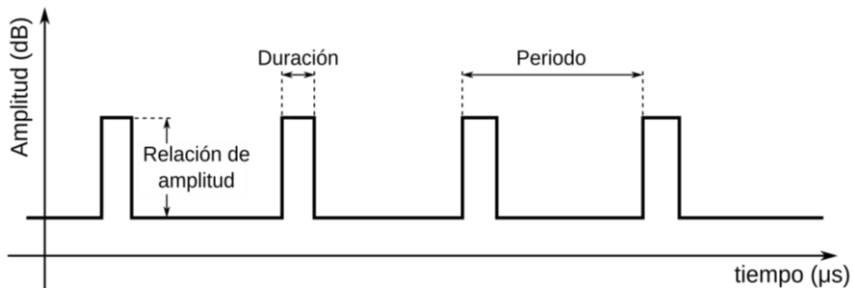


Figura 45. Parámetros configurables del ruido impulsivo

### 4.2.3 Entorno de prueba modular para la etapa física PLC

En esta sección, se desarrolla y valida un entorno de pruebas por módulos. Estas partes de software están desarrolladas para poner a prueba cada módulo del transmisor y del receptor. Tiene una doble funcionalidad: caracterizar cada uno de estos módulos y servir de prueba de regresión a la hora de modificar o portar cada uno de los módulos.

El transmisor y el receptor tienen una arquitectura modular, en la que cada uno de los módulos del transmisor tienen su módulo asociado en el receptor. Si se analiza la capa física de PRIME presentada en el estado del arte en cuanto a los diagramas de transmisor y receptor, se puede observar que los módulos tienen una relación recíproca en el lado del transmisor y del receptor.

Los siguientes módulos son los asociados en transmisor y receptor para deshacer, a nivel de recepción, lo que se hace en transmisión:

- Inserción de preámbulo ↔ Alineación
- FFT ↔ IFFT
- Inserción de subportadoras piloto ↔ Ecuilibración
- Modulación subportadora ↔ Demodulación subportadora
- Entrelazador ↔ Desentrelazador
- Aleatorizador ↔ Deshacer aleatorizador
- Codificador convolucional ↔ Decodificador Viterbi
- Inserción de cabecera ↔ Comprobación de cabecera y CRC

Esta asociación entre módulos de transmisión y de recepción permite probar cada uno de estos módulos por separado (por parejas transmisión y recepción), con varios objetivos:

- Caracterizar el funcionamiento de cada módulo independientemente.
- Ejecutar, a modo de prueba de regresión, software para asegurar que las modificaciones introducidas en los módulos no empeoran su funcionamiento, o incluso que en diferentes plataformas funcionan de forma comparable.
- Identificar las limitaciones y el funcionamiento de cada módulo, para entender el funcionamiento del sistema en su conjunto frente a una perturbación dada.

Algunos de estos módulos son totalmente reversibles, de forma que sus pruebas sólo permiten realizar pruebas de regresión, y no caracterización de

su funcionamiento. Otros módulos, en cambio, tienen sentido como pruebas de caracterización también. En concreto, en los módulos que son totalmente recíprocos, la prueba de regresión permite la comprobación de que su funcionamiento es correcto, pero no aporta información sobre su rendimiento. Es el caso de los módulos FFT e IFFT, que cambian un posible ruido del régimen temporal al frecuencial y viceversa, pero no podemos decir que se vean afectados por el ruido. Igualmente, el aleatorizador o entrelazador no se ven afectados por los errores cuando se cambian del dominio entrelazado al desentrelazado, o del dominio aleatorizado al desaleatorizado.

Se pueden considerar que los dominios para los cuales una distorsión del medio afecta de forma importante y merece la pena caracterizar dentro de este proceso de estudio son el proceso de alineación y el decodificador convolucional. El análisis realizado se detalla a continuación.

#### *4.2.3.1 Alineador*

El bloque de alineación es el encargado de analizar la señal para detectar la presencia de una PPDU, en base a la detección de preámbulo. Este módulo tiene un doble objetivo: detectar la presencia o no de una PPDU en el medio, y, además, detectar en qué momento temporal empieza dicha PPDU.

Esta tecnología es muy similar a la tecnología de un radar, que es capaz de detectar la presencia o no de un objetivo y su distancia (con la precisión del tiempo de recepción).

El preámbulo es una señal chirp que ocupa toda la banda PRIME, desde aproximadamente 42 kHz a 89 kHz a lo largo de unos 2 ms. Dado que la red es una red de tipo mesh y el receptor debe estar preparado para recibir señales de múltiples orígenes (en muchos, o en casi todos los casos, desconocidos), el canal es desconocido a lo largo del preámbulo y su detección se realiza por una correlación directa entre la señal recibida y el preámbulo patrón. Cuando se encuentra un máximo que supera un umbral dado, dentro del entorno de 2 ms, se considera alineado. Dicho umbral es un umbral adaptativo, que baja cuando no hay detecciones y sube cuando se encuentran falsos positivos (positivos de alineación que no presentan una PPDU con cabecera decodificable).



Para medir la calidad de alineación del preámbulo, se enfrenta la generación de preámbulos y el alineador a través de un canal (sin ninguna parte adicional de la PHY). El esquema que describe esta prueba se representa en la Figura 46.

#### 4.2.3.2 Decodificador Viterbi

La codificación del transmisor PRIME es una codificación convolucional de orden 7 y tasa 1/2 (ver [3] para más detalle). Naturalmente, el decodificador óptimo para este codificador convolucional es un decodificador Viterbi. En el caso de la implementación realizada es un decodificador Viterbi soft no truncado.

El decodificador se puede probar, a modo de prueba de regresión, enfrentando directamente el codificador y el decodificador. Evidentemente, para ese caso, el decodificador debe ser capaz de recuperar siempre la información original, presentando una calidad de decodificación máxima (sin errores).

Para hacer una prueba de rendimiento del decodificador, se añade un ruido controlado entre el codificador y el decodificador. Nótese que este ruido es a nivel del valor soft de la demodulación IQ diferencial. Además, hay que tener en cuenta que, entre el codificador y el decodificador, se encuentran el aleatorizador y el entrelazador, por lo que el orden de las muestras afectadas por el ruido no tiene una relación directa con el tiempo en transmisor y receptor. Por tanto, el ruido introducido será incorrelado, porque una correlación del ruido que tenga en cuenta el entrelazador y el aleatorizador dejaría de encontrarse en el contexto de las pruebas de módulo. Esta prueba queda representada en la Figura 47.

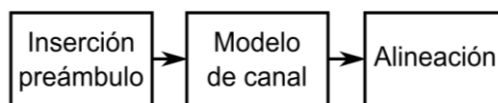


Figura 46. Estructura de la prueba del módulo alineador

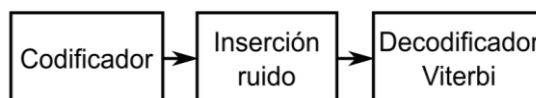


Figura 47. Estructura de la prueba del decodificador

La figura de mérito en estas pruebas va a ser la probabilidad estimada de que la información recibida, después de decodificar la señal codificada y distorsionada, sea igual a la palabra que se codificó.

Este parámetro se puede considerar equivalente al FER del sistema completo. Se espera que la probabilidad de error dependa fuertemente de la amplitud del ruido introducido, así como de la longitud de palabra codificada.

#### 4.2.4 Configuración del entorno de prueba modular

En esta sección se explica el alcance de las pruebas modulares, así como los parámetros a configurar en cada caso.

##### 4.2.4.1 Prueba modular del alineador

El objetivo de esta prueba es obtener una curva que describa el rango de aplicabilidad y rendimiento de este módulo, en relación con el SNR al que es sometida su entrada. En la prueba del módulo de alineación se enfrenta el bloque generador de preámbulos (en transmisión) con el de alineación de preámbulos (en recepción) a través de un canal concreto. Para el caso que nos ocupa, este canal es simplemente un canal de respuesta plana con un ruido AWGN de amplitud variable (para establecer el SNR en banda deseado).

El sistema está ajustado con una realimentación, de forma que haya un máximo de falsos positivos de uno cada 500 ms. El resultado de la prueba es la probabilidad de que una PPDU no sea detectada por este módulo (un parámetro muy parecido al FER para el caso de este módulo).

Hay que tener en cuenta que, como en el caso de la alineación, es difícil distinguir un falso positivo de una alineación correcta, por lo que se tiene en cuenta la precisión temporal. Se considera que un preámbulo ha sido alineado de forma correcta si se detecta en un entorno de 20  $\mu$ s. Para la prueba, los preámbulos tienen una distancia entre ellos de al menos 4 ms, que es una distancia menor que la distancia que pueden tener dos preámbulos sin colisión. Teniendo en cuenta que el CP dura 192  $\mu$ s, se considera que un rango de  $\pm 20$   $\mu$ s en la tolerancia de alineación del CP es un valor razonable. En la práctica, la precisión de alineación en caso de éxito es siempre mejor que este valor, y si está fuera de este rango, se trata, con seguridad, de un falso positivo.



Siguiendo el procedimiento descrito para conseguir una buena precisión, se han realizado simulaciones de 10.000 preámbulos por cada punto de simulación (entendiendo punto de simulación como valor de SNR a la entrada del alineador). Los diferentes puntos de simulación se han obtenido para incrementos de 0,1 dB del SNR, en un rango de prueba de SNR de -10 dB a -1 dB.

##### *4.2.4.2 Prueba modular del decodificador*

Esta prueba tiene como objetivo descubrir la capacidad de corrección de errores que tiene este módulo, en relación con el ruido que es introducido a su entrada. En esta prueba se enfrentan un codificador convolucional y un decodificador convolucional, de forma que entre los dos se ha introducido un pequeño módulo que inserta ruido para poner a prueba la decodificación.

El resultado de la prueba es la tasa de error de decodificación, o estimador de la probabilidad de que una palabra decodificada no coincida con la palabra codificada, habiendo sido ésta afectada por un ruido gaussiano de amplitud controlada. En esta prueba se varían dos parámetros: el SNR y la longitud de palabra de decodificación, de forma que los resultados se presenten en forma de curvas de tasa de error frente a SNR, para cada valor de longitud de palabra de decodificación.

Cada uno de los puntos de simulación se ha obtenido a partir de 100.000 palabras codificadas, en incrementos de 1 dB de SNR para cada longitud de PPDU, para un rango de SNR de -3 dB a 5 dB.

El rango útil de la longitud de las palabras a codificar en el sistema PRIME varía desde PPDU de longitud muy pequeña (información de control), hasta longitudes de 256 bytes (para el transporte de datos de aplicación en el caso límite de máxima carga). Nótese que se recomienda utilizar SAR para evitar generar PPDU de más de 64 bytes. Por tanto, se obtienen curvas que relacionan errores de decodificación frente a SNR, para los siguientes valores de longitud de palabra antes de codificar: 2 bytes, 4 bytes, 8 bytes, 16 bytes, 32 bytes, 64 bytes, 128 bytes y 256 bytes.

#### 4.2.5 Configuración del entorno de prueba Virtual PLC Lab

De forma adicional a las medidas a nivel de módulo, se realizan pruebas de límite de rendimiento del sistema de comunicaciones completo. Estas pruebas se basan en el concepto Virtual PLC Lab.

A continuación, se detalla cómo se ha realizado el proceso de investigación de los límites de rendimiento de PLC.

Para ello, se usan los modelos de canal y los ruidos sintéticos definidos para las simulaciones. Las pruebas de transmisor y receptor siguen la estructura mostrada en la Figura 48. En ellas, se enfrentan un transmisor y un receptor, a través de un modelo de canal. Variando los parámetros del modelo de canal y del transmisor, podemos obtener datos relevantes para evaluar la etapa física de un sistema de comunicaciones PLC.

- Etapa de transmisión. Se utiliza la parte de transmisión PHY completa. Esta etapa es la que se encarga de generar señales PLC, de acuerdo con los parámetros configurados.
- Modelo de canal. El modelo de canal introduce la distorsión que dependerá de cada prueba particular que se quiere obtener. Existen diferentes modelos de canal para poner a prueba diferentes características de la etapa física.
- Etapa de recepción. La etapa de recepción es la encargada de intentar decodificar las PPDUs que han sido generadas en la etapa transmisora y distorsionadas por el canal.

Las diferencias entre las distintas pruebas radican en la variación de algunos de los parámetros del entorno de simulación. Tal y como está definida la estructura, las diferencias pueden presentarse tanto en parámetros del medio de comunicación, como en parámetros relativos a la configuración de la transmisión.

El canal presenta varios parámetros configurables.

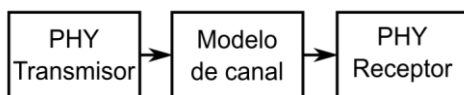


Figura 48. Estructura de pruebas de transmisor y receptor



- Modelo del canal (generalmente definido por su respuesta frecuencial en módulo y fase).
- Modelo de ruido
- Relación SNR

Nótese que, para que la relación SNR sea configurable, tanto el modelo de canal, como el modelo de ruido deben tener una amplitud nominal, y debe ser un factor multiplicativo final el que ajuste el SNR deseado para poner a prueba al receptor.

Siguiendo el estándar de comunicaciones, es posible configurar los siguientes parámetros de la señal transmitida:

- Esquema de modulación. En el caso de PRIME 1.3.6, se plantean los esquemas DBPSK, DQPSK y D8PSK, con y sin codificador convolucional.
- Longitud de PDU.

Hay que tener en cuenta que la robustez de la etapa física de un sistema PRIME depende del esquema de modulación utilizado y de la longitud de PDU. Cuanto más robusto es el esquema y más corta es la PDU, más probable es la correcta decodificación de la PDU.

El sistema permite configurar también el contenido de las PDUs, pero no se ha considerado útil para las pruebas realizadas en esta tesis, porque estas variaciones están pensadas para el cálculo estadístico del PAR y su relación con efectos no lineales del medio.

Se tenderá, en cada caso, a dejar la mayoría de los parámetros fijos e ir variando alguno de ellos, para ver cómo afectan de forma independiente. En algunos de los casos, se procurará ver la dependencia entre los diferentes parámetros. Si no se especifica alguno de los parámetros, se aplica la configuración por defecto con los siguientes valores:

- Respuesta del canal: Plana.
- Ruido: AWGN.
- Esquema de modulación: DBPSK con codificador convolucional.
- Longitud de PDU: 256 bytes, con el mismo contenido que las tramas de certificación PRIME.

El SNR siempre se especificará, porque en casi todas las pruebas es un parámetro variable.

#### *4.2.5.1 Prueba de sistema para el canal sintético AWGN*

Esta simulación proporciona una medida de FER en recepción, con PPDUs de 256 bytes, en presencia de un canal plano con ruido AWGN.

La prueba se realiza para todos los esquemas de modulación disponibles: DBPSK, DQPSK, D8PSK, tanto con codificador convolucional, como sin él.

Para la medida de la potencia de ruido, para el cálculo del SNR, se tiene únicamente en cuenta el ruido en la banda PRIME, aunque se genera un ruido AWGN presente en toda la banda frecuencial proporcionada por la frecuencia de muestreo nominal ( $f_s = 250$  kHz).

Se realizan simulaciones de 10.000 PPDUs cada 0,1 dB de SNR, para obtener una precisión suficiente en el cálculo del FER. Las simulaciones se realizan desde 1 dB a 23 dB de SNR, solo en la parte relevante de cada esquema de modulación, con rangos de hasta 8 dB.

#### *4.2.5.2 Prueba de sistema para el canal sintético con ruido impulsivo*

Esta simulación proporciona el FER de transmisión PRIME, para el caso en el que hay un ruido AWGN de fondo y se le superpone un ruido impulsivo blanco de longitud variable, con una periodicidad sincrona con la red eléctrica.

Se realizan todas las pruebas con el esquema de modulación DBPSK con codificador convolucional, longitud de tramas de 256 bytes y canal de respuesta plana.

Se realiza el procedimiento de simulación para longitudes del ruido impulsivo de 20  $\mu$ s, 50  $\mu$ s, 100  $\mu$ s, 200  $\mu$ s, 500  $\mu$ s, 1 ms, 2 ms y 5 ms.

Se realizan simulaciones de 10.000 PPDUs cada 0,1 dB de SNR, en los rangos relevantes de cada configuración, entre los 0 dB y 30 dB de SNR. Para cada longitud de impulso rondan los 14 dB de simulación, lo que supone, aproximadamente, 1,5 millones de PPDUs.

Se prueba con impulsos cada 10 ms de una amplitud 20 dB superior al ruido de fondo. Las medidas de SNR, en este caso, se hacen con respecto al ruido total en la banda PRIME. Téngase en cuenta que la potencia de ruido es considerada como la potencia media de ambos.

#### *4.2.5.3 Prueba de sistema para el canal sintético selectivo en frecuencia*

Las pruebas del canal selectivo en frecuencia se han preparado con el canal selectivo en frecuencia. Este canal presenta una atenuación importante en torno a los 62,5 kHz. Como el canal selectivo en frecuencia elimina la señal de algunas de las subportadoras, es evidente pensar que este canal hace que la comunicación no funcione en absoluto si no se utilizan códigos convolucionales. Por tanto, este canal se prueba únicamente para los esquemas de modulación DBPSK, DQPSK y D8PSK con codificador convolucional.

Se pone a prueba con tramas de 256 bytes de longitud, y se transmiten 10.000 PPDUs cada 0,1 dB de SNR, para obtener la gráfica que relaciona el FER con el SNR. El modelo de canal es únicamente aplicado a la señal y no al ruido, y el ruido es AWGN cuya potencia, para el cálculo del SNR, es medido en banda.

Se realizan las pruebas desde 1 dB hasta 20 dB de SNR, en los rangos representativos para cada esquema de modulación (entre 9 dB y 12 dB).

#### *4.2.5.4 Prueba de sistema para el canal sintético con cambio de fase abrupto*

Para la realización de esta prueba se utiliza el filtro descrito en las secciones anteriores como canal de comunicaciones. Este canal presenta un cambio de fase muy abrupto de  $\pi$  rad en 62,5 kHz. Por tanto, este filtro arruinará completamente la codificación diferencial en fase de una de las subportadoras. Por este motivo no se ponen a prueba los esquemas de modulación sin codificación convolucional, porque sin corrección de errores no pueden funcionar. Se utilizarán entonces para las pruebas los esquemas de modulación DBPSK, DQPSK y D8PSK con codificador convolucional.

Al igual que en el resto de las pruebas, se realizan con 10.000 PPDUs cada 0,1 dB de SNR, con el objetivo de obtener la gráfica de FER en relación con el SNR. El modelo de canal es únicamente aplicado a la señal y no al AWGN, que es inyectado en recepción. Para el cálculo del SNR, se utiliza el AWGN que entra en la banda de comunicación PRIME.

Las pruebas son realizadas con SNR de 2 dB a 18 dB, en rangos adecuados al esquema de modulación (entre 7 dB y 10 dB, dependiendo del esquema de modulación).

#### 4.2.6 Datos de uso del Virtual PLC Lab

Se ha realizado la simulación de los casos anteriormente planteados y con ello se ha simulado la transmisión y recepción de un total de 26,1 millones de PPDUs, o el equivalente de tiempo de red de 104 horas de red simuladas.

El número debe ser suficientemente elevado para obtener una precisión adecuada en probabilidades de FER bajas (por debajo de  $10^{-3}$ ) y una precisión de SNR de 0,1 dB.

### 4.3 Resultados obtenidos

La Tabla 11 resume las distintas configuraciones de pruebas realizadas, cuyos resultados se detallan en la presente sección.

#### 4.3.1 Rendimiento en entorno de prueba modular

##### 4.3.1.1 Alineador

Tras realizar las pruebas en las que se pone a prueba el bloque de alineación introduciendo ruido AWGN, se obtienen los resultados que se muestran en esta sección, en forma de fallos de alineación (parámetro similar al FER, pero adaptado a este módulo) con respecto al SNR en la entrada (ver Figura 49).

Los resultados muestran que hay una pérdida de alineación con una probabilidad de  $10^{-1}$ , para un SNR de -4,8 dB, mientras que se obtiene una pérdida de alineación de  $10^{-2}$  para un SNR de -2,7 dB.

Tabla 11. Resumen de las configuraciones de prueba realizadas.

	Respuesta de canal	Modelo de ruido	Modulación de subportadoras	Longitud PSDU
<b>A nivel de módulo:</b>				
- Alineador	Plano	AWGN	-	-
- Decodificador	-	AWGN	-	2-256 bytes
<b>Sistema completo (configuración de canal):</b>				
- AWGN	Plano	AWGN	Todas	256 bytes
- Ruido Impulsivo	Plano	Impulsivo	DBPSK_CC	256 bytes
- Canal selectivo	Selectivo	AWGN	DBPSK_CC-D8PSK_CC	256 bytes
- Canal de fase abrupta	Fase abrupta	AWGN	DBPSK_CC-D8PSK_CC	256 bytes



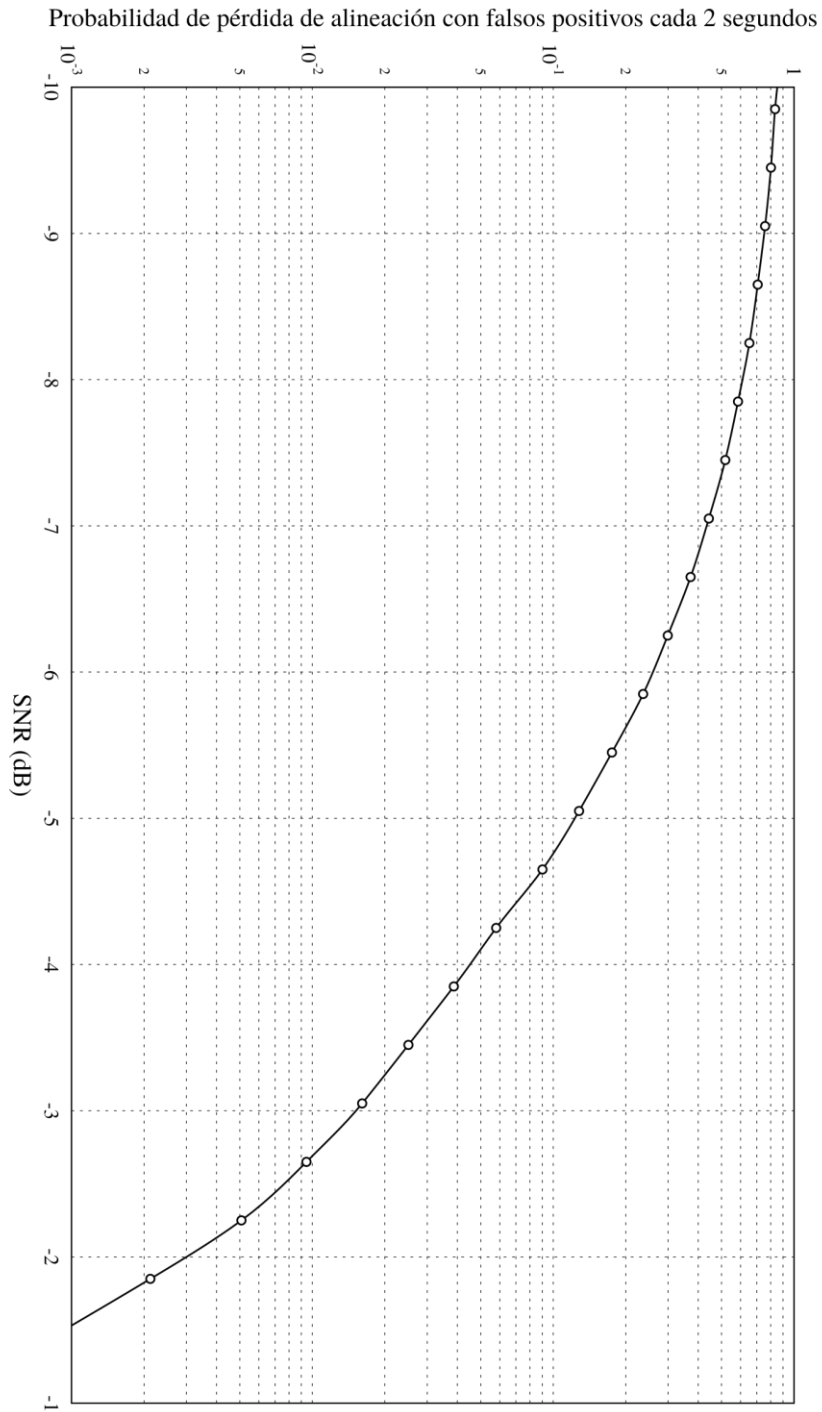


Figura 49. Relación SNR-Fallos de alineación para canal AWGN plano

#### 4.3.1.2 *Decodificador Viterbi*

En esta prueba se enfrenta el codificador y decodificador, de forma que el decodificador intenta corregir las tramas codificadas a las que se les ha añadido un ruido blanco. En la Figura 50 se representa la relación entre fallos de decodificación y SNR, dependiendo de la longitud de la palabra antes de codificar. Este es un parámetro equivalente al FER cuando se trata de una PPDU completa.

En la gráfica se puede observar una curva diferente para cada longitud de palabra a codificar. La tasa de error de fallos de decodificación es mayor para un SNR dado, cuanto mayor es la longitud de la palabra a codificar. Este factor viene marcado por la separación entre cada una de las curvas. Se comprueba que la sensibilidad de PRIME mejora 0,3 dB, cada vez que la longitud de la PPDU se divide a la mitad. Se puede decir que, en total, entre PPDUs muy cortas (2 bytes de longitud) y PPDUs muy largas (256 bytes) hay una diferencia de sensibilidad de aproximadamente 2 dB.

#### 4.3.2 Rendimiento en entorno de pruebas como sistema completo sobre Virtual PLC Lab

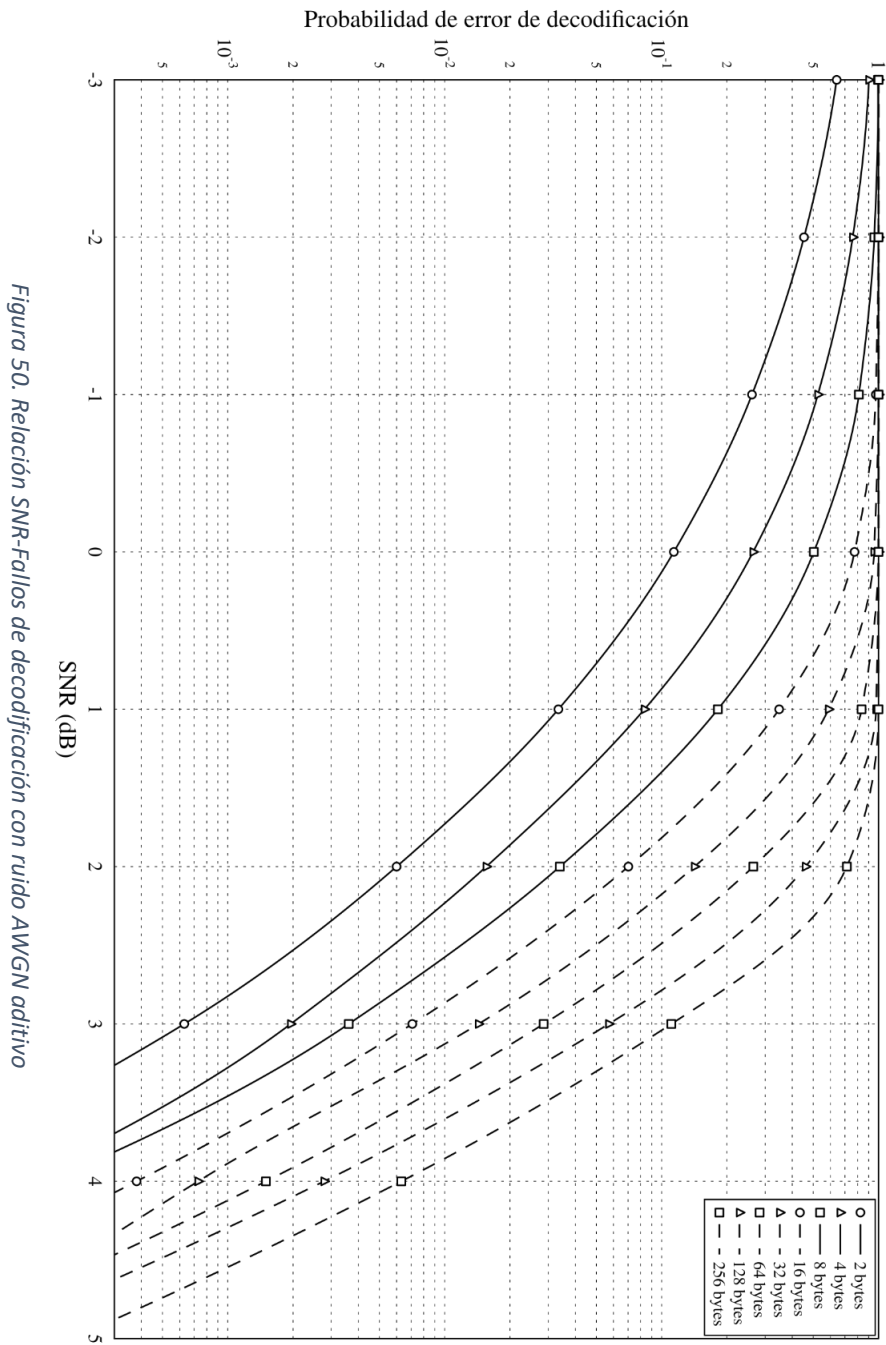
En esta sección se muestran las gráficas que relacionan el FER y el SNR, variando los parámetros del canal y/o los esquemas de modulación.

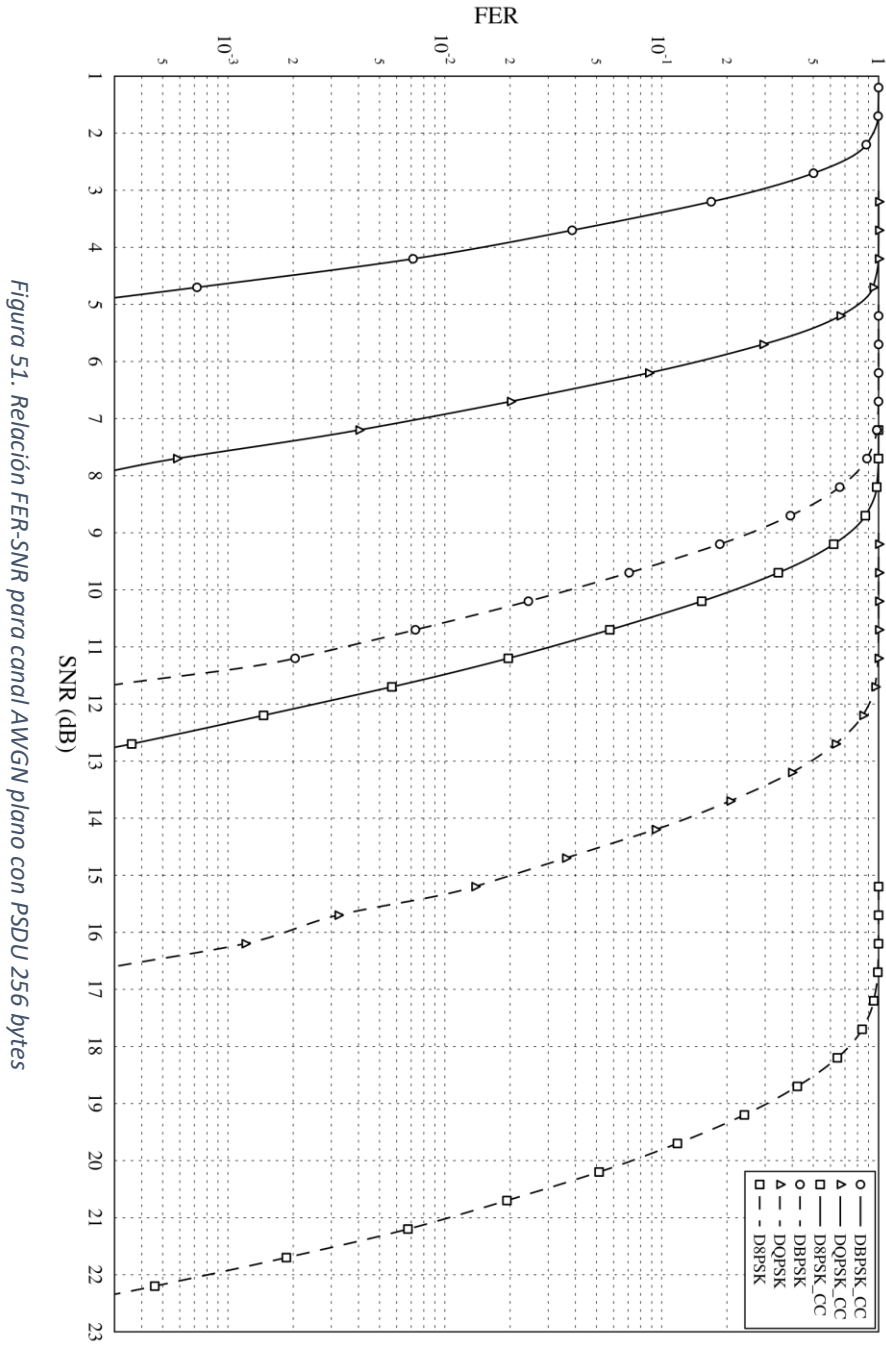
##### 4.3.2.1 *Rendimiento ante un canal sintético AWGN*

Los resultados de esta simulación se presentan en forma de gráfica en la Figura 51. Esta gráfica muestra, para cada esquema de modulación, la relación entre SNR y FER.

El paso de FER de  $10^{-1}$  a  $10^{-2}$  sucede en tan solo 0,8 dB para los sistemas de codificación con codificador convolucional, mientras que es de aproximadamente 1 dB - 1,2 dB para los esquemas sin codificador convolucional.

Como es de esperar, se demuestra que la presencia o no de codificador convolucional es determinante. Para un FER de  $10^{-2}$ , la diferencia de sensibilidad es de 6,5 dB para DBPSK, 8,5 dB para DQPSK y 9,5 dB para D8PSK. Este umbral de calidad mínima de comunicación de FER de 1% se selecciona como valor más restrictivo que el FER de 5% requerido por la ETSI [19] para





considerar una comunicación como exitosa. De este modo se analizan los límites de rendimiento de la capa física.

Cuando se utiliza codificador convolucional, la diferencia entre DBPSK y DQPSK es de aproximadamente 3 dB de SNR para obtener el mismo FER, mientras que, para el caso de D8PSK, la sensibilidad es 4,5 dB inferior con respecto a DQPSK.

#### *4.3.2.2 Rendimiento ante un canal sintético con ruido impulsivo*

La Figura 52 representa la relación entre SNR y FER, dependiendo de la duración del ruido impulsivo. Según la sección de configuración 4.2.5.2, y para focalizarse en la longitud del ruido impulsivo, este canal se prueba sobre el esquema de modulación DBPSK con codificador convolucional.

Es particularmente interesante comentar que la amplitud del ruido de fondo o ruido impulsivo no es la misma cuando se varía la longitud y se mantiene el SNR. Lo que mide el SNR es el cociente entre la potencia de señal y la potencia media de ruido (que no coincide ni con la del ruido de fondo ni con la del impulso, sino una ponderación de las dos, a través de la longitud). La relación entre la amplitud de fondo, la amplitud de pico y la duración del impulso vienen descritas en la fórmula (4.1).

Los resultados para el caso del ruido impulsivo son singulares, por el hecho de que la longitud del impulso es uno de los pocos parámetros que no tiene relación con el FER o la sensibilidad siempre creciente o decreciente, sino que aparece un punto de inflexión (valor máximo) para una longitud de ruido impulsivo de 500  $\mu$ s.

Se descubre que, para el caso de ruidos impulsivos de longitudes superiores a 500  $\mu$ s, cuanto más largo sea el ruido, el receptor tiene mayor sensibilidad. En estos casos, el ruido impulsivo es tan largo que quizá se debería utilizar el término de ruido a ráfagas, en vez de ruido impulsivo. Por otro lado, por debajo de 500  $\mu$ s, cuanto más corto es el ruido, más bajo es el FER para un mismo SNR (y más bajo es el SNR para un mismo FER).

#### *4.3.2.3 Rendimiento ante un canal sintético selectivo en frecuencia*

La prueba de la capa física frente a un canal selectivo en frecuencia se plantea únicamente para los esquemas de modulación con codificador

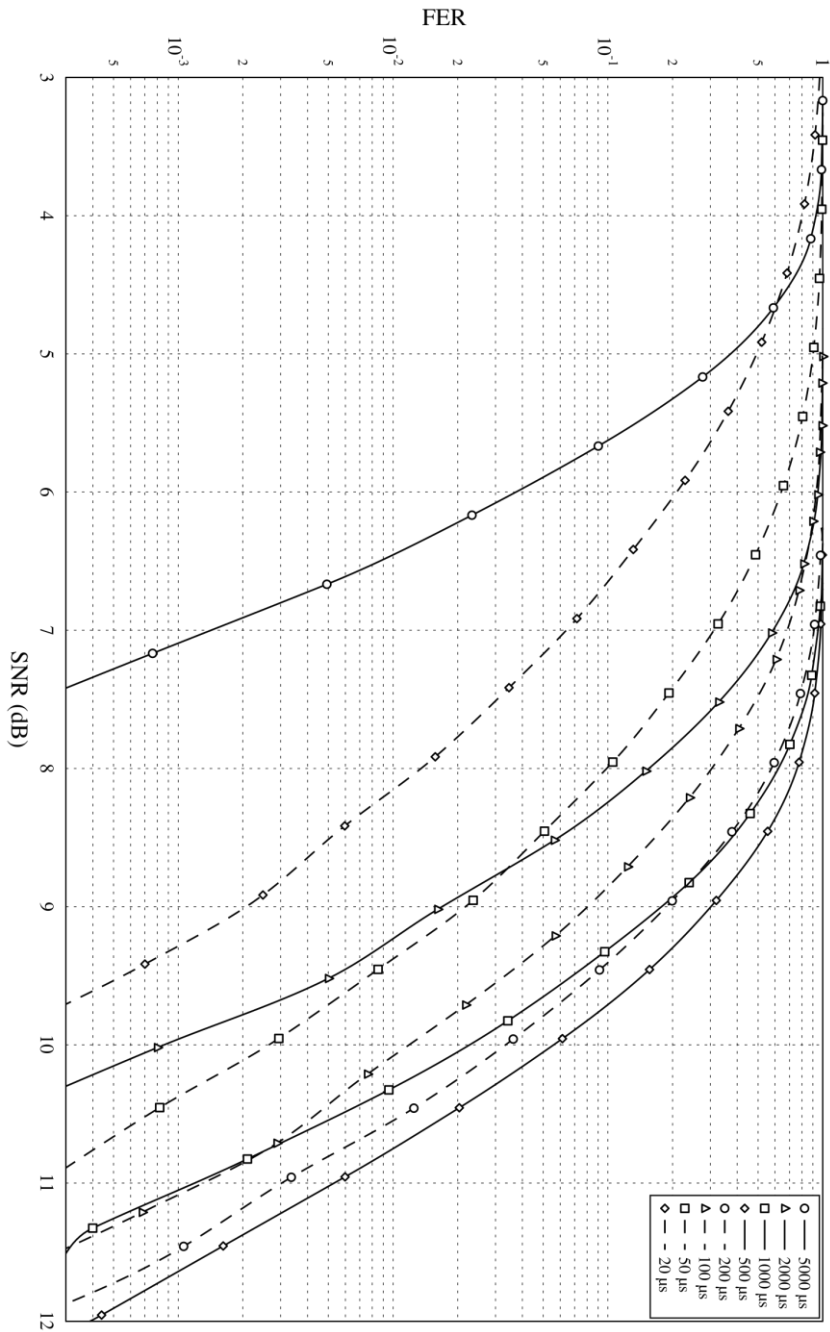


Figura 52. Relación FER-SNR con ruido impulsivo de diferente duración

convolucional, porque al tener una eliminación frecuencial, los esquemas de modulación sin corrección de errores no consiguen, en ningún caso, una transmisión con éxito.

Los resultados se muestran en la Figura 53, donde se representa, para cada uno de los esquemas de modulación con codificador convolucional, la relación entre FER y SNR.

En la gráfica se descubre que, en el caso de tratarse de un canal selectivo en frecuencia, para DBPSK con codificador convolucional, se requiere un SNR mínimo de 6,5 dB. Para el caso de DQPSK (también con codificador convolucional), se requieren 10 dB (3,5 dB más que DBPSK) y, para el caso de D8PSK, 14,8 dB (8,3 dB más que DBPSK).

#### 4.3.2.4 *Rendimiento ante un canal sintético con cambio de fase abrupto*

Se han ejecutado las pruebas de la transmisión PRIME en presencia de un medio con un cambio de fase abrupto. Dado que este efecto arruina la subportadora (o subportadoras) del punto de cambio de fase abrupto, son indispensables los mecanismos de corrección de errores para poder tener comunicación. Por este motivo, esta prueba está únicamente concebida para ser ejecutada con los esquemas de modulación con codificador convolucional.

Los resultados de las pruebas se muestran en la Figura 54, en forma de FER frente a SNR, para cada uno de los esquemas de modulación con codificación convolucional.

El SNR necesario para realizar comunicaciones con FER de  $10^{-2}$  es de 5,75 dB, para el caso de DBPSK con codificador convolucional. Para el caso de DQPSK, es de 8,75 dB (3 dB más que el caso de DBPSK). Por último, para D8PSK se necesitan 14,75 dB (unos 9 dB más que DBPSK).

Para analizar la influencia de este modelo de canal con cambio de fase abrupto en la comunicación PRIME, se comparan estos resultados de SNR-FER con los obtenidos para el canal sintético AWGN, el cual se toma de referencia. El cambio de fase abrupto introduce una pérdida de sensibilidad de aproximadamente 1,75 dB para DBPSK y DQPSK con codificador convolucional. Para D8PSK con codificador convolucional la pérdida es de 3,25 dB.

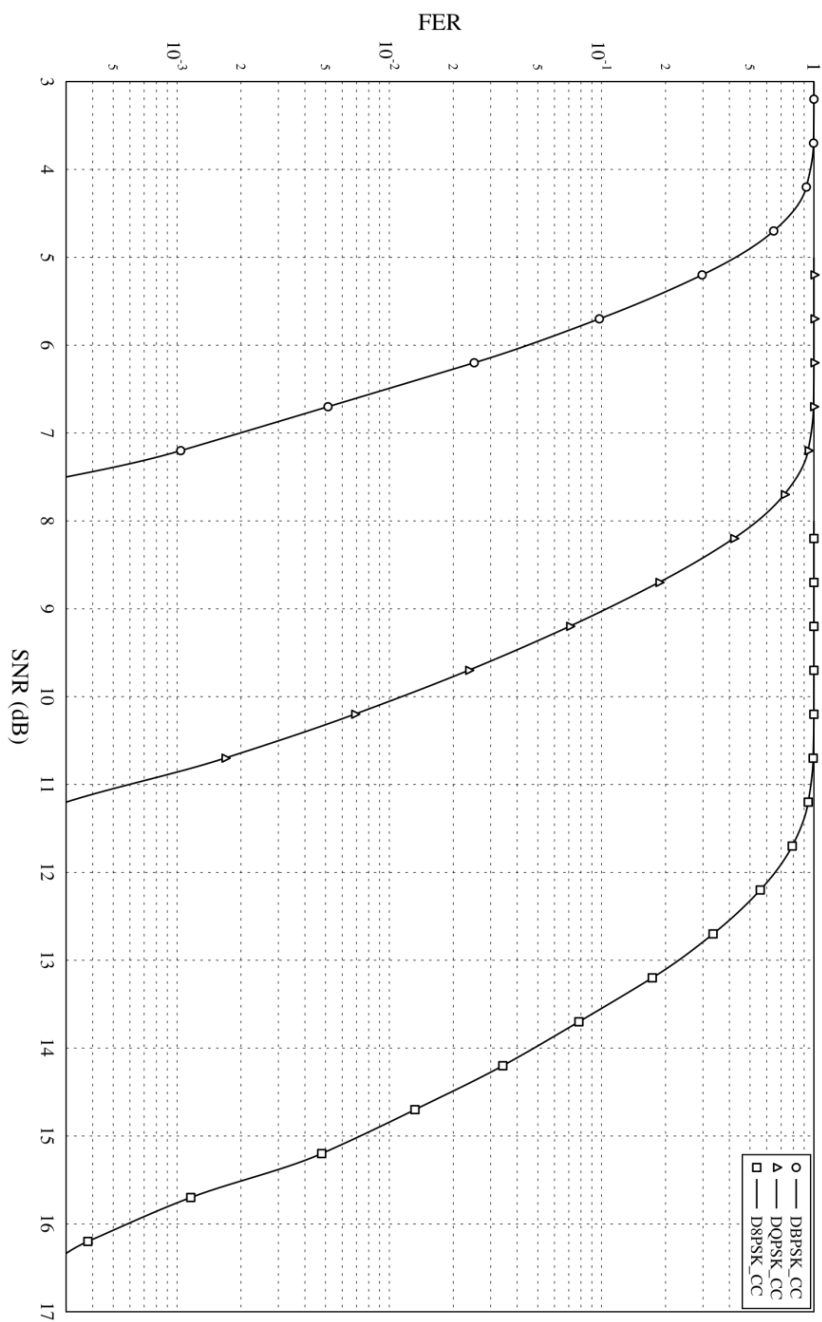


Figura 53. Relación FER-SNR con canal selectivo en frecuencia



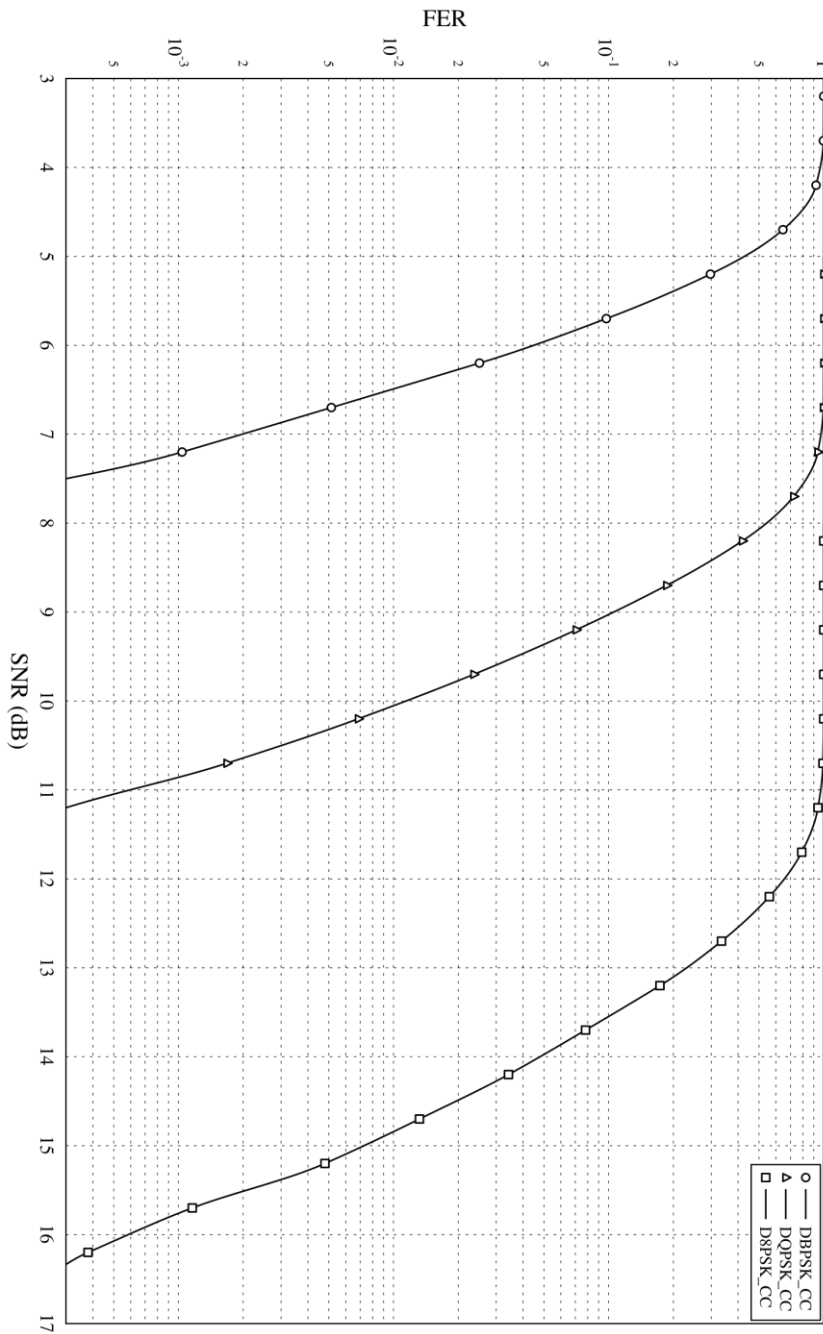


Figura 54. Relación FER-SNR con canal con cambio de fase abrupto

## 4.4 Análisis de resultados

Los resultados obtenidos en las pruebas realizadas permiten realizar el análisis del comportamiento del sistema de comunicaciones PRIME 1.3.6 frente a perturbaciones y obtener conclusiones para cada una de las perturbaciones con las que se ha puesto a prueba.

La Tabla 12 presenta el resumen de los resultados para un valor de FER de  $10^{-2}$ . Estos resultados se analizan en detalle a lo largo de la sección.

### 4.4.1 Análisis de resultados de las pruebas modulares

#### 4.4.1.1 Robustez de alineación

La robustez de la alineación es muy superior a la robustez del resto de la trama.

Relacionando los resultados de las pruebas presentados en la Tabla 12, en lo que se refiere al alineador y al decodificador, derivados de la sección 4.3.1.1 (Figura 49) y la sección 0 (Figura 50), respectivamente, se aprecia que la robustez de la alineación es aproximadamente 5 dB superior a la del decodificador convolucional, incluso para PPDUs realmente cortas (2 bytes), estando realmente más cerca de los 6 dB para el caso de PPDUs más habituales (de 16 bytes en adelante).

Tabla 12. Resumen de resultados de las medidas de rendimiento PLC para FER  $10^{-2}$

<b>Alineador</b>									
SNR mínimo (dB)	-2,7								
<b>Decodificador</b>									
Longitud (bytes)	2	4	8	16	32	64	128	256	
SNR mínimo (dB)	1,7	2,2	2,6	2,9	3,2	3,4	3,6	3,9	
<b>Sensibilidad con transmisión y recepción completa</b>									
Esquema de modulación	DBPSK_CC	DQPSK_CC	D8PSK_CC	DBPSK	DQPSK	D8PSK			
SNR mínimo (dB):									
- AWGN	4,2	6,9	11,4	10,2	15	20,7			
- Can. selectivo en frecuencia	6,5	10,1	14,8	-	-	-			
- Can. cambio de fase abrupto	6,5	10,1	14,8	-	-	-			
Longitud de impulso ( $\mu$ s)	20	50	100	200	500	1000	2000	5000	
SNR mínimo (dB):									
- Ruido impulsivo	8,2	9,3	10,1	10,5	10,8	10,3	9,2	6,5	

#### 4.4.1.2 Robustez de decodificador convolucional

La robustez del decodificador convolucional se demuestra totalmente dependiente de la longitud de la PPDU.

La mayoría de las pruebas se han realizado con PPDUs de 256 bytes de longitud. No obstante, en la prueba del decodificador convolucional presentadas en la Tabla 12, cuyos resultados se derivan de los mostrados en la sección 0 (Figura 50), se comprueban diferencias significativas en cuanto al FER en relación con el SNR y la longitud de PPDU.

Se comprueba que la sensibilidad de PRIME mejora aproximadamente 0,3 dB cada vez que la longitud de la PPDU se divide por la mitad. Se puede decir que, en total, entre PPDUs muy cortas de 2 bytes de longitud y PPDUs muy largas de 256 bytes, hay una diferencia de sensibilidad de aproximadamente 2 dB.

#### 4.4.2 Análisis de resultados de pruebas como sistema completo sobre Virtual PLC Lab

##### 4.4.2.1 Robustez según esquema de modulación

Como es lógico, el cambio del esquema de modulación modifica la tasa de transferencia y la robustez frente a errores.

Observando los resultados presentados en la Tabla 12 para la sensibilidad en presencia del ruido AWGN, así como de los resultados mostrados en la sección 4.3.2.1 (Figura 51), se obtienen conclusiones importantes.

Como casi todos los sistemas de comunicaciones digitales, PRIME pasa de una forma bastante abrupta de no funcionar a funcionar cuando se varía el SNR. En concreto, pasa de valores de FER de  $10^{-1}$  a FER de  $10^{-3}$  en variaciones de SNR de aproximadamente 2 dB.

Cuando se utiliza codificador convolucional, la diferencia entre DBPSK y DQPSK es de, aproximadamente, 3 dB de SNR. Este resultado parece lógico, al pensar que se transporta el doble de información por unidad de tiempo y se realiza de forma ortogonal (I y Q). No obstante, en D8PSK la sensibilidad es 4,5 dB inferior con respecto a DQPSK.

Las pérdidas por no utilizar codificador convolucional son de 6,5 dB en el caso de DBPSK, 8,5 dB para DQPSK y 9,5 dB para el caso de D8PSK. Nótese que estas pérdidas de sensibilidad, para el caso de un sistema PLC, lo hacen de poca utilidad, sobre todo en el caso de DBPSK sin codificador convolucional, que tiene una tasa de transferencia comparable a DQPSK con codificador convolucional, pero con una sensibilidad mucho peor.

#### 4.4.2.2 *Robustez frente a ruido impulsivo*

La presencia o no de ruido impulsivo, así como la duración o forma de este, son muy importantes para analizar la sensibilidad de las comunicaciones PRIME. Teniendo en cuenta los resultados presentados en la Tabla 12, obtenidos en la sección 4.3.2.2 (Figura 52), se puede derivar conclusiones relevantes.

Hay que tener en cuenta que, en esta prueba, el ruido impulsivo es 20 dB superior con respecto al ruido de fondo y que el SNR es la medida promediada de ambos. Es por esto por lo que, para un valor de SNR, la amplitud del ruido depende de la duración. No obstante, el análisis es mucho más interesante manteniendo el SNR medio.

Los resultados presentan un punto de inflexión para un valor de duración de 500  $\mu$ s. Este punto está claramente determinado porque, en PRIME, el entrelazador es de un único símbolo, cuya duración es de 2240  $\mu$ s. Esto, combinado con el decodificador Viterbi (que es, por diseño, ineficaz en presencia de errores a ráfagas) hace que las probabilidades de que una PPDU vaya mal para el caso de ruido impulsivo dependan de la probabilidad de que un impulso de ruido corrompa un símbolo completo.

En las curvas con una duración superior a 500  $\mu$ s, el factor más importante es la potencia máxima del impulso de ruido. Para un mismo SNR, cuanto más corta es la duración del impulso (manteniéndose por encima de 500  $\mu$ s), más alta es su amplitud, siendo más probable corromper un símbolo. En estos casos, el ruido es tan largo que no es considerado impulsivo por el sistema OFDM y pasa a ser una elevación temporal del ruido de fondo. Su longitud por encima de los 500  $\mu$ s hace que sea comparable al tiempo de símbolo de 2240  $\mu$ s (que es el tiempo de entrelazado), por lo que, arruinando el símbolo completo, el mecanismo de corrección de errores no será eficaz y la PPDU se perderá.

Cuando la duración es inferior a 500  $\mu\text{s}$ , el ruido pasa a ser considerado impulsivo dentro del sistema de comunicaciones OFDM y la ganancia de OFDM frente a este tipo de ruidos se percibe, porque su longitud es mucho menor que la duración de un símbolo (2240  $\mu\text{s}$ ).

De estos resultados se pueden obtener dos conclusiones importantes:

- La duración del ruido impulsivo de 500  $\mu\text{s}$  es la frontera entre un ruido impulsivo y un ruido de fondo para PRIME.
- Con ruidos de variación de amplitud de hasta 20 dB, independientemente de su distribución temporal, solo se puede afectar a los umbrales de PRIME en 7,5 dB.

#### *4.4.2.3 Robustez frente a canales selectivos en frecuencia*

La forma de la respuesta frecuencial de canal es muy importante y el FER depende en buena medida de la forma de la respuesta frecuencial. Comparando los resultados obtenidos en la Tabla 12 para el canal selectivo en frecuencia (sección 4.3.2.3 y Figura 53 ) y para el ruido AWGN (sección 4.3.2.1 y Figura 51), se puede concluir cuál es la penalización en sensibilidad que introduce el canal selectivo en frecuencia.

En estos resultados, se demuestra que la pérdida de sensibilidad con respecto a un canal plano es de 2,5 dB para el caso de DBPSK, 3 dB para el caso de DQPSK y 3,5 dB para D8PSK.

#### *4.4.2.4 Robustez frente a canales con cambio de fase abrupto*

Analizando la respuesta frecuencial, esta vez en fase, se puede ver cómo un cambio de fase abrupto afecta a la señal de comunicaciones OFDM PRIME.

Comparando los resultados de sensibilidad presentados en la Tabla 12 para el canal con cambio de fase abrupto (sección 4.3.2.4 y Figura 54) y los del ruido AWGN (sección 4.3.2.1 y Figura 51), se observa que el cambio abrupto de fase introduce una penalización de 1,75 dB, aproximadamente, para los casos de DBPSK y DQPSK con codificador convolucional, mientras que para el caso de D8PSK con codificador convolucional la penalización es de 3,25 dB.

## 4.5 Conclusiones

Este estudio ofrece un mejor conocimiento del comportamiento de PRIME ante diferentes efectos de canal, tanto a nivel de módulo como a nivel de sistema completo con transmisor y receptor. Se puede concluir lo siguiente.

**Robustez del alineador.** La robustez del alineador es mayor que la del resto de la PPDU.

**Robustez de la codificación en función de la longitud de la PSDU.** La robustez del sistema de codificación convolucional depende de la longitud de la PSDU. Cuanto menor sea la longitud de la PSDU, más robusto será el sistema.

**Usabilidad de los modos sin codificador convolucional.** Después de las simulaciones se pueden obtener conclusiones similares a las pruebas realizadas en [50]: los modos de comunicación sin codificador convolucional no son utilizables en la práctica. La influencia de no utilizar la corrección de errores es especialmente importante cuando el ruido o atenuación del canal no es constante en el tiempo o en frecuencia. Esos son los casos en los que hubiera funcionado el mecanismo de corrección de errores que presenta el codificador convolucional.

**Robustez frente a diferentes respuestas de canal.** Se obtiene una gran robustez para los modos con codificación convolucional frente a respuestas de canal abruptas (tanto por ser selectivas en frecuencia como por tener cambios de fase muy abruptos), reduciendo la sensibilidad de recepción en muy pocos dB (en general menos de 3 dB). En general, se comprueba que las comunicaciones NB-PLC están más condicionadas por la forma de onda del ruido (pudiendo llegar a afectar 7,5 dB) que por la forma del canal PLC (pudiendo afectar hasta 3 dB).

**Forma de onda del ruido impulsivo.** La presencia de ruido impulsivo, su duración y su forma de onda son claves en el análisis de sensibilidad de las comunicaciones PRIME.

Este análisis en entorno sintético proporciona valores numéricos objetivos sobre los límites de la tecnología OFDM en determinadas circunstancias. Sin embargo, un análisis completo requiere también el estudio del rendimiento de las tecnologías PLC ante perturbaciones que representen un entorno real.

## 5 INVESTIGACIÓN AVANZADA DEL RENDIMIENTO PLC ANTE PERTURBACIONES REALES

El estudio del rendimiento de las tecnologías PLC ante perturbaciones que representen un entorno real requiere un estudio completo que incluya una colección de configuraciones de canal representativas.

Este estudio se realiza sobre las tecnologías abiertas NB-PLC principales aprobadas por organismos internacionales y desplegadas en Europa: PRIME 1.3.6, PRIME 1.4 (definidas por la PRIME Alliance [3] [4] y estandarizadas por la ITU-T [7]) y G3-PLC (estandarizada por la ITU [9]).

Se contribuye con resultados relevantes a la necesidad de análisis del impacto de las perturbaciones de NB-PLC dentro del rango de 2 a 150 kHz. Se trata de una aproximación innovadora que se centra en el mundo real de las perturbaciones estandarizadas y reales de la red eléctrica.

El capítulo sigue el proceso siguiente.

**Selección de las perturbaciones de canal representativas.** En primer lugar, de las perturbaciones de canal presentadas en el estado del arte, se realizará un estudio de las diferentes perturbaciones de canal existentes y las posibilidades que tienen. Las seleccionadas deben estar claramente definidas, ser reproducibles y estar aceptadas por la comunidad científica.

**Metodología de medidas.** Basándose en la implementación del Virtual PLC Lab previamente definido y validado, se justifica su uso en cuanto a replicabilidad, automatización y coste.

**Resultados obtenidos.** Se presentan los resultados de rendimiento de las diferentes tecnologías NB-PLC (PRIME 1.3.6, PRIME 1.4 y G3-PLC) dentro

de la banda CENELEC A (9 a 95 kHz). Se obtienen resultados ante diferentes tipos de perturbaciones de canal, aplicando la metodología estándar previamente definida. Esto permite comparar, por primera vez, el rendimiento de estas tecnologías exactamente bajo las mismas condiciones.

**Análisis de resultados.** Se analizan con detalle los obtenidos del comportamiento de las tecnologías PLC en estudio comparando los resultados entre sí bajo diferentes puntos de vista relevante.

**Conclusiones y mejoras identificadas.** Los resultados de la investigación ofrecen el conocimiento necesario para la optimización de los algoritmos de comunicación de los estándares PLC. Un proceso de mejora continua, orientado a la robustez y optimización del rendimiento de las comunicaciones, es clave para mejorar y extender el uso de las tecnologías PLC en el mundo.

## 5.1 Objetivos

Este capítulo tiene como objetivo la investigación avanzada del rendimiento PLC ante perturbaciones reales. Para ello, tiene los siguientes objetivos:

- Identificar, caracterizar y seleccionar perturbaciones representativas, señales interferentes y fuentes de ruido (de diferente naturaleza e intensidad) en situaciones reales de la red eléctrica.
- Seleccionar métricas y metodologías de prueba estandarizadas y aceptadas por la comunidad científica.
- Realizar el análisis del rendimiento de las tecnologías PLC ante las perturbaciones de canal seleccionadas, para las diferentes configuraciones físicas y técnicas de comunicación.
- Identificar los mecanismos de robustez de los diferentes sistemas de codificación de canal frente a aquellas perturbaciones representativas de las redes PLC.



## 5.2 Selección de las perturbaciones de canal representativas

En el estado del arte se presentan las siguientes colecciones de perturbaciones de canal.

- CENELEC SC205A STUDY REPORT [18]
- ETSI TS 103 909 [19]
- IEEE Std 1901.2-2013 Annex D [20]
- Conjunto de ruidos DER [42]

Dado que entre los objetivos de esta tesis está la realización de un análisis cuantitativo repetible, es importante que el conjunto de perturbaciones a analizar cumpla ciertos criterios. La Tabla 13 compara estas perturbaciones, en cuanto a los siguientes cuatro parámetros clave.

**Ruidos sintéticos.** Algunos de los ruidos descritos en las colecciones de estudio son modelos simplificados de lo que ocurre en la realidad, representando un efecto concreto del mundo real.

**Capturas de ruidos reales.** Dentro de las colecciones, existen ruidos capturados en entornos reales. Tienden a ser más complejos y representan de forma fidedigna situaciones reales de la red eléctrica en campo.

**Modelos de canal.** Las perturbaciones se dividen en ruidos y modelos de canal. Alguna de estas colecciones contiene diferentes modelos de canal que puedan ser observados en campo.

**Replicable.** Algunas de las perturbaciones se encuentran descritas cualitativamente, a través de descripciones textuales, capturas de pantalla de analizadores de espectros o a través de procedimientos de medida para caracterizar ruidos medidos en campo. Muchas de estas perturbaciones

*Tabla 13. Comparativa de las colecciones de perturbaciones*

<b>Perturbación</b>	<b>Ruidos sintéticos</b>	<b>Capturas de ruidos reales</b>	<b>Modelos de canal</b>	<b>Replicable</b>
CENELEC SC205A STUDY REPORT [18]	NO	SI	NO	NO
ETSI TS 103 909 [19]	SI	SI	NO	SI
IEEE Std 1901.2-2013 Annex D [20]	SI	NO	SI	NO
Conjunto de ruidos DER [42]	NO	SI	NO	SI

no contienen la información cuantitativa suficiente como para poder ser repetidas en un entorno controlado de forma precisa. Una descripción cuantitativa detallada de las perturbaciones es necesaria para asegurar su fidelidad y repetitividad.

En base a esta categorización de los ruidos descritos en las diferentes colecciones, se hace la selección para la metodología de estudio. El cumplimiento del objetivo principal de la tesis requiere el uso de un conjunto de perturbaciones replicables para realizar la comparativa del rendimiento de múltiples configuraciones físicas bajo las mismas condiciones. Por tanto, este requisito de replicabilidad es la clave por la cual se seleccionan las dos colecciones siguientes para el estudio:

- ETSI TS 103 909 [19]
- Conjunto de ruidos DER [42]

Adicionalmente a los ruidos ETSI [19] y DER [42], se usa un ruido AWGN controlado, como parte de la colección de perturbaciones para la caracterización del rendimiento PLC. El ruido AWGN se incluye como ruido de referencia con propiedades conocidas, de forma que sus resultados pueden compararse con los de otros tipos de ruido. Este ruido se genera tal como se describe en la sección 4.2.2.1.

Los ruidos seleccionados no incluyen ruido coloreado de fondo, que está habitualmente presente en la red PLC. Esto se debe a que el estudio se centra en los ruidos que presentan un mayor reto para las comunicaciones. Tal y como indica la sección 4.7 del documento ETSI [19], el ruido coloreado de fondo será el efecto dominante sólo cuando el resto de tipos de ruido descritos no estén presentes.

Es importante puntualizar que en el resto del estudio se analizará cómo afectan los diferentes ruidos PLC en las tecnologías PLC, sin profundizar en cómo afecta la variación de la respuesta frecuencial del canal. Esto es así por dos motivos:

- Las conclusiones presentadas en la sección 4.5 demuestran que la variabilidad del rendimiento de los estándares PLC basados en tecnología OFDM se ven más afectados por la variación en los patrones del ruido, que por la forma de la respuesta frecuencial.

- De acuerdo con el análisis presentado en esta sección, y en concreto en la Tabla 13, no se disponen de modelos de canal amplios y replicables reconocidos por la comunidad científica con variaciones en la respuesta frecuencial.

#### 5.2.1 ETSI TS 103 909 V1.1.1 (2012-12) [19]

Se selecciona la colección de perturbaciones de la red de BT ETSI TS 103 909 V1.1.1 [19] por contener la información cuantitativa suficiente como para poder ser repetida en un entorno controlado de forma precisa. Según la ETSI, esta colección de ruidos es una colección que representa entre los percentiles 95 y 99 de las emisiones en campo. Modeliza un conjunto representativo de ruidos, entre los cuales se incluyen ruidos de fuentes conmutadas, motores, dimmers y otros servicios de comunicación PLC. La descripción cuantitativa detallada de estas perturbaciones publicada por la ETSI permite asegurar su fidelidad y repetitividad.

##### 5.2.1.1 Modelos de ruidos ETSI tonales

En el documento ETSI [19] se definen 25 ruidos tonales de distintas frecuencias de conmutación, desde 26 kHz hasta 146 kHz en saltos de 5 kHz, que representa el ruido generado por fuentes computadas. La mayoría de los productos electrónicos modernos utilizan este tipo de convertidores. Este ruido generado tiene mucha componente armónica, cuya amplitud generalmente decrece con la frecuencia, lo cual permite diferenciar la componente fundamental y los armónicos de cada ruido. Para frecuencias de conmutación inferiores a los 95 kHz, los ruidos tonales introducen ruido dentro de la banda de comunicaciones, algunos de ellos a través de la frecuencia fundamental de conmutación, y todos a través de sus primeros armónicos.

Se representa la densidad espectral de estos ruidos en la Figura 55 y la Figura 56, diferenciando los ruidos que introducen ruido en la banda de comunicaciones (Figura 55) y los que, según se observa en su espectro, tienen su energía fuera de esta banda (Figura 56).

En la Figura 57 y la Figura 58 se representa su potencia en banda a lo largo del tiempo. Son ruidos impulsivos y selectivos en frecuencia, que se mantienen de forma constante a lo largo del tiempo.

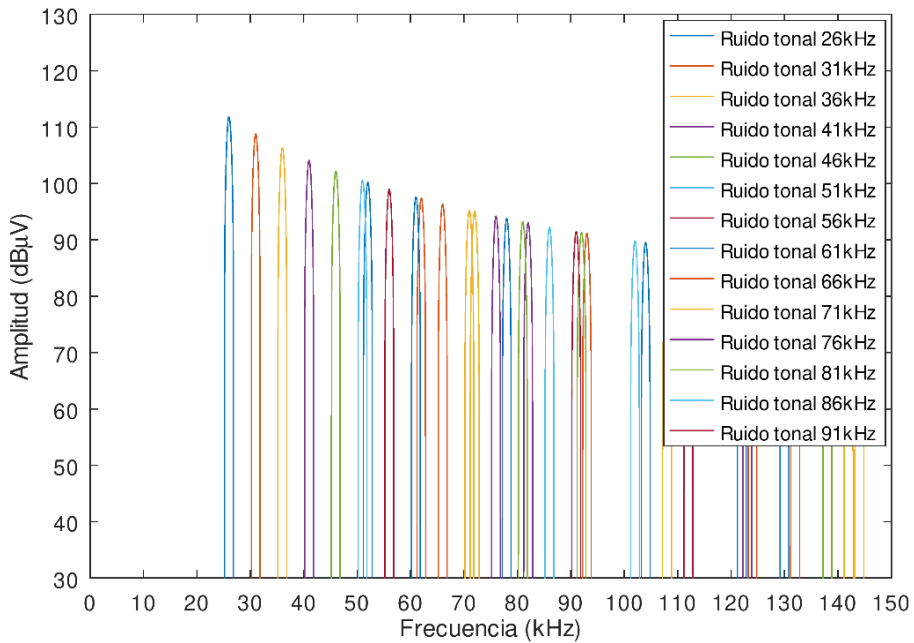


Figura 55. Densidad espectral de los ruidos ETSI tonales de 26 a 91 kHz (ruidos dentro de la banda PLC utilizada), con una resolución frecuencial de 500 Hz

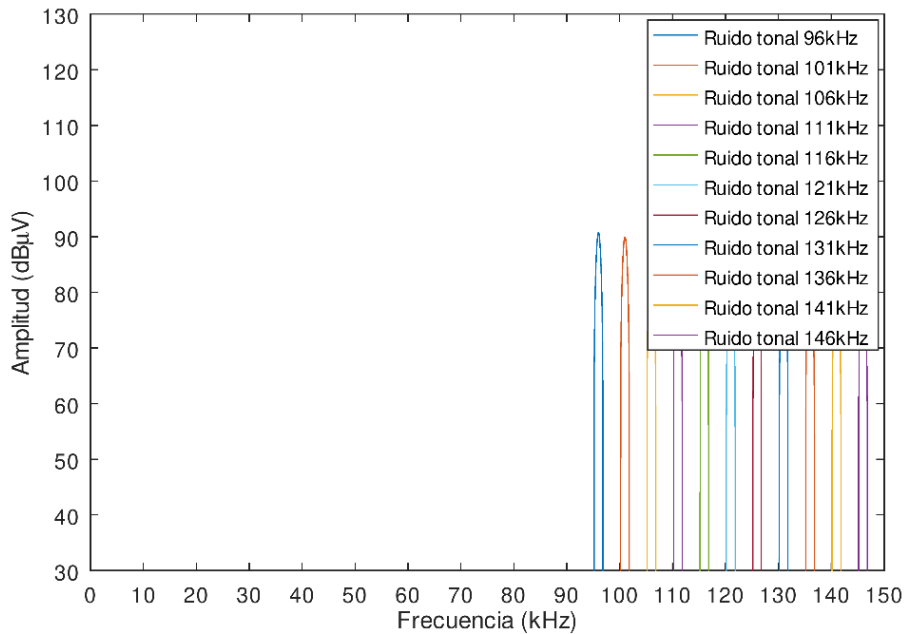


Figura 56. Densidad espectral de los ruidos ETSI tonales de 96 a 146 kHz (ruidos fuera de la banda PLC utilizada), con una resolución frecuencial de 500 Hz

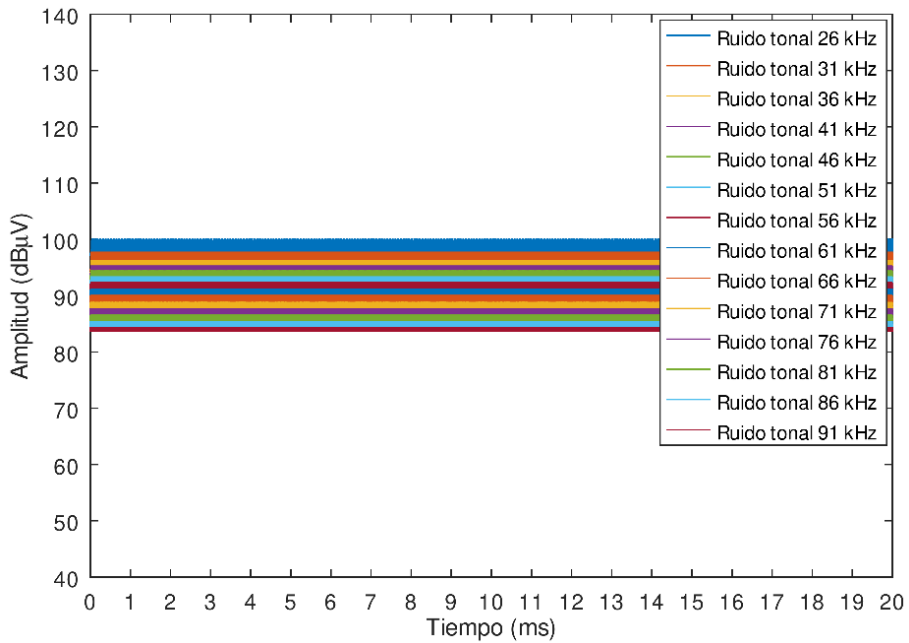


Figura 57. Potencia en banda de los ruidos ETSI tonales de 26 a 91 kHz (ruidos dentro de la banda PLC utilizada) a lo largo del tiempo con resolución 50  $\mu$ s

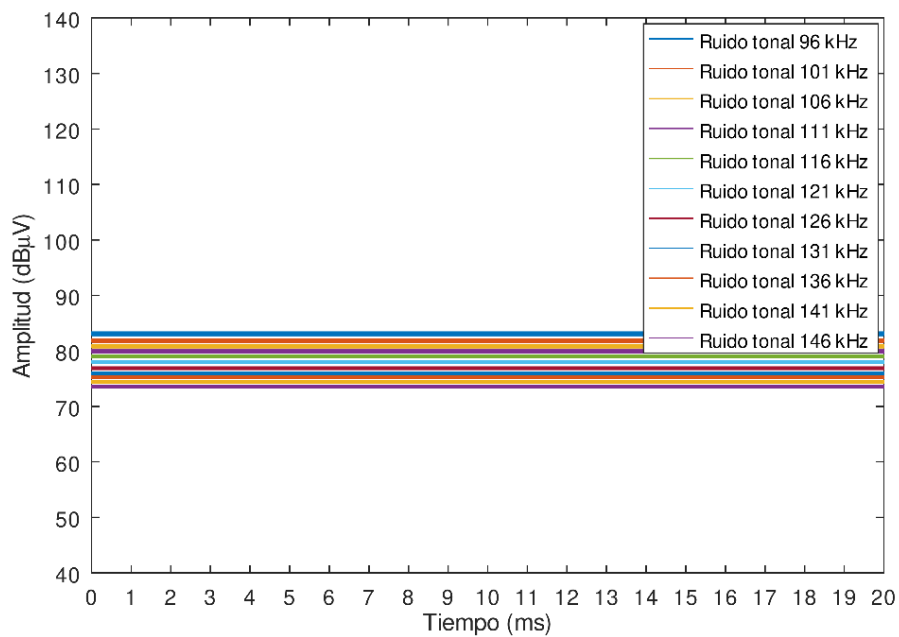


Figura 58. Potencia en banda de los ruidos ETSI tonales de 96 a 146 kHz (ruidos fuera de la banda PLC utilizada) a lo largo del tiempo con resolución 50  $\mu$ s

### 5.2.1.2 Modelo de ruido ETSI impulsivo periódico

En el documento ETSI [19] se define un único ruido de este tipo. Este ruido impulsivo periódico es generado por dimmers que conectan las lámparas a la red eléctrica durante una fracción del ciclo de la red eléctrica de forma controlada. Esto genera un ruido síncrono con la red eléctrica.

Al ser una delta en el tiempo (ver Figura 59), es prácticamente plano en frecuencia, con lo que tiene potencia tanto dentro como fuera de la banda de comunicaciones (ver Figura 60). En cuanto a su amplitud es tan alta que satura las propias entradas de los receptores PLC. Esta saturación implica que el efecto final de este ruido no es aditivo, sino que anula la comunicación en dichos instantes de saturación.

Este tipo de ruido supone un reto mayor para las pruebas a realizar sobre el entorno virtualizado Virtual PLC Lab. El laboratorio debe ser capaz de integrar el efecto de saturación de las protecciones de entrada del módem. Se modeliza este efecto de saturación a 8 V, que es el valor típico de la tensión de activación de los dispositivos de supresión de transitorios de entrada de los módems PLC (transient-voltage-suppression diode o TVS). Con esto, se reproduce el comportamiento de un módem real en el entorno Virtual PLC Lab.

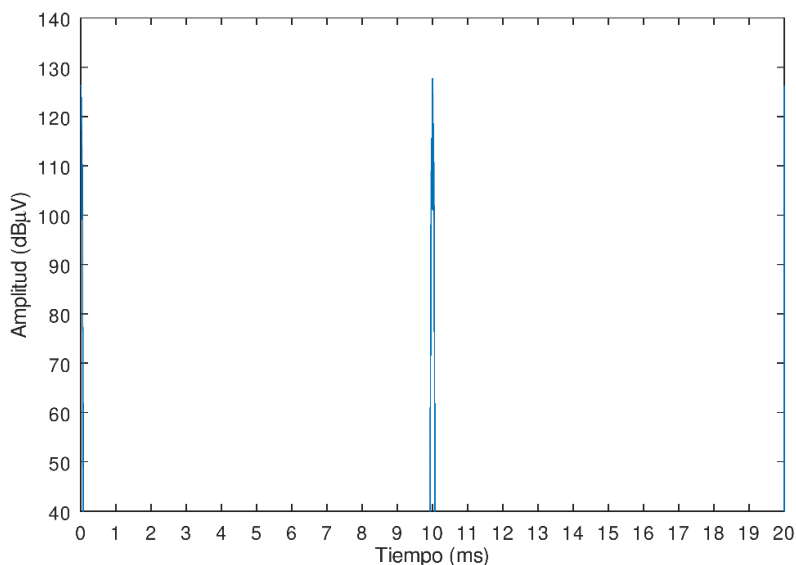


Figura 59. Potencia en banda del ruido ETSI impulsivo periódico a lo largo del tiempo, con resolución 50 µs

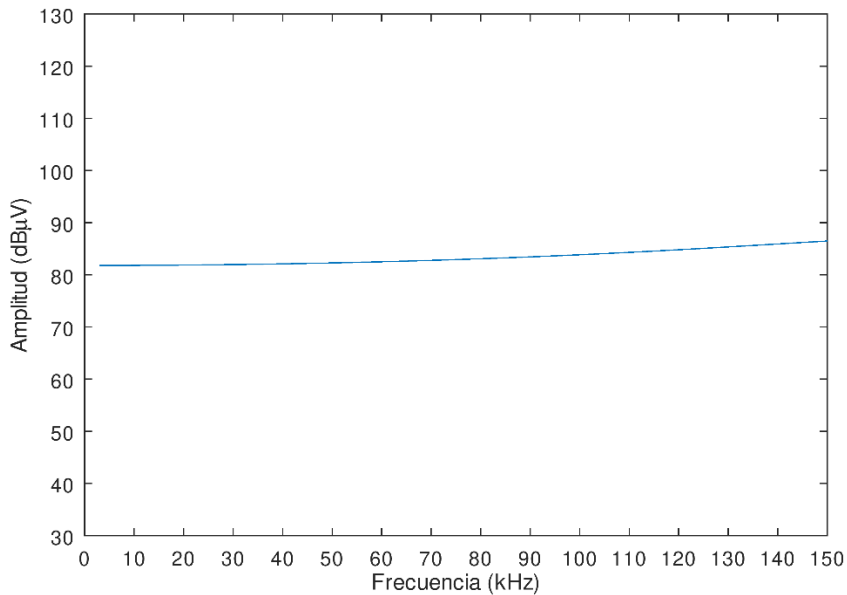


Figura 60. Densidad espectral del ruido ETSI impulsivo periódico, con una resolución frecuencial de 500 Hz

### 5.2.1.3 Modelo de ruido ETSI impulsivo aleatorio

En el documento ETSI [19] se describe un ruido impulsivo aleatorio, generado por la conmutación de las escobillas de motores AC. Se trata de una captura de ruido real, en concreto, selecciona la señal grabada de un aspirador convencional.

Se trata de un ruido coloreado, con potencia en todo el espectro, siendo mayor en las bajas frecuencias, por lo que tiene una gran parte de su potencia dentro de la banda de comunicaciones, tal y como se muestra en la Figura 61. En la Figura 62 se observa que este ruido es persistente en el tiempo. Son impulsos de tensión que suceden de forma continua, con un período muy pequeño.

Su presencia, tanto temporal como frecuencial, afecta a todos los símbolos y a todas las subportadoras a nivel físico OFDM, con lo cual, tras el estudio recogido en el capítulo anterior, se puede prever que será uno de los ruidos ETSI [19] más complejos para el rendimiento de las tecnologías PLC.

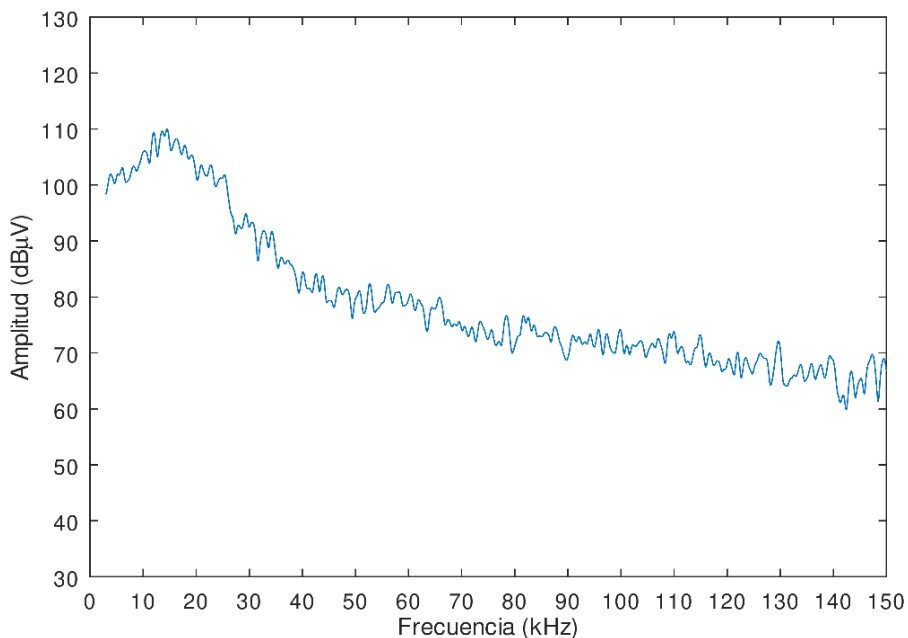


Figura 61. Densidad espectral del ruido ETSI impulsivo aleatorio, con una resolución frecuencial de 500 Hz

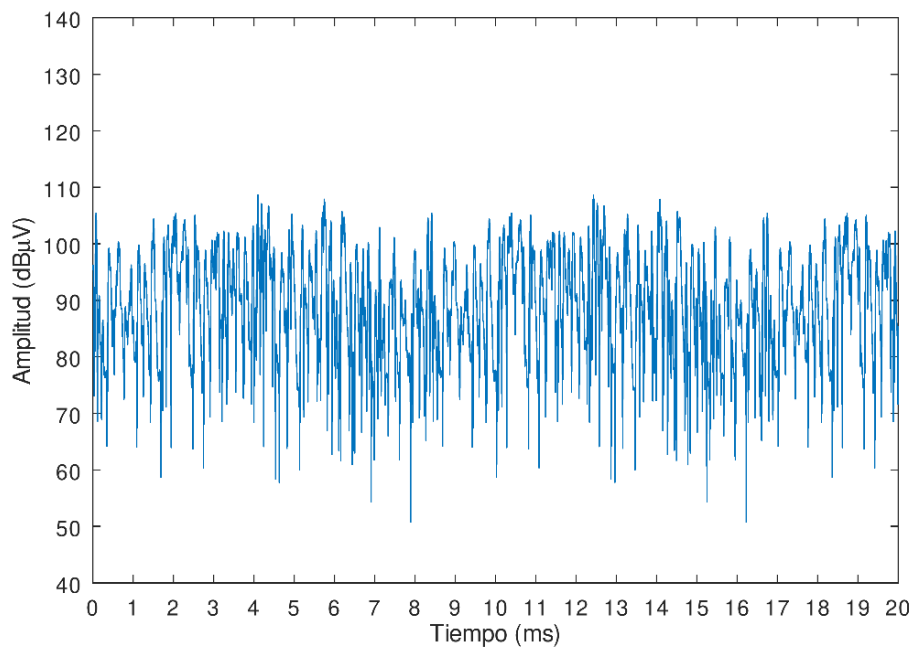


Figura 62. Potencia en banda del ruido ETSI impulsivo aleatorio a lo largo del tiempo, con resolución de 50  $\mu$ s



#### 5.2.1.4 Modelos de ruidos ETSI intencionados de comunicaciones

En el documento ETSI [19] se definen como representativos 4 ruidos intencionados de comunicaciones. Tres ruidos sintetizados para representar el impacto de intercomunicadores FM o monitores de bebés, y un dispositivo BPSK que cumple ISO/IEC 14908-3 [52].

Todos ellos tienen la mayor parte de su potencia fuera de la banda de comunicaciones, tal y como se muestra en la Figura 63, donde se representan sus espectros. El impacto, por tanto, al rendimiento de las tecnologías PLC en estudio será mínimo.

#### 5.2.2 Conjunto de ruidos CEDER originados por dispositivos DER [42] [43]

Se selecciona el conjunto de ruidos capturados en las instalaciones del CEDER [53], originados por dispositivos DER, tal y como quedan recogidos en [42] [43] por contener la información cuantitativa suficiente como para poder ser repetidas en un entorno controlado de forma precisa. La colección consiste en un conjunto de seis tipos de ruido.

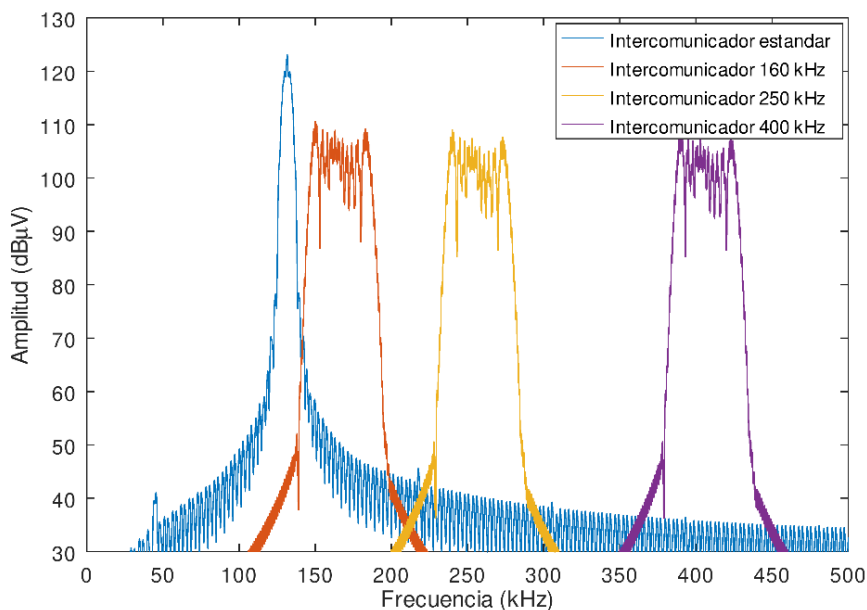


Figura 63. Densidad espectral del ruido ETSI generado por intercomunicadores, con una resolución frecuencial de 500 Hz

Dentro de la colección de ruidos capturada en CEDER-CIEMAT en los estudios mencionados [42] [43], se han seleccionado los ruidos más representativos de acorde al siguiente criterio de selección:

- Ruidos pertenecientes a diferentes centros de transformación.
- Ruidos con diferentes tipos de DER: fotovoltaicos, bancadas de baterías y aerogeneradores.
- Ruidos que en alguno de los casos pertenezcan a un entorno prosumer.
- Ruidos de diferentes amplitudes, que siguiendo la filosofía del documento ETSI [19], incluyan ruidos que representen un caso crítico para las comunicaciones.
- Ruidos que convivan con múltiples servicios, caso de uso esperado en una red real.

Con estos criterios se seleccionan los ruidos der04, der06, der34, der36, der50 y der51 tal y como se muestra en la Tabla 14. Las medidas de ruido der04 y der06 se toman en el Edificio Arfrisol del CT-SUB. En ellas se observa la influencia de la generación distribuida fotovoltaica, evaluando el impacto del inversor fotovoltaico en reposo y en el momento de arranque. En el edificio E03 del CT-2 se toman las medidas de ruido der34 y der36. Muestran el impacto de la generación distribuida fotovoltaica, evaluando el comportamiento con el ramal inversor cerrado. Finalmente, en el CT-PEPA I se toman las medidas de ruido der50 y der51. Se observa el impacto del almacenamiento distribuido, con una bancada de baterías de plomo-ácido de 240 Vdc, combinado con dos aerogeneradores.

Los ruidos der50 y der51 son ruidos combinados de almacenamiento distribuido y aerogeneradores. Los ruidos der04 y der06 son ruidos relativos a fotovoltaicos puros, orientado a un escenario de prosumer. Los ruidos der34 y der36 son ruidos de origen fotovoltaico, en un escenario más complejo: un

*Tabla 14. Lista de ruidos DER seleccionados y su ubicación*

<b>Referencia ruido</b>	<b>Ubicación</b>
der04	CT-SUB-E01. EDIFICIO ARFRISOL
der06	CT-SUB-E01. EDIFICIO ARFRISOL
der34	CT-2-E03
der36	CT-2-E03
der50	CT-PEPA I
der51	CT-PEPA I

escenario de transformación en el que conviven múltiples servicios, como son edificios de molienda, peletización, grupos de bombas, talleres mecánicos y otros servicios.

Son todos ellos ruidos capturados en un entorno real, cuya forma compleja representa, de forma fidedigna, situaciones reales de la red eléctrica en campo. En este caso, se muestra el impacto de:

- Generación distribuida fotovoltaica.
- Almacenamiento distribuido.
- Aerogeneradores.

En la Figura 64 se observa una diferencia clara entre el patrón de los ruidos der04, der06, der34, der36 y el patrón de los ruidos der50 y der51. Los cuatro primeros, tomados en las ubicaciones CEDER-CIEMAT CT-SUB y CT-2, recogen las perturbaciones de generación distribuida fotovoltaica. Los dos últimos, tomados en la ubicación CT-PEPA I, muestran las perturbaciones combinadas de almacenamiento distribuido y aerogeneradores.

La generación distribuida fotovoltaica introduce un ruido coloreado con potencia en todo el espectro, siendo mayor en las bajas frecuencias. Sobre

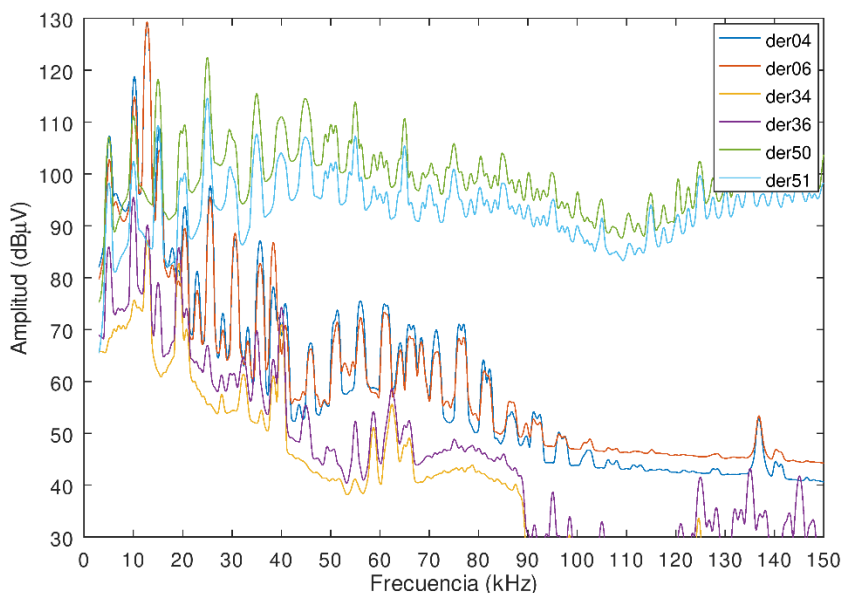


Figura 64. Densidad espectral del conjunto de ruidos DER, con una resolución frecuencial de 500 Hz

este, se superponen ruidos tonales de baja frecuencia y con alta componente armónica. Los ruidos son persistentes en el tiempo y presentan un patrón periódico con la red eléctrica, tal y como se muestra en la Figura 65. La amplitud del ruido de fondo es muy baja, la parte tonal supera en 10-15 dB al ruido de fondo en la banda de comunicaciones, con cual se espera que las modulaciones OFDM solventen el ruido tonal y se obtenga un umbral límite de atenuación adecuado para la comunicación.

Por el contrario, las perturbaciones combinadas de almacenamiento distribuido y aerogeneradores introducen un ruido ligeramente coloreado de alta potencia. En las bajas frecuencias, dentro de la banda de comunicaciones, presentan una combinación con ruido tonal. Dado la gran potencia que tiene dentro de la banda, presente en todas las frecuencias y estable en el tiempo, se prevé que suponga un reto tecnológico para las capacidades de OFDM.

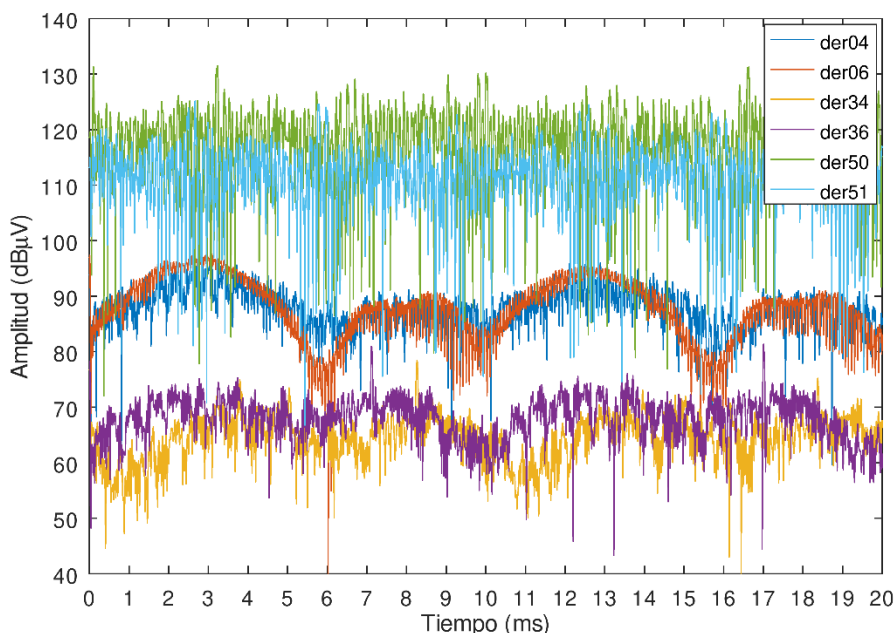


Figura 65. Potencia en banda del conjunto de ruidos DER a lo largo del tiempo, con resolución 50  $\mu$ s

5.2.2.1 Modelo de ruido der04

<b>Referencia ruido</b>	der04
<b>Ubicación</b>	CT-SUB-E01. EDIFICIO ARFRISOL
<b>Descripción</b>	Impacto de generación distribuida fotovoltaica <i>Inversor fotovoltaico acoplado y funcionando</i>

La Figura 66 muestra el espectrograma de ruido der04, donde se puede analizar la variación temporal de la distribución espectral de potencia del ruido. A continuación, se presentan unas tablas (Tabla 15, Tabla 16, Tabla 17 y Tabla 18) en las que se resaltan los valores más representativos que pueden extraerse de este ruido en particular [42]. En la Figura 66 se muestran las amplitudes de los armónicos de 10,2 kHz, mientras que en la Tabla 16 se muestran las amplitudes de los armónicos de 12,8 kHz. Se observan otros valores elevados, en frecuencias diferentes, que se resumen la Tabla 17. Por último, en la Tabla 18 se describe el ruido de fondo muestreado en 94 kHz. Las potencias de las tablas siguientes están medidas en un ancho de banda de resolución (RBW) de 2 kHz.

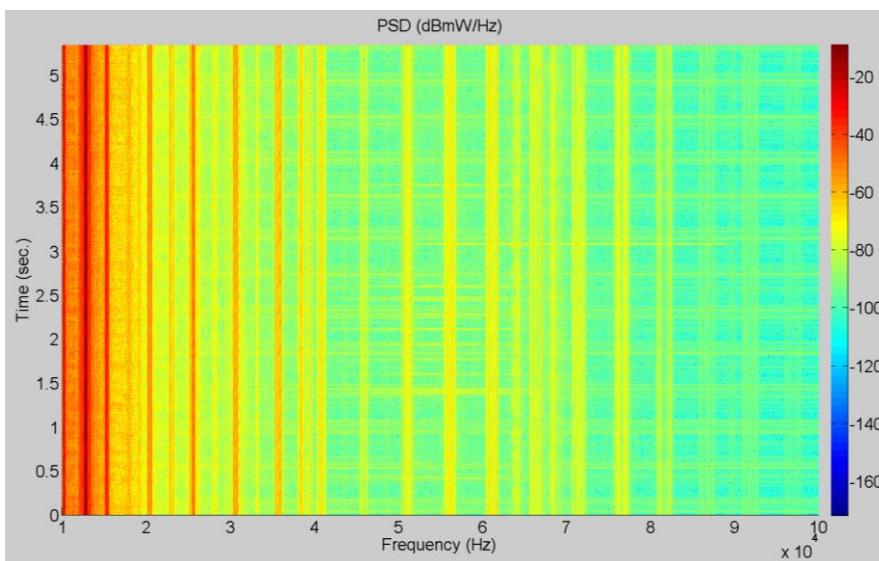


Figura 66. Espectrograma ruido der04 [42]

Tabla 15. Ruido der04: Amplitud de los armónicos de 10,2 kHz [42]

<b>Frec (kHz)</b>	10,2	20,4	30,6	40,8	51,0	61,2	71,4	81,6	91,8
<b>Potencia (dBm)</b>	2,4	-21,0	-28,4	-38,7	-40,1	-38,5	-44,2	-49,1	-56,4

Tabla 16. Ruido der04: Potencias en armónicos de 12,8 kHz [42]

<b>Frec (kHz)</b>	12,8	25,6	38,4	51,2	64,0	76,8	89,6
<b>Potencia (dBm)</b>	12,4	-18,7	-36,8	-40,1	-43,3	-42,0	-57,1

Tabla 17. Ruido der04: Potencias en frecuencias no armónicos de 10,2 kHz ni 12,8 kHz [42]

<b>Frec (kHz)</b>	15,6	23,0	28,2	33,2	35,8	39,5	43,6	45,8
<b>Potencia (dBm)</b>	-7,3	-33,8	-39,5	-42,4	-28,2	-35,4	-48,8	-46,2
<b>Frec (kHz)</b>	48,6	56,1	64,1	66,5	68,4	86,7	97,0	56,1
<b>Potencia (dBm)</b>	-45,3	-45,3	-45,3	-45,3	-45,3	-45,3	-45,3	-45,3

Tabla 18. Ruido der04: Ruido de fondo a 94 kHz [42]

<b>Frec (kHz)</b>	94,0
<b>Potencia (dBm)</b>	-58,3

### 5.2.2.2 Modelo de ruido der06

<b>Referencia ruido</b>	der06
<b>Ubicación</b>	CT-SUB-E01. EDIFICIO ARFRISOL
<b>Descripción</b>	Impacto de generación distribuida fotovoltaica <i>Transición del arranque del inversor fotovoltaico al acoplamiento y funcionamiento</i>

Se muestra una serie de tablas (Tabla 19, Tabla 20 y Tabla 21) que recogen los valores más representativos del ruido der06 [42], cuyo espectrograma se muestra en la Figura 67. En la Tabla 19 se muestran las amplitudes de armónicos de 12,8 kHz, mientras que en la Tabla 20 se muestran para frecuencias que no son armónicos de 12,8 kHz. Por último, en la Tabla 21 se recoge la amplitud en 96 kHz donde, aparentemente, sólo se detecta ruido de fondo. Las potencias de las tablas siguientes están medidas en un ancho de banda de resolución (RBW) de 2 kHz.

Tabla 19. Ruido der06: Amplitud de los armónicos de 12,8 kHz [42]

<b>Frec (kHz)</b>	12,8	25,6	38,4	51,2	64,0	76,8	89,6
<b>Potencia (dBm)</b>	17,9	-18,2	-22,6	-35,7	-37,8	-39,7	-41,2

Tabla 20. Ruido der06: Amplitud en frecuencias no armónicas de 12,8 kHz [42]

<b>Frec (kHz)</b>	60,6	68,4
<b>Potencia (dBm)</b>	-37,5	-38,2

Tabla 21. Ruido der06: Ruido de fondo a 96 kHz [42]

<b>Frec (kHz)</b>	96,0
<b>Potencia (dBm)</b>	-41,8

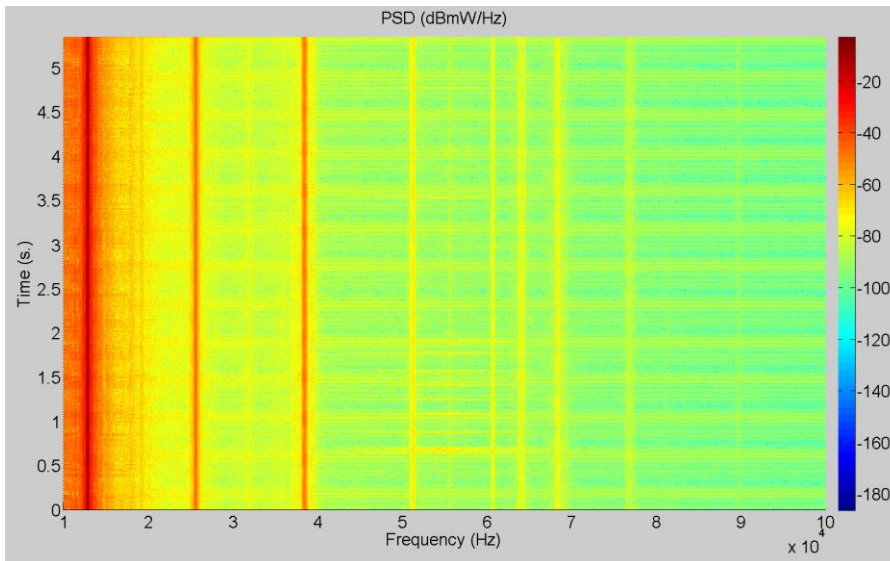


Figura 67. Espectrograma ruido der06 [42]

### 5.2.2.3 Modelo de ruido der34

<b>Referencia ruido</b>	der34
<b>Ubicación</b>	CT-2-E03
<b>Descripción</b>	Impacto de generación distribuida fotovoltaica <i>Ramal del inversor cerrado. El ruido del resto de la red CEDER se introduce en el ramal (red con laboratorios funcionando).</i>

El espectrograma del ruido der34 se muestra en la Figura 68. La Tabla 22 y la Tabla 23 muestran los valores más representativos del ruido der34 [42]. Se recoge un muestreo la amplitud a distintas frecuencias con el objetivo de caracterizar el ruido. Se muestra la amplitud en 93 kHz donde se observa ruido de fondo. Las potencias de las tablas siguientes están medidas en un ancho de banda de resolución (RBW) de 2 kHz.



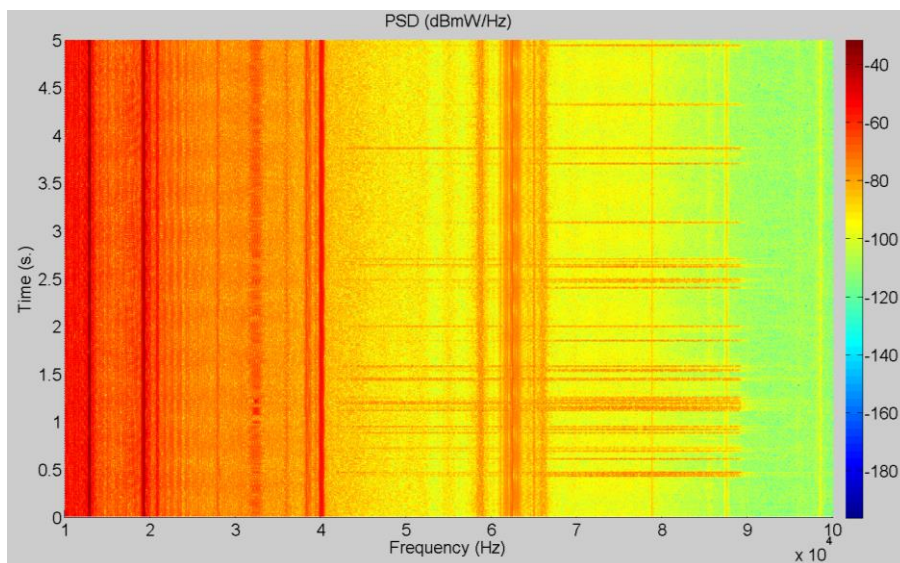


Figura 68. Espectrograma ruido der34 [42]

Tabla 22. Ruido der34: Amplitud en un muestreo de 10 frecuencias [42]

<b>Frec(kHz)</b>	12,9	19	36	40	59
<b>Potencia (dBm)</b>	-14,5	-18,9	-42,6	-30,8	-49,0
<b>Frec(kHz)</b>	62	65	78,7	87,5	98,5
<b>Potencia (dBm)</b>	-44,4	-48,0	-52,6	-56,9	-66,4

Tabla 23. Ruido der34: Ruido de fondo a 93 kHz [42]

<b>Frec(kHz)</b>	93,0
<b>Potencia (dBm)</b>	-66,7

#### 5.2.2.4 Modelo de ruido der36

<b>Referencia ruido</b>	der36
<b>Ubicación</b>	CT-2-E03
<b>Descripción</b>	Impacto de generación distribuida fotovoltaica <i>Ramal del inversor cerrado. Casi al llegar al segundo 1 se acopla el inversor.</i>

La Figura 69 muestra el espectrograma del ruido DER der36. A continuación, se recogen los valores más representativos del ruido der36 [42]. Se muestran tablas con los valores más representativos (Tabla 24, Tabla 25 y Tabla 26). En primer lugar, en la Tabla 24, se caracteriza el ruido con un muestreo de amplitudes a distintas frecuencias. En este caso se observan



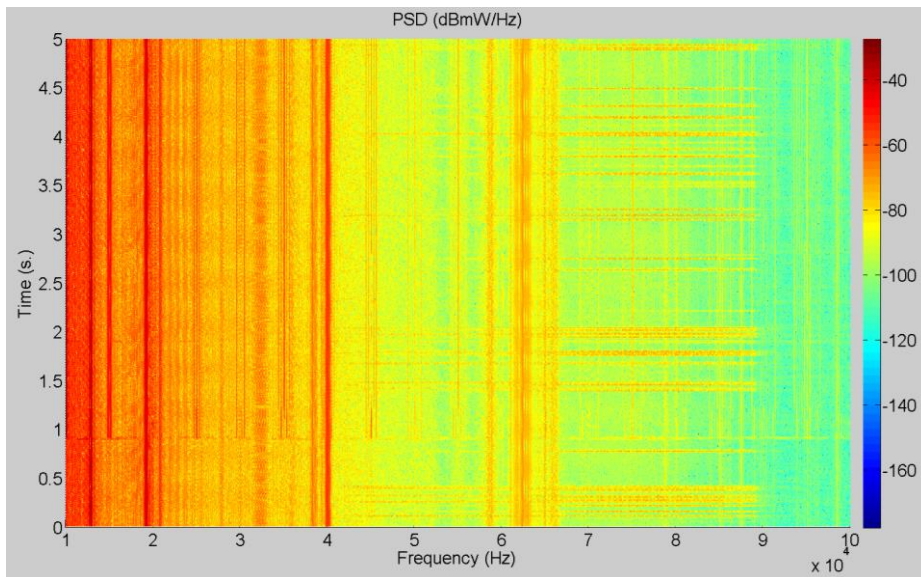


Figura 69. Espectrograma ruido der36 [42]

Tabla 24. Ruido der36: Amplitud en un muestreo de 10 frecuencias [42]

<b>Frec(kHz)</b>	12,9	19	36	40	59
<b>Potencia (dBm)</b>	-15,0	-19,4	-35,1	-30,8	-48,7
<b>Frec(kHz)</b>	62	65	78,7	87,5	98,5
<b>Potencia (dBm)</b>	-44,3	-47,5	-51,2	-55,3	-62,1

Tabla 25. Ruido der36: Amplitud de armónicos de 5 kHz cuando se acopla el inversor [42]

<b>Frec (kHz)</b>	10,0	15	25	30	45	50	55
<b>Potencia (dBm)</b>	-6,6	-22,4	-33,4	-37,2	-44,0	-50,1	-48,3
<b>Frec (kHz)</b>	60	70	75	80	85	90	95
<b>Potencia (dBm)</b>	-51,3	-52,3	-50,3	-51,5	-52,7	-60,9	-59,7

Tabla 26. Ruido der36: Ruido de fondo a 93 kHz [42]

<b>Frec (kHz)</b>	93,0
<b>Potencia (dBm)</b>	-61,5

componentes en armónicos de 5 kHz cuando se acopla el inversor y se presentan en la Tabla 25. El ruido de fondo se muestra a 93 kHz y se muestra en la Tabla 26. Las potencias de las tablas siguientes están medidas en un ancho de banda de resolución (RBW) de 2 kHz.

### 5.2.2.5 Modelo de ruido der50

<b>Referencia ruido</b>	der50
<b>Ubicación</b>	CT-PEPA I
<b>Descripción</b>	Impacto combinado de almacenamiento distribuido y aerogeneradores <i>Cargador conectado y en funcionamiento, sin dar orden de carga (precarga)</i>

El espectrograma del ruido DER der50 se muestra en la Figura 70. Se presenta una serie de valores representativos con el objetivo de caracterizar el ruido der50 [42]. Para ello, en la Tabla 27 se recogen las distintas amplitudes de armónicos de 5 kHz. Las potencias están medidas en un ancho de banda de resolución (RBW) de 2 kHz.

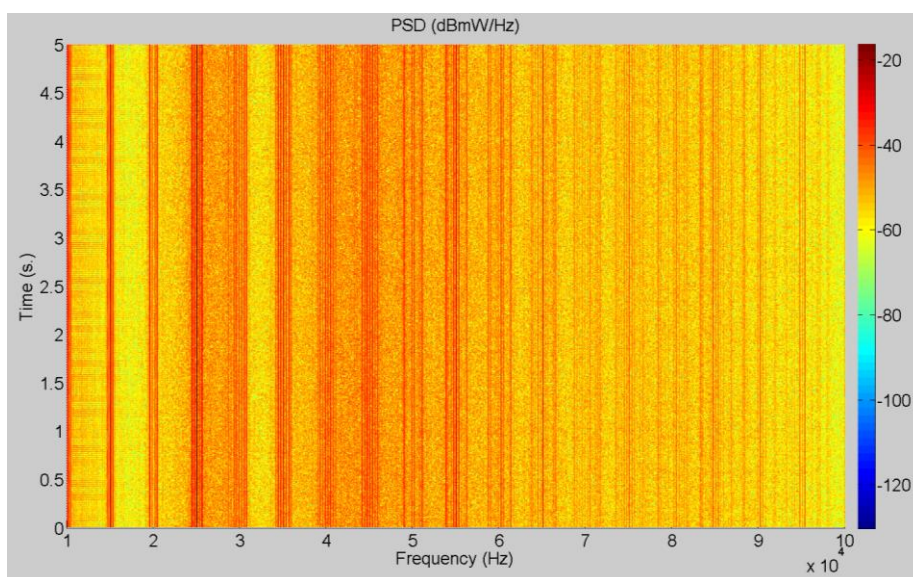


Figura 70. Espectrograma ruido der50 [42]

Tabla 27. Ruido der50: Amplitud de armónicos de 5 kHz [42]

<b>Frec (kHz)</b>	15	20	25	30	35	40	45	50	55
<b>Potencia (dBm)</b>	-1,3	-7,6	3,0	-7,4	-2,7	-4,4	-1,7	-5,5	-4,3
<b>Frec (kHz)</b>	60	65	70	75	80	85	90	95	
<b>Potencia (dBm)</b>	-10,4	-7,8	-12,7	-10,4	-12,4	-12,0	-15,2	-15,7	

5.2.2.6 Modelo de ruido der51

<b>Referencia ruido</b>	der51
<b>Ubicación</b>	CT-PEPA I
<b>Descripción</b>	Impacto combinado de almacenamiento distribuido y aerogeneradores <i>Cargador cargando</i>

La Figura 71 presenta el espectrograma del ruido der51. En la Tabla 28 se recogen las distintas potencias en armónicos de 5 kHz que caracterizan el ruido der51 [42]. Las potencias están medidas en un ancho de banda de resolución (RBW) de 2 kHz.

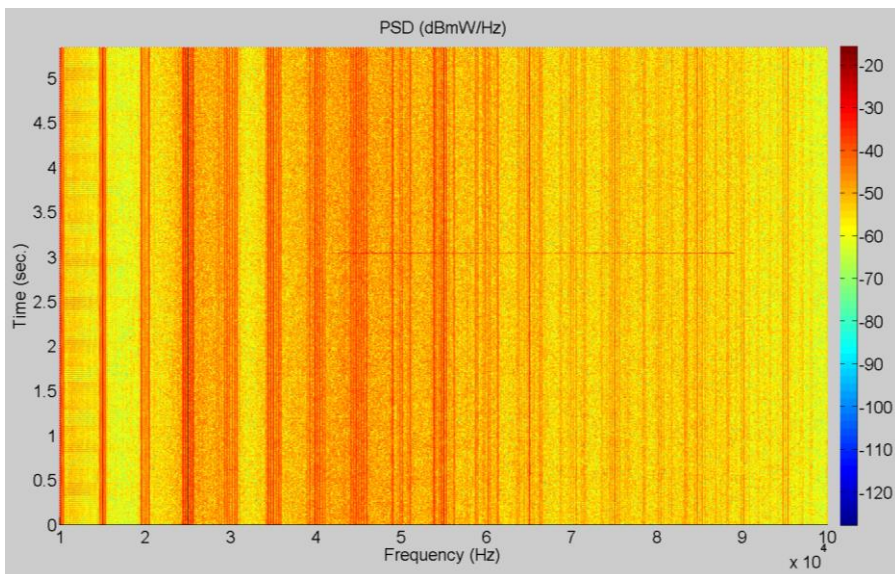


Figura 71. Espectrograma ruido der51 [42]

Tabla 28. Ruido der51: Amplitud de armónicos de 5 kHz [42]

<b>Frec (kHz)</b>	15	20	25	30	35	40	45	50	55
<b>Potencia (dBm)</b>	-1,4	-7,7	3,4	-6,1	-2,2	-3,3	-0,9	-4,3	-3,0
<b>Frec (kHz)</b>	60	65	70	75	80	85	90	95	
<b>Potencia (dBm)</b>	-8,0	-6,5	-10,1	-8,8	-10,4	-10,2	-13,0	-14,3	

### 5.3 Metodología de medidas

La metodología definida está orientada a un alto nivel de replicabilidad y estandarización. El objetivo es que esta metodología permita realizar una comparativa del rendimiento de distintas tecnologías exactamente en las mismas condiciones.

Las pruebas de rendimiento PLC requieren de un escenario donde un transmisor, un modelo de canal y un receptor se conectan. El transmisor requiere de la completa implementación de un módem de comunicaciones, donde se soporte cada técnica de modulación del sistema NB-PLC en prueba. Bajo cada una de las condiciones de este transmisor, se configuran los parámetros del modelo de canal. El modelo de canal incluye el impacto de cada una de las perturbaciones en prueba. El receptor tratará de decodificar las tramas generadas en el transmisor, para cada una de las configuraciones de transmisor y cada uno de los patrones de ruido.

Tanto el método de prueba, como las métricas seleccionadas para el estudio, se definen y estandarizan por ETSI. En este contexto, las configuraciones de canal con las perturbaciones de ruido seleccionadas son aplicadas.

La configuración física de las técnicas de modulación para las tecnologías en pruebas se requiere como parte del análisis de rendimiento.

El escenario de prueba se basa en el Virtual PLC Lab, con el objetivo de ser replicable, completamente automatizado y optimizado en coste. En este escenario, se implementan los procedimientos de prueba de ETSI, que han sido definidos para poder ser ejecutados en laboratorios de ensayo independientes. Por lo tanto, el Virtual PLC Lab es el laboratorio virtual independiente donde se ejecutan las pruebas, y el informe de los resultados de estas pruebas de laboratorio se podrán evaluar.

#### 5.3.1 Método de prueba

El documento ETSI TS 103 909 V1.1.1 [19] incluye una especificación técnica estandarizada para medir el rendimiento de transceptores, NB-PLC usando cualquier técnica de modulación en el rango de frecuencias de 9 kHz a 500 kHz.

Este documento contiene la información cuantitativa suficiente como para poder repetir el procedimiento de medida en un entorno controlado de forma precisa. Esto permite asegurar su fidelidad y repetitividad.

Es una guía que presenta el método para probar el rendimiento de las comunicaciones, en base a la tasa de mensajes erróneos y a la tasa de transferencia. El documento ETSI cubre la definición de los puntos siguientes:

- Listado de métricas de prueba.
- Procedimiento para reporte de resultados.
- Cálculo de resultados compuestos para comparativas y resumen.
- Especificación de modelos de ruido de referencia.
- Montaje de la prueba para la toma de medidas.
- Detalle de medida y calibrado de atenuación.
- Detalle de cálculo de las métricas de prueba por tipos de ruido.
- Detalle de cálculo de los parámetros de prueba.
- Procedimiento para verificación del montaje de prueba.

El montaje de prueba se muestra en la Figura 72.

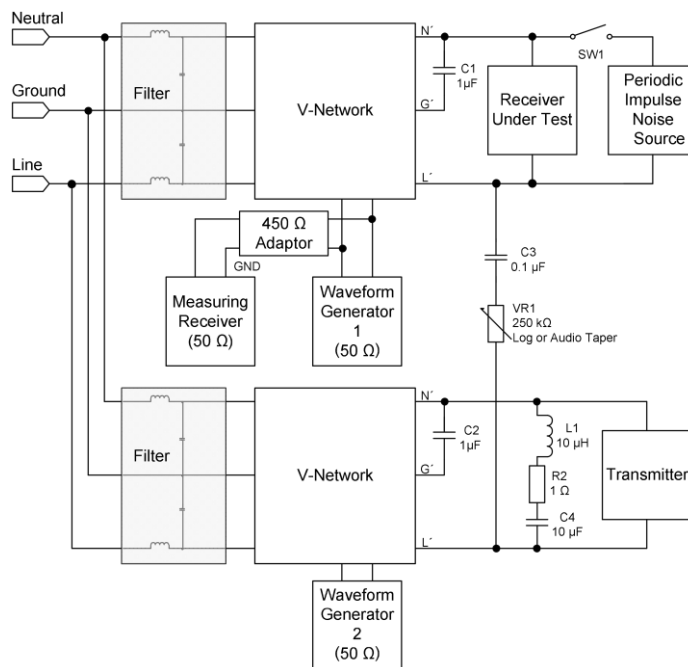


Figura 72. Montaje de prueba para medidas del umbral límite de atenuación PLC y tasa de datos de ETSI TS 103 909 [19]

Es un entorno de red controlado, que presenta dos ramas aisladas e interconectadas entre sí: una rama para transmisión y otra para recepción. Este montaje está formado por los siguientes elementos:

**Receptor DUT:** El receptor es el equipo bajo prueba en este montaje.

**Transmisor:** Equipo encargado de la transmisión de la señal.

**Filtros:** El objetivo de los filtros es doble: atenuar toda posible señal interferente que pueda provenir de la alimentación y aumentar la atenuación de las LISN para que la señal PLC no se pueda acoplar a través de los cables de alimentación.

**LISN:** Estos elementos, indicados en el diagrama como *V-Network*, son elementos de 3 puertos. Por un puerto (el de la izquierda) se encuentra la alimentación; en otro puerto (el de abajo) se encuentran las señales de alta frecuencia, en nuestro caso PLC o ruido; y en el otro (el de la derecha) se encuentran ambas señales juntas. De este modo, se puede trabajar y analizar la señal de comunicaciones de forma cómoda y controlada a la vez que los equipos están alimentados. Adicionalmente, presentan una impedancia estable de  $50 \Omega$  en la banda de alta frecuencia al DUT. Estos elementos están definidos en más detalle en [19] [100].

**Atenuador.** El atenuador está formado por C3 (condensador) y VR1 (potenciómetro logarítmico). Este elemento permite acoplar la señal de la rama de transmisión en la de recepción con una atenuación controlada.

**Analizador de espectros.** Este elemento está indicado como *Measuring Receiver*. Se trata de un analizador de espectros con el que se mide la potencia de recepción y la señal de ruido inyectado.

**Generador de señal 1.** Este generador de señal de onda arbitraria sirve para la introducción de perturbaciones.

**Generador de señal 2.** Este generador de señal de onda arbitraria se utiliza para calibrar la atenuación de señal introducida por el módulo atenuador.

**Fuente de ruido impulsivo selectivo periódico.** Este elemento está formado por un generador de ruido denominado en la figura como *Periodic Impulse Selective Noise* y un interruptor para conectarlo. El motivo de que el ruido impulsivo periódico no se introduzca con un generador de señal es que supera las amplitudes utilizadas de forma habitual por este tipo de

generadores. Se realiza de forma habitual con un dimmer y una carga resistiva de 100 W.

**Adaptador de 450  $\Omega$ .** Este equipo (definido completamente en [19]) se utiliza para muestrear la señal de la LISN de recepción, no influyendo de forma significativa en la impedancia de 50  $\Omega$  que presenta el generador de funciones. Hay que tener en cuenta que este elemento presenta una atenuación de 20 dB, que se deberá tener en cuenta y compensarse en los cálculos del umbral límite de atenuación que mantenga una calidad de comunicación suficiente según ETSI [19].

**Condensadores para desbalancear la red PLC.** Los condensadores C1 y C2 permiten simplificar el montaje, desbalanceando las LISN. Adicionalmente también permiten que tanto los generadores de señal como el analizador de espectros puedan funcionar en modo single-ended en una única de las salidas de las LISN.

**Red de impedancia del equipo transmisor.** Las LISN con equipamiento de laboratorio presentan una impedancia a altas frecuencias de 50  $\Omega$ . Esta impedancia es poco realista como impedancia de acoplo de señal para un entorno PLC de BT. Se introducen L1, R2 y C4 para simular una impedancia de canal más real.

El canal usado para las pruebas se deriva del escenario de prueba para la medida del umbral límite de atenuación PLC y tasa de datos descrito en ETSI TS 103 909 [19] mostrado en la Figura 72. Para calcular la respuesta del canal, la forma más sencilla es realizar el escenario y medirlo con un analizador de redes, o simularlo a través de Spice. La Figura 73 representa el circuito trazado en LTSpice [104], que ha sido implementado en detalle en base al documento ETSI.

Este circuito tiene una atenuación paramétrica mediante una resistencia logarítmica que configura la atenuación. En la Figura 73 esta atenuación variable se hace a través del parámetro  $R_{att}$ , que es aplicado sobre la resistencia R14 permitiendo ajustar la atenuación. La respuesta del canal se muestra en la Figura 74.

En base a la experiencia obtenida, la desviación de una LISN real es menor de 0,2 dB respecto a la simulación, si se fabrica con los componentes apropiados. Esta experiencia se obtiene en base a circuitos LISN comerciales,



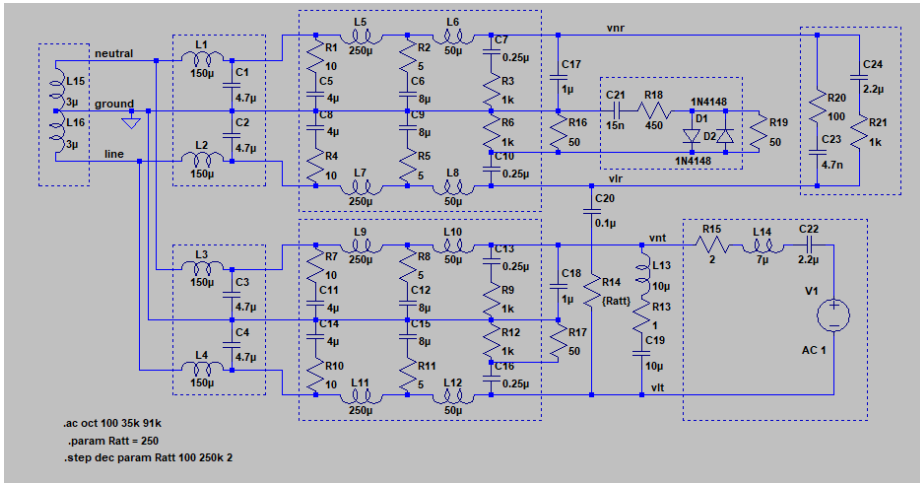


Figura 73. Circuito de Spice para la simulación del montaje de prueba para medidas del umbral límite de atenuación PLC y tasa de datos de ETSI TS 103 909 [19]

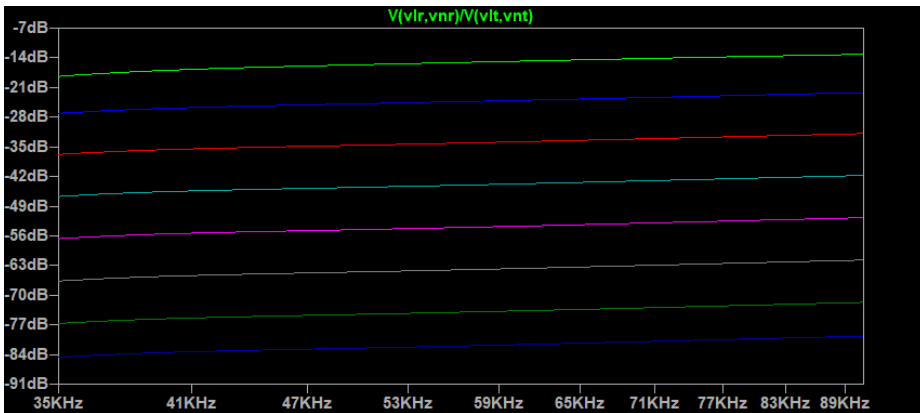


Figura 74. Respuesta frecuencial del circuito Figura 73, de acuerdo con el montaje de prueba de ETSI TS 103 909, con una variación de la resistencia  $R_{att}$  [19]

combinados con otros circuitos de elaboración propia, los cuales, una vez calibrados, coinciden con este resultado con una alta precisión.

Esto muestra claramente que el propósito de este montaje es el de proporcionar un canal lo más plano posible con una atenuación variable. La desviación en la variabilidad frecuencial existente se cuantifica y se compensa por parte del Virtual PLC Lab. El circuito analógico presentado justifica únicamente atenuaciones entre 15 dB y 84 dB. Para atenuaciones fuera de este rango, el software extrapola una curva a partir de la actual.



El tamaño del mensaje a usar para la validación se especifica para ser de 128 bytes. El número de mensajes enviado para cada medida de FER debe ser de al menos 500. En el análisis realizado, para asegurar un mayor nivel de precisión, se aumenta este número de mensajes enviados a 10.000. Como las unidades bajo prueba soportan múltiples opciones de capa física, la prueba se realizará para cada configuración física y cada forma de onda de ruido. La potencia de transmisión se configura a 120 dB $\mu$ V, el mínimo requerido por la Alianza PRIME [3] [4]. Esta misma potencia de transmisión se utiliza para G3-PLC, para poder realizar una comparativa más sencilla, y porque la mayor parte de los chipset o tecnologías del mercado soportan ambos estándares, siendo por tanto capaces de ofrecer la misma potencia de transmisión en G3-PLC.

### 5.3.2 Métricas de prueba

Esta sección describe la lista de medidas y parámetros requeridos para el análisis de impacto de perturbaciones en las tecnologías NB-PLC.

#### 5.3.2.1 Métricas recogidas por ETSI TS 103 909 V1.1.1 [19]

Las métricas ETSI [19] se ofrecen en términos de umbral límite de atenuación (link budget) y tasa efectiva de envío de datos (data rate). Estos dos valores permiten a un usuario potencial evaluar la idoneidad de un dispositivo.

El documento ETSI [19] define *Packet layer data rate* ( $DR_{PKT}$ ) como el número de bits entregados a la capa de enlace, dividido entre el tiempo de ciclo de paquete. La tasa de datos mide los bits de la capa de enlace, considerando la cabecera física y el preámbulo como overhead. Se mide a nivel físico, con lo cual la corrección de errores o la recuperación en capas superiores no se considera parte de la tasa de datos. El propósito de esta métrica es ofrecer una medida del coste de los mecanismos físicos en cuanto a la tasa de datos disponible para las capas superiores.

El documento ETSI [19] establece un FER del 5% como el límite de aceptabilidad para las NB-PLC, considerando que trata de representar las mayores amplitudes de ruido que pueden encontrarse en despliegues reales. Este FER considera únicamente aspectos relacionados con la capa física, sin tener en cuenta ningún mecanismo de corrección de errores en capas superiores. Dada una configuración física del transmisor (esquema de

modulación) y un patrón de ruido específico, el Virtual PLC Lab va a calcular, en base a iteraciones, la menor potencia de recepción que permitirá un FER de recepción igual o mejor del 5%. Una vez que se obtiene este límite de potencia de recepción, el link budget se mide como la diferencia entre la potencia nominal del transmisor y el límite de potencia en recepción calculado. Por tanto, según el documento ETSI, el link budget se define como la atenuación que ofrece una tasa de error de trama igual al 5%, para unas condiciones de prueba dadas. La Figura 75 representa gráficamente la relación entre el link budget, el SNR mínimo, la potencia de ruido, la potencia de recepción mínima y la potencia de transmisión.

De acorde con el documento ETSI [19], se definen un conjunto de métricas relacionadas directamente con las diferentes formas de onda de ruido:

**Tonal noise link budget.** En primer lugar, se calculan los 25 link budget medidos de forma individual que se identifican como  $LB_{tonal,i}$  para  $i$  de 1 a 25, correspondiendo a frecuencias de conmutación de  $21+5i$  kHz. Estos link budgets, calculados de forma individual, se promedian. Para ofrecer un peso estadístico añadido al resultado que haya presentado mayores dificultades de comunicación, considerando también el promedio, se especifica el link budget conjunto de los ruidos tonales como el valor más bajo de los 25 link budgets medidos de forma individual, promediado a su vez con la media calculada previamente, dando igual peso a ambas figuras. Este cálculo está representado en la ecuación (5.1).

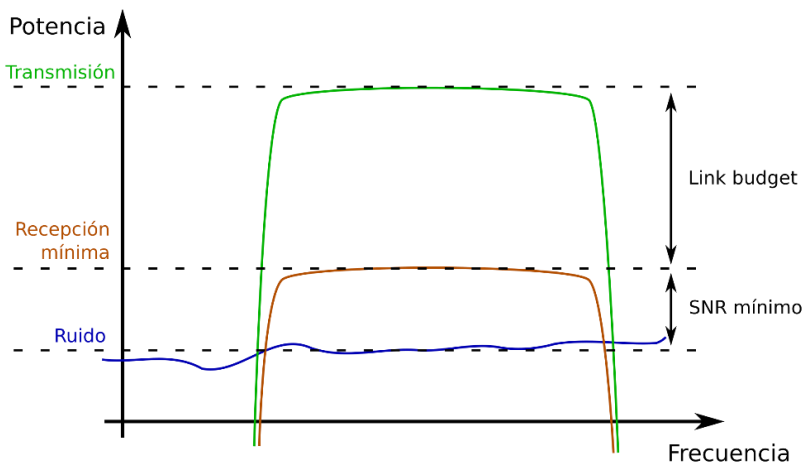


Figura 75. Representación gráfica de la relación entre el link budget, el SNR mínimo, y las potencias de ruido, recepción y transmisión

$$LB_{tonal} = \frac{1}{2} \left( \min_{i \in [1,25]} \{LB_{tonal,i}\} + \frac{1}{25} \sum_{i=1}^{25} LB_{tonal,i} \right) \quad (5.1)$$

**Periodic impulse noise link budget.** Definido como el link budget medido en presencia de ruido impulsivo periódico. Como hay una única forma de onda de este tipo en [19], en este caso, el link budget es un valor obtenido de forma directa.

**Random impulse noise link budget.** Definido como el link budget medido en presencia de ruido impulsivo aleatorio. De forma similar al caso anterior, el *random impulse noise link budget* se obtiene de forma directa, pues se corresponde con el valor calculado para la única forma de onda de este tipo definido en [19].

**Intentional communicator link budget.** Definido como el menor de los cuatro link budgets de los ruidos intencionales de intercomunicadores, medidos de forma individual.

**Composite link budget (LBPHY).** Definido como la media de los siguientes links budgets medidos de forma individual: *unimpaired link budget* (obtenido para un entorno sin ruido), *tonal noise link budget*, *periodic impulse noise link budget*, *random impulse noise link budget* e *intentional communicator link budget*. Este link budget compuesto, siendo un valor promedio de diferentes medidas, no tiene un sentido físico directo. Sin embargo, el propósito de esta magnitud se define en el estándar ETSI como una figura de mérito estandarizada que permita comparar sistemas de comunicación y configuraciones físicas.

El link budget de entorno de red sin perturbación, usado en el promedio de link budget compuesto, está limitado a 80 dB (tal y como se define en la sección 4.7 del documento ETSI [19]).

### 5.3.2.2 Métricas extendidas para las emisiones DER no intencionales

Las métricas ETSI están orientadas a su propia categorización de ruidos, por lo que se ha extendido su definición para que las emisiones DER [42] no intencionales queden caracterizadas con una aproximación similar.

**dernn link budget.** Definido como el link budget medido de forma individual para cada uno de los seis tipos de ruido DER incluidos en el alcance del presente estudio.

**der average link budget.** Definido como la media de los seis tipos de ruido DER incluidos en el alcance del presente estudio.

### 5.3.2.3 Métricas complementarias definidas durante el proceso de investigación

Una vez estudiadas las métricas anteriores, dentro del proceso de investigación se define una serie de métricas complementarias que permitan ampliar el análisis de resultados.

**Signal to Noise Ratio (SNR) required for AWGN.** Definido como el mínimo nivel de SNR requerido para decodificar paquetes PHY con un FER menor del 5% en condiciones de canal con ruido AWGN. Este tipo de ruido no está habitualmente presente en la red PLC, sin embargo, esta métrica se utilizará como valor de referencia en la sección de resultados. En este caso, en lugar de ofrecer el valor de link budget debe obtenerse el SNR ya que no existe una amplitud absoluta definida para este tipo de ruido.

**Tonal in-band noise link budget.** Alguno de los ruidos tonales definidos por la ETSI [19] están fuera de las bandas de comunicaciones de las tecnologías sometidas a ensayo. El link budget asociado a estos ruidos será extremadamente alto. Para evitar el sesgo de los altos valores de link budget relacionados con estos ruidos, se define una nueva métrica. Esta métrica realiza los mismos cálculos que el *tonal noise link budget*, pero considerando únicamente las perturbaciones en la banda de comunicaciones, debido a las frecuencias principales o a sus armónicos. Las perturbaciones en banda a ser consideradas son los primeros 13 ruidos tonales cuyas frecuencias principales van de 26 kHz a 86 kHz. Este cálculo se representa en la ecuación (5.2).

$$LB_{\text{tonal, in-band}} = \frac{1}{2} \left( \min_{i \in [1, 13]} \{LB_{\text{tonal}, i}\} + \frac{1}{13} \sum_{i=1}^{13} LB_{\text{tonal}, i} \right) \quad (5.2)$$

**Composite in-band link budget.** Se define como la media de los siguientes link budget medidos de forma individual: *tonal in-band noise link budget*, *periodic impulse noise link budget*, *random impulse noise link budget*. Esta métrica se define de forma similar al *composite link budget*, promediando sólo aquellos link budgets asociados a ruidos que tienen toda o parte de su potencia en la banda de trabajo de las tecnologías de comunicaciones bajo prueba. De un modo similar a la métrica *tonal in-band noise link*



*budget*, el objetivo es evitar el sesgo de los altos valores de link budget relacionados con los ruidos que no tienen potencia en la banda de comunicaciones.

### 5.3.3 Resumen de las pruebas realizadas en el Virtual PLC Lab

La generación de los resultados requiere un uso intensivo del entorno de prueba del Virtual PLC Lab. A continuación, se describe el escenario y configuraciones de prueba que ha sido requerido para el estudio de las tecnologías PRIME y G3-PLC llevado a cabo.

Estas tecnologías soportan múltiples configuraciones de su capa física. Las pruebas deben realizarse, por tanto, con 22 opciones para el módem transmisor:

- 8 opciones para la capa física de la tecnología G3-PLC (4 esquemas de modulación coherentes y 4 diferenciales)
- 14 opciones para la capa física de la tecnología PRIME (8 esquemas de modulación para las tramas de tipo B y 6 esquemas de modulación para las tramas de tipo A)

En cuanto a las condiciones de canal, el análisis completo se realiza bajo un conjunto de 38 perturbaciones o ruidos:

- 25 ruidos tonales (fuente: [19]).
- 1 ruido impulsivo periódico (fuente: [19]).
- 1 ruido impulsivo aleatorio (fuente: [19]).
- 4 ruidos intencionados de comunicaciones (fuente: [19]).
- 6 ruidos DER (fuente: [42]).
- 1 ruido AWGN (implementación propia dentro del alcance del Virtual PLC Lab)

Las pruebas sobre el Virtual PLC Lab se ejecutan para evaluar el FER para cada SNR de todas las combinaciones mencionadas. Como resultado, el estudio cubre el conjunto de la comparativa de rendimiento de las 22 configuraciones de capa física en condiciones de canal afectadas por los 38 tipos de ruido.

Con esto, el informe de resultados generado por el Virtual PLC Lab implica 836 curvas de SNR para las distintas combinaciones PLC, y los resultados

requieren el intercambio de 549 millones de tramas sobre el entorno virtualizado.

En este contexto, el uso del Virtual PLC Lab demuestra ser mucho más eficiente que la aproximación convencional al laboratorio analógico.

### 5.4 Resultados obtenidos

En primer lugar, el Virtual PLC Lab extrae una curva de SNR para cada combinación de perturbación de canal y configuración física. El formato de informe de resultados diseñado incluye en una misma gráfica una perturbación y una de las tecnologías PLC en estudio (PRIME en sus dos versiones o G3-PLC). En esta gráfica se agruparán las curvas SNR de todos los esquemas de modulación disponibles.

En base a estos resultados SNR-FER, se aplica la metodología ETSI [19], siguiendo los pasos que se describen a continuación. Para facilitar su comprensión se explica este proceso sobre una gráfica seleccionada como ejemplo, la relativa al ruido der51 representada en la Figura 76.

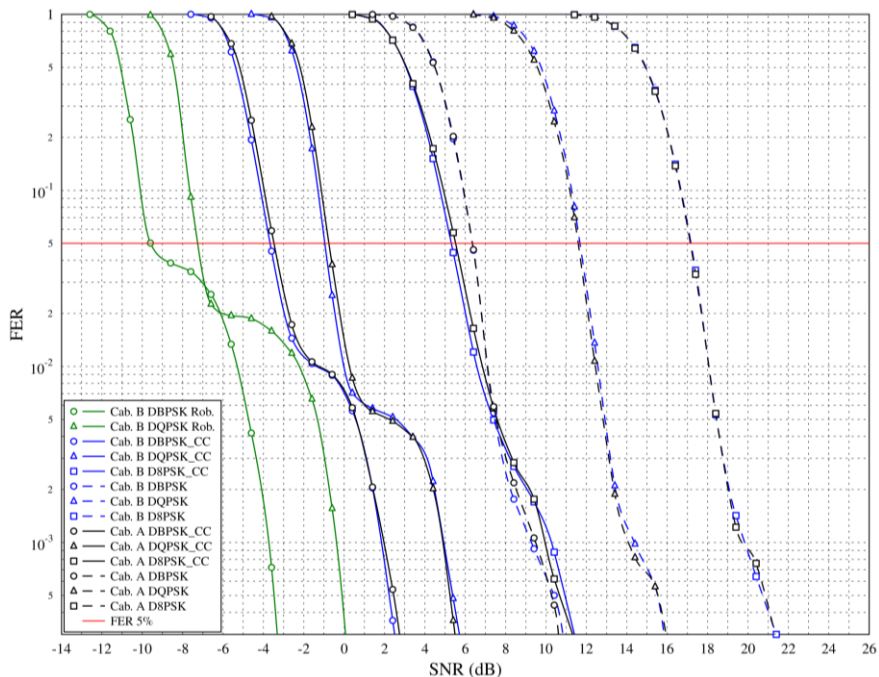


Figura 76. Curva SNR-FER PRIME para el ruido der51

Se toma como ejemplo el esquema de modulación más robusto, el modo R\_DBPSK sobre cabecera PRIME 1.4 Tipo B. Si trazamos una línea para el FER de 5% podemos extrapolar el valor de relación señal a ruido para el cual se pierde a nivel estadístico el 5% de las tramas enviadas. El valor de SNR en este caso es -9,6 dB. La potencia medida de ruido es conocida, para el caso der51 son 123,6 dBμV. Con estos datos de SNR y potencia de ruido, se extrae el nivel de señal requerido en recepción que supone una pérdida de 5% de tramas en recepción: 114 dBμV. Un transmisor PRIME requiere por especificación transmitir una señal en torno a 120 dBμV. Con la diferencia entre la señal transmitida (120 dBμV) y la señal requerida en recepción para una pérdida de 5% de tramas (114 dBμV) se obtiene el valor de 6 dB de link budget.

Este cálculo se recoge en la ecuación (5.3).

$$\text{Link budget} = Pot_{TX} - Pot_{Ruido} - SNR_{FER=5\%} \quad (5.3)$$

Que particularizado al caso analizado de PRIME 1.4 afectado por el ruido der51 con la configuración física del esquema de modulación R\_DBPSK sobre cabecera Tipo B, se traduce en los datos representados en la ecuación (5.4).

$$6 \text{ dB} = 120 \text{ dB}\mu\text{V} - 123,6 \text{ dB}\mu\text{V} - (-9,6 \text{ dB}) \quad (5.4)$$

Se realizan cálculos equivalentes para cada una de las combinaciones de link budget. En base a estos links budgets, se calcula el resto de las métricas estandarizadas que resumen las capacidades de comunicación.

Los Apéndices A y B resumen las curvas SNR-FER más representativas para las configuraciones físicas de PRIME y G3-PLC. Las Tabla 29 y Tabla 30 resumen los datos más relevantes obtenidos en cuanto a las métricas del informe de resultados generado por el Virtual PLC Lab. La Tabla 29 muestra los resultados para las configuraciones físicas de PRIME 1.3.6 y 1.4. La Tabla 30 muestra los resultados para G3-PLC.

Las filas de esta tabla incluyen las métricas de prueba, tal y como han sido listadas en la sección de metodología. En su mayor parte, se trata de métricas estandarizadas por ETSI [19], que han sido complementadas con otras métricas definidas dentro del alcance de esta tesis. Los resultados cubren las fuentes de perturbación ETSI [19] y DER [42]. Las columnas de las tablas representan los esquemas de modulación disponibles en los estándares de las tecnologías PLC en estudio.

Tabla 29. Resumen de los resultados de nivel físico para PRIME 1.3.6 y 1.4

Parameter	Header Type B*								Header Type A						Units
	Robust DBPSK	Robust DQPSK	DBPSK_CC	DQPSK_CC	D8PSK_CC	DBPSK	DQPSK	D8PSK	DBPSK_CC	DQPSK_CC	D8PSK_CC	DBPSK	DQPSK	D8PSK	
SNR required for AWGN	-1.2	1.6	3.2	5.8	11.0	9.2	14.6	20.0	3.4	6.2	11.0	9.2	14.6	20.0	dB
Packet layer data rate ( $DR_{PKT}$ )	4.8	8.8	15.4	24.5	29.2	24.5	33.5	39.2	19.1	32.9	46.1	32.9	51.3	66.1	kbps
Tonal noise link budget	38.6	33.0	32.1	27.3	17.7	14.2	9.3	4.1	30.7	27.4	17.6	14.2	9.3	4.1	dB
Tonal in-band noise link budget	29.1	22.7	21.8	16.4	6.1	1.4	-3.2	-8.3	20.2	16.5	6.1	1.4	-3.2	-8.2	dB
Periodic impulse noise link budget	24.1	21.9	12.3	9.1	3.1	11.5	3.1	-2.9	12.3	8.9	3.1	11.1	3.1	-2.9	dB
Random impulse noise link budget	25.9	23.1	19.3	16.5	11.3	12.3	6.5	0.9	19.1	16.3	11.3	12.3	6.5	0.9	dB
Intentional communicator link budget	37.5	37.5	31.7	27.5	22.5	21.7	15.7	10.7	31.5	27.5	22.3	21.7	15.7	10.7	dB
Composite link budget ( $LB_{PHY}$ )	41.2	39.1	35.1	32.1	26.9	27.9	22.9	18.6	34.7	32.0	26.9	27.9	22.9	18.6	dB
Composite in-band link budget	26.4	22.6	17.8	14.0	6.8	8.4	2.1	-3.4	17.2	13.9	6.8	8.3	2.1	-3.4	dB
der04 link budget	29.5	23.1	20.3	18.1	9.7	6.3	2.1	-3.3	20.1	17.9	9.7	6.3	2.1	-3.1	dB
der06 link budget	27.3	22.3	18.7	16.7	7.7	4.1	0.1	-4.9	18.7	16.7	7.9	4.1	0.1	-4.9	dB
der34 link budget	53.6	50.8	48.8	46.0	40.8	40.2	34.6	29.0	48.6	46.0	40.8	40.2	34.6	29.2	dB
der36 link budget	49.4	47.0	45.0	42.6	37.2	36.8	31.2	25.6	45.0	42.4	37.2	36.8	31.2	25.8	dB
der50 link budget	0.9	-1.7	-6.1	-8.9	-15.7	-16.7	-22.3	-27.7	-6.3	-9.1	-15.9	-16.7	-22.1	-27.7	dB
der51 link budget	6.0	3.8	0.0	-2.6	-9.0	-10.0	-15.4	-20.8	-0.2	-2.8	-9.2	-10.0	-15.2	-20.8	dB
der average link budget	27.8	24.2	21.1	18.7	11.8	10.1	5.1	-0.3	21.0	18.5	11.8	10.1	5.1	-0.3	dB

\* Header Type B is defined in 1.4 revision of PRIME standard (not available for PRIME 1.3.6)

Tabla 30. Resumen de los resultados de nivel físico para G3-PLC

Parameter	Differential				Coherent				Units
	ROBO	DBPSK	DQPSK	D8PSK	ROBO	BPSK	QPSK	8PSK	
SNR required for AWGN	-2.2	1.2	4.6	9.8	-3.6	-0.8	2.2	6.2	dB
Packet layer data rate ( $DR_{PKT}$ )	5.5	17.4	28.9	36.8	5.1	15.7	25.2	31.6	kbps
Tonal noise link budget	44.3	37.0	23.8	16.8	44.7	38.0	34.9	22.9	dB
Tonal in-band noise link budget	37.1	28.1	13.1	5.2	37.7	29.5	26.0	12.3	dB
Periodic impulse noise link budget	29.1	26.1	21.5	15.9	28.3	27.7	26.9	19.1	dB
Random impulse noise link budget	25.1	20.5	16.3	11.5	26.7	22.3	19.7	14.9	dB
Intentional communicator link budget	41.5	38.5	30.5	26.5	39.3	38.5	35.5	29.9	dB
Composite link budget ( $LB_{PHY}$ )	44.0	40.4	34.4	30.1	43.8	41.3	39.4	33.4	dB
Composite in-band link budget	30.4	24.9	17.0	10.9	30.9	26.5	24.2	15.4	dB
der04 link budget	28.9	27.3	20.9	16.7	28.9	27.3	25.7	19.3	dB
der06 link budget	29.3	27.9	22.7	15.5	28.5	27.1	26.3	20.3	dB
der34 link budget	55.8	49.8	42.0	37.0	56.6	51.6	48.4	41.8	dB
der36 link budget	51.6	45.4	38.2	33.6	52.6	47.2	44.0	37.6	dB
der50 link budget	-0.3	-4.7	-9.3	-14.9	1.7	-3.1	-5.9	-10.5	dB
der51 link budget	5.8	1.6	-2.8	-8.2	7.6	3.2	0.6	-4.0	dB
der average link budget	28.5	24.6	18.6	13.3	29.3	25.6	23.2	17.4	dB

La Figura 77 representa los resultados presentados en la Tabla 29 y la Tabla 30, en forma de tres grupos de resultados: link budget, SNR requerido para el ruido AWGN y *packet layer data rate* ( $DR_{PKT}$ ). Para cada columna se incluyen cuatro barras. Estas barras representan los modos G3-PLC diferenciales (barra roja), los modos G3-PLC coherentes (barra verde), los modos PRIME 1.4 con cabecera Tipo B (barra azul) y los modos PRIME 1.4 con cabecera Tipo A equivalentes a PRIME 1.3.6 (barra amarilla). Los marcadores dentro de las



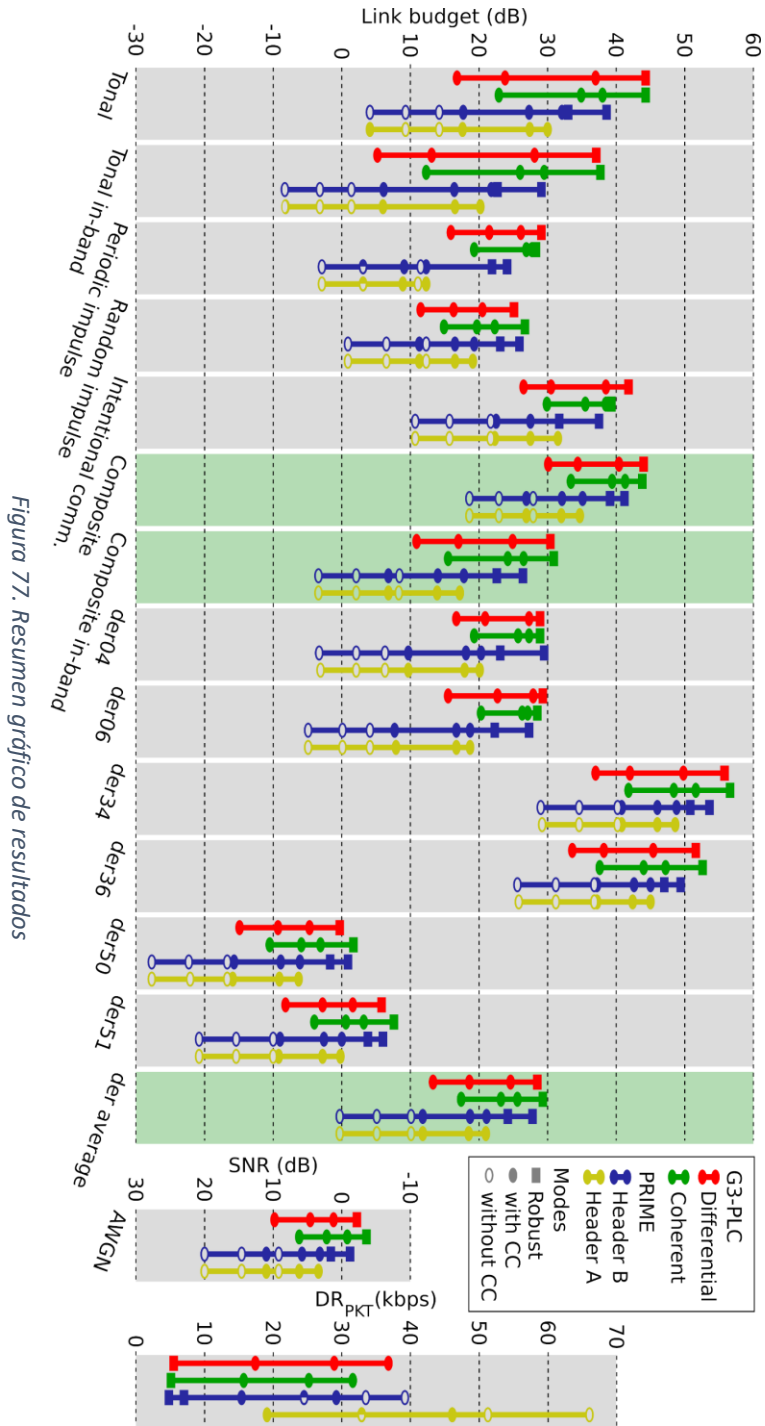


Figura 77. Resumen gráfico de resultados

barras indican cada uno de los esquemas de modulación. Estos esquemas se dividen en tres categorías: modos robustos con repetición por 4 (marcador rectangular), modos con codificador convolucional (marcador elíptico relleno) y modos sin codificador convolucional (marcador elíptico vacío). El eje para la representación de SNR está invertido para mantener la coherencia con el eje de link budget, representando que cuando el link budget aumenta para un ruido particular, el SNR decrece.

#### 5.4.1 Tecnología PRIME 1.4 y 1.3.6

La Tabla 29 presenta los resultados para la tecnología PRIME. Los resultados quedan agrupados en dos configuraciones físicas: cabecera de tipo A y cabecera tipo B. La cabecera tipo A es común para PRIME 1.3.6 y PRIME 1.4, mientras que la cabecera tipo B ha sido definida en la evolución del estándar PRIME 1.4 (no estando disponible en la versión PRIME 1.3.6), aumentando su robustez. Con esto, la Tabla 29 cubre los resultados de ambas versiones del estándar de comunicaciones PRIME.

DBPSK, DQPSK, D8PSK son esquemas de modulación de payload sin ningún mecanismo de corrección de error. DBPSK\_CC, DQPSK\_CC, D8PSK\_CC usan codificador convolucional. R\_DBPSK y R\_DQPSK usan tanto codificador convolucional como repetición por 4.

#### 5.4.2 Tecnología G3-PLC

La Tabla 30 presenta los resultados para la tecnología G3-PLC. Los resultados quedan agrupados en dos configuraciones físicas, considerando la modulación de los símbolos del payload: modulación diferencial y coherente.

Todos los esquemas de modulación del payload cuentan con codificador convolucional y Reed-Solomon. Los modos ROBO incluyen repetición por 4.

### 5.5 Análisis de resultados

Esta sección hace una comparativa del rendimiento de los principales módulos PLC y parámetros físicos. Los valores que se muestran en las siguientes subsecciones se calculan como los resultados de todos aquellos parámetros físicos implicados, promediando los valores del *composite in-band link budget* y *der average link budget* con el mismo peso.

### 5.5.1 Análisis de modulaciones y codificación de canal

#### 5.5.1.1 Robustez de la cabecera

Comparando los resultados en la Tabla 29 para las cabeceras de tipo A y tipo B con los mismos esquemas de modulación, la diferencia en link budget es mínima, siendo 0,4 dB de media para DBPSK\_CC y menos de 0,1 dB para otros esquemas de modulación. Esto significa que, pese a que el preámbulo y la cabecera tipo B sean inherentemente más robustos, no tienen una influencia significativa cuando se comparan con los modos no robustos. Además, debido a que la cabecera tipo B y el preámbulo son mucho más largos, reducen la tasa de transferencia en un alto porcentaje.

Desde el punto de vista del FER, el uso de la cabecera tipo B sólo se justifica por los modos robustos. En general, para cualquier tecnología PLC, si la robustez de la cabecera es demasiado alta en comparación a la robustez del payload, no es útil mejorar las posibilidades de decodificación de la capa física.

#### 5.5.1.2 Codificador convolucional

Considerando los resultados para los esquemas de modulación en la Tabla 29, y comparando las columnas de los esquemas de modulación con y sin codificador convolucional, se puede concluir que el uso del codificador convolucional aumenta el link budget en 11,4 dB y reduce la tasa de transferencia en un 33%.

La sobrecarga (overhead) de la cabecera tiene un gran impacto en la tasa de transferencia global, siendo independiente del uso del codificador convolucional, que se aplica únicamente al payload. Por tanto, el impacto del codificador convolucional no es tan alto en cuanto a la tasa de transferencia total de la trama. Adicionalmente, el *composite in-band link budget* de los esquemas de modulación que no habilitan el codificador convolucional es menor de 10 dB. No tener ningún mecanismo de corrección de errores hace que el proceso de decodificación sea demasiado frágil frente a errores de un único bit, debido tanto a ruidos tonales como impulsivos.

Los esquemas de modulación sin codificador convolucional no son prácticos para escenarios reales de campo. Pese a haber sido definidos dentro del estándar PRIME [5], el bajo link budget y el poco incremento en la tasa de

transferencia, imposibilita su uso en despliegues reales, en los cuales el SNR no es demasiado alto ni estable.

Esta conclusión es consistente con aquellas obtenidas en [50] y la sección 4.5. Mientras en la sección 4.5 se hace un análisis teórico, en [50] se utilizan resultados obtenidos en campo. En general, la naturaleza diversa del ruido en PLC requiere tecnologías de corrección de errores para conseguir un rendimiento suficientemente bueno en despliegues reales.

#### *5.5.1.3 Sistemas de modulación coherente*

Comparando los resultados de los modos diferenciales y coherentes dentro de la Tabla 30, se observa un incremento de 3,0 dB en el link budget al habilitar el decodificador coherente. Esta mejora se explica con el hecho de que, para los modos diferenciales, un ruido en un símbolo dado afecta también al siguiente. Por el contrario, en los modos coherentes, el ruido en un símbolo particular no afecta a los adyacentes.

Habilitar los esquemas de modulación coherente reduce la tasa de transferencia en un 11%. Esto es debido a que 1 de cada 12 subportadoras del payload pasa a ser una subportadora piloto. Adicionalmente, se introducen dos símbolos de ecualización entre la cabecera y el payload.

Un descenso del 11% en la tasa de transferencia, aumentando el link budget una media de 3,0 dB, hace los esquemas de modulación coherente particularmente interesantes. Los modos coherentes son capaces de transmitir el 89% de la tasa de datos efectiva en comparación con los modos diferenciales, requiriendo sin embargo el 50% de la potencia de señal en recepción. Esto significa que para los modos coherentes cada bit efectivo requiere el 57% de la energía, en comparación con su modo diferencial alternativo.

#### *5.5.1.4 Modos robustos con repetición por 4*

Los modos robustos en la Tabla 30 suponen un aumento medio de link budget de 4,4 dB, comparados con los modos no robustos. Para esta comparativa, es importante resaltar que los modos robustos G3-PLC están siempre modulados en BPSK.

Los modos robustos en la tecnología PRIME 1.4 (Tabla 29) aumentan el link budget una media de 7,3 dB, comparados con sus equivalentes no robustos.

Los mecanismos de robustez de ambos, G3-PLC y PRIME 1.4, incluyen un mecanismo de repetición por 4. Esta repetición ofrece 4 veces más de energía, y, por tanto, podría ofrecer un incremento teórico de link budget de 6 dB. En una implementación práctica, este beneficio será menor que el valor teórico. Esto se debe a que, a medida que aumenta el link budget, la señal se hace más débil y aparecen otros efectos (aumento de las tasas de errores de alineación, errores de decodificación de la cabecera y limitaciones de ecualización). La Tabla 29 y la Tabla 30 muestran los resultados para ambas tecnologías del caso del ruido AWGN. En ese caso los modos robustos de G3-PLC mejoran la sensibilidad en 3,1 dB, mientras que los modos robustos PRIME la mejoran en 4,3 dB, ambos estándares por debajo del valor teórico de 6 dB, tal y como acaba de argumentarse.

Por otra parte, el aumento de link budget en la Tabla 29 para los modos robustos es mayor de 6 dB (7,3 dB). Esto significa que otros factores adicionales a la energía transmitida relativa a la repetición por 4, están afectando a la calidad de la transmisión de forma positiva. En este caso, la mejora adicional viene del entrelazador, que hace el sistema de repetición por 4 mucho más robusto frente a perturbaciones altamente correladas. El interleaver consiste en un entrelazador de 1-símbolo previo a la repetición por 4. Una vez que se aplica la repetición del modo robusto, pasa a tener un tamaño de bloque efectivo de 4 símbolos. Esto explica la robustez adicional para aquellos modos que utilizan entrelazado.

#### *5.5.1.5 Otros parámetros físicos de configuración*

En esta sección se analiza el impacto en el rendimiento NB-PLC del resto de parámetros de configuración de nivel físico. Para este propósito, se evaluarán ambas tecnologías PRIME y G3-PLC en aquellos esquemas de modulación que presenten las configuraciones más equiparables: esquemas de modulación diferenciales, usando el tipo de cabecera más robusto (cabecera tipo B para PRIME), con codificador convolucional. Los esquemas de modulación que cumplen estos criterios son R-DBPSK, DBPSK\_CC, DQPSK\_CC y D8PSK\_CC en la Tabla 29; ROBO, DBPSK, DQPSK y D8PSK en la Tabla 30.

A pesar de que la comparativa se realice para las configuraciones más similares posibles, existen diferencias importantes en la capa física de las tecnologías PLC en estudio:

**Entrelazador:** PRIME especifica un entrelazador de bloque de un símbolo, mientras que G3-PLC especifica un entrelazador de trama completa, que incrementa la robustez frente a ruidos a ráfagas.

**Codificador:** Ambos sistemas tienen un codificador convolucional. De forma adicional, G3-PLC incluye un codificador Reed-Solomon externo, que contribuye a aumentar la robustez frente a aquellos errores que no fueran recuperados por el codificador convolucional.

**Mapeo diferencial:** PRIME utiliza un mapeo diferencial entre subportadoras. G3-PLC por su parte aplica un mapeo diferencial entre símbolos. Por un lado, se espera que la técnica diferencial entre subportadoras sea más robusta para respuestas frecuenciales variables en el tiempo y ruidos impulsivos, porque los efectos en un símbolo no afectan al símbolo siguiente. Por otro lado, la configuración diferencial entre símbolos gestionará mejor las respuestas frecuenciales con una gran variación en frecuencia, ya que no se basa en que subportadoras adyacentes tengan respuestas frecuenciales similares. El símbolo OFDM de ambos estándares se configura para mitigar las limitaciones de su aproximación diferencial: los símbolos G3-PLC son más cortos para mitigar el efecto de respuestas frecuenciales variables en el tiempo, y las subportadoras PRIME son más próximas para mitigar el efecto de que la respuesta frecuencial sea diferente para subportadoras adyacentes.

**Parámetros OFDM:** PRIME define símbolos OFDM de 2,24 ms con 97 subportadoras separadas 488 Hz entre subportadoras. G3-PLC, sin embargo, especifica símbolos de 0,75 ms con 36 subportadoras separadas 1562 Hz entre subportadoras. Con esta configuración, cuanto más largos sean los símbolos PRIME OFDM, más robustos serán frente a ruidos impulsivos y ruidos selectivos en frecuencia.

Los resultados de link budget en la Tabla 30 (G3-PLC) son, de media, 1,0 dB más altos que los de la Tabla 29 (PRIME). Esta diferencia se debe al impacto combinado de los parámetros físicos que se acaban de listar.

## 5.5.2 Análisis del impacto por tipo de perturbación

### 5.5.2.1 Impacto conjunto de ruidos ETSI TS 103 909 V1.1.1 [19]

Tanto los ruidos tonales como el ruido intencionado de comunicaciones tienen una DEP estrecha que afecta un número limitado de subportadoras. El

impacto de estos ruidos, por tanto, se distribuye entre varios símbolos. Esta situación es particularmente favorable para la corrección de errores del codificador convolucional.

Por el contrario, los esquemas de modulación sin codificador convolucional presentan un link budget muy bajo para estas situaciones de ruido de banda estrecha. El reto para una decodificación correcta sin codificador convolucional en este escenario es que se requiere que cada subportadora tenga un nivel de señal mayor que la del ruido interferente.

Por otra parte, los ruidos tonales por encima de 96 kHz y el ruido intencionado de comunicaciones tienen la mayor parte de su energía fuera de la banda de comunicaciones, lo que supone que su link budget tenga valores mucho mayores. Este es un aspecto por analizar en siguientes secciones, orientadas al rendimiento de las métricas definidas.

Los dos tipos de ruido impulsivo definidos por ETSI, ruido periódico impulsivo y ruido aleatorio impulsivo, tienen un espectro mucho más amplio, afectando a la mayor parte de las subportadoras. La perturbación introducida en este caso también será mitigada con ayuda del codificador convolucional, si bien en esta situación su efectividad es más reducida. En este caso, el espaciado entre impulsos, el tamaño de símbolo y el tamaño efectivo de entrelazado son factores críticos del proceso de decodificación. Adicionalmente, dependiendo de los símbolos afectados, el ruido impulsivo puede afectar a un gran número de parámetros físicos como son la alineación del preámbulo, la decodificación de la cabecera, la ecualización o el mecanismo de control de ganancia automático. Estos efectos hacen que el impacto de los ruidos impulsivos sea mucho más complejo en cuanto a su decodificación. Esta es la razón por la cual el ruido periódico impulsivo y ruido aleatorio impulsivo presentan los menores valores de link budget dentro de la colección de ruidos ETSI, para la mayor parte de sus esquemas de modulación.

#### 5.5.2.2 Impacto conjunto de ruidos DER del CEDER

Los escenarios DER con sistemas fotovoltaicos muestran diferencias de hasta 26 dB en función de cada implementación particular del inversor fotovoltaico y las condiciones de la red donde se encuentran (der04, der06, der34 y der36). Estos ruidos tienen una amplia densidad espectral, y su aspecto más significativo es su patrón periódico en el tiempo, que es sincrónico con la red eléctrica (50 Hz). Esto puede observarse en la Figura 65, que

representa la evolución de la potencia de los ruidos DER a lo largo del tiempo. A pesar de que el ruido impulsivo periódico descrito dentro de la colección de ruidos ETSI es también síncrono con la red, sus patrones de tiempo y frecuencia son muy diferentes, no siendo posible relacionarlo con las características de los ruidos DER capturados.

Por último, el ruido del efecto combinado de los aerogeneradores y la bancada de baterías provoca el impacto más negativo del estudio completo realizado. Estas perturbaciones (der50 y der51) reducen el link budget en 49,6 dB, comparado con el caso de ruido DER menos agresivo capturado, provocado por un sistema fotovoltaico (der34 y der36). Se observa una correlación interesante entre los ruidos der50 y der51 y el ruido impulsivo aleatorio definido por la ETSI. Tienen una forma equivalente, tanto en densidad espectral como en la evolución de la potencia en el tiempo, según se muestra en la Figura 78 y la Figura 79. La potencia en banda del ruido impulsivo aleatorio definido por la ETSI (96,3 dB $\mu$ V) es 24,4 dB más baja que la potencia del ruido der50 y 18,2 dB más baja comparada con der51. En cuanto al link budget, se observan unas diferencias medias equivalentes de 26,3 dB y 19,9 dB respectivamente, extraídas de las Tabla 29 y Tabla 30.

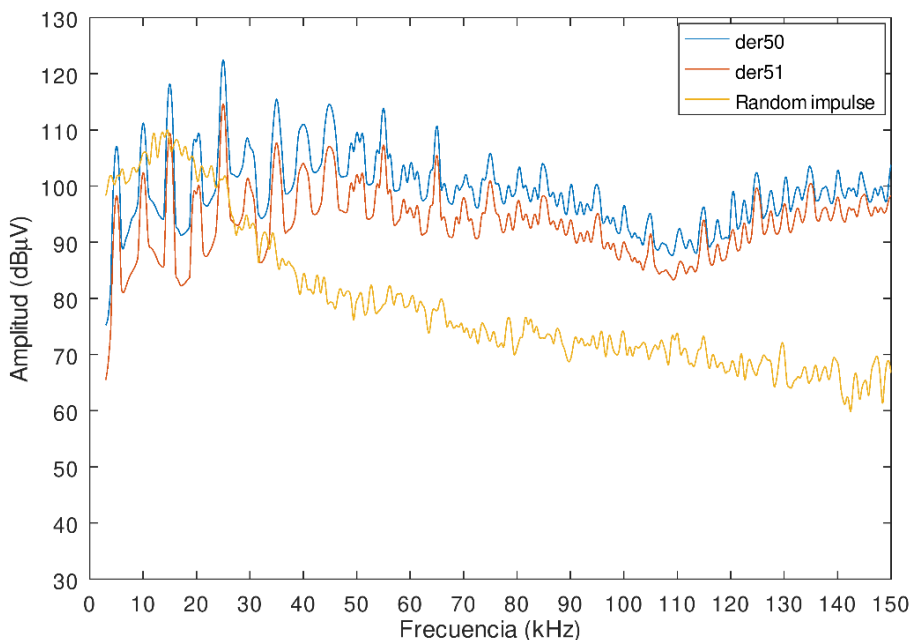


Figura 78. Comparativa de la densidad espectral de los ruidos der50 y der51 con del ruido impulsivo aleatorio ETSI, con una resolución frecuencial de 500 Hz



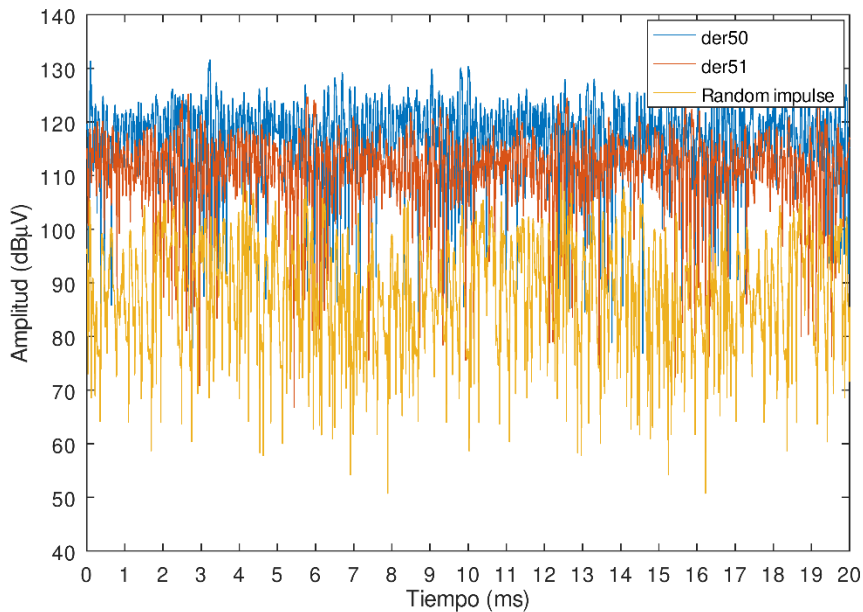


Figura 79. Comparativa de la potencia en banda de los ruidos der50 y der51 con del ruido impulsivo aleatorio ETSI, a lo largo del tiempo, con resolución de 50  $\mu$ s

Se puede concluir que las perturbaciones ETSI representan la forma del ruido impulsivo aleatorio, pero se ha detectado un impacto más negativo en escenarios DER reales. Es decir, a pesar de que la intención de la colección de ruidos ETSI es contemplar el 95 al 99% de los niveles de amplitud de ruido que pueden encontrarse en despliegues de campo, no cubre el alto nivel de potencia capturado en el escenario DER con efecto combinado de los aerogeneradores y la bancada de baterías. Adicionalmente, otros patrones de ruido DER capturados afectados por sistemas fotovoltaicos no quedan cubiertos en el documento ETSI.

### 5.5.3 Análisis de las métricas de rendimiento

#### 5.5.3.1 Métricas ETSI

La variabilidad de la métrica de link budget definida por ETSI es muy alta dependiendo del ruido que se esté probando. Se pueden observar diferencias hasta 20 dB entre el link budget de los *tonal noise link budget* y *random impulsive noise link budget*. Estas variaciones afectan de forma directa al valor compuesto. El *composite link budget* ( $LB_{PHY}$ ) será totalmente dependiente de

la colección de ruidos y del criterio de cómo se ponderen sus impactos para crear el valor promediado compuesto.

Adicionalmente, la métrica *composite link budget* ( $LB_{PHY}$ ) incluye el impacto del link budget del entorno de red sin perturbación, tal y como se estandariza en el procedimiento ETSI. Este impacto puede suponer hasta 80 dB. Esto significa que el resultado compuesto está altamente desviado de la realidad, debido al efecto del entorno de red sin perturbación, que no es realista para escenarios de campo representativos. Esto es aún más apreciable en los esquemas de modulación menos robustos, como D8PSK. El valor del *composite link budget* ( $LB_{PHY}$ ) para D8PSK con y sin el efecto del entorno de red sin perturbación muestra hasta 10 dB de diferencia.

Los ruidos tonales por encima de 96 kHz y los ruidos intencionados de comunicaciones tienen la mayor parte de su energía fuera de la banda de comunicaciones, con lo que su link budget ofrece valores muy altos.

Estos aspectos combinados pueden enmascarar el detalle de aquellos ruidos que sean más representativos para la banda de comunicaciones. Esto pone de manifiesto la necesidad de definir nuevas métricas de estudio dentro de esta tesis doctoral.

#### 5.5.3.2 Métricas propuestas

Las nuevas métricas en banda definidas dentro de la tesis limitan el estudio a las perturbaciones dentro de la banda CENELEC A utilizada por las tecnologías PLC en estudio. El entorno de red sin perturbación, los ruidos tonales por encima de 96 kHz y los ruidos intencionados de comunicaciones propuestos por la ETSI quedan fuera del alcance de estas métricas en banda. El objetivo es reducir el sesgo introducido por los escenarios con muy poco nivel de ruido en banda.

El análisis de los datos confirma el interés de las nuevas métricas definidas dentro del alcance de esta tesis. La comparativa muestra que la métrica en banda *tonal in-band noise link budget* es 10,3 dB más baja que su equivalente ETSI *tonal noise link budget*. Por otro lado, la métrica en banda *composite in-band link budget* es 17,5 dB más baja que la equivalente ETSI *composite link budget* ( $LB_{PHY}$ ).

Las métricas en banda definidas complementan a aquellas estandarizadas por ETSI, representando los efectos en situaciones con ruido dentro de la banda de comunicaciones.

## 5.6 Conclusiones y mejoras identificadas

Estos resultados ofrecen conclusiones importantes sobre el impacto de distintos tipos de ruido en las tecnologías NB-PLC, que están siendo demandados por CENELEC [18], CIRED-CIGRÉ [38], IEEE [39] [40], e IEC [41]. Se requieren medidas en condiciones replicables y controladas, tanto en laboratorio como en escenarios reales de campo. Estos resultados son básicos para la mejora de las tecnologías PLC (orientada al aumento de la robustez y de la tasa de transferencia) y para la regulación de los niveles de inmunidad.

En primer lugar, se explica la usabilidad de los resultados en cuanto a la mejora de las tecnologías de comunicación estudiadas. La tesis realizada ofrece las siguientes evidencias técnicas:

- Confirmando lo que ya se apuntaba en las conclusiones relativas al análisis de los límites de rendimiento en la sección 4.5 y en el artículo [50], los esquemas de modulación sin codificador convolucional no son prácticos para escenarios reales de campo.
- Los resultados confirman que, si la robustez de la cabecera es muy alta en comparación con la robustez del payload, usar mecanismos que robustezcan la cabecera más no es útil de cara a mejorar la decodificación del paquete físico.
- La pequeña bajada de la tasa de transferencia, en comparación con un significativo aumento del link budget, hace que los esquemas de modulación coherentes sean particularmente interesantes.
- El mecanismo robusto de repetición por 4 ofrece más energía transmitida, pero su efectividad depende de los patrones de ruido y de la relación entre el mecanismo de repetición y entrelazado.

Estas conclusiones técnicas abren varias líneas de optimización. Los comités de estandarización necesitan ser proactivos y continuar evolucionando sus tecnologías para que el rendimiento y la flexibilidad de nuevas aplicaciones estén asegurados. Una aproximación de mejora continua es crítica para que las soluciones NB-PLC puedan extenderse a nivel mundial.

Es interesante evaluar el impacto en el rendimiento de las diferencias a nivel físico existentes en las especificaciones de las tecnologías PLC bajo prueba. Con este paradigma, una lista de al menos 5 parámetros de configuraciones físicas que podrían ser cubiertas han sido identificados:

- Impacto de la longitud del entrelazador en las capacidades de decodificación.
- El codificador externo Reed-Solomon como mecanismo adicional al codificador convolucional.
- Rendimiento del mapeo de subportadoras diferenciales interportadora e intersímbolo.
- Configuraciones OFDM diferentes en términos de longitud de símbolo, número de subportadoras y distancia frecuencial entre subportadoras.
- Análisis de otras posibilidades técnicas, como Tone Mapping.

En segundo lugar, cabe destacar la usabilidad de los resultados en cuanto a la regulación de niveles de inmunidad. Tal y como se ha observado, las comunicaciones PLC se enfrentan a perturbaciones de ruido provenientes de distintas fuentes. El paradigma de generación y consumo de energía está en pleno proceso de transformación, a medida que gana impacto la generación distribuida. Para poder superar estos retos, la necesidad básica es garantizar la transmisión de la información, y la investigación realizada cubre precisamente este punto clave.

En este sentido, se han estudiado tanto los ruidos estandarizados por la ETSI como ruidos capturados en entornos DER reales. Se confirma cómo la representación ETSI no cubre algunos de los retos y características observados en los escenarios de ruido DER. Los resultados demuestran cómo los ruidos reales DER tienen un impacto crítico en el rendimiento PLC, afectando a los valores de link budget obtenidos. En esta línea, se demanda que los ruidos DER específicos sean parte de los estudios de rendimiento y las colecciones de ruidos estandarizados como el documento ETSI [19].

Hay diferentes aproximaciones que se pueden considerar para lidiar con las situaciones de perturbaciones en banda, tal y como se concluye en [42]. Una aproximación consiste en limitar las emisiones del equipamiento eléctrico, tanto si se trata de un contexto PLC o no. La aproximación alternativa relajaría las restricciones de emisiones, analizando y proponiendo soluciones individuales en los sistemas de comunicaciones, adaptados a cada



---

caso. De cualquier modo, los comités de estandarización necesitan trabajar en una solución donde puedan convivir los equipos que utilizan la red eléctrica para comunicarse y los equipos que la utilizan como red de transmisión de energía.

La comunidad PLC necesita mantener una colaboración con los comités de estandarización con el objetivo de proveer resultados y evidencias utilizables para la regulación en el rango de 2 a 150 kHz. Futuros trabajos deberán cubrir la falta de regulación específica en lo que a compatibilidad y nivel de emisiones se refiere.



## 6 PROPUESTAS SOBRE LA CAPA FÍSICA PARA LA MEJORA DEL RENDIMIENTO DE LAS TECNOLOGÍAS PLC

En base al análisis de resultados realizado sobre las dos tecnologías PLC en estudio, se identifican tres propuestas de mejora a ser estudiadas:

**Ecuadorador.** Se estudia el margen de mejora en cuanto a la implementación del ecualizador, dentro del alcance de la especificación. Un análisis más particular de los resultados de PRIME en el capítulo 5, revelan un margen de mejora en la respuesta del ecualizador en función de la naturaleza de los ruidos.

**Reed-Solomon.** Se estudia el impacto en el rendimiento de la inserción de un codificador externo, como mecanismo adicional al codificador convolucional. G3-PLC incluye este mecanismo en su especificación, a diferencia de PRIME, por lo que se evalúa esta mejora como posible evolución de la tecnología PRIME.

**Tone Mapping.** Se evalúa el impacto de la implementación de la técnica Tone Mapping en el rendimiento de la tecnología G3-PLC. Se estudian la opción definida en el estándar, así como una propuesta de evolución del estándar G3-PLC, modificando la distribución de potencia entre subportadoras.

En este capítulo se evalúa de forma independiente el impacto de cada uno de estos cambios en las configuraciones físicas de las tecnologías PLC en estudio. Los valores obtenidos serán comparados con los datos extraídos de las tecnologías PLC en su implementación inicial. El capítulo se estructura en las siguientes secciones.

**Descripción de las mejoras seleccionadas.** Se identifican las limitaciones en rendimiento que dan lugar a seleccionar una serie de propuestas de mejora sobre los parámetros físicos de las tecnologías PRIME y G3-PLC.

**Metodología de medidas.** Se detalla la implementación técnica de cada una de estas mejoras y el proceso de medición de su influencia en el rendimiento.

**Resultados obtenidos.** Se muestran los resultados de implementar las mejoras seleccionadas.

**Análisis de resultados.** Se interpretan los resultados evaluando su mejora en función de las características de las perturbaciones y las configuraciones PLC. Se analizan los motivos técnicos que dan lugar a estos resultados.

**Conclusiones.** Se obtienen los datos más representativos a extraer del estudio de mejoras PLC realizado.

## 6.1 Objetivos

En base a los resultados obtenidos en el capítulo anterior, se plantea como objetivo evaluar ciertas mejoras en la capa física de las tecnologías PLC, para conseguir una mejora de su rendimiento.

Este estudio se realiza en dos pasos:

- Selección de propuestas de mejora de la capa física para optimizar la respuesta de las tecnologías de comunicaciones NB-PLC ante las perturbaciones presentes en la red eléctrica, proporcionando un mejor rendimiento.
- Evaluación de dichas propuestas de mejora, siguiendo los mismos procedimientos de análisis recogidos en el capítulo anterior, para poder comparar con las implementaciones iniciales y los estándares originales.

## 6.2 Descripción de las mejoras seleccionadas

En esta sección se describen las técnicas de mejora seleccionadas y se identifican los parámetros físicos cuya posibilidad de mejora se va a estudiar.



### 6.2.1 PRIME: Optimización del ecualizador

En el receptor de un sistema PLC se obtiene una serie de símbolos IQ, distorsionados por el ruido y los efectos de canal. El reto del receptor consiste en eliminar la distorsión, para recuperar la información enviada por el transmisor, para lo cual es necesario estimar la respuesta del canal de propagación.

Un ecualizador es un sistema que calcula la respuesta del canal y deshace su efecto sobre la señal recibida. Para realizar esta estimación, se utilizan las subportadoras piloto, insertadas por el transmisor en la cabecera del mensaje transmitido, con un valor conocido por el receptor. La distorsión de estas subportadoras piloto se corresponde con la distorsión generada por el canal de propagación.

Las subportadoras piloto conllevan dos retos por resolver:

- No hay subportadoras piloto en todas las frecuencias, sino que se ubican en frecuencias seleccionadas por la especificación particular de cada tecnología.
- Las subportadoras piloto también se ven afectadas por el ruido, el cual se combina con los efectos del canal.

Tanto en PRIME 1.3.6 como en PRIME 1.4, 1 de cada 8 subportadoras de la cabecera es una subportadora piloto. Esto significa que, en cada símbolo, hay 13 subportadoras piloto equiespaciadas de las 97 subportadoras totales. Además, hay que tener en cuenta que:

- En la cabecera de tipo A (PRIME 1.3.6 y PRIME 1.4) hay 2 símbolos.
- En la cabecera de tipo B (PRIME 1.4) hay 4 símbolos.

Con cada una de estas subportadoras piloto se estima la respuesta frecuencial superpuesta con el ruido de entrada en el receptor. Utilizando cada uno de estos valores puntuales de respuesta frecuencial aportados por las subportadoras piloto, se estima la respuesta frecuencial de todo el canal mediante un algoritmo de ajuste de curva.

En concreto se dispone de datos de 13 frecuencias de las 97 subportadoras totales dentro de cada símbolo. El algoritmo debe estimar la respuesta frecuencial en puntos en los que no tiene información sobre la misma. Para ello ajusta el modelo de respuesta de canal a una curva simplificada. Esta

simplificación no solo permite obtener la respuesta frecuencial en toda la banda de trabajo, sino que además reduce el ruido de los datos de la respuesta frecuencial que ofrecen las subportadoras piloto, ya que no se fuerza al algoritmo a pasar por todos los puntos.

Para poder realizar esta operación de ajuste de curva, el ecualizador define un modelo de curva paramétrico y calcula los parámetros que ajustan lo más posible la curva a los valores de la función de transferencia de canal. El rendimiento del ecualizador, su capacidad de ser más o menos inmune al ruido y su capacidad de reflejar de forma fiel la respuesta frecuencial, dependerá del modelo de curva elegido y del algoritmo de ajuste de los parámetros de dicha curva.

Las medidas de rendimiento del capítulo 5, en lo que a PRIME se refiere, se han realizado sobre un módem integrado en el Virtual PLC Lab que implementa un ecualizador con ajuste de curva polinómico cúbico (de orden 3) de mínimo error cuadrático. Este es el orden de compromiso elegido para un ajuste de curva que suavice el impacto de aquellas subportadoras más afectadas por el ruido. A continuación, se describe este tipo de ajuste.

#### 6.2.1.1 Interpolación polinómica

Supongamos un conjunto de datos extraídos de la información muestreada del canal que ofrecen las subportadoras piloto. De partida, se puede asumir que existe una función ideal que pase por todos los puntos de este conjunto de datos y represente perfectamente los datos intermedios para los que no se dispone de información. Con la técnica de interpolación se identifica una función que permita aproximarse a esta función ideal.

Una interpolación habitual en el modelado de canal es la polinómica [105]. Dado un conjunto de  $n$  datos proporcionados por las subportadoras piloto  $(x; y)$ , como son  $(x_1; y_1)$ ,  $(x_2; y_2)$ , ...,  $(x_n; y_n)$ , el objetivo de la interpolación polinómica es identificar un polinomio de orden  $(n - 1)$  que pase por todos estos puntos.

Como ejemplo, suponemos un conjunto de datos de tres puntos:  $(0; 1)$ ,  $(0,5; -2)$ , y  $(1; 3)$ . Se puede encontrar un polinomio cuadrático que pase por todos ellos. Como primer paso se plantea un polinomio con la estructura representada en (6.1).

$$p(x) = c_1 + c_2 \cdot x + c_3 \cdot x^2 \quad (6.1)$$

En segundo lugar, forzamos al polinomio a que cumpla los valores de la coordenada  $x$ , representado por el sistema de tres ecuaciones (6.2) que tiene tres incógnitas.

$$\begin{cases} p(0) = c_1 + c_2 \cdot 0 + c_3 \cdot 0^2 = 1 \\ p(0,5) = c_1 + c_2 \cdot (0,5) + c_3 \cdot (0,5)^2 = -2 \\ p(1) = c_1 + c_2 \cdot 1 + c_3 \cdot 1^2 = 3 \end{cases} \quad (6.2)$$

Este sistema se puede expresar de forma matricial:  $A \vec{c} = \vec{y}$ . En el ejemplo que se está analizando, el sistema lineal se representa en (6.3).

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0^2 \\ 1 & (0,5) & (0,5)^2 \\ 1 & 1 & 1^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -2 \\ 3 \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

En general, cuando se disponga de  $n$  puntos de datos, siempre será posible encontrar un polinomio de grado  $(n - 1)$  que atraviese todos ellos. La expresión genérica matricial que resuelve los coeficientes de todos ellos tendrá la forma (6.4).

$$\begin{bmatrix} 1 & x_1 & x_1^2 & \dots & x_1^{n-1} \\ 1 & x_2 & x_2^2 & \dots & x_2^{n-1} \\ 1 & x_3 & x_3^2 & \dots & x_3^{n-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & x_n & x_n^2 & \dots & x_n^{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ \vdots \\ c_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

### 6.2.1.2 Ajuste de curva polinómico por mínimo error cuadrático

Sin embargo, los polinomios de grados muy altos pueden tener propiedades negativas. Se puede observar en la Figura 80 como un mayor orden del polinomio de interpolación  $y$ , por tanto, un ajuste a un mayor número de puntos puede tener un impacto negativo. Pequeñas variaciones de las posiciones de los puntos provocan grandes oscilaciones en los polinomios interpoladores de grados altos. Este efecto es conocido como fenómeno Runge. Esto es especialmente interesante en escenarios de recepción, como el caso de estudio donde las subportadoras piloto ofrecen muestras afectadas por el ruido.

El requisito de paso por todos los puntos puede relajarse con el concepto de ajuste de curva. Con el ajuste de curva se busca la función que tenga el mejor encaje (la mejor aproximación global) a los puntos originales. Con el

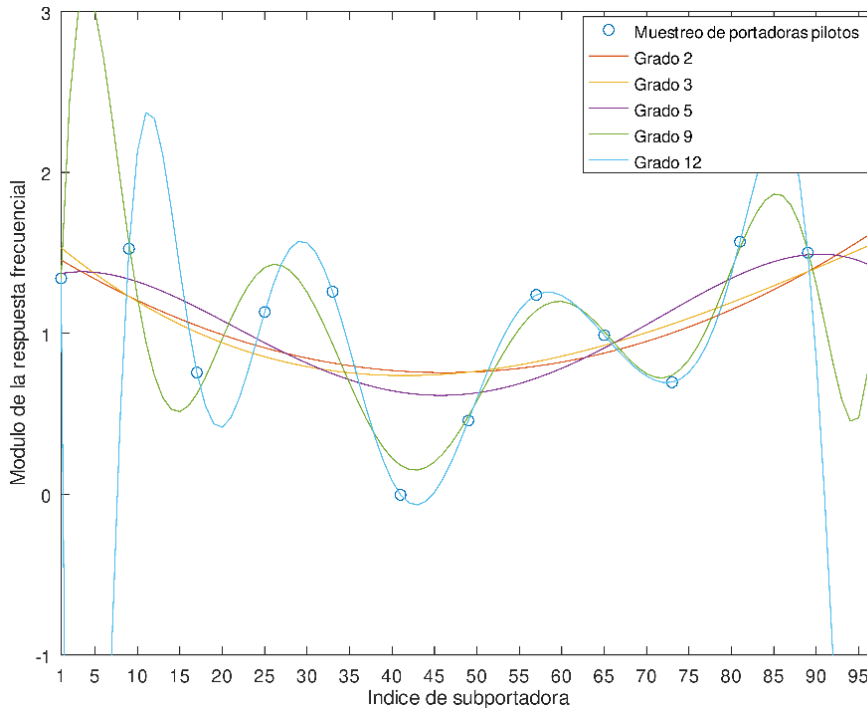


Figura 80. Evolución de interpolación polinómica para distintos grados del polinomio

ajuste de curva, la función no está obligada a pasar por todos los puntos del muestreo de subportadoras piloto disponible, pero sí a ser la curva más cercana al conjunto de puntos.

Si el número de puntos es mayor que el grado del polinomio, el sistema lineal para determinar los coeficientes será sobredeterminado (más filas que columnas). En este caso el polinomio resultante no interpolará los datos, sino que estará cerca de los puntos, obteniendo un ajuste de curva.

Un ejemplo del ajuste de curva lineal, cuadrático y cúbico queda gráficamente representado en la Figura 81.

Las ecuaciones (6.5), (6.6) y (6.7) representan numéricamente los problemas a resolver para determinar los coeficientes polinómicos de mínimo error cuadrático.

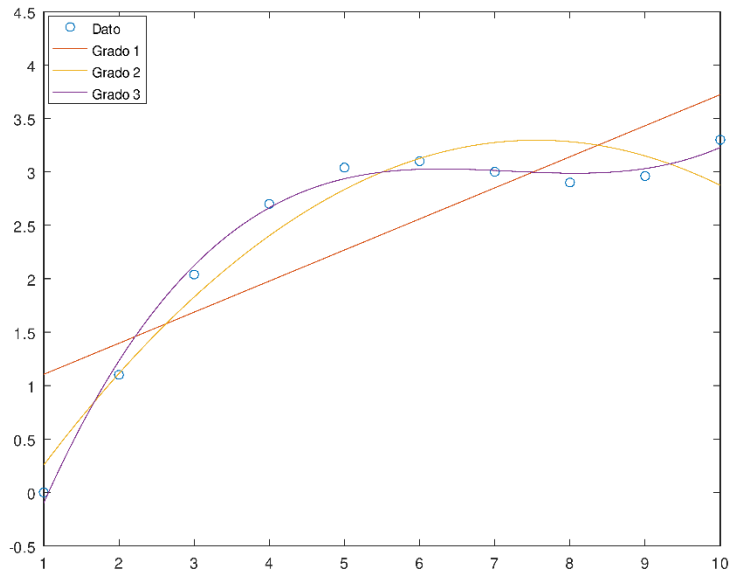


Figura 81. Ejemplo de ajuste de curva por mínimo error cuadrático con polinomios de orden 1, 2, y 3

$$\text{Lineal: } \begin{bmatrix} 1 & x_1 \\ 1 & x_2 \\ 1 & x_3 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & x_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

$$\text{Cuadrático: } \begin{bmatrix} 1 & x_1 & x_1^2 \\ 1 & x_2 & x_2^2 \\ 1 & x_3 & x_3^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & x_n & x_n^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

$$\text{Cúbico: } \begin{bmatrix} 1 & x_1 & x_1^2 & x_1^3 \\ 1 & x_2 & x_2^2 & x_2^3 \\ 1 & x_3 & x_3^2 & x_3^3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & x_n & x_n^2 & x_n^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

Para resolver uno de estos sistemas lineales sobredeterminados, se multiplican ambos lados por su traspuesta  $A^T$ , lo cual resulta en un sistema lineal cuadrado representado en la ecuación (6.8).

$$A^T A \vec{c} = A^T \vec{y} \quad (6.8)$$

### 6.2.1.3 Descripción de la problemática

El estudio de partida de la tecnología PRIME (capítulo 5) muestra resultados con un ecualizador que incluye un ajuste de curva por mínimo error cuadrático, con un modelo polinómico de orden 3. A continuación, se describe cómo, en ciertos escenarios, este tipo de ecualizador podría no estar dando la respuesta más adecuada. En este contexto, se analiza el impacto de diferentes modelos de curva para realizar el ajuste en el rendimiento de las tecnologías NB-PLC. Se trataría de una mejora en la línea de la implementación, sin afectar con ello a las especificaciones PLC.

Idealmente, la respuesta de canal a la salida del ecualizador debe representar un canal plano, de forma que el ecualizador compense perfectamente la distorsión del canal. En este contexto, el mecanismo de ajuste de curva debe asegurar que la distorsión del ruido siga presente a la salida del ecualizador sólo en las frecuencias en las que el ruido está presente, influyendo lo mínimo posible al resto de la banda.

Para los ruidos más tonales, el ecualizador polinómico presenta una respuesta de canal distorsionada fuera de los tonos del ruido. La Figura 82 muestra la estimación de la respuesta frecuencial realizada por el ecualizador

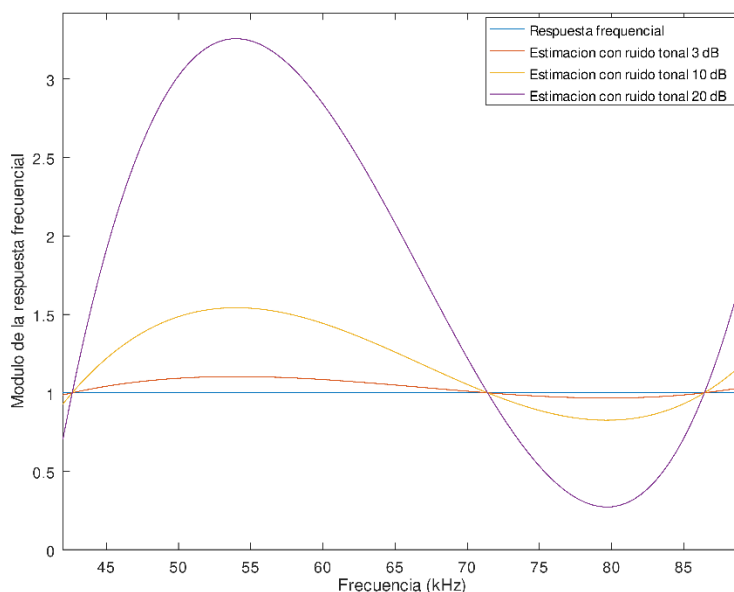


Figura 82. Estimación del canal del ecualizador polinómico ante un canal plano y distintas amplitudes de ruido tonal de 53,7 kHz

polinómico, cuando la señal se ve afectada por un ruido tonal de 53,7 kHz, que afecta a la cuarta subportadora piloto. Se muestran diferentes respuestas frecuenciales cuando el ruido tonal está por encima de la señal de dicha subportadora en 3, 10 y 20 dB. Cuanto mayor es la amplitud del ruido, más se aleja el modelo de canal que obtiene el ecualizador del canal plano utilizado en el montaje de prueba, descrito por ETSI TS 103 909 [19].

Este mismo efecto se puede observar en los resultados SNR-FER extraídos en el capítulo 5. La Figura 83 muestra la curva SNR-FER de PRIME con ruido tonal 66 kHz, para todos sus esquemas de modulación PRIME 1.3.6 y PRIME 1.4. En estas curvas se relacionan el SNR en recepción y el FER, medido como el número de tramas no recibidas correctamente con respecto al número de tramas recibidas. En general, en un funcionamiento coherente, deberá garantizar que estas curvas sean estrictamente decrecientes, disminuyendo el FER para aumentos del SNR (mayor señal o menor ruido, deberán proporcionar menos errores). Se puede observar para las curvas verdes (D8PSK y DQPSK en modo robusto PRIME 1.4 cabecera tipo B) una incoherencia en su evolución. Se ve que, en algunos tramos, cuando crece el

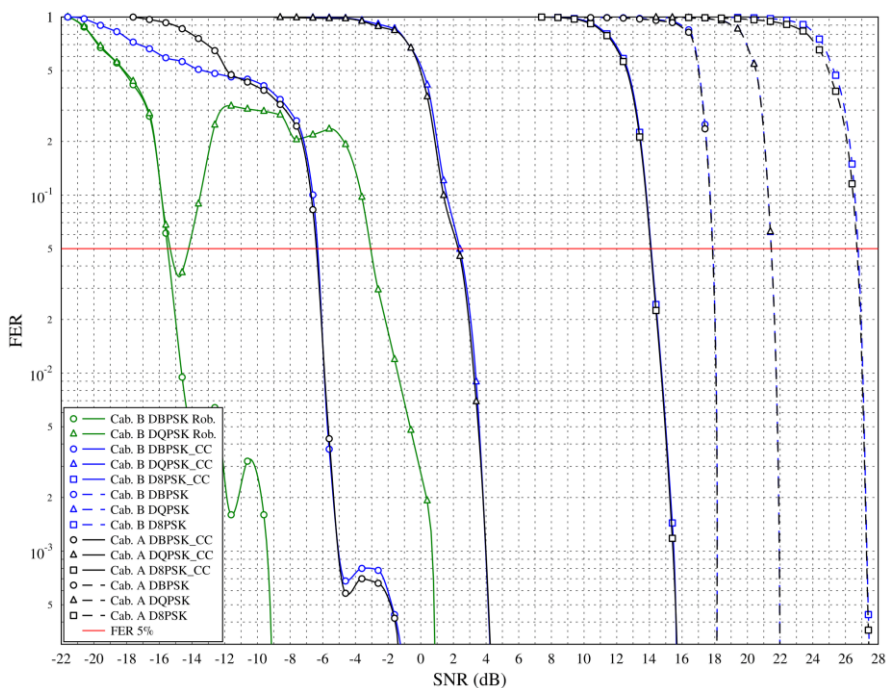


Figura 83. Curva SNR-FER de PRIME, con un ruido tonal 66 kHz en el canal y con ecualizador polinómico en el receptor

SNR, el FER también lo hace. Esta incoherencia viene dada precisamente por la respuesta del ecualizador polinómico descrita en la Figura 82, donde el modelo de canal resultante se distorsiona y se aleja del modelo plano esperado.

Esta inestabilidad es una consecuencia directa de la inestabilidad de la estimación polinómica (identificada previamente como efecto Runge), que se pone de manifiesto en figuras como la Figura 80 y la Figura 81.

Con el objetivo de mejorar la respuesta del ecualizador frente a los ruidos tonales, manteniendo estable el rendimiento ante otras perturbaciones, se estudia una evolución del ecualizador mediante el uso de curvas Spline, en lugar de curvas polinómicas.

#### 6.2.2 PRIME: Propuesta de mejora incluyendo Reed-Solomon

Dentro del estudio inicial realizado para las tecnologías PLC, capítulo 5, se identifica una serie de diferencias en las configuraciones físicas de PRIME y G3-PLC. Para la evolución tecnológica PLC, es interesante evaluar y cuantificar el impacto individual en el rendimiento de alguna de estas configuraciones físicas diferentes.

Adicionalmente, dentro de las conclusiones obtenidas en el capítulo 5, soportada por estudios previos como [50], se expone que los esquemas de modulación sin codificador convolucional no son prácticos en escenarios reales de campo. En estos modos sin mecanismo de corrección de errores, es interesante evaluar la viabilidad de incluir Reed-Solomon como mecanismo adicional al codificador convolucional. Incluso en aquellos casos con codificador convolucional, incluir un segundo mecanismo de codificación que corrija a posteriori lo que el codificador convolucional no haya podido corregir, supone una mejora interesante para ser analizada.

En este contexto, se decide estudiar la eficiencia del codificador externo Reed-Solomon, como mecanismo adicional al codificador convolucional, en la tecnología PRIME, lo que supondría una evolución respecto a lo especificado por la Alianza PRIME [4].



### 6.2.2.1 Codificador Reed-Solomon

Los códigos Reed-Solomon son un grupo de códigos de corrección de errores definidos por Irving S. Reed y Gustave Solomon en 1960 [106]. Los códigos Reed-Solomon son códigos cíclicos no binarios, para la detección y corrección de errores. Se utilizan para proteger la información contra errores en los datos transmitidos, ante perturbaciones en el canal de comunicaciones. Al igual que el codificador convolucional, el codificador Reed-Solomon es de tipo FEC. Corrige los datos dañados en el receptor y, para ello, utiliza bits adicionales insertados en el transmisor que permiten esta recuperación a posteriori.

El codificador Reed-Solomon trabaja a nivel de símbolo, mientras que el codificador convolucional trabaja a nivel de bit [8] [9]. Los códigos Reed-Solomon son capaces de detectar y corregir múltiples símbolos erróneos. Así, añadiendo  $2T$  símbolos adicionales a los datos, el codificador Reed-Solomon es capaz de detectar hasta  $2T$  símbolos incorrectos y corregir hasta  $T$  símbolos.

Hay dos tipos básicos de códigos Reed-Solomon: el enfoque original [106] y el enfoque de los códigos Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH) [107]. El enfoque BCH es más común, ya que los decodificadores BCH son más rápidos y requieren menos recursos que el enfoque original.

#### Enfoque original de Irving S. Reed y Gustave Solomon

En la definición inicial Irving S. Reed y Gustave Solomon en 1960 [106], cada vector del código Reed-Solomon es una secuencia de valores de una función de un polinomio de grado menor que  $k$ . Para obtener un vector del código Reed-Solomon, se interpreta el mensaje como la descripción de un polinomio  $\rho$  de grado menor que  $k$  sobre el campo finito  $F$  con  $q$  elementos. Sucesivamente, se evalúa el polinomio  $\rho$  en  $n \leq q$  diversos puntos  $\alpha_1, \dots, \alpha_n$  del campo finito  $F$ , y la secuencia de valores es el vector correspondiente. Selecciones habituales para el conjunto de puntos de evaluación incluyen  $\{0, 1, 2, \dots, n-1\}$ ,  $\{0, \alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{n-2}, 1\}$ ,  $\{0, \alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{n-2}\}$ , ..., donde  $\alpha$  es un elemento primitivo de  $F$ .

Formalmente, el conjunto de vectores  $\mathcal{C}$  del código Reed-Solomon se define del modo (6.9).

$$C = \left\{ \begin{array}{l} (p(\alpha_1), p(\alpha_2), \dots, p(\alpha_n)) \\ | p \text{ polinomio sobre } F \text{ de grado } < k \end{array} \right\} \quad (6.9)$$

### Enfoque BCH

En el enfoque BCH, cada vector del código Reed-Solomon se plantea como una secuencia de coeficientes. Se utiliza un polinomio generador fijo, tanto para el codificador, como para el decodificador. Los códigos BCH forman una clase de códigos de corrección de errores cíclica que se construyen usando polinomios sobre un campo finito también llamado Galois Field (GF).

Daniel Gorenstein y Neal Zierler desarrollaron un decodificador que se describía en el informe del laboratorio MIT Lincoln publicado por Zierler en enero de 1960 y posteriormente en un artículo en junio de 1961 [107].

El mensaje transmitido se muestra como los coeficientes de un polinomio  $s(x)$  que es divisible por un polinomio generador  $g(x)$ . El polinomio  $s(x)$  está representado por sus coeficientes  $c_i$  en (6.10), mientras que el polinomio  $g(x)$  está definido por su raíz primitiva  $\alpha$  en (6.11).

$$s(x) = \sum_{i=0}^{n-1} c_i x^i \quad (6.10)$$

$$g(x) = \prod_{j=1}^{n-k} (x - \alpha^j) \quad (6.11)$$

Como  $s(x)$  es divisible por el polinomio generador  $g(x)$ , tenemos que las primeras  $n - k$  potencias de la  $\alpha$  son raíces a su vez de este polinomio, tal y como se representa en (6.12).

$$s(\alpha^i) = 0, i = 1, 2, \dots, n - k \quad (6.12)$$

El polinomio transmisor se corrompe por un polinomio de error  $e(x)$  para producir el polinomio receptor  $r(x)$ , tal y como se indica en la ecuación (6.13).

$$r(x) = s(x) + e(x) \quad (6.13)$$

Donde  $e_i$  es el coeficiente para la  $i$ -ésima potencia de  $x$ , tal y como se indica en (6.14).

$$e(x) = \sum_{i=0}^{n-1} e_i x^i \quad (6.14)$$

El coeficiente  $e_i$  será cero si no hay error en esa potencia de  $x$  y distinto de cero si hay un error. Si hay  $v$  errores a distintas potencias  $i_k$  de  $x$ , entonces

la ecuación se puede reducir a una expresión que solo contemple las posiciones con error utilizando la expresión (6.15).

$$e(x) = \sum_{k=1}^v e_{i_k} x^{i_k} \quad (6.15)$$

El objetivo del decodificador es encontrar el número de errores ( $v$ ), la posición de estos errores ( $i_k$ ), y los valores de error en dichas posiciones ( $e_{i_k}$ ). De estos,  $e(x)$  se puede calcular y al ser restado de  $r(x)$ , se extrae el mensaje transmitido originalmente  $s(x)$ .

El decodificador empieza evaluando el polinomio, tal como se ha recibido en un determinado punto. Los resultados de esa evaluación se denominan “síndromes”,  $S_j$ . Se definen en (6.16) y se relacionan con los coeficientes y posiciones de error en (6.17).

$$\begin{aligned} S_j &= r(\alpha^j) = s(\alpha^j) + e(\alpha^j) = \\ &= 0 + e(\alpha^j) = e(\alpha^j), j = 1, 2, \dots, n - k \end{aligned} \quad (6.16)$$

$$S_j = \sum_{k=1}^v e_{i_k} (\alpha^j)^{i_k} \quad (6.17)$$

La ventaja de buscar los síndromes es que el mensaje del polinomio queda fuera del cálculo. Esto significa que el síndrome sólo queda relacionado con el error, y no queda afectado por el contenido del mensaje particular que haya transmitido.

Dados los síndromes  $S_j$ , la resolución de la posición de los errores  $i_k$  y su valor  $e_{i_k}$  se realiza de forma iterativa. No se conoce el número de errores, por lo cual se comienza el proceso suponiendo un  $v$  cuyo valor sea el máximo número de errores decodificable. Si no tuviera solución, significa que el número de errores es menor, y se repite el proceso decrementando  $v$  en una unidad. Así sucesivamente, hasta despejar todas las incógnitas.

Una vez calculados los errores, se extrae el valor de la señal transmitida, cubriendo el objetivo del decodificador, tal y como se representa en (6.18).

$$s(x) = r(x) - e(x) \quad (6.18)$$

#### 6.2.2.2 Reed-Solomon especificado en G3-PLC

La propuesta de evolución que se plantea en esta tesis relativa a aplicar Reed-Solomon a PRIME se basa en incorporarlo tal y como queda definido

dentro de la especificación G3-PLC [8] [9]. A continuación, se describe la especificación técnica de Reed-Solomon dentro de la G3-PLC Alliance.

Para la parte de datos de una trama se utiliza un Galois Field  $GF(2^8)$ , en el que cada símbolo representa un byte. Se utiliza un único bloque Reed-Solomon con enfoque BCH por trama, para el cual es necesario especificar los siguientes datos:

- T es el número de símbolos corregibles, lo cual se logra insertando 2T bytes de paridad adicionales.
- N es el tamaño codificado, incluida la paridad.
- K es el tamaño de datos a codificar sin paridad.

En función del modo utilizado, la G3-PLC Alliance especifica que se utilicen los siguientes parámetros:

- Modo normal: Reed-Solomon (N = 255, K = 239, T = 8).
- Modo robusto: Reed-Solomon (N = 255, K = 247, T = 4).

La longitud de la palabra de símbolo Reed-Solomon se fija a 8 bits, independientemente del modo utilizado. El valor de T (el número de símbolos corregibles) puede ser de 4 u 8, según la configuración del modo. El modo normal es más robusto que el modo robusto, porque el nombre de modo no indica el nivel de robustez, sino el tipo de esquemas de modulación con el cual se recomienda su uso. Para homogeneizar el análisis, las pruebas realizadas en la tesis se realizan con el modo normal (aportan mayor robustez).

Polinomio generador de código queda representado en (6.19).

$$g(x) = \prod_{i=1}^{2T}(x - \alpha^i) \quad (6.19)$$

Polinomio generador de campo del GF es el presentado en (6.20).

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \text{ (435 octal)} \quad (6.20)$$

La representación de  $\alpha^0$  es "00000001", donde el bit más a la izquierda del símbolo Reed-Solomon es el más significativo, que, a su vez, es el primero en el tiempo extraído del aleatorizador y es el primero en salir del codificador Reed-Solomon.

La aritmética se realiza en el Galois Field  $GF(2^8)$ , donde  $\alpha^1$  es un elemento primitivo que satisface el polinomio binario primitivo  $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ . Un

byte de datos ( $d^7, d^6, \dots, d^1, d^0$ ) se identifica con el elemento Galois Field  $d^7\alpha^7 + d^6\alpha^6 \dots + d^1\alpha + d^0$ .

El primer bit en el tiempo en ser extraído del aleatorizador se convierte en el bit más significativo del símbolo en entrar al codificador Reed-Solomon. Cada bloque de entrada al codificador Reed-Solomon se forma por uno o más símbolos de relleno ("00000000"), seguidos por los símbolos de datos del propio mensaje. La salida del codificador Reed-Solomon (con los símbolos de relleno descartados) continúa en el tiempo desde el primer símbolo del mensaje hasta el último símbolo del mensaje, seguido de los símbolos de paridad, con cada símbolo extraído con el bit más significativo primero.

### 6.2.3 G3-PLC: Mejora mediante la utilización del Tone Map

La tecnología G3-PLC incluye en su especificación un mecanismo opcional denominado Tone Map. Se trata de un parámetro adaptativo que, basado en una estimación de canal, contiene una lista de las subportadoras que dejarían de utilizarse para transmitir datos en una transmisión entre dos módems PLC, porque están afectadas por grandes atenuaciones o por un ruido de elevada DEP.

El estudio del capítulo 5 muestra resultados sin incluir la funcionalidad Tone Map (que es opcional, según la especificación). En este capítulo se propone el estudio cuantitativo de la mejora en la eficiencia, por la gestión adaptativa del uso del canal.

#### 6.2.3.1 Aproximación 1: Tone Map estandarizado con secuencia pseudoaleatoria

En G3-PLC CENELEC A, las subportadoras se agrupan en 6 sub-bandas que pueden adaptarse de forma selectiva a la calidad del medio de transmisión. Cada sub-banda contiene 6 subportadoras o tonos. El Tone Map consiste en un campo de 6 bits (uno por cada sub-banda), los cuales especifican si esa sub-banda contiene datos o no. Dado que cada uno de los 6 bits representa el contenido de un grupo de 6 subportadoras, se cubre el total de las 36 subportadoras que contiene un símbolo. La Tabla 31 detalla este mapeo.

Cada bit fijado a valor '1' indica que ese grupo de 6 tonos incluye datos en su payload de la trama PHY.

Para aquellos tonos inactivos (subportadoras que no llevan información), la función de mapeo debe utilizar valores binarios extraídos de una secuencia pseudoaleatoria. El número de bits de salida de la secuencia pseudoaleatoria depende del tipo de modulación. Por ejemplo, DBPSK, DQPSK y D8PSK requieren 1, 2 y 3 bits de salida respectivamente. El generador de esta secuencia se muestra en la Figura 84.

La Figura 85 muestra, para un Tone Map de ejemplo, el uso de datos y secuencia pseudoaleatoria de la señal G3-PLC asociada.

El Tone Map aplica únicamente al payload. Según se especifica por la G3-PLC Alliance [8] [9], en los casos de esquema de modulación robustos, todas las subportadoras se utilizan para llevar información.

Cada dispositivo ITU-T G.9903 [9] mantiene una tabla de vecinos que contiene información de los Tone Maps de todos los equipos dentro del campo de alcance de un dispositivo. La Tabla 32 muestra los campos más significativos de esta tabla de vecinos. Esta tabla se actualiza cada vez que un nodo recibe una trama de un equipo vecino y cada vez que se recibe una respuesta al comando de solicitud de Tone Map.

El receptor a nivel de capa MAC puede requerir al extremo opuesto que estime la condición del canal activando el bit Tone Map Request (TMR) de la cabecera MAC, tal y como se indica en la Tabla 33. Cuando se recibe una respuesta al comando de solicitud de Tone Map, el nodo debe actualizar su valor en la “tabla de vecinos”.

Tabla 31. Mapeo en la banda CENELEC-A del campo Tone Map [9]

Bit del campo Tone Map	Mapeo banda CENELEC-A
TM bit 0	35,9375 a 43,75 kHz
TM bit 1	45,3125 a 53,125 kHz
TM bit 2	54,6875 a 62,5 kHz
TM bit 3	64,0625 a 71,875 kHz
TM bit 4	73,4375 a 81,25 kHz
TM bit 5	82,8125 a 90,625 kHz

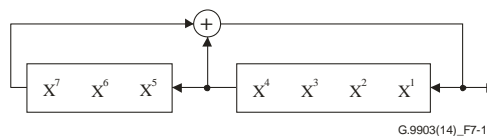


Figura 84. Generador de secuencia pseudoaleatoria basado en un registro retroalimentado lineal

## 6. Propuestas sobre la capa física para la mejora del rendimiento de las tecnologías PLC

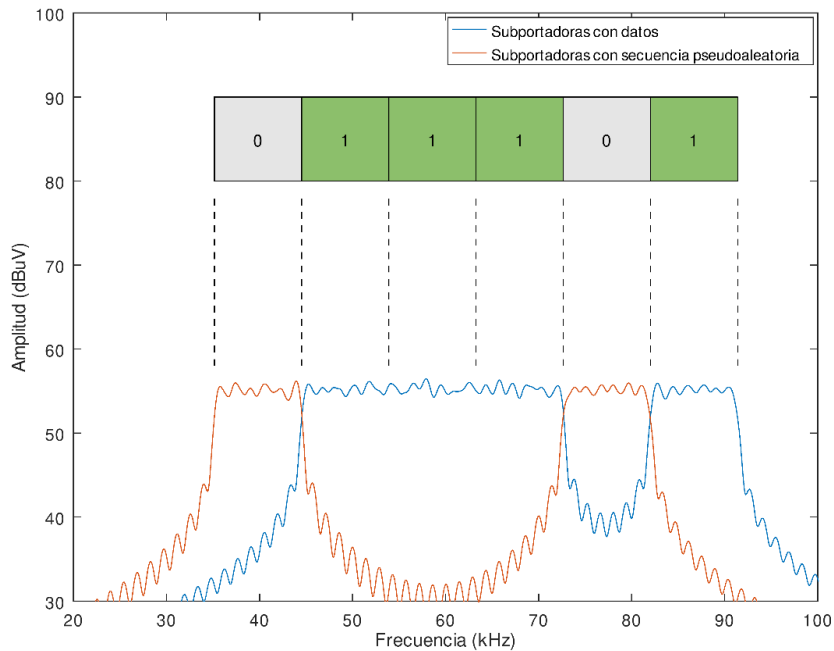


Figura 85. Representación gráfica del uso de datos y de secuencia pseudoaleatoria para la señal G3-PLC, para un Tone Map de valor '011101' (resolución frecuencial de 500 Hz)

Tabla 32. Fragmento de la tabla de vecinos a mantener por cada nodo en el campo de alcance

Nombre del campo	Tamaño	Descripción
Dirección MAC corta	16 bits	Dirección MAC corta del vecino al que esta tabla hace referencia.
Esquema de modulación del payload	1 bit	Esquema de modulación del payload a utilizar cuando se transmita a este vecino. 0: Diferencial 1: Coherente
Tone Map	6 bits	Tone Map a utilizar cuando se transmita a este vecino.
Tipo de modulación	2 bits	Tipo de modulación a utilizar cuando se transmita a este vecino. 0: Modo robusto 1: DBPSK o BPSK 2: DQPSK o QPSK 3: D8PSK o 8-PSK

*Tabla 33. Fragmento del campo TMR dentro del formato de trama MAC*

Field	Byte	Bit number	Bits	Description
TMR	0	3	1	Tone Map request 1: Tone Map is requested 0: Tone Map is not requested

Un punto clave de la implementación de esta tecnología es el proceso de selección del Tone Map. El Tone Map se selecciona en base a un proceso de descubrimiento automático a realizar por el módem G3-PLC. La negociación de los parámetros físicos del Tone Map entre transmisor y receptor permite al transmisor seleccionar el grupo de subportadoras a utilizar en la transmisión de datos; el resto enviará información de relleno, que el receptor ignorará. El algoritmo se realiza en recepción, en función de la potencia recibida de señal y de la estimación de la potencia recibida de ruido (en base al ecualizador y a las medidas del Error Vector Magnitude (EVM) por subportadora), identificando en diferentes rangos de subportadoras cuáles son las más eficaces en el proceso de comunicación. Hay que tener en cuenta que el algoritmo de selección automático del Tone Map no es parte del estándar y puede ser específico de cada fabricante de tecnología G3-PLC.

Desde el punto de vista de la tasa de transferencia efectiva (throughput), utilizar Tone Map significa utilizar menos subportadoras de payload para transmitir datos de niveles superiores. Esto significa que, para transmitir la misma cantidad de información es necesario utilizar más símbolos OFDM, las tramas tendrán una duración mayor y, por tanto, el throughput del sistema utilizando Tone Map es menor para un mismo esquema de modulación.

#### *6.2.3.2 Aproximación 2: Propuesta de evolución de Tone Map con redistribución de potencia*

En este estudio se propone una segunda aproximación, planteando un cambio respecto a lo especificado por la Alianza G3-PLC [8] [9], mediante la modificación de la distribución de potencia entre subportadoras. En lugar de introducir en las subportadoras inactivas una secuencia pseudoaleatoria, se evalúa la opción de no transmitir energía en estas subportadoras, y utilizarla en las subportadoras activas.

Esta segunda aproximación se estudiará bajo el título “G3-PLC: Propuesta de evolución de Tone Map con redistribución de potencia”.



### 6.3 Metodología de medidas

#### 6.3.1 PRIME: Optimización del ecualizador

Se analiza como propuesta de mejora del ecualizador con ajuste de curva polinómica, un tipo de curva alternativo, basado en una curva Spline. En esta sección se introduce la definición de la función Spline.

A nivel matemático, una Spline es una función definida en segmentos por trozos de polinomios. En cuestiones de interpolación y ajuste de curva, Spline es una buena alternativa a la implementación polinómica, porque ofrece resultados similares utilizando polinomios de grado bajo, y evita la oscilación o fenómeno Runge para polinomios de mayor orden. En la Figura 86 se puede observar cómo forzando el paso por todos los puntos, sin ningún tipo de suavizado o ajuste de curva, la interpolación polinómica oscila mientras que la Spline pasa por los puntos sin distorsionarse. Por definición, la Spline tiene más flexibilidad y se podrá acercar más a los puntos sin afectar al conjunto de la curva.

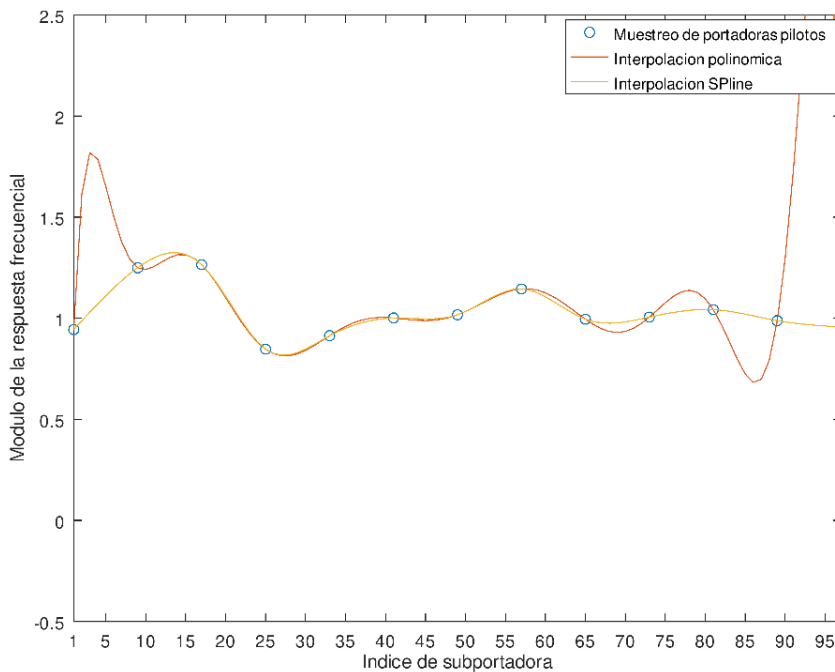


Figura 86. Comparativa de la estabilidad de las interpolaciones Spline y polinómica sin ajuste

Una Spline mapea valores de un intervalo  $[a, b]$  a un conjunto de números reales  $\mathbb{R}$  tal y como se indica en (6.21).

$$S: [a, b] \rightarrow \mathbb{R} \quad (6.21)$$

Esta función  $S$  definida por tramos en el intervalo  $[a, b]$  queda dividida en  $n$  subintervalos que, en su conjunto, conforman el intervalo completo. Esto se realiza seleccionando  $n - 1$  números adicionales  $t_k$  ( $1 \leq k \leq n - 1$ ), representando los puntos dentro del intervalo como en (6.22).

$$a = t_0 \leq t_1 \leq \dots \leq t_{n-1} \leq t_n = b \quad (6.22)$$

Derivando  $n$  subintervalos de la expresión (6.22) se obtiene (6.23).

$$[t_i, t_{i+1}] \text{ para } 0 \leq i \leq n - 1 \quad (6.23)$$

De modo que la unión de todos los segmentos da lugar al segmento total (6.24).

$$[a, b] = [t_0, t_1] \cup [t_1, t_2] \cup \dots \cup [t_{n-2}, t_{n-1}] \cup [t_{n-1}, t_n] \quad (6.24)$$

Para cada uno de los subintervalos se construye un polinomio  $P$  (6.25).

$$P_i: [t_i, t_{i+1}] \rightarrow \mathbb{R} \forall 0 \leq i \leq n - 1 \quad (6.25)$$

Excluyendo los puntos extremos de cada subintervalo (con la excepción del situado más a la derecha), se define  $S$  en  $[a, b]$  por los  $n$  polinomios  $P_i$  en el subintervalo  $i$ -ésimo (6.26).

$$S(t) = \begin{cases} P_0(t) \text{ para } t \in [t_0, t_1) \\ P_1(t) \text{ para } t \in [t_1, t_2) \\ \dots \\ P_{n-2}(t) \text{ para } t \in [t_{n-2}, t_{n-1}) \\ P_{n-1}(t) \text{ para } t \in [t_{n-1}, t_n] \end{cases} \quad (6.26)$$

En caso de que los  $n$  polinomios  $P_i$  tengan cada uno un grado máximo  $m$ , entonces se dice que la Spline es de grado  $m$ .

Los  $n + 1$  puntos de unión  $t_j$  ( $0 \leq j \leq n$ ) se llaman nodos.

Los polinomios que conforman una Spline tienen que cumplir una serie de requisitos para que sus curvas individuales queden unidas entre sí. Estas funciones polinómicas son siempre continuas y derivables. Se define la suavidad de la Spline asegurando que hasta la derivada de orden  $m$  toma el

mismo valor a la izquierda y a la derecha de los nodos de unión. El valor de las primeras derivadas implica las propiedades de continuidad, pendiente, concavidad e inflexión. Este requisito persigue que las propiedades a la izquierda y derecha de cada nodo cambien lentamente para buscar una continuación de las propiedades de la función Spline.

El algoritmo utilizado para hacer el estudio de la propuesta de mejora del ajuste de curva del ecualizador se basa en una curva Spline suavizada de orden 3.

Sea un conjunto de puntos  $\{x_i, Y_i: i = 1, \dots, n\}$ , modelados por la relación  $Y_i = f(x_i) + \epsilon_i$ , donde  $\epsilon_i$  son variables independientes, aleatorias con media cero, que representan el error de ajuste. Siendo  $\hat{f}$  la estimación suavizada de orden 3 de la función  $f$ , se calcula la Spline  $\hat{f}$  que minimice la ecuación (6.27), siendo una función definida a trozos.

$$\sum_{i=1}^n \{Y_i - \hat{f}(x_i)\}^2 + \lambda_2 \int \hat{f}''(x)^2 dx + \lambda_3 \int \hat{f}'''(x)^2 dx \quad (6.27)$$

A continuación, se muestran dos gráficas que incorporan este suavizado o ajuste de curva. Se comparan los resultados proporcionados por la estimación polinómica y por Spline, ambas de orden 3, tal y como han sido implementadas en el presente estudio, evaluando su comportamiento ante distintas respuestas frecuenciales. La Figura 87 muestra una respuesta frecuencial de ejemplo con un muestreo aleatorio de subportadoras piloto que pone a la estimación de canal del ecualizador en un caso límite.

La Figura 88 muestra una respuesta frecuencial plana con ruido tonal, que hace que una de las subportadoras quede distorsionada. La estimación Spline mantiene una función de transferencia más ajustada a la real para las frecuencias que se alejan de este ruido tonal. Sin embargo, la estimación polinómica se aleja más en el conjunto de frecuencias alejadas del ruido tonal.

### 6.3.2 PRIME: Propuesta de mejora incluyendo Reed-Solomon

Tal como se ha descrito en la sección 2.2.1.5, la especificación PRIME define, como opcional, un codificador convolucional para la corrección de errores. El capítulo 5 muestra los resultados con la implementación definida en la especificación a este respecto.

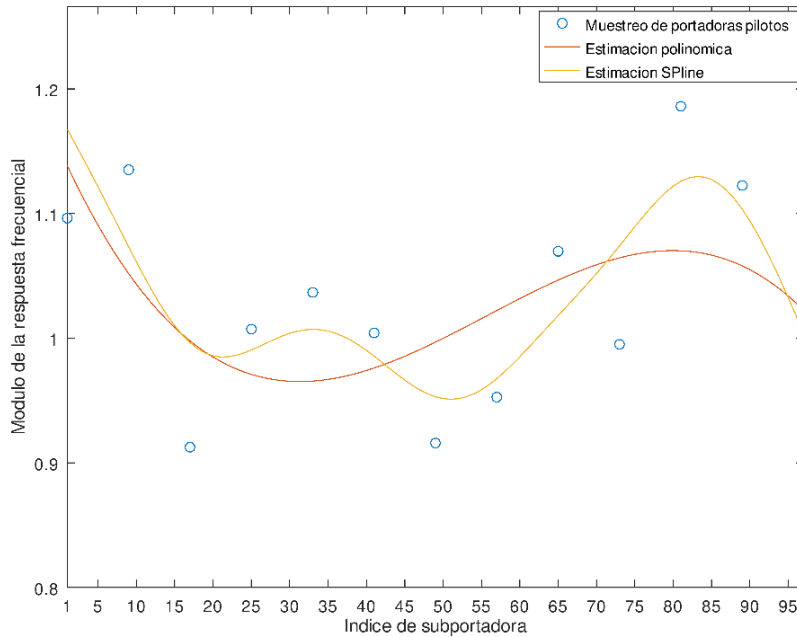


Figura 87. Comparación entre los resultados del ajuste de curva Spline y la estimación polinómica, ante un ejemplo de respuesta frecuencial aleatoria

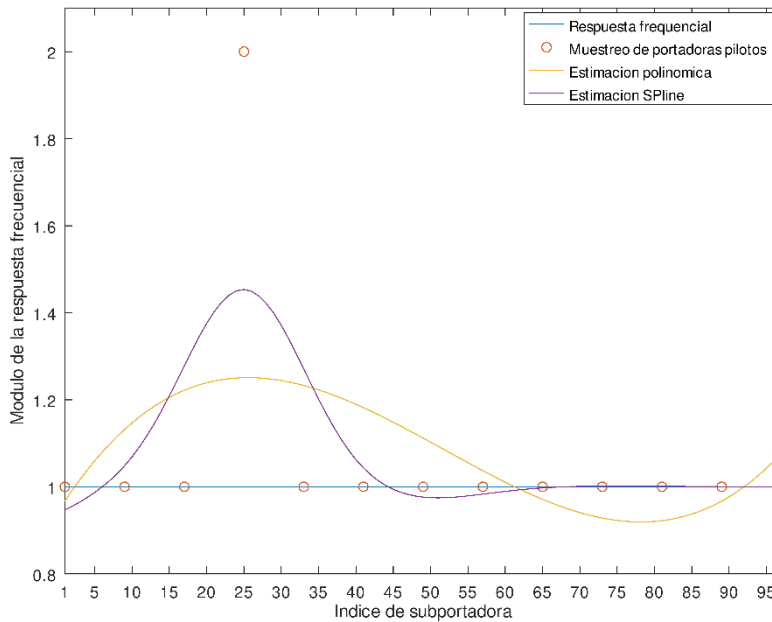


Figura 88. Comparación entre los resultados de la estimación Spline y la estimación polinómica, ante una respuesta frecuencial plana con un ruido tonal

En esta sección, se estudia como propuesta en PRIME la inclusión del codificador Reed-Solomon definido para G3-PLC en su modo normal, según los parámetros siguientes:

- 8 símbolos corregibles, que se logra con 16 bytes de paridad.
- 255 bytes de tamaño codificado, incluida la paridad.
- 239 bytes de tamaño de datos a codificar sin paridad.

En la Figura 89 y en la Figura 90 se muestra de forma esquemática cómo ha sido incluido Reed-Solomon en el diagrama de las etapas de transmisión y de recepción de la capa física de un dispositivo PRIME.

Con el objetivo de evaluar el comportamiento de Reed-Solomon de forma independiente, se plantea su incorporación sobre la mejor configuración disponible para la tecnología PRIME. Es decir, dado que la propuesta del ecualizador de ajuste de curva Spline presentará una adaptación de canal más estable, y por tanto, se espera que tenga un mejor comportamiento respecto a la configuración inicial del ecualizador de ajuste de curva polinómica, se estudia el codificador Reed-Solomon externo sobre la configuración PRIME que incluye el ajuste de curva Spline descrito anteriormente (ver sección 6.3.1).

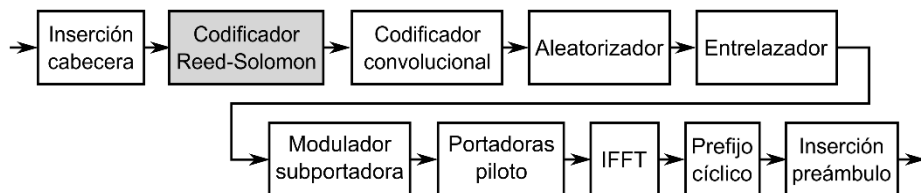


Figura 89. Evolución con Reed-Solomon del diagrama de transmisión de capa física PRIME

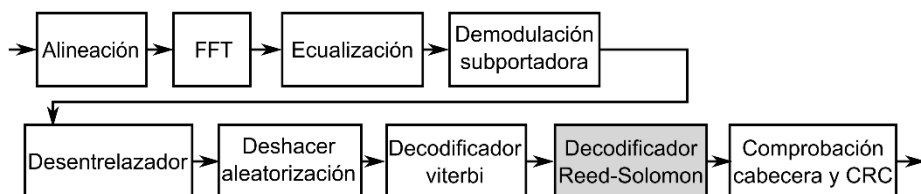


Figura 90. Evolución con Reed-Solomon del diagrama de recepción de capa física PRIME

### 6.3.3 G3-PLC: Mejora mediante la utilización del Tone Map

La gestión de la información por grupos de subportadoras, en base a Tone Map es una funcionalidad opcional según la especificación G3-PLC [8] [9]. Partiendo de los resultados del capítulo 5, obtenidos sin soportar Tone Map, en esta sección se implementa como mejora la gestión adaptativa del uso del canal.

Es importante considerar que, para algunos ruidos tonales, el uso del Tone Map tiene un beneficio potencial muy alto, ya que tiene la capacidad de evitar casi completamente el ruido. Esto se traduciría en un aumento considerable del link budget. El Tone Map se aplica únicamente al payload, esto implica que haya situaciones donde el factor limitante para la mejora de rendimiento introducida por el Tone Map pase a ser la cabecera. Por este motivo, se hace necesario conocer el límite de link budget impuesto por la propia cabecera. En la tecnología G3-PLC de este capítulo 6 se introduce la medida del link budget de la cabecera de G3-PLC, como una configuración física más a evaluar para todos los patrones de ruido. Esto permitirá poder tener en cuenta este efecto en el análisis de resultados.

#### 6.3.3.1 *Aproximación 1: Tone Map estandarizado con secuencia pseudoaleatoria*

Esta propuesta de mejora consiste en explorar la implementación de la gestión de Tone Map dinámico tal cual queda definida en el estándar. Este mecanismo definido en la especificación G3-PLC [8] [9] indica qué grupo de subportadoras utilizar para transmisión de datos y cuáles utilizar para enviar información de relleno que el receptor ignorará.

En el escenario Virtual PLC Lab con la metodología ETSI [19], para la selección de Tone Map, se definen unos umbrales de seguridad de SNR medio para cada uno de los esquemas de modulación, que están representados en la Tabla 34. Para un esquema de modulación dado, el umbral de SNR mínimo se comprueba para cada grupo de 6 subportadoras. Si el SNR medio del grupo de 6 subportadoras supera el umbral definido, el bit del Tone Map relativo a ese grupo de subportadoras será un '1', en caso contrario será un '0'.

Este proceso de cálculo de Tone Map se repite para cada uno de los esquemas de modulación disponibles. Se selecciona la combinación de Tone Map y esquema de modulación que tenga un mayor throughput.

Tabla 34. Umbrales mínimos para utilización de subportadoras en Tone Map

<b>Esquema de modulación</b>	<b>Umbral de SNR</b>
Robo Coherente	2 dB
Robo Diferencial	3,5 dB
BPSK	5,5 dB
DBPSK	7,5 dB
QPSK	9 dB
DQPSK	11 dB
8PSK	14 dB
D8PSK	16 dB

Durante las fases de descubrimiento de la capa MAC, se negociarán entre los extremos esta combinación de Tone Map y esquema de modulación.

Si se comparan los valores de utilización de subportadoras en Tone Map de la Tabla 34, con los valores de SNR mínimo para AWGN de la Tabla 30, se observa que los umbrales son entre 4 y 6 dB más robustos en la selección del Tone Map. Este margen de seguridad adicional está incluido por diseño para ser efectivo teniendo en cuenta que el Tone Map se negocia usando la información de SNR en un momento dado y después se mantiene durante un tiempo en el que es posible que el patrón de ruido tenga variaciones temporales. El margen de guarda de 4 a 6 dB seleccionados asegura, a su vez, que el mecanismo sea efectivo para formas de ruido y respuestas de canal más agresivas.

Para la realización de esta tesis doctoral, se ejecuta la simulación G3-PLC completa en su configuración física inicial, tal y como se describe en el capítulo 5, con Tone Map '111111', y dentro de este proceso, se extrae el valor promedio de Tone Map para cada combinación de perturbación de canal y configuración física para el punto de FER 5%. Una vez obtenido el Tone Map por este método, se repetirá todo el cálculo de link budget del mismo modo que se hacía en el capítulo 5, pero aplicando el Tone Map calculado esta vez.

Existe una pequeña ampliación respecto a lo especificado en el estándar. La especificación limita el uso de Tone Map a los modos no robustos (DBPSK, DQPSK, D8PSK, BPSK, QPSK, 8PSK). Sin embargo, este estudio se realizará aplicando el Tone Map a todos los esquemas de modulación G3-PLC, incluyendo los modos robustos.

En todas las subportadoras se transmite energía, bien sea para transmitir datos o incluyendo una secuencia de relleno. Aquellas subportadoras que no llevan información, según la especificación, incluyen valores binarios extraídos de una secuencia pseudoaleatoria.

### 6.3.3.2 Aproximación 2: Propuesta de evolución de Tone Map con redistribución de potencia

Partiendo de la metodología descrita para la implementación del Tone Map según la especificación de G3-PLC [8] [9], se plantea el estudio de una mejora de dicha funcionalidad. En lugar de transmitir una secuencia pseudoaleatoria en aquellas subportadoras marcadas con '0' por el Tone Map, se plantea no enviar potencia en esas subportadoras, usando ese excedente de potencia en las subportadoras marcadas a '1'. Dicho de otro modo, la potencia que no se use en las subportadoras marcadas a '0' por el Tone Map se realoja en las subportadoras marcadas a '1', manteniendo la potencia total de transmisión constante.

De esta manera, la potencia de transmisión es creciente con el número de subportadoras sin datos (según el Tone Map), cuya energía pasa a utilizarse de forma efectiva para la transmisión de datos. El incremento de la DEP esperado se puede representar con la fórmula (6.28), a su vez representada en la Tabla 35.

$$\Delta DEP_{TX} = 10 \cdot \log \frac{\text{Num bits Tone Map}}{\text{Num '1' Tone Map}} \quad (6.28)$$

La Figura 91 muestra el espectro del payload de G3-PLC utilizando este concepto, para diferentes combinaciones de Tone Map. Se observa que, cuanto menor es el conjunto de frecuencias utilizado para transmitir datos de forma efectiva, mayor es la potencia de estas subportadoras.

Tabla 35. Incremento de la DEP esperado, en función de la composición del Tone Map

Composición Tone Map (Número de unos)	Ejemplo Tone Map	$\Delta DEP_{TX}$ (dB)
1	010000	7,78
2	010100	4,77
3	011100	3,01
4	011101	1,76
5	111101	0,79
6	111111	0



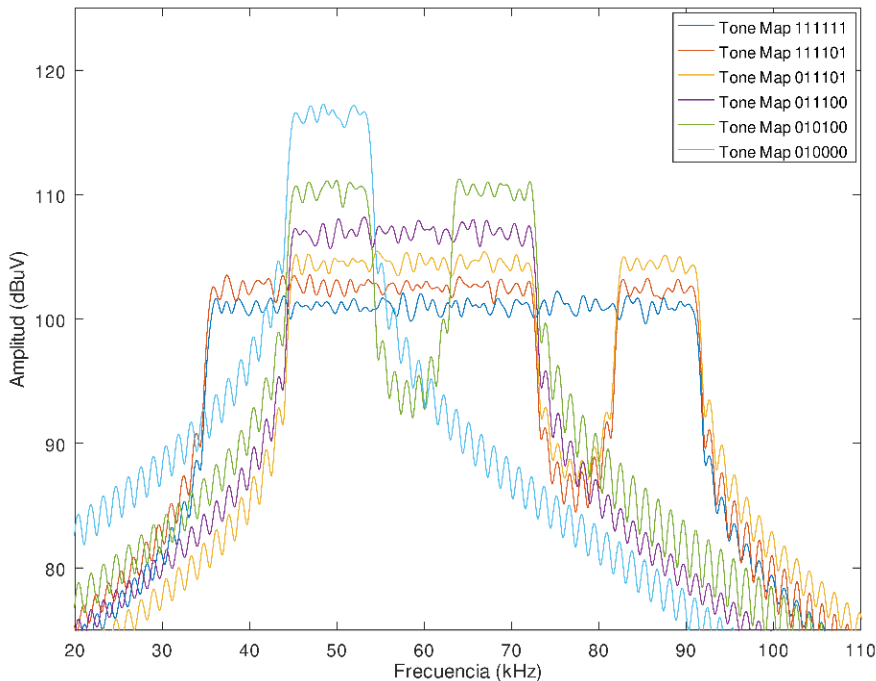


Figura 91. Evolución espectral del payload, con Tone Map con redistribución de potencia, con resolución frecuencial de 500 Hz

#### 6.3.4 Datos de uso del Virtual PLC Lab

La evaluación del rendimiento de las propuestas de mejora sobre la capa física se realiza sobre el entorno de prueba del Virtual PLC Lab. En cuanto a los datos de uso del Virtual PLC Lab, se pueden identificar las cinco etapas siguientes.

- PRIME con ecualizador optimizado
- PRIME incluyendo Reed-Solomon
- G3-PLC, cálculo del Tone Map
- G3-PLC, implementación estandarizada del Tone Map
- G3-PLC, Tone Map con redistribución de potencia

Cada uno de los bloques se centra en una de las tecnologías PRIME o G3-PLC. Si sumamos todas las combinaciones de capa física, serían 28 combinaciones en la tecnología PRIME y 24 en G3-PLC. Las pruebas se realizan sobre un total de 52 opciones para el módem transmisor:

- Los dos primeros bloques se centran en la tecnología PRIME. Cada uno de ellos se debe realizar para las 14 opciones del módem transmisor en cuanto a la capa física PRIME (8 esquemas de modulación para las tramas de tipo B y 6 esquemas de modulación para las tramas de tipo A).
- Los tres bloques siguientes se centran en la tecnología G3-PLC. Cada uno de estos debe ejecutarse para las 8 opciones de la capa física de la tecnología G3-PLC (4 esquemas de modulación coherentes y 4 diferenciales).

En cada uno de los bloques se ejecuta el análisis completo en cada uno de las 38 perturbaciones o ruidos, del mismo modo que se describía en el capítulo 5:

- 25 ruidos tonales (fuente [19]).
- 1 ruido impulsivo periódico (fuente [19]).
- 1 ruido impulsivo aleatorio (fuente [19]).
- 4 ruidos intencionados de comunicaciones (fuente [19]).
- 1 ruido AWGN (implementación propia dentro del alcance del Virtual PLC Lab).
- 6 ruidos DER (fuente [42]).

Adicionalmente, el análisis de resultados de las propuestas de mejora planteadas para G3-PLC requiere de un estudio del link budget ofrecido sólo por la cabecera. Este estudio se debe realizar para cada una de las 38 perturbaciones.

Se evalúa el FER para cada SNR de las combinaciones mencionadas. El estudio de propuestas para la mejora del rendimiento de las tecnologías PLC engloba el conjunto de 52 configuraciones de capa física en condiciones de canal que presentan los 38 tipos de perturbación, más el estudio particular del link budget de la cabecera.

El informe de resultado generado por el Virtual PLC Lab contendrá resultados de 1782 curvas de SNR, para cuyo cálculo es necesario intercambiar 848 millones de tramas. De nuevo, se puede resaltar que este entorno virtualizado es crítico para permitir este estudio, ya que el tiempo y complejidad de realizar este mismo estudio con una aproximación convencional al laboratorio analógico sería inabordable.

## 6.4 Resultados obtenidos

En cuanto a la ejecución de las pruebas y el formato de los resultados para mostrar la eficacia de las propuestas de mejora en el rendimiento de las tecnologías PLC en estudio, se usa la metodología de prueba descrita en el capítulo 5. Este procedimiento que sigue el Virtual PLC Lab, se resume a continuación.

- En primer lugar, se extrae una curva de SNR-FER para cada combinación de perturbación de canal y configuración física.
- En base a estos resultados SNR-FER se aplica la metodología ETSI [19] para obtener cada una de las combinaciones de link budget.
- En base a estos links budgets, se calcula el resto de métricas estandarizadas que resumen las capacidades de comunicación.

Los Apéndices C, D, E y F resumen las curvas SNR-FER más representativas para las configuraciones físicas de PRIME y G3-PLC, incluyendo las propuestas de mejora de rendimiento:

**Apéndice C.** Curvas SNR-FER para PRIME con ecualizador optimizado.

**Apéndice D.** Curvas SNR-FER para PRIME incluyendo Reed-Solomon.

**Apéndice E.** Curvas SNR-FER para G3-PLC con Tone Map estándar.

**Apéndice F.** Curvas SNR-FER para G3-PLC con Tone Map con redistribución de potencia.

En las secciones siguientes se recogen los datos más relevantes obtenidos para las métricas del informe de resultados generado por el Virtual PLC Lab. Cada una de las configuraciones físicas mejoradas se muestra con una combinación de dos tablas. En primer lugar, se muestran los resultados absolutos (ejemplo Tabla 36), y en segundo lugar los resultados incrementales (ejemplo Tabla 37), para valorar el cambio que introduce cada propuesta de forma independiente.

Las filas de las tablas incluyen las métricas de prueba tal y como han sido listadas en la sección de metodología. En su mayor parte, se trata de métricas estandarizadas por ETSI [19], complementadas con otras métricas definidas dentro del alcance de esta tesis. Los resultados cubren las fuentes de perturbación ETSI [19] y DER [42]. En las tablas incrementales se muestran los

Tabla 36. Resultados absolutos con el ecualizador optimizado para PRIME 1.3.6 y 1.4

Parameter	Header Type B*									Header Type A						Units
	Robust DBPSK	Robust DQPSK	DBPSK_CC	DQPSK_CC	D8PSK_CC	DBPSK	DQPSK	D8PSK	DBPSK_CC	DQPSK_CC	D8PSK_CC	DBPSK	DQPSK	D8PSK		
SNR required for AWGN	-1,0	1,8	3,2	6,0	11,0	9,2	14,6	20,2	3,6	6,4	11,0	9,2	14,6	20,0	dB	
Packet layer data rate ( $DR_{PKT}$ )	4,8	8,8	15,4	24,5	29,2	24,5	33,5	39,2	19,1	32,9	46,1	32,9	51,3	66,1	kbps	
Tonal noise link budget	43,9	41,9	37,8	33,3	21,8	14,2	9,3	4,1	35,0	32,6	21,7	14,2	9,3	4,1	dB	
Tonal in-band noise link budget	35,0	33,5	29,1	24,9	11,2	1,4	-3,2	-8,3	25,6	23,6	11,2	1,4	-3,2	-8,3	dB	
Periodic impulse noise link budget	23,7	21,7	12,3	9,1	3,3	11,5	3,1	-2,9	12,3	8,7	3,3	11,1	3,1	-2,9	dB	
Random impulse noise link budget	25,9	22,9	19,1	16,5	11,3	12,3	6,3	0,7	18,7	16,1	11,3	12,3	6,5	1,1	dB	
Intentional communicator link budget	37,5	37,5	32,1	28,1	23,1	21,7	15,7	10,7	32,1	27,7	23,1	21,7	15,7	10,7	dB	
Composite link budget ( $LB_{PHY}$ )	42,2	40,8	36,3	33,4	27,9	27,9	22,9	18,5	35,6	33,0	27,9	27,9	22,9	18,6	dB	
Composite in-band link budget	28,2	26,0	20,2	16,8	8,6	8,4	2,1	-3,5	18,9	16,1	8,6	8,3	2,1	-3,4	dB	
der04 link budget	32,3	31,5	26,1	22,9	14,3	6,3	2,1	-3,3	25,9	22,9	14,1	6,3	2,1	-3,3	dB	
der06 link budget	31,7	31,3	26,7	24,5	14,1	4,1	0,1	-4,7	26,9	24,5	14,1	4,1	0,3	-4,7	dB	
der34 link budget	53,6	51,0	48,8	45,8	41,4	40,2	34,8	29,0	48,6	45,8	41,4	40,2	34,6	29,2	dB	
der36 link budget	49,6	47,0	45,0	42,6	37,8	36,8	31,2	25,4	44,8	42,4	37,6	36,8	31,4	25,8	dB	
der50 link budget	0,7	-1,9	-6,5	-8,9	-14,5	-16,7	-22,3	-27,7	-6,9	-9,5	-14,7	-16,7	-22,3	-27,7	dB	
der51 link budget	6,0	3,6	-0,2	-2,8	-8,2	-10,0	-15,4	-20,8	-0,8	-3,2	-8,2	-10,2	-15,4	-20,8	dB	
der average link budget	29,0	27,1	23,3	20,7	14,2	10,1	5,1	-0,4	23,1	20,5	14,1	10,1	5,1	-0,3	dB	

\* Header Type B is defined in 1.4 revision of PRIME standard (not available for PRIME 1.3.6)

Tabla 37. Resultados incrementales con el ecualizador optimizado para PRIME 1.3.6 y 1.4

Parameter	Header Type B*									Header Type A						Units
	Robust DBPSK	Robust DQPSK	DBPSK_CC	DQPSK_CC	D8PSK_CC	DBPSK	DQPSK	D8PSK	DBPSK_CC	DQPSK_CC	D8PSK_CC	DBPSK	DQPSK	D8PSK		
SNR required for AWGN	0,2	0,2	0,0	0,2	0,0	0,0	0,0	0,2	0,2	0,2	0,0	0,0	0,0	0,0	dB	
Packet layer data rate ( $DR_{PKT}$ )	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	%	
Tonal noise link budget	5,4	8,9	5,8	6,0	4,1	0,0	0,0	0,0	4,3	5,2	4,1	0,0	0,0	0,0	dB	
Tonal in-band noise link budget	6,0	10,8	7,3	8,5	5,1	0,0	0,0	0,0	5,4	7,1	5,2	0,0	0,0	0,0	dB	
Periodic impulse noise link budget	-0,4	-0,2	0,0	0,0	0,2	0,0	0,0	0,0	0,0	-0,2	0,2	0,0	0,0	0,0	dB	
Random impulse noise link budget	0,0	-0,2	-0,2	0,0	0,0	0,0	-0,2	-0,2	-0,4	-0,2	0,0	0,0	0,0	0,2	dB	
Intentional communicator link budget	0,0	0,0	0,4	0,6	0,6	0,0	0,0	0,0	0,6	0,2	0,8	0,0	0,0	0,0	dB	
Composite link budget ( $LB_{PHY}$ )	1,0	1,7	1,2	1,3	1,0	0,0	0,0	0,0	0,9	1,0	1,0	0,0	0,0	0,0	dB	
Composite in-band link budget	1,9	3,5	2,4	2,8	1,8	0,0	-0,1	-0,1	1,7	2,2	1,8	0,0	0,0	0,1	dB	
der04 link budget	2,8	8,4	5,8	4,8	4,6	0,0	0,0	0,0	5,8	5,0	4,4	0,0	0,0	-0,2	dB	
der06 link budget	4,4	9,0	8,0	7,8	6,4	0,0	0,0	0,2	8,2	7,8	6,2	0,0	0,2	0,2	dB	
der34 link budget	0,0	0,2	0,0	-0,2	0,6	0,0	0,2	0,0	0,0	-0,2	0,6	0,0	0,0	0,0	dB	
der36 link budget	0,2	0,0	0,0	0,0	0,6	0,0	0,0	-0,2	-0,2	0,0	0,4	0,0	0,2	0,0	dB	
der50 link budget	-0,2	-0,2	-0,4	0,0	1,2	0,0	0,0	0,0	-0,6	-0,4	1,2	0,0	-0,2	0,0	dB	
der51 link budget	0,0	-0,2	-0,2	-0,2	0,8	0,0	0,0	0,0	-0,6	-0,4	1,0	-0,2	-0,2	0,0	dB	
der average link budget	1,2	2,9	2,2	2,0	2,4	0,0	0,0	0,0	2,1	2,0	2,3	0,0	0,0	0,0	dB	

\* Header Type B is defined in 1.4 revision of PRIME standard (not available for PRIME 1.3.6)

valores de link budget en unidades de dB y la tasa de transferencia de datos ( $DR_{PKT}$ ) en porcentaje.

Las columnas de las tablas representan los esquemas de modulación disponibles en los estándares de las tecnologías PLC en estudio.

#### 6.4.1 PRIME: Optimización del ecualizador

La Tabla 36 recoge los resultados absolutos para las métricas de link budget obtenidos en PRIME con el ecualizador Spline. Los resultados están agrupados en dos configuraciones físicas: cabecera tipo A y cabecera tipo B. La cabecera tipo A es común para PRIME 1.3.6 y PRIME 1.4, mientras que la cabecera tipo B está definida sólo en la evolución del estándar PRIME 1.4. La misma tabla, por tanto, cubre los resultados de ambas versiones del estándar de comunicaciones PRIME.

DBPSK, DQPSK, D8PSK son esquemas de modulación de payload sin ningún mecanismo de corrección de error. DBPSK\_CC, DQPSK\_CC, D8PSK\_CC usan codificador convolucional. R\_DBPSK y R\_DQPSK usan tanto codificador convolucional como repetición por 4.

La Tabla 37 muestra los resultados incrementales de PRIME con el ecualizador de ajuste de curva Spline, respecto a la configuración inicial con ecualizador de curva polinómica (Tabla 29).

#### 6.4.2 PRIME: Propuesta de mejora incluyendo Reed-Solomon

La Tabla 38 muestra los resultados absolutos para las métricas de link budget obtenidos con el codificador Reed-Solomon externo, para PRIME 1.3.6 y PRIME 1.4. Tal y como se indicaba en la metodología, el codificador Reed-Solomon se implementa sobre la configuración PRIME con el ecualizador optimizado con ajuste de curva Spline.

En esta configuración física DBPSK, DQPSK, D8PSK son esquemas de modulación de payload que pasan de no tener ningún mecanismo de corrección de error a incluir un codificador Reed-Solomon. Los modos DBPSK\_CC, DQPSK\_CC, D8PSK\_CC usan codificador convolucional combinado con el codificador Reed-Solomon externo. R\_DBPSK y R\_DQPSK muestran el efecto combinado del codificador convolucional, codificador Reed-Solomon y repetición por 4.

La Tabla 39 muestra los resultados incrementales de PRIME con el codificador Reed-Solomon externo, respecto a la configuración optimizada del ecualizador optimizado con ajuste de curva Spline (Tabla 36). De este modo, los resultados incrementales siempre se centran en la mejora individual de la configuración física en estudio.

*Tabla 38. Resultados absolutos incluyendo Reed-Solomon para PRIME 1.3.6 y 1.4  
(sobre ecualizador con ajuste de curva Spline)*

Parameter	Header Type B*									Header Type A						Units
	Robust DBPSK	Robust DQPSK	DBPSK_CC	DQPSK_CC	D8PSK_CC	DBPSK	DQPSK	D8PSK	DBPSK_CC	DQPSK_CC	D8PSK_CC	DBPSK	DQPSK	D8PSK		
SNR required for AWGN	-1,6	0,8	2,2	5,0	9,2	6,2	11,2	16,6	2,8	5,6	9,2	6,2	11,2	16,6	dB	
Packet layer data rate (DR <sub>PKT</sub> )	4,2	7,7	14,0	22,1	27,4	23,3	30,6	39,2	17,6	30,7	41,9	30,7	51,3	66,1	kbps	
Tonal noise link budget	44,5	42,8	39,5	34,9	25,6	18,9	15,9	14,9	35,6	33,7	25,6	19,3	16,1	15,1	dB	
Tonal in-band noise link budget	35,2	34,3	30,6	26,3	15,9	7,5	5,5	5,3	25,8	24,6	15,9	8,3	5,7	5,7	dB	
Periodic impulse noise link budget	24,1	22,3	12,9	9,5	4,7	12,1	4,3	-1,3	12,5	9,5	4,9	12,1	4,5	-1,3	dB	
Random impulse noise link budget	26,3	23,9	20,9	17,7	13,7	16,3	10,9	5,7	19,9	17,3	13,5	16,1	10,9	5,9	dB	
Intentional communicator link budget	37,5	37,5	33,5	31,5	26,1	26,3	20,5	15,3	33,5	30,3	25,7	26,3	20,1	15,3	dB	
Composite link budget (LB <sub>PHY</sub> )	42,5	41,3	37,4	34,7	30,0	30,7	26,3	22,9	36,3	34,2	29,9	30,8	26,3	23,0	dB	
Composite in-band link budget	28,5	26,8	21,5	17,8	11,4	12,0	6,9	3,2	19,4	17,1	11,4	12,2	7,0	3,4	dB	
der04 link budget	33,5	31,7	27,5	25,1	17,7	15,5	10,5	9,3	27,5	24,9	17,9	15,9	11,1	9,3	dB	
der06 link budget	33,5	33,3	29,3	26,1	17,7	13,1	8,1	7,1	29,3	25,9	17,7	13,1	8,3	7,1	dB	
der34 link budget	54,8	51,6	50,2	46,8	42,8	46,2	40,6	35,2	49,8	46,6	42,8	46,2	41,0	35,6	dB	
der36 link budget	51,0	48,2	46,4	43,2	39,0	42,6	37,0	31,6	45,8	43,4	39,4	42,6	37,0	31,8	dB	
der50 link budget	1,5	-1,1	-4,5	-7,5	-12,1	-12,3	-16,5	-21,7	-5,1	-7,9	-12,3	-12,5	-16,5	-21,7	dB	
der51 link budget	7,0	4,6	1,6	-1,4	-5,8	-5,6	-10,0	-15,0	0,8	-1,8	-6,0	-5,8	-9,8	-15,0	dB	
der average link budget	30,2	28,1	25,1	22,1	16,6	16,6	11,6	7,8	24,7	21,9	16,6	16,6	11,9	7,9	dB	

\* Header Type B is defined in 1.4 revision of PRIME standard (not available for PRIME 1.3.6)

*Tabla 39. Resultados incrementales incluyendo Reed-Solomon para PRIME 1.3.6 y 1.4  
(sobre ecualizador con ajuste de curva Spline)*

Parameter	Header Type B*									Header Type A						Units
	Robust DBPSK	Robust DQPSK	DBPSK_CC	DQPSK_CC	D8PSK_CC	DBPSK	DQPSK	D8PSK	DBPSK_CC	DQPSK_CC	D8PSK_CC	DBPSK	DQPSK	D8PSK		
SNR required for AWGN	-0,6	-1,0	-1,0	-1,0	-1,8	-3,0	-3,4	-3,6	-0,8	-0,8	-1,8	-3,0	-3,4	-3,4	dB	
Packet layer data rate (DR <sub>PKT</sub> )	-11,1	-13,4	-9,2	-9,7	-6,0	-5,1	-8,6	0,0	-7,7	-6,7	-9,2	-6,7	0,0	0,0	%	
Tonal noise link budget	0,6	0,8	1,7	1,6	3,8	4,6	6,6	10,8	0,6	1,1	3,8	5,1	6,8	11,0	dB	
Tonal in-band noise link budget	0,1	0,8	1,5	1,4	4,6	6,1	8,7	13,6	0,2	1,0	4,7	6,9	8,9	13,9	dB	
Periodic impulse noise link budget	0,4	0,6	0,6	0,4	1,4	0,6	1,2	1,6	0,2	0,8	1,6	1,0	1,4	1,6	dB	
Random impulse noise link budget	0,4	1,0	1,8	1,2	2,4	4,0	4,6	5,0	1,2	1,2	2,2	3,8	4,4	4,8	dB	
Intentional communicator link budget	0,0	0,0	1,4	3,4	3,0	4,6	4,8	4,6	1,4	2,6	2,6	4,6	4,4	4,6	dB	
Composite link budget (LB <sub>PHY</sub> )	0,3	0,5	1,1	1,3	2,1	2,8	3,4	4,4	0,7	1,1	2,0	2,9	3,4	4,4	dB	
Composite in-band link budget	0,3	0,8	1,3	1,0	2,8	3,6	4,8	6,7	0,5	1,0	2,8	3,9	4,9	6,8	dB	
der04 link budget	1,2	0,2	1,4	2,2	3,4	9,2	8,4	12,6	1,6	2,0	3,8	9,6	9,0	12,6	dB	
der06 link budget	1,8	2,0	2,6	1,6	3,6	9,0	8,0	11,8	2,4	1,4	3,6	9,0	8,0	11,8	dB	
der34 link budget	1,2	0,6	1,4	1,0	1,4	6,0	5,8	6,2	1,2	0,8	1,4	6,0	6,4	6,4	dB	
der36 link budget	1,4	1,2	1,4	0,6	1,2	5,8	5,8	6,2	1,0	1,0	1,8	5,8	5,6	6,0	dB	
der50 link budget	0,8	0,8	2,0	1,4	2,4	4,4	5,8	6,0	1,8	1,6	2,4	4,2	5,8	6,0	dB	
der51 link budget	1,0	1,0	1,8	1,4	2,4	4,4	5,4	5,8	1,6	1,4	2,2	4,4	5,6	5,8	dB	
der average link budget	1,2	1,0	1,8	1,4	2,4	6,5	6,5	8,1	1,6	1,4	2,5	6,5	6,7	8,1	dB	

\* Header Type B is defined in 1.4 revision of PRIME standard (not available for PRIME 1.3.6)



6.4.1 G3-PLC: Mejora mediante la utilización del Tone Map

6.4.1.1 Aproximación 1: Tone Map estandarizado con secuencia pseudoaleatoria

La Tabla 40 muestra el resultado de los Tone Map seleccionados por el algoritmo de selección para cada perturbación y configuración física. La Tabla 41 muestra los resultados absolutos para las métricas de link budget obtenidos para la tecnología G3-PLC, aplicando los Tone Map resultantes de la Tabla 40. Los resultados quedan agrupados en dos configuraciones físicas, considerando la modulación de los símbolos del payload: modulación diferencial y coherente.

Todos los esquemas de modulación del payload cuentan con codificador convolucional y Reed-Solomon. Los modos ROBO incluyen repetición por 4. El Tone Map se implementa como mecanismo adicional para todos estos esquemas de modulación.

La Tabla 42 muestra los resultados incrementales de G3-PLC, soportando Tone Map, que evita incluir datos en las subportadoras más afectadas por el ruido, respecto a la configuración inicial de G3-PLC recogida en el capítulo 5 (Tabla 30).

Tabla 40. Tone Map seleccionados para cada perturbación y configuración física

	Diferencial				Coherente			
	ROBO	DBPSK	DQPSK	D8PSK	ROBO	BPSK	QPSK	8PSK
AWGN	11111111	11111111	11111111	11111111	11111111	11111111	11111111	11111111
Ruido tonal 26 kHz	10110111	01010111	01011111	10111111	10010111	01010111	01010111	01011111
Ruido tonal 31 kHz	11010111	01010111	11011111	11011111	11001111	11001111	01010111	01010111
Ruido tonal 36 kHz	01101111	01010111	01111111	11111111	01101111	01010111	01010111	01111111
Ruido tonal 41 kHz	01111011	01111011	11111111	01111111	01111011	01111011	01111011	01111111
Ruido tonal 46 kHz	10111111	01111111	01111111	01111111	01111111	01111111	01111111	01111111
Ruido tonal 51 kHz	10111111	01111111	01111111	10111111	10111111	01111111	01111111	01111111
Ruido tonal 56 kHz	11011111	11011111	11011111	11011111	11011111	11011111	01111111	01111111
Ruido tonal 61 kHz	01101111	11011111	11011111	11111111	01101111	11011111	01101111	11111111
Ruido tonal 66 kHz	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111
Ruido tonal 71 kHz	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111
Ruido tonal 76 kHz	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111
Ruido tonal 81 kHz	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111	11110111
Ruido tonal 86 kHz	11111110	11111110	11111110	11111110	11111110	11111110	11111110	11111110
Ruido tonal 91 kHz	11111110	11111110	11111110	11111111	11111110	11111110	11111110	11111110
Ruido impulsivo periodico	11110111	11111111	11110111	11110111	11110111	11111111	11111111	11111111
Ruido impulsivo aleatorio	00000111	00000111	00000111	00000111	00000111	00000111	00000111	00000111
Ruido der04	11111110	01011110	01011110	01011110	01011110	01011110	01011110	01011110
Ruido der06	11111110	01011110	01011110	01011110	01011110	01011110	01011110	01011110
Ruido der34	01011111	01011111	01011111	01011111	01011111	01011111	01011111	01011111
Ruido der36	01011111	01011111	01011111	01011111	01011111	01011111	01011111	01011111
Ruido der50	00000111	00000111	00000111	00000111	00000111	00000111	00000111	00000111
Ruido der51	00000111	00000111	00000111	00000111	00000111	00000111	00000111	00000111

Tabla 41. Resultados absolutos con Tone Map estándar en G3-PLC

Parameter	Header	Differential				Coherent				Units
		ROBO	DBPSK	DQPSK	D8PSK	ROBO	BPSK	QPSK	8PSK	
SNR required for AWGN	-3,6	-2,2	1,2	4,6	9,8	-3,6	-0,8	2,2	6,2	dB
Tonal noise link budget	46,7	46,1	43,3	30,4	21,3	46,0	44,6	42,8	31,9	dB
Tonal in-band noise link budget	39,7	39,4	36,2	22,7	10,8	39,2	37,6	36,0	22,7	dB
Periodic impulse noise link budget	29,3	28,6	26,1	26,1	18,1	27,6	27,6	27,1	19,1	dB
Random impulse noise link budget	26,9	26,8	25,3	21,8	17,3	26,8	26,3	19,3	20,3	dB
Intentional communicator link budget	41,5	41,5	38,5	39,0	38,5	41,5	39,0	39,0	38,5	dB
Composite link budget (LB <sub>PHY</sub> )	44,9	44,6	42,6	39,5	35,0	44,4	43,5	41,6	38,0	dB
Composite in-band link budget	32,0	31,6	29,2	23,5	15,4	31,2	30,5	27,5	20,7	dB
der04 link budget	30,3	29,5	28,5	26,5	23,5	29,0	28,0	27,0	25,0	dB
der06 link budget	30,7	29,3	28,8	27,8	24,8	28,8	28,3	27,8	25,8	dB
der34 link budget	57,2	56,4	52,4	48,4	43,4	56,4	55,4	51,9	46,4	dB
der36 link budget	52,8	52,0	48,5	44,5	39,5	52,5	51,0	46,0	42,5	dB
der50 link budget	2,1	1,7	0,2	-3,3	-8,3	1,7	1,2	-6,3	-5,8	dB
der51 link budget	7,8	7,4	5,4	1,9	-2,1	7,4	5,9	0,4	-4,1	dB
der average link budget	30,2	29,4	27,3	24,3	20,1	29,3	28,3	24,5	21,6	dB

Tabla 42. Resultados incrementales con Tone Map estándar en G3-PLC

Parameter	Differential				Coherent				Units
	ROBO	DBPSK	DQPSK	D8PSK	ROBO	BPSK	QPSK	8PSK	
SNR required for AWGN	0	0	0	0	0	0	0	0	dB
Tonal noise link budget	1,8	6,3	6,6	4,5	1,3	6,6	8,0	9,0	dB
Tonal in-band noise link budget	2,4	8,1	9,6	5,6	1,5	8,1	9,9	10,4	dB
Periodic impulse noise link budget	-0,5	0,0	4,6	2,2	-0,7	-0,1	0,2	-0,2	dB
Random impulse noise link budget	1,7	4,8	5,5	5,8	0,1	4,0	-0,4	5,4	dB
Intentional communicator link budget	0,0	0,0	8,5	12,0	2,2	0,5	3,5	8,6	dB
Composite link budget (LB <sub>PHY</sub> )	0,6	2,2	5,0	4,9	0,6	2,2	2,3	4,6	dB
Composite in-band link budget	1,2	4,3	6,6	4,5	0,3	4,0	3,2	5,2	dB
der04 link budget	0,6	1,2	5,6	6,8	0,1	0,7	1,3	5,7	dB
der06 link budget	0,0	0,9	5,1	9,3	0,3	1,2	1,5	5,5	dB
der34 link budget	0,6	2,6	6,4	6,4	-0,2	3,8	3,5	4,6	dB
der36 link budget	0,4	3,1	6,3	5,9	-0,1	3,8	2,0	4,9	dB
der50 link budget	2,0	4,9	6,0	6,6	0,0	4,3	-0,4	4,7	dB
der51 link budget	1,6	3,8	4,7	6,1	-0,2	2,7	-0,2	-0,1	dB
der average link budget	0,9	2,8	5,7	6,9	0,0	2,8	1,3	4,2	dB

#### 6.4.1.2 Aproximación 2: Propuesta de evolución de Tone Map con redistribución de potencia

Esta implementación se realiza con los mismos Tone Map de partida, ya recogidos en la Tabla 40.

La Tabla 43 muestra los resultados absolutos para las métricas de link budget obtenidos para la tecnología G3-PLC, redistribuyendo la potencia de



6. Propuestas sobre la capa física para la mejora del rendimiento de las tecnologías PLC



las subportadoras inactivas de los Tone Map resultantes de la Tabla 40, alojándola en el resto de subportadoras activas.

De nuevo, el Tone Map se implementa como mecanismo adicional para todos los esquemas de modulación, siguiendo la misma estructura de tabla descrita en secciones previas.

La Tabla 44 muestra los resultados incrementales de G3-PLC, con Tone Map con redistribución de potencia respecto al soporte de Tone Map estándar estudiado en la sección previa (Tabla 41).

Tabla 43. Resultados absolutos con Tone Map con redistribución de potencia en G3-PLC

Parameter	Header	Differential					Coherent				Units
		ROBO	DBPSK	DQPSK	D8PSK		ROBO	BPSK	QPSK	8PSK	
SNR required for AWGN	-3,6	-2,2	1,2	4,6	9,8	-3,6	-0,8	2,2	6,4	dB	
Tonal noise link budget	46,7	46,1	44,6	30,6	21,3	46,0	44,8	44,3	32,1	dB	
Tonal in-band noise link budget	39,7	39,5	37,7	23,0	11,0	39,2	37,8	37,5	23,0	dB	
Periodic impulse noise link budget	29,3	28,9	26,1	26,1	20,9	28,1	27,5	27,1	19,1	dB	
Random impulse noise link budget	26,9	26,9	26,7	25,3	22,3	26,9	26,9	19,7	23,9	dB	
Intentional communicator link budget	41,5	41,5	38,7	39,1	38,5	41,5	39,3	39,3	38,5	dB	
Composite link budget (LB <sub>PHY</sub> )	44,9	44,7	43,2	40,2	36,6	44,5	43,7	42,1	38,7	dB	
Composite in-band link budget	32,0	31,8	30,2	24,8	18,1	31,4	30,7	28,1	22,0	dB	
der04 link budget	30,3	29,5	28,7	27,5	25,3	28,9	28,3	27,3	26,1	dB	
der06 link budget	30,7	29,7	29,1	28,7	26,3	29,1	28,5	27,9	26,3	dB	
der34 link budget	57,2	56,4	53,4	49,4	44,6	57,0	56,4	53,6	47,4	dB	
der36 link budget	52,8	52,6	50,2	45,6	40,6	52,6	52,2	50,2	43,4	dB	
der50 link budget	2,1	2,1	1,7	1,5	-3,7	1,9	1,9	-5,9	-1,9	dB	
der51 link budget	7,8	7,8	7,8	6,6	5,4	7,8	7,6	0,6	-4,0	dB	
der average link budget	30,2	29,7	28,5	26,6	23,1	29,6	29,2	25,6	22,9	dB	

Tabla 44. Resultados incrementales del Tone Map con redistribución de potencia en comparación con el Tone Map estándar de G3-PLC

Parameter	Differential					Coherent				Units
	ROBO	DBPSK	DQPSK	D8PSK		ROBO	BPSK	QPSK	8PSK	
SNR required for AWGN	0	0	0	0	0	0	0	0	0,2	dB
Tonal noise link budget	0,0	1,3	0,1	0,0	0,0	0,0	0,2	1,5	0,2	dB
Tonal in-band noise link budget	0,1	1,4	0,3	0,2	0,0	0,0	0,2	1,5	0,3	dB
Periodic impulse noise link budget	0,3	0,0	0,0	2,8	0,5	-0,1	0,0	0,0	0,0	dB
Random impulse noise link budget	0,1	1,4	3,5	5,0	0,1	0,6	0,4	3,6	0,0	dB
Intentional communicator link budget	0,0	0,2	0,1	0,0	0,0	0,0	0,3	0,3	0,0	dB
Composite link budget (LB <sub>PHY</sub> )	0,1	0,6	0,7	1,6	0,1	0,2	0,4	0,8	0,0	dB
Composite in-band link budget	0,2	0,9	1,3	2,7	0,2	0,2	0,6	1,3	0,0	dB
der04 link budget	0,0	0,2	1,0	1,8	-0,1	0,3	0,3	1,1	0,0	dB
der06 link budget	0,4	0,3	0,9	1,5	0,3	0,2	0,1	0,5	0,0	dB
der34 link budget	0,0	1,0	1,0	1,2	0,6	1,0	1,7	1,0	0,0	dB
der36 link budget	0,6	1,7	1,1	1,1	0,1	1,2	4,2	0,9	0,0	dB
der50 link budget	0,4	1,5	4,8	4,6	0,2	0,7	0,4	3,9	0,0	dB
der51 link budget	0,4	2,4	4,7	7,5	0,4	1,7	0,2	0,1	0,0	dB
der average link budget	0,3	1,2	2,3	3,0	0,3	0,8	1,2	1,3	0,0	dB

## 6.5 Análisis de resultados

En la presente sección se analiza la influencia en el rendimiento PLC de los parámetros de configuración de nivel físico aplicando las propuestas de mejora planteadas.

### 6.5.1 PRIME: Análisis de la mejora de la optimización del ecualizador

La mejora media del nuevo ecualizador para todos los ruidos y esquemas de modulación es de 1,2 dB, tal como se recoge en la Tabla 37. Sin embargo, esta mejora se ve muy concentrada en los ruidos con fuerte componente tonal en presencia de codificador convolucional, donde la mejora media es de 6,6 dB. Por tanto, es interesante analizar cómo influye el ajuste de curva utilizado en el ecualizador para aquellos modos con y sin CC.

#### 6.5.1.1 Análisis de la mejora del codificador convolucional

Tal y como se mostraba en la Figura 88, el ecualizador de Spline va a modelizar el canal de una forma más estable respecto al ecualizador polinómico. Su objetivo es que un dato erróneo en una subportadora piloto no influya negativamente en la estimación de toda la respuesta frecuencial, sino que quede acotado el error en unas frecuencias concretas.

Sin embargo, en esta misma situación, el ruido que haya afectado a la subportadora piloto también habrá afectado a las subportadoras del payload. En esta situación, sigue siendo imprescindible un mecanismo de codificación y redundancia que sea capaz de recuperar la información útil.

El ecualizador Spline, por tanto, no supondrá ninguna mejora para aquellos esquemas de modulación sin CC, con un incremento de link budget de 0 dB. A partir de este punto, se analiza la mejora en link budget del ecualizador Spline sólo en aquellos esquemas de modulación con CC.

#### 6.5.1.2 Análisis de la mejora por tipo de perturbación

En la colección de ruidos en estudio se identifican las siguientes perturbaciones con alta componente tonal, tal y como se representa en la Figura 92.

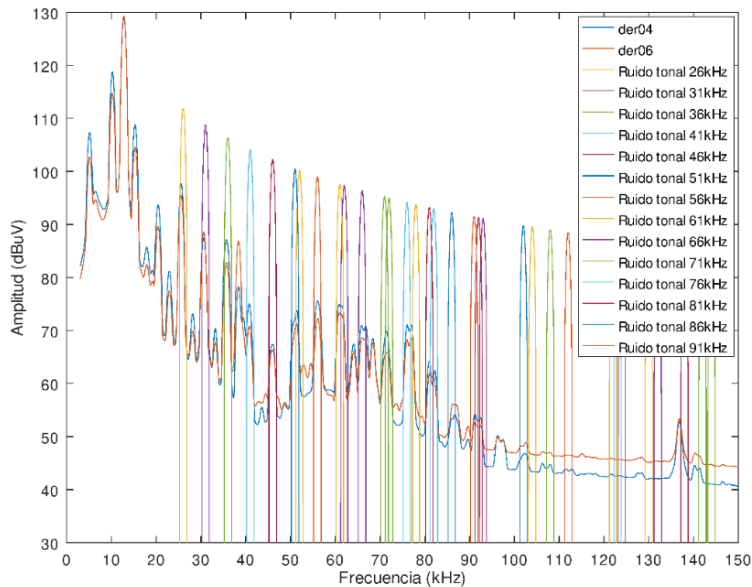


Figura 92. Densidad espectral del conjunto de ruidos tonales (resolución frecuencial de 500 Hz)

- Ruidos tonales ETSI [19].
- Ruidos der04 y der06, de generación distribuida fotovoltaica [42] [43].

Esta mejora con el ecualizador basado en Spline se puede observar muy claramente en las curvas SNR-FER. Del mismo modo que se explicaba en la Figura 83 para el ruido tonal de 66 kHz, la Figura 93 muestra la curva SNR-FER para todas las modulaciones PRIME, con ruido tonal 71 kHz y con ecualizador polinómico. El caso particular de los modos robustos con cabecera B (en verde) muestra una incoherencia en la relación entre el FER y el SNR.

La Figura 94 muestra las curvas SNR-FER equivalentes con ecualizador Spline. En este caso, siempre que crece el SNR, el FER decrece, lo esperado en un sistema estable. El ecualizador Spline corrige la incoherencia de la respuesta del ecualizador polinómico descrita en la Figura 93, donde el modelo de canal resultante se distorsionaba y alejaba del modelo plano esperado.

Aparentemente, en la Figura 93 la afección del ecualizador no parece tan evidente en todas las curvas, dado el hecho de que no todas ellas pierden la característica decreciente que se utilizaba como medida de la coherencia del resultado. No obstante, se demuestra que todos los esquemas con

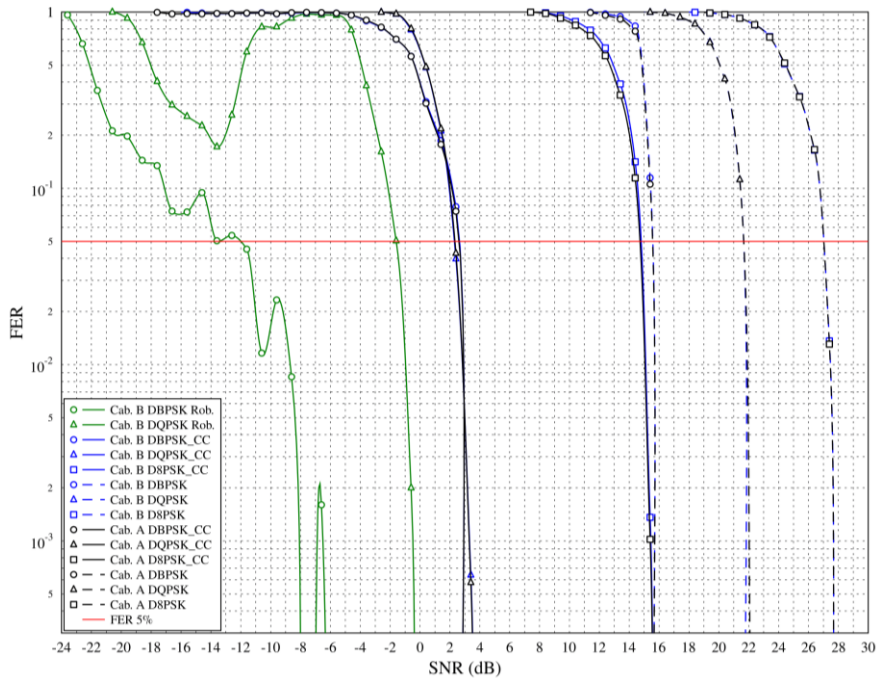


Figura 93. Curvas SNR-FER de PRIME con ruido tonal 71 kHz y con ecualizador polinómico

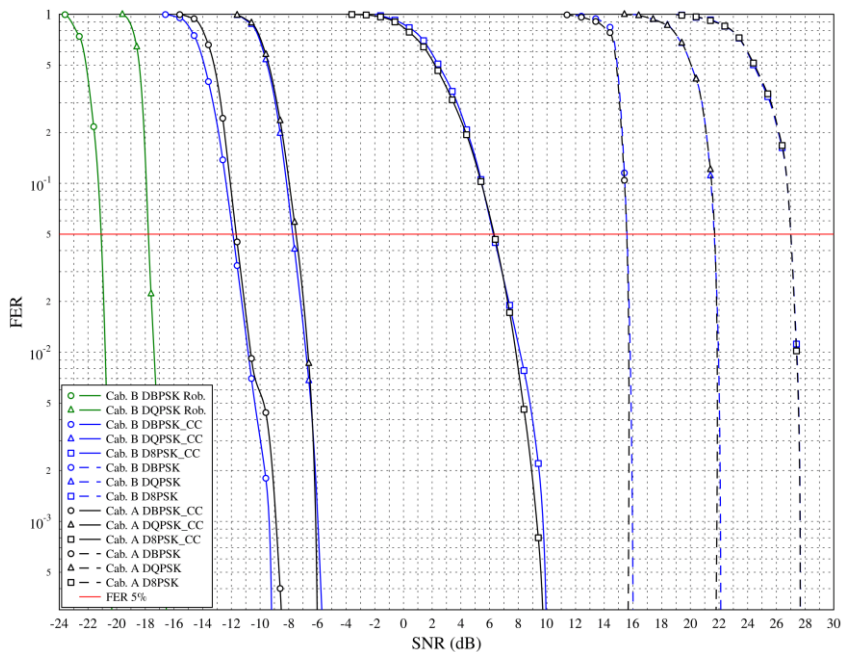


Figura 94. Curva SNR-FER de PRIME con ruido tonal 71 kHz y con ecualizador Spline

codificación estaban afectados de una forma severa, por la comparación con la Figura 94, en la que todos los esquemas de modulación con codificación convolucional presentan un desplazamiento hacia la izquierda de varios dBs.

Tal y como se demostraba en la Figura 82, la afección es más severa proporcionalmente a la potencia del ruido, por lo que se encuentran afectados los modos con un SNR menor. Por otro lado, tal y como se demuestra por el efecto Runge de la Figura 80, cuando una ecualización polinómica se vuelve inestable, lo hace de una forma bastante caótica, por lo que el resultado es bastante impredecible. No obstante, el beneficio en el link budget y en el SNR es consistente.

Por otro lado, en la colección de ruidos en estudio se identifican las siguientes perturbaciones sin componente tonal evidente:

- Ruido impulsivo periódico ETSI [19].
- Ruido impulsivo aleatorio ETSI [19].
- Ruidos intencionados de comunicaciones ETSI [19].
- Ruidos der34 y der36, de generación distribuida fotovoltaica [42] [43].
- Ruidos der50 y der51, creados por equipos de almacenamiento distribuido y aerogeneradores [42] [43].

Los resultados confirman cómo, ante este conjunto de perturbaciones, ambos tipos de curvas de ajuste, polinómica y Spline, tienen una respuesta similar en cuanto a link budget. El incremento medio es de 0,1 dB en los escenarios indicados.

Teniendo en cuenta que el grado de libertad del ecualizador Spline es mayor, podría existir el riesgo de que, ante cierto tipo de ruidos convergiera de forma menos adecuada a la respuesta de canal. Si este fuera el caso, podría observarse un ligero descenso en el link budget. Esta situación se observa en las modulaciones más robustas del ruido impulsivo periódico ETSI [19] con un decremento del link budget de hasta 0,4 dB.

Este mismo efecto también se pone de manifiesto, para el caso del ruido AWGN, utilizado como referencia. En este caso, el SNR mínimo requerido también empeora ligeramente, por el mismo motivo.

#### 6.5.1.3 *Análisis de modos robustos con repetición por 4*

En cuanto a los modos robustos DBPSK y DQPSK de PRIME 1.4, presentan un incremento del link budget de 7,3 dB con el ecualizador Spline.

Comparando este incremento con el de los modos no robustos equivalentes (cabecera B DBPSK\_CC y DQPSK\_CC) el resultado es similar, siendo en estos casos 7,2 dB.

Esto es así porque el ecualizador es independiente del mecanismo de repetición. Se ecualiza en base a las subportadoras piloto, que no tienen ninguna diferencia entre modos con y sin repetición por 4, quedando dicha repetición acotada al payload.

#### 6.5.1.4 *Análisis de robustez por tipo de cabecera*

Se evalúa la mejora del ecualizador Spline en relación con el tipo de cabecera PRIME utilizado:

- Cabecera A ocupa 2 símbolos OFDM: 26 puntos IQ para ecualizar.
  - Cabecera B ocupa 4 símbolos OFDM: 52 puntos IQ para ecualizar.

Calculando los incrementos para los ruidos de componente tonal en las modulaciones con CC se obtienen los datos siguientes: con el ecualizador Spline, el link budget para las modulaciones de cabecera B mejora 6,9 dB, frente a 6,1 dB de las modulaciones de cabecera A. El número de puntos IQ para ecualizar es el doble y esto hace que la mejora del ecualizador Spline sea un poco mayor, pero no proporcional a dicho número.

#### 6.5.1.5 *Contraprestaciones*

A priori, el cálculo del ecualizador Spline tiene pocas contraprestaciones. La resolución de la curva Spline de mínimo error cuadrático tiene una complejidad comparable a la polinómica y no introduce ninguna penalización en el throughput. La principal contraprestación es que, para canales planos con ruidos planos en frecuencia, su mayor flexibilidad hace reducir ligeramente el link budget, llegando a reducirse hasta 0,4 dB para algunos tipos de ruidos, tal y como se indica en 6.5.1.2.

### 6.5.2 PRIME: Análisis del codificador Reed-Solomon como elemento adicional al codificador convolucional

Los resultados de link budget cuando se incluye el codificador Reed-Solomon son, de media, 3,5 dB más altos que sin el codificador externo (ver Tabla 39.). Esto supone una mejora del link budget en todos los casos, a costa de bajar la tasa de transmisión.

Su beneficio es máximo para los ruidos tonales y para los esquemas de modulación sin codificación convolucional. En esta situación, su beneficio acumulado llega a ser de 9,8 dB de media.

A continuación, se detalla el beneficio del uso de Reed-Solomon para el payload de PRIME en función de las diferentes características de los ruidos y configuración de la capa física.

#### 6.5.2.1 Análisis de la mejora en relación con el codificador convolucional

La mejora de Reed-Solomon alcanza su mayor valor en las codificaciones que no incluyen CC (DBPSK, DQPSK, D8PSK), que acumulan 6,1 dB de media. Esto se debe a que, sin codificador convolucional, la comunicación es muy frágil, derivando un error de transferencia ante cualquier bit erróneo. En este escenario, introducir cualquier sistema de codificación tiene un beneficio máximo. Este es el punto de mejora principal para plantear una propuesta de evolución del estándar PRIME incluyendo este sistema de codificación.

Es interesante comparar el rendimiento del codificador convolucional frente al rendimiento de Reed-Solomon, por separado. Para ello resulta interesante combinar los resultados de la Tabla 36 para los modos no robustos con codificador convolucional que no utilizaba Reed-Solomon y los modos sin codificador convolucional de la Tabla 38 que sí lo utiliza. Para ello, se han combinado ambos resultados en la Tabla 45.

Comparando los resultados en cuanto a *Packet layer data rate* ( $DR_{PKT}$ ). Se comprueba que Reed-Solomon tiene un overhead menor, ofreciendo una tasa de transferencia mayor. A continuación, se comparan configuraciones con tasa de transferencia similar, en lugar de comparar entre los pares de esquema de modulación (esto es así para encontrar las mejores combinaciones para las capas superiores en cuanto a tasa de transferencia y

Tabla 45. Resultados comparando el codificador convolucional y Reed-Solomon para PRIME 1.3.6 y 1.4

Parameter	Header Type B						Header Type A						Units
	DBPSK_CC	DQPSK_CC	D8PSK_CC	DBPSK_RS	DQPSK_RS	D8PSK_RS	DBPSK_CC	DQPSK_CC	D8PSK_CC	DBPSK_RS	DQPSK_RS	D8PSK_RS	
SNR required for AWGN	3,2	6,0	11,0	6,2	11,2	16,6	3,6	6,4	11,0	6,2	11,2	16,6	dB
Packet layer data rate (DR <sub>PKT</sub> )	15,4	24,5	29,2	23,3	30,6	39,2	19,1	32,9	46,1	30,7	51,3	66,1	kbps
Tonal noise link budget	37,8	33,3	21,8	18,9	15,9	14,9	35,0	32,6	21,7	19,3	16,1	15,1	dB
Tonal in-band noise link budget	29,1	24,9	11,2	7,5	5,5	5,3	25,6	23,6	11,2	8,3	5,7	5,7	dB
Periodic impulse noise link budget	12,3	9,1	3,3	12,1	4,3	-1,3	12,3	8,7	3,3	12,1	4,5	-1,3	dB
Random impulse noise link budget	19,1	16,5	11,3	16,3	10,9	5,7	18,7	16,1	11,3	16,1	10,9	5,9	dB
Intentional communicator link budget	32,1	28,1	23,1	26,3	20,5	15,3	32,1	27,7	23,1	26,3	20,1	15,3	dB
Composite link budget (LB <sub>PHY</sub> )	36,3	33,4	27,9	30,7	26,3	22,9	35,6	33,0	27,9	30,8	26,3	23,0	dB
Composite in-band link budget	20,2	16,8	8,6	12,0	6,9	3,2	18,9	16,1	8,6	12,2	7,0	3,4	dB
der04 link budget	26,1	22,9	14,3	15,5	10,5	9,3	25,9	22,9	14,1	15,9	11,1	9,3	dB
der06 link budget	26,7	24,5	14,1	13,1	8,1	7,1	26,9	24,5	14,1	13,1	8,3	7,1	dB
der34 link budget	48,8	45,8	41,4	46,2	40,6	35,2	48,6	45,8	41,4	46,2	41,0	35,6	dB
der36 link budget	45,0	42,6	37,8	42,6	37,0	31,6	44,8	42,4	37,6	42,6	37,0	31,8	dB
der50 link budget	-6,5	-8,9	-14,5	-12,3	-16,5	-21,7	-6,9	-9,5	-14,7	-12,5	-16,5	-21,7	dB
der51 link budget	-0,2	-2,8	-8,2	-5,6	-10,0	-15,0	-0,8	-3,2	-8,2	-5,8	-9,8	-15,0	dB
der average link budget	23,3	20,7	14,2	16,6	11,6	7,8	23,1	20,5	14,1	16,6	11,9	7,9	dB

\* Header Type B is defined in 1.4 revision of PRIME standard (not available for PRIME 1.3.6)

robustez; en base a los datos disponibles, saltos en la tasa de transferencia o throughput menores del 10% se consideran comparables):

- DBPSK\_RS tiene un throughput 6% mayor que DQPSK\_CC y se comprueba que tiene un link budget 4,2 dB menor de media. Peor respuesta de Reed-Solomon respecto a CC.
- DQPSK\_RS tiene un throughput 8% mayor que D8PSK\_CC, pero con un link budget 2 dB menor. Peor respuesta de Reed-Solomon respecto a CC.

El esquema más interesante es el D8PSK\_RS con cabecera de Tipo A, que tiene una tasa mayor y todavía presenta unos valores de link budget razonables y cercanos al modo D8PSK\_CC. Con lo cual puede ser asumible la peor respuesta de RS, con un descenso de 5,7 dB en link budget, a cambio de un aumento del 43,4% en su tasa de transferencia.

#### 6.5.2.2 Análisis de la mejora por tipo de perturbación

El codificador Reed-Solomon se comporta de forma positiva ante todos los tipos de ruido. Se analiza la mejora de esta codificación, siguiendo la misma clasificación de ruidos tonales y no tonales, tal y como ya se ha hecho en la sección 6.5.1.2.



Se demuestra que la mejora media de aplicar Reed-Solomon es de 5,3 dB para el caso de ruidos tonales. En particular:

- Ruidos tonales ETSI en banda [19]: mejora de 5,2 dB.
- Ruidos der04 y der06 de generación distribuida fotovoltaica [42] [43]: mejora de 5,5 dB.

De nuevo, los ruidos tonales son los más beneficiados por el codificador externo. Cuando el ruido es más estrecho en frecuencia (tonal), implica que hay menos subportadoras afectadas pero las afectadas lo están en un grado mayor. Esto tiene una relación directa con el mecanismo de recuperación de errores introducido por Reed-Solomon.

Para el resto de los ruidos (no tonales), el beneficio varía entre 1 y 3,2 dB.

- Ruido impulsivo periódico ETSI [19]: mejora de 1 dB.
- Ruido impulsivo aleatorio ETSI [19]: mejora de 2,7 dB.
- Ruidos intencionados de comunicaciones ETSI [19]: mejora de 3 dB.
- Ruidos der34 y der36 de generación distribuida fotovoltaica [42] [43]: mejora de 3,2 dB.
- Ruidos der50 y, der51 de almacenamiento distribuido y aerogeneradores [42] [43]: mejora de 3,2 dB.

Como referencia, teniendo en cuenta el caso de ruido AWGN, también se aprecia una mejora significativa, en este caso de 2 dB.

#### *6.5.2.3 Análisis de modos robustos con repetición por 4*

Como contraposición a los modos sin CC, los modos robustos con repetición por 4 son los que menos mejoran con la introducción del Reed-Solomon. En estos modos la mejora del link budget es de 0,8 dB. Este es el comportamiento esperado, ya que su codificación tiene mucha redundancia de partida.

Reed-Solomon sería el tercer mecanismo de corrección de errores a nivel físico para estos esquemas de modulación, después del CC y de la repetición por 4. Por lo tanto, ya no es una cuestión de recuperación, sino de que la información original se ha perdido de forma irrecuperable, sin que Reed-Solomon pueda aportar una mejora medible.

#### 6.5.2.4 *Análisis de robustez por tipo de cabecera*

La mejora de un codificador Reed-Solomon externo en PRIME adicional al CC es independiente del tipo de cabecera. Comparando los esquemas de modulación no robustos que pueden usarse con ambas cabeceras (DBPSK\_CC, DQPSK\_CC, D8PSK\_CC, DBPSK, DQPSK, D8PSK), la mejora media es 3,9 dB para la cabecera A y el mismo valor para la cabecera B.

Reed-Solomon se aplica únicamente al payload. Dado el hecho de que la cabecera es suficientemente robusta para ser decodificada, la mejora de Reed-Solomon es observable en todos los casos.

#### 6.5.2.5 *Contraprestaciones*

La principal contraprestación de utilizar Reed-Solomon es un incremento de la complejidad del transmisor y del receptor, así como una reducción de la tasa de transferencia en las comunicaciones.

Para el caso de Reed-Solomon, la tasa de transferencia de datos por paquete ( $DR_{PKT}$ ) es un 6,7% más baja de media, siendo, por tanto, baja la reducción de tasa de transferencia a cambio de la mejora de rendimiento observado.

El codificador Reed-Solomon introduce un overhead fijo de 16 bytes por trama. La tasa de transferencia tendrá variaciones estadísticas en función de si el overhead de Reed-Solomon cabe en el padding del último símbolo o se requiere de símbolos OFDM adicionales.

En la metodología de prueba estandarizada por ETSI [19], se define una longitud de trama MAC de 128 bytes. Como ejemplo de menor overhead, para D8PSK se observa una penalización del 0% en la tasa de transferencia de datos por paquete, ya que el overhead de Reed-Solomon cabe en el padding del último símbolo OFDM. Como ejemplo del caso opuesto, el overhead de Reed-Solomon para el esquema de codificación DQPSK en su modo robusto requiere de múltiples símbolos OFDM adicionales, penalizando en un 13,4% la tasa de transferencia de datos por paquete.

### 6.5.3 G3-PLC: Mejora mediante la utilización del Tone Map

#### 6.5.3.1 *Aproximación 1: Tone Map estandarizado con secuencia pseudoaleatoria*

Según ETSI TS 103 909 V1.1.1 [19], el link budget queda definido como la máxima atenuación que puede haber entre transmisor y receptor que proporciona una tasa de error de mensajes inferior al 5%. Esta tasa de error está medida como el número de mensajes no recibidos correctamente (suma de mensajes no recibidos y recibidos con errores) sobre el total de mensajes enviados por el transmisor.

Suponiendo un ruido variable a lo largo de la frecuencia, en este entorno habrá subportadoras muy afectadas por el ruido y otras menos. Los sistemas de codificación de canal (Reed-Solomon, codificador convolucional, RC y entrelazador) van a paliar los efectos de ese ruido introduciendo una redundancia y basándose en la información utilizada en las subportadoras en las que hay una buena relación SNR-FER. A expensas de perder throughput en las subportadoras menos afectadas por el ruido, se contrarresta la pérdida de información en las subportadoras más afectadas por el ruido.

Esto, en términos de link budget, se puede explicar con la Figura 95. Para una potencia de transmisión y un ruido dado, se va iterando a nivel de simulación para detectar el menor nivel de señal que ofrece un FER del 5%.

Pongamos que el ruido presente es un ruido de espectro estrecho, mostrado en azul en la figura. Este ruido afecta a un conjunto de subportadoras, coloreadas en rojo, que presentarán errores en recepción.

La señal de recepción mínima para un FER del 5% se alcanza con un nivel de señal tal que la mayor parte de los errores corregibles suceden en las subportadoras más afectadas por el ruido. El resto de subportadoras fuera de esta banda tendrán una tasa de errores mucho menor. Esto es porque las subportadoras afectadas por el ruido concentrarán un alto número de errores, que debe contrarrestarse con una muy alta calidad de la señal recibida en el resto de subportadoras.

La implementación del Tone Map y su impacto en el link budget se explica con la Figura 96. En esta situación límite de comunicación razonable, definida

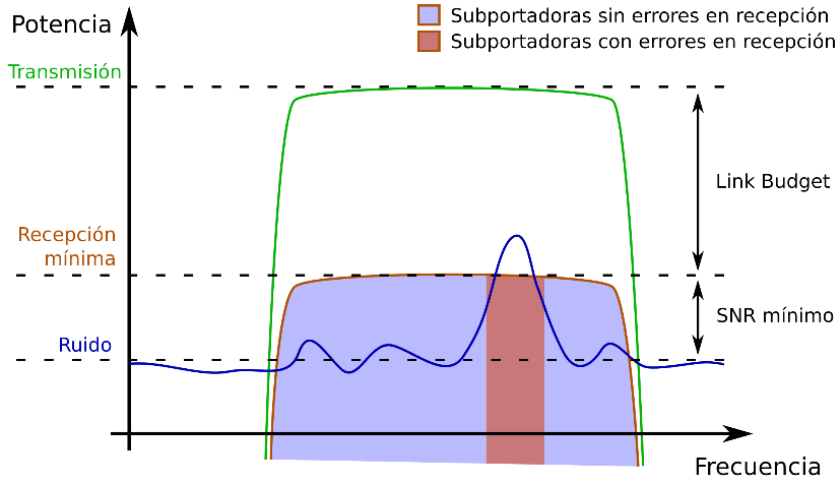


Figura 95. Representación gráfica de perturbación de banda estrecha introduciendo errores en subportadoras

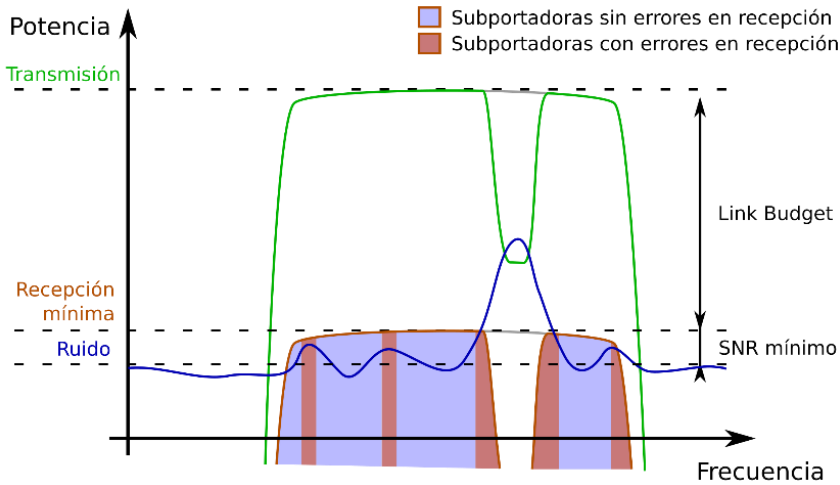


Figura 96. Representación gráfica de perturbación de banda estrecha aplicando Tone Map

por ETSI [19], se evalúa el impacto de dejar de utilizar las subportadoras que no contribuyan de forma positiva en la comunicación. El objetivo será observar la variación que introduce el Tone Map con respecto al umbral que proporciona una tasa de error de mensajes inferior al 5%. Dicho de otro modo, el Tone Mapping deja de utilizar las subportadoras más afectadas por el ruido, de modo que no sea necesario penalizar el throughput en las subportadoras

con menos ruido. Este mecanismo implica el que el FER del 5% se alcance con un nivel de señal de recepción menor, aumentando con ello el link budget.

El resto de subportadoras fuera de esta banda tendrán ahora una relación mayor de errores permitidos respecto a la situación anterior, de ahí que se observen zonas coloreadas de rojo fuera de la componente principal del ruido de espectro estrecho. Esto es porque las subportadoras más afectadas por el ruido ya no llevan datos, y por tanto no tienen errores, de manera que esta tasa de errores permitida se reparte ahora entre el resto de subportadoras.

Analizando los resultados de la Tabla 42 se observa una mejora media total de 3,4 dB con el soporte de Tone Map en G3-PLC.

#### 6.5.3.1.1 Análisis de la mejora por tipo de perturbación

A continuación, se muestran unos ejemplos de cómo queda el espectro de señal utilizando el Tone Map en escenarios con diferentes tipos de perturbación. Se muestran casos reales de los ruidos ETSI TS 103 909 [19] y DER [42] seleccionados para el presente estudio.

La Figura 97 representa la densidad espectral de la mínima señal G3-PLC requerida para una correcta decodificación (FER del 5%) junto al espectro del ruido tonal de 36 kHz de la colección ETSI TS 103 909 [19]. Es la densidad espectral resultante de aplicar el Tone Map que, en este caso particular de ruido, será '011011'.

Se observa una correlación entre el espectro de ruido y el valor de Tone Map a '0' donde se decide no transmitir datos. La Figura 97 muestra cómo, en las frecuencias correspondientes con Tone Map a '1', se transmiten datos, y en las que tienen el Tone Map a '0', se transmite un relleno de secuencia pseudoaleatoria.

Es importante resaltar que se comparan también los niveles entre no utilizar Tone Map, o valor Tone Map '111111', y dejar de enviar datos en las frecuencias más afectadas por el ruido. Esto corrobora lo que se explicaba previamente en cuanto a la mejora del Tone Map en el link budget. El nivel mínimo de señal requerido para la correcta decodificación de una trama será menor, si dejamos de utilizar las frecuencias más ruidosas. Las subportadoras más afectadas por el ruido ya no llevan datos y, por tanto, no tienen errores, esta tasa de errores permitida se reparte ahora entre el resto de

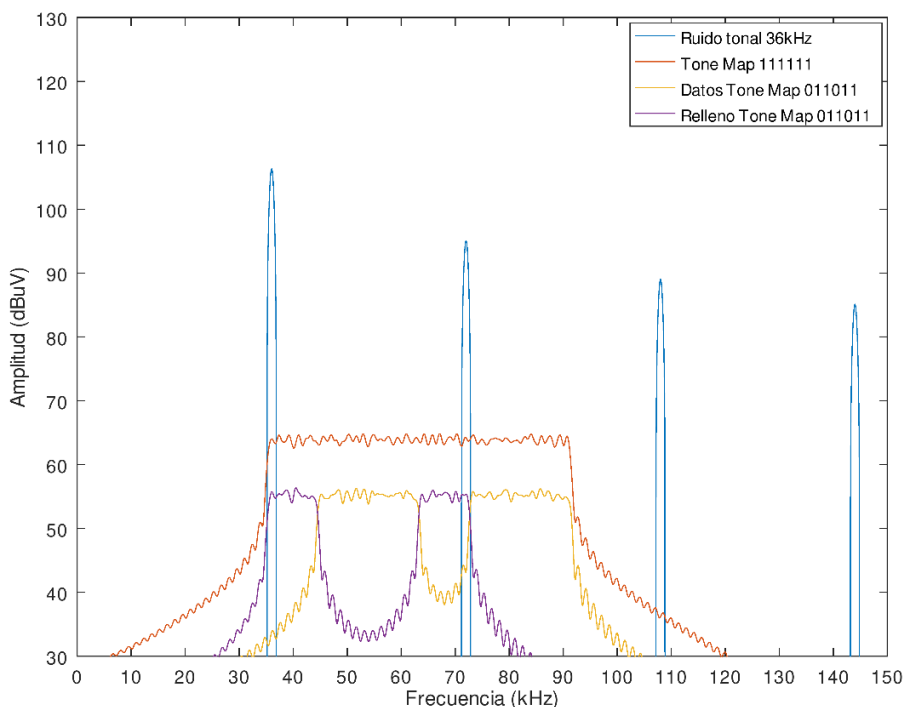


Figura 97. Densidad espectral de la mínima señal G3-PLC decodificable, aplicando Tone Map para el ruido tonal ETSI 36 kHz, con DBPSK (resolución frecuencial de 500 Hz)

subportadoras. Es por esto por lo que el nivel de la gráfica amarilla es menor que el de la gráfica roja.

La Figura 98 representa la densidad espectral de la señal G3-PLC junto al espectro del ruido der36 de la colección DER [42]. Es la densidad espectral resultante de aplicar el Tone Map que será '010111' para este caso particular de ruido.

Del mismo modo, se evita transmitir datos con un Tone Map '0' en las frecuencias más afectadas por el ruido. Se observa que el nivel mínimo de señal para decodificar correctamente la trama es menor cuando se utiliza el Tone Map.

Analizando los resultados de la Tabla 42, se observa una mejora media total de 3,4 dB con el soporte de Tone Map en G3-PLC. La influencia del Tone Map es alta frente a casi todos los tipos de ruido. Los ruidos DER [42]

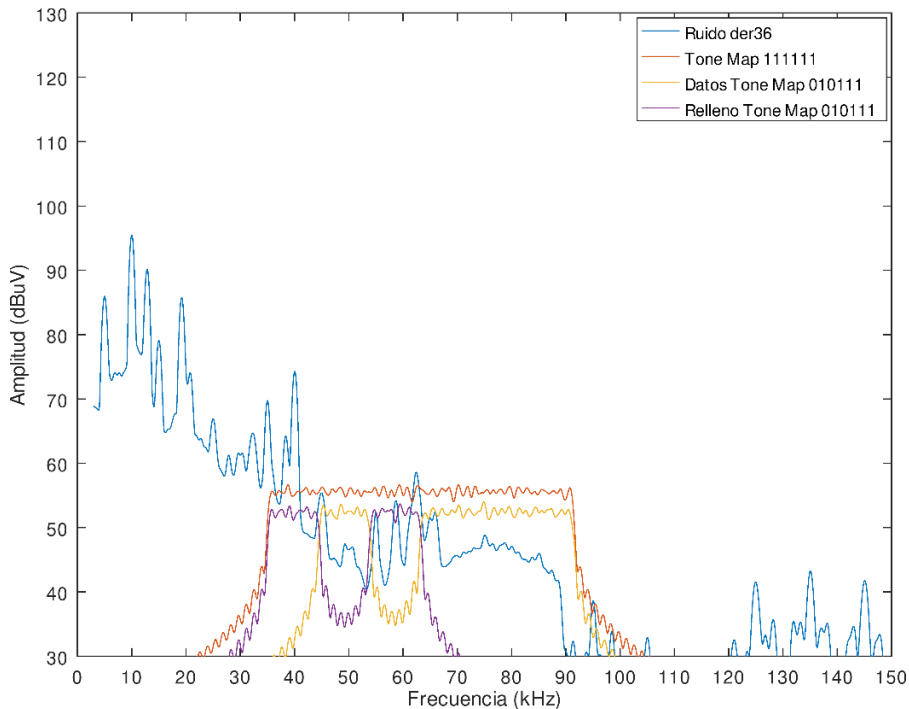


Figura 98. Densidad espectral de la señal G3-PLC aplicando Tone Map para el ruido der36 con DBPSK (resolución frecuencial de 500 Hz)

[43] presentan una mejora media de 3 dB. Los ruidos ETSI [19] en banda presentan un incremento medio de 3,7 dB.

El Tone Map es especialmente eficaz cuando el ruido es tonal (o de banda estrecha), permitiendo que un Tone Map que evite un conjunto de supportadoras, haga la transmisión inmune a la mayor parte del ruido.

En particular, los ruidos que presentan un mayor incremento medio en su link budget son los tonales en banda definidos por ETSI TS 103 909 V1.1.1 [19]. La naturaleza sintética de los ruidos tonales ETSI hace que haya ruidos a determinadas frecuencias, sin ninguna presencia de ruido de fondo. Este caso es particularmente beneficioso para el Tone Map, que permite dejar de utilizar para los datos dichas frecuencias y aumentar en gran medida el link budget. El valor medio de la mejora es, en este caso, de 7 dB.

En los escenarios DER con sistemas fotovoltaicos (der04, der06), en los que se detectan ruidos tonales combinados con presencia de ruido de fondo, el valor medio de beneficio es de 2,9 dB.

El efecto combinado de los aerogeneradores y la bancada de baterías (der50 y der51) provoca, según se estudia en el capítulo 5, el impacto más negativo del estudio completo realizado. En el capítulo 5 se explica la correlación existente entre los ruidos der50 y der51 y el ruido impulsivo aleatorio definido por la ETSI. Esta correlación queda también patente en el impacto de Tone Map, siendo la mejora equivalente en estos escenarios, de 3,1 dB de media.

Las situaciones más complejas para el Tone Map son aquellas en el que el espectro es prácticamente plano, situaciones en donde aplicar el Tone Map puede no tener beneficio, o incluso ser ligeramente contraproducente.

Analizaremos los resultados de utilizar Tone Map para el ruido impulsivo periódico ETSI [19]. En este caso se selecciona un Tone Map '111000' para el modo G3-PLC diferencial robusto. En este modo en particular, llega incluso a empeorar el link budget en 0,5 dB. La Figura 59 y la Figura 60 muestran cómo este ruido crece en frecuencia muy progresivamente y, sin embargo, dado que es un ruido impulsivo, su variación es muy abrupta en el tiempo. Dada la forma del ruido de la Figura 60, este valor de Tone Map '111000' es esperado, ya que deja de utilizar para la transmisión de información las frecuencias más altas (más afectadas por el ruido). Por tanto, este Tone Map implica que se utilicen la mitad de las subportadoras. La longitud del payload, por tanto, será el doble, para acomodar la misma información útil en las subportadoras de datos. Esto explica que, siendo las tramas más largas con Tone Map habilitado, tengan una probabilidad mayor de que más número de impulsos entren en el tiempo de trama y sean, por lo tanto, más sensibles a la influencia de ruidos impulsivos en el tiempo.

Por último, para el ruido AWGN, utilizado como referencia, el beneficio del Tone Map presenta 0 dB de mejora ya que el ruido afecta por igual a todas las frecuencias y el algoritmo no puede identificar ningún grupo de subportadoras que se beneficie de la no transferencia de datos.

#### 6.5.3.1.2 Análisis de modos robustos con repetición por 4

Los modos robustos presentan una mejora media con Tone Map de 0,6 dB, frente a los 4,3 dB de mejora media de los modos no robustos.

Como se indicaba en la sección 6.2.3.1, la especificación G3-PLC limita el uso de Tone Map a los modos no robustos. Sin embargo, en este estudio, se



ha aplicado Tone Map a todos los esquemas de modulación G3-PLC, incluyendo los modos robustos.

En los modos robustos el beneficio del Tone Map es muy bajo por dos motivos:

- Por un lado, debido a la gran diversidad frecuencial que estos llevan de forma inherente. Los modos robustos repiten los bits de forma que, con la ayuda del entrelazador, estas repeticiones pueden acabar en diferentes frecuencias. Con lo cual el beneficio que introduciría un Tone Map (evitando transmitir datos en frecuencias altamente perturbadas por los ruidos), ya queda previamente cubierto por la repetición por 4 de los esquemas de modulación.
- Por otro lado, el Tone Map únicamente afecta al payload. Si empezara a haber pérdida de tramas por errores en la decodificación de la cabecera o alineación del preámbulo, no se observaría una mejora adicional por utilizar Tone Map para aumentar la capacidad de codificación en el payload. Este es el caso de los modos robustos, según se puede observar en la Tabla 42.

#### 6.5.3.1.3 Análisis del esquema de modulación

El beneficio introducido por el Tone Map aumenta cuanto mayor es la densidad del esquema de modulación. Para los modos 8PSK diferencial y coherente, el uso del Tone Map tiene una mejora media de 5,2 dB, frente a los modos BPSK, donde la mejora es de 3,5 dB.

Esto es debido a que los requisitos de SNR de los modos 8PSK son mayores. Al ser esquemas de modulación más densos, la distancia entre los distintos puntos de la constelación es menor, y se ven afectados por ruido de menor magnitud. En este contexto, el Tone Map se vuelve más eficaz reduciendo la influencia de los ruidos.

#### 6.5.3.1.4 Contraprestaciones

Se identifica una serie de contraprestaciones de la utilización del Tone Map:

- El Tone Map se establece durante un proceso de negociación inicial y con la suposición de mantenerse razonablemente estable en el tiempo. En un escenario inestable, lo que a priori se espera que sea un

beneficio, puede resultar contraproducente, pues se puede decidir un Tone Map en base a un patrón espectral de ruido y ser aplicado cuando el espectro del ruido ha cambiado.

- El Tone Map evita el ruido a costa de aumentar la duración de la trama. Puede suceder entonces que las comunicaciones sean más vulnerables al ruido impulsivo para los casos en que se utilicen Tone Maps con muchos '0's.
- Los mecanismos de Tone Map complican el transmisor y el receptor tanto a nivel físico como a nivel MAC, teniendo que calcular esta magnitud, utilizarla, convivir con el entrelazador y mantener estos valores negociados en las tablas de vecinos.

#### *6.5.3.2 Aproximación 2: Propuesta de evolución de Tone Map con redistribución de potencia*

Extendiendo el estudio de la implementación del Tone Map y su impacto en el link budget explicado en la sección 6.5.3.1., se evalúa el impacto de redistribuir la potencia de las subportadoras no utilizadas para transmitir datos. El objetivo será observar la variación que introduce esta evolución respecto a la definición del Tone Map estándar en G3-PLC.

##### *6.5.3.2.1 Análisis de la mejora por tipo de perturbación*

La selección de Tone Map en función del tipo de ruido, representado en la Tabla 41, presenta un número de bits a '0' muy variable, lo que significa que la ganancia de redistribuir su potencia será variable también (ver Tabla 35).

La redistribución de potencia del Tone Map es menos eficaz en los ruidos tonales porque el número de bits a '0' es bajo (1 o 2). Adicionalmente, en bastantes casos, el link budget de una trama, una vez activado el Tone Map, viene condicionado por la cabecera (ver Tabla 41).

La mejora obtenida por la redistribución de potencia del Tone Map queda limitada a los casos en los que se alinean los siguientes factores:

- La mejora por el uso de Tone Map estándar ha sido moderada no habiendo llegado al límite de robustez de la cabecera.
- El número de '0' seleccionado en el Tone Map es elevado.

Estos factores se cumplen para el ruido impulsivo aleatorio ETSI [19] y los ruidos der50, der51 [42] [43] (ver Figura 78 y Figura 79), en los que el algoritmo

elige, en su mayor parte, valores de Tone Map de '000011' o '000001'. Dado que, con esta propuesta, cuanto mayor es el número de '0', mayor es el aumento de la DEP en transmisión, se observará un mayor aumento en el link budget (salvo que nos encontremos en el límite de decodificación de la cabecera).

En el otro extremo, para el ruido AWGN, ruido totalmente plano, los algoritmos de generan un Tone Map '111111' y, por tanto, la redistribución de potencia no aporta ningún beneficio.

Siendo por tanto la mejora en función del tipo de ruido como se detalla en la siguiente lista:

- Ruidos tonales ETSI en banda [19]: mejora de 0,5 dB.
- Ruido impulsivo periódico ETSI [19]: mejora de 0,4 dB.
- Ruido impulsivo aleatorio ETSI [19]: mejora de 1,8 dB.
- Ruidos intencionados de comunicaciones ETSI [19]: mejora de 0,1 dB.
- Ruidos der04 y der06 de generación distribuida fotovoltaica [42] [43]: mejora de 0,6 dB.
- Ruidos der34 y der36 de generación distribuida fotovoltaica [42] [43]: mejora de 1,2 dB.
- Ruidos der50 y der51 de dispositivos de almacenamiento distribuido y aerogeneradores [42] [43]: mejora de 2,1 dB.

#### 6.5.3.2.2 Análisis de modos robustos con repetición por 4

En los modos robustos se aprecia un margen de mejora muy bajo (ver Tabla 44), aportando una mejora media de 0,2 dB al redistribuir la potencia del Tone Map. El motivo es que esta mejora aplica únicamente al payload y estos modos utilizando el Tone Map estándar, se encuentran en el límite de robustez de la cabecera (ver Tabla 41).

#### 6.5.3.2.3 Análisis de los esquemas de modulación

A continuación, se comparan los resultados obtenidos aplicando el Tone Map con redistribución de potencia (ver Tabla 44) respecto a los valores esperados según el cálculo teórico (ver Tabla 35) para los diferentes esquemas de modulación.

Según los cálculos teóricos, un aumento en la DEP en transmisión se traduce en un aumento del mismo valor en el link budget. Por ejemplo, esto

significa que si se utiliza un Tone Map '000011' por el cual se transmite con una DEP 4,7 dB mayor, tenemos 4,7 dB más de margen en recepción, con lo que se espera un aumento de link budget teórico de 4,7 dB. Sin embargo, este aumento esperado no corresponde con lo observado en la Tabla 44. A modo de ejemplo, la Tabla 46 muestra los resultados para el ruido impulsivo aleatorio, donde los esquemas de modulación ROBO y DBPSK ofrecen incrementos de link budget de 0,1 dB y 1,4 dB, muy inferiores a los 4,77 dB del incremento teórico esperado.

Tal y como se indicaba en la sección 6.3.3, para poder evaluar los resultados del Tone Map, se incluye una nueva columna relacionada con la robustez de la cabecera (ver Tabla 41). Dado que la mejora del Tone Map es relativa a los datos del payload, cuando se alcance el límite de la robustez de la cabecera, una mejora en el payload dejará de ser relevante.

En el ejemplo del ruido impulsivo aleatorio, la robustez de la cabecera marca un umbral máximo de mejora de 26,9 dB en el link budget. Técnicas que sólo introduzcan mejoras en el payload, como es el caso de la redistribución de potencia del Tone Map, no permiten superar el link budget impuesto por la cabecera (26,9 dB en este caso). Esta es la razón por la que no es posible alcanzar los 4,77 dB de incremento teórico esperado en el payload.

La propuesta de Tone Map con redistribución de potencia supone un incremento de link budget de 1,5 dB para los sistemas de modulación diferencial, frente a los 0,7 dB de los sistemas de modulación coherentes. Estos incrementos se ven condicionados tanto por el límite de robustez de la cabecera como por el propio proceso de selección del Tone Map.

Para los esquemas menos densos la mejora es muy moderada. Sin embargo, para este mismo ejemplo del ruido impulsivo aleatorio, en los esquemas de modulación más densos (DQPSK y D8PSK), sí se observan

*Tabla 46. Estudio del incremento de link budget para el ruido impulsivo aleatorio con Tone Map con redistribución de potencia*

Ruido impulsivo aleatorio	Cabecera	ROBO	DBPSK	DQPSK	D8PSK
Tone Map	-	000011	000011	000011	000011
$\Delta LB_{PHY}$ (dB) Teórico	-	4,77	4,77	4,77	4,77
$\Delta LB_{PHY}$ (dB) Real	-	0,1	1,4	3,5	5,0
$LB_{PHY}$ (dB) Real	26,9	26,9	26,7	25,3	22,3

incrementos de link budget cercanos al incremento teórico esperado. Por lo tanto, el Tone Map con redistribución de potencia permite aumentar el link budget de los esquemas de modulación más densos, proporcionando valores de link budget similares a los obtenidos en los modos más robustos. El Tone Map con redistribución de potencia aporta una robustez a las modulaciones más densas similar al resto de los modos, lo que permite conseguir mayores tasas de transmisión, con el mismo nivel de robustez.

#### 6.5.3.2.4 Contraprestaciones

La técnica del Tone Map con redistribución de potencia tiene como principal contraprestación el aumento de la complejidad de las pruebas de certificación de emisiones conducidas de la norma CENELEC [2] que debe superar el equipo transmisor para su instalación en campo.

La propuesta de mejora del Tone Map con redistribución de potencia se ha estudiado en cuanto a rendimiento de las comunicaciones, según la métrica de link budget. De forma adicional, es importante considerar que el transmisor debe diseñarse cumpliendo una serie de condicionantes al nivel de potencia transmitida para asegurar que toda esa potencia pueda ser redistribuida.

Existen dos tipos de límites que afectan a las emisiones conducidas dentro y fuera de banda:

**Especificación:** En NB-PLC se transmite del orden de 120 dB $\mu$ V (por especificación o requisitos particulares de cliente).

**Regulación:** Acorde a la normativa de emisiones conducidas CENELEC [2] se imponen limitaciones al espectro de potencia transmitida.

Entrando en mayor detalle, la normativa de emisiones conducidas CENELEC [2] recoge los límites y condiciones siguientes:

- Se permite transmitir en inyección monofásica hasta 134 dB $\mu$ V dentro de banda a los NB-PLC cuya anchura espectral es mayor de 5 kHz. Este es el caso de PRIME y G3-PLC sin Tone Map.
- Para aquellos NB-PLC cuya anchura espectral es menor de 5 kHz, se permite enviar entre 120 y 134 dB $\mu$ V, decreciendo con la frecuencia dentro del rango 9 - 95 kHz. Este es el caso de G3-PLC con Tone Map, cuando el Tone Map sea de un solo bit a '1'.

- Por último, la emisión permitida fuera de banda (por encima de 95 kHz) debe cumplir la máscara y límites recogidos en la Tabla 47 y la Figura 99.

Teniendo en cuenta los límites de emisión dentro y fuera de banda, el proceso de certificación para la propuesta de Tone Map con redistribución de potencia alcanza un nivel de complejidad mayor, ya que será necesario probar que se cumple la máscara de emisiones de acuerdo con [2] para los casos límites de Tone Map. Esto supondrá que para poder realojar toda la potencia

Tabla 47. Límites de emisiones en el rango de 0,15 a 30 MHz [2]

Rango de frecuencia MHz	Límites dB $\mu$ V	
	Cuasi-pico	Potencia media
0,15 a 0,5	66 a 56	56 a 46
0.5 a 5	56	46
5 a 30	60	50

El límite más bajo aplicará en las frecuencias de transición  
 NOTA: El límite decrece linealmente con el logaritmo de la frecuencia en el rango de 0,15 MHz a 0,5 MHz. Estos límites se muestran en el diagrama de la Figura 99.

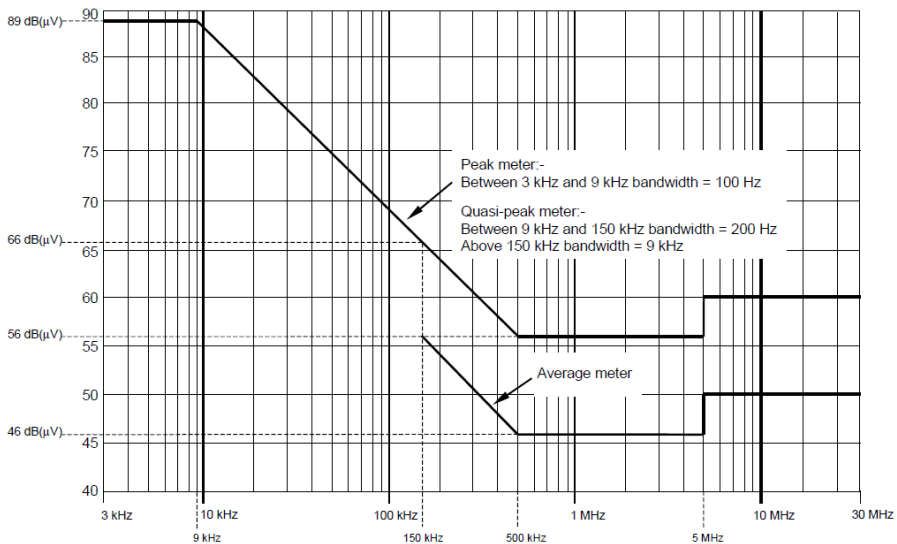


Figura 99. Límites de emisión permitidos para salidas espurias fuera de la banda CENELEC [2]

De las subportadoras a '0' en las subportadoras a '1' el transmisor se debe diseñar teniendo en cuenta los límites de la norma CENELEC [2].

Este fenómeno se muestra en la Figura 100 donde, en función del valor del Tone Map, aumenta la potencia de los picos de emisión fuera de banda. Puede ocurrir, para el caso de una implementación no optimizada, que un Tone Map '111111' quede por debajo del límite de emisión de cuasi-pico, mientras que un Tone Map '010000' presente una potencia tal que supere el límite de emisiones marcado por la norma [2]. De ahí que sea importante tener esto en cuenta en los procesos de diseño y validación hardware de los módems PLC que implementen esta mejora.

Este punto no es necesario tenerlo en cuenta en la implementación estándar de Tone Map, en el cual las subportadoras a '0' transmiten el mismo nivel de potencia que las subportadoras a '1'. En el Tone Map estándar, la diferencia es si las subportadoras incluyen información o si incluyen una secuencia pseudoaleatoria de relleno, lo cual no supone ninguna variación en cuanto a las pruebas de emisiones conducidas.

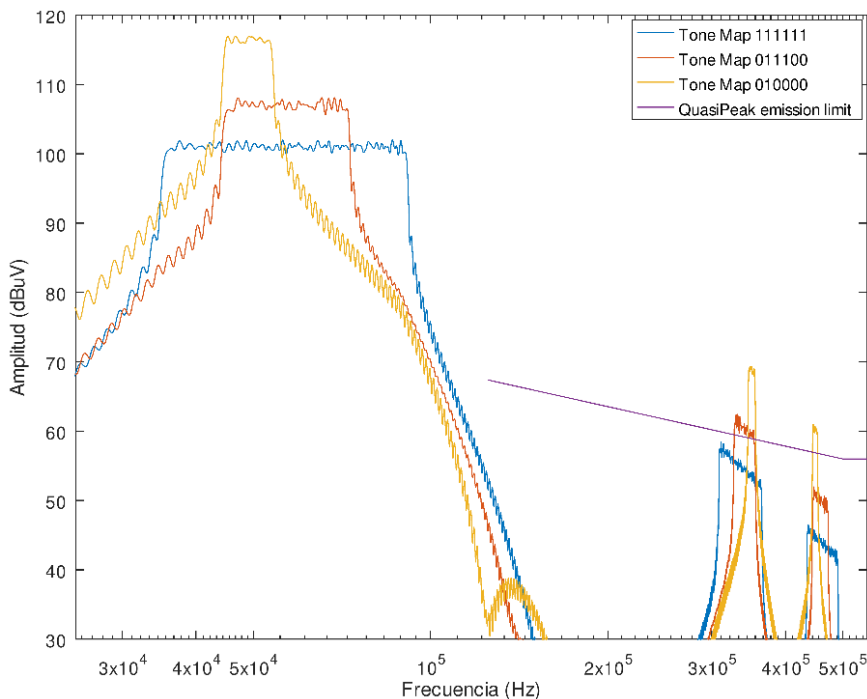


Figura 100. Posibilidad de incumplir límites de emisión permitidos según el Tone Map que debe ser contemplado en el diseño del transmisor

## 6.6 Conclusiones

Los resultados obtenidos respaldan el interés de las propuestas definidas para la mejora del rendimiento de las tecnologías PLC quedando cubiertos dos aspectos:

- Mejoras en cuanto a implementación de los estándares actuales.
- Propuestas de mejora respecto a las especificaciones de tecnologías PLC actuales.

El estudio realizado ofrece conclusiones importantes sobre las opciones de mejora frente a los distintos tipos de ruido en las tecnologías NB-PLC.

### **PRIME ecualizador optimizado con ajuste de curva Spline:**

- El ecualizador Spline no supone ninguna mejora para aquellos esquemas de modulación sin CC, lo que confirma el bajo rendimiento de estos modos en situaciones reales de despliegue.
- El ecualizador basado en Spline se adapta mejor que el polinómico a las respuestas de canal con ruidos tonales, presentando una mejora media de 6,6 dB en el link budget para los modos con codificación convolucional.
- Con el ecualizador Spline, el link budget para las modulaciones de cabecera B es ligeramente mayor que para las de cabecera A, ya que basa la estimación en un mayor número de subportadoras.
- El ecualizador es independiente del mecanismo de repetición, presentando una mejora equivalente en los modos con y sin repetición.

### **PRIME incluyendo codificador Reed-Solomon:**

- La mejora de aplicar Reed-Solomon al payload es independiente del tipo de cabecera.
- Las codificaciones que no incluyen CC (DBPSK, DQPSK, D8PSK) acumulan 6,1 dB de mejora media en el link budget. Esto hace que el modo D8PSK sin CC con Reed-Solomon resulte interesante como modo de alta tasa. No obstante, los modos DBPSK y DQPSK sin CC con Reed-Solomon no llegan a mejorar a los modos con CC sin Reed-Solomon de tasa similar, por lo que resultan de un interés menor.
- Los modos robustos con repetición por 4 son los que menos mejoran, dado que, tras el codificador convolucional y la repetición por 4, Reed-Solomon sería el tercer mecanismo de codificación.



## 6. Propuestas sobre la capa física para la mejora del rendimiento de las tecnologías PLC



- El codificador Reed-Solomon se comporta de forma positiva ante todos los tipos de ruido.
- La tasa de transferencia de datos por paquete ( $DR_{PKT}$ ) al introducir Reed-Solomon se reduce un 6,7%. Este overhead es bajo, para la mejora de rendimiento observada.

### **G3-PLC con Tone Map estandarizado:**

- La mejora del Tone Map es relativa a los datos del payload.
- El Tone Map es más beneficioso para los modos no robustos, lo que justifica que en el estándar se plantee el uso de esta técnica solo para este tipo de modos.
- En los modos robustos, el beneficio es bajo por su diversidad frecuencial inherente y porque Tone Map únicamente afecta al payload. El límite en estos modos lo pone, por tanto, la decodificación de la cabecera o la alineación del preámbulo.
- El beneficio introducido por el Tone Map aumenta cuanto mayor es la densidad del esquema de modulación, debido a que los esquemas más densos requieren una SNR mayor y el Tone Map, que elimina las subportadoras más afectadas, se vuelve más eficaz.
- Los ruidos que presentan un mayor incremento medio en su link budget son los ETSI tonales en banda.
- Al no utilizar todas las subportadoras, las tramas con Tone Map habilitado son más largas y, por lo tanto, más sensibles a cambios abruptos en el tiempo, como es el caso de los ruidos impulsivos.

### **G3-PLC con Tone Map con redistribución de potencia:**

- En muchos casos la introducción de un Tone Map estándar mejora la capacidad de decodificación hasta hacer que el factor limitante sea la robustez de la cabecera. En esos casos, la mejora de Tone Map con redistribución de potencia, no supone un aumento del link budget adicional.
- Se alcanza una velocidad mayor en transmisión usando esquemas de modulación más densos.
- La respuesta es mejor para los ruidos aleatorios.
- Cuanto mayor es el número de subportadoras que no transmiten datos en el Tone Map, se obtiene un mayor aumento en el link budget.

- Acorde a la normativa de emisiones conducidas CENELEC [2], se imponen limitaciones al espectro de potencia transmitida. Existe una serie de condicionantes a nivel de especificación y regulación que hay que tener en cuenta en la implementación tecnológica para lograr que toda la potencia del Tone Map pueda ser redistribuida.

## 7 APORTACIONES DE LA TESIS Y LÍNEAS FUTURAS

Este capítulo recoge las aportaciones más relevantes de la tesis, las líneas de trabajo futuras identificadas y la difusión de los resultados realizada en publicaciones y congresos internacionales.

### 7.1 Aportaciones

En esta tesis doctoral se ha caracterizado la influencia de perturbaciones de la red eléctrica sobre la capa física de los estándares abiertos de comunicaciones NB-PLC (PRIME 1.3, PRIME 1.4 y G3-PLC), proponiendo propuestas de mejora aplicables a futuras tecnologías NB-PLC. Para ello, se ha utilizado una metodología de medida replicable sobre un entorno de pruebas automatizado, lo cual ha permitido estudiar y comparar el rendimiento de múltiples configuraciones físicas bajo las mismas condiciones. En base a los datos obtenidos, se han propuesto y evaluado varias mejoras para optimizar el rendimiento de estas tecnologías.

Se pueden identificar cuatro aportaciones principales, en línea con los objetivos planteados en el capítulo 1. Estas aportaciones se describen a continuación.

#### 7.1.1 Desarrollo de un entorno de pruebas replicable y automatizado

Se ha desarrollado un entorno de pruebas controlado y repetible denominado Virtual PLC Lab. Esta aproximación virtualizada, ha proporcionado múltiples ventajas en comparación con la aproximación al laboratorio analógico convencional.

En concreto, se ha maximizado el nivel de automatización mediante el diseño de un laboratorio virtual que simula el rendimiento real del equipamiento de PLC. Este entorno permite evaluar cualquier tecnología de comunicación NB-PLC. Además, esta herramienta orientada a la investigación aporta mejoras clave para el estudio y evolución de las tecnologías de comunicaciones PLC. Estas mejoras pueden resumirse en los puntos siguientes:

- Aumenta la velocidad del proceso de validación.
- Facilita la capacidad de reproducir y replicar las pruebas.
- Reduce los costes de desarrollo.
- Permite un proceso de validación completamente automatizado.

Sobre este entorno de pruebas automatizado se podrán realizar estudios avanzados del rendimiento de las tecnologías NB-PLC, lo cual permite estudiar y comparar el rendimiento de múltiples configuraciones físicas bajo las mismas condiciones.

#### 7.1.2 Análisis de los límites de rendimiento de la capa física de las tecnologías PLC

Se ha realizado un estudio y desarrollo modular de la etapa física de la tecnología PRIME 1.3.6 que permite conocer los límites de funcionamiento de la tecnología OFDM. Se han diseñado diferentes pruebas que abarcan medidas a nivel de módulo y medidas a nivel de sistema completo con transmisor y receptor.

Se selecciona PRIME 1.3.6 por presentar la mejor relación entre número de dispositivos desplegados (experiencia de situaciones límite) y nivel de interoperabilidad demostrada.

Se han investigado perturbaciones sintéticas, evaluando su influencia sobre rendimiento PLC, en forma de ruido AWGN y ruido impulsivo. En cuanto a modelos de canal, se han evaluado un canal plano, un canal selectivo en frecuencia y un canal con cambio de fase abrupto.

En base a lo anterior, los resultados obtenidos han permitido extraer conclusiones de los límites de funcionamiento de la tecnología OFDM aplicada a las tecnologías NB-PLC. Pueden resaltarse los puntos siguientes:



- Las modulaciones sin codificador convolucional no son válidas en entornos prácticos.
- Muestra una alta robustez frente a situaciones de canal complejas.
- La robustez del alineador es mayor que la del resto de la PPDU.
- La robustez del sistema de codificación convolucional es mayor cuanto menor sea la longitud de la PPDU.
- La presencia de ruido impulsivo y su duración o forma de onda son claves en el análisis de sensibilidad.

Este análisis en entorno sintético ha sido interesante para conocer los límites de la tecnología OFDM en determinadas circunstancias. Sin embargo, se ha visto necesario estudiar el rendimiento de las tecnologías PLC ante perturbaciones que representen un entorno real.

### 7.1.3 Investigación avanzada del rendimiento PLC ante perturbaciones reales

Se han identificado, caracterizado y seleccionado perturbaciones representativas, señales interferentes y fuentes de ruido (de diferente naturaleza e intensidad) en situaciones reales de la red eléctrica. El requisito de replicabilidad es la clave por la cual se seleccionan las dos colecciones ETSI TS 103 909 [19] y el conjunto de ruidos CEDER originados por los dispositivos DER [42] para el estudio. En el análisis de resultados se ha confirmado cómo la representación ETSI no cubre algunos de los retos y características observados en los escenarios de ruido DER.

Se han seleccionado métricas y metodologías de prueba estandarizadas y aceptadas por la comunidad científica. El documento ETSI TS 103 909 V1.1.1 [19] incluye una especificación técnica estandarizada para medir el rendimiento de transceptores NB-PLC usando cualquier técnica de modulación en el rango de frecuencias de 9 kHz a 500 kHz. Las métricas ETSI se han complementado con métricas de elaboración propia centradas en la naturaleza de las comunicaciones en la banda de las tecnologías en estudio.

Se ha realizado el análisis sobre sistemas de comunicación reales y completos, obteniendo comparativas directas sobre las diferentes configuraciones físicas y técnicas de comunicación. La tesis se ha centrado en las diferentes tecnologías de comunicación NB-PLC de tecnología abierta, aprobadas por organismos internacionales y que se encuentran desplegadas

en Europa: PRIME 1.3, PRIME 1.4 y G3-PLC. Se ha evaluado cómo las diferentes configuraciones físicas afectan a las variaciones de rendimiento en cada caso de perturbación de estudio.

Se han identificado los mecanismos de robustez de los diferentes sistemas de codificación de canal frente a aquellas perturbaciones representativas de las redes PLC. En cuanto al comportamiento de las configuraciones físicas frente a las perturbaciones se han resaltado los puntos siguientes:

- Una mayor robustez de la cabecera, en comparación con la robustez del payload, no es útil de cara a mejorar la decodificación del paquete físico.
- Los esquemas de modulación coherentes presentan unos buenos resultados en cuanto a incremento de robustez respecto a la tasa binaria proporcionada.
- El mecanismo robusto de repetición por 4 aporta más energía transmitida, pero su efectividad depende de los patrones de ruido y de la relación entre el mecanismo de repetición y entrelazado.

En base a estas conclusiones técnicas se han identificado propuestas de mejora de las tecnologías PLC que supongan mejoras de rendimiento.

Las aportaciones y enfoque de esta tesis respecto a los estudios disponibles del rendimiento PLC ante perturbaciones reales, han presentado el siguiente conjunto de innovaciones clave:

- En contraposición a los estudios analíticos o basados en simulaciones disponibles, esta tesis se ha basado en simulaciones numéricas realizadas con implementaciones en módems PLC reales cuya tecnología está certificada.
- Como diferencia a los estudios sobre tecnologías PLC genéricas existentes, esta tesis se ha realizado sobre sistemas de comunicación reales y completos cubriendo PRIME 1.3.6, PRIME 1.4 y G3-PLC.
- A diferencia de los estudios realizados en campo, esta tesis ha seguido un procedimiento estandarizado y replicable que ha permitido evaluar múltiples tecnologías bajo exactamente las mismas circunstancias, en un entorno controlado y repetible.
- Al contrario que los estudios de capas superiores, esta tesis se ha centrado en el estudio de rendimiento PLC a nivel de capa física.



- Los escasos estudios PRIME 1.4 publicados no cubrían otras tecnologías PLC, se basaban en estudios de campo no replicables y con un claro enfoque en capas superiores. Como contribución clave, esta tesis ha cubierto el estándar PRIME en su última versión 1.4, realizando un estudio exhaustivo a nivel físico comparándolo con PRIME 1.3.6 y G3-PLC.
- Como contraposición a los estudios basados en pruebas de laboratorio no estándar, esta tesis ha seguido un procedimiento, escenario y métricas de prueba estandarizado por ETSI TS 103 909 v1.1.1 [19].
- En contraposición a las colecciones de ruido utilizadas en el estado del arte disponible, esta tesis ha ofrecido datos de rendimiento bajo un extenso conjunto de patrones de ruido estándares y controlados.

### 7.1.4 Propuestas de mejora del rendimiento de las tecnologías PLC

Se han definido propuestas de mejora para optimizar la respuesta de las tecnologías de comunicaciones NB-PLC ante las perturbaciones presentes en la red eléctrica, con el fin de proporcionar un mejor rendimiento. Se han estudiado las cuatro propuestas de mejora siguientes:

**Ecuilizador.** Margen de mejora en cuanto a implementación (dentro del mismo alcance de especificación) en la tecnología PRIME.

**Reed-Solomon.** Codificador externo como mecanismo adicional al codificador convolucional en la tecnología PRIME.

**Tone Mapping.** Posibilidad técnica por estudiar en la tecnología G3-PLC. Se plantean dos propuestas de mejora en este sentido. Una primera opción tal y como queda definida en el estándar, y una segunda opción redistribuyendo la potencia entre subportadoras.

Se han evaluado dichas propuestas de mejora siguiendo el mismo procedimiento de análisis que en el resto de la tesis, para poder comparar estos resultados con los obtenidos para los estándares originales. Se puede concluir que se ha demostrado que las propuestas de mejora analizadas para las capas físicas de PRIME 1.3.6, PRIME 1.4 y G3-PLC mejoran la respuesta de las tecnologías PLC frente a perturbaciones presentes en la red de BT. El rendimiento PLC se ha mejorado con una combinación de mejoras de implementación y de modificaciones en los estándares que podrían ser incluidas en versiones futuras de los protocolos.

En cuanto al comportamiento de cada una de las propuestas de mejora frente a las perturbaciones en comparación con la implementación original, se han destacado los puntos siguientes:

- Se observa un aumento del rendimiento de la tecnología PRIME con las propuestas de mejora estudiadas. El ecualizador PRIME basado en Spline es más estable que el modelo de curva polinómica original a la hora de adaptarse a respuestas de canal con ruidos tonales.
- Al incluir en PRIME el codificador Reed-Solomon, las modulaciones sin codificador convolucional pasan a ser válidas en entornos prácticos, con un bajo overhead, a cambio de una mejora de rendimiento significativa. Esto hace que el modo D8PSK sin CC con Reed-Solomon resulte interesante como modo de alta tasa.
- La implementación G3-PLC estándar, incluyendo el Tone Map, incrementa el link budget frente a ruidos tonales. El beneficio introducido por el Tone Map aumenta cuanto mayor es la densidad del esquema de modulación, debido a que los esquemas más densos requieren una SNR mayor y, en estos casos, el Tone Map, que elimina las subportadoras más afectadas, se muestra más eficaz.
- Cuanto mayor es el número de subportadoras que no transmiten datos en el Tone Map (número de '0'), se observa un mayor aumento en el link budget, cuando se aplica la técnica de Tone Map con redistribución de potencia en G3-PLC. En el límite de la robustez de la cabecera, esta técnica no puede ser utilizada para alcanzar un link budget mayor. En el proceso de diseño e implementación de esta técnica, se deben considerar los límites de la normativa de emisiones conducidas en cuanto al espectro de potencia transmitida [2].

Los resultados obtenidos ofrecen resultados relevantes para las líneas de evolución futura que hagan que las tecnologías NB-PLC sean más robustas frente a los distintos tipos de ruido.

En cuanto al estado del arte disponible sobre mejoras propuestas a tecnologías PLC, las aportaciones y planteamientos de esta tesis han presentado las siguientes innovaciones:

- En el estado del arte disponible, las técnicas de mejora basadas en mitigación de ruido están orientadas a formas de ruido muy concretas. No hacen una selección dinámica de sus mecanismos de mitigación.





Esta tesis ha presentado técnicas de mejora más versátiles no prefijadas de antemano.

- No existían estudios que realizasen propuestas de mejora de mecanismos de ecualización del estándar PRIME. Punto innovador cubierto por esta tesis.
- Tampoco había estudios que particularizasen la aplicación de curvas Spline en contextos de NB-PLC, tal y como se ha realizado en esta tesis.
- No existían estudios que implementasen Reed-Solomon en PRIME, esta tesis ha realizado una implementación y estudio comparativo de esta mejora.
- Más allá de mencionar el Tone Map en G3-PLC, no existían estudios que evaluaran su mejora de rendimiento aplicado a esta tecnología. Esta tesis ha analizado el comportamiento del Tone Map estándar bajo un extenso conjunto de patrones de ruido estándares y controlados, planteando propuestas de evolución más allá de su definición estándar. Es completamente innovadora en este punto.

### 7.2 Líneas futuras

En base a la investigación realizada y a los resultados obtenidos, se identifican cuatro líneas futuras. Este trabajo permite extraer propuestas de mejora aplicables a futuras tecnologías PLC.

Los comités de estandarización de PLC necesitan ser proactivos y seguir mejorando sus tecnologías, de forma que se asegure el correcto funcionamiento y la flexibilidad ante nuevas aplicaciones. Una apuesta por la mejora continua es crítica para que las soluciones PLC puedan ser extendidas en todo el mundo. En la última década, se han desplegado múltiples proyectos de Smart Grids. En los próximos años muchos otros países invertirán en la automatización, conocimiento y dotación de inteligencia en su red de distribución. En esta línea, el análisis de propuestas de mejora en las comunicaciones tiene un gran valor para el desarrollo de este sector.

#### 7.2.1 Influencia de las diferencias en configuraciones físicas

Además de las propuestas de mejora ya cubiertas, a partir de los resultados de esta tesis, se identifican otros parámetros de configuración física que podrían ser evaluados.

### 7.2.1.1 *Longitud de entrelazado*

Como parámetro de configuración física se propone analizar la influencia de la longitud de entrelazado en las capacidades de decodificación. Un entrelazador más largo tiene un mayor rendimiento, a costa de un mayor consumo de recursos que implicará un coste de implementación y operación mayor.

En las tecnologías estudiadas se encuentran dos casos extremos, longitud de símbolo y longitud de trama. La longitud de símbolo de 2,2 ms en la tecnología PRIME se puede considerar por debajo de la longitud recomendable. Por el contrario, la longitud de trama en la tecnología G3-PLC está por encima del valor recomendable con un coste optimizable.

Por lo tanto, se plantea obtener una longitud de entrelazado óptima en cuanto a rendimiento y coste.

### 7.2.1.2 *Tipos de mapeado diferencial*

Otro parámetro de configuración física que se propone estudiar es el rendimiento del mapeado diferencial entre símbolos y entre subportadoras.

Un mapeado diferencial entre subportadoras es muy robusto frente a ruido impulsivo porque un ruido en un símbolo no interfiere en la decodificación del símbolo siguiente. Sin embargo, su rendimiento depende de la estabilidad en la fase del modelo de canal. Además, para un mapeado diferencial entre subportadoras es importante que la separación entre subportadoras sea muy pequeña, con el fin de garantizar que la respuesta frecuencial entre subportadoras adyacentes es similar. En los casos de estudio particulares, el mapeado diferencial entre subportadoras es aplicable a PRIME, que se define con una distancia entre subportadoras de 488 Hz. Sin embargo, sería menos eficiente para G3-PLC, cuya distancia entre subportadoras es 1,562 kHz y, por tanto, es más difícil que se cumpla la condición de estabilidad de la fase del modelo de canal.

Como desventaja, un mapeado diferencial entre símbolos es menos eficiente frente a ruido impulsivo. Adicionalmente, supone un mayor consumo de recursos, porque es necesario guardar la información de un símbolo para la demodulación del siguiente. Sin embargo, la ventaja en este caso es que su eficacia es independiente del número de subportadoras y se puede adaptar a cualquier respuesta frecuencial.



Con esto se plantea hacer un estudio del rendimiento en función del tipo de mapeado diferencial.

### 7.2.1.3 Diferentes configuraciones OFDM

Por último, se plantea estudiar la influencia en el rendimiento de las diferentes configuraciones OFDM en cuanto a longitud de símbolo, número de subportadoras y separación en frecuencia entre subportadoras.

Estas configuraciones afectan a la distribución energética de la información en el tiempo y la frecuencia. Por tanto, ante distintos formatos de canal (respuesta frecuencial y perturbaciones) es previsible observar cambios importantes en el rendimiento y en el link budget.

Por otra parte, el símbolo OFDM es la unidad mínima de información a intercambiar, con lo que también puede afectar al tamaño del padding de una trama para ser encapsulada. La influencia sobre el overhead que implica el padding repercutirá en los valores de rendimiento.

Se plantea hacer un estudio de las diferentes configuraciones OFDM, con el fin de obtener las configuraciones óptimas para cada escenario y modelo de canal.

### 7.2.2 Evaluar efectos no lineales del medio de propagación

El proceso de investigación se realiza sobre el Virtual PLC Lab variando los distintos parámetros del entorno de simulación. Basándose en la estructura de pruebas simplificada mostrada en la Figura 48, el modelo de canal puede presentar varios parámetros configurables:

- Modelo del canal (generalmente definido por la forma de su respuesta frecuencial en módulo y fase).
- Modelo de ruido.
- Relación SNR.

El análisis de los límites de rendimiento de la capa física PRIME 1.3.6 se ha realizado con modelos de ruido sintéticos de diferentes modelos de canal en cuanto a su respuesta frecuencial en módulo y fase. Sin embargo, la investigación avanzada ante perturbaciones reales se realiza con un modelo de canal plano sin variaciones en fase o amplitud, centrado en diferentes modelizados y capturas de ruidos que representen la naturaleza real de la red

eléctrica. Esto es así porque, en base al estado del arte realizado y al requisito de replicabilidad, no se disponen de modelos de canal replicables con variaciones en su respuesta frecuencial. Además, los ruidos impulsivos son la condición más crítica para la calidad de las comunicaciones.

Se plantea extender el estudio con efectos no lineales del canal, ampliando así el número de modelos de canal analizados. Dentro de esta misma línea, se plantea estudiar respuestas de canal variables también en el dominio del tiempo. Esto representaría el modelo de canal real de la red eléctrica, el cual puede variar su comportamiento durante el periodo de la red.

### 7.2.3 Influencia de parámetros físicos al rendimiento de capa MAC

Se plantea una línea de estudio que analice cómo los parámetros de funcionamiento de la capa física influyen en el rendimiento de la capa MAC, más allá de los errores derivados de la pérdida de datos en la capa física, cuantificados por el FER.

La interpretación de resultados de esta investigación se basa en un análisis de rendimiento punto a punto, exclusivamente a nivel de la capa física. Se plantea una línea futura de trabajo con una perspectiva completa de red, introduciendo la capa de Control de Acceso al Medio (MAC). Evaluando la influencia de los distintos parámetros físicos en el rendimiento MAC, el análisis y las propuestas de mejora tendrían un enfoque diferente.

Este es el caso por ejemplo de la selección de la robustez de la cabecera. En general, para cualquier tecnología PLC, los resultados del estudio de la capa física confirman que, si la robustez de la cabecera es alta en comparación con la robustez del payload, no mejoran las posibilidades de decodificación del paquete a nivel físico. Sin embargo, la conclusión podría ser diferente si se evalúa la relación entre la robustez de la cabecera y el rendimiento a nivel MAC. En el contexto MAC, una cabecera más robusta puede ayudar a alinear y a descubrir la longitud de la trama a otros dispositivos de la red. Incluso sin verse afectado el FER del receptor, podría reducir el efecto de nodo oculto.

El efecto de nodo oculto implica que los nodos A y B, perteneciendo a la misma red y sin que uno pueda recibir las tramas del otro, podrían enviar datos de forma simultánea y, como consecuencia, influir en el rendimiento del nodo C que reciba datos de ambos.



En este escenario, un análisis a nivel físico podría recomendar no incrementar la robustez de la cabecera. Por el contrario, incluyendo en el análisis el rendimiento a nivel MAC, se podría recomendar incrementar la robustez de la cabecera. Con una cabecera más robusta, los nodos A y B podrían detectar entre ellos los paquetes enviados, con lo que evitarían su transmisión simultánea y, como consecuencia, mejoraría el rendimiento observado en el nodo C.

Se plantea hacer un estudio de cómo los parámetros de funcionamiento de la capa física influyen en el rendimiento de la capa MAC.

### 7.2.4 Regulación en cuanto a niveles de emisión y compatibilidad

Una clara línea futura es utilizar los resultados de la investigación realizada para analizar la regulación de los niveles de inmunidad.

Tal y como se apunta en las conclusiones de la sección 5.6, coincidiendo con [44], existen distintas aproximaciones sobre cómo hacer frente a las situaciones de perturbaciones en banda. Una aproximación se centra en la limitación estricta de las emisiones del equipamiento eléctrico, esté o no dentro del contexto PLC. La aproximación alternativa relaja las restricciones en cuanto a niveles de emisión, planteando soluciones en el equipamiento de comunicaciones y abordando cada caso particular de forma independiente. En cualquier caso, los comités de estandarización deben trabajar en una solución donde el equipamiento eléctrico y los dispositivos NB-PLC puedan convivir.

En resumen, la comunidad PLC necesita mantener una colaboración estrecha con los comités de estandarización con el objetivo de ofrecer información relevante y propuestas para la banda de 2 a 150 kHz [18].

Los resultados obtenidos en esta tesis confirman que una futura línea de estudio debiera de cubrir la falta de regulación específica en cuanto a niveles de emisión y compatibilidad. Dentro de esta línea, es importante incluir los ruidos DER dentro de los estudios de rendimiento y las colecciones de ruidos estandarizados como ETSI [19].

### 7.3 Difusión de resultados

En esta sección se indican las publicaciones en revistas internacionales y ponencias en congresos internacionales en las que se han difundido los resultados de esta tesis doctoral.

#### 7.3.1 Publicaciones internacionales

##### **“Analysis of the channel influence to PLC communications based on ITU-T G.9904 (PRIME)”**

<b>DOI</b>	10.3390/en9010039
<b>Publicación</b>	MDPI Energies 2016, vol. 9, no 1, p. 39
<b>Autores</b>	Asier Llano, Itziar Angulo, Pablo Angueira, Txetxu Arzuaga, David de la Vega
<b>Fecha</b>	2016
<b>Aportaciones</b>	Esta publicación recoge el análisis de los límites de rendimiento de la capa física de la tecnología ITU-T G.9904 (PRIME) ante ruidos y formas de canal sintéticos. Esta aportación se corresponde con los resultados descritos en el capítulo 4.

##### **“Impact of channel disturbances on current narrowband Power Line Communications and lessons to be learnt for the future technologies”**

<b>DOI</b>	10.1109/ACCESS.2019.2924806
<b>Publicación</b>	IEEE Access 2019, vol. 7, p. 83797-83811
<b>Autores</b>	Asier Llano, Itziar Angulo, David de la Vega, Laura Marron
<b>Fecha</b>	2019
<b>Aportaciones</b>	Esta publicación recoge la investigación avanzada del rendimiento de las tecnologías PRIME 1.3.6, PRIME 1.4, G3-PLC ante perturbaciones representativas reales, utilizando para ello métricas y metodologías de prueba estandarizadas y aceptadas por la comunidad científica. Esta aportación se corresponde con los resultados descritos en el capítulo 5.



**“Physical Layer optimization proposals for PRIME 1.4 and G3-PLC standards”**

<b>DOI</b>	(En revisión)
<b>Publicación</b>	MDPI Applied Science Special Issue "Simulation-Based Validation and Design of Smart Grids"
<b>Autores</b>	Asier Llano, Itziar Angulo, David de la Vega, Laura Marron, Janire Larrañaga
<b>Fecha</b>	2019
<b>Aportaciones</b>	Esta publicación recoge una serie de propuestas sobre la capa física para la mejora del rendimiento de las tecnologías PRIME 1.3.6, PRIME 1.4 y G3-PLC. Se identifican y definen las propuestas de mejora, y una vez implementadas, se evalúan siguiendo los procedimientos definidos en el capítulo 5. Esto permite realizar una comparativa directa con las implementaciones y estándares originales para cuantificar su mejora individual. Esta aportación se corresponde con los resultados descritos en el capítulo 6.

7.3.2 Congresos internacionales

**“Virtual Power-Line Communications Laboratory for technology development and research”**

<b>DOI</b>	10.1007/978-3-319-95678-7_14
<b>Congreso</b>	International Conference on Remote Engineering and Virtual Instrumentation REV 2018
<b>Autores</b>	Asier Llano, Xabier Osorio, David de la Vega, Itziar Angulo, Txetxu Arzuaga
<b>Lugar y fecha</b>	Dusseldorf, Alemania. Marzo de 2018
<b>Participación</b>	Ponencia
<b>Publicación</b>	Springer International Publishing AG, REV 2018, LNNS 47, pp. 128 - 135, 2019
<b>Aportaciones</b>	Esta publicación recoge el desarrollo de un entorno de prueba Virtual PLC Lab replicable y automatizado que simule el rendimiento real del equipamiento de PLC y que permita utilizar cualquier sistema de comunicación. Esta aportación se recoge en el capítulo 3.

### 7.3.3 Publicaciones y congresos complementarios

Se han publicado otros artículos que, no presentando resultados directamente de esta tesis, presentan información y conclusiones relevantes de estudios complementarios en el mismo área de investigación.

#### **“Field trials for the Empirical Characterization of the Low Voltage Grid Access Impedance from 35 kHz to 500 kHz”**

**DOI** 10.1109/ACCESS.2019.2924253  
**Publicación** IEEE Access 2019, vol. 7, pp. 85786-85795  
**Autores** Igor Fernández, Amaia Arrinda, Itziar Angulo,  
David de la Vega, Noelia Uribe, Asier Llano  
**Fecha** 2019

#### **"Field Trials for the Characterization of Non-Intentional Emissions at Low-Voltage Grid in the Frequency Range Assigned to NB PLC Technologies"**

**DOI** 10.3390/electronics8091044  
**Publicación** MDPI Electronics 2019, 8(9):1044  
**Autores** Igor Fernández, David de la Vega, Amaia Arrinda,  
Itziar Angulo, Noelia Uribe-Pérez, Asier Llano  
**Fecha** 2019

#### **“Adaptation of Powerline Communications-Based Smart Metering Deployments to the Requirements of Smart Grids”**

**DOI** 10.3390/en81212372  
**Publicación** MDPI Energies 2015, 8(12), 13481-13507  
**Autores** Alberto Sendin, Txetxu Arzuaga, Iker Urrutia,  
Iñigo Berganza, Ainara Fernandez, Laura Marron,  
Asier Llano, Aitor. Arzuaga  
**Fecha** 2015





**“Redundancy and Synchronization Improvement for Prevailing Phase Angle Estimation and Flicker Source location”**

**DOI** 10.3390/en81212372  
**Congreso** International Conference on Electricity Distribution (CIRED) 2018  
**Autores** Sergio Santos, Aitor Amezua, Maja Pikula, Asier Llano  
**Lugar y Fecha** Ljubljana, Eslovenia, Junio 2018

**"Implementation of Non-Orthogonal Multiplexing for Narrow Band Power Line Communications"**

**DOI** 10.1109/ISPLC.2017.7897120  
**Congreso** IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC) 2017  
**Autores** Itziar Angulo, David de la Vega, Amaia Arrinda, Itziar Fernandez, Iñigo Berganza, Asier Llano, Txetxu Arzuaga  
**Lugar y Fecha** Madrid, España, Abril 2017

**"PRIME v1.4 evolution: A future proof of reality beyond metering"**

**DOI** 10.1109/SmartGridComm.2014.7007668  
**Congreso** IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm) 2014  
**Autores** Alberto Sendin, Il Han Kim, Simone Bois, Andres Muñoz, Asier Llano  
**Lugar y Fecha** Venecia, Italia, Noviembre 2014

**“LV Feeder identification: Prior requirement to operate LV grids with high penetration of DER and new loads”**

**Congreso** CIGRE 2014  
**Autores** Laura Marron, Alberto Sendin, Asier Llano, Aitor Arzuaga, Txetxu Arzuaga, Xabier Osorio  
**Lugar y Fecha** Paris, Francia, Agosto 2014

**"Low voltage feeder identification for smart grids with standard narrowband PLC smart meters"**

**DOI** 10.1109/ISPLC.2013.6525836  
**Congreso** IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC) 2013  
**Autores** Laura Marron, Xabier Osorio, Asier Llano, Aitor Arzuaga, Alberto Sendin  
**Lugar y Fecha** Johannesburgo, República Sudafricana, Marzo 2013

**"Field techniques to overcome aggressive noise situations in PLC networks"**

**DOI** 10.1109/ISPLC.2011.5764374  
**Congreso** IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC) 2011  
**Autores** Alberto Sendin, Asier Llano, Aitor Arzuaga, Iñigo Berganza  
**Lugar y Fecha** Udine, Italia, Abril 2011

**"Strategies for PLC signal injection in electricity distribution grid transformers"**

**DOI** 10.1109/ISPLC.2011.5764420  
**Congreso** IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC) 2011  
**Autores** Alberto Sendin, Asier Llano, Aitor Arzuaga, Iñigo Berganza  
**Lugar y Fecha** Udine, Italia, Abril 2011

**"Quasi-synchronous noise interference cancellation techniques applied in low voltage PLC"**

**DOI** 10.1109/ISPLC.2011.5764373  
**Congreso** IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC) 2011  
**Autores** Asier Llano, Alberto Sendin, Aitor Arzuaga, Sergio Santos  
**Lugar y Fecha** Udine, Italia, Abril 2011



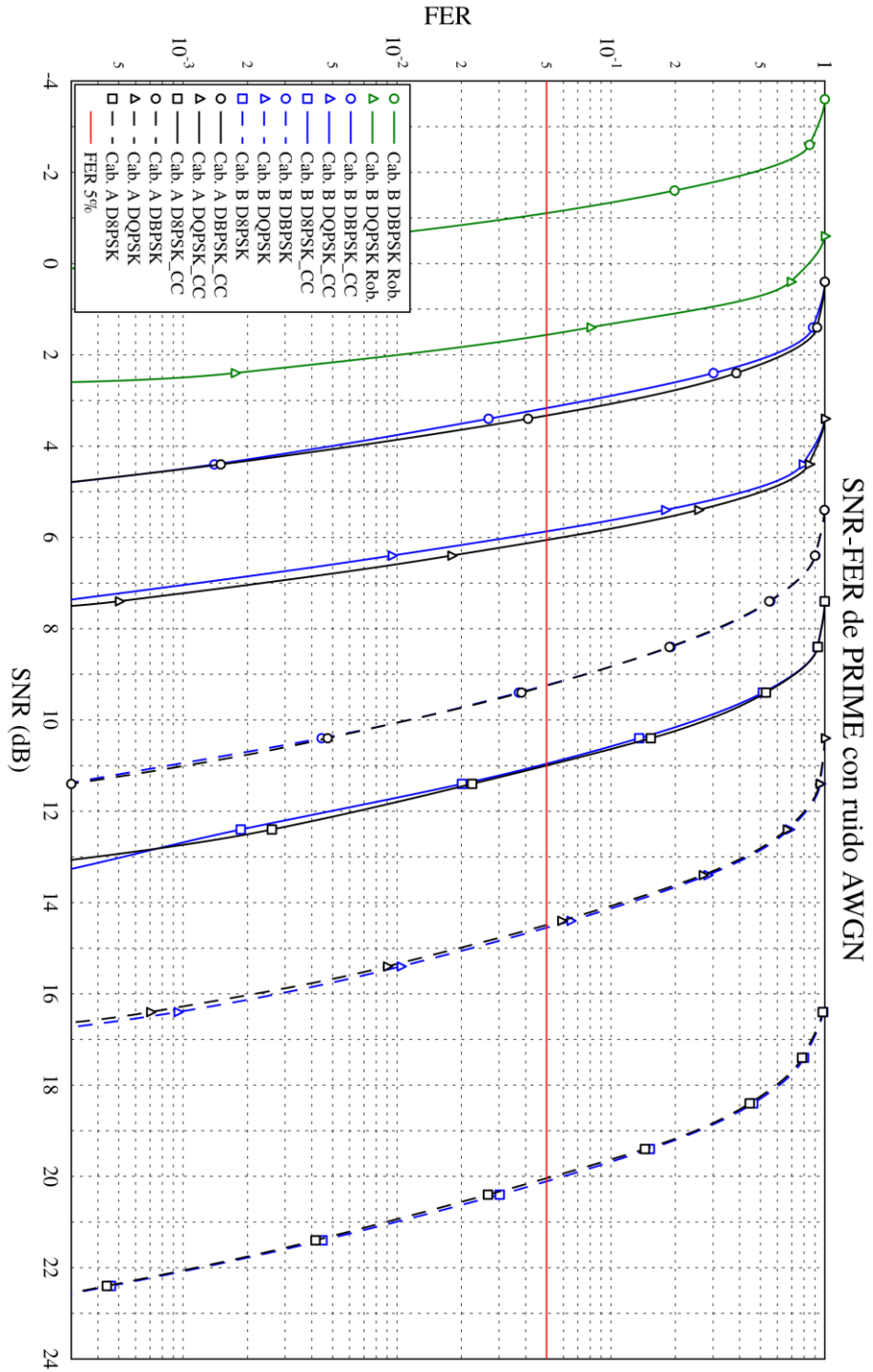
## APÉNDICE A. CURVAS SNR-FER PARA PRIME

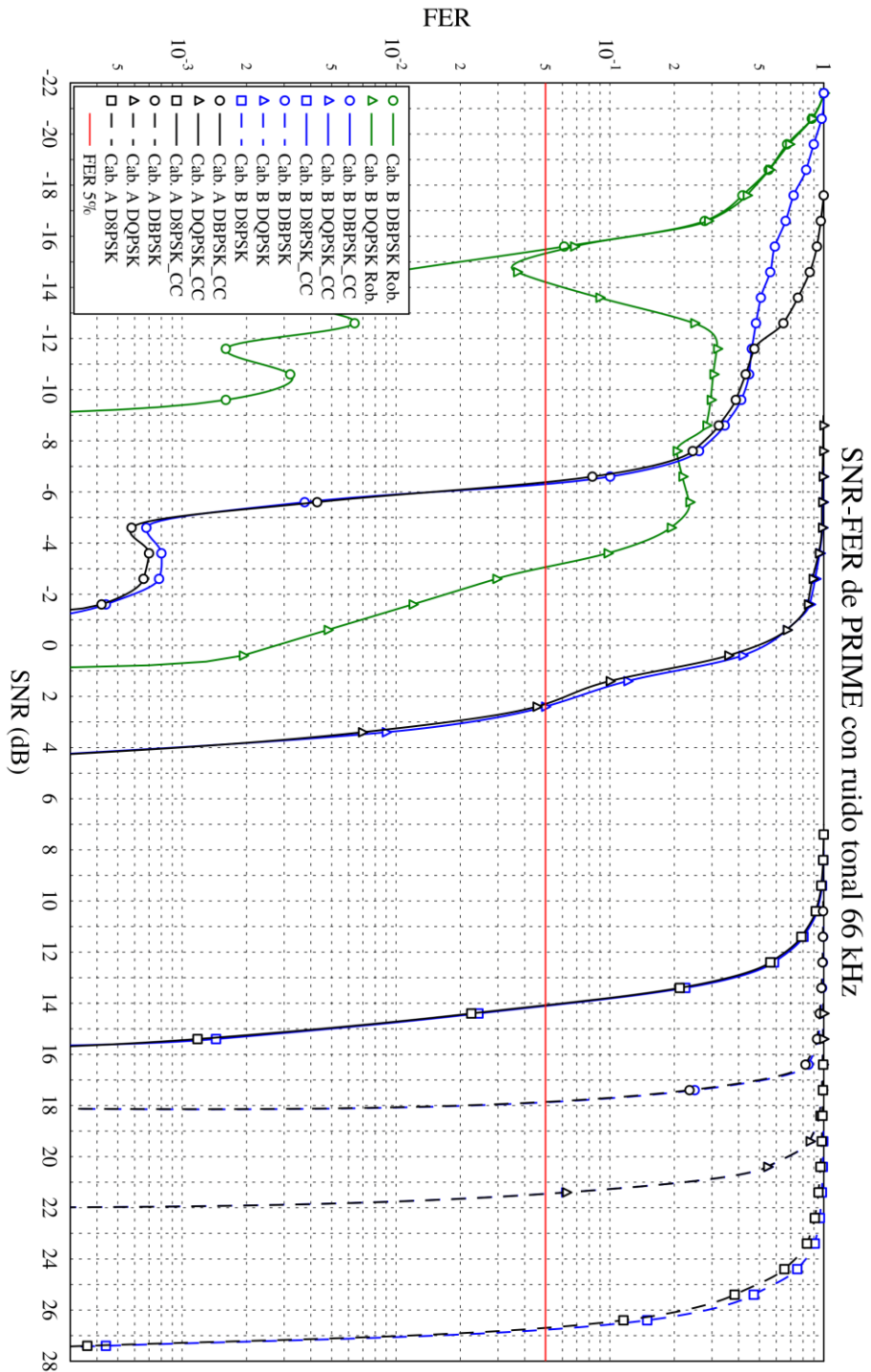
Se han calculado las curvas SNR-FER para las configuraciones físicas de PRIME 1.3 y PRIME 1.4 durante el proceso de simulación descrito en la sección 5.3. Se han calculado las gráficas para todas las configuraciones físicas tanto con cabecera tipo A (que es equivalente a PRIME 1.4), como de cabecera tipo B.

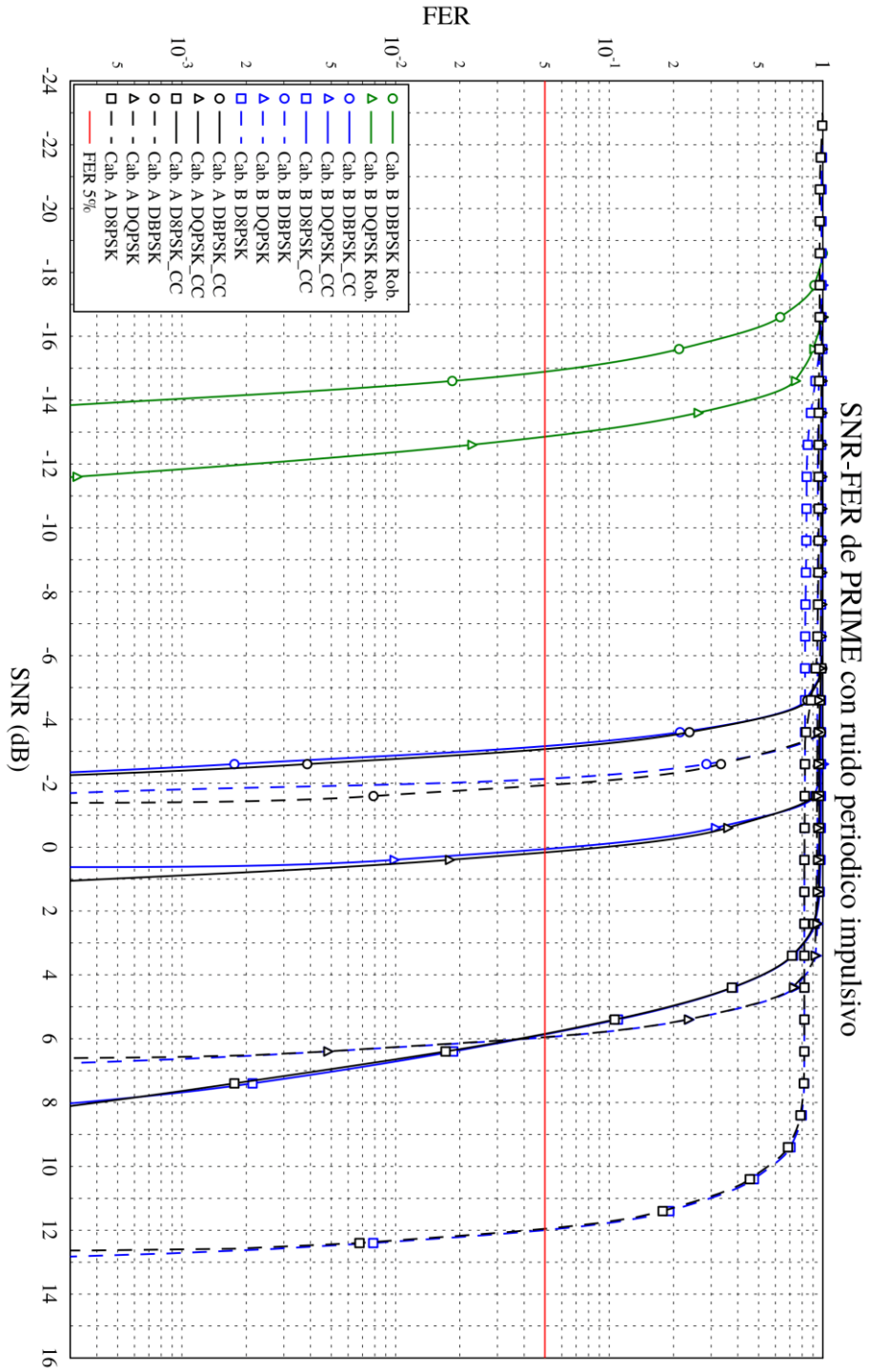
Se han repetido las mediciones de simulación de FER, medido como la tasa de número de tramas no recibidas correctamente en función de las transmitidas, en función del SNR de recepción, para cada una de las perturbaciones.

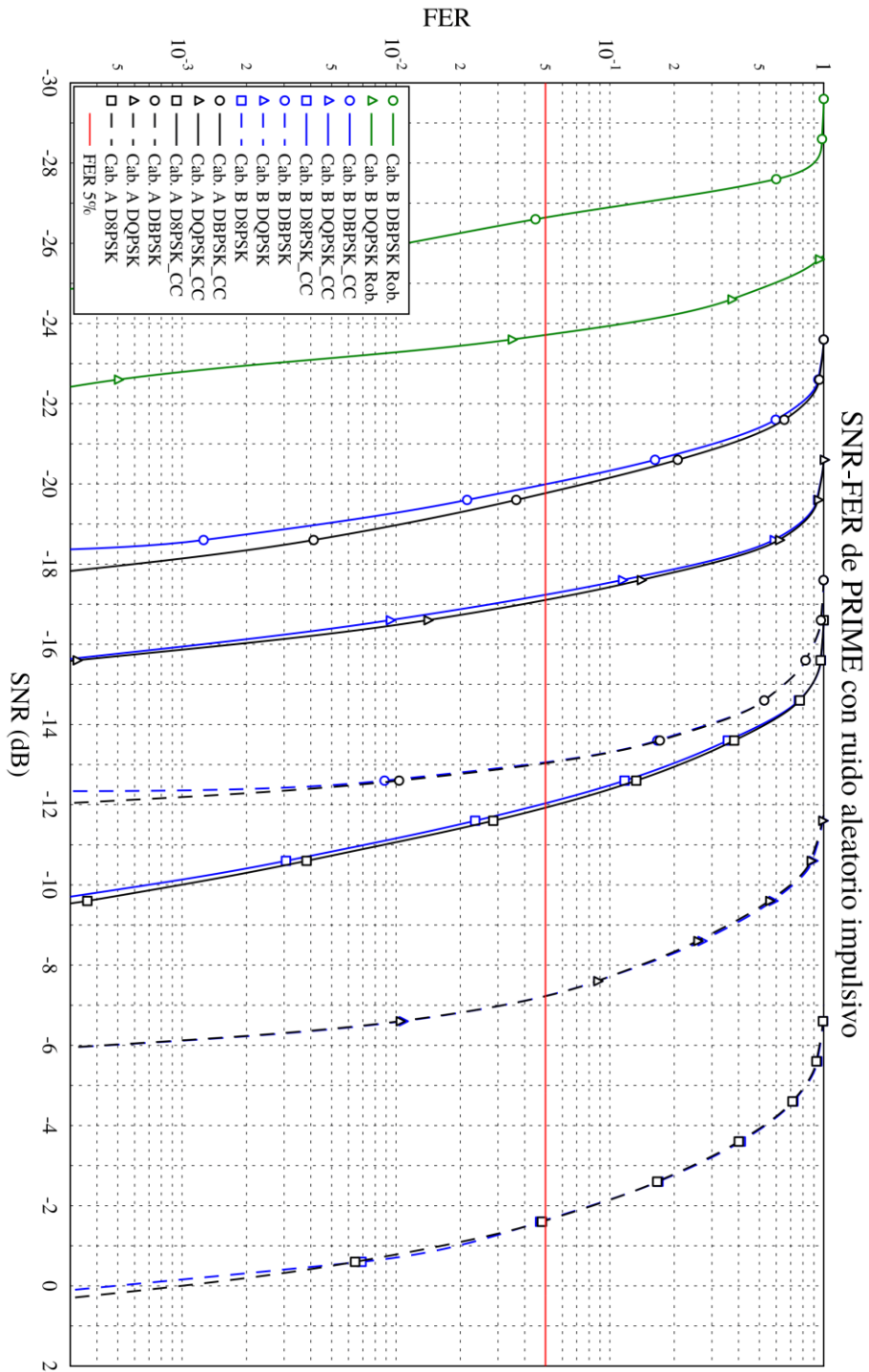
Del conjunto de curvas SNR-FER calculadas se muestra la selección más representativa, teniendo en cuenta que no haya más de un ruido del mismo tipo y que sean ruidos con un porcentaje de importante de su potencia en la banda de trabajo. Se han seleccionado los siguientes ruidos:

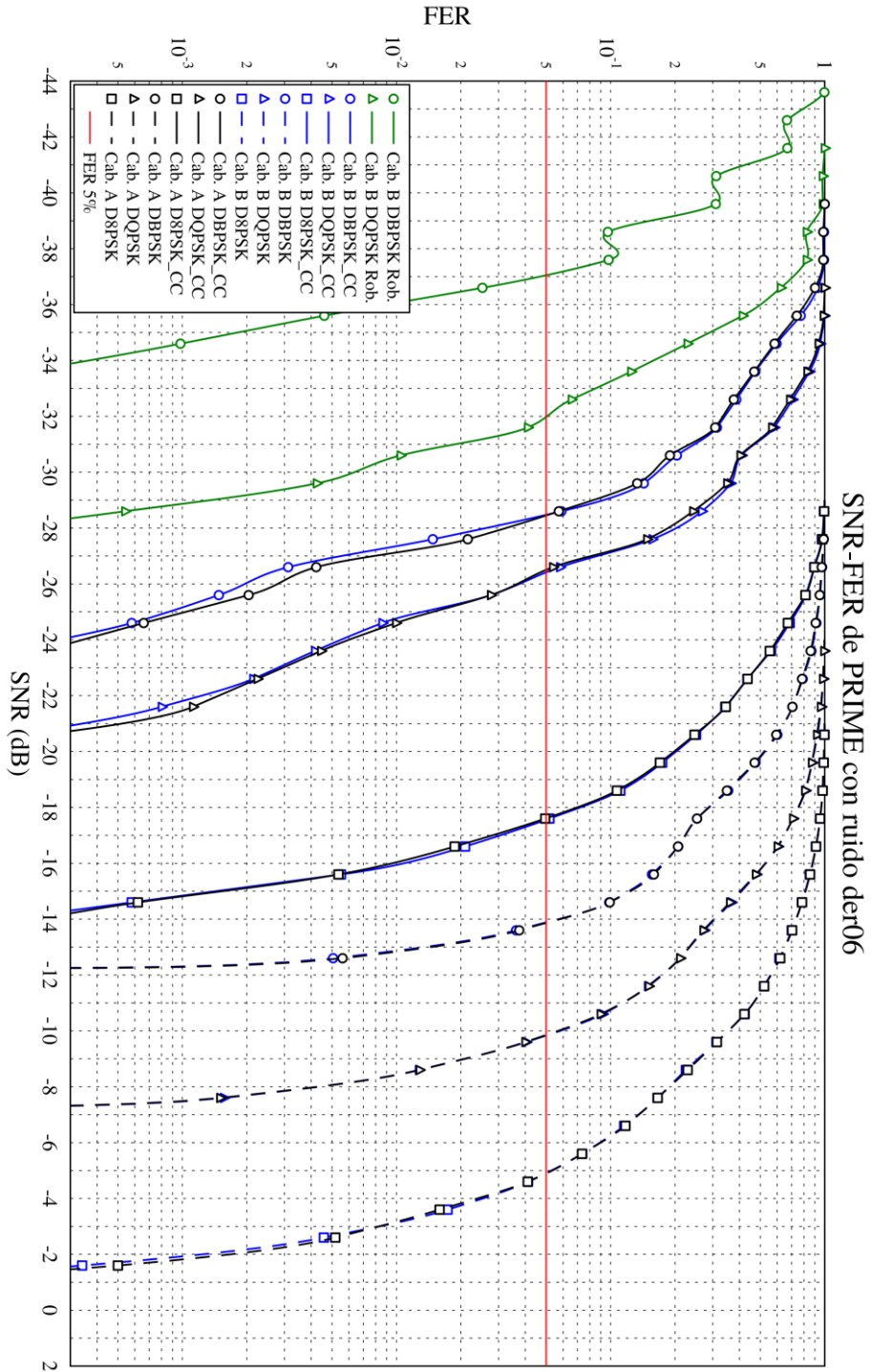
- Ruido AWGN
- Ruidos de la colección del ETSI:
  - Un único ruido tonal: 66 kHz
  - El ruido impulsivo periódico
  - El ruido impulsivo aleatorio
- Ruidos DER:
  - der6
  - der36
  - der50



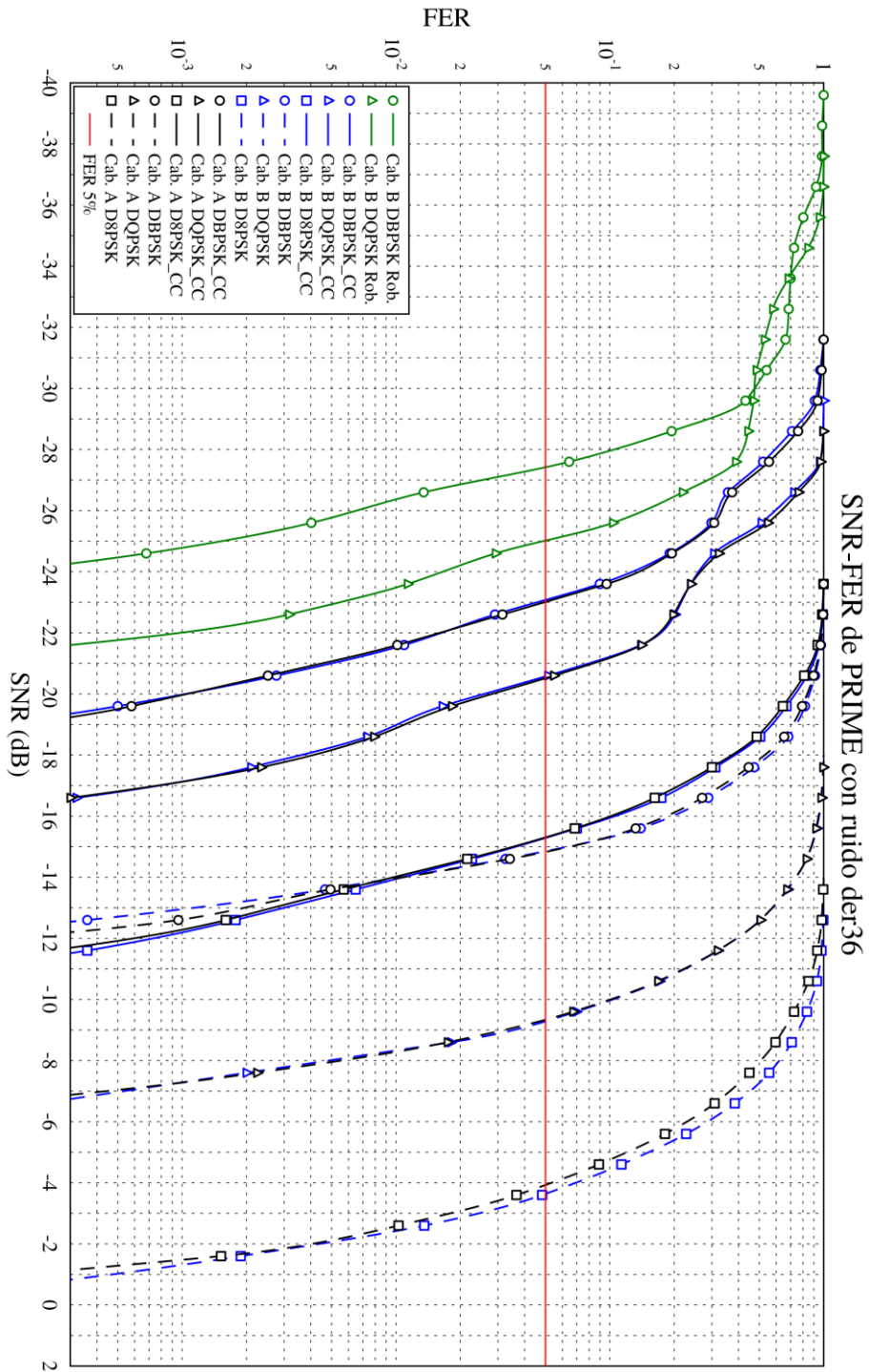


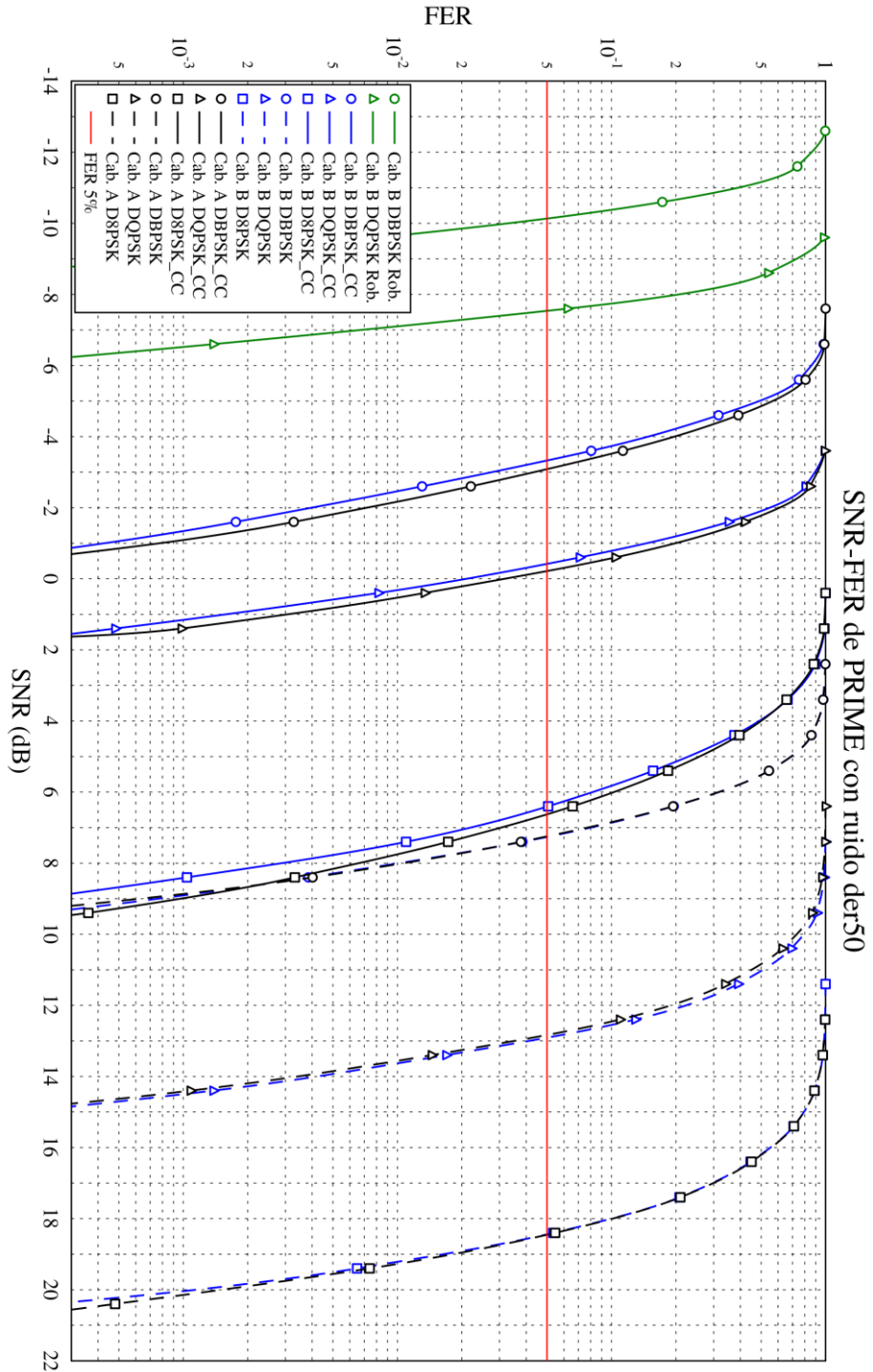














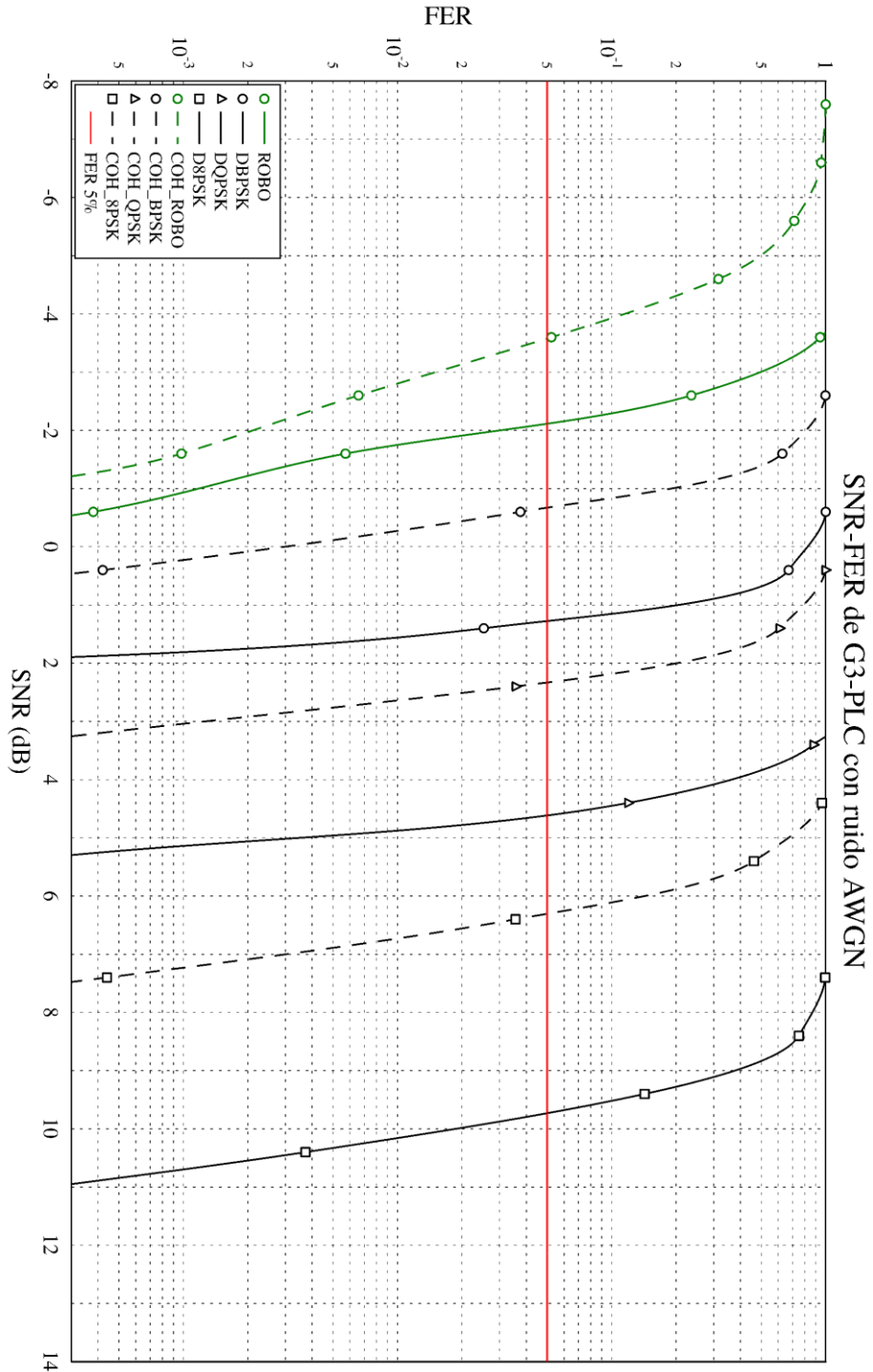
## APÉNDICE B. CURVAS SNR-FER PARA G3-PLC

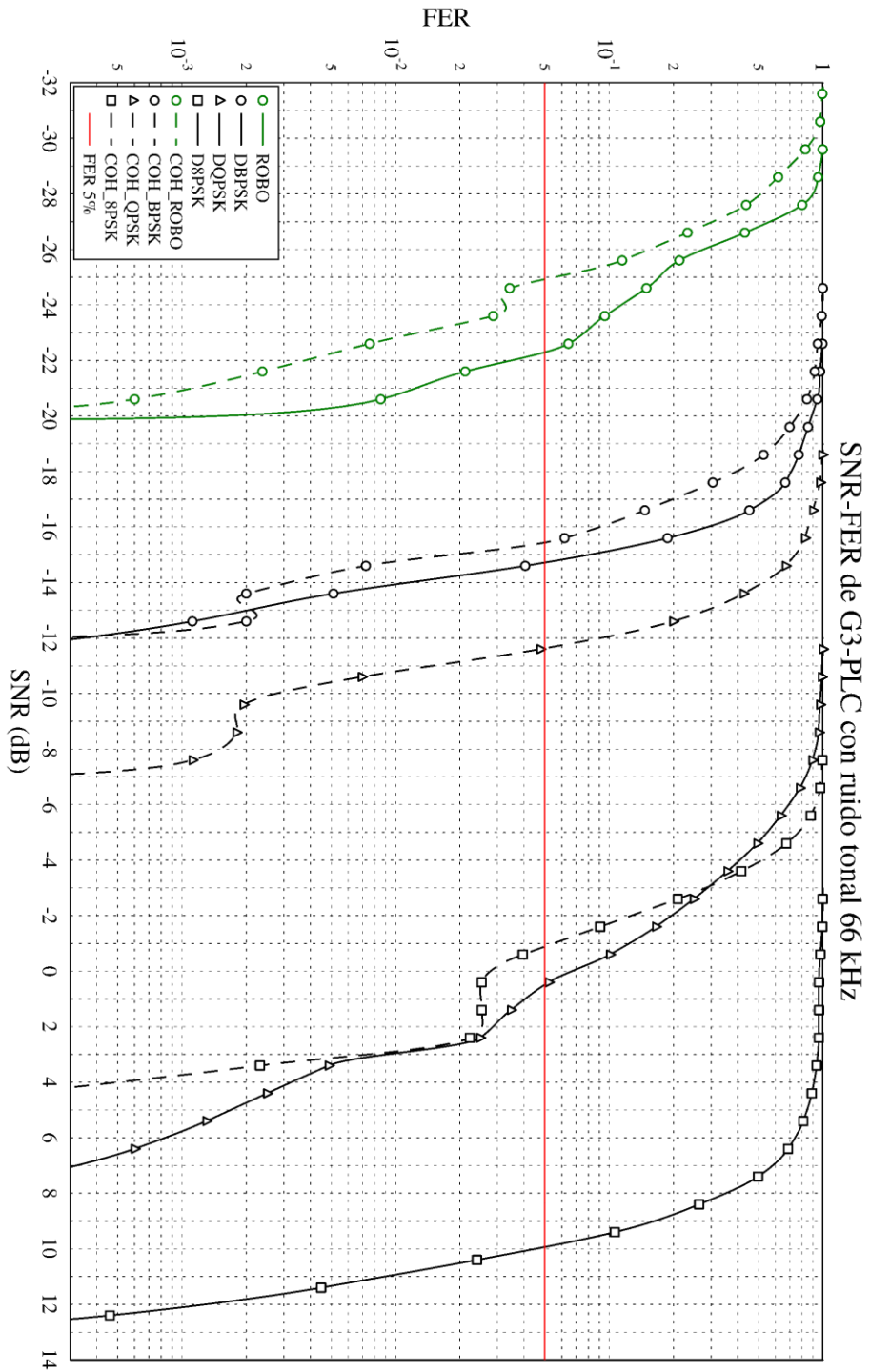
Se han calculado las curvas SNR-FER para las configuraciones físicas de G3-PLC durante el proceso de simulación descrito en la sección 5.3. Se han calculado las gráficas para todas las configuraciones físicas de este estándar incluyendo los modos diferenciales y coherentes.

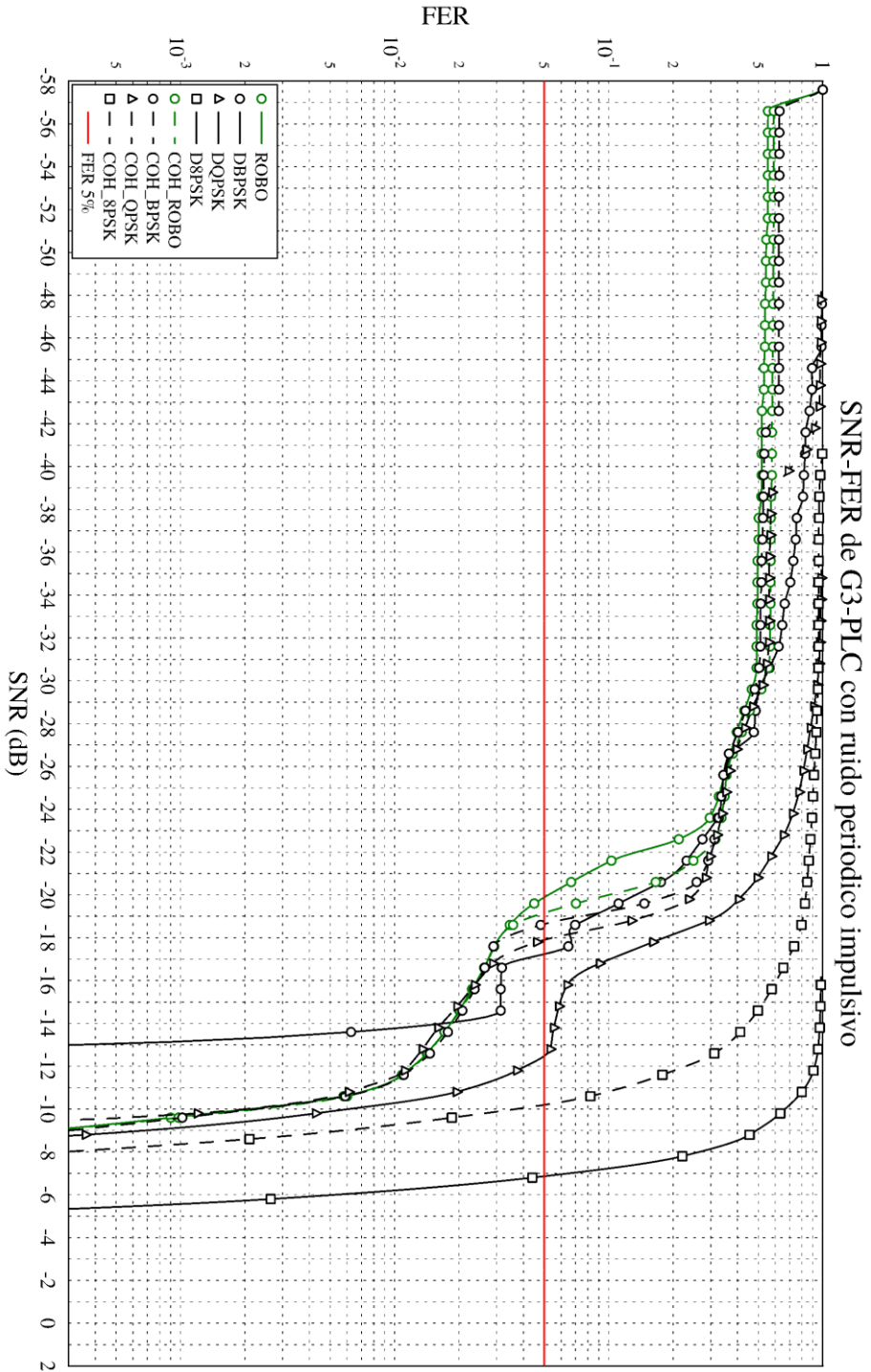
Se han repetido las mediciones de simulación de FER, medido como la tasa de número de tramas no recibidas correctamente en función de las transmitidas, en función del SNR de recepción, para cada una de las perturbaciones.

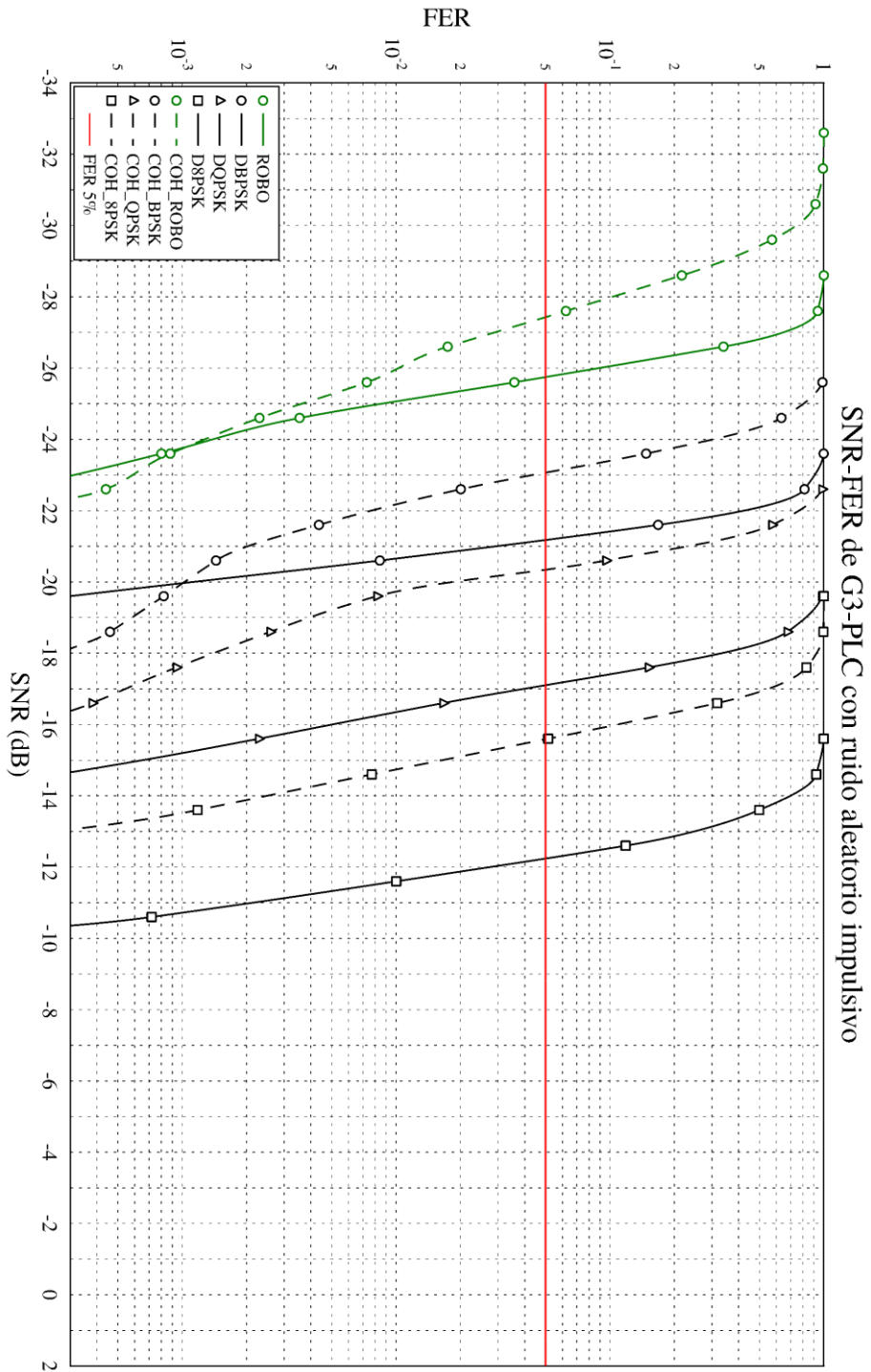
Del conjunto de curvas SNR-FER calculadas se muestra la selección más representativa, teniendo en cuenta que no haya más de un ruido del mismo tipo y que sean ruidos con un porcentaje de importante de su potencia en la banda de trabajo. Se han seleccionado los siguientes ruidos:

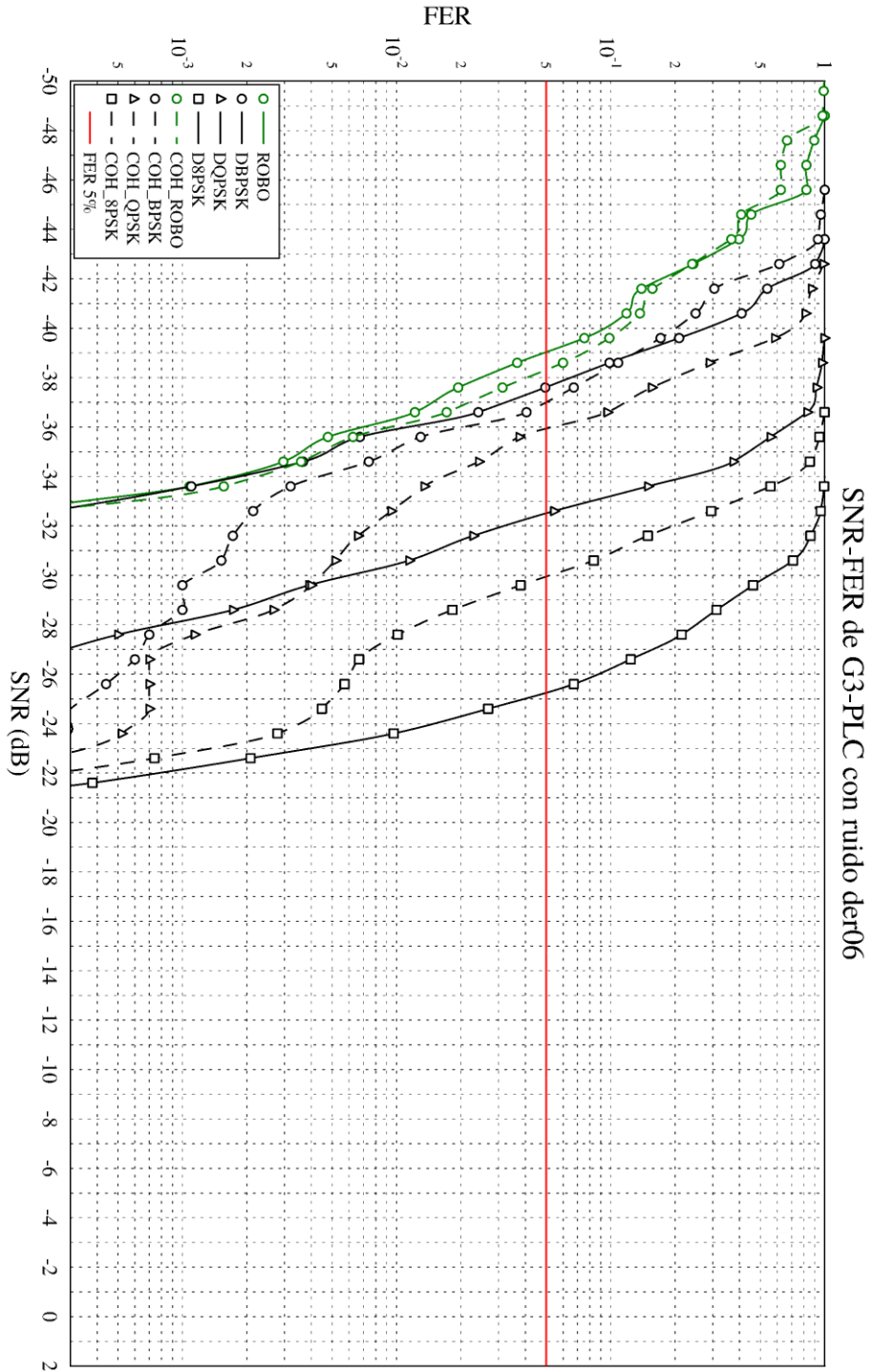
- Ruido AWGN
- Ruidos de la colección del ETSI:
  - Un único ruido tonal: 66 kHz
  - El ruido impulsivo periódico
  - El ruido impulsivo aleatorio
- Ruidos DER:
  - der6
  - der36
  - der50



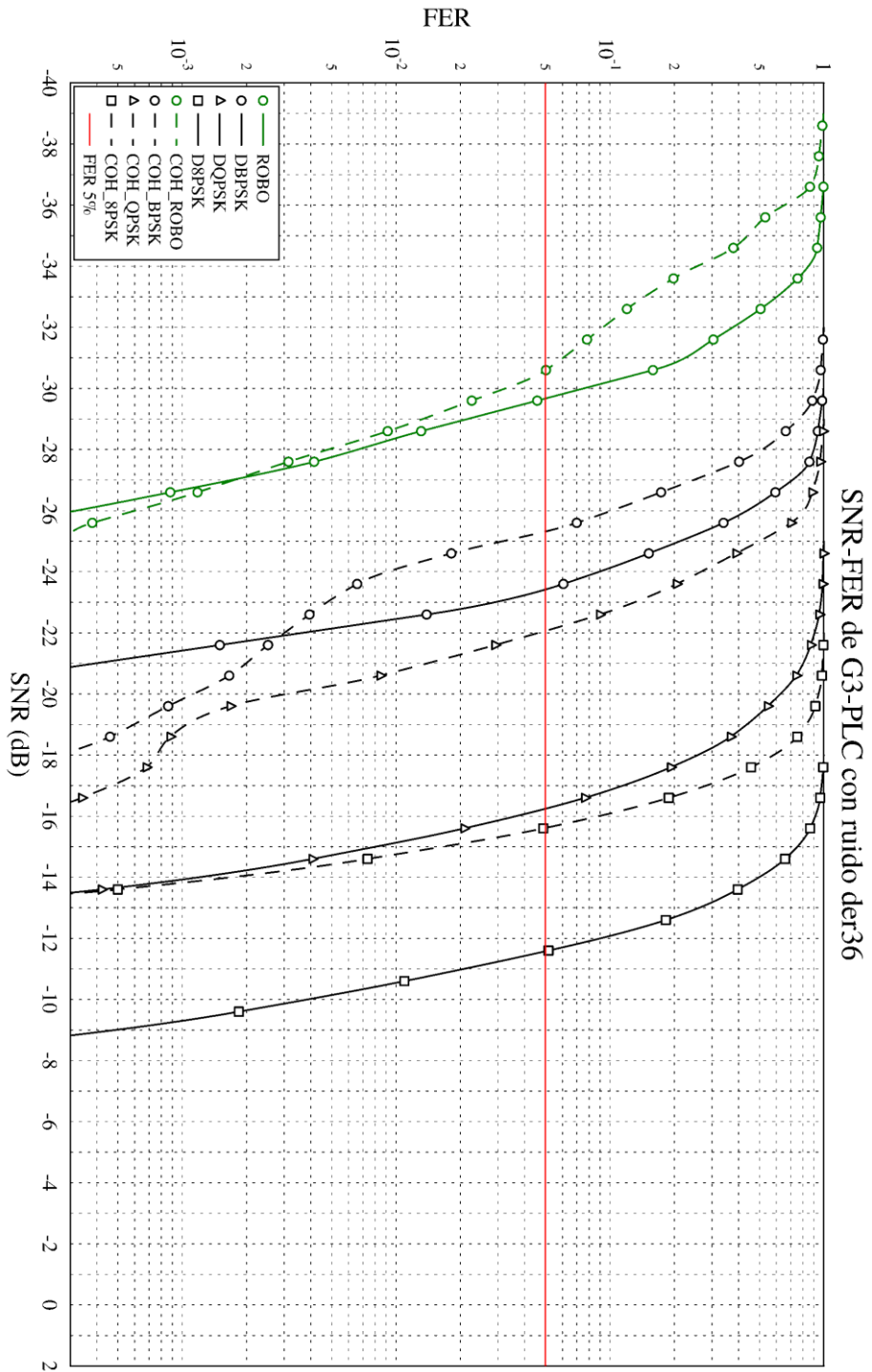


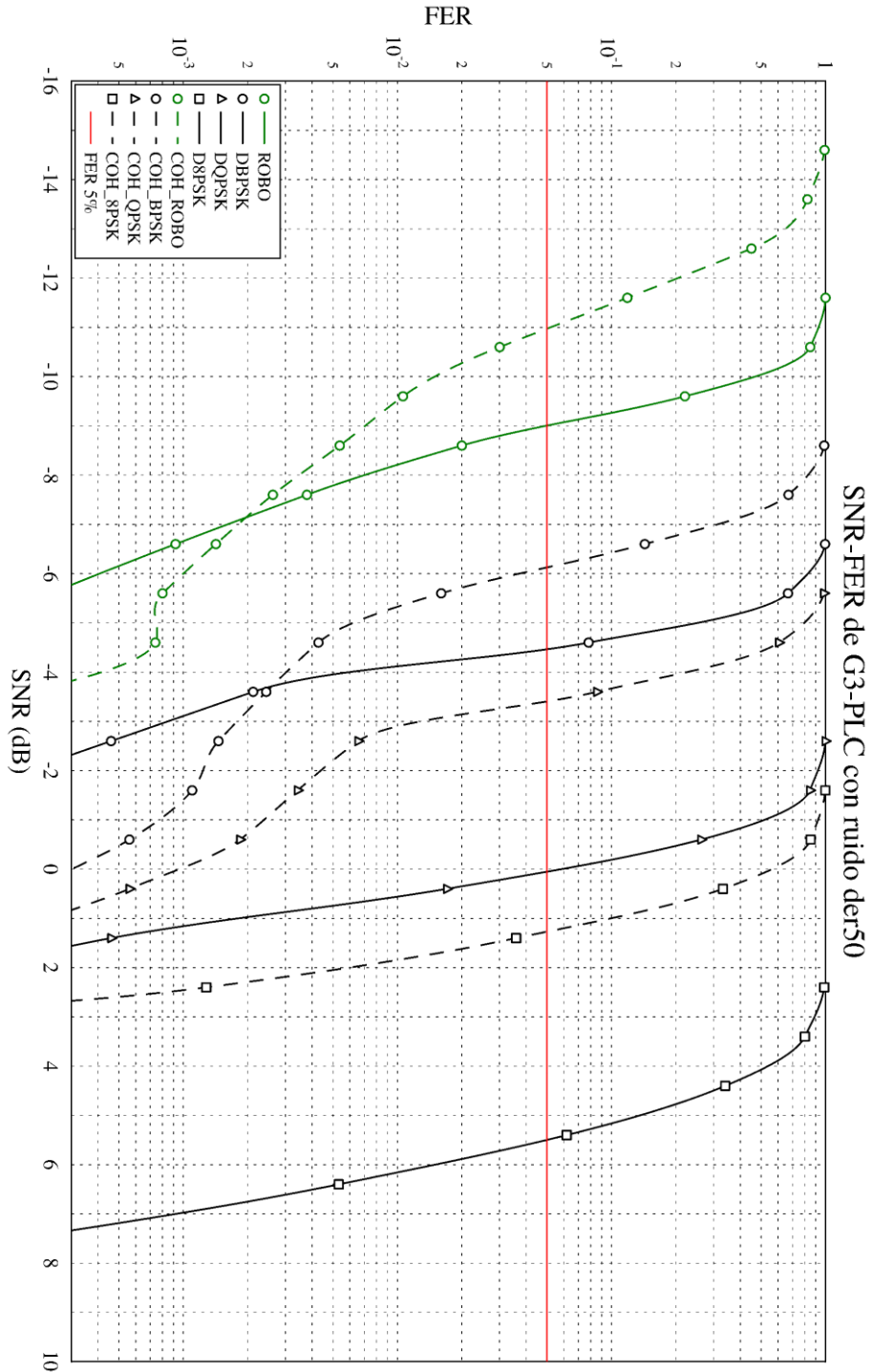














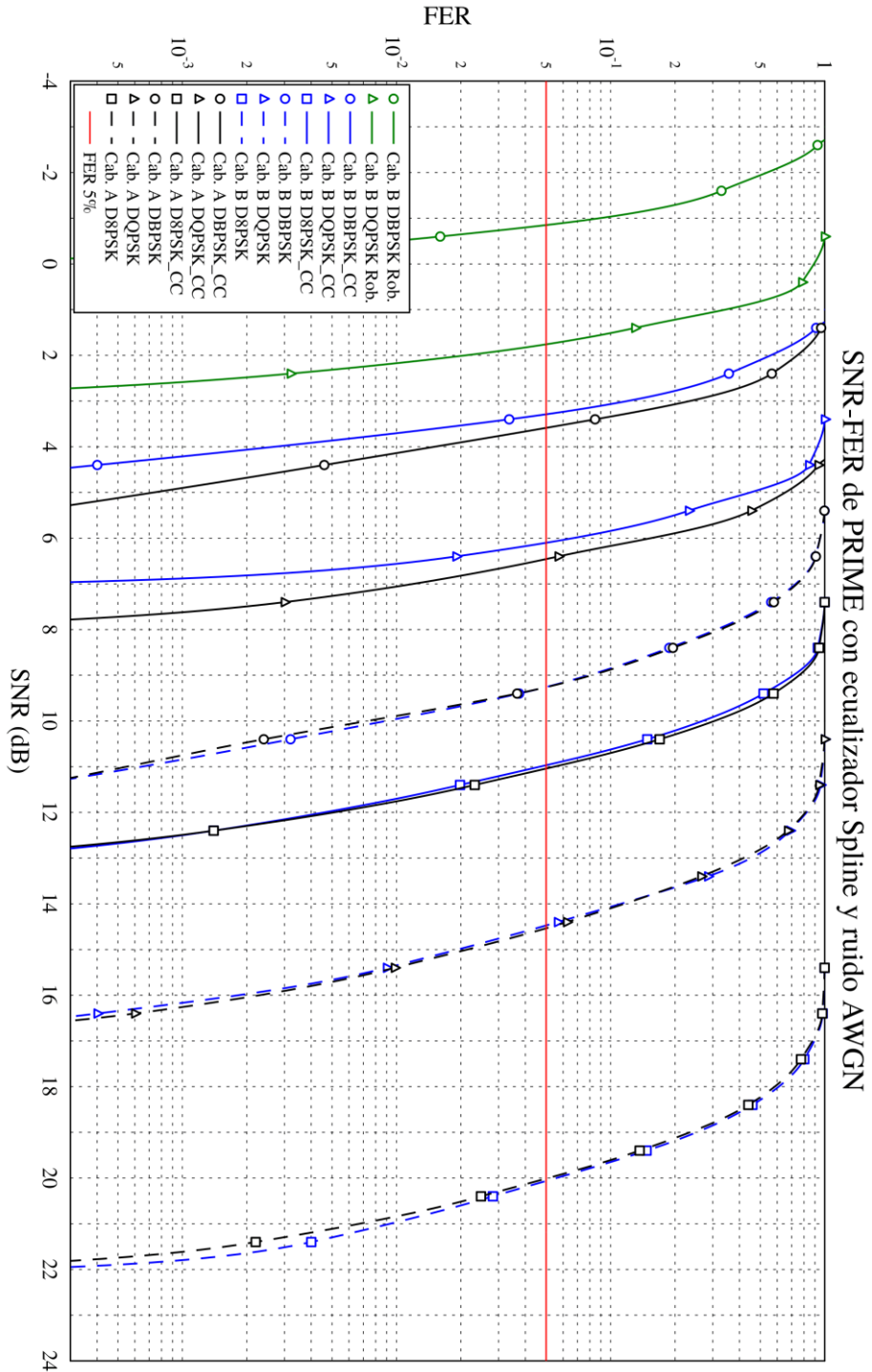
## APÉNDICE C. CURVAS SNR-FER PARA PRIME CON ECUALIZADOR OPTIMIZADO

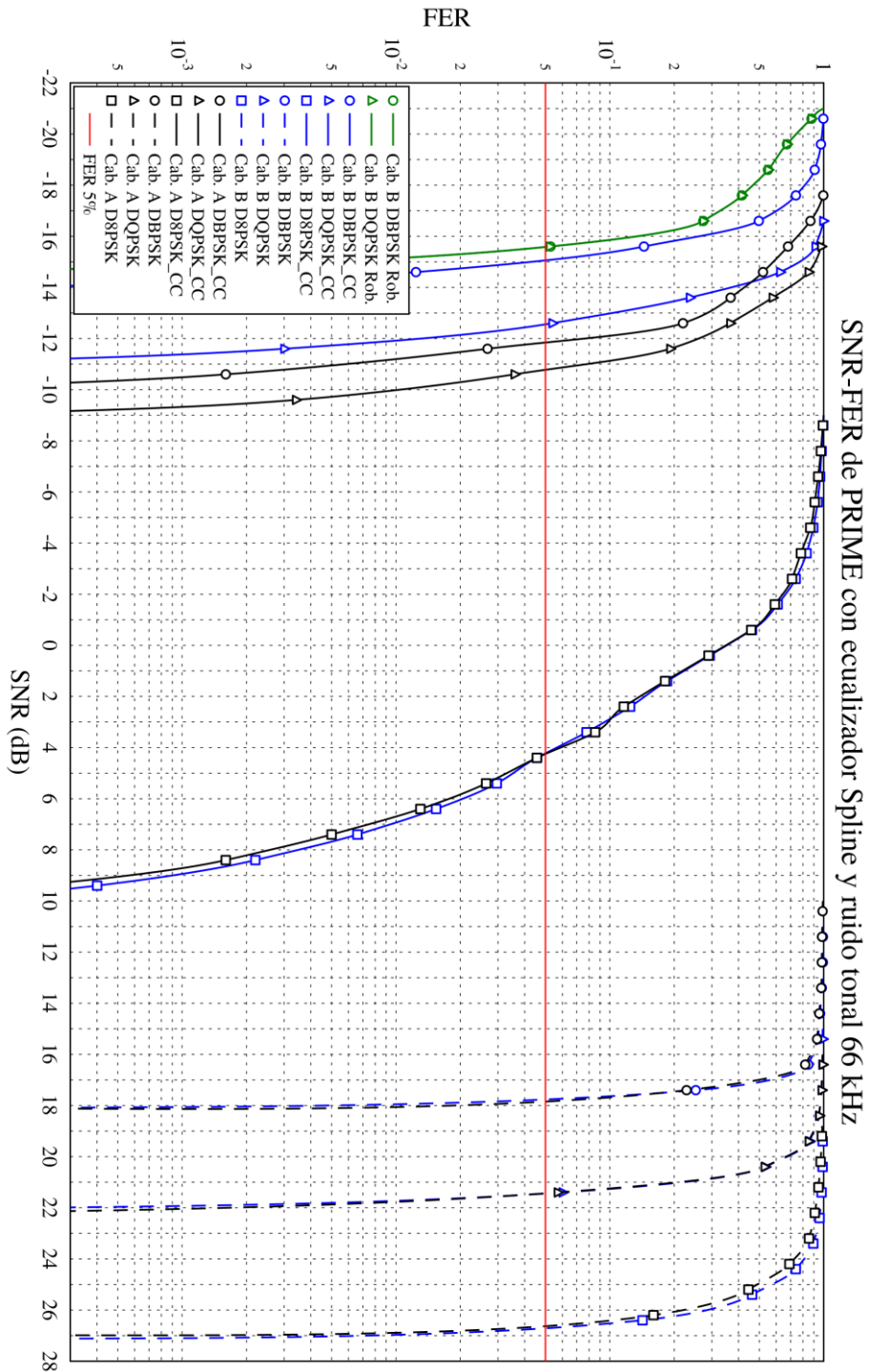
Se han calculado las curvas SNR-FER para las configuraciones físicas de PRIME 1.3 y PRIME 1.4 durante el proceso de simulación descrito en la sección 5.3, con la propuesta de mejora descrita en 6.3.1, que optimiza el ecualizador PRIME utilizando un ecualizador con ajuste de curva Spline.

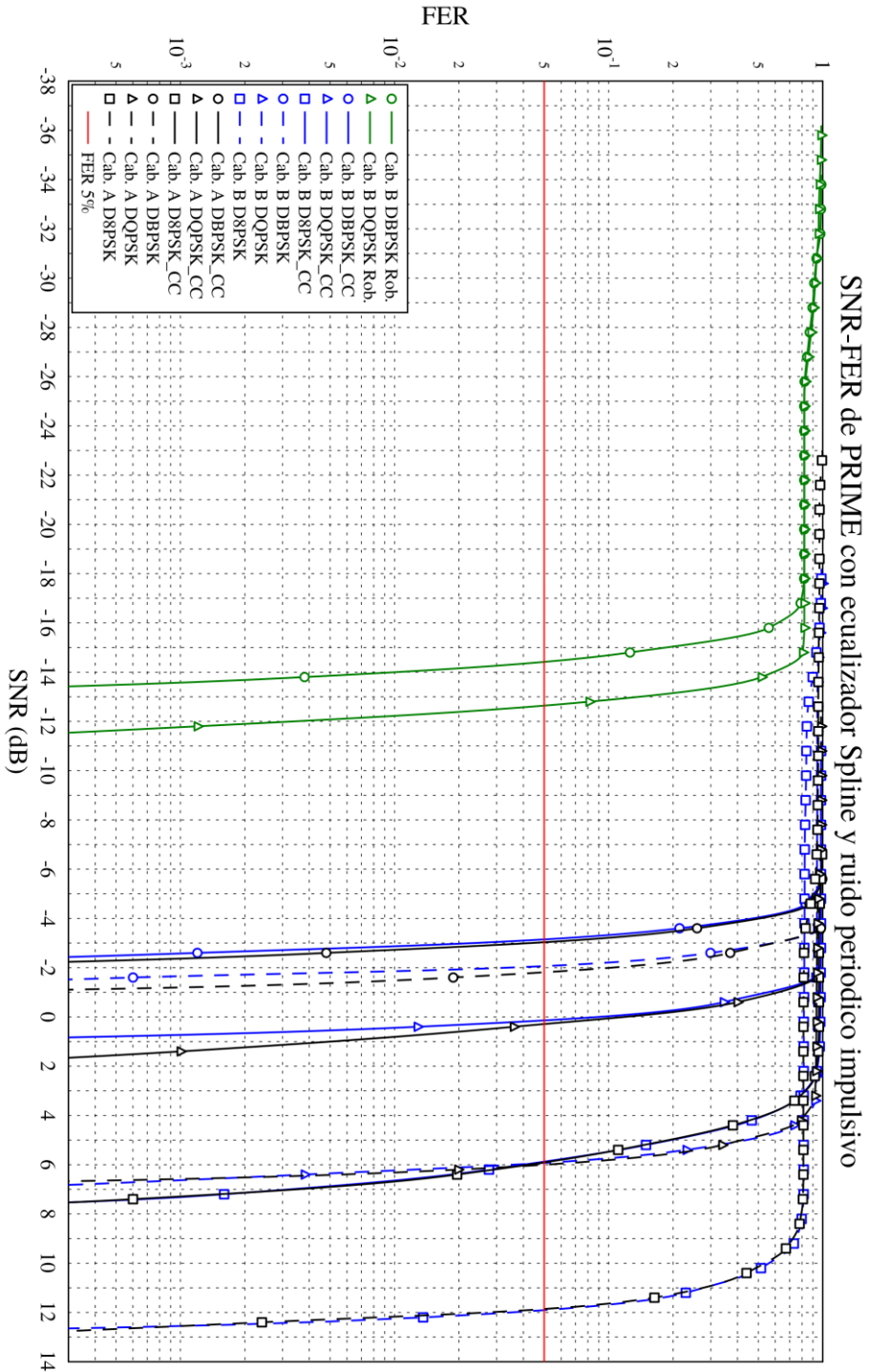
Estos resultados se pueden comparar directamente con los del Apéndice A que presenta los mismos resultados, pero con un ecualizador basado en un ajuste de curva polinómica.

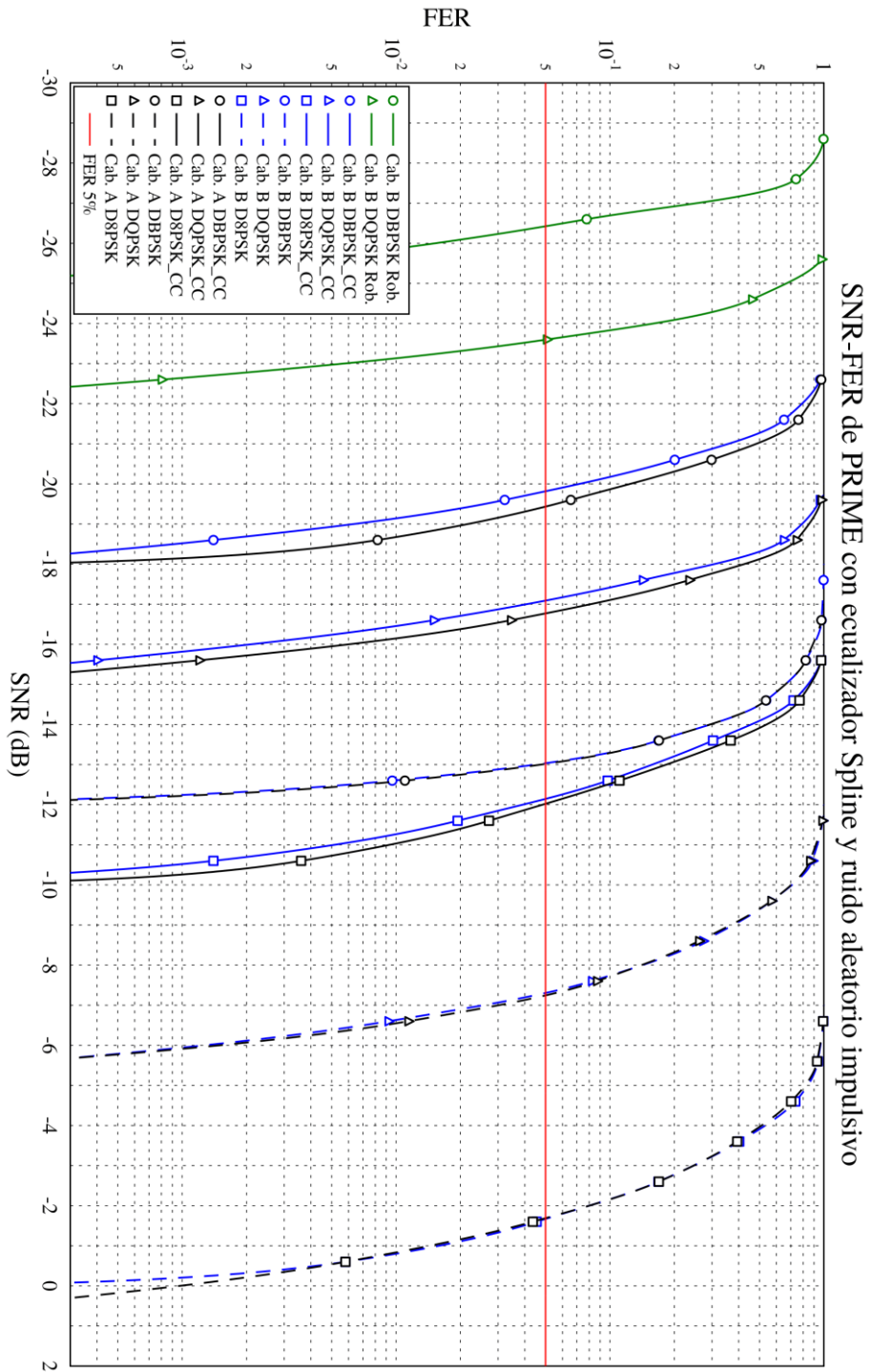
Del mismo modo que en el Apéndice A, se han calculado las gráficas para todas las configuraciones físicas tanto con cabecera tipo A (que es equivalente a PRIME 1.4), como de cabecera tipo B, y se incluyen aquí la selección más representativa:

- Ruido AWGN
- Ruidos de la colección del ETSI:
  - Un único ruido tonal: 66 kHz
  - El ruido impulsivo periódico
  - El ruido impulsivo aleatorio
- Ruidos DER:
  - der6
  - der36
  - der50

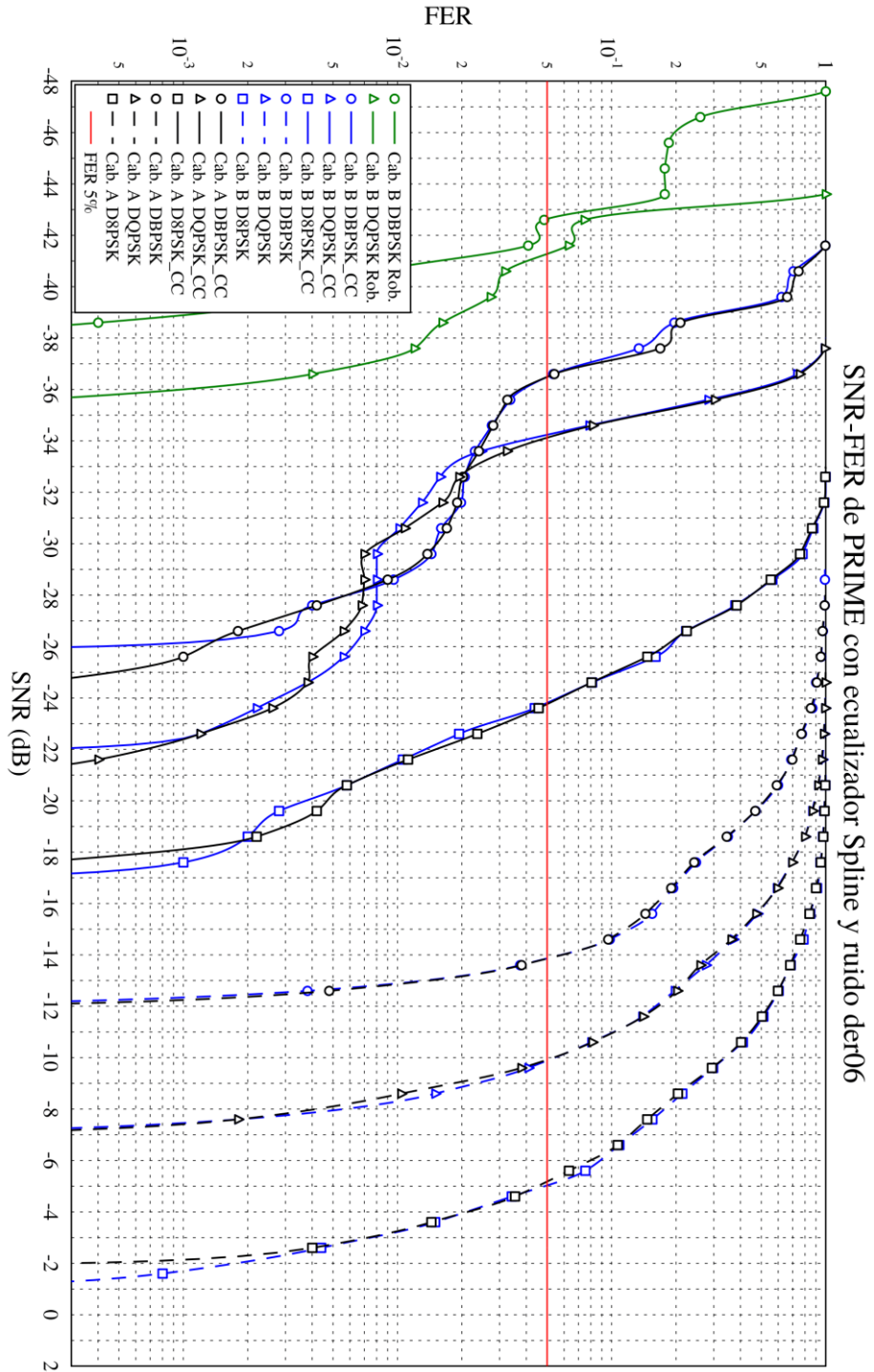




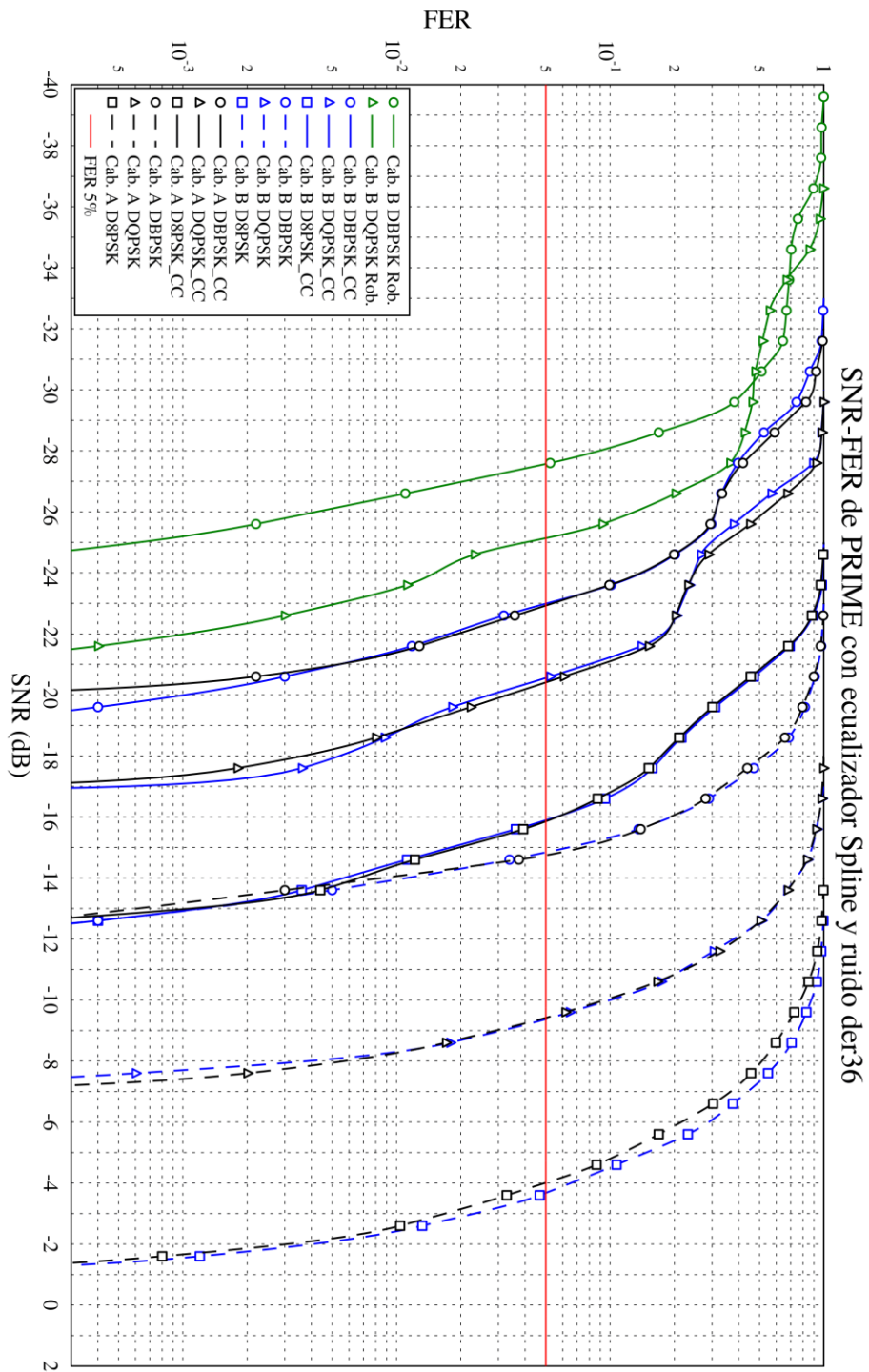


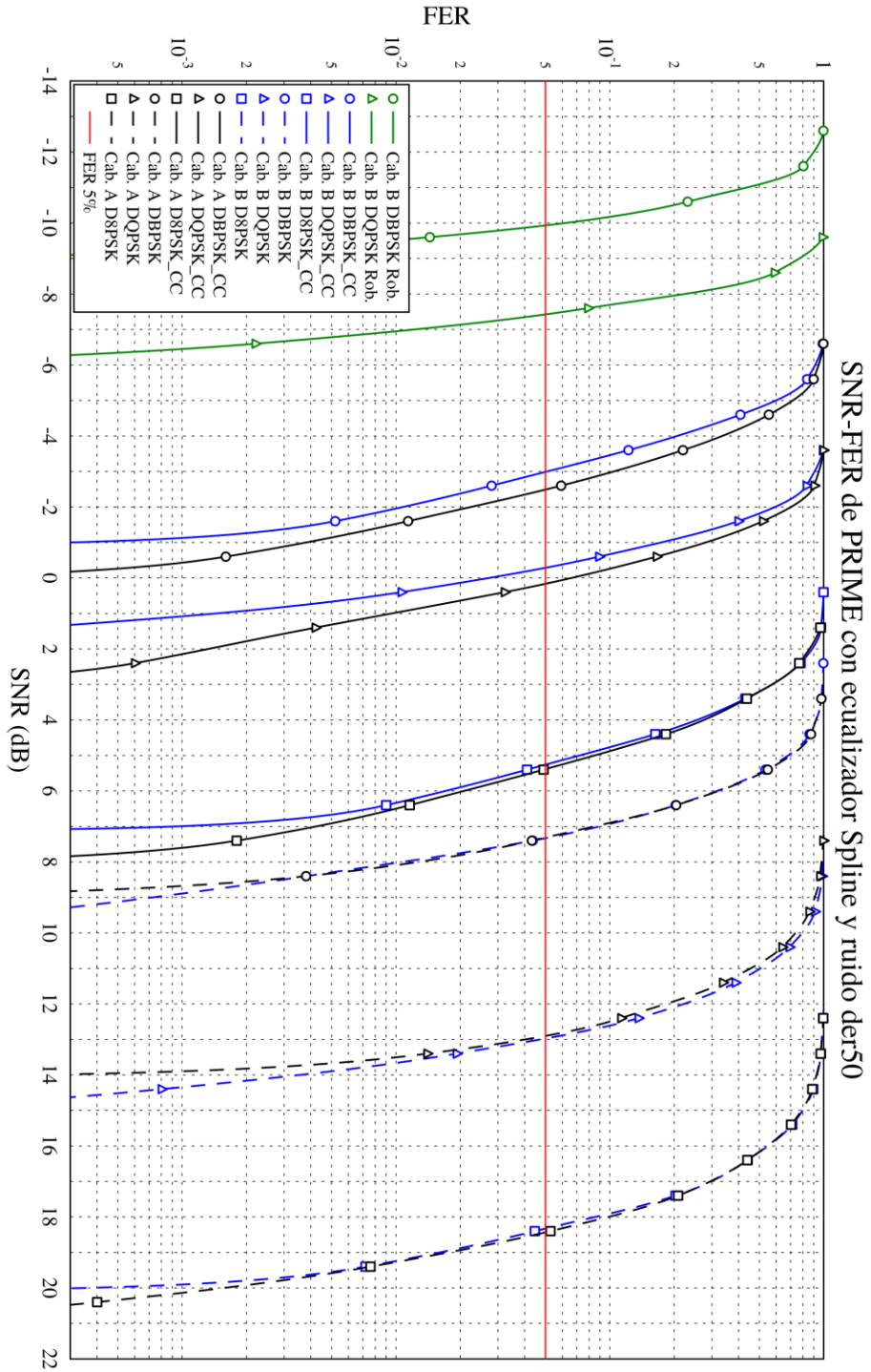














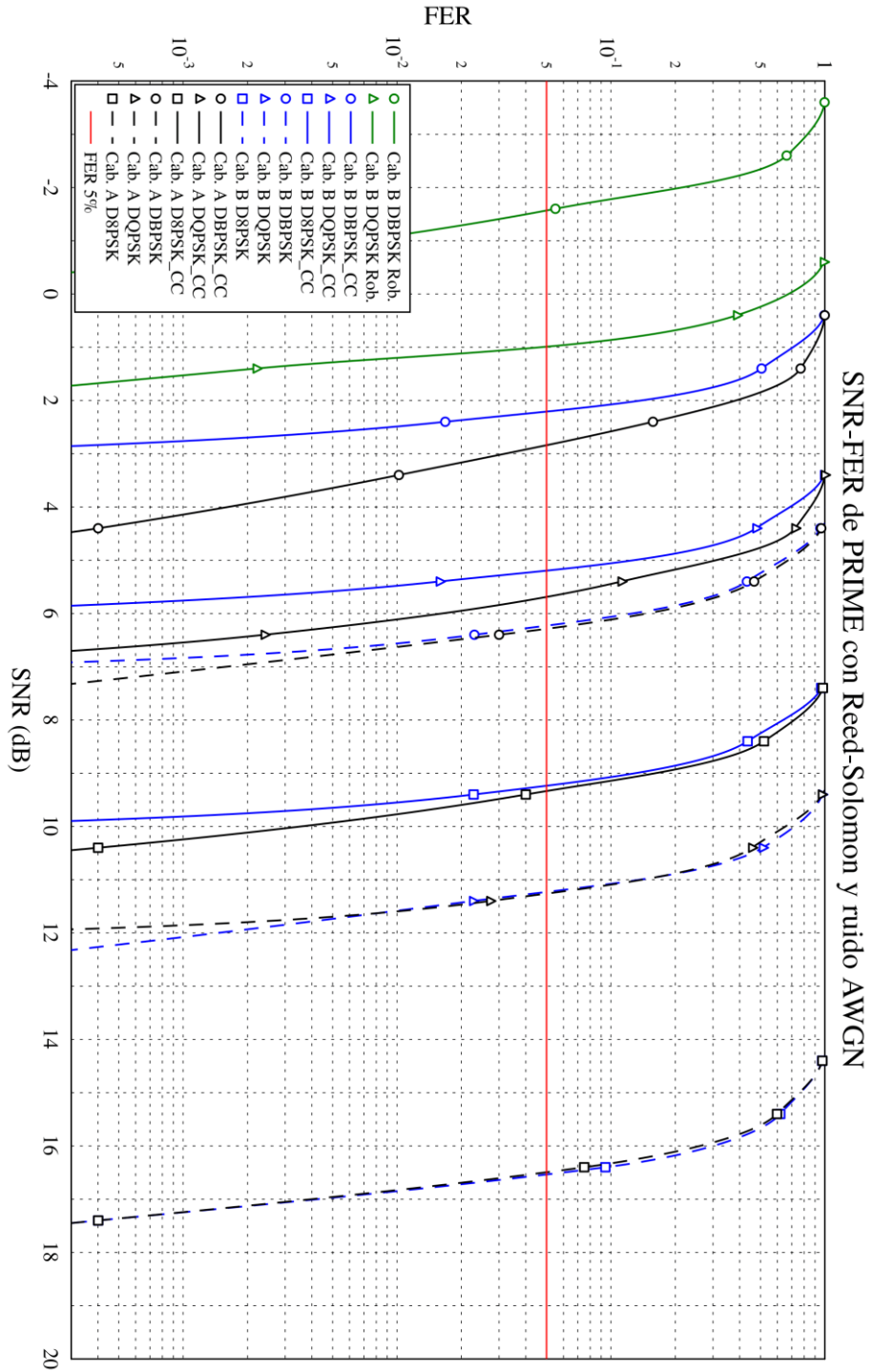
## APÉNDICE D. CURVAS SNR-FER PARA PRIME INCLUYENDO REED-SOLOMON

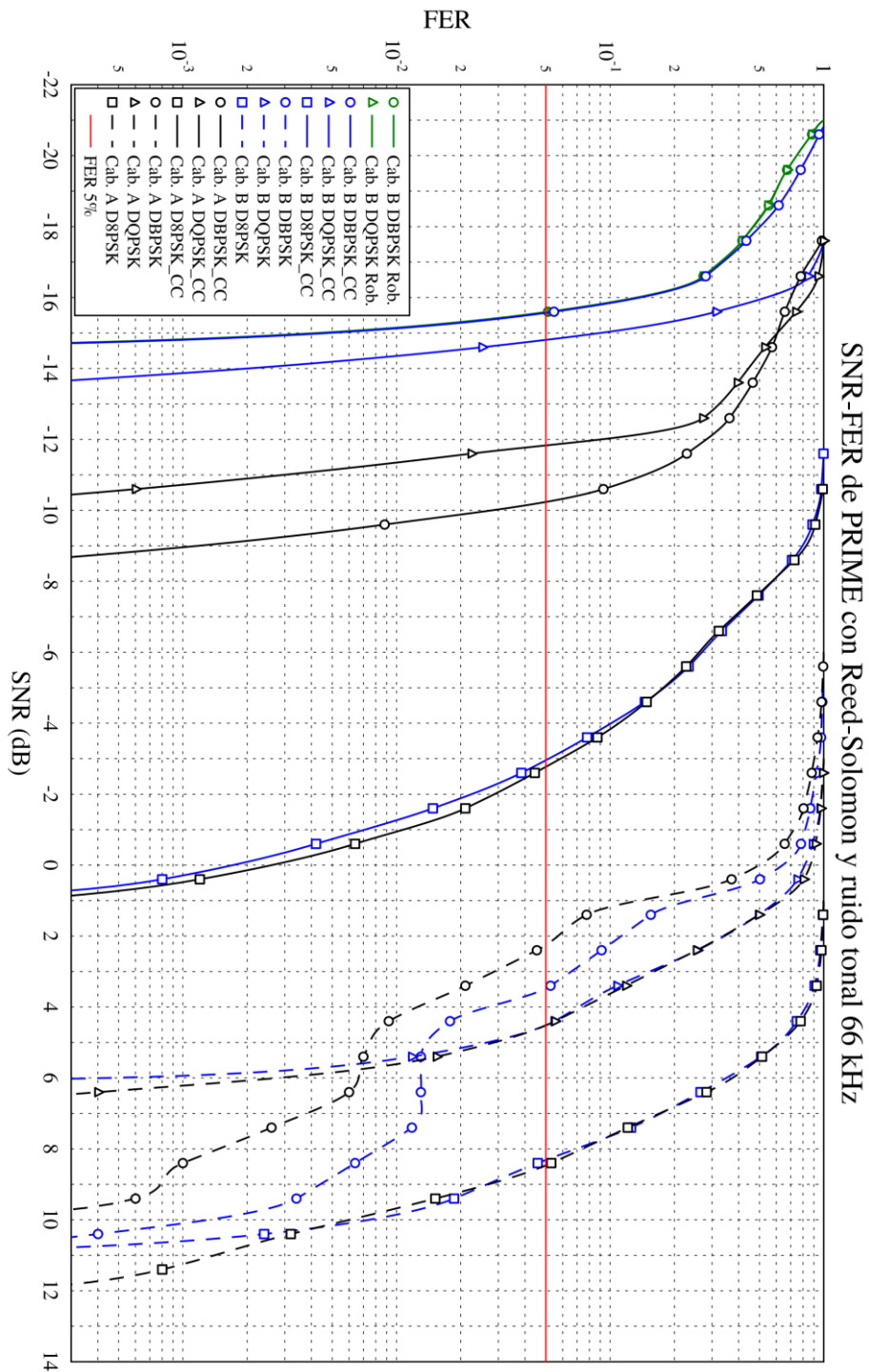
Se han calculado las curvas SNR-FER para las configuraciones físicas de PRIME 1.3 y PRIME 1.4 durante el proceso de simulación descrito en la sección 5.3, con la propuesta de mejora descrita en 6.3.2, que incluye el codificador Reed-Solomon dentro de la cadena de codificación y decodificación PRIME.

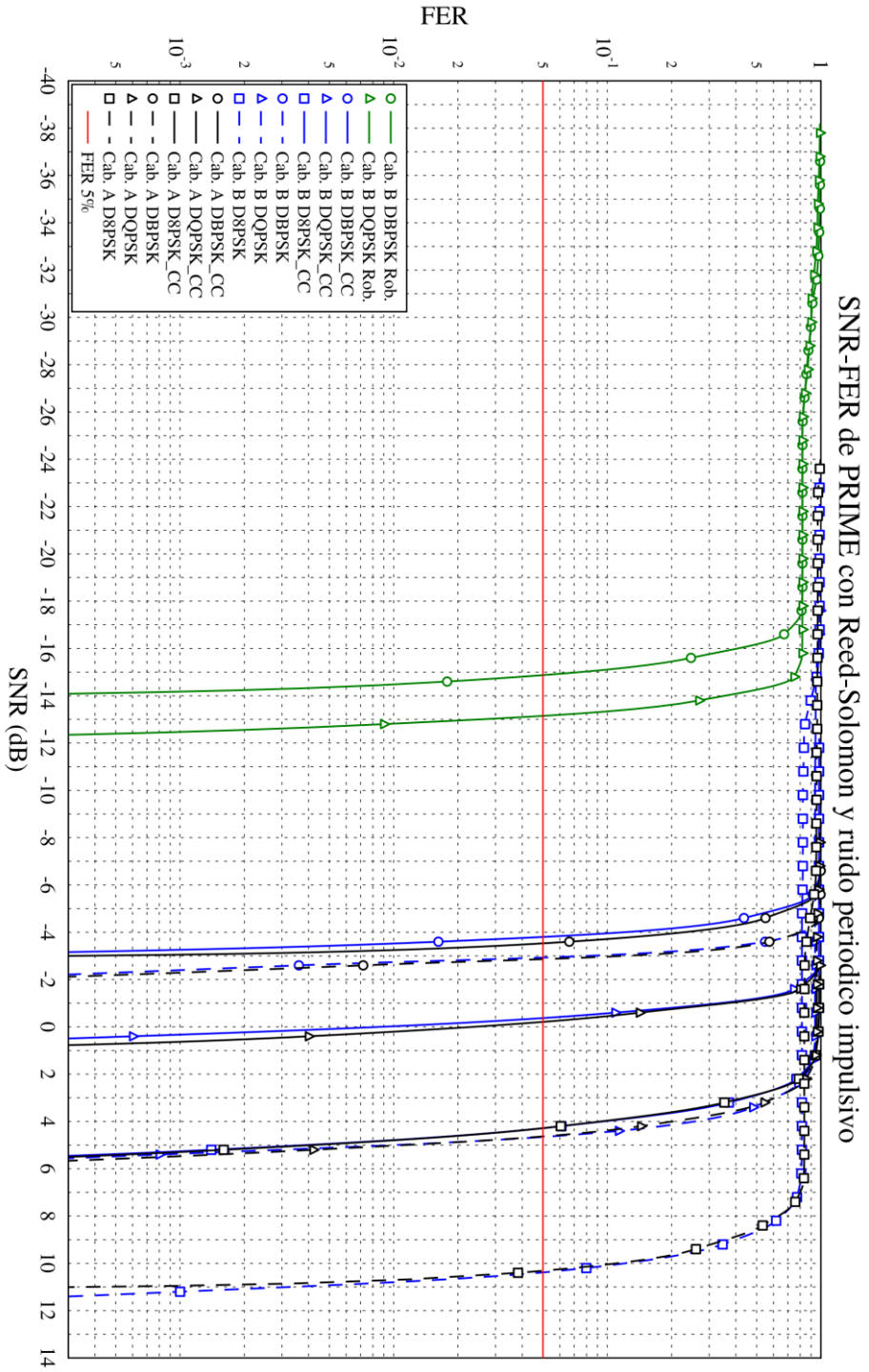
Estos resultados se pueden comparar directamente con los del Apéndice C que presenta los mismos resultados, pero sin esta codificación.

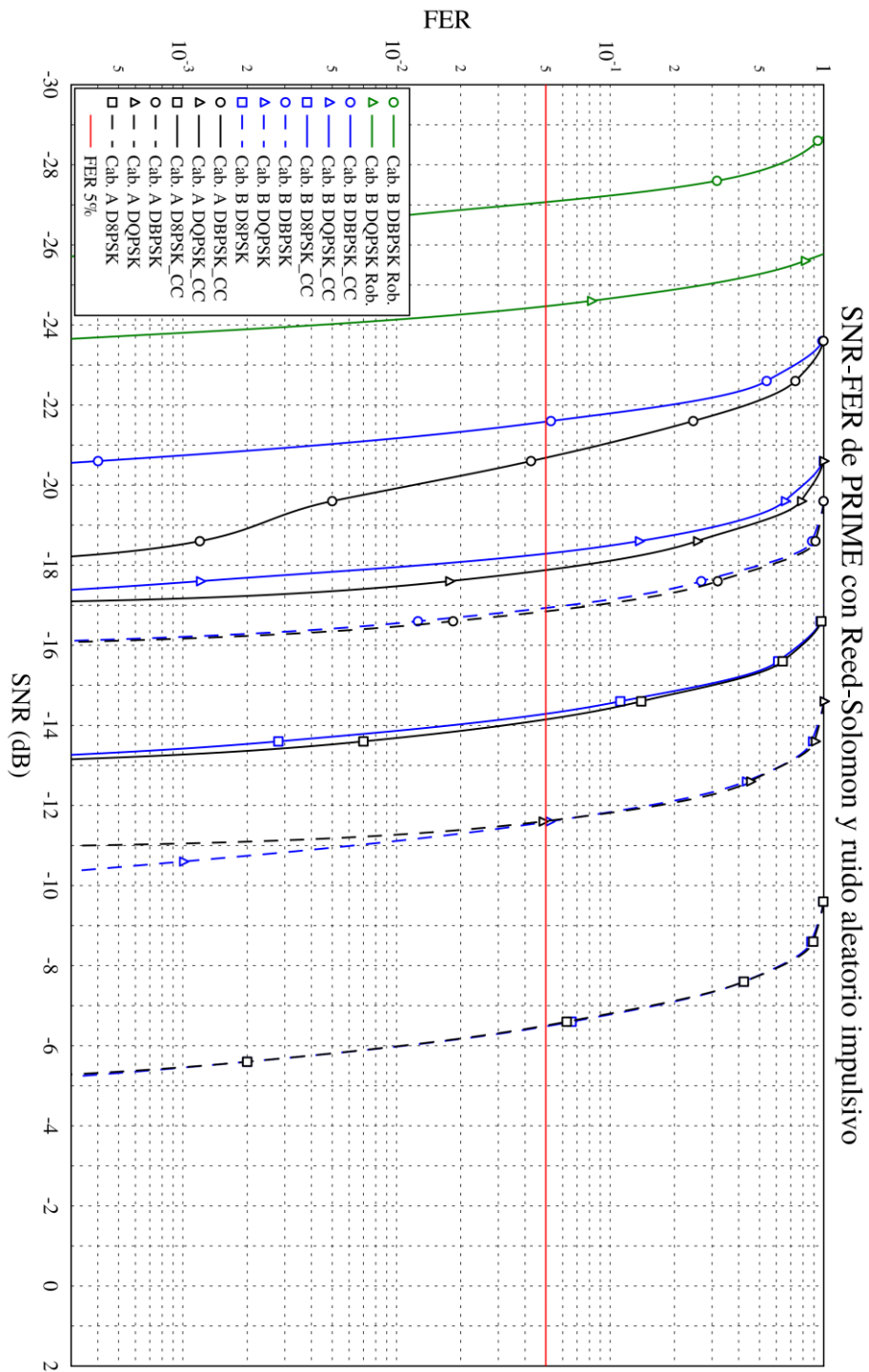
Del mismo modo que en los apéndices anteriores, se han calculado las gráficas para todas las configuraciones físicas tanto con cabecera tipo A (que es equivalente a PRIME 1.4), como de cabecera tipo B, y se incluyen aquí la selección más representativa:

- Ruido AWGN
- Ruidos de la colección del ETSI:
  - Un único ruido tonal: 66 kHz
  - El ruido impulsivo periódico
  - El ruido impulsivo aleatorio
- Ruidos DER:
  - der6
  - der36
  - der50

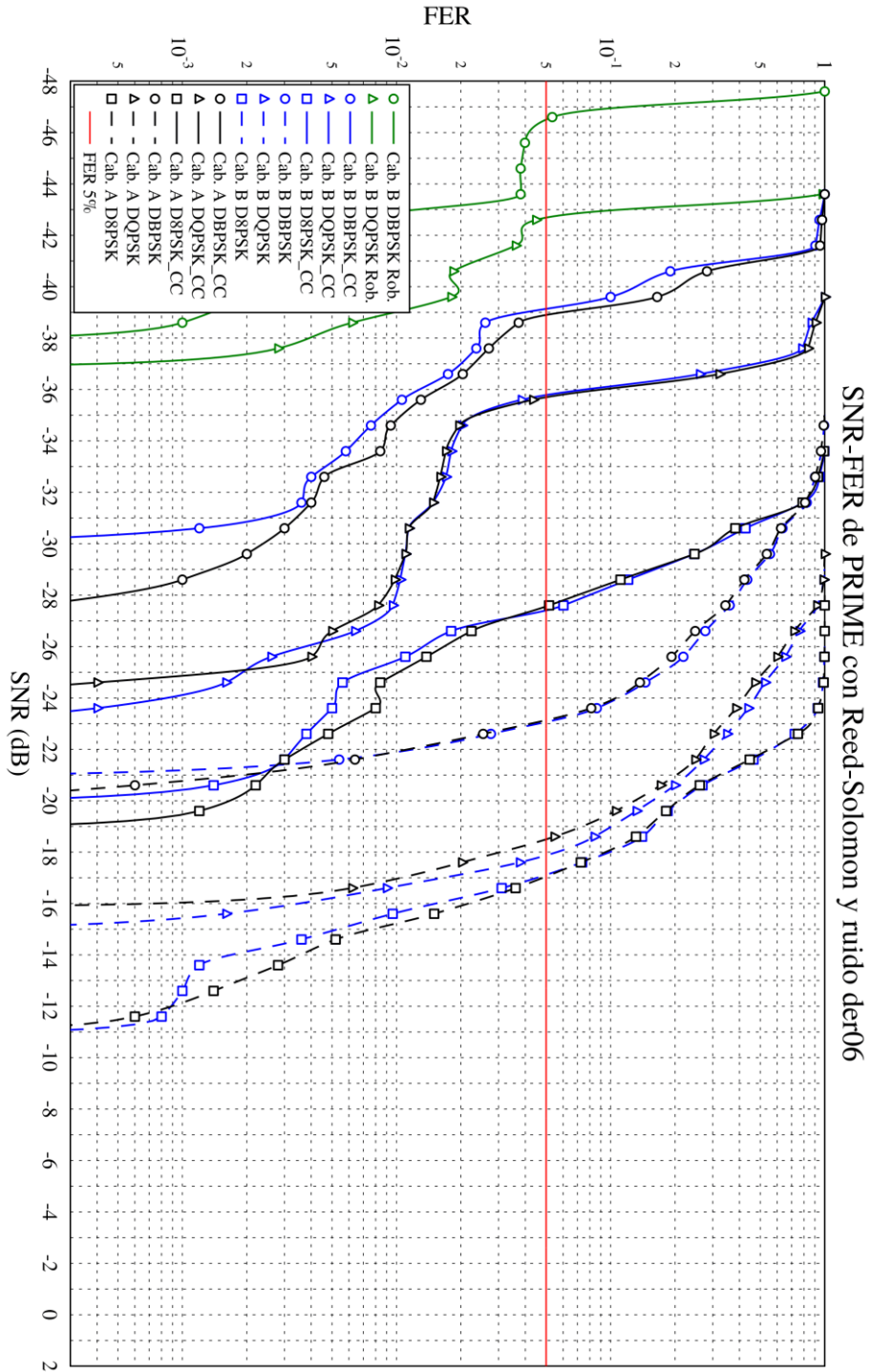




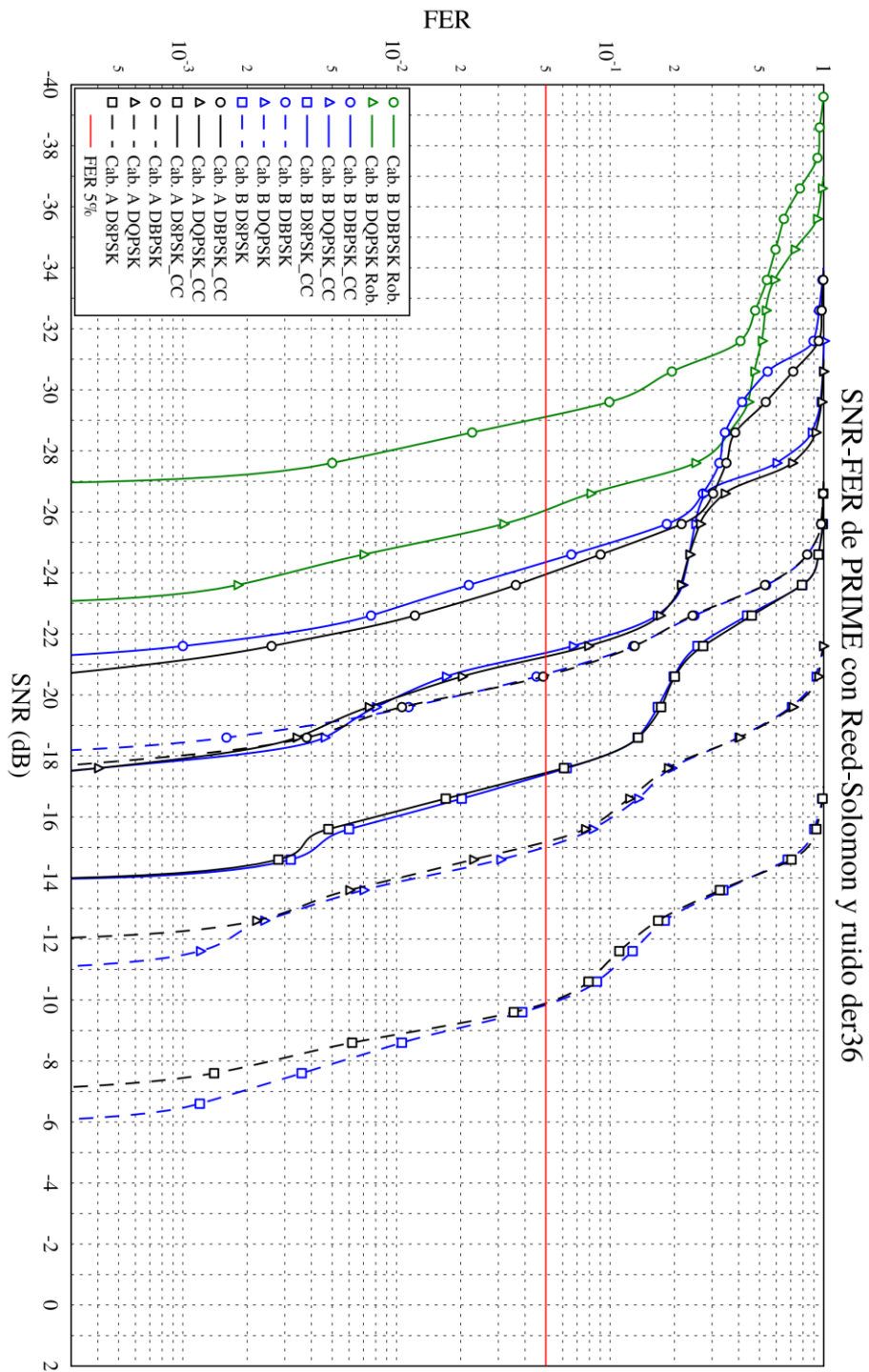


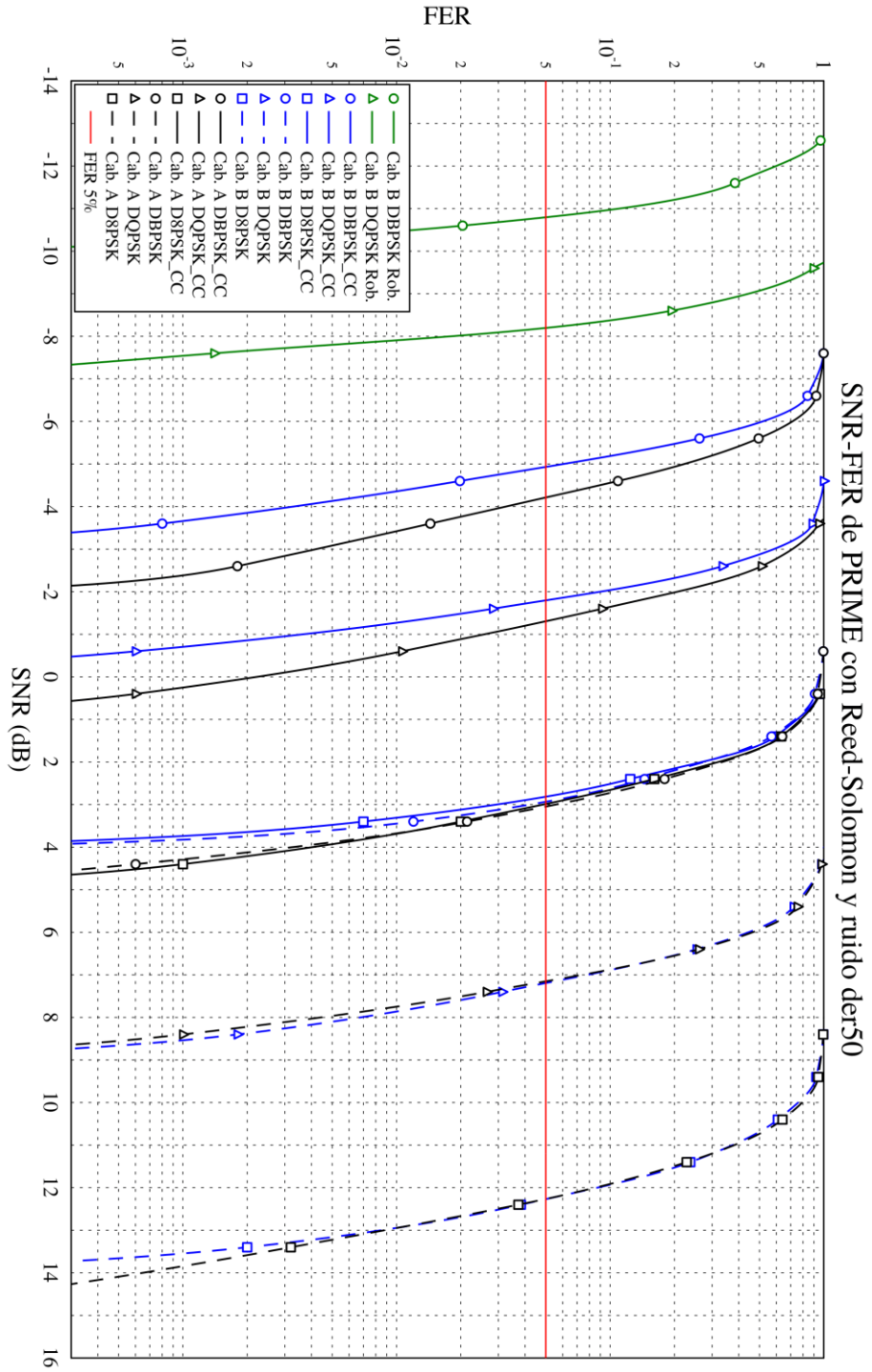












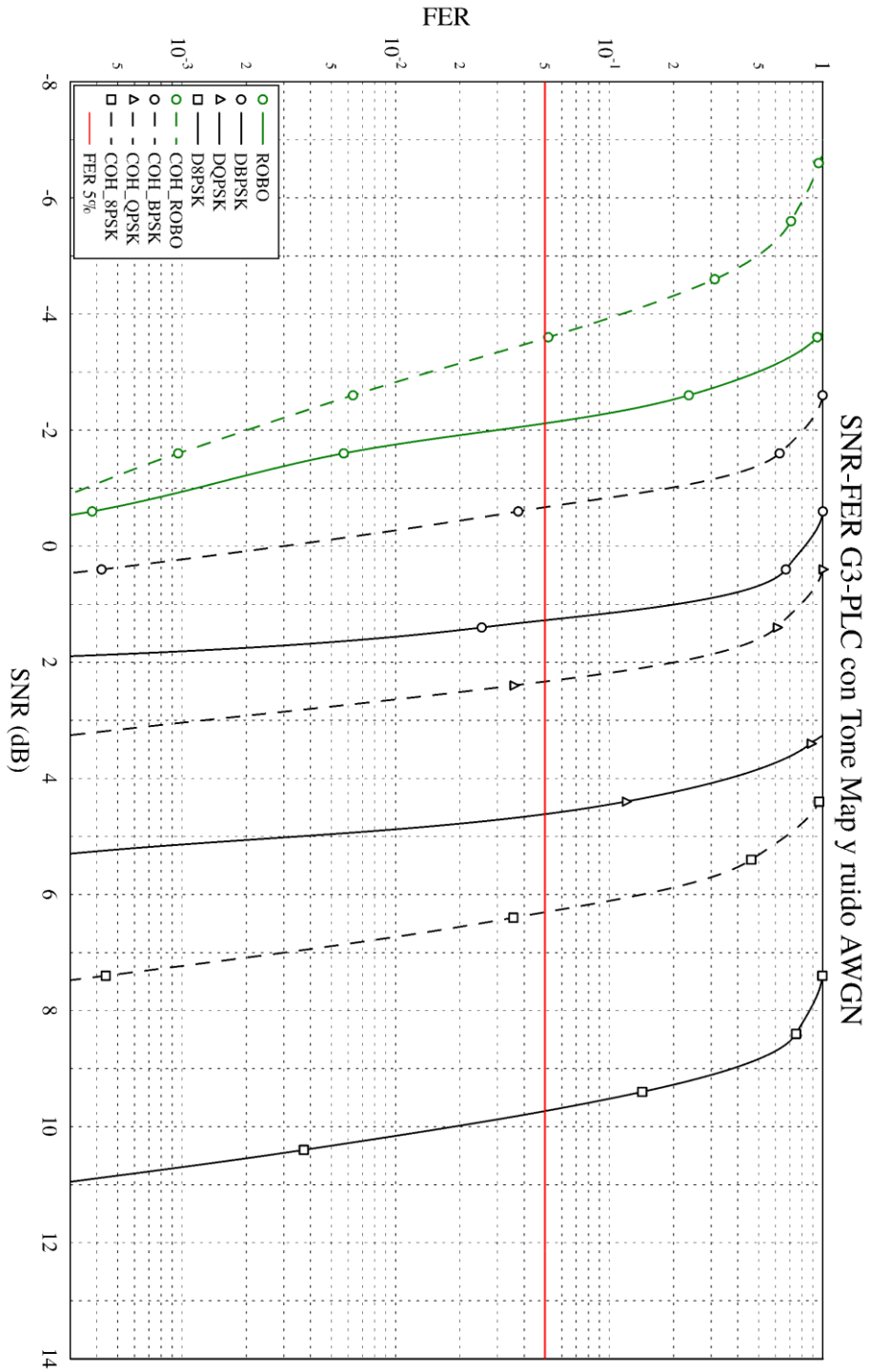


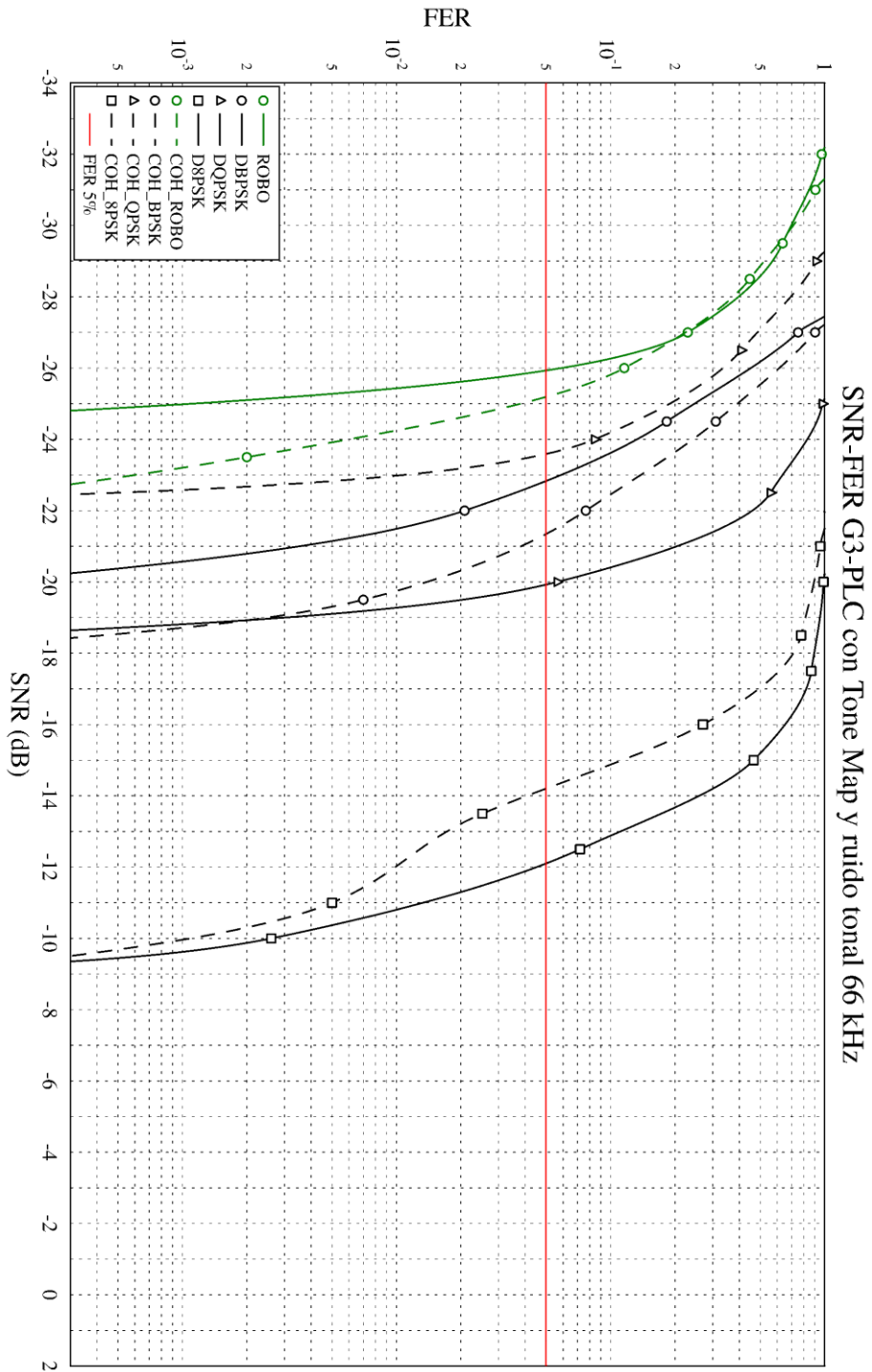
## APÉNDICE E. CURVAS SNR-FER PARA G3-PLC CON TONE MAP ESTÁNDAR

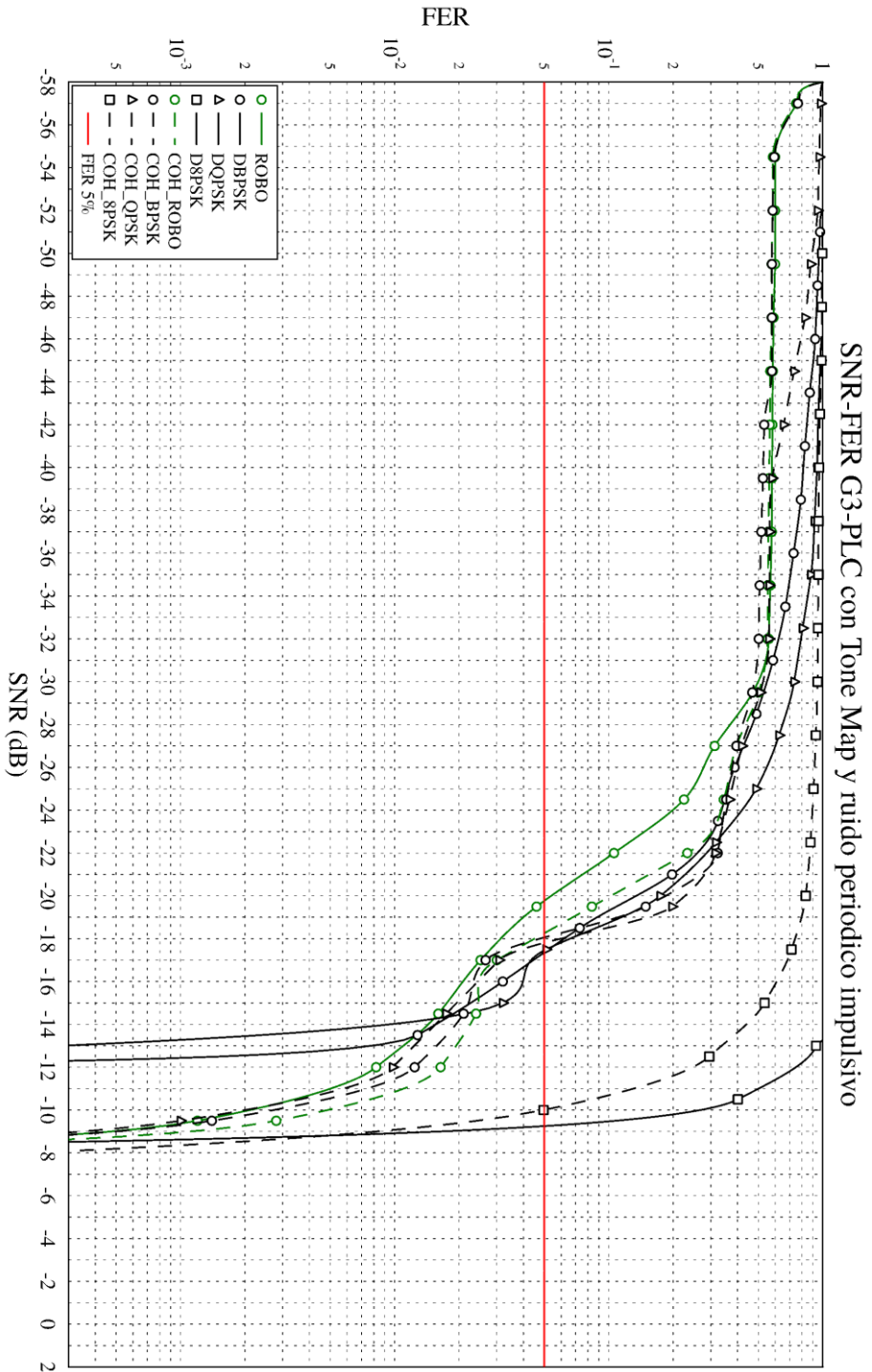
Se han calculado las curvas SNR-FER para las configuraciones físicas de G3-PLC durante el proceso de simulación descrito en la sección 5.3, teniendo en cuenta la mejora descrita en la sección 6.3.3.1, que incluye la funcionalidad de Tone Map. Se han calculado las gráficas para todas las configuraciones físicas de este estándar incluyendo los modos diferenciales y coherentes.

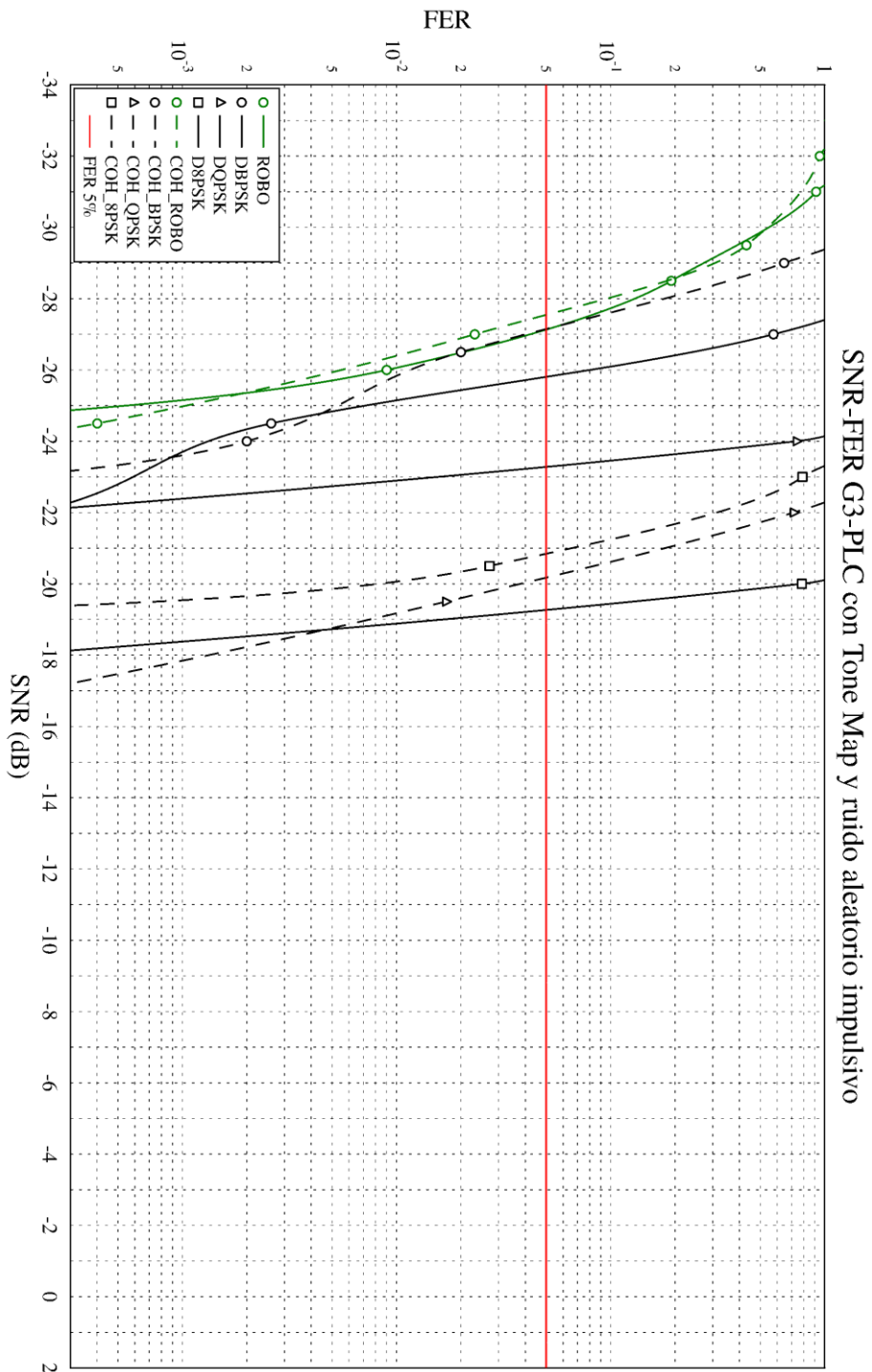
Se han repetido las mediciones del mismo modo que se ha hecho en el Apéndice B, pero utilizando el Tone Map calculado para cada una de las combinaciones. El Tone Map utilizado para cada una de las curvas se puede ver en la Tabla 40. La selección de perturbaciones que se adjuntan en este apéndice es el mismo que el del Apéndice B:

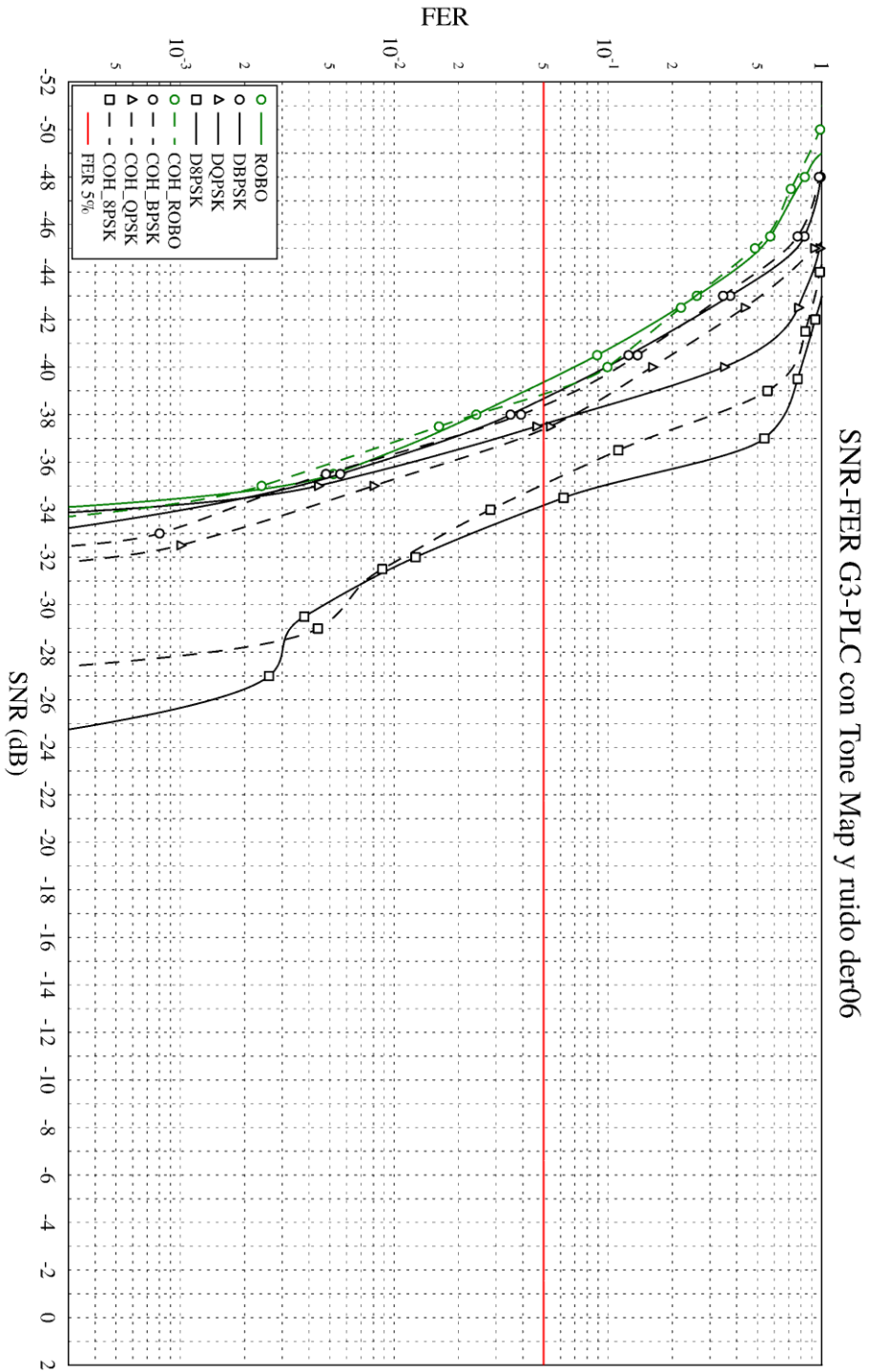
- Ruido AWGN
- Ruidos de la colección del ETSI:
  - Un único ruido tonal: 66 kHz
  - El ruido impulsivo periódico
  - El ruido impulsivo aleatorio
- Ruidos DER:
  - der6
  - der36
  - der50



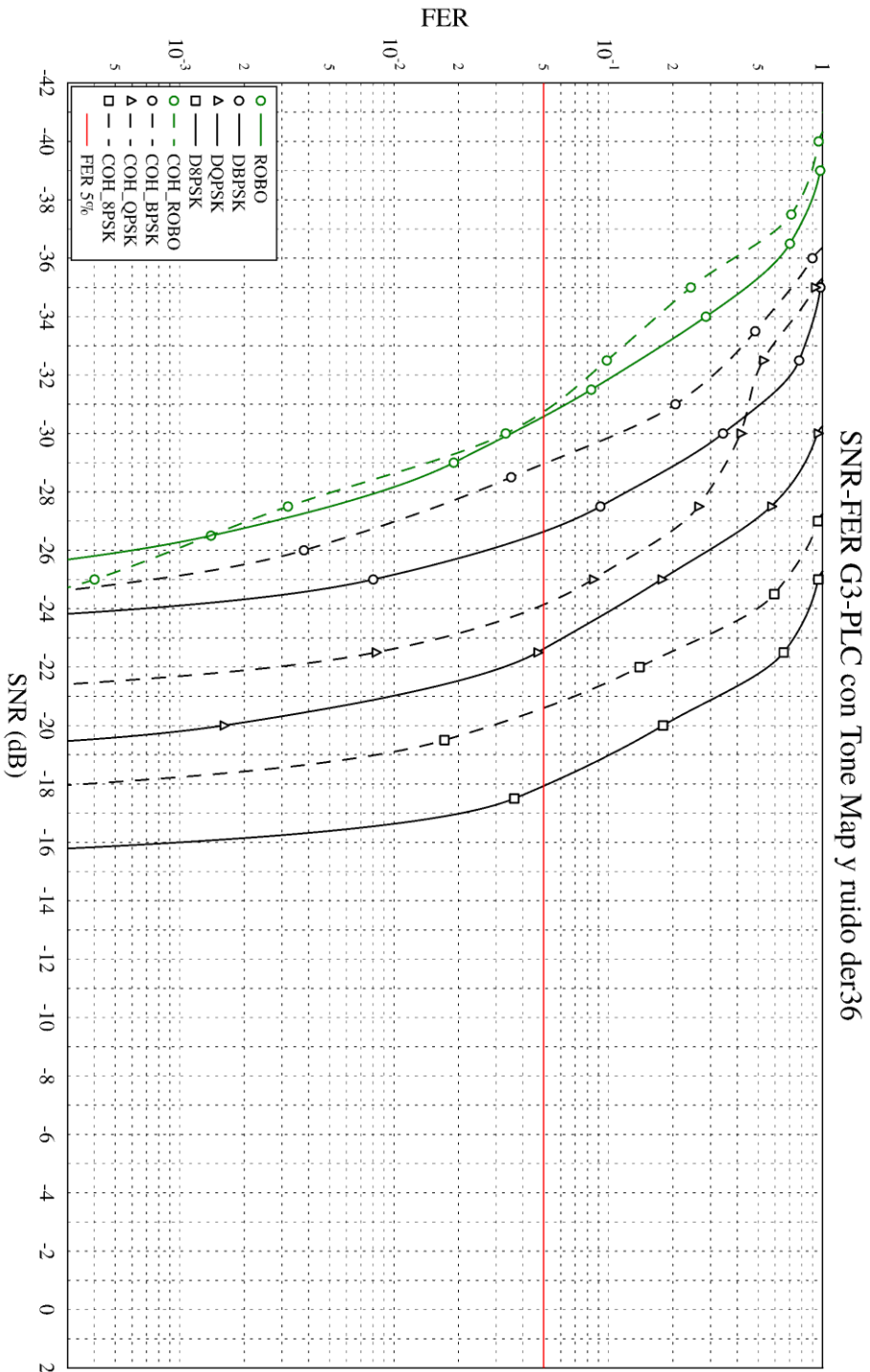


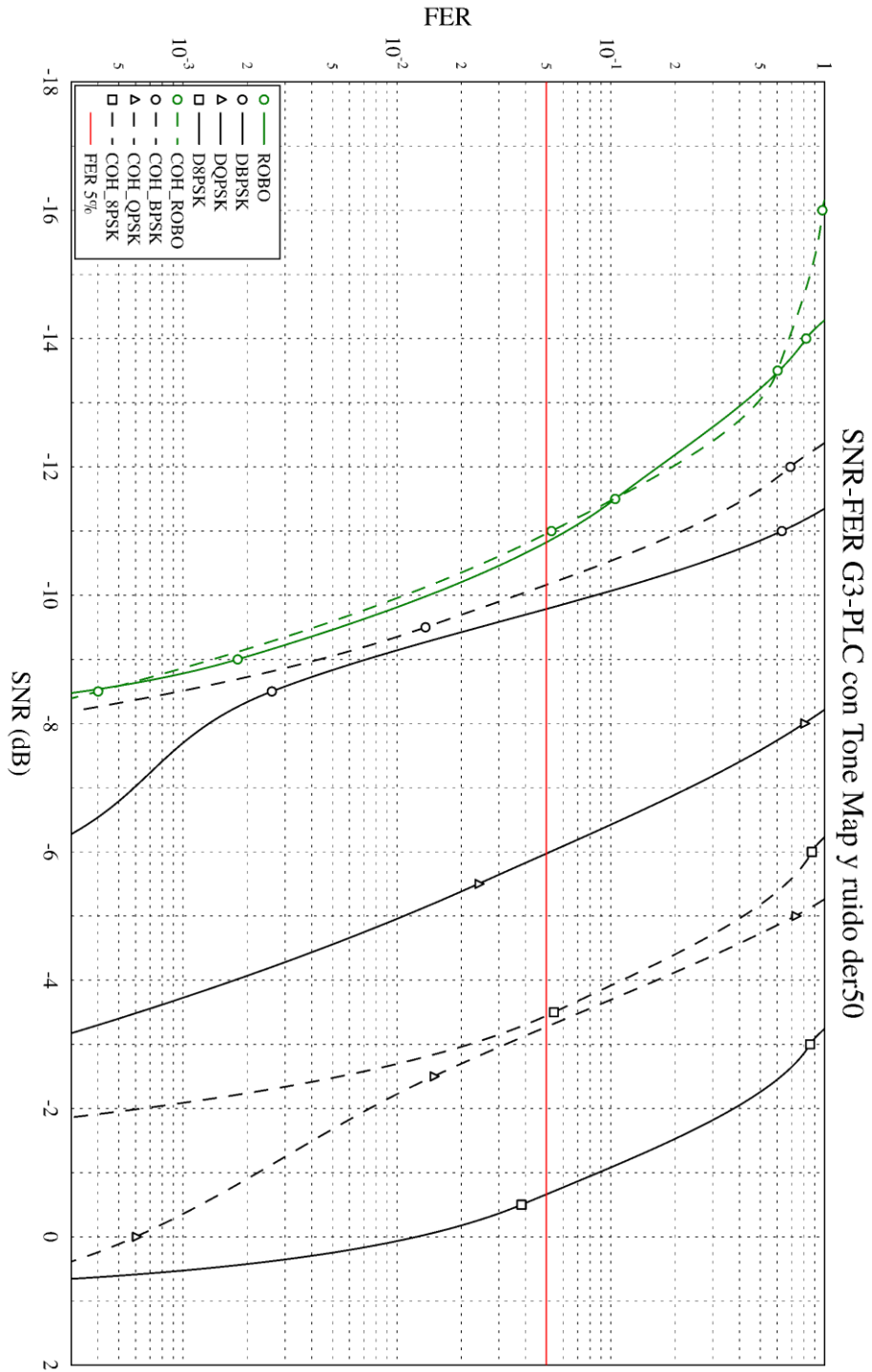












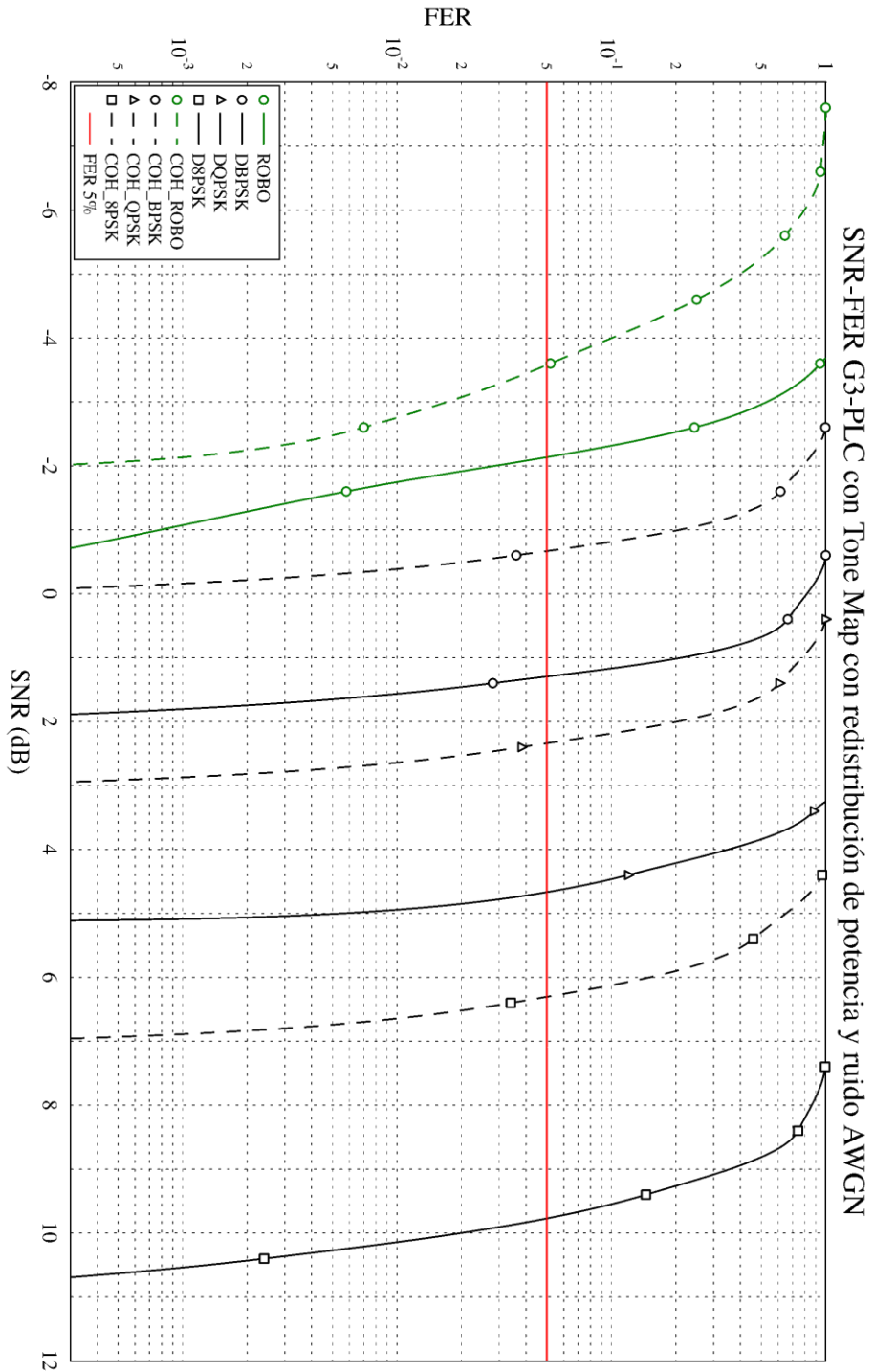


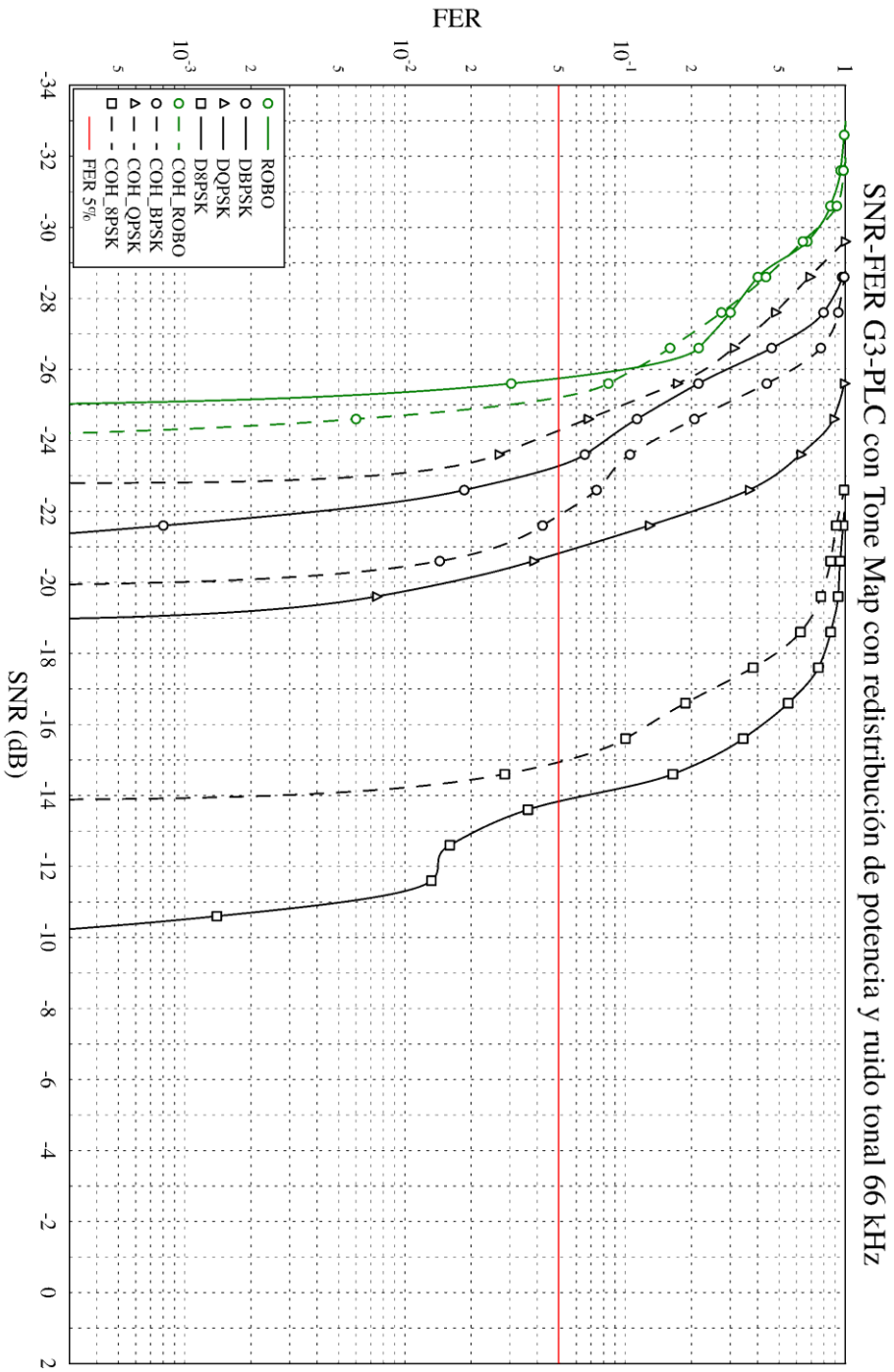
## APÉNDICE F. CURVAS SNR-FER PARA G3-PLC CON TONE MAP CON REDISTRIBUCIÓN DE POTENCIA

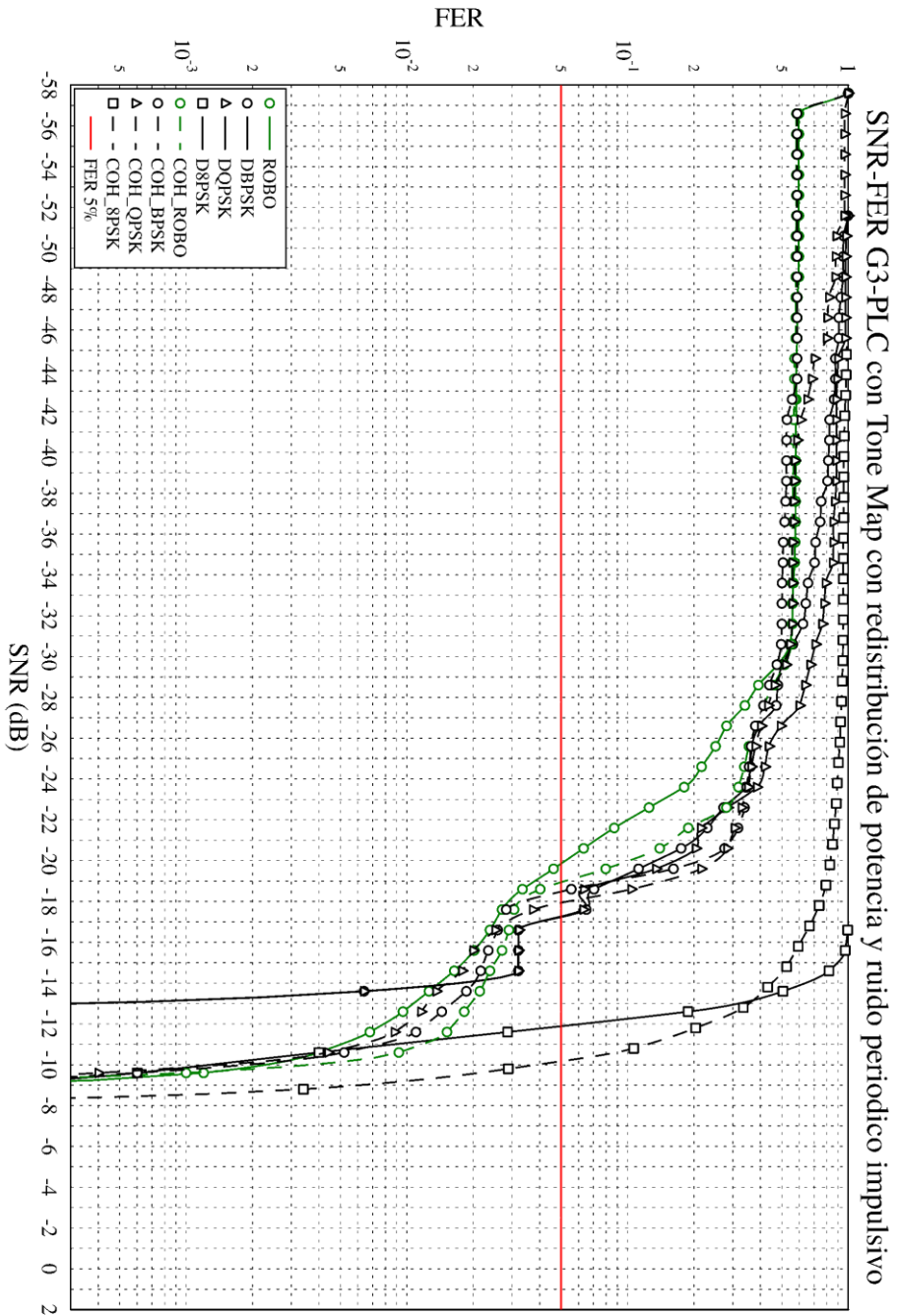
Se han calculado las curvas SNR-FER para las configuraciones físicas de G3-PLC durante el proceso de simulación descrito en la sección 5.3, teniendo en cuenta la mejora descrita en la sección 6.3.3.2, que incluye redistribuir la potencia de las subportadoras no utilizadas del Tone Map. Se han calculado las gráficas para todas las configuraciones físicas de este estándar incluyendo los modos diferenciales y coherentes.

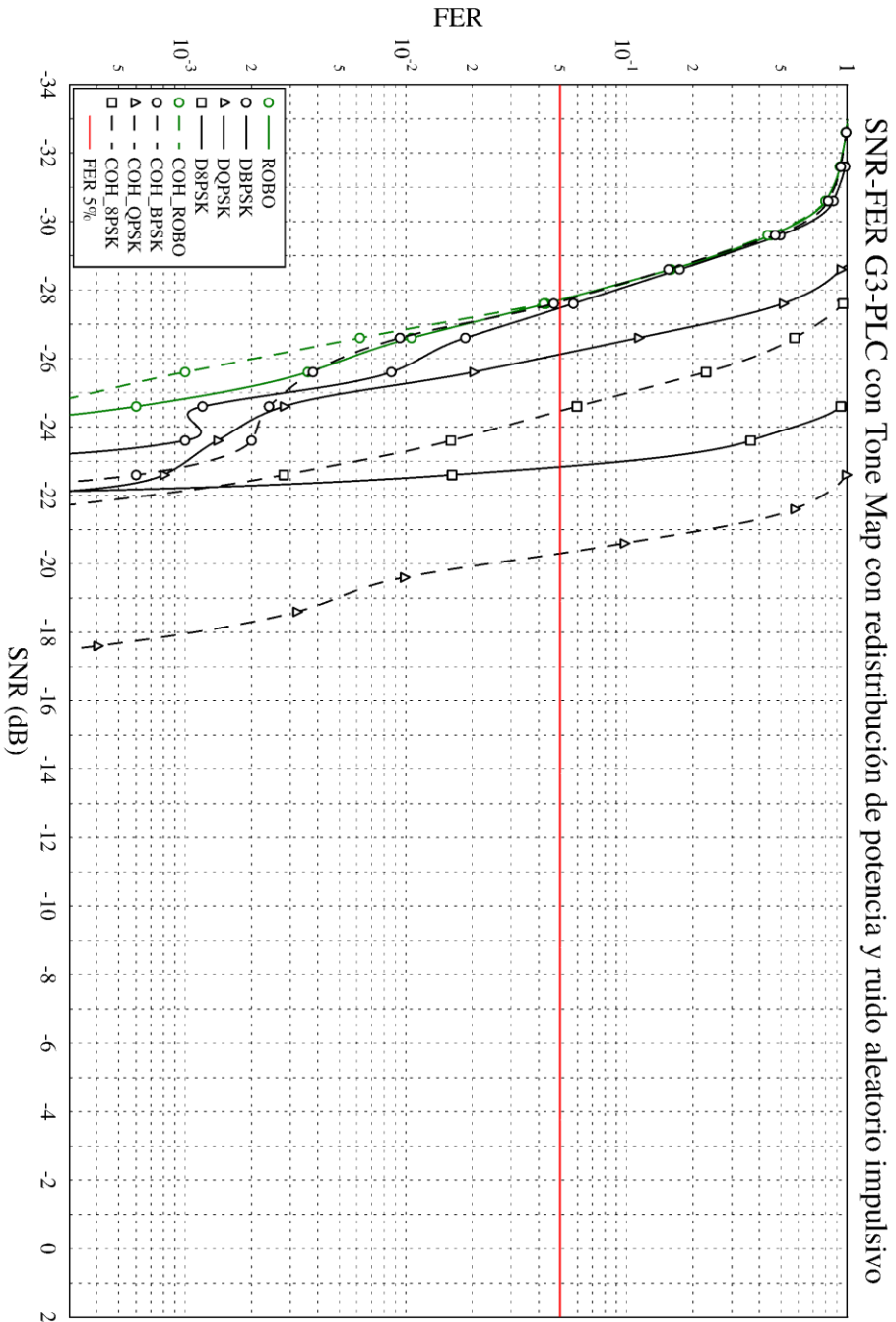
Se han repetido las mediciones del mismo modo que se ha hecho en el Apéndice E, pero redistribuyendo la potencia de las subportadoras no utilizadas en el Tone Map. El Tone Map utilizado para cada una de las curvas se puede ver en la Tabla 40. La selección de perturbaciones que se adjuntan en este apéndice es el mismo que el del Apéndice E:

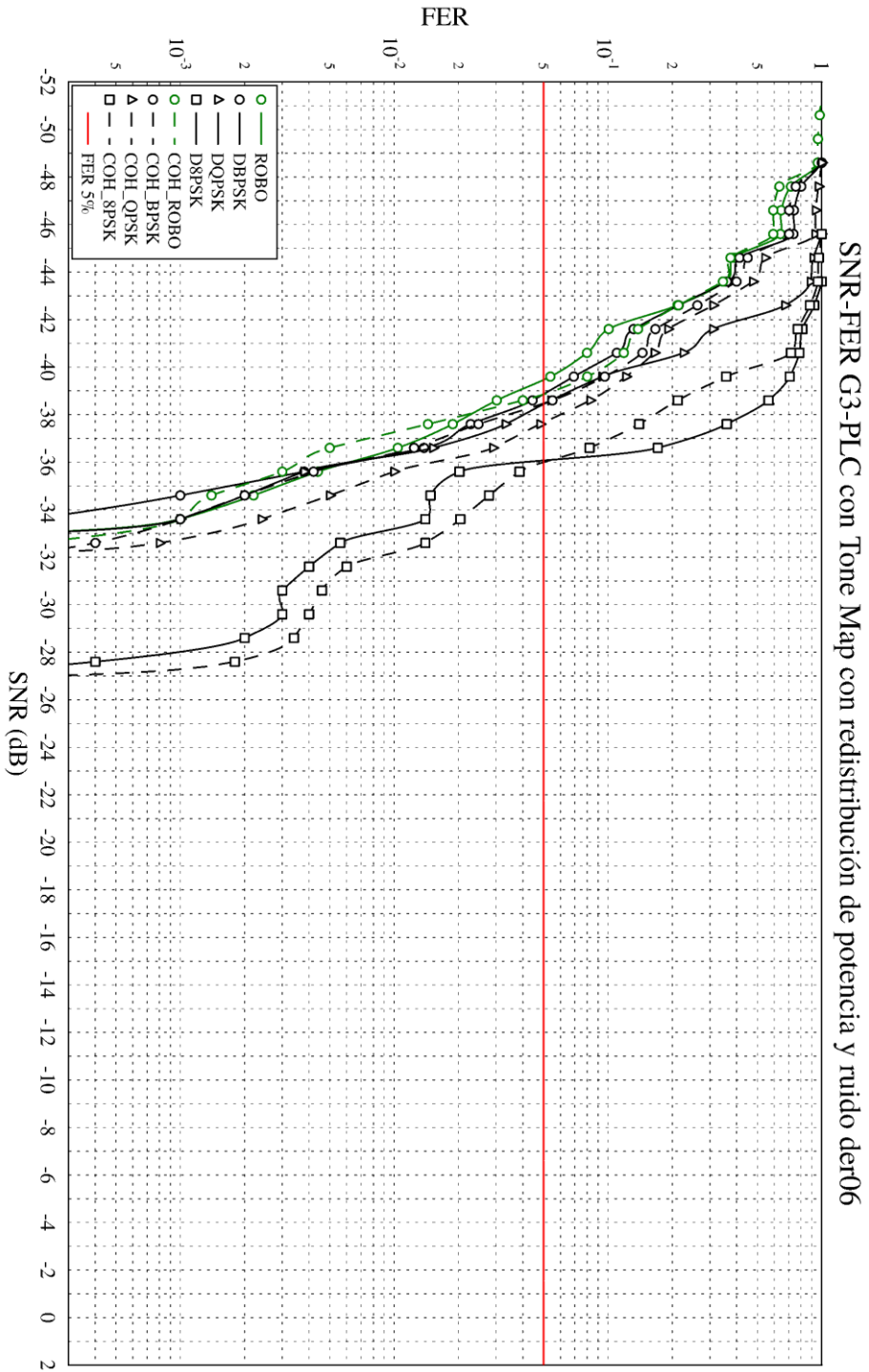
- Ruido AWGN
- Ruidos de la colección del ETSI:
  - Un único ruido tonal: 66 kHz
  - El ruido impulsivo periódico
  - El ruido impulsivo aleatorio
- Ruidos DER:
  - der6
  - der36
  - der50



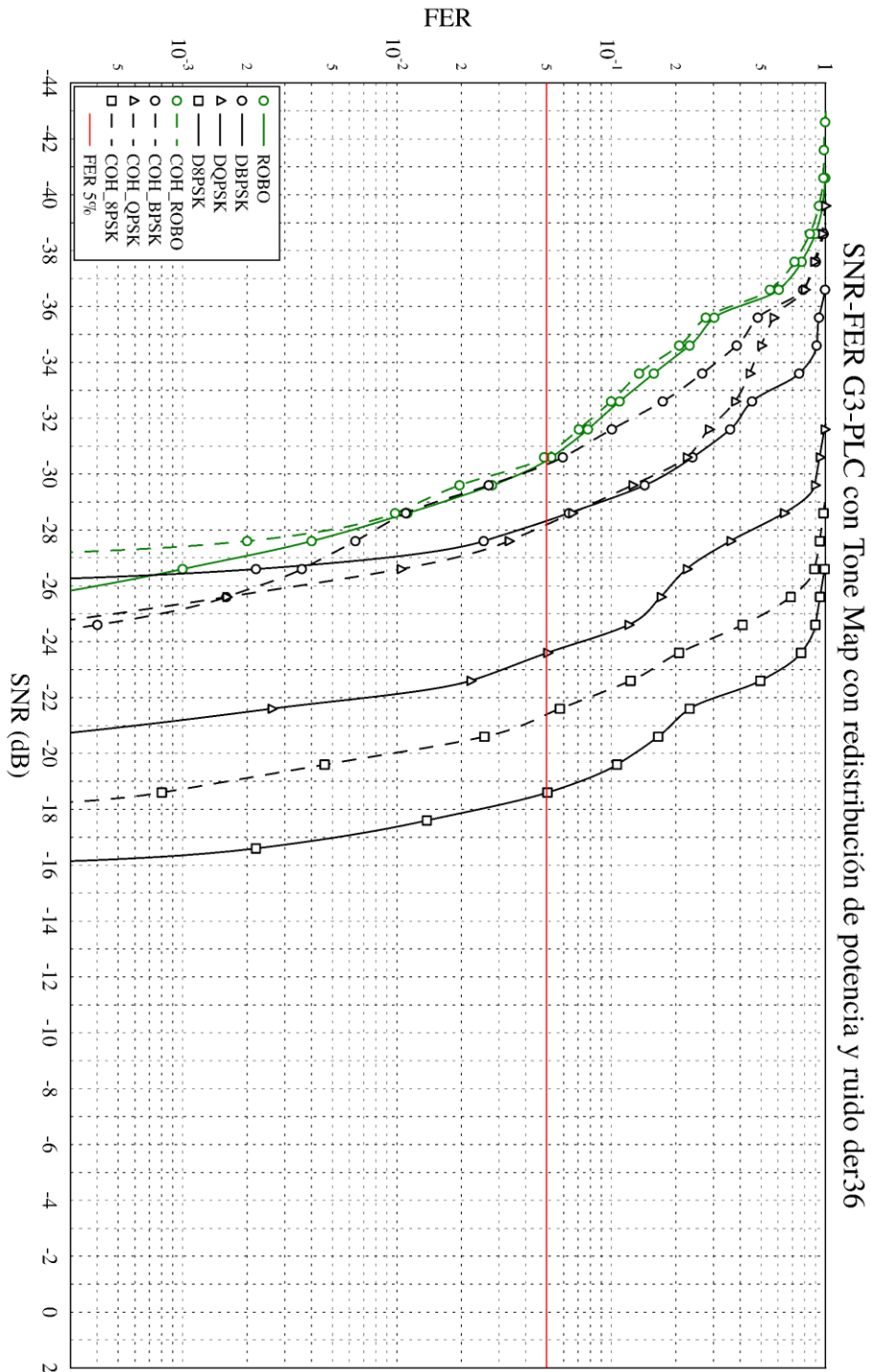


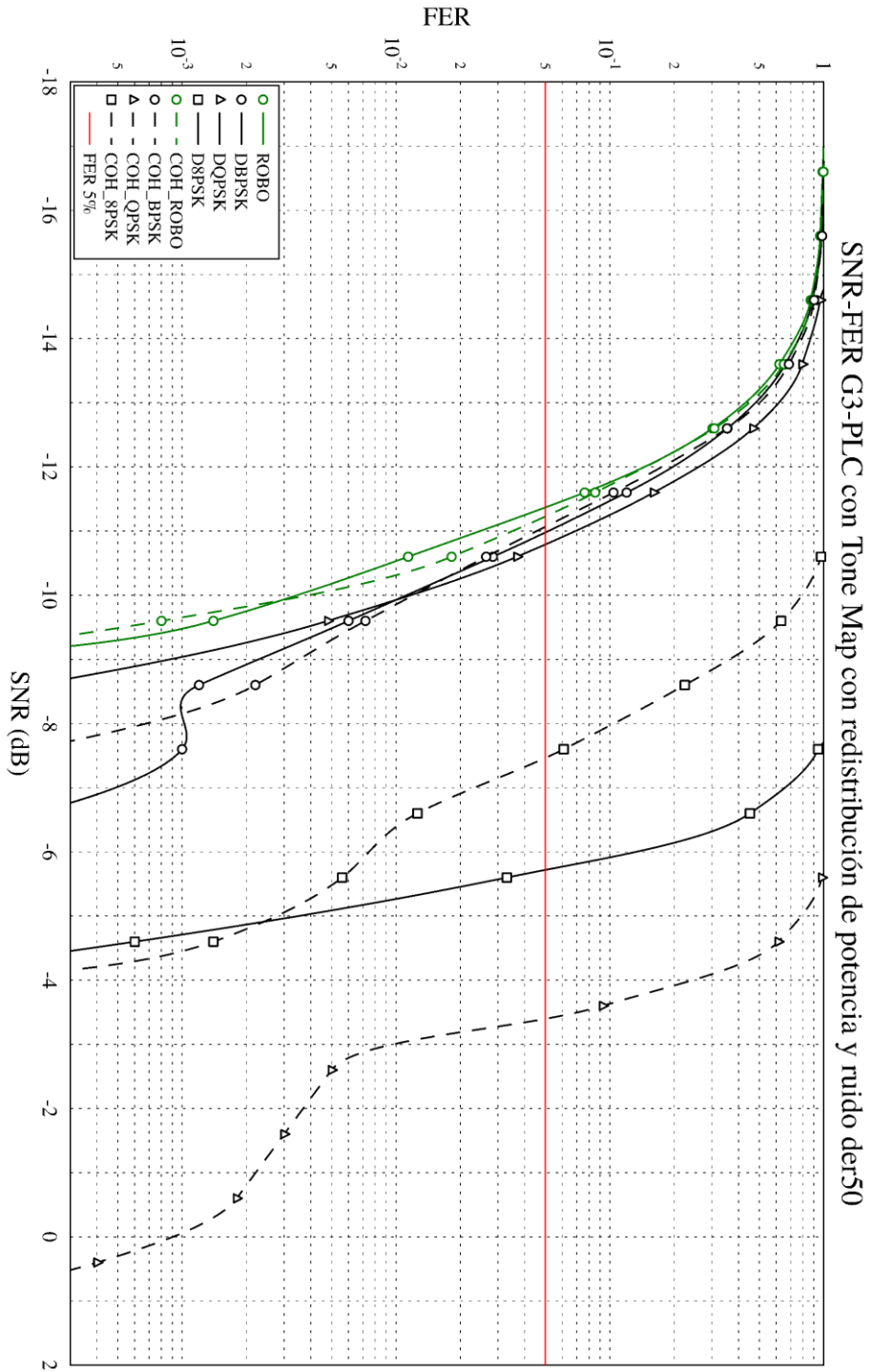












## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Prospex Research, "Europe's Top Twenty Power Industry Players 2016," 2016.
- [2] CENELEC, «EN50065-1:2011. Specification for signaling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz to 148.5 kHz. General requirements, frequency bands and electromagnetic disturbances,» 2011.
- [3] PRIME Alliance Technical Working Group, «Specification for PowerLine Intelligent Metering Evolution v1.3.6,» PRIME Alliance, Brussels, 2012.
- [4] PRIME Alliance Technical Working Group, «Specification for PowerLine Intelligent Metering Evolution v1.4,» PRIME Alliance, Brussels, 2014.
- [5] PRIME Alliance, «PRIME Technology Whitepaper (PHY, MAC, Convergence layers),» PRIME Alliance, Brussels, 2008.
- [6] PRIME Alliance, «PRIME v1.4 White Paper,» PRIME Alliance, Brussels, 2014.
- [7] ITU-T, «G.9904. Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for PRIME networks.,» 2012.

- [8] G3-PLC Alliance, «Narrowband OFDM PLC specifications for G3-PLC networks,» G3-PLC Alliance, Paris, 2015.
- [9] ITU-T, «G.9903 : Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for G3-PLC networks.,» 2017.
- [10] N. Andreadou, M. Olariaga y G. Fulli, «Telecommunication Technologies for Smart Grid Projects with Focus on Smart Metering Applications,» *Energies Journal*, p. 375, 2016.
- [11] J. B. O'Neal Jr., «The Residential Power Circuit as a Communication Medium,» *IEEE Transactions on Consumer electronics*, Vols. %1 de %2CE-32, nº 3, pp. 567-577, 1986.
- [12] O. G. Hooijen, «A Channel Model for the Low-Voltage Power-Line Channel: Measurement and Simulation Results,» de *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Essen, 1997.
- [13] O. G. Hooijen, «A channel model for the residential power circuit used as a digital communications medium,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 40, nº 4, pp. 331-336, 1998.
- [14] M. Tlich, H. Chaouche, A. Zeddami y P. Pagani, «Novel approach for PLC impulsive noise modelling,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Dresden, 2009.
- [15] W. Liu, M. Sigle y K. Dostert, «Channel phase distortion and its influence on PLC systems,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications (ISPLC)*, Beijing, 2012.
- [16] M. H. L. Chan y R. W. Donaldson, «Amplitude, width and interarrival distributions for noise impulses on intrabuilding power line communication networks,» *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 31, nº 3, pp. 320-323, 1989.

- [17] R. M. Vines, H. J. Trussell, K. C. Shuey y J. B. O'Neal, «Impedance of the Residential Power-Distribution Circuit,» *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vols. %1 de %2EMC-27, nº 1, pp. 6-12, 1985.
- [18] CENELEC, «CENELEC SC 205A Study Report on Electromagnetic Interference between Electrical Equipment / Systems in the Frequency Range below 150 kHz – Edition 3,» CENELEC, Brussels, 2015.
- [19] ETSI, «ETSI TS 103 909 - Power Line Telecommunications (PLT) Narrow band transceivers in the range 9 kHz to 500 kHz Power Line Performance Test Method Guide,» ETSI, Valbonne, 2012.
- [20] IEEE, «IEEE Std 1901.2 Standard for Low-Frequency (less than 500 kHz) Narrowband Power Line Communications for Smart Grid Applications,» IEEE, 2013.
- [21] J. Mitra y L. Lampe, «Coded Narrowband Transmission over Noisy Powerline Channels,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Dresden, 2009.
- [22] G. Ndo, P. Siohan y M. Hamon, «OFDM/OQAM Performance Analysis under Asynchronous Impulsive Noise. In Proceedings of the IEEE International Symposium on Powerline Communications,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Dresden, 2009.
- [23] A. Sendin, I. Berganza, A. Arzuaga, A. Pulkkinen y I. H. Kim, «Performance results from 100,000+ PRIME smart meters deployment in Spain,» de *IEEE Third International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*, 2012.
- [24] A. Sendin, A. Llano, A. Arzuaga y I. Berganza, «Field techniques to overcome aggressive noise situations in PLC networks,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Udine, 2011.

- [25] A. Sendin, A. Llano, A. Arzuaga y I. Berganza, «Strategies for PLC signal injection in electricity distribution grid transformers,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Udine, 2011.
- [26] A. Sendin, I. Peña y P. Angueira, «Strategies for Power Line Communications Smart Metering Network Deployment,» *Energies*, vol. 7, nº 4, pp. 2377-2420, 2014.
- [27] J. Matanza, S. Alexandres y C. Rodriguez-Morcillo, «PRIME performance under impulsive noise environments,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Beijing, 2012.
- [28] I. Kim, B. Varadarajan y A. Dabak, «Performance Analysis and Enhancements of Narrowband OFDM Powerline Communication Systems.,» de *First IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*, Maryland, 2010.
- [29] J. Matanza, S. Alexandres y C. Rodriguez-Morcillo, «Performance evaluation of two narrowband PLC systems: PRIME and G3,» *Computer Standards & Interfaces*, vol. 36, nº 1, pp. 198-208, November 2013.
- [30] M. Hoch, «Comparison of PLC G3 and PRIME,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Udine, 2011.
- [31] A. V. Laere, C. Wawrzyniak, S. Bette y V. Moeyaert, «Development, validation and utilization of an ITU-T G.9903 PHY simulator for communication performance evaluation,» de *International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Bottrop, 2016.
- [32] A. Upadhyay, A. Gupta y V. Kumar, «Comparative study of narrow band PLCs physical layer under AWGN and narrowband interferer,» de *Annual IEEE India Conference (INDICON)*, New Delhi, 2015.

- [33] A. Fernandez, A. Sendin, M. Sharma, A. Brunschweiler y M. Sedjai, «Experimental concept definition and validation to overcome CENELEC A band noise with the use of FCC band overlays,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Praha, Czech Republic, 2019.
- [34] I. Arechalde, M. Castro, I. García-Borreguero, A. Sendin, I. Urrutia y A. Fernandez, «Performance of PLC communications in frequency bands from 150 kHz to 500 kHz,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Madrid, 2017.
- [35] A. Mohos y J. Ladányi, «Emission Measurement of a Solar Park in the Frequency Range of 2 to 150 kHz,» de *2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, Amsterdam, 2018.
- [36] J. Meyer, M. Bollen, H. Amaris, A. Blanco, A. Gil de Castro, J. Desmet, M. Klatt, Ł. Kocewiak, S. Rönnerberg y K. Yang, «Future work on harmonics - some expert opinions Part II - supraharmonics, standards and measurements,» de *16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, Bucharest, 2014.
- [37] M. Bollen, M. Olofsson, A. Larsson, S. Ronnberg y M. Lundmark, «Standards for supraharmonics (2 to 150 kHz),» *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 3, nº 1, pp. 114-119, 2014.
- [38] M. Bollen, S. Rönnerberg y F. Zavoda, «CIGRE/CIRED C4.24 – Power quality in the future grid – first introduction,» de *Great Lakes Symposium on Smart Grids*, Great Lakes, 2014.
- [39] IEEE PQ-1250\_WG Voltage Quality Working Group, «Guide for Identifying and Improving Power Quality in Power Systems,» <https://standards.ieee.org/content/ieee-standards/en/standard/1250-2018.html>, 2018.
- [40] IEEE EMC Society, «On the Aim and Scope of TC 7 – document for the TC 7 Inaugural Annual Meeting 2012,» IEEE Agenda Report, 2012.
- [41] IEC SC 77A, «Standardization in the field of electromagnetic compatibility with regard to low frequency phenomena,»

[http://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:30:13301128246910:::FSP\\_ORG\\_ID,FSP\\_LANG\\_ID:1384,25., 2019.](http://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:30:13301128246910:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:1384,25., 2019)

- [42] N. Uribe, «Análisis de la capacidad de PRIME para gestión de red en entornos con generación distribuida y sistemas de almacenamiento,» Ph.D. dissertation, Dept. Ingeniería de Comunicaciones, Universidad del País Vasco, Spain, 2017.
- [43] I. Fernandez, I. E. N. Uribe-Pérez, I. Angulo, D. d. I. Vega, A. Arrinda y T. Arzuaga, «Characterization of non-intentional emissions from distributed energy resources up to 500 kHz: A case study in Spain,» *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 105, pp. 549-563, 2019.
- [44] N. Uribe-Pérez, I. Angulo, L. Hernández, T. Arzuaga, D. D. L. Vega y A. Arrinda, «Study of Unwanted Emissions in the CENELEC-A Band Generated by Distributed Energy Resources and Their Influence over Narrow Band Power Line Communications,» *Energies Journal*, vol. 9, nº 1007, 2016.
- [45] K. Dostert, *Powerline Communications*, Prentice Hall, 2001.
- [46] L. Millanta y M. M. Forti, «A classification of the powerline voltage disturbances for an exhaustive description and measurement,» de *IEEE 1989 National Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Denver, 1989.
- [47] CENELEC, «EN55022:2010. Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement,» 2010.
- [48] A. A. Smith, «Power Line Noise Survey,» de *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 1972.
- [49] N. González-Prelcic, C. Mosquera, N. Degara y A. Currais, «A Channel Model for the Galicia Low Voltage Mains Network,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Malmö, 2001.



- [50] A. Sendin, A. Llano y P. Angueira, «Análisis de la utilización efectiva de los esquemas de modulación de la especificación PRIME para la lectura remota de contadores,» de *XIX Telecom I+D*, 2009.
- [51] IEC, «IEC 61000-4-16:2015: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-16: Testing and measurement techniques - Test for immunity to conducted, common mode disturbances in the frequency range 0 Hz to 150 kHz,» IEC, 2015.
- [52] ISO/IEC, ISO/IEC 14903-3 Information technology -- Control network protocol -- Part 3: Power line, 2012.
- [53] CEDER-CIEMAT, «Centro de Desarrollo de Energías Renovables del Centro de Investigaciones Energéticas, Medioambientales y Tecnológicas CEDER-CIEMAT,» [En línea]. Available: <http://www.ciemat.es/CEDERportal/portal.do>. [Último acceso: 15 Septiembre 2019].
- [54] ITU-T, «G.9901. Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers – Power spectral density specification,» 2012.
- [55] ITU-T, «Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for ITU-T G.hnem networks,» 2012.
- [56] PRIME Alliance, «PRIME Alliance home page,» [En línea]. Available: <http://www.prime-alliance.org>. [Último acceso: 15 Septiembre 2019].
- [57] Internet Engineering Task Force (IETF), «RFC 8066: IPv6 over Low-Power Wireless Personal Area Network (6LoWPAN) ESC Dispatch Code Points and Guidelines,» 2017.
- [58] Internet Engineering Task Force (IETF), «RFC 8505: Registration Extensions for IPv6 over Low-Power Wireless Personal Area Network (6LoWPAN) Neighbor Discovery,» 2018.

- [59] Internet Engineering Task Force (IETF), «RFC 8025: IPv6 over Low-Power Wireless Personal Area Network (6LoWPAN) Paging Dispatch,» 2016.
- [60] IEEE, «IEEE 802.15.4-2015 - IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks,» 2015.
- [61] ANSI, «ANSI C12.19: American National Standard For Utility Industry End Device Data Tables (Smart Grid Meter Package),» 2012.
- [62] ANSI, «ANSI C12.22: Protocol Specification For Interfacing To Data Communication Networks (Smart Grid Meter Package),» 2012.
- [63] IEC, «EC 62056-5-3: Electricity metering data exchange - The DLMS/COSEM suite - Part 5-3: DLMS/COSEM application layer,» 2017.
- [64] IEC, «IEC 62056-6-2: Electricity metering data exchange - The DLMS/COSEM suite - Part 6-2: COSEM interface classes,» 2017.
- [65] F. Khan, S. Baig, U. Noreen y A. Yousaf, «An Overview of OFDM Based Narrowband Power Line Communication Standards for Smart Grid Application,» *World Applied Sciences Journal*, 2012.
- [66] A. Mathur, M. R. Bhatnagar y B. K. Panigrahi, «Maximum likelihood decoding of QPSK signal in power line communications over Nakagami-m additive noise,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Austin, 2015.
- [67] A. Mathur, M. R. Bhatnagar y B. K. Panigrahi, «Performance Evaluation of PLC Under the Combined Effect of Background and Impulsive Noises,» *IEEE Commun. Lett.*, pp. 1117-1120, 2015.
- [68] A. Dubey y R. K. Mallik, «PLC System Performance With AF Relaying,» *IEEE Trans. Commun.*, pp. 2337-2345, 2015.
- [69] J. Slacik, P. Mlynek, R. Fujdiak, J. Misurec y P. Silhavy, «"Performance evaluation of multi-carrier power line communication systems in real condition for smart grid neighborhood area networks,» de *9th*

- International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)*, Munich, 2017.
- [70] L. González-Sotres, C. Mateo, P. Frías, C. Rodríguez-Morcillo y J. Matanza, «Replicability Analysis of PLC PRIME Networks for Smart Metering Applications,» *IEEE Transactions on Smart Grid*, pp. 827-835, 2018.
- [71] A. Sanz, D. Sancho, C. Guemes y J. A. Cortés, «A physical layer model for G3-PLC networks simulation,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Madrid, 2017.
- [72] B. Mölders, T. M. Pletzer, M. Wächter y M. Koch, «Experimental investigations of electrical influences on power line communication performance in distribution grid applications,» de *CIGRE*, Helsinki, 2016.
- [73] P. Mlynek, R. Fudjak, J. Misurec y J. Slacik, «Experimental measurements of noise influence on narrowband Power Line Communication,» de *8th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)*, Lisbon, 2016.
- [74] G. Hallak, C. Niess y G. Bumiller, «Measurement Setup for Notch Evaluation of Narrowband PLC Devices,» de *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, Singapore, 2017.
- [75] S. Robson, A. Haddad y H. Griffiths, «A New Methodology for Network Scale Simulation of Emerging Power Line Communication Standards,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 1025-1034, 2018.
- [76] A. V. Thokozani Shongwe, «Interleaving and nulling to combat narrow-band interference in PLC standard technologies PLC G3 and PRIME,» *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, vol. 10.1109/ISPLC.2013.6525860, nº 17th IEEE International Symposium, pp. 258-262, 2013.

- [77] J. Matanza, S. Alexandres y C. Rodriguez-Morcillo, «Difference sets-based compressive sensing as denoising method for narrow-band power line communications,» *IET Communications*, pp. 1580-1586, 2013.
- [78] A. Llano, A. Sendin, A. Arzuaga y S. Santos, «Quasi-synchronous noise interference cancellation techniques applied in low voltage PLC,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Udine, 2011.
- [79] Y. Sun, L. Yu, Q. Zhang y L. Tang, «Wireless channel estimation based on B-spline interpolation in OFDM system,» de *Sixth International Conference on Natural Computation*, Yantai, 2010.
- [80] O. Şaylı, H. Doğan y E. Panayırçı, «Spline interpolation based channel estimation for ACO-OFDM over visible light channels,» de *24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU)*, Zonguldak, 2016.
- [81] Y. Liao, «BEM-Based Channel Estimation and Interpolation Methods for Doubly-Selective OFDM Channel,» de *IEEE International Conference on Smart Internet of Things (SmartIoT)*, Xi'an, 2016.
- [82] S. Moya, M. Hadad, P. Donato, M. Funes y D. Carrica, «PLC equalization method for block-pilot OFDM systems based on complementary sequences,» de *XVI Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, Cordoba, 2015.
- [83] C. Luo, S. Cheng, L. Xiong, J. Nguimbis, Y. Zhang y J. Ma, «A nonlinear equalization method based on multilayer perceptron for OFDM power-line communication,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 2437-2442, 2005.
- [84] B. Adebisi, C. L. Giovaneli, B. Honary y M. Mowlavi, «Low Complexity Turbo Equalisation for Power Line Communications,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Pisa, 2007.

- [85] T. C. Chuah, «Adaptive Robust Turbo Equalization for Power-Line Communications,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 2172-2179, 2007.
- [86] A. Aloui, O. B. Rhouma y C. Rebai, «Impact of equalization on hybrid communication system for smart grid,» de *International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC)*, Marrakech, 2017.
- [87] K. Ogunyanda, A. D. Familua, T. G. Swart, H. C. Ferreira, L. Cheng y T. Shongwe, «Evaluation and implementation of cyclic permutation coding for power line communications,» de *IEEE 6th International Conference on Adaptive Science & Technology (ICAST)*, Ota, 2014.
- [88] M. Elgenedy, M. Sayed, M. Mokhtar, M. Abdallah y N. Al-Dhahir, «Interference mitigation techniques for narrowband powerline smart grid communications,» de *IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*, Miami, 2015.
- [89] N. Andreadou y A. M. Tonello, «Short LDPC codes for NB-PLC channel with a differential evolution construction method,» de *IEEE 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Johannesburg, 2013.
- [90] B. Nikfar y G. Bumiller, «Real-time synchronization and multiband detection for narrowband power line communication,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Madrid, 2017.
- [91] K. Razazian y J. Yazdani, «Utilizing beyond CENELEC standards for smart grid technology,» de *2nd IEEE PES International Conference and Exhibition on Innovative Smart Grid Technologies*, Manchester, 2011.
- [92] L. D. Bert, S. D'Alessandro y A. M. Tonello, «A G3-PLC simulator for access networks,» de *18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Glasgow, 2014.

- [93] G. Ren, S. Qiao, H. Zhao, C. Li y Y. Hei, «Mitigation of Periodic Impulsive Noise in OFDM-Based Power-Line Communications,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 825-834, 2013.
- [94] J. Yang, N. Tan y C. H. Tzou, «A resource-efficient FFT/IFFT architecture for PRIME PLC systems,» de *13th International Conference on Design & Technology of Integrated Systems In Nanoscale Era (DTIS)*, Taormina, 2018.
- [95] I. Angulo, D. d. I. Vega, A. Arrinda, I. Fernandez, I. Berganza, A. Llano y T. Arzuaga, «Implementation of non-orthogonal Multiplexing for Narrow Band Power Line Communications,» de *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Madrid, 2017.
- [96] «ZIV metering solutions contadores,» ZIV, 2019. [En línea]. Available: <https://www.zivautomation.com/es/metering-solutions/contadores/>. [Último acceso: 15 Septiembre 2019].
- [97] «ZIV metering solutions concentradores,» ZIV, 2019. [En línea]. Available: <https://www.zivautomation.com/es/metering-solutions/concentradores-de-datos/>. [Último acceso: 15 Septiembre 2019].
- [98] PRIME Certification Working Group, «PRIME Certification Test Cases, version 1.2,» 2010.
- [99] G3-PLC Alliance, «Certification Test Procedures for G3-PLC Certification,» 2014.
- [100] IEC, «CISPR 16-1-2:2014+AMD1:201 CSV Consolidated version. Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Coupling devices for conducted disturbance measurements,» 2017.
- [101] G3-PLC Alliance, «G3-PLC Certification report of platform ZIV G3-1,» Paris, 2015.

- [102] A. Kolmogorov, «Sulla determinazione empirica di una legge di distribuzione,» *G. Ist. Ital. Attuari*, vol. 4, p. 83–91, 1933.
- [103] N. Smirnov, «Table for estimating the goodness of fit of empirical distributions,» *Annals of Mathematical Statistics*, vol. 19, nº 2, p. 279–281.
- [104] Analog Devices, «LTSpice SPICE simulation program,» [En línea]. Available: <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>. [Último acceso: 15 Septiembre 2019].
- [105] University of Colorado Boulder Applied Mathematics Department, «Week 9: Polynomial Interpolation and Least Square Fitting,» [En línea]. Available: [https://www.colorado.edu/amath/sites/default/files/attached-files/week9\\_0.pdf](https://www.colorado.edu/amath/sites/default/files/attached-files/week9_0.pdf). [Último acceso: 15 Septiembre 2019].
- [106] I. S. Reed y G. Solomon, «Polynomial Codes over Certain Finite Fields,» *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, vol. 8, nº 2, p. 300–304, 1960.
- [107] D. Gorenstein and N. Zierler, "A class of cyclic linear error-correcting codes in  $p^m$  symbols," *J. SIAM*, vol. 9, pp. 207-214, 1961.





## GLOSARIO

**ADC** (*Analog to Digital Converter*) Conversor Analógico a Digital. Componente o circuito electrónico encargado de convertir una señal electrónica analógica de tensión en una representación digital de la misma, mediante un muestreo, cuantificación y codificación de esta.

**AM** (*Amplitud Modulada*) Técnica de modulación analógica consistente en modular la información a transmitir en la amplitud de una señal portadora.

**AMI** (*Advanced Metering Infrastructure*) Infraestructura Metrológica Avanzada. Sistema de medida, recolección y análisis de la energía utilizada, incluyendo la comunicación con los dispositivos de medida.

**APDU** (Application Packet Data Unit) Unidad de paquete de datos de capas de aplicación.

**ARQ** (*Automatic Repeat-reQuest*) Mecanismo de corrección de errores a posteriores en comunicaciones. Este mecanismo requiere mensajes de confirmación en el sentido contrario al de la transmisión de la información y tiempos de expiración. De este modo el transmisor reintenta la transmisión de datos hasta recibir la confirmación de que todos estos datos han sido recibidos de forma correcta.

**AWGN** (*Additive White Gaussian Noise*) Ruido Gaussiano Blanco Aditivo. Modelo de canal en el que la única perturbación es la adición lineal de una variable aleatoria con densidad espectral constante y amplitud de distribución gaussiana

**BB-PLC** (*Broad Band PLC*) Tecnología de comunicación PLC de banda ancha por encima de 1 Mbps.

- BER** (*Bit Error Rate*). Tasa de Error de Bit. Tasa de error que relaciona el número de bits recibidos erróneos en una comunicación con respecto al número total de bits transmitidos.
- BPSK** (*Binary Phase Shift Keying*) Codificación de desplazamiento de fase binario. Es el mecanismo de codificar la información transmitida en una portadora, de forma que el 0 se codifica con una fase de referencia y el 1 con una fase desplazada  $\pi$  radianes de la referencia.
- BT** (*Baja Tensión*) Una instalación eléctrica de baja tensión es aquella que distribuye o genera energía eléctrica para el consumo directo de una tensión igual o inferior a 1000 V en el caso de corriente alterna o 1500 V para el caso de continua.
- CA** (*Corriente Alterna*). Corriente eléctrica cuya magnitud y sentido varían cíclicamente.
- CC** (*Codificación Convolutional*) Tipo de codificación lineal con memoria generada mediante una cadena de Markov en el que cada símbolo de información de entrada genera un número de mayor de símbolos de salida, que a su vez dependen de todos los símbolos anteriores.
- CEDER** (*CEntro de Desarrollo de Energías Renovables*) Centro nacional para la investigación, el desarrollo y el fomento de las energías renovables que pertenece al CIEMAT.
- CENELEC** (*Comité Européen de Normalisation Electrotechnique*) Comité Europeo de Normalización Electrotécnica, responsable de estandarización europea en las áreas de ingeniería eléctrica.
- CFP** (*Contention Free Period*). Periodo Libre de Contención. Parte de la estructura del estándar PRIME en el que la multiplexación temporal está negociada y reservada previamente en el nodo base.
- CIEMAT** (*Centro de Investigaciones Energéticas, MedioAmbientales y Tecnológicas*) Organismo público de investigación dependiente del Ministerio de Economía y Competitividad de España.
- clipping** Mecanismo de procesamiento de señal que recorta la señal de recepción como mecanismo de mitigación de ruido.

- CL** (*Convergence Layer*) Capa de Convergencia. Término que hace referencia a la capa de comunicaciones especialmente diseñada para ser mínima y adaptar una capa superior sobre otra inferior que no han sido especialmente desarrolladas para encontrarse una encima de otra.
- CP** (*Cyclic Prefix*). Prefijo Cíclico. Mecanismo utilizado en la tecnología OFDM que repite el final de un símbolo al principio, de forma que se pueda mitigar el efecto del multitrayecto, utilizando las propiedades de la transformada de Fourier.
- CRC** (*Cyclic Redundancy Check*) Comprobación de Redundancia Cíclica. Es un código de detección de errores comúnmente utilizado en sistemas de comunicaciones digitales. Los datos introducidos en el sistema obtienen un dato de verificación adjunto, que se obtiene como el resto de la división polinómica entre los datos introducidos y un polinomio generador.
- CSMA/CA** (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance*). Acceso múltiple por monitorización de portadora evitando colisiones. Es un mecanismo por el que los nodos tienen un acceso a un medio compartido que utilizan para transmitir. En todo momento monitorizan las transmisiones de los demás para encontrar un hueco en el que transmitir sin colisionar.
- CT** (*Centro de Transformación*) Instalación eléctrica que recibe energía en alta tensión (30 kV) o en media tensión (10, 15 o 20 kV) y la entrega en media o baja tensión para su utilización por los usuarios finales.
- D8PSK** (*Differential 8 Phase Shift Keying*) Codificación de desplazamiento de 8 fases diferencial. Es el mecanismo de codificar la información transmitida en la fase de una portadora, de forma que tres bits se codifican, con una diferencia de fase con respecto a una portadora anterior de 0 rad,  $\pi/4$  rad,  $2\pi/4$  rad, ... Normalmente se utiliza codificación Grey.
- DAC** (*Digital to Analog Converter*) Conversor Digital a Analógico. Componente o circuito electrónico encargado de convertir una representación digital en una señal electrónica analógica de tensión.
- DBPSK** (*Differential Binary Phase Shift Keying*) Codificación de desplazamiento de fase binario diferencial. Es el mecanismo de codificar la información transmitida en una portadora, de forma que el 0 se codifica manteniendo la misma fase y 1 se codifica cambiando de fase  $\pi$  radianes.

- DEP** (*Densidad Espectral de Potencia*) Función que representa la distribución frecuencial de la potencia a lo largo de sus componentes frecuenciales.
- DER** (*Distributed Energy Resources*) Elementos distribuidos conectados a la red responsables de la generación eléctrica y almacenamiento distribuido.
- DG** (*Distributed Generation*) Generación eléctrica y almacenamiento distribuido realizado por elementos distribuidos conectados a la red.
- DQPSK** (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*) Codificación de desplazamiento de fase en cuadratura diferencial. Es el mecanismo de codificar la información transmitida en la fase de una portadora, de forma que dos bits se codifican, con una diferencia de fase con respecto a una portadora anterior de 0 rad,  $\pi/2$  rad,  $\pi$  rad o  $3\pi/2$  rad. Normalmente se utiliza codificación Grey.
- DSP** (*Digital Signal Processing*) Procesado Digital de Señal. Es la manipulación mediante herramientas matemáticas de señales de información. Estas señales de información se utilizan en un dominio discreto siendo representadas por una secuencia de números o símbolos.
- DUT** (*Device Under Test*) Dispositivo Bajo Prueba. En un montaje de laboratorio es el equipo que es objetivo de la prueba.
- EDF** (*Électricité de France*) Uno de los principales operadores de energía eléctrica en el mundo. Es un holding de empresas que es en su mayor parte propiedad del gobierno francés.
- ERDF** (*Electricité Réseau Distribution France*) Empresa dedicada a la distribución eléctrica dentro de EDF.
- EDP** (*Energias de Portugal*) Uno de los operadores principales de energía eléctrica de Europa, operando en Portugal y España.
- EMI** (*ElectroMagnetic Interference*) Interferencia Electromagnética es la perturbación que un dispositivo, o conjunto de dispositivos, puede realizar sobre el correcto funcionamiento de otro dispositivo o conjunto de dispositivos, mediante la radiación, conducción o inducción de señales electromagnéticas.
- ETSI** (*European Telecommunications Standards Institute*) El Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones es una organización de

estandarización independiente de la industria de las telecomunicaciones (fabricantes de equipos y operadores de redes) de Europa, pero con proyección mundial, sin fines de lucro.

**EVM** (*Error Vector Magnitude*) Magnitud de Error Vectorial. Es una medida utilizada para cuantificar el rendimiento de un transmisor o receptor digital. Se mide como la relación entre el error de posición de los puntos IQ de una constelación, en función de la posición de referencia.

**FER** (*Frame Error Rate*) Tasa de Error de Trama. Relación del número de tramas que no se pueden recibir correctamente por un receptor, frente al número de tramas totales.

**FM** (*Frecuencia Modulada*). Técnica de modulación que permite transmitir información a través de una onda portadora variando su frecuencia.

**FFT** (*Fast Fourier Transform*) Transformada Rápida de Fourier. Algoritmo para el cálculo de la DFT que permite que el coste computacional del cálculo de una DFT completa sea  $O(n \cdot \log(n))$ . Es el algoritmo utilizado en la práctica si se necesita el cálculo completo de todos los valores de una DFT. El algoritmo que hace el cálculo inverso es la IFFT.

**FIR** (*Finite Impulse Response*) Respuesta Impulsional Finita. Filtro de procesado de señal digital cuya respuesta impulsional es finita en el tiempo.

**IDFT** (*Inverse Discrete Fourier Transform*) Transformada Discreta de Fourier Inversa. Operación inversa a la DFT. Permite dados los coeficientes de sinusoides complejas ordenadas por su frecuencia, obtener las muestras equiespaciadas de la función resultante. Se dice que convierte la señal del dominio frecuencial a su dominio original (generalmente espacio o tiempo). El algoritmo más habitual para su cálculo es la IFFT.

**IEEE** (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos. Asociación mundial de ingenieros dedicada a la estandarización y desarrollo de nuevas técnicas dentro de las áreas de electricidad, electrónica, comunicaciones y computación.

**IFFT** (*Inverse Fast Fourier Transform*) Transformada Rápida de Fourier Inversa. Algoritmo para el cálculo de la IDFT, que permite que el coste computacional del cálculo de una IDFT completa sea  $O(n \cdot \log(n))$ . Es el

algoritmo utilizado en la práctica si se necesita el cálculo completo de todos los valores de una IDFT. El algoritmo que hace el cálculo directo es la FFT.

**IIR** (*Infinite Impulse Response*) Respuesta Impulsional Infinita. Filtro de procesamiento de señal digital cuya respuesta impulsional es infinita en el tiempo.

**ITU** (*International Telecommunication Union*) Unión Internacional de Telecomunicaciones. Organismo especializado en telecomunicaciones de la Organización de las Naciones Unidas (ONU), encargado de regular las telecomunicaciones a nivel internacional entre las distintas administraciones y empresas operadoras.

**ITU-T** (*ITU Telecommunication Standardization Sector*) Sector de Normalización de las Telecomunicaciones de la ITU.

**LCID** (*Local Connection Identifier*) Identificador local de conexión. Identificador único asignado dinámicamente a cada conexión de un nodo de servicio de una subred PRIME.

**LDM** (*Layer Division Multiplexing*) Multiplexación por División en Capas. Técnica de multiplexación no ortogonal que permite dividir dos flujos de datos en base a una multiplexación en amplitud.

**LDPC** (*Low Density Parity Check*) Comprobación de Paridad de Baja Densidad. Código de corrección de errores lineal. Se construye en base a un gráfico disperso bipartito, basado en una matriz de adyacencia.

**LED** (*Light Emitting Diode*) Diodo de Emisión de Luz. Fuente de luz semiconductor formada por una unión PN que emite luz cuando se activa.

**link budget** Umbral límite de atenuación que permite un sistema de comunicaciones manteniendo una calidad de comunicación suficiente.

**LISN** (*Line Impedance Stabilization Network*) Red de Estabilización de Impedancia de Línea. Dispositivo electrónico encargado de proporcionar una impedancia controlada en las líneas de alimentación y responsable de separar la señal de alimentación de las señales de más alta frecuencia.

- LNID** (*Local Node Identifier*) Identificador de nodo local que es asignado automáticamente al conjunto de nodos registrados a través un switch. Estos identificadores se gestionan por el nodo base.
- MAC** (*Media Access Control*) Control de Acceso al Medio. En los modelos de comunicaciones, es la capa que se encarga del direccionamiento de dispositivo y control de acceso al medio compartido.
- mesh** Una red tipo mesh es aquella cuyos nodos de comunicaciones están interconectados entre sí, de forma que algunos nodos requieren de la cooperación de otros para proporcionarles cobertura, actuando estos como repetidores.
- MPDU** (*MAC Packet Data Unit*) Unidad de paquete de datos de la capa MAC. Es el conjunto de datos que la capa MAC solicita que sea transferido a su capa inmediatamente inferior.
- MSDU** (*MAC Service Data Unit*) Unidad de paquete de servicio de la capa MAC. Es el conjunto de datos que la capa MAC de un sistema de comunicaciones puede transportar de su capa inmediatamente superior.
- MT** (*Media Tensión*) Una instalación eléctrica de media tensión es aquella que distribuye energía eléctrica a una tensión nominal de entre 1 kV y 36 kV.
- NB-PLC** (*Narrow Band PLC*) Tecnología de comunicación PLC de banda estrecha por debajo de 500 kbps.
- notch** (*Muesca*) Técnica que aplicada a OFDM permite transmitir señales no utilizando algunas de las subportadoras, permitiendo evitar la utilización de una parte concreta del espectro. Utilizado generalmente para evitar la interferencia entre diferentes servicios de comunicación.
- OFDM** (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales. Es una multiplexación consistente en enviar un conjunto de ondas subportadoras de diferentes frecuencias, donde cada una transporta información modulada en QAM o en PSK.
- OL** (*Onda Larga*) También conocido como BF (Baja Frecuencia) o LF (del inglés Low Frequency). Término que se refiere a la banda del espectro electromagnético, y más particularmente a la banda de radiofrecuencia, entre 30 kHz y 300 kHz.

**OQAM** (*Offset Quadrature Amplitude Modulation*) Arquitectura OFDM donde cada una de las subportadoras está modulada por un pulso no rectangular de modo que se puede garantizar la ausencia de interferencia entre símbolos y entre subportadoras sin necesidad de un prefijo cíclico.

**padding.** Información de relleno introducida en un sistema de transmisión o almacenamiento para acomodar la información útil en un contenedor de tamaño mayor.

**PAR** (*Peak to Average Ratio*) Relación entre Pico y Media. Relación que tiene una señal entre la amplitud máxima y la amplitud media o valor eficaz (RMS) de una señal.

**payload** (*Carga útil*) Cuando en un paquete o trama se habla de payload, se refiere a la parte útil del protocolo, generalmente transporte información de capas superiores o del usuario final.

**PHY** (*PHYSical layer*) Capa física. Término utilizado en lo referente a un sistema de comunicaciones para referirse a la capa física.

**PICS** (*Protocol Implementation Conformance Statement*) Declaración de Conformidad de la Implementación de Protocolo. Documento estructurado que declara qué requisitos específicos se cumplen con respecto a la implementación de un determinado protocolo estándar.

**PLC** (*Power Line Communication*) Conjunto de tecnologías para la transmisión de señales de comunicaciones a través de las líneas de suministro eléctrico.

**PPDU** (*PHY Packet Data Unit*) Unidad de paquete de datos de la capa física.

**preámbulo** Parte inicial de la PDU física transmitida en un sistema de comunicaciones para anunciar la presencia de dicha PDU, y ayudar al receptor a alinear dicha señal y/o a ecualizarla.

**PRIME** (*PowerLine Intelligent Metering Evolution*) Sistema de comunicaciones OFDM PLC abierto, público y no propietario. Desarrollado y promocionado por la PRIME Alliance.

**prosumer** En la red eléctrica un prosumer es aquel que tiene el rol de consumir y/o producir de forma indistinta.



- PSDU** (*PHY Service Data Unit*) Unidad de Datos de Servicio de la capa física. Conjunto de datos que la capa física de un sistema de comunicaciones puede transportar de su capa inmediatamente superior.
- RBW** (*Resolution Bandwidth*) Ancho de banda de resolución. La distancia mínima entre dos picos de un espectro a partir de la cual puedan ser distinguidos. También es el ancho de banda del filtro del detector de un analizador de espectros.
- RC** (*Repetition Code*). Código de Repetición. Sistema de codificación que consiste en repetir la información para aumentar la redundancia y energía utilizada para codificarla.
- RF** (*Radiofrecuencia*) Término que se atribuye a la porción menos energética del espectro electromagnético, situada entre 3 kHz y 300 GHz. Las ondas electromagnéticas de esta región del espectro se pueden transmitir aplicando una variación de corriente a través de un generador conectado a una antena.
- RMS** (*Root Mean Square*) Valor eficaz. De una señal se denomina el valor eficaz o RMS a la amplitud que debería tener una señal continua para que tuviera su misma potencia.
- RS** (*Reed-Solomon*) Códigos de corrección de errores definidos por Irving S. Reed y Gustave Solomon en 1960. Código de corrección de bloque que se basa en propiedades polinómicas en campos finitos.
- SAR** (*Segmentation And Reassembly*) Segmentación y Reensamblado. Técnica consistente en dividir una información para ser transmitida en segmentos más pequeños que pueden ser después reensamblados en la recepción. En PRIME esta técnica es utilizada por las capas de convergencia para acomodar su información en MPDUs más pequeñas de la capa MAC.
- SCP** (*Shared Contention Period*). Periodo de Contienda Compartida. Parte de la estructura de una trama MAC de PRIME en la que el acceso al medio es compartido y resuelto por CSMA/CA.
- SID** (*Switch Identifier*) Identificador de Switch. Identificador único asignado dinámicamente a cada nodo que actúa como repetidor en una subred PRIME y gestionado por el nodo base de esta.

- single-end** Terminación única. Modo de transmisión de señales en las cuales la información se envía extremo a extremo utilizando un único conductor, asumiendo una referencia común estable. Es una forma de propagar señales en contraposición con una propagación diferencial.
- Smart Grid** (*Red Inteligente*) Término que hace referencia a las redes eléctricas avanzadas que ofrecen información y pueden gestionarse de forma remota.
- SNA** (*Subnetwork Address*) Dirección de una subred PRIME que viene determinada por la dirección MAC del nodo base que le da servicio.
- SNR** (*Signal to Noise Ratio*) Relación Señal a Ruido. Es una magnitud que en un sistema de comunicaciones representa la relación de potencia entre la señal útil y una señal indeseada superpuesta a la anterior. Generalmente se representa en dB.
- Throughput** Tasa de transferencia efectiva, el volumen de información neto que fluye a través de un sistema.
- TMR** (*Tone Map Request*) Bit presente en la cabecera MAC de la especificación G3-PLC que solicita al extremo receptor una respuesta con los parámetros del Tone Map a utilizar en futuras comunicaciones.
- Tone Map** Técnica de modulación multiportadora que usa las subportadoras de forma dinámica, para optimizar el rendimiento de las comunicaciones.
- Tone Mask** Técnica de modulación multiportadora que evita el uso de un conjunto de subportadoras de forma estática en todo su funcionamiento, para mejorar la interoperabilidad con otros servicios o limitar el espectro.
- TVS** (*Transient-Voltage-Suppression*) Componente electrónico utilizado para proteger los dispositivos de picos de tensión inducidos en los cables de conexión.
- XOR** (*eXclusive OR*) Disyunción exclusiva. Operador lógico de dos operandos cuyo resultado es verdadero si solo uno de los dos operandos es verdadero, pero no ambos.