



## Trabajo Fin de Grado

Prestaciones, modelado y transmisión RF sobre fibra de plástico para aplicaciones de Internet de las cosas de banda estrecha en ecosistemas 5G

Performance, Modeling and transmission through a radio over Plastic Optical Fibre link for narrow-band Internet of Things (NB-IoT) applications in 5G ecosystems

Autora

Marta Barriendos Fortuño

Directores

M<sup>a</sup> Ángeles Losada Binué  
Pedro Luis Carro Ceballos

Titulación del autor

Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación.

ESCUELA DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA

2023

## AGRADECIMIENTOS

*Me gustaría agradecer a M<sup>a</sup> Ángeles Losada y Pedro Luis Carro, por su esfuerzo, dedicación y por toda la ayuda que me han prestado durante la realización de este trabajo.*

*A mi familia y a mi pareja, por confiar en mí desde el principio, y apoyarme en todo momento, ayudándome a llegar hasta aquí.*

*A mis amigos de toda la vida y compañeros de carrera que a lo largo de estos cuatro años se han convertido en un apoyo incondicional, por hacer este camino más fácil.*

# Prestaciones, modelado y transmisión RF sobre fibra de plástico para aplicaciones de Internet de las cosas de banda estrecha en ecosistemas 5G

## RESUMEN

La finalidad del proyecto, desarrollado en el contexto de colaboración entre el grupo de Comunicaciones CeNIT (Communications Networks and Information Technologies) y el subgrupo de fibras ópticas de plástico (*Plastic Optical Fibers, POFs*) del GTF (Grupo de Tecnologías Fotónicas), dentro del marco del proyecto PID2021 -122505OB-C33, es investigar la aplicación de tecnologías de radio sobre fibra, utilizando fibras ópticas de plástico en lugar de fibras de vidrio. Este trabajo se centra en la transmisión de Internet de las Cosas de banda estrecha (*Narrow-Band Internet-of-Things, NB-IoT*) sobre fibras ópticas de plástico de salto de índice (SI-POFs), realizando una caracterización tanto de forma experimental, como mediante modelos que permitan evaluar sus prestaciones; además, posteriormente se lleva a cabo un proceso de corrección para aumentar las mismas. Este trabajo y sus objetivos están alineados con los Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS) de la Agenda 2030 de Naciones Unidas y contribuirán en cierta medida al logro de las metas 9 y 9c de los mismos.

Para ello, se ha comenzado realizando una caracterización lineal y no-lineal del sistema de transmisión, considerando diferentes tipos de fibras (SI-POF), con el objetivo de comparar sus prestaciones y elegir el medio de transmisión más adecuado, determinando del mismo modo los parámetros óptimos de trabajo, incluyendo los componentes opto-electrónicos. Posteriormente, se ha modelado el sistema completo para señales de entrada de tipo OFDM, con especial interés en los efectos no lineales, para obtener medidas de error (*Error Vector Magnitude, EVM*), y de recrecimiento espectral (*Adjacent Channel Power Ratio, ACPR*). Tras el proceso de simulación y modelado, se realiza el estudio experimental para las fibras seleccionadas y las dos frecuencias de NB-IoT del enlace de downlink (925 MHz y 960 MHz), obteniendo los valores del error y recrecimiento espectral experimentales y realizando una comparativa con los valores simulados. Finalmente, se realiza y evalúa un método de pre-distorsión (DPD) combinado con un algoritmo de optimización de carga (“*Mesh-Selecting*”), permitiendo corregir los efectos no lineales y pudiendo extender el rango de potencias de RF de entrada.

Los resultados obtenidos confirman que es viable la transmisión de NB-IoT standalone a través de 50 metros de fibra de plástico de perfil de salto de índice, modulando directamente un láser de diodo. Los valores obtenidos del error y recrecimiento espectral quedan muy por debajo de los que establece la normativa, por lo que nos llevan a pensar que se podrían transmitir señales de NB-IoT standalone con fibras más largas (hasta incluso 100 metros) con valores de EVM y de ACPR dentro de los límites de la normativa.

# Performance, Modeling and transmission through a radio over Plastic Optical Fibre link for narrow-band Internet of Things (NB-IoT) applications in 5G ecosystems

## ABSTRACT

This project has been developed in the context of a collaboration between the Communications group CeNIT (Communications Networks and Information Technologies) and the subgroup of plastic optical fibers (POFs) of the GTF (Photonic Technologies Group), within the framework of the PID2021 -122505OB-C33 project. Its aim is to investigate the application of radio technologies over fiber (Radio over Fibre, RoF), using plastic optical fibers instead of glass fibers. This work focuses on the transmission of Narrow-Band Internet-of-Things (NB-IoT) on step-index plastic optical fibers (SI-POFs), performing experimental characterization and modeling to evaluate the system behavior. In addition, a correction process is subsequently carried out to enhance its performance. This work and its objectives are aligned with the Sustainable Development Goals of the United Nations 2030 Agenda and will contribute to some extent to the achievement of goals 9 and 9c.

To this end, a linear and non-linear characterization of the transmission system was carried out, considering different types of fibers (SI-POF) to compare their performance and choose the most appropriate transmission medium, and the optimal parameters of the opto-electronic components. Subsequently, the complete system has been modeled for input OFDM signals, with special interest in nonlinear effects, to obtain an estimation of error (Error Vector Magnitude, EVM), and spectral regrowth (Adjacent Channel Power Ratio, ACPR). After the simulation and modeling process, experimental measurements were taken for the selected fibers and the two NB-IoT frequencies of the downlink (925 MHz and 960 MHz), obtaining the values of the experimental spectral error and regrowth, that were compared to the simulated values. Finally, a pre-distortion method (DPD) combined with a load optimization algorithm ("Mesh-Selecting"), is performed and evaluated. This method compensates nonlinear effects allowing to extend the range of input RF power.

The results obtained, confirm the viability of the transmission of NB-IoT standalone through 50 meters of SI-POFs directly modulating a diode laser with the radio-frequency signal. The EVM and ACPR are well below those established by the regulations. Thus, we think that NB-IoT standalone signals could be transmitted through longer fibers (up to even 100 meters) with EVM and ACPR values within the limits of the regulations.

# Índice de Contenidos

ÍNDICE DE FIGURAS .....	7
ÍNDICE DE TABLAS.....	10
ÍNDICE DE ACRÓNIMOS.....	11
CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN .....	12
1.1 CONTEXTO Y MOTIVACIÓN .....	12
1.2 OBJETIVOS.....	12
1.3 ESTRUCTURA DE LA MEMORIA.....	13
CAPÍTULO II: FIBRAS ÓPTICAS DE PLÁSTICO .....	15
2.1 INTRODUCCIÓN A LAS POF .....	15
2.2 PROPIEDADES DE TRANSMISIÓN .....	16
2.2.1 Atenuación.....	17
2.2.2 Dispersión.....	18
CAPÍTULO III: NB-IOT .....	21
3.1 INTRODUCCIÓN AL IoT .....	21
3.2 NARROWBAND IoT (NB-IoT).....	21
3.3 SEÑAL DE OFDM.....	23
CAPÍTULO IV: CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA.....	25
4.1 CARACTERIZACIÓN DE DISPOSITIVOS ACTIVOS.....	25
4.1.1 Caracterización de fuente óptica, LD520.....	25
4.1.2 Caracterización detector SPD2-520 nm.....	26
4.2 CARACTERIZACIÓN LINEAL .....	27
4.2.1 Respuesta en frecuencia del sistema opto-electrónico .....	28
4.2.2 Caracterización del sistema con diferentes fibras .....	30
4.3 CARACTERIZACIÓN NO LINEAL .....	32
4.3.1 Test de entrada de un solo tono.....	32
4.3.1.1 Sistema experimental.....	33
4.3.1.2 Punto a 1 dB de compresión.....	35
4.3.2 Test de entrada de dos tonos .....	38
4.3.2.1 Sistema experimental.....	38
4.3.2.2 Punto de Intercepción IP3 .....	39
CAPÍTULO V: MODELO DE CANN.....	42
5.1 DESARROLLO DEL MODELO DE CANN .....	42
5.2 AJUSTE DEL MODELO DE CANN PARA 1 TONO.....	43
5.2.1. Obtención de los parámetros de ajuste .....	43
5.2.2. Síntesis del modelo de Cann.....	46
5.3 ADAPTACIÓN DEL MODELO DE CANN PARA NB-IOT .....	48
CAPÍTULO VI: RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	52
6.1 ANÁLISIS EXPERIMENTAL .....	52
6.1.1. Representación señal OFDM y diagrama de constelación .....	52
6.1.2 Error Vector Magnitude (EVM).....	54
6.1.3 Adjacent Channel Power Ratio (ACPR) .....	56
6.2 COMPARACIÓN CON LAS SIMULACIONES .....	57
CAPÍTULO VII: LINEALIZACIÓN MEDIANTE PREDISTORSIÓN DIGITAL.....	59
7.1 ACONDICIONAMIENTO DE LOS DATOS .....	59
7.2 ALGORITMO DE PRE-DISTORSIÓN DIGITAL BASADA EN AGRUPAMIENTO .....	59
7.2.1 Modelo polinómico sin memoria.....	60
7.2.2 Algoritmo de optimización “Mesh-Selecting” .....	60

7.2.3 Sistema experimental.....	61
7.3 RESULTADOS TRAS LA CORRECCIÓN.....	62
7.3.1. Ajuste del modelo polinómico sin memoria (DPD).....	62
7.3.2 Algoritmo DPD junto con Mesh-Selecting.....	65
<b>CAPITULO VIII: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS .....</b>	<b>69</b>
8.1 CONCLUSIONES.....	69
8.2 LÍNEAS FUTURAS.....	69
<b>REFERENCIAS .....</b>	<b>71</b>
<b>ANEXO I: MEDIDAS ADICIONALES DE CARACTERIZACIÓN.....</b>	<b>74</b>
I.1 CURVA I/P LD520P50 .....	74
I.2 CARACTERIZACIÓN DEL ACOPLADOR IF 542.....	74
I.3 MODELO LINEAL DEL TRANSMISOR (BASE+LÁSER).....	75
I.4 MEDIDAS DEL S21 EN EL RANGO DE 600-1200 MHz.....	76
I.5 ANÁLISIS DE LA FASE DEL S21 .....	77
I.6 ANÁLISIS ESTADÍSTICO DEL RETARDO DE GRUPO .....	79
I.7 GRÁFICAS PARA LA ESTIMACIÓN DEL PUNTO DE COMPRESIÓN A 1 dB.....	82
I.8 GRÁFICAS IP3 .....	86
<b>ANEXO II: DESARROLLO MATEMÁTICO 'K' MODELO DE CANN (SHARPNESS PARAMETER).....</b>	<b>88</b>
<b>ANEXO III: SIMULACIÓN EVM Y ACPR.....</b>	<b>92</b>
III.1 AJUSTE DEL RUIDO PARA LA SIMULACIÓN.....	92
III.2 RESULTADOS SIMULADOS EVM Y ACPR .....	92
<b>ANEXO IV: COMPARATIVA EVM Y ACPR SIMULADO Y EXPERIMENTAL .....</b>	<b>94</b>
<b>ANEXO V: CÓDIGOS DESARROLLADOS .....</b>	<b>95</b>
<b>ANEXO VI: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS.....</b>	<b>135</b>

# Índice de Figuras

<i>Figura 1. Clasificación de las POF según el perfil de índice [9].</i>	16
<i>Figura 2. Curva de atenuación espectral para las POF de PMMA [11].</i>	17
<i>Figura 3. Comparativa de los efectos de atenuación y dispersión [11].</i>	18
<i>Figura 4. Efecto de la dispersión modal en la SI-POF y GI-POF [12].</i>	18
<i>Figura 5. Ancho de banda a -3 dB de la POF.</i>	19
<i>Figura 6. Comparativa de los productos <math>BW^*L</math> para distintas fibras [15].</i>	20
<i>Figura 7. Modos de operación para un despliegue NB-IoT.</i>	22
<i>Figura 8. Esquema de transmisión OFDM [19].</i>	23
<i>Figura 9. Espectro de la señal OFDM en escala lineal, y Densidad Espectral de potencia (DEP) de la señal OFDM (dB) [19].</i>	24
<i>Figura 10. Curva experimental I/P para LD 520.</i>	26
<i>Figura 11. Curva de caracterización del detector SPD-2 520 nm.</i>	27
<i>Figura 12. Esquema del sistema experimental utilizado para medir el parámetro S21.</i>	28
<i>Figura 13. Respuesta del sistema electro-óptico, con diferentes corrientes de bias.</i>	29
<i>Figura 14. Representación de la respuesta del sistema, en la banda completa de frecuencias.</i>	30
<i>Figura 15. Representación del módulo y fase del parámetro S21 para 70 mA.</i>	31
<i>Figura 16. Ajuste del retardo de grupo con la distribución Gaussiana.</i>	32
<i>Figura 17. Representación del punto a 1 dB de compresión.</i>	33
<i>Figura 18. Esquema de montaje experimental, medida de la referencia de potencia de entrada.</i>	34
<i>Figura 19. Esquema de montaje experimental, medida de la potencia de salida del sistema completo.</i>	35
<i>Figura 20. Punto a 1 dB de compresión, potencia de entrada frente a potencia de salida, y potencia de entrada frente a ganancia del sistema.</i>	36
<i>Figura 21. Representación en función de la frecuencia de la potencia de entrada y ganancia a 1 dB de compresión.</i>	37
<i>Figura 22. Estimación de la densidad espectral de potencia, mediante Welch, de la señal generada por la placa, y recibida.</i>	39
<i>Figura 23. Estimación de la densidad espectral de potencia, mediante Welch, de la señal recibida.</i>	39
<i>Figura 24. Representación del punto de intercepción IP3, MH a 960 MHz, Ibias=70 mA.</i>	40
<i>Figura 25. Variación del parámetro k en función del cociente experimental IP1/IP3.</i>	44
<i>Figura 26. Representación del modelo de Cann para cada corriente de bias y frecuencia.</i>	46
<i>Figura 27. Comparativa del modelo de Cann ajustado a cada fibra con las medidas experimentales, para la frecuencia de 925 MHz.</i>	47
<i>Figura 28. Comparativa del modelo de Cann ajustado a cada fibra con las medidas experimentales, para la frecuencia de 960 MHz.</i>	47
<i>Figura 29. Representación de los valores de EVM y ACPR obtenidos con el Modelo de Cann.</i>	50

<i>Figura 30. a) DEP de las señales de entrada de OFDM, para las potencias de entrada de -6 dBm, -1 dBm y 4 dBm. b) DEP de las señales de salida de OFDM, correspondientes a las anteriores potencias de entrada extremas, e intermedia, para la MH 960 MHz.</i>	53
<i>Figura 31. a) Curva AM/AM para la potencia de entrada de -6 dBm. b) Curva AM/AM para la potencia de entrada de 4 dBm.</i>	53
<i>Figura 32. a) Diagrama de la constelación de la señal recibida para una potencia de entrada reducida, de -6 dBm. b) Diagrama de la constelación de la señal recibida para una potencia de entrada elevada, de 4 dBm.</i>	54
<i>Figura 33. Representación EVM para todos los posibles escenarios.</i>	55
<i>Figura 34. Representación ACPR para todos los posibles escenarios.</i>	56
<i>Figura 35. Comparativa de los valores del EVM y ACPR experimentales y simulados, para la MH.</i>	57
<i>Figura 36. Esquema experimental para las mediciones del proceso de corrección.</i>	61
<i>Figura 37. a) Representación de la curva AM/AM para la estimación de la señal de salida. b) Representación de la curva AM/AM para la entrada pre-distorsionada.</i>	63
<i>Figura 38. a) Representación de la salida original, predicha por el modelo polinómico, la entrada pre-distorsionada, y la señal de salida al sistema, corregida con el algoritmo DPD, para una ganancia de 0.73. b) Representación de la salida original, predicha por el modelo polinómico, la entrada pre-distorsionada, y la señal de salida al sistema, corregida con el algoritmo DPD, para una ganancia de 0.76.</i>	64
<i>Figura 39. a) Histograma para la señal original con todos los datos. b) Histograma para la señal con datos reducidos, tras pasar por el algoritmo "Mesh-Selecting".</i>	66
<i>Figura 40. a) DEP experimental, corregida e ideal (caso lineal) para la potencia de entrada de -1 dBm. b) DEP experimental, corregida e ideal (caso lineal) para la potencia de entrada de 0 dBm.</i>	67

<i>Figura I 1. Ampliación zona crítica curva experimental I/P para LD 520 y comparativa con potencia de RF de 10 dBm.</i>	74
<i>Figura I 2. Relación de acople entre los puertos de salida del acoplador IF-512.</i>	75
<i>Figura I 3. Representación del módulo y fase de la respuesta del sistema a 60 mA.</i>	76
<i>Figura I 4. Representación del módulo y fase de la respuesta del sistema a 80 mA.</i>	77
<i>Figura I 5. Representación de la fase del sistema, para diferentes fibras, con el residuo no lineal, Ibias=60mA.</i>	77
<i>Figura I 6. Representación de la fase del sistema, para diferentes fibras, con el residuo no lineal, Ibias=70mA.</i>	78
<i>Figura I 7. Representación de la fase del sistema, para diferentes fibras, con el residuo no lineal, Ibias=80mA.</i>	78
<i>Figura I 8. Ajuste retardo de grupo con histograma y distribuciones Kernel y Gaussiana, Ibias=60 mA.</i>	79

<i>Figura I 9. Comparativa del retardo de grupo para las distintas fibras, Ajuste gaussiano, Ibias=60 mA.</i>	80
<i>Figura I 10. Ajuste retardo de grupo con histograma y distribuciones Kernel y Gaussiana, Ibias=70 mA.</i>	80
<i>Figura I 11. Comparativa del retardo de grupo para las distintas fibras, Ajuste gaussiano, Ibias=80 mA.</i>	81
<i>Figura I 12. Ajuste retardo de grupo con histograma y distribuciones Kernel y Gaussiana, Ibias=80 mA.</i>	81
<i>Figura I 13. Ganancia del sistema (dB) frente a potencia de entrada (dBm) a 700 MHz.</i>	82
<i>Figura I 14. Potencia de salida (dBm) frente a potencia de entrada (dBm) a 700 MHz.</i>	82
<i>Figura I 15. Ganancia del sistema (dB) frente a potencia de entrada (dBm) a 925 MHz.</i>	83
<i>Figura I 16. Potencia de salida (dBm) frente a potencia de entrada (dBm) a 925 MHz.</i>	83
<i>Figura I 17. Ganancia del sistema (dB) frente a potencia de entrada (dBm) a 960 MHz.</i>	84
<i>Figura I 18. Potencia de salida (dBm) frente a potencia de entrada (dBm) a 960 MHz.</i>	84
<i>Figura I 19. Ganancia del sistema (dB) frente a potencia de entrada (dBm) a 1100 MHz.</i>	85
<i>Figura I 20. Potencia de salida (dBm) frente a potencia de entrada (dBm) a 1100 MHz.</i>	85
<i>Figura I 21. Representación del cálculo del IP3 para las distintas fibras, a 700 MHz.</i>	86
<i>Figura I 22. Representación del cálculo del IP3 para las distintas fibras, a 925 MHz.</i>	86
<i>Figura I 23. Representación del cálculo del IP3 para las distintas fibras, a 960 MHz.</i>	87
<i>Figura I 24. Representación del cálculo del IP3 para las distintas fibras, a 1100 MHz.</i>	87
<i>Figura III 1. Representación de los valores de EVM y ACPR obtenidos con el Modelo de Cann para la MH.</i>	92
<i>Figura III 2. Representación de los valores de EVM y ACPR obtenidos con el Modelo de Cann para la GH.</i>	93
<i>Figura IV 1. Comparativa de los valores del EVM y ACPR experimentales y simulados, para la GH.</i>	94
<i>Figura IV 2. Comparativa de los valores del EVM y ACPR experimentales y simulados, para el B2B</i>	94

# Índice de Tablas

<i>Tabla 1. Posibles bandas de frecuencias para NB-IoT [18].</i>	22
<i>Tabla 2. Potencia de entrada a 1 dB de compresión, para diferentes frecuencias y fibras, Ibias=60mA.</i>	36
<i>Tabla 3. Potencia de entrada a 1 dB de compresión, para diferentes frecuencias y fibras, Ibias=70mA.</i>	36
<i>Tabla 4. Potencia de entrada a 1 dB de compresión, para diferentes frecuencias y fibras, Ibias=80mA.</i>	37
<i>Tabla 5. Puntos de intercepción (IP3), en función de la potencia de entrada (dBm), para la MH, con diferentes frecuencias y corrientes de bias.</i>	41
<i>Tabla 6. Valores de 'k' para cada fibra y corriente de bias, y valor de 'k' definitivo tras el promediado, para 925 MHz.</i>	44
<i>Tabla 7. Valores de 'k' para cada fibra y corriente de bias, y valor de 'k' definitivo tras el promediado, para 960 MHz.</i>	44
<i>Tabla 8. Parámetros del modelo de Cann referenciados al B2B, para las diferentes corrientes y frecuencias, en términos de intensidad de corriente.</i>	45
<i>Tabla 9. Factor L de escalado, relativo al B2B, para el ajuste del nivel vertical en cada fibra.</i>	45
<i>Tabla 10. Corrección parámetros Modelo de Cann para OFDM a 925 MHz y 960 MHz.</i>	49
<i>Tabla 11. EVM (%) y ACPR (dB) de entrada y salida para una potencia de entrada de RF de -1 dBm para la MH a 960 MHz y 70 mA.</i>	63
<i>Tabla 12. Valores de salida del EVM, ACPR y ΔP (pérdida de potencia) para diferentes valores de ganancia, MH 960 MHz 70 mA.</i>	64
<i>Tabla 13. Valor de ACPR (dB) obtenido para diferentes valores de bins y de factor de reducción R.</i>	65
<i>Tabla 14. Valores de EVM (%) y ACPR (dB) a la entrada y a la salida del sistema, previamente a la corrección.</i>	66
<i>Tabla 15. Valores de EVM (%), ACPR (dB) y ΔP (dB) a la salida tras el proceso de corrección.</i>	67
<i>Tabla 16. Corrección del EVM (EVM_orig) y ACPR (ACPR_orig) originales, obteniendo los nuevos valores EVM_corr y ACPR_corr, junto con la pérdida de potencia (ΔP) y la ganancia de ajuste del algoritmo, para la potencia de entrada de RF intermedia Pin, MH y GH a 925 MHz.</i>	68
<i>Tabla 17. Corrección del EVM (EVM_orig) y ACPR (ACPR_orig) originales, obteniendo los nuevos valores EVM_corr y ACPR_corr, junto con la pérdida de potencia (ΔP) y la ganancia de ajuste del algoritmo, para la potencia de entrada de RF intermedia Pin, MH y GH 960 MHz.</i>	68
<i>Tabla I 1. Cálculo desviación típica del retardo de grupo para diferentes corrientes de bias y fibras.</i>	79
<i>Tabla III 1. Ajuste del parámetro de ruido N0 en el programa de simulación, para los diferentes escenarios.</i>	92

# Índice de Acrónimos

ACRÓNIMO	SIGNIFICADO	TRADUCCIÓN
SI-POF	Step-Index-POF	Fibra óptica de plástico de salto de índice
GI-POF	Graded-Index-POF	Fibra óptica de plástico de gradiente de índice
PMMA	Polimetil-Metacrilato	Polimetil-Metacrilato
VNA	Vector Network Analyzer	Analizador de redes vectoriales
NB-IoT	Narrow-Band Internet-of-Things	Internet de las Cosas de Banda Estrecha
EVM	Error Vector Magnitude	Vector de magnitud de error
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio	Interferencia por Canal Adyacente
DPD	Digital Pre-Distortion	Pre-Distorsión digital
B2B	Back-to-Back	Referencia del sistema
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing	Multiplexación por división de frecuencias ortogonales
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio	Relación de fugas de canal adyacente
IBO	Input Back-Off	Margen de entrada
LD	Laser Diode	Diodo Láser
AE	Spectrum Analyzer	Analizador de espectro
F.O	Optical Fiber	Fibra óptica

# Capítulo I: Introducción

## 1.1 Contexto y Motivación

En este trabajo se aborda la transmisión de Internet de las Cosas de banda estrecha (Narrow-Band Internet-of-Things, NB-IoT) sobre fibras ópticas de plástico de salto de índice (SI-POFs), tanto de forma experimental como realizando una caracterización del sistema que permita proponer modelos para evaluar sus prestaciones y aplicar correcciones que permitan aumentarlas. Este tema surge en el contexto de la colaboración entre el grupo de Comunicaciones CeNIT (Communications Networks and Information Technologies) y el subgrupo de fibras ópticas de plástico (Plastic Optical Fibres, POFs) del GTF (Grupo de Tecnologías Fotónicas), dentro del marco del proyecto PID2021 - 122505OB-C33 cuyo objetivo general es investigar la aplicación de tecnologías de radio sobre fibra, utilizando fibras ópticas de plástico (Plastic Optical Fibers, POF) en lugar de fibras de vidrio. Además, este trabajo se alinea con los Objetivos de Desarrollo Sostenible y sus Metas relacionados con la Industria, innovación e infraestructura, así como el aumento significativo del acceso a la tecnología de la información y las comunicaciones.

Las fibras ópticas de plástico son el medio idóneo para la realización de enlaces de comunicaciones en entornos donde el coste y la resistencia son críticos, pero no se requiere alcanzar altas tasas de transmisión ni cubrir largas distancias. Es el caso de redes de corto alcance como las que se instalan dentro de vehículos, las redes domésticas o las presentes en entornos industriales [1]. Justamente en estos escenarios, se prevé la necesidad de conectar objetos y dispositivos a internet mediante el despliegue de Internet de las cosas (IoT) para posibilitar el control remoto y la creciente automatización, que son la base de conceptos como coches y hogares inteligentes (smart vehicles and homes) y de la Industria 4.0, que requieren la convergencia de tecnologías ópticas e inalámbricas [2].

Aunque existen varios trabajos en los que se han transmitido señales de radio mediante fibras de plástico de gradiente de índice tanto de polimetil-metacrilato (PMMA) como per-fluorinadas [3] [4], no hay apenas estudios realizados con fibras de plástico de salto de índice [5]. Por ello, nos hemos centrado en este tipo de fibras, seleccionando varios modelos con diferentes características para comparar sus prestaciones. Por otra parte, se ha elegido transmitir NB-IoT en su modo de operación “standalone” en las frecuencias límites del rango de operación downlink, 925 MHz y 960 MHz y, de acuerdo con el ancho de banda de las fibras, hemos fijado la longitud de enlace a 50 metros, algo que es razonable para los posibles escenarios de aplicación [6]. Para reducir los efectos de la atenuación, se ha trabajado con un diodo láser de emisión en verde (520 nm) ya que en dicha longitud se encuentra uno de los mínimos de atenuación del PMMA [7].

## 1.2 Objetivos

El objetivo principal es transmitir NB-IoT en su modo de operación “standalone” a través de fibras de plástico de salto de índice de 50 metros, utilizando un diodo láser con emisión en 520 nm modulado directamente por la señal radio. Las fibras utilizadas, son todas SI-POFs de PMMA y de 1 mm de diámetro, pero presentan distintas aperturas numéricas.

Este objetivo se va a estructurar en los siguientes sub-objetivos:

- Caracterizar el comportamiento lineal y no-lineal del sistema de transmisión, para determinar los parámetros de trabajo incluyendo componentes opto-electrónicos y diferentes tipos de SI-POF, para comparar sus prestaciones y poder seleccionar las fibras más adecuadas.
- Obtener un modelo del sistema completo, en particular de los efectos no-lineales del mismo, para señales de tipo OFDM, que permita evaluar sus prestaciones en cuanto a error (*Error Vector Magnitude*, EVM), recrecimiento espectral (*Adjacent Channel Power Ratio*, ACPR), etc.
- Realizar un estudio experimental para las fibras seleccionadas en las dos frecuencias de NB-IoT standalone, analizando su comportamiento mediante el cálculo del EVM y del ACPR en función de la potencia de radio-frecuencia de entrada.
- Realizar y evaluar un método de pre-distorsión con reducción de la carga computacional para corregir los efectos no lineales de forma que se pueda extender el rango válido de potencias de entrada.

### 1.3 Estructura de la memoria

Además de esta introducción, la memoria se organiza en 7 capítulos que desarrollan los objetivos enunciados.

En los Capítulos II y III, se presenta de forma breve el contexto y propiedades tanto de la POF como del estándar de NB-IoT.

En el Capítulo IV, se realiza una caracterización del sistema, tanto lineal como no lineal, así como de los dispositivos activos que van a ser utilizados a lo largo del trabajo.

En el Capítulo V, se desarrolla el modelo de Cann para describir el comportamiento no lineal del sistema, y se realiza el ajuste de este a partir de las medidas de caracterización del capítulo anterior. Además, se realiza una posterior adaptación de dicho modelo para las señales del estándar NB-IoT que permite obtener estimaciones de los valores del EVM y del ACPR.

En el Capítulo VI, se presentan los resultados experimentales, con las correspondientes medidas de error (EVM) y recrecimiento espectral (ACPR), y se realiza una comparativa de las mismas con los valores obtenidos de la simulación.

En el Capítulo VII, se lleva a cabo una linealización por Pre-distorsión Digital (proceso de corrección), obteniendo nuevas medidas y realizando un primer acondicionamiento de los datos, para aplicar el algoritmo de Pre-Distorsión Digital (DPD) basado en agrupamiento.

Por último, en el Capítulo VIII, se presentan las conclusiones de este trabajo, así como las futuras líneas de investigación.

El cumplimiento de todos estos objetivos se ha conseguido durante el transcurso de todo este año, realizando una distribución de las diferentes tareas a lo largo de los 9 meses de curso, de acuerdo con lo indicado en el cronograma siguiente.

<b>Tarea</b>	<b>2022</b>				<b>2023</b>			
<b>Revisión bibliográfica</b>	X	X		X				
<b>Caracterización dispositivos</b>	X	X	X	X				
<b>Caracterización lineal</b>	X	X	X	X	X			
<b>Caracterización no lineal</b>						X		
<b>Modelo de Cann</b>						X	X	
<b>Medidas NB-IoT standalone</b>							X	X
<b>Linealización</b>							X	X
<b>Elaboración de la memoria</b>							X	X

# Capítulo II: Fibras Ópticas de plástico

## 2.1 Introducción a las POF

Las fibras ópticas son guías de luz cilíndricas que se basan en el fenómeno de la reflexión total, para así lograr la transmisión de luz con muy pocas pérdidas. La reflexión total se produce para determinados ángulos, en la intercara de un medio con un índice de refracción mayor con otro de índice menor.

Las fibras ópticas se dividen en dos grandes grupos de acuerdo con su material de fabricación. Por un lado, se encuentran las fibras ópticas de vidrio, que tienen alta capacidad de transmisión en largas distancias. Por otro lado, aparecen las fibras ópticas de plástico, adecuadas para la transmisión en entornos de corto alcance.

Aunque las fibras ópticas de plástico presentan una atenuación mayor, y una menor capacidad de transmisión que las fibras de vidrio tradicionales, gracias a sus características físicas, se utilizan en áreas como la automoción, el sector industrial, o en el despliegue de redes de comunicaciones en entornos domésticos, pues son especialmente adecuadas para entornos hostiles y aplicaciones sensibles a las interferencias electromagnéticas. Además, al presentar un mayor tamaño, y tener aperturas numéricas más altas, estas pueden ser utilizadas con dispositivos activos menos exigentes. Precisamente, esta robustez y competitividad en cuanto a coste, ha potenciado el uso de las POF como medios de transmisión adecuados en entornos con exigencias moderadas del producto ancho de banda-distancia. Este tipo de fibras también proporciona una mayor seguridad ocular, al trabajar en el rango de luz visible.

Las fibras de plástico se componen de tres regiones: núcleo, cubierta y revestimiento. El núcleo (core) se suele fabricar de polimetil-metacrilato (PMMA), cuyo índice de refracción es de 1.492 y soporta temperaturas de hasta 85 °C, presenta aproximadamente un diámetro de 1 mm y se encuentra en la zona central. La cubierta (cladding) es una capa que rodea al núcleo, extremadamente fina, con un índice de refracción en torno a 1.41, por lo que su apertura numérica (NA) suele ser de 0.5. El revestimiento (jacket) se utiliza como protección para la cubierta, y no influye en la refracción. No obstante, existen POFs con atenuaciones y dispersiones mucho menores que las anteriores. Son fibras fabricadas con materiales perfluorinados y con menor tamaño que las PMMA (diámetros de 250 micras), lo que les permite competir con las fibras de multi-modo de vidrio [1] [8].

Las POF se pueden clasificar según sus características ópticas, como el perfil de índice. De acuerdo a dicho perfil, las fibras de plástico de PMMA se dividen en dos grandes grupos: fibras de índice gradual (GI-POF), y fibras de salto de índice (SI-POF). Este trabajo se centra en estas últimas.

En la figura 1 se muestra la diferencia entre este tipo de fibras. Las SI-POF presentan un índice de refracción constante, mientras que las GI-POF tienen un índice que cambia gradualmente a lo largo del núcleo. Existen otro tipo de fibras especializadas para algunos usos, como las MSI-POF (Multistep-index POF), que representan un índice gradual, pero con saltos de índice, y las MC-POF (Multicore POF), que presenta varios núcleos con un tamaño menor.

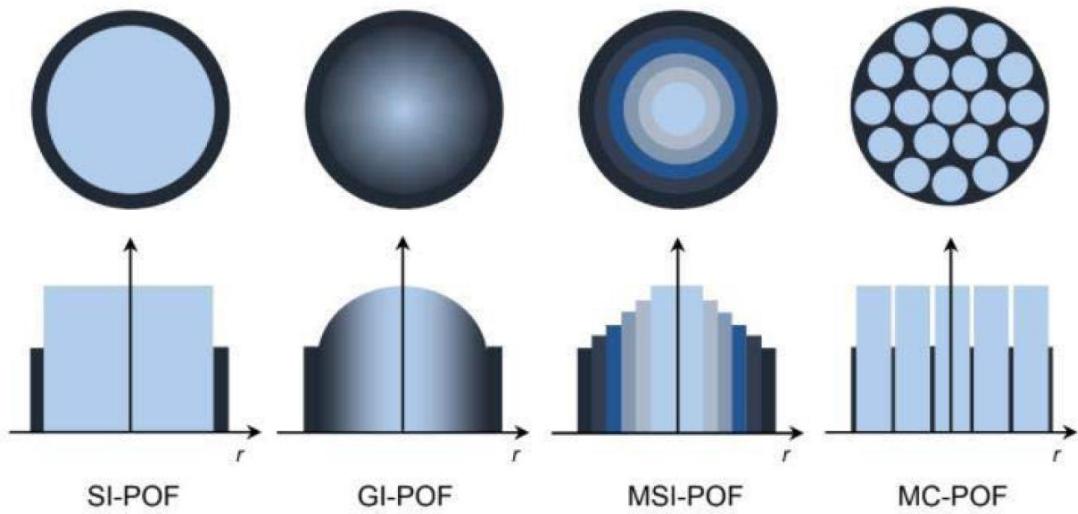


Figura 1 Clasificación de las POF según el perfil de índice [9].

## 2.2 Propiedades de transmisión

Las fibras de plástico presentan un tamaño superior a las de vidrio, pues el diámetro de su núcleo varía entre 200 y 100 micras, frente a las 50-62.5 micras de las fibras de vidrio multimodo de  $\text{SiO}_2$ . Además, las POF suelen permitir la transmisión de millones de modos, al disponer de mayores aperturas numéricas, de 0.5 frente a 0.2 para las fibras tradicionales de vidrio. Al propagarse tantos modos, el tratamiento de los mismos va a ser ligeramente diferente al de las fibras multimodo tradicionales, pues ya no se van a tratar como un conjunto de valores discretos, si no como una distribución de potencia que tendrá una dependencia con el ángulo de propagación. Al mismo tiempo, esto va a condicionar la capacidad de transmisión de la información.

En cuanto al material de fabricación de este tipo de fibras, el PMMA es altamente difusivo, de hecho, mucho más que el  $\text{SiO}_2$  de las fibras de vidrio, lo que se va a traducir en una mayor pérdida de potencia y un mayor acople modal. Dicho acople modal genera un intercambio de energía entre modos consecutivos conocido como “acople modal” que afecta las propiedades de transmisión de la fibra. En consecuencia, las propiedades de las POF tienen una gran sensibilidad a las condiciones de inyección, a factores externos como curvaturas, presión, y a la terminación de los extremos de la fibra y la forma en que se conectan a los dispositivos activos (fuentes y detectores). Por ello, las medidas realizadas sobre fibras de plástico presentan habitualmente una alta variabilidad [10].

En los siguientes sub-apartados, se van a describir las principales limitaciones de las fibras ópticas de plástico, que provocan notables degradaciones en sus prestaciones de cara a su introducción en un sistema de comunicaciones. Estas propiedades son: la atenuación y la dispersión.

## 2.2.1 Atenuación

La atenuación es la pérdida de potencia óptica en transmisión y varía para cada tipo de fibra. En la ecuación (2.1) se puede visualizar como la potencia decae exponencialmente con la distancia  $l$ , donde  $\alpha$  es el coeficiente de atenuación de la fibra y se expresa en unidades logarítmicas, habitualmente dB/km, representa por tanto la atenuación de la fibra en función de la longitud de la misma.

$$P(l) = P(0) * 10^{\frac{-\alpha l}{10}} \quad (2.1)$$

De acuerdo a la forma de perder energía, los factores que originan la atenuación se pueden dividir en: absorción extrínseca e intrínseca, scattering (difusión), y la radiación por macrocurvaturas o microcurvaturas. Cada una de estas causas tiene una dependencia con la longitud de onda diferente, que provoca que domine en uno u otro rango del espectro. Además, la atenuación también va a depender de factores como la anchura del espectro y de la apertura numérica de la fuente de luz utilizada, pues un incremento de cualquiera de estas, supone un aumento de la atenuación.

En la figura 2 se muestra la curva de atenuación espectral para fibras PMMA en función de la longitud de onda.

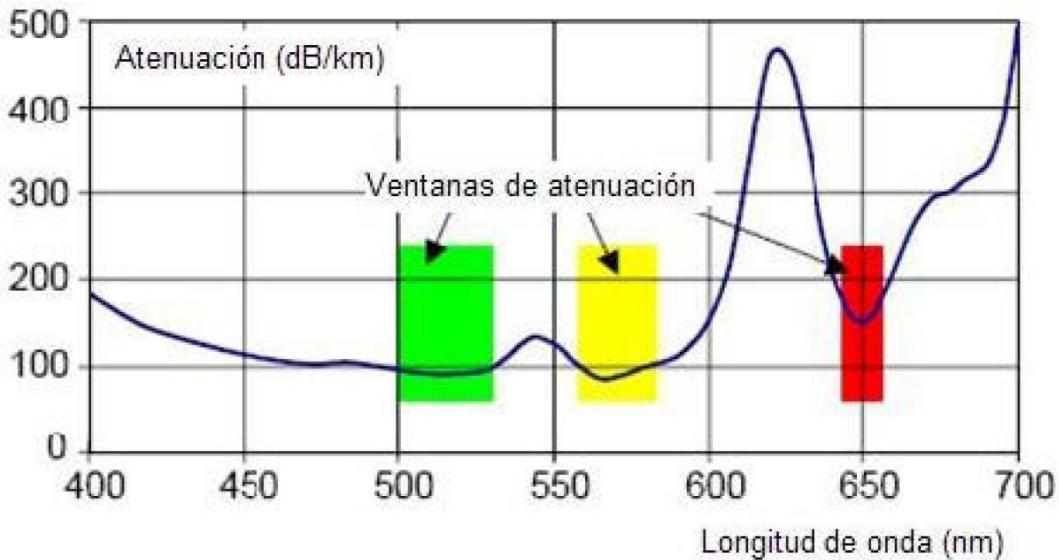


Figura 2. Curva de atenuación espectral para las POF de PMMA [11].

La curva de variación del coeficiente de atenuación ( $\alpha$ ), en función de la longitud de onda, presenta un mínimo de atenuación absoluto en dos regiones del espectro, en torno a 522 nm (verde) y 570 nm (amarillo). Por otro lado, también presenta un mínimo relativo en torno a 650 nm (rojo), a diferencia de lo que ocurre con las fibras de vidrio, donde las ventanas tradicionales se encuentran en el infrarrojo cercano (longitudes de onda superiores a 1000 nm).

Para las ventanas anteriores, la atenuación toma unos valores de unos 100 dB/km para las dos primeras ventanas (verde y amarillo), y de unos 150 dB/km para la tercera ventana (rojo). Siendo estos valores notablemente superiores al correspondiente a la fibra de vidrio, que toma un valor de 0.2 dB/km en la tercera ventana de 1550 nm.

## 2.2.2 Dispersión.

La dispersión es la diferencia en la velocidad de propagación de distintas componentes de potencia óptica. Estas componentes pueden ser modos, longitudes de onda, polarizaciones, etc. Mientras la atenuación disminuye en un sistema la altura del pulso al propagarse, e implica un cambio en el umbral de decisión del detector. La dispersión aumenta la anchura del pulso tendiendo a producir un solapamiento entre pulsos adyacentes y así limitando la tasa de información que se puede transmitir, por lo que dicha dispersión será el factor limitante del máximo ancho de banda de transmisión.

En la figura 3 se visualiza la comparativa entre estos efectos de atenuación y dispersión.

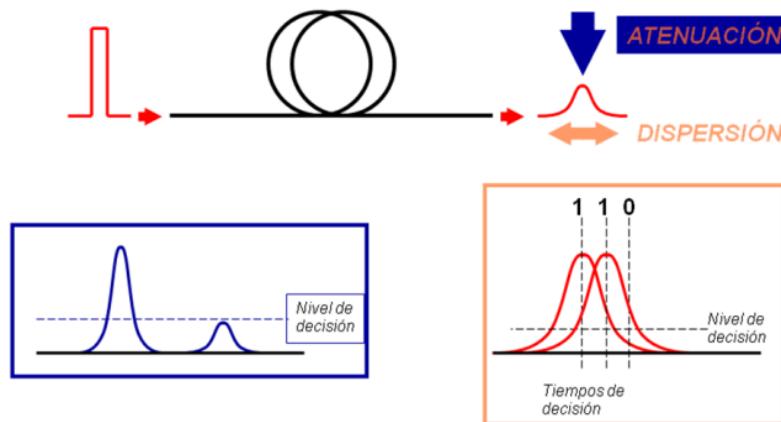


Figura 3. Comparativa de los efectos de atenuación y dispersión [11].

Para el caso de las POFs, la dispersión modal es la predominante. Esta dispersión se produce cuando al transmitirse los rayos de luz con diferente ángulo de propagación, recorren caminos diferentes, por lo que llegan al destino en instantes de tiempo diferentes, como se ilustra en la figura 4.

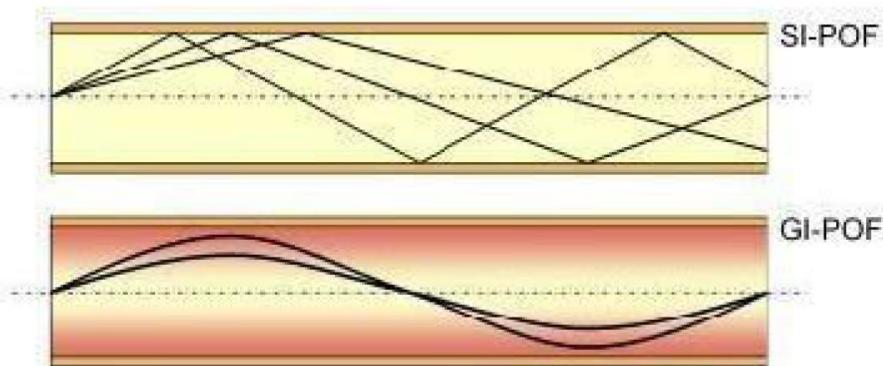


Figura 4. Efecto de la dispersión modal en la SI-POF y GI-POF [12].

A partir de la figura 4 se visualiza como para el caso de la SI-POF, situación de interés en este trabajo, los caminos más directos los van a recorrer los modos de menor orden, mientras que los modos de orden más alto, recorren caminos más largos, y por tanto llegan al extremo de la fibra con mayores retardos, produciendo el ensanchamiento de la señal transmitida. Sin embargo, para el caso de la GI-POF, gracias al índice gradual las

trayectorias pasan de ser rectilíneas a curvadas, reduciendo la diferencia entre los tiempos de tránsito entre rayos, pero a costa de una mayor atenuación. Puesto que la SI-POF tiene mayor dispersión modal, su ancho de banda también será menor.

Debido al ensanchamiento de los pulsos, introducido por la dispersión modal, la respuesta en frecuencia de la fibra va a tener un comportamiento paso bajo. Se define el ancho de banda del sistema, como el rango de frecuencias en que la transmisión de las señales se logra con una atenuación razonable [13]. En la figura 5 se refleja el ancho de banda a -3 dB, es decir, a la frecuencia a la que la amplitud cae a la mitad del nivel óptico.

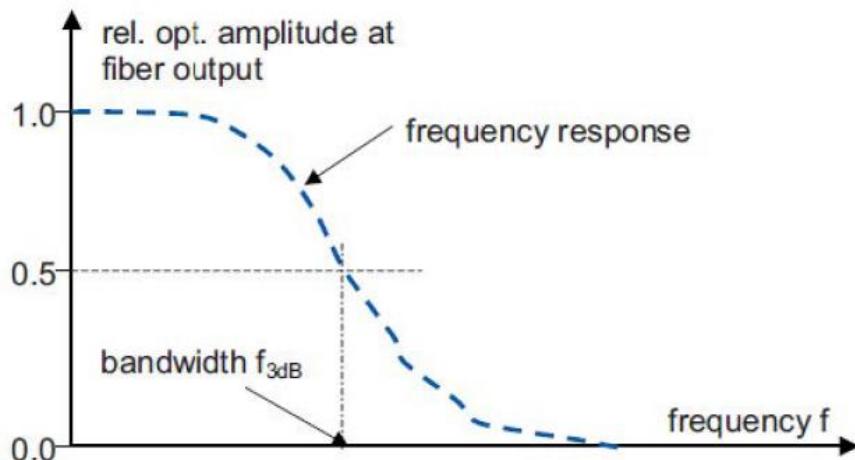


Figura 5. Ancho de banda a -3 dB de la POF.

Finalmente, la capacidad de transmisión de una fibra viene dada por el producto Distancia-Ancho de Banda (BW\*L). Esto representa el compromiso entre ancho de banda y longitud. Indica el máximo ancho de banda que es capaz de transmitir una fibra en función de su longitud. Dicho producto es constante, así que un incremento de longitud implica una reducción de ancho de banda y viceversa.

En la figura 6 se representa el producto BW\*L para diferentes fibras ópticas. El mayor valor se alcanza para las fibras monomodo de vidrio (SMF, Single Mode Fibers). Por otro lado, las fibras perfluorinadas (PF GI-POF) toman un valor bastante similar al de las multimodo de vidrio (MMF), siendo así comparables. Respecto a las fibras de plástico de PMMA, la que mejores prestaciones presenta en cuanto al producto BW\*L es la de gradiente de índice (PMMA GI-POF). No obstante, para las fibras PMMA SI-POF, que son las que se van a tratar en este trabajo, la figura 6 ilustra como se puede lograr una transmisión de 4 MHz x km, que equivale a 4 GHz en 1 metro. Sin embargo, este límite puede superarse utilizando diferentes tipos de modulación [14].

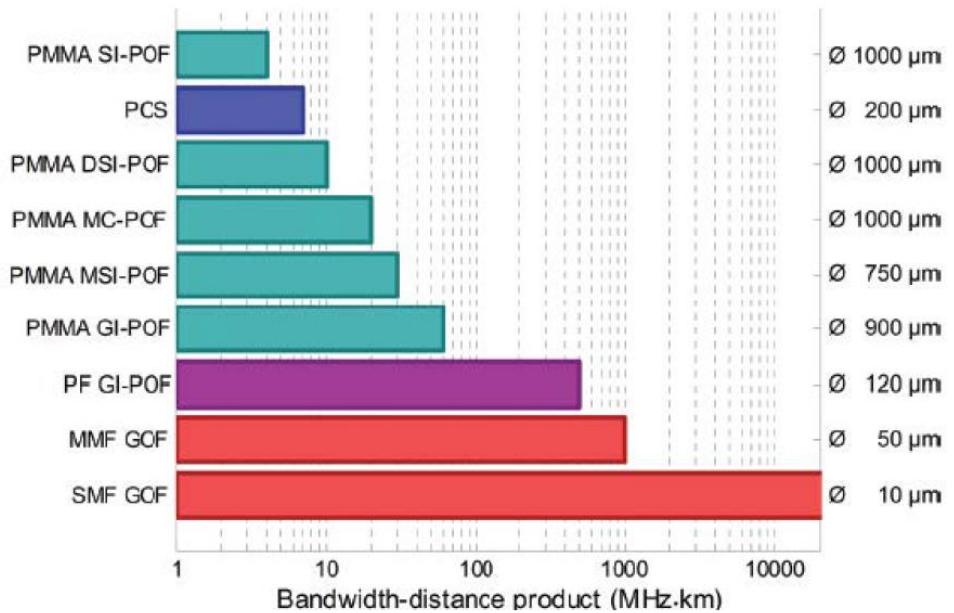


Figura 6. Comparativa de los productos  $BW \cdot L$  para distintas fibras [15].

# Capítulo III: NB-IoT

## 3.1 Introducción al IoT

El Internet de las Cosas (Internet of Things, IoT), abarca la visión de la conectividad ubicua en todo el mundo. Un despliegue de IoT consiste en diferentes tipos de dispositivos interconectados para su comunicación inalámbrica a través de redes LPWAN (Low Power Wide Area Networks). Los primeros dispositivos en utilizar esta tecnología se basan en medidores inteligentes (gas, agua, electricidad) y dispositivos de monitorización (sensores de humo y alarmas de incendios). El crecimiento previsto de los dispositivos conectados transmitiendo máquina a máquina (M2M), está respaldado o incluso gestionado por un reciente trabajo de 3GPP [16] donde, sobre los requisitos de IoT, se ha repensado el diseño de nuevas tecnologías, concretamente del IoT celular (CIoT). En consecuencia, se han desarrollado nuevas tecnologías de acceso radio, que operan en el espectro de frecuencias con licencia.

Las tres nuevas tecnologías destinadas a proporcionar la comunicación para el IoT en una infraestructura celular se conocen como: *Extended Coverage Global System for Mobile Communications Internet of Things* (EC-GSM-IoT), *Long-Term Evolution for Machine-Type Communications Category M1* (LTE Cat-M1), y *Narrowband IoT* (NB-IoT) [17].

En este trabajo, se va a tratar la tecnología asociada a *Narrowband IoT* (NB-IoT).

## 3.2 Narrowband IoT (NB-IoT)

El NB-IoT se ha convertido, de entre las tres tecnologías de comunicación celular anteriores, en la preferida para la medición remota en toda Europa. Esta tecnología de acceso radio, reutiliza algunos componentes técnicos de la capa física de LTE (Long term Evolution), su tecnología predecesora, para facilitar su operación dentro del espectro de frecuencias con licencia de LTE. Aunque NB-IoT en realidad representa una nueva capa física, su especificación incluye consideraciones para su coexistencia con LTE y GSM.

Como su nombre indica, esta tecnología admite también una operación independiente, pues todo el sistema opera en un espectro estrecho de 200 kHz, lo cual proporciona una gran flexibilidad en su despliegue, debido a los mínimos requisitos de su espectro de frecuencia, en comparación con LTE.

El ancho de banda de 200 kHz se divide en canales con una separación entre 3.75 kHz y 15 kHz, para admitir una combinación de gran cobertura y alta de capacidad del enlace ascendente, teniendo en consideración el estrecho despliegue del espectro.

A diferencia de las otras dos tecnologías, NB-IoT admite una máxima flexibilidad de implementación y se prepara para escenarios de “re-farming”, es decir, de reorganización del espectro radioeléctrico en redes celulares. Como consecuencia, NB-IoT se puede implementar en tres modos de operación: *Stand-alone*, *In-Band* y *Guard-Band*. En la figura 7, se ilustran los tres posibles despliegues en el espectro de frecuencias.

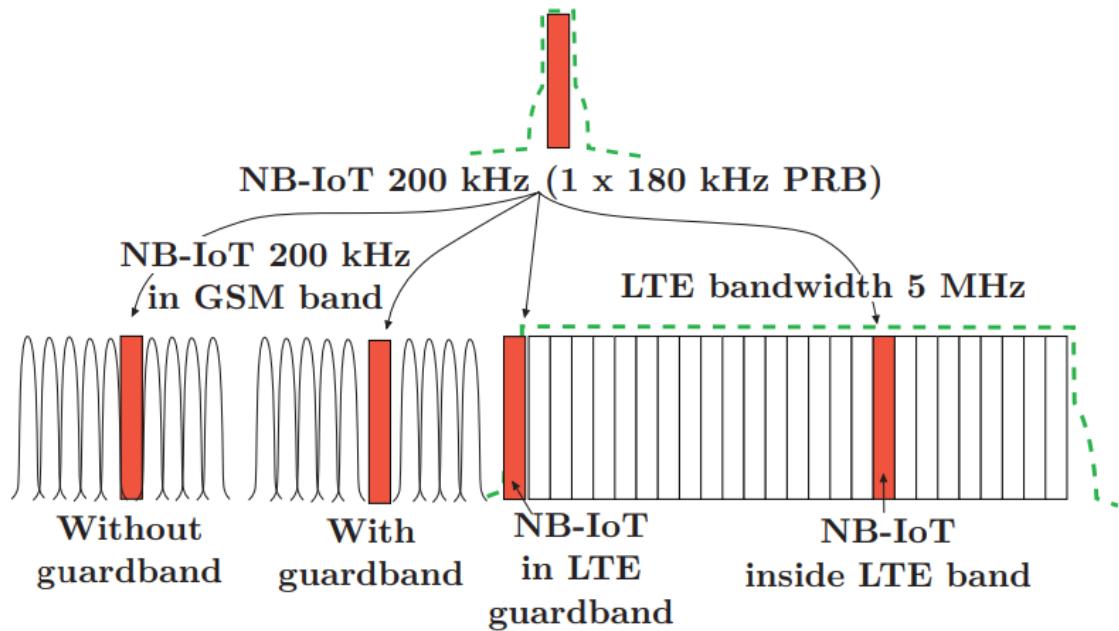


Figura 7. Modos de operación para un despliegue NB-IoT.

El modo de operación *Guard-band* utiliza el espaciado que hay entre canales LTE para aprovechar al máximo el espectro de comunicaciones. Sin embargo, el modo de operación *In-Band*, simplemente trata a esta nueva señal como una más, la introduce igual que el resto, y comparte la banda con LTE. No obstante, en este trabajo, resulta de interés el modo de operación *Stand-alone*, en el enlace de downlink, que se explicará con mayor detalle con posterioridad.

En cuanto a la banda de frecuencias, en la tabla 1 se exponen los rangos de frecuencias que pueden ser utilizados por NB-IoT.

Band number	Uplink frequency range / MHz	Downlink frequency range / MHz
1	1920 - 1980	2110 - 2170
2	1850 - 1910	1930 - 1990
3	1710 - 1785	1805 - 1880
5	824 - 849	869 - 894
8	880 - 915	925 - 960
12	699 - 716	729 - 746
13	777 - 787	746 - 756
17	704 - 716	734 - 746
18	815 - 830	860 - 875
19	830 - 845	875 - 890
20	832 - 862	791 - 821
26	814 - 849	859 - 894
28	703 - 748	758 - 803
66	1710 - 1780	2110 - 2200

Tabla 1. Posibles bandas de frecuencias para NB-IoT [18].

En el caso de este trabajo, se utilizará NB-IoT en su modo de funcionamiento *Stand-alone*, en el enlace de downlink, en la banda de frecuencias de GSM, concretamente en el número de banda 8 de la tabla 1, correspondiente al rango de frecuencias de 925-960 MHz.

El enlace de downlink, es el mismo que para LTE, pero con algunas simplificaciones limitantes, como que la multiplexación espacial no está definida. En principio, solo se transmite un flujo de datos. Además, el enlace descendente utiliza OFDMA con una modulación QPSK, y una separación entre portadoras de 15 kHz. NB-IoT solo utiliza 12 portadoras, por lo que esto conduce a un ancho de banda ocupado de 180 kHz.

Para este modo de operación (standalone), NB-IoT funciona de forma independiente, por ejemplo, en canales previamente utilizados por GSM. Se trata de una implementación en la que NB-IoT se utiliza exclusivamente dentro de un espectro, ya sea en un acuerdo de red pública o privada.

Cada canal de GSM dispone de un ancho de banda de 200 kHz y proporciona un buffer de protección de 10 kHz a ambos lados de los canales GSM vecinos, por lo que el rango de frecuencias en que se puede transmitir información útil es de 180 kHz. Al tratarse de un espectro estrecho, proporciona una flexibilidad de implementación sin precedentes, debido a sus mínimos requisitos espectrales, en comparación con LTE.

### 3.3 Señal de OFDM

El propósito de este trabajo se centra en analizar el enlace de downlink, donde el estándar de NB-IoT hace uso de OFDMA con una modulación QPSK, y una separación entre portadoras de 15 kHz. Como se ha comentado previamente, solo utiliza 12 portadoras, lo que conduce a un ancho de banda ocupado de 180 kHz.

El esquema de transmisión habitual de OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [19], es un tipo de sistema multicanal o modulación multiportadora, formado por varias subportadoras ortogonales entre sí. Como se visualiza en el esquema de la figura 8 no utiliza filtros limitadores de banda individuales ni osciladores para cada canal.

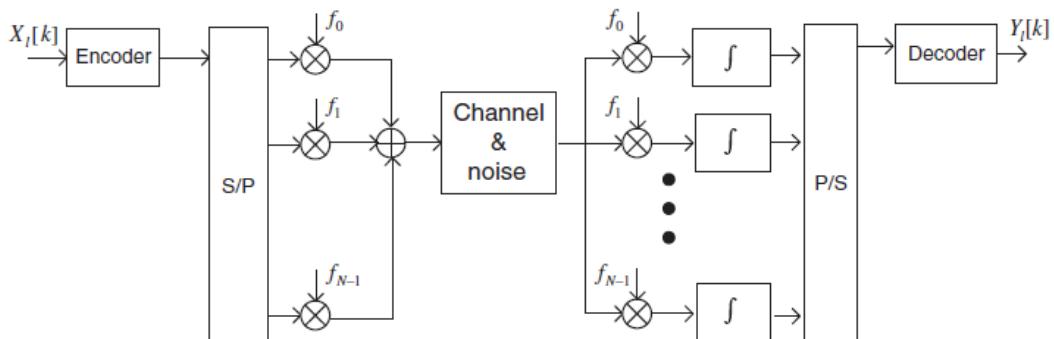


Figura 8. Esquema de transmisión OFDM [19].

El principio básico de OFDM es dividir una trama de datos de alta velocidad, en un número de tramas de menor velocidad, que se transmiten simultáneamente sobre varias subportadoras [20]. El espectro de las distintas subportadoras está solapado, para conseguir una mayor eficiencia de ancho de banda. Este comportamiento se ilustra en la figura 9, en escala lineal y logarítmica. No obstante, para reducir las interferencias entre los subcanales, se necesita que exista ortogonalidad entre las diferentes portadoras, de forma que en la frecuencia central de cada subportadora no hay interferencia de otros canales.

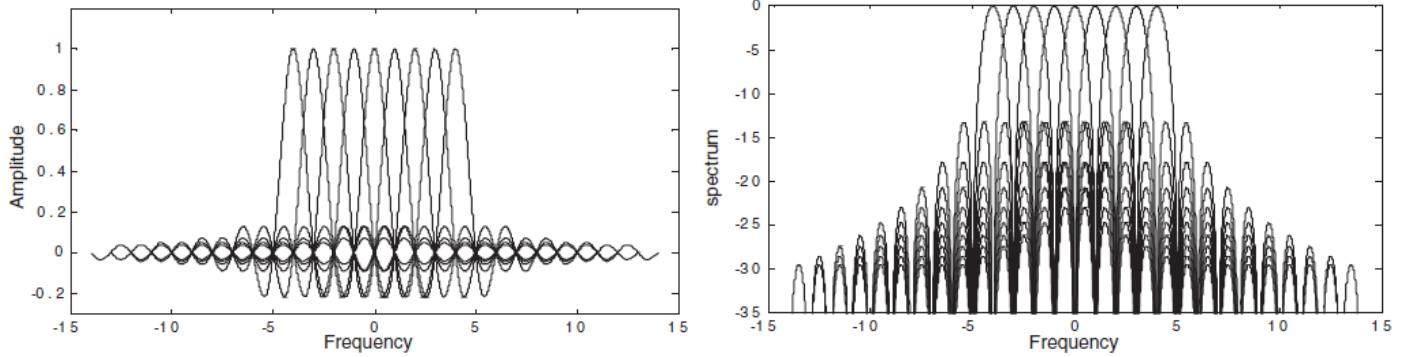


Figura 9. Espectro de la señal OFDM en escala lineal, y Densidad Espectral de potencia (DEP) de la señal OFDM (dB) [19].

En la práctica, estas señales ortogonales que conforman el OFDM se suelen implementar eficientemente mediante procesos como la DFT (Discrete Fourier Transform) y la DFT inversa. Como se ve en la figura 9, el espectro de la señal OFDM puede entenderse como la suma de varias sinc desplazadas, debido a la duración finita y limitada de las subportadoras utilizadas, mientras que en tiempo, dicha señal se corresponde con la suma de varias subportadoras moduladas utilizando una modulación PSK o QAM, como se presenta en la ecuación (3.3), donde  $d_i$  son los símbolos complejos QAM,  $N_s$  el número de subportadoras y  $T$  la duración del símbolo.

$$s(t) = \operatorname{Re} \left[ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+\frac{N_s}{2}} \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t - t_s)) \right] \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (3.3)$$

OFDM elimina la interferencia intersimbólica gracias a un tiempo de guarda que se introduce en cada símbolo. No obstante, ese tiempo de guarda debe ser elegido mayor que la dispersión de retardo esperada, de forma que las componentes multicamino de un símbolo no puedan interferir al siguiente símbolo. Por otro lado, también elimina la interferencia entre subportadoras (ICI), a partir de una prolongación cíclica del símbolo OFDM durante el tiempo de guarda.

Todo esto hace que OFDM sea un tipo de modulación especialmente robusta a problemas generados por la propagación multicamino e interferencias, lo que le convierte en la modulación más adecuada para este tipo de estándares como NB-IoT.

# Capítulo IV: Caracterización del sistema

En este capítulo se describe el sistema diseñado para la transmisión de señales de NB-IoT mediante SI-POF. En primer lugar, se obtienen los parámetros relevantes de los dispositivos activos que forman parte del sistema (transmisor y receptor). Seguidamente, se realiza una caracterización de la respuesta en frecuencia del sistema en régimen lineal que permite fijar los valores de estos parámetros y hacer una primera selección de las fibras inicialmente consideradas. Por último, se lleva a cabo una caracterización no-lineal del sistema que permite obtener los parámetros necesarios para el modelado del sistema que se describirá en el siguiente capítulo.

## 4.1 Caracterización de dispositivos activos

En este apartado se describe el sistema transmisor basado en un diodo láser, LD520, y se obtiene su curva de potencia óptica frente a intensidad de corriente que permite determinar su intensidad umbral y pendiente de eficiencia. Se describe también el receptor, un dispositivo comercial de Graviton, el SDP-2-520 y se obtiene su curva característica para determinar, en nuestras condiciones experimentales, cual es el valor de potencia óptica de saturación. Esta caracterización previa de los dispositivos activos es necesaria para poder fijar los parámetros en los experimentos posteriores.

### 4.1.1 Caracterización de fuente óptica, LD520

En este primer apartado, se lleva a cabo la caracterización experimental de la fuente óptica seleccionada, como se ha comentado en la introducción, se trata de un LD520, que emite luz verde a 520 nm, instalado en una base LDM9TM que incorpora una T para fijar el punto de operación y modular directamente el láser. Sus propiedades se pueden ver enumeradas en detalle en la hoja de características disponible en el Anexo VI. No obstante, es necesario obtener la curva de potencia óptica frente a intensidad de corriente eléctrica (curvas I/P), a temperatura ambiente, para determinar experimentalmente tanto la intensidad umbral como la pendiente de eficiencia, para poder determinar el punto adecuado de trabajo del láser, pues la potencia de emisión nominal que proporciona la hoja de características no se corresponderá con la inyectada en la fibra.

Para la obtención de la curva I/P buscada se ha utilizado un rabillo de fibra GH conectado a la base. La variación de la corriente del láser se ha realizado mediante un controlador de corriente LDC205, y la medición de la potencia óptica recibida se ha llevado a cabo a partir del medidor de potencia PM100USB con sensor S150C. En la figura 10 se puede visualizar la curva I/P obtenida. Dicha curva verifica como la corriente umbral a partir de la que comienza el régimen de emisión estimulada, son 38.2 mA, por debajo de los 45 mA nominales para este modelo que muestra la hoja de características. Por otro lado, estas curvas de potencia óptica frente a intensidad, también nos permiten obtener otro parámetro importante, la pendiente de eficiencia, que en este caso son 0.0985 mW/mA.

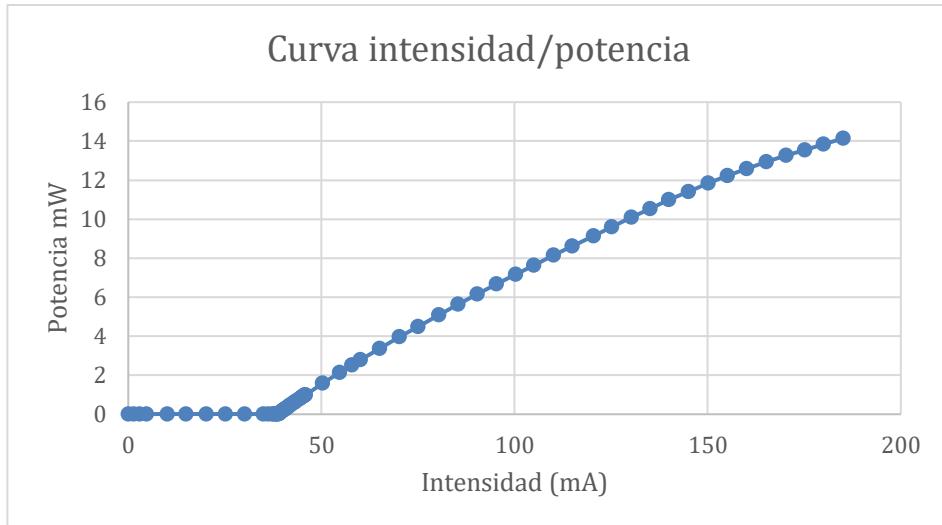


Figura 10. Curva experimental I/P para LD 520.

Además, aunque la curva presentada se ha obtenido modulando el láser con una potencia de RF de 0 dBm, se ha obtenido también otra curva introduciendo una potencia de RF 10 dBm para valorar la influencia de la modulación. Estas medidas se comparan en el Anexo I.1, demostrando que no hay apenas variación. También se ha realizado un modelado del láser junto con la base (Anexo I.3).

En posteriores apartados, se llevará a cabo la modulación del láser con potencias de RF más elevadas. En ellos, se deberá tener en cuenta la curva de la figura 10, para así evitar entrar en situaciones próximas al umbral, 40 mA, que introducirían efectos no lineales, y en escenarios con intensidades próximas al valor máximo permitido (200 mA, según la hoja de características), para las que el láser entraría en saturación.

#### 4.1.2 Caracterización detector SPD2-520 nm

Como detector se va a utilizar el SPD2-520 nm de Graviton, especialmente diseñado para trabajar con luz de 520 nm. Su ancho de banda nominal a 3 dB es de 1.2 GHz, pero mantiene una buena respuesta hasta 3 GHz. La óptica de focalización de este detector está optimizada para fibras de menor apertura (0.25) que las que se van a caracterizar. Este hecho provoca una pérdida de parte de la luz que llega al mismo, actuando como un filtro espacial. Este filtrado, que elimina la potencia óptica que se transmite más lejos del centro disminuyendo así la dispersión modal, hace necesaria una caracterización de su respuesta, ya que los valores de la hoja de características están obtenidos para otro tipo de fibras y no se van a corresponder con los que nos vamos a encontrar en nuestras medidas.

El objetivo de la caracterización es determinar la potencia óptica para la cual se alcanza el máximo voltaje que puede proporcionar el detector, y así disponer de información para saber si este se encuentra en saturación. Para ello, se obtiene una curva que relaciona la potencia óptica de entrada al detector, en mW, con el voltaje de salida que genera dicho detector. Para realizar las medidas, se va a utilizar un esquema experimental basado en el medidor de potencia óptica PM100USB con sensor S150C, con el que se mide la potencia óptica que llega al detector, y en el osciloscopio Agilent infiniium DCA 86100A para obtener el valor de voltaje que genera como salida el detector.

En la figura 11, se visualiza la curva de caracterización del detector y representa como empieza a saturar a partir de una potencia óptica recibida de 2.33 mW. El valor del voltaje de saturación es de 344.6 mV. La pendiente de eficiencia del detector es de 145 mV/mW, por debajo del valor en la hoja de características 1000 mV/mW, obtenido para una fibra de apertura 0.2.

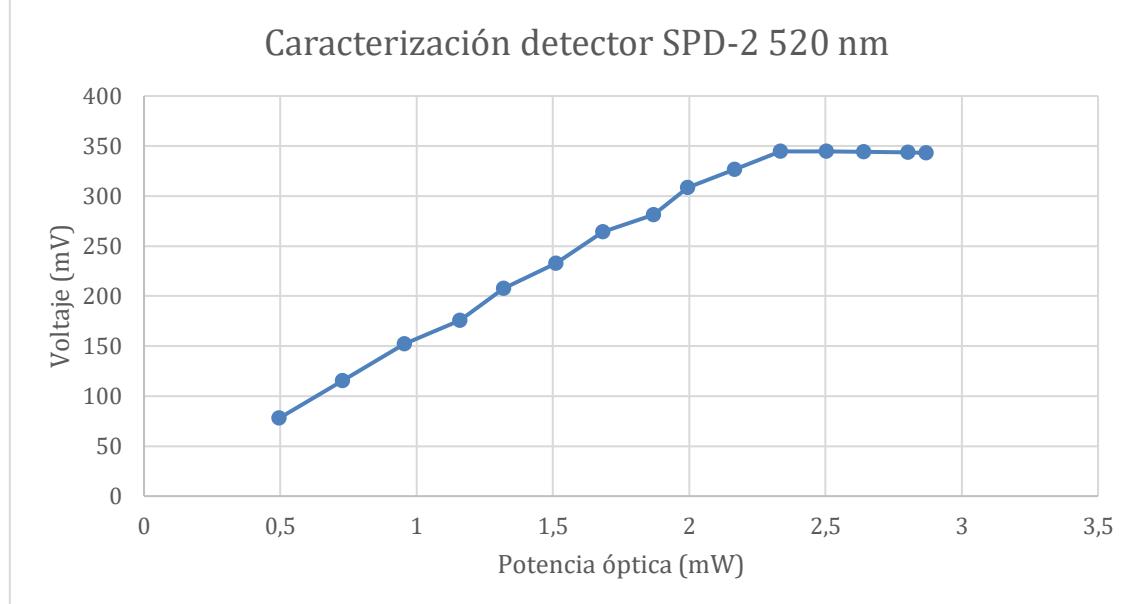


Figura 11. Curva de caracterización del detector SPD-2 520 nm.

Las características de este detector se deberán tener en cuenta posteriormente en el análisis de la dispersión modal, además de considerar el efecto en la desviación del retardo de grupo. Particularmente, debido al pequeño tamaño de su apertura y área, se produce una pérdida de parte de la luz que llega al detector, actuando como un filtro espacial, que elimina precisamente la luz que viene desplazada por la F.O más lejos del centro, lo que hace que indirectamente se elimine parte de la luz que genera la dispersión modal, obteniendo una desviación de retardo de grupo, y por tanto una dispersión modal, menor de lo que realmente existe.

## 4.2 Caracterización lineal

En este apartado se describe la caracterización de la respuesta en frecuencia del sistema en régimen lineal, mediante la obtención del parámetro  $S_{21}$  en módulo y fase. En un primer lugar, se caracteriza la respuesta de la parte opto-electrónica del sistema (transmisor y receptor) que nos proporciona el límite superior del comportamiento del sistema con fibra y que se conoce como Back-to-Back (B2B). Estos resultados permitirán seleccionar las corrientes de bias más adecuadas para nuestro trabajo.

Después caracterizaremos el sistema completo con fibra. Como se ha dicho, vamos a trabajar con fibras de perfil de salto de índice, material PMMA y 1 mm de diámetro. Se van a analizar 3 tipos de fibra: GH4002, MH4001 y BH4001 todas fabricadas por Mitsubishi. La fibra GH4002 es la considerada como SI-POF estándar, con una apertura de 0.5 y viene en formato dúplex que consiste en dos fibras unidas que caracterizaremos

individualmente (GH1 y GH2). La fibra MH4001 (MH) tiene una apertura de 0.3 y se comercializa para aplicaciones más exigentes en cuanto a ancho de banda. Por último, la fibra BH4001 (BH) es una fibra de apertura 0.6, con un revestimiento especial para soportar temperaturas hasta 105° lo que la hace adecuada para su uso en el interior de medios de transporte. Las hojas de características de las fibras se encuentran en el Anexo VI.

#### 4.2.1 Respuesta en frecuencia del sistema opto-electrónico

Una vez caracterizados los dispositivos activos ópticos, resulta de especial interés medir en frecuencia la respuesta en frecuencia del sistema electro-óptico, es decir, transmisor-receptor que debido a su electrónica van a introducir degradación en el sistema. Para ello, se utiliza un esquema Back-to-Back (B2B), en el que para conectar el transmisor y el receptor se utiliza un rabillo de fibra muy corto de forma que la influencia de la fibra es muy pequeña y se puede despreciar. En este caso, como fibra auxiliar se ha utilizado un acoplador IF 542, con una relación nominal de 90:10 para evitar la saturación del detector. Su caracterización en detalle puede verse en el Anexo I.2.

El esquema experimental utilizado se muestra en la figura 12. Para realizar las medidas de la respuesta frecuencial del sistema, se utiliza un analizador vectorial de redes, Vector Network Analyzer VNA E5071C de Agilent, que permite obtener el parámetro  $S_{21}$  del sistema en módulo y fase para poder procesarlo posteriormente. La respuesta en frecuencia del sistema se define como la raíz cuadrada del parámetro  $S_{21}$ .

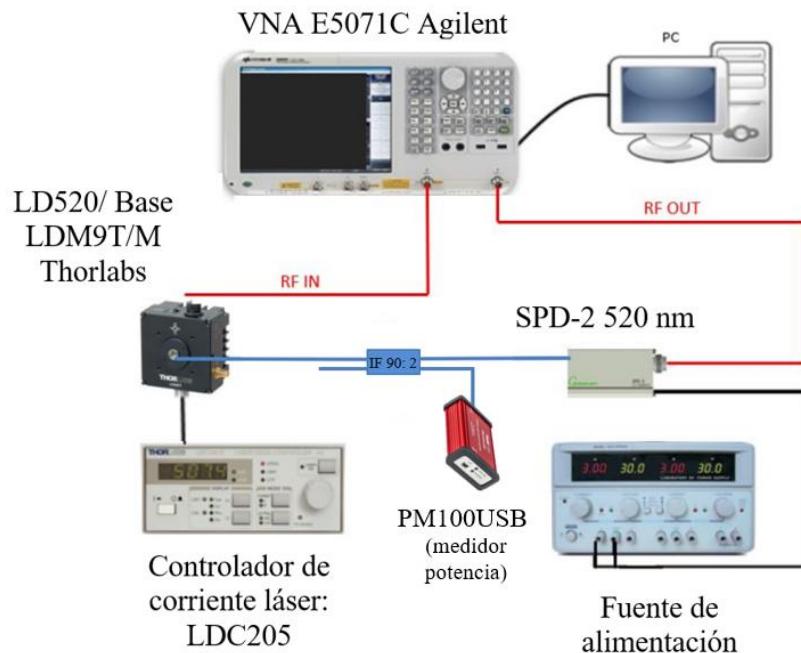


Figura 12. Esquema del sistema experimental utilizado para medir el parámetro  $S_{21}$ .

Como se visualiza en el esquema de la figura 12, el puerto 1 del acoplador modula en RF el láser a través de la base, y el puerto 2 va conectado al detector. Para evaluar el

comportamiento del transmisor, se ha obtenido el parámetro  $S_{21}$  para distintos valores de la corriente de bias. Todas ellas deben estar por encima de la corriente umbral (ver subcapítulo 4.1.1) y, en consecuencia, se decide realizar un barrido de 50 mA a 180 mA, de acuerdo al límite superior de saturación también determinado previamente.

Partiendo del sistema experimental de la figura anterior, y tras una calibración del VNA en todo el rango de frecuencias que admite, de 10 KHz a 4.5 GHz, se obtienen los parámetros  $S_{21}$  para todas las corrientes de bias del rango seleccionado con una modulación en RF de 0 dBm. En la figura 13 se representan todas las curvas obtenidas. La representación se limita hasta 2 GHz, para evitar zonas de ruido, lo que es suficiente teniendo en cuenta que la banda de interés correspondiente al estándar NB-IoT-standalone, se encuentra entre 925 MHz y 960 MHz. Se puede ver como todas ellas siguen el mismo patrón, típico de un diodo láser. Resulta destacable como aparece un mínimo en torno a 750 MHz introducido por la propia electrónica de la base del láser, que, además, generará cierta desadaptación en el sistema, dando lugar a pérdidas adicionales.

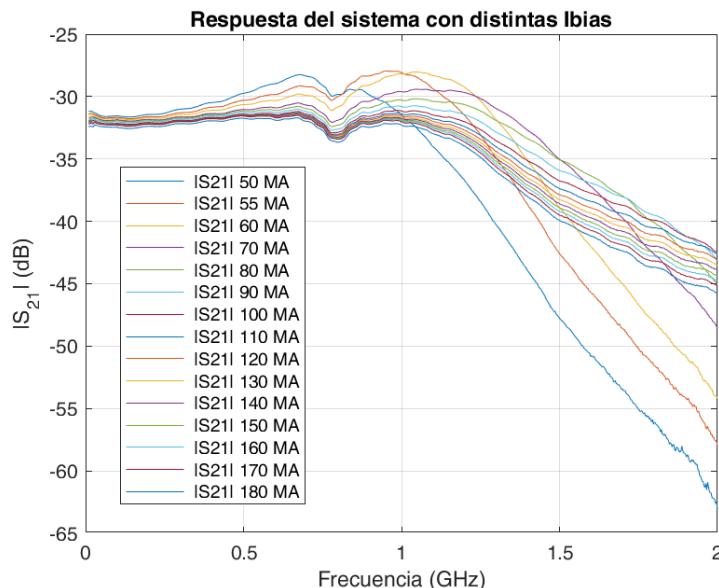


Figura 13. Respuesta del sistema electro-óptico, con diferentes corrientes de bias.

En base a la figura 13 anterior se toma la decisión respecto a las corrientes de bias que van a resultar de interés. En primer lugar, teniendo en consideración que, en una situación ideal, sería deseable trabajar con una corriente de polarización comprendida en la zona intermedia de la pendiente de eficiencia de la curva I/P que caracteriza al láser, anteriormente presentada, se decide tomar como primera corriente de bias 70 mA. Se trata de un valor que proporciona un compromiso entre no introducir demasiada atenuación, tener una respuesta bastante plana y estar por encima de los 40 mA de corriente umbral. En segundo lugar, se decide seleccionar las corrientes superior e inferior a esta última, 60 mA y 80 mA, siendo 60 mA la que proporcionaría una respuesta más plana y con menor atenuación hasta 1 GHz, pero también, con un mayor riesgo de efectos no lineales al estar más cerca de la corriente umbral del LD.

#### 4.2.2 Caracterización del sistema con diferentes fibras

En este apartado se va a realizar el análisis frecuencial del sistema con diferentes fibras para las tres corrientes de bias seleccionadas anteriormente, con el objetivo de determinar qué fibras proporcionan un mejor comportamiento de acuerdo a nuestro sistema.

El proceso de medida se ha realizado con un montaje experimental igual al de la figura 12, pero cambiando el acoplador utilizado para la caracterización del B2B por las fibras: GH, MH y BH. Como la GH es una fibra dúplex, inicialmente se han caracterizado las dos fibras del carrete. Además, se ha utilizado un pigtail en la realización de las medidas. El pigtail es un tramo de 75 cm de fibra GH que se conecta por un lado al láser y por otro a la fibra test mediante un conector ST. El uso del pigtail hace posible tener una inyección más homogénea, puesto que permite la inyección de una mayor potencia en todos los modos. Por otro lado, evita la saturación del detector al introducir pérdidas por la conexión.

En la figura 14 se muestra una representación del módulo del  $S_{21}$  para las diferentes fibras y cada corriente de bias analizada.

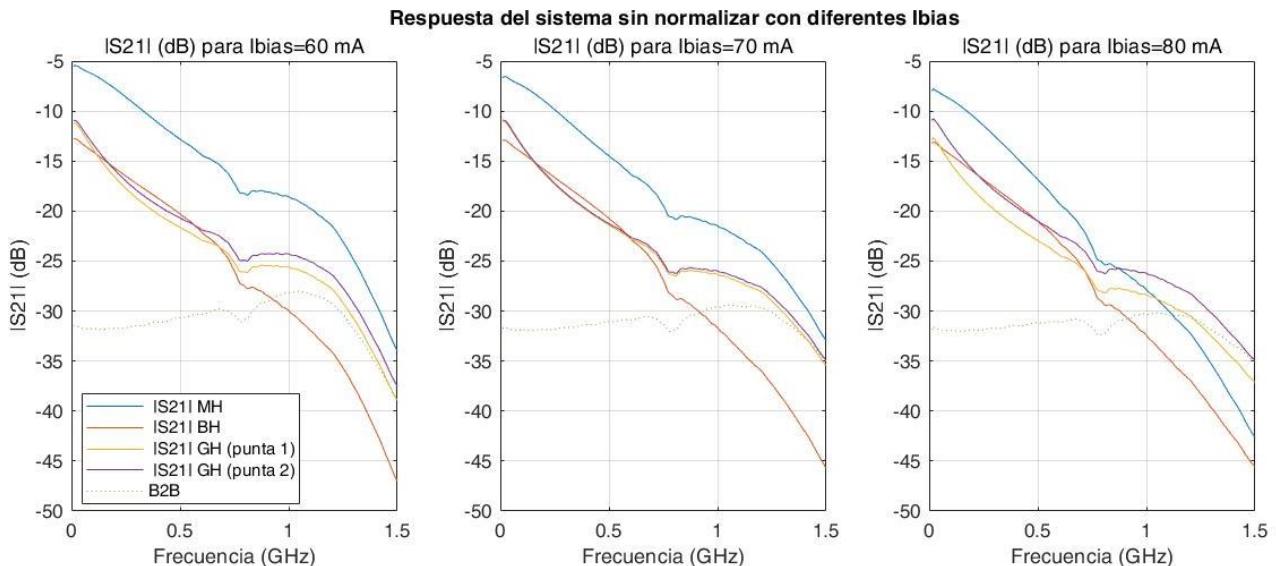


Figura 14. Representación de la respuesta del sistema, en la banda completa de frecuencias.

De la representación obtenida en la figura 14, se derivan las siguientes conclusiones: la MH tiene un comportamiento superior al resto de fibras en 60 mA y 70 mA, seguida de la GH, mientras que la fibra BH tiene una caída más abrupta en altas frecuencias [21]. De esta manera, el peor comportamiento es proporcionado por la fibra BH, que se descarta como medio de transmisión. Adicionalmente, resulta destacable como la fibra GH dúplex, presenta menor atenuación para una de las puntas (la punta 2). Esta diferencia entre ambos extremos es habitual en este tipo de fibras, y se debe al propio proceso de fabricación de la misma. No obstante, la forma de la respuesta es idéntica para ambas puntas. Consecuentemente, las sucesivas medidas de apartados posteriores, se centrarán en las fibras que han proporcionado mejores prestaciones en la caracterización lineal, la MH y la GH2 (en adelante, GH), junto con el B2B.

En la figura 15 se muestra una representación del módulo y la fase del  $S_{21}$  para la corriente de bias de 70 mA y las fibras seleccionadas. Cabe destacar que, para todas las medidas presentadas a partir de este punto, el VNA ha sido calibrado entre 600 MHz y 1200 MHz, con la finalidad de obtener una mayor precisión en el rango de frecuencias de interés, comprendidas en torno a 900 MHz. Se dispone de la representación para 60 y 80 mA en el Anexo I.4.

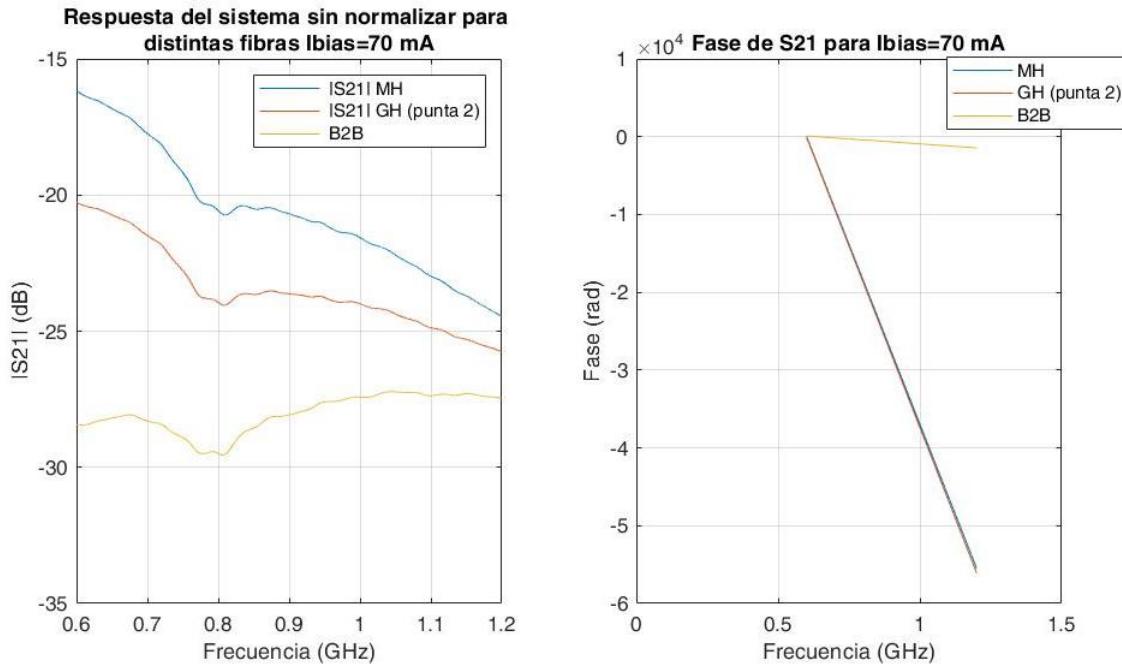


Figura 15. Representación del módulo y fase del parámetro  $S_{21}$  para 70 mA.

En la figura 15 puede verse una dependencia lineal de la fase en todos los casos, como es de esperar ya que se está trabajando con pequeña señal. En el Anexo I.5 se presenta un análisis de la fase más en detalle, ajustando la misma mediante parábolas, para así obtener el residuo no lineal que es prácticamente despreciable. También se ha analizado el retardo de grupo, que es la derivada de la fase y tiene relación con el tiempo de tránsito de la luz en la fibra. Se ha estudiado su histograma ajustando el mismo a una distribución gaussiana, para las diferentes fibras y corrientes, como se muestra en la figura 16 para una corriente de bias de 70 mA, a modo de ejemplo. El comportamiento para el resto de corrientes de bias es similar (Anexo I.6).

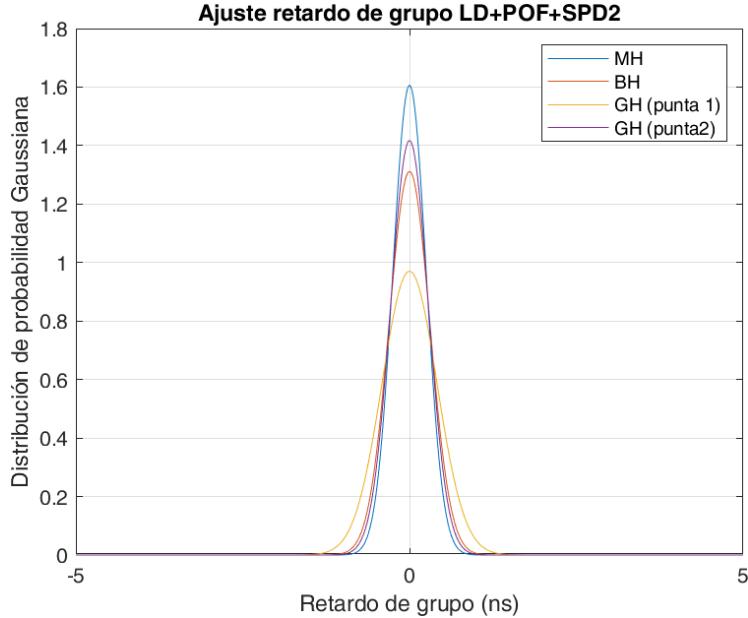


Figura 16. Ajuste del retardo de grupo con la distribución Gaussiana.

La media del retardo de grupo depende de la velocidad de la luz en el PPMA y de su longitud que es similar en todas las fibras, pues en principio todas tienen la misma longitud y material interno. Por ello, en la representación se normalizan los valores para que tengan media 0. Sin embargo, resulta de especial interés la desviación estándar de la distribución del retardo de grupo (Anexo I.6). En la figura se puede observar que la MH presenta la menor desviación. Dicha desviación estándar viene condicionada fundamentalmente por la dispersión modal, aunque existen otras fuentes de ruido que introducen desviación adicional. La presencia de dispersión modal, implica que los diferentes rayos, tomen diferentes trayectorias, produciéndose así diferentes instantes de llegada, y por tanto generando un aumento de la desviación típica del retardo que podemos visualizar como un ensanchamiento de la Gaussiana.

## 4.3 Caracterización no lineal

En este apartado se lleva a cabo la caracterización no lineal del sistema para corrientes de bias de 60 mA, 70 mA y 80 mA, con las fibras seleccionadas: MH y GH, además del B2B. Esta caracterización consiste en el test con entrada de un solo tono para obtener la curva de ganancia del sistema y el punto de compresión a 1 dB, y el test con dos tonos para obtener el punto de intercepción. Puesto que las frecuencias de interés son las correspondientes a NB-IoT en el enlace de downlink, es decir, entre 925 MHz y 960 MHz, además de estas frecuencias límite se van a utilizar una frecuencia por encima y otra por debajo para tener una caracterización más amplia del comportamiento del sistema: 700 MHz y 1100 MHz. Los parámetros obtenidos en este análisis servirán para ajustar el modelo del sistema en los distintos casos.

### 4.3.1 Test de entrada de un solo tono

Para la realización de este test, se introduce en el sistema una señal formada por un único tono. Debido al comportamiento no lineal, a la salida del sistema, además de obtenerse la

frecuencia fundamental, se obtienen también otros armónicos. La mayoría de dispositivos prácticos, como ocurre en este caso, son compresivos, por lo que su potencia de salida se caracteriza por lo que se conoce como punto a 1 dB de compresión que corresponde a la potencia de salida para la que la ganancia del sistema se ha reducido 1 dB respecto a la que tendría el sistema equivalente considerado lineal. Denominando a esta última  $G_0$ , la ganancia a 1 dB de compresión responde a la expresión de la ecuación (4.3.1.1).

$$G_{1dB} = G_0 - 1 \quad (4.3.1.1)$$

Para calcular la potencia de entrada y salida en el punto 1 dB de compresión, se aplican respectivamente las ecuaciones (4.3.1.2) y (4.3.1.3).

$$P_{1dB} + 1 = G_0 (dB) + P_{IN} (dB) \quad (4.3.1.2)$$

$$P_{1dB} (dBm) = G_{1dB} (dB) + P_i (dBm) = G_0 - 1 + P_i (dBm) \quad (4.3.1.3)$$

El objetivo final, se centra en obtener una representación como la que ilustra la figura 17, para tener la primera caracterización no lineal del sistema.

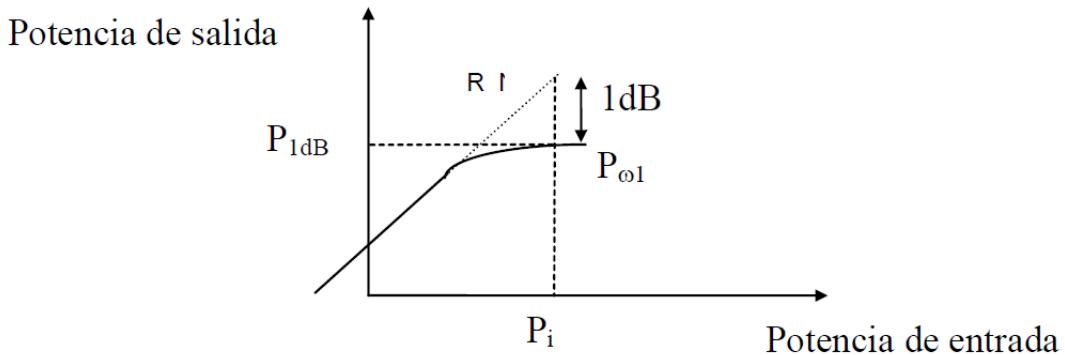


Figura 17. Representación del punto a 1 dB de compresión.

#### 4.3.1.1 Sistema experimental.

Para la realización de esta primera medida, se utiliza una placa ZEDBOARD ZYNQ-XC7Z020, como generador del tono. Esta placa dispone de cuatro puertos, dos de entrada y dos de salida, aunque en este apartado solo se va a hacer uso de dos de ellos, uno que actúa como transmisor y otro como receptor. Puesto que la potencia de salida de la placa no es suficiente para alcanzar el rango de potencias no lineal, se utilizan dos amplificadores en cascada, un amplificador ZHL-4240 seguido de un amplificador ZHL-2-8, lo que supone una ganancia total del sistema de 75 dB. Esta etapa de amplificación junto con la placa se ha configurado de forma que su comportamiento sea completamente lineal, de forma que a la hora de analizar los resultados obtenidos, cualquiera de las no linealidades caracterizadas provenga únicamente del sistema bajo test. El resto de

elementos del sistema experimental se corresponden con los previamente descritos en apartados anteriores.

Para la obtención de las medidas correspondientes al punto de compresión a 1 dB, como se describe anteriormente, es necesaria la utilización de dos esquemas de montaje diferentes: uno para la calibración de la ganancia de la placa y otro para el test a un tono.

#### *Etapa de calibración.*

En esta primera etapa, es preciso realizar una calibración de la placa para determinar la potencia de entrada que se va a introducir al láser, como potencia de RF de modulación para cada una de las frecuencias que se van a caracterizar: 700 MHz, 925 MHz, 960 MHz, y 1100 MHz. Para ello, se utiliza como esquema de montaje el ilustrado en la figura 18, donde se utiliza un divisor a la salida de la etapa de amplificación, para derivar la señal que posteriormente modulará al láser, por un lado, al Analizador de Espectro (AE) Hewlett Packard HP 8590D y por otro lado nuevamente a la entrada de la placa. En este esquema se utiliza un atenuador de 16 dB, a la entrada de la placa, para evitar introducir potencias superiores a 1 dBm lo cual es especialmente importante en este esquema en ausencia de fibra. La calibración consiste en medir el valor de potencia de entrada con el AE para cada valor de la ganancia introducido en la placa. Esta calibración se realiza para cada una de las 4 frecuencias anteriores y es independiente del láser, corriente de bias y fibras.

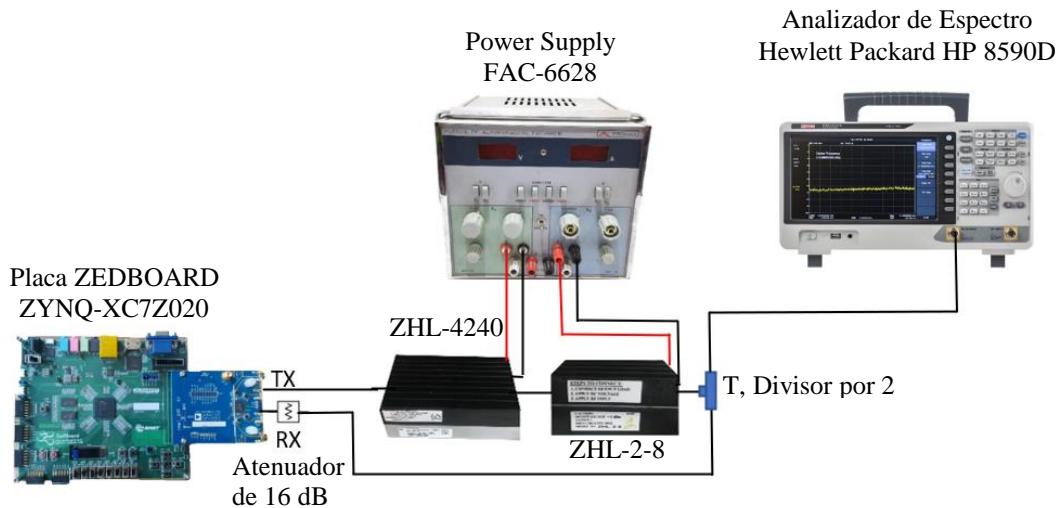


Figura 18. Esquema de montaje experimental, medida de la referencia de potencia de entrada.

#### *Esquema de montaje para la realización de medidas.*

Una vez obtenida la calibración de la ganancia de la placa para cada frecuencia, a partir del esquema de la figura 18 anterior, se procede a realizar las medidas de potencia a la salida del detector. El rango de valores de potencias de RF de entrada se ajusta a las condiciones de transmisión de cada una de las 2 fibras y del B2B para las tres corrientes de bias seleccionadas en la caracterización lineal, 60 mA, 70 mA y 80 mA, permitiendo así obtener el punto de compresión a 1 dB para las diferentes situaciones.

Las medidas se llevan a cabo de acuerdo con el esquema ilustrado en la figura 19, similar al esquema del apartado anterior, pero en este caso, la salida de la etapa de amplificación, en principio completamente lineal, se corresponde con la potencia de entrada de RF con la que se va a modular el láser. La señal de salida de dicho detector se lleva a través de un divisor a la entrada a la placa y al AE para visualizar su espectro. Este divisor introduce unas pérdidas de 3 dB que serán tenidas en cuenta en el procesado posterior.

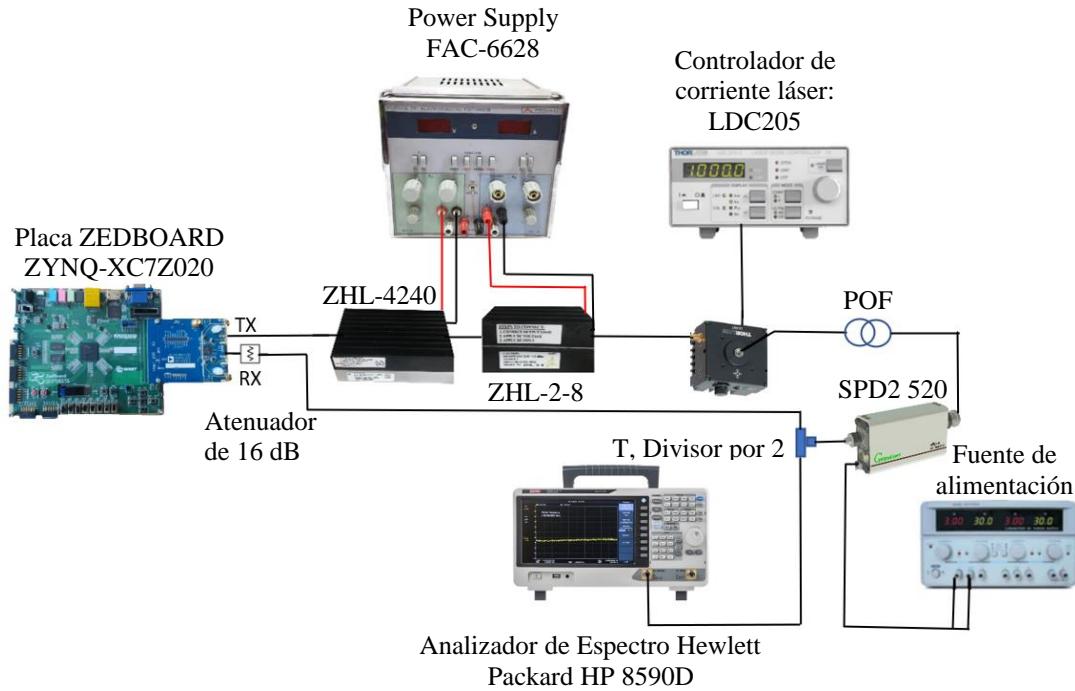


Figura 19. Esquema de montaje experimental, medida de la potencia de salida del sistema completo.

#### 4.3.1.2 Punto a 1 dB de compresión

En este apartado se muestran los resultados de la medida del punto a 1 dB de compresión para las cuatro frecuencias consideradas: 700 MHz, 925 MHz, 960 MHz y 1100 MHz. Para cada una de las frecuencias anteriores, se consideran los tres puntos de operación del láser: 60 mA, 70 mA y 80 mA, con cada una de las fibras que se desean caracterizar: MH, GH y el B2B como se estableció en la caracterización lineal.

En la figura 20 se ilustra un ejemplo de obtención del punto de compresión a 1 dB, con la fibra MH, para una corriente de bias de 70 mA y a una frecuencia de 960 MHz. En la figura (a) se representa la potencia de salida en función de la potencia de entrada y en la (b), la ganancia calculada a partir de ellas también en función de la potencia de entrada.

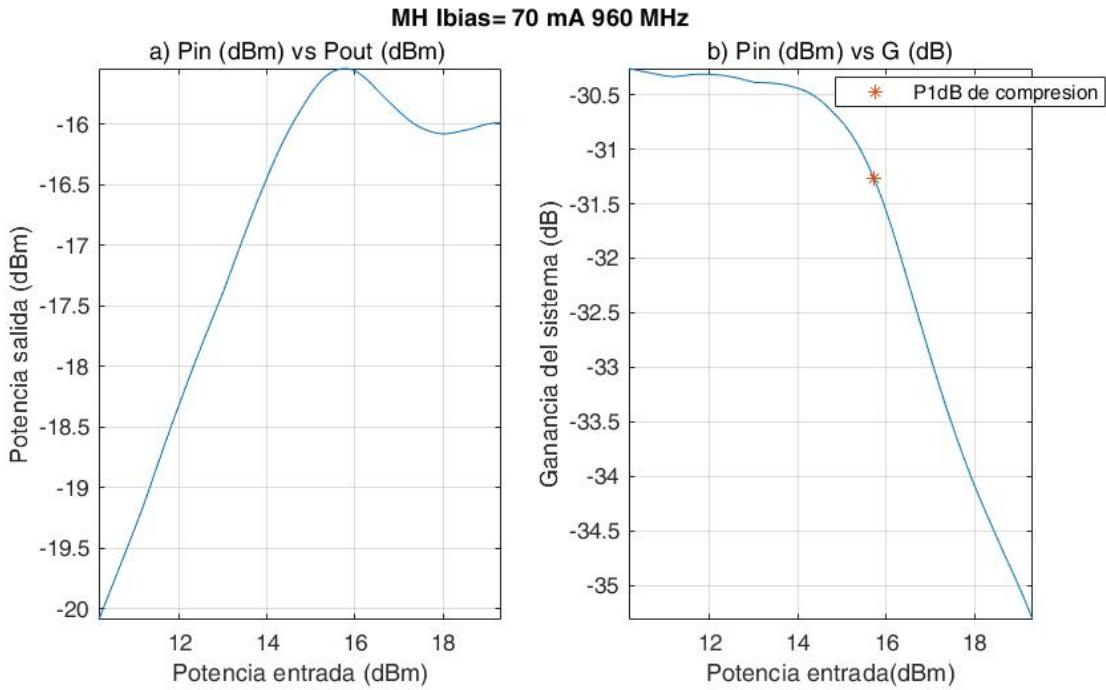


Figura 20. a) Punto a 1 dB de compresión, potencia de entrada frente a potencia de salida, b) Potencia de entrada frente a ganancia del sistema.

De la figura anterior se obtiene que la potencia de entrada para la cual la ganancia máxima (-30.3 dB) se comprime a 1 dB (es decir, toma el valor de -31.3 dB) es de 15.71 dBm. A partir de una potencia de entrada de 15.71 dBm, el sistema deja de comportarse linealmente, la ganancia empieza a decaer como se visualiza en la figura 20 (b) y, al aumentar la potencia de entrada, el sistema se encuentra en saturación, y la potencia de salida se mantiene constante en torno a -16 y -15.5 dBm (Gráfica (a)). Estas oscilaciones en la potencia de salida se han observado en prácticamente todas las curvas de ganancia obtenidas, que se presentan en el Anexo I.7.

Por otro lado, al resultar de interés la comparativa del comportamiento del sistema para las diferentes frecuencias en cada Ibias, se realiza la representación de las Tablas 2,3 y 4.

P1dB (dB)	700 MHz	925 MHz	960 MHz	1100 MHz
<b>MH</b>	12,1512	12,9141	11,2134	11,0336
<b>GH</b>	11,6098	12,5082	11,2591	11,1822
<b>B2B</b>	11,5122	13,0417	11,442	11,4304

Tabla 2. Potencia de entrada a 1 dB de compresión, para diferentes frecuencias y fibras, Ibias=60mA.

P1dB (dB)	700 MHz	925 MHz	960 MHz	1100 MHz
<b>MH</b>	14,9865	17,5357	15,7169	16,1335
<b>GH</b>	15,0494	17,2866	15,9768	16,0801
<b>B2B</b>	15,2388	17,5082	16,4784	16,5648

Tabla 3. Potencia de entrada a 1 dB de compresión, para diferentes frecuencias y fibras, Ibias=70mA.

P1dB (dB)	700 MHz	925 MHz	960 MHz	1100 MHz
<b>MH</b>	16,2836	19,7981	18,3808	19,1957
<b>GH</b>	17,8607	19,4255	18,4246	19,3956
<b>B2B</b>	15,6959	19,663	18,9203	19,8179

Tabla 4. Potencia de entrada a 1 dB de compresión, para diferentes frecuencias y fibras,  $I_{bias}=80mA$ .

Se observa que la potencia de entrada de compresión a 1dB es similar para todas las fibras dada una frecuencia y corriente de bias. Este hecho nos sugiere que la compresión tiene su origen en el láser. Por otra parte, también se verifica que a mayor corriente de bias, mayor es la potencia de entrada a la que se produce la compresión a 1 dB. Esto resulta coherente, teniendo en cuenta al aumentar dicha corriente, el punto de operación se aleja más de su corriente umbral. Además, a partir de las gráficas de la figura 21 de la segunda columna, se puede comprobar como para la fibra MH la ganancia del sistema es algo mayor que para la GH, teniendo así la MH mejores prestaciones, aunque los valores de la ganancia son similares para ambas fibras y para el B2B.

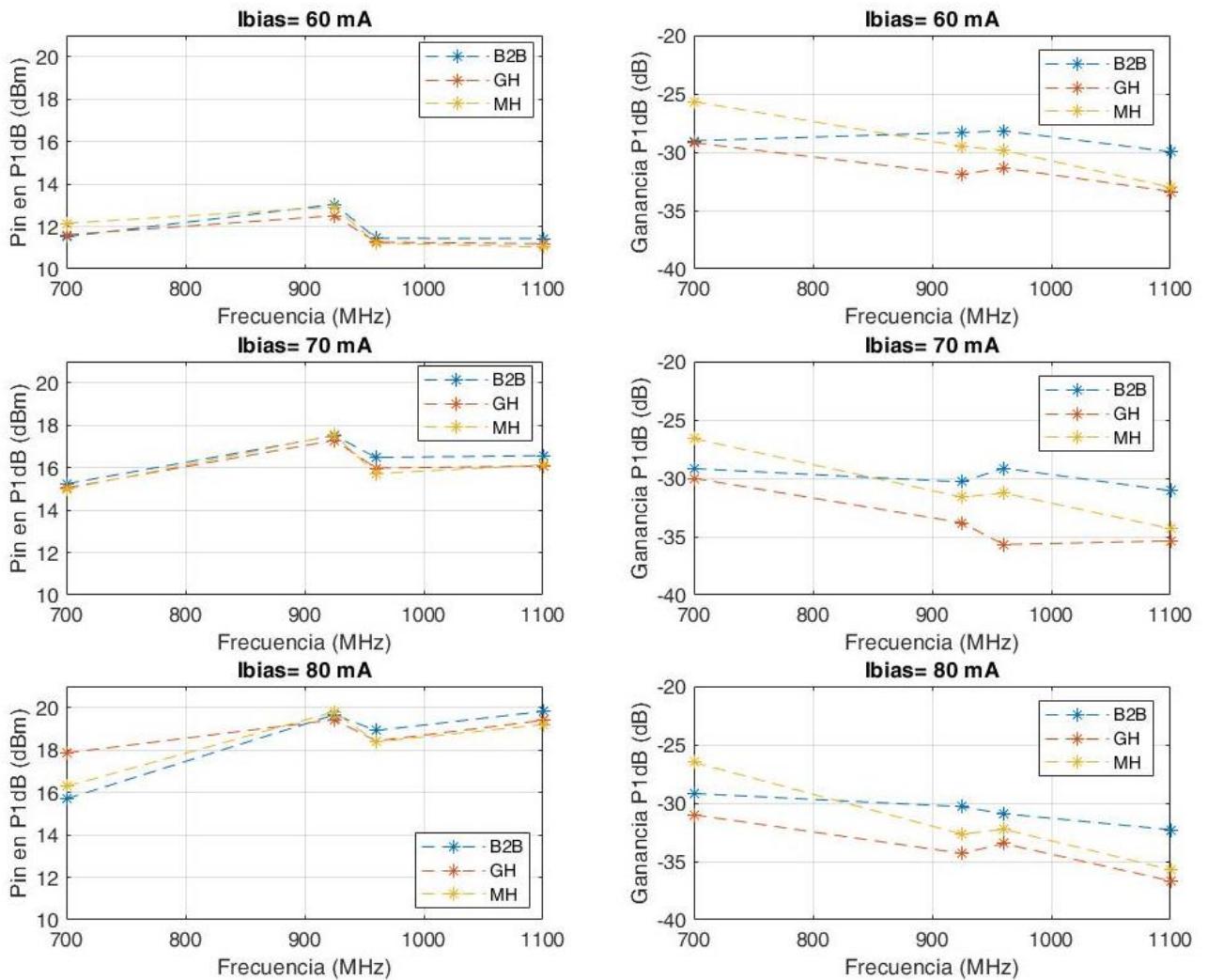


Figura 21. Representación en función de la frecuencia de la potencia de entrada y ganancia a 1 dB de compresión.

#### 4.3.2 Test de entrada de dos tonos

En el test de entrada de dos tonos, se considera como entrada al sistema una señal formada por dos tonos separados una determinada frecuencia, pero con igual amplitud para evaluar la potencia en los armónicos superiores generados por efecto no lineal. Puesto que el objetivo se centra en evaluar las prestaciones de un enlace de NB-IoT standalone, para el que cada canal ocupa 200 kHz, disponiendo de 180 kHz de banda útil, se plantea la realización del análisis para la situación más desfavorable posible, que se correspondería con tener dos portadoras separadas justo 200 kHz, sin respetar las dos bandas de 200 kHz.

##### 4.3.2.1 Sistema experimental

Para generar los dos tonos, del mismo modo que en el apartado anterior, se hace uso de la placa ZEDBOARD ZYNQ-XC7Z020 y un programa similar al utilizado para el test a 1 tono, pero con ciertas modificaciones que permiten la transmisión con 2 portadoras. El programa genera originalmente los tonos a las frecuencias de 1.5 MHz y 1.7 MHz que posteriormente se modulan a la frecuencia deseada. Los sistemas experimentales son los mismos que para el test a 1 tono, presentados en el apartado anterior.

En primer lugar, se utiliza el esquema de la figura 18 para realizar una calibración, en la que se busca la correspondencia entre la ganancia de la placa y la potencia de entrada al sistema, utilizando el analizador de espectros. Como en este caso se pretende realizar entre 5 y 6 medidas comprendidas en la zona de comportamiento lineal del sistema, se hace uso como referencia de los puntos a 1 dB de compresión obtenidos en el apartado anterior. Puesto que dichos puntos eran muy similares dada una frecuencia, para todas las fibras, se elige el valor más restrictivo, es decir, el menor valor de potencia de entrada. Esto implica que, para trabajar de forma lineal, se deberán tomar las medidas 1 dB por debajo de esa potencia de entrada. No obstante, para garantizar el comportamiento lineal del sistema, se deja un Input Back-off (IBO) de 3 dB. Como consecuencia, la máxima potencia de entrada al sistema, será la correspondiente al punto a 1 dB de compresión menos 1 dB y menos el IBO. A partir del esquema de montaje de calibración, introduciendo como potencias de entrada valores que se encuentran dentro de los rangos estipulados (rango lineal), se lleva a cabo la generación en banda base de los dos tonos separados 200 KHz, a partir de la placa, que posteriormente serán modulados a la frecuencia deseada. Los espectros generados y recibidos que como se ha dicho se encuentran centrados en 1.5 MHz y 1.7 MHz, se ilustran en la siguiente figura 22.

En dicha figura 22, la gráfica (a) ilustra los dos tonos separados 200 KHz generados por la placa, que idealmente deberían tener la misma amplitud. La diferencia se debe a que se trata de un sistema con memoria cuya respuesta es mayor en 1.5 MHz. La gráfica (b) corresponde a la señal recibida que se ha generado en la placa y atravesado la etapa de amplificación. Los armónicos que aparecen a ambos lados de los tonos corresponden a no linealidades introducidas por los amplificadores en cascada, que son despreciables ya que se encuentran 50 dB por debajo del máximo, por lo que todas las no linealidades que aparezcan al realizar las medidas con el esquema de la figura 19 para la obtención del punto de intercepción IP3 serán debidas fundamentalmente al sistema óptico y no a los amplificadores.

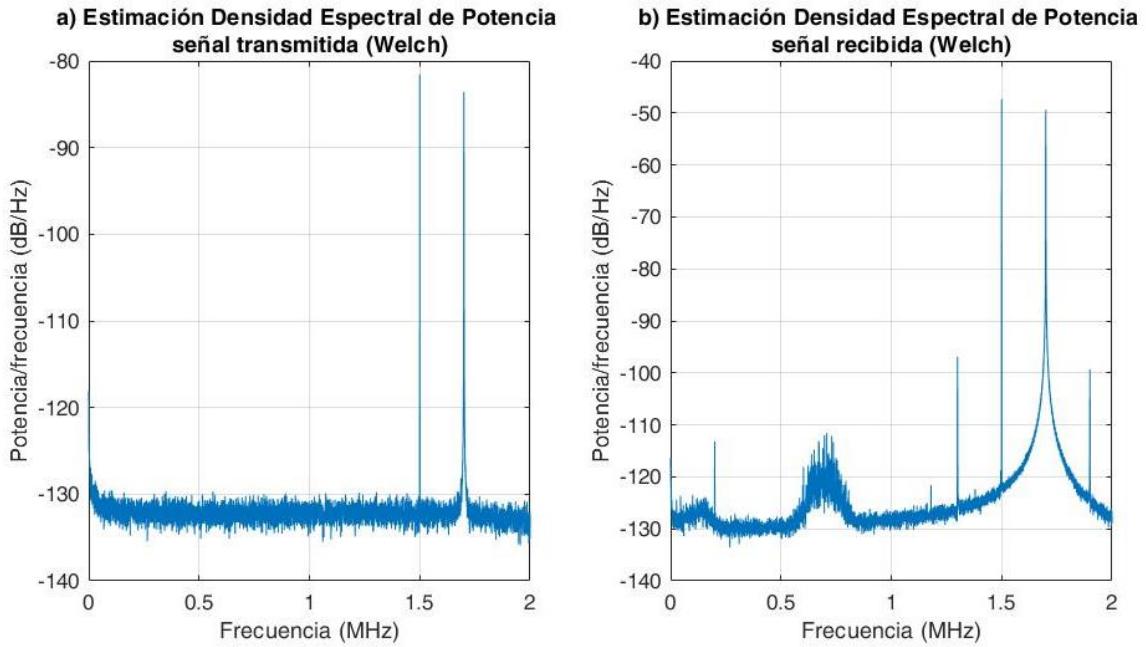


Figura 22. Estimación de la densidad espectral de potencia, mediante Welch, de la señal generada por la placa, y recibida.

#### 4.3.2.2 Punto de Intercepción IP3

Una vez generada la señal de entrada, se utiliza el esquema de montaje de la figura 19 para su transmisión a través del sistema que se quiere caracterizar. A la salida del mismo, es decir, a la salida del detector, además de los dos tonos de entrada, aparecerán segundos y terceros armónicos de esas frecuencias ( $2\omega_1, 2\omega_2, 3\omega_1$  y  $3\omega_2$ ), y los productos de intermodulación de segundo  $\omega_1 \pm \omega_2$  y de tercer orden,  $2\omega_1 \pm \omega_2$  y  $\omega_1 \pm 2\omega_2$  [22].

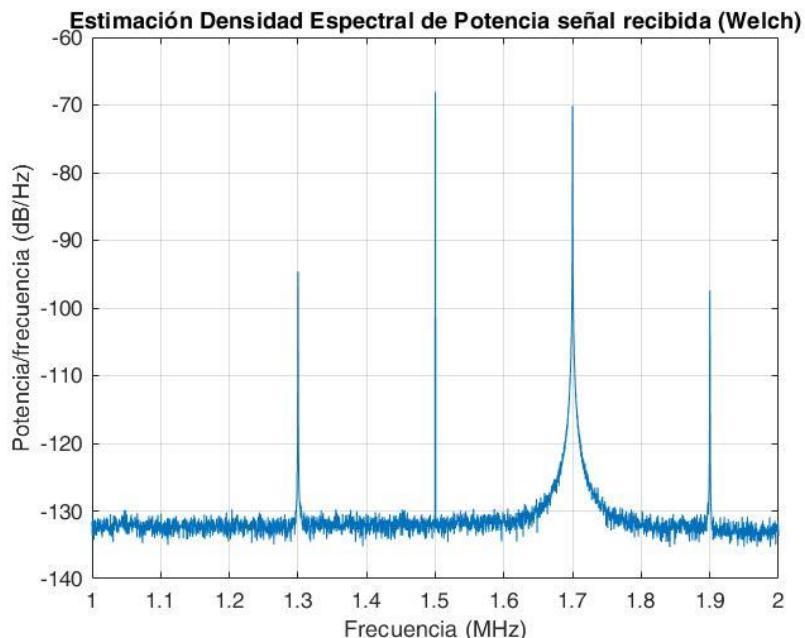


Figura 23. Estimación de la densidad espectral de potencia, mediante Welch, de la señal recibida.

En este apartado se pretende realizar una medida del grado de distorsión del sistema, utilizando el punto de intercepción (IP3). Dicho punto de intercepción se define como la potencia de entrada,  $IP3$ , en la cual la potencia de salida  $P_{2\omega_1-\omega_2}$  a la frecuencia ( $2\omega_1-\omega_2$ ) interceptaría a la potencia de salida  $P_0$  a  $\omega_1$  si el sistema tuviese comportamiento lineal. A modo ilustrativo, se presenta en la figura 24 la representación del  $IP3$  obtenida para la fibra MH, a 70 mA y 960 MHz. En la figura se representan la recta extrapolada de la representación del punto a 1 dB de compresión, que representa el comportamiento que tendría el sistema si este fuese lineal y la recta correspondiente a la extrapolación de las 5 medidas de la potencia del producto de intermodulación de tercer orden,  $2\omega_1-\omega_2$ , en la zona de comportamiento lineal del sistema. Estas rectas responden a las ecuaciones (4.3.2.1) y (4.3.2.2) [22].

$$P1(x) = 0.9576x - 29.8342 \quad (4.3.2.1)$$

$$P2(x) = 3.0764x - 93.1213 \quad (4.3.2.2)$$

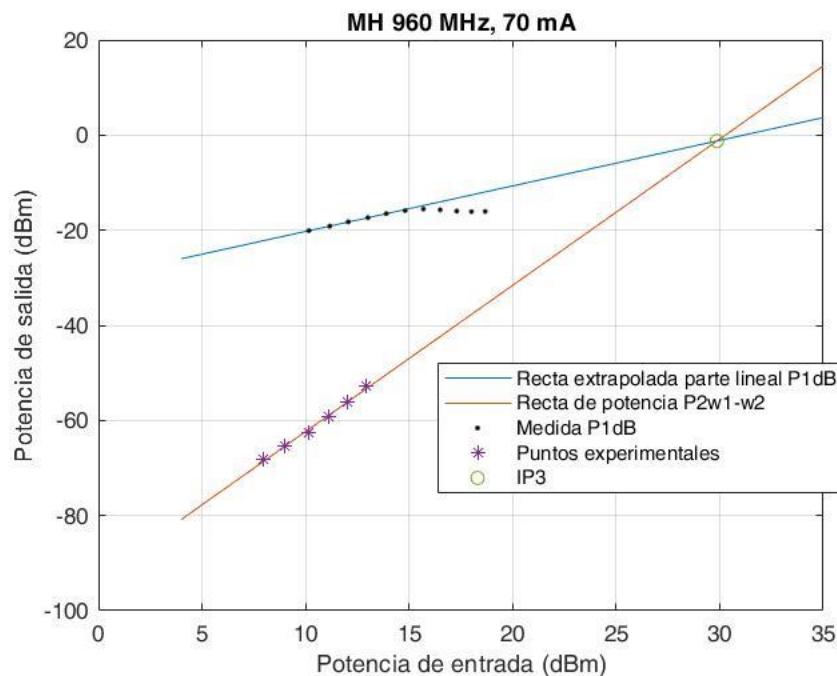


Figura 24. Representación del punto de intercepción  $IP3$ , MH a 960 MHz,  $Ibias=70$  mA.

Para obtener el  $IP3$  se busca el corte de ambas rectas que, en este caso, corresponde a una potencia de entrada de 29.86 dBm y una potencia de salida de -1.23 dBm.

Teóricamente, en el caso de una no-linealidad débil que permite un desarrollo de Taylor hasta orden 3, la pendiente de la recta extrapolada de la parte lineal de la curva de potencia de salida en función de la de entrada para un tono debe ser 1, mientras que la pendiente de la recta correspondiente a la potencia del producto de intermodulación de tercer orden debería ser 3. De esta forma, se puede obtener una relación entre el  $IP3$  y el  $P1dB$ , que permite determinar el punto de intercepción  $IP3$ , realizando únicamente la medida de la potencia de salida o entrada a 1 dB de compresión, como se visualiza en la ecuación (4.3.2.3) [22].

$$IP_3 = P_{1dB} + 10.635 \text{ (dBm)} \quad (4.3.2.3)$$

Para este ejemplo se había obtenido un valor de  $P1dB$  de entrada de 15.71 dBm por lo que según la ecuación el punto de intercepción debería estar en 26.345 dBm, que no se aleja demasiado del determinado experimentalmente en la figura 24: 29.86 dBm. La diferencia se puede justificar por errores experimentales introducidos por el proceso de medida, así como el hecho de que las pendientes de las rectas obtenidas en la anterior figura 24 no son exactamente de 1 y 3, aunque sus valores son próximos.

De la misma manera se obtienen los  $IP3$  para las fibras MH, GH y B2B, a las 4 frecuencias consideradas anteriormente, y con las tres corrientes de bias, 60 mA, 70 mA y 80 mA. Las representaciones para todos los casos, pueden analizarse más en detalle en el Anexo I.8. No obstante, en las Tablas 5,6 y 7 se exponen los valores del  $IP3$ .

Ibias (mA)	700 MHz	925 MHz	960 MHz	1100 MHz
60	21,4883	23,1194	20,6967	19,7277
70	26,8358	31,9138	29,8687	21,8848
80	31,3703	32,0169	28,3245	26,7366

Tabla 5. Puntos de intercepción ( $IP3$ ), en función de la potencia de entrada (dBm), para la MH, con diferentes frecuencias y corrientes de bias.

Ibias (mA)	700 MHz	925 MHz	960 MHz	1100 MHz
60	26,8219	22,2044	22,5178	19,5512
70	24,9818	32,1057	26,1001	24,9818
80	25,6008	36,8905	30,0948	29,6114

Tabla 6. Puntos de intercepción ( $IP3$ ), en función de la potencia de entrada (dBm), para la GH, con diferentes frecuencias y corrientes de bias.

Ibias (mA)	700 MHz	925 MHz	960 MHz	1100 MHz
60	27,8633	25,5480	22,4197	21,146
70	30,7593	28,3361	26,2157	25,3191
80	29,5471	32,7383	32,5821	29,1957

Tabla 7. Puntos de intercepción ( $IP3$ ), en función de la potencia de entrada (dBm), para el B2B, con diferentes frecuencias y corrientes de bias.

# Capítulo V: Modelo de Cann

En este capítulo, se plantea la realización del modelado del sistema utilizando el modelo de Cann, que es capaz de describir los efectos no lineales del sistema completo, es decir, de modelar el comportamiento no lineal de las componentes de radio sobre fibra del sistema óptico y electroóptico.

En primer lugar, se van a utilizar las medidas de un tono y dos tonos obtenidas en el Capítulo IV para ajustar los parámetros en cada caso (frecuencia, intensidad de bias, tipo de fibra). Este modelo, se adapta posteriormente al caso de señales OFDM, para predecir el comportamiento del sistema para las distintas condiciones que se van a obtener experimentalmente en el siguiente capítulo.

## 5.1 Desarrollo del modelo de Cann

Inicialmente, Cann propuso un primer modelo que analizaba la respuesta no lineal de los amplificadores de potencia, basándose en un filtro paso alto RC, respondiendo el modelo a la ecuación (5.1.1) [23].

$$y(x) = \frac{L}{(1 + (\frac{L}{x})^s)^{\frac{1}{s}}} \quad (5.1.1)$$

Este modelo presenta limitaciones que se resuelven en un segundo modelo mejorado, que propuso el propio Cann [24]. El modelo mejorado de Cann responde a la ecuación (5.1.2):

$$y(x) = \frac{L}{k} \ln \left( \frac{1 + e^{k(\frac{gx}{L} + 1)}}{1 + e^{k(\frac{gx}{L} - 1)}} \right) - L \quad (5.1.2)$$

donde  $y$  se corresponde con la corriente de salida del sistema, por lo que presentará las no linealidades del mismo,  $x$  con la corriente de entrada,  $g$  es un parámetro de ganancia, y  $L$  está relacionado con el nivel de saturación de salida. El parámetro  $k$  se denomina “sharpness parameter” y describe la pendiente de la no linealidad. Este parámetro solo se puede determinar mediante heurística. Para la obtención del parámetro  $k$ , se revisan los cálculos del artículo [23], realizando un desarrollo de Taylor de la intensidad de salida respecto a la de entrada, hasta el tercer orden, bajo la suposición de estar con bajas potencias, es decir, pequeña señal, así como despreciando los términos de segundo orden (Anexo II). De esta forma se obtiene la ecuación (5.1.3), que permite determinar  $k$  a partir de los valores obtenidos de la caracterización no lineal (IP3, P1dB):

$$\ln \left( \frac{1 + e^{\sqrt{\frac{8(1+ch(k))IP1}{IP3}} + k}}{1 + e^{\sqrt{\frac{8(1+ch(k))IP1}{IP3}} - k}} \right) - k = 10^{-1/20} \sqrt{\frac{8(ch(k) - 1)IP1}{IP3}} \quad (5.1.3)$$

En la ecuación (5.1.3),  $IP3$  es la intensidad de RF de entrada correspondiente al punto de intercepción e  $IP1$  es la intensidad de RF de entrada correspondiente al punto de

compresión a 1dB. Puede verse que en esta ecuación  $k$  sólo depende del cociente entre  $IP1$  e  $IP3$ .

## 5.2 Ajuste del modelo de Cann para 1 tono

El modelado del sistema se va a realizar sólo para las frecuencias de los extremos del rango de NB-IoT, siendo estas 925 MHz y 960 MHz. Además, tal como se ha determinado en capítulos anteriores, la no linealidad se comporta de forma similar para todas las fibras, por lo que el modelo se va a generalizar para todas ellas dada una corriente de polarización del láser concreta. De esta manera, el modelo se desarrolla para el B2B para cada frecuencia y corriente, obteniendo los parámetros correspondientes:  $L$ ,  $g$  y  $k$ . El valor de  $k$  se obtiene a partir de las medidas obtenidas en la caracterización no lineal (IP3, P1dB), y los parámetros  $L$  y  $g$  de las medidas de la curva de ganancia, por lo que se va a tratar de un modelo empírico. Posteriormente, dicho modelo podrá ser aplicado a cualquier fibra, MH o GH, sin más que realizar un escalado del modelo para el B2B. En este apartado, se detalla en primer lugar como se obtiene el valor de los parámetros:  $k$ ,  $L$  y  $g$  y, en segundo lugar, se sintetiza el modelo de Cann.

### 5.2.1. Obtención de los parámetros de ajuste

El primer paso para desarrollar el modelo de Cann, se basa en la obtención de los parámetros que definen la ecuación (5.1.2), siendo estos  $k$ ,  $g$  y  $L$ , los cuales permiten realizar el ajuste del modelo, para cada corriente de bias y frecuencia, para posteriormente introducir como entrada al mismo la señal de OFDM.

En primer lugar, se obtiene el parámetro  $k$ , a partir de la ecuación (5.1.3), para ello se emplea un algoritmo que busca el punto de corte entre ambas partes de la ecuación [25].

La ecuación de la que se deriva  $k$ , depende del cociente de las medidas experimentales  $IP1/IP3$ , por lo que en la figura 25 se representa el comportamiento del valor de  $k$  aplicando dicho algoritmo para un rango de valores de  $IP1/IP3$  entre 0.02 y 0.09. De forma ilustrativa, se presenta el valor de  $k$  obtenido para la frecuencia de 925 MHz, con una corriente de bias de 70 mA con el B2B. Como el valor de  $IP1/IP3$  en este caso es 0.049 el valor de  $k$  es 4.3675.

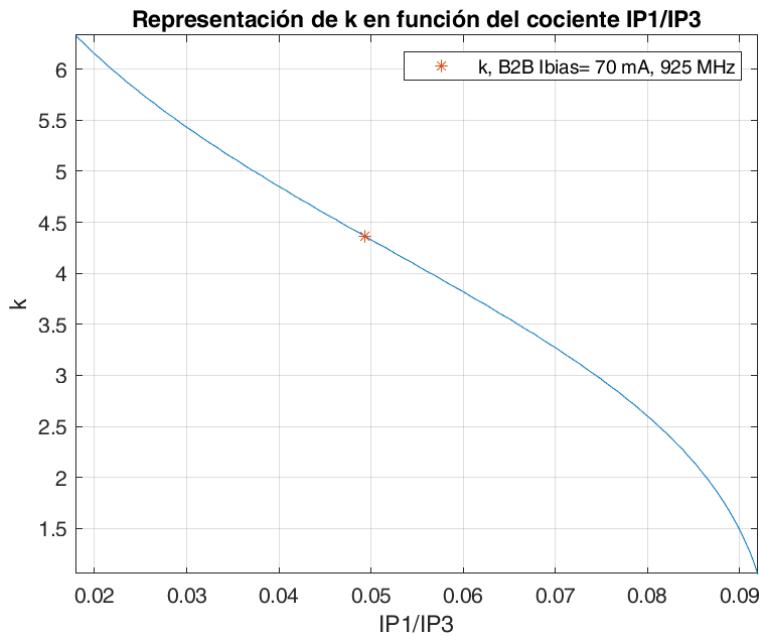


Figura 25. Variación del parámetro  $k$  en función del cociente experimental  $IP1/IP3$ .

Se obtienen de esta forma los resultados de las Tablas 6 y 7, para las frecuencias de 925 y 960 MHz respectivamente. Cabe destacar que, para algunos casos, debido a la sensibilidad del valor del  $IP3$  a errores en las pendientes de las rectas de la Figura 24, no hay solución para la ecuación (5.1.3) y se descarta la estimación de  $k$ . Además, teniendo en cuenta que el objetivo es generalizar el modelo para cada corriente de bias, independientemente de la fibra, para obtener un valor más robusto de  $k$ , se realiza un promediado de los valores obtenidos para cada una de las fibras y cada corriente de bias.

Ibias (mA)	MH	GH	B2B	'k' final
60	4,0149	—	—	4,0149
70	3,8209	6,3326	4,3675	4,8403
80	3,8209	6,3326	4,375	4,8428

Tabla 6. Valores de  $k$  para cada fibra y corriente de bias, y valor de  $k$  definitivo tras el promediado, para 925 MHz.

Ibias (mA)	MH	GH	B2B	'k' final
60	—	2,9733	2,6118	2,7936
70	4,9374	—	—	4,9374
80	—	3,3816	4,6907	4,0362

Tabla 7. Valores de  $k$  para cada fibra y corriente de bias, y valor de  $k$  definitivo tras el promediado, para 960 MHz.

En cuanto al parámetro de la ganancia  $g$ , en el modelo de Cann (5.1.2) esta aparece siempre como un factor  $g/L$ , que se corresponde con el inverso del valor de la intensidad de entrada. Como se ha observado que el punto de compresión en la entrada es prácticamente igual para todas las fibras fijando la frecuencia y la corriente de bias, hemos

definido la constante  $\alpha$  como el cociente de  $g/L$ . Este parámetro  $\alpha$  se modela como la potencia de compresión a 1 dB, calculada como promedio de los valores experimentales obtenidos para las dos fibras y el B2B (Tabla 8), corregida en un factor de 1.5 dB y convertida a intensidad.

Finalmente, el valor del parámetro  $L$  se corresponde con la intensidad de corriente de salida que marca la saturación. En el modelo generalizado el valor de  $L$  se asocia al nivel de saturación de salida del B2B, quedando el modelo normalizado a dicho valor de referencia y los valores para las fibras se dan relativos a él.

Como se ha especificado anteriormente, el modelo de Cann se referencia al B2B, cuyos parámetros para las frecuencias de 925 MHz y 960 MHz y las 3 intensidades de bias se muestran en la Tabla 8.

Frecuencia	Ibias (mA)	k	$\alpha$ (mA)	L (mA)
925 MHz	60	4,0149	0,7364	0,0352
	70	4,8403	1,2537	0,0470
	80	4,8428	1,6124	0,0605
960 MHz	60	2,7936	0,5512	0,0305
	70	4,9374	0,9526	0,0466
	80	4,0632	1,2729	0,0505

Tabla 8. Parámetros del modelo de Cann referenciados al B2B, para las diferentes corrientes y frecuencias, en términos de intensidad de corriente.

Posteriormente, mediante el factor  $g/L$ , se puede realizar un desplazamiento horizontal de la respuesta del sistema para ajustarla a la fibra correspondiente. Del mismo modo, mediante el factor  $L$ , se puede escalar el nivel vertical para cada línea de transmisión en particular. Los valores de saturación para las fibras relativos al del B2B se dan en la Tabla 9:

Frecuencia	Ibias (mA)	MH (lineal)	GH (lineal)
925 MHz	60	0,8523	0,6227
	70	0,8440	0,6348
	80	0,7625	0,5976
960 MHz	60	0,7858	0,6582
	70	0,7167	0,4443
	80	0,8030	0,7012

Tabla 9. Factor  $L$  de escalado, relativo al B2B, para el ajuste del nivel vertical en cada fibra.

Una vez obtenidos todos los parámetros que ajustan el modelo de Cann, se realiza la síntesis del mismo, obteniendo a partir del modelo genérico para cada corriente de bias, la particularización para cada una de las fibras y frecuencias. En la figura 26 se representan las curvas de intensidad de entrada frente a intensidad de salida obtenidas con los parámetros del B2B.

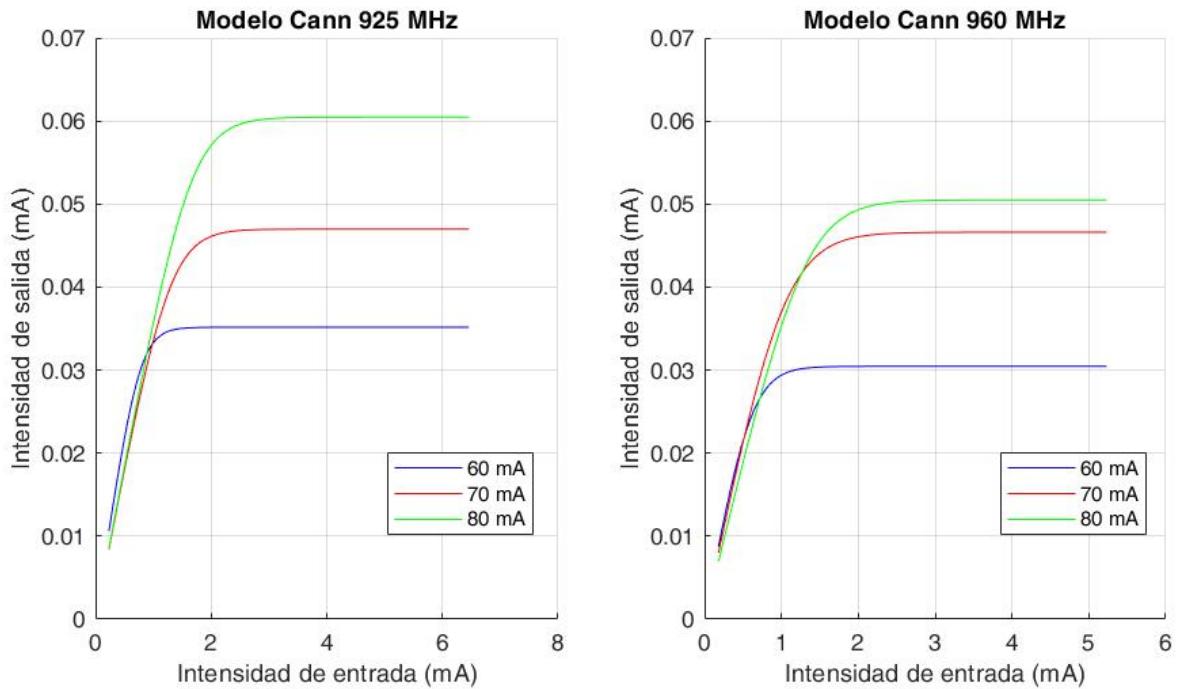


Figura 26. Representación del modelo de Cann para cada corriente de bias y frecuencia.

Las curvas son muy similares para ambas frecuencias y su tendencia al aumentar la corriente de bias es un desplazamiento hacia arriba y hacia la derecha, debido a la mayor intensidad de saturación al alejarnos de la corriente umbral del láser.

### 5.2.2. Síntesis del modelo de Cann

Una vez obtenidos los parámetros del modelo, este se aplica en la obtención de las potencias de RF de salida del sistema, a partir de las potencias de RF de entrada que se introducen en la placa, y se comparan con las curvas obtenidas en el Capítulo IV aplicando las conversiones necesarias.

En las figuras 27 y 28 se ilustra el modelo de Cann ajustado a cada fibra particular, para cada corriente de bias y a las frecuencias de 925 y 960 MHz respectivamente.

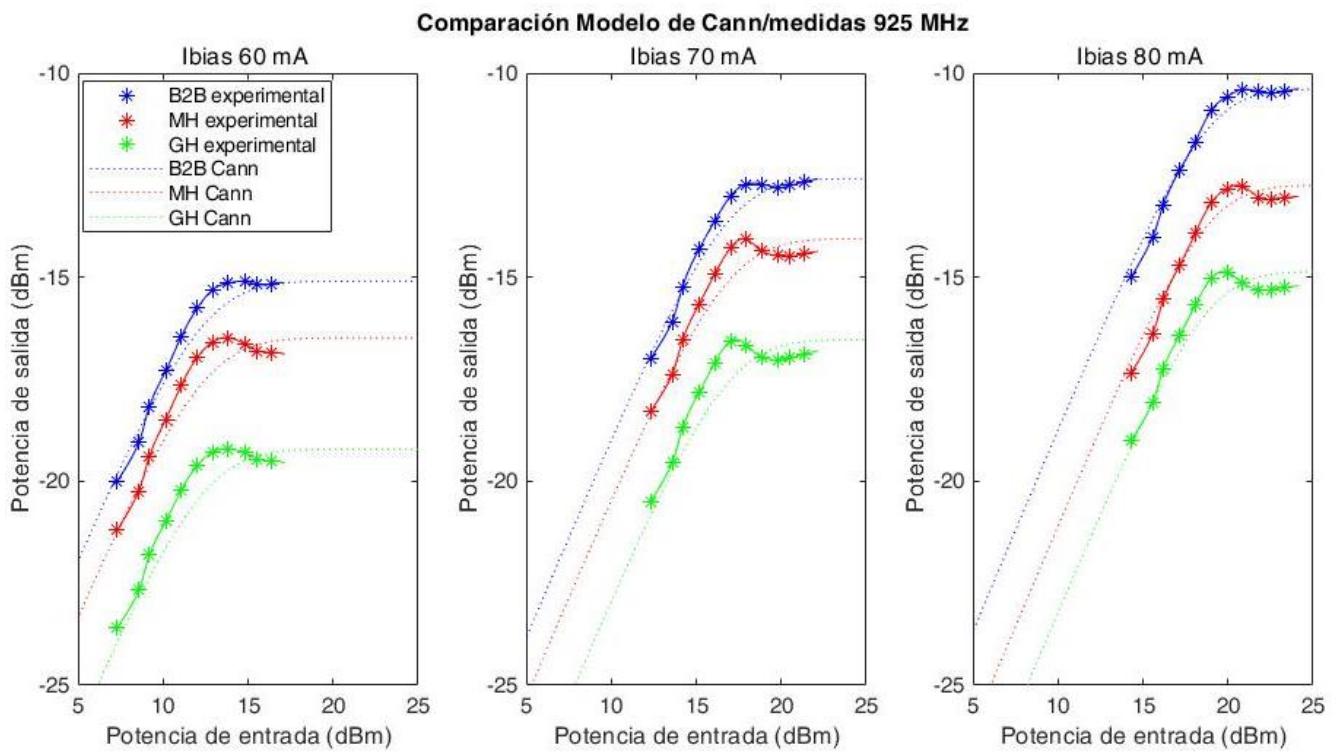


Figura 27. Comparativa del modelo de Cann ajustado a cada fibra con las medidas experimentales, para la frecuencia de 925 MHz.

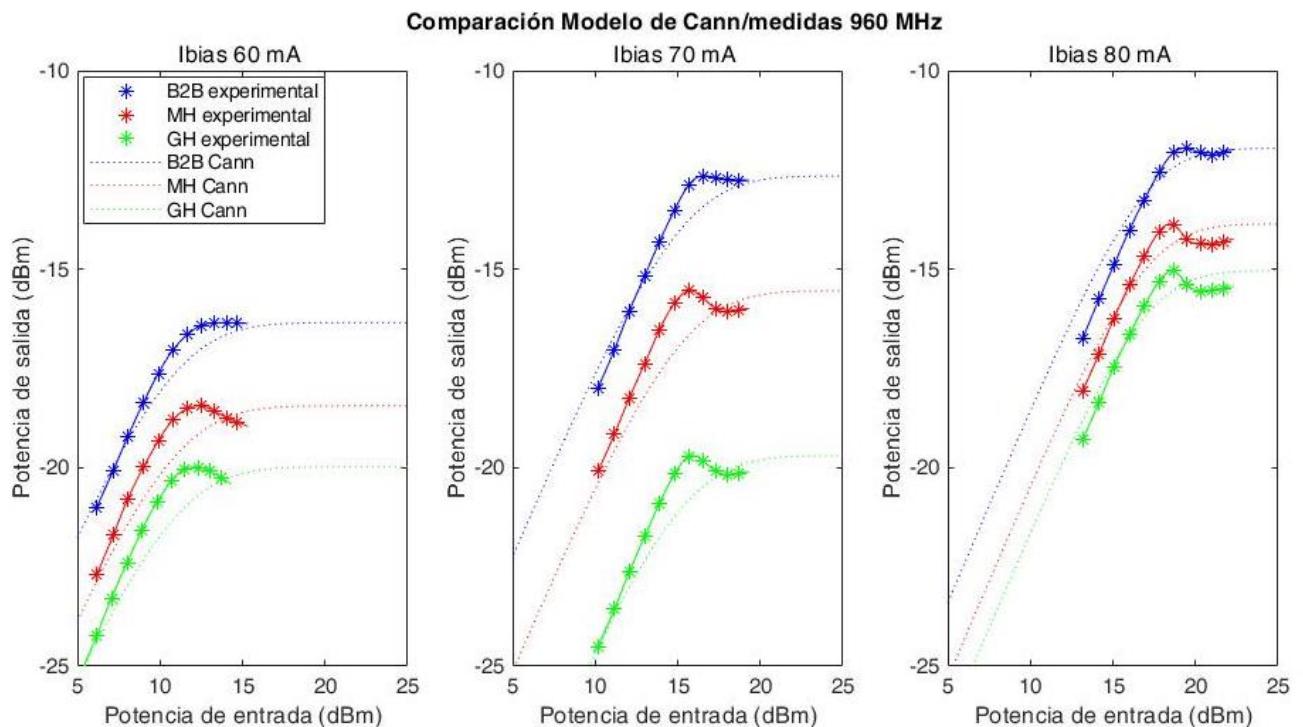


Figura 28. Comparativa del modelo de Cann ajustado a cada fibra con las medidas experimentales, para la frecuencia de 960 MHz.

El modelo de Cann obtenido para cada uno de los casos anteriores se ajusta aceptablemente a las medidas experimentales, si bien es cierto que el pico que presentan las curvas experimentales antes de que se estabilice la respuesta para las distintas fibras no se puede predecir con este modelo. Por otra parte, se puede ver como la mayor ganancia corresponde al B2B, seguido de la MH y por último de la GH en todos los casos analizados. Esto es debido a que el punto a 1 dB de compresión de entrada es igual para todas las fibras, dada una corriente de bias y frecuencia, por lo que la diferencia en la altura entre las fibras de cada gráfica de las figuras 27 y 28, que es la potencia de salida de saturación, la da el valor de la ganancia (5.2.2), que es distinta para cada fibra y para el B2B, y podría obtenerse de la caracterización lineal del sistema o mediante modelos lineales del mismo. Además, tanto el modelo como las medidas experimentales, reflejan una mayor ganancia a mayor corriente de polarización del láser.

$$P_{outSat}(dBm) = P_{1dB} (dBm) + G (dB) \quad (5.2.2)$$

En la ecuación anterior,  $P_{outSat}$  hace referencia a la potencia de salida de saturación,  $P_{1dB}$  a la potencia de RF de entrada de compresión a 1 dB, y  $G$  a la ganancia en dB de cada línea de transmisión.

Definitivamente, a lo largo de este capítulo se ha logrado el ajuste del modelo de Cann para las diferentes líneas de transmisión, corrientes de bias y frecuencias, partiendo de un modelo de Cann generalizado para cada corriente de polarización del láser, englobando todas las fibras. Esto ha sido posible porque en el análisis previo de las medidas experimentales hemos verificado que las no linealidades que presenta el sistema son iguales para todas las fibras fijando las demás condiciones, lo que es consistente con que sean debidas a la electrónica del láser.

El objetivo del trabajo es la transmisión de la señal de OFDM a través del sistema descrito valorando su comportamiento para los distintos parámetros pre-seleccionados. Como se ha descrito en el Capítulo III, la señal OFDM es una señal multitonos, diferente de la señal de un tono que ha servido para obtener los parámetros del modelo de Cann. Por ello, en el siguiente apartado se lleva a cabo una modificación de dichos parámetros, que posteriormente permitirá utilizar el modelo adaptado para simular la transmisión a través del sistema introduciendo como entrada la señal de OFDM del estándar de NB-IoT.

### 5.3 Adaptación del modelo de Cann para NB-IoT

En este apartado se lleva a cabo la simulación del sistema de NB-IoT, haciendo uso del modelo de Cann previamente desarrollado en el apartado 5.1. No obstante, aunque en apartados previos se había realizado el ajuste del modelo de Cann adaptado al nivel de saturación del B2B y, utilizando como medidas experimentales de referencia las correspondientes al test a 1 tono y 2 tonos, va a ser necesario realizar una adaptación a la señal de OFDM, correspondiente al estándar de interés. Como consecuencia, resulta imprescindible realizar un segundo ajuste de los parámetros de dicho modelo ante este nuevo escenario, pues al tener como entrada una señal OFDM, resultado de combinar un alto número de subportadoras moduladas, solapadas espectralmente, concretamente 12 subportadoras, en lugar de 1 y 2 utilizadas en los test a 1 tono y 2 tonos respectivamente, la potencia de entrada va a ser mucho mayor, por lo que de forma implícita se va a

producir un desplazamiento del punto de compresión a potencias inferiores. Teniendo todo esto en consideración, utilizando como base las conclusiones obtenidas en [26], se realizan las correcciones pertinentes a los parámetros del modelo de Cann.

En primer lugar, se aplica una corrección al parámetro  $IP1/IP3$ , consistente en un valor de -6 dB. A partir de dicho valor, se obtienen los nuevos valores de  $k$  ajustados para cada fibra y corriente de bias, que posteriormente se ponderan para obtener un valor único para cada corriente de polarización, manteniendo el objetivo de apartados previos de disponer de un modelo para cada corriente de bias y cada frecuencia. En segundo lugar, se ajusta el valor del parámetro  $\alpha$ , aplicando en este caso una corrección de -3 dB. Finalmente, el valor de saturación  $L$  se mantiene constante respecto al ajustado inicialmente en el apartado 5.2. En la Tabla 10, se presentan los nuevos valores de los parámetros del modelo de Cann ajustados a la nueva señal de entrada de OFDM, para las frecuencias de 925 MHz y 960 MHz respectivamente.

Frecuencia	Ibias (mA)	'k' final	$\alpha$ (mV)
925 MHz	60	6,0628	15,4895
	70	6,9952	26,3871
	80	7,3040	33,9167
960 MHz	60	5,9815	13,0081
	70	6,2513	22,4822
	80	6,2607	30,0422

Tabla 10. Corrección parámetros Modelo de Cann para OFDM a 925 MHz y 960 MHz.

Una vez realizados los ajustes pertinentes, se dispone del modelo de Cann adaptado a la señal de OFDM de entrada, el cual va a ser de especial utilidad, pues permite determinar, por ejemplo, el rango de potencias de RF más adecuado que se deberá introducir experimentalmente para modular el láser antes de realizar el análisis experimental del sistema. Además, el modelo proporciona los valores aproximados del error y del recrecimiento espectral que cabe esperar obtener al realizar las medidas experimentales.

Haciendo uso del modelo presentado, se realizan las simulaciones del sistema para todas las líneas de transmisión (MH, GH y B2B) y corrientes de bias (60 mA, 70 mA y 80 mA) y las dos frecuencias. Con las señales de salida obtenidas por simulación se calculan la magnitud del vector de error (*Error Vector Magnitud*, EVM) y la potencia en los canales adyacentes (*Adjacent Channel Power Ratio*, ACPR). El máximo valor permitido de estos dos parámetros reflejado en el estándar [27] permitirá valorar la viabilidad del sistema propuesto y las condiciones más favorables. Además, el modelo permite obtener otros datos de interés, como las potencias de RF de salida del sistema, y visualizar las constelaciones, las curvas AM/AM, la densidad espectral de potencia, etc.

A modo ilustrativo, se presentan en la figura 29 los valores de los EVM y ACPR estimados a partir del modelo de Cann, para el caso del B2B, con las tres corrientes de bias y ambas frecuencias de trabajo, en el Anexo III.2, se presentan en detalle todos los posibles escenarios que se han analizado, explicados con anterioridad. Al tratarse de la

representación para el B2B, que presenta la mayor ganancia posible, la figura 29 ilustra el mejor caso.

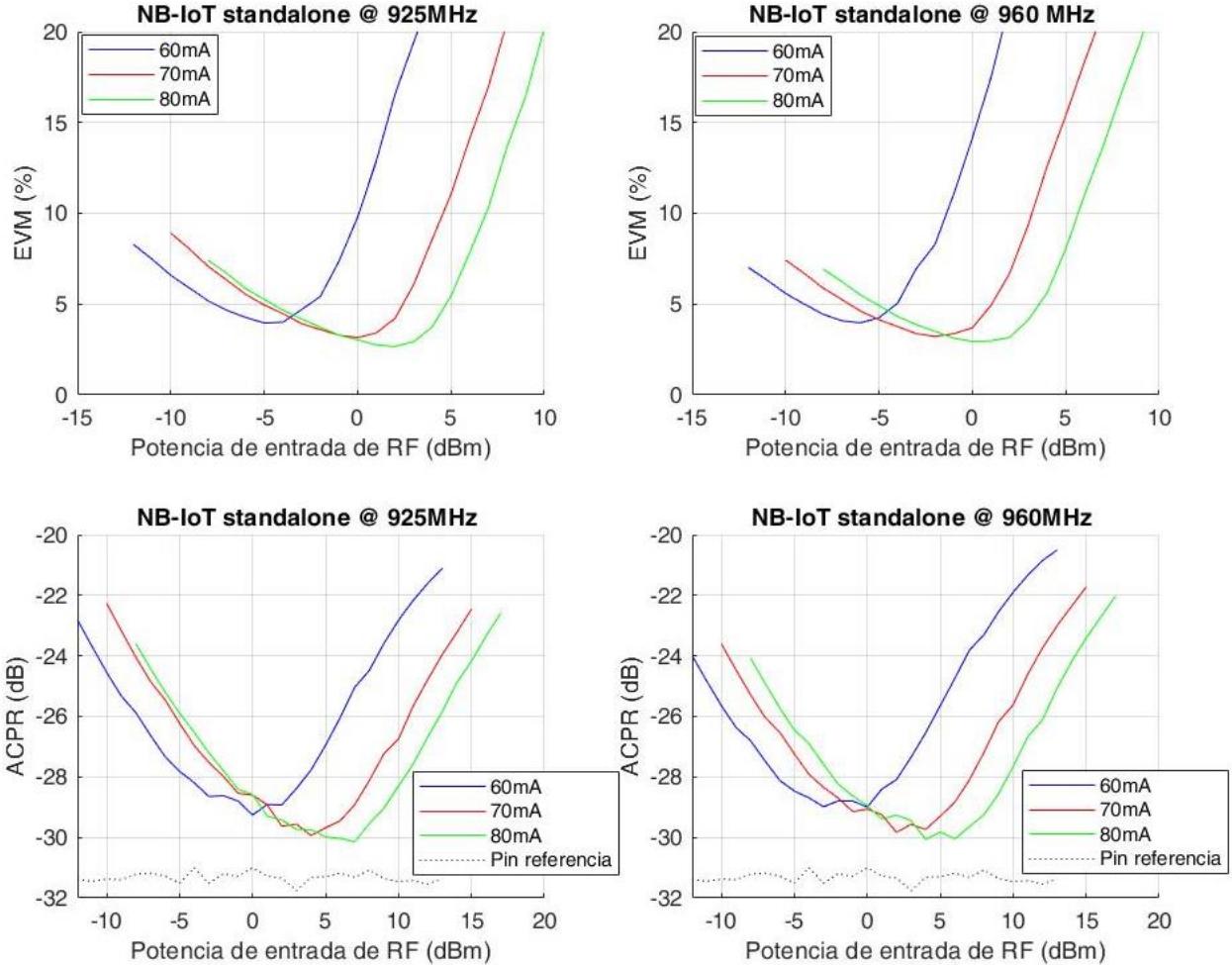


Figura 29. Representación de los valores de EVM y ACPR obtenidos con el Modelo de Cann.

En la representación anterior, se observa un comportamiento similar para las dos frecuencias. Además, los valores de EVM están por debajo del límite de 17.5 % establecido por la normativa [27] en la mayor parte del rango de potencias estudiado. Este rango se desplaza hacia potencias mayores para intensidades de corriente más altas. Al mismo tiempo, los valores de EVM mínimos también disminuyen ligeramente al aumentar la corriente de bias, siendo de 2.66% para 925 MHz y 3.16 % para 960 MHz con un bias de 80 mA. El comportamiento del ACPR con la frecuencia y la corriente de bias es similar al del EVM. Resulta destacable como los valores del ACPR se encuentran todos ellos por encima de los -40 dB que fija la normativa [27]. Sin embargo, en las gráficas anteriores se representa como referencia el valor del ACPR para la señal de entrada al sistema, que ya se encuentra en torno a -31.5 dB. Resulta importante destacar que, en todos los casos, el aumento sobre este valor no es muy grande dentro del rango de valores bajos de EVM. Además, dicho valor de -40 dB que establece el estándar como límite, hace referencia al valor del ACLR. El ACLR se calcula para señales a las que se ha aplicado un filtro de adaptación en el transmisor para obtener un valor de partida del ACPR bajo y un filtro en el receptor para eliminar el ruido, que no se han aplicado en esta simulación. Por ello, el modelo predice valores bastante altos de ACPR. El motivo de realizar las simulaciones y, posteriormente, las medidas experimentales sin aplicar

filtrados en el transmisor ha sido tener una estimación del EVM en las mejores condiciones posibles, ya que normalmente estos filtrados reducen el ACPR a costa de aumentar el EVM. De esta forma, una vez conocido el margen de variación que se dispone en el EVM, es posible plantear el filtro más adecuado sobre la señal de entrada para reducir la potencia en el canal adyacente, obteniendo valores del ACPR por debajo del límite, a costa de un posible aumento del EVM.

En consecuencia, para comprobar la viabilidad del sistema, posteriormente a este análisis, se ha llevado a cabo un filtrado de la señal de entrada, haciendo uso de una ventana de Tuckey (coseno realzado o ventana de Barlett-Hann), de longitud 37. Tras optimizar los parámetros del filtro, determinando un orden del mismo de 36, y una frecuencia de corte normalizada de 0.22, con un factor de ancho de 0.5, se ha reducido el valor de ACPR de la señal de entrada por debajo de -40 dB, lo que hace que este cumpla la normativa en cuanto a esta medida. Al introducir esta nueva señal como entrada al sistema simulado con el modelo de Cann previo, se obtienen a la salida valores de ACPR por debajo de los -40 dB exigidos, lo que demuestra que el sistema es viable, incluso antes de aplicar el filtrado del receptor, que todavía haría que el valor del ACPR se redujese en mayor medida. Esto se comprobará experimentalmente en el Capítulo VII.

# Capítulo VI: Resultados experimentales

En este capítulo se presentan los resultados experimentales obtenidos en las mismas condiciones en las que se han realizado las simulaciones del Capítulo V. Como el sistema experimental es el mismo que se utilizó para los test de uno y dos tonos, solo se presenta una breve explicación del protocolo experimental seguido en la toma de medidas. En primer lugar, se realiza un análisis de los resultados obtenidos, visualizando las señales recibidas y los EVMs y ACPRs calculados a partir de ellas, en función de la potencia de RF de entrada. Seguidamente, se presenta la comparación de estos resultados con las simulaciones obtenidas en el capítulo anterior para comprobar la validez del modelo propuesto y analizando su comportamiento. Hay que destacar que el único parámetro de la simulación que se ha ajustado para obtener un buen acuerdo con los resultados experimentales es el nivel de ruido en el detector.

## 6.1 Análisis experimental

Para llevar a cabo experimentalmente el análisis del sistema, es necesario generar la señal de OFDM, lo que se ha hecho utilizando la toolbox específica de Matlab [28]. Estas señales se introducen nuevamente en la placa descrita en anteriores apartados, utilizando el código presentado en el Anexo V. La señal de OFDM se introduce como entrada al sistema óptico con diferentes potencias, barriendo las mismas en el rango determinado a partir de la simulación. Nuevamente, el proceso experimental consta de dos etapas bien diferenciadas. En primer lugar, se realiza una calibración haciendo uso del esquema presentado en la Figura 18. En ella, se utiliza el analizador de espectros para realizar una integración de la potencia del espectro de OFDM, y determinar la correspondencia entre la ganancia de la placa y la potencia de entrada de RF al sistema. Posteriormente, utilizando el esquema de montaje de Figura 19, se introduce la señal de OFDM al sistema, con diferentes potencias de entrada.

### 6.1.1. Representación señal OFDM y diagrama de constelación

A continuación, se ilustra en la figura 30 un ejemplo de la densidad espectral de potencia de la señal de OFDM, generada por la placa para tres potencias de RF de entrada, una intermedia, y dos correspondientes a los extremos de máxima y mínima potencia, y para la MH a 70 mA y 960 MHz; en la Figura 30 (a) se representan las señales de OFDM de entrada y en la (b) las de salida del sistema. Para -6 dBm, no se aprecian efectos no lineales, por lo que el espectro de la señal de entrada y salida tienen la misma forma, salvo por un factor de escala. Para -1 dBm, se empieza a visualizar el crecimiento espectral. Finalmente, al introducir 4 dBm, las no linealidades aumentan rápidamente, por lo que se produce un crecimiento del espectro a ambos lados de la señal, haciendo que la señal recibida ocupe parte del canal adyacente.

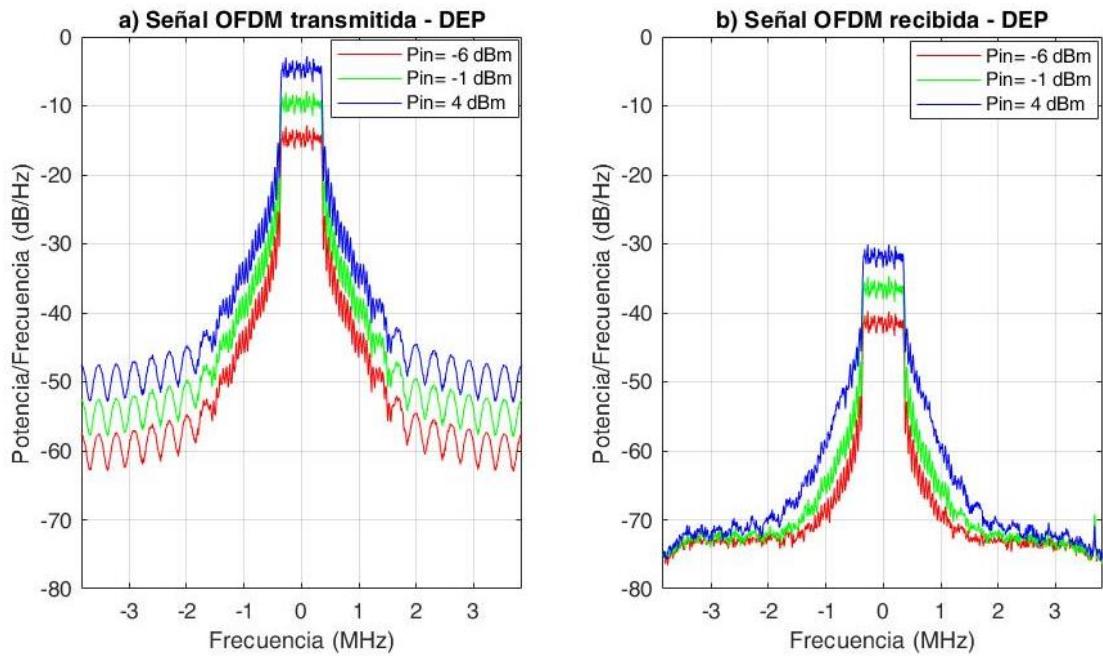


Figura 30. a) DEP de las señales de entrada de OFDM, para las potencias de entrada de -6 dBm, -1 dBm y 4 dBm. b) DEP de las señales de salida de OFDM, correspondientes a las anteriores potencias de entrada extremas, e intermedia, para la MH 960 MHz.

Para verificar la intensidad de los efectos no-lineales son útiles las gráficas AM/AM, en las que se representa la amplitud de la señal de entrada en función de la de salida. En la Figura 31, se muestran dos de estas representaciones para el mismo caso de los espectros de la figura anterior. En la Figura 31 (a), la gráfica AM/AM para -6 dBm de potencia de entrada muestra un comportamiento lineal de acuerdo a su densidad espectral de potencia. En la Figura 31 (b), obtenida con una potencia de 4 dBm se aprecia claramente el comportamiento no lineal del sistema. Estos efectos se cuantificarán más adelante mediante el cálculo del ACPR. Hay que notar una fuerte dispersión de los puntos relativa a la media. Esto es debido a la frecuencia de muestreo de la placa que se ha utilizado que, al no ser muy alta, produce errores de sincronismo.

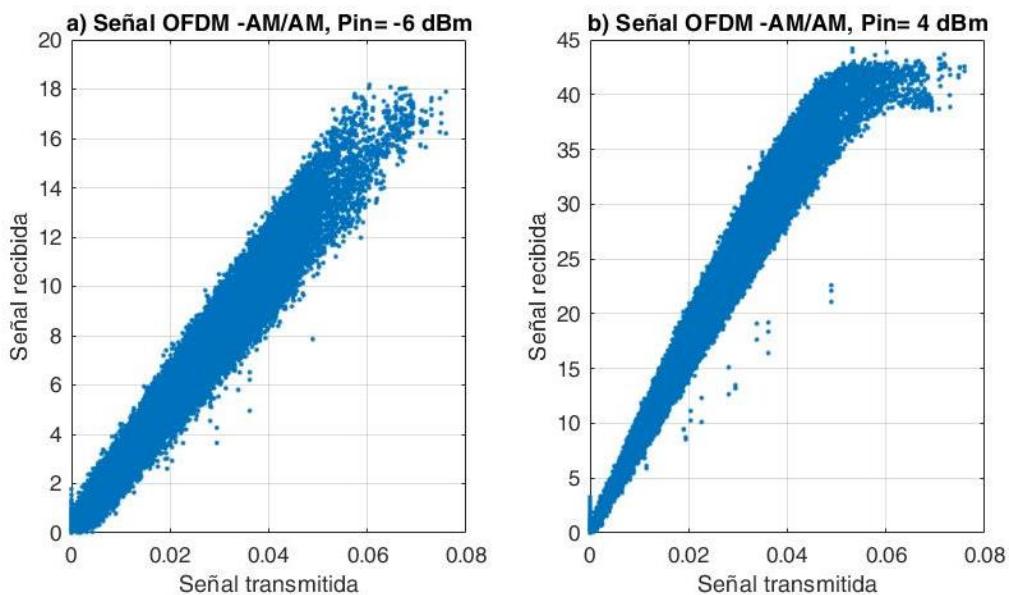


Figura 31. a) Curva AM/AM para la potencia de entrada de -6 dBm. b) Curva AM/AM para la potencia de entrada de 4 dBm.

Resulta conveniente visualizar la representación de la relación amplitud y fase de las portadoras de OFDM moduladas con QPSK, para realizar un primer análisis sobre la degradación que va a sufrir la señal de OFDM por el propio canal, o receptor, debido tanto a ruido gaussiano, distorsión, ruido de fase, interferencias, no linealidades, etc. Para una visualización directa de este proceso, se ilustra en la figura 32 el diagrama de la constelación en los dos escenarios límite. Por un lado, en la representación (a), se visualiza dicha constelación para una potencia de RF de -6 dBm, mientras en la representación (b), se presenta la constelación para una potencia de 4 dBm, en el mismo caso que los ejemplos anteriores. En ambos casos se obtienen constelaciones similares, pero por diferentes causas, pues en el caso (a) predomina el error por la baja SNR, mientras en el caso (b) predomina el error por el efecto de las no linealidades del sistema.

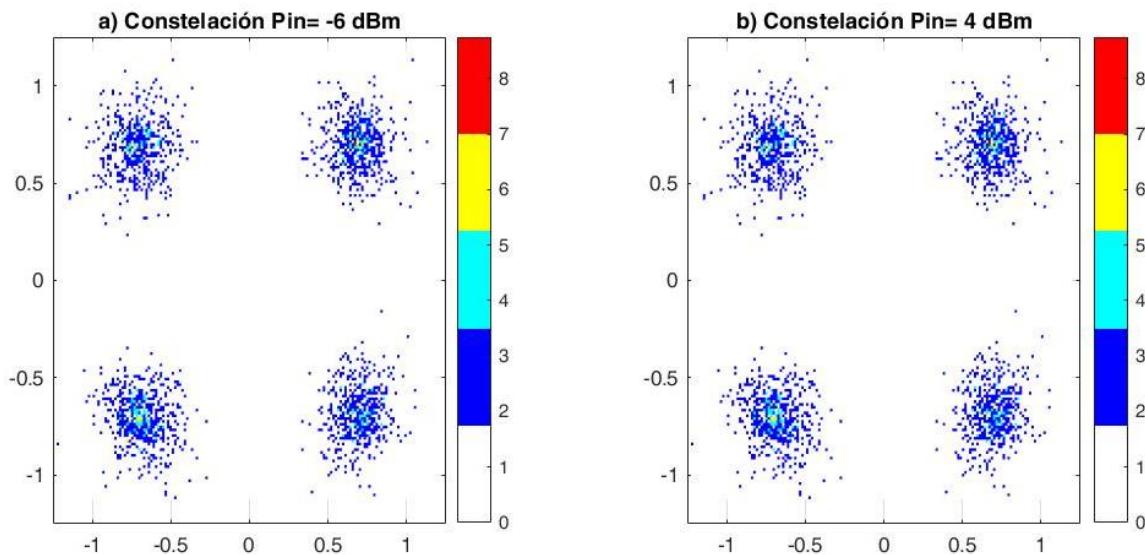


Figura 32. a) Diagrama de la constelación de la señal recibida para una potencia de entrada reducida, de -6 dBm. b) Diagrama de la constelación de la señal recibida para una potencia de entrada elevada, de 4 dBm.

### 6.1.2 Error Vector Magnitude (EVM)

Para cuantificar los efectos anteriormente visualizados cualitativamente en las constelaciones, se hace uso del *Error Vector Magnitude (EVM)*. Esta medida permite evaluar la calidad de la señal recibida y la degradación producida por el sistema, cuantificando el error que se produce en los símbolos enviados, respecto a la constelación ideal. El EVM queda definido con la ecuación (6.1.2) [29].

$$EVM(n) [\%] = 10 \log_{10} \left( \frac{\sqrt{I_{err}(n)^2 + Q_{err}(n)^2}}{\text{Average Symbol Power}} \right) \times 100 \% \quad (6.1.2)$$

En la ecuación anterior,  $n$  hace referencia al índice,  $I_{err} + jQ_{err}$  se corresponde con el vector de error del símbolo enviado respecto al ideal, siendo  $I_{err}$  y  $Q_{err}$  el error de la componente en fase y cuadratura respectivamente, dadas por las coordenadas horizontal y vertical del diagrama de radiación; finalmente,  $N$  es el número total de símbolos.

La normativa de Telecomunicaciones, establece que para QPSK el valor del EVM máximo admisible es de 17.5% [27]. Para realizar un análisis más amplio sobre todos los posibles escenarios, se calcula el valor del EVM para las dos fibras de interés, MH y GH, así como para el B2B, para las diferentes corrientes de bias, y las dos frecuencias (925 y 960 MHz). En la figura 33 siguiente, se ilustran los valores obtenidos en cada caso.

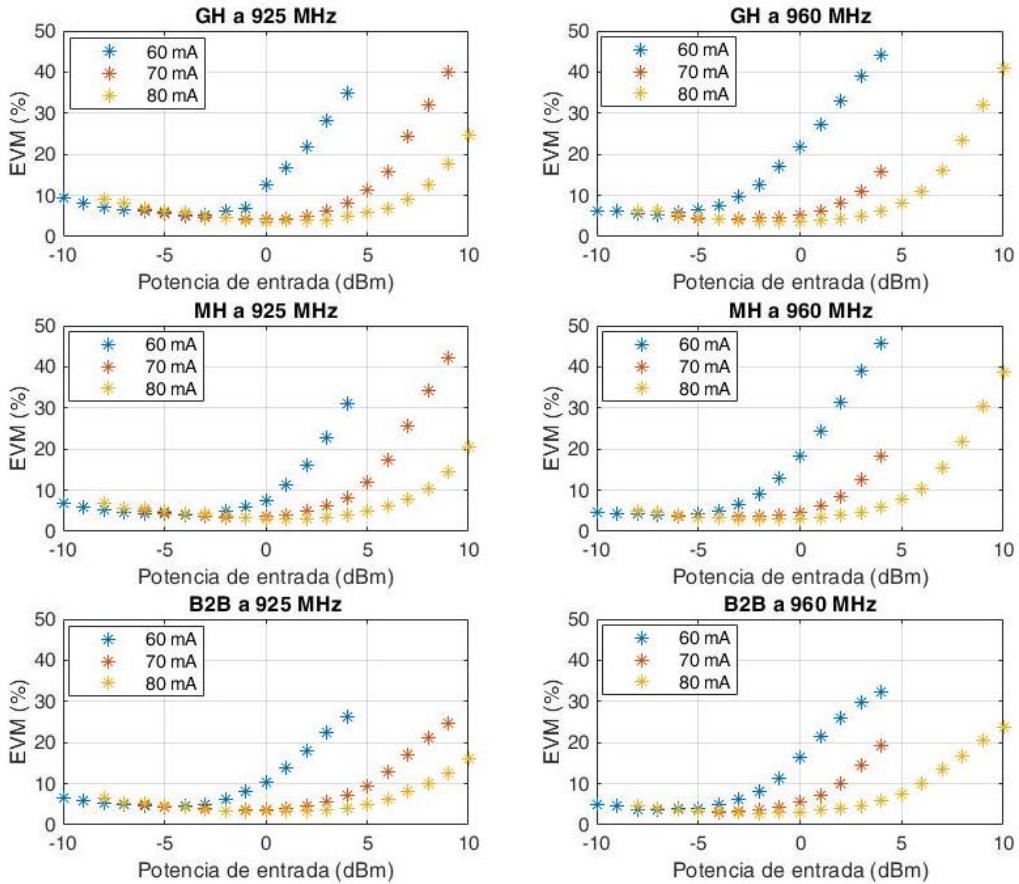


Figura 33. Representación EVM para todos los posibles escenarios.

De la figura anterior, se deriva, en primer lugar, como los valores mínimos del EVM, dada una corriente de bias y una fibra, son prácticamente iguales para ambas frecuencias, por ejemplo, para el caso de la GH a 80 mA, el EVM toma los valores mínimos de 3.69 % y 3.58% para las frecuencias de 925 MHz y 960 MHz respectivamente. En segundo lugar, dada una corriente de bias, para ambas frecuencias, la MH presenta un error ligeramente inferior a la GH, siendo esta diferencia inferior a un 0.5%. Por lo que los valores son muy similares en todos los casos. La tendencia es similar para ambas frecuencias, pero el EVM se incrementa para 960 MHz para las potencias de entrada más bajas. Esto es consecuencia de que, al tratarse de una frecuencia mayor, presenta una mayor atenuación (ver capítulo 4.2, Caracterización lineal).

El aumento de EVM se produce en potencias de RF de entrada más bajas cuanto menor es la corriente de bias, debido al efecto de la proximidad de la intensidad umbral del láser al punto de operación, que provoca la aparición de los efectos no lineales a potencias menores.

En cuanto al comportamiento con la fibra, el caso del B2B proporciona un límite inferior en todas las condiciones, seguido por la MH, y finalmente, la GH. Esto queda relacionado con el valor de la respuesta en frecuencia (o el  $S_{21}$ ) para las diferentes las frecuencias.

Definitivamente, el sistema va a ser viable ( $EVM < 17.5\%$ ) en un rango bastante amplio de potencias de RF de entrada, que se amplía todavía más al aumentar la intensidad de bias. Pues para la frecuencia 925 MHz, la fibra MH con una corriente de bias de 80 mA permite una potencia de entrada de 8.5 dBm sin sobrepasar este límite.

### 6.1.3 Adjacent Channel Power Ratio (ACPR)

El ACPR se define como la potencia del canal adyacente en relación al principal, y describe la proporción de potencia transferida a los canales de frecuencias adyacentes debido a los efectos no-lineales del sistema y responde a la ecuación (6.1.3):

$$ACPR = \frac{\text{potencia en canales adyacentes}}{\text{potencia rms en el canal principal}} \quad (6.1.3)$$

Su medida es de especial relevancia, pues permite garantizar que un sistema de comunicación no interfiera con los otros sistemas que operan en las bandas de frecuencias cercanas, degradando su rendimiento. En este caso la normativa establece un valor de ACPR mínimo de -40 dB [27]. Del mismo modo que para el EVM, en la figura 34 se ilustra el valor experimental obtenido de ACPR para todos los posibles escenarios.

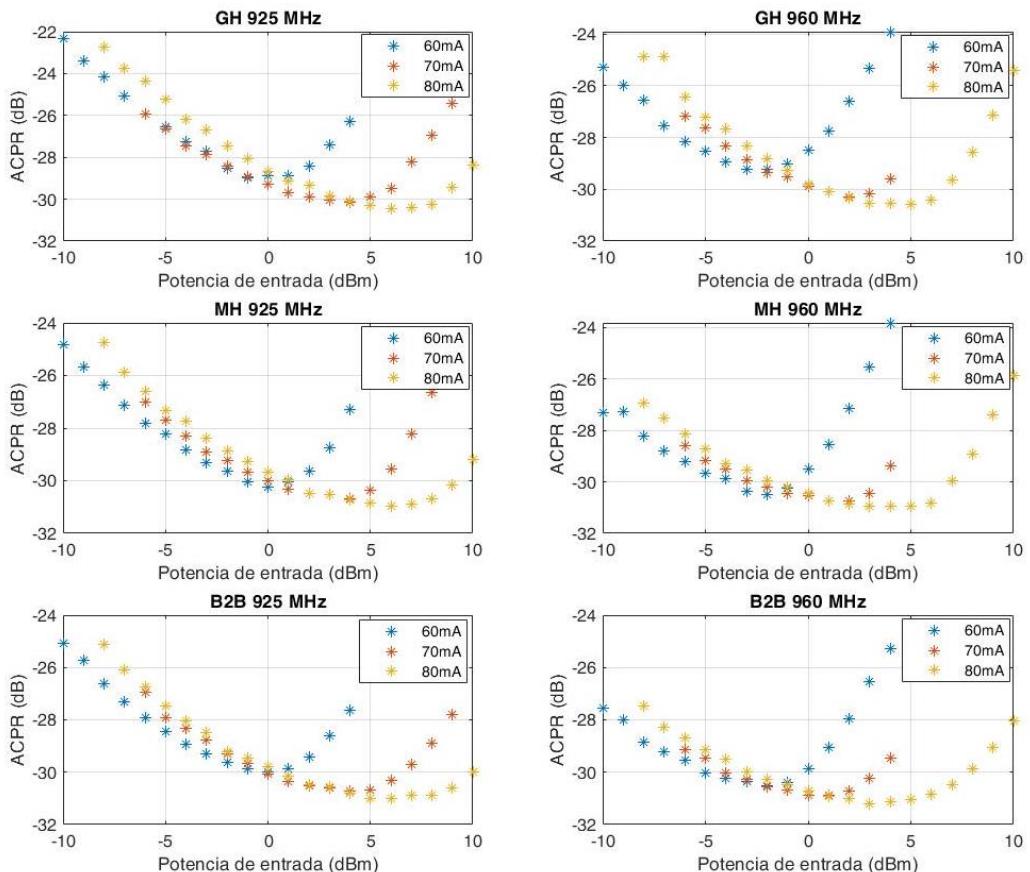


Figura 34..Representación ACPR para todos los posibles escenarios.

De la figura 34, se deriva un comportamiento del ACPR similar al descrito para el EVM en la figura 33 anterior. A mayor corriente de bias, el ACPR toma un valor menor dada una potencia de entrada, al situarnos más lejos de la corriente umbral del láser, y por tanto, de las no linealidades, que provocan el crecimiento espectral de la figura 30 (b).

El comportamiento para ambas frecuencias continúa siendo muy similar, a efectos del ACPR, y de cara a la comparativa entre fibras, la MH sigue teniendo un comportamiento superior a la GH, presentando valores de ACPR inferiores en unos 0.5 dB mayoritariamente. Como los valores de EVM son bastante bajos en la mayor parte del rango, pero el ACPR supera el límite de la normativa, en el siguiente capítulo nos vamos a plantear aplicar un algoritmo de corrección que permita cumplir con estos límites y extender el rango de potencias de RF entrada. Previamente, aplicaremos un filtro en el transmisor como el que se propuso en el apartado 2 del Capítulo V para conseguir un ACPR aceptable en la señal de entrada. Por otra parte, de acuerdo a lo obtenido tanto en las simulaciones como en los resultados experimentales, vamos a descartar el caso de intensidad de bias de 60 mA ya que para ella los resultados son peores que para el resto de corrientes de bias y nos vamos a centrar en las fibras MH y GH.

## 6.2 Comparación con las simulaciones

A partir de los resultados experimentales presentados en el apartado anterior, haciendo uso del modelo de Cann propuesto en el Capítulo V, se realiza una comparativa entre los resultados experimentales y obtenidos mediante la simulación. Los parámetros para cada condición son los que se presentan en las Tablas 9 y 10 del Capítulo V. El único parámetro libre que se ha utilizado para ajustar los resultados de la simulación a los datos experimentales es el nivel de ruido (Anexo III.1). En la figura 35 se ilustra el resultado obtenido para la fibra MH, los correspondientes a las fibras GH y B2B pueden consultarse en el Anexo IV.

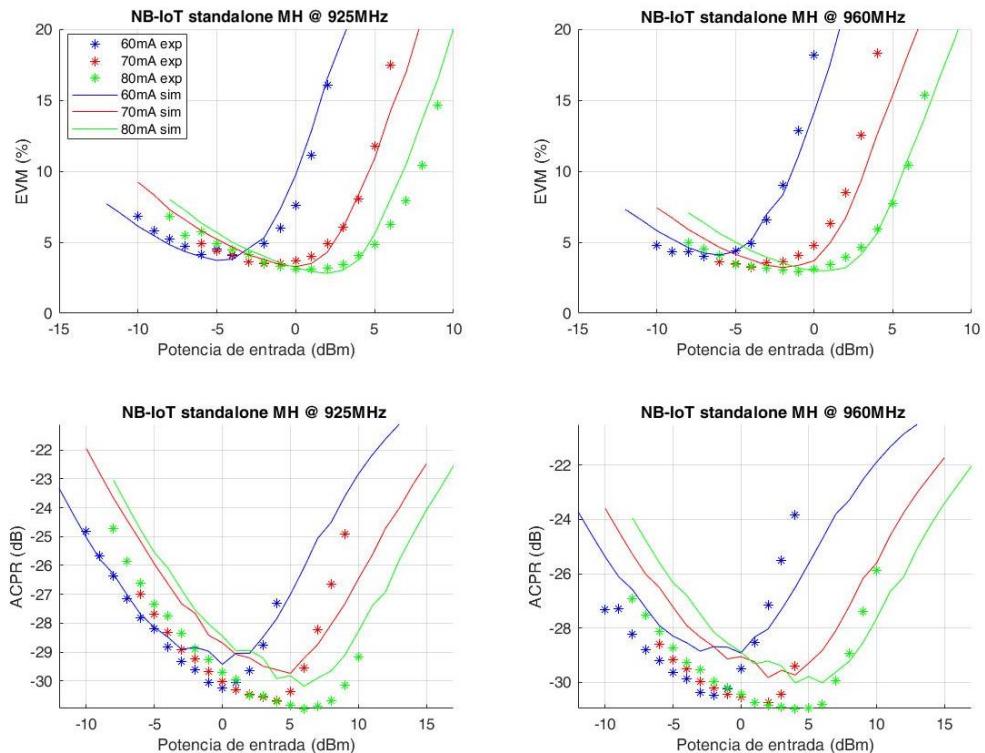


Figura 35. Comparativa de los valores del EVM y ACPR experimentales y simulados, para la MH.

Analizando los resultados obtenidos en la anterior figura 35, se puede concluir que el modelo de Cann es capaz de predecir con bastante precisión la tendencia de variación del EVM y del ACPR con la potencia de entrada de RF. El desplazamiento de estas curvas

para distintos valores de intensidad de corriente de bias, también se asemeja al obtenido experimentalmente. Además, los valores del EVM de las curvas simuladas están muy próximos a los puntos experimentales. No obstante, es evidente que el modelo presenta ciertas limitaciones, ya que el valor del ACPR predicho no se ajusta correctamente al mínimo valor de ACPR obtenido experimentalmente. El modelo de Cann proporciona una aproximación pesimista de los valores mínimos del ACPR, mayoritariamente 1 dB por encima de los valores experimentales. Por otra parte, el incremento del ACPR al aumentar la potencia de entrada de RF es más abrupto en el caso experimental que el predicho por el modelo. No obstante, como primera aproximación, el resultado proporcionado por el modelo es aceptable, pues pese a diferir en 1 dB del mínimo valor de ACPR, proporciona de forma correcta el rango de potencias de entrada de RF necesario para analizar el comportamiento del sistema.

# Capítulo VII: Linealización mediante Predistorsión Digital

En este capítulo se va a describir el proceso de corrección basado en la predistorsión digital para aplicaciones IoT de banda estrecha, haciendo uso de un modelo polinómico sin memoria, junto con un algoritmo de optimización, denominado “Mesh-Selecting” [30] [31]. El IoT presenta algunos requisitos básicos como un bajo consumo de energía y un intercambio de un pequeño volumen de datos. Esto es posible gracias al requisito de su coexistencia con varias tecnologías existentes, que hace que el NB-IoT tenga que encajar en la banda estrecha del espectro, con estrictas restricciones en la interferencia de canal adyacente, cuantificada por la métrica ACLR. Es por ello, por lo que tras haber comprobado en capítulos anteriores que se dispone de un amplio margen de variación del EVM, hasta alcanzar su límite máximo de 17.5 %, se procede a aplicar un proceso de corrección, que permite escoger como punto de trabajo, la mayor potencia posible, logrando un compromiso entre el EVM y ACPR, pero consiguiendo que el ACPR quede dentro de los límites establecidos, sin sacrificar excesivamente el valor del EVM.

## 7.1 Acondicionamiento de los datos

Previamente a realizar el proceso de corrección, para que sea posible el cumplimiento de los valores del ACPR por parte de la señal recibida, y poder evaluar las prestaciones del sistema de acuerdo a las restricciones impuestas por la normativa, es necesario que la señal de entrada tenga de partida un ACPR inferior a los -40 dB impuestos por dicha normativa. Para ello, como se ha introducido en el capítulo anterior, se va a hacer uso de un filtro de transmisión. Se trata de un filtro digital diseñado en base a una ventana de Tuckey con un factor  $k$ , que puede variar de 0 a 1, de forma similar al coseno realizado. Valores de  $k$  próximos a 0, implican un filtrado más plano y selectivo, próximo a la ventana rectangular, que supone un empeoramiento del EVM, pero una mejora del ACPR, al tratarse de un filtro más selectivo, que reduce en mayor medida el crecimiento espectral. Sin embargo, un valor de  $k$  próximo a 1, da lugar a un filtro menos selectivo, y por tanto menos plano, próximo a un filtro cosenoidal, el cual produce mejoras en el EVM, pero un empeoramiento del ACPR. Tal y como se ha comentado en el capítulo previo, se elige un valor de 0.5, para mantener el compromiso entre el EVM y ACPR. Por otro lado, la frecuencia de corte de dicho filtro también va a tener una influencia importante en los valores de EVM y ACPR obtenidos, pues conforme mayor sea dicha frecuencia, menor es el valor del EVM y mayor el del ACPR, y viceversa. Así pues, el valor óptimo escogido para la frecuencia de corte normalizada es de 0.22.

## 7.2 Algoritmo de Pre-Distorsión Digital basada en Agrupamiento

Tras realizar el acondicionamiento de los datos comentado en el apartado anterior, se va a llevar a cabo la Pre-Distorsión Digital basada en Agrupamiento. Para ello, se procede al análisis del algoritmo básico de Pre-Distorsión Digital (DPD) [30] basado en polinomios sin memoria, que posteriormente se optimiza haciendo uso de la técnica “Mesh-Selecting” [31].

### 7.2.1 Modelo polinómico sin memoria

El primer paso de la corrección se centra en el análisis de la técnica de predistorsión digital (DPD) basada en un modelo polinómico sin memoria, el cual aprende el comportamiento no lineal del sistema, modelándolo como una serie de Volterra (7.2.1), y lo contrarresta pre-distorsionando la señal de transmisión [32].

$$y[n] = \sum_{p=1}^P \sum_{q_p=0}^{Q_p-1} \dots \sum_{q_1=0}^{Q_1-1} h_p(q_1, \dots, q_p) \prod_{i=1}^p x[n - q_i] \quad (7.2.1)$$

En la ecuación (7.2.1),  $P$  se corresponde con el grado del polinomio,  $h_p$  son los coeficientes asociados al kernel  $p$ ,  $Q_i$  es la profundidad de memoria de cada Kernel, que en este caso será 0. Como se visualiza en la ecuación anterior, se trata de una combinación lineal de funciones base no lineales, en las que la contribución de cada función base al modelo es controlada por sus coeficientes. Dichos coeficientes del modelo se extraen haciendo uso de la técnica de regresión lineal de mínimos cuadrados. El principal inconveniente de esta serie es que el número de coeficientes del modelo crece significativamente con el grado del polinomio, por lo que posteriormente resulta de interés la aplicación de la técnica de optimización “Mesh-Selecting”.

Sería posible aplicar un modelo con memoria, sin embargo, en este caso no es conveniente, debido a que las prestaciones conseguidas son mínimas para la complejidad añadida que supone, pues en las curvas AM/AM (figura 31) se puede comprobar como el sistema dispone de muy poca memoria.

Este algoritmo, permite ajustar dos parámetros diferentes, el orden del polinomio, y el valor de la ganancia, para los que habrá que obtener un compromiso prestaciones-complejidad. Además, el algoritmo de DPD permite eliminar eficientemente el crecimiento espectral para un vector en tiempo real.

### 7.2.2 Algoritmo de optimización “Mesh-Selecting”

El modelo polinómico anterior, se complementa haciendo uso del algoritmo “Mesh-Selecting”. Se trata de un método para señales con valores complejos, orientado a reducir los datos de entrenamiento requeridos, para poder extraer los parámetros de los modelos matemáticos que caracterizan el comportamiento no lineal del sistema, para el modelo de predistorsión. Se basa en la realización de un histograma bidimensional, que posteriormente se convierte en un histograma de malla uniforme lineal, haciendo que por cada sección de la malla se reduzcan el número de muestras en un factor  $R$ . Las muestras resultantes se utilizan para construir la matriz de datos y elegir las muestras de salida para extraer los coeficientes del modelo DPD. Esto supone un ahorro computacional importante, lo que se traduce en un ahorro del tiempo de procesado [31]. En este trabajo, además, se propone crear los estratos o “bins” en lugar de mediante histograma, a partir de un clustering mediante el algoritmo kmeans. Así, se gana en flexibilidad además de que es posible una implementación en tiempo real.

Cabe destacar, como para poder aplicar esta corrección basada en el DPD junto al “Mesh-Selecting”, ha sido necesario repetir nuevamente las medidas experimentales, haciendo uso de un nuevo esquema de montaje, presentado en el apartado siguiente.

### 7.2.3 Sistema experimental

En la figura 36 se ilustra la modificación del nuevo esquema experimental, para llevar a cabo las medidas experimentales necesarias para el proceso de corrección. La principal diferencia con el esquema utilizado para las medidas de la caracterización no lineal (figura 19), radica en la presencia de un dispositivo acoplador ZFBDC20-13HP-S+ de 40-1000MHz, que divide la señal de salida de la etapa de amplificación en dos señales resultantes. La primera de ellas se dirige directamente al primer puerto receptor de la placa (RX 1), y se corresponde con la salida de mayor atenuación del acoplador. Gracias a ella, en la placa se recibe atenuada la señal con la que se va a modular el láser. La segunda señal de salida del acoplador, se corresponde a la del puerto de menor atenuación, y se encarga de la modulación del láser. La señal de salida del detector, tras pasar por el sistema óptico, es la que se dirige al segundo puerto receptor de la placa (RX 2). No obstante, a pesar de presentar la atenuación introducida por el sistema óptico, sigue siendo relativamente grande respecto a la que llega a la placa por el primer puerto receptor (RX 1) procedente del acoplador, lo que hace implícita la necesidad de introducir un atenuador de 10 dB a la entrada del segundo puerto de la placa (RX 2), pues resulta especialmente importante que los niveles de señal a la entrada de la placa (RX 1 y RX 2) sean similares, para que los algoritmos para la obtención de los coeficientes de los polinomios funcionen correctamente.

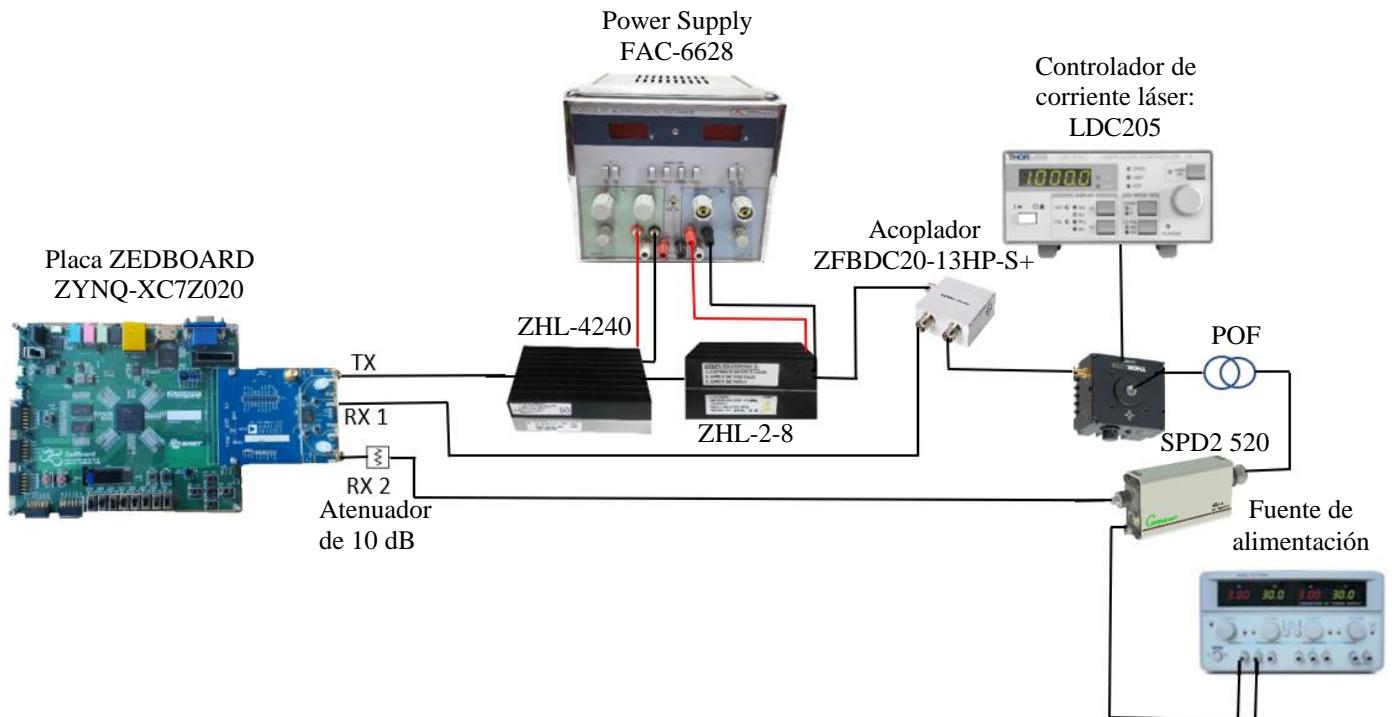


Figura 36. Esquema experimental para las mediciones del proceso de corrección.

La corrección ha sido aplicada para las dos frecuencias de NB-IoT (925 MHz y 960 MHz), y para las dos fibras seleccionadas, MH y GH, con las corrientes de bias de 70 mA y 80 mA, descartando los 60 mA, debido a su peor comportamiento, ya que en esta intensidad de bias, más próxima a la intensidad umbral de láser, los efectos no lineales son más intensos y producen un aumento del EVM y del ACPR para potencias de entrada de RF bastante menores que para los otros dos bias analizados. Haciendo uso del esquema experimental de la figura 36, se repiten las medidas experimentales para dichos escenarios, haciendo un barrido de potencias de entrada que abarque la potencia para la que se encuentra el mínimo EVM en esa condición y varias potencias para las que sean evidentes los efectos no-lineales.

A la hora de realizar las nuevas medidas experimentales, se hace uso de una modificación del programa utilizado en el capítulo VI, aplicando en primer lugar un filtrado de la señal a transmitir, a partir del filtro descrito en el apartado 7.1. En segundo lugar, otra de las principales diferencias del nuevo código se centra en la generación de la señal de OFDM por la placa, pues la DPD requiere sobremuestrear el vector de valores, para asegurar que el efecto de la no linealidad del sistema en bandas adyacentes se capture de forma adecuada. En este caso, se aplica un sobremuestreo en un factor 16. Además, a diferencia de los esquemas anteriores, resulta imprescindible la utilización de los dos puertos receptores de la placa, ya que a la hora de calcular los coeficientes de la DPD, se necesita además del vector de salida del sistema (RX 2), el vector base a la entrada de la placa (RX 1). Esto es necesario debido a la variación dinámica de los parámetros físicos que definen los dispositivos que constituyen el enlace, es decir, es necesario conocer el estado del sistema en tiempo real.

## 7.3 Resultados tras la corrección

Haciendo uso de las medidas experimentales obtenidas en el apartado anterior, y de acuerdo con los códigos presentados en el Anexo V, se obtiene el valor del EVM y ACPR a la entrada y a la salida del sistema para las diferentes situaciones. A modo ilustrativo, se presenta el proceso de corrección completo llevado a cabo para la fibra MH a 70 mA y 960 MHz, presentando posteriormente los resultados finales obtenidos para el resto de los escenarios de acuerdo con el mismo procedimiento.

### 7.3.1. *Ajuste del modelo polinómico sin memoria (DPD)*

El modelo polinómico para la DPD presenta dos parámetros que deben ser ajustados de acuerdo a cada situación, siendo los mismos el orden del polinomio y la ganancia del modelo.

A continuación, se particulariza el ajuste de los mismos para la potencia de entrada de -1 dBm, al tratarse de un nivel de potencia intermedio en términos del cumplimiento del ACPR y EVM. Se trata del segundo valor de potencia de entrada de RF para esta fibra que supera el límite del ACPR a la salida. Los valores de EVM y ACPR a la entrada y a la salida se visualizan en la Tabla 11. El valor de ACPR a la entrada es de -42.57 dB, por debajo del establecido por la normativa (-40 dB), gracias a la aplicación del filtrado anteriormente descrito. Además, se verifica como efectivamente el EVM, aunque

aumenta de 2.75% a 9.11% al atravesar el sistema, se mantiene por debajo del límite permitido (17. 5%).

	Entrada	Salida
EVM (%)	2,750	9,114
ACPR (dB)	-42,575	-38,469

Tabla 11. EVM (%) y ACPR (dB) de entrada y salida para una potencia de entrada de RF de -1 dBm para la MH a 960 MHz y 70 mA.

En primer lugar, se lleva a cabo la determinación del orden del polinomio. Para ello, se realiza un barrido desde un orden 7 a un orden 11. De esta forma, se determina que el primer orden para el que el ajuste de la curva AM/AM, entre los datos experimentales y predichos por este modelo, es adecuado, es un orden 9, proporcionando resultados muy superiores al orden 7. No obstante, al continuar incrementando el orden del polinomio, el ajuste obtenido se mantiene prácticamente constante, sin producir mejoras significativas, por lo que se opta por elegir 9 como valor óptimo. En la figura 37, se ilustra la representación de la curva AM/AM para el polinomio de orden 9, verificando como tanto para el caso (a) correspondiente a la estimación de la salida, como para el caso (b), correspondiente a la entrada pre-distorsionada, el orden del polinomio es el adecuado, ya que el modelo genera unos valores estimados prácticamente superpuestos a los experimentales. Además, se realiza el cálculo de los errores cometidos entre los valores estimados por el modelo polinómico y los valores experimentales, determinando que el error para la estimación de la salida es de -40.57 dB y para la entrada pre-distorsionada de -32.03 dB, verificando el comportamiento reflejado por la figura 37, donde se ilustra la buena predicción del modelo.

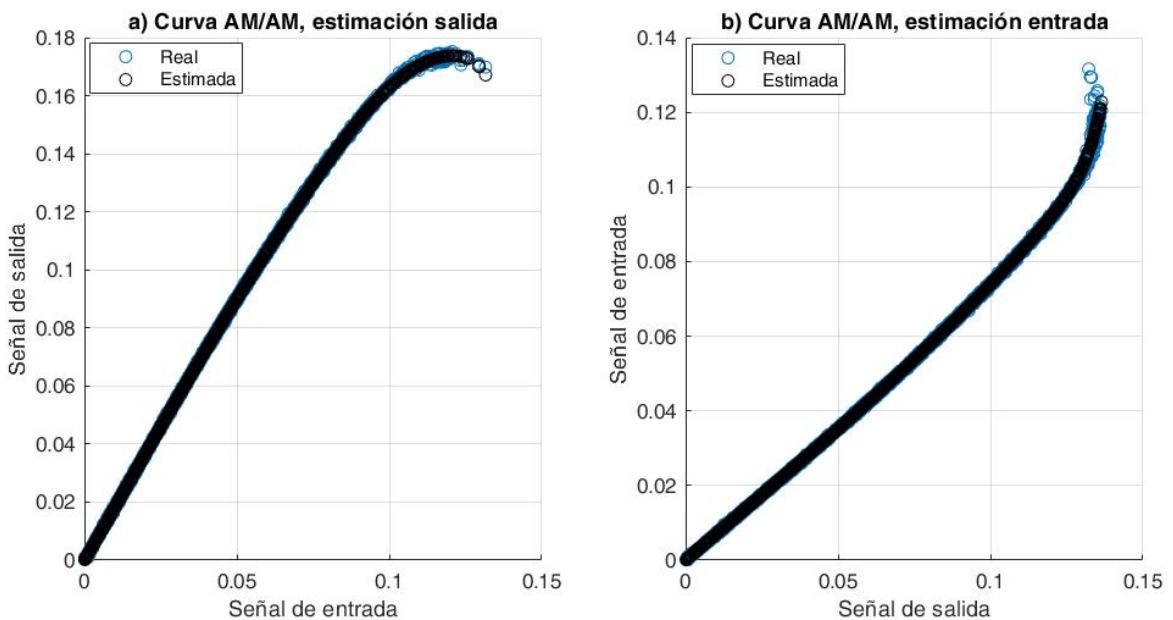


Figura 37. a) Representación de la curva AM/AM para la estimación de la señal de salida. b) Representación de la curva AM/AM para la entrada pre-distorsionada.

Fijando como orden del polinomio un valor 9, se continua el ajuste del algoritmo DPD haciendo un barrido de los diferentes valores de ganancia, estando los mismos contenidos en el intervalo [0 1]. Los resultados obtenidos se ilustran en la Tabla 12. Para comparar

las correcciones generadas por el algoritmo con los valores originales, se presentan los valores de partida en la Tabla 11. Además, en la figura 38, se visualiza gráficamente como afecta el parámetro de ganancia, para los dos casos extremos de 0.73 y 0.76. En ellos, es evidente como al aumentar la ganancia a 0.76 (b), el algoritmo ya no es capaz de corregir el ACPR, por lo que la curva resultante (Corregida) tiene valores que se desvían de la linealidad. Sin embargo, en la gráfica (a), la salida corregida es perfectamente lineal, y es por ello por lo que se obtiene un buen valor de ACPR (-42,47 dB, Tabla 12).

Ganancia	0.73	0.74	0.75	0.76
EVM_out (%)	2,740	2,740	2,740	2,750
ACPR_out (%)	-42,471	-42,080	-41,539	-37,294
ΔP (dB)	2,498	2,380	2,2646	2,151

Tabla 12. Valores de salida del EVM, ACPR y  $\Delta P$  (pérdida de potencia) para diferentes valores de ganancia, MH 960 MHz 70 mA.

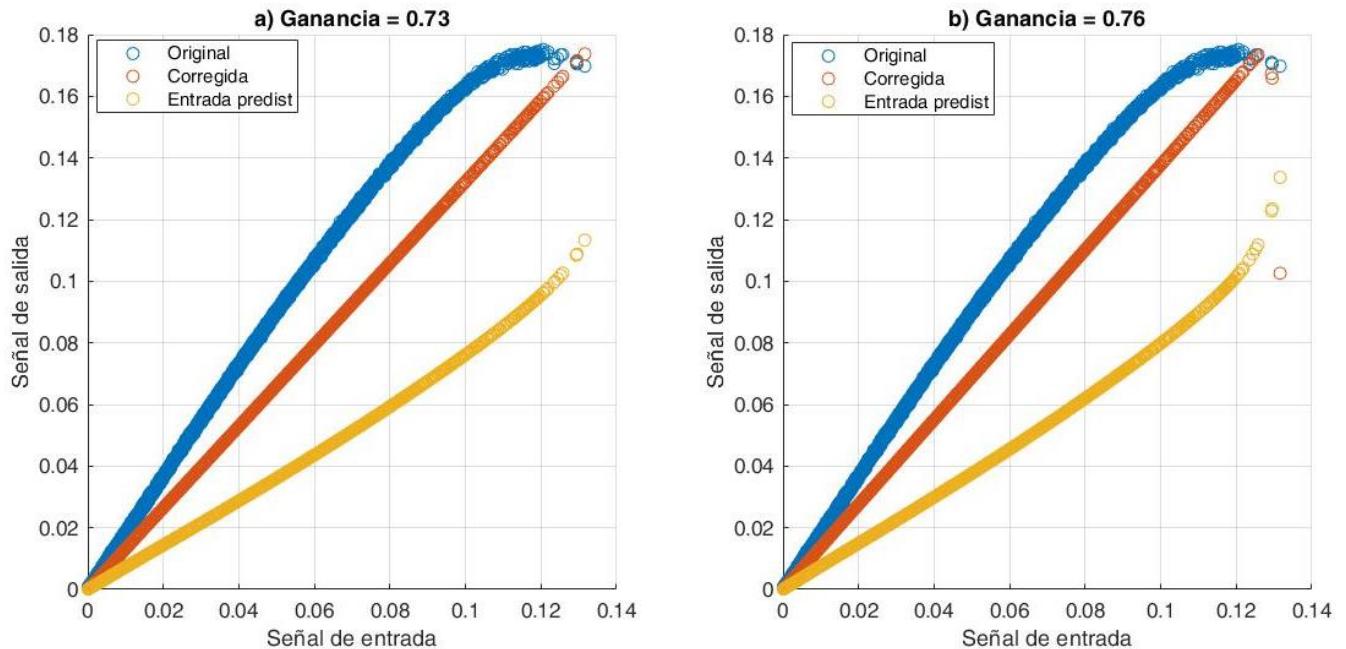


Figura 38. a) Representación de la salida original, predicha por el modelo polinómico, la entrada pre-distorsionada, y la señal de salida al sistema, corregida con el algoritmo DPD, para una ganancia de 0.73. b) Representación de la salida original, predicha por el modelo polinómico, la entrada pre-distorsionada, y la señal de salida al sistema, corregida con el algoritmo DPD, para una ganancia de 0.76.

De la tabla 12 se deriva que el valor óptimo de ganancia es de 0.75, ya que el objetivo es mantener la mayor ganancia posible, siempre y cuando la pre-distorsión permita que los valores del ACPR obtenidos queden por debajo del límite establecido. Como se puede comprobar en la tabla anterior, cuanto mayor es el valor de la ganancia menor es la pérdida de potencia por corrección. En contrapartida, al aumentar la ganancia la corrección de la no linealidad empeora y, valores demasiado grandes, como 0.76, suponen una drástica degradación del modelo, de forma que este no es capaz de bajar el ACPR por debajo de -40 dB, como se visualiza en la figura 38 (b). El valor de ganancia seleccionado (0.75) permite reducir el valor del ACPR de salida de -38.469 dB (Tabla 11) a -41.539

dB (Tabla 12), por lo que la corrección por DPD permite que el sistema sea viable proporcionando un valor de ACPR por debajo de -40 dB. Además, el nuevo valor del EVM tras la corrección es de 2.74%, que está próximo al valor de EVM de entrada. Puesto que la corrección ha supuesto una pérdida de potencia de 2.26 dB, hay que comparar este valor con el del EVM que genera a la salida, el sistema original sin corrección, para una potencia de entrada aproximadamente 2 dB inferior a la actual, es decir -3 dBm, el cual se corresponde con 5.341%, lo que supone una mejora del EVM también bastante buena, de aproximadamente un 2.6%.

La realización de este procedimiento para el ajuste de los parámetros del modelo polinómico, previamente a la aplicación del algoritmo “Mesh-Selecting”, para todas las fibras, corrientes y frecuencias, permite determinar como en todos los escenarios los valores de ganancia van a variar en un rango de [0.5 0.9], y el mejor comportamiento para el ajuste del modelo, de acuerdo al compromiso prestaciones-complejidad, lo proporciona en todos los casos el polinomio de orden 9.

### 7.3.2 Algoritmo DPD junto con Mesh-Selecting

Una vez ajustados los parámetros del algoritmo de pre-distorsión (orden y ganancia), se realiza el análisis del comportamiento del nuevo algoritmo de optimización “Mesh-Selecting”. Los parámetros a analizar del mismo son, el número de “bins”, o de “contenedores” en que se va a dividir la malla de datos, y el factor  $R$ , en que se va a reducir el número de datos dentro de cada bin. Se realiza el análisis realizando un mallado en 10, 20, 50 y 100 bins, y para cada uno de ellos, se reduce el número de datos en un factor 2, 4 y 8. Los resultados obtenidos en cuanto al ACPR se ilustran en la Tabla 13.

N_bins	10	20	50	100
R=2	-41,474	-41,378	-41,339	-41,367
R=4	-41,177	-41,526	-40,897	-40,827
R=8	-42,039	-41,920	-41,593	-40,623

Tabla 13. Valor de ACPR (dB) obtenido para diferentes valores de bins y de factor de reducción  $R$ .

De la Tabla 13, se deriva en primer lugar, como al realizar un mallado en 50 y 100 bins, las prestaciones empeoran claramente en cuanto al ACPR, para todos los valores de  $R$ , por lo que dichos valores son descartados en cuanto a la búsqueda del valor óptimo para el número de bins. Por otro lado, dado un determinado valor de reducción de datos,  $R$ , los valores de ACPR son bastante similares para el número de bins de 10 y 20. No obstante, el mejor valor es obtenido para 10 bins y un factor de reducción 8, por lo que se decide ajustar el algoritmo de “Mesh-Selecting” con estos valores. Además, realizar una reducción en un factor 8 de los datos, supondrá un ahorro computacional mayor, puesto que es la situación donde se descartan un mayor número de datos. Dicha reducción se visualiza en la figura 39, donde en la gráfica (a) se representa el histograma para los datos originales, y en la gráfica (b) el histograma con los datos optimizados, reducidos en el factor 8 anterior, obtenidos tras aplicar el “Mesh-Selecting”, que se aplicarán como

entrada al algoritmo DPD para obtener los coeficientes del polinomio con un menor coste computacional.

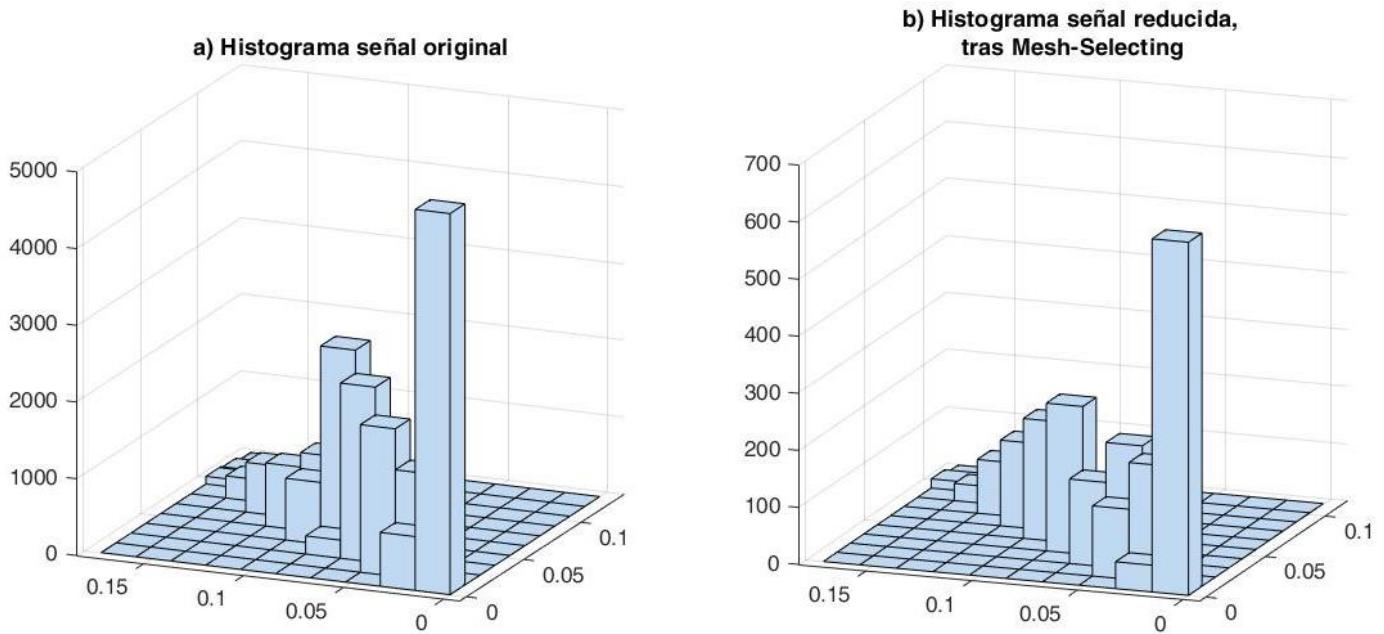


Figura 39.a) Histograma para la señal original con todos los datos. b) Histograma para la señal con datos reducidos, tras pasar por el algoritmo "Mesh-Selecting".

Una vez ajustados ambos algoritmos, se comprueba el error cometido en el cálculo de los coeficientes del modelo por el hecho de hacer uso del método de optimización, y eliminar parte de los datos, quedando todos ellos en torno a 0.5 dB para los casos más pesimistas, por lo que la diferencia de resultados va a ser mínima.

A continuación, haciendo uso de ambos algoritmos conjuntamente, se lleva a cabo la corrección de las medidas experimentales para el escenario seleccionado (MH 960 MHz, 70 mA), realizando un barrido de tres potencias de entrada de RF, el valor intermedio analizado con anterioridad (-1 dBm), y dos valores extremos, correspondiéndose los mismos con el primer valor que no cumple la normativa del ACPR, y el valor inmediatamente superior al de potencia intermedia para el cual hay un aumento notable de ACPR. En la Tabla 14, se ilustran los valores iniciales de ACPR y EVM de entrada y salida, previamente a aplicar la corrección, verificando el no cumplimiento del ACPR en todos los casos. En la Tabla 15, se presentan los nuevos valores de ACPR y EVM tras el proceso de corrección.

Pin (dBm)	-2	-1	0
EVM_in (%)	2,750	2,750	2,750
EVM_out (%)	6,980	9,114	13,100
ACPR_in (dB)	-42,597	-42,575	-42,458
ACPR_out (dB)	-39,806	-38,469	-36,341

Tabla 14. Valores de EVM (%) y ACPR (dB) a la entrada y a la salida del sistema, previamente a la corrección.

Pin (dBm)	-2	-1	0
Ganancia	0,840	0,750	0,673
EVM_out (%)	2,750	2,740	2,750
ACPR_out (dB)	-41,379	-41,539	-41,128
ΔP (dB)	1,391	2,264	3,121

Tabla 15. Valores de EVM (%), ACPR (dB) y  $\Delta P$  (dB) a la salida tras el proceso de corrección.

De la tabla 15, se deriva la posibilidad de llegar a corregir, para una potencia de entrada de 0 dBm, incluso un ACPR de salida de -36.34 dB (Tabla 14), obteniendo el valor corregido de -41.128 dB (Tabla 15), que cumple la normativa establecida, aunque a costa de una mayor pérdida de potencia (3.1 dB). Por ello, se decide corregir para todos los escenarios de las diferentes fibras el valor de potencia de RF intermedio, en este caso -1 dBm, que proporciona originalmente un valor de ACPR de salida mayor del permitido, pero no de forma excesiva, de manera que, al realizar la corrección, no solo se consigue que el sistema sea viable (valores de ACPR y EVM admisibles), si no también que la pérdida de potencia no sea excesiva.

Para visualizar la efectividad de la corrección, se realiza la representación de los espectros para las potencias de RF de entrada -1 dBm y 0 dBm (figura 40), en ambas gráficas se visualiza la corrección del recr��o espectral, si bien es cierto que para el caso de menor potencia (a), es evidente que la pérdida de potencia por la corrección es mucho menor. Al final, se trata de buscar el compromiso entre la potencia que es posible perder por el proceso de corrección y el valor del ACPR mejorado, ya que para todos los casos el EVM dispone de un gran rango de variación, y su mejora es suficiente para cumplir los requisitos necesarios.

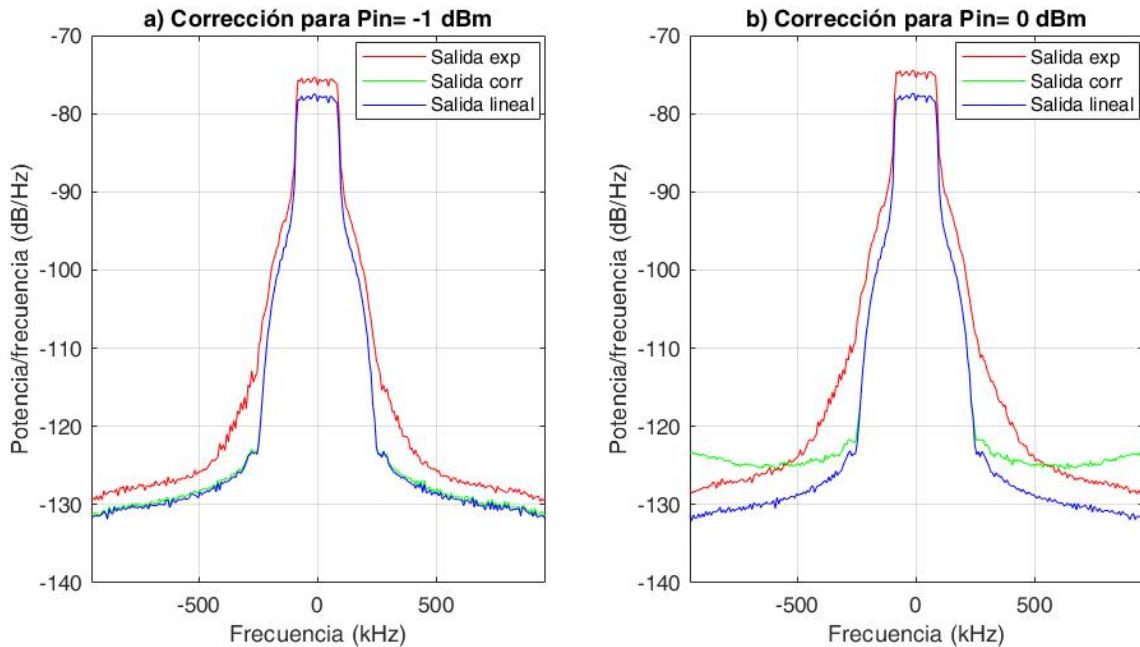


Figura 40.a) DEP experimental, corregida e ideal (caso lineal) para la potencia de entrada de -1 dBm. b) DEP experimental, corregida e ideal (caso lineal) para la potencia de entrada de 0 dBm.

En la figura anterior, se verifica como para el caso de potencia intermedia (a) de -1 dBm, el algoritmo corrige la señal ajustándose perfectamente al caso de salida lineal, que sería el caso ideal. Sin embargo, al aumentar la potencia a 0 dBm, aumentan los efectos no lineales y por tanto el ACPR, como se visualiza en la gráfica (b). El método aplicado es capaz de disminuir el valor correspondiente al ACPR (Tabla 15), ya que, aunque el recrecimiento espectral no se llega a eliminar por completo (gráfica (b)), este queda fuera de la banda de interés. Además, resulta evidente la pérdida de nivel de potencia en la gráfica (b) respecto a la (a) al haber corregido un valor de ACPR con mayor degradación.

Finalmente, se repite este análisis para todos los escenarios comentados en el apartado 7.2.3 (Esquema experimental). En las Tablas 16 y 17, se presentan los valores corregidos para las fibras MH y GH, a las frecuencias de 925 MHz y 960 MHz respectivamente.

	Ibias (mA)	Pin (dBm)	Ganancia	ΔP (dB)	EVM_orig (%)		ACPR_orig (dB)		EVM_corr (%)	ACPR_corr (%)
					IN	OUT	IN	OUT		
MH (925 MHz)	70	1,000	0,720	2,558	2,720	10,030	-42,422	-37,970	2,720	-41,670
	80	3,000	0,760	2,184	2,770	7,840	-42,506	-39,424	2,770	-41,974
GH (925 MHz)	70	0,000	0,780	1,770	2,750	8,320	-42,324	-38,745	2,750	-42,036
	80	3,000	0,750	2,201	2,740	8,620	-42,415	-38,865	2,740	-40,393

Tabla 16. Corrección del EVM (EVM\_orig) y ACPR (ACPR\_orig) originales, obteniendo los nuevos valores EVM\_corr y ACPR\_corr, junto con la pérdida de potencia ( $\Delta P$ ) y la ganancia de ajuste del algoritmo, para la potencia de entrada de RF intermedia Pin, MH y GH a 925 MHz.

	Ibias (mA)	Pin (dBm)	Ganancia	ΔP (dB)	EVM_orig (%)		ACPR_orig (dB)		EVM_corr (%)	ACPR_corr (%)
					IN	OUT	IN	OUT		
MH (960 MHz)	70	-1,000	0,750	2,264	2,740	9,114	-41,080	-38,469	2,740	-41,539
	80	2,000	0,730	2,382	2,740	9,080	-42,714	-38,580	2,730	-41,136
GH (960 MHz)	70	-1,000	0,750	2,209	2,760	9,390	-42,639	-38,238	2,760	-41,529
	80	2,000	0,710	2,639	2,740	9,790	-42,464	-37,947	2,750	-40,722

Tabla 17. Corrección del EVM (EVM\_orig) y ACPR (ACPR\_orig) originales, obteniendo los nuevos valores EVM\_corr y ACPR\_corr, junto con la pérdida de potencia ( $\Delta P$ ) y la ganancia de ajuste del algoritmo, para la potencia de entrada de RF intermedia Pin, MH y GH 960 MHz.

De las tablas anteriores se deriva como la corrección ha sido posible para todos los casos propuestos, presentando las mejores prestaciones la MH a 80 mA para ambas frecuencias, puesto que permite alcanzar una mayor potencia de entrada (3 dBm y 2 dBm a 925 MHz y 960 MHz respectivamente) para valores de ACPR originales muy similares. Esto es consecuente con el hecho de que esta corriente de bias está más alejada de la corriente umbral del láser y, por ello, permite modular con mayores potencias de entrada de RF sin incurrir en efectos no lineales.

Por otra parte, tras realizar la corrección, los resultados obtenidos con la MH son mejores que los de la GH, ya que una disminución similar del ACPR se consigue con una menor pérdida de potencia.

Además, entre las dos frecuencias, el comportamiento para 925 MHz es mejor, pues a 80 mA, la MH permite alcanzar 3 dBm de potencia en lugar de 2, para valores de ACPR y EVM similares, y permite realizar la corrección a 925 MHz con casi 0.5 dB menos de pérdida de potencia que a 960 MHz.

# Capítulo VIII: Conclusiones y líneas futuras

En este capítulo se resumen las conclusiones obtenidas en la realización de los objetivos planteados al inicio de este trabajo, que se han desarrollado en capítulos anteriores, y se proponen varias líneas futuras de investigación que han abierto algunos de los resultados obtenidos.

## 8.1 Conclusiones

A lo largo de este trabajo, tras realizar una caracterización, simulación, modelado y evaluación del sistema, se ha comprobado que es viable la transmisión de NB-IoT standalone a través de 50 metros de fibra de plástico de perfil de salto de índice modulando directamente un láser de diodo.

Los valores de EVM obtenidos, están bastante por debajo del máximo permitido que es 17.5% en un rango de potencias de entrada de -10 dBm a 9 dBm. El valor mínimo obtenido es de 3.12 % para la fibra MH con una intensidad de corriente de bias de 80 mA para potencia de entrada de RF de 1 dBm.

Tras comprobar el gran margen de variación disponible en el EVM, hasta llegar al 17.5% establecido por la normativa, se procede a aplicar un filtrado de la señal de entrada haciendo uso de una ventana de Tuckey (coseno realzado o ventana de Barlett-Hann), de longitud 37. Tras optimizar los parámetros del filtro, determinando un orden del mismo de 36, y una frecuencia de corte normalizada de 0.22, con un factor de ancho de 0.5, se consigue que el ACPR de salida esté por debajo de los 40 dB exigidos por la normativa.

Adicionalmente, se ha diseñado un modelo del comportamiento no lineal del sistema para señales de OFDM, basado en el Modelo de Cann. Los parámetros del modelo se han obtenido de forma empírica a partir de medidas experimentales de caracterización del sistema para uno y dos tonos. Este modelo da una estimación de los valores de EVM y de ACPR que se pueden obtener en distintas condiciones, así como la determinación del rango de potencias de entrada para las cuales son aceptables los efectos no lineales.

Finalmente, se ha ensayado un método de corrección basado en la pre-distorsión lineal que se ha optimizado utilizando un algoritmo de agrupación para reducir su carga computacional. Este método permite aumentar la potencia de entrada de RF hasta 3 dBm para el mejor caso, correspondiente a la MH a 925 MHz, disminuyendo en un 5% el valor del EVM y reduciendo el ACPR de -39.42 dBm a -41.97 dBm, permitiendo que este último quede dentro de los límites establecidos por la normativa. No obstante, se han llegado a conseguir correcciones del ACPR de hasta 3 dB, teniendo esta corrección un compromiso con la pérdida de potencia.

## 8.2 Líneas futuras

En primer lugar, validar experimentalmente el algoritmo de corrección. En esta memoria se han presentado los resultados de la pre-distorsión utilizando el modelo polinomial para calcular la señal de salida a partir de la señal de entrada pre-distorsionada pero no se ha comprobado experimentalmente. El paso siguiente será introducir en el sistema la señal calculada y comprobar que los valores de EVM y ACPR son los esperados.

Los excelentes resultados obtenidos con fibras de 50 metros, nos llevan a pensar que se podrían transmitir señales de NB-IoT standalone con fibras más largas (hasta incluso 100 metros) con valores de EVM y de ACPR dentro de los límites de la normativa.

También sería interesante transmitir señales en dos o más canales simultáneamente, analizando cómo influye su separación sobre el EVM y el ACPR.

Estudiar una forma de automatizar el estudio del EVM y ACPR con la corriente de bias del láser para optimizar su valor de forma más rápida y precisa.

Realizar una actualización del modelo de Cann propuesto para NB-IoT, en el que la parte lineal del sistema se introduzca utilizando el modelo matricial desarrollado por el grupo. De esta manera, los efectos no lineales que se pueden atribuir a los dispositivos activos (transmisor y receptor) se modelarán mediante el modelo de Cann, obteniendo los parámetros con el método propuesto en este trabajo, mientras que la fibra se modelará con el método matricial para obtener su respuesta en frecuencia.

## Referencias

- [1] C. A. Bunge, T. Gries, M. Beckers (eds.), *Polymer Optical Fibres Fibre Types, Materials, Fabrication, Characterisation and Applications*, 1st ed., Elsevier, 2017.
- [2] D. F. Paredes-Páliz, G. Royo, F. Aznar, C. Aldea, S. Celma , “Radio Over Fiber :An Alternative Broadband Network Technology for IoT”, *Electronics*, vol. 9, no. 11, p. 1785, 2020.
- [3] K. Muramoto.A. Inoue, Y. Koike , “Noise and Distortion Reduction in OFDM Radio-Over-Fiber Link by Graded-Index Plastic Optical Fiber,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 32, no. 13, pp. 835 - 838, July, 2020..
- [4] F. Forni, Y. Shi, N. C. Tran, H. P. A van den Boom, E. Tangdiongga, A. M. J. Koonen, “Multiformat Wired and Wireless Signals Over Large-Core Plastic Fibers for In-Home Network,” *J. Light. Technol.*, vol. 36, no. 16, pp. 3444 - 3452, 2018.
- [5] V.A. Thomas, D. Liu, M. El-Hajjar and L. Hanzo, Experimental demonstration of plastic optical fibre-based digitised radio over fibre downlink *ELECTRONICS LETTERS* Vol. 51 No. 21 pp. 1679–168, 8th October 2015.
- [6] Technical specification: ETSI TS 136 104 V17.6.0 (2022-07) LTE ; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 36.104 version 17.6.0 Release 17).
- [7] M. A. Losada, M. Mazo, A. López, C. Muzás, J. Mateo, “Experimental assessment of the transmission performance of step index polymer optical fibers using a green laser diode”. *Polymers*, 13(19), 3397, 2021.
- [8] K. Koike and Y. Koike., Design of low-loss graded-index plastic optical fiber based on partially fluorinated methacrylate polymer. *J Lightwave Technol.*,27(1):41-46, Jan 2009.
- [9] A. López, M. A. Losada, and J. Mateo, "Polymer Optical Fibers, POF". *Optical And Microwave Telecommunications Networks*, John Wiley & Sons, pages 306-327, 2016.
- [10] A. López, M. A. Losada, J. Mateo, J. Zubia, “On the Variability of Launching and Detection in POF Transmission Systems”. In Proc. 20th Int. Conf. on Transparent Optical Networks (ICTON), Mo. B5.5, 2018.
- [11] J. Mateo, M.A. Losada, I. Garcés, *Dispositivos y Sistemas de Transmisión óptica*, Zaragoza, 2017.
- [12] P. Heredia, Estudio de la capacidad de transmisión de las fibras ópticas de plástico de gran núcleo en aplicaciones en el hogar. Proyecto Fin de Carrera, Escuela de Ingeniería y Arquitectura, Universidad de Zaragoza, Julio 2008..
- [13] O. Ziemann, J. Krauser, P. Zamzowr y W. Daum, Application of Polymer Optical and Glass Fibers. In *POF Handbook: Optical Short Range Transmission Systems*, Springer, 2nd edition, 2008.
- [14] G. Stepniak, G. M. Schuppert. C. A. Bunge, “Polymer-optical fibres for data transmission,” in *Polymer Optical Fibres Fibre Types, Materials, Fabrication, Characterisation and Applications*, 1st ed. C. A. Bunge, T. Gries, M. Beckers (eds.), Elsevier, 2017.
- [15] A. López, M. A. Losada, J. Mateo. *Optical and Microwave Technologies for Telecommunication Networks*, en *Last Mile Systems, In-House-Networks, LAN*

- and MAN Applications: Polymer Optical Fibers, POF. Ch 10, pp. 306-328, Ed.: O. Strobel, John Wiley & Sons, 2016.
- [16] Third Generation Partnership Project, Technical Specification 36.211, v15.4.0., “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Physical Channels and Modulation”, 2018.
- [17] Pavel Masek, Martin Stusek, Krystof Zeman, Aleksandr Ometov, and Jiri Hosek, On the Performance of Narrow-band Internet of Things (NB-IoT) for Delay-tolerant Services Radek Mozny, 2021.
- [18] The Rohde & Schwarz electronics group, Narrowband Internet of Things Measurements— 1MA296\_2e.
- [19] Young Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung-Gu Kang, MIMO-OFDM Wireless Communications with Matlab, 2010.
- [20] Paloma García Dúcar, Fernando Gutiérrez Soler, Sistemas de Radiocomunicación, tema 4 "Sistemas de Radiodifusión".
- [21] A. Lopez, M. A. Losada, J. Mateo, X. Jiang, D. H. Richards and N. Antoniades, "Transmission Performance of Plastic Optical Fibers Designed for Avionics Platforms," Journal of Lightwave Technology, vol. 36, no. 21, pp. 5082-5088, 11, 2018.
- [22] Juan Antonio Casao Pérez, Paloma García Dúcar, Laboratorio de Alta Frecuencia, Práctica IV: "Análisis Espectral", 2010-2011.
- [23] Andrea Giovannini , Muhammad Usman Hadi , Lucas Iogna Prat, Najett Neji, Zerihun Gedeb Tegegne, Carlos Viana , Anne-Laure Billabert, Jean-Marc Laheurte , Jacopo Nanni , Diego Masotti , Giovanni Tartarini , and Jean-Luc Polleux, Improved Nonlinear Model Implementation for VCSEL Behavioral Modeling in Radio-Over-Fiber Links, JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 40, NO. 20, OCTOBER 15, 2022.
- [24] A. J.Cann, Improved Nonlinearity Model With Variable Knee Sharpness. IEEE Transactions on aerospace and electronic systems vol.48, no 4, 2021.
- [25] Curve intersections  
(<https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/22441-curve-intersections>), MATLAB Central File Exchange., May 25, 2023.
- [26] H. Al-Rawashidy, S. Khomaki, Radio over Fiber Technologies for Mobile Communication Networks.Cap.3: S. Hunziker, Low-Cost Fiber Optic Links for Cellular Remote Antenna Feeding, pp. 105-181., Boston, London: Artech House, 2002..
- [27] ETSI TS 136 104 v17.6.0, Technical Specification, 2022-07.
- [28] LTE Toolbox de Matlab.
- [29] Webster, D.L. and Hudgens, Rick and Lie, Donald., Replacing Error Vector Magnitude Test with RF and Analog BISTS. Design & Test of Computers,IEEE, 28:66 – 75, 01 2012..
- [30] Yuva Kumar S., Seetharam Kashyap B K, Sreenath Ramanath, Digital Predistortion for Narrowband IoT Applications.
- [31] Teng Wang, Member, IEEE, and Pere L.Gilabert, Senior Member, IEEE, Mesh-Selecting for Computational Efficient PA Behavioral Modeling and DPD Linearization.

[32] Thi Quynh Anh Pham, Ph.D. Thesis. Contribution to Dimensionality Reduction of Digital Predistorter Behavioral Models for RF Power Amplifier Linearization, Barcelona, November 6, 2019.

# Anexo I: Medidas adicionales de caracterización

## I.1 Curva I/P LD520P50

En este apartado se presenta una ampliación de la región cercana a la intensidad umbral y la variación de la curva I/P polarizando el láser con diferentes potencias de RF.

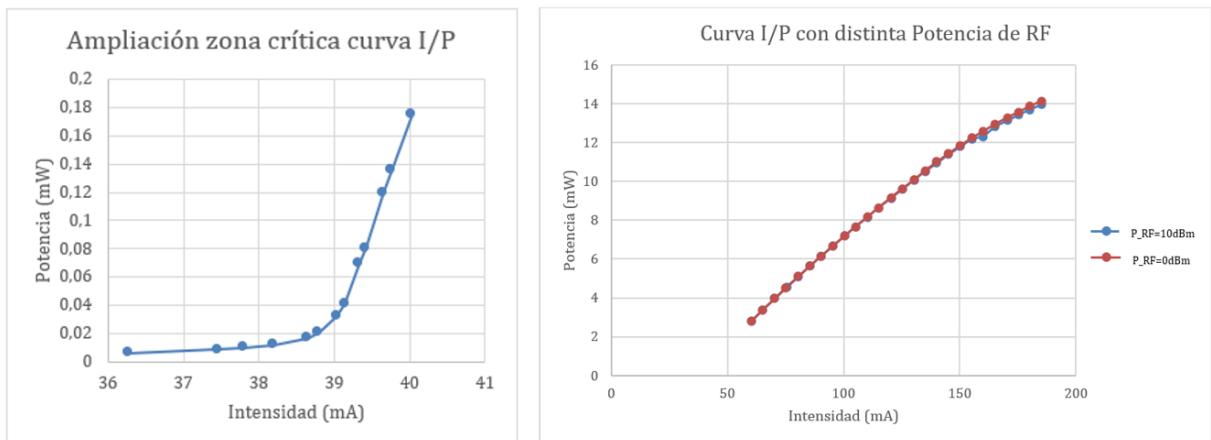


Figura I.1. Ampliación zona crítica curva experimental I/P para LD 520 y comparativa con potencia de RF de 10 dBm.

De la figura anterior, se deriva que el comportamiento de la curva I/P tiene variaciones muy ligeras con la potencia de RF, por lo que esto lleva a pensar que este láser soportará potencias de modulación bastante importantes, además, teniendo en cuenta que su corriente máxima es bastante elevada, alcanzando unos 180 mA, el láser tendrá un rango de modulación muy grande, pues las oscilaciones de la potencia de RF podrán variar desde 40 mA a 180 mA.

## I.2 Caracterización del acoplador IF 542

Este acoplador es utilizado como B2B para conocer el comportamiento del sistema electrónico en ausencia de fibra.

Dispone de cuatro puertos, de los cuales el puerto 1 se conecta al láser, el puerto de salida con mayor potencia se conecta al medidor de potencia óptica, y el de menor potencia al SPD-2 (detector), para evitar la saturación del mismo. Finalmente, el puerto restante se deja al aire. En la tabla I.2 se representa la relación de acoplamiento ( $L_{jj'}$ ).

	Pérdidas de Inserción (dB)				
	Puerto 1 (dBm)	Puerto 2 (dBm)	Puerto 3 (dBm)	Puerto 4 (dBm)	L <sub>jj'</sub> (dB)
<b>Puerto 1</b>			8,417	-5,764	14,180
<b>Puerto 2</b>			-2,688	8,584	-11,272
<b>Puerto 3</b>	8,777	-6,068			-14,845
<b>Puerto 4</b>	-3,179	8,584			-11,763

Tabla I 2. Relación de acople entre los puertos de salida del acoplador IF-512.

### I.3 Modelo lineal del transmisor (base+láser)

En este apartado, se procede a realizar el modelado de la dinámica del láser, en régimen lineal, es decir, en pequeña señal.

Como principal objetivo, se plantea realizar una predicción del comportamiento del láser, es decir, se busca predecir el comportamiento de la electrónica asociada al mismo. Teniendo en cuenta que el rango de frecuencias de interés para el estándar, se encuentra entre 925 MHz y 960 MHz, se va a realizar el modelo utilizando una serie de medidas experimentales obtenidas a partir del Back-to-back y con la calibración del VNA hasta 2 GHz, para contar con una mayor precisión en la representación.

Este modelado es especialmente útil, no solo para predecir el comportamiento del láser, si no también para plantear posibles soluciones de corrección. [23]

$$H(f) = \frac{1}{1 + j \cdot \frac{f}{f_r}} \frac{f_r^2}{f_r^2 - f^2 + j \cdot f \cdot \frac{\gamma}{2\pi}} \quad (I.3)$$

Para obtener esta respuesta, se automatiza un código que utiliza funciones basadas en un algoritmo de descenso por gradiente, que determina cual es la mejor predicción para el comportamiento del láser. No obstante, se debe tener en consideración, que como se visualiza en la figura I.1, la electrónica de la base del láser genera un pico en torno a 750 MHz en la respuesta del sistema, así como una caída abrupta del módulo, por consiguiente, para lograr que el modelo se ajuste a la dinámica del láser, y sea capaz de predecir los efectos de la base, se incorpora a la respuesta en frecuencia que predice el modelo, de la ecuación (I.3), la propia respuesta de la base del láser.

Aunque se podría aplicar dicho modelo a la predicción de la respuesta del sistema de forma conjunta para todas las corrientes de bias, la información de interés se encuentra en las 3 corrientes de bias, previamente seleccionadas en el capítulo de caracterización lineal, como posibles candidatas a corrientes de polarización, es por ello por lo que se presenta en la siguiente figura I.1 la predicción de la dinámica del láser en régimen lineal, para dichas corrientes de bias, comprobando que el modelo se ajusta en gran medida a la respuesta del láser.

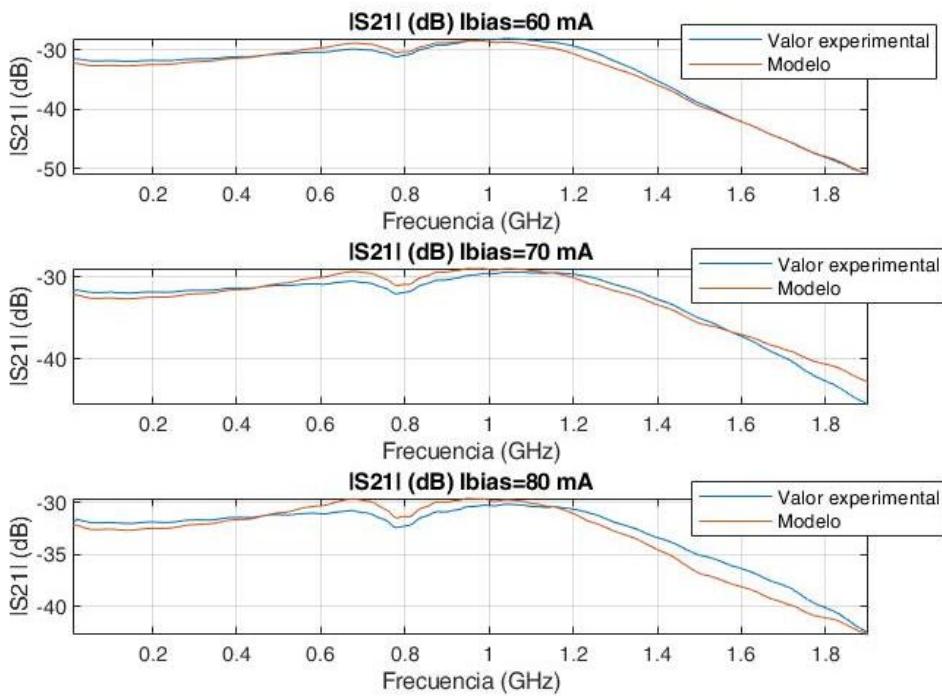


Figura I 1. Representación de la respuesta del láser, experimentalmente y ajustada mediante el modelo.

#### I.4 Medidas del S21 en el rango de 600-1200 MHz

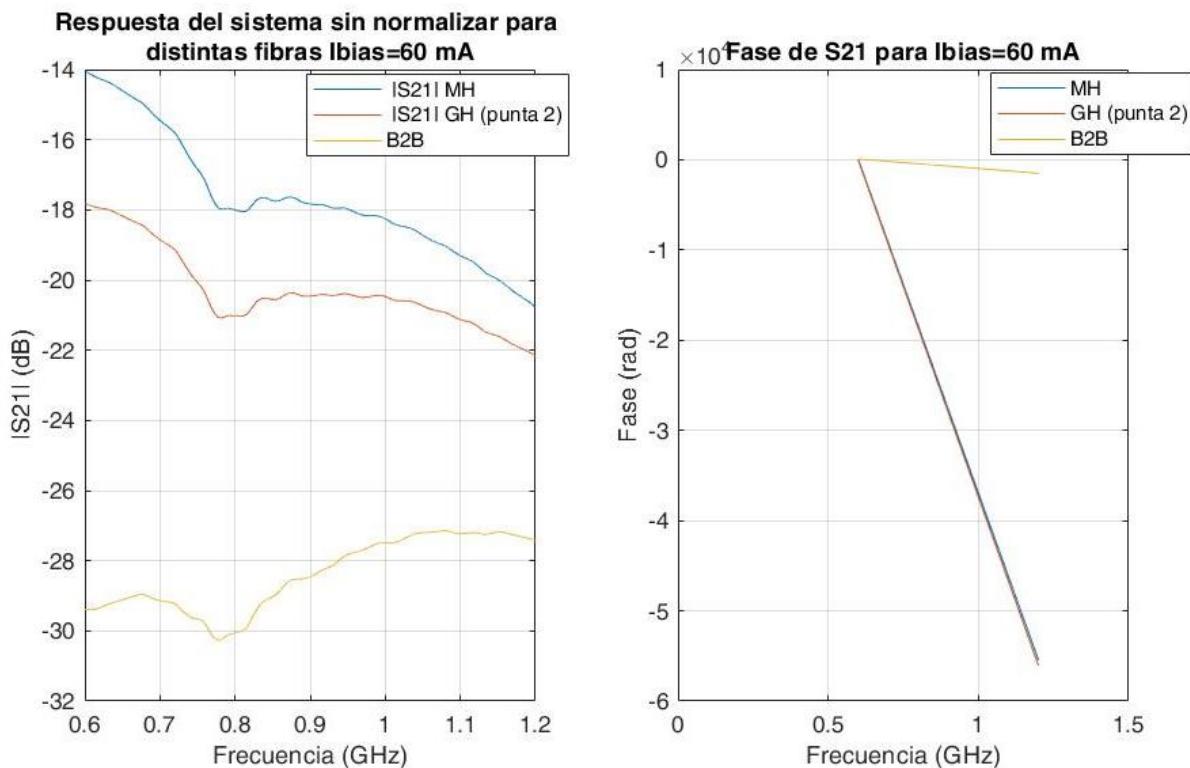


Figura I 3. Representación del módulo y fase de la respuesta del sistema a 60 mA.

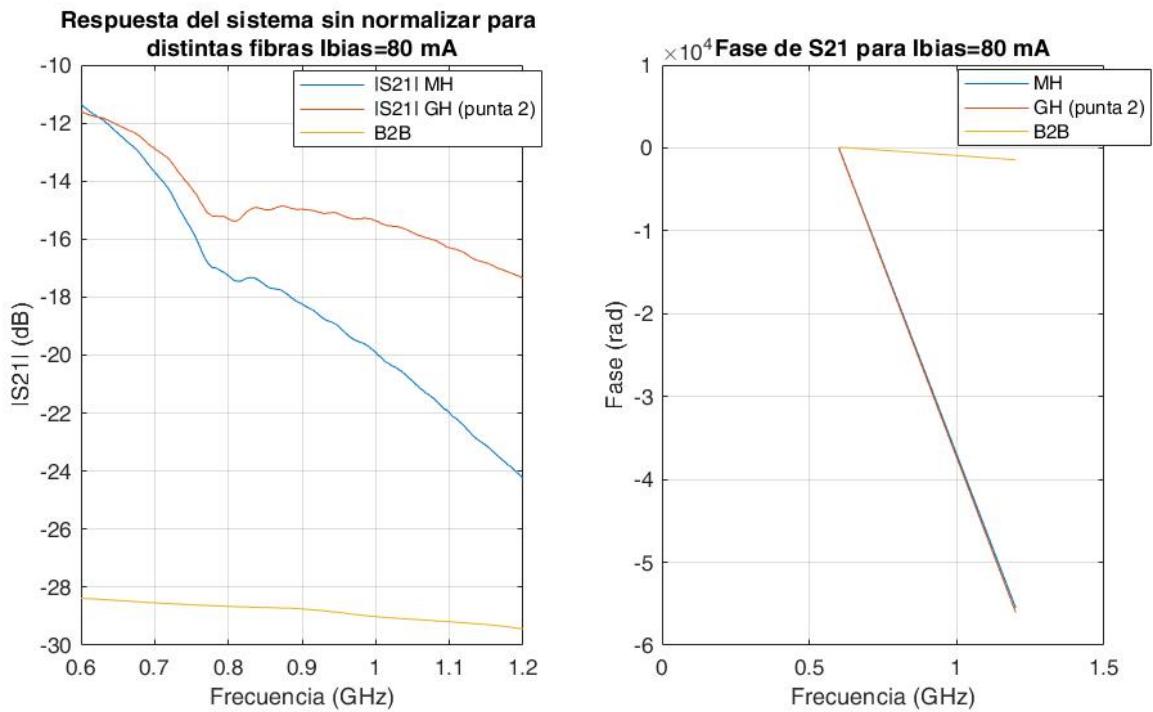


Figura I 4. Representación del módulo y fase de la respuesta del sistema a 80 mA.

## I.5 Análisis de la fase del S21

En este apartado se presenta el residuo de fase no lineal, verificando el comportamiento claramente lineal del sistema óptico.

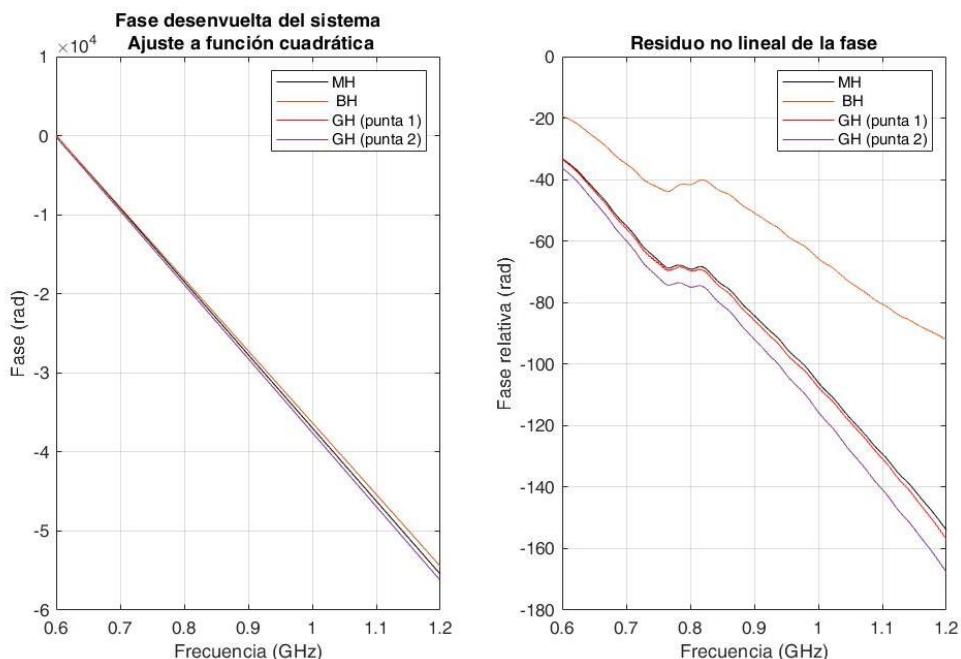


Figura I 5. Representación de la fase del sistema, para diferentes fibras, con el residuo no lineal,  $I_{bias}=60$  mA.

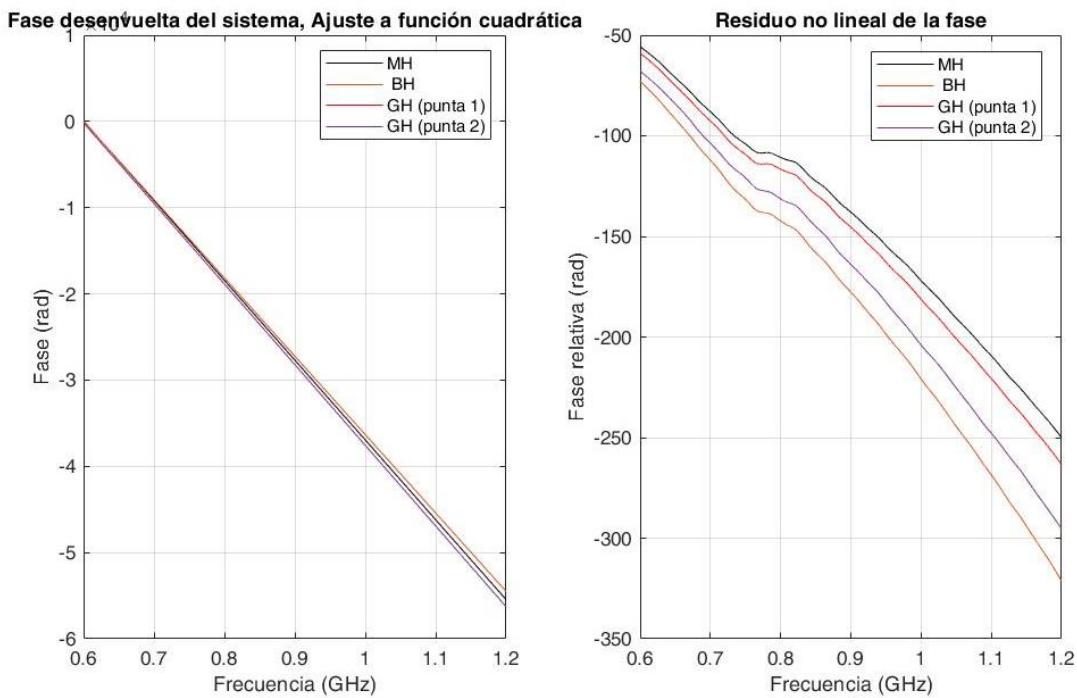


Figura I 6. Representación de la fase del sistema, para diferentes fibras, con el residuo no lineal,  $I_{bias}=70mA$ .

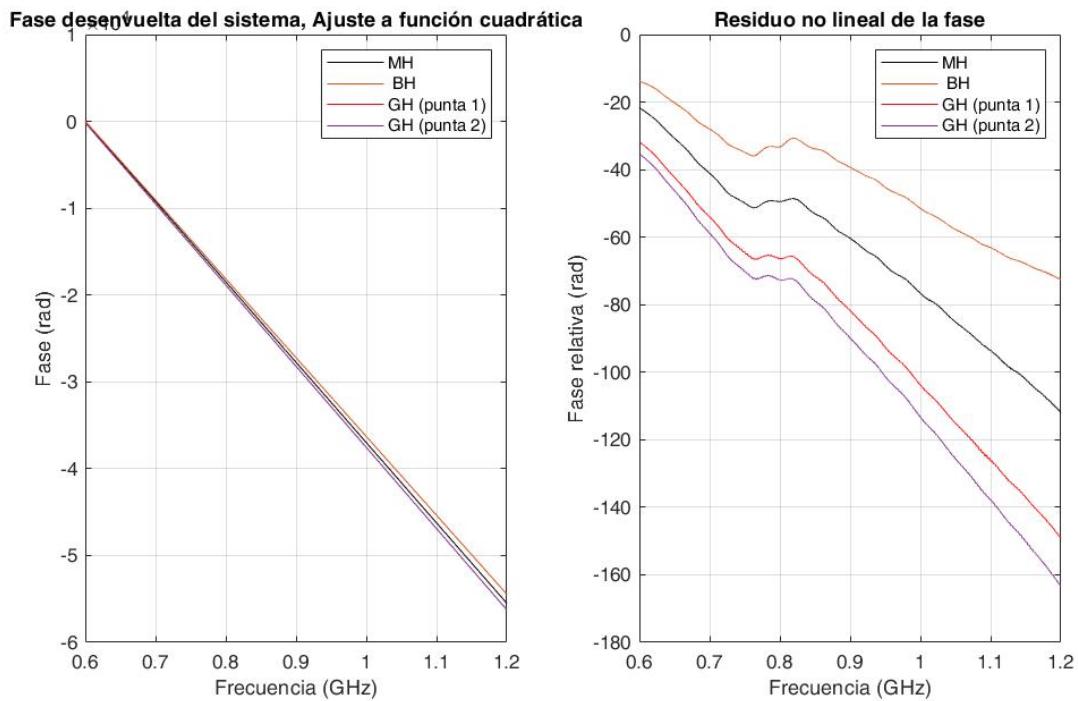


Figura I 7. Representación de la fase del sistema, para diferentes fibras, con el residuo no lineal,  $I_{bias}=80mA$ .

## I.6 Análisis estadístico del retardo de grupo

En este apartado, se presentan los resultados obtenidos del retardo de grupo. En tabla I.1 se ilustran los valores de desviación típica obtenidos en cada caso, verificando como todos ellos son bastante similares a la par de reducidos, como consecuencia del sistema con gran linealidad del que se dispone.

Posteriormente se realiza un ajuste de las fases a distribuciones estadísticas haciendo uso del histograma, y particularizando el ajuste para la distribución gaussiana.

I_umbral (mA)	Desv.típica_MH	Desv.típica_BH	Desv.típica_GH	Desv.típica_GH2	Desv.típica_B2B_1
60	2,694E-10	3,125E-10	3,000E-10	2,835E-10	2,2915E-10
70	2,483E-10	3,042E-10	4,112E-10	2,814E-10	2,628E-10
80	3,555E-10	3,090E-10	4,179E-10	3,665E-10	2,619E-10

Tabla I.1. Cálculo desviación típica del retardo de grupo para diferentes corrientes de bias y fibras.

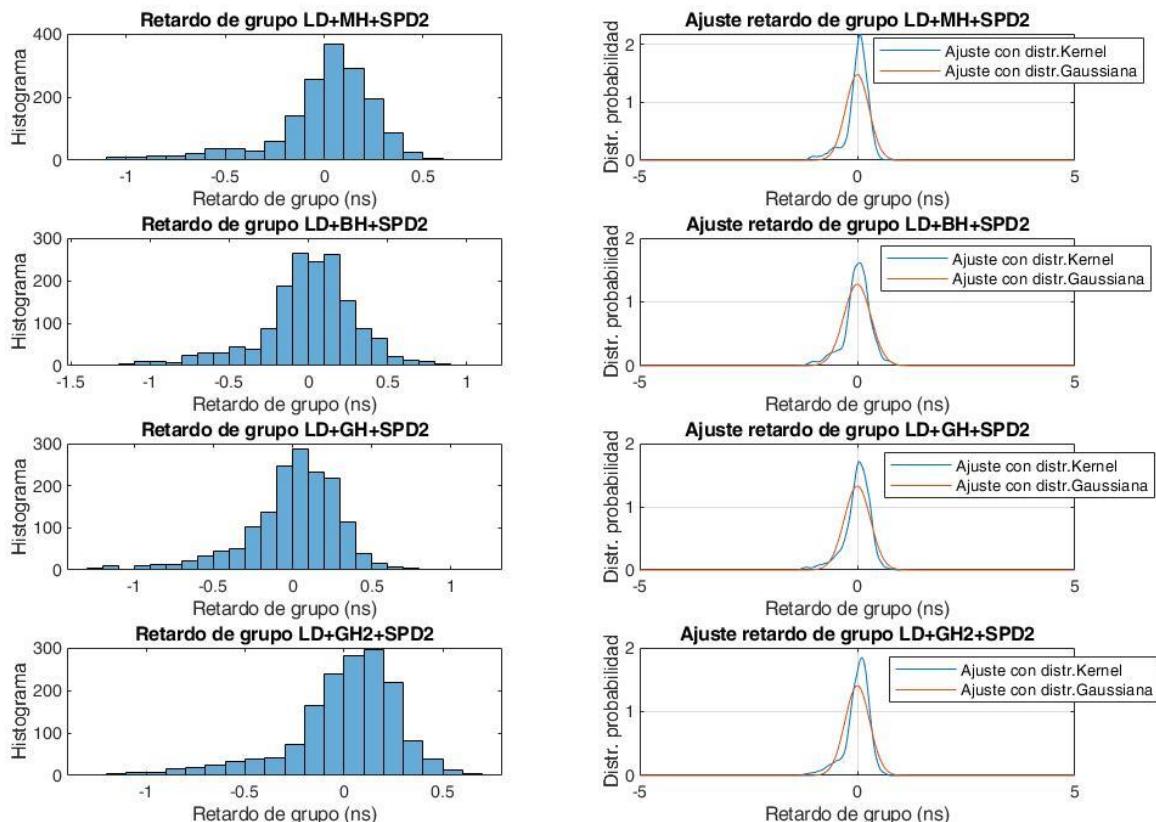
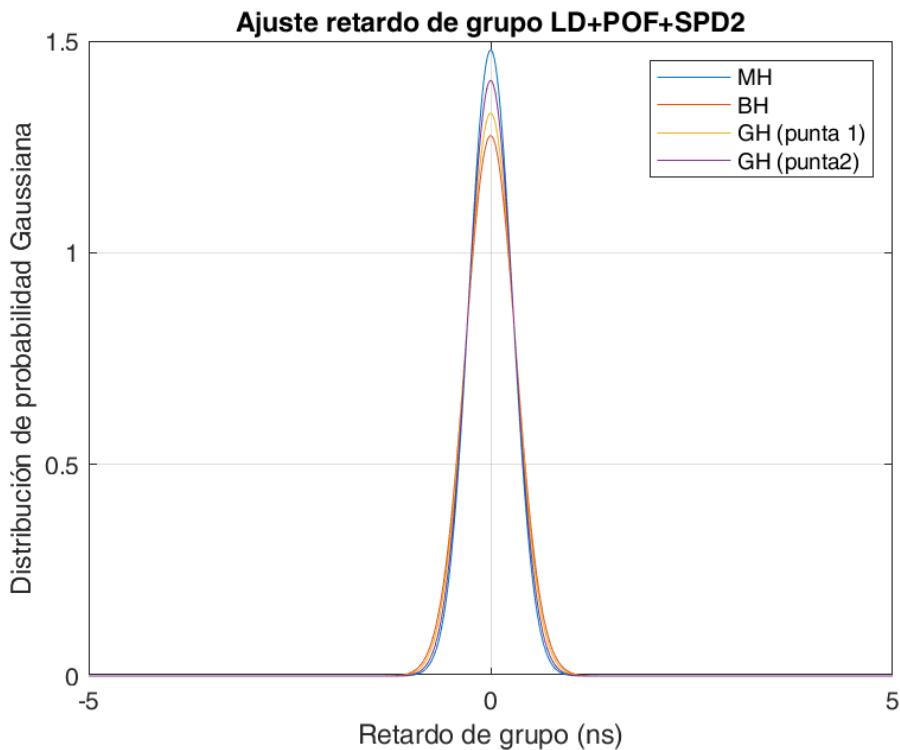
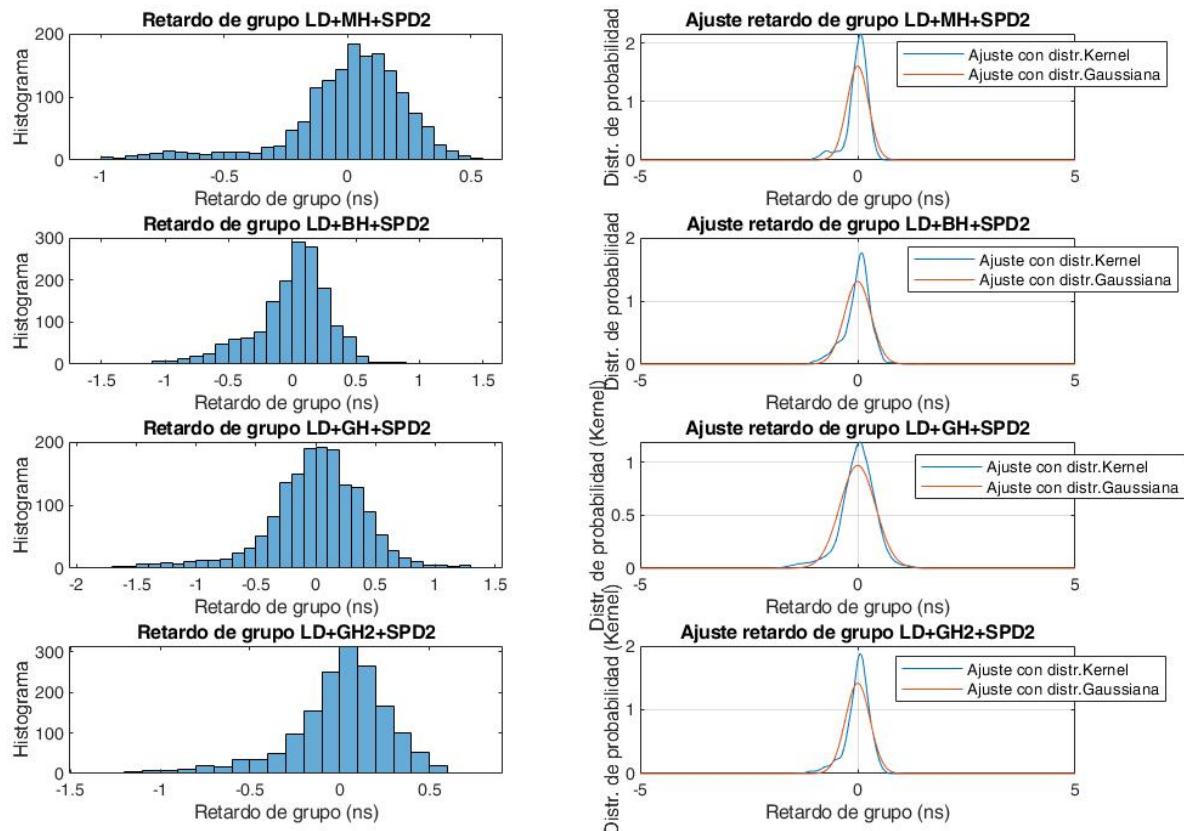


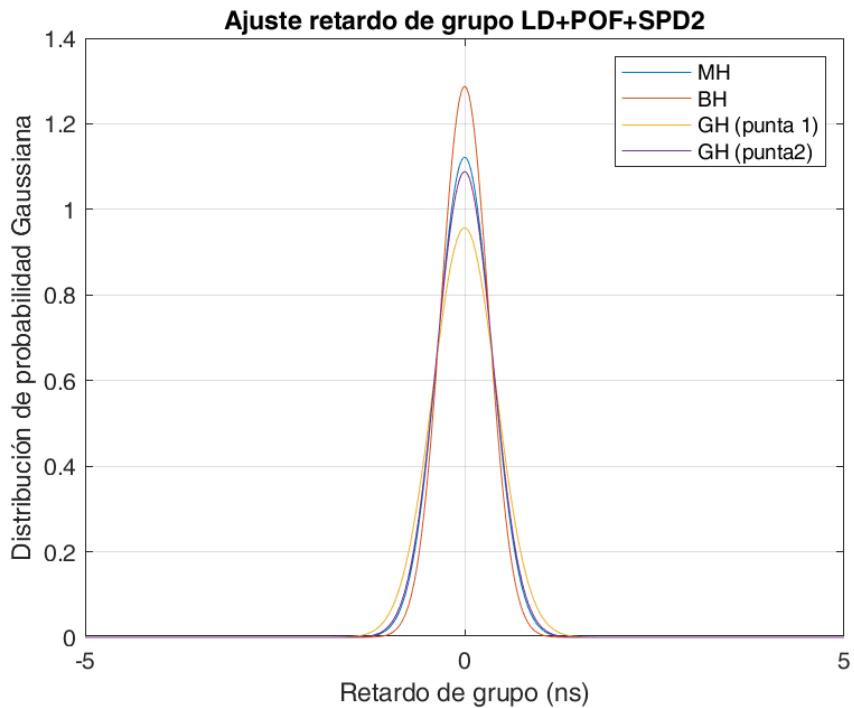
Figura I.6. Ajuste retardo de grupo con histograma y distribuciones Kernel y Gaussiana, Ibias=60 mA.



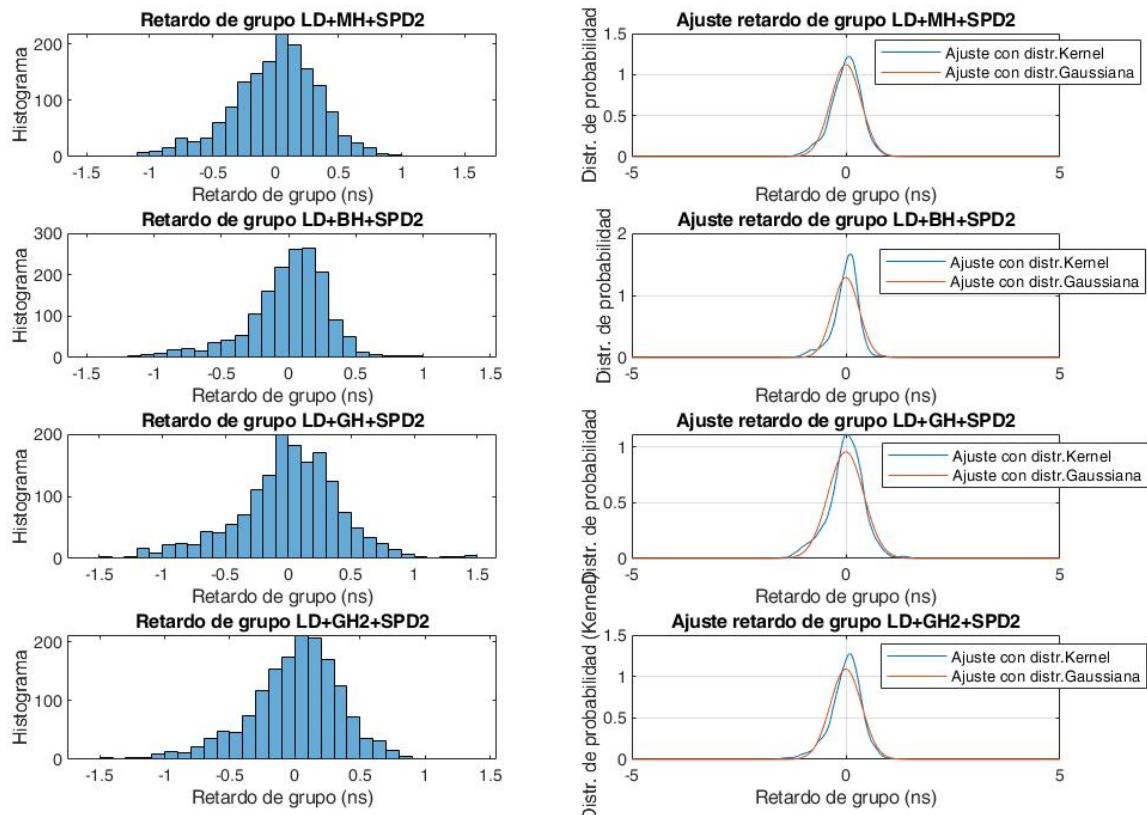
*Figura I 7. Comparativa del retardo de grupo para las distintas fibras, Ajuste gaussiano, Ibias=60 mA*



*Figura I 8. Ajuste retardo de grupo con histograma y distribuciones Kernel y Gaussiana, Ibias=70 mA*



*Figura I 9. Comparativa del retardo de grupo para las distintas fibras, Ajuste gaussiano, Ibias=80 mA*



*Figura I 10. Ajuste retardo de grupo con histograma y distribuciones Kernel y Gaussiana, Ibias=80 mA.*

## I.7 Gráficas para la estimación del punto de compresión a 1 dB

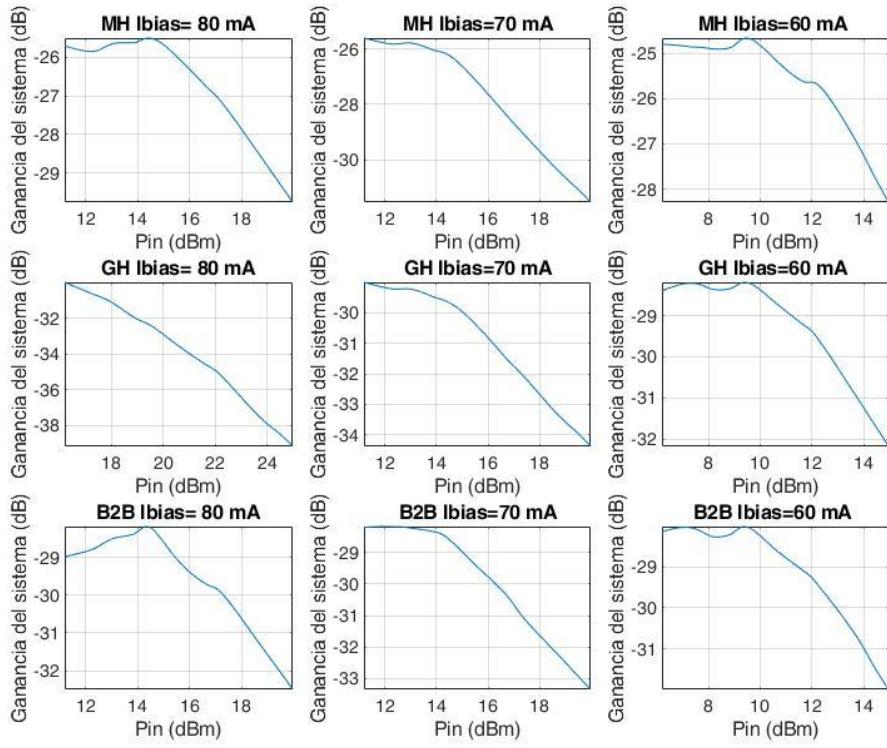


Figura I 11. Ganancia del sistema (dB) frente a potencia de entrada (dBm) a 700 MHz

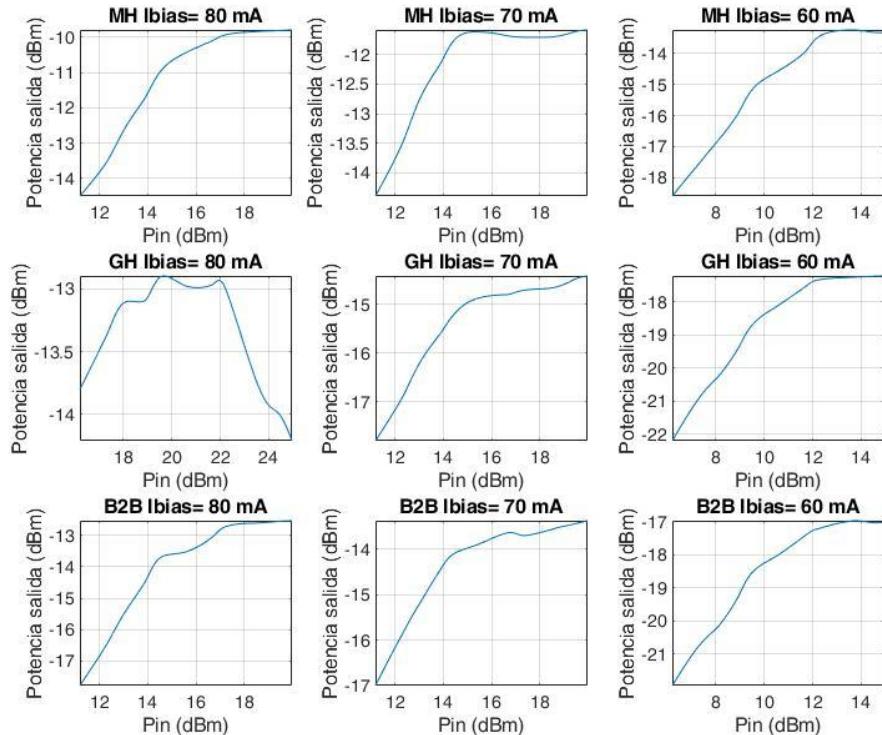


Figura I 12. Potencia de salida (dBm) frente a potencia de entrada (dBm) a 700 MHz.

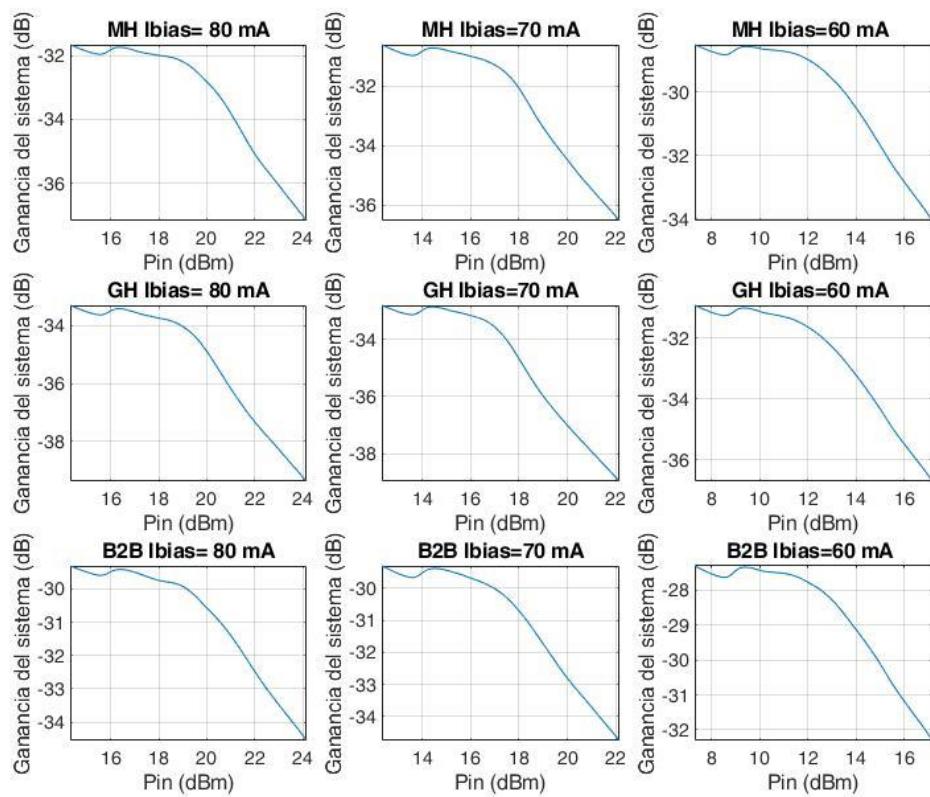


Figura I 13. Ganancia del sistema (dB) frente a potencia de entrada (dBm) a 925 MHz.

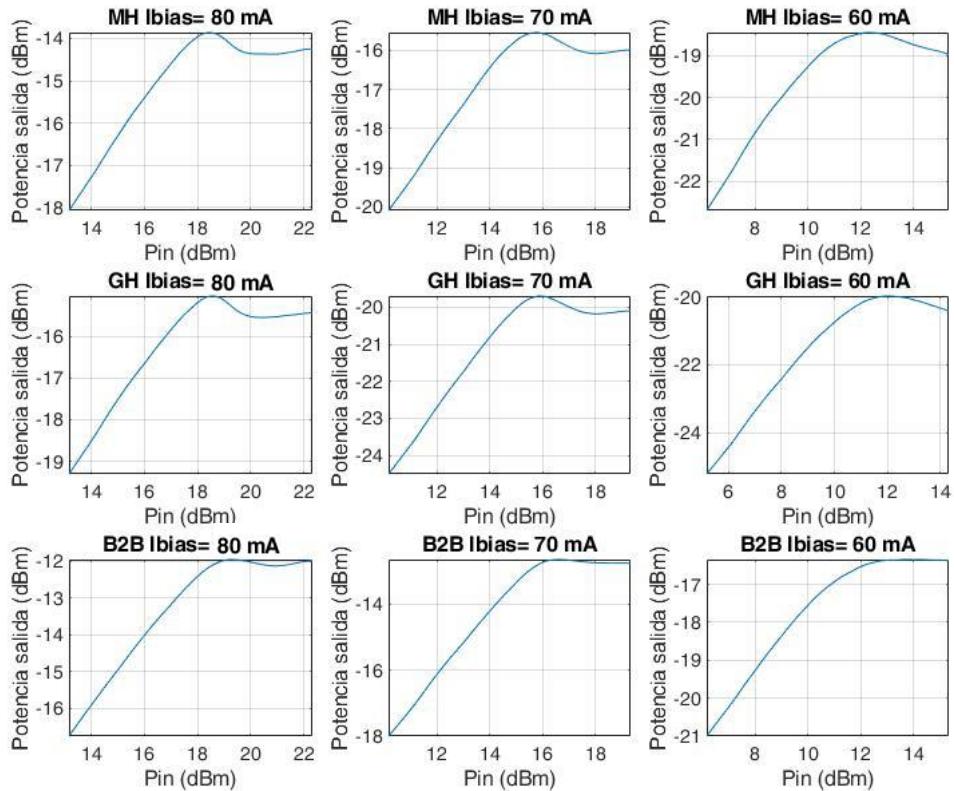


Figura I 14. Potencia de salida (dBm) frente a potencia de entrada (dBm) a 925 MHz.

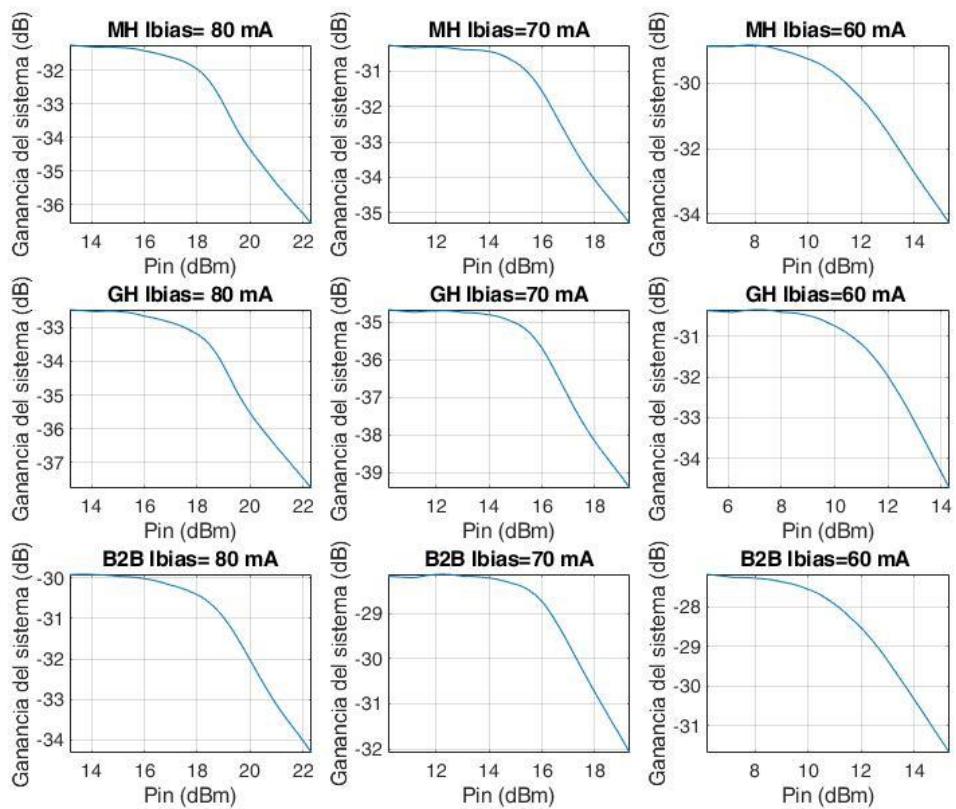


Figura I 15. Ganancia del sistema (dB) frente a potencia de entrada (dBm) a 960 MHz.

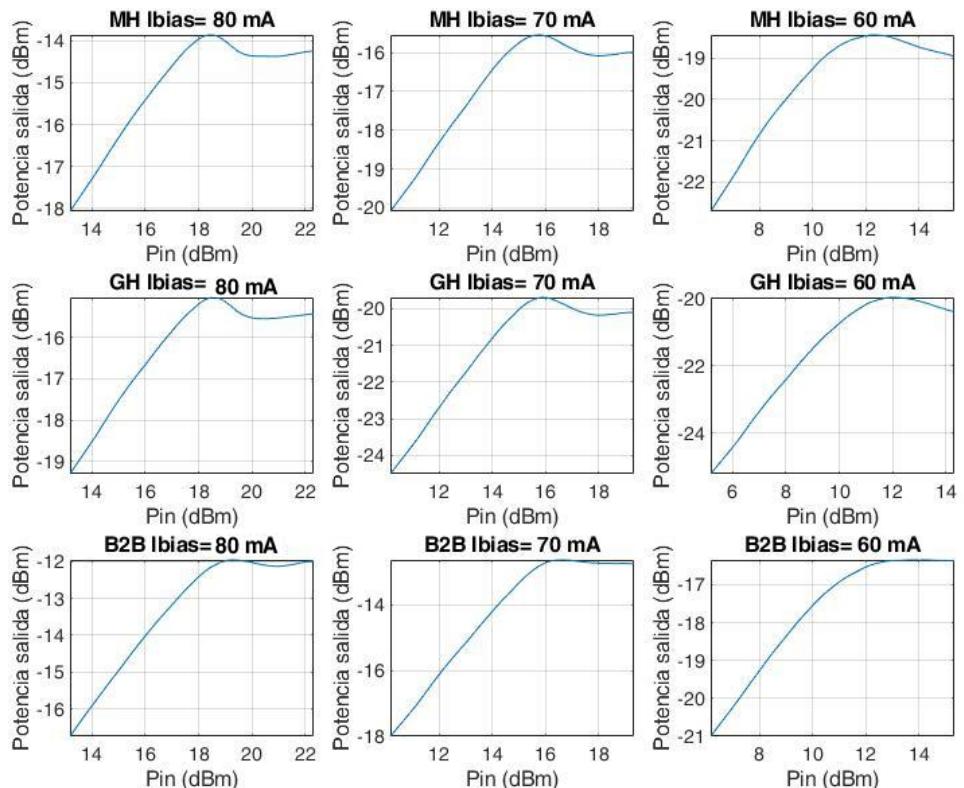


Figura I 16. Potencia de salida (dBm) frente a potencia de entrada (dBm) a 960 MHz.

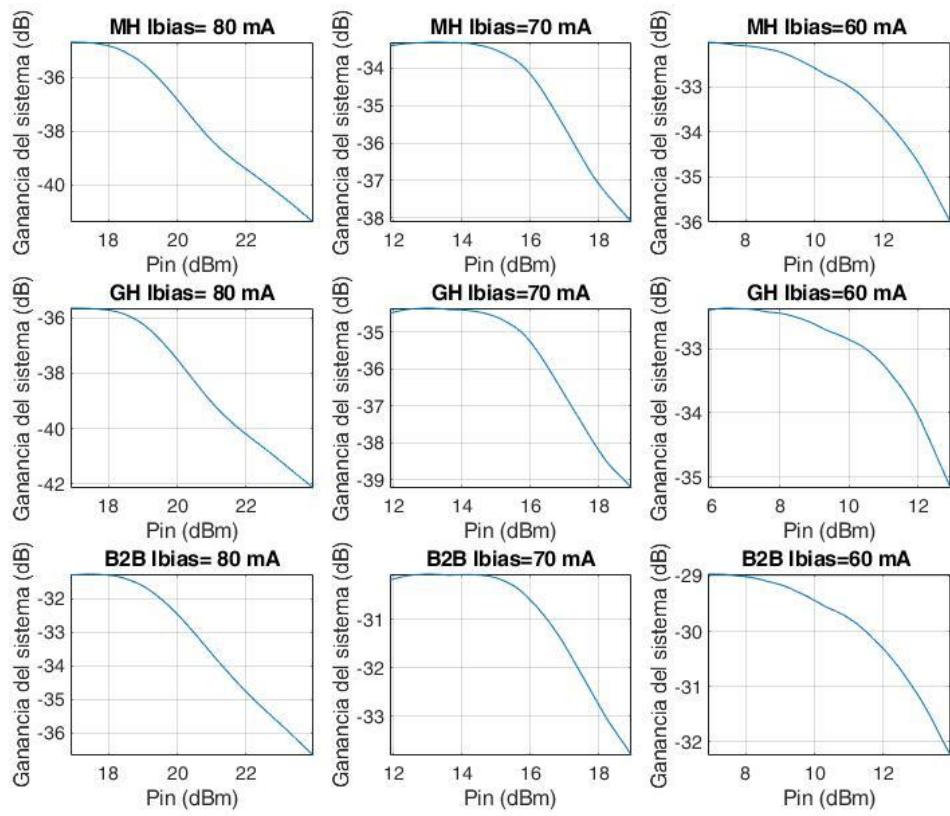


Figura I 17. Ganancia del sistema (dB) frente a potencia de entrada (dBm) a 1100 MHz.

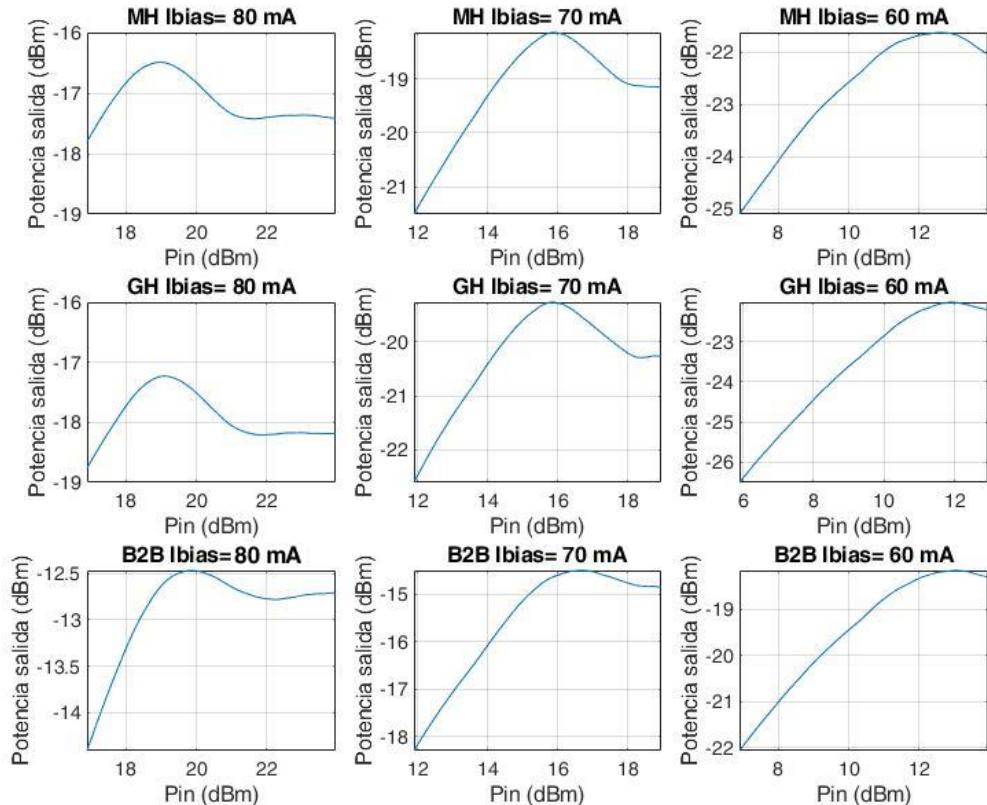


Figura I 18. Potencia de salida (dBm) frente a potencia de entrada (dBm) a 1100 MHz.

## I.8 Gráficas IP3

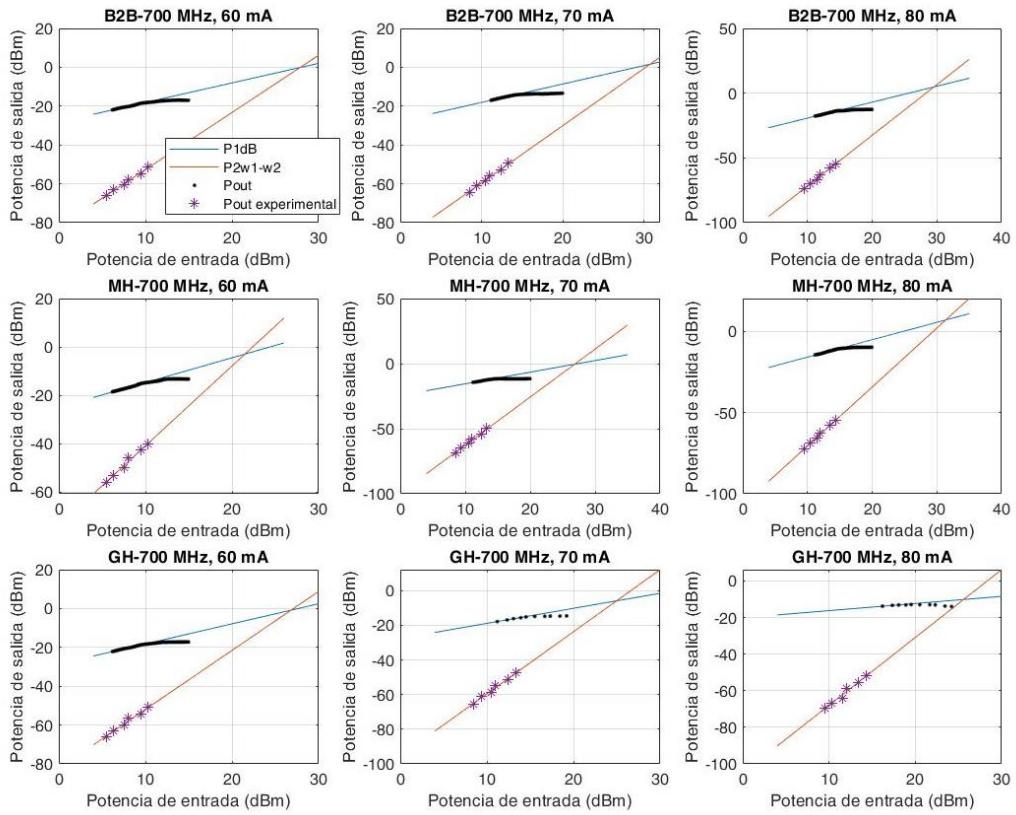


Figura I 19. Representación del cálculo del IP3 para las distintas fibras, a 700 MHz.

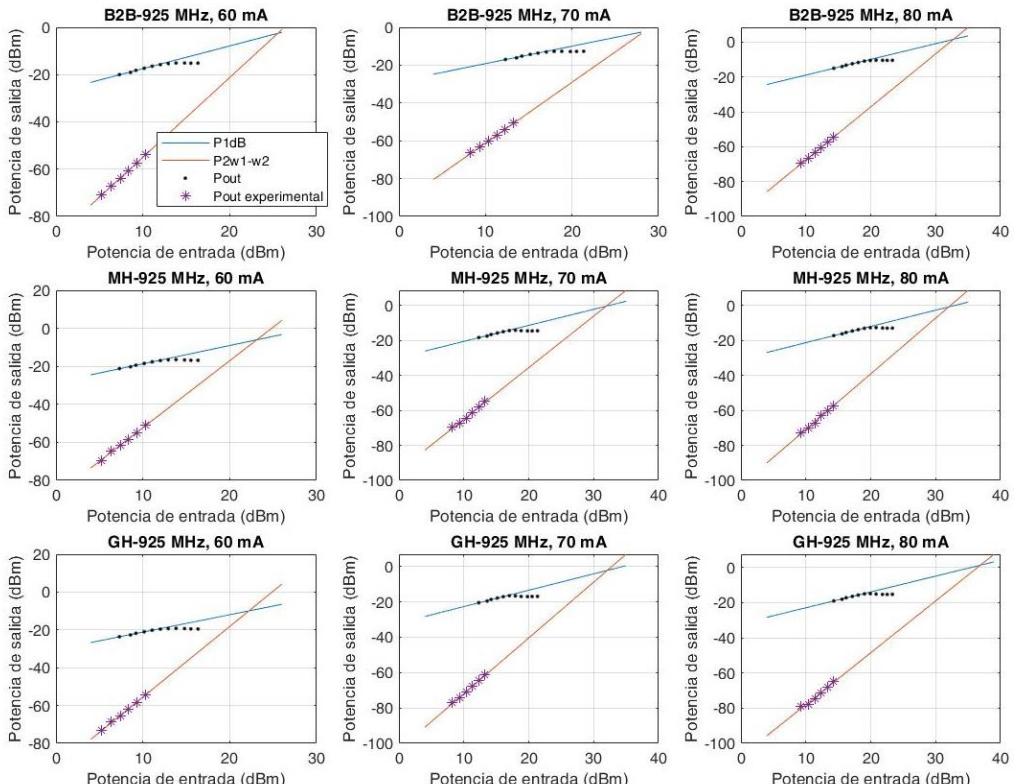


Figura I 20. Representación del cálculo del IP3 para las distintas fibras, a 925 MHz..

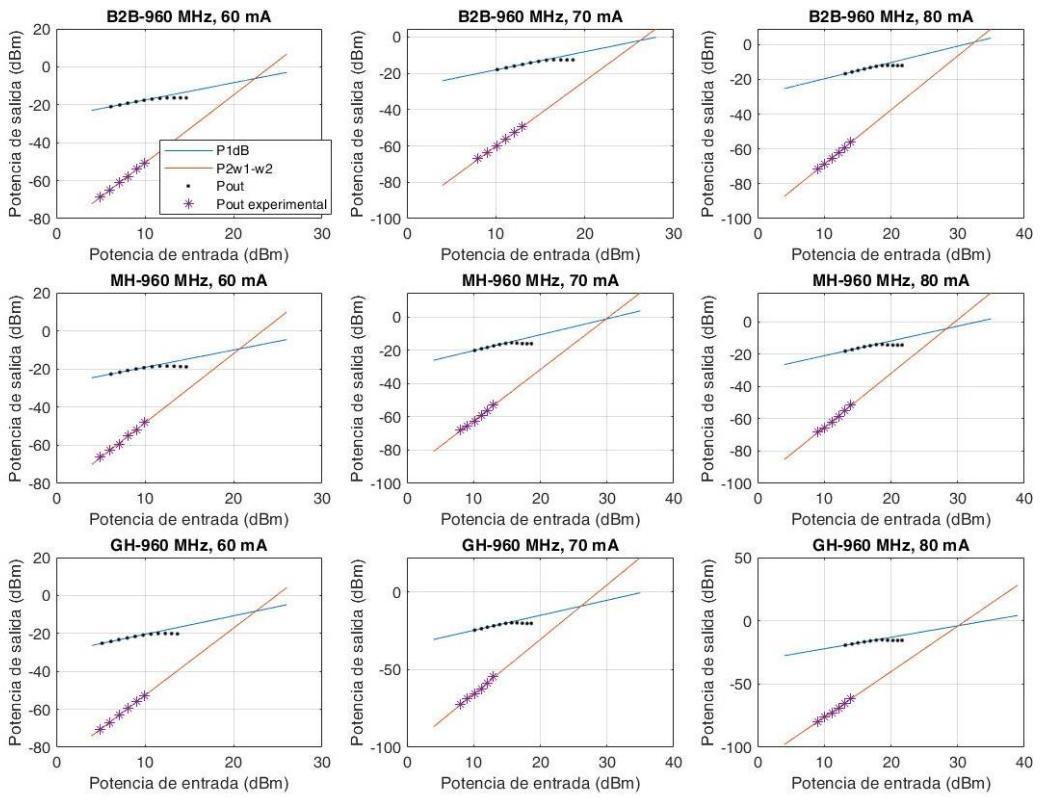


Figura I 21. Representación del cálculo del IP3 para las distintas fibras, a 960 MHz.

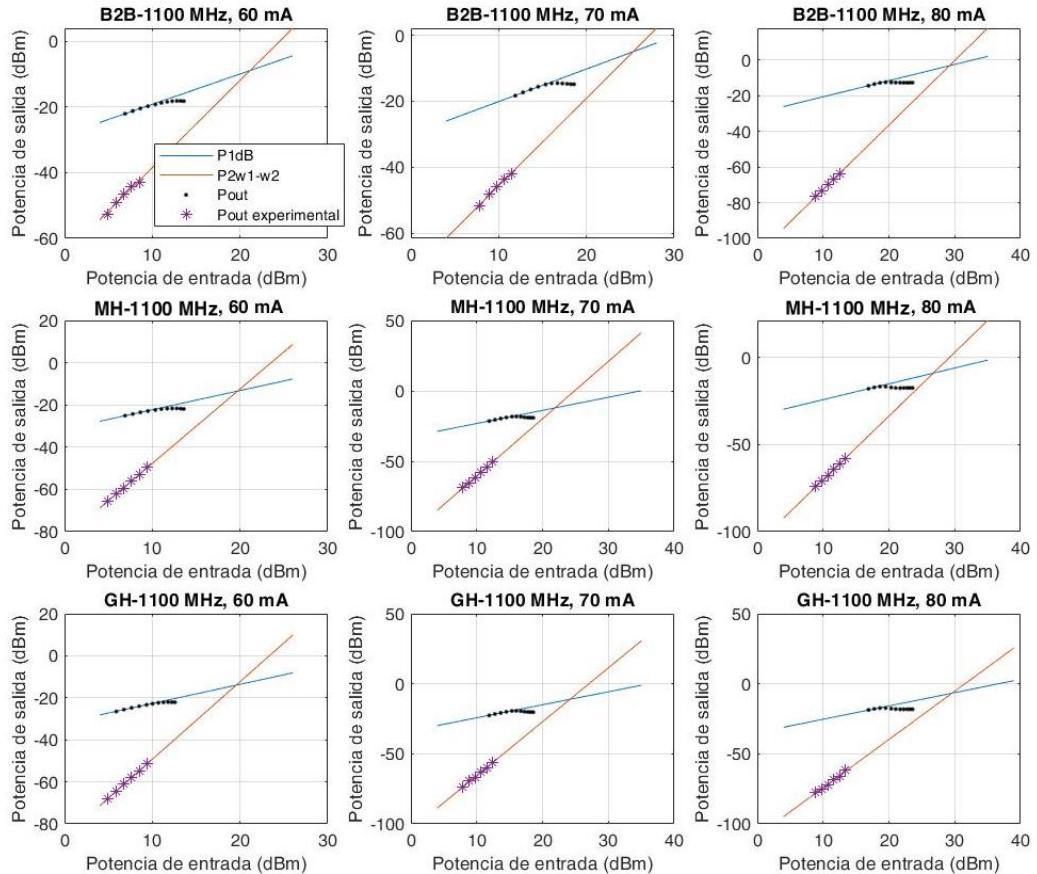


Figura I 22. Representación del cálculo del IP3 para las distintas fibras, a 1100 MHz.

## Anexo II: Desarrollo matemático ‘k’ modelo de Cann (Sharpness parameter)

El parámetro  $k$  o “sharpness parameter” describe pendiente de la no linealidad del modelo de Cann utilizado. Este parámetro solo se puede determinar mediante heurística. En este anexo se desarrolla la ecuación que permite la obtención del mismo, realizando un desarrollo de Taylor de la intensidad de salida respecto a la de entrada, hasta el tercer orden, y bajo la suposición de estar con bajas potencias, es decir, pequeña señal, así como despreciando los términos de segundo orden.

Se parte de la ecuación del modelo de Cann propuesta por el artículo.

$$y(x) = \frac{y}{k} \ln \left[ \frac{1 + e^{k(\frac{g.x}{L} + 1)}}{1 + e^{k(\frac{g.x}{L} - 1)}} \right] - L \quad (II.1)$$

La curva de ganancia de Cann es la derivada de la ecuación (II.1):

$$y'(x) = \frac{g \cdot \operatorname{senh}(k)}{ch(k) + \cosh\left(\frac{g \cdot k \cdot x}{L}\right)} \quad (II.2)$$

Si evaluamos en  $x=0$ , coincidirá con el punto de polarización del láser, luego la derivada será la pendiente de la curva. Si SLD es esa pendiente, obtenemos la ecuación (II.3) contenida en el artículo [23]:

$$y'(0) = SLD = \frac{g \cdot sh(k)}{1 + ch(k)} \quad (II.3)$$

$$g = \frac{SLD \cdot (1 + ch(k))}{sh(k)} \quad (II.4)$$

Realizamos el desarrollo en serie de Taylor hasta orden 3.

$$y(x) = y(0) + y'(0) \cdot x + \frac{y''(0)}{2!} \cdot x^2 + \frac{y'''(0)}{3!} \cdot x^3 \quad (II.5)$$

Donde establecemos los siguientes valores,

$$y(0) = 0 \quad (II.6)$$

$$y'(0) = \frac{g \cdot sh(k)}{ch(k) + 1} \quad (II.7)$$

A partir de estos valores obtenemos

$$y'''(0) = \frac{-g^3 \cdot k^2 \cdot sh(k)}{(ch(k) + 1)^2 \cdot L^2} \quad (II.8)$$

El desarrollo en serie de Taylor resultante será el presentado en la siguiente ecuación (II.9):

$$y(x) \cong \frac{g \cdot sh(k)}{ch(k) + 1} \cdot x - \frac{g^3 \cdot k^2 \cdot sh(k)}{(ch(k) + 1)^2 \cdot 6 \cdot L^2} \cdot x^3 \quad (II.9)$$

Por lo que definimos los valores de  $k1$  y  $k2$  a partir de la ecuación anterior:

$$k1 = \frac{g \cdot sh(k)}{ch(k) + 1} \quad (II.10)$$

$$|k3| = \frac{g^3 \cdot k^2 \cdot sh(k)}{6 \cdot L^2 \cdot (ch(k) + 1)^2} \quad (II.11)$$

El nivel a la entrada donde se produce el punto de intercepción,  $X_{IP3}$ , [22] verifica la siguiente ecuación (II.12):

$$X_{IP3}^2 \cong \frac{4}{3} \cdot \frac{k1}{|k3|} \quad (II.12)$$

Sustituyendo en la ecuación (II.12), los resultados obtenidos en la (II.10) y (II.11), obtenemos:

$$X_{IP3}^2 \cong \frac{4}{3} \cdot \frac{6 \cdot L^2 \cdot (ch(k) + 1)^1}{g^2 \cdot k^2} \quad (II.13)$$

Teniendo en cuenta que  $IP3 = \frac{|X_{IP3}^2|}{2}$ , obtenemos la ecuación (II.14):

$$L = g \cdot k \cdot \sqrt{\frac{IP3}{4 \cdot (ch(k) + 1)}} \quad (II.14)$$

Finalmente, si definimos  $X_{1dB}$  como el nivel donde se produce la compresión, obtenemos la relación entre potencia de salida, entrada y ganancia de compresión de la ecuación (II.15):

$$\frac{y(X_{1dB})^2}{2} = \frac{(X_{1dB})^2}{2} \cdot k1^2 \cdot 10^{\frac{-1}{20}} \quad (II.15)$$

Consecuentemente, se obtiene la ecuación (II.16), a partir de la que se realiza todo el desarrollo siguiente, hasta la obtención de la ecuación definitiva (II.20), a partir de la que se obtiene el valor de  $k$  buscado.

$$y(X_{1dB}) = X_{1dB} \cdot k1 \cdot 10^{\frac{-1}{20}} \quad (II.16)$$

Sustituyendo en la ecuación (II.1):

$$\frac{L}{k} \ln \left[ \frac{1 + e^{k(\frac{g}{L}X_{1dB} + 1)}}{1 + e^{k(\frac{g}{L} - X_{1dB} - 1)}} \right] - L = X_{1dB} \cdot k1 \cdot 10^{\frac{-1}{20}} \quad (II.17)$$

Multiplicando por  $k$  y dividiendo todo por  $L$ :

$$\begin{aligned} \ln \left[ \frac{1 + e^{k(\frac{g}{L}X_{1dB} + 1)}}{1 + e^{k(\frac{g}{L} - X_{1dB} - 1)}} \right] - k &= \frac{k}{L} \cdot X_{1dB} \cdot k1 \cdot 10^{\frac{-1}{20}} = \\ &= \frac{k}{L} \cdot \frac{g \cdot sh(k)}{1 + ch(k)} \cdot 10^{\frac{-1}{20}} \cdot X_{1dB} \quad (II.18) \end{aligned}$$

Haciendo uso de la ecuación (II.14):

$$\frac{g \cdot k}{L} = \sqrt{\frac{4 \cdot (ch(k) + 1)}{IP3}} = \frac{k}{L} \cdot \frac{g \cdot sh(k)}{1 + ch(k)} \cdot 10^{\frac{-1}{20}} \cdot X_{1dB} =$$

$$\begin{aligned}
&= \sqrt{\frac{4}{IP3} \cdot \frac{sh(k)^2}{(ch(k) + 1)}} 10^{\frac{-1}{20}} \cdot X_{1dB} = \sqrt{\frac{4}{IP3} \cdot \frac{ch(k)^2 - 1}{(ch(k) + 1)}} 10^{\frac{-1}{20}} \cdot X_{1dB} = \\
&= \sqrt{\frac{4}{IP3} \cdot (ch(k) - 1)} 10^{\frac{-1}{20}} \cdot X_{1dB} = 10^{\frac{-1}{20}} \sqrt{\frac{IP1}{IP3} \cdot 8 \cdot (ch(k) - 1)} \quad (II.19)
\end{aligned}$$

Finalmente, se obtiene la ecuación definitiva (II.20), a partir de la que se realiza la obtención del parámetro  $k$ :

$$\ln \left( \frac{1 + e^{\sqrt{\frac{8(1+ch(k))IP1}{IP3}} + k}}{1 + e^{\sqrt{\frac{8(1+ch(k))IP1}{IP3}} - k}} \right) - k = 10^{-1/20} \sqrt{\frac{8(ch(k) - 1)IP1}{IP3}} \quad (II.20)$$

## Anexo III: Simulación EVM y ACPR

### III.1 Ajuste del ruido para la simulación

En la siguiente tabla, se presentan los valores ajustados para cada fibra, frecuencia y corriente de bias, correspondientes al parámetro  $N0$ , que determina el ruido de la simulación.

<b><math>N0</math></b>	<b>Ibias (mA)</b>	<b>B2B</b>	<b>MH</b>	<b>GH</b>
<b>925 MHz</b>	60	0.120	0.080	0.028
	70	0.145	0.122	0.070
	80	0.155	0.125	0.090
<b>960 MHz</b>	60	0.090	0.040	0.007
	70	0.140	0.085	0.100
	80	0.100	0.105	0.900

Tabla III 1. Ajuste del parámetro de ruido  $N0$  en el programa de simulación, para los diferentes escenarios.

### III.2 Resultados simulados EVM y ACPR

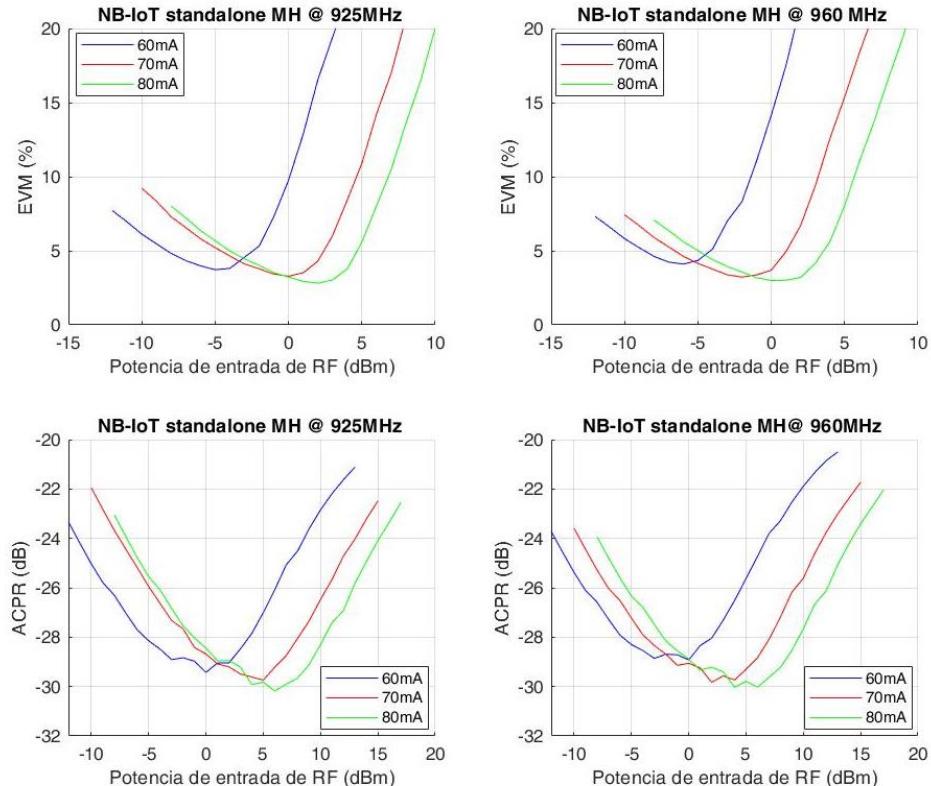


Figura III 1. Representación de los valores de EVM y ACPR obtenidos con el Modelo de Cann para la MH.

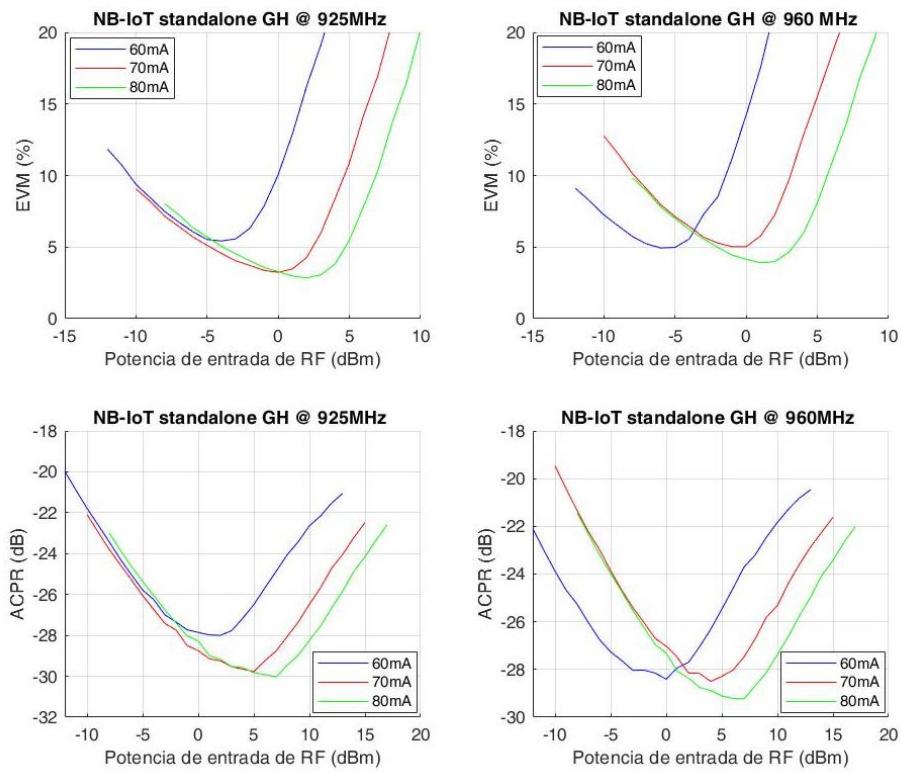


Figura III 2. Representación de los valores de EVM y ACPR obtenidos con el Modelo de Cann para la GH.

## Anexo IV: Comparativa EVM y ACPR simulado y experimental

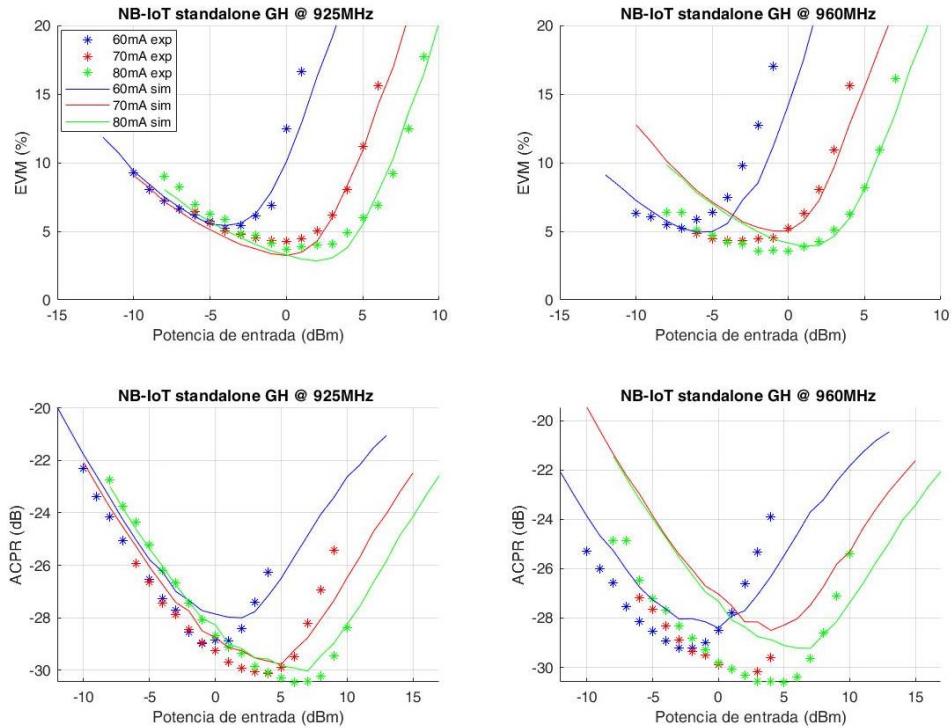


Figura IV 1. Comparativa de los valores del EVM y ACPR experimentales y simulados, para la GH.

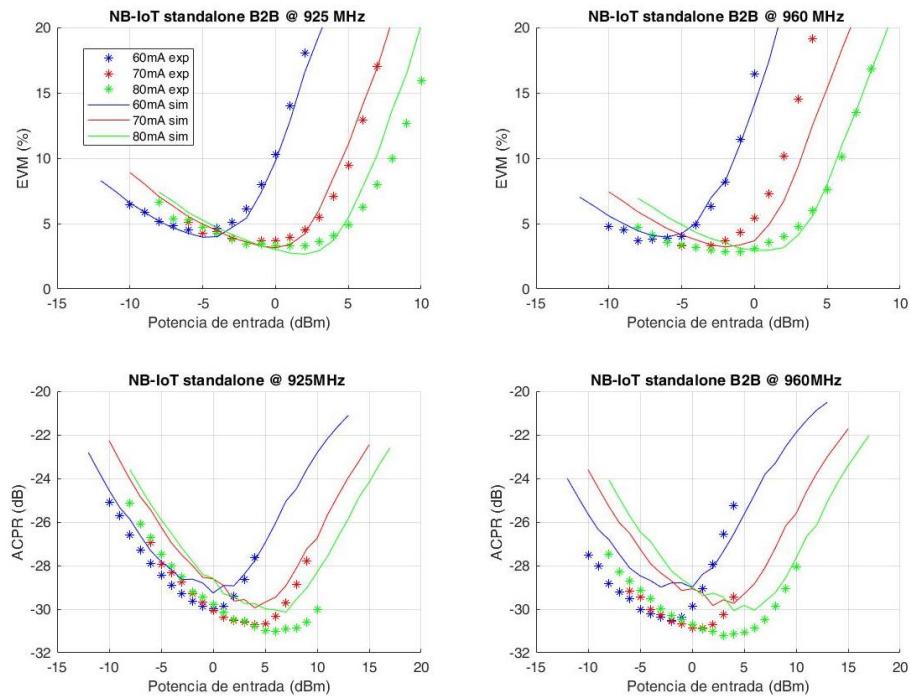


Figura IV 2. Comparativa de los valores del EVM y ACPR experimentales y simulados, para el B2B

## Anexo V: Códigos desarrollados

En este anexo se incluyen los programas de MATLAB creados o modificados para el cálculo de parámetros, procesado y representación óptima de los datos obtenidos en los experimentos realizados.

Los ficheros incluidos son los siguientes:

- Obtención IP3 y P1dB.
- Obtención parámetro  $k$ .
- Modelo de Cann para 1 y 2 tonos.
- Adaptación del modelo de Cann a NB-IoT para la simulación del sistema, con la obtención del EVM.
- Código de obtención y representación del EVM y ACPR
- Código de DPD y “Mesh-Selecting”, cálculo de los nuevos EVM y ACPR corregidos.

```

%% OBTENCIÓN IP1 e IP3, con las representaciones correspondientes.

%Para la obtención del IP3 se hace uso de las funciones
'ajuste_Pin()', 'ajuste_Pout()' y 'corrección_pico()', que simplemente
realizan un ajuste en un factor de escala a las medidas experimentales.
También se utiliza la función 'IMD()', 'Ganancia_compresion()' e
'IP3()', presentadas a continuación.

clear all
close all

%% MH a 925 MHz

load salida2_MH_80mA_925MHz.mat
Posalida_MH_80mA_925MHz=Po;
Gi_MH_80mA_925MHz=Gi;

load salida_MH_70mA_925MHz.mat
Posalida_MH_70mA_925MHz=Po;
Gi_MH_70mA_925MHz=Gi;

load salida_MH_60mA_925MHz.mat
Posalida_MH_60mA_925MHz=Po;
Gi_MH_60mA_925MHz=Gi;

%% Referencia

load referencia_925MHz.mat

%% Representación con potencia de entrada y ganancia

%Ajuste de la potencia de las medidas experimentales.

% 60 mA, Entrada

referencia=7.31;
x_MH_60_925 = ajuste_Pin(referencia,Po); %Pin interpolada

% Salida
referencia2=-24.2;
y_MH_60_925 = ajuste_Pout(referencia2,Posalida_MH_60mA_925MHz);

[G_MH_60mA_925MHz,pc_MH_60mA_925MHz]
=Ganancia_compresion(x_MH_60_925,y_MH_60_925);

%%% 70 mA, Entrada

x_MH_70_925=x_MH_60_925+5;

%Salida

```

```

referencia2=-21.3; %dB
y_MH_70_925 = ajuste_Pout(referencia2,Posalida_MH_70mA_925MHz);

[G_MH_70mA_925MHz,pc_MH_70mA_925MHz]
=Ganancia_compresion(x_MH_70_925,y_MH_70_925);

% 80 mA, Entrada

x_MH_80_925=x_MH_70_925+2;

%Salida
referencia2=-20.35; %dBm
y_MH_80_925 = ajuste_Pout(referencia2,Posalida_MH_80mA_925MHz);

[G_MH_80mA_925MHz,pc_MH_80mA_925MHz]
=Ganancia_compresion(x_MH_80_925,y_MH_80_925);

%% Almaceno los puntos de compresión experimentales

%Por cada columna potencia de entrada de compresión y de salida
Pc_MH_925_experimental=[[(x_MH_60_925(pc_MH_60mA_925MHz));y_MH_60_925(
pc_MH_60mA_925MHz)]
[(x_MH_70_925(pc_MH_70mA_925MHz));y_MH_70_925(pc_MH_70mA_925MHz)]
[(x_MH_80_925(pc_MH_80mA_925MHz));y_MH_80_925(pc_MH_80mA_925MHz)]]


%% PARÁMETROS TEST A DOS TONOS experimentales

%60 mA
load salida_MH_60mA_925MHz_2t.mat
Sx2_MH_60mA_925MHz=Sx2;
f_MH_60mA_925MHz=f2;

%70 mA
load salida_MH_70mA_925MHz_2t.mat
Sx2_MH_70mA_925MHz=Sx2;
f_MH_70mA_925MHz=f2;

%80 mA
load salida_MH_80mA_925MHz_2t.mat
Sx2_MH_80mA_925MHz=Sx2;
f_MH_80mA_925MHz=f2;

%Referencia
load referencia_925MHz_2t.mat
Pin_MH_925=Po;

%% Escalado vector de referencia

```

```

referencia=5.24 + 3;

%% REPRESENTACIONES

% Ejemplo para 60 mA

Pin_MH_60mA_925=Pin_B2B_corregida;
[amp_w11_MH_925_60,amp_w1_MH_925_60,amp_w2_MH_925_60,amp_w22_MH_925_60
] = busca_picos(Sx2_MH_60mA_925MHz,f_MH_60mA_925MHz);

[IMD_fin_MH_60_925,IMD1_MH_60_925,IMD2_MH_60_925] =
IMD(amp_w11_MH_925_60,amp_w1_MH_925_60,amp_w2_MH_925_60,amp_w22_MH_925
_60);

%Corrección del valor de amplitud del tono 2w1-w2 para la curva
referencia=-26.2; %Referencia para el pico en dBm.
amp_w11_MH_925_60_corr =
correccion_pico(referencia,amp_w1_MH_925_60,amp_w11_MH_925_60);

%Ajusto las amplitudes a una recta

coef_w11_MH_925_60=polyfit(max(Pin_MH_60mA_925.' )-
3,amp_w11_MH_925_60_corr,1)
% p(x)=3.5288x-87.6255

x=4:0.01:26;
%Evaluamos el polinomio
recta_w11_MH_925_60=polyval(coef_w11_MH_925_60,x);

%Ajuste de la potencia de entrada con la de salida, nos quedamos con
%el max de cada uno.

x_MH_60_925_max=max(x_MH_60_925.');
y_MH_60_925_max=max(y_MH_60_925.');

%Me quedo con los valores lineales, de los 11 con los 5 primeros

x_MH_60_925_lin=x_MH_60_925_max(1:5);
y_MH_60_925_lin=y_MH_60_925_max(1:5);

%Primero el ajuste con la curva
coef_recta1dB_MH_60_925=polyfit(x_MH_60_925_lin,y_MH_60_925_lin,1);
% p(x)=0.9639x-28.3258

%Evaluamos el polinomio.
recta1dB_MH_60_925=polyval(coef_recta1dB_MH_60_925,x);

```

figure

```

plot(x,recta1dB_MH_60_925)
hold on
plot(x,recta_w11_MH_925_60)
grid on

ylabel('Potencia de salida (dBm)')
xlabel('Potencia de entrada (dBm)')

hold on

plot(x_MH_60_925_max,y_MH_60_925_max,'k.')
hold on

plot(max(Pin_MH_60mA_925.')-3,amp_w11_MH_925_60_corr,'*')

legend('Recta del punto de compresion a 1 dB', 'Recta de potencia
P2w1-w2', 'Potencia de salida original','Puntos experimentales')
title('MH-925 MHz, 60 mA')

[IP3_s_MH_60_925,IP3_e_MH_60_925] =
IP3(coef_w11_MH_925_60,coef_recta1dB_MH_60_925);

%% CALCULO LOS PUNTOS DE COMPRESION TEÓRICOS

pc_MH_925=[error(IP3_e_MH_60_925,IP3_s_MH_60_925)
error(IP3_e_MH_70_925,IP3_s_MH_70_925)
error(IP3_e_MH_80_925,IP3_s_MH_80_925)];

% En orden ascendente de Ibias, 60 mA, 70 mA, 80 mA
error_MH_925=abs(Pc_MH_925_experimental-pc_MH_925)

%% CÁLCULO DEL IP3, para la potencia de entrada y salida

function [IP1_salida,IP1_entrada] = IP1(recta_w11,coef_recta1dB)

IP1_entrada=(coef_recta1dB(2)-recta_w11(2))/(recta_w11(1)-
coef_recta1dB(1));

IP1_salida=recta_w11(1)*IP1_entrada+recta_w11(2);

end

```

```

%% CÁLCULO DEL PUNTO DE COMPRESIÓN A 1 dB.

function [G,punto_compresion] =Ganancia_compresion(Pin,Pout)
G=Pout-Pin; %Calculamos la ganancia.

punto_compresion=find ((G)<=(max(G))-1,1);
%Nos quedamos con el valor más cercano al punto de compresión a 1 dB,
ese de forma exacta o por debajo.

%% Cálculo de la diferencia de amplitud entre armónicos, IMD.

function [IMD_fin,IMD1,IMD2] = IMD(amp_w11,amp_w1,amp_w2,amp_w22)

IMD1=amp_w1-amp_w11; %Nos quedaremos con el máximo, caso peor.
IMD2=amp_w2-amp_w22;

for i=1:6
    IMD_fin(1,i)=max(IMD1(i),IMD2(i));
end
end

```

```
%% Obtención parámetro k
```

%En este programa se realiza el cálculo del valor de 'k', haciendo uso de la función 'valor\_kx()' que proporciona los dos lados 'izm' y 'derm' de la ecuación para el cálculo de 'k' proporcionada por el modelo de Cann. Posteriormente, se hace uso del algoritmo 'InterX' para encontrar el corte entre ambas rectas o lados de la ecuación (izm y derm), que será la solución de 'k'.

```
%%
clear all
close all
```

```
%% Valores medidos de IP3 IP1
```

```
%B2B 60 mA, 925 MHz;
```

```
IP1d_B2B_60mA=13.0417;
IP3d_B2B_60mA=25.548;
```

```
%MH 60 mA, 925 MHz;
```

```
IP1d_MH_60mA=12.9141;
IP3d_MH_60mA=23.1194;
```

```
%GH 60 mA, 925 MHz;
```

```
IP1d_GH_60mA=12.5082;
IP3d_GH_60mA=22.2044;
```

```
%B2B 70 mA, 925 MHz;
```

```
IP1d_B2B_70mA=17.5082;
IP3d_B2B_70mA=28.3361;
```

```
%MH 70 mA, 925 MHz;
```

```
IP1d_MH_70mA=17.5357;
IP3d_MH_70mA=31.9138;
```

```
%GH 70 mA, 925 MHz;
```

```
IP1d_GH_70mA=17.2866;
IP3d_GH_70mA=32.1057;
```

```
%B2B 80 mA, 925 MHz;
```

```
IP1d_B2B_80mA=19.663;
IP3d_B2B_80mA=32.7383;
```

```

%MH 80 mA, 925 MHz;
IP1d_MH_80mA=19.7981;
IP3d_MH_80mA=32.0169;

%GH 80 mA, 925 MHz;
IP1d_GH_80mA=19.4255;
IP3d_GH_80mA=36.8905;

IP1d_60 = [IP1d_B2B_60mA,IP1d_MH_60mA,IP1d_GH_60mA];
IP3d_60 = [IP3d_B2B_60mA,IP3d_MH_60mA,IP3d_GH_60mA];

IP1d_70 = [IP1d_B2B_70mA,IP1d_MH_70mA,IP1d_GH_70mA];
IP3d_70 = [IP3d_B2B_70mA,IP3d_MH_70mA,IP3d_GH_70mA];

IP1d_80 = [IP1d_B2B_80mA,IP1d_MH_80mA,IP1d_GH_80mA];
IP3d_80 = [IP3d_B2B_80mA,IP3d_MH_80mA,IP3d_GH_80mA];

```

%Definición parámetro mu.

```

mu60 = 10.^((IP1d_60/10)./10.^((IP3d_60/10))
mu70 = 10.^((IP1d_70/10)./10.^((IP3d_70/10))
mu80 = 10.^((IP1d_80/10)./10.^((IP3d_80/10))

N = 200;
Range_mu = linspace(min([mu60,mu70,mu80]),max([mu60,mu70,mu80]),N);

kdmu = [];

%% Cálculo de 'k'

for (j=1:length(Range_mu))

% Calculamos los valores de las 2 funciones o lados de la ecuación
% para un rango de valores de k

[k_barrido,izm,derm] = valor_kx(Range_mu(j));

P = InterX([k_barrido;izm],[k_barrido;derm]);

if (length(P)==0)
kdmu(j)= 0;
else
kdmu(j) = P(1);
end

end

%% Representación 'k' vs 'mu'.

```

```

figure(1)
plot(Range_mu,kdmu)
xlabel('IP1/IP3')
ylabel('k')

figure(2)
plot(kdmu,Range_mu)
ylabel('IP1/IP3')
xlabel('k')

%% Representando solo valores válidos

pos=find(kdmu==0,1)
kdmuc = kdmu(1:pos-1);
Range_muc = Range_mu(1:pos-1);

%% Cálculo para 925 MHz

for (i=1:3)

% Calculamos los valores de 'k' a 60mA

[k_barrido,izm,derm] = valor_kx(mu60(i));

P = InterX([k_barrido;izm],[k_barrido;derm]); %Primera columna es el
corte en x que es la k_barrido

if (length(P)==0)
kdmu60(i)= 0; %Primera fila contiene el corte en k, eje x.
else
kdmu60(i) = P(1);
end

% Calculamos los valores de 'k' a 70mA

[k_barrido,izm,derm] = valor_kx(mu70(i));

P = InterX([k_barrido;izm],[k_barrido;derm]); %Primera columna es el
corte en x que es la k_barrido

if (length(P)==0)
kdmu70(i)= 0; %Primera fila contiene el corte en k, eje x.
else
kdmu70(i) = P(1);
end

% Calculamos los valores de 'k' a 80mA

```

```

[k_barrido,izm,derm] = valor_kx(mu80(i));

P = InterX([k_barrido;izm],[k_barrido;derm]); %Primera columna es el
corte en x que es la k_barrido

if (length(P)==0)
kdmu80(i)= 0; %Primera fila contiene el corte en k, eje x.
else
kdmu80(i) = P(1);
end

end

%% Con el promedio de mu para cada Ibias

% 60 mA
[k_barrido,izm,derm] = valor_kx(mean(mu60));

P = InterX([k_barrido;izm],[k_barrido;derm]);

if (length(P)==0)
kdmu60m= 0;
else
kdmu60m = P(1);
end

%70 mA

[k_barrido,izm,derm] = valor_kx(mean(mu70));

P = InterX([k_barrido;izm],[k_barrido;derm]); %Primera columna es el
corte en x que es la k_barrido

if (length(P)==0)
kdmu70m= 0; %Primera fila contiene el corte en k, eje x.
else
kdmu70m = P(1);
end

%80 mA

[k_barrido,izm,derm] = valor_kx(mean(mu80));

P = InterX([k_barrido;izm],[k_barrido;derm]); %Primera columna es el
corte en x que es la k_barrido

if (length(P)==0)
kdmu80m= 0; %Primera fila contiene el corte en k, eje x.
else
kdmu80m = P(1);
end

```

%Código correspondiente a la función ‘valorkx()’ utilizado anteriormente.

```
function [k_barrido,izm,derm] = valor_kx(mu)

k0=1;
k1=15;
k_barrido=linspace(k0,k1);

SLD = 1;

for i=1:length(k_barrido)

    izm(i)=log(1+exp(sqrt(8*mu*(1+cosh(k_barrido(i)))))+k_barrido(i))-log(1+exp(sqrt(8*mu*(1+cosh(k_barrido(i)))))-k_barrido(i))-k_barrido(i);
    derm(i)=sqrt(8*(cosh(k_barrido(i))-1)*mu)*10^(-1/20);

    e(i)=izm(i)-derm(i);
end

end
```

```

%% MODELO DE CANN PARA 1 Y 2 TONOS

%En este código se ajusta el Modelo de Cann para 1 y 2 tonos con las
%medidas obtenidas experimentalmente, obteniendo un modelo para cada
%corriente de bias.

%%%
%clear all
%close all

%% Segundo modelo de Cann

%% Parámetro k obtenido a partir de IP1d IP3d

%B2B 60 mA, 925 MHz;
IP1d_B2B_60mA=13.0417; %dBm
IP3d_B2B_60mA=25.548; %dBm

%MH 60 mA, 925 MHz;
IP1d_MH_60mA=12.9141; %dBm
IP3d_MH_60mA=23.1194; %dBm

%GH 60 mA, 925 MHz;
IP1d_GH_60mA=12.5082; %dBm
IP3d_GH_60mA=22.2044; %dBm

% PARAMETROS
%          B2B      MH      GH
% k:      2.5074    1       1
% L:      0.8741  1.0034  1.0239
% g:      0.3695  0.6792  0.6792

%B2B 70 mA, 925 MHz;
IP1d_B2B_70mA=17.5082; %dBm
IP3d_B2B_70mA=28.3361; %dBm

%MH 70 mA, 925 MHz;
IP1d_MH_70mA=17.5357; %dBm
IP3d_MH_70mA=31.9138; %dBm

%GH 70 mA, 925 MHz;
IP1d_GH_70mA=17.2866; %dBm

```

```
IP3d_GH_70mA=32.1057; %dBm
```

%	B2B	MH	GH
% k:	1.6894	3.0219	3.1261
% L:	1.0517	0.8789	0.8613
% g:	0.4560	0.3460	0.3427

```
%B2B 80 mA, 925 MHz;
```

```
IP1d_B2B_80mA=19.663; %dBm  
IP3d_B2B_80mA=32.7383; %dBm
```

```
%MH 80 mA, 925 MHz;
```

```
IP1d_MH_80mA=19.7981; %dBm  
IP3d_MH_80mA=32.0169; %dBm
```

```
%GH 80 mA, 925 MHz;
```

```
IP1d_GH_80mA=19.4255; %dBm  
IP3d_GH_80mA=36.8905; %dBm
```

%	B2B	MH	GH
% k:	2.6838	2.4105	3.6663
% L:	0.9559	0.9964	0.8110
% g:	0.3599	0.3758	0.3303

```
% Cargamos las medidas
```

```
load medidasP1dB_925MHz.mat  
load medidasP1dB_925MHz_sin_interp.mat
```

```
%% Medidas
```

```
R = 50; % 50 ohmios resistencia típica
```

```
CI = sqrt(2/R); %Para trabajar con corriente, I^2*R=P  
CV = sqrt(2*R); %Para trabajar con voltaje
```

```
CTE=CI;
```

```
% INVERSA
```

```
Cinv_I = R/2;  
Cinv_V = 1/(2*R);
```

```
CTEinv = Cinv_I;
```

```
%% Adaptación de potencias a corrientes
```

```
%Entrada
```

```
Iin_MH_60_925 = CTE*10.^((x_MH_60_925/20)); % mA
Iin_MH_70_925 = CTE*10.^((x_MH_70_925/20)); % mA
Iin_MH_80_925 = CTE*10.^((x_MH_80_925/20)); % mA

Iin_GH_60_925 = CTE*10.^((x_GH_60_925/20)); % mA
Iin_GH_70_925 = CTE*10.^((x_GH_70_925/20)); % mA
Iin_GH_80_925 = CTE*10.^((x_GH_80_925/20)); % mA

Iin_B2B_60_925 = CTE*10.^((x_B2B_60_925/20)); % mA
Iin_B2B_70_925 = CTE*10.^((x_B2B_70_925/20)); % mA
Iin_B2B_80_925 = CTE*10.^((x_B2B_80_925/20)); % mA
```

```
%Salida
```

```
Iout_MH_60_925 = CTE*10.^((y_MH_60_925/20)); % mA
Iout_MH_70_925 = CTE*10.^((y_MH_70_925/20)); % mA
Iout_MH_80_925 = CTE*10.^((y_MH_80_925/20)); % mA

Iout_GH_60_925 = CTE*10.^((y_GH_60_925/20)); % mA
Iout_GH_70_925 = CTE*10.^((y_GH_70_925/20)); % mA
Iout_GH_80_925 = CTE*10.^((y_GH_80_925/20)); % mA

Iout_B2B_60_925 = CTE*10.^((y_B2B_60_925/20)); % mA
Iout_B2B_70_925 = CTE*10.^((y_B2B_70_925/20)); % mA
Iout_B2B_80_925 = CTE*10.^((y_B2B_80_925/20)); % mA
```

```
%% Potencias de entrada y salida medidas (e interpoladas)
```

```
IMH60 = x_MH_60_925;
IGH60 = x_GH_60_925;
IBB60 = x_B2B_60_925;

OMH60 = y_MH_60_925;
OGH60 = y_GH_60_925;
OBG60 = y_B2B_60_925;
```

```
IMH70 = x_MH_70_925;
IGH70 = x_GH_70_925;
IBB70 = x_B2B_70_925;

OMH70 = y_MH_70_925;
OGH70 = y_GH_70_925;
OBG70 = y_B2B_70_925;

IMH80 = x_MH_80_925;
```

```

IGH80 = x_GH_80_925;
IBB80 = x_B2B_80_925;

OMH80 = y_MH_80_925;
OGH80 = y_GH_80_925;
OBB80 = y_B2B_80_925;

%% Modelo de Cann (2)
%  $y(x) = L/k * \ln \{ (1+\exp[k(gx/L + 1)]) / (1+\exp[k(gx/L - 1)]) \} - L$ 
% y= Iout
% x=Iin

%Promedio valores de k
k60_925 = mean([ 4.0149 ]); % media de k válidos
k70_925=mean([2.378871743149937 5.043834616785671 5.252211697420583]);
k80_925 = mean([4.367543772473372 3.820922662217510
6.332665691448135]);

%Cálculo parámetro g/L
% 60 mA
P1dBm = mean([13.0417 12.5082 12.9141])-1.5; %% Media de los P1dB
experimentales.
gL_60mA_925 = CTE*10.^((P1dBm/20)); % g/L

% 70mA
P1dBm = mean([17.5082 17.5357 17.2866])-1.5;
gL_70mA_925 = CTE*10.^((P1dBm/20)); % g/L

% 80mA
P1dBm = mean([19.663 19.4255 19.7981])-1.5;
gL_80mA_925 = CTE*10.^((P1dBm/20)); % g/L

%% Primer ajuste del modelo
L = 1;

minI = min([Iin_MH_60_925,Iin_GH_60_925,Iin_B2B_60_925]);
maxI = max([Iin_MH_80_925,Iin_GH_80_925,Iin_B2B_80_925]);
xx = linspace(0.5*minI,2*maxI);

% Paso de Intensidad/Voltaje a Potencias.

```

```

Pin = 10*log10(CTEinv*xx.^2);

%% Evaluación modelo de Cann

% 60 mA
xx_60_925 = xx/gL_60mA_925;

yy_60_925 = (L/k60_925)*log( (1+exp(k60_925*(xx_60_925+1))) ./ (1+exp(k60_925*(xx_60_925-1))) ) - L;

Pout_60_925 = 10*log10(CTEinv*yy_60_925.^2);

% 70 mA

xx_70_925 = xx/gL_70mA_925;

yy_70_925 = (L/k70_925)*log( (1+exp(k70_925*(xx_70_925+1))) ./ (1+exp(k70_925*(xx_70_925-1))) ) - L;

Pout_70_925 = 10*log10(CTEinv*yy_70_925.^2);

% 80 mA

xx_80_925 = xx/gL_80mA_925;

yy_80_925 = (L/k80_925)*log( (1+exp(k80_925*(xx_80_925+1))) ./ (1+exp(k80_925*(xx_80_925-1))) ) - L;

Pout_80_925 = 10*log10(CTEinv*yy_80_925.^2);

%% Modelo base: una función para cada Ibias y cada frecuencia

figure(3)

plot(Pin,Pout_60_925)
hold on
plot(Pin,Pout_70_925)
plot(Pin,Pout_80_925)
xlabel('Potencia de entrada (dBm)')
ylabel('Potencia de salida (dBm)')
legend('60mA','70mA','80mA')
title('Modelo Cann 925 MHz')

```

%% Comparación con las medidas (ajustando los máximos)

```

L_B2B_60_925 = max(0BB60)- max(Pout_60_925);
L_MH_60_925 = max(0MH60) - max(Pout_60_925);
L_GH_60_925 = max(0GH60) - max(Pout_60_925);

```

```

L_B2B_70_925 = max(0BB70) - max(Pout_70_925);
L_MH_70_925 = max(0MH70) - max(Pout_70_925);
L_GH_70_925 = max(0GH70) - max(Pout_70_925);

L_B2B_80_925 = max(0BB80) - max(Pout_80_925);
L_MH_80_925 = max(0MH80) - max(Pout_80_925);
L_GH_80_925 = max(0GH80) - max(Pout_80_925);

figure(4)

subplot(1,3,1)

plot(IBB60,0BB60, 'b')
hold on

plot(max(x_B2B_60_925_sin_interp.'),max(y_B2B_60_925_sin_interp.'), 'b*')
')

plot(IMH60,0MH60, 'r')
plot(max(x_MH_60_925_sin_interp.'),max(y_MH_60_925_sin_interp.'), 'r*')

plot(IGH60,0GH60, 'g')
plot(max(x_GH_60_925_sin_interp.'),max(y_GH_60_925_sin_interp.'), 'g*')

plot(Pin,Pout_60_925+L_B2B_60_925, 'b:')
plot(Pin,Pout_60_925+L_MH_60_925, 'r:')
plot(Pin,Pout_60_925+L_GH_60_925, 'g:')

xlabel('Potencia de entrada (dBm)')
ylabel('Potencia de salida (dBm)')
ylim([-25 -10])
xlim([5 25])
legend('','B2B experimental','','MH experimental','','GH
experimental','B2B Cann','MH Cann','GH Cann')
title('Comparación Modelo de Cann/medidas 925 MHz')
subtitle('Ibias 60 mA ')

subplot(1,3,2)

plot(IBB70,0BB70, 'b')
hold on

plot(max(x_B2B_70_925_sin_interp.'),max(y_B2B_70_925_sin_interp.'), 'b*'
')

plot(IMH70,0MH70, 'r')

```

```

plot(max(x_MH_70_925_sin_interp.'),max(y_MH_70_925_sin_interp.'), 'r*')
plot(IGH70,0GH70, 'g')
plot(max(x_GH_70_925_sin_interp.'),max(y_GH_70_925_sin_interp.'), 'g*')

plot(Pin,Pout_70_925+L_B2B_70_925, 'b:')
plot(Pin,Pout_70_925+L_MH_70_925, 'r:')
plot(Pin,Pout_70_925+L_GH_70_925, 'g:')

xlabel('Potencia de entrada (dBm)')
ylabel('Potencia de salida (dBm)')
ylim([-25 -10])
xlim([5 25])

subtitle('Ibias 70 mA ')

subplot(1,3,3)

plot(IBB80,0BB80, 'b')
hold on
plot(max(x_B2B_80_925_sin_interp.'),max(y_B2B_80_925_sin_interp.'), 'b*')
')

plot(IMH80,0MH80, 'r')
plot(max(x_MH_80_925_sin_interp.'),max(y_MH_80_925_sin_interp.'), 'r*')

plot(IGH80,0GH80, 'g')
plot(max(x_GH_80_925_sin_interp.'),max(y_GH_80_925_sin_interp.'), 'g*')

plot(Pin,Pout_80_925+L_B2B_80_925, 'b:')
plot(Pin,Pout_80_925+L_MH_80_925, 'r:')
plot(Pin,Pout_80_925+L_GH_80_925, 'g:')

xlabel('Potencia de entrada (dBm)')
ylabel('Potencia de salida (dBm)')
ylim([-25 -10])
xlim([5 25])

subtitle('Ibias 80 mA ')

```

**%% PARÁMETROS DEL MODELO (B2B)**

**% Ibias 60mA 70mA 80mA**

```

k_925 = [k60_925,k70_925,k80_925];
L_925 = [L_B2B_60_925,L_B2B_70_925,L_B2B_80_925];
gL_925 = [gL_60mA_925,gL_70mA_925,gL_80mA_925];

LMH_925 = [L_MH_60_925,L_MH_70_925,L_MH_80_925];

```

```

LGH_925 = [L_GH_60_925,L_GH_70_925,L_GH_80_925];

% Introduciendo estos parámetros en el modelo de Cann se puede simular
% el sistema B2B MH50 y GH50 con los 3 bias para fc = 925 MHz y obtener
% EVM etc.

% Conversión correcciones de nivel (L) a corriente lineal
Li_925 = 10.^ (L_925/20);
LMH_925 = 10.^ (LMH_925/20);
LGH_925 = 10.^ (LGH_925/20);

save Cann925_voltaje k_925 L_925 Li_925 gL_925 LMH_925 LGH_925
LMH_925 LGH_925

%% Representación modelo de Cann referido a B2B

% Calculando para intensidad
factorII = 1;
factorIV = R;

% Calculando para voltaje
factorVI = 1/R;
factorVV = 1;

% Para Intensidad
factorI = factorII;
factorV = factorIV;

figure

hold on
plot(factorI*xx_60_925*gL_60mA_925,factorI*yy_60_925*Li_925(1),'b')
plot(factorI*xx_70_925*gL_70mA_925,factorI*yy_70_925*Li_925(2),'r')
plot(factorI*xx_80_925*gL_80mA_925,factorI*yy_80_925*Li_925(3),'g')
xlabel('Intensidad de entrada (mA)')
ylabel('Intensidad de salida (mA)')
legend('60 mA','70 mA','80 mA')
title('Modelo Cann 925 MHz')
grid on

%Ajuste valores de L para cada fibra
% L de las fibras relativos al B2B (dB)
LMHr_925 = [L_MH_60_925,L_MH_70_925,L_MH_80_925]-
[L_B2B_60_925,L_B2B_70_925,L_B2B_80_925];
LGHr_925 = [L_GH_60_925,L_GH_70_925,L_GH_80_925]-
[L_B2B_60_925,L_B2B_70_925,L_B2B_80_925];

%lineal
LiMHr_925 = 10.^ (LMHr_925/20);
LiGHR_925 = 10.^ (LGHr_925/20);

```

```

%% ADAPTACIÓN MODELO DE CAN A NB-IoT (simulación)

%En este código se adapta el modelo de Cann a la señal de OFDM, para
%realizar la simulación del sistema.

%%
clear all
close all

%% Configuración de la simulación

numTrBlks = 100;          % Numero de bloques en la simulación
SNRdB0=100;                % Valor de SNR para crear constelación de
referencia
SNRdBn=0.75;                %Ruido que se añade en el Tx depues de
aplicar el modelo Cann

% SIN REPETICIONES
ireps=1;
repIdx=1;

%% POTENCIAS DE ENTRADA DE LA SEÑAL NB-IOT standalone

P_IN = [-10:1:15];

SNRdB = SNRdB0*ones(1,length(P_IN)); % SNRdB de referencia

NPDSCHDataType = 'NotBCCH'

ISF = 0
SchedulingInfoSIB1 = 0;
IMCS = 4;

enb.NFrame = 0;
enb.NSubframe = 0;
enb.NNCellID = 0;
enb.NBRefP = 1;
enb.OperationMode = 'Inband-DifferentPCI';

%% Generación StandAlone
enb.OperationMode = 'Standalone';
if strcmpi(enb.OperationMode, 'Inband-SamePCI')
    enb.CellRefP = enb.NBRefP;
    enb.NCellID = enb.NNCellID;
elseif strcmpi(enb.OperationMode, 'Inband-DifferentPCI')
    enb.CellRefP = 4;
    enb.NCellID = 1;
end
if (strcmpi(NPDSCHDataType, 'BCCHNotSIB1NB') ||
strcmpi(NPDSCHDataType, 'NotBCCH')) && ...
    (strcmpi(enb.OperationMode, 'Inband-SamePCI') ||
strcmpi(enb.OperationMode, 'Inband-DifferentPCI'))

```

```

    enb.ControlRegionSize = 3;
end

%% Configuración canal.

channel = struct;
channel.Seed = 6;
channel.NRxAnts = 1;
channel.DelayProfile ='off';
channel.DopplerFreq = 5;
channel.MIMOCorrelation = 'Low';
channel.NTerms = 16;
channel.ModelType = 'GMEDS';
channel.InitPhase = 'Random';
channel.NormalizePathGains = 'On';
channel.NormalizeTxAnts = 'On';

%% Estimación de canal.

perfectChannelEstimator = false;

cec.PilotAverage = 'UserDefined';
cec.TimeWindow = 1;
cec.FreqWindow = 25;
cec.InterpType = 'Cubic';
cec.InterpWindow = 'Centered';
cec.InterpWinSize = 3;
cec.Reference = 'NRS';

%% NPDSCH Configuration

npdschInfo = hNPDSCHInfo;
npdschInfo.NPDSCHDataType = NPDSCHDataType;
npdschInfo.ISF = ISF;
if strcmpi(NPDSCHDataType, 'SIB1NB')
    npdschInfo.SchedulingInfoSIB1 = SchedulingInfoSIB1;
else
    npdschInfo.IRep = ireps(repIdx);
    npdschInfo.IMCS = IMCS
    if isempty(npdschInfo.TBS)
        npdschInfo.TBSTable
        error(['Invalid [ITBS,ISF] (where ITBS=IMCS='
num2str(IMCS)...
            ', ISF=' num2str(ISF) ') pair, empty TBS is returned,
check valid pairs in the above table or 3GPP TS 36.213 table
16.4.1.5.1-1']);
        end
    end
end

npdsch.NSF = npdschInfo.NSF;
npdsch.NRep = npdschInfo.NRep;

```

```

npdsch.NPDSCHDataType = NPDSCHDataType;
npdsch.RNTI = 1;

[~,info] = lteNPDSCHIndices(enb,npdsch);
rmoutlen = info.G;
trblklen = npdschInfo.TBS;
R = (trblklen+24)/rmoutlen;
if R >= 1
    error(['DL-SCH coding rate (' num2str(R) ') larger than or
equal to 1 for the configured parameters.']);
end

displayPattern = false;

if displayPattern == true
    npdschInfo.displaySubframePattern;
end

NSubframe = enb.NFrame*10+enb.NSubframe;

maxThroughput = zeros(length(SNRdB),1);
simThroughput = zeros(length(SNRdB),1);
bler = zeros(1,numel(SNRdB));

enb_init = enb;
channel_init = channel;

indicador=0;

rng(snrIdx, 'combRecursive');

fprintf('\n Simulating %d transport blocks at %gdB P_IN
\n',numTrBlks,P_IN(snrIdx));

enb = enb_init;
channel = channel_init;
txcw = [];
numBlkErrors = 0;
estate = [];
dstate = [];
lastOffset = 0;
offset = 0;
subframeGrid = zeros(12,14,enb.NBRefP);

% Contadores de subframe // Blks // trama

subframeIdx = NSubframe;
numRxTrBlks = 0;

```

```

traintaind=1;

% BUCLE de blocks

while (numRxTrBlks < numTrBlks) %% Repite para todos los
bloques

    enb.NSubframe = mod(subframeIdx,10);
    enb.NFrame = floor((subframeIdx)/10);

    npssSymbols = lteNPSS(enb);
    npssIndices = lteNPSSIndices(enb);

    subframeGrid(npssIndices) = npssSymbols;

    nsssSymbols = lteNSSS(enb);
    nsssIndices = lteNSSSIndices(enb);

    subframeGrid(nsssIndices) = nsssSymbols;

    isDataSubframe = isempty(npssSymbols) &&
isempty(nsssSymbols);

    if isempty(txew)
        txTrBlk = randi([0 1],trblklen,1);
        txew = lteNDLSCH(rmoutlen,txTrBlk);
    end

    % Generación de los datos dentro de cada subframe de cada
    transport block

    if (isDataSubframe)

        [txNpdschSymbols,estate] =
        lteNPDSCH(enb,npdsch,txew,estate);
        npdschIndices = lteNPDSCHIndices(enb,npdsch);

        subframeGrid(npdschIndices) = txNpdschSymbols;

        nrsSymbols = lteNRS(enb);
        nrsIndices = lteNRSIndices(enb);

        subframeGrid(nrsIndices) = nrsSymbols;
    end
    % Fin bucle subframe

    %Señal transmitida
    [txWaveform,ofdmInfo] = nbOFDMModulate(enb,subframeGrid);

    txWaveform = [txWaveform; zeros(25, enb.NBRefP)];

```

```

channel.InitTime = subframeIdx/1000;
channel.SamplingRate = ofdmInfo.SamplingRate;

%% IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO DE CANN.

%%%%% PARÁMETROS CANN 1/2-TONOS %%%%%

gL0=52.7742; % mV

L = 3.4697; % mV Lineal

k=6.99;

% FACTOR CORRECCIÓN PUNTO COMPRESIÓN
PCfactor = 0.5;
gL=gL0*PCfactor;

% Normalización a la potencia correcta tomada del vector
definido al inicio:

Pi = P_IN(snrIdx);

% Normalización de potencia:
R=50; % Ohms
Ptx = mean(abs(txWaveform).^2)/(2*R);
Pdes = 10^(Pi/10); % mW
factor = sqrt(Pdes/Ptx);

% Señal a transmitir definitiva
txWaveform=txWaveform*factor;

Pin = mean(abs(txWaveform).^2)/(2*R);

% Unión de todas las tramas.
vtxWaveform(:,tremaind)=txWaveform;

%% TRANSMISIÓN (MODELO CANN)

rxWaveform=txWaveform;

rho=abs(rxWaveform);
phia=angle(rxWaveform);

am=L*((1/k)*log((1+exp(k*(rho/gL+1)))/(1+exp(k*(rho/gL-1))))-1);

rxWaveform=am.*exp(1i*phia);
Prx = mean(abs(rxWaveform).^2);

[rxWaveform,fadingInfo] = lteFadingChannel(channel,
rxWaveform);

```

```

%% Ajuste del ruido, parámetro N0.

N0 = 0.07;
noise = N0*complex(randn(size(rxWaveform)), ...
randn(size(rxWaveform)));

rxWaveform = rxWaveform + 1*noise;

%Unión de todas las tramas
vrxWaveform(:,tramaInd)=rxWaveform;

%Estimación de Canal.

if(perfectChannelEstimator)
    offset = hPerfectTimingEstimate(fadingInfo);
else

    sfTsamples = ofdmInfo.SamplingRate*1e-3;
    if (enb.NSubframe==5)
        padding =
zeros([sfTsamples*5,size(rxWaveform,2)]);
        offset = lteNBDLFrameOffset(enb, [padding;
rxWaveform]);
        if (offset > 25) || (offset < 0)
            offset = lastOffset;
        end
        lastOffset = offset;
    end
end

rxWaveform = rxWaveform(1+offset:end, :);

rxSubframe = nbOFDMDemodulate(enb, rxWaveform);

if(perfectChannelEstimator)

    estChannelGrid = nbDLPerfectChannelEstimate(enb,
channel, offset);
    noiseGrid = nbOFDMDemodulate(enb, noise(1+offset:end
,:));
    noiseEst = var(noiseGrid(:));
else

    [estChannelGrid, noiseEst] = lteDLChannelEstimate( ...
enb, cec, rxSubframe);
end

if (isDataSubframe)

```

```

        indicador=indicador+1;

        npdschIndices = lteNPDSCHIndices(enb, npdsch);

        [rxNpdschSymbols, npdschHest] =
        lteExtractResources(npdschIndices, ...
                            rxSubframe, estChannelGrid);

        % Decodificación NPDSCH
        [rxcw,dstate,symbols] = lteNPDSCHDecode(...
                                              enb, npdsch, rxNpdschSymbols,
                                              npdschHest, noiseEst,dstate);

        % En conste2 se van almacenando todos los símbolos de una
        subframe

        conste2(indicador,:)=symbols;

        % Decodificación bloque de transporte cuando se reciben
        todas las tramas.
        if dstate.End0fTx
            [trblkout,blkerr] = lteNDLSCHDecode(trblklen,rxcw);
            numBlkErrors = numBlkErrors + blkerr;
            numRxTrBlks = numRxTrBlks + 1;

            txcw = [];
        end

        end % Para todos los subframes

        subframeIdx = subframeIdx + 1;
        tremaind=tremaind+1;

        end % Para todos los bloques

        % Cálculo BLER

        bler(snrIdx) = numBlkErrors/numTrBlks;
        fprintf('NPDSCH BLER = %.4f \n',bler(snrIdx));

        % Cálculo throughput máximo y mínimo simulado.

        maxThroughput(snrIdx) = trblklen*numTrBlks; % Max
        simThroughput(snrIdx) = trblklen*(numTrBlks-numBlkErrors);
        fprintf('NPDSCH Throughput(%) = %.4f
%%\n',simThroughput(snrIdx)*100/maxThroughput(snrIdx));

%% CÁLCULOS Y REPRESENTACIONES PARA CADA P_IN EN EL BUCLE

% Símbolos Señal QPSK
%%%%%%%%%%%%%

```

```

%Se eliminan las 5 primeras tramas nn=5 de sincronismo
nn = 5;

figure(1)

% Solo símbolos y con pseudocolor.
title('Symbols')
[n,m]=size(conste2);
Noisy_Data=reshape(conste2(nn+1:end,:),[],1);

% Tamaño de la matriz
Nx = 160;
Ny = 160;

ValMaxX = max(real(Noisy_Data));
ValMinX = min(real(Noisy_Data));
ValMaxY = max(imag(Noisy_Data));
ValMinY = min(imag(Noisy_Data));
dX = (ValMaxX-ValMinX)/(Nx-1);
dY = (ValMaxY-ValMinY)/(Ny-1);

IdxX = 1+floor((real(Noisy_Data)-ValMinX)/dX);
IdxY = 1+floor((imag(Noisy_Data)-ValMinY)/dY);
H = zeros(Ny,Nx);

for i=1:length(Noisy_Data)
    if (IdxX(i) >= 1 && IdxX(i) <= Nx && IdxY(i) >= 1 && IdxY(i) <= Ny)
        %Incremento contador de histograma.
        H(IdxY(i),IdxX(i)) = H(IdxY(i),IdxX(i)) + 1;
    end
end

% Colormap
map = [1 1 1;0 0 1;0 1 1;1 1 0;1 0 0];

S = size(map,1);
Hmax = max(max(H));
bias = (Hmax-S)/(S-1);
idx = find(H>0);
H(idx) = H(idx) + bias;

% Representación.
pcolor([0:Nx-1]*dX+ValMinX, [0:Ny-1]*dY+ValMinY, H);
shading flat;

colormap(map);

axis([-1.25 1.25 -1.25 1.25]);

```

```

%% CÁLCULO DEL EVM (en cada paso, para cada Pin)

%Comparación constelación original y atravesada por el canal.
evm = lteEVM(conste, conste2)

EVM_NB(snrIdx) = evm.RMS; % almacena en EVM_NB
SNRest = 20*log10(1/evm.RMS); % Calculo directo a partir del EVM

%evmmeas1=hNPDSCHEVM(enb,cec,rxwave,enb,struct('EnablePlotting',0));
%Otra opción

SNRee(snrIdx) = 10*log10(Prx/N0^2); %dB

Loss(snrIdx) = 10*log10(Prx)-Pi; % dB

%% Representación de la señal en los dominios temporal y frecuencial

txfinal=reshape(vtxWaveform,1,[]); % Convierte la matriz en vector

TX_wave(snrIdx,:) = txfinal; % Guarda cada vector correspondiente a
% una potencia en una posición de una matriz

% Escala de la PSD en frecuencia (Fs obtenida de las funciones de
% generación OFDM)

Fs=ofdmInfo.SamplingRate;
Fm=Fs;
Np = length(txfinal);

t=0:1/Fs:(Np-1)*1/Fs;
f=linspace(-0.5*Fs,0.5*Fs,Np);
% Representación PSD

figure(2)
subplot(1,2,1)
title('Transmitted Signal - real part')
plot(t,real(txfinal))
xlim([0 0.001])

subplot(1,2,2)
title('Transmitted Signal - PSD')
h=spectrum.welch;
h.SegmentLength=1024;
psd(h,double(txfinal), 'Fs', Fs, 'CenterDC', 1)
%psd(h,double(txfinal), 'CenterDC', 1)

%% SEÑAL RECIBIDA (con todas las tramas)

rxfinal=reshape(vrxWaveform,1,[]);

```

```

RX_wave(snrIdx,:) = rxfinal;

figure(3)
subplot(1,2,1)
title('Received Signal - real part')
plot(t,real(rxfinal))
xlim([0 0.001])

subplot(1,2,2)
title('Received Signal - PSD')
h=spectrum.welch;
h.SegmentLength=1024;
psd(h,double(rxfinal), 'Fs' ,Fs, 'CenterDC' ,1)

%% curva AM/AM

%Se elimina el sincronismo.

figure(5)
plot(abs(vtxWaveform(1:end-
offset,nn:end)),abs(vrxWaveform(offset+1:end,nn:end)),'.')
title('OFDM Signal -AM/AM')
xlabel('Transmitted amplitude')
ylabel('Received amplitude')

end %% Para cada P_IN

%% FIGURA EVM vs P_IN

figure(6)
plot(P_IN,EVM_NB*100,'-')
xlabel('Potencia de entrada NB-IoT GB(dB)')
ylabel('Error Vector Magnitude (%)')

load EVM_GH_925

hold on
plot(PinGH70_925,EVMGH70_925*100,'r*')

%% PSD SEÑAL RECIBIDA (con todas las tramas)

figure(7)
hold on
title('Received Signal - PSD')

```

```

for (i=1: numel(P_IN))
h=spectrum.welch;
h.SegmentLength=1024;
psd(h,double(RX_wave(i,:)), 'Fs',Fs, 'CenterDC',1)
end

%% Funciones locales

% NB-IoT, Modulador OFDM DL.

function [waveform,info] = nbOFDMModulate(enb,grid)

if(~isfield(enb, 'Windowing'))
    enb.Windowing = 6;
end

enb.NBULSubcarrierSpacing = '15kHz';
[waveform,info] = lteSCFDMAModulate(enb,grid);
end

% NB-IoT DL Demodulador OFDM
function grid = nbOFDMDemodulate(enb,rxWaveform)

enb.NBULSubcarrierSpacing = '15kHz';
grid = lteSCFDMADemodulate(enb,rxWaveform,0.55);
end

% NB-IoT DL Estimación perfecta de canal.
function H = nbDLPerfectChannelEstimate(enb,channel,timefreqoffset)

enb.NBULSubcarrierSpacing = '15kHz';
enb.NTxAnts = enb.NBRefP;
enb.TotSlots = 2;
H = lteULPerfectChannelEstimate(enb, channel,timefreqoffset);
end

```

```

%% Código de obtención y representación del EVM y ACPR

%En este programa se representan los valores de EVM y ACPR simulados y
%experimentales, también se calcula el ACPR a partir de los datos
%obtenidos.

%%
clear all
close all

%% EXPERIMENTALES

load ACPR_MH_925

%Potencia canal adyacente a 300 KHz del principal, BW=180 KHz

AdjPow_R60_MH925_exp = AdjPowR60;
AdjPow_R70_MH925_exp = AdjPowR70;
AdjPow_R80_MH925_exp = AdjPowR80;

%Potencia canal principal (180 KHz)

MainPow_60_MH925_exp = MainPow60;
MainPow_70_MH925_exp = MainPow70;
MainPow_80_MH925_exp = MainPow80;

factor = 100; % Para poner EVM en %
R = 50; % Resistencia de carga
Fs = 1.92*10^6;

% Factor de corrección de la potencia calculada por la función ACPR
fc = 1/1000/2/R; % Paso a voltaje en mV
fcdB = 10*log10(fc); % Paso a voltaje en dBm

%% Cargamos el EVM simulado y lo cambiamos de nombre

load SimMH60_925

% Calcula potencia total en el dominio del tiempo
for (i=1:numel(P_INMH60_925))
RxP60925_MH_sim(i) = mean(abs(RXW_MH60_925(i,:)).^2)/2/R;
end

EVMMH60925_sim = EVM_MH_60_925_SIM;

load SimMH70_925

for (i=1:numel(P_INMH70_925))

```

```

RxP70925_MH_sim(i) = mean(abs(RXW_MH70_925(i,:)).^2)/2/R;
end

EVMMH70925_sim = EVM_MH_70_925_SIM;

load SimMH80_925

for (i=1:numel(P_INMH80_925))
RxP80925_MH_sim(i) = mean(abs(RXW_MH80_925(i,:)).^2)/2/R;
end

EVMMH80925_sim = EVM_MH_80_925_SIM;

%% Carga medidas EVM experimentales

load MH60mA_925_definitivo.mat
EVMMH60_925_exp=EVM;
PinMH60_925=4:-1:-10;

load MH70mA_925_definitivo.mat
EVMMH70_925_exp=EVM_NBIoT;
PinMH70_925=9:-1:-6;

load MH80mA_925_definitivo.mat
EVMMH80_925_exp=EVM_NBIoT;
PinMH80_925=10:-1:-8;

%% SEÑALES RECIBIDAS EXPERIMENTALES

R = 50;
ff = sqrt(1/2/R);

load RX_MH60mA_925
RxMH60_925 = ff*RX;

load RX_MH70mA_925
RxMH70_925 = ff*RX_NBIoT;

load RX_MH80mA_925
RxMH80_925 = ff*RX_NBIoT;

for (i=1:numel(PinMH60_925))
RxP60_MH925_exp(i) = mean(abs(RxMH60_925(i,:)).^2)/2/R;
end

for (i=1:numel(PinMH70_925))
RxP70_MH925_exp(i) = mean(abs(RxMH70_925(i,:)).^2)/2/R;

```

```

end

for (i=1:numel(PinMH80_925))
    RxP80_MH925_exp(i) = mean(abs(RxMH80_925(i,:)).^2)/2/R;
end

%% PIN- EVM experimental vs simulado

figure(1)
hold on
plot(PinMH60_925, EVMMH60_925_exp*factor, 'b*')
plot(PinMH70_925, EVMMH70_925_exp*factor, 'r*')
plot(PinMH80_925, EVMMH80_925_exp*factor, 'g*')

plot(P_INMH60_925, EVMMH60925_sim*factor, 'b')
plot(P_INMH70_925, EVMMH70925_sim*factor, 'r')
plot(P_INMH80_925, EVMMH80925_sim*factor, 'g')

grid on
xlabel('Potencia de entrada de RF (dBm)')
ylabel('EVM (%)')
legend('60mA', '70mA', '80mA')
title('NB-IoT standalone @ 925 MHz')

%% Representación de la potencia de entrada frente a la de salida

figure(3)

%Medidas experimentales

plot(PinMH60_925, 10*log10(RxP60_MH925_exp), 'b*')
plot(PinMH70_925, 10*log10(RxP70_MH925_exp), 'r*')
plot(PinMH80_925, 10*log10(RxP80_MH925_exp), 'g*')

%Simuladas
plot(P_INMH60_925, 10*log10(RxP60925_MH_sim), 'b')
plot(P_INMH70_925, 10*log10(RxP70925_MH_sim), 'r')
plot(P_INMH80_925, 10*log10(RxP80925_MH_sim), 'g')

xlabel('Potencia de entrada de RF (dBm)')
ylabel('Potencia de salida de RF (dBm)')
legend('60mA exp', '70mA exp', '80mA exp', '60mA sim', '70mA sim', '80mA sim')
title('NB-IoT standalone @ 925MHz ')
grid on

```

```

% Carga simulaciones ACPR

load SimACPR_MH_925.mat

%% FIGURA ACPR

subplot(2,2,3)
hold on

% Medidas experimentales

plot(PinMH60_925,AdjPow_R60_MH925_exp(:,1), 'b*')
plot(PinMH70_925,AdjPow_R70_MH925_exp(:,1), 'r*')
plot(PinMH80_925,AdjPow_R80_MH925_exp(:,1), 'g*')

% Simuladas
plot(P_INMH60_925,AdjPowR60(:,1), 'b')
plot(P_INMH70_925,AdjPowR70(:,1), 'r')
plot(P_INMH80_925,AdjPowR80(:,1), 'g')

axis tight

xlabel('Potencia de entrada de RF (dBm)')
ylabel('ACPR (dB)')
legend('60mA', '70mA', '80mA', 'Señal de entrada')
title('NB-IoT standalone MH @ 925MHz ')
grid on

%% Potencia en los canales principal y adyacente

figure(5)

subplot(1,3,1)

%Experimentales
hold on
plot(PinMH60_925,MainPow_60_MH925_exp, 'b*')
plot(PinMH60_925,AdjPow_R60_MH925_exp(:,1)+MainPow_60_MH925_exp, 'r*')
plot(PinMH60_925,AdjPow_R60_MH925_exp(:,2)+MainPow_60_MH925_exp, 'g*')

%Simuladas
plot(P_INMH60_925,MainPow60, 'b')
plot(P_INMH60_925,AdjPowR60(:,1)+MainPow60, 'r')
plot(P_INMH60_925,AdjPowR60(:,2)+MainPow60, 'g')

xlim([-15 20])
ylim([-60 -5])
xlabel('Potencia de entrada de RF (dBm)')
ylabel('Potencia (dBm)')

```

```

title('MH 60mA @ 925MHz ')
legend('Main channel exp','Adyacent channel 1 exp','Adyacent channel 2
exp','Main channel sim','Adyacent channel 1 sim','Adyacent channel 2
sim')

subplot(1,3,2)

hold on

%Experimentales
plot(PinMH70_925,MainPow_70_MH925_exp,'b*')
plot(PinMH70_925,AdjPow_R70_MH925_exp(:,1)+MainPow_70_MH925_exp,'r*')
plot(PinMH70_925,AdjPow_R70_MH925_exp(:,2)+MainPow_70_MH925_exp,'g*')

%Simulaciones
plot(P_INMH70_925,MainPow70,'b')
plot(P_INMH70_925,AdjPowR70(:,1)+MainPow70,'r')
plot(P_INMH70_925,AdjPowR70(:,2)+MainPow70,'g')

xlim([-15 20])
ylim([-60 -5])
xlabel('Potencia de entrada de RF (dBm)')
ylabel('Potencia (dBm)')

title('MH 70mA @ 925MHz ')

subplot(1,3,3)

hold on
%Experimentales
plot(PinMH80_925,MainPow_80_MH925_exp,'b*')
plot(PinMH80_925,AdjPow_R80_MH925_exp(:,1)+MainPow_80_MH925_exp,'r*')
plot(PinMH80_925,AdjPow_R80_MH925_exp(:,2)+MainPow_80_MH925_exp,'g*')

%Simuladas
plot(P_INMH80_925,MainPow80,'b')
plot(P_INMH80_925,AdjPowR80(:,1)+MainPow80,'r')
plot(P_INMH80_925,AdjPowR80(:,2)+MainPow80,'g')

xlim([-15 20])
ylim([-60 -5])
xlabel('Potencia de entrada de RF (dBm)')
ylabel('Potencia (dBm)')

title('MH 80mA @ 925MHz ')

```

```

%% CÓDIGO DE DPD y "Mesh-Selecting", cálculo de los nuevos EVM y ACPR

%En este apartado se presenta el código utilizado para realizar la
%corrección con la DPD, combinada con "Mesh-Selecting".

%%
clear all
close all

%% Cargamos los datos experimentales.

load rfmh70flcompleta.mat

indpot=13;% Valor de la posición del EVM y ACPR a corregir

s_inP=double(x(:,indpot)).'/2^11;
s_inC=double(x(:,indpot)).'/2^11;
s_out=double(y(:,indpot))/2^11;

Fs=FS;
muestras=1:length(s_inP);

[mumax, pos]=max(abs(s_inP));

muestras=pos-2^13/2:pos+2^13/2;

xbbu=s_inC;

xrrh=s_out.';

sigin=xbbu-mean(xbbu);
sigout=xrrh-mean(xrrh);

%% CÁLCULO DE CORRECCIÓN DPD con "Mesh-Selecting".

%Ganancia del algoritmo.
Gan=0.72;

%% ESTUDIO DE MESH SELECTING AM-AM

X=abs([sigin.' sigout.']); %Señales de entrada

gm = fitgmdist(X,10);
idx = cluster(gm,X);
clear s;
G=discretize(X,50);

bines=10;
N=8;

[idx,C] = kmeans(X,bines);
cogemuestra=zeros(1,length(sigin));

```

```

for ib=1:bines
    ind=(idx==ib);
    ac(ib,:)=cumsum(ind.');
    Ntotal(ib)=sum(ind);
    R=ceil(Ntotal(ib)/N);
    coge=(ac(ib,:)<R);
    cogemuestra=cogemuestra+(ind').*coge;
    s(ib,:)=sigin.*ind.';
    so(ib,:)=sigout.*ind.';
    s2(ib,:)=s(ib,:).*coge;
    s2o(ib,:)=so(ib,:).*coge;
end
L=floor(length(s2)/N);
x=sum(s2);
y=sum(s2o);

figure(4)

plot(abs(x(1:L)),abs(y(1:L)))
R=ceil(Ntotal/N);
grid on
title('Medidas experimentales, curva AM/AM')
xlabel('Entrada')
ylabel('Salida')

figure(5)

ind=(cogemuestra>0);
hist3([abs(sigin(ind)) ; abs(sigout(ind))].',[10 10])
title('Histograma señal submuestreada')
xlabel('Entrada')
ylabel('Salida')

figure(6)

hist3([abs(sigin) ; abs(sigout)].',[10 10])
title('Histograma señal original')
xlabel('Entrada')
ylabel('Salida')

% Señales optimizadas en muestras.

sigin=xbbu-mean(xbbu);
sigout=xrrh-mean(xrrh);

%Señales reducidas.
siginr=sigin(ind);
sigoutr=sigout(ind);

%Cálculo DPD con nuevas señales.

[Koptr,erroroptr,xrrh_est]=trainPM(siginr,sigoutr,Orden_pol,1);

```

```

grid on
legend('Real','Estimada')
title('Cruva AM/AM, estimación salida')
xlabel('Entrada')
ylabel('Salida')

[Kdpd_optr,error2r,y_DPD,Gcas]=trainPDPM(siginr,sigoutr,Orden_pol,Gan,
1);
grid on
legend('Real','Estimada')
title('Cruva AM/AM, estimación entrada')
xlabel('Salida')
ylabel('Entrada')

for n=1:length(sigin)
    ypd(n)=calPAPM(sigin(n),Kdpd_optr);
end
for n=1:length(ypd)
    ylin(n)=calPAPM(ypd(n),Koptr);
end

figure(10)
scatter(abs(sigin),abs(sigout));
hold on
scatter(abs(sigin),abs(ylin));
hold on
scatter(abs(sigin),abs(ypd));
grid on

legend('Original','Corregida','Entrada predistorsionada')

h=spectrum.welch;
h.SegmentLength=256;

figure(9)

psd(h,sigout,'Fs',Fs,'CenterDC',1)
hlines = get(gca,'children');
set(hlines(1),'Color',[1 0 0])

hold on
psd(h,ylin,'Fs',Fs,'CenterDC',1)
hlines = get(gca,'children');
set(hlines(1),'Color',[0 1 0])

psd(h,sigin*Gcas,'Fs',Fs,'CenterDC',1)

```

```

hlines = get(gca,'children');
set(hlines(1), 'Color',[0 0 1])

legend('Salida experimental','Salida corregida','Salida Stma.lineal
(ideal)')

%% EVM corregido

evmmeas2=hNPDSCHEVM(enb,cec,ylin.',nbinfo,struct('EnablePlotting',0))

%% Potencia perdida

Pot_perdidamesh=potenciade(sigout)-potenciade(ylin);

%% ACPR corregido

hACPR =
comm.ACPR('NormalizedFrequency',0,'SampleRate',Fs,'MainMeasurementBand
width',180000,'AdjacentChannelOffset',[-
300000,300000],'AdjacentMeasurementBandwidth',180000,'MainChannelPower
OutputPort',1,'AdjacentChannelPowerOutputPort',1)

[adjChPowRatio,mainChPow] = hACPR(ylin(1,:'));

ACPR_corr=adjChPowRatio;

%% CALCULA EL MODELO POLINOMIAL DEL AMPLIFICADOR SIN MEMORIA

function [a, error,y_est ] = trainPM(sigin,sigout,orden,vis )

% M es la matriz de la base en la que se que calcula el polinomio
M=flipr(eye(16));

X=zeros(length(sigin),orden);
for k=1:length(sigin)
    for kk=1:orden
        X(k,kk)=sigin(k)*polyval(M(kk,:),abs(sigin(k)));
    end;
end;
d=transpose(sigout);
a=pinv(X)*d;
y_est=X*a;
y=transpose(sigout);
if (vis==1)
figure (1)

```

```

scatter(abs(sigin),abs(sigout));
hold
scatter(abs(sigin),abs(y_est), 'k');
end;
error=10*log10(mean(abs(y-y_est).^2)/mean(abs(y).^2))

end

% FUNCIÓN PARA CALCULAR LA ENTRADA PREDISTORSIONADA.

function [b,error2,y_DPD,Gcas] =trainPDPM( signin,sigout,
orden,FactorG, vis )

%Estimamos la ganancia promedio

Glin=mean(abs(sigout./signin))

Glinp=mean(angle(sigout./signin))

Glin=Glin*exp(j*Glinp);

Gcas=FactorG*Glin;

%Se pone la salida como entrada y la entrada como salida

v=signin;
u=sigout/Gcas;

[b,error2,y_DPD]=trainPM(u,v,orden,vis);

end

```

## Anexo VI: Hojas de características

En este anexo se muestran las siguientes hojas de características:

- Dispositivos activos.
  - LD520P50 de Thorlabs
  - SPD-2 (520 nm) de Graviton
  - Amplificador ZHL-4240
  - Amplificador ZHL-2-8
- Fibras ópticas de plástico.
  - MH4001
  - GH4002
  - BH4001
- Equipos de medida.
  - Analizador de Espectro Hewlett Backward HP 8590D
  - VNA E5071C de Agilent
  - Medidor de potencia PM100USB
  - Osciloscopio Infiniium DCA 86100<sup>a</sup> de Agilent
- Otros dispositivos.
  - Base láser LDM9T/M Thorlabs
  - Controlador láser LDC205 de Thorlabs
  - Acoplador ZFBDC20-13HP-S+ de 40-1000MHz (Minicircuits)
  - Placa ZEDBOARD ZYNQ-XC7Z020



L520P50

## Description

This 520 nm, 50 mW laser diode is a compact light source suited for a variety of applications including fluorescence and spectroscopic measurements, DNA sequencing, flow cytometry, imaging, and microscopy. It comes in a Ø5.6 mm TO package with an A pin configuration. It is recommended to have the base of the laser diode in good thermal contact with a heat sink.

## Specifications

Absolute Maximum Ratings*	
<b>Specification</b>	<b>Maximum</b>
<b>Forward Current, CW</b>	200 mA
<b>LD Reverse Voltage</b>	2 V
<b>Operating Case Temperature</b>	-20 to +60 °C
<b>Storage Temperature</b>	-40 to +85 °C
<b>Soldering Temperature, &lt;10 seconds</b>	260 °C
<b>Junction Temperature</b>	150 °C



\*Absolute Maximum Rating specifications should never be exceeded.

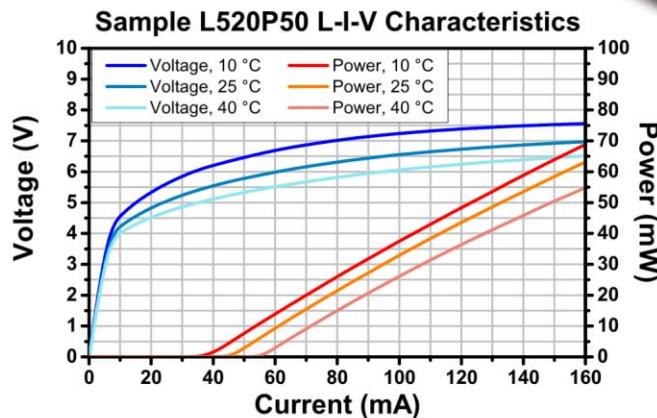
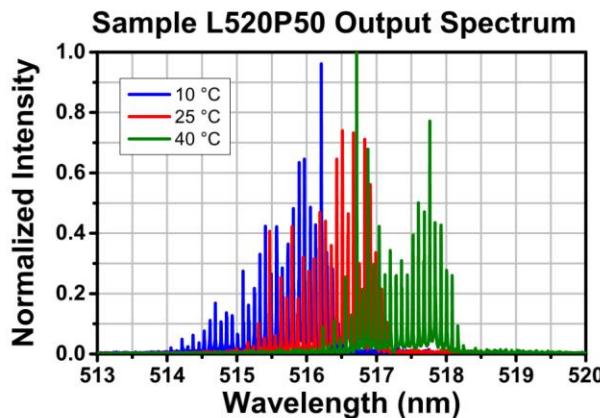
Operating at or beyond these conditions can permanently damage the laser.

### L520P50 Specifications

		Symbol	Min	Typical	Max
<b>Center Wavelength @ <math>P_{op}</math></b>		$\lambda_o$	510 nm	520 nm	530 nm
<b>Output Power, CW</b>		$P_{op}$	-	50 mW	-
<b>Threshold Current</b>		$I_{TH}$	-	45 mA	75 mA
<b>Operating Current CW @ <math>P_{op}</math></b>		$I_{op}$	-	150 mA	-
<b>Max Recommended</b>	<b>-20 to +40 °C</b>	$I_{op}$	-	-	160 mA
<b>Operating Current</b>	<b>+40 to +60 °C</b>	$I_{op}$	-	-	140 mA
<b>Operating Voltage @ <math>P_{op}</math></b>		$V_{op}$	-	7.0 V	8.0 V
<b>Slope Efficiency</b>		$\eta$	-	0.5 W/A	-
<b>Polarization Extinction Ratio (TE/TM)</b>		PER	-	20 dB	-
<b>Beam Divergence (FWHM)</b>	<b>Parallel @ <math>P_{op}</math></b>	$\theta_{//}$	4°	7°	11°
	<b>Perpendicular @ <math>P_{op}</math></b>	$\theta_{\perp}$	16	22°	25°
<b>Monitor Current @ <math>P_{op}</math></b>		$I_{PD}$	-	90 $\mu$ A	-
<b>Thermal Resistance, Junction to Case</b>		$R_{th}$	-	34 K/W	-
<b>Modulation Frequency</b>		$f$	-	>100 MHz	-

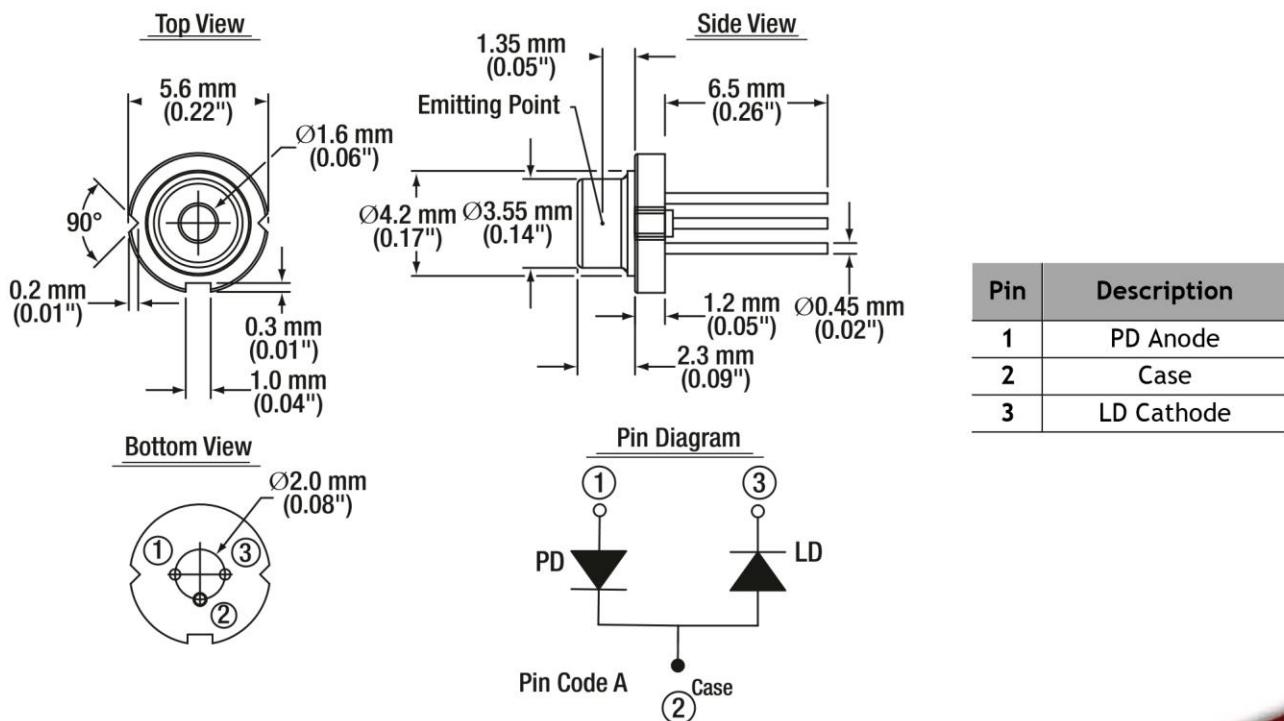
$T_{CASE} = 25^{\circ}\text{C}$

## Performance Plots



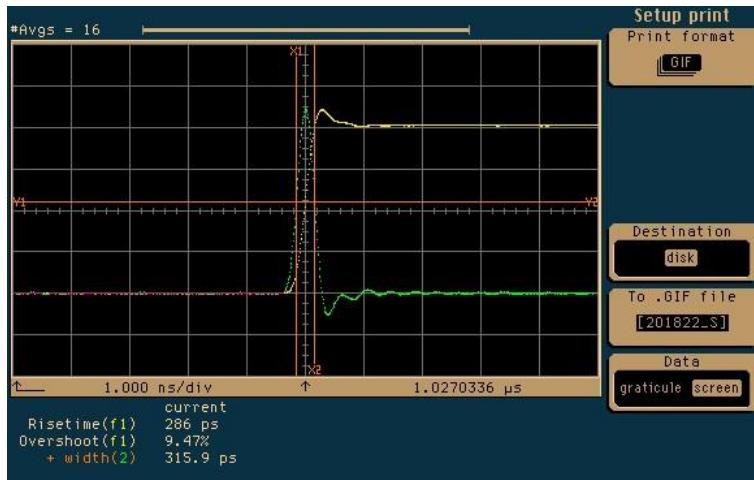
The data presented here is for one particular laser diode. Slight variations in performance data will occur from device to device. The sample spectrum of the L520P50 laser diode was measured at 10 °C, 25 °C, and 40 °C using a Thorlabs OSA201 Spectrum Analyzer with resolution of 7.5 GHz. The L-I-V characteristics data was taken at 10 °C, 25 °C, and 40 °C. Please visit our website for raw spectral data and L-I-V characteristics at 10 °C, 25 °C, and 40 °C.

## Drawings



**Model Type: SPD-2 (520nm version)**

**Serial Number: 201822**

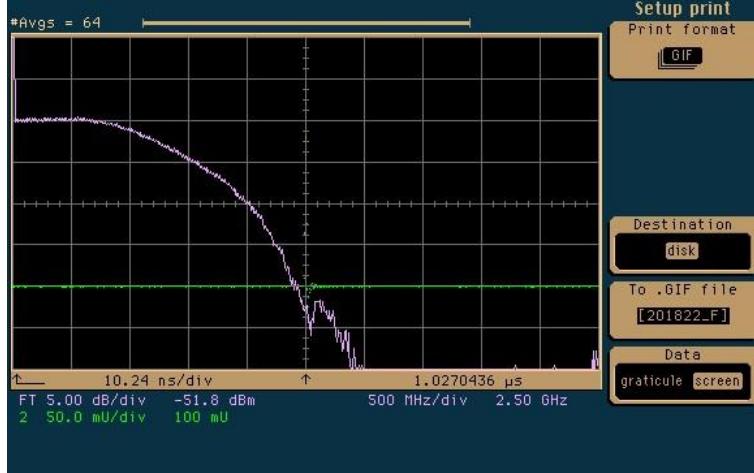


Analyzer  
(Agilent Technology)

**Fig.1**  
**Impulse & Step Response**

X-axis: 1ns / div  
Y-axis: 50mV / div

Light Source: LDB-160B-  
405nm  
Picosecond Light Pulser  
(Tama Electric Inc.)  
Oscilloscope:  
83480A+83485A  
Digital Communications



**Fig.2 Frequency Response**  
(Calculated from the impulse  
response shown above)

X-axis: 500MHz / div  
Y-axis: 5dB/electrical / div  
Center Frequency: 2.5GHz

## Noise Level & DC Performance

Item	Specifications	Measured Value	Judgment
Wideband Noise Output Voltage (Up to 12.4GHz, AC Voltage)	Less than 2.20 mVrms	<b>2.13 mVrms</b>	OK
Output Offset Voltage	Within +/-0.5 mV	<b>+0.01 mV</b>	OK
Conversion Gain at 520nm (50um GI Fiber, NA = 0.2)	900 to 1100 V/W	<b>1,017 V/W</b>	OK
Conversion Gain at 520nm (1000um SI Fiber, NA = 0.2)	900 to 1100 V/W	<b>1,025 V/W</b>	OK
Positive Supply Current	0.09 to 0.11 A	<b>0.10 A</b>	OK
Negative Supply Current	0.01 to 0.03 A	<b>0.02 A</b>	OK

2022/05/16

Evaluated on

Fujita

Evaluated by Manabu

GRAVITON INC.

page 1

# Coaxial Amplifier

ZHL-4240+

50Ω Medium High Power 700 to 4200 MHz

## Features

- wideband, 700 to 4200 MHz
- high IP3, +38 dBm typ.
- high gain, 39 dB min.



CASE STYLE: U36

Connectors	Model
SMA	ZHL-4240+
SMA	ZHL-4240X+

## +RoHS Compliant

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

## Electrical Specifications at 25°C

Parameter	Condition (MHz)	ZHL-4240+ ▲ ZHL-4240X+			Units
		Min.	Typ.	Max.	
Frequency Range		700	—	4200	MHz
Gain	700-4200	39	42	47	dB
Gain Flatness	700-4200	—	±1.3	±1.8	dB
Output Power at 1dB compression*	700-4200	+28	+30	—	dBm
Output Power at 3dB compression**	700-4200	+29	+31	—	dBm
Noise Figure	700-4200	—	8.0	—	dB
Output third order intercept point	700-4200	—	+38	—	dBm
Input VSWR	700-4200	—	—	2.5	:1
Output VSWR	700-4200	—	—	2.5	:1
DC Supply Voltage		—	15	—	V
Supply Current		—	—	1.0	A

Open load is not recommended, potentially can cause damage.  
With no load derate max. input power by 20 dB.

\* +27 dBm at 3700-4200 MHz

\*\* +28 dBm at 3700-4200 MHz

\*Heat sink not included. Alternative heat sinking and heat removal must be provided by the user to limit maximum base-plate temperature to 65°C. In order to ensure proper performance, For reference, this requires thermal resistance of user's external heat sink to be 1.3°C/W max.

## Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-20°C to 65°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Voltage	+20V
Input RF Power (no damage)	-5 dBm

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

### Notes

A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.

B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions.

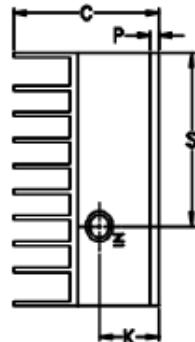
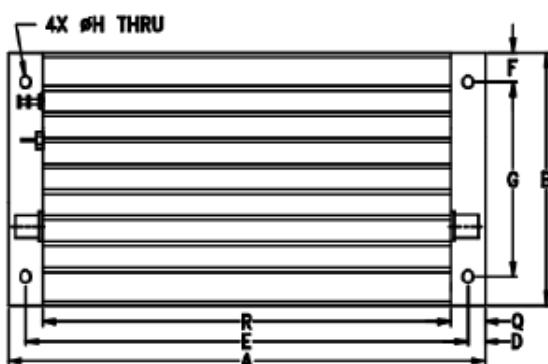
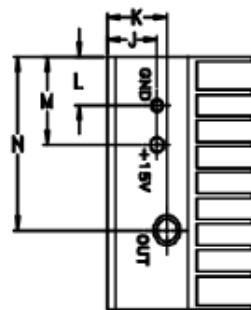
C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at [www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp).

REV. OR  
M158516  
ZHL-4240+  
CHICP/M  
161026

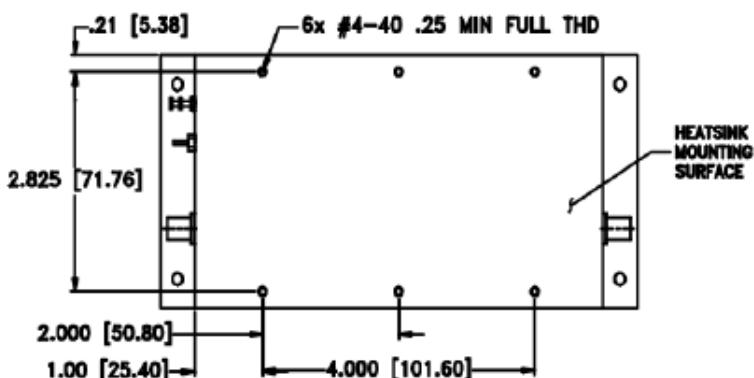
**Mini-Circuits®**  
[www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com) P.O. Box 350166, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

Page 1 of 3

## Outline Drawing for models with heatsink



## MOUNTING INFORMATION FOR MODELS WITHOUT HEATSINK



## Outline Dimensions (inch mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	wt
7.00	3.25	2.13	.25	6.500	.38	2.500	.156	.73	.88	.63	1.13	2.23	.125	.50	6.00	2.23	grams

\*600 grams without heatsink

## Notes

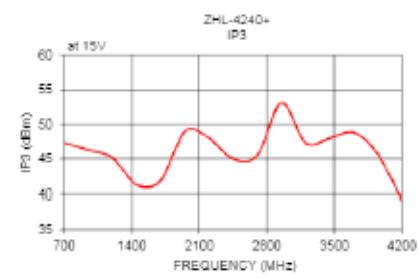
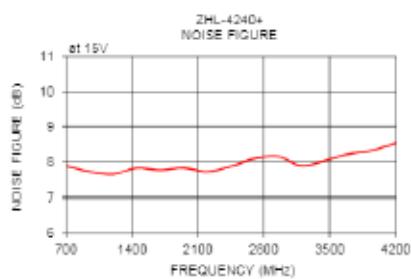
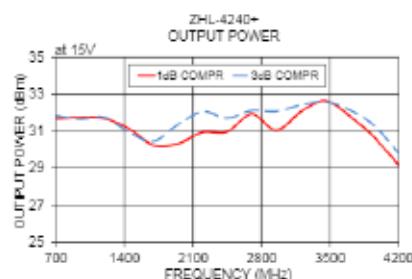
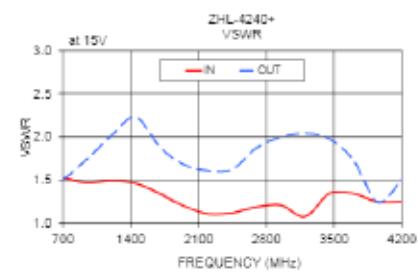
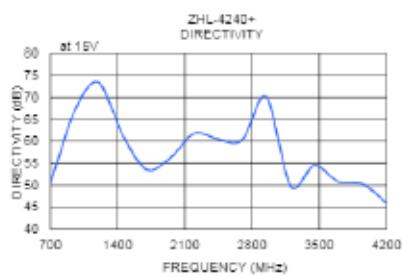
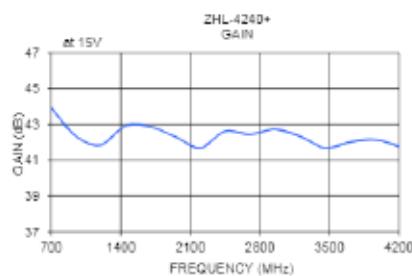
- A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.  
 B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions.  
 C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at [www.minicircuits.com/MCLStore/Terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MCLStore/Terms.jsp)



## Typical Performance Data/Curves

**ZHL-4240+**

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)	DIRECTIVITY (dB)	VSWR (:1)	POUT at 1 dB COMPR. (dBm)	NOISE FIGURE (dB)	IP3 (dBm)
15V	15V	IN	OUT	15V	15V	15V
700	43.93	50.41	1.53	31.67	7.89	47.33
950	42.33	66.82	1.47	31.74	7.71	46.30
1200	41.86	73.44	1.50	31.68	7.64	45.16
1450	42.94	61.55	1.46	31.11	7.82	41.23
1700	42.88	53.56	1.34	30.20	7.76	41.89
1950	42.31	56.25	1.20	30.30	7.82	49.01
2200	41.69	61.87	1.11	30.92	7.71	47.98
2450	42.63	60.47	1.12	30.94	7.87	44.99
2700	42.44	60.33	1.19	31.93	8.08	45.51
2950	42.74	70.24	1.21	31.01	8.15	53.12
3200	42.34	49.82	1.08	32.03	7.88	47.31
3450	41.71	54.55	1.34	32.65	8.03	47.97
3700	42.00	50.76	1.34	31.82	8.22	48.81
3950	42.15	50.29	1.25	30.86	8.32	45.88
4200	41.78	45.95	1.25	29.13	8.54	39.05



*Coaxial*  
**Amplifier**

**ZHL-2-8-S+**  
**ZHL-2-8X-S+**

50Ω Medium High Power 10 to 1000 MHz

### The Big Deal

- Wideband, 10 to 1000 MHz
- Medium power, +30 dBm P3dB
- High gain, 34 dB
- Excellent gain flatness,  $\pm 0.8$  dB
- High OIP3, +42 dBm



ZHL-2-8-S+

ZHL-2-8X-S+

### Product Overview

Mini-Circuits' ZHL-2-8+ is a medium-power connectorized amplifier providing 34 dB gain and +30 dBm P3dB across the 10 to 1000 MHz frequency range. Excellent gain flatness across its entire frequency range ( $\pm 0.8$  dB) makes it ideal for systems where consistent performance across frequency is required. The amplifier operates on a 24V DC supply and comes housed in compact aluminum alloy case (4.75 x 2.00 x 2.12") with SMA connectors and an optional heat sink for efficient cooling.

### Key Features

Feature	Advantages
Wideband, 10 to 1000 MHz	Supports a broad range of system and test lab applications.
High gain, 34 dB	Reduces the number of gain stages, lowering component count and overall system cost.
Excellent gain flatness, $\pm 0.8$ dB	Provides consistent performance across frequency, minimizing the need for external equalizing networks in wideband applications.
High output power, +30 dBm P3dB	Supports a wide range of high power applications.
High OIP3, +42 dBm	Provides highly linear performance with excellent sensitivity and two-tone spur-free dynamic range.

# Coaxial Amplifier

50Ω Medium High Power 10 to 1000 MHz

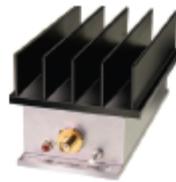
ZHL-2-8-S+  
ZHL-2-8X-S+

## Features

- wideband, 10 to 1000 MHz
- high IP3, +42 dBm typ.
- medium high power, 28 dB min.

## Applications

- VHF/UH
- test equipment
- cellular
- instrumentation
- laboratory



ZHL-2-8-S+

ZHL-2-8X-S+

CASE STYLE: T34

Connectors	Model
SMA	ZHL-2-8-S+
SMA	ZHL-2-8X-S+

### +RoHS Compliant

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

## Electrical Specifications at 25°C

Parameter	Condition (MHz)	ZHL-2-8-S+ *ZHL-2-8X-S+			Units
		Min.	Typ.	Max.	
Frequency Range		10	—	1000	MHz
Gain	10-1000	31	34	39	dB
Gain Flatness	10-1000	—	±0.8	±1.3	dB
Output Power at 1dB compression	10-1000	28	29	—	dBm
Output Power at 3dB compression	10-1000	29	30	—	dBm
Noise Figure	10-1000	—	7	—	dB
Output third order intercept point	10-1000	—	42	—	dBm
Input VSWR	10-1000	—	—	2.0	:1
Output VSWR	10-1000	—	—	2.0	:1
DC Supply Voltage		—	24	—	V
Supply Current		—	—	0.7	A

Open load is not recommended, potentially can cause damage. With no load derate max. Input power by 20 dB.

\*Heat sink not included. Alternative heat sinking and heat removal must be provided by the user to limit maximum base-plate temperature to 65°C, in order to ensure proper performance. For reference, this requires thermal resistance of user's external heat sink to be 1.5°C/W max.

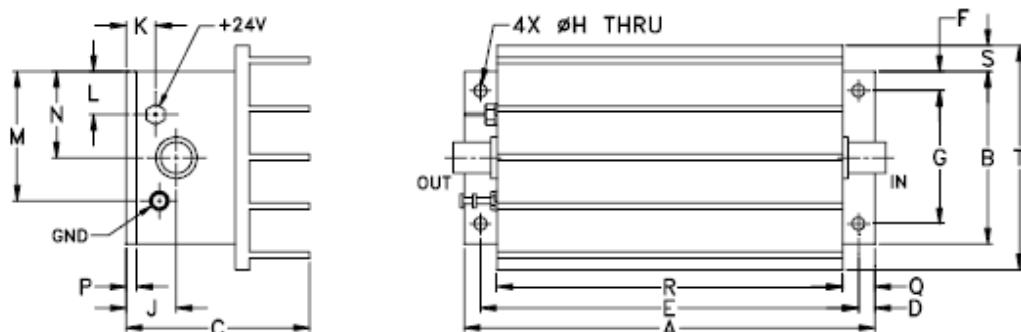
## Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-20°C to 65°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Voltage	+25V
Input RF Power (no damage)	+5 dBm

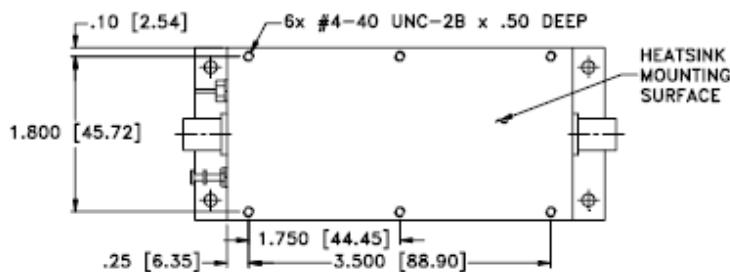
Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

# ZHL-2-8-S+ ZHL-2-8X-S+

## Outline Drawing for models with heatsink



## MOUNTING INFORMATION FOR MODELS WITHOUT HEATSINK



## Outline Dimensions (inch mm)

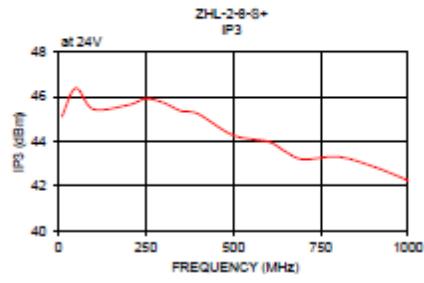
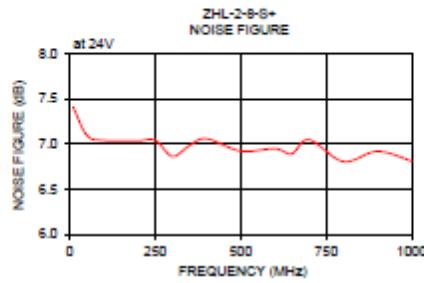
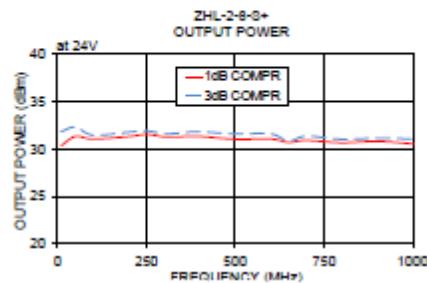
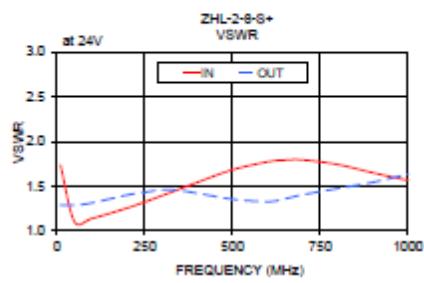
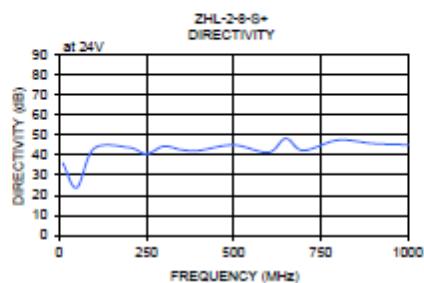
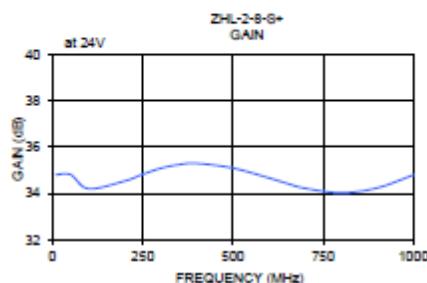
A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	T	wt
4.75	2.00	2.12	.19	4.375	.23	1.540	.144	.58	.34	.50	1.50	1.00	.12	.38	4.00	.30	2.60 grams*	
120.65	50.80	53.85	4.83	111.13	5.84	39.12	3.66	14.73	8.64	12.70	38.10	25.40	3.05	9.65	101.60	7.62	66.04	440.0

\*325 grams without heatsink

## Typical Performance Data/Curves

# ZHL-2-8-S+ ZHL-2-8X-S+

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)	DIRECTIVITY (dB)	VSWR (-1)	POUT at 1 dB COMPR. (dBm)	NOISE FIGURE (dB)	IP3 (dBm)
24V	24V	IN	OUT	24V	24V	24V
10.00	34.82	36.07	1.73	1.29	30.35	7.41
50.00	34.82	23.76	1.10	1.29	31.33	7.09
100.00	34.22	43.31	1.14	1.31	31.05	7.04
200.00	34.55	43.75	1.26	1.40	31.32	7.03
250.00	34.94	40.60	1.32	1.43	31.55	7.04
300.00	35.09	44.38	1.40	1.46	31.29	6.86
350.00	35.25	42.64	1.47	1.45	31.31	6.98
400.00	35.30	42.24	1.54	1.42	31.33	7.06
500.00	35.10	45.01	1.68	1.36	31.04	6.92
600.00	34.68	41.32	1.77	1.33	31.07	6.95
650.00	34.44	48.24	1.79	1.36	30.71	6.89
700.00	34.23	42.27	1.79	1.40	30.91	7.05
800.00	34.04	47.43	1.74	1.47	30.67	6.80
900.00	34.25	45.76	1.65	1.54	30.82	6.92
1000.00	34.81	45.11	1.56	1.63	30.55	6.81



### Additional Notes

- A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
- B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions.
- C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at [www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp)

Issued in

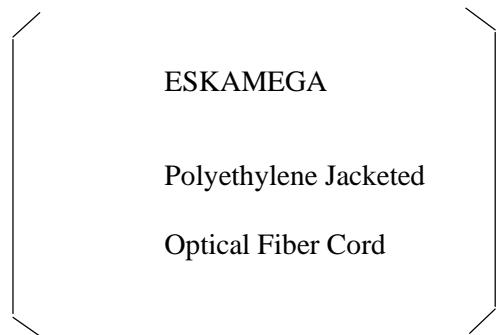
July

, 2001

No. DPF1312-17

# Specification Sheet

## MH 4001



High - Performance Plastic Optical Fiber

**E s k a™**

mitsubishi rayon co., ltd.  
eska optical fiber division

6-41 Kounan 1-Chome, Minato-ku, Tokyo, Japan

Phone : + 81 - 3 - 5495 - 3060  
Facsimile : + 81 - 3 - 5495 - 3212

Table1

MH 4001

Item	Specification				
	Unit	Min.	Typ.	Max.	
Optical Fiber	Core Material		Polymethyl - Methacrylate Resin		
	Cladding Material		Fluorinated Polymer		
	Core Refractive Index		1.49		
	Refractive Index Profile		Step Index		
	Numerical Aperture		0.3		
	Core Diameter	µm	920	980	1,040
	Cladding Diameter	µm	940	1,000	1,060
Jacket	Material and Color		Polyethylene		
	Diameter	mm	2.13	2.20	2.27
	Indication on the Jacket		ESKAMEGA ; Pink		
Approximate Weight		g / m	4		

## 1.Scope

This specification covers basic requirements for the structure, optical and mechanical performances of MH4001.

## 2.Structure

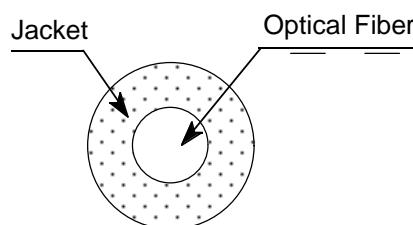


Table2

MH 4001

Item	Acceptance Criterion and / or [Test Condition ]	Specification			
		Unit	Min.	Typ.	Max.
Maximum Rating	Storage Temperature	No Physical Deterioration [ in a Dry Atmosphere ]	° C	- 55	— + 85
	Operation Temperature	No Deterioration in Optical Properties* [ in a Dry Atmosphere ]	° C	- 55	— + 85
	Operation Temperature in a Moist Atmosphere	No Deterioration in Optical Properties** [ under 95 %RH ]	° C	—	— + 75
Optical Properties	Transmission Loss	650[ nm Collimated Light ]	dB/km	—	— 160
	Transmission Loss under 95 %RH	650[ nm Collimated Light ]	dB/km	—	— 180
Mechanical Characteristics	Minimum Bend Radius	Loss Increment =< 0.5 dB [ A Quarter Bend ]	mm	25	— —
	Repeated Bending Endurance	Loss Increment =< 1 dB [ in Conformity to the JIS C 6861 ]	Times	5,000	— —
	Tensile Strength	[Tensile Force at 5Åi Elongation; in Conformity to the JIS C 6861 ]	N	70	— —
	Twisting Endurance	Loss Increment =< 1 dB [ Sample Length : 1 m Tensile Force : 4.9 N ]	Times	5	— —
	Impact Endurance	Loss Increment =< 1 dB [ in Conformity to the JIS C 6861 ]	N.m	0.4	— —

3.Performance

No. DPF1312-17

All tests are carried out under temperature of 25°C unless otherwise specified.

\* Attenuation increase shall be within 10 % after 1,000 hours.

\*\* Attenuation increase shall be within 10 % after 1,000 hours, except that due to absorbed water .

The specification is subject to change without notice.

The information contained herein is presented as a guide for the product selection. Please contact our business department for the issue of an official specification sheet.

## Specification Sheet

### GH 4002



High - Performance Plastic Optical Fiber

Eska<sup>TM</sup>

MITSUBISHI RAYON CO., LTD.  
ESKA OPTICAL FIBER DIVISION

6-41 Kounan 1-Chome, Minato-ku, Tokyo, Japan

Phone : +81-3-5495-3060  
Facsimile : +81-3-5495-3212

## 1. Scope

This specification covers basic requirements for the structure, optical and mechanical performances of GH4002.

## 2. Structure

Table 1

Item		Specification				
		Unit	Min.	Typ.	Max.	
Optical Fiber	Core Material	—	Polymethyl - Methacrylate Resin			
	Cladding Material	—	Fluorinated Polymer			
	Core Refractive Index	—	1.49			
	Refractive Index Profile	—	Step Index			
	Numerical Aperture	—	0.5			
	Core Diameter	μ m	920	980	1,040	
	Cladding Diameter	μ m	940	1,000	1,060	
Number of Fibers		—	2			
Jacket	Material and Color		Polyethylene			
	Dimension	Minor Axis	mm	2.13	2.20	
		Major Axis	mm	4.3	4.4	
Indication on the Jacket		—	ESKA PREMIER :Pink color			
Approximate Weight		g / m	8			

Sectional View

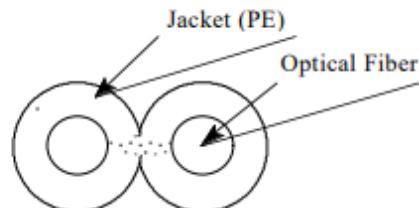


Table2

Item		Acceptance Criterion and / or [Test Condition ]	Specification			
			Unit	Min.	Typ.	Max.
Maximum Rating	Storage Temperature	No Physical Deterioration	°C	- 55	—	+ 85
	Operation Temperature	No Deterioration in Optical Properties*	°C	- 55	—	+ 85
	Operation Temperature under 95 %RH	No Deterioration in Optical Properties**	°C	—	—	+ 75
Optical Properties	Transmission Loss	[ 650 nm Collimated Light ]	dB / km	—	—	170
	Transmission Loss under 95 %RH	[ 650 nm Collimated Light ]	dB / km	—	—	190
Mechanical Characteristics	Minimum Bend Radius	Loss Increment =< 0.5 dB [ Quarter bend ]	mm	25	—	—
	Repeated Bending Endurance	Loss Increment =< 1dB [90° 25 mmR Dead Weight : 500 g ]	Times	10,000	—	—
	Tensile Strength	[Tensile Force at 5% Elongation; in Conformity to the JIS C 6861 ]	N	140	—	—
	Twisting Endurance	Loss Increment =< 1 dB [ Sample Length : 1 m Tensile Force : 4.9 N ]	Times	5	—	—
	Impact Endurance	Loss Increment =< 1 dB [ in Conformity to the JIS C 6861 ]	N.m	0.4	—	—

All tests are carried out under temperature of 25°C unless otherwise specified.

\* Attenuation change shall be within 10 % after 1,000 hours.

\*\* Attenuation change shall be within 10 % after 1,000 hours, expect that due to absorbed water .

# ESKA™ Polyethylene Jacketed Optical Fiber Cord: BH4001

Manufactured by Mitsubishi Rayon Co., Ltd.  
Marketed and sold by Mitsubishi International PolymerTrade Corporation

January 2010

Structure			Packaging	
Core Material	Polymethyl Methacrylate Resin (PMMA)		Spool Length (m)	500
Cladding Material	Fluorinated Polymer		Net weight on spool (kg)	3.1
Core Refractive Index	1.49		Spool Weight (kg)	1.2
Refractive Index Profile	Step Index		Carton Size (mm)	370 X 370 X 170
Numerical Aperture	0.58		Carton Weight (kg)	3.8
	Unit	Typical	Master Carton	5 spools
Core Diameter	µm	980	Jacket	
Cladding Diameter	µm	1,000	Color and Material	Black, Cross-linked PE
Jacket Diameter	mm	2.18	Indication on Jacket	None
Approximate Weight	g/m	3.8		

Performance		Criteria for Acceptance and/or [Test Conditions]	Unit	Values
Operation Temperature		No deterioration in optical properties [in a dry atmosphere]*	°C	-55 ~ 105
Operating Temperature in a Moist Atmosphere		No deterioration in optical properties [under 95% RH]**	°C	Max.85
Optical Properties	Transmission Loss [650nm Collimated Light]	[25°C 50% RH]	dB/km	Max.200
		[Operation Temperature]	dB/km	Max.250
Mechanical Characteristics	Minimum Bend Radius	Loss increment =< 0.5dB [a quarter bend]	mm	Min.15
	Repeated Bending Endurance	Loss increment =< 1 dB [in conformity to the JIS C 6861]***	Times	Min.1,000
	Tensile Strength	[Tensile force at 5% elongation; in conformity to JIS C 6861]	N	Min.70
	Twisting Endurance	Loss Increment =< 1 dB [sample length: 1m, Tensile Force: 4.9N]	Times	Min.5
	Impact Endurance	Loss Increment =< 1 dB [in Conformity to the JIS C 6861]	N · m	Min.0.4

Notes: Performance tested in conditions under 25°C unless otherwise indicated.

\* Attenuation increase shall be <10% after 1,000 hours.

\*\* Attenuation increase shall be <10% after 1,000 hours, except when due to absorbed water.

\*\*\* Bend Angle +/-90°, Bend Radius 15mm, Tension 500g.

## Applications

The BH-Series of single-jacketed cables are typically used as data and sensor media for higher temperature requirements.

The information contained herein is presented as a guide to product selection. It is subject to change without notice, and should not be regarded as a representation, warranty or guarantee with regard to the quality, characteristics or use of this product

 Mitsubishi International  
PolymerTrade Corporation

2 Penn Plaza East, 11th Floor, Newark, NJ 07105

Please visit <http://www.fiberopticpof.com/> to locate a sales representative near you.

## SIGNAL ANALYZERS

# Spectrum Analyzers

## HP 8591A, 8593A, 8594A, 8595A



HP 8594A



### HP 8594A and 8595A Spectrum Analyzers

These new models offer expanded frequency ranges with the same frequency accuracy and variety of options associated with the HP 8591A. The HP 8594A has a frequency range of 9 kHz to 2.9 GHz and an amplitude range of -112 to +30 dBm. The HP 8595A has a frequency range of 9 kHz to 6.5 GHz with an amplitude range of -114 to +30 dBm. (For general export, both analyzers offer option 1BH, which does not display spans wider than 2.3 GHz.) Both instruments have an optional 2.9 GHz built-in tracking generator. In addition, each comes standard with a memory-card reader that enables you to load HP's custom measurement personalities, your own programs, or measurement data into the spectrum analyzer using 32-Kbyte memory cards.

### HP 8591A and 8593A Spectrum Analyzers

These portable spectrum analyzers offer frequency accuracy and a wide range of options for applications that demand higher performance. The HP 8591A has a frequency range of 9 kHz to 1.8 GHz and amplitude range of -115 to +30 dBm. The HP 8593A has a frequency range of 9 kHz to 22 GHz or 26.5 GHz with option 026, an internal preselector, and an amplitude range of -114 to +30 dBm. (For general export, the HP 8593A option 1BH does not tune above 18 GHz nor span greater than 2.3 GHz.) Both instruments have standard 7.5 ppm frequency accuracy that can be improved with an optional precision frequency reference to marker count accuracy of  $\pm 230$  Hz at 1 GHz or  $\pm 2.3$  kHz at 18 GHz.

### Standard Features

These performance analyzers share the same ease-of-use features found in the lower-cost HP 8590B and 8591B. (See page 174.) In addition, each performance portable comes with a built-in memory card reader that enables you to load HP's custom measurement personalities (see page 173) and measurement data into the spectrum analyzer using 32-Kbyte memory cards. A catalog function allows you to determine the exact content of information stored on your memory cards or within internal memory.

### Option Flexibility

For easy installation of a growing variety of options, a cartridge for circuit cards has been designed in each performance portable spectrum analyzer. All card options are retrofittable, so the options you need are always available. Circuit-card options include:

- AM/FM demodulator speaker to let you view and hear the signal.
- TV sync trigger to let you select any line of the TV field for measurement.
- Fast time-domain sweep to allow zero-span sweep rates to 20  $\mu$ s.
- Quasi-peak detector for EMC measurements.

HP 8595A



### HP 8591A Specifications

#### General

**Temperature:** 0° to +55° C operating; -40° to +75° C storage

**EMI compatibility:** CISPR Pub. 11 and FTZ 526/527/79

**Audible noise:** <37.5 dBA pressure and <5.0 Belz power (ISO/DP7779)

**Power requirements:** 86 to 127 or 195 to 250 Vrms, 47 to 66 Hz, 103 to 126 Vrms, 400 Hz  $\pm 10\%$

**Power consumption:** <300 VA; <100 watts

#### Frequency

**Range:** 9 kHz to 1.8 GHz (50  $\Omega$ ); 1 MHz to 1.8 GHz (75  $\Omega$ , opt. 001)

#### Reference

**Aging:**  $\pm 2 \times 10^{-8}$  /year

**Settability:**  $\pm 0.5 \times 10^{-8}$

**Precision frequency reference (option 004)**

**Aging:**  $\pm 1 \times 10^{-7}$  /year

**Settability:**  $\pm 1 \times 10^{-8}$

**Temperature stability:**  $\pm 1 \times 10^{-8}$

#### Frequency

**Frequency readout accuracy (start, stop, center, frequency)**

**Span**  $\leq 10$  MHz:  $\pm$  (freq readout  $\times$  freq ref error + 3% of span + 20% of RBW + 100 Hz)

**Span**  $\geq 10$  MHz:  $\pm$  (freq readout  $\times$  freq ref error + 3% of span + 20% of RBW)

**Marker count accuracy** (signal to noise ratio  $\geq 25$  dB, RBW/span  $\geq 0.01$ )

**Frequency span**  $\leq 10$  MHz:  $\pm$  (marker freq  $\times$  freq ref error + counter res + 100 Hz)

**Frequency span**  $> 10$  MHz:  $\pm$  (marker freq  $\times$  freq ref error + counter res + 1 kHz)

**Counter resolution:** selectable from 10 Hz to 100 kHz

#### Frequency span

**Range:** 0 Hz (zero span), 10 kHz to 1.8 GHz

**Accuracy:**  $\pm 2\%$  of span, span  $\leq 10$  MHz;  $\pm 3\%$  of span, span  $> 10$  MHz

#### Sweep time

**Range:** 20 ms to 100 s, span = 0 Hz or  $> 10$  kHz; 20  $\mu$ s to 100 s, span = 0 Hz (option 101)

**Accuracy:**  $\pm 3\%$ , 20 ms to 100 s;  $\pm 2\%$  20  $\mu$ s to  $< 20$  ms (opt. 101)

**Sweep trigger:** free run, single, line, video, external

#### Stability

**Noise sidebands:**  $\leq 90$  dBc/Hz at  $> 10$  kHz offset from CW signal (1 kHz RBW, 30 Hz VBW, sample detector);  $\leq 100$  dBc/Hz at  $> 30$  kHz offset from CW signal (1 kHz RBW, 30 Hz VBW, sample detector)

**Residual FM:**  $< 250$  Hz p-p in 100 ms (1 kHz RBW, 1 kHz VBW)

**System-related sidebands:**  $< -65$  dBc at  $> 30$  kHz offset from CW

## HP 8591A Specifications (continued)

### Amplitude

**Amplitude range:** -115 to +30 dBm (50 ohm); -63 to +75 dBmV (75 ohm, opt 001)

### Maximum safe input

	50 ohm	75 ohm
Average test power	+20 dBm (1 watt)	+75 dBmV (0.4 watts)
Peak pulse power	+30 dBm (1 watt)	+75 dBmV (0.4 watts)
dc	25 Vdc	100 Vdc

**Gain compression, > 10 MHz:** <0.5 dB, total power at input mixer = -10 dBm

**Displayed average noise level:** ≤115 to ≤113 dBm

### Noise level

#### Spurious responses

**Second harmonic distortion:** 5 MHz to 1.8 GHz, <-70 dBc for -45 dBm tone at input mixer

**Third-order intermodulation distortion:** 5 MHz to 1.8 GHz, <-70 dBc for two -30 dBm tones at input mixer and >50 kHz sep

**Other input-related spurious:** <-65 dBc for ≥30 kHz offset from CW signal

#### Residual responses (input terminated and 0 dB attenuation)

150 kHz to 1 MHz: <-90 dBm, 50 ohm

1 MHz to 1.8 GHz: <-90 dBm, 50 ohm; <-38 dBmV, 75 ohm

### Display range

**Log scale:** 0 to -70 dB from ref lev is cal'd; 1 to 20 dB/div in 1 dB steps; 8 divisions displayed

#### Linear scale

Scale units: dBm, dBmV, dBmicroV, volts, watts

**Marker readout resolution:** 0.05 dB, log scale; 0.07% of ref level, linear scale

**Fast sweep times for zero span (opt 101):** 20 μs to 20 ms, 0.7% of ref level for linear scale

### Reference level

**Range:** -115 to +30 dBm (50 ohm), -63 to +75 dBmV (75 ohm)

**Resolution:** 0.01 dB for log scale; 0.12% of ref level for linear scale

**Accuracy, referred to -20 dBm ref level:** 0 dBm to -59.9 dBm, ±(0.5 dB + input atten acc @ 50 MHz); -60 dBm to -115 dBm, ±(1.25 dB + input atten acc @ 50 MHz)

### Frequency response

**Absolute:** ±1.5 dB, referred to 300 MHz CAL OUT

**Relative flatness:** ±1.0 dB, referred to midpoint between highest and lowest response deviations

### Calibrator output

Frequency: 300 MHz ±(300 MHz × freq ref error)

Amplitude: -20 dBm ±0.4 dB (50 Ω); +28.75 dBmV ±0.4 dB (75 Ω, opt 001)

### Input attenuator

Range: 0 to 60 dB in 10 dB steps

Accuracy at 50 MHz, 10 dB atten: ±0.5 dB, 0 to 50 dB; ±0.75 dB, 60 dB

**Resolution Bandwidth:** 1 kHz to 3 MHz, ±20%

**Switching uncertainty, ref to 3 kHz bandwidth:** 3 kHz to 3 MHz RBW, ±0.4 dB; 1 kHz, ±0.5 dB

**Video bandwidth range:** 30 Hz to 1 MHz

**Log to linear switching:** ±0.25 dB at reference level

### Display scale fidelity

**Log incremental accuracy:** ±0.2 dB/2 dB, 0 to -70 dB from ref lev

**Log maximum cumulative:** ±0.75 dB, 0 to -60 dB from ref level; ±1.0 dB, 0 to -70 dB from ref level

**Linear accuracy:** ±3% of reference level

## HP 8593A Specifications

### Frequency

**Frequency range:** 9 kHz to 22 GHz; 9 kHz to 26.5 GHz (option 026)

### Frequency reference

**Aging:** ±2 × 10<sup>-6</sup>/year

**Settability:** ±5 × 10<sup>-7</sup>

**Temperature stability:** ±5 × 10<sup>-6</sup>

### Precision frequency reference (Opt 004)

**Aging:** ±1 × 10<sup>-7</sup>/year

**Settability:** ±1 × 10<sup>-8</sup>

**Temperature stability:** ±1 × 10<sup>-6</sup>

**Frequency readout accuracy:** ±(frequency readout × frequency reference error + 3% of span + 20% of RBW + 100 Hz sweep time) for spans ≤ 10 MHz; ±(freq readout × freq ref error + 3% of span + 20% of RBW) for spans > 10 MHz

**Marker count accuracy (signal-to-noise ratio ≥ 25 dB, RBW/span ≥ 0.01):** ±(marker freq × freq ref error + counter res + 100 Hz) spans ≤ 10 MHz; ±(marker freq × freq ref error + counter res + 1 kHz), spans > 10 MHz

**Counter resolution:** Selectable from 10 Hz to 100 kHz

### Frequency span

**Range:** zero span, (10 × N) kHz to 19.25 GHz, (10 × N) kHz to 23.75 GHz (opt 026)

**Accuracy:** ±2% of span, span < 10 MHz; ±3% of span, span > 10 MHz

### Sweep time

**Range:** 20 ms to 100 s, span = 0 Hz or > 10 kHz; 20 μs to 100 s, span = 0 Hz (opt 101)

**Accuracy:** ±3%, 20 ms to 100 s; ±2%, 20 μs to 20 ms

### Sweep trigger

free run, single, line, video, external

### Stability

**Noise sidebands:** ≤ -95 dBc/Hz + 20 log N at > 30 kHz offset from CW signal

**Residual FM:** <(400 × N) Hz peak-peak in 100 ms (1 kHz RBW, 1 kHz VBW)

**System-related sidebands:** <-65 + 20 log N at > 30 kHz offset from CW signal

**Comb generator:** 100 MHz fundamental freq; ±0.007% freq accuracy

### Amplitude

**Amplitude range:** -114 to +30 dBm

**Maximum safe input level:** +30 dBm (1 watt, 7.1 Vrms), 0 Vdc

**Gain compression:** ≤0.5 dB (total power at input mixer = -10 dBm)

**Displayed average noise level:** ≤114 to <-92 dBm

### Spurious responses

**Second harmonic distortion:** <-70 dBc for -40 dBm tone at input mixer, 10 MHz to 2.9 GHz; <-100 dBc for -10 dBm tone power at input mixer or below displayed av noise lev, >2.75-GHz

**Third-order intermodulation distortion > 10 MHz:** <-70 dBc for two -30 dBm tones at input mixer and >50 kHz separation

**Other input-related spurious:** <-70 dBc for applied freq ≤ 18 GHz; <-60 dBc for applied freq ≤ 22 GHz

### Display range

**Log scale:** 0 to -70 dB from ref lev is calibrated, 1 to 20 dB/div in 1 dB steps; 8 divisions displayed

#### Linear scale

Scale units: dBm, dBmB, dBmicroV, volts, watts

### Reference level

**Range:** -114 to +30 dBm

**Resolution:** 0.01 dB for log scale; 0.12% of ref lev for linear

**Accuracy (ref to -20 dBm ref level):** ±(0.05 dB + input atten acc @ 30 MHz), 0 dBm to -59.9 dBm; ±(1.25 dB + input atten acc @ 50 MHz), -60 to -114 dBm

**Frequency response (ref to 300 MHz CAL OUT, preselector peaked):**

**Absolute:** ±2.0 to ±3.0 dB

**Relative flatness:** ±1.5 to ±2.0 dB

### Calibrator output

Frequency: 300 MHz ±30 kHz

Amplitude: -20 dBm ±0.4 dB

### Input attenuator

Range: 0 to 70 dB in 10 dB steps

Accuracy at 50 MHz, ref to 10 dB atten: ±0.5 dB, 0 to 60 dB; ±1.2 dB, 70 dB

**Resolution bandwidth:** 1 kHz to 3 MHz, ±20%

**Switching uncertainty:** ±0.4 dB, 3 kHz to 3 MHz RBW; ±0.5 dB, 1 kHz

**Video bandwidth range:** 30 Hz to 1 MHz

**Log to linear switching:** ±0.25 dB at reference level

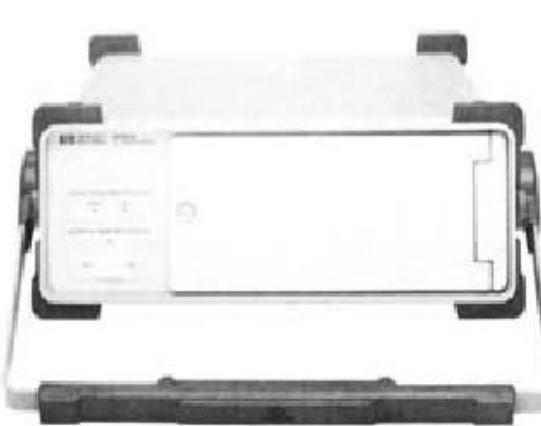
**Display scale fidelity:** ±0.2 dB/2 dB, 0 to -70 dB from ref lev, incremental; ±0.75 dB, 0 to -60 dB from ref lev and ±1.0 dB, 0 to -70 dB from ref lev, maximum cumulative

**Linear accuracy:** ±3% of reference level

## S593A.85901A



HP 8590 series RF spectrum analyzers have built-in tracking generator option



HP 85901A

### HP 8591A, 8593A Specifications

#### Option 010 and 011 built-in tracking generators

Specifications apply to both HP 8590B and 8591A.

**Frequency range:** 50 ohm      75 ohm

100 kHz to 1.8 GHz      1 MHz to 1.8 GHz

**Tracking drift** (10 kHz RBW, 30-minute warmup): 1.5 kHz/5 min, nominal

#### Output power level

Range:	50 ohm	75 ohm
HP 8591A	0 to -10 dBm	+42.8 to -27.2 dBmV
HP 8590B	0 to -15 dBm	+42.8 to -27.8 dBmV
Resolution	0.1 dB	0.1 dB

**Absolute accuracy:**  $\pm 1.0$  dB, HP 8591A;  $\pm 1.5$  dB, HP 8590B

#### Output vernier

**Range:** HP 8591A, 10 dB; HP 8590B, 15 dB

**Accuracy:** HP 8591A,  $\pm 0.75$  dB; HP 8590B,  $\pm 1.0$  dB

**Output flatness:**  $\pm 1.75$  dB, HP 8591A ref to 300 MHz and 10 dB attenuation;  $\pm 1.75$  dB 8590B

#### Output attenuator (HP 8591A only)

**Range:** 0 to 60 dB

**Switching accuracy:**  $\pm 0.8$  dB or 2.5% of atten setting, whichever greater for max of 1.5 dB (ref to 10 dB atten setting)

**Repeatability:**  $\pm 0.2$  dB, nominal

**Dynamic range (difference bet max power out and t.g. feed-through):** > 106 dB, nominal, 50 ohm; > 100 dB, nominal, 75 ohm

**Tracking generator feedthrough:** < -106 dBm, 50 ohm;

< -52.2 dBm, 75 ohm

#### Output VSWR

0 dB attenuation: 2.5:1

10 dB attenuation (HP 8591A only): 1.6:1

#### Ordering Information

	Price
HP 8591A spectrum analyzer (9 kHz to 1.8 GHz)	\$12,625
HP 8593A spectrum analyzer (9 kHz to 22 GHz)	\$24,805
HP 8594A spectrum analyzer (9 kHz to 2.9 GHz)	TBD
HP 8595A spectrum analyzer (9 kHz to 6.5 GHz)	TBD
Opt 001 75-ohm input (HP 8591A only)	\$0
Opt 004 precision frequency reference	+\$2,050
Opt 010 50-ohm built-in tracking generator (HP 8591A only)	+\$4,500
Opt 011 75-ohm built-in tracking generator (HP 8591A only)	+\$4,500
Opt 021 HP-IB interface	+\$600
Opt 023 RS-232 interface	+\$600
Opt 026 26.5 GHz frequency range extension (HP 8593A)	+\$3,000
Opt 101 fast time-domain sweeps	+\$1,000
Opt 1BH general export version (HP 8593A, 8594A, 8595A)	\$0
Opt 102 AM/FM demodulator and TV sync trigger	+\$1,500
Opt 103 quasi-peak detector/AM-FM demodulator	\$1,910

### HP 85901A Portable ac Power Source

This small, easy-to-carry power source gives you ac power where and when you need it. Use it as a standalone battery or connect it to an external 12 Vdc source for even longer operation. As a standalone battery, the ac power source gives you over an hour of operation at 100 Watts continuous load. When the charge gets low, the power source shuts off automatically. It can be recharged in six hours or less. Over-voltage, short-circuit, and overload protection on the inverter output are built in. Also included are over-voltage protection on the inverter input and over-charge and over-discharge protection for the internal battery.

#### Specifications

**Input inverter voltage:** 10.8 to 14.5 Vdc

**Charger voltage:** 90 to 250 Vac auto selected

**Frequency:** 47 to 66 Hz

**Power consumption:** 122 VA maximum

#### Output

**Voltage:** 135 or 230 Vpeak  $\pm 5\%$  rectangular waveform with 25% dead zone (115 or 230 Vrms  $\pm 5\%$ )

**Frequency:** 60 Hz  $\pm 0.1\%$ , crystal reference

**Max power:** 200 watts continuous

**Connectors:** two CEE22-V type, female

**Temperature:** 0° to 55° C, operating; -20° to 40° C storage with battery; -40° to 70° C storage without battery

**EMI:** conducted and radiated VDE 0871 level B

#### Battery

**Type:** sealed acid lead

**Voltage:** 12 Vdc, nominal

**Capacity:** 17 AMP-HR, nominal

#### Mechanical (nominal)

**Size:** 125 H x 337 W x 461 mm D

**Weight:** net, with battery, 14.2 kg (31.3 lb); without battery, 8.0 kg (17.7 lb); shipping, 16.3 kg (36.0 lb)

#### Ordering Information

**HP 85901A portable ac power source**

**Price**

\$1,120\*

**Extra power cord adapter for HP instruments**

\$17

**HP 8120-5220**

\$55

**General-purpose power cord adapters**

\$55

**HP 8120-5210 European**

\$55

**HP 8120-5211 USA**

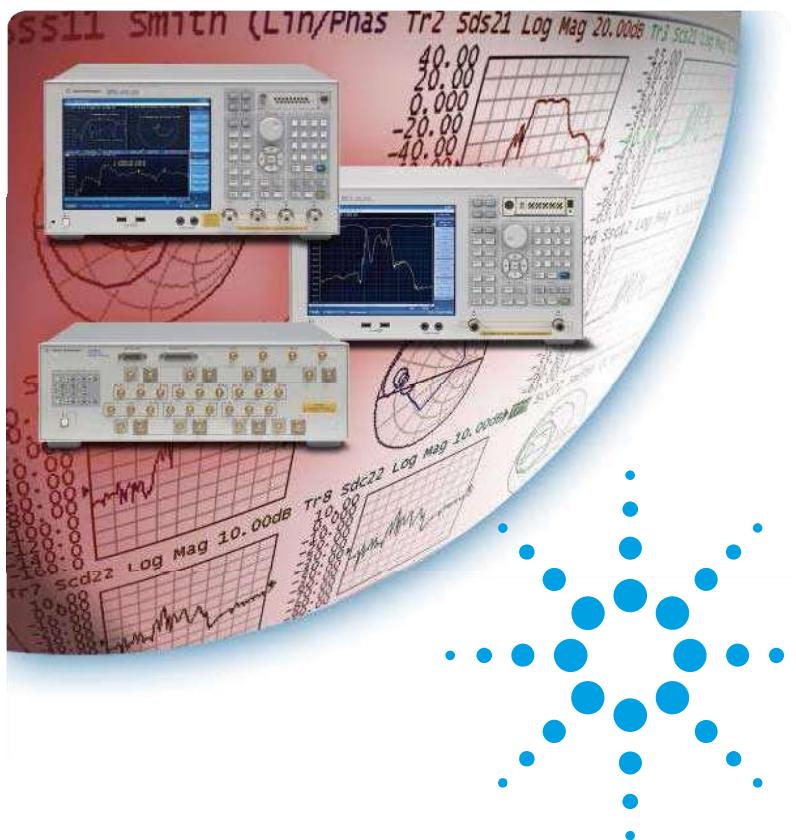
\$55

**HP 8120-5212 UK**

\$55

**For same-day shipment, call HP DIRECT at 800-538-8787.**

VNA E5071C de Agilent



## Agilent E5071C ENA Network Analyzer

---

**9 kHz to 4.5/6.5/8.5 GHz**

---

**100 kHz to 4.5/6.5/8.5 GHz  
(with bias tees)**

---

**300 kHz to 14/20 GHz  
(with bias tees)**

*The industry standard in  
RF network analysis*



**Agilent Technologies**

## ENA – New Standards in Speed, Accuracy and Versatility



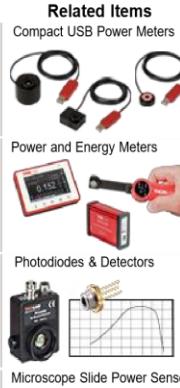
### *Key features*

- Wide frequency coverage: 9 kHz to 20 GHz
  - Low trace noise: < 0.004 dB rms at 70 kHz IFBW
  - Wide dynamic range: > 123 dB
  - Fast measurement speed: 9 msec for 401 points with error correction
  - High temperature stability: 0.005 dB/°C  
  - 2 or 4 ports, plus flexible multiport configuration of up to 22 ports with E5092A
  - Built-in VBA programming environment enables high throughput and UI customization
  - Powerful analysis and error correction
  - Advanced characterization of mixers (such as the vector mixer calibration) and amplifiers with frequency offset mode (optional)
  - Advanced characterization of high-speed serial interconnects with enhanced time domain analysis (optional)
  - Upgrade are available for all E5071C options at any time



## Power and Energy Meter Interfaces with External Readout

- Compact Power Meter Interfaces with Various Output Connection Options
- Red C-Series Connector for Quick Sensor Exchange
- Ideal for Manufacturing Environments



[Overview](#) [Specs](#) [Feature Comparison](#) [Connectors](#) [Applications](#) [Software](#) [Sensor Selection](#) [Feedback](#) [Console Selection](#)

Sensor Compatibility				
Item #	PM101 Series	PM102 Series	PM103 Series	PM100USB
<b>Sensor Compatibility</b>				
Compatible Sensor Types <sup>a</sup>	Photodiode Power and Thermal Power	Thermal Power and Thermal Position & Power	Photodiode Power and Pyroelectric Energy	Photodiode Power, Thermal Power, and Pyroelectric Energy
Max Photodiode Sensor Current	5 mA	N/A	10 mA	5 mA
Max Thermal Sensor Voltage	1 V	1 V	N/A	1 V
Max Thermal Position Sensor Voltage	N/A	1 V	N/A	N/A
Max Pyroelectric Sensor Voltage	N/A	N/A	200 V	100 V
<b>Photodiode Sensor Current Input</b>				
Units	W, dBm, W/cm <sup>2</sup> , A	N/A	W, dBm, W/cm <sup>2</sup> , A	W, dBm, W/cm <sup>2</sup> , A
Current Measurement Range	6 Decades: 50 nA, 500 nA, 5 μA, 50 μA, 500 μA, 5 mA; Range Selectable in W, Sensor Dependent	N/A	21 Ranges: nA: 2, 4, 10, 20, 40, 100, 200, 400; μA: 1, 2, 4, 10, 20, 40, 100, 200, 400; mA: 1, 2, 4, 10; Range Selectable in W, Sensor Dependent	6 Decades: 50 nA, 500 nA, 5 μA, 50 μA, 500 μA, 5 mA; Range Selectable in W or A, Sensor Dependent
Current Display Resolution	1 pA / Responsivity Value (A/W)	N/A	1 pA / Responsivity Value (A/W)	1 pA / Responsivity Value (A/W)
Current Measurement Uncertainty	±0.2% Full Scale (5 μA - 5 mA) ±0.5% Full Scale (50 nA)	N/A	±0.2% Full Scale (400 nA - 10 mA) ±0.5% Full Scale (2 nA - 200 nA)	±0.2% Full Scale (5 μA - 5 mA) ±0.5% Full Scale (50 nA)
Analog Bandwidth	DC - 100 kHz (Dependent on Sensor and Settings)	N/A	DC - 150 kHz (Dependent on Sensor and Settings)	DC - 100 kHz (Dependent on Sensor and Settings)
Wavelength Correction	nm (A/W)	N/A	nm (A/W)	nm (A/W)
Beam Area Setting	Diameter 1/e <sup>2</sup> or Rectangular x,y	N/A	Diameter 1/e <sup>2</sup> or Rectangular x,y	Diameter 1/e <sup>2</sup>
AD Converter	16 bit	N/A	16 bit	16 bit
<b>Thermal Sensor Voltage Input</b>				
Units	W, dBm, W/cm <sup>2</sup> , A	N/A	N/A	W, dBm, W/cm <sup>2</sup> , V
Voltage Measurement Range	9 Ranges: 2, 4, 10, 20, 40, 100, 200, 400, 1000 mV; Range Selectable in W, Sensor Dependent	N/A	N/A	4 Decades: 1, 10, 100, 1000 mV Range selectable in W or V, Sensor Dependent
Voltage Display Resolution	1 μV / Responsivity Value (V/W)	N/A	N/A	1 μV / Responsivity Value (V/W)
Voltage Measurement Uncertainty	±0.5% Full Scale (10 mV - 1 V) ±1% Full Scale (2 mV, 4 mV)	N/A	N/A	±0.5% Full Scale (10 mV - 1 V) ±1% Full Scale (1 mV)
Analog Bandwidth	DC - 10 Hz (Dependent on Sensor and Settings)	N/A	N/A	DC - 10 Hz (Dependent on Sensor and Settings)
Wavelength Correction	Sensor Dependent; nm (V/W)	N/A	N/A	Sensor Dependent; nm (V/W)
Beam Area Setting	Diameter 1/e <sup>2</sup> or Rectangular x,y	N/A	N/A	Diameter 1/e <sup>2</sup>
<b>Pyroelectric Sensor Voltage Input</b>				
Units	N/A	N/A	J, J/cm <sup>2</sup> , W, dBm, W/cm <sup>2</sup> , V	J, J/cm <sup>2</sup> , W, W/cm <sup>2</sup> , V
Voltage Measurement Range	N/A	N/A	13 Ranges: mV: 20, 40, 100, 200, 400; V: 1, 2, 4, 10, 20, 40, 100, 200; Ranges Selectable in J, Sensor Dependent	4 Decades: 0.1, 1, 10, 100 V Range Selectable in J or V, Sensor Dependent
Voltage Display Resolution	N/A	N/A	100 μV / Responsivity Value (V/W)	100 μV / Responsivity Value (V/J)
Voltage Measurement Uncertainty	N/A	N/A	±0.5% Full Scale (1 V - 200 V) ±1% Full Scale (20 mV, 400 mV)	±0.5% Full Scale
Trigger Level	N/A	N/A	3% - 90% Full Scale	0.1 % to 99.9 % Full Scale
Repetition Rate	N/A	N/A	Single Shot - 80 kHz,	3 kHz



Sensor Temperature Measurement

PM101 Series

N/A

Sensor Compatibility

PM102 Series

N/A

PM103 Series

16 bit

**PM100USB**

16 bit

Supported Temp. Sensor	Thermistor			
Temp. Measurement Range	-10 to 120 °C	-10 to 120 °C	-10 to 120 °C	-10 to 80 °C
Sensor Interface				

Copyright © 1999-2021 Thorlabs, Inc.

Careers

Site Index

Privacy Policy



English



EUR

PM101R	(3.78" x 2.25" x 1.00")								
PM101U	93.6 x 57.2 x 25.4 mm <sup>3</sup> (3.68" x 2.25" x 1.00")								
PM102	96.5 x 57.2 x 25.4 mm <sup>3</sup> (3.80" x 2.25" x 1.00")	0 to 40 °C	-40 to 70 °C	0.16 kg (0.35 lb)	External PC; Windows® Application or Driver Set	Windows® Application Software Provided	1000 Hz	No	USB Cable Provided <sup>a</sup>
PM102A	100.0 x 57.2 x 25.4 mm <sup>3</sup> (3.94" x 2.25" x 1.00")						1000 Hz		
PM102U	93.6 x 57.2 x 25.4 mm <sup>3</sup> (3.68" x 2.25" x 1.00")								
PM103	96.5 x 57.2 x 25.4 mm <sup>3</sup> (3.80" x 2.25" x 1.00")								
PM103A	100.2 x 57.2 x 25.4 mm <sup>3</sup> (3.94" x 2.25" x 1.00")	0 to 40 °C	-40 to 70 °C	0.15 kg (0.33 lb)					
PM103U	93.6 x 57.2 x 25.4 mm <sup>3</sup> (3.68" x 2.25" x 1.00")								
PM100USB	93.1 x 60.4 x 28.7 mm <sup>3</sup> (3.67" x 2.38" x 1.13")	0 to 40 °C	-40 to 70 °C	0.15 kg (0.33 lb)			300 Hz		

a. PM101, PM102, and PM103 can also be powered by the DA-15 connector. See the [Connectors](#) tab for specifics.

## Compatible Sensor Overview

Sensor Type	C-Series Photodiode Sensors, Photodiodes (Max 5 mA)	C-Series Thermal Power Sensors, Thermopiles (Max 1 V)	C-Series Thermal Position & Power Sensors	C-Series Pyroelectric Sensors, Pyros (Max 100 V)
Compatible Interfaces	PM101, PM101A, PM101R, PM101U, PM103, PM103A, PM103U, PM100USB	PM101, PM101A, PM101R, PM101U, PM102, PM102A, PM102U, PM100USB	PM102, PM102A, PM102U	PM103, PM103A, PM103U, PM100USB
Wavelength Ranges	200 nm - 5.5 μm	190 nm - 20 μm	190 nm - 20 μm	185 nm - 25 μm
Power / Energy Ranges	100 pW - 20 W	10 μW - 200 W	0.5 mW - 50 W	10 μJ - 15 J

For a full list of the sensor head specifications please visit the [Photodiode Power Sensors](#), [Thermal Power Sensors](#), [Thermal Position & Power Sensors](#), or [Pyroelectric Energy Sensors](#) pages. For other information, please contact [Tech Support](#).

## Power Meter Interfaces for Photodiode and Thermal Power Sensors



Compatible with Over 25 Photodiode and Thermal Power

[Zoom](#)

All Models Feature USB 2.0 Operation  
Select Models with:

- UART or RS232 Operation
- Analog Output

Power Supply via USB (All Models) or DA-15 Connector (PM101 Only)

Includes Certificate of Calibration

The PM101 Series Interfaces are compatible with all our C-Series photodiode

and thermal power sensors. Our [standard photodiode](#), [photodiode](#), [integrating sphere](#), and [fiber](#) sensors can collectively measure optical powers from 100 pW to 20 W. Our [thermal power](#) photodiodes with up to 5 mA photocurrent and thermal voltage of 1 V unamplified anode- or cathode-grounded elements with a can be used. While all of the interfaces can be operated maximum output

and powered with a PC via the mini-USB port, select interfaces have additional features such as UART or RS232 operation and analog output (see the table to the right). Models with analog output can be operated autonomously when connected to a power supply, without the need for an additional control a. See the *Feature Comparison* tab for a full comparison. All of the interfaces include reset buttons, allowing the systems to be easily rebooted.

The non-volatile memory in each interface retains the user's wavelength setting, sensitivity range, and output configuration upon shutting down or rebooting the unit, suitable for repeat measurements over a long period of time. A fast readout rate of 1000 samples per second allows active signal monitoring while the interface is in use. For precise measurements with thermal power sensors, these interfaces use nine voltage measurement ranges from 2 mV to 1 V, compared to only four ranges used by the PM100USB (see the Specs tab).

Please note that sensors are not included with these power meter interfaces. For information about our compatible sensors, please see the sensor descriptions below. Thorlabs offers a recalibration service for these interfaces, which can be ordered below (see Item # CAL-PM1). Alternatively, if you have a corresponding sensor that requires recalibration, you can include the power meter interface with the sensor for recalibration at no additional cost. Also, we offer the [USB-ABL-60](#) cable as a replacement for the USB cable included with each sensor; this cable includes a locking screw to prevent

Power Meter Interface Quick Comparison <sup>a</sup>				
Item #	PM101	PM101A	PM101R	PM101U
Photo (Click to Enlarge)				
Connectors	Mini USB & DA-15	Mini USB & SMA	Mini USB & DE-9	Mini USB
Control / Digital Output	USB 2.0, RS232, or UART	USB 2.0	USB 2.0 or RS232	USB 2.0
Analog				

Sensors

slim

[+1](#) Qty

Docs Part Number - Universal

Price ex VAT

Available

accidental disconnects.

Based on your currency / country selection, your order will ship from Munich, Germany

Customer Inspired! Power Meter Interface with USB, RS232, UART, and Analog

[PM101](#) 440,05 € Today

Operation

<a href="#">+1</a>	<b>PM101R</b>	Power Meter Interface with USB and RS232	Operation	<a href="#">+1</a>	430,68 €	5-8 Days
<a href="#">+1</a>	<b>PM101U</b>	Power Meter Interface with USB Operation			411,96 €	Today

[https://www.thorlabs.com/newgroupage9.cfm?objectgroup\\_id=4037&pn=PM100USB#13209](https://www.thorlabs.com/newgroupage9.cfm?objectgroup_id=4037&pn=PM100USB#13209)

2/14

## Power Meter Interfaces for Thermal Power and Thermal Position Sensors



Compatible with Over 10 Thermal Power and Thermal Position & Power Sensors

Power Meter Interface Quick Comparison<sup>a</sup>

Copyright © 1999-2021 Thorlabs, Inc.

Careers

Site Index

Privacy Policy



without the need for an additional control device. All of the interfaces include reset buttons, allowing the systems to be easily rebooted.

a. See the *Feature Comparison* tab for a full comparison.

The non-volatile memory in each interface retains the user's wavelength setting, sensitivity range, and output configuration upon shutting down or rebooting the unit, suitable for repeat measurements over a long period of time. A fast readout rate of 1000 samples per second allows active signal monitoring while the interface is in use. For precise measurements with thermal power sensors, these interfaces use nine voltage measurement ranges from 2 mV to 1 V, compared to only four ranges used by the PM100USB (see the Specs tab).

Please note that sensors are not included with these power meter interfaces. For information about our compatible sensors, please see the sensor descriptions below. Thorlabs offers a recalibration service for these interfaces, which can be ordered below (see Item # CAL-PM1). Alternatively, if you have a corresponding sensor that requires recalibration, you can include the power meter interface with the sensor for recalibration at no additional cost. Also, we offer the [USB-ABL-60](#) cable as a replacement for the USB cable included with each sensor; this cable includes a locking screw to prevent accidental disconnects.

Based on your currency / country selection, your order will ship from Munich, Germany

+1	Qty	Docs	Part Number - Universal	Price ex VAT	Available
	<a href="#">PM102</a>		Thermal Sensor Interface with USB, RS232, UART, and Analog Operation	439,96 €	Today
	<a href="#">PM102A</a>		Thermal Sensor Interface with USB and Analog Operation	430,87 €	Today
	<a href="#">PM102U</a>		Thermal Sensor Interface with USB Operation	411,78 €	Today

Add To Cart

## Power and Energy Meter Interfaces for Photodiode Power and Pyroelectric Energy Sensors



Compatible with Over 20 Photodiode Power and Pyroelectric Energy Sensors  
All Models Feature USB 2.0 Operation

Select Models with:

- UART or RS232 Operation
- Analog Output

Power Supply via USB (All Models) or DA-15 Connector (PM103 Only)  
Includes Certificate of Calibration

PM103 Series Interfaces are compatible with all our C-Series photodiode and pyroelectric energy sensors. Our [standard photodiode](#), [slim photodiode](#), [integrating sphere](#), and [fiber](#) sensors can collectively measure

The [power](#)

optical powers from 100 pW to 20 W.  
Alternatively, up to 10 mA can be used.  
Our [pyroelectric](#) energy sensors with voltage outputs

operated and powered with a PC via RS232 operation and analog output (see the table to the right). Models with analog output can be operated autonomously when connected to a power supply, without the need for an additional control device. All of the a. See the *Feature Comparison* tab for a full comparison. interfaces include reset buttons, allowing the systems to be easily rebooted.

The non-volatile memory in each interface retains the user's wavelength setting, sensitivity range, and output configuration upon shutting down or rebooting the unit, suitable for repeat measurements over a long period of time. A fast readout rate of 100 kilosamples per second allows active signal monitoring while the interface is in use. For precise measurements, these interfaces use thirteen voltage measurement ranges from 20 mV to 200 V and 21 current measurement ranges from 2 nA to 10 mA, compared to only four voltage and six current ranges used by the PM100USB (see the Specs tab).

The PM103 has two configurable general purpose digital ports, DIO1 (DA-15 Pin 2) and DIO2 (DA-15 Pin 3). Similarly, the PM103A has one auxiliary digital port, DIO1, with an SMA connector. The DIO1 ports can be configured as trigger input or output when reading the data in the 100 kS/s mode. DIO2 can also be configured as a pass/fail flag and queried per remote control command.

Please note that sensors are not included with these power meter interfaces. For information about our compatible sensors, please see the sensor descriptions below. Thorlabs offers a recalibration service for these interfaces, which can be ordered below (see Item # CAL-PM1). Alternatively, if you have a corresponding sensor that requires recalibration, you can include the power meter interface with the sensor for recalibration at no additional cost. Also, we offer the [USB-ABL-60](#) cable as a replacement for the USB cable included with each sensor; this cable includes a locking screw to prevent accidental disconnects.

Based on your currency / country selection, your order will ship from Munich, Germany



Docs Part Number - Universal

**NEW!**Photodiode Power and Pyroelectric Energy Sensor Interface with USB, RS232, [PM103](#)

Price ex VAT  
563,58 €  
Available  
Today



UART, and Analog Operation  
[PM103A](#) **NEW!**Photodiode Power and Pyroelectric Energy Sensor Interface with USB and Analog Operation

554,49 €  
Lead Time  
Today

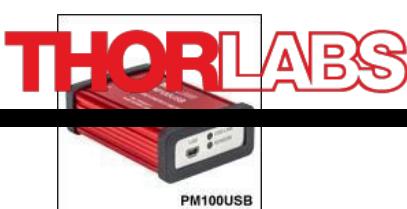
[PM103U](#) **NEW!**Photodiode Power and Pyroelectric Energy Sensor Interface with USB Operation

540,86 €  
Today

Add To Cart

## Power and Energy Meter Interface for Photodiode, Thermal, and Pyroelectric Sensors

Compatible with Over 30 Photodiode, Thermal, and Pyroelectric Sensors  
Controlled and Powered via USB



please see the sensor descriptions below. Thorlabs offers a recalibration service for the PM100USB, which can



be ordered below (see Item #CAL-PM1). Alternatively, if you have a corresponding sensor that requires

[Click for Details](#)

Copyright © 1999-2021 Thorlabs, Inc. you can include the PM100USB with the sensor for recalibration at no additional cost. PM100USB Mounted to Post with [ECM225 Clamp](#)  
Based on your currency / country selection, your order will ship from Munich, Germany

Careers

Site +1 Index Qty  
Available

Docs Part Number - Universal Price ex VAT



English

€ EUR

Privacy Policy **PM100USB** Power and Energy Meter Interface with USB Operation 412,15 € Today

## Standard Photodiode Power Sensors

For General Purpose Optical Power Measurements  
Integrated Viewing Target for Easy Sensor Alignment  
Ø9.5 mm Sensor Aperture  
Sensor, Protective Cap, IR Target, and Thread Adapter Included  
Fiber Adapters Available Separately (See Table Below)  
See the [Full Web Presentation](#) for More Information

These Standard Photodiode Power Sensors are ideal for metering low power coherent and incoherent sources from the UV to the NIR. Each NIST-Traceable, calibrated sensor features an integrated viewing target for easy alignment, enhanced shielding against electromagnetic interference, an over-temperature- alert device, and a large Ø9.5 mm sensor aperture. The sensors are compatible with [30 mm cage systems](#), [Ø1/2" posts](#), and [SM1 \(1.035"-40\) lens tubes](#), and are ideal for free-space and fiber-coupled sources.

[Click to Enlarge](#)



Thorlabs offers a recalibration service for these photodiode power sensors, which can be ordered below (see Item # CAL-UVPD for UV-extended Si sensors, S120C and CP44F Quick-Release Mount Item # CAL-PD for Si sensors and Item # CAL-IRPD for Ge sensors).

Item # <sup>a</sup>	S120VC	S120C	S121C	S122C <sup>h</sup>
Sensor Image (Click the Image to Enlarge)				
Aperture Size	Ø9.5 mm			
Wavelength Range	200 - 1100 nm	400 - 1100 nm	400 - 1100 nm	700 - 1800 nm
Power Range	50 nW - 50 mW		500 nW - 500 mW	50 nW - 40 mW
Detector Type	Si Photodiode (UV Extended)		Si Photodiode	Ge Photodiode
Linearity		±0.5%		
Resolution <sup>b</sup>	1 nW		10 nW	2 nW
Measurement Uncertainty <sup>c</sup>	±3% (440 - 980 nm) ±5% (280 - 439 nm) ±7% (200 - 279 nm, 981 - 1100 nm)		±3% (440- 980 nm) ±5% (400- 439 nm) ±7% (981 - 1100 nm)	±5%
Responsivity <sup>d</sup> (Click for Plot)				
Coating/Diffuser	Reflective ND (OD1.5) <sup>e</sup>	Reflective ND (OD1) <sup>f</sup>	Reflective ND (OD2) <sup>g</sup>	Absorptive ND (Schott NG9)
Head Temperature Measurement	NTC Thermistor 4.7 kΩ			
Housing Dimensions	Ø30.5 mm x 12.7 mm			
Cable Length	1.5 m			
Post Mounting <sup>e,f,g</sup>	Universal 8-32 / M4 Tap, Post Not Included			
Aperture Thread	External SM1 (1.035"-40)			
Compatible Fiber Adapters	<a href="#">S120-FC</a> , <a href="#">S120-APC</a> , <a href="#">S120-SMA</a> , <a href="#">S120-ST</a> , <a href="#">S120-LC</a> , and <a href="#">S120-SC</a> (Not Included)			
Compatible Consoles	<a href="#">PM400</a> , <a href="#">PM100D</a> , <a href="#">PM100A</a> , and <a href="#">PM320E</a>			
Compatible Interfaces	<a href="#">PM101</a> , <a href="#">PM101A</a> , <a href="#">PM101R</a> , <a href="#">PM101U</a> , <a href="#">PM103</a> , <a href="#">PM103A</a> , <a href="#">PM103U</a> , and <a href="#">PM100USB</a>			

a. For complete specifications, please see the [Specs](#) tab [here](#).

b. Measured with PM100D console in low bandwidth setting.

c. Beam diameter > 1 mm.

d. All sensor responsivities are calibrated to a NIST-traceable source with measurements taken in 5 nm intervals.

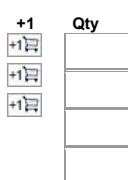
e. For the S120VC, these specifications are valid for devices with serial numbers 1203xxx or higher. Older versions had a reflective ND diffuser (OD1). Additionally, they came with an 8-32 tap and M4 adapter. For additional information, please contact [technical support](#).

f. For the S120C, these specifications are valid for devices with serial numbers 1203xxx or higher. Older versions had an absorptive ND diffuser (Schott NG3). Additionally, they came with an 8-32 tap and M4 adapter. For additional information, please contact [technical support](#).

g. For the S121C, these specifications are valid for devices with serial numbers 1203xxx or higher. Older versions had a absorptive ND diffuser (Schott NG9). Additionally, they came with an 8-32 tap and M4 adapter. For additional information, please contact [technical support](#).

h. Previously, S122C came with an 8-32 tap and M4 adapter. For additional information, please contact [technical support](#).

Based on your currency / country selection, your order will ship from Munich, Germany



Qty Docs Part Number - Universal

[S120VC](#)  
 [S120C](#)  
 [S121C](#)

Standard Photodiode Power Sensor, UV-Extended Si, 200 - 1100 nm, 50 mW  
Standard Photodiode Power Sensor, Si, 400 - 1100 nm, 50 mW  
Standard Photodiode Power Sensor, Si, 400 - 1100 nm, 500 mW

Price ex VAT  
409,20 € [Lead Time](#)  
295,10 € [5-8 Days](#)  
320,68 € Today

			<b>S122C</b>	Standard Photodiode		Power Sensor, Ge, 70		0 - 1800 nm, 40 mW		589,20 €		Today
--	--	--	--------------	---------------------	--	----------------------	--	--------------------	--	----------	--	-------

The PM100USB Power and Energy Meter Interface is compatible with all our C-Series photodiode, thermal, and pyroelectric sensors. Our C-Type [standard photodiode](#), [slim photodiode](#), [integrating sphere](#), and [fiber](#) sensors

can collectively measure optical powers from 100 pW to 20 W. Our [thermal power sensors](#) measure optical

powersAlternatively, from 10unamplified  $\mu$ W to 200 anode W. Our- or [thermal cathode power-grounded](#) sensors photodiodes measure opticalwith up powers to 5 mA from photocurrent 10  $\mu$ W to 200and W. thermal

elements with a maximum output voltage of 1 V can be used. Our [pyroelectric energy](#) sensors can measure energies from 10  $\mu$ J to 15 J, as well as other energy sensors with voltage outputs from 100 mV to 100 V. This interface can be operated and powered by a PC via the mini-USB port. A readout rate of 300 samples per second allows active signal monitoring while the interface is in use.

Please note that sensors are not included with the PM100USB. For information about our compatible sensors,

## Fiber Power Head with Silicon Detector



### Description

The S150C power head is designed for fiber based applications in the VIS and NIR wavelength range without having a disturbing cable between sensor head and power meter console. The head is spectrally calibrated over the whole wavelength operating range and detects light from nano watts up to 5mW.

The S150C comes with FC and SMA fiber adapters. Other fiber adapters like SMA, ST, LC and SC are available as accessory and can be easily changed without tools. The sensor housing is equipped with a sub-d connector with self fixing mechanism.

The S150C is compatible with all new Thorlabs display units. A non-volatile memory in the sensor connector contains sensor information data and the NIST and PTB traceable calibration data.

### Available Accessories

PM20-SC	SC fiber adapter
PM20-LC	LC fiber adapter
PM20-ST	ST fiber adapter
PM20-FC	FC fiber adapter (included)
PM20-SMA	SMA fiber adapter (included)

### Cleaning and Maintenance

There are no serviceable parts in the S150C head. The housing may be cleaned by wiping with a soft damp cloth. When cleaning the aperture filter, treat it as any other fine optic. Gently blow off any debris using compressed air and wipe gently with an optic tissue wetted with propanol. If you suspect a problem with your S150C please call Thorlabs and an engineer will be happy to assist you.

As long as the sensor has not been exposed to excessive optical power (please pay attention to the maximum ratings in the technical specifications), the calibration should be very stable over long periods of time (well over a year). To keep the accuracy and performance of the S150C, Thorlabs recommends a yearly recalibration, starting one year after purchase.

## Specifications

<b>Detector Type</b>	Silicon Photodiode
<b>Wavelength Range</b>	350 - 1100 nm
<b>Optical Power Working Range</b>	100 pW - 5 mW (-70 dBm ... +7 dBm)
<b>Max Average Power Density</b>	100 mW/cm <sup>2</sup>
<b>Max Pulse Energy</b>	20 µJ
<b>Linearity</b>	± 0.5%
<b>Resolution <sup>1)</sup></b>	10 pW (-80 dBm)
<b>Measurement Uncertainty <sup>2)</sup></b>	±3% 440 - 980 nm ±5% 350 - 439 nm, ±7% 981 - 1100 nm
<b>Typical Application</b>	Low Power Fiber Lasers
<b>Laser Types</b>	Fiber coupled Diode, He-Cd, Ar, Kr, Dye, Ti-Sapphire
<b>Coating /Diffuser</b>	N/A
<b>Cooling</b>	Convection
<b>Head Temperature Measurement <sup>3)</sup></b>	NTC Thermistor 3kΩ
<b>Console Compatibility</b>	PM100D, PM100A, PM100USB, PM200, PM320E
<b>Response Time</b>	< 1 µs
<b>Sensor Dimensions</b>	36.2 x 31 x 14.5 mm (w/o fiber adapter)
<b>Active Detector Area</b>	3.6 mm x 3.6 mm
<b>Input Aperture</b>	Ø5 mm
<b>Connector</b>	Sub-D 9p male
<b>Weight</b>	0.03 kg
<b>Aperture Thread</b>	SM05, outer thread
<b>Fiber Adapters (optional)</b>	SC, LC, ST (FC, SMA included)

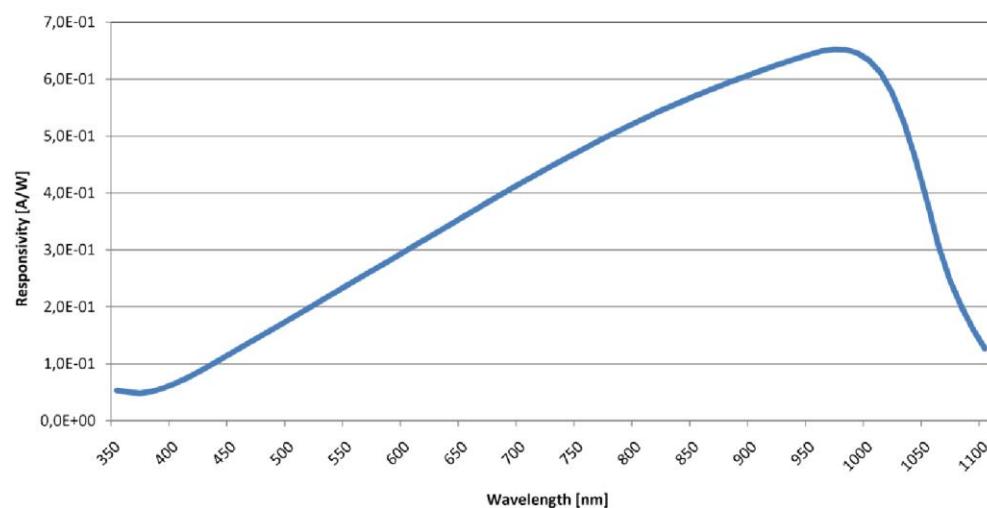
<sup>1)</sup> Measured with PM100D console in bandwidth low setting.

<sup>2)</sup> Beam diameter > 1mm

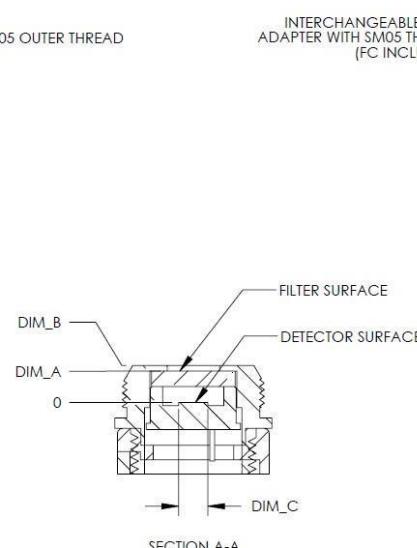
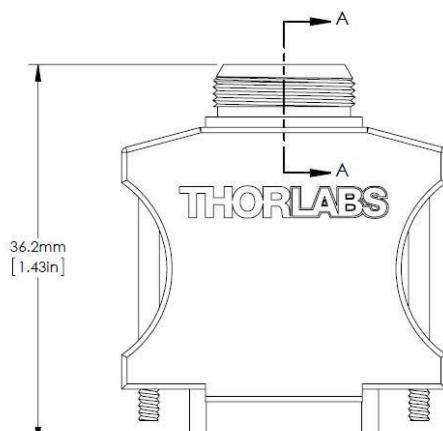
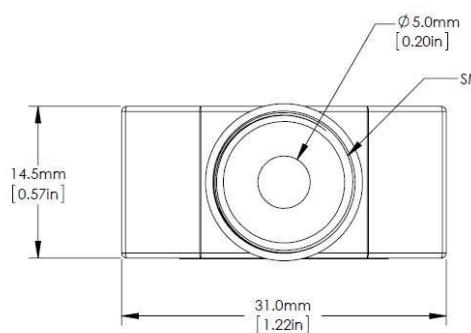
<sup>3)</sup> This specification is valid for S150C devices from serial number 1203xxx. For older versions, please contact technical support.

**Please note that the S150C power meter head is not compatible with the older Thorlabs power meter consoles (PM100, PM30, PM300, PM300E, S100).**

## Typical Response Graph



## Drawings



	DIM_A	DIM_B	DIM_C
S150C	2.0 mm	2.5 mm	3.6 mm
S151C	3.4 mm	2.9 mm	3.6 mm
S154C	1.0 mm	1.5 mm	2.0 mm
S155C	2.7 mm	3.2 mm	2.0 mm

CONNECTOR PIN DIAGRAM

2	EEPROM DATA
3	PD ANODE & NTC GROUND
4	PD KATHODE
6	EEPROM GROUND
7	NTC
1,4,5,9	N.C.

## Precautions and Warranty Information

These products are ESD (electro static discharge) sensitive and as a result are not covered under warranty. In order to ensure the proper functioning of a photodiode care must be given to maintain the highest standards of compliance to the maximum electrical specifications when handling such devices. The photodiodes are particularly sensitive to any value that exceeds the absolute maximum ratings of the product. Any applied voltage in excess of the maximum specification will cause damage and possible complete failure to the product. The user must use handling procedures that prevent any electro static discharges or other voltage surges when handling or using these devices.

Thorlabs, Inc. Life Support and Military Use Application Policy is stated below:

THORLABS' PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR IN ANY MILITARY APPLICATION WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF THORLABS, INC. As used herein:

1. *Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.*
2. *A critical component is any component in a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system or to affect its safety or effectiveness.*
3. *The Thorlabs products described in this document are not intended nor warranted for usage in Military Applications.*



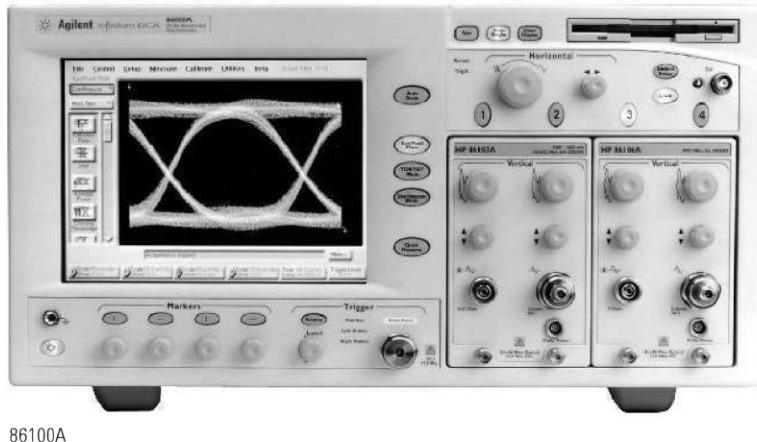
## Osciloscopio Infinium DCA 86100<sup>a</sup> de Agilent

### Oscilloscopes

#### Digital Communications Analyzer *ic* 121

86100

- Bandwidth to 50 GHz
- 100 Mb/s to 12.5 Gb/s and beyond
- Built-in compliance tests
- Integrated optical and electrical channels
- Familiar Windows-98 user interface
- Compatible with 83480A series modules



86100A

#### 86100A Infinium DCA— Wide-Bandwidth Oscilloscope



Agilent 86100A Infinium DCA was designed to make accurate waveform measurements fast and simple. The Infinium DCA can be viewed as three instruments in one. It's a general purpose equivalent time sampling oscilloscope, a digital communication analyzer, and time-domain reflectometer. Just select the instrument mode and start making measurements.

#### Familiar Windows-98 User Interface

The Infinium DCA has an intuitive graphical user interface, so you won't have to spend a lot of time learning or relearning the instrument. Pull-down menus give you easy access to advanced features and icons provide quick access to an extensive set of common tests and measurements. Use the high-performance touchscreen or a mouse to navigate the instrument interface.

The simple, uncluttered front panel has the feel of an analog scope with dedicated scale and position knobs for each vertical channel. Trigger LEDs show you trigger status at a glance. To speed up measurements, you can configure the Quick Measure key for instant access to any four measurements in each instrument mode.

#### Measurement Speed

Measurement speed has been increased with both fast hardware and a friendlier user interface. In the lab, you can't afford to waste time figuring out how to make a measurement, the Infinium DCA eliminates the relearning curve. In manufacturing, it is a battle to continually reduce cost per test. Infinium DCA has fast PC-based processors, resulting in high measurement throughput and reduced test time.

#### Smaller Modular Platform

The Infinium DCA has a large and growing family of plug-in modules designed for broad range of data rates for optical and electrical waveforms. The Infinium DCA can hold up to 2 modules for a total of 4 measurement channels. To protect your investment in Agilent's previous platform, all modules from the 83480A and 54750A family are forward compatible with the Infinium DCA.

The Infinium DCA is smaller and much lighter than the previous generation wide-bandwidth oscilloscopes. It also uses less than half the power the 83480A and 54750A used.

#### GPIB Code Compatible

The remote programming command set for the Infinium DCA has been designed to be directly compatible with software written to control the 83480A and 54750A. (Due to improvements and updates in performance, a small set of remote commands may need minor modifications to control the Infinium DCA.)

#### Compliance Tests

Accurate eye-diagram analysis is essential for characterizing the quality of transmitters used from 100 Mb/s to beyond 12.5 Gb/s. The Agilent Infinium DCA was designed specifically for the complex task of analyzing digital communications waveforms. Compliance mask and parametric testing no longer require a complicated sequence of setups and configurations. The important measurements you need are right at your fingertips, including:

- Industry standard mask testing with built-in margin analysis
- Extinction ratio measurements with improved accuracy and repeatability
- Automatic eye measurements: crossing %, eye height and width, '1' and '0' levels, jitter, rise or fall times and more.

#### Time Domain Reflectometer (TDR)

TDR measurements are focused on high-speed applications where it is necessary to optimize electrical system components, such as microstrip lines, PC board traces, SMA edge launchers and coaxial cables where imperfections cause signal distortion and reflections. Signal integrity is a critical requirement in high-speed digital signal transmission.

#### Built-in Information System

Infinium DCA's built-in information system puts measurement assistance at your fingertips. You'll no longer have to look for the manual when you need help setting up the DCA or making complex measurements. A set-up guide gives you step-by-step instructions for many measurements and procedures. Links on the measurement screen take you directly to the information you need in the on-line manual.

#### Internal Hard and Floppy Disk Drives

Use the internal 3 GB hard drive or the 3.5 inch, 120 MB SuperDisk floppy disk drive to store instrument setups, waveforms, or screen images. Screen images can be stored in many standard industry file formats. LAN access is supported for network access and file sharing.

#### Gated Triggering

Rear panel trigger gating port allows easy external control of data acquisition for circulating loop or burst-data experiments. Use TTL-compatible signals to control when the instrument does and does not acquire data.

#### Stimulus Response Testing Using the 86130A BitAlyzer

Error performance analysis represents an essential part of digital transmission test. The Infinium DCA and 86130A BitAlyzer error performance analyzer come together to create a powerful test solution where two instruments together can perform measurements that would not be possible. For more information on the 86130A BitAlyzer see page 406.

4

## Oscilloscopes

### 122 L Digital Communications Analyzer (cont.)

DA  
series



86100A with plug-in modules

#### Modules for the 86100A Infinium DCA

The Infinium DCA has a large family of plug-in modules designed for a broad range of data rates for optical and electrical waveforms. The Infinium DCA can hold up to 2 modules for a total of 4 measurement channels. All optical measurement plug-in modules also have a dual bandwidth electrical channel.

The Agilent 86101A and 86103A modules incorporate an optical channel with over 2.85 GHz of bandwidth and a 20 GHz electrical channel. The electrical channel has both a 20 GHz mode for better waveform fidelity, and a 12.4 GHz mode for optimum noise performance. The calibrated, integrated optical channel has over 2.85 GHz bandwidth for easy, precise single-mode and multimode optical measurements. The 86101A and 86103A utilize switchable reference filters for transceiver compliance testing at OC-3, OC-12, OC-48, Fibre Channel, 10GbE, and Gigabit Ethernet 1250 data rates. The 86101A operates over the 750 nm to 860 nm wavelength range, and the 86103A operates over the 980 nm to 1625 nm wavelength range.

The 86105A module incorporates a single-mode optical channel with over 20 GHz of bandwidth and a 20 GHz electrical channel. The electrical channel has both a 20 GHz mode for better waveform fidelity, and a 12.4 GHz mode for optimum noise performance. The 86105A utilizes switchable reference filters for transceiver compliance testing at OC-3, OC-12, OC-48, and OC-192 data rates.

The 86106A module incorporates a 10 Gb/s optical reference receiver and a 40 GHz electrical channel. The electrical channel also has a reduced bandwidth setting of 18 GHz for improved noise performance. It includes a reference receiver path for 10 Gb/s transmitter test that has been designed to meet OC-192/STM-64 standards.

The 86109A module incorporates a 30 GHz optical measurement channel and a 40 GHz electrical channel. The electrical channel has a reduced bandwidth setting of 18 GHz for improved noise performance. The optical channel frequency response is designed to minimize distortion of the displayed optical pulse and does not include any provision for switching a SDH/SONET filter into the channel.

The 86112A electrical module provides two measurement channels with user selectable bandwidths. The 12.4 GHz bandwidth mode provides better noise performance for accurate measurement of small signals. The 20 GHz bandwidth mode provides high fidelity display and measurement of very high speed waveforms.

The 83484A electrical module provides two measurement channels with user selectable bandwidths. The 26.5 GHz bandwidth mode provides better noise performance for accurate measurement of small signals, and 50 GHz bandwidth mode provides higher fidelity for very high speed waveforms.

The 54753A is a two channel electrical plug-in with a TDR step generator built into channel one. The TDR channel has 18 GHz of bandwidth while the second channel has 20 GHz of bandwidth. The 54754A is a differential TDR with two channels, each of which have a built-in step generator and 18 GHz of bandwidth.

The 83491A series of clock recovery modules provide a recovered clock and recovered data output, and the ability to trigger on data for slower rates. The 83491A accepts electrical inputs, the 83492A accepts multimode fiber inputs, and the 83493A accepts single mode fiber inputs. The new 83494A clock recovery module provides clock recovery for both 2.488 and 9.953Gb/s testing. All four clock recovery modules support standard telecom and/or enterprise data rates.

Plug-in Module	Electrical Channels		Optical Channel					
	Number	Bandwidth GHz	Fiber Input	Wavelength	Unfiltered Bandwidth GHz (typical)	Filters	Filter Rates Mb/s	Mask Test Sensitivity (Characteristic)
<b>83484A</b>	2	26.5/50						
<b>86101A</b> (83487A)	1	12/20	62.5/125 um	750–860 nm	2.85 (>3.0)	2 or 3	155, 622, 1063, 1250, 1563, 2125, 2488	(-17 dBm)
<b>86103A</b> (83486A)	1	12/20	62.5/125 um	980–1625 nm	2.85 (>3.0)	2 or 3	155, 622, 1063, 1250, 2125, 2488	(-20 dBm)
<b>86105A</b> (83485A)	1	12/20	9/125 um	980–1625 nm	20	1, 2 or 3	155, 622, 2488, 3125, 9953	(-10 dBm)
<b>86106A</b> (83485B)	1	18/40	9/125 um	980–1625 nm		1	9953	(-8 dBm)
<b>86109A</b> (83482A)	1	18 & 40	9/125 um	980–1625 nm	30			
<b>86112A</b> (83483A)	2	12 & 20						
<b>54753A</b>	1 TDR/ Elec. & 1 Elec.	12/18 and 12/20						
<b>54754A</b>	2 TDR/ Elec.	12/18						
Clock Recovery	Input	Operating Input Power Level for Clock Recovery		Insertion Loss	Data Rates for Clock recovery	Tracking/Acquisition Range	Module Contributed Jitter (Characteristic)	
<b>83491A</b>	50 Ohm Electrical	-10 to +3 dBm		DC-2500 MHz: 7 dB 4500 MHz: 10 dB	155, 622, 1060, 1250, 2125, 2488, 2500 Mb/s	±0.1%	<0.0125 UI RMS (<0.01 UI RMS)	
<b>83492A</b>	62.5/125 um	750–860 nm: -10 to +3 dBm 1000–1600 nm: -13 to +3 dBm		≤ 5.0 dBm max	155, 622, 1060, 1250, 2125, 2488, 2500 Mb/s	±0.1%	<0.0125 UI RMS (<0.01 UI RMS)	
<b>83493A</b>	9/125 um	1000–1600 nm: -20 to +3 dBm		≤ 1.5 dBm max	155, 622, 1250, 2488, 2500 Mb/s	±0.1%	<0.0125 UI RMS (<0.01 UI RMS)	
<b>83494A</b>	9/125 um	1000–1600 nm: -10 to +3 dBm		≤ 1.5 dBm max	2488 and 9953 Mb/s			

Rev F, May 19, 2014

Pc . 1



# **LDM9T**

## **Laser Mount with TEC and Controller**

### **User Guide**



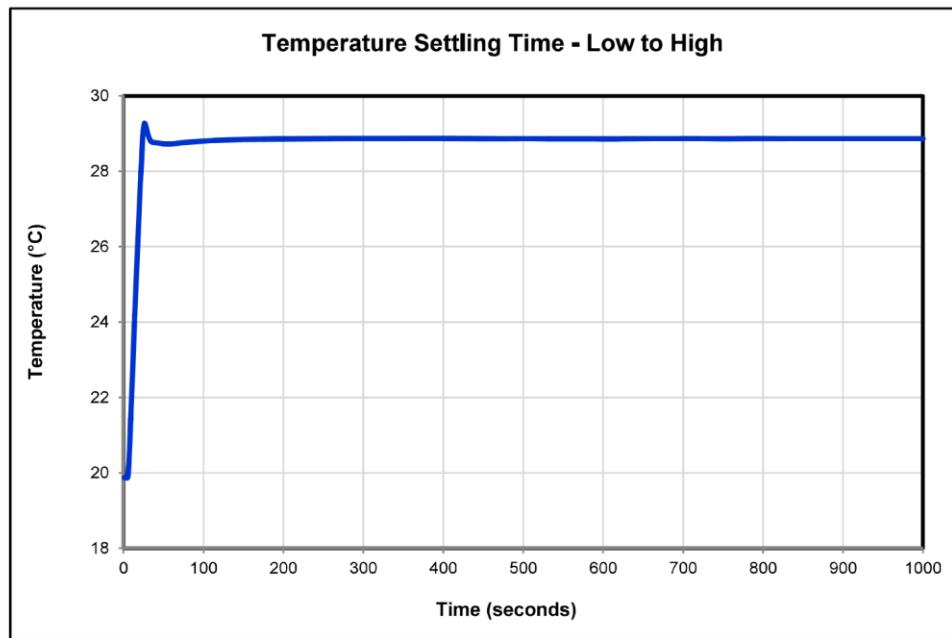
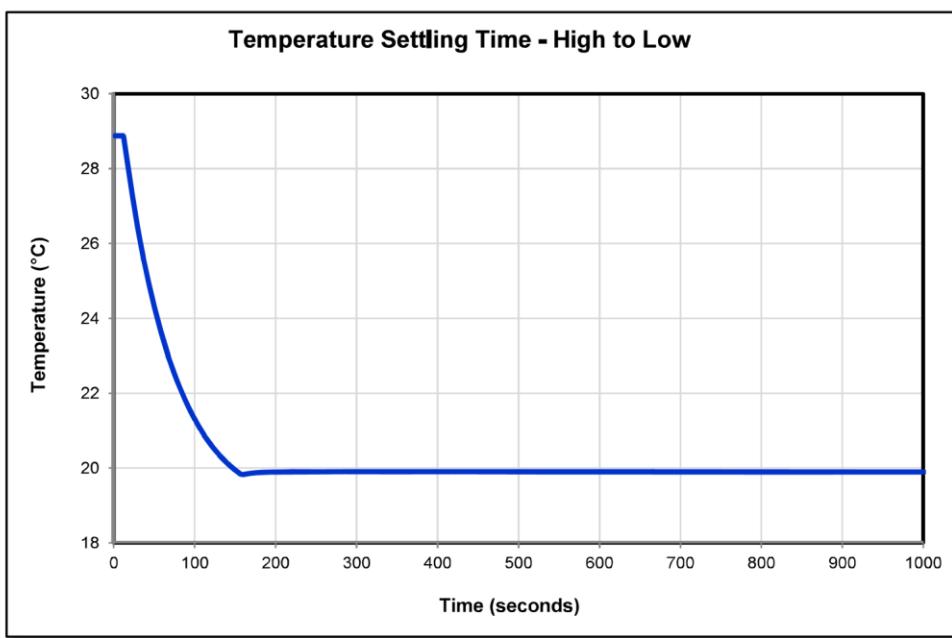
## Chapter 8 Specifications

Performance Specifications	
<b>Lasers Supported</b>	Ø5.6mm and Ø9mm Laser Diodes
<b>Max Laser Current</b>	200 mA ( $T_{\text{ambient}} = 25^{\circ}\text{C}$ , VLD = 3 V)
<b>Laser Diode Compliance Voltage</b>	7.5 V
<b>Laser Pin Configurations</b>	All LD Packages Except Style "F"
<b>LDC Modulation Frequency</b>	DC to 200 kHz
<b>RF Modulation Frequency*</b>	200 kHz to 1 GHz
<b>RF Input Impedance</b>	50 Ω
<b>Maximum RF Power</b>	250 mW
<b>Maximum TEC Current</b>	1 A (Internally Regulated)
<b>TEC Heating/Cooling Capacity</b>	0.5 W ( $T_{\text{ambient}} = 25^{\circ}\text{C}$ , TLD = 20 °C) See SOA Curve, page 12
<b>Typical Temperature Range</b>	20 to 30 °C
<b>Temperature Stability</b>	<0.02 °C (1 hour) <0.05 °C (24 hour)
<b>Typical Settling Time</b>	<2 min heating, <3 min cooling
<b>Temperature Sensors</b>	10 kΩ Thermistor ±2% @ 25 °C, NTC
<b>Operating Temperature</b>	10 to 30 °C
<b>Storage Temperature</b>	-20 to 70 °C

\*Modulate Low Frequencies Through LD Controller

Power Supply Specifications	
<b>TEC Power Supply</b>	Desktop Switching Supply
<b>Supply Input</b>	12 W
<b>Supply Voltage Output</b>	5 VDC

Physical Specifications	
<b>Laser Polarity Select</b>	Internal Slide Switches
<b>Laser Interface</b>	DB9 Female
<b>Power Supply Connector</b>	2.5mm Power Jack
<b>RF Input Connector</b>	SMA Jack
<b>Interlock Connector</b>	2.5 mm Phono Jack
<b>Indicators</b>	LD Enabled Green LED, Power On Green LED
<b>Size (L x W x H)</b>	3.09" x 2.89" x 1.79" (78.4 mm x 73.3 mm x 45.5 mm)
<b>Weight</b>	0.56 lbs. (1.55 lbs. ship weight)
<b>Mounting Threads</b>	3x #8-32 (3x M4-0.5 for LDM9T/M)

***Typical Temperature Response Times***Figure 8 ***Typical Heating Response***Figure 9 ***Typical Cooling Response***

---

**RF Modulation**

RF modulation can be accomplished in one of two ways. For low frequencies (below ~200 kHz), the RF modulator should be connected to the LD controller. Figure 10 shows the performance using the LDC202C. Above 200 kHz, the modulator should be connected to the mount's SMA connector. The mount has been tested up to 1 GHz, (see Figure 11 below).

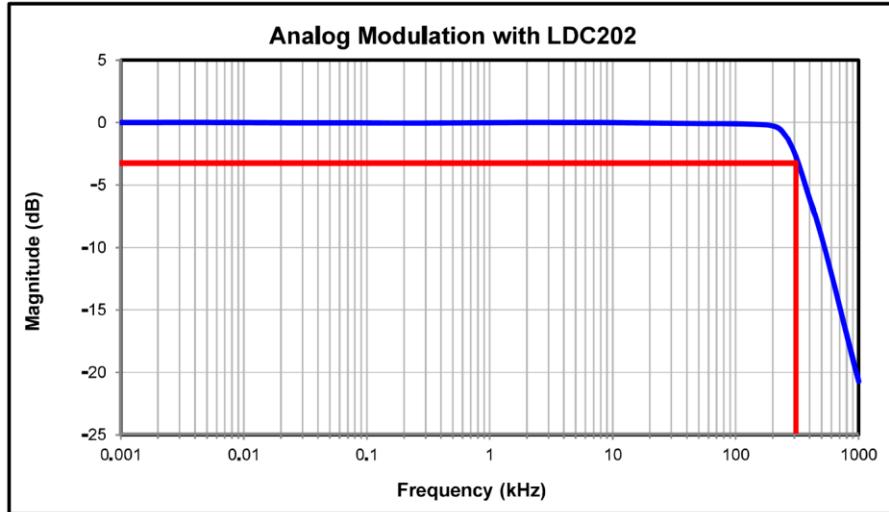


Figure 10 **Low Frequency Modulation Through LD Controller**

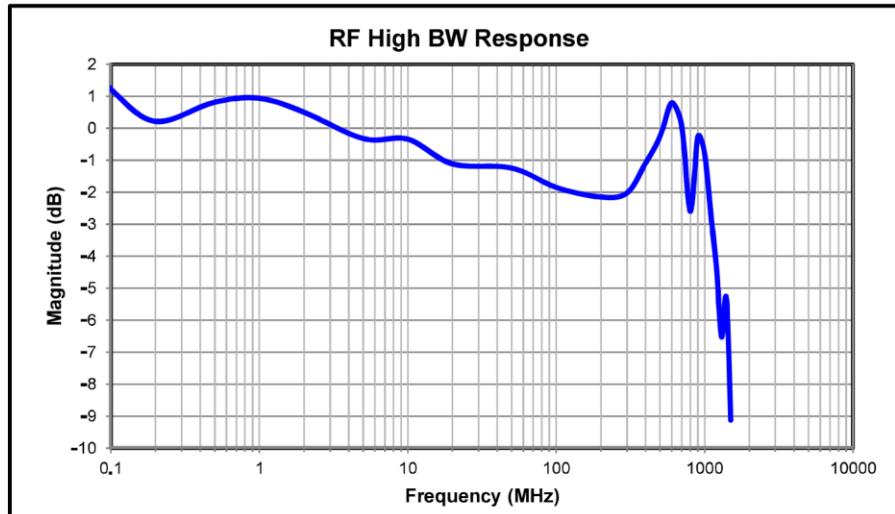


Figure 11 **RF Modulation Through SMA Connector on LM9LP**

## Operation Manual

### Thorlabs Blueline™ Series

#### Laser Diode Controller

# LDC2xx



2004

## 1.5 Technical data

### 1.5.1 Common Data

(All technical data are valid at  $23 \pm 5^\circ\text{C}$  and  $45 \pm 15\%$  humidity)

#### Connectors:

Laser diode, photodiode, LD ON signal, interlock (0 ... 5 V) LD OUTPUT	9-pin D-Sub-jack
Modulation input (-10 V ... +10 V) MOD IN	BNC
Control output (0 ... 10 V) CTL OUT	BNC
Chassis ground	4 mm banana jack
Mains input	IEC 320

#### General data:

Line voltage	100 V / 115 V / 230 V (-10%, +15 %) (fixed)
Line frequency	50 ... 60 Hz
Power consumption (max.):	

LDC200VCSEL	20VA
LDC201ULN	20 VA
LDC202	25 VA
LDC205	30 VA
LDC210	40 VA
LDC220	60 VA

Supply mains overvoltage	Category II (Cat II)
Operating temperature <sup>1)</sup>	0 ... +40 °C
Storage temperature	-40°C ... +70 °C
Relative Humidity	Max. 80% up to 31 °C, decreasing to 50% at 40 °C
Pollution Degree (indoor use only)	2
Operation altitude	< 3000 m
Warm-up time for rated accuracy	10 min
Weight	≤ 3 kg
Dimensions W x H x D	147 x 73 x 317 mm <sup>3</sup>

---

<sup>1)</sup> non condensing

[LDC2xx / page 6](#)

1.5 Technical data

### 1.5.2 Individual data LDC200VCSEL

#### Constant current mode:

Control range (continuously variable)	0 ... $\pm 20$ mA
Setting accuracy	$\pm 0.05$ mA
Resolution	1 $\mu$ A
Accuracy	$\pm 20$ $\mu$ A
Compliance voltage	> 6 V
Noise (10 Hz ... 10 MHz, typ.)	<< 1.5 $\mu$ A
Ripple (50 Hz, rms, typ.)	<< 1.5 $\mu$ A
Transients (typ.)	< 20 $\mu$ A
Short-time fluctuations (15 s, 0 ... 10 Hz, typ.)	< 5 $\mu$ A
Temperature coefficient	$\leq 50$ ppm/ $^{\circ}$ C
Drift (30 min, 0 ... 10 Hz, typ.)	$\leq 2$ $\mu$ A

#### Constant power mode:

Control range photodiode current	5 $\mu$ A ... 2 mA
Setting accuracy	$\pm 2$ $\mu$ A
Resolution photodiode current	0.1 $\mu$ A
Resolution optical power	1 $\mu$ W

#### Laser current limit:

Setting range	0 ... > 20 mA
Setting accuracy	$\pm 0.05$ mA
Resolution	1 $\mu$ A

#### Analog modulation/voltage control:

Input resistance	10 k $\Omega$
3dB-bandwidth (constant current)	DC ... 250 kHz
Modulation coefficient (CC)	2 mA/V $\pm 5\%$
Modulation coefficient (CP)	0.2 mA/V $\pm 5\%$

#### Control output ( $I_{LD}$ ):

Load resistance	$\geq 10$ k $\Omega$
Transfer coefficient	500 V/A $\pm 5\%$



Mini-Circuits

# COAXIAL Bi-Directional Coupler

## ZFBDC20-13HP+

50Ω Up to 20W 40 to 1000 MHz

### FEATURES

- Excellent mainline loss, 0.4 dB typ.
- Excellent directivity, 23 dB typ.
- High power, up to 20W
- Rugged shielded case

### APPLICATIONS

- Power leveling & monitoring
- GPS
- Cellular/PCS

### ELECTRICAL SPECIFICATIONS



*Generic photo used for illustration purposes only*

Case Style: JD1252

Connectors	Model
BNC	ZFBDC-13HP+
SMA	ZFBDC-13HP-S+

#### +RoHS Compliant

The +Suffix identifies RoHS Compliance.  
See our website for methodologies and qualifications

Parameter	Frequency (MHz)	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range		40		1000	MHz
Mainline Loss <sup>1</sup>	40-1000		0.6	1.1	dB
	800-1000		0.6	1.1	
	40-500		0.3	0.7	
Coupling Nominal	40-1000		20±0.5		dB
	800-1000		20.5±0.7		
	40-500		19.5±0.5		
Coupling Flatness (±)	40-1000		±1.2		dB
	800-1000		±0.5		
	40-500		±0.5		
Directivity	40-1000	15	22		dB
	800-1000	15	23		
	40-500	15	25		
VSWR	40-1000		1.20		:1
	800-1000		1.30		
	40-500		1.10		
Input Power <sup>2</sup>	40-1000			10	W
	800-1000			10	
	40-500			20	

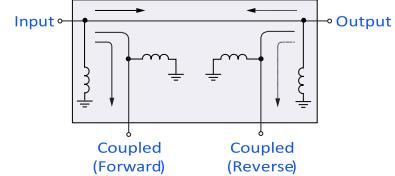
1. Mainline loss includes theoretical power loss at coupled port.

2. Power rating is specified up to +55°C. Power Input Specifications at +100°C is 50% value at +55°C. For specifications limits between +55°C and +100°C, derate linearly.

## MAXIMUM RATINGS ELECTRICAL SCHEMATIC BI-DIRECTIONAL COUPLER\*

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.



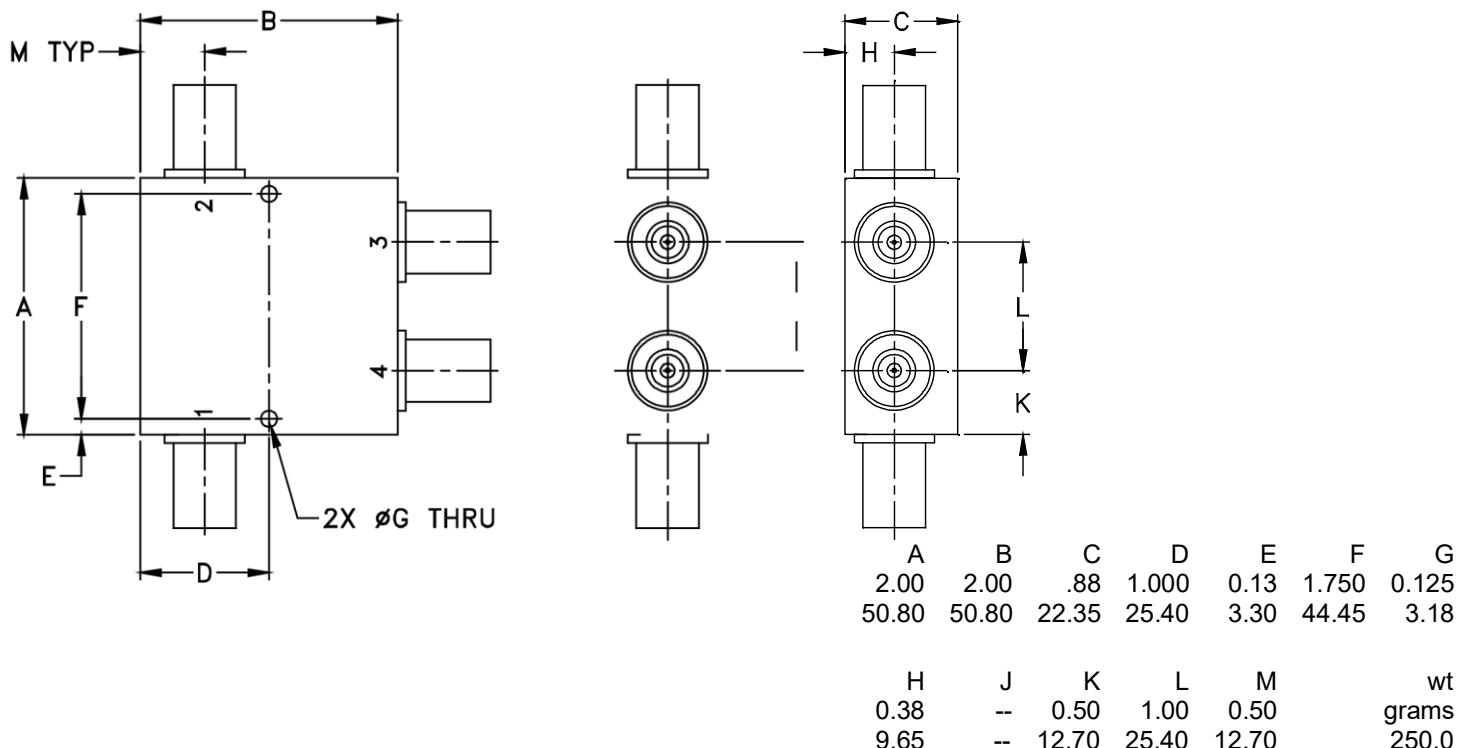
\*Electrical schematic is for Bi-Directional coupler with internal transformer(s) that routes DC from all ports to ground

## COAXIAL CONNECTIONS

Input	1
Output	2
Coupled (Forward)	4
Coupled (Reverse)	3

## OUTLINE DIMENSIONS (Inch mm)

### OUTLINE DRAWING

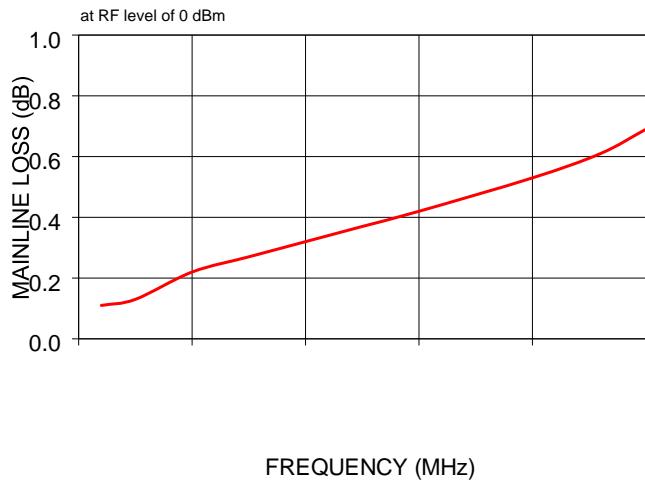


### TYPICAL PERFORMANCE DATA AND CHARTS

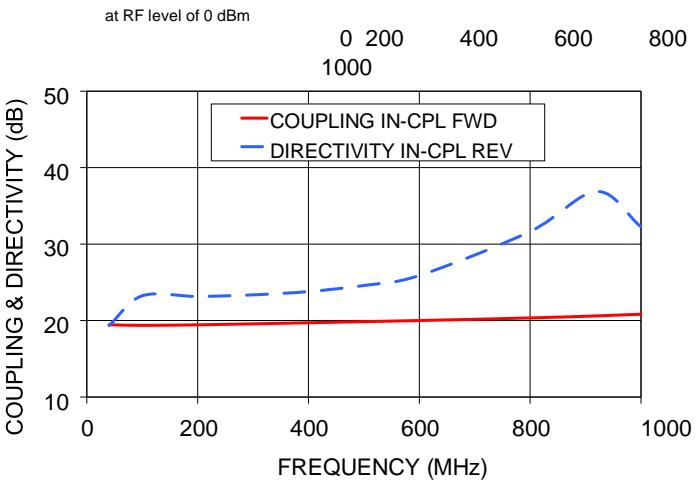
Frequency (MHz)	Mainline Loss (dB) In-Out	Coupling (dB)		Directivity (dB)		Return Loss (dB)			
		In-Cpl Fwd	Out-Cpl Rev	Out-Cpl Fwd	In-Cpl Rev	In	Out	Cpl Fwd	Cpl Rev
40.00	0.11	19.45	19.63	18.97	19.34	20.48	20.24	18.42	18.26
100.00	0.13	19.37	19.43	25.87	23.24	36.29	36.23	33.44	33.87
200.00	0.22	19.44	19.61	30.40	23.15	32.98	32.87	31.98	31.96
300.00	0.27	19.57	19.77	33.08	23.36	26.91	26.08	25.78	25.27
400.00	0.32	19.71	19.96	37.14	23.79	23.58	22.88	22.34	21.82
500.00	0.37	19.86	20.14	46.58	24.59	21.33	20.59	20.10	19.44

600.00	0.42	20.00	20.32	38.80	25.89	19.73	18.94	18.52	17.77
800.00	0.53	20.34	20.68	26.00	31.65	17.74	16.92	16.61	15.68
920.00	0.61	20.61	20.89	21.83	36.88	17.18	16.15	16.16	14.86
1000.00	0.69	20.83	21.08	19.32	32.27	17.01	15.83	16.08	14.52

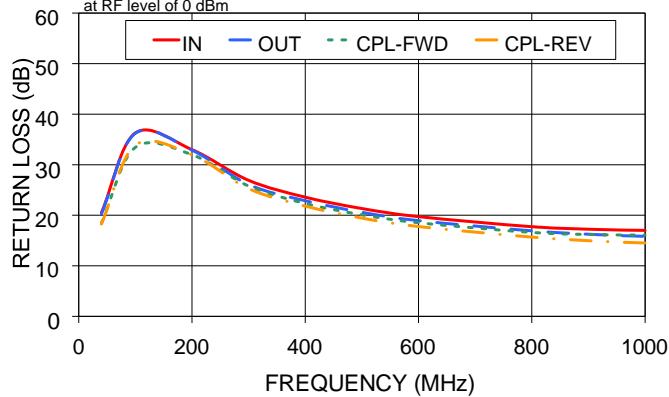
ZFBDC20-13HP-S+  
MAINLINE LOSS



ZFBDC20-13HP-S+  
COUPLING & DIRECTIVITY



ZFBDC20-13HP-S+  
RETURN LOSS

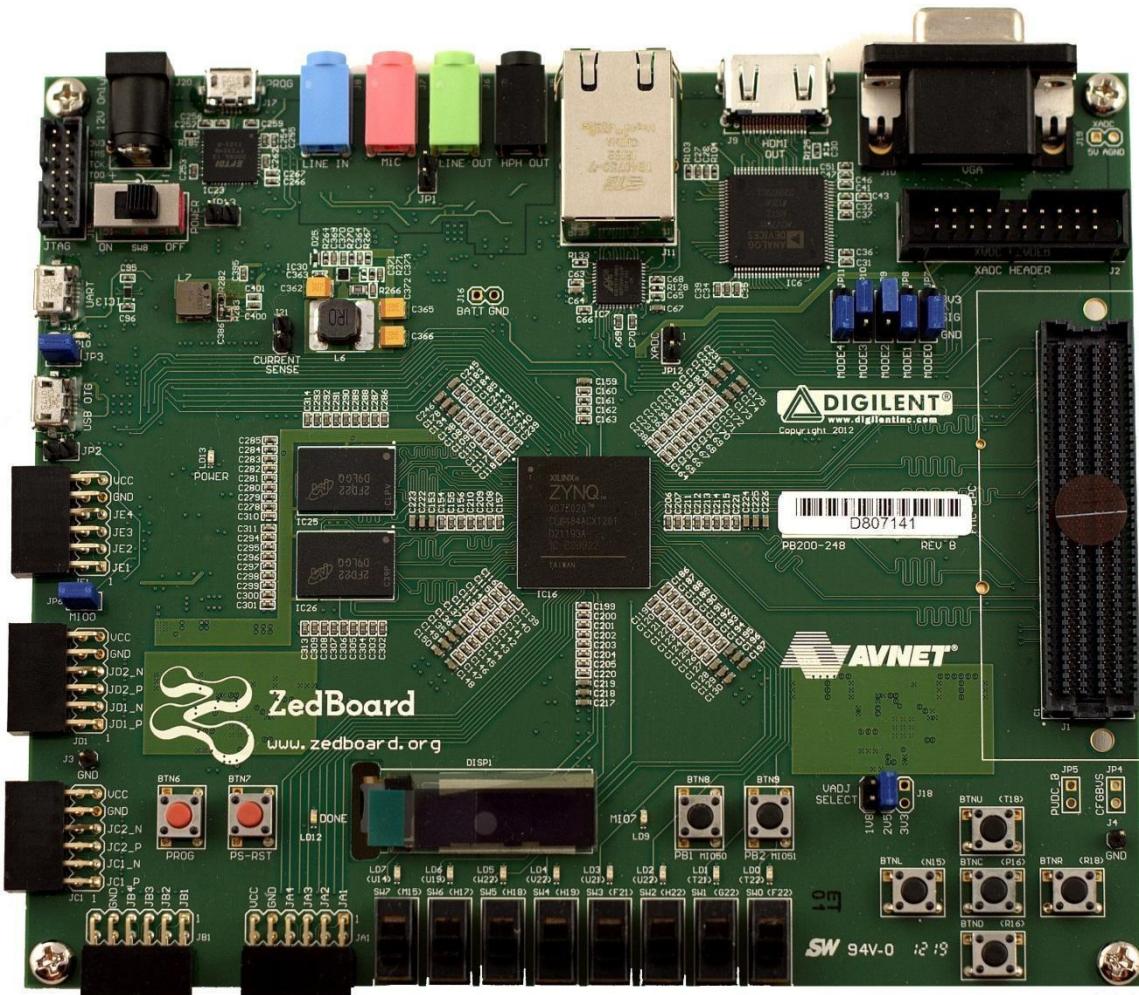


NOTES

- A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
- B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
- C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the standard terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at [www.minicircuits.com/terms/viewterm.html](http://www.minicircuits.com/terms/viewterm.html)

# ZedBoard

( **Zynq™ Evaluation and Development**)  
**Hardware User's Guide**



**Version 1.1**  
**August 1st, 2012**

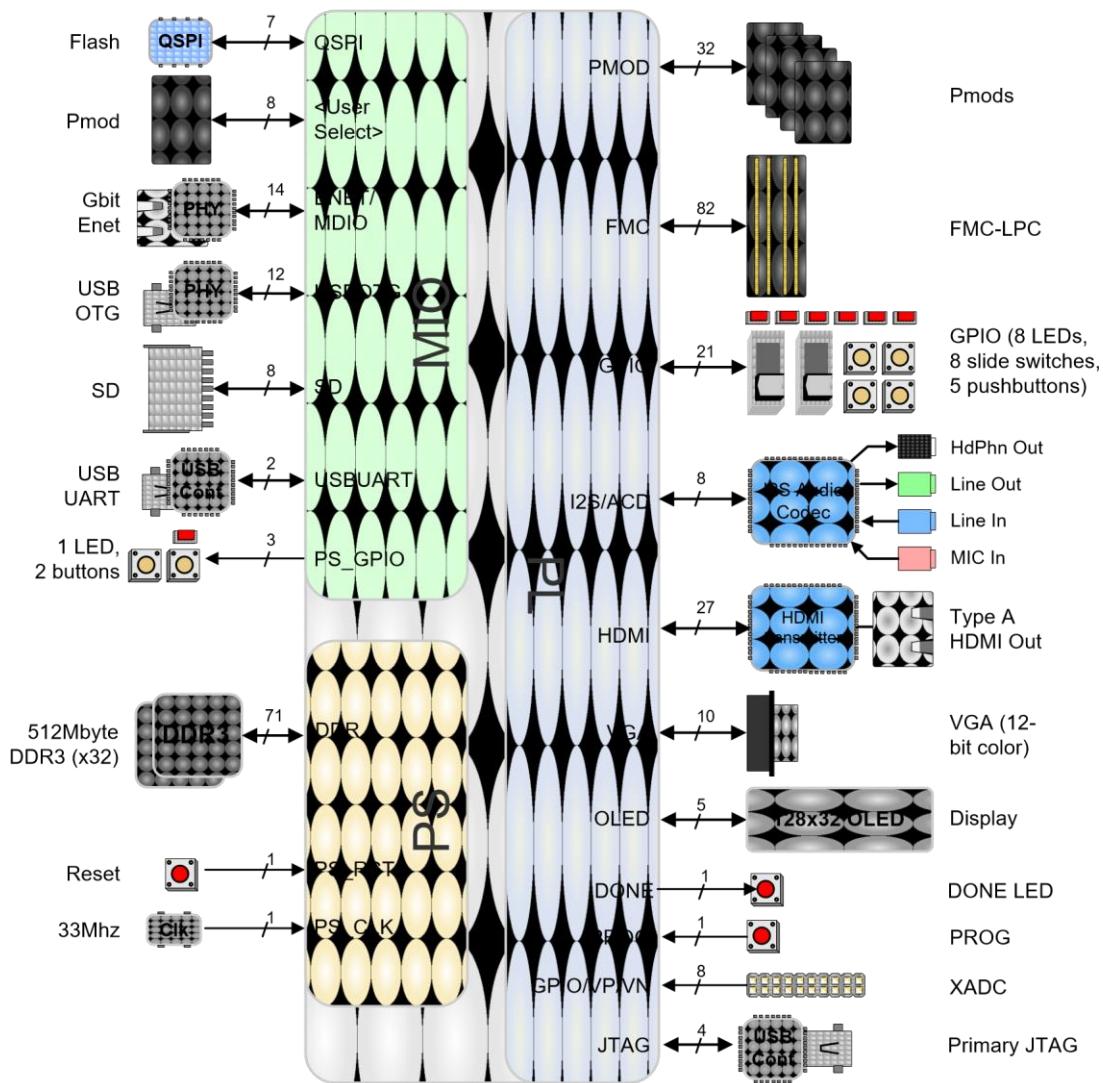
## Revision History

# 1. Introduction

The ZedBoard is an evaluation and development board based on the Xilinx Zynq-7000 Extensible Processing Platform. Combining a dual Corex-A9 Processing System (PS) with 85,000 Series-7 Programmable Logic (PL) cells, the Zynq-7000 EPP can be targeted for broad use in many applications. The ZedBoard's robust mix of on-board peripherals and expansion capabilities make it an ideal platform for both novice and experienced designers. The features provided by the ZedBoard consist of:

- Xilinx® XC7Z020-1CSG484CES EPP
  - Primary configuration = QSPI Flash
    - Auxiliary configuration options
      - Cascaded JTAG
      - SD Card
- Memory
  - 512 MB DDR3 (128M x 32)
    - 256 Mb QSPI Flash
- Interfaces
  - USB-JTAG Programming using Digilent SMT1-equivalent circuit
    - Accesses PL JTAG
    - PS JTAG pins connected through PS Pmod
      - 10/100/1G Ethernet
      - USB OTG 2.0
      - SD Card
    - USB 2.0 FS USB-UART bridge
    - Five Digilent Pmod™ compatible headers (2x6) (1 PS, 4 PL)
      - One LPC FMC
      - One AMS Header
      - Two Reset Buttons (1 PS, 1 PL)
      - Seven Push Buttons (2 PS, 5 PL)
      - Eight dip/slide switches (PL)
      - Nine User LEDs (1 PS, 8 PL)
      - DONE LED (PL)

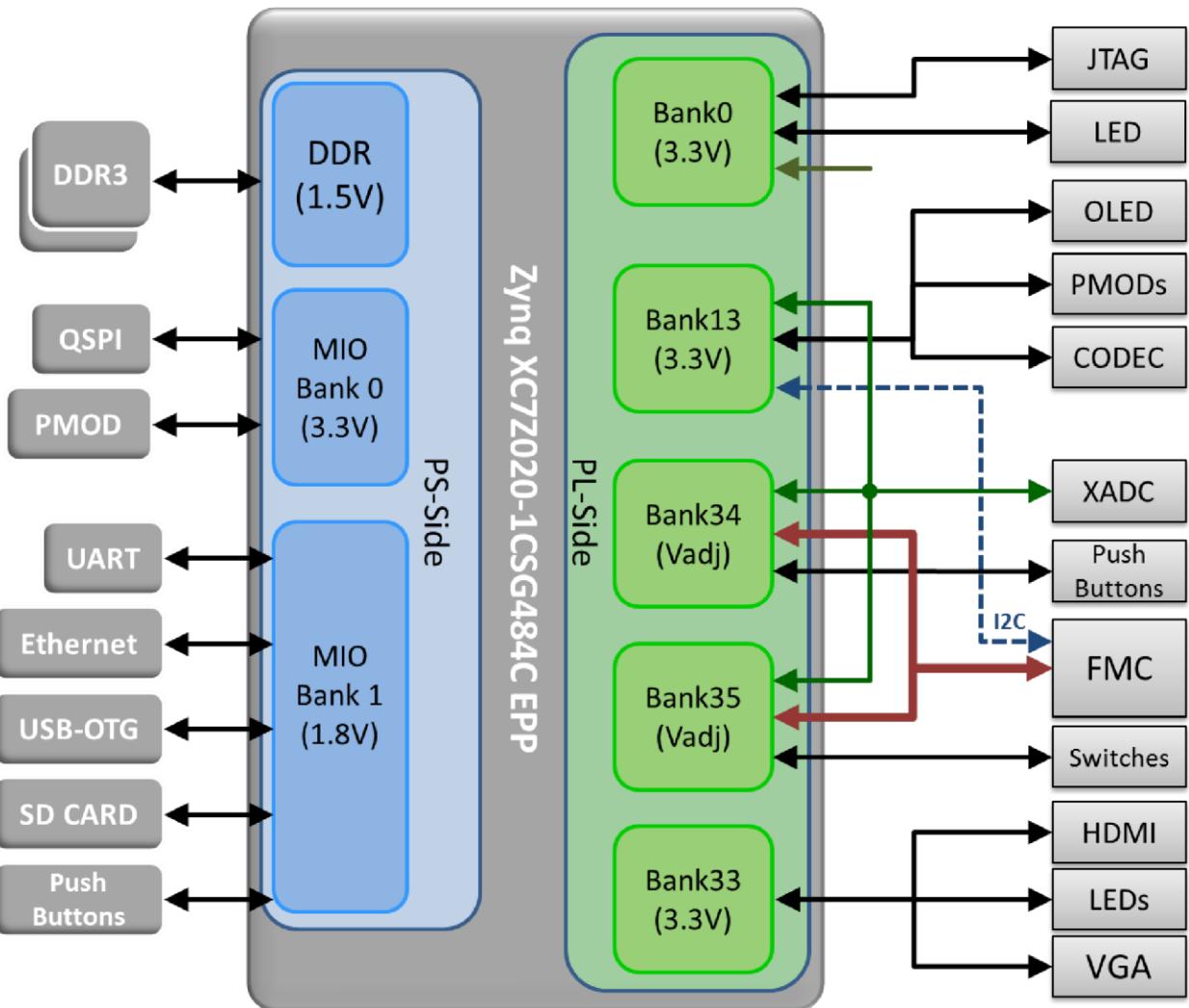
- On-board Oscillators
  - 33.333 MHz (PS)
  - 100 MHz (PL)
- Display/Audio
  - HDMI Output
  - VGA (12-bit Color)
  - 128x32 OLED Display
  - Audio Line-in, Line-out, headphone, microphone
  -
- Power
  - On/Off Switch
  - 12V @ 5A AC/DC regulator
- Software
  - ISE® WebPACK Design Software
  - License voucher for ChipScope™ Pro locked to XC7Z020



**Figure 1 – ZedBoard Block Diagram**

## Zynq Bank Pin Assignments

The following figure shows the Zynq bank pin assignments on the ZedBoard followed by a table that shows the detailed I/O connections.



**Figure 2 - Zynq Z7020 CSG484 Bank Assignments**

## 1. Functional Description

### 1.1.1 EPP

The ZedBoard features a Xilinx Zynq XC7Z020-1CSG484 EPP. The initial ZedBoards ship with Engineering Sample "CES" grade silicon. Later shipments will eventually switch to production "C" grade silicon once they become available. The EPP part markings indicate the silicon grade.

### 1.1.2 Memory

Zynq contains a hardened PS memory interface unit. The memory interface unit includes a dynamic memory controller and static memory interface modules.

### 1.1.3 DDR3

The ZedBoard includes two Micron MT41K128M16HA-15E:D DDR3 memory components creating a 32-bit interface. The DDR3 is connected to the hard memory controller in the Processor Subsystem (PS) as outlined in the Zynq datasheet.

The multi-protocol DDR memory controller is configured for 32-bit wide accesses to a 512 MB address space. The PS incorporates both the DDR controller and the associated PHY, including its own set of dedicated I/Os. DDR3 memory interface speeds up to 533MHz (1066Mbs) are supported.

The DDR3 uses 1.5V SSTL-compatible inputs. DDR3 Termination is utilized on the ZedBoard. The EPP and DDR3 have been placed close together keeping traces short and matched.

DDR3 on the PS was routed with 40 ohm trace impedance for single-ended signals, and DCI resistors (VRP/VRN) as well as differential clocks set to 80 ohms. Each DDR3 chip needs its own 240-ohm pull-down on ZQ.

Signal Name	Description	Zynq EPP pin	DDR3 pin
DDR_CK_P	Differential clock output	N4	J7
DDR_CK_N	Differential clock output	N5	K7
DDR_CKE	Clock enable	V3	K9
DDR_CS_B	Chip select	P6	L2
DDR_RAS_B	RAS row address select	R5	J3
DDR_CAS_B	RAS column address select	P3	K3
DDR_WE_B	Write enable	R4	L3
DDR_BA[2:0]	Bank address	PS_DDR_BA[2:0]	BA[2:0]
DDR_A[14:0]	Address	PS_DDR_A[14:0]	A[14:0]
DDR_ODT	Output dynamic termination	P5	K1
DDR_RESET_B	Reset	F3	T2
DDR_DQ[31:0]	I/O Data	PS_DDR_[31:0]	DDR3_DQ pins
DDR_DM[3:0]	Data mask	PS_DDR_DM[3:0]	LDM/UDM x2
DDR_DQS_P[3:0]	I/O Differential data strobe	PS_DDR_DQS_P[3:0]	UDQS/LDQS
DDR_DQS_N[3:0]	I/O Differential data strobe	PS_DDR_DQS_N[3:0]	UDQS#/LDQS#

DDR_VRP	I/O Used to calibrate input termination	N7	N/A
DDR_VRN	I/O Used to calibrate input termination	M7	N/A
DDR_VREF[1:0]	I/O Reference voltage	H7, P7	H1

Table 1 - DDR3 Connections

DDR-VDDQ is set to 1.5V to support the DDR3 devices selected. DDR-VTT is the termination voltage which is  $\frac{1}{2}$  DDR-VDDQ. DDR-VREF is a separate buffered output that is equal to  $\frac{1}{2}$  nominal DDR-VDDQ. The DDR-VREF is isolated to provide a cleaner reference for the DDR level transitions. The PCB design guidelines outlined in Zynq datasheet must be followed for trace matching, etc.

For best DDR3 performance, DRAM training is enabled for write leveling, read gate, and read data eye options in the PS Configuration Tool in Xilinx Platform Studio (XPS). The PS Configuration tools' Memory Configuration Wizard contains two entries to allow for DQS to Clock Delay and Board Delay information to be specified for each of the four byte lanes. These parameters are specific to every PCB design. [Xilinx Answer Record 46778](#) provides a tool for calculating these parameters by a printed circuit board design engineers. The Excel worksheet file **ar46778\_board\_delay\_calc.xlsx** included in the answer record provides instructions in the worksheet for calculating these board training details based upon specific trace lengths for certain DDR3 signals. Using the information from the trace length reports pertaining to the DDR3 interface for ZedBoard these delay values can be recreated by following the directions found in the Excel worksheet.

Pin Group	Length (mm)	Length (mils)	Package Length (mils)	Total Length (mils)	Propagation Delay (ps/inch)	Total Delay (ns)	DQS to CLK Delay (ns)	Board Delay (ns)
CLK0	55.77	2195.9	470	2665.9	160	0.427		
CLK1	55.77	2195.9	470	2665.9	160	0.427		
CLK2	41.43	1631.1	470	2101.1	160	0.336		
CLK3	41.43	1631.1	470	2101.1	160	0.336		
DQS0	51.00	2008.0	504	2512.0	160	0.402	<b>0.025</b>	
DQS1	50.77	1998.8	495	2493.8	160	0.399	<b>0.028</b>	
DQS2	41.59	1637.6	520	2157.6	160	0.345	<b>-0.009</b>	

DQS3	41.90	1649.4	835	2484.4	160	0.398	<b>-0.061</b>	
DQ[7:0]	50.63	1993.3	465	2458.3	160	0.393		<b>0.410</b>
DQ[15:8]	50.71	1996.4	480	2476.4	160	0.396		<b>0.411</b>
DQ[23:16]	40.89	1609.9	550	2159.9	160	0.346		<b>0.341</b>
DQ[31:24]	40.58	1597.8	780	2377.8	160	0.380		<b>0.358</b>

The PCB lengths are contained in the ZedBoard PCB trace length reports. The DQS to CLK Delay and Board Delay values are calculated specific to the ZedBoard memory interface PCB design. The AR46778 worksheet allows for up to 4 memory devices to be configured for DDR3 4x8 flyby topology. Note that ZedBoard is configured for DDR3 2x16 flyby routing topology. The first two clock trace midpoint values (CLK0 and CLK1) are used to represent the Micron device electrically nearest to 7Z020 (IC26) and the second two clock trace midpoint values (CLK2 and CLK3) are used to represent the Micron device electrically furthest from 7Z020 (IC25). The worksheet calculation results are shown in the following table.

The DQS to CLK Delay fields in the PS7 DDR Configuration window should be populated using the corresponding values from the previous table.

The configuration fields of the tool may not allow you to input a negative delay value, this is a known problem with the 14.1 tools and scheduled for correction in the 14.2 tools release. In the case of DQS2 and DQS3 fields for DQS to CLK Delay, simply enter a value of zero rather than the negative delay values. This is an acceptable workaround since the calculated values are relatively close to zero and the values provided in these fields are used as initial values for the read/write training for DDR3. Keep in mind for LPDDR2 there is no write leveling, and for DDR2 there is no training whatsoever. In these memory use cases, the accuracy of the trace length info is more important. This is covered in further detail in section 10.6.8 of the [Xilinx Zynq TRM, UG585](#).

DQS3	DQS2	DQS1	DQS0	
DQS to Clock Delay (ns)	0.000	0.000	0.028	0.025

Figure 3 - DQS to Clock Delay Settings

The Board Delay fields in the PS7 DDR Configuration window should be populated using the corresponding values from the table above.

	DQ[31:24]	DQ[23:16]	DQ[15:8]	DQ[7:0]
Board Delay (ns)	0.358	0.341	0.411	0.410

Figure 4 - DDR3 Board Delay Settings

## 1.1.4 SPI Flash

The ZedBoard features a 4-bit SPI (quad-SPI) serial NOR flash. The Spansion S25FL256S is used on this board. The Multi-I/O SPI Flash memory is used to provide non-volatile code, and data storage. It can be used to initialize the PS subsystem as well as configure the PL subsystem (bitstream). Spansion provides Spansion Flash File System (FFS) for use after booting the Zynq EPP.

The relevant device attributes are:

- x1, x2, and x4 support
- Speeds up to 104 MHz, supporting Zynq configuration rates @ 100 MHz ○ In Quad-SPI mode, this translates to 400Mbs
- Powered from 3.3V

The SPI Flash connects to the EPP supporting up to Quad-I/O SPI interface. This requires connection to specific pins in MIO Bank 0/500, specifically MIO[1:6,8] as outlined in the Zynq datasheet. Quad-SPI feedback mode is used, thus qspi\_sclk\_fb\_out/MIO[8] is connected to a 20K pull-up resistor to 3.3V. This allows a QSPI clock frequency greater than FQSPICLK2.

Note: Zynq only supports 24-bit addressing, however the full capacity of the 256Mb Flash can be accessed via internal bank switching. As of now the S25FL256S is not supported in iMPACT. Note: 14.x is required for in-direct QSPI Flash Programming.

Table 3 – QSPI Flash Pin Assignment and Definitions

Signal Name	Description	Zynq EPP Pin	QSPI Pin
DQ0	Data0	A2 (Bank MIO0/500)	5
DQ1	Data1	F6 (MIO Bank 0/500)	2
DQ2	Data2	E4 (MIO Bank 0/500)	3
DQ3	Data3	A3 (MIO Bank 0/500)	7
SCK	Serial Data Clock	A4 (MIO Bank 0/500)	6
CS	Chip Select	A1 (MIO Bank 0/500)	1
FB Clock	QSPI Feedback	E5 (MIO Bank 0/500)	N/C

**Note:** The QSPI data and clock pins are shared with the Boot Mode jumpers.

Two packages can be used on the ZedBoard; SO-16 and WSON. For the WSON package, there is a heat sink slug under the package that is not connected to any signal on the PCB.

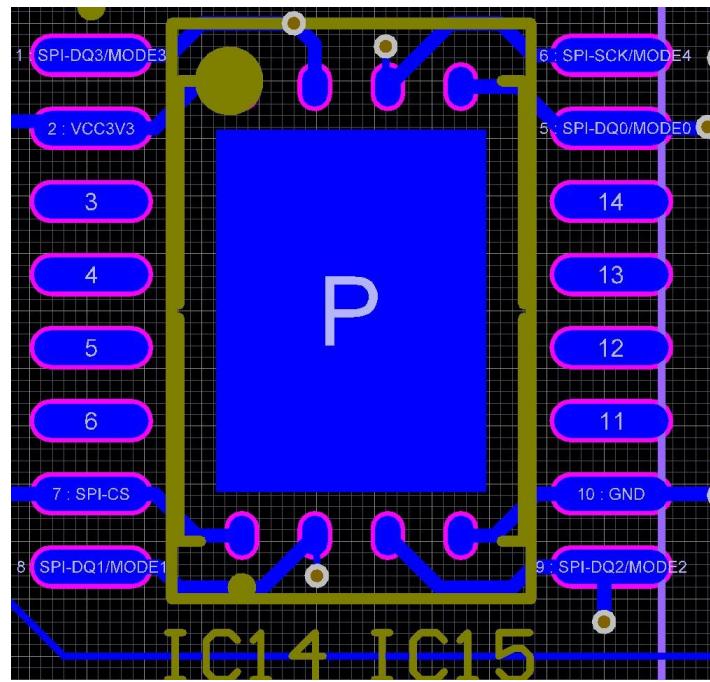


Figure 5 - Overlying Packages for SPI Flash

### 1.1.5 SD Card Interface

The Zynq PS SD/SDIO peripheral controls communication with the ZedBoard SD Card (A 4GB Class 4 card is included in the ZedBoard kit.) The SD card can be used for non-volatile external memory storage as well as booting the Zynq EPP. PS peripheral sd0 is connected through Bank 1/501 MIO[40-47], including, Card Detect and Write Protect.

The SD Card is a 3.3V interface but is connected through MIO Bank 1/501 (1.8V). Therefore, a TI TXS02612 level shifter performs this translation. The TXS02612 is a 2-port SDIO port expander with level translation. ZedBoard only makes use of one of these parts. TI offered an alternative TXS0206 device, but the 0.4mm pitch of that device's packaging was too fine for our manufacturer.

Based on the Zynq TRM, host mode is the only mode supported.

The ZedBoard SD Card is connected through a 9-pin standard SD card connector, J12, TE [2041021-1](#). A Class 4 card or better is recommended.

**Note:** To use the SD Card, JP6 must be shorted.

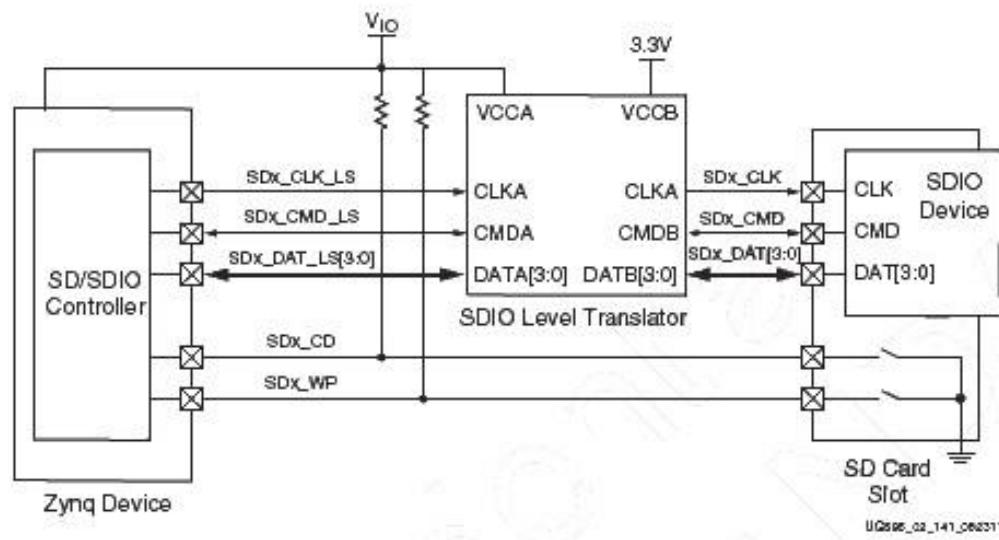


Figure 6 - SD Card Interface

Table 4 – SD Card Pin Assignment and Definitions

Signal Name	Description	Zynq EPP Pin	Level Shift Pin	SD Card Pin
CLK	Clock	E14 (MIO Bank 1/501)	Pass-Thru	5
CMD	Command	C8 ((MIO Bank 1/501)	Pass-Thru	2

Data[3:0]	Data	MIO Bank 1/501	Pass-Thru	Data Pins
		D0: D8		7
		D1: B11		8
		D2: E13		9
		D3: B9		1
CD	Card Detect	B10 (MIO Bank 1/501)	Pass-Thru	CD
WP	Write Protect	D12 ((MIO Bank 1/501)	Pass-Thru	WP

## 1.1.6 USB

### 1.1.6.1 USB OTG

ZedBoard implements one of the two available PS USB OTG interfaces. An external PHY with an 8-bit ULPI interface is required. A TI TUSB1210 Standalone USB Transceiver Chip is used as the PHY. The PHY features a complete HS-USB Physical Front-End supporting speeds of up to 480Mbs. This part is available in a 32-pin QFN package. VCCio for this device is 1.8V and cannot be connected through level shifters. The PHY is connected to MIO Bank 1/501, which is powered at 1.8V. Additionally the USB chip must clock the ULPI interface which requires an oscillator. A Fox XPRESSO oscillator (767-26-31) is used on ZedBoard.

The external USB interface connects through a TE [1981584-1](#).

The usb0 peripheral is used on the PS, connected through MIO[28-39] in MIO Bank 1/501.

This USB port will not power the board. However, ZedBoard provides 5V when in Host or OTG modes. REFCLK pin of TUSB1210 is tied to ground as the EPP will drive the CLOCK input of this part.

Table 5 - USB OTG Pin Assignment and Definitions

Signal Name	Description	Zynq EPP Pin	TUSB1210 Pin	USB Conn Pin
OTG_Data[8:0]	USB Data lines	MIO Bank 1/501	Data[7:0]	N/C
OTG_CLOCK	USB Clock	MIO Bank 1/501	26	N/C
OTG_DIR	ULPI DIR output signal	MIO Bank 1/501	31	N/C
OTG_STP	ULPI STP input signal	MIO Bank 1/501	29	N/C
OTG_NXT	ULPI NXT output signal	MIO Bank 1/501	2	N/C
OTG_CS	USB Chip Select		11	N/C
DP	DP pin of USB Connector	N/C	18	2
DM	DM pin of USB Connector	N/C	19	3
ID	Identification pin of the USB connector	N/C	23	4

OTG_RESET_B	Reset	MIO Bank 1/501	27	N/C
OTG_VBUS_OC	VBus Output Control	Bank 34	L16	TPS2051

See the Jumper Settings section for configuring the USB interface for Host, Device and OTG mode. The jumpers control the Vbus supply as well.

### 1.1.7 USB-to-UART Bridge

The ZedBoard implements a USB-to-UART bridge connected to a PS UART peripheral. A Cypress CY7C64225 USB-to-UART Bridge device allows connection to a host computer. The USB/UART device connects to the USB Micro B connector, J14, (TE 1981584-1) on the board. Only basic TXD/RXD connection is implemented. If flow control is required this can be added through Extended MIO on a PL-Pmod™.

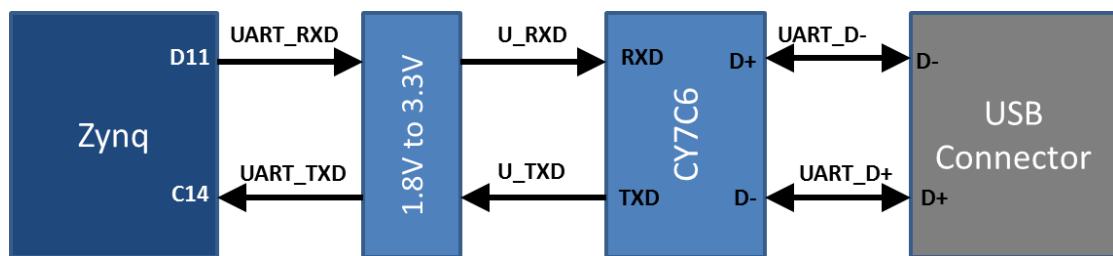
Cypress provides royalty-free Virtual COM Port (VCP) drivers which permit the CY7C64225 USB-to-UART bridge to appear as a COM port to host computer communications application software (for example, HyperTerm or TeraTerm). Please refer to the CY7C64225 Setup Guide posted on zedboard.org for detailed instructions for installing the driver.

The UART 1 Zynq PS peripheral is accessed through MIO[48:49] in MIO Bank 1/501 (1.8V). Since the CY7C64225 device requires either 3.3V or 5V signaling, a TI TXS0102 level shifter is used to level shift between 3.3V and 1.8V.

This USB port will not power the board. Therefore, Vbus needs to be connected to 3.3V though a  $1\text{K}\Omega$  series resistor. The Wake pin, pin 22, connects to GND. A  $24\Omega$  series resistor was placed on each of the data lines, D+ and D-.

Table 6 – CY7C6 Connections

EPP Pin	UART Function in EPP	Schematic Net Name	CY7C6 Pin	UART Function in CY7C64225
D11 (MIO Bank 1/501)	TX, data out	USB_1_RXD	23	RXD, data in
C14 (MIO Bank 1/501)	RX, data in	USB_1_TXD	4	TXD, data out



### 1.1.8. USB-JTAG

The ZedBoard provides JTAG functionality based on the Digilent USB High Speed JTAG Module, SMT1 device. This USB-JTAG circuitry is fully supported and integrated into Xilinx ISE tools, including iMPACT, ChipScope, and SDK Debugger. Designers who want to re-use this circuit on their board can do so by acquiring these modules from Avnet.

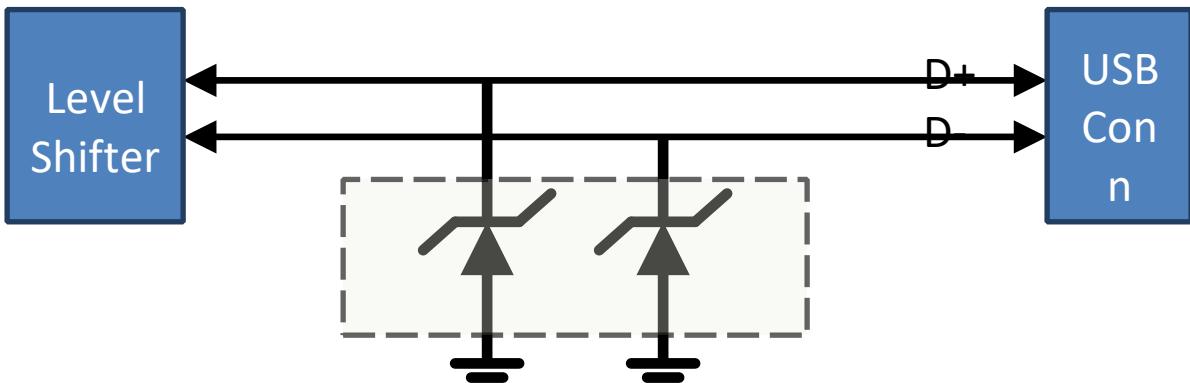
<http://www.em.avnet.com/en-us/design/drc/Pages/Digilent-JTAG-SMT1-Surface-MountProgramming-Module.aspx>

The JTAG is available through a Micro B USB connector, J17, TE [1981568-1](#). TCK has a series termination resistor,  $20-30\Omega$ , to prevent signal integrity issues.

For the JTAG Chain setup, please refer to the Configuration section.

### 1.1.9 USB circuit protection

All USB data lines, D+/-, are protected with a TE SESD0402Q2UG-0020-090.



**Figure 8 – ESD Protection**

### 1.1.10 Display and Audio

#### 1.1.10.1 HDMI Output

An Analog Devices ADV7511 HDMI Transmitter provides a digital video interface to the ZedBoard. This 225MHz transmitter is HDMI 1.4- and DVI 1.0-compatible supporting 1080p60 with 16-bit, YCbCr, 4:2:2 mode color.

The ADV7511 supports both S/PDIF and 8-channel I2S audio. The S/PDIF can carry compressed audio including Dolby® Digital, DTS®, and THX®. There is an independent DP/DIF input and output. The I2S

interface is not connected on ZedBoard. Analog Devices offers Linux drivers and reference designs illustrating how to interface to this device.

The HDMI Transmitter has 25 connections to Bank 35 (3.3V) of the EPP:

**Table 7 - HDMI Interface Connections**

Signal Name	Description	Zynq EPP pin	ADV7511 pin
HDP	Hot Plug Detect signal input	N/C	30
HD-INT	Interrupt signal output	W16	45
HD-SCL	I2C Interface. Supports CMOS logic levels from 1.8V to 3.3V	AA18	55
HD-SDA		Y16	56
HD-CLK	Video Clock Input. Supports typical CMOS logic levels from 1.8V up to 3.3V	W18	79
HD-VSYNC	Vertical Sync Input (Not required if using embedded syncs)	W17	2
HD-HSYNC	Horizontal Sync Input (Not required if using embedded syncs)	V17	98
HD-DE	Data Enable signal input for Digital Video (Not required if using embedded syncs)	U16	97
HD_D[15:0]	Video Data Input	Bank 35 D0: Y13 D1: AA12 D2: AA14 D3: Y14 D4: AB15 D5: AB16 D6: AA16 D7: AB17 D8: AA17 D9: Y15 D10: W13 D11: W15 D12: V15 D13: U17 D14: V14 D15: V13	88 87 86 85 84 83 82 81 80 78 74 73 72 71 70 69
HD-SPDIF	Sony/Philips Digital Interface Audio Input	U15	10

Figure 2 Timing for Video Data Interface

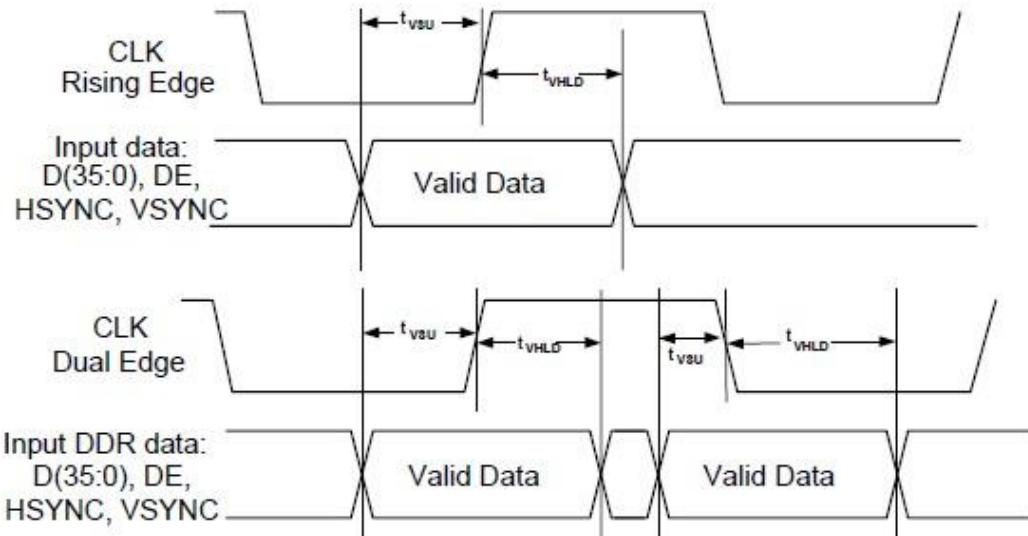


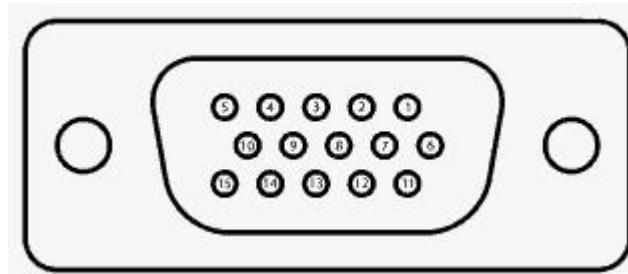
Figure 9 - HDMI Video Interface Timing

The HDMI transmitter connects externally via a HDMI Type A connector, J9, TE [1903015-1](#).

Circuit protection for the HDMI interface is provided by a Tyco Electronics SESD0802Q4UG.

### 1.1.10.2 VGA Connector

The ZedBoard also allows 12-bit color video output through a through-hole VGA connector, TE [41734682-2](#). Each color is created from resistor-ladder from four PL pins.



**Figure 10 - DB15**

Table 8 - VGA Connections

VGA Pin	Signal	Description	EPP Pin
1	RED	Red video	V20, U20, V19, V18
2	GREEN	Green video	AB22, AA22, AB21, AA21
3	BLUE	Blue video	Y21, Y20, AB20, AB19
4	ID2/RES	formerly Monitor ID bit 2	NC
5	GND	Ground (HSync)	NC
6	RED_RTN	Red return	NC
7	GREEN_RTN	Green return	NC
8	BLUE_RTN	Blue return	NC
9	KEY/PWR	formerly key	NC
10	GND	Ground (VSync)	NC
11	ID0/RES	formerly Monitor ID bit 0	NC
12	ID1/SDA	formerly Monitor ID bit 1	NC
13	HSync	Horizontal sync	AA19
14	VSync	Vertical sync	Y19
15	ID3/SCL	formerly Monitor ID bit 3	NC

### 1.1.10.3 I2S Audio Codec

An Analog Devices ADAU1761 Audio Codec provides integrated digital audio processing to the EPP. It allows for stereo 48KHz record and playback. Sample rates from 8KHz to 96KHz are supported. Additionally, the ADAU1761 provides digital volume control. The Codec can be configured using Analog Devices SigmaStudio™ for optimizing audio for specific acoustics, numerous filters, algorithms and enhancements. Analog Devices provides Linux drivers for this device.

[http://www.analog.com/en/content/cu\\_over\\_sigmastudio\\_graphical\\_dev\\_tool\\_overview/fca.html](http://www.analog.com/en/content/cu_over_sigmastudio_graphical_dev_tool_overview/fca.html)

The Codec interface to the EPP consists of the following connections:

Table 9 - CODEC Connections

Signal Name	Description	Zynq EPP pin	ADAU1761 pin
AC-ADR0	I2C Address Bit 0/SPI Latch Signal	AB1	3
AC-ADR1	I2C Address Bit 1/SPI Data Input	Y5	30
AC-MCLK	Master Clock Input	AB2	2
AC-GPIO2	Digital Audio Bit Clock Input/Output	AA6	28
AC-GPIO3	Digital Audio Left-Right Clock Input/Output	Y6	29
AC-GPIO0	Digital Audio Serial-Data DAC Input	Y8	27
AC-GPIO1	Digital Audio Serial Data ADC Output	AA7	26
AC-SDA	I2C Serial Data interface	AB5	31
AC-SCK	I2C Serial Data interface	AB4	32

The Codec connects to the following connectors:

Table 10 - External Codec Connections

3.5mm Audio (Mic In) Pink	TE	
3.5mm Audio (Line In) Light Blue	TE	
3.5mm Audio (Line Out) Lime	TE	<a href="#">1734152-5</a> <a href="#">1734152-6</a> <a href="#">1734152-4</a> <a href="#">1734152-7</a>
3.5mm Audio (Headphone) Black	TE	

### 1.1.11 OLED

An Inteltronic/Wisechip UG-2832HSWEG04 OLED Display is used on the ZedBoard. This provides a 128x32 pixel, passive-matrix, monochrome display. The display size is 30mm x 11.5mm x 1.45mm.

Table 11 - OLED Connections

Pin Number	Symbol	EPP Pin	Function
<b>Power Supply</b>			
7	VDD	U12	<i>Power Supply for Logic</i>
6	VSS	N/C	<i>Ground of OEL System</i>
15	VCC	N/C	<i>Power Supply for OEL Panel</i>
<b>Driver</b>			
13	IREF	N/C	<i>Current Reference for Brightness Adjustment</i>
14	VCOMH	N/C	<i>Voltage Output High Level for COM Signal</i>
<b>DC/DC Converter</b>			
5	VBAT	U11	<i>Power Supply for DC/DC Converter Circuit</i>
3 / 4 1 / 2	C1P / C1N C2P / C2N	N/C	<i>Positive Terminal of the Flying Inverting Capacitor Negative Terminal of the Flying Boost Capacitor</i>
<b>Interface</b>			
9	RES#	U9	<i>Power Reset for Controller and Driver</i>
8	CS#	N/C	<i>Chip Select – Pulled Down on Board</i>
10	D/C#	U10	<i>Data/Command Control</i>
11	SCLK	AB12	<i>Serial Clock Input Signal</i>
12	SDIN	AA12	<i>Serial Data Input Signal</i>

## 1.2 Clock sources

The EPP's PS subsystem uses a dedicated 33.3333 MHz clock source, IC18, Fox 767-33.33333-12, with series termination. The PS infrastructure can generate up to four PLL-based clocks for the PL system. An on-board 100 MHz oscillator, IC17, Fox 767-100-136, supplies the PL subsystem clock input on bank 13, pin Y9.

## 1.3 Reset Sources

### 1.3.1 Power-on Reset (PS\_POR\_B)

The Zynq PS supports external power-on reset signals. The power-on reset is the master reset of the entire chip. This signal resets every register in the device capable of being reset. ZedBoard drives this signal from a comparator that holds the system in reset until all power supplies are valid. Several other IC's on ZedBoard are reset by this signal as well.

### 1.3.2 Program Push Button Switch

A PROG push switch, BTN6, toggles EPP PROG\_B. This initiates reconfiguring the PLsubsection by the processor.

### 1.3.3 Processor Subsystem Reset

Power-on reset, labeled PS\_RST/BTN7, erases all debug configurations. The external system reset allows the user to reset all of the functional logic within the device without disturbing the debug environment. For example, the previous break points set by the user remain valid after system reset. Due to security concerns, system reset erases all memory content within the PS, including the OCM. The PL is also reset in system reset. System reset does not re-sample the boot mode strapping pins.

## 1.4 User I/O

### 1.4.1. User Push Buttons

The ZedBoard provides 7 user GPIO push buttons to the EPP; five on the PL-side and two on the PS-side.

Pull-downs provide a known default state, pushing each button connects to Vcc0.

Table 12 - Push Button Connections

Signal Name	Subsection	Zynq EPP pin
BTNU	PL	T18
BTNR	PL	R18

BTND	PL	R16
BTNC	PL	P16
BTNL	PL	N15
PB1	PS	D13 (MIO 50)
PB2	PS	C10 (MIO 51)

#### 1.4.2 User DIP Switches

The ZedBoard has eight user dip switches, SW0-SW7, providing user input. SPDT switches connect the I/O through a  $10\text{k}\Omega$  resistorto the VADJ voltage supply or GND.

Table 13 - DIP Switch Connections

Signal Name	Zynq EPP pin
SW0	F22
SW1	G22
SW2	H22
SW3	F21
SW4	H19
SW5	H18
SW6	H17
SW7	M15

#### 1.4.3 User LEDs

The ZedBoard has eight user LEDs, LD0 – LD7. A logic high on the EPP I/O causes the LED to turn on. LED's are sourced from 3.3V banks through  $390\Omega$  resistors.

Table 14 - LED Connections

Signal Name	Zynq EPP pin
LD0	T22
LD1	T21
LD2	U22
LD3	U21
LD4	V22
LD5	W22
LD6	U19
LD7	U14

## 10/100/1000 Ethernet PHY

The ZedBoard implements a 10/100/1000 Ethernet port for network connection using a Marvell 88E1518 PHY. This part operates at 1.8V. The PHY connects to MIO Bank 1/501 (1.8V) and interfaces to the Zynq EPP via RGMII. The RJ-45 connector is a TE Connectivity PlanarMAG (1840808-7) featuring integrated, auto-wound magnetics that enhance performance, quality and reliability. The RJ-45 has two status indicator LEDs that indicate traffic and valid link state.

A high-level block diagram of one 10/100/1000 Ethernet interface is shown in the following figure.

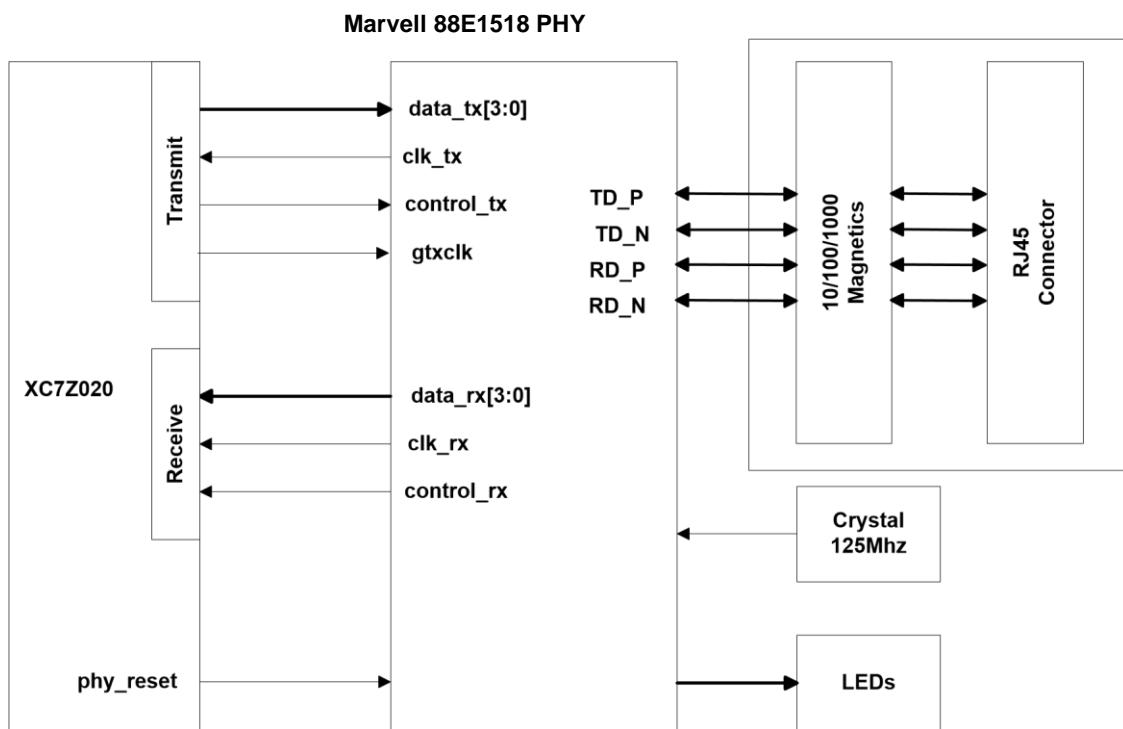


Figure 11 - 10/100/1000 Ethernet Interface

Zynq requires a voltage reference for RGMII interfaces. Thus PS\_MIO\_VREF, F8, is tied to 0.9V, half the bank voltage of MIO Bank 1/501.

Table 15 – Ethernet PHY Pin Assignment and Definitions

Signal Name	Description	Zynq EPP pin	88E1510 pin
RX_CLK	Receive Clock	A14	40
RX_CTRL	Receive Control	D7	37

RXD[3:0]	Receive Data	RXD0: E11 RXD1: B7 RXD2: F12 RXD3: A13	38 39 41 42
TX_CLK	Transmit Clock	D6	47
TX_CTRL	Transmit Control	F11	2
TXD[3:0]	Transmit Data	TXD0: E9 TXD1: A7 TXD2: E10 TXD3: A8	44 45 48 1
MDIO	Management Data	C12	5
MDC	Management Clock	D10	4

The datasheet for the Marvell 88E1518 is not available publicly. An NDA is required for this information. Please contact your local Avnet or Marvell representative for assistance.

## 1.5 Expansion Headers

### 1.5.1 LPC FMC Connector

A single low-pin count (LPC) FMC slot is provided on the ZedBoard to support a large ecosystem of plug-in modules. The LPC FMC exposes 68 single-ended I/O, which can be configured as 34 differential pairs. The FMC interface spans over two PL I/O banks, banks 34 and 35. To meet the FMC spec, these banks are powered from an adjustable voltage set by jumper, J18. Selectable voltages include 1.8V, default, and 2.5V. It is also possible to set Vadj to 3.3V. Since 3.3V could potentially be the most damaging voltage setting for Vadj, this is not available with the default board hardware. To set Vadj to 3.3V, solder a short across the 3V3 pads at J18 or solder in an additional 1x2 header.

**WARNING:** Before attaching a FMC Card, ensure the correct voltage is selected on jumper, J18. Failure to do so may result in damage to the FMC card and/or the ZedBoard.

Note, the following LPC FMC connections guidelines were followed:

- *CLK #\_M2C*
  - 50 ohm single-ended impedance
  - Less than 10mil skew in P/N pair
  - Connected to GC (Global Clock) preferential or MRCC (Multi-Region) if not available
  - No length matching to any other feature
- *LA bus*
  - 50 ohm single-ended impedance
  - Less than 10mil skew in P/N pair
  - Less than 100mil length skew across all bits in a bus
    - No restriction between LA, HA or HB

- LA Bus 0:16 to be located in one bank
- LA Bus 17:33 to be located in one bank
- CC Pairs 0, 17 to be placed on MRCC pins
- CC Pairs 1, 18 to be placed on SRCC pins
  - HB\_06\_CC optional placed on clock pin if available
- To conserve EPP pins, GA[1:0] were removed from EPP and connected to GND.

### 1.5.2 Digilent Pmod™ Compatible Headers (2x6)

The ZedBoard has five Digilent Pmod™ compatible headers (2x6). These are right-angle, 0.1" female headers that include eight user I/O plus 3.3V and ground signals as show in the figure below.

Four Pmod connectors interface to the PL-side of the EPP. These will connect to EPP Bank 13 (3.3V). One Pmod, JE1, connects to the PS-side of the EPP on MIO pins [7,9-15] in EPP MIO Bank 0/500 (3.3V). Uses for this Pmod include PJTAG access (MIO[10-13]) as well as nine other hardened MIO peripherals (SPI, GPIO, CAN, I2C, UART, SD, QSPI, Trace, Watchdog).

The four PL Pmod connectors are placed in adjacent pairs on the board edge such that the clearance between Pin 6 of header #1 and Pin 1 of header #2 is 10mm.

Two of the Pmods, JC1 and JD1, are aligned in a dual configuration and have their I/O routed differentially to support LVDS running at 525Mbs.

All Pmod data lines, 8 per connector, are protected with two 4-channel TE SESD1004Q4UG0020-090.

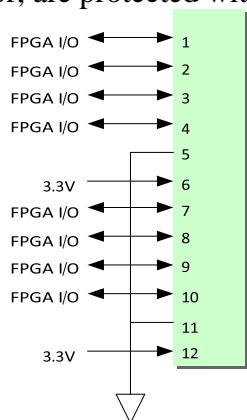


Figure 12 - Pmod Connections

A couple links to Pmod examples are provided:

- <http://www.em.avnet.com/en-us/design/drc/Pages/Digilent-PmodWiFi-802-11bgnWiFi-Interface.aspx>

- <http://www.em.avnet.com/en-us/design/drc/Pages/Digilent-Pmod-RS232-SerialConverter-and-Interface.aspx>

Table 16 - Pmod Connections

Pmod	Signal Name	Zynq EPP pin	Pmod	Signal Name	Zynq EPP pin
JA1	JA1	Y11	JB1	JB1	W12
	JA2	AA11		JB2	W11
	JA3	Y19		JB3	V10
	JA4	AA9		JB4	W8
	JA7	AB11		JB7	V12
	JA8	AB10		JB8	W10
	JA9	AB9		JB9	V9
	JA10	AA8		JB10	V8

Pmod	Signal Name	Zynq EPP pin	Pmod	Signal Name	Zynq EPP pin
JC1 Differential	JC1_N	AB6	JD1 Differential	JD1_N	W7
	JC1_P	AB7		JD1_P	V7
	JC2_N	AA4		JD2_N	V4
	JC2_P	Y4		JD2_P	V5
	JC3_N	T6		JD3_N	W5
	JC3_P	R6		JD3_P	W6
	JC4_N	U4		JD4_N	U5
	JC4_P	T4		JD4_P	U6

Pmod	Signal Name	Zynq EPP pin
JE1 MIO Pmod	JE1	A6
	JE2	G7
	JE3	B4
	JE4	C5
	JE7	G6
	JE8	C4
	JE9	B6
	JE10	E6

### 1.5.3 Agile Mixed Signaling (AMS) Connector, J2

The XADC header provides analog connectivity for analog reference designs, including AMS daughter cards like Xilinx's AMS Evaluation Card.

The analog header is placed close to the LPC FMC header as shown. Both analog and digital IO can be easily supported for a plug in card. This allows the analog header to be easily connected to the FMC card using a short ribbon cable as shown. The analog header can also be used "stand alone" to support the connection of external analog signals.

The pin out has been chosen to provide tightly coupled differential analog pairs on the ribbon cable and to also provide AGND isolation between channels. The plug in cards which will facilitate a number of reference designs have not yet been designed so this pin out must provide a reasonable degree of freedom while also keeping resource requirements as minimal as possible.

The ZedBoard AMS header is comparable with similar connectors on the Xilinx KC705 and ZC702 boards. Any AMS plug-in cards built for those boards should be compatible with ZedBoard as well.

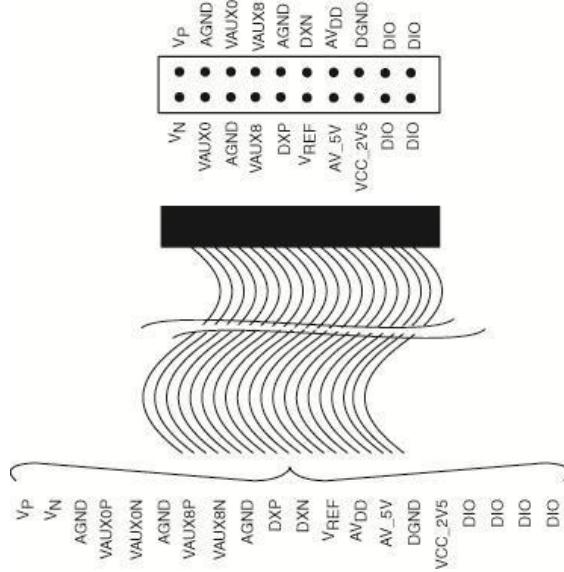


Figure 13 - Analog Header Pin out

The following anti-aliasing filters were used for the XADC inputs:

- $V_p/V_n$
- $V_{AUX0P}/V_{AUX0N}$
- $V_{AUX8P}/V_{AUX8N}$

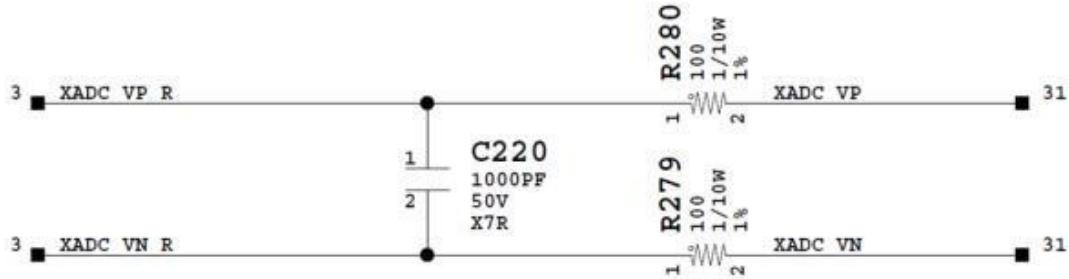


Figure 14 - Anti-Aliasing Filters for XADC Inputs

**Table 17 - Analog Header Pin Out**

Name	Description	Requirement	XADC Header	EPP Pin
V <sub>P</sub> /V <sub>N</sub>	Two pins required. Dedicated pins on the 7 series package. This is the dedicated analog input channel for the ADC(s).	1V peak-topeak input maximum	1 2	XADC-VN-R : M12 XADC-VP-R : L11
V <sub>AUX0P</sub> /V <sub>AUX0N</sub>	Two pins required. Auxiliary analog input channel 0. Two dedicated channels needed for simultaneous sampling applications. Should also support use as IO inputs by disconnection of anti-alias cap see	1V peak-topeak input maximum	6 3	XADC-AD0N-R : E16 XADC-AD0P-R : F16
V <sub>AUX8P</sub> /V <sub>AUX8N</sub>	Two pins required. Auxiliary analog input channel 8. Two dedicated channels needed for simultaneous sampling applications. Should also support use as IO inputs by disconnection of anti-alias cap see	1V peak-topeak input maximum	7 8	XADC-AD8N-R : D17 XADC-AD8P-R : D16
DXP/DXN	Two pins required. Access to thermal Diode		12 9	XADC-DXN : N12 XADC-DXP : N11

AGND	Three pins required. Analog ground reference GNDADC. Analog channel isolation		4 5 10	
VCCADC	One pin. This is the analog 1.8V supply for XADC.	1.8V $\pm 5\%$ @150mA max	14	
V <sub>REF</sub>	One pin. This is the 1.25V reference from the board.	1.25V $\pm 0.2\%$ 50ppm/ $^{\circ}$ C @5mA max	11	
AV_5V	Filtered 5V supply from board.	5V $\pm 5\%$ @150mA max	13	
GPIO	General Purpose I/O	Voltage set by Vadj	G0: 18 G1: 17 G2: 20 G3: 19	H15 R15 K15 J15
Vadj	Adjustable Voltage, set by J18	1.8V, 2.5V, 3.3V		

## 1.6 Configuration Modes

Zynq-7000 EPP devices use a multi-stage boot process that supports both non-secure and secure boot (note that secure boot is not supported for CES silicon.) The PS is the master of the boot and configuration process. The following table shows the Zynq configuration modes. Upon reset, the device mode pins are read to determine the primary boot device to be used: NOR, NAND, Quad-SPI, SD Card or JTAG.

By default, the ZedBoard uses the SD Card configuration mode. The boot mode pins are MIO[8:2] and are used as follows:

- MIO[2]/Boot\_Mode[3] sets the JTAG mode
- MIO[5:3]/Boot\_Mode[2:0] select the boot mode
- MIO[6]/Boot\_Mode[4] enables the internal PLL
- MIO[8:7]/Vmode[1:0] are used to configure the I/O bank voltages, however these are fixed on ZedBoard and not configurable

The ZedBoard provides jumpers for MIO[6:2]. These are 1x3 jumpers connected as shown below. All mode pins can be pulled high or low through a 20 K $\Omega$  resistor.

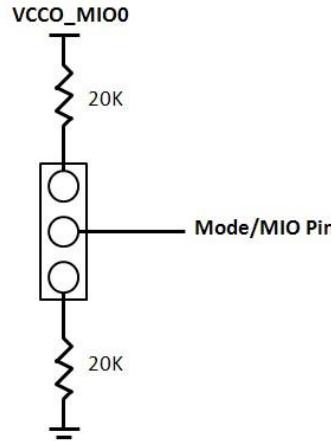


Figure 15 - Configuration Mode Jumpers

These jumpers allow users to change the mode options, including using cascaded JTAG configuration as well as using the internal PLL.

As noted above, the VMODE pins are strapped permanently to set Bank 500 and 501 voltages to 3.3V and 1.8V. These are not jumper selectable.

The PS boot mode selections are shown in the table below, default setting highlighted in yellow:

Table 18 – ZedBoard Configuration Modes

Xilinx TRM →	<b>MIO[6]</b>	<b>MIO[5]</b>	<b>MIO[4]</b>	<b>MIO[3]</b>	<b>MIO[2]</b>
	Boot_Mode[4]	Boot_Mode[2]	Boot_Mode[1]	Boot_Mode[0]	Boot_Mode[3]
JTAG Mode					
Cascaded JTAG					0
Independent JTAG					1
Boot Devices					
JTAG		0	0	0	
Quad-SPI		1	0	0	
SD Card		1	1	0	
PLL Mode					
PLL Used	0				
PLL Bypassed	1				
Bank Voltages					
MIO Bank 500			3.3V		

MIO Bank 501	1.8V
--------------	------

Expected configuration time using a 50MB/s QSPI flash is 250ms.

PUDC\_B is pulled high on ZedBoard but can be pulled low via JP5. This active-low input enables internal pull-ups during configuration on all SelectIO pins

A push button labeled “PROG” is connected to the EPP PROG pin, T11, and pulled up. Pushing the button connects PROG to ground. Upon releasing the button, a re-configuration is initiated. A blue LED, LD12, should light when the EPP DONE is asserted.

## 1.7 JTAG

As an alternative to using the onboard USB-JTAG interface, the ZedBoard provides traditional Platform Cable JTAG connector, J15, for use with Xilinx Platform Cables and Digilent JTAG HS1 Programming Cables. The JTAG Chain is constructed as follows:

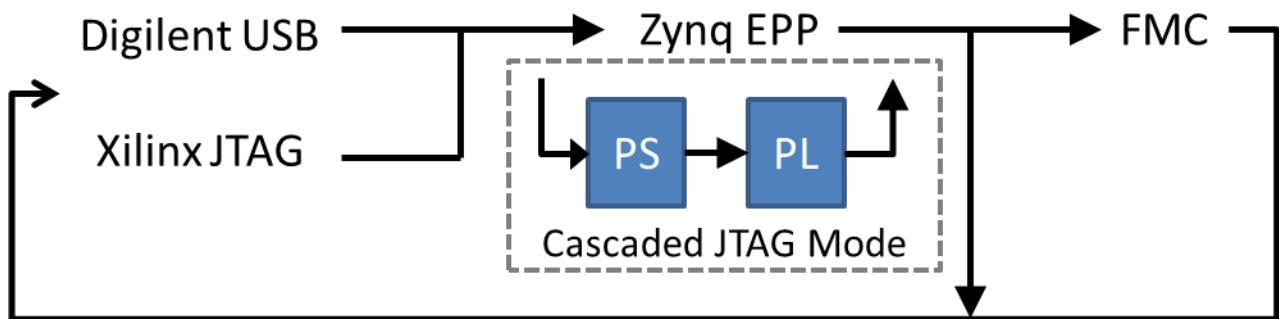


Figure 16 - ZedBoard JTAG Chain

ZedBoard automatically adds the FMC into the JTAG chain when an FMC card is plugged into the board via the FMC-PRSNT signal.

## 1.8 Power

### 1.8.1 Primary Power Input

The board’s primary input is through a 12V barrel jack. A compatible AC/DC converter will have a 2.5mm inner diameter, 5.5mm outer diameter, center positive connection.

The total power budget is based on 4A from an AC/DC wall wart supply. This rail is protected with a TE [0603SFF600F/24-2](#).

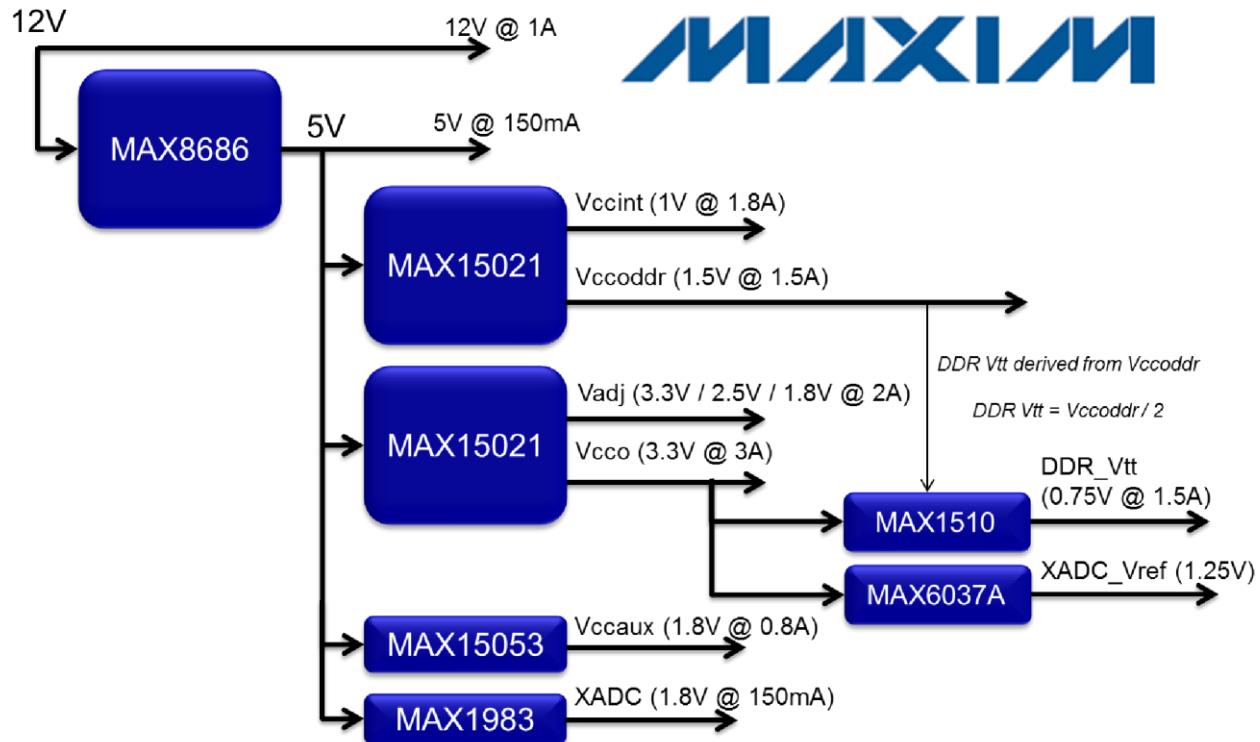
A  $10\text{m}\Omega$ , 1W current sense resistor exists in series with the 12V input power supply. Header J21 straddles this resistor to measure the voltage across this resistor for calculating ZedBoard power.

### 1.8.2 On/Off Switch

ZedBoard includes an On/Off switch, SW8, to gate 12V. When SW8 is in the OFF position, 12V is disconnected from the board.

### 1.8.3 Regulators

The following Maxim power solution provides the power rails of the ZedBoard.



**Figure 17 - Maxim Power Solution**

The table below shows the minimum required voltage rails, currents, and tolerances.

Table 19 - TPS65708 Connections

Voltage (V)	Current (A)	Tolerance
1.0 (Vccint)	1.3	5.00%
1.5 (Vccoddr)	1.5	5.00%
1.8 (Vccaux)	0.8	5.00%
1.8, 2.5, 3.3 (jumper adjustable, 2.5V default) (Vadj)	2	5.00%
3.3 (Vcco/FMC/Pmod)	3	5.00%
1.8 (analog) (Vccadc)	0.15	5.00%
1.25 reference (Vrefp)	0.005	0.2%, 50ppm/°C
0.75 (DDR3 Vtt)	1.5	5.00%
5.0 (Filtered for XADC)	0.15	5.00%

#### 1.8.4 Sequencing

Sequencing for the power supplies follows the recommendations for the Zynq device. PS and PL INT and AUX supplies are tied together on the ZedBoard platform to create a low cost design. The following diagram illustrates the supply sequencing:

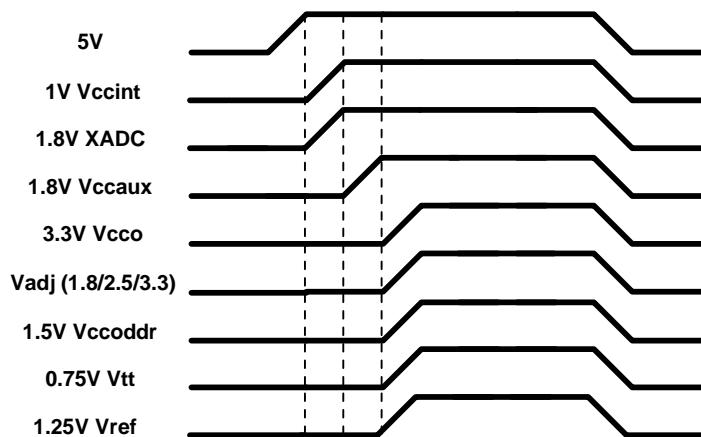


Figure 18 - Power Sequencing

In addition to the sequencing, a power on reset circuit is used to hold the board in reset until all power supplies have reached their regulation point.

### 1.8.5. Power Good LED

A green status LED, LD13, indicates when power is good on the board. Power Good is wired with the Resets and PROG to prevent operation of the board when power is not good.

## 1.8.6 Power Estimation

The Power estimation chart is shown below.

Table 20 – Current Usage Estimations, in mA

Status LEDs (amber) x4?								20
DONE LED (blue)								5
PS Pmod	TE 5-534206-6	TE	VCCO_MIO0					3000
PL Pmod #1	TE 5-534206-6	TE						
PL Pmod #2	TE 5-534206-6	TE						
PL Pmod #3	TE 5-534206-6	TE						
PL Pmod #4	TE 5-534206-6	TE						
FMC-LPC							2000	
<b>Total</b>				<b>1872</b>	<b>1035</b>	<b>751</b>	<b>2000</b>	<b>3814</b>
				1.0	1.5	1.8	2.5	3.3

## 1.8.7 Testing

The power circuitry has been tested to verify compliance with the Zynq power requirements, such as:

- Tolerance ○ 1.0V Vccint → 0.95 to 1.05V ○ Vccaux → +/- 5% ○ Vcc  
→ +/-5%
- Ramp time ○ 0.20 to 50ms
  - In-rush current must be controlled so the power circuitry is not overloaded at start-up
- Monotonicity ○ No negative dips in Vccint or Vccaux power-up ramps
- Sequencing ○ Verify sequencing responds as expected based on design
- Refer to Zynq Datasheet for the latest requirements

## 1.8.8 Probes

Two ground test point are available on the board, J3 and J4. This allows easy access to attach ground leads of two scope probes to the board without having to locate GND pins on a header.

## 2. Zynq EPP Banks

The following figure and table show Zynq CLG484 I/O bank assignments on the Zynq board.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	
A	500	500	500	500		500	501	501	501		501	501	501	501		35	35	35	35		35	35	A
B	502	502		500	500	500	501		501	501	501	501		501	35	35	35		35	35	35	35	B
C		502	502	500	500		501	501	501	501		501	501	501	35		35	35	35	35		35	C
D	502	502	502		500	501	501	501		501	501	501	501		35	35	35	35		35	35	35	D
E	502		502	500	500	500		501	501	501	501		501	501	35	35		35	35	35	35		E
F	502	502	502	502		500	500	501	501		501	501	501	501		35	35	35	35		35	35	F
G	502	502		502	502	500	500						501		35	35	35		35	35	35	35	G
H		502	502	502	502		502								34		35	35	35	35		35	H
J	502	502	502		502	502	502								34	34	34	34		34	34	34	J
K	502		502	502	502	502									34	34		34	34	34	34		K
L	502	502	502	502		502	502									34	34	34	34		34	34	L
M	502	502		502	502	502	502								34	34	34		34	34	34	34	M
N		502	502	502	502		502								34		34	34	34	34		34	N
P	502	502	502		502	502	502								34	34	34	34		34	34	34	P
R	502		502	502	502	13	13								34	34		34	34	34	34		R
T	502	502	502	13		13										34	34	34	34		33	33	T
U	502	502		13	13	13	13		13	13	13	13		33	33	33	33		33	33	33	33	U
V		502	502	13	13		13	13	13	13		13	33	33	33		33	33	33	33		33	V
W	502	502	502		13	13	13	13		13	13	13	33		33	33	33	33		33	33	33	W
Y	502		502	13	13	13		13	13	13	13		33	33	33		33	33	33		33		Y
AA	502	502	502	13		13	13	13	13		13	13	33	33		33	33	33	33		33	33	AA
AB	13	13		13	13	13	13		13	13	13	13		33	33	33	33		33	33	33	33	AB

Figure 19 - Zynq I/O Banks

### 2.1 Zynq EPP Bank Voltages

Table 21 - Zynq Bank Voltage Assignments

EPP PS-Side	
Bank	Voltage (default)

MIO Bank 0/500	3.3V
MIO Bank 1/501	1.8V
DDR	1.5V
<b>EPP PL-Side</b>	
Bank0	3.3V
Bank 13	3.3V
Bank 33	3.3V
Bank 34	Vadj (2.5V)
Bank 35	Vadj (2.5V)

**Note:** Banks 34 and 35 are powered from an adjustable voltage rail. Jumper, J18, selects this voltage. Selectable voltages include 1.8V, 2.5V and 3.3V. The 3.3V jumper was intentionally unpopulated on ZedBoard as these banks primarily connect to the FMC interface and many FMC cards are only 1.8V and 2.5V compatible. Connecting 3.3V to these cards can damage them, so leaving this jumper unpopulated reduces the risk of damaging FMC cards.

## 2.2 Jumper Settings

**Table 22 - Jumper Settings**

Ref Designator	Description	Default Setting	Function
JP1	Microphone Input Bias	Open – No Electret Microphone	Short to enable Bias Voltage for Electret Microphone. Right Channel only.
JP2	Vbus 5V Enable	Open – 5V Disconnected	Short to enable 5V output to USB OTG Connector, J13, for either Host or OTG modes.

JP3	USB Vbus Capacitor Setting	Open – Device Mode	Short for Host mode (>120uF). Open for Device or OTG modes (4.7uF).
JP4	CFGBVS Select	Open	Pre-configuration I/O standard type for the dedicated configuration bank 0. Open sets bank0 voltage to 1.8V
JP5	PUDC Select	Open	Active Low input enables internal pullups during configuration on all SelectIO pins.
JP6	PS_MIO0 Pull-Down	Short	Install for SD Card boot on CES silicon. See Zynq Errata.
JP7	Boot_Mode[3]/MIO[2]	GND – Cascaded JTAG	JTAG Mode. GND cascades PS and PL JTAG chains. VCC makes JTAG chains independent.
JP8 JP9 JP10	Boot_Mode[0]/MIO[3] Boot_Mode[1]/MIO[4] Boot_Mode[2]/MIO[5]	110 – SD Card	Boot Device Select See Zynq <a href="#">Configuration Modes</a>
JP11	Boot_Mode[4]/MIO[6]	GND – PLL Used	PLL Select. GND uses PS PLLs. VCC bypasses internal PS PLLs
JP12	XADC Ferrite Bead Disable	Open	Short bypasses XADC-GND ferrite bead connection to board GND.
JP13	JTAG PS-RST	Open	Short connects JTAG PROG-RST to PS Reset.
J18	Vadj Select	1.8V	Selects Vadj (1.8V, 2.5V, or 3.3V)

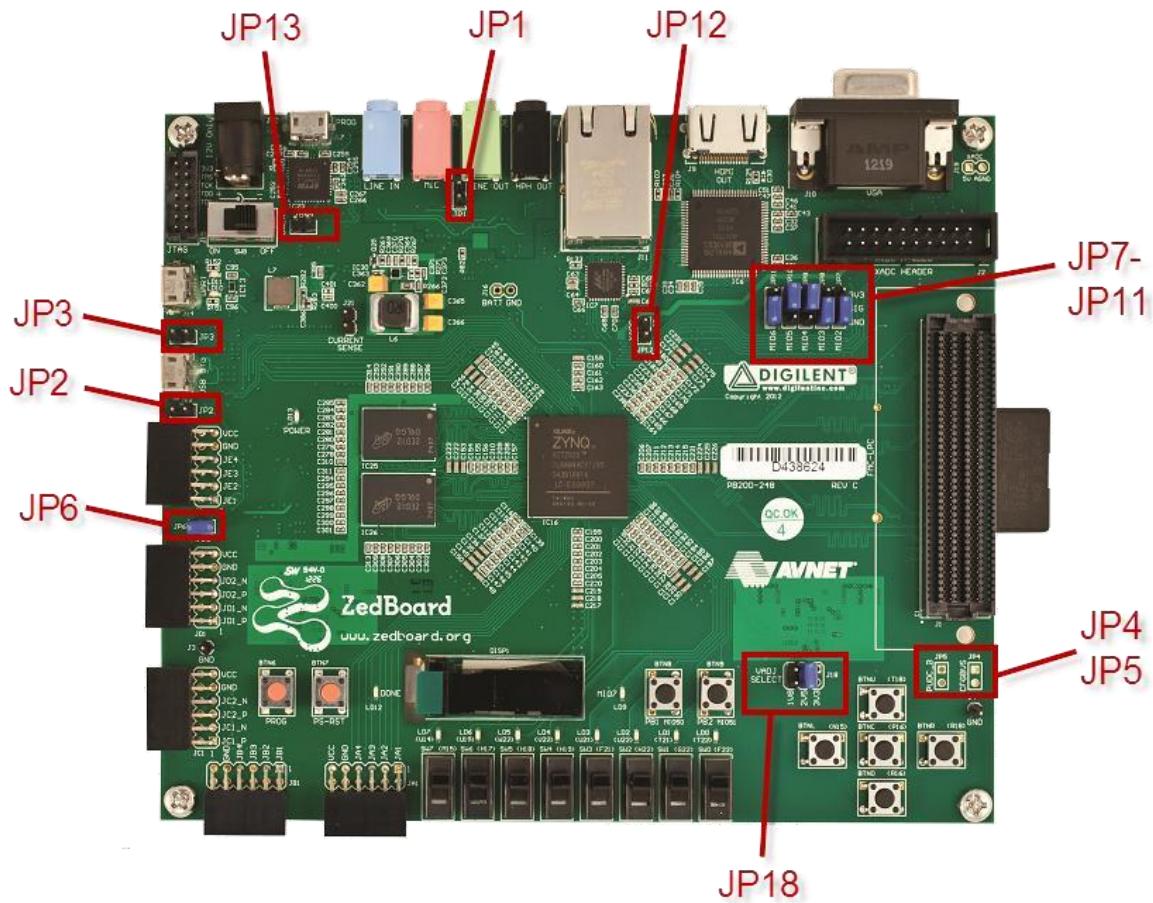
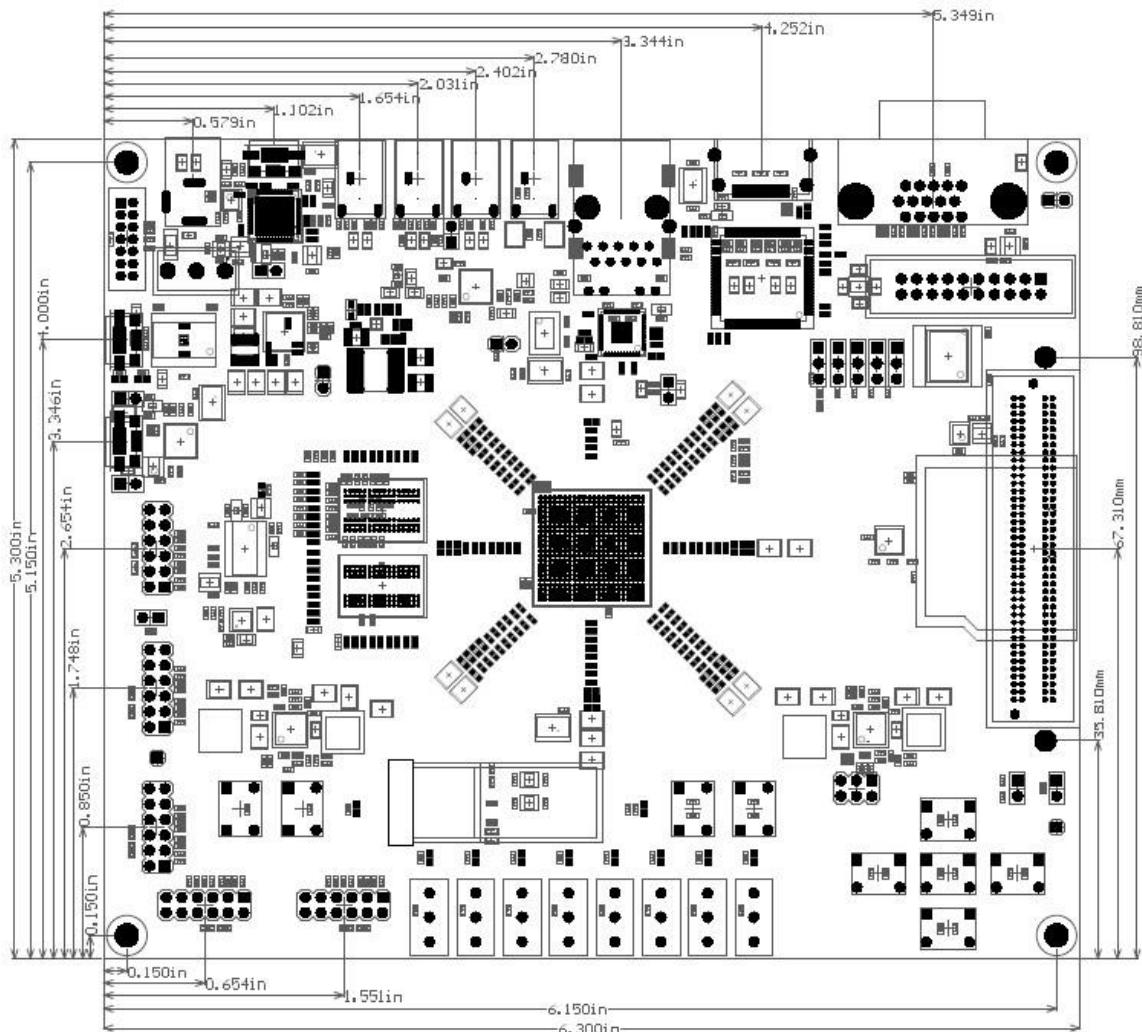


Figure 20 - ZedBoard Jumper Map

## 2.3 Mechanical

The ZedBoard measures 6.3" x 6.3".



**Figure 21 - ZedBoard Mechanical**