



Universidad
Zaragoza

Trabajo Fin de Grado

Transmisión de señales de nueva generación para gestión de tráfico aéreo (ATM) sobre Radio-sobre-Fibra óptica de plástico de salto de índice (SI-POF) para aviónica.

Next Generation Air traffic Management Signal Transmission on SI-POF Radio over Plastic Fiber architectures for avionic systems.

Autor

Pablo Jiménez Gascón

Directores

Pedro Luis Carro Ceballos
M.^a Ángeles Losada Binué

Escuela de Ingeniería y Arquitectura (EINA)
Junio 2023

Transmisión de señales de nueva generación para gestión de tráfico aéreo (ATM) sobre Radio-sobre-Fibra óptica de plástico de salto de índice (SI-POF) para aviónica.

RESUMEN

Debido a la evolución tecnológica en los sistemas aeronáuticos, se ha producido un incremento en el tráfico de datos que ha provocado que los sistemas de tráfico aéreo se hayan tenido que adaptar, incluyendo nuevas tecnologías capaces de soportar esta tendencia. En el presente Trabajo de Final de Grado se estudian los nuevos sistemas de gestión de tráfico aéreo (ATM) que utilizan esquemas de modulación multiportadora OFDM aplicados a un enlace de Radio-sobre-Fibra óptica de plástico (RFoPOF) emplazado en aeronaves. Debido a las características no lineales de los elementos que componen el enlace RFoPOF, uno de los objetivos ha sido hacer un estudio de dichas distorsiones, así como de los métodos de linealización para combatirlas, mediante predistorsión digital.

Para este estudio se generan las señales basadas en el sistema ATM del futuro (LDACS) mediante Matlab. Estas señales se validan en el montaje experimental de manera que es posible determinar las distorsiones que introduce la arquitectura RFoPOF. En primer lugar, se aplican técnicas de procesamiento de señal para reducir los efectos no lineales. Después, tras modelar el sistema mediante modelos matemáticos, se aplican diferentes técnicas de predistorsión digital para tratar de reducir la distorsión dentro y fuera de banda. Además, se incluyen técnicas de reducción de dimensionalidad, buscando la mejora de los modelos en cuanto a coste computacional y complejidad, tratando de mantener sus prestaciones. Los resultados obtenidos se comprueban de nuevo sobre la estructura experimental.

Uno de los problemas inherentes de las modulaciones multiportadora OFDM es el denominado factor de cresta, que las hace más sensibles a las respuestas no lineales de los transmisores. Se exploran por ello aquí métodos de procesamiento de señal tales como el *Clipping* para la reducción de dicho factor, evitando a priori generar un excesivo recrecimiento espectral. Por otro lado, las técnicas de predistorsión digital se fundamentan en aprendizaje indirecto (ILA), utilizando modelos simplificados de Volterra como el polinomial. Las técnicas de reducción de dimensionalidad empleadas se apoyan en la extracción de características.

El rendimiento de los métodos de linealización se evalúa en simulación y experimentalmente, mediante el uso del *Error Vector Magnitude* (EVM), *Peak to Peak Average Ratio* (PAPR) y el *Adjacent Channel Power* (ACPR). También se tendrá en cuenta la carga computacional y la complejidad. 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 7.3, 7b, 8.2, 9.1, 9.5 y 9c de los mismos.

Next Generation Air traffic Management Signal Transmission on SI-POF Radio over Plastic Fiber architectures for avionic systems.

ABSTRACT

Due to the technical development in aeronautical systems, there is an increase in data traffic which requires that air traffic systems adapt to new scenarios, including new technologies capable of supporting this growing trend. In this Final Degree Project, the new air traffic management (ATM) systems which rely on OFDM multi-carrier modulation schemes applied to a plastic Radio-over-Fiber Optic (RFoPOF) link are studied. Firstly, one of the main objectives has been to perform a study of waveform distortion which stems from linear and non-linear characteristics of those devices which comprise the RFoPOF link. Secondly, another project goal deals with linearization methods to fight against spectral regrowth, such as Digital Predistortion.

In this study, signals based on the ATM future standard LDACS are generated by Matlab. These waveforms are validated in an experimental setup in a way that allows us to know the distortion introduced by the RFoPOF architecture. First, signal processing techniques are applied to avoid nonlinear effects introduced by the transmission system. Then, after a mathematical model development, different digital pre-distortion techniques are applied in order to reduce in and out of band distortion. In addition, dimensionality reduction techniques are included, seeking to improve the models in terms of computational cost and complexity, trying to keep their performance. The obtained results and proposed algorithms are verified with the aid of an experimental and simplified airborne RFoPOF link.

One of the main challenges when dealing with OFDM signals is their high Crest Factor, which yields to severe spectral regrowth. Hence Signal processing techniques such as *clipping methods* are analyzed in this work. Furthermore, this work considers digital predistortion techniques based on indirect learning using the Volterra polynomial model. Finally, dimensionality reduction techniques as a subset of feature extraction methods are proposed and verified so that more real efficient linearization can be accomplished.

Linearization performance is experimentally and computationally evaluated using Figures of Merit such as the Error Vector Magnitude (EVM), Peak to Peak Average Ratio (PAPR) and Adjacent Channel Power (ACPR). In addition, computational cost and complexity are also considered. This work and its objectives are aligned with the Sustainable Development Goals (SDG) of the United Nations 2030 Agenda and will contribute to some extent to the achievement of goals 7.3, 7.b, 8.2, 9.1, 9.5 and 9.c thereof.

*Me gustaría agradecer a mis directores de Tesis,
Pedro Luis Carro y M.^a Ángeles Losada, por haber mostrado
tanto interés y dedicación en este Trabajo de Final de Grado
guiándome y enseñándome en todo momento.*

INDICE GENERAL

INDICE DE FIGURAS	6
INDICE DE TABLAS	9
LISTA DE ACRÓNIMOS.....	10
CAPITULO 1. Introducción	
1.1 Introducción	12
1.2 Radio sobre Fibra óptica en aeronáutica	13
1.3 Gestión de tráfico Aéreo.....	14
1.4 Objetivos.....	16
1.5 Cronograma	18
CAPITULO 2. Generación y análisis de la señal OFDM para LDACS	
2.1 Introducción	19
2.2 Generación de la señal OFDM para LDACS	22
2.2.1 Señales generadas	22
2.2.2 Algoritmos de Clipping.....	24
2.2.3 Métricas de Evaluación de las prestaciones.....	26
2.3 Análisis de la linealidad de la señal LDACS-RL generada	27
2.3.1 Especificaciones básicas en términos de linealidad y EVM según la normativa	27
2.3.1.1 EVM mínimo	28
2.3.1.2 Máscara espectral y ACPR	28
2.3.2 Evaluación de la señal en simulación. Modulación, PAPR y ACPR	29
2.3.3 Técnica de Clipping para el estándar	30
2.3.3.1 Hard Clipping	30
2.3.3.2 Clipping & Filtering	31
2.3.3.3 Comparación de algoritmos.....	32
CAPITULO 3. Transmisión y prestaciones de la señal LDACS a través de fibra óptica de plástico	
3.1 Arquitectura RF-RoPOF.....	34
3.1.1 Transmisión de datos basada en Radio sobre Fibra de Plástico	34
3.1.2 Descripción del sistema de transmisión simplificado RF-RoPOF	36
3.1.3 Caracterización de los dispositivos	38
3.1.3.1 Caracterización del diodo láser emisor.....	38
3.1.3.2 Caracterización de la fibra de plástico.....	41
3.1.3.3 Análisis del receptor de la fibra de plástico.....	43
3.1.3.4 Evaluación de la respuesta lineal del enlace propuesto	43
3.2 Evaluación de la transmisión OFDM-LDACS del enlace radio sobre fibra.....	46
3.2.1 Propuesta y análisis de escenarios básicos del enlace.....	46
3.2.2 Prestaciones en contextos de transmisión de formas de onda con clipping.....	48
3.2.3 Evaluación con SI-POF GH4002 de 50 m	50
CAPITULO 4. Predistorsión digital con reducción de dimensionalidad para la señal LDACS en Fibra de Plástico	
4.1 Predistorsión.....	52
4.1.1 Modelos Polinomiales	53
4.1.2 Identificación de modelos comportacionales para RoPOF	54

4.1.3 Linealización con predistorsión digital.....	55
4.1.4 Reducción de dimensionalidad.....	56
4.1.4.1 Análisis de Componentes Principales	57
4.1.4.2 Análisis de Componentes Principales con Kernel.....	58
4.2 Extracción de la dinámica no lineal	63
4.2.1 Modificación de la arquitectura	63
4.2.2 Simulación y medidas	64
4.3 Análisis de los efectos no lineales y linealización del sistema POF-LDACS	66
4.3.1 Análisis del algoritmo PCA	66
4.3.2 Análisis del algoritmo KPCA.....	68
4.4 Verificación experimental	71
4.4.1 Verificación del algoritmo PCA.....	71
4.4.2 Verificación del algoritmo KPCA	74
CAPITULO 5. Conclusiones	
5.1 Conclusiones	79
5.2 Líneas futuras	80
BIBLIOGRAFIA.....	81
ANEXOS	83

INDICE DE FIGURAS

Fig. 2.1: Espectro de una señal OFDM.	20
Fig. 2.2: Estructura de tramas LDACS ₁ para enlace inverso (RL) y enlace directo (FL); DC: marco de control dedicado; CC: marco de control común; Datos: marco de datos; AC#: la aeronave propietaria del slot de transmisión.	22
Fig. 2.3: Señal LDACS colocada entre canales DME adyacentes.	22
Fig. 2.4: FCI que comprende el esquema de comunicaciones futuras.	22
Fig. 2.5: Señal OFDM con modulación QPSK.	23
Fig. 2.6: Señal basada en el sistema LDACS con modulación 16-QAM.	24
Fig. 2.7: Diagrama de bloques de la técnica de clipping y filtrado.	25
Fig. 2.8: Máscara espectral de un transmisor LDACS.	29
Fig. 2.9: PAPR vs CR. 16-QAM.	30
Fig. 2.10: EVM vs CR. 16-QAM.	30
Fig. 2.11: EVM respecto a CR. BIAS 40.	31
Fig. 2.12: EVM vs Prx. 16-QAM.	31
Fig. 2.13: Simulación. EVM respecto PAPR. Modulación 16-QAM aplicando Hard Clipping.	31
Fig. 2.14: Simulación. ACPR respecto PAPR. Modulación 16-QAM aplicando Hard Clipping.	31
Fig. 2.15: Simulación EVM respecto PAPR. Modulación 16-QAM aplicando Clipping & Filtering.	32
Fig. 2.16: Simulación ACPR respecto PAPR. Modulación 16-QAM aplicando Clipping & Filtering.	32
Fig. 2.17: Hard Clipping vs Clipping & Filtering. Modulación 16QAM.EVM.	32
Fig. 2.18: Hard Clipping vs Clipping & Filtering. Modulación 16QAM. ACPR.	32
Fig. 3.1: Subsistemas básicos de un transceptor RF basado en fibra de plástico 34	34
Fig. 3.2: Subtipos de arquitecturas Ro-POF y la elegida en el proyecto.	36
Fig. 3.3: Subtipos de arquitecturas Ro-POF y la elegida en el proyecto.	36
Fig. 3.4: Diagrama de bloques.	37
Fig. 3.5: Sistema RFoPOF en el laboratorio.	38
Fig. 3.6: a) Prototipo del láser LD-07-UZ. b) Curva I-P del láser.	39
Fig. 3.7: a) Setup de medida de respuesta en frecuencia. b) Respuesta Láser-Detector	41
Fig. 3.8: a) S ₁₁ (dB) del láser. b) Impedancia del acceso de RF del láser 41	41
Fig. 3.9: Perfiles de Índice de Refracción de SI-POF y GI-POF.	42
Fig. 3.10: a) S ₂₁ (dB) del LD-SPD y sistema con L=50 m. b) Función de transferencia GH 42	42
Fig. 3.11: Funciones de Transferencia en toda la banda medida.	44
Fig. 3.12: Funciones de Transferencia banda RL.	44
Fig. 3.13: Parámetros S banda RL.	44
Fig. 3.14: Funciones de Transferencia en toda la banda medida. POF 50 m.	45
Fig. 3.15: Funciones de Transferencia banda RL. POF 50 m.	45
Fig. 3.16: Parámetros S banda RL. POF 50 m.	45
Fig. 3.17: Efecto del BIAS sobre el sistema. Frecuencia central, 16-QAM.	47

Fig. 3.18: Efecto de la modulación sobre el sistema. Frecuencia central, BIAS 40.	47
Fig. 3.19: Efecto de la frecuencia sobre el sistema.	47
Fig. 3.20: EVM vs PAPR. Efecto de los algoritmos de Clipping al sistema. BIAS 35.	49
Fig. 3.21: EVM vs PAPR. Efecto de los algoritmos de Clipping al sistema. BIAS 40.	49
Fig. 3.22: EVM vs PAPR. Efecto de los algoritmos de Clipping al sistema. BIAS 45.	49
Fig. 3.23: ACPR vs PAPR. Efecto de los algoritmos de Clipping al sistema. BIAS 35. ...	50
Fig. 3.24: ACPR vs PAPR. Efecto de los algoritmos de Clipping al sistema. BIAS 40. ...	50
Fig. 3.25: ACPR vs PAPR. Efecto de los algoritmos de Clipping al sistema. BIAS 45.	50
Fig. 3.26: EVM vs Potencia de transmisión. POF 50 m. 16-QAM.	51
Fig. 3.27: EVM vs Potencia de transmisión. POF 50 m. 64-QAM.	51
Fig. 4.1: Principio de la técnica de linealización mediante predistorsión.	53
Fig. 4.2: Identificación del comportamiento de un amplificador de potencia.	55
Fig. 4.3: Diagrama de Bloques Mediante ILA.	56
Fig. 4.4: Estructura de las técnicas de reducción de dimensionalidad.	56
Fig. 4.5: Transformación PCA considerando datos en 2 dimensiones.	57
Fig. 4.6: Modificación de la arquitectura RFoPOF.	63
Fig. 4.7: Modificación de la arquitectura RFoPOF. Diagrama de bloques.	64
Fig. 4.8: Curvas AM/AM. Frecuencia central BIAS 35. Normalizadas.	65
Fig. 4.9: Curvas AM/AM. Frecuencia central BIAS 40. Normalizadas.	65
Fig. 4.10: Curvas AM/AM. Frecuencia central BIAS 45. Normalizadas.	65
Fig. 4.11: Simulación predistorsión con MPM.	67
Fig. 4.12: Curvas AM/AM. MPM.	67
Fig. 4.13: Simulación con PCA (50%).	67
Fig. 4.14: Curvas AM/AM. PCA (50%).	67
Fig. 4.15: Simulación predistorsión con PCA (75%).	68
Fig. 4.16: Curvas AM/AM. PCA (75%).	68
Fig. 4.17: Comparación de modelos en espectro.	68
Fig. 4.18: KPCA (50%) con BIAS 40 mA.	69
Fig. 4.19: KPCA (100%) con BIAS 40 mA.	69
Fig. 4.20: KPCA (100%) con BIAS 45 mA.	70
Fig. 4.21: KPCA (100%) con BIAS 40 mA.	70
Fig. 4.22: Mejora ACPR. KPCA (100%).	70
Fig. 4.23: Mejora ACPR. KPCA (50%).	70
Fig. 4.24: Mejora EVM con PCA (50%).	71
Fig. 4.25: Mejora ACPR con PCA (50%).	71
Fig. 4.26: Comparación constelaciones MPM.	72
Fig. 4.27: Espectro con MPM.	72
Fig. 4.28: Comparación constelaciones PCA 50%.	72
Fig. 4.29: Espectro con PCA 50%.	72
Fig. 4.30: Comparación constelaciones PCA 75%.	72
Fig. 4.31: Espectro con PCA 75%.	72
Fig. 4.32: Comparación de modelos. Verificación PCA.	73
Fig. 4.33: Mejora ACPR. Modelo PCA (50%) comparación de frecuencias.	73
Fig. 4.34: Mejora EVM. Modelo PCA (50%) comparación de frecuencias.	73
Fig. 4.35: Espectro. Modelo PCA (50%) comparación de frecuencias.	74
Fig. 4.36: Mejora EVM con KPCA 100%.	75
Fig. 4.37: Mejora ACPR con KPCA 100%.	75

Fig. 4.38: Mejora EVM con KPCA 50%.....	75
Fig. 4.39: Mejora ACPR con KPCA 50%.....	75
Fig. 4.40: Comparación constelaciones KPCA 50%. BIAS 40.	76
Fig. 4.41: Espectro con KPCA 50%. BIAS 40.....	76
Fig. 4.42: Comparación constelaciones KPCA 100%. BIAS 40.	76
Fig. 4.43: Espectro con KPCA 100%. BIAS 40.....	76
Fig. 4.44: Comparación constelaciones KPCA 50%. BIAS 45	76
Fig. 4.45: Espectro con KPCA 50%. BIAS 45.....	76
Fig. 4.46: Comparación constelaciones KPCA 100%. BIAS 45.....	77
Fig. 4.47: Espectro con KPCA 100%. BIAS 45.....	77
Fig. 4.48: Mejora ACPR. Modelo PCA (50%) comparación de BIAS.	77
Fig. 4.49: Mejora EVM. Modelo PCA (50%) comparación de BIAS.....	77
Fig. 4.50: Mejora ACPR. Modelo KPCA (50%) comparación de BIAS.	78
Fig. 4.51: Mejora EVM. Modelo KPCA (50%) comparación de BIAS.....	78
Fig. 4. 52: Resultado de linealizar en el osciloscopio.	78

INDICE DE TABLAS

Tabla 2.1: Características señal LDACS.....	21
Tabla 2.2: Restricciones de EVM impuestas por el SESAR.	28
Tabla 2.3: Valores señal LDACS ideal.....	29
Tabla 2.4: Valores frontera de CR obtenidos mediante simulación.....	33
Tabla 3.1: Rizado y cota de atenuación banda RL.	44
Tabla 3.2: Rizado y cota de atenuación banda RL.POF 50 m.	45
Tabla 3.3: Variación de valores escogidos para caracterizar el sistema.	46
Tabla 3.4: Variación de valores escogidos para caracterizar el Clipping Ratio.....	48
Tabla 4.1: Valores escogidos para Linealización.	64
Tabla 4.2: Reducción de dimensionalidad aplicada.....	65
Tabla 4.3: Linealización a la frecuencia superior.	66
Tabla 4.4: Linealización a la frecuencia superior BIAS 40 mA.	69
Tabla 4.5: Linealización a la frecuencia superior BIAS 45 mA.	69
Tabla 4.6: Medidas de linealización a la frecuencia superior.	71
Tabla 4.7: Medidas de linealización a la frecuencia superior BIAS 40 mA.....	74
Tabla 4.8: Medidas de linealización a la frecuencia superior BIAS 45 mA.	74

LISTA DE ACRÓNIMOS

LDACS	L-band Digital Aeronautical Communications System
SESAR	Single European Sky ATM Research
NextGen	Next Generation National Airspace System
ATM	Air Traffic Management
OACI	Organización de Aviación Civil Internacional
CNS	Communication, Navigation and Surveillance
ADS-B	Automatic Dependent Surveillance – Broadcast
DSB-AM	Double-SideBand suppressed-carrier transmission
VHF	Very High Frequency
AOC	Aeronautical Operational Control
GS	Ground Station
TMA	Terminal Maneuvering Area
FL	Forward Link
RL	Return Link
RF	RadioFrecuency
RoF	Radio over Fiber
RFoPOF	RadioFrecuency over Plastic Optic Fiber
RoPOF	Radio over Plastic Optic Fiber
SI-POF	Fibra óptica de plástico de salto de índice
POF	Plastic Optic Fiber
PM	Polinomial Model
MPM	Memory Polinomial Model
PCA	Principal Characteristics Analisis
Kernel-PCA	Principal Characteristics Analisis with Kernel
CeNIT	Communications Networks and Information Technologies
GTF	Grupo de Tecnologías Fotónicas
OFDM	Orthogonal Frecuency Division Multiplexing
CP	Cyclic prefix
ISI	Intersymbolic Interference
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
LTE	Long Term Evolution
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
DME	Distance Measuring Equipment
CR	Clipping Ratio
PAPR	Peak to Average Power Ratio
EVM	Error Vector Magnitude
RMS	Root Mean Square
NMSE	Normalized Mean Square Error
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio
SQNR	Signal Quantification Noise Ratio
SNR	Signal Noise Ratio
ADC	Analog-Digital-Convensor
DAC	Digital-Analog-Convensor

AM/AM	Amplitude-to-Amplitude Modulation
BB	Base Band
LNA	Low Noise Amplifier
SDR	Software Define Radio
DFB	Distributed Feedback Laser
BTB	Back to Back
PD	PhotoDiode
BIAS	Corriente de polarización de un láser
GTx	Transmission Gain
PTx	Transmission Power
APD	Analog Predistorsion
DPD	Digital Predistorsion
IF	Intermediate Frecuency
ILA	Indirect Learning Aproach
DLA	Direct Learning Aproach
SISO	Single Input Single Output
MISO	Multiple Input Single Output
SIMO	Single Input Multiple Output
MIMO	Multiple Input Multiple Output
PA	Power Amplifier
LS	Least Square

CAPITULO 1: Introducción.

1.1 Introducción.

La modernización de la gestión de tráfico aéreo es necesaria para satisfacer los requisitos que plantea el crecimiento sostenible del tráfico aéreo en todo el mundo. Actualmente se está llevando a cabo un importante proceso de modernización para la aviación civil en el marco de SESAR (*Single European Sky ATM Research*) y NextGen (*Next Generation National Airspace System*) en Europa y Estados Unidos, respectivamente. Un factor clave de este proceso de actualización es la introducción de mejores tecnologías de comunicación, navegación y vigilancia.

En este trabajo se presentan nuevos avances en comunicaciones aeronáuticas para la gestión de tráfico aéreo, centrándose en el Sistema de Comunicaciones aeronáuticas Digitales de Banda L (LDACS). LDACS está bien situado para convertirse en la primera tecnología integrada de comunicaciones, navegación y vigilancia para la aviación civil, utilizando una infraestructura terrestre común, simplificando el despliegue y reduciendo los costes de despliegue y mantenimiento. [1]

1.2 Radio-sobre-Fibra óptica en aeronáutica.

Las redes de datos en aeronaves han aumentado drásticamente en complejidad y funcionalidad a lo largo de la historia del vuelo con motor. Las redes modernas deben admitir una gran cantidad de nodos con una amplia gama de longitudes de tramo, anchos de banda y protocolos de comunicación. Los sistemas existentes, basados principalmente en conductores de cobre de señales eléctricas, han evolucionado para soportar estas demandas cada vez mayores. A pesar de las mejoras tecnológicas, estas redes siguen una tendencia creciente en cuanto a complejidad, tamaño, peso y coste. Por otra parte, normalmente es necesario segregar por medios físicos distintos tipos de información atendiendo al nivel de importancia, lo que implica requisitos de cableado adicionales. El uso de la tecnología de fibra óptica reduce el tamaño, el peso y el coste, mejorando la modularidad, flexibilidad y escalabilidad de la red. La flexibilidad de la tecnología fotónica se puede aprovechar en un sistema práctico dentro las limitaciones de las restricciones de seguridad. Además, la fibra óptica aporta otras ventajas implícitas, como la inmunidad electromagnética y una mayor seguridad. [2]

El auge de las tecnologías fotónicas para los mercados de telecomunicaciones terrestres ha proporcionado una rica fuente de técnicas y componentes que pueden adaptarse a los entornos aeroespaciales. Sin embargo, se requiere investigación y desarrollo para poner la fotónica en igualdad de condiciones con las tecnologías heredadas, de modo que las ventajas de las redes fotónicas puedan llevarse a los sistemas de aviónica. Se han identificado varios desarrollos tecnológicos explícitos impulsando soluciones dentro de los organismos de estandarización reconocidos, para introducir las ventajas de las redes fotónicas integradas a la aviónica. Identificando los sistemas de cabina como el área de aplicación más inmediata para implementar las redes fotónicas.

1.3 Gestión de tráfico Aéreo.

Todas las aeronaves en el espacio aéreo controlado son administradas por un sistema de gestión de tráfico aéreo (ATM) estandarizado a nivel mundial para garantizar flujos de tránsito eficientes y seguridad de vuelo. Los controladores en tierra monitorean el tráfico aéreo, dan órdenes a los pilotos y aceptan o rechazan las solicitudes de estos sobre cambios en sus rutas de vuelo. El sistema ATM actual funciona correctamente, pero debido al continuo crecimiento del transporte aéreo, se espera que alcance sus límites de capacidad en los próximos años en Europa y Estados Unidos, regiones del mundo con mayores densidades de aeronaves.

Para garantizar un crecimiento sostenible del tráfico aéreo en el mundo, se requiere una modernización de la ATM destinada a aumentar la eficiencia y la seguridad de los vuelos. Por ello, se están desarrollando dos grandes proyectos: SESAR [3] en Europa y NextGen [4] en Estados Unidos. Ambos armonizados globalmente en el marco de la Organización de Aviación Civil Internacional (OACI). Para esta modernización se deben diseñar nuevos procedimientos operativos, requiriendo tecnologías mejoradas de comunicación, navegación y vigilancia (CNS) para poder implementarlos.

En Vigilancia, se empleará radiodifusión mediante el sistema de vigilancia automática (ADS-B), convirtiéndose en el principal componente de la vigilancia cooperativa. Las aeronaves informarán periódicamente de su posición junto con datos adicionales. Estos informes los recibirán otras aeronaves próximas y las estaciones terrenas. De esta forma se logra un conocimiento constante de la situación tanto a bordo de las aeronaves como en tierra.

En Navegación, se prevé un uso creciente de la navegación por satélite junto con sistemas de aumento. Así se dispone de precisión para todas las fases del vuelo, además de habilitar trayectorias de vuelo más complejas que reducen las huellas de ruido.

En Comunicaciones, la actualización precisa de un cambio de paradigma de las comunicaciones de voz a las de datos. El intercambio de información cada vez mayor y más complejo entre controladores y pilotos exige tecnologías modernas. La tecnología utilizada es la modulación de amplitud de doble banda lateral (DSB-AM) desplegada en la banda VHF (118-137 MHz), que se introdujo en 1940. Aunque garantiza fiabilidad entre aeronave y tierra, es muy ineficiente en cuanto al espectro. En los 90, la OACI estandarizó los primeros enlaces de datos digitales en banda VHF, los estándares VDL [5]. De los 3 disponibles, VDL Modo 2/3/4, únicamente el Modo 2 está previsto para comunicaciones ATM y actualmente está implementado con una asignación de 4 canales VHF, aunque con una capacidad de datos limitada. Con una velocidad de modulación de 31.5 Kb/s y acceso múltiple con detección de portadora se limita la velocidad de datos real neta a pocos Kb/s, lo que está muy por debajo de lo que se espera que necesite la modernización total de la ATM [6]. Como consecuencia se ha comenzado el desarrollo del futuro sistema de comunicaciones aeronáuticas, LDACS [7]. Este sistema debe utilizar la banda L (960-1164 MHz) garantizando la coexistencia con los sistemas heredados. LDACS es un sistema de banda ancha celular de

aplicaciones múltiples capaz de proporcionar varios tipos de servicios de tráfico aéreo y servicios de comunicaciones de control operativo aeronáutico (AOC) simultáneamente desde estaciones terrestres (GS). Está optimizado para comunicaciones de enlace de datos, pero también permite comunicaciones de voz entre aire y tierra. Admite comunicación en todos los espacios aéreos (aeropuerto, TMA y en ruta) y en la superficie del aeropuerto. Los servicios que requieren área de cobertura amplia se instalan en varias celdas LDACS adyacentes, el traspaso es continuo, automático y transparente para el usuario. Proporciona un enlace de datos punto a punto bidireccional que comprende un enlace directo (FL, 1110-1156 MHz) y un enlace inverso (RL, 964-1010 MHz).

1.4 Objetivos.

El objetivo general de este Trabajo de Final de Grado es investigar la aplicación de radio sobre Fibra óptica de plástico (RFoPOF), en concreto fibra óptica de salto de índice (SI-POF), para su aplicación en los sistemas ATM-LDACS. Se aborda la problemática relacionada con las distorsiones producidas por dicho enlace, además de implementarlas en diferentes escenarios y verificarlas.

Para abordar la problemática mencionada, se proponen la consecución de diferentes objetivos, que se enumeran a continuación:

Objetivo 1: mediante el uso de Matlab, se propone generar y analizar las señales del sistema LDACS descritas en su estándar correspondiente para comunicaciones Aire-Tierra, que serán transmitidas a través del enlace experimental que se implementará en el laboratorio y, a su vez, aplicar mecanismos de contención del posible recrecimiento espectral generado por el enlace.

Objetivo 2: implementar un sistema experimental simplificado incluyendo dispositivos y medios de transmisión óptica además de los elementos de RF y electrónicos necesarios que represente un enlace entre una unidad central (*Avionic Line Replacement Unit -LRU-*) y una unidad remota (Sink LRU) emplazada en otro punto conveniente de la aeronave para transmisión LDACS.

Objetivo 3: evaluar la viabilidad de la transmisión utilizando fibra óptica de plástico a partir de un profundo estudio de las distorsiones producidas en el propio enlace, debidas principalmente a las limitaciones provocadas por la distorsión lineal y no lineal que causan los diferentes dispositivos que lo componen y la propagación por el soporte físico elegido, es decir, la fibra de plástico. La evaluación de resultados se fundamentará en las figuras de mérito explicadas posteriormente.

Objetivo 4: tras el modelado del sistema de transmisión, introducir una técnica de linealización conocida como predistorsión digital, por medio del uso del modelo polinomial sin memoria (PM) y con memoria (MPM). Una vez aplicados los modelos se tratará de reducir la complejidad empleando las técnicas de Análisis de componentes principales (PCA) y Análisis de componentes principales con Kernel (KPCA). Ambas son técnicas reducción de dimensionalidad basadas en extracción de componentes principales, aunque KPCA no se ha implementado nunca en arquitecturas de este tipo ni en predistorsión digital, se pretenderá validar y dejar para el futuro una implementación eficiente. Tras la obtención de las señales linealizadas en simulación, se pretende verificar resultados de forma experimental.

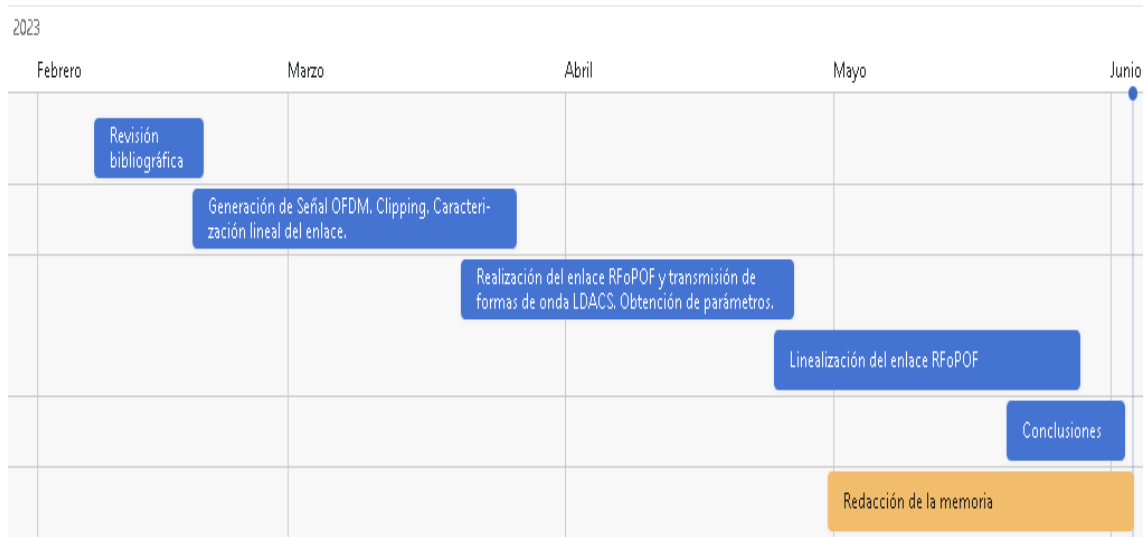
El tema surge de la colaboración entre el grupo de Comunicaciones *Communications Networks and Information Technologies* (CeNIT) y el subgrupo de fibras ópticas de plástico del Grupo de Tecnologías Fotónicas (GTF), ambos adscritos al Instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón. Además, los objetivos anteriores 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 7.3, 7b, 8.2, 9.1, 9.5 y 9c de los mismos.

Esta memoria se ha estructurado en 5 apartados. El primero se centra en el concepto de RoF en aeronáutica, pone en contexto el problema a resolver y cómo se ha abordado y se muestra el cronograma referente al tiempo de realización de este trabajo. En el segundo apartado se introducen las señales basadas en el estándar LDACS, su generación y análisis de linealidad centrado en la banda LDACS-RL. En el tercer apartado se explica la arquitectura RFoPOF propuesta, se evalúa la transmisión OFDM-LDACS del enlace y se sacan unas conclusiones parciales sobre el cumplimiento de los objetivos. En el apartado 4, se aborda la predistorsión, se extrae la dinámica no lineal del enlace, se analizan los efectos no lineales y se linealiza el sistema POF-LDACS mediante simulación y verificándolo experimentalmente. Por último, en el apartado 6 se exponen las conclusiones y las líneas futuras del trabajo. En los anexos, se exponen las líneas de código referentes al simulador creado, se presentan las medidas y las figuras correspondientes a las configuraciones propuestas y las hojas de características de los dispositivos del montaje experimental.

1.5 Cronograma.

El orden cronológico seguido para la realización del proyecto es el que se muestra en el cronograma mostrado a continuación.



CAPITULO 2: Generación y análisis de la señal OFDM para LDACS.

2.1 Introducción.

El sistema LDACS emplea transmisión de banda ancha usando multiplexación ortogonal por división de frecuencia (OFDM) junto con codificación y modulación adaptables. Debido a que no hay grandes bloques de espectro no utilizado disponibles en banda L, al ancho de banda está limitado aproximadamente a 500 KHz. Para evitar compartir este ancho de banda entre los enlaces FL y RL, se aplica dúplex por división en frecuencia. Como resultado, el enfoque de diseño logra velocidades de datos netas de 561Kb/s, usando codificación fuerte y modulación robusta, hasta 2.6Mb/s, con codificación débil y modulación de orden superior. [8]

Esta modulación está basada principalmente en la división del espectro disponible en varios subcanales donde la información está modulada en múltiples portadoras, cada una a distinta frecuencia y siendo ortogonales entre sí. Entre las ventajas que puede proporcionar esta modulación, se puede destacar la robustez que presenta ante los problemas que produce la propagación multitrayecto, un uso bastante eficiente del espectro, la flexibilidad para poder adaptarse a sistemas de gran ancho de banda gracias a la ecualización en el dominio frecuencial y la inserción de un prefijo cíclico (CP) que provoca la eliminación de los efectos producidos por las interferencias intersimbólicas (ISI). [9]

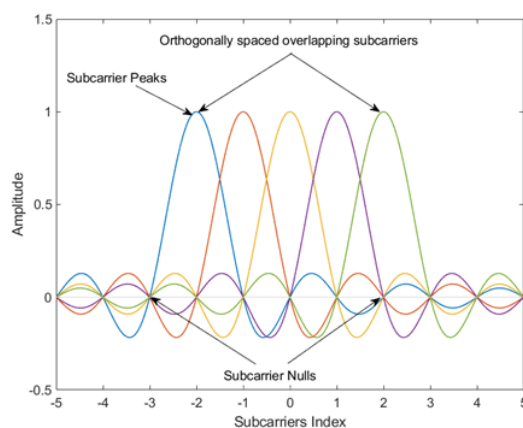


Fig. 2.1: Espectro de una señal OFDM.

Antes de diseñar el sistema, se analiza el entorno de transmisión teniendo en cuenta sus características. Esto es de suma importancia en el entorno de comunicaciones aeronáuticas aire/terra, ya que sus características difieren de los entornos de radiocomunicaciones móviles terrestres. Por ello, adoptar un sistema maduro como WiMAX o LTE conduciría a un rendimiento deficiente ya que implican requisitos de diseño diferentes.

Los requisitos específicos para un sistema de comunicaciones aeronáuticas en banda L se resumen en:

- Según [10], LDACS proporcionará una cobertura de hasta 200 nm, que corresponde con un radio de celda de aproximadamente 370 km. Esto conduce a grandes retrasos de propagación de hasta 1.2 ms. Si la transmisión no es sincronizada, se deben prever tiempos de guarda grandes. Al ser un área tan grande, habrá una gran cantidad de aeronaves activas dentro de la celda.
- LDACS tiene que soportar una movilidad de usuario muy alta que conduce a grandes desplazamientos Doppler. La velocidad máxima es de 1080 Km/h esto conlleva un desplazamiento Doppler de aproximadamente 1 kHz, suponiendo una frecuencia de portadora de 1 GHz. Si vuelan en direcciones opuestas, sus mensajes pueden llegar con un desplazamiento en frecuencia de 2 KHz a una estación terrestre. Se deben prever bandas de guarda o compensación en frecuencia.
- Está diseñado para transportar servicios ATM, que plantean exigencias mucho mayores en cuanto a latencia, seguridad y solidez.
- El tamaño de los servicios ATM es pequeño. Esto influye en el entramado y codificación de los canales. Debe preverse granularidad alta de los paquetes de datos y una asignación flexible de los recursos de transmisión. La codificación tiene que ser fuerte, especialmente para bloques de codificación pequeños. Se deben definir tamaños de bloque de codificación flexibles.
- Debido a que los recursos del espectro en banda L son escasos y están fragmentados por los sistemas heredados, para lograr una capacidad de transmisión alta se deben utilizar tantos recursos de espectro como sea posible. Por otro lado, una asignación de espectro así introducirá una interferencia considerable de los sistemas heredados, por tanto, nos exige solidez del diseño del sistema y de los algoritmos del receptor.

Los requisitos son muy específicos, en consecuencia, es necesario un diseño personalizado para LDACS. La tabla 2.1 presenta un resumen de los parámetros más importantes del sistema LDACS. En lo referente a la modulación empleada.

Tabla 2.1: Características señal LDACS.

Parámetro del sistema LDACS	Valor
Tamaño OFDM	64
Número de subportadoras utilizadas	50
Ancho de banda OFDM total	625 KHz
Ancho de banda efectivo	498 KHz
Espaciado de subportadoras	9,77kHz
Duración del símbolo OFDM	102,4ms
Duración del intervalo de protección OFDM	4,8 ms
Duración de la ventana de transmisión	12,8 ms
Duración total del símbolo OFDM	$102,4 \text{ ms} + 4,8 \text{ ms} + 12,8 \text{ ms} = 120 \text{ ms}$
Intervalo de muestreo	1,6 ms
Tasa de datos neta mínima (QPSK); RL y FL combinado	561 kbps
Velocidad máxima de datos netos (64-QAM); RL y FL combinado	2,6 MB/s

Otro aspecto importante a tener en cuenta en el diseño de la señal LDACS será la estructura de las tramas para cada uno de los enlaces, FL y RL. La Fig. 2.2 indica el esquema para ambos enlaces.

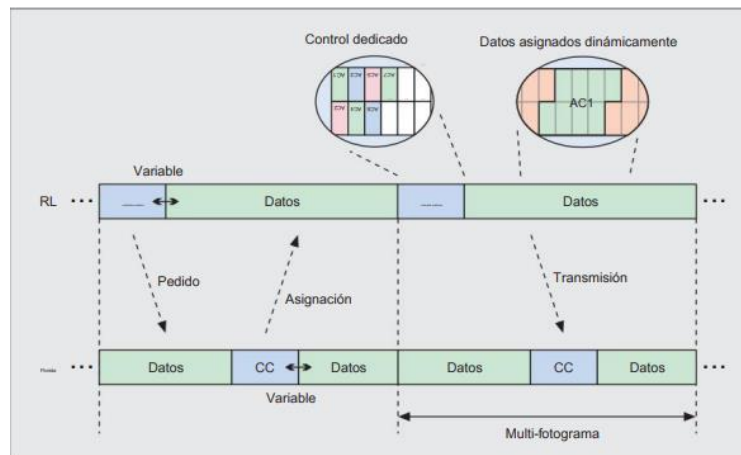


Fig. 2.2: Estructura de tramas LDACS₁ para enlace inverso (RL) y enlace directo (FL); DC: marco de control dedicado; CC: marco de control común; Datos: marco de datos; AC#: la aeronave propietaria del slot de transmisión.

Una vez introducidas las características del sistema LDACS, la Fig. 2.3 muestra teóricamente el espectro de la señal entre canales DME adyacentes y la Fig. 2.4 el funcionamiento de las comunicaciones futuras aire-aire y aire-tierra.

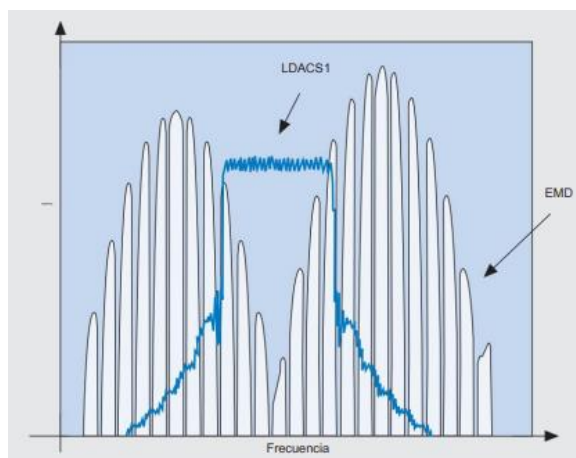


Fig. 2.3: Señal LDACS colocada entre canales DME adyacentes.

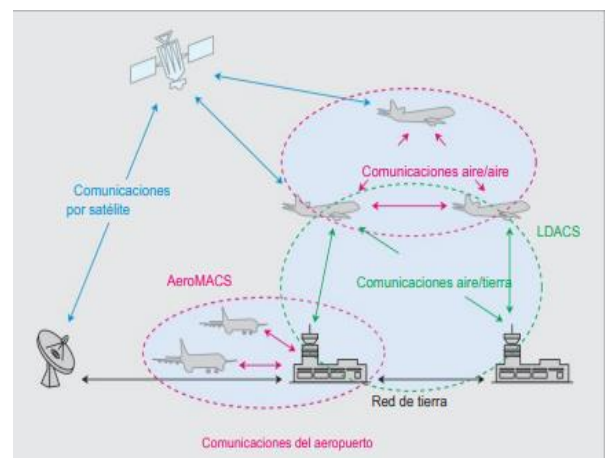


Fig. 2.4: FCI que comprende el esquema de comunicaciones futuras.

2.2 Generación de la señal OFDM para LDACS.

2.2.1 Señales generadas.

El sistema LDACS se basa en una señal OFDM, por tanto, en primer lugar, se genera una señal OFDM para distintas modulaciones en las subportadoras. Para la creación de esta señal se ha adaptado el código en Matlab de [11], variando el intervalo de guarda, el número de símbolos por trama y un sobremuestreo final. Los parámetros finales implementados para simular la señal OFDM con un tiempo y frecuencia de muestreo, prefijo cíclico y demás valores adecuados se pueden encontrar en el anexo A1, y el resultado se aprecia en la Fig. 2.5.

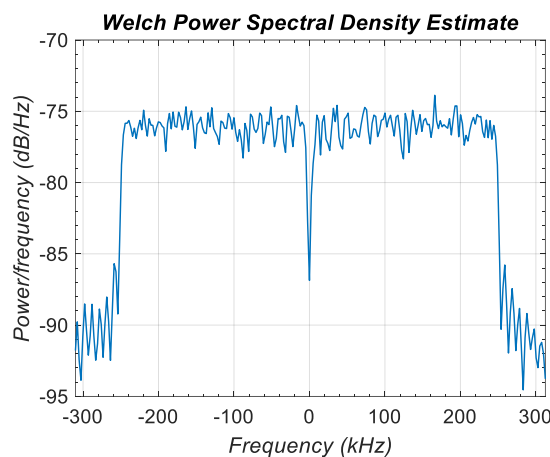


Fig. 2.5: Señal OFDM con modulación QPSK.

A partir de la experiencia adquirida con una implementación básica, se utiliza el simulador proporcionado por la agencia espacial alemana (DLR) [3] para la transmisión de la señal a la plataforma de procesamiento de señal. Es necesario señalar que dicho simulador no incluye ningún tipo de documentación, por lo que la experiencia adquirida con el código básico es crucial para el uso correcto del código DLR y realizar las modificaciones necesarias para su transmisión. La diferencia entre la implementación básica y la proporcionada por el simulador de DLR es que éste último contiene la señalización, organización en tramas y codificación de canal propias del estándar LDACS. No obstante, es necesario introducir cambios relevantes para la adecuada generación y análisis en un *transceiver* real. El sincronismo se logra introduciendo un pulso al comienzo de la señal, luego la señal es correlada y se alinea en fase para que el sincronismo sea correcto. Se añade también la configuración de las modulaciones analizadas en este trabajo. Además, se configura el canal de transmisión y recepción de la plataforma para enviar la señal generada. En el Anexo A.2 se encuentra el simulador con las líneas de cálculo de los parámetros de interés y en el Anexo A.3 se encuentra el generador utilizado para la transmisión de la señal al sistema experimental. Para la simulación y la transmisión, se fija una secuencia de datos pseudoaleatoria PN9, de esta manera los cálculos y las medidas obtenidas serán comprobables en diferentes experimentos y el factor de sobremuestreo, en relación al muestreo dado por el tamaño

de la FFT utilizada es de 12. De esta manera será posible estudiar las características lineales y no lineales de la señal generada sin introducir una complejidad excesiva.

Con el objetivo de estudiar la influencia de los parámetros variables en la linealización de un sistema de transmisión, se genera la señal con variaciones para analizar el efecto de algunos parámetros sobre el comportamiento de esta. Uno de los parámetros variables es la modulación utilizada para la transmisión de datos. En este caso, se permiten las modulaciones: QPSK, 16-QAM y 64-QAM. La tasa de transmisión también es variable con dependencia de la modulación utilizada. Por otro lado, se modifica la frecuencia y se analiza el comportamiento de las señales transmitidas para la frecuencia inferior de RL, 964 MHz, para la intermedia, 987 MHz, y para la superior, 1010 MHz de la banda correspondiente al enlace Aire-Tierra.

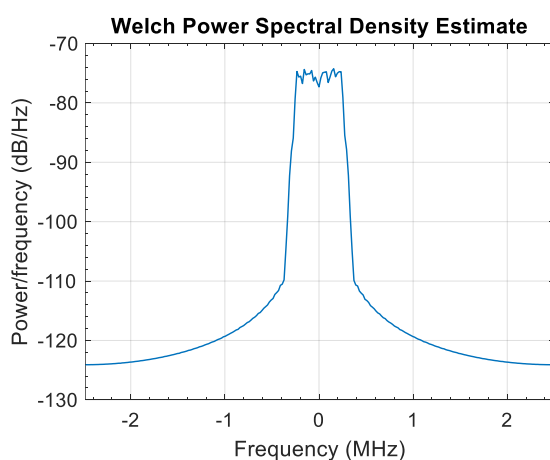


Fig. 2.6: Señal basada en el sistema LDACS con modulación 16-QAM.

2.2.2 Algoritmos de *Clipping*.

Debido a que los enlaces RFoPOF pueden presentar un comportamiento no lineal inherente a los láseres modulados directamente y al cabezal de RF situado en la unidad remota, para conseguir un enlace descendente con la mayor eficiencia de transmisión de potencia posible se requiere en ocasiones aplicar una técnica de *Clipping* a la señal [12]. Las señales en un sistema OFDM pueden tener valores de pico elevados en el dominio temporal, ya que muchos componentes de subportadora se añaden mediante una operación IFFT. Por lo tanto, la elevada PAPR, es uno de los aspectos más perjudiciales.

Las técnicas de reducción de PAPR se basan en diferentes enfoques aplicados a la señal: técnica de *Clipping*, técnica de Codificación, técnica Probabilística (*Scrambling*), técnica de Predistorsión Adaptativa y técnica de Difusión DFT.

Este trabajo se centra en la técnica de *Clipping*, que emplea el recorte o la saturación no lineal alrededor de los picos para reducir la PAPR, permitiendo que los sistemas operen más cerca de la saturación. Su aplicación es sencilla, pero puede causar interferencias dentro y fuera de banda destruyendo la ortogonalidad entre las subportadoras. Este enfoque particular incluye la técnica de Escalado en Bloque, la

técnica de Clipping y Filtrado, la técnica de Ventana de Picos, la técnica de Cancelación de Picos, la técnica de Proyección de Fourier y la técnica de Reconstrucción Asistida por Decisión. Los estilos planteados en este trabajo son la *Cancelación de picos* y el *Clipping y Filtrado*.

La potencia máxima ocurre cuando las N subportadoras se suman en fase. Al aplicar un sobremuestreo en tiempo de factor $L \geq 4$ la señal $x[n]$ tendrá aproximadamente el mismo PAPR que $x(t)$, por tanto, la definición del PAPR pasará a ser el siguiente:

$$PAPR = \frac{\max |x'[m]|^2}{E\{|x'[m]|^2\}} \quad (2.1)$$

mejorándose los valores en aproximadamente 0.5 dB únicamente con el sobremuestreo.

La técnica de **Cancelación de picos o Hard Clipping**, se basa en considerar el pseudo máximo de la señal como el nivel de clipping μ , cualquier señal que supere en amplitud a μ se saturará a este valor. El μ óptimo suele estar en torno a 4σ , siendo σ la desviación de la señal, aunque es dependiente del nivel de cuantización. Esta técnica limita el máximo de la señal a transmitir, pero la mejora principal es la reducción de la distorsión en banda (reduce el BER) comparado a la que tendría cuando se transmite por un sistema no lineal.

La técnica de **Clipping y filtrado** sigue los mismos pasos, pero para lograr la reducción de distorsión de manera eficiente, se realiza un filtrado en los canales adyacentes y en la propia banda. El filtrado en los canales adyacentes se realiza para reducir las interferencias generadas por recrecimiento espectral. Este filtrado de la señal tiene un coste de pico ya que puede superar μ . En la propia banda es necesario filtrar ya que puede aparecer *aliasing* en las frecuencias altas, para evitar esto, es importante el previo sobremuestreo en tiempo, seguido de un filtro paso bajo y un filtro paso banda. El diagrama de bloques del método se muestra en la Fig. 2.7.

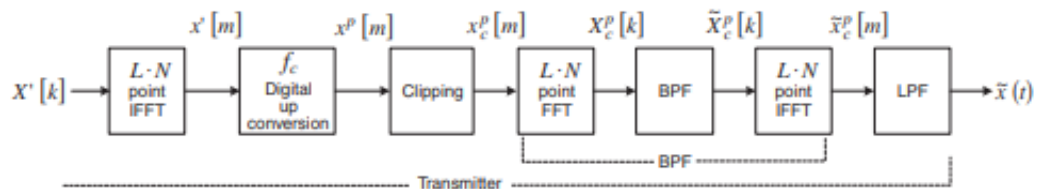


Fig. 2.7: Diagrama de bloques de la técnica de clipping y filtrado.

Un parámetro imprescindible es el denominado nivel de recorte (*Clipping Ratio-CR*-) normalizado por el valor eficaz RMS de la señal OFDM, de forma que:

$$CR = \frac{\mu}{\sigma} \quad (2.2)$$

siendo μ, σ los momentos de la señal antes definidos. Para la transmisión a través de un sistema no lineal se ajusta este parámetro y se justifica la eficiencia de los algoritmos. [11]

2.2.3 Métricas de evaluación de las prestaciones.

Las figuras de mérito son las métricas de evaluación de las prestaciones del sistema. Al buscar la linealización del sistema, este trabajo se centra en estudiar la distorsión producida por la señal dentro y fuera de la banda de trabajo. A continuación, se presentan las figuras de mérito:

- Vector error (EVM):

El *Error Vector Magnitude* (EVM), es un vector en el plano IQ entre el punto ideal de la constelación y el punto recibido por el receptor. Proporciona la diferencia entre el símbolo demodulado y el ideal, debido a las no linealidades del transmisor y del canal [13]. Su definición es:

$$EVM[\%] = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\sqrt{I_{err}^2(n) + Q_{err}^2(n)}}{AverageSymbolPower} \right) \times 100 \quad (2.3)$$

en la que se distingue $I_{err} + jQ_{err}$ como el error respecto al símbolo ideal y n como el índice. Este parámetro proporciona la medición de la distorsión producida por la señal en la banda.

- Error cuadrático medio (RMS):

El *Root Mean Square* (RMS), mide las diferencias entre los valores predichos por un estimador ($\hat{\theta}$) y los valores observados (θ). Se define como:

$$RMS(\theta) = \sqrt{E[(\hat{\theta} - \theta)^2]} \quad (2.4)$$

donde $E[.]$ es la esperanza de la muestra. Al combinar RMS y EVM, se llega al *Relative Constellation Root Mean Square error*, definido como:

$$Error_{RMS} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{N_f} \sum_{j=1}^{L_p} \sum_{k \in S} \sqrt{\frac{[I(i, j, k) - I_o(i, j, k)]^2 + [Q(i, j, k) - Q_o(i, j, k)]^2}{I_o(i, j, k)^2 + Q_o(i, j, k)^2}} \quad (2.5)$$

dónde M es el número total de medidas, L_p es la longitud de la trama OFDM que contiene datos, N_f es el número de tramas OFDM que contienen datos, $I_o + jQ_o$ son los símbolos ideales en el plano complejo, $I + jQ$ son los símbolos observados y S es el grupo de subportadoras de datos moduladas dónde se realiza la medición.

- **Relación de potencia en canal adyacente (ACPR):**

El *Adjacent Channel Power Ratio* (ACPR) mide la distorsión del canal adyacente, es decir, el canal contiguo a la banda de la señal transmitida [14]. Esta distorsión es ocasionada por la potencia de las componentes del recrecimiento espectral que produce las no linealidades situadas en los canales adyacentes a la banda transmitida. Relaciona la potencia total introducida por el canal adyacente con respecto a la medida de potencia en la señal transmitida. La expresión es:

$$ACPR[dBc] = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\int_{Channel} |Y(f)|^2 df}{\int_{AdjChannel} |Y(f)|^2 df} \right) \quad p = 1, 2, 3... \quad (2.6)$$

con $Y(f)$ la transformada de Fourier de la señal de salida y p cada canal adyacente si la señal es determinista y de energía. Si la señal es un proceso estocástico, entonces se integra en su lugar la densidad espectral de potencia del mismo.

- **Relación potencia de pico a promedio (PAPR):**

El *Peak to Average Power Ratio* (PAPR) mide la relación entre la potencia máxima y la potencia media de la señal compleja en la banda de paso. Siendo $s(t)$ la señal compleja, su definición es la siguiente:

$$PAPR[\bar{s}(t)] = \frac{\max \left| \Re[\bar{s}(t) \times e^{j2\pi f_c t}] \right|^2}{E \left\{ \left| \Re[\bar{s}(t) \times e^{j2\pi f_c t}] \right|^2 \right\}} = \frac{\max |s(t)|^2}{E \left\{ |s(t)|^2 \right\}} \quad (2.7)$$

En un sistema OFDM, un valor alto de PAPR disminuye la SQNR (relación señal/ruido de cuantificación) del ADC (Convertor Analógico-Digital) y del DAC (Convertor Digital-Analógico), al tiempo que reduce la eficiencia del amplificador de potencia del transmisor.

- **Error cuadrático medio (NMSE):**

El Error cuadrático se utiliza evaluar los métodos de predistorsión que se van a utilizar. Mide la semejanza entre la señal estimada de la salida y la señal de salida medida y se define como:

$$NMSE[dB] = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\sum_n |y(n) - \hat{y}(n)|^2}{\sum_n |y(n)|^2} \right) \quad (2.8)$$

2.3 Análisis de la linealidad de la señal LDACS RL generada.

2.3.1 Especificaciones básicas en términos de linealidad y EVM según la normativa.

2.3.1.1 EVM mínimo.

Para garantizar que la SNR (relación Señal-Ruido) del receptor no se degrada más de 0.5 dB debido a la SNR del transmisor terrestre, el error relativo de constelación, promediado sobre todas las subportadoras, tramas OFDM y paquetes, no podrá superar los valores de la tabla 2.2 [15] en términos de error cuadrático relativo a la constelación. No obstante, teniendo en cuenta que lo más habitual es trabajar en vector error para la mayoría de los sistemas, se ha calculado el vector error equivalente asociado a la especificación LDACS, que es más sencillo de manejar y que se implementa por defecto en la mayoría de instrumentación de medida.

Tabla 2.2: Restricciones de EVM impuestas por el SESAR.

Modulación	Tasa	Relative Constellation RMS Error	
		dB	%
QPSK	0.5	-15	17.78
	0.67	-17	14.12
	0.75	-18.5	11.88
16-QAM	0.5	-21.5	8.41
	0.67	-23	7.07
64-QAM	0.5	-25	5.62
	0.67	-28.5	3.75
	0.75	-31	2.81

2.3.1.2 Máscara espectral y ACPR.

Fuera de banda, la densidad espectral de la señal LDACS transmitida debe estar dentro de la máscara espectral que se muestra en la Fig. 2.8. Las mediciones se realizarán utilizando una resolución de 10 KHz de ancho de banda y 30 KHz de ancho de banda de video. El nivel de 0 dB_r es el promedio de la densidad de potencia en banda de la señal transmitida LDACS [15].

Para cuantificar una estimación de ACPR que refleje la máscara de transmisión LDACS, se realiza una integración entre los puntos de interés en canal adyacente. Para este trabajo, se calcula el valor integrado entre los puntos B-D. Dicho cálculo aproximado resulta en un valor de -55 dB_c en bornes de antena, es decir, incluyendo el cabezal de radio frecuencia.

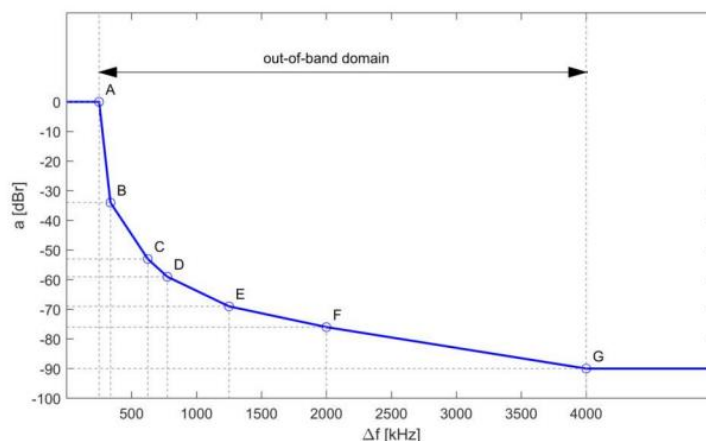


Fig. 2.8: Máscara espectral de un transmisor LDACS.

Puesto que dicha estimación previa es muy restrictiva y la norma no exige nada con respecto al ACPR (o ACLR), se hacen necesarias las siguientes observaciones para el trabajo:

- Será necesario un filtrado adicional para verificar la máscara de emisión en bandas alejadas.
- La máscara de emisión es provisional, ya que según la normativa: "*The preliminary LDACS TX spectral mask as specified in this specification may have to be adjusted, based on the laboratory measurement using real radio equipment*" [15].

Por todo ello, se considerará como ACPR objetivo de este proyecto -50 dBc, que es un valor lo suficiente restrictivo, teniendo en cuenta que es necesario un filtrado cuyo diseño [16] queda fuera del margen del proyecto y que debe implementarse mediante filtros selectivos que pueden programarse en la plataforma de señal escogida.

2.3.2 Evaluación de la señal en simulación. Modulación, PAPR y ACPR.

En primer lugar, se presentan las prestaciones de la señal generada mediante el simulador. Para evaluar las señales, los parámetros medidos son: PAPR, EVM y ACPR para las diferentes modulaciones admitidas.

Tabla 2.3: Valores señal LDACS ideal.

Modulación	EVM	PAPR
QPSK	0.089	10.35
16QAM	0.082	10.62
64QAM	0.094	10.75

En cuanto a la ACPR, se obtienen valores para todas modulaciones en torno a los -70 dBc. En primer lugar, se verifica que el EVM es prácticamente el ideal (0%) que indica la ausencia de distorsión, lo mismo que ocurre con la ACPR. En segundo lugar, se comprueba que la PAPR está por debajo de los 11 dB requeridos en el estándar para el enlace RL. De esta manera, es posible concluir que los errores por redondeo son mínimos, así que las prestaciones iniciales son prácticamente las de una señal ideal.

2.3.3 Técnica de Clipping para el estándar.

Para evaluar el desempeño de los algoritmos de Clipping propuestos para la reducción de PAPR, se evalúan las métricas de prestaciones mencionadas mediante simulación sobre la señal ideal. Se proponen escenarios con una tasa de $1/2$ para QPSK y 16-QAM y de $3/4$ para 64-QAM, que son configuraciones lo suficientemente representativas. El procedimiento seguido es la evaluación del EVM y ACPR cuando se emplea el algoritmo de Hard Clipping y cuando se emplea Clipping y Filtrado.

A continuación, para comprobar el funcionamiento, se modifica el valor de CR, que establece un valor de PAPR concreto. Representando el EVM respecto al PAPR de la señal y comparando con el estándar se consiguen los valores límite de CR para los que se cumple el estándar LDACS. Estos valores se emplean para la transmisión real de la señal. Otro parámetro evaluado es el ACPR de la señal, que se compara con la restricción preestablecida atendiendo a la máscara de emisión. En los siguientes apartados se presentan los resultados obtenidos para la modulación 16-QAM que es la utilizada para el sistema experimental, las medidas y gráficas obtenidas para la modulación QPSK y 64-QAM se pueden encontrar en anexo A.4.

2.3.3.1 Hard Clipping.

Como punto de partida, es importante determinar la variación de PAPR cuando se modifica el factor de Clipping. En la Fig. 2.9 se enseñan los resultados empleando una modulación 16-QAM para cada frecuencia. La Fig. 2.10 muestra el EVM con respecto al CR, superpuesto a la restricción impuesta por el SESAR, se debe tener en cuenta que aplicar un CR menor que 1 no es coherente. Las figuras correspondientes a QPSK y 64-QAM se encuentran en el Anexo A.4.

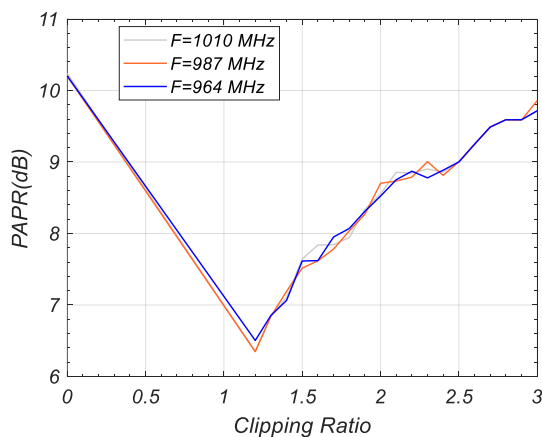


Fig. 2.9: PAPR vs CR. 16-QAM.

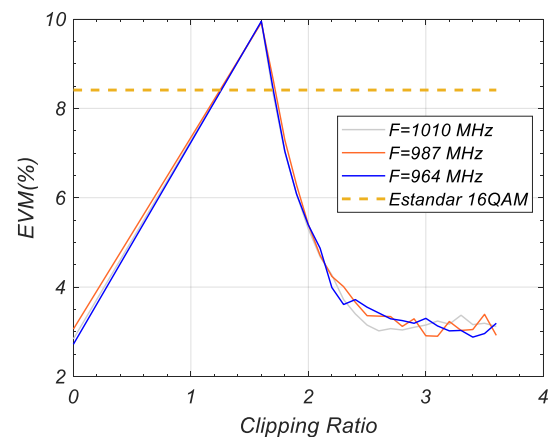


Fig. 2.10: EVM vs CR. 16-QAM.

Otro aspecto que puede variar la eficiencia del algoritmo es la modulación. En la Fig. 2.11 se observa el comportamiento del EVM al variar el CR para las diferentes modulaciones. Se aprecia como para QPSK es posible aplicar un método de *clipping* más agresivo ya que la restricción de EVM es mucho mayor que para 64-QAM.

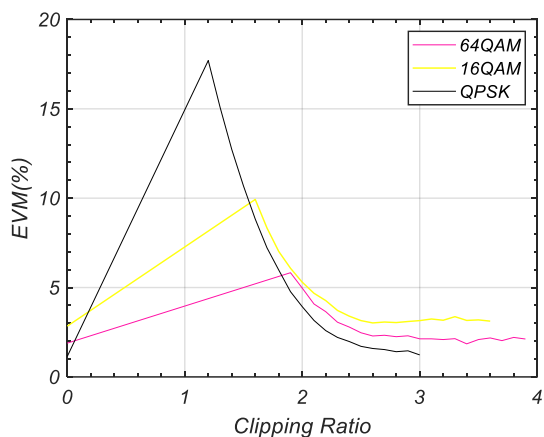


Fig. 2.11: EVM respecto a CR. BIAS 40.

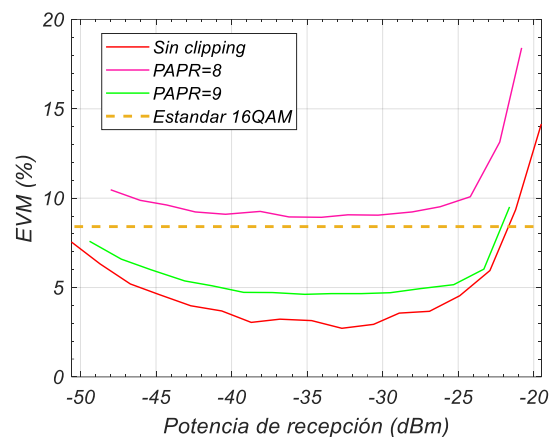


Fig. 2.12: EVM vs Prx. 16-QAM.

En la Fig. 2.12 se representa el EVM con respecto al factor de Clipping para una modulación 16-QAM. En esta, se superponen las simulaciones para la señal sin aplicarle Clipping y la señal habiendo aplicado Hard Clipping con un CR que fija el PAPR a 8 dB y a 9dB junto con el estándar impuesto por el SESAR. Las correspondientes a la modulación QPSK y 64-QAM se encuentran en el Anexo A.4. En esta figura se aprecia el compromiso entre PAPR y EVM, ya que no es sencillo reducir ambas.

En la Fig. 2.13 se representa el EVM respecto al PAPR obtenido modificando el valor de CR desde 1 hasta 5, superpuesto al estándar impuesto por el protocolo LDACS. La norma se cumple únicamente a partir de un PAPR de 4.2 dB. En la Fig. 2.14 se representa el ACPR en comparación con respecto a la restricción establecida en el proyecto, que se cumple a partir de 7.96 dB para este caso particular.

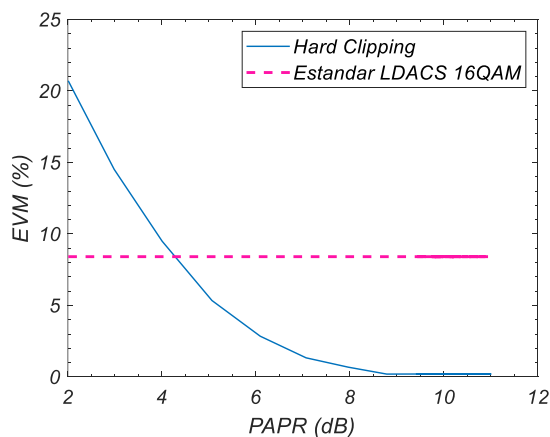


Fig. 2.13: Simulación. EVM respecto PAPR. Modulación 16-QAM aplicando Hard Clipping.

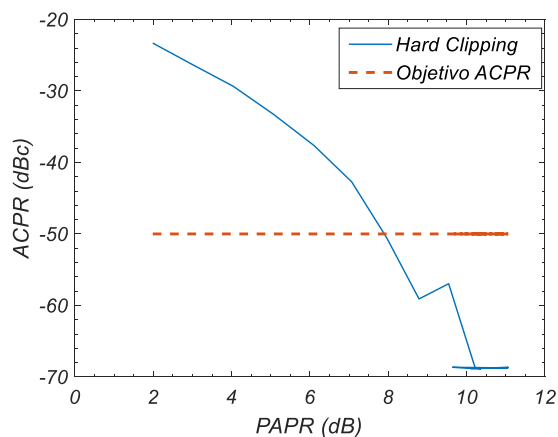


Fig. 2.14: Simulación. ACPR respecto PAPR. Modulación 16-QAM aplicando Hard Clipping.

2.3.3.2 Clipping & Filtering.

De la misma forma, se evalúa el algoritmo de Clipping & Filtering. La simulación se realiza variando los valores de CR desde 1 hasta 5, con paso de 0.25. En la representación del EVM respecto al PAPR en comparación con el estándar se aprecia

que el cumplimiento es a partir de un PAPR de 5.8 dB como vemos en la Fig. 2.15. El mínimo ACPR se cumple con un PAPR de 6 dB.

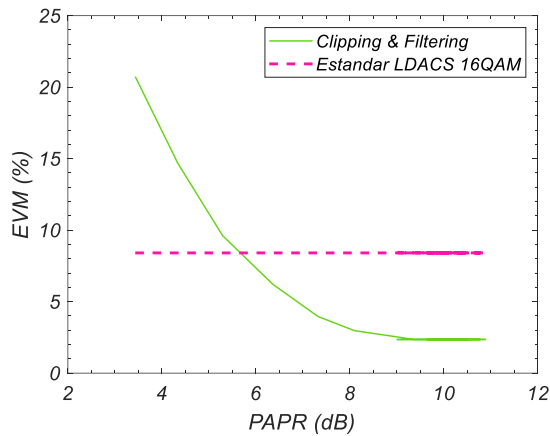


Fig. 2.15: Simulación EVM respecto PAPR. Modulación 16-QAM aplicando Clipping & Filtering.

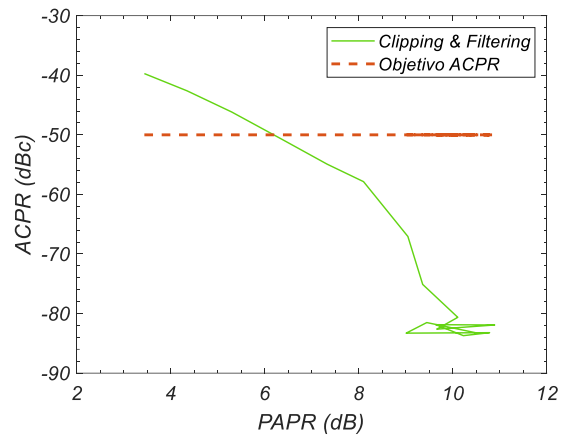


Fig. 2.16: Simulación ACPR respecto PAPR. Modulación 16-QAM aplicando Clipping & Filtering.

2.3.3.3 Comparación de algoritmos.

Para tener una visión comparativa del efecto de ambos algoritmos, se representan superpuestas las figuras. Como se ha visto, mediante el uso de Hard Clipping, se consigue mejor comportamiento con respecto al EVM. Debido al recrecimiento espectral provocado por la transformación no lineal de *clipping* el ACPR empeora drásticamente. Mediante filtrado se elimina la distorsión no lineal en canal adyacente, pero no así en el canal principal. De hecho, se produce un aumento de EVM al filtrar porque este filtro introduce distorsión lineal en la señal. Dicha distorsión depende del tipo de filtro digital que se diseñe. En este trabajo, se ha considerado un filtro digital FIR basado en ventanas, pero se pueden estudiar otras posibilidades para conseguir diferentes prestaciones.

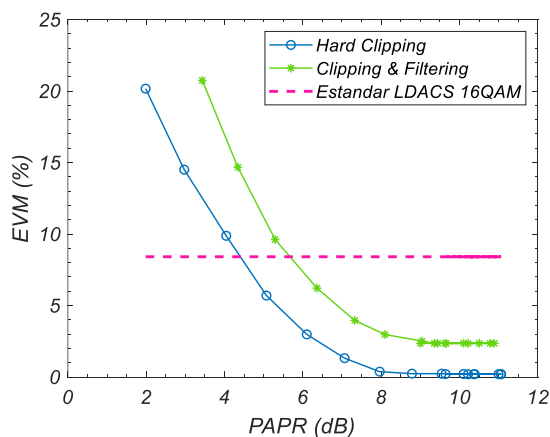


Fig. 2.17: Hard Clipping vs Clipping & Filtering. Modulación 16QAM. EVM.

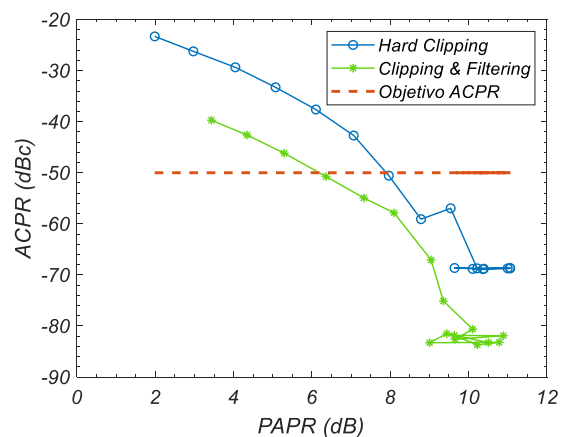


Fig. 2.18: Hard Clipping vs Clipping & Filtering. Modulación 16QAM. ACPR.

Del análisis de ambos algoritmos, se obtienen los valores frontera de CR a partir de los cuales se satisface el estándar LDACS para las modulaciones en simulación. Estos se recogen en la tabla 2.4, aunque en la realidad es previsible que el sistema introducirá efectos no lineales más notables para reducciones de factor de cresta moderadas.

Tabla 2.4: Valores frontera de CR obtenidos mediante simulación.

Modulación	Algoritmo	CR	PAPR [dB]	EVM [%]	ACPR [dBc]
QPSK	Hard	1.25	2.9736	14.4507	-26.2379
	Filtering	1.25	4.3149	14.6417	-42.8477
16QAM	Hard	1.75	5.0855	5.9140	-32.8758
	Filtering	1.75	6.3568	6.4683	-50.3321
64QAM	Hard	2.25	5.0775	1.7153	-41.4698
	Filtering	2.25	8.0708	2.7049	-61.2437

A la vista de los resultados obtenidos mediante simulación, la aplicación de los algoritmos de Clipping estará sujeta a un compromiso entre el valor de EVM, PAPR y ACPR, que será impuesto por el valor de CR fijado. Este valor se deberá elegir en función de las características necesarias para la transmisión.

CAPITULO 3: Transmisión y prestaciones de señal LDACS a través de fibra óptica de plástico.

3.1 Arquitectura RFoPOF.

3.1.1 Transmisión de datos basada en Radio sobre Fibra de Plástico.

La transmisión de señales radio sobre enlaces de fibra óptica tiene sus orígenes fundamentales en aplicaciones de televisión por cable, y actualmente en el despliegue de redes móviles, por lo que inicialmente se aplicó sobre enlaces de longitud considerable, basados en fibra de silicio. A partir del año 2000, no obstante, se aplicó en el despliegue de redes en escenarios interiores, con distancias mucho menores, y en donde la fibra de plástico puede ser realmente competitiva. En lo que se refiere a la arquitectura de transmisión, el diagrama de un sistema radio sobre fibra de plástico (RoPOF) no es conceptualmente excesivamente distinto de un sistema basado en fibra convencional si bien la diferencia fundamental subyace al comportamiento físico de los elementos y dispositivos que componen dicha arquitectura, así como evidentemente el medio de transmisión y los objetivos que se prevén alcanzar en términos de distancia y flexibilidad y coste de despliegue.

La tecnología de radio sobre fibra requiere diferentes subsistemas, que determinan las prestaciones del equipo final: la cadena de transmisión óptica, que conectará el equipo situado en un punto central (la zona donde se concentra toda la aviónica en un vehículo aéreo formada por unidades reemplazables (Source LRUs)) y una o varias unidades remotas (Sink-LRU) que contendrán el cabezal de radiofrecuencia e irán conectadas a la antena en otro punto conveniente del aeroplano. Puesto que las distancias no son excesivamente grandes (centenar de metros), la fibra de plástico puede ser un medio de transmisión adecuado en este escenario.

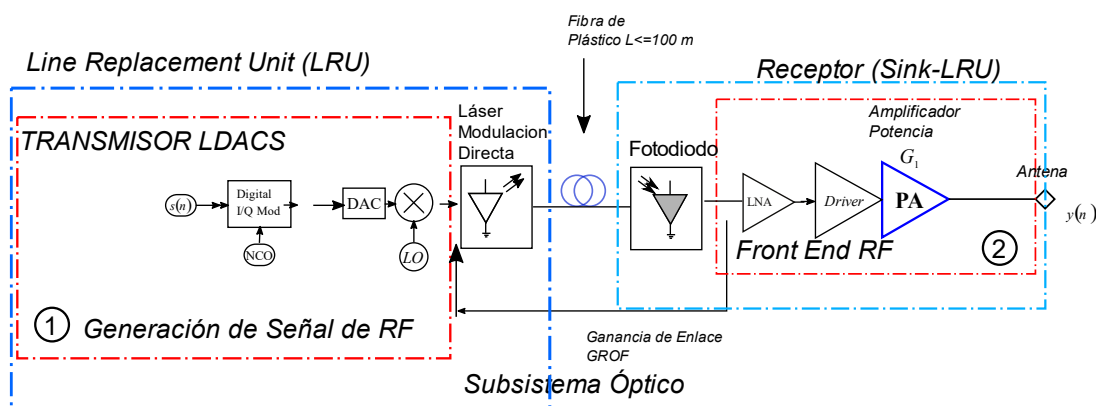


Fig. 3.1: Subsistemas básicos de un transceptor RF basado en fibra de plástico

En el caso de una arquitectura RoF basada en POF, se restringe el transmisor a una modulación directa del láser dadas las distancias de enlace que se contemplan, las bandas de frecuencias y las ventanas de transmisión que permite la fibra de plástico (longitudes de onda de visible) y el objetivo de ser de bajo coste. Se abaratan mucho dichos costes porque se evita el uso de un modulador, pero el sistema es más sensible a efectos no lineales. Esto contrasta con la fibra de silicio, en donde en muchas situaciones se utiliza una modulación externa del láser en base a moduladores Max-Zehnder.

Los enlaces por fibra óptica se pueden clasificar en analógicos y digitales, en función del tipo de señal que transmiten. En un sistema analógico, las señales RF son transportadas en formato analógico a través de la fibra óptica, para ello, son necesarios conversores electro-ópticos y opto-eléctricos. En lo referente a la banda de frecuencias de modulación del láser, en principio se pueden contemplar tres opciones (Fig. 3.2):

1. Transmisión Digital en banda base (D-RoF): en este caso, la señal original se transmodula en un formato clásico de modulación en digital (por ejemplo, PAM-NRZ). Es la más costosa, ya que requiere elevados anchos de banda al tiempo que puede introducir retardos de procesado por el proceso previo de digitalización de la señal analógica original. Además, requiere reconvertir y hace más compleja la unidad S-LRU.
2. Transmisión analógica en Frecuencia Intermedia (IF-RoF): en este caso, se transmite la señal analógica (OFDM) directamente en frecuencia intermedia sin transmodular. El precio a pagar es que requiere mezclador en el cabezal de RF, elevando el coste, pero es más flexible en cuanto a la parte óptica.
3. Transmisión analógica en Radiofrecuencia (RF-RoF): se transmite directamente en la banda de frecuencias objetivo, y por ello, no requiere conversión en frecuencia en el cabezal de la S-LRU.

En la búsqueda de una arquitectura de bajo coste lo ideal sería utilizar RF-RoPOF, pues es la opción que requiere menos procesos y dispositivos de transmisión. No obstante, y esto es de especial relevancia en el caso de la fibra de plástico, puesto que la atenuación en banda depende enormemente de la respuesta en frecuencia de la fibra, y ésta a su vez de la longitud, para bandas de frecuencia elevadas y longitudes grandes puede ser preferible una arquitectura IF. En este proyecto se va a optar por implementar la tercera opción, pues en banda L y las longitudes a analizar puede bastar con este tipo de arquitecturas, si bien, este es uno de objetivos básicos del proyecto, estudiar cual es la longitud máxima que se puede alcanzar.

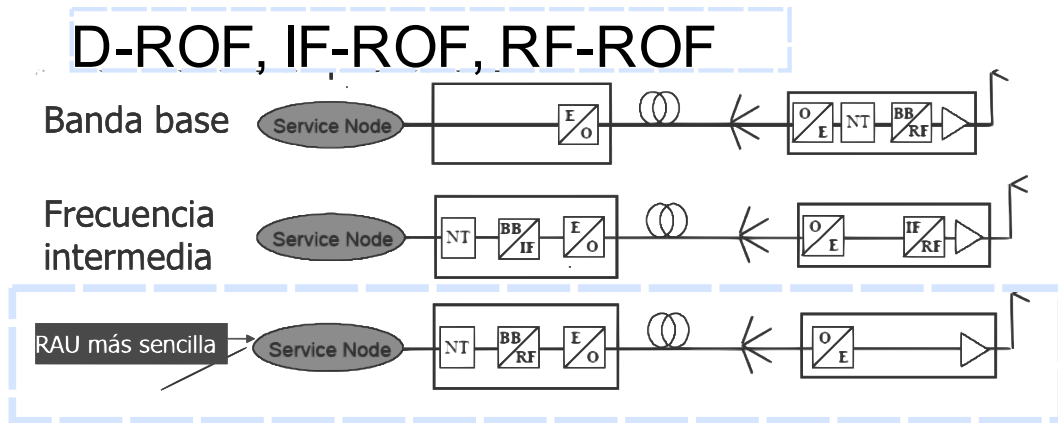


Fig. 3.2: Subtipos de arquitecturas Ro-POF y la elegida en el proyecto.

En el caso de un transmisor completo LDACS, y atendiendo al duplexado, la arquitectura más completa y sencilla desde el punto de vista de su implementación requiere utilizar un transmisor óptico para el enlace Aire-Tierra (RL) y otro para el enlace Tierra-Aire (FL), por lo que la estructura sería como se observa en la Fig. 3.3.

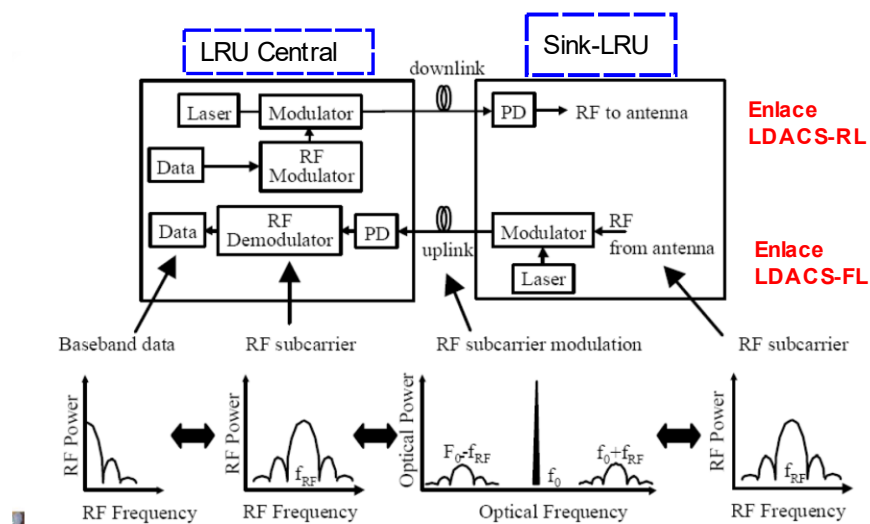


Fig. 3.3: Subtipos de arquitecturas Ro-POF y la elegida en el proyecto.

En este trabajo se desarrolla un enlace RFoPOF analógico simplificado, que contempla únicamente el enlace Aire-Tierra, que será susceptible a sufrir distorsiones no lineales. Estas distorsiones están producidas en el segmento óptico por la modulación del láser y/o la saturación del detector fundamentalmente, aunque si la potencia es muy elevada, también puede haber un efecto no lineal causado por la fibra. No se contemplarán aquí los efectos no lineales causados por los amplificadores de potencia en la S-LRU puesto que no se incluirán dichos elementos en este estudio.

3.1.2 Descripción del sistema de transmisión simplificado RFoPOF del laboratorio.

Atendiendo a la estructura RF-RoPOF establecida en el punto anterior, existen diferentes opciones de dispositivos y fibra de plástico con los que se puede

implementar. En lo referente a la etapa óptica, se ha optado como opción el análisis de fibra de plástico más ampliamente utilizada como es la fibra óptica de plástico de salto de índice en la ventana de 650 nm. La razón principal es que introduce una menor atenuación que otros tipos de POF dentro de la banda de frecuencias considerada para las longitudes objetivo y es la más barata. Como no existe ningún estudio en la literatura previo, parece la opción más razonable, aunque no tiene que ser la mejor. En lo referente a la longitud, se establece una longitud mínima de 40 metros comparable a un bus de datos CAN para aplicaciones de aviónica. No obstante, por disponibilidad en laboratorio se evaluará fibra de 30 y 50 metros para simular la distancia entre la LRU central y el emplazamiento remoto de la S-LRU en una aeronave.

El transmisor se compone de un ordenador (*host*) y una plataforma de procesamiento de señal con un procesador implementado en FPGA en donde se ejecuta un sistema Linux empotrado y que controla un dispositivo tipo software radio (SDR), que incluye el cabezal de RF y convertidores AD/DA de 12 bits (nominales). La plataforma además conecta el sistema RFoPOF con el ordenador que transmite las señales generadas mediante la herramienta Matlab. A la salida de la plataforma se conecta un amplificador lineal y a continuación un divisor de potencia para medir la señal de entrada, que introduce una atenuación de 3 dB. La otra salida del divisor lleva la señal al láser, que convierte la señal analógica en óptica, y la transmite a la fibra óptica de plástico. Una vez se propaga por la fibra, se emplea un fotodetector para recibir la señal y reconvertirla en señal eléctrica. A la salida del fotodetector hay otro amplificador y por último otro divisor, que atenúa 3 dB, una de las salidas va conectada al osciloscopio para medir la salida del sistema y la otra se dirige a la recepción en la plataforma. Una vez llega la señal al canal de recepción, se produce la conversión analógico-digital y la lleva de nuevo al ordenador para realizar los cálculos pertinentes.

En la siguiente figura se presenta el sistema, montado en el laboratorio de comunicaciones ópticas (laboratorio 3.02) del edificio Ada Byron en la Escuela de Ingeniería y arquitectura de la Universidad de Zaragoza.

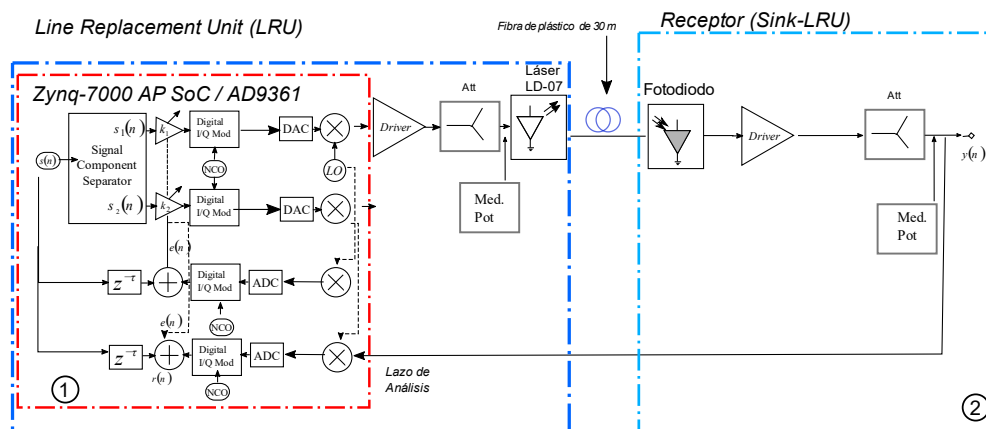


Fig. 3.4: Diagrama de bloques.

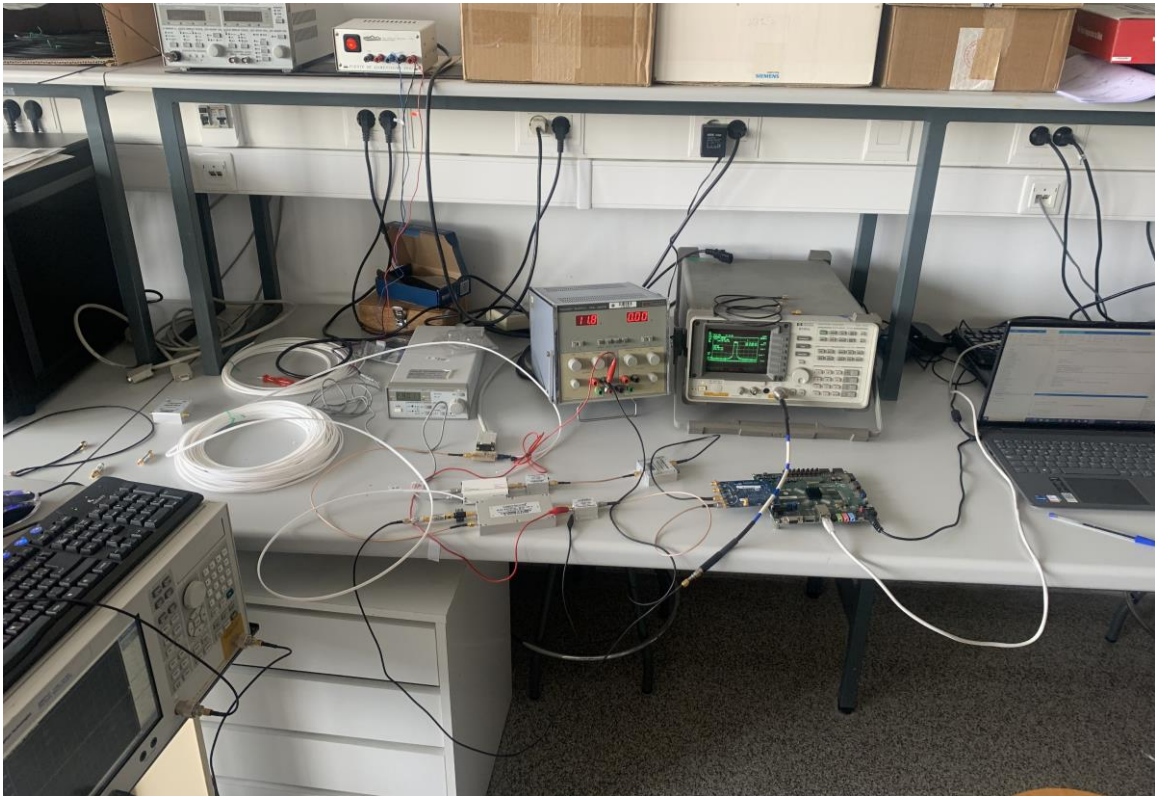


Fig. 3.5: Sistema RFoF en el laboratorio.

En este sistema se va a trabajar en un rango de frecuencias entre 964-1010 MHz, en el RL del protocolo LDACS. Las hojas de características de los dispositivos utilizados (una plataforma de procesamiento de señal -ZedBoard con el SoC completamente programable Zynq 7020- conectada a una tarjeta SDR -Software Define Radio- modelo AD9361, y está conectada a un ordenador con Matlab instalado) se encuentran en el Anexo D.

3.1.3 Caracterización de los dispositivos.

Puesto que las prestaciones del enlace radio sobre fibra de plástico dependen de las prestaciones de cada uno de los dispositivos que comprenden la arquitectura implementada, es necesario caracterizar los parámetros básicos que describen la linealidad, interferencia potencia y ruido. Un factor importante es que al emplear la POF, el modo en el que la señal de RF modula la luz es directa. Otro factor importante es que la señal de RF que modula el láser, como se menciona antes, es multiportadora, que se caracteriza por un elevado valor de PAPR. En este apartado se detalla la caracterización de la respuesta de los dispositivos y el medio de transmisión (SI-POF) empleados respecto de los aspectos antes mencionados.

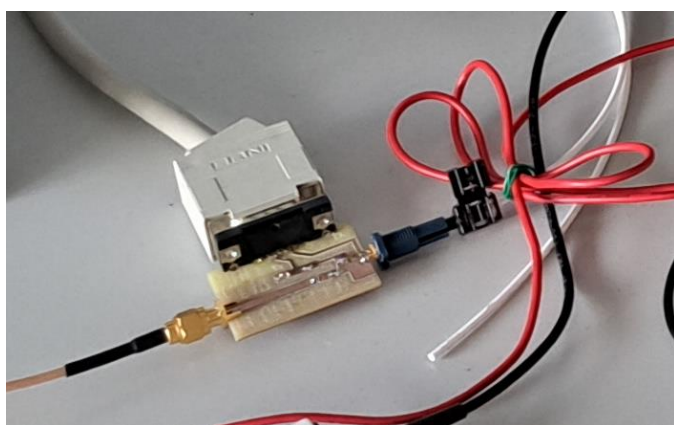
3.1.3.1 Caracterización del diodo láser emisor.

El láser utilizado se basa en un prototipo diseñado por el grupo de tecnologías fotónicas (GTF) de la UZ y está basado en el diodo láser de Thorlabs LD650P007, cuyas características dadas por el fabricante con respecto a longitud de onda de emisión, intensidad umbral e intensidad de polarización son 650 nm, 7 mW, $I_{th} = 20$ mA, $I_{mx} =$

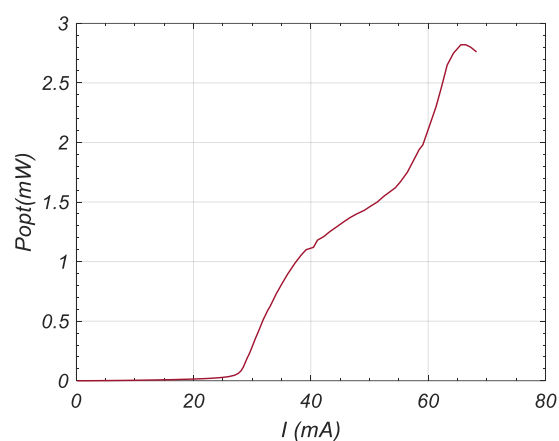
35 mA, respectivamente. Destacan dos medidas importantes, la curva P-I y la respuesta en frecuencia.

a) Curva de Potencia Óptica-Intensidad

Las curvas de Potencia óptica frente a Intensidad de corriente eléctrica permiten determinar dos parámetros relevantes en los láseres: la intensidad umbral a partir de la cual comienza el régimen de emisión estimulada y la pendiente de eficiencia. En la Fig. 3.6 (b) se muestra dicha curva del láser que denominaremos LD-07-UZ. La medida se realiza con un medidor de potencia óptica a través de un latiguillo corto de fibra.



a)



b)

Fig. 3.6: a) Prototipo del láser LD-07-UZ. b) Curva I-P del láser.

Existen varias diferencias con respecto a los parámetros dados por el fabricante (en promedio). En primer lugar, la intensidad umbral es ligeramente superior. En segundo lugar, la potencia emitida es menor, pues se mide a través de una fibra y no directamente. En tercer lugar, la zona donde el láser tiene una respuesta lineal es limitada, por lo que a partir de dicha curva se puede inferir que la distorsión no lineal puede ser severa para índices de modulación ópticos altos (potencias altas de señal de RF en este caso, o intensidades de polarización elevadas).

b) Respuesta en frecuencia y adaptación

Para caracterizar el láser se realizan además las medidas de la función de transferencia y de los parámetros S, empleando el analizador de redes vectorial (VNA). Para ello, se emplea la técnica *Back-to-Back* (BB), que consiste en medir con una longitud de fibra mínima y un atenuador óptico los parámetros de *Scattering*. Desde el punto de vista teórico, para la cadena laser-fibra-detector es un cuadrupolo de dos accesos (RF-IN, RF-OUT) que puede obtenerse a partir de las matrices de parámetros S de cada uno de los dispositivos

Para el láser,

$$S_{LS}(\omega) = \begin{pmatrix} \Gamma_m & 0 \\ G & 0 \end{pmatrix} \quad \Gamma_m = \frac{r_m - Z_I}{r_m + Z_I} \quad G = \frac{(1 - \Gamma_m)}{\sqrt{Z_I}} \frac{\omega_r^2}{\omega_r^2 - \omega^2 + i\omega\gamma} \quad (3.1)$$

siendo $\Gamma_m, r_m, Z_I, \omega_r, \gamma$ los coeficientes de reflexión, la resistencia de entrada del láser, la impedancia de referencia (50 Ohm), la frecuencia de relajación y factor de amortiguamiento del láser.

Para la fibra con atenuación eléctrica L_F y fase ϕ

$$\text{Fibra: } S_F(\omega) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{e^{j\phi(\omega)}}{L_F(\omega)} \\ \frac{e^{-j\phi(\omega)}}{L_F(\omega)} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Y para el detector,

$$S_{PD}(\omega) = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ T(\omega) & \Gamma_r(\omega) \end{pmatrix} \quad T = \frac{\eta_p}{1 + a_1 + ja_2\omega} \quad \Gamma_r = \frac{1 - a_1 + ja_2\omega}{1 + a_1 + ja_2\omega} \quad (3.3)$$

Con T el coeficiente de transmisión, y Γ_r el coeficiente de reflexión de salida. El resto son constantes relacionadas con parásitos y responsabilidad del fotodiodo. Si el latiguillo es corto, la matriz asociada a la fibra es prácticamente un cambio de referencia de fase, por lo que no afectaría al módulo de los parámetros de transmisión en global. En ese caso el conjunto laser-detector es

$$S_{LD-PD}(\omega) = \begin{pmatrix} \Gamma_m(\omega) & 0 \\ T(\omega)G(\omega) & \Gamma_r(\omega) \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

y si además se asume que el detector está bien adaptado y es relativamente plano en frecuencia (es decir, frecuencia de corte alta), entonces la matriz que se mediría sería

$$S_{meas}(\omega) \approx \begin{pmatrix} \Gamma_m(\omega) & 0 \\ T_0 G(\omega) & 0 \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

Que se corresponde prácticamente a la matriz del láser. El parámetro S21 contiene una medida escalada por la constante T_0 , asociada al detector, de la respuesta en frecuencia del láser. Si se tiene en cuenta una atenuación adicional en toda la banda, entonces T_0 englobaría también dicha atenuación adicional.

En la Fig. 3.7 (b) se puede encontrar la función de transferencia, abarcando desde una frecuencia de 100 MHz hasta 2 GHz, mostrando que la frecuencia de corte yace por encima de la frecuencia superior de la banda de LDACS para puntos de polarización de 40 y 45 mA, que serían los más adecuados a utilizar. En el primero de ellos el láser emite

menos potencia óptica, pero tiene un ancho de banda mayor, y en el segundo se tiene un ancho de banda menor, pero emite más en la banda de interés. Respecto a 30 mA, cabe decir que está muy cerca de la intensidad umbral y por ello se obtiene esa gran diferencia.

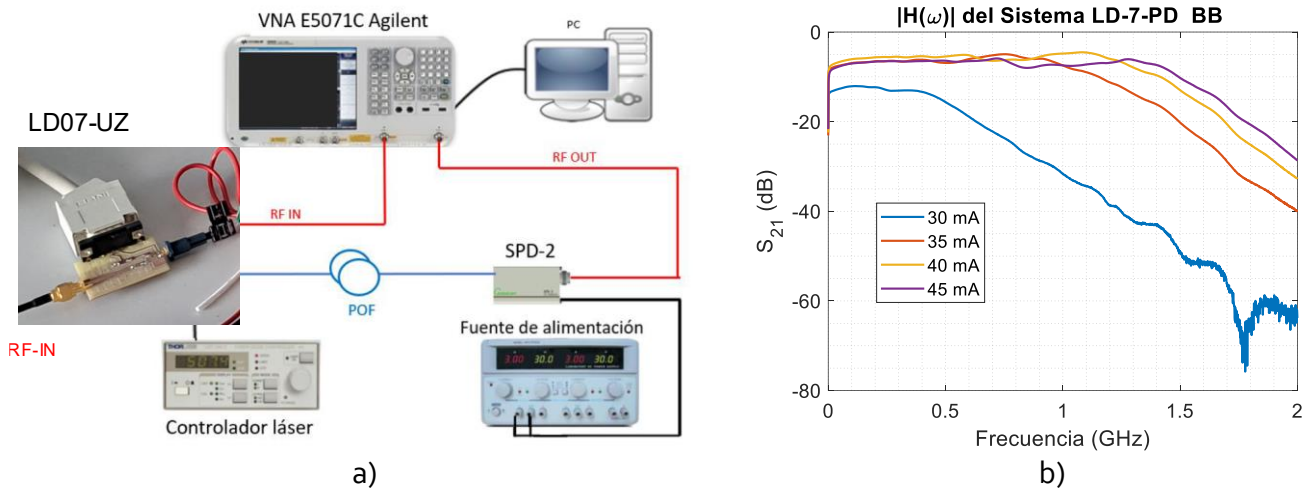


Fig. 3.7: a) Setup de medida de respuesta en frecuencia. b) Respuesta Láser-Detector

En lo referente a la adaptación del láser, cabe decir que según la Fig. 3.8 (a) presenta una desadaptación muy considerable (perdidas de retorno alrededor de 3 dB) en la banda de interés y no sería adecuado utilizarlo en un equipo sin una red de adaptación específica que mejorara las pérdidas de retorno, que queda fuera del marco del proyecto. Dicha red puede diseñarse en cualquier caso a partir de las medidas de impedancia que presentan en la Fig. 3.8 (b).

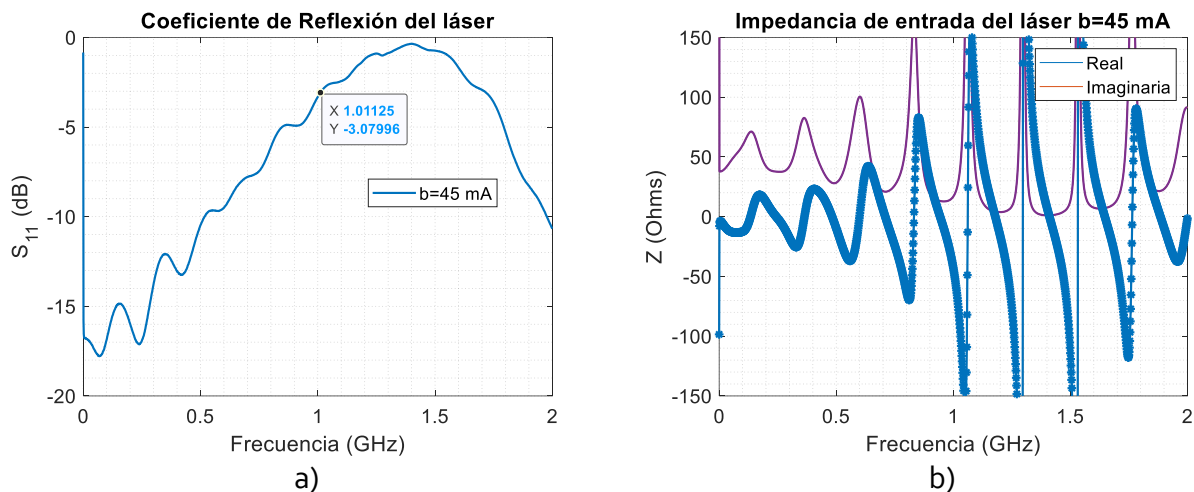


Fig. 3.8: a) S_{11} (dB) del láser. b) Impedancia del acceso de RF del láser

3.1.3.2 Caracterización de la fibra de plástico.

La fibra óptica de plástico, en la que el núcleo y cubierta están fabricadas a partir de polímeros o plástico, es el medio de transmisión elegido en este proyecto. Esto las hace flexibles y mecánicamente resistentes. Las dos clases más comunes son las de salto de índice (SI) y las de gradiente de índice (GI) difiriendo por tanto en el perfil de índice de

refracción (Fig. 3.9). Típicamente, su producto ancho de banda distancia está en 15 MHz Km y 150 MHz Km respectivamente. Las POF tienen una atenuación muy alta (unos 0.2dB/m) por ello hasta ahora se han utilizado sobre todo en entornos domésticos o de corto alcance. En este trabajo, como se ha mencionado anteriormente se utiliza SI-POF con una apertura numérica AN grande, que facilita su acoplo y manejo, frente a la de GI-POF que suelen tener una AN más pequeña y, por lo tanto, tienen mayor atenuación.

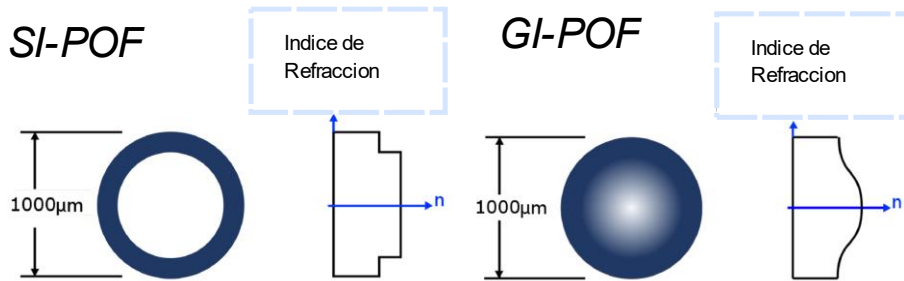


Fig. 3.9: Perfiles de Índice de Refracción de SI-POF y GI-POF

Para caracterizar la fibra se utiliza la caracterización del láser, previamente explicado y el análisis la evaluación de la respuesta lineal del enlace. De esta forma, la diferencia entre ambos corresponderá a la degradación que introduce la POF utilizada. Las características de la fibra GH4002 que es la que se emplea en el subsistema de transmisión LDACS de este trabajo se recogen en los anexos. La medida que se presenta es la atenuación de la fibra para una longitud de 50 m, que será la máxima que se utilice.

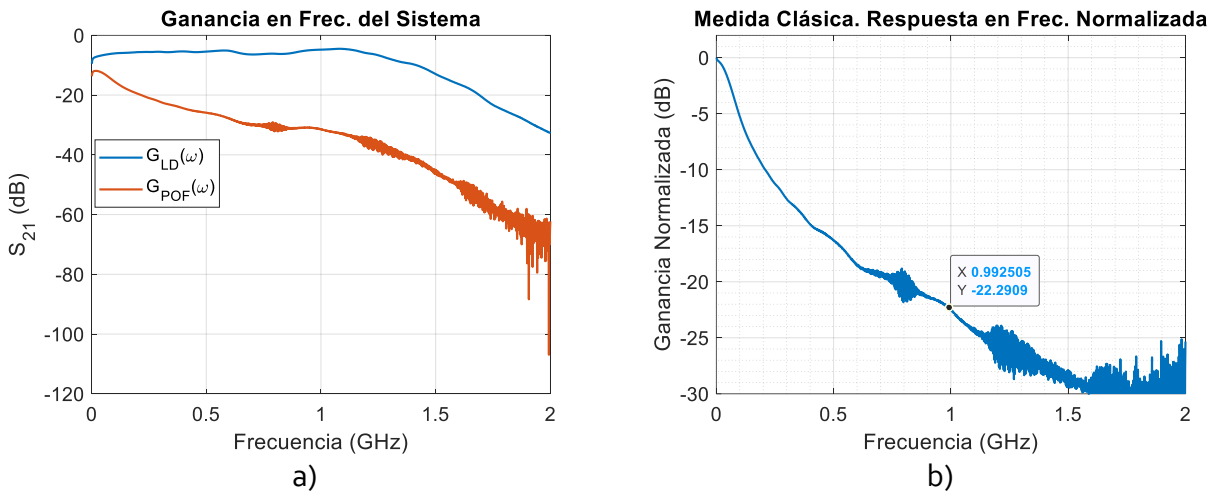


Fig. 3.10: a) S_{21} (dB) del LD-SPD y sistema con $L=50$ m. b) Función de transferencia GH

Se aprecia en la Fig. 3.10 (a) la reducción del ancho de banda debida a la dispersión introducida por la fibra de plástico. En la Fig. 3.10 (b) se determina la función de transferencia normalizada. Por lo tanto, la máxima atenuación eléctrica debida a la reducción de ancho de banda por la propagación a esa distancia que introducirá la fibra es de unos 22.3 dB a una frecuencia de 1 GHz. La atenuación eléctrica real medida de todo el sistema es de unos 30 dB a esa frecuencia.

3.1.3.3 Análisis del receptor de la fibra de plástico.

Dado que la señal óptica está modulada en intensidad, el dispositivo encargado de llevar a cabo la conversión óptico-eléctrica es el fotodiodo (PD). El propósito del PD es convertir los fotones incidentes en fotocorriente, para generar así la señal de RF a la salida del dispositivo. Idealmente, un fotodetector convierte cada fotón incidente en un fotoelectrón que contribuye a generar la fotocorriente. Pero, debido a la reflexión en la superficie del fotodetector y a la dependencia espacial de la absorción del fotón en el fotodetector, no todos los fotones producen fotoelectrón. La fotocorriente es proporcional a la potencia óptica incidente para un fotodetector ideal.

El detector que se va a utilizar es el detector SPA de Graviton, cuyas propiedades se enumeran en las hojas de características. El receptor en este trabajo tiene un ancho de banda lo suficientemente amplio de forma que se asume que no influye prácticamente en lo referente al ancho de banda y además una gran sensibilidad.

3.1.3.4 Evaluación de la respuesta lineal del enlace propuesto.

Para comprobar la respuesta de la fibra óptica de plástico de salto de índice con el láser, se realiza un análisis básico de la función de transferencia para encontrar el punto de operación óptimo en una fibra de longitud 30 m, que será la distancia más utilizada en el proyecto. Para ello, mediante el uso del analizador de redes vectorial, se realizan las medidas de los parámetros S del láser con la SI-POF. Se varía el punto de polarización del láser y la frecuencia recorre los valores comprendidos entre 10 MHz y 3 GHz. De esta forma se abarca una banda de frecuencias muy amplia que incluye la banda del sistema LDACS para RL (964 MHz – 1164 MHz). Se representa la función de transferencia y los parámetros S , además de calcular el rizado y la cota de atenuación para toda la banda medida, para la banda del sistema LDACS y únicamente para el RL, que es el desarrollado en este trabajo. El rizado se calcula como la diferencia entre el valor máximo del parámetro S_{21} y su valor mínimo. La cota de actuación se define como el valor mínimo del parámetro S_{21} .

Los puntos de polarización escogidos para basar las medidas: 30, 35, 40 y 45 mA. En la Fig. 3.11 se distinguen las funciones de transferencia medidas para cada punto de trabajo del láser en toda la banda medida, empleando la fibra de 30 m y en la Fig. 3.12 las funciones de transferencia centradas en la banda RL. En la Fig. 3.13 podemos ver los parámetros S medidos para el RL.

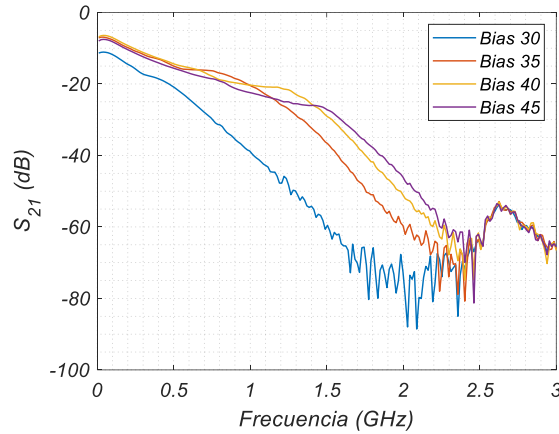


Fig. 3.11: Funciones de Transferencia en toda la banda medida.

En la tabla 3.3 se agrupan los resultados obtenidos del rizado y la cota de atenuación para la banda RL. En el Anexo B.1 se encuentran las funciones de transferencia para la banda LDACS y los parámetros S medidos junto con las tablas correspondientes al rizado y atenuación de la banda total y la banda LDACS.

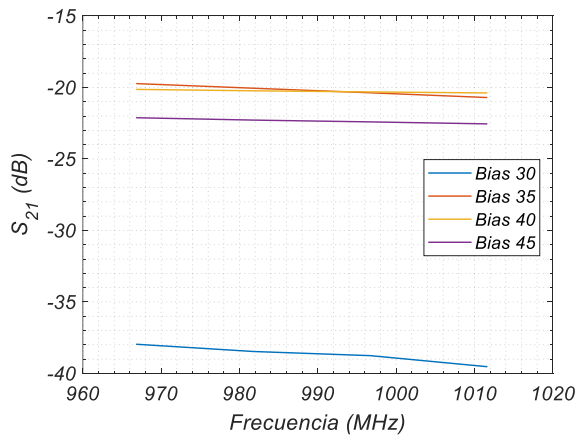


Fig. 3.12: Funciones de Transferencia banda RL.

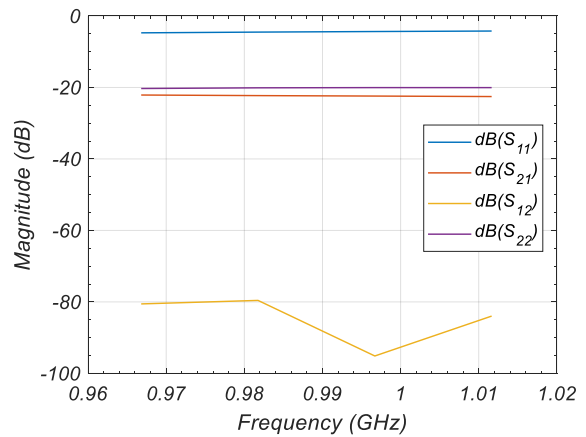


Fig. 3.13: Parámetros S banda RL.

Tabla 3.1: Rizado y cota de atenuación banda RL.

BIAS	Rizado ($S_{21_max} - S_{21_min}$)	Cota de atenuación
30	1.5724	-39.5318
35	0.9756	-20.7064
40	0.2483	-20.3850
45	0.4305	-22.5487

A la vista de los resultados, se aprecia que el receptor, cuando el láser opera en el punto de trabajo 30 mA va a tener peores prestaciones que el resto de los puntos de polarización. Esto se debe a que el punto de polarización de 30 mA está más cerca del punto de la intensidad umbral del láser.

A continuación, se presenta la caracterización del enlace empleando la fibra con longitud 50 m.

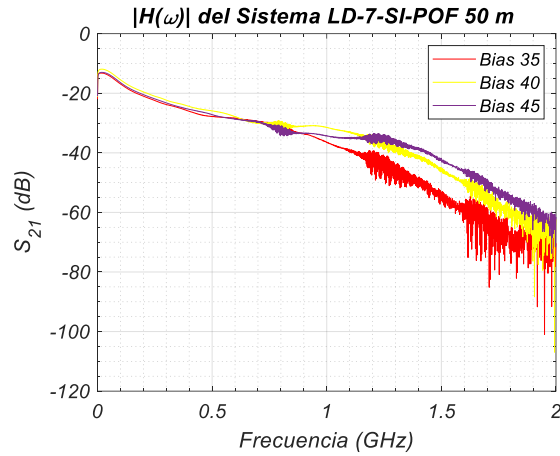


Fig. 3.14: Funciones de Transferencia en toda la banda medida. POF 50 m.

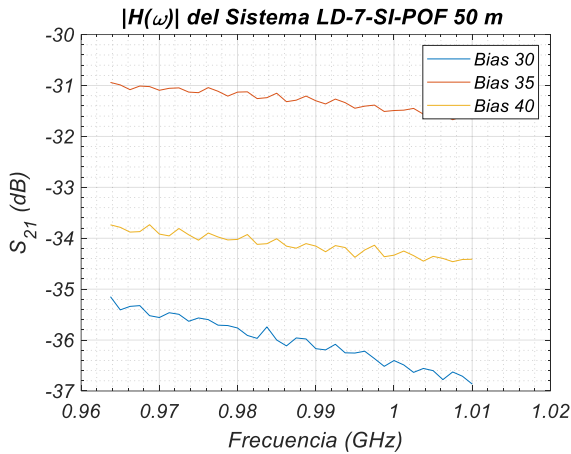


Fig. 3.15: Funciones de Transferencia banda RL. POF 50 m.

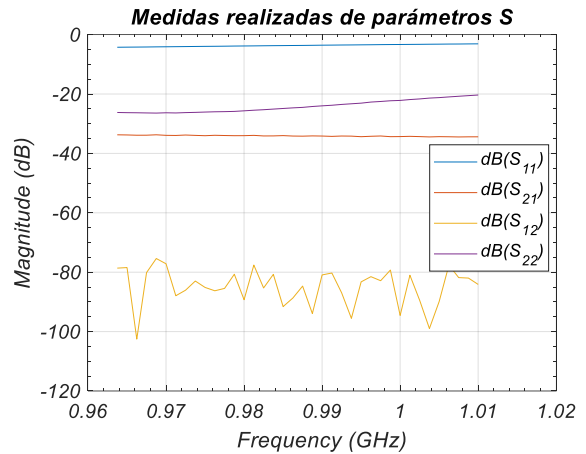


Fig. 3.16: Parámetros S banda RL. POF 50 m.

Tabla 3.2: Rizado y cota de atenuación banda RL. POF 50 m.

BIAS	Rizado ($S_{21_max} - S_{21_min}$)	Cota de atenuación
35	1.716	-36.8641
40	0.7323	-31.6717
45	0.7269	-34.4604

Tras la caracterización del láser en conjunto con la fibra, como era de esperar, se comporta mucho mejor al utilizar la fibra de 30 m al introducir menos atenuación. Es por ello, que las posteriores mediciones y el grueso del presente trabajo se centrará en la fibra de 30 m, no obstante, se realizarán algunas pruebas con la fibra de 50 m con el fin de comprobar su viabilidad.

3.2 Evaluación de la transmisión OFDM-LDACS del enlace radio sobre fibra.

3.2.1 Propuesta y análisis de escenarios básicos del enlace.

Para la evaluación del enlace se altera el valor de la potencia de transmisión (PTx) y frecuencia, planteando una serie de escenarios con el fin de apreciar su efecto en la transmisión. Además, se trata de conseguir diferenciar las configuraciones con las cuales se cumple el estándar LDACS. Para el punto de polarización 40 mA, se toman medidas para todas las modulaciones, en cambio para el resto de los puntos de trabajo se considera únicamente la modulación 16-QAM que es la empleada para la posterior transmisión de datos.

Los escenarios básicos propuestos se recogen en la tabla 3.3 y en base a las medidas se comprueba el cumplimiento del estándar y las configuraciones óptimas para la transmisión. Además, se realiza una comparativa con las medidas tomadas en la sección anterior para verificar la conducta del láser con la fibra. Las medidas tomadas se encuentran en el Anexo B.2. En este primer apartado no se tiene en cuenta el algoritmo de Clipping.

Tabla 3.3: Variación de valores escogidos para caracterizar el sistema.

BIAS (mA)	30	35	40	45
Modulación	16QAM	16QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM	16QAM
GTx	[-60,-28] (paso de 2 dB)	[-60,-28] (paso de 2 dB)	[-60,-28] (paso de 2 dB)	[-60,-28] (paso de 2 dB)
Frecuencia [MHz]	964, 987, 1010	964, 987, 1010	964, 987, 1010	964, 987, 1010

En primer lugar, se analiza el efecto del **punto de polarización del láser** en el sistema completo. Para esto, la Fig. 3.17 presenta para la frecuencia central de la banda RL (987 MHz) utilizando una modulación 16-QAM, el EVM con respecto a la potencia de transmisión. Las figuras correspondientes a las frecuencias alta y baja se encuentran en el Anexo B.2.

El punto de polarización de 30 mA presenta el comportamiento esperado, al encontrarse próximo al punto de corte, tiene las peores prestaciones. Para el punto en 35 mA vemos que el EVM crece de manera brusca mucho antes que para los puntos 40 y 45 mA. Los puntos de trabajo en 40 y 45 mA tienen las mejores prestaciones ya que tienen un comportamiento más lineal para un rango más amplio de potencias de transmisión.

En segundo lugar, se analiza el comportamiento de la **modulación**, para ello, se presentan los resultados en el punto de polarización 40 operando a la frecuencia media

de la banda. En el Anexo B.2 se pueden encontrar las gráficas correspondientes a las frecuencias alta y baja. La Fig. 3.18 muestra el EVM con respecto a la PTx.

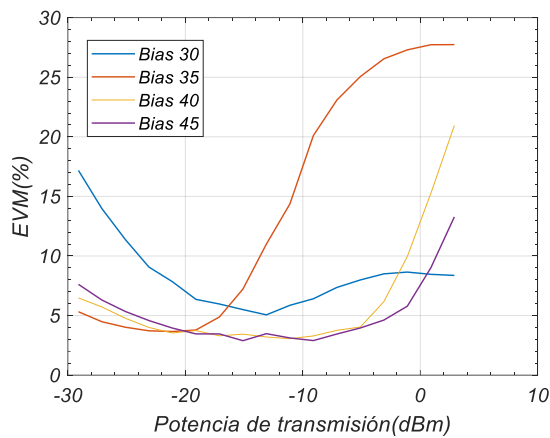


Fig. 3.17: Efecto del BIAS sobre el sistema. Frecuencia central, 16-QAM.

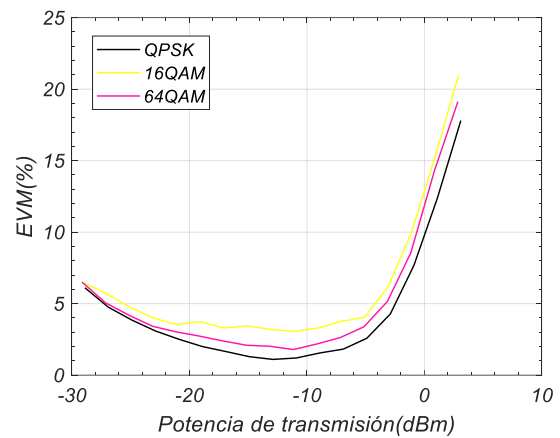


Fig. 3.18: Efecto de la modulación sobre el sistema. Frecuencia central, BIAS 40.

Se aprecia que la modulación QPSK presenta menos EVM para las mismas potencias de transmisión. En este caso, casi no hay diferencia entre una modulación y otra ya que no se aplican algoritmos de Clipping. Las figuras del Anexo B.2 para las frecuencias alta y baja, presentan unas diferencias más notables. Hay que tener en cuenta que el estándar LDACS impone para la modulación 64-QAM la restricción de EVM más estricta.

Por último, se comprueba el efecto de la **frecuencia** sobre el sistema, manteniendo fijos el punto de polarización y la modulación. De la misma forma, los ejes corresponden con el EVM y la PTx. La Fig. 3.19 se centra en el punto de polarización 40 mA con modulación 16-QAM. Para potencias de transmisión menores la frecuencia alta presenta menor EVM, en cambio, cuando sube la potencia, el EVM crece de manera mucho más brusca. En el Anexo B.2 se pueden encontrar las gráficas correspondientes a la modulación QPSK y 64-QAM para el BIAS 40 mA.

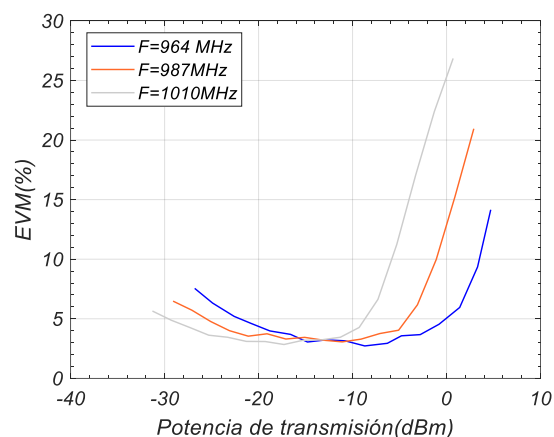


Fig. 3.19: Efecto de la frecuencia sobre el sistema.

3.2.2 Prestaciones en contextos de transmisión de formas de onda con clipping.

Una vez se comprende el comportamiento del sistema y pudiendo aproximar los valores a partir de los cuales se logran las restricciones, se procede a la evaluación del comportamiento de los algoritmos de Clipping. En este apartado se varía la potencia de transmisión desde el valor en el que el sistema presenta el EVM óptimo, un valor medio, que se considera 6 dBs por debajo de este óptimo, y un valor próximo al valor frontera con el que se cumple el estándar (peor valor en cuanto a EVM). Estos valores se extraen de las medidas expuestas en el apartado anterior.

Visto el mal comportamiento del láser operando en el punto de trabajo 30 mA, no se tiene en cuenta para las medidas venideras. Los contextos propuestos se recogen en la tabla 3.4 y se basan en la variación el punto de polarización, las modulaciones (únicamente para el punto de polarización de 40) y las frecuencias. La PTx no se incluye en la tabla, como se introduce previamente va a depender de las medidas preliminares, por tanto, variará de una configuración a otra.

Tabla 3.4: Variación de valores escogidos para caracterizar el Clipping Ratio.

BIAS (mA)	35	40	45
Modulación	16QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM	16QAM
Frecuencia [MHz]	964, 987, 1010	964, 987, 1010	964, 987, 1010
CR	[1,5] (paso de 0.25)	[1,5] (paso de 0.25)	[1,5] (paso de 0.25)

A continuación, se exhiben las medidas obtenidas para los BIAS 35,40 y 45 mA, cuando se emplea la modulación 16-QAM a la frecuencia central, las tablas con las medidas y el cumplimiento del estándar se localizan en el Anexo B.3.

En las Fig. 3.20, 3.21 y 3.22 se observa el comportamiento de los algoritmos de Clipping empleados y el efecto que tiene su uso sobre cada punto de operación cuando se emplea la potencia con la que se consigue un EVM óptimo. En las mismas figuras se superpone el estándar impuesto por el SESAR.

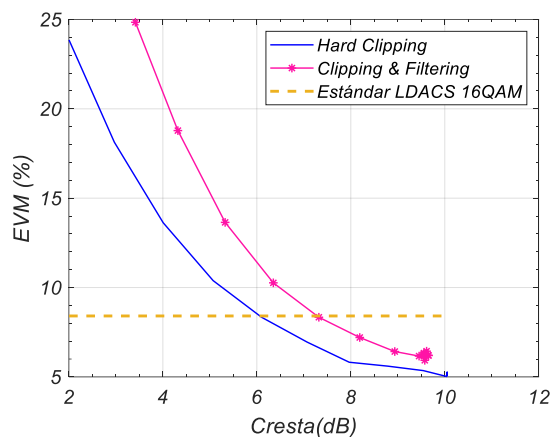


Fig. 3.20: EVM vs PAPR. Efecto de los algoritmos de Clipping al sistema. BIAS 35.

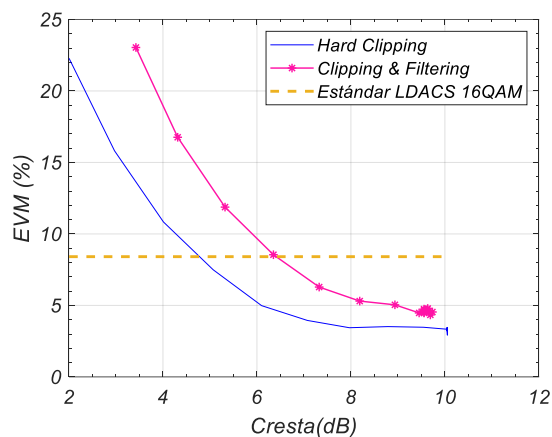


Fig. 3.21: EVM vs PAPR. Efecto de los algoritmos de Clipping al sistema. BIAS 40.

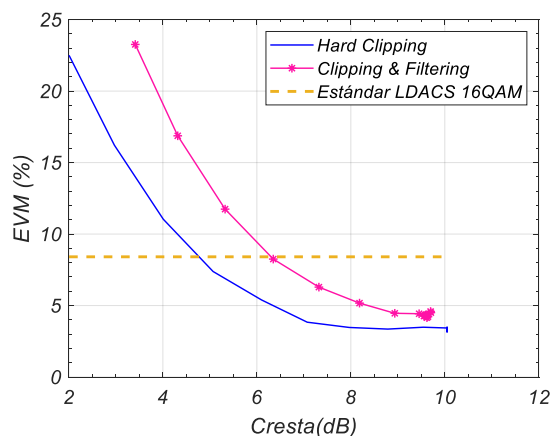


Fig. 3.22: EVM vs PAPR. Efecto de los algoritmos de Clipping al sistema. BIAS 45.

Como se puede observar, al aplicar *Hard Clipping*, se cumple el estándar LDACS para un valor de PAPR menor que al aplicar *Clipping & Filtering*. Además, con el láser operando en los puntos 40 y 45, como se puede ver, el PAPR es alrededor de 1.5 dBs menor que para el punto de trabajo 35 cuando empezamos a cumplir el estándar.

Otra medida realizada muy importante es el ACPR, se prueba, igual que antes, el efecto de aplicar ambos algoritmos, representando ahora el ACPR medido con respecto al PAPR. En la Fig. 3.23 se representan las medidas para el BIAS 35 mA, en la 3.24 para el BIAS 40 mA y en la 3.25 para el BIAS 45 mA.

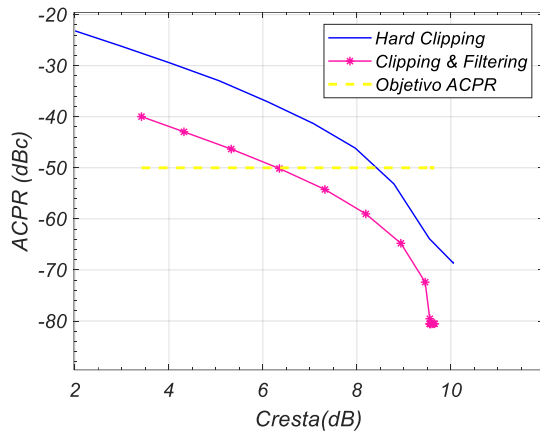


Fig. 3.23: ACPR vs PAPR. Efecto de los algoritmos de Clipping al sistema. BIAS 35.

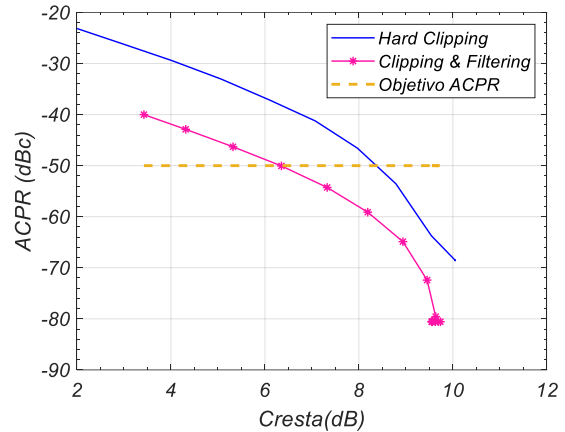


Fig. 3.24: ACPR vs PAPR. Efecto de los algoritmos de Clipping al sistema. BIAS 40.

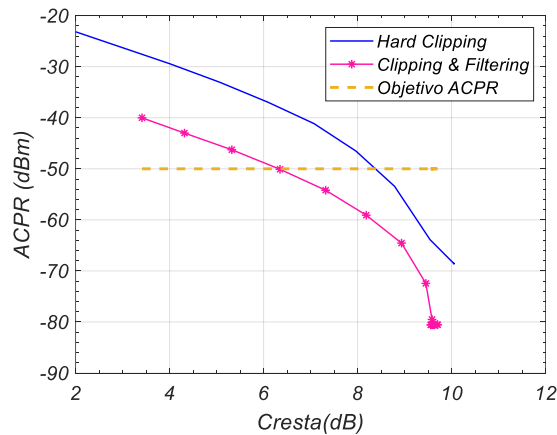


Fig. 3.25: ACPR vs PAPR. Efecto de los algoritmos de Clipping al sistema. BIAS 45.

En este caso, al contrario que antes, el algoritmo de *Clipping & Filtering* proporciona mejores prestaciones que el *Hard Clipping*. Por tanto, en base a las medidas obtenidas, se puede decir que existe un compromiso a la hora de seleccionar el algoritmo. El *Hard Clipping* reduce mayor porcentaje de EVM mientras que *Clipping & Filtering* reduce en mayor medida el ACPR. Dependiendo del objetivo y los requisitos que se busquen en el enlace, se deberá escoger uno u otro.

3.2.3 Evaluación con SI-POF GH4002 de 50 m.

En este apartado se ha querido comprobar el funcionamiento de una POF más larga, para comprobar el efecto de la atenuación. Para este caso, al introducir más atenuación la fibra por ser de mayor longitud, la arquitectura presenta un porcentaje de EVM mayor. Al emplear una modulación 16-QAM, al tener unas restricciones más suaves, se cumple el estándar para la mayoría de los casos, excepto cuando el láser trabaja en el punto 35 mA, como se puede ver en la Fig. 3.26.

Debido a los resultados obtenidos con 16-QAM, se ha querido comprobar la modulación 64-QAM. Para este caso, al tener unas restricciones más severas, el punto de operación 35 mA no se ha tenido en cuenta.

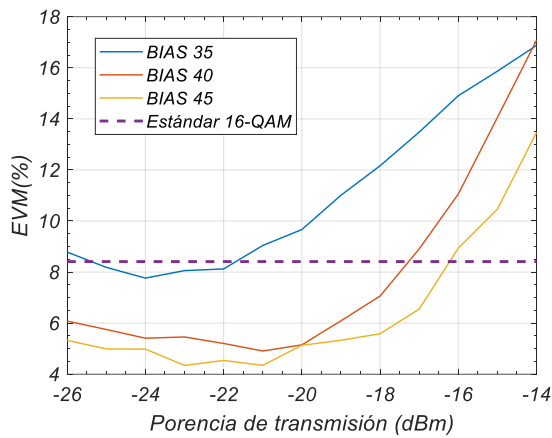


Fig. 3.26: EVM vs Potencia de transmisión. POF 50 m. 16-QAM.

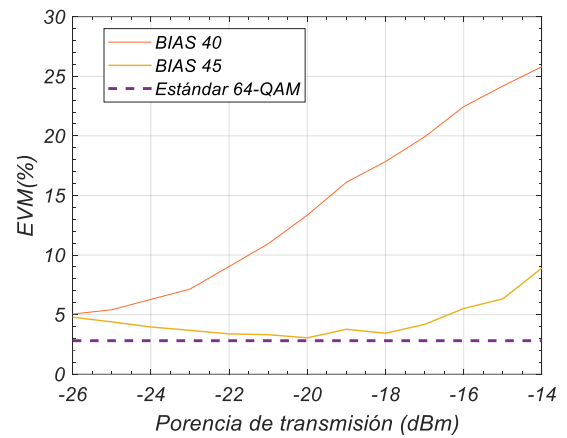


Fig. 3.27: EVM vs Potencia de transmisión. POF 50 m. 64-QAM

Los resultados en comparación con la longitud de 30 m son, como era de esperar peores en términos de EVM. De hecho, se observa que para 64-QAM, y atendiendo a la tabla 2.2, no es posible utilizar 64-QAM con una tasa de codificación de $\frac{3}{4}$, aunque sí sería posible con tasas $\frac{1}{2}$ y $\frac{2}{3}$. Por lo tanto, para la longitud de 50 m, el uso en la aplicación propuesta estaría restringido, con la dificultad añadida de que hay que tener en cuenta también la distorsión introducida por el cabezal de RF. Aun así, con las técnicas propuestas en el próximo capítulo, será posible mejorar las prestaciones. En cualquier caso, es fácil concluir que, si bien no se ha medido, la longitud de 40 m asociada al bus CAN sería razonablemente viable.

CAPITULO 4: Predistorsión digital con reducción de dimensionalidad para la señal LDACS en fibra de plástico.

4.1 Predistorsión.

A medida que aumenta la demanda de altas velocidades de transmisión de datos, se utilizan mayores anchos de banda y modulaciones espectrales eficientes. Las técnicas multiportadora maximizan la eficiencia del espectro, pero al precio de presentar valores de PAPR elevados. En esta sección se presenta la predistorsión digital, técnica utilizada para linealizar el sistema [17].

La predistorsión Digital, gracias a la aparición de los procesadores digitales de señal, se convirtió en la técnica de linealización más utilizada debido a su simplicidad, eficiencia computacional y capacidad para soportar señales de banda ancha a altas frecuencias. La predistorsión se puede clasificar en:

- Tecnología: predistorsión analógica (APD) y digital (DPD).
- Banda de frecuencia: banda base (BB), frecuencia intermedia (IF) y de radiofrecuencia (RF).
- Tipo de bucle: predistorsión de bucle cerrado (adaptativo) y de bucle abierto (no adaptativo).

La APD linealiza el sistema en el dominio de RF y es adecuado para aplicaciones que requieren gran ancho de banda ya que su coste de operación es menor que DPD. Por otro lado, DPD predistorsiona la señal de banda base utilizando un motor digital y se utiliza popularmente en aplicaciones de telecomunicaciones [17].

Como se ha mostrado a lo largo del capítulo 3, en la arquitectura de RFoPOF propuesta, existen diferentes dispositivos que presentan efectos no lineales. Para corregir este tipo de distorsión presente, se modelan los dispositivos para luego aplicar la linealización. Para este trabajo se emplea la arquitectura de aprendizaje indirecto (ILA) [17]. La técnica de predistorsión incluye un predistorsionador ubicado antes del sistema. Su objetivo es compensar el comportamiento no lineal de la transmisión RFoPOF. Para ello, crea un comportamiento no lineal inverso al de la estructura original en la señal de entrada \mathbf{u} . La señal después de la predistorsión es $\mathbf{x} = F(\mathbf{u})$. Luego, la señal predistorsionada \mathbf{x} se envía al sistema. En consecuencia, la salida resultante \mathbf{y} es lineal con la señal de entrada \mathbf{u} . $\mathbf{y} = G(\mathbf{x}) = G(F(\mathbf{u}))$. El principio básico de la técnica de linealización de predistorsión se ilustra en la Fig. 4.1.

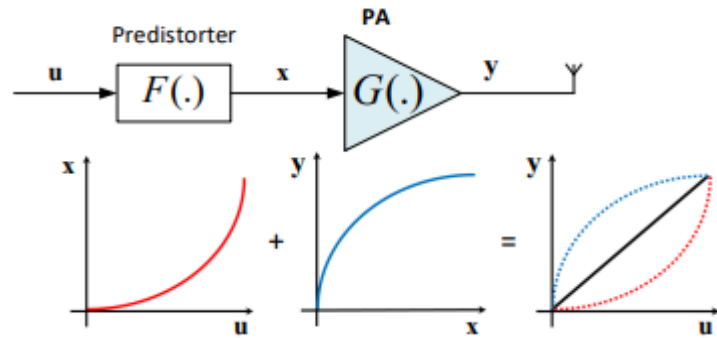


Fig. 4.1: Principio de la técnica de linealización mediante predistorsión.

Los modelos comportacionales para sistemas no lineales son descriptores matemáticos que describen la conducta de los dispositivos y sus efectos de memoria. Esta se basa en un conjunto de observaciones de entrada y salida del sistema. En consecuencia, la precisión del modelo se basa principalmente en la estructura del modelo adoptado y el método de extracción de coeficientes. Los modelos de comportamiento se pueden dividir en cuatro tipos:

- entrada única salida única (SISO)
- entrada única salida múltiple (MISO)
- entrada única salida múltiple (SIMO)
- entrada múltiple salida múltiple (MIMO)

En este trabajo se abordan los modelos polinomiales con y sin memoria junto con técnicas de reducción de dimensionalidad que se detallan en los siguientes apartados.

4.1.1 Modelos polinomiales .

La forma más habitual de representar sistemas no lineales con una profundidad de memoria es mediante las series de Volterra. La serie de Volterra tiene como objetivo describir sistemas no lineales invariantes en el tiempo con memoria. El equivalente paso bajo en tiempo discreto de la serie de Volterra se describe a continuación:

$$y[n] = \sum_{p=1}^P \sum_{q_p=0}^{Q_p-1} \dots \sum_{q_1}^{Q_1-1} h_p(q_1, \dots, q_p) \prod_{i=1}^p x[n - q_i] \quad (4.1)$$

siendo P grado polinomial o el orden de la no linealidad, h_p es el denominado *kernel* de Volterra, $Q_1 \dots Q_p$ son las profundidades de memoria en cada grado y n el tiempo discreto.

La serie es una combinación lineal de funciones base no lineales, en la que la contribución al modelo de cada función base está controlada por sus coeficientes. El principal problema de la serie de Volterra es que el número de coeficientes (complejidad) del modelo crece significativamente cuando aumenta el grado del polinomio y la profundidad de la memoria, por ello, en la mayoría de los casos los modelos de sistemas no lineales son modelos truncados de las series de Volterra.

El modelo polinomial (MPM) es uno de los modelos más utilizados debido a su simplicidad, es capaz de caracterizar tanto la distorsión no lineal como los efectos de memoria. La salida estimada se define de la siguiente manera:

$$y[n] = \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_{pi} x[n-\tau_i] |x[n-\tau_i]|^p \quad (4.2)$$

donde P es el orden de no linealidad del polinomio, L la longitud de la memoria, α_{pi} los coeficientes complejos que describen el modelo y τ (con $\tau \in \mathbb{Z}$ y $\tau_0 = 0$) los retardos no consecutivos más importantes de la señal de entrada $x[n]$ que mejor contribuyen a caracterizar los efectos de memoria del sistema. El número total de los coeficientes del modelo MPM son del orden de $M = P \cdot L$.

El modelo polinomial sin memoria (PM) es un caso concreto del MPM, en el que i es igual a 0, quedando la expresión siguiente:

$$y[n] = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_{p0} x[n-\tau_0] |x[n-\tau_0]|^p \quad (4.3)$$

4.1.2 Identificación de modelos comportacionales para RoPOF.

En general, la salida estimada del comportamiento del modelo del sistema $y[n]$ la podemos definir con notación matricial como:

$$y = Xw \quad (4.4)$$

dónde $w = (w_1, \dots, w_i, \dots, w_M)^T$ es el vector $M \times 1$ de coeficientes. X es la matriz de datos $N \times M$ que contienen las funciones base para el comportamiento del modelo de RoPOF. N son las muestras de la señal amplificada y M es el grado del modelo, es decir, el número de columnas. La matriz X se puede definir como:

$$X = (\varphi_x[0], \varphi_x[1], \dots, \varphi_x[n], \dots, \varphi_x[N-1])^T \quad (4.5)$$

dónde $\varphi_x[n] = (\phi_1^x[n], \dots, \phi_i^x[n], \dots, \phi_M^x[n])^T$ es el vector $M \times 1$ con las funciones base $\phi_i^x[n] (i=1, \dots, M)$ en el instante n .

De manera similar, los coeficientes originales del modelo MPM, α_{pi} , se encuentran en w_i coeficientes con $i = 1, \dots, M$. Con el fin de calcular la estimación de la señal de salida y , tenemos que encontrar el vector de coeficientes w .

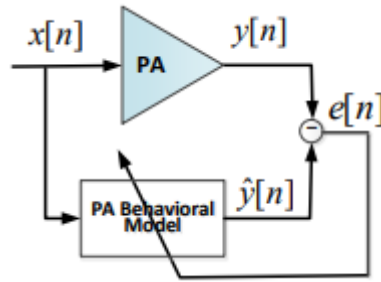


Fig. 4.2: Identificación del comportamiento de un sistema no lineal.

Para identificar el vector de coeficientes w definimos una función de coste que tiene en cuenta el error de identificación, que se expresa:

$$e = y - Xw = y - \hat{y} \quad (4.6)$$

Si realizamos el RMS definido en el capítulo 1 podemos definir:

$$\text{Dado } X \in \mathbb{C}^{N \times M}, N \gg M, y \in \mathbb{C}^N,$$

$$\text{Encontrar } w \in \mathbb{C}^M \text{ tal que } \|y - Xw\|_2^2 \text{ minimizado.}$$

La eficiencia del modelo depende de la estructura y del procedimiento de extracción de coeficientes. Para evaluar el modelo, mediremos el NMSE y el ACPR.

4.1.3 Linealización con predistorsión digital.

En el presente trabajo se aborda la función DPD en retroalimentación, por tanto, se pueden extraer y adaptar los coeficientes iterativamente en una escala de tiempo más lenta, pudiendo implementarlo en un sistema de procesamiento. Existen dos métodos para estimar y adaptar coeficientes:

- Aprendizaje directo: la distorsión se obtiene directamente de la inversión previa del comportamiento del sistema y los coeficientes se ajustan continuamente comparando la salida $y(n)$ con la entrada $u(n)$.
- Aprendizaje indirecto: el modelo no lineal del sistema es invertido posteriormente, los coeficientes del post-distorsionador se utilizan como los coeficientes del predistorsionador.

Para el desarrollo de este trabajo se utiliza el aprendizaje indirecto siguiendo el diagrama de bloques de la Fig. 4.3, con un lazo de estimación ideal.

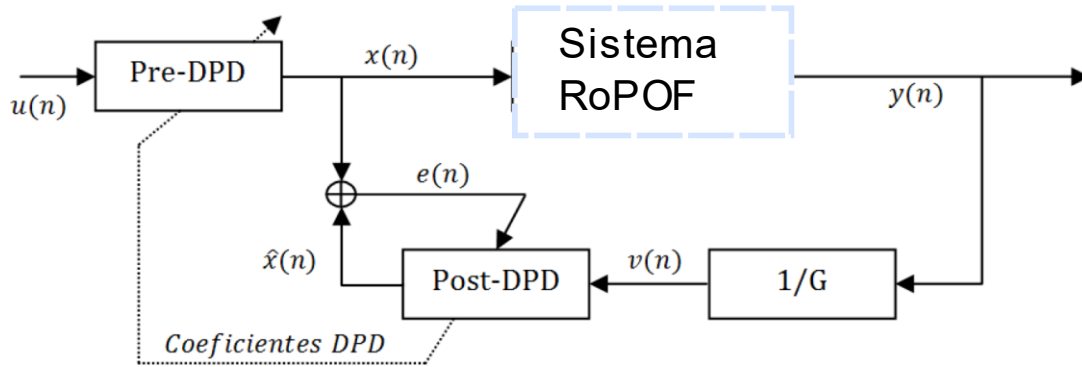


Fig. 4.3: Diagrama de Bloques de Predistorsión mediante ILA.

4.1.4 Reducción de dimensionalidad.

Para extraer los coeficientes del modelo de comportamiento del sistema, la solución de mínimos cuadrados tiene el riesgo de sobreajuste o subajuste. El sobreajuste aparece cuando el modelo tiene más coeficientes de los necesarios y, por tanto, es muy complejo. El gran número de columnas aumenta la posibilidad de que algunas sean linealmente dependientes, por tanto, la inversa de la matriz de correlación de X se acerca a la singularidad.

Las técnicas de reducción de dimensionalidad pueden ayudar a evitar problemas de sobreajuste y mal condicionamiento al reducir adecuadamente las columnas de la matriz de datos X para el modelo, o la matriz de datos U para la linealización DPD. Estas técnicas eliminan las funciones de base redundantes e irrelevantes de la matriz de datos, reteniendo únicamente las más significativas que contribuyen a modelar el comportamiento no lineal del sistema o su inversa. Se pueden dividir en dos grupos:

- Técnicas de selección de características: consisten en seleccionar determinadas variables, que son las más relevantes para un modelo en particular, de un conjunto de variables originales.
- Técnicas de extracción de características: consisten en crear un nuevo conjunto de variables reducido que son combinaciones lineales o no lineales de las originales.

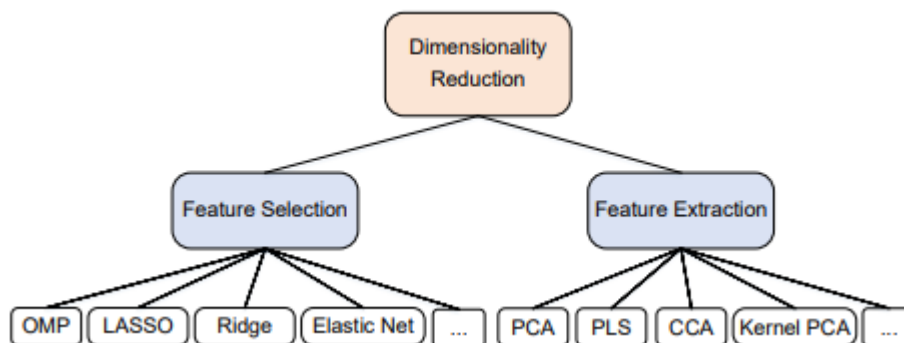


Fig. 4.4: Estructura de las técnicas de reducción de dimensionalidad

El presente trabajo se centra, dentro de las técnicas de extracción de características, en PCA y Kernel-PCA. En las técnicas de extracción de características, los componentes

más significativos de la nueva base se conservan mientras que los irrelevantes se eliminan. Estas técnicas se emplean en el subsistema de adaptación para reducir el número de coeficientes DPD que se estiman [18].

4.1.4.1 Análisis de Componentes Principales.

El PCA es una técnica de aprendizaje estadístico, adecuada para convertir una base original de características eventualmente correladas en un nuevo conjunto de bases ortogonales no correladas llamado componentes principales. Los componentes principales están orientados a capturar la máxima varianza entre los datos.

En el ejemplo de la Fig.4.5, se presenta un ejemplo de transformación PCA en datos bidimensionales en el que los ejes de coordenadas originales son e_1 y e_2 y los nuevos ejes de coordenadas son u_1 y u_2 , que corresponden a los vectores propios de los datos originales. Considerando que, en los ejes originales, la diferencia de las varianzas de los datos no es muy distinta y que el vector propio de U_1 tiene una varianza mucho mayor que el correspondiente a u_2 ($\sigma_1 > \sigma_2$). El componente principal de los datos considerados será u_1 , de esta manera, si descartamos la componente u_2 (sin importancia) y proyectamos los datos en la dimensión u_1 , la pérdida de información no será muy significativa. Si esto lo aplicáramos en los ejes originales, tendríamos una pérdida de información relevante. [17]

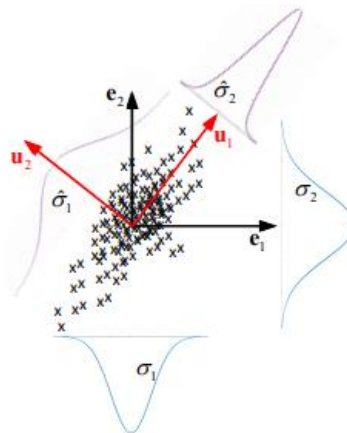


Fig. 4.5: Transformación PCA considerando datos en 2 dimensiones

Es decir, PCA encuentra nuevos componentes ortogonales con máxima variación entre ellos, teniendo en cuenta solo los datos de entrada. Su desempeño no depende de los datos de referencia. En el problema DPD, los datos de referencia corresponden a la señal de salida del sistema.

La transformación de la matriz U en U_{PCA} se lleva a cabo a través de la matriz de transformación $w = P_{PCA} w$, de dimensiones $M \times L$ de la siguiente manera:

$$U_{PCA} = U P_{PCA} \quad (4.7)$$

La matriz de transformación P_{PCA} contiene los vectores propios más importantes de la matriz de covarianza de U ($cov(U)$). Esta se puede aproximar a la matriz de correlación de U ($U^H U$) ya que la esperanza de U ($E\{U\}$) es cero:

$$cov(U) = \frac{1}{N-1} \left((U - E\{U\})^H (U - E\{U\}) \right) \approx U^H U \quad (4.8)$$

Mientras que los componentes principales de las funciones base (columnas de U) son los vectores propios de $U U^H$. La matriz U_{PCA} se usa en $w = (U^H U)^{-1} U^H x$ en lugar de U , para calcular el vector $L \times 1$ de coeficientes DPD transformados.

$$w = (U_{PCA}^H U_{PCA})^{-1} U_{PCA}^H x \quad (4.9)$$

La nueva matriz U_{PCA} contiene los elementos más relevantes ordenados en orden descendente de importancia, la más relevante se encuentra en la primera columna. La actualización de coeficientes se realiza calculando el vector w que contiene L elementos en lugar de M ($L \ll M$) del vector w . Después de encontrar w es posible volver al vector original.

Teniendo en cuenta que los componentes de la matriz U_{PCA} son ortogonales entre sí, la inversa de la matriz de correlación queda:

$$\left(U_{PCA}^H U_{PCA} \right)^{-1} = diag(\lambda_1^{-1}, \dots, \lambda_j^{-1}, \dots, \lambda_L^{-1}) \quad (4.10)$$

con λ_j los valores propios de $U^H U$ y $U U^H$. En consecuencia, el cálculo de los coeficientes DPD, w , se simplifica significativamente. Una vez obtenido se puede convertir a w utilizando la matriz de transformación P_{PCA} :

$$w = P_{PCA} w \quad (4.11)$$

Donde w , se utilizará para actualizar los coeficientes DPD.

4.1.3.2 Análisis de Componentes Principales con Kernel.

El análisis de componentes principales basado en kernels (KPCA) permite, a diferencia de PCA que es un método lineal, extraer características diferentes y reducir la dimensionalidad de una forma no lineal. Este método emplea funciones kernel para calcular de una forma eficiente las componentes principales en espacios de características de dimensión elevada, relacionando la señal con una aplicación no lineal.

La aplicación de KPCA a predistorsión digital implica trabajar en el campo complejo, puesto que los datos son los equivalentes paso bajo de las señales de entrada y salida.

Por ello, y aunque en los últimos años se está expandiendo el procesado vía kernels directamente al campo complejo, se utilizará una técnica de complejificación para trabajar con las formas de onda OFDM. Con esta técnica se define un kernel complejo a partir de los kernels de la parte real e imaginaria, por lo que es conveniente previamente introducir el concepto de kernel para datos reales.

Considérese una función $\psi(u)$ que transforma un vector x de un cierto espacio O a un vector perteneciente a un denominado espacio de características H , formada por t funciones base que generan dicho espacio de características (también llamado espacio reproductor de Hilbert). Utilizando este campo, es posible definir el kernel de dos vectores $u_1, u_2 \in A$ siendo A el espacio de partida como el producto escalar,

$$\begin{aligned} A \times A &\longrightarrow \mathbf{R} \\ k(u_1, u_2) &= \psi(u_1)^T \psi(u_2) \end{aligned} \quad (4.12)$$

que representa la similitud entre los dos vectores.

A partir de dicha definición básica, y puesto que para el problema de linealización digital se trabaja con matrices de señales, se define el campo vectorial de transformación de una matriz de dimensión $t \times n$, $\Psi(U)$, donde la matriz U se transforma al espacio de características de la siguiente forma

$$\Psi(U) = \{\psi(u_1) \quad \psi(u_2) \quad \dots \quad \psi(u_n)\} \quad (4.13)$$

Para dos matrices, se define el concepto fundamental para el desarrollo del algoritmo propuesto que es el de **matriz kernel** de dos matrices. Sean $U_1 \in \mathbf{R}^{n_1 \times d}$ y $U_2 \in \mathbf{R}^{n_2 \times d}$ entonces, la matriz kernel $K \in \mathbf{R}^{n_1 \times n_2}$ es

$$K(U_1, U_2) = \Psi(U_1)^T \Psi(U_2) \quad (4.14)$$

Normalmente, no se conocen los datos transformados, sino más bien las matrices kernels. Ello no es un problema, porque es posible calcular productos escalares a través del denominado "truco kernel". Algunas funciones kernel clásicas son:

- a) Función polinomial: $k(u_1, u_2) = (\alpha_1 u_1^T u_2 + \alpha_2)^\beta$
- b) Función gaussiana: $k(u_1, u_2) = \exp\left(-\frac{|u_1 - u_2|^2}{2\sigma^2}\right)$

En este proyecto se utilizará, por simplicidad y coste computacional, la función lineal como caso particular de la función polinomial.

El método KPCA-DPD parte de la matriz de covarianzas, pero en el espacio de características, es decir, ahora

$$\Sigma = \frac{1}{N} \Psi^T \Psi \quad (4.15)$$

lo que significa que el análisis de componentes principales se aplica en vez de a los valores propios de la covarianza, a los valores propios de los productos escalares dados por la matriz kernel.

Tanto PCA como KPCA es válido cuando la media es nula, y, por lo tanto, la matriz de covarianzas es idéntica a la matriz de autocorrelación. Si no se cumple esta condición, que es un caso habitual, los autovectores de los kernels no se pueden interpretar como direcciones principales. Por ello, es necesario "centrar" las matrices kernel. Para una matriz $K_u = K(U, U) = \Psi(U)^T \Psi(U)$, se obtiene la matriz kernel centrada K_C

$$K_C = K_U - \frac{1}{N} \mathbf{1}_N \mathbf{1}_N^T K_U - \frac{1}{N} K_U \mathbf{1}_N \mathbf{1}_N^T + \frac{1}{N^2} \mathbf{1}_N \mathbf{1}_N^T K_C \mathbf{1}_N \mathbf{1}_N^T \quad (4.16)$$

Donde $\mathbf{1}_N$ denota un vector de N unos y NxN es la dimensión de la matriz núcleo.

Para reducir la dimensionalidad, el conjunto de datos se proyecta en coordenadas de componentes principales obtenidas a partir de la descomposición de valores singulares de la matriz K_C eligiendo el número de direcciones que convenga para el análisis.

En particular, la proyección de cada punto de datos estará dada por la matriz de cambio de base $D^{1/2} V^T$ siendo D la matriz diagonal que contiene los autovalores y V la matriz que contiene los vectores propios normalizados, de mayor a menor eligiendo su número en función de la reducción que se considere conveniente.

Una vez explicados los fundamentos del método para el caso real, se propone utilizar la combinación de la complexificación y KPCA real al problema de predistorsión a partir de las señales de entrada ($x[n]$) y de salida ($y[n]$) al sistema de transmisión basado en fibra de plástico.

i. **Datos de entrada:** se construye, por un lado, la matriz de entrada al predistorsionador, basado en la señal normalizada de salida $\overline{y[n]} = \frac{y[n]}{G_{norm}}$, que se denota por X_y . Por otro lado, se construye la matriz de señal asociada a la salida del predistorsionador, $x[n]$, que se denota por X_x .

ii. **Complexificación:** Dichas matrices son complejas, por lo que se extraen sus componentes en fase y cuadratura, definiendo las siguientes matrices:

$$\begin{aligned} I_x &= \text{Re}[U_x] & I_y &= \text{Re}[U_y] \\ Q_x &= \text{Im}[U_x] & Q_y &= \text{Im}[U_y] \end{aligned}$$

iii. **Construcción de las matrices Kernel:** para que el algoritmo funcione, es importante considerar que a posteriori, los coeficientes se van a aplicar sobre la señal $x[n]$ para calcular la forma de onda predistorsionada que servirá de entrada al sistema. Por ello, se elige como espacio de training la matriz X_x y como espacio de test la matriz de salida X_y . De no hacerlo así, al reconstruir la señal predistorsionada final se pueden obtener problemas de convergencia, pues el rango de la señal de entrada será, en principio, mayor que el rango de la señal de salida normalizada, y por ello, puede existir un problema de estabilidad. Es decir, se construyen los siguientes kernels:

$$K_r(I_x, I_y) = \Psi(I_x)^T \Psi(I_y) \quad K_i(I_x, I_y) = \Psi(Q_x)^T \Psi(Q_y) \quad (4.17), (4.18)$$

iv. Se centran ambos kernels para definir el kernel complejo

$$K_{DPD-KPCA} = K_{cr}(I_x, I_y) + j K_{ci}(Q_x, Q_y) \quad (4.19)$$

siendo K_{cr} , K_{ci} los núcleos centrados en fase y cuadratura.

v. Se realiza una descomposición de valores singulares asociados a la matriz $K_{DPD-KPCA}$ que se podrá factorizar atendiendo a la matriz diagonal formada por los valores propios (D) y a la base compleja en la que la matriz de la aplicación es diagonal (P_{KPCA}) de forma que

$$K_{DPD-KPCA} P_{KPCA} = P_{KPCA} D \quad (4.20)$$

vi. Se proyecta la matriz kernel a un espacio de dimensión menor que la original eligiendo los k vectores propios cuyos valores propios son mayores en valor absoluto. Para ello, se utiliza la matriz de dimensión reducida \tilde{P}_{KPCA} formada por los vectores propios anteriormente escogidos. De esta manera, se determina la matriz kernel proyectada

$$U_{KPCA} = K_{DPD-KPCA} \tilde{P}_{KPCA} \quad (4.21)$$

vi. A partir de dicha matriz, se calculan los coeficientes del predistorsionador sin más que calcular

$$w = \left(U_{KPCA}^H U_{KPCA} \right)^{-1} U_{KPCA}^H y \quad (4.22)$$

Es en este paso donde al utilizar la matriz kernel proyectada se ahorra un considerable coste computacional.

vii. Se calcula la señal predistorsionada, z , sin más que calcular la matriz kernel compleja

$$K_z = K_{cr}(I_x, I_x) + j K_{ci}(Q_x, Q_x) \quad (4.23)$$

y

$$z = \left(K_z \tilde{P}_{KPCA} \right) w \quad (4.24)$$

Al igual que en PCA, la elección de la dimensión del espacio de proyección (número de valores propios escogidos) determinará las prestaciones de la predistorsión digital en compromiso al coste computacional. A mayor dimensión, mayor coste computacional, pero mejor ACPR y mejor EVM para la señal de salida del sistema linealizado y viceversa. Por lo tanto, desde el punto de vista de diseño, será necesario hacer una evaluación y elegir una solución de compromiso.

Finalmente, también es necesario señalar que como la regresión se realiza en el espacio de características y no en el espacio de señal, las prestaciones del predistorsionador no tienen por qué ser iguales que las obtenidas con el modelo polinomial del que parten. Lo que se busca aquí es una mejora en prestaciones y una reducción de coste computacional, es decir, la comparativa con los métodos anteriores se hará en términos de prestaciones finales, aun siendo este nuevo método más complejo. Lo que se pretende en el trabajo es validar el método, dejando una implementación eficiente para el futuro, puesto que es la primera vez que se va a aplicar este algoritmo no solo en este tipo de arquitecturas de transmisión si no como método de linealización en general.

4.2 Extracción de la dinámica no lineal.

4.2.1 Modificación de la arquitectura.

Para este apartado, se realizan una serie de modificaciones en el sistema. El nuevo sistema está compuesto por la plataforma de procesamiento de señal, conectada al amplificador, del amplificador pasamos al atenuador. Una de las salidas del atenuador está conectada al canal de recepción de la placa para poder capturar la señal de entrada al sistema. La otra salida se conecta al láser para realizar la transmisión óptica por la fibra, a la salida de la fibra colocamos el fotodetector. Del fotodetector se lleva a un amplificador de bajo ruido (LNA) y posteriormente a un divisor, del que una salida va al canal de recepción 2 de la plataforma para poder capturar la salida al sistema y la otra al osciloscopio para medir la potencia de salida. En la Fig. 4.6 se puede ver la modificación. Con las variaciones propuestas se podrá capturar para cada medida en la entrada y en la salida, de esta forma logramos que sean comparables. Si no se realizara de esta forma, dado que el sistema es sensible ante interferencias y ajuste de componentes, no se podrían comparar las medidas de entrada y de salida.

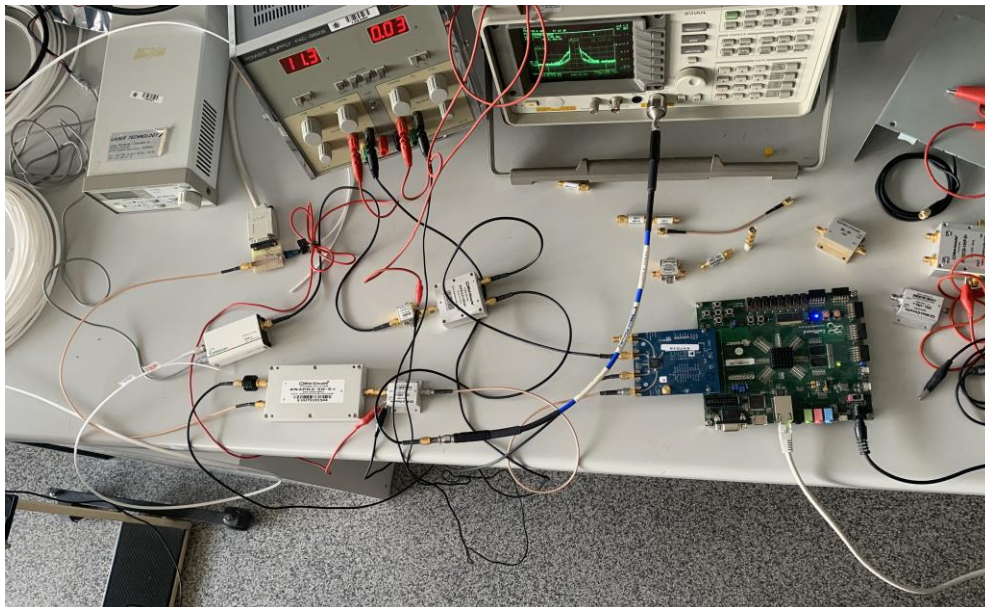


Fig. 4.6: Modificación de la arquitectura RFoPOF.

En la Fig. 4.7 se muestra el diagrama de bloques correspondiente

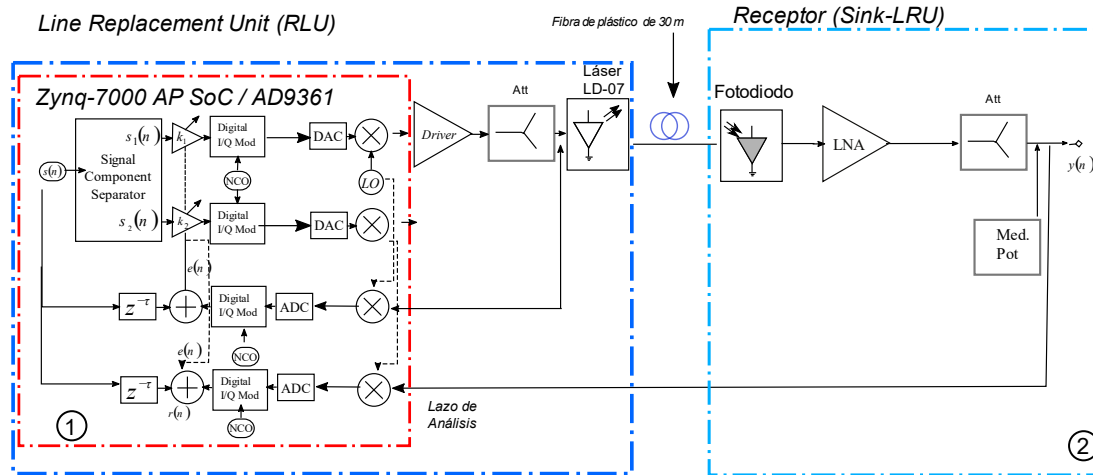


Fig. 4.7: Modificación de la arquitectura RFoPOF. Diagrama de bloques.

4.2.2 Simulación y medidas.

Para comprobar el funcionamiento de los modelos propuestos, se realiza una variación de la memoria y el grado del polinomio. Para la simulación de la linealización, se utilizan las medidas obtenidas en el apartado 3 como señales de entrada y salida. En primer lugar, se escoge una potencia de transmisión que corresponda con un porcentaje medido de EVM en torno al 8-9%, para cada punto de operación del láser y para cada frecuencia. Luego, se ajusta el valor del factor de ganancia utilizando el modelo MPM ya que es el más restrictivo. Una vez hallado este factor óptimo se impone al modelo PM, en el que se evaluarán los casos de grado de polinomio máximo. En la tabla 4.1 se recogen las configuraciones realizadas.

Tabla 4.1: Valores escogidos para Linealización.

BIAS (mA)	35	40	45
Modulación	16QAM	16QAM	16QAM
Frecuencia [MHz]	964, 987, 1010	964, 987, 1010	964, 987, 1010
Grado de polinomio	5,7,9	5,7,9	5,7,9
Tamaño de memoria	5,7,9	5,7,9	5,7,9

Para evaluar las técnicas de linealización, se atiende al valor de la pérdida, al error de modelado, al error de la predistorsión y al ACPR medido, las tablas con todas las medidas se encuentran en el Anexo C.

A continuación, se presentan las curvas AM/AM para el caso de la frecuencia central, utilizando cada punto de polarización.

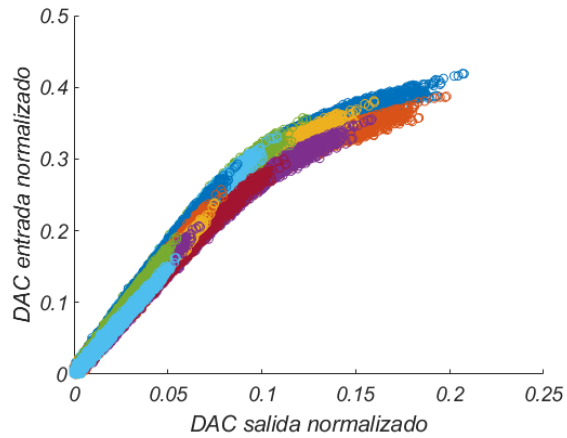


Fig. 4.8: Curvas AM/AM. Frecuencia central BIAS 35 mA. Normalizadas.

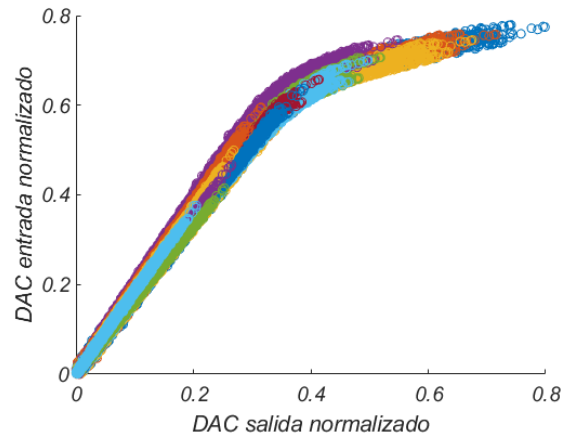


Fig. 4.9: Curvas AM/AM. Frecuencia central BIAS 40 mA. Normalizadas.

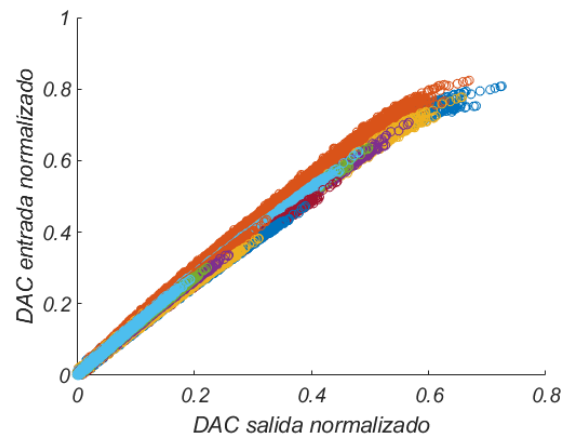


Fig. 4.10: Curvas AM/AM. Frecuencia central BIAS 45 mA. Normalizadas.

La reducción de dimensionalidad mediante PCA y Kernel-PCA, se aplica al modelo polinomial con memoria en los casos de memoria máxima y grado de polinomio máximo, es decir, cuando tenemos 81 coeficientes. Los factores de reducción que se aplican se recogen en la tabla 4.2.

Tabla 4.2: Reducción de dimensionalidad aplicada.

PCA		Kernel-PCA	
Reducción	N.º Coeficientes	Reducción	N.º Coeficientes
50%	41	50%	41
75%	21		
-3dB	Dependiente de la configuración.		

En el caso de reducción a -3dB es referido a escoger un número de coeficientes que reduzca el valor del NMSE en 3 dB con respecto al Error de modelado. Por ello para cada configuración varía. Por otro lado, la reducción de complejidad mediante Kernel-PCA solo es aplicada a un caso debido al coste computacional.

4.3 Análisis de los efectos no lineales y linealización del sistema POF-LDACS.

4.3.1 Análisis del algoritmo PCA.

En este primer escenario se propone analizar el efecto del algoritmo de reducción de dimensionalidad PCA. Para ello, se presentan los resultados obtenidos mediante simulación utilizando el punto de polarización 40 con modulación 16-QAM. El modelo polinomial será de grado 9 y la memoria para el modelo MPM será 9 . No se incluye en el análisis el modelo PM ya que se considera que el MPM es más completo. De esta manera dispondremos de 81 coeficientes para aplicar la reducción. La reducción propuesta es de un 50% en un caso y de 75% en otro. El factor de ganancia impuesto corresponde al valor en el que el modelo MPM es óptimo, $G_p = 0.82$. Fijando estas características, el modelo presenta un ACPR de entrada de -54.0445 dBc y de salida sin predistorsión de -27.8277 dBc. El NMSE de modelado es -34.5097 dB.

La tabla 4.3 contiene los resultados de aplicar la predistorsión para la frecuencia superior al ser la más restrictiva. En el Anexo C se pueden encontrar las tablas para la frecuencia inferior y para la frecuencia central. Lo que se puede deducir en cuanto al efecto de la frecuencia es que a medida que la aumentamos, el NMSE aumenta. Por otro lado, la pérdida de potencia es menor a medida que subimos en frecuencia, esto es debido a que el modelo admite factores de ganancia mayores a frecuencias más altas. Por último, el ACPR se mantiene, ya que los modelos se ajustan correctamente.

Lo que se busca al aplicar la predistorsión es que el valor de ACPR de salida al aplicar los algoritmos se acerquen a los -54.0445 dBc que tenemos a la entrada, y, por consiguiente, que cumplan el valor de la restricción de ACPR calculada previamente de -50 dBc. Además, se busca que el NMSE sea lo más pequeño posible. En cuanto al EVM, en las simulaciones no se incluye ya que se reduce prácticamente al óptimo.

Tabla 4.3: Linealización a la frecuencia superior.

Modelo Linealización	ACPR [dBc]	Mejora ACPR [dBc]	Pérdida de potencia [dB]	NMSE [dB]
MPM	-52.41	24.5823	1.6635	-33.9959
MPM-PCA (50%)	-51.5339	23.7062	1.6635	-32.8158
MPM-PCA (75%)	-47.6426	19.8149	1.6635	-32.4912

A la vista de las simulaciones realizadas, como es lógico, el modelo MPM sin reducción de dimensionalidad obtiene mejores valores en cuanto al NMSE y al ACPR. Hay que tener en cuenta que la utilización de este algoritmo estima la totalidad de los coeficientes, por tanto, es más complejo computacionalmente. Además, el modelo es menos real.

A continuación, se presentan los espectros de las señales corregidas mediante predistorsión, para los casos comentados previamente, comparados con la señal distorsionada. En primer lugar, la simulación utilizando MPM como podemos ver

linealiza bien el sistema, pero se puede apreciar que en la base de la señal no se termina de ajustar, presentando efectos no lineales.

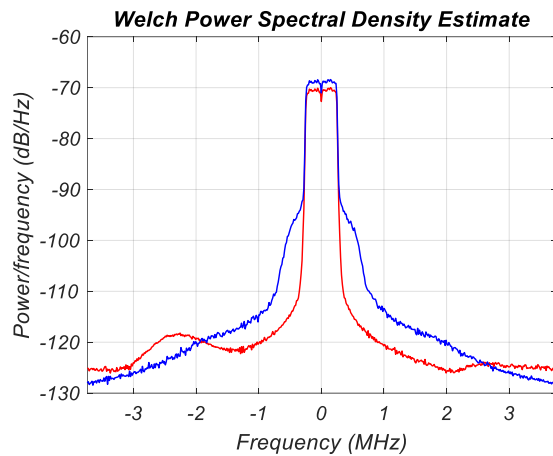


Fig. 4.11: Simulación predistorsión con MPM.

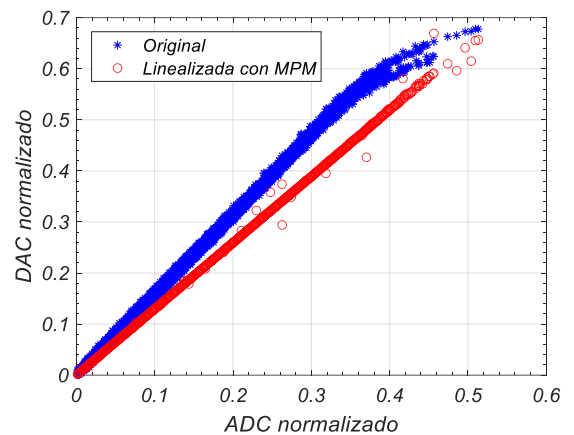


Fig. 4.12: Curvas AM/AM. MPM.

Por otro lado, mediante la utilización del PCA como se comprueba, al reducir los coeficientes en un 50% los resultados son bastante buenos, reduciendo el ACPR casi al original y sin aumentar en gran medida el NMSE. Al aplicar la reducción del 75% sí que se nota en la tabla una reducción de las prestaciones considerable, dejando de cumplir la restricción de ACPR. En las figuras siguientes se puede ver que la reducción de dimensionalidad tiene un efecto muy positivo ya que en el espectro de la señal reduce el recrecimiento espectral que aparecía al usar el modelo MPM. Esto se debe a que la proyección reduce el número de muestras de la matriz de señal, y por lo tanto, la matriz está mejor condicionada, es decir, tiene un efecto regularizante. En la Fig. 4.17 se superponen los espectros obtenidos.

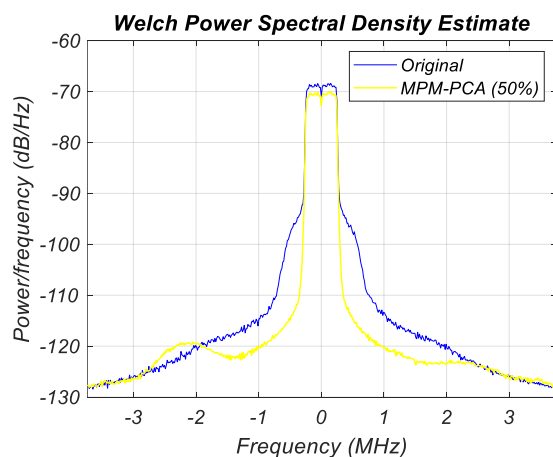


Fig. 4.13: Simulación con PCA (50%).

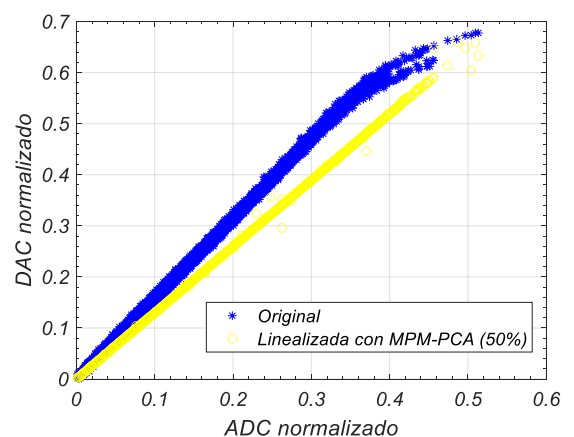


Fig. 4.14: Curvas AM/AM. PCA (50%).

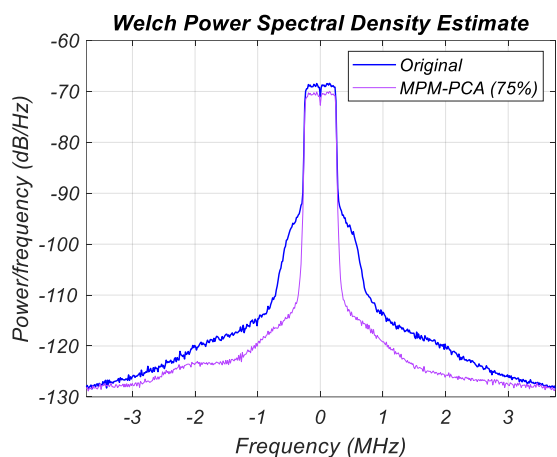


Fig. 4.15: Simulación predistorsión con PCA (75%).

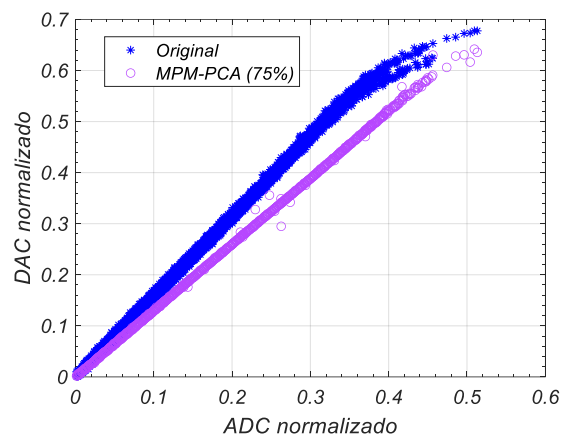


Fig. 4.16: Curvas AM/AM. PCA (75%).

Como se ha podido apreciar, mediante simulación, con los parámetros escogidos se reducen en gran medida las no linealidades del sistema, sin perder demasiada potencia. Esto quiere decir que los modelos propuestos se ajustan bien al problema presentado. No se puede olvidar que mediante estas simulaciones se comprueba la viabilidad de la predistorsión propuesta, en la verificación experimental presentada en el capítulo 4.4 se observará que los resultados no son ideales como lo son ahora. De nuevo, se presenta un compromiso entre coste computacional y prestaciones.

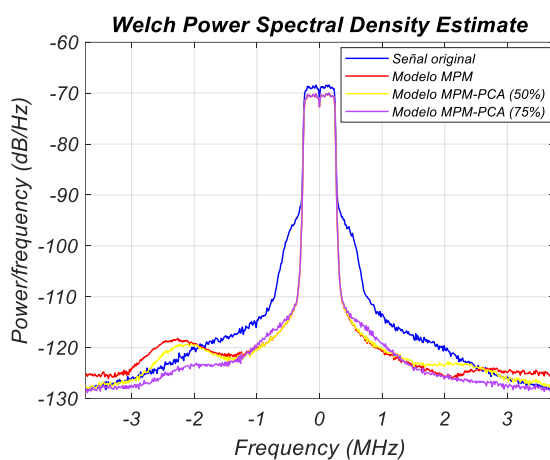


Fig. 4.17: Comparación de modelos en espectro.

4.3.2 Análisis del algoritmo KPCA.

En este segundo escenario se propone analizar el algoritmo Kernel-PCA, para ello se van a comparar los modelos MPM, KPCA sin aplicar reducción, KPCA aplicando el 50% de reducción y la misma reducción para PCA. Además, para comprobar el efecto del punto de polarización del láser se simulará para el punto 40 y 45 mA. Igual que antes, la frecuencia presentada es la superior.

En primer lugar, las tablas 4.4 y 4.5 recogen los resultados de las simulaciones para el punto de operación 40 y 45 respectivamente.

Tabla 4.4: Linealización a la frecuencia superior BIAS 40 mA.

Modelo Linealización	ACPR [dBc]	Mejora ACPR [dBc]	Pérdida de potencia [dB]	NMSE [dB]
MPM	-52.41	24.5823	1.6635	-33.9959
MPM-KPCA (100%)	-43.7404	15.9127	1.665	-37.3819
MPM-PCA (50%)	-51.5339	23.7062	1.6635	-32.8158
MPM-KPCA (50%)	-46.4582	18.6305	1.665	-36.4296

Tabla 4.5: Linealización a la frecuencia superior BIAS 45 mA.

Modelo Linealización	ACPR [dBc]	Mejora ACPR [dBc]	Pérdida de potencia [dB]	NMSE [dB]
MPM	-53.5603	21.8725	1.7514	-37.9015
MPM-KPCA (100%)	-49.0380	17.343	1.7514	-40.4356
MPM-PCA (50%)	-52.7805	21.0927	1.7514	-36.8541
MPM-KPCA (50%)	-49.7149	18.0271	1.7514	-39.3553

En un primer análisis se van a exponer los espectros de la señal corregida mediante el algoritmo KPCA sin reducción de dimensionalidad y con reducción del 50%. En las figuras 4.18 y 4.19 se puede apreciar la simulación, superpuestas a la señal sin predistorcionar. Se observa que el algoritmo KPCA funciona correctamente en simulación, reduciendo al 50% los coeficientes, se obtiene mejor ACPR, pero peor NMSE como era de esperar.

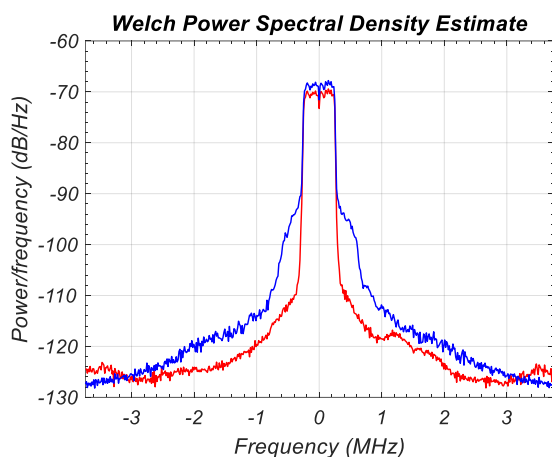


Fig. 4.18: KPCA (50%) con BIAS 40 mA.

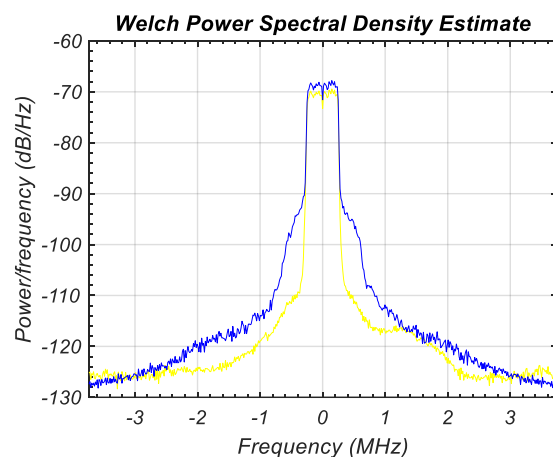


Fig. 4.19: KPCA (100%) con BIAS 40 mA.

Para comprobar el efecto del punto de polarización del láser, se comparan a continuación, el algoritmo KPCA sin reducción operando en el punto 40 y 45 mA. Ahora no se pueden superponer espectros debido a que la potencia óptica no es la misma y por consiguiente la potencia de RF tampoco, siendo mayor para mayor punto de polarización.

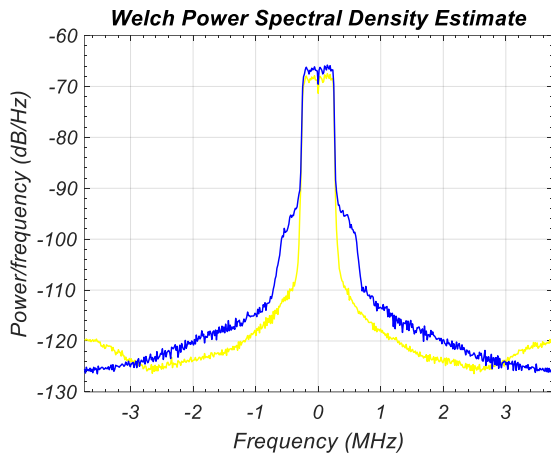


Fig. 4.20: KPCA (100%) con BIAS 45 mA.

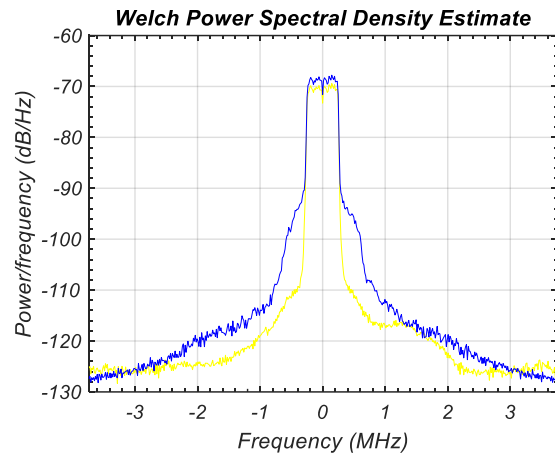


Fig. 4.21: KPCA (100%) con BIAS 40 mA.

Al observar los espectros y los valores recogidos en las tablas, se comprueba que el algoritmo KPCA tiene mejor respuesta cuando el láser trabaja en el punto de polarización mayor, si no se aplica reducción de coeficientes. En cambio, al aplicar la reducción del 50%, las prestaciones mejoran en gran medida al operar con el BIAS 40 mA. A continuación, se representan las mejoras de un punto de polarización respecto al otro.

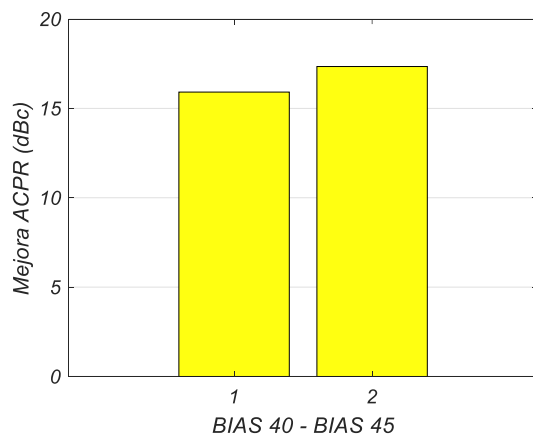


Fig. 4.22: Mejora ACPR. KPCA (100%).

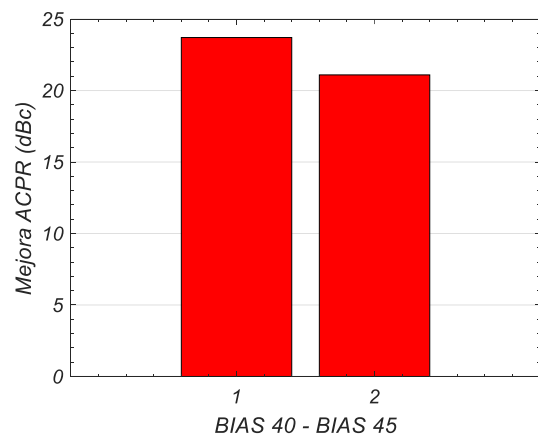


Fig. 4.23: Mejora ACPR. KPCA (50%).

4.4 Verificación experimental.

En este apartado se comprobarán las conclusiones establecidas a partir del análisis de la dinámica en el apartado 4.3. Un parámetro importante que se comprobará ahora será el EVM medido en la salida. Durante la simulación no era necesario ya que, al ser ideal, siempre se iba a reducir prácticamente al óptimo. Igual que con el ACPR, se calculará la mejora de EVM. Para visualizar esta reducción de EVM se presentan los diagramas de constelación y los espectros. De la misma forma que en el apartado 4.3, en el primer escenario se comprueba la validez del algoritmo MPM-PCA y el efecto de la frecuencia. En el segundo escenario se verifica el algoritmo MPM-KPCA junto con el efecto del punto de trabajo de láser para la frecuencia superior.

4.4.1 Verificación del algoritmo PCA.

Se recogen en la tabla 4.6 las medidas tomadas tras aplicar la predistorsión. En este caso, el ACPR capturado a la salida sin predistorsión será diferente para cada caso ya que al transmitir la señal y capturar, puede tener pequeñas variaciones.

Tabla 4.6: Medidas de linealización a la frecuencia superior.

Modelo Linealización	ACPR [dBc]	Mejora ACPR [dBc]	EVM [%]	Mejora EVM [%]	NMSE [dB]
MPM	-40.1658	12.3381	3.8278	9.35	-30.0834
MPM-PCA (50%)	-40.2641	12.2303	4.1104	8.6808	-28.7059
MPM-PCA (75%)	-38.9307	11.03	4.4660	8.5552	-28.1471

Para visualizar la mejora de EVM y ACPR gráficamente, se presentan en los diagramas de barras, la medida a la entrada del sistema, a la salida sin predistorsionar y la medida corregida, para el modelo MPM-PCA al 50%. Los diagramas en los que se emplean los modelos MPM y MPM-PCA al 75% se encuentran en el Anexo C.2.

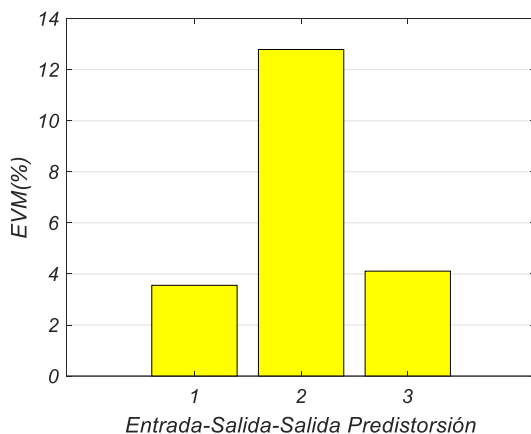


Fig. 4.24: Mejora EVM con PCA (50%).

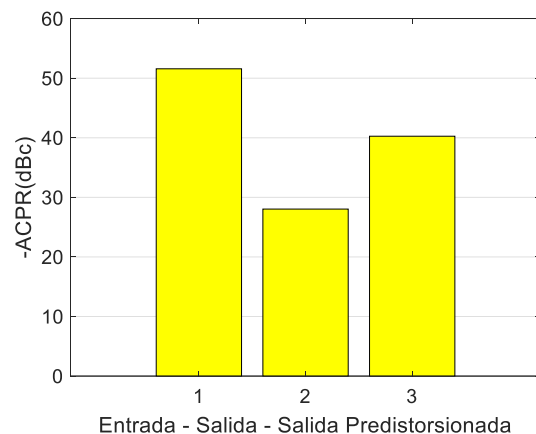


Fig. 4.25: Mejora ACPR con PCA (50%).

A continuación, se presenta para cada modelo, el diagrama de constelación y el espectro de la señal corregida. En el diagrama de constelación se ve claramente la mejora del EVM, en color azul se representa la constelación de la señal recibida sin

predistorsión y en negro la ideal, el color restante corresponde a la constelación de la predistorsionada.

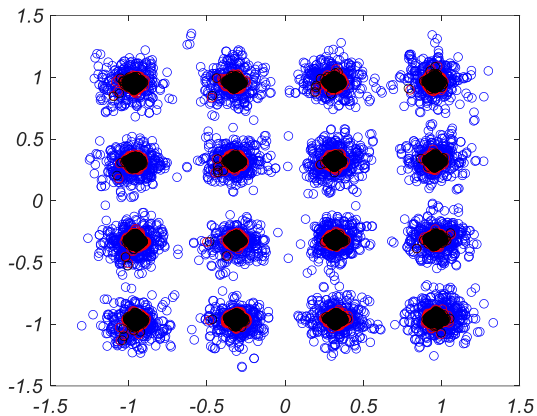


Fig. 4.26: Comparación constelaciones MPM.

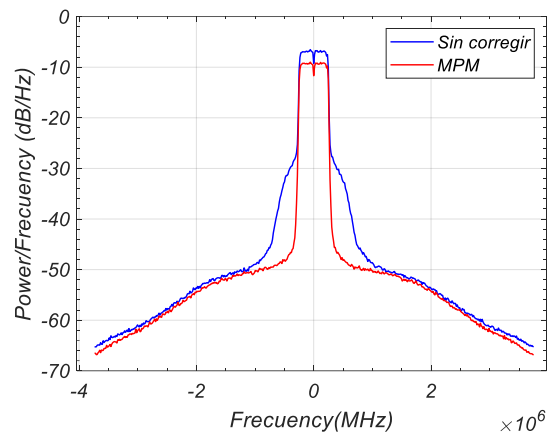


Fig. 4.27: Espectro con MPM.

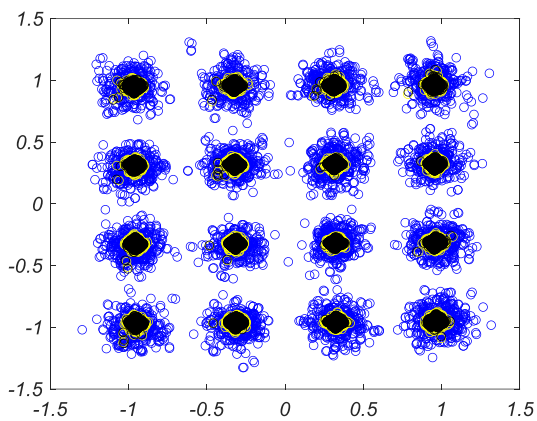


Fig. 4.28: Comparación constelaciones PCA 50%.

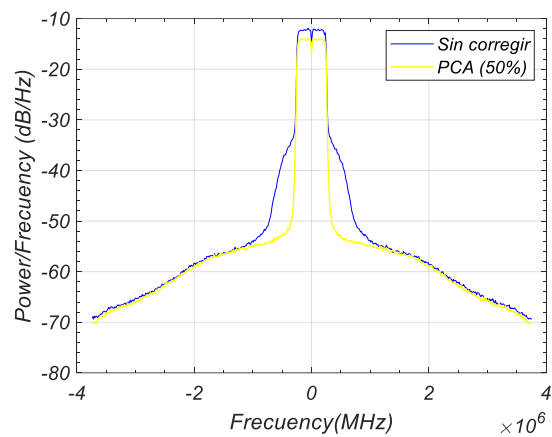


Fig. 4.29: Espectro con PCA 50%.

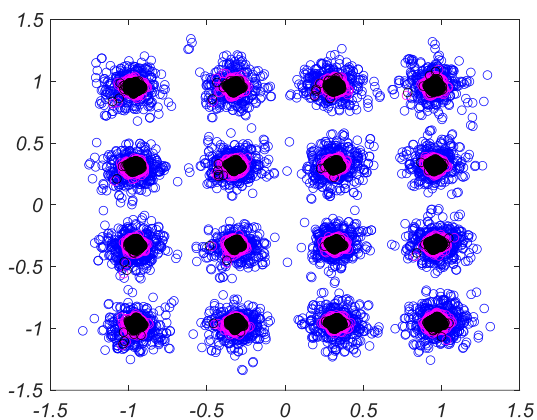


Fig. 4.30: Comparación constelaciones PCA 75%.

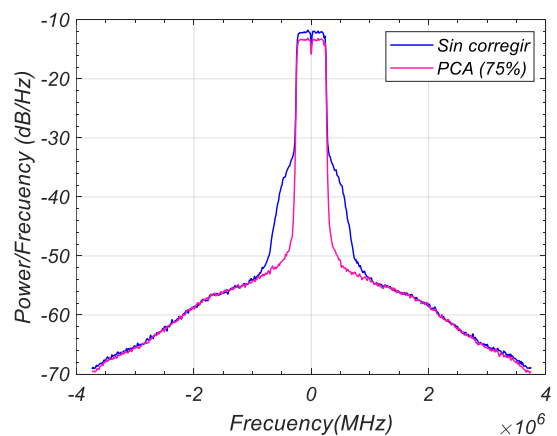


Fig. 4.31: Espectro con PCA 75%.

Como se puede apreciar en las figuras, el modelo MPM pierde menos potencia, pero corrige peor que el PCA. En referencia a los PCA, se aprecia que el de reducción 50%

pierde un poco más de potencia y corrige mejor. Los algoritmos funcionan correctamente ya que se corrigen en gran medida las no linealidades, pero se pierde más potencia que en las simulaciones, como era lógico. A la vista de los resultados recogidos en la tabla 4.6, las restricciones de EVM sí que se cumplen, dejando un margen del 50% para las etapas posteriores. En cuanto al ACPR, no se cumple aplicando únicamente predistorsión, a pesar de ello, como el ACPR medido ideal sí que verifica las restricciones, es posible llegar a cumplirlo. Para poder soportar la norma, como se ha comentado varias veces a lo largo del trabajo, sería necesario un filtrado que se escapa a los límites del trabajo. Para tener una visión general del funcionamiento de los algoritmos, se presenta en la Fig. 4.32 las señales a la salida aplicando cada modelo.

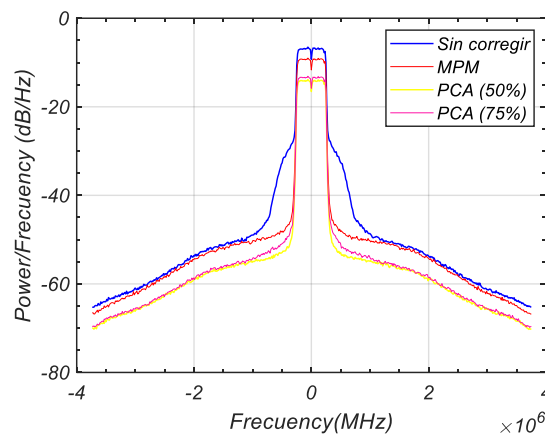


Fig. 4.32: Comparación de modelos. Verificación PCA.

A continuación, se analiza el efecto de la frecuencia, para ello se representa en primer lugar la mejora de ACPR y EVM para el algoritmo PCA al 50% para cada frecuencia.

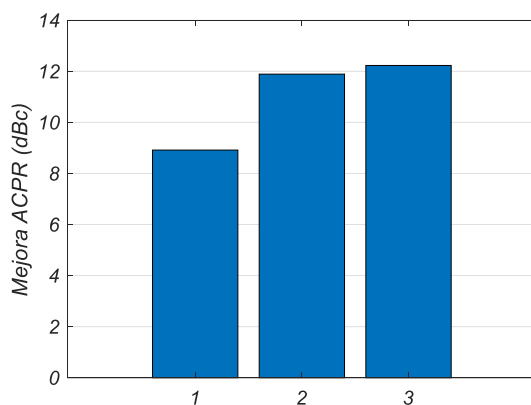


Fig. 4.33: Mejora ACPR. Modelo PCA (50%) comparación de frecuencias.

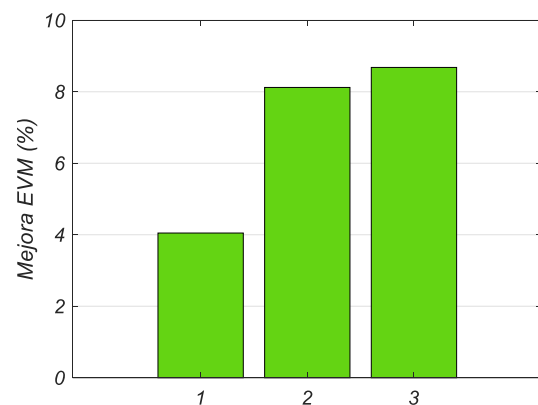


Fig. 4.34: Mejora EVM. Modelo PCA (50%) comparación de frecuencias.

Como se puede ver, el algoritmo PCA con 50% de reducción, funciona mejor a la frecuencia alta ya que reduce en mayor grado tanto el ACPR como el EVM. En la Fig. 4.35 se comprueba el efecto de la frecuencia comentado sobre el espectro de la señal.

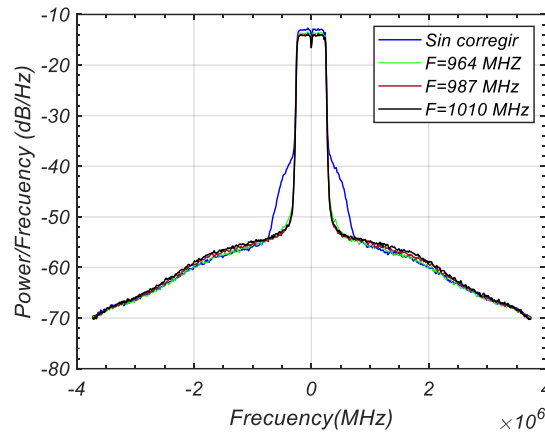


Fig. 4.35: Espectro. Modelo PCA (50%) comparación de frecuencias.

4.4.2 Verificación del algoritmo KPCA.

Se recogen en las tablas 4.7 y 4.8 las medidas tomadas tras aplicar la predistorsión. En este caso, el ACPR capturado a la salida sin predistorsión será diferente para cada caso ya que al transmitir la señal y capturar, puede tener pequeñas variaciones.

Tabla 4.7: Medidas de linealización a la frecuencia superior BIAS 40 mA.

Modelo Linealización	ACPR [dBc]	Mejora ACPR [dBc]	EVM [%]	Mejora EVM [%]	NMSE [dB]
MPM	-40.1658	12.3381	3.8278	9.35	-30.0834
MPM-KPCA (100%)	-39.9435	12.5038	3.9995	9.8281	-30.0414
MPM-PCA (50%)	-40.2641	12.2303	4.1104	8.6808	-28.7059
MPM-KPCA (50%)	-39.4863	11.171	4.1910	8.24	-30.3587

Tabla 4.8: Medidas de linealización a la frecuencia superior BIAS 45 mA.

Modelo Linealización	ACPR [dBc]	Mejora ACPR [dBc]	EVM [%]	Mejora EVM [%]	NMSE [dB]
MPM	-43.2063	14.9885	4.573	7.9195	-32.3938
MPM-KPCA (100%)	-41.5463	12.6808	4.1980	7.4944	-35.3652
MPM-PCA (50%)	-42.3734	14.0294	4.3894	7.9485	-30.3987
MPM-KPCA (50%)	-41.7380	13.4645	4.1331	8.3957	-34.5715

Siguiendo la estructura del análisis en simulación, se van a presentar primero, en los diagramas de barras, el ACPR y EVM medido a la entrada y salida predistorsionada y sin predistorsionar, para el KPCA sin reducción y con 50% de reducción.

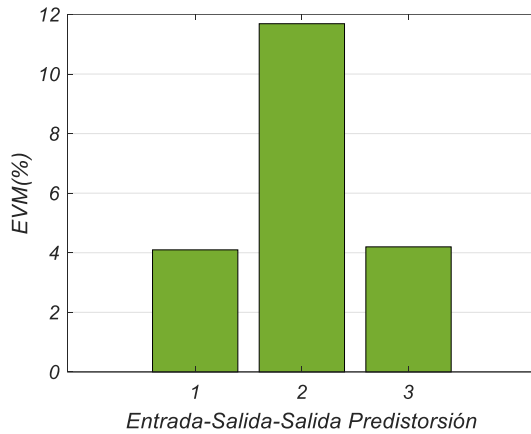


Fig. 4.36: Mejora EVM con KPCA 100%.

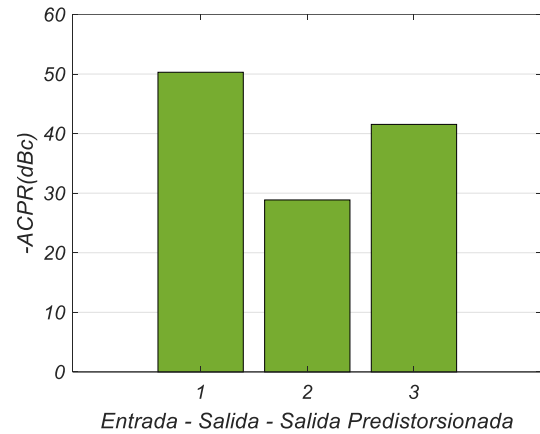


Fig. 4.37: Mejora ACPR con KPCA 100%.

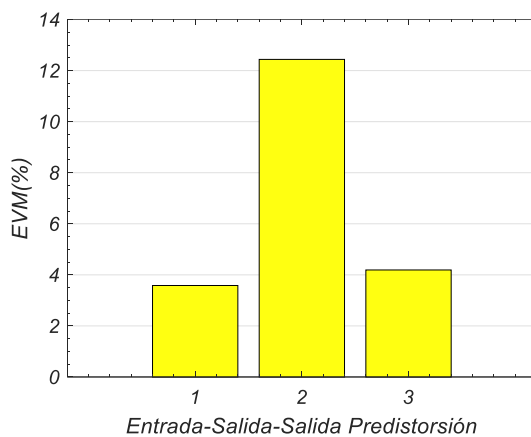


Fig. 4.38: Mejora EVM con KPCA 50%.

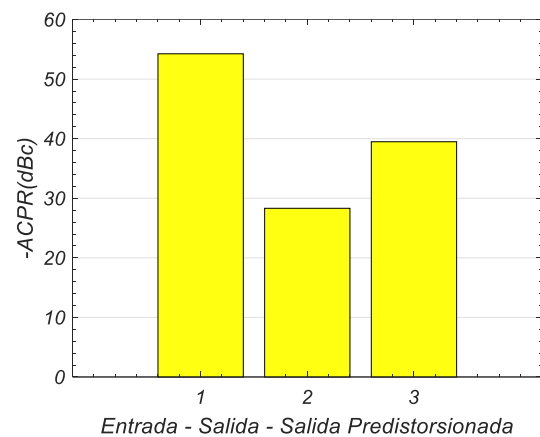


Fig. 4.39: Mejora ACPR con KPCA 50%.

Al analizar los diagramas, destaca de este algoritmo la mejora de EVM, que prácticamente lo reduce al valor óptimo, por otro lado, el ACPR también mejora, aunque estamos en torno a 10 dBc de cumplir la norma. Al aplicar la reducción de coeficientes, las prestaciones son un poco peores, pero se asemejan considerablemente a las obtenidas sin la reducción, esto quiere decir que la reducción cumple su función.

A continuación, se presentan, para ambos casos del algoritmo KPCA, el diagrama de constelación para visualizar gráficamente la reducción de EVM, y el espectro superpuesto de la señal predistorsionada junto con la de entrada. Para cada punto de polarización.

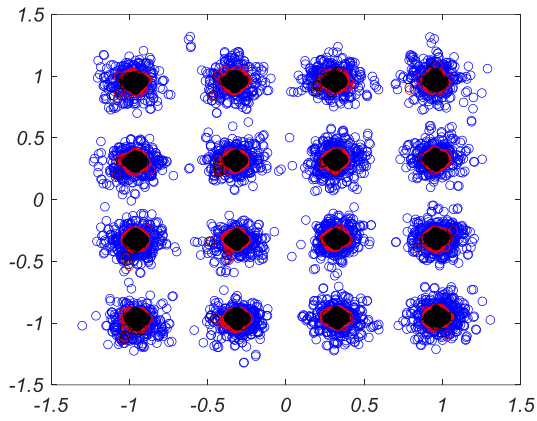


Fig. 4.40: Comparación constelaciones KPCA 50%. BIAS 40.

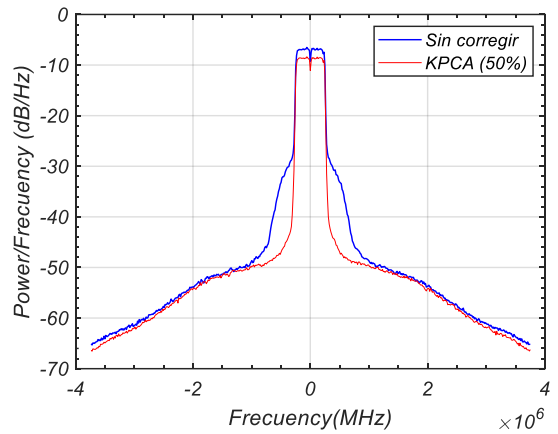


Fig. 4.41: Espectro con KPCA 50%. BIAS 40.

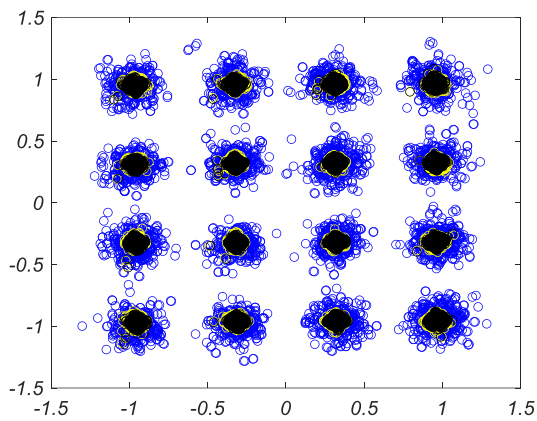


Fig. 4.42: Comparación constelaciones KPCA 100%. BIAS 40.

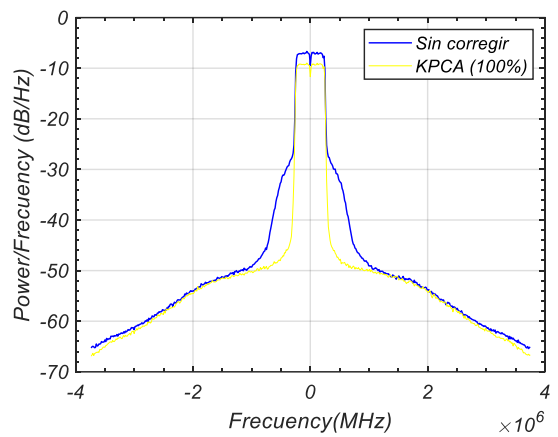


Fig. 4.43: Espectro con KPCA 100%. BIAS 40.

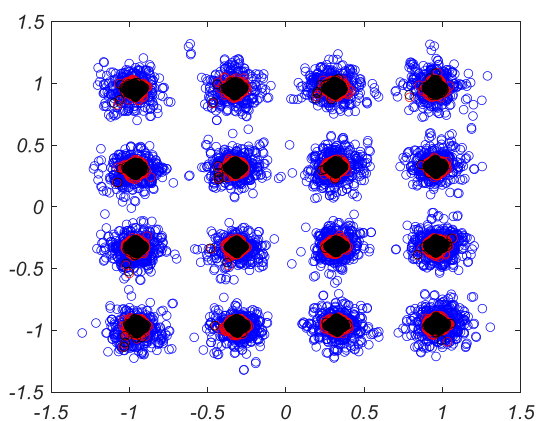


Fig. 4.44: Comparación constelaciones KPCA 50%. BIAS 45

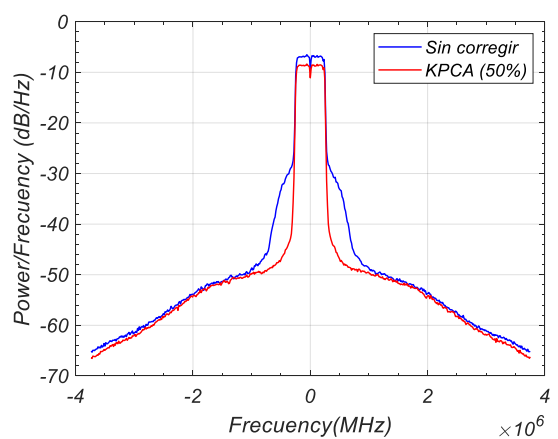


Fig. 4.45: Espectro con KPCA 50%. BIAS 45.

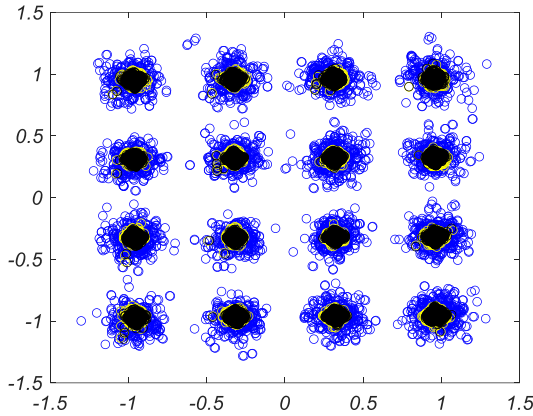


Fig. 4.46: Comparación constelaciones KPCA 100%. BIAS 45.

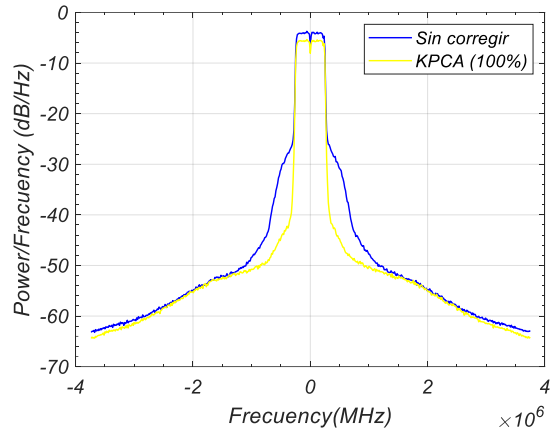


Fig. 4.47: Espectro con KPCA 100%. BIAS 45.

A la vista de los espectros, se ve que la utilización del algoritmo KPCA con el punto de polarización 40 linealiza mejor la señal. Se aprecia que la señal a la que se le aplica predistorción en el punto de trabajo de 45 no termina de reducir las no linealidades cuando se acerca a la base del espectro.

Para comprobar el efecto del punto de operación del láser, de manera gráfica, se representa en primer lugar la mejora del ACPR y EVM con respecto a la utilización de los modelos MPM-PCA al 50% y a MPM-KPCA al 50%, operando en cada punto de trabajo.

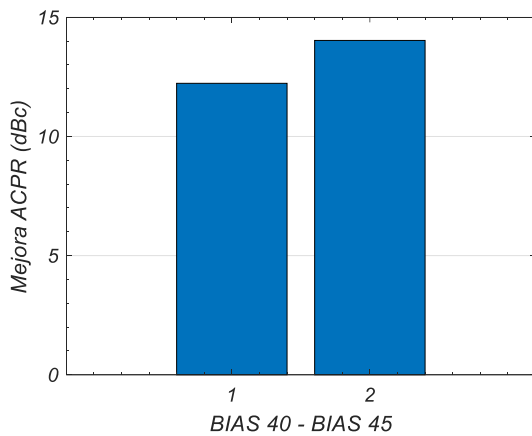


Fig. 4.48: Mejora ACPR. Modelo PCA (50%) comparación de BIAS.

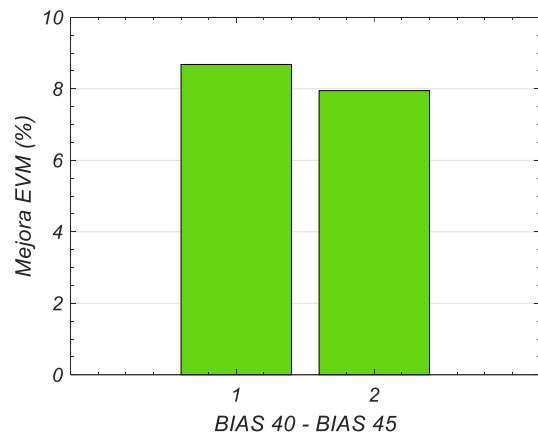


Fig. 4.49: Mejora EVM. Modelo PCA (50%) comparación de BIAS.

En el modelo PCA se observa cómo el ACPR tiene una mejora más notable cuando el láser se encuentra operando en el punto 45 mA, por el contrario, se consigue un EVM mejor cuando se opera en el punto 40 mA. Al comparar la mejora de prestaciones utilizando el modelo KPCA, se obtiene, como se puede apreciar en las figuras siguientes, que son más notables en el punto de operación alto. En este caso, no se pueden comparar los espectros correspondientes a cada punto de trabajo, esto se debe a que la potencia en frecuencia para el caso del láser operando en el punto 45 mA, será

más elevada porque se dispone de mayor potencia óptica. De esta forma el espectro quedará por encima.

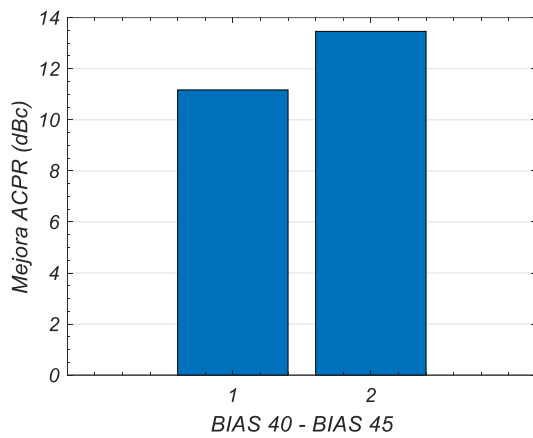


Fig. 4.50: Mejora ACPR. Modelo KPCA (50%) comparación de BIAS.

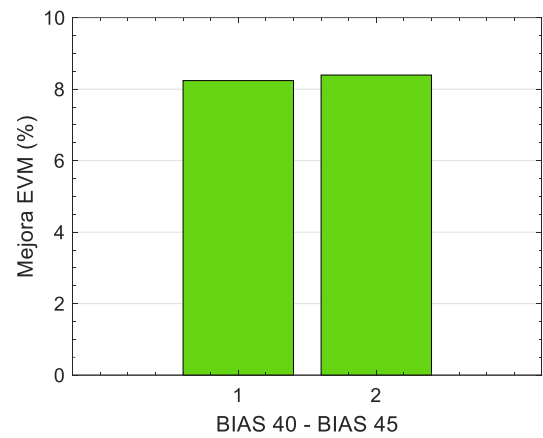


Fig. 4.51: Mejora EVM. Modelo KPCA (50%) comparación de BIAS.

Como verificación del algoritmo se presenta en la figura 4.53 el resultado obtenido en el laboratorio, superponiendo la señal recibida sin linealizar junto con la señal después de haber aplicado la linealización, y como se puede ver en el espectro su funcionamiento es correcto.

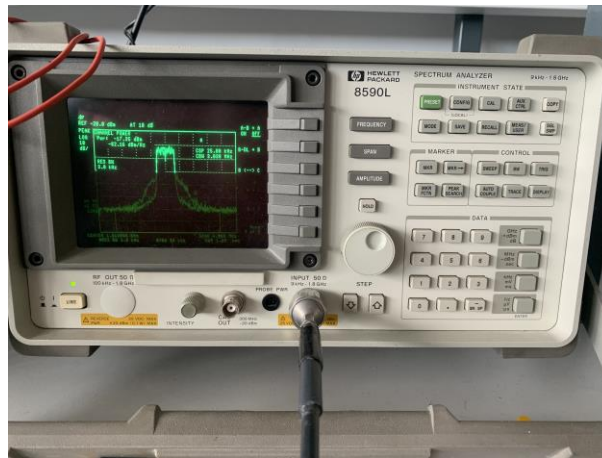


Fig. 4. 52: Resultado de linealizar en el osciloscopio.

CAPITULO 5: Conclusiones.

5.1 Conclusiones.

Tras la realización del presente trabajo y a la vista de los análisis y resultados obtenidos del sistema RFoPOF propuesto para gestión de tráfico aéreo, se puede llegar a una serie de conclusiones que se presentan a continuación.

En primer lugar, se ha realizado la caracterización de los diferentes dispositivos del enlace y se ha analizado la transmisión de la señal basada en el protocolo LDACS. El grueso de esta evaluación se centra en la POF de 30 m, con la que las normas impuestas por el SESAR se cumplen en la mayoría de los casos, llegando a obtener unos resultados muy dignos sin aplicar procesado previo. En cuanto a los resultados obtenidos con una POF de 50 m, como era de esperar debido a la gran atenuación que introduce, son peores. El estándar se cumple en gran parte del rango de potencias medidos para las modulaciones QPSK y 16-QAM, cuando el láser trabaja en los puntos de operación 40 y 45 mA. Si se utiliza la modulación 64-QAM, para cualquier punto de polarización, o se reduce este, se cumple el umbral de EVM para dos tasas de codificación, pero no se llega a cumplir la condición en el caso de una tasa $\frac{3}{4}$. Como el sistema se encuentra muy cerca del umbral, por tanto, existe la posibilidad de utilizar otro láser o un procesado más profundo para alcanzar la norma.

Mediante el uso de los algoritmos de Clipping, se ha comprobado que su influencia en el sistema es muy notable. Su funcionamiento es correcto ya que reducen el PAPR medido en la transmisión, pero conllevan un aumento de EVM. Su utilización es imprescindible para la posterior etapa de amplificación por tanto para corregir la problemática del aumento de EVM se deberían aplicar algoritmos más complejos o un filtrado más severo.

Por último, se ha abordado la linealización del sistema mediante predistorsión digital. Como se ha podido comprobar, esta técnica mejora considerablemente la transmisión. Para los modelos empleados se consiguen unos valores de ACPR antes de filtrado mucho mejores que los obtenidos sin procesado, que se encuentran muy cerca del umbral prefijado. La mejoría es muy notable ya que, aparte de mejorar el valor de ACPR medido, se reduce el EVM a un porcentaje cerca del óptimo sin penalizar en exceso la potencia. Este aspecto es muy importante debido a que implica poder emplear un rango de potencias más amplio encontrándose el sistema en los márgenes impuestos por el SESAR.

Por otro lado, las técnicas de reducción de dimensionalidad comprobadas logran unas prestaciones cercanas a los valores óptimos de EVM y reducen considerablemente el ACPR. En el caso particular relativo al método KPCA, a pesar de ser la primera vez que se aplica como método de linealización y en este tipo de arquitecturas de transmisión, se verifica su correcto funcionamiento. Esta, es una conclusión muy valiosa ya que, aparte de comprobar sus buenas prestaciones, se deja una implementación eficiente para el futuro.

5.2 Líneas futuras.

Como se ha comentado a lo largo del trabajo, existen diferentes problemáticas a las que sería muy interesante dar solución.

Los métodos de reducción de PAPR engloban numerosas técnicas, en este trabajo se ha estudiado la técnica de Clipping, enfocada en el Hard Clipping y en el Clipping y filtrado. Sería interesante realizar el análisis de otros enfoques como puede ser el Soft Clipping o Iterative Clipping, entre otros.

Otro aspecto interesante en el que se podría indagar es el estudio detallado del sistema empleando una POF de 50 m. En este trabajo se ha comprobado que utilizando el láser LD-7 no se logra de manera eficiente el cumplimiento del estándar, por tanto, se podría utilizar un LD-40, que tiene mayor potencia de emisión, con un detector que presente mejores prestaciones como lo es el SP2 y comprobar los escenarios propuestos en este trabajo. Además, sería atractivo cambiar la longitud de onda, estudiando el sistema empleando un láser de luz a verde, ya que las SI-POF presentan menor atenuación que en la región del rojo, que es el empleado en este trabajo.

En cuanto al procesado de señal, se podría profundizar en el filtrado y la ecualización, partiendo de las bases de este trabajo.

En lo que respecta al predistorsionador digital, en el futuro se podría evaluar la aplicación combinada de técnicas de Clipping junto con DPD. Además de probar el funcionamiento de otros modelos, sería interesante profundizar en otras técnicas de reducción de dimensionalidad y matching learning. Otro aspecto que abordar sería el cambio del lazo de estimación ideal por el lazo de estimación real.

Por último, otra investigación que englobaría todo el trabajo realizado sumado a las líneas futuras presentadas anteriormente sería el análisis y la evaluación del enlace directo (1110-1156 MHz).

BIBLIOGRAFIA.

- [1] U. E. D. S. a. N. S. Michael Schnell, «LDACS: Future Aeronautical,» *IEEE Communications Magazine*, p. 7, 2014.
- [2] C. E. Cordis, «Developing Aircraft PHotonic NEtworks,» 2013.
- [3] SESAR, SESAR homepage (<https://www.sesarju.eu/>).
- [4] NextGen, NextGen homepage (<https://www.faa.gov/nextgen>).
- [5] A. E. d. S. Aérea, «Guía para el cumplimiento de la normativa europea relativa a la interoperabilidad de sistemas y componentes de GTA/SNA».
- [6] M. A. B. (MAB), «Civil-Military CNS Interoperability Roadmap,» EUROCONTROL, 2020.
- [7] M. A. BELLIDO-MANGANELL, T. GRÄUPL, O. HEIRICH, N. MÄURER, A. FILIP-DHAUBHADEL, D. M. MIELKE, L. . M. SCHALK, D. BECKER, N. SCHNECKENBURGER y M. SCHNELL,, «LDACS Flight Trials: Demonstration and Performance Analysis of the Future Aeronautical Communications System,» *IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS*, Weßling, Germany, 2022.
- [8] M. Schnell, Integrated Commun., Navigation and Surveillance Conf, The German National Project ICONAV, Apr, 2013.
- [9] U. d. Sevilla, Capítulo 2: La técnica de modulación OFDM. (https://biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/12198/descargar_fichero/CAPITULO+2+LA+TECNICA+OFDM.pdf), Sevilla.
- [10] E. d. r. y. c. o. d. e. d. c. futuras, «Concepto y requisitos operativos de comunicaciones para el futuro sistema de radio,» EUROCONTROL, 2007.
- [11] Y. S. Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang y Chung G. Kang, MIMO-OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MATLAB.
- [12] Y. Zhang, Jianqiang Li, Hao Chen, Chunjing Yin, Yitang Dai, Feifei Yin y Kun Xu, «Clip-and-Filter-Based Crest Factor Reduction and Digital Predistortion for WLAN-Over-Fiber Links,» *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, 2014.
- [13] R. A. Shafik, M. S. Rahman y A. R: Islam, «On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics,» de *Proceedings of 4th International Conference on Electrical and Computer Engineering*, 2007.
- [14] M. Aziz y M. Rawat, «Low complexity Distributed Model for the Compensation of Direct Conversion Transmitter's Imperfections,» *IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING*, vol 60, nº 3, 2014.
- [15] T. Gräupl, «SESAR2020 – PJ14-W2-60 -Initial LDACS A/G Specification,» 2020.
- [16] R. P. García, «Análisis, diseño y caracterización de filtros,» Valladolid, 2018.
- [17] T. Q. A. Pham, Contribution to Dimensionality Reduction of Digital Predistorter Behavioral Models for RF Power Amplifier Linearization, Barcelona, 2019.
- [18] C. M. Perez, «Contribución a la mejora de eficiencia y linealidad de arquitecturas híbridas RF-ópticas (HRF) para sistemas de comunicaciones móviles,» Zaragoza, 2019.

ANEXOS

INDICE DE ANEXOS

A. Generación de señales.	83
A.1 Generador de señales OFDM	84
A.2 Simulador del sistema LDACS.	85
A.3 Generador final de la señal para la transmisión a la placa.	88
A.4 Medidas de la simulación variando el valor de CR.....	92
-Modulación 16-QAM	94
- PAPR con respecto al CR utilizado para las tres frecuencias. QPSK y 64QAM ..	98
- EVM con respecto al CR utilizado para las tres frecuencias. QPSK y 64QAM....	98
- EVM con respecto a potencia de recepción fijando PAPR con Hard Clipping. QPSK y 64QAM	99
B. Arquitectura RF-POF	100
B.1 Caracterización del láser con SI-POF	100
- Fibra de 30 m.	100
-Banda LDACS:	100
-Fibra de 50 m.	101
B.2 Caracterización del enlace.	102
- Medidas tomadas para el BIAS 30 con modulación 16-QAM.....	102
- Medidas tomadas para el BIAS 35 con modulación 16-QAM.....	103
- Medidas tomadas para el BIAS 40 con modulación QPSK	105
- Medidas tomadas para el BIAS 40 con modulación 16-QAM	106
- Medidas tomadas para el BIAS 40 con modulación 64-QAM	108
- Medidas tomadas para el BIAS 45 con modulación 16-QAM	109
- Efecto del BIAS para las frecuencias 1010 MHz y 964 MHz.	111
- Efecto de la modulación para las frecuencias 1010 MHz y 964 MHz.....	111
- Efecto de la frecuencia para las modulaciones QPSK y 64-QAM con BIAS 40 .	111
B.3 Caracterización del enlace aplicando algoritmos de Clipping.	112
- BIAS 35.	112
-BIAS 40.....	114
-Modulación QPSK	114
-Modulación 16-QAM	117
-Modulación 64-QAM	119

-BIAS 45	122
C. Predistorsión	124
C.1 Simulación métodos de linealización	124
-Datos	124
-Modelo Polinomial sin Memoria	126
-Modelo Polinomial con Memoria y reducción PCA.	127
-Análisis del algoritmo PCA	127
C.2 Verificación Experimental.....	129
-Análisis del algoritmo PCA	129
D. Hojas de características	130
-Láser	130
-Fotodetector	132
-Amplificadores	137
-Fibra óptica	139
-Analizadores de espectros.....	142

A. Generación de señales.

A.1 Generador de señales OFDM

```

clear all
close all
NgType=1; % NgType=1/2 for cyclic prefix/zero padding
if NgType==1, nt='CP'; elseif NgType==2, nt='ZP'; end
Ch=0; % Ch=0/1 for AWGN/multipath channel
if Ch==0, chType='AWGN'; Target_neb=100; else chType='CH'; Target_neb=500; end
figure(Ch+1), clf
PowerB=[0 -8 -17 -21 -25]; % Channel tap power profile 'dB'
Delay=[0 3 5 6 8]; % Channel delay 'sample'
Power=10.^(PowerB/10); % Channel tap power profile 'linear scale'
Ntap=length(PowerB); % Chanel tap number
Lch=Delay(end)+1; %Channel length
Nbps=2; M=2^Nbps; % Modulation order=2/4/6 for QPSK/16QAM/64QAM
Nfft=64; % FFT size
Ng=floor(11/64); %Nfft/4; % Ng=0: Guard interval length
Nsym=Nfft+Ng; % Symbol duration
Nvc=floor(7*Nfft/32); % Nvc=0: no virtual carrier
Nused=Nfft-Nvc;
EbNo=[0:5:20]; % EbNo
EbNo=50;
N_iter=1; % Number of iterations for each EbNo
Nframe=10;
Nframe=54; % Number of symbols per frame
sigPow=0; % Signal power initialization
file_name=['OFDM_BER_' chType '_' nt '_' 'GL' num2str(Ng) '.dat'];
fid=fopen(file_name, 'w+');
norms=[1 sqrt(2) 0 sqrt(10) 0 sqrt(42)]; % BPSK 4-QAM 16-QAM
for i=0:length(EbNo)
    randn('state',0); rand('state',0);
    %Ber2=ber(); % BER initialization
    Neb=0; Ntb=0; % Initialize the number of error/total bits
    for m=1:N_iter
        % Tx
        %X= randint(1,Nused*Nframe,M); % bit: integer vector
        X = randi(M, 1, Nused*Nframe) - 1;
        Xmod= qammod(X,M,'gray')/norms(Nbps);
        if NgType~=2, x_GI=zeros(1,Nframe*Nsym);
        elseif NgType==2, x_GI= zeros(1,Nframe*Nsym+Ng);
            % Extend an OFDM symbol by Ng zeros
        end
        kk1=[1:Nused/2]; kk2=[Nused/2+1:Nused]; kk3=1:Nfft; kk4=1:Nsym;
        for k=1:Nframe
            if Nvc~=0, X_shift= [0 Xmod(kk2) zeros(1,Nvc-1) Xmod(kk1)];
            else X_shift= [Xmod(kk2) Xmod(kk1)];
            end
            x= ifft(X_shift);
            x_GI(kk4)= guard_interval(Ng,Nfft,NgType,x);
            kk1=kk1+Nused; kk2= kk2+Nused; kk3=kk3+Nfft; kk4=kk4+Nsym;
        end
        if Ch==0, y= x_GI; % No channel
        else % Multipath fading channel
            channel=(randn(1,Ntap)+j*randn(1,Ntap)).*sqrt(Power/2);
            h=zeros(1,Lch); h(Delay+1)=channel; % cir: channel impulse response
            y = conv(x_GI,h);
        end
    end
end

```

```

end
if i==0 % Only to measure the signal power for adding AWGN noise
    y1=y(1:Nframe*Nsym); sigPow = sigPow + y1*y1';
    continue;
end
% Add AWGN noise
snr = EbNo(i)+10*log10(Nbps*(Nused/Nfft)); % SNR vs. Eb/No
noise_mag = sqrt((10.^(-snr/10))*sigPow/2);
y_GI = y + noise_mag*(randn(size(y))+j*randn(size(y)));
end
end
%% AHORA CON ESOS VALORES HEMOS GENERADO UNA TRAMA DE
Fm=625e3;
Tm=1/Fm;
muestrassig=length(y_GI);
t=0:Tm:(muestrassig-1)*Tm;
%% SOBREMUESTREO
sobre=1;
Fsm=sobre*Fm;
sig=resample(y_GI,sobre,1);
h=spectrum.welch;
h.SegmentLength=256;
psd(h,sig,'Fs',Fsm,'CenterDC',1);

```

A.2 Simulador del sistema LDACS.

```

main_path = 'C:\ldacs_chain_homepage';
% set path of the transmission

```

```

eval(['addpath(genpath("", main_path, ""));'])
eval(['javaaddpath "", main_path, "\channel_model";']);
eval(['cd ', main_path, ';']);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% In this file you can change simulation settings
% You can chose between forward and return link transmission
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[param_struct, sim_param] = set_parameters_fl;
%[param_struct, sim_param] = set_parameters_rl_QPSK;
[param_struct, sim_param] = set_parameters_rl_16QAM;
%[param_struct, sim_param] = set_parameters_rl_64QAM;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% calculation of additional parameters
% in general, nothing has to be changed here
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[param_struct, param_struct2, sim_param] = set_additional_parameters(param_struct, sim_param);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% display options
% define which intermediate results are displayed
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
display_struct = display_option(param_struct);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Transmission starts %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% simulation loop for various SNR values
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for k = 1:length(sim_param.SNR_vec_dB)
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    % select simulation parameter for current run
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    param_struct.chan = select_parameter(param_struct.chan, sim_param, k);
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    % initialize the values and load previous simulation results, if available
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    [result_struct, param_struct] = init_result(param_struct);
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    % simulation loop for packets
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    pack_count_temp = 0;
    for pack_count = 1:sim_param.N_packages
        %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        % LDACS1 transmitter
        %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        data_struct_transmit = transmitter_ldacs(param_struct);
        %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        % TRANSMISION A LA PLACA
        Fs=625e3;
        sigl=data_struct_transmit.trans_vec;
        sig=resample(sigl,12,1);
        %ALGORITMOS DE HARD CLIPPING
        sigal=clipping(sig.',CL);
        paprsigc=PAPR(sigal); %Cálculo de PAPR
        %ALGORITMO DE CLIPPING & FILTERING
        hc=fir1(38,1.1*0.5e6/(Fs*12));
        sigf=conv(hc,sig);
        %SOOLUCIÓN AL RETRASO DE MUESTRAS DEL FILTRADO
        sign=[sigal.' ; sigal.'];
        srec=filter(hc,1,sign);
        [acor,lag]=xcorr(sig,srec);
        [m,ret]=max(abs(acor));
    end
end

```

```

n=lag(ret);
sigal1=srec(-n+1:(-n+length(sig)));
paprsgcf=PAPR(sigal1);

data_struct_transmit.trans_vec=resample(sigal,1,12);
%data_struct_transmit.trans_vec=resample(sigal1,1,12);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% transmission channel: AWGN, aeronautical channel models and interference
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[data_struct_rec.rec_vec, result_struct.trans_func, result_struct.int_vec,
result_struct.noise_vec, data_struct_rec.rec_vec_wo_int] = channel_model...
    (data_struct_transmit.trans_vec, param_struct, param_struct2);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% LDACS1 receiver
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[data_struct_rec, result_struct] = receiver_ldacs(param_struct, param_struct2, data_struct_rec,
result_struct);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Determination and storing of absolute results
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[result_struct] = error_calculation(result_struct, data_struct_rec, data_struct_transmit,
param_struct);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Calculation and storing of relative results
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
disp(['Number of transmitted frames: ', num2str(param_struct.N_frames*(pack_count-
pack_count_temp+result_struct.abs_results.N_packages))]);
if mod(pack_count, 25) == 0 || pack_count == sim_param.N_packages
    result_struct = store_results(result_struct, param_struct, pack_count-pack_count_temp,
display_struct);
    eval(['cd ', main_path, ';']);
    pack_count_temp = pack_count;
end
end % packages
end % SNR
calc_sim_time
%% VAMOS A MEDIR EL EVM DE ESTA CONFIGURACION
% Create an EVM object, output maximum and go-percentile EVM
% measurements, and symbol count
hEVM = comm.EVM('MaximumEVMOutputPort',true,...
    'XPercentileEVMOutputPort', true, 'XPercentileValue', 90,...
    'SymbolCountOutputPort', true);
refsym=data_struct_transmit.data_mod;
rxsym=data_struct_rec.data_equ;
% Calculate measurements
[RMSEVM,MaxEVM,PercentileEVM,NumSym] = step(hEVM,refsym,rxsym);
%% DIBUJAMOS LAS CONSTELACIONES
figure
originales=data_struct_transmit.data_mod;
recibidos=data_struct_rec.data_equ;
plot(originales,'ko')
hold
plot(recibidos,'.')
%% ESTIMACION DE LA ACPR
hACPR = comm.ACPR('SampleRate',Fs*12);
hACPR.MainChannelFrequency = 0;
hACPR.MainMeasurementBandwidth = 0.5e6;

```

```
hACPR.AdjacentChannelOffset = [Fs Fs];
hACPR.AdjacentMeasurementBandwidth = 0.5e6;
hACPR.MainChannelPowerOutputPort = true
hACPR.AdjacentChannelPowerOutputPort = true
%hACPRoutput = clone(hACPR);
[ACPRc mainChannelPower adjChannelPower] = hACPR(sigal. ');
%GUARDAMOS EN VARIABLES LO CALCULADO
error=mean(RMSEVM(1:48));
cresta=paprsigc;
acp=max(ACPRc);
%paprsigcf
end
```

A.3 Generador final de la señal para la transmisión a la placa.

```
clear all
close all
clear java
rng('default')
rng('shuffle')
```



```

data_struct_transmit = transmitter_ldacs(param_struct);
%%%% PARAMETROS PARA TRANSMITIR A LA PLACA
Fs=625e3;
sig=data_struct_transmit.trans_vec;
sig=resample(sig,12,1);
% ALGORITMO HARD CLIPPING
sig_clipped=clipping(sig,CL(indice2));
paprsigc=PAPR(sig_clipped); %Cálculo de PAPR
%ALGORITMO DE CLIPPING & FILTERING
hc=fir1(38,1.1*0.5e6/(Fs*12));
sigf=conv(hc,sig);
%SOLUCIÓN AL RETRASO DE MUESTRAS DEL FILTRADO
sig_cf=[sig_clipped.'; sig_clipped.'];
sig_cf=filter(hc,1,sig_cf);
[acor,lag]=xcorr(sig,sig_cf);
[m,ret]=max(abs(acor));
n=lag(ret);
sig_cf=sig_cf(-n+1:(-n+length(sig)));
paprsig_cf=PAPR(sig_cf); % Cálculo de PAPR
%%
%TRANSMISION A LA PLACA
S_in = sig_cf;
%INTRODUCCIÓN DEL TONO DE SINCRONISMO
save('pepita.mat','s_in','Fm');
load pepita
stxrecursos=s_in;
sl=10*real(s_in);
sQ=10*imag(s_in);
[sincrol,sincroQ,Fs,PAPR]=ponseqcal2(sl,sQ,Fs,length(sl));
sigin=sincrol+1i*sincroQ;
compi=sincrol.';
compq=sincroQ.';
sig2=[compi.'; compq.'];
sig3=int16(0.9*sig2/max(max(sig2))*2^15);
%FORMA DE ONDA CON EL TONO
txWaveform_clipped=[sigin o.'];
txWaveform_clipped=0.8*txWaveform_clipped/max(abs(txWaveform_clipped));
%CONFIGURACIÓN DE LA PLACA AD936x
%Configuramos el transmisor
tx = sdrtx('AD936x');
tx.CenterFrequency = frecuencias(indice);
tx.BasebandSampleRate = Fm;
tx.Gain = GananciaFija;
transmitRepeat(tx,txWaveform_clipped);
%Configuramos el receptor
rx = sdrx('AD936x');
rx.CenterFrequency = frecuencias(indice);
rx.BasebandSampleRate = Fm;
rx.GainSource='manual';
rx.Gain=20;
rx.SamplesPerFrame=3*length(txWaveform_clipped);
data = rx();
release(rx);
%CORRELAMOS PARA EL SINCRONISMO
srec=double(data);
Lout=0;
f_tono=0.25e5;

```

```

s_tx=s_in;
Fs_tx=Fm;
f_tono=0.25e5;
T=Fs*1/f_tono;
T_muestras=10*T;
t=0:1/Fs:(T_muestras)/Fs;
a=0.15*(1+i)*sin(2*pi*t*f_tono);
[acor,lag]=xcorr(sign,srec);
[m,ret]=max(abs(acor));
n=lag(ret);
sigal=srec(-n+1:(-n+length(sign)));
%%ROTAMOS LAS SEÑALES PARA ALINEARLAS EN FASE
stx=sign;
s_in=sign;
s_out=sigal;
for veces=1:40;
    [phi_in,compara]=desfase3(s_tx,s_in,Fs);
    in_bisR=cos(phi_in)*real(s_in)-sin(phi_in)*imag(s_in);
    in_bisY=sin(phi_in)*real(s_in)+cos(phi_in)*imag(s_in);
    s_in=in_bisR+i*in_bisY;
    [phi_out,compara]=desfase3(s_tx,s_out,Fs);
    out_bisR=cos(phi_out)*real(s_out)-sin(phi_out)*imag(s_out);
    out_bisY=sin(phi_out)*real(s_out)+cos(phi_out)*imag(s_out);
    s_out=out_bisR+i*out_bisY;
end
save einP s_in s_out Fs
%%SEÑAL QUE SACAMOS SIN LAS MUESTRAS DEL TONO DE SINCRONISMO
s=s_out(252:end);
data_struct.transmit.trans_vec=resample(s,1,12)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% transmission channel: AWGN, aeronautical channel models and interference
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[data_struct_rec.rec_vec, result_struct.trans_func, result_struct.int_vec,
result_struct.noise_vec, data_struct_rec.rec_vec_wo_int] = channel_model...
    (data_struct_transmit.trans_vec, param_struct, param_struct2);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% LDACS1 receiver
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[data_struct_rec, result_struct] = receiver_ldacs(param_struct, param_struct2, data_struct_rec,
result_struct);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Determination and storing of absolute results
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[result_struct] = error_calculation(result_struct, data_struct_rec, data_struct_transmit,
param_struct);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Calculation and storing of relative results
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
disp(['Number of transmitted frames: ', num2str(param_struct.N_frames*(pack_count-
pack_count_temp+result_struct.abs_results.N_packages))]);
if mod(pack_count, 25) == 0 || pack_count == sim_param.N_packages
    result_struct = store_results(result_struct, param_struct, pack_count-pack_count_temp,
display_struct);
    eval(['cd ', main_path, ';']);
    pack_count_temp = pack_count;
end
end % packages

```

```

end % SNR
calc_sim_time
%% VAMOS A MEDIR EL EVM DE ESTA CONFIGURACION
% Create an EVM object, output maximum and 90-percentile EVM
% measurements, and symbol count
hEVM = comm.EVM('MaximumEVMOutputPort',true,...
    'XPercentileEVMOutputPort', true, 'XPercentileValue', 90,...
    'SymbolCountOutputPort', true);
% Generate modulated symbols and add noise
refsym=data_struct_transmit.data_mod;
rxsym=data_struct_rec.data_equ;
% Calculate measurements
[RMSEVM,MaxEVM,PercentileEVM,NumSym] = step(hEVM,refsym,rxsym);
Medio2_RMSEVM=mean(RMSEVM(1:47))
EVM_vector(1,indice2)=Medio2_RMSEVM;
end %Ganancias
pause
end %Frecuencias

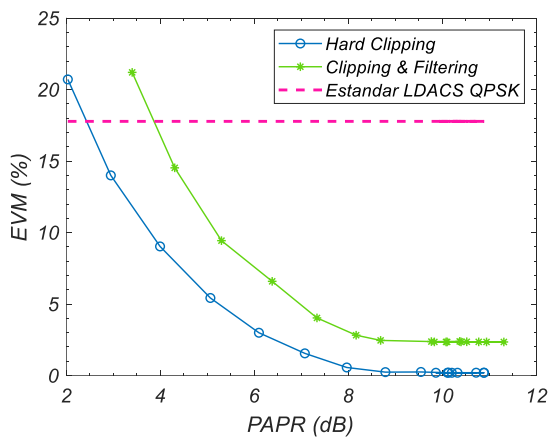
```

A.4 Medidas de la simulación variando el valor de CR

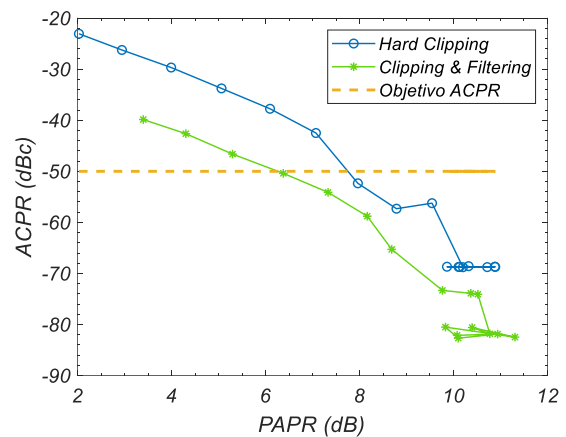
-Modulación QPSK

HARD CLIPPING			
CR	EVM	PAPR	ACPR
1	20,2994	2,0036	-23,2996
1,25	14,4507	2,9736	-26,2379

1,5	9,1619	3,9983	-29,5277
1,75	5,782	5,0707	-33,3697
2	3,0803	6,1095	-36,6423
2,25	1,2841	7,0668	-43,4796
2,5	0,467	7,9626	-49,9201
2,75	0,2686	8,787	-54,612
3	0,2309	9,5421	-58,9478
3,25	0,2601	10,238	-52,382
3,5	0,1918	9,6607	-68,7041
3,75	0,2057	10,1921	-68,6597
4	0,1944	10,3077	-68,6695
4,25	0,195	10,5298	-68,81
4,5	0,1983	9,9123	-68,5993
4,75	0,204	9,1057	-68,753
5	0,187	10,003	-68,8041



Hard Clipping vs Clipping & Filtering.
Modulación 16QAM.EVM



Hard Clipping vs Clipping & Filtering.
Modulación 16QAM. ACPR

CLIPPING & FILTERING			
CR	EVM	PAPR	ACPR
1	20,932	3,4127	-39,4784
1,25	14,6417	4,3149	-42,8477
1,5	9,6645	5,3103	-46,657
1,75	6,4722	6,3583	-49,6424
2	3,987	7,309	-54,6863

2,25	2,851	8,2441	-60,8311
2,5	2,4131	8,8865	-67,9299
2,75	2,3786	9,543	-71,5405
3	2,3569	9,7225	-80,6729
3,25	2,3566	10,5006	-79,3564
3,5	2,3512	10,361	-83,5554
3,75	2,3486	10,348	-83,2781
4	2,3552	10,5316	-81,7929
4,25	2,3486	9,4917	-81,7558
4,5	2,3493	9,8901	-81,8393
4,75	2,3489	9,6491	-83,9243
5	2,3508	10,3486	-83,3186

-Modulación 16-QAM

HARD CLIPPING			
CR	EVM	PAPR	ACPR
1	20,8289	2,004	-23,2835
1,25	14,2956	2,9572	-26,2659
1,5	9,9458	4,0185	-29,3801
1,75	5,914	5,0855	-32,8758

2	3,0432	6,097	-37,6778
2,25	1,6814	7,0772	-40,6827
2,5	0,7404	7,9684	-45,5556
2,75	0,2571	8,7875	-54,1306
3	0,2619	9,5431	-57,6022
3,25	0,1995	10,2369	-67,3948
3,5	0,198	10,1658	-68,6404
3,75	0,2086	10,1838	-68,6345
4	0,1976	9,7986	-68,7307
4,25	0,2059	9,9253	-68,8262
4,5	0,1921	10,8618	-68,7783
4,75	0,196	10,1911	-68,5859
5	0,2089	10,5669	-68,8246

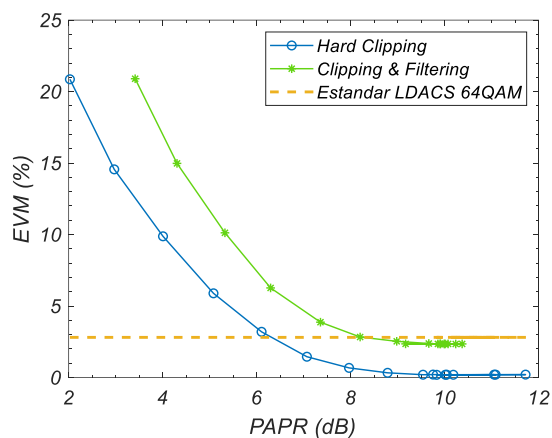
CLIPPING & FILTERING			
CR	EVM	PAPR	ACPR
1	20,9469	3,4329	-40
1,25	15,0997	4,3398	-42,7033
1,5	9,3685	5,2733	-46,3933
1,75	6,4683	6,3568	-50,3321
2	3,6017	7,2422	-55,2385
2,25	2,9941	8,2824	-59,303

2,5	2,4742	8,7677	-65,0346
2,75	2,3705	9,4043	-74,9181
3	2,3677	9,9598	-76,4104
3,25	2,3505	9,8032	-82,2923
3,5	2,3568	10,1438	-81,5608
3,75	2,3518	10,0147	-80,6968
4	2,3505	9,6378	-83,0399
4,25	2,3543	10,7375	-83,3819
4,5	2,3563	10,0053	-79,6595
4,75	2,3491	9,9397	-83,2685
5	2,3503	10,355	-82,8399

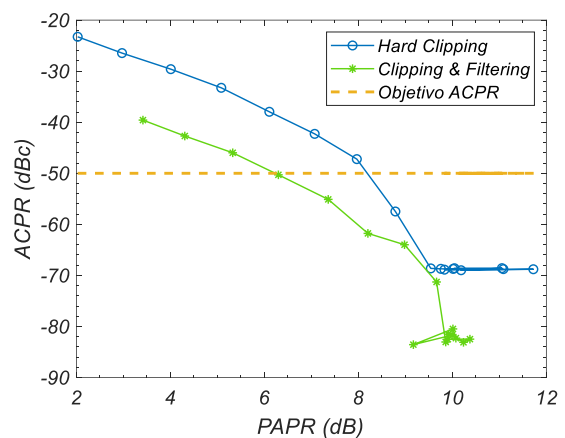
- Modulación 64-QAM

HARD CLIPPING			
CR	EVM	PAPR	ACPR
1	20,976	2,008	-23,1961
1,25	14,3849	2,9558	-26,2353
1,5	9,326	4,0098	-29,5938
1,75	5,5364	5,0701	-33,549
2	2,9986	6,1071	-37,1291

2,25	1,7153	7,0775	-41,4698
2,5	0,5071	7,96377	-50,7058
2,75	0,2765	8,7875	-55,434
3	0,236	9,5428	-64,8991
3,25	0,2053	10,2373	-58,2802
3,5	0,209	10,0036	-68,7355
3,75	0,1938	9,8624	-68,7918
4	0,1986	10,0255	-68,8586
4,25	0,1981	10,3943	-65,8581
4,5	0,2001	10,4661	-68,7665
4,75	0,1886	10,2426	-68,7285
5	0,1921	10,9709	-68,9477



Hard Clipping vs Clipping & Filtering.
Modulación 64QAM.EVM

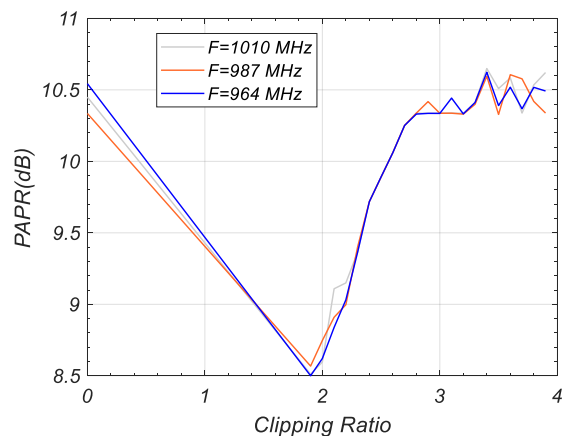
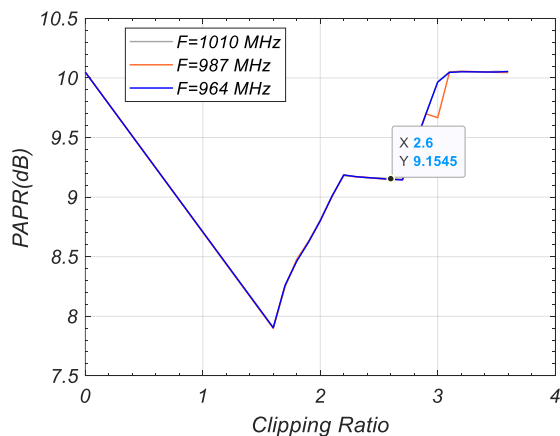


Hard Clipping vs Clipping & Filtering.
Modulación 64QAM. ACPR

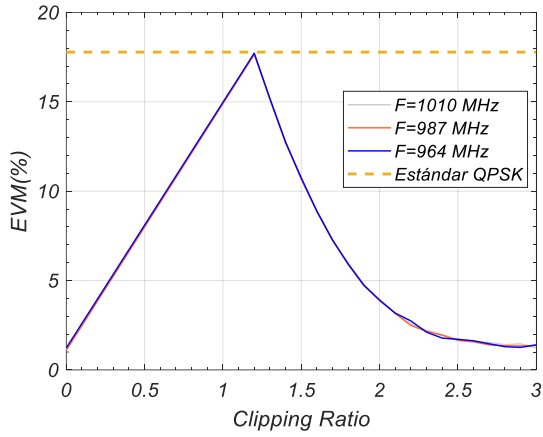
CLIPPING & FILTERING			
CR	EVM	PAPR	ACPR
1	21,4207	3,4266	-40,0154
1,25	14,5196	4,2676	-42,7531
1,5	9,9144	5,3144	-46,0436
1,75	6,2437	6,3219	-50,442
2	3,7107	7,2712	-54,8768
2,25	2,7049	8,0708	-61,2437

2,5	2,452	8,8241	-67,8442
2,75	2,3626	9,4348	-74,5554
3	2,3513	9,3669	-82,5672
3,25	2,3545	10,3001	-81,4736
3,5	2,3512	11,1135	-82,87
3,75	2,3487	9,8936	-82,7243
4	2,351	10,4198	-78,8303
4,25	2,3518	9,3821	-81,1627
4,5	2,3521	9,7758	-82,2053
4,75	2,348	11,1236	-82,4443
5	2,3531	9,6661	-81,4957

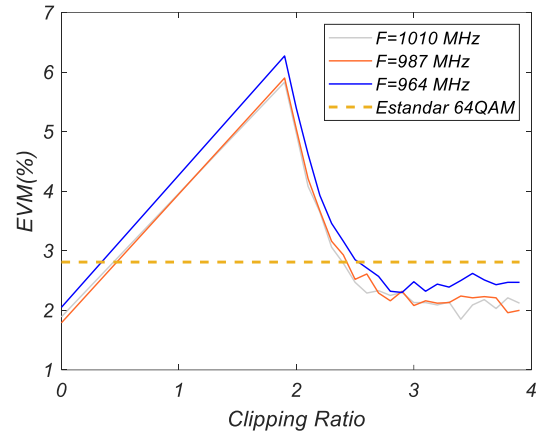
- PAPR con respecto al CR utilizado para las tres frecuencias. QPSK y 64QAM



- EVM con respecto al CR utilizado para las tres frecuencias. QPSK y 64QAM

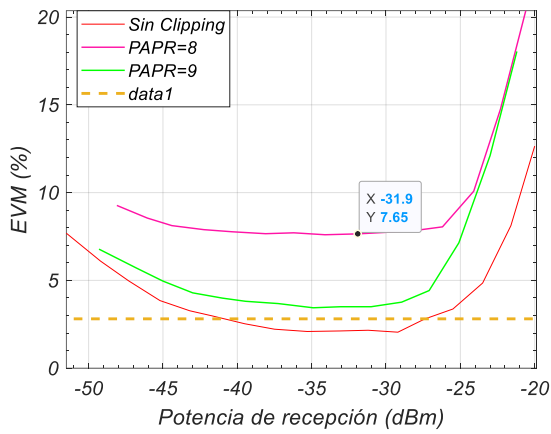


EVM vs CR. BIAS 40, QPSK

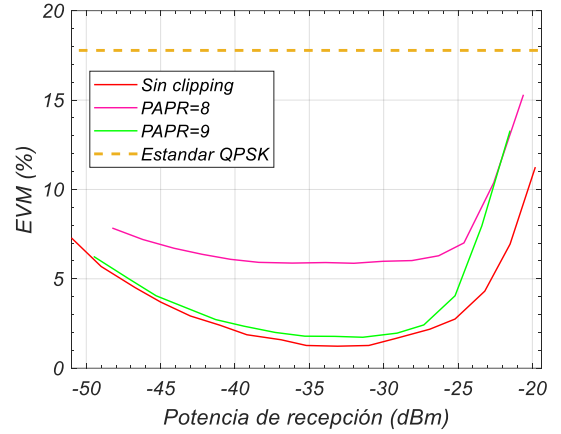


EVM vs CR. BIAS 40, 64-QAM

- EVM con respecto a potencia de recepción fijando PAPR con Hard Clipping. QPSK y 64QAM



EVM vs Prx. BIAS 40, 64-QAM.

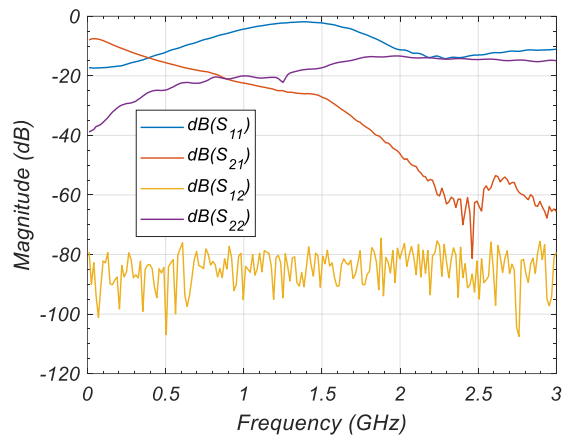


EVM vs Prx. BIAS 40, QPSK.

B. Arquitectura RF-POF

B.1 Caracterización del láser con SI-POF

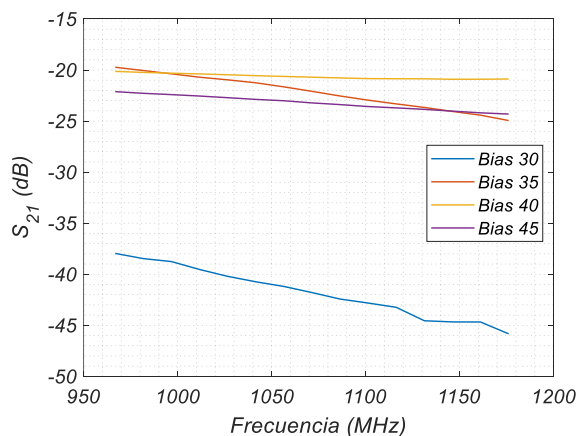
- Fibra de 30 m.
- Toda la banda medida (100 MHz- 3GHz):



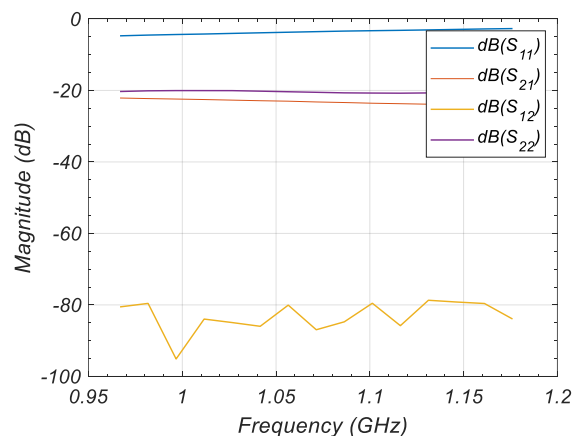
Parámetros S banda completa.

BIAS	Rizado ($S_{21_max} - S_{21_min}$)	Cota de atenuación (peor S_{21})
30	77,478340	-88,564250
35	73,858628	-80,761970
40	68,466181	-74,896610
45	73,766367	-81,297430

- Banda LDACS:



Función de transferencia banda LDACS

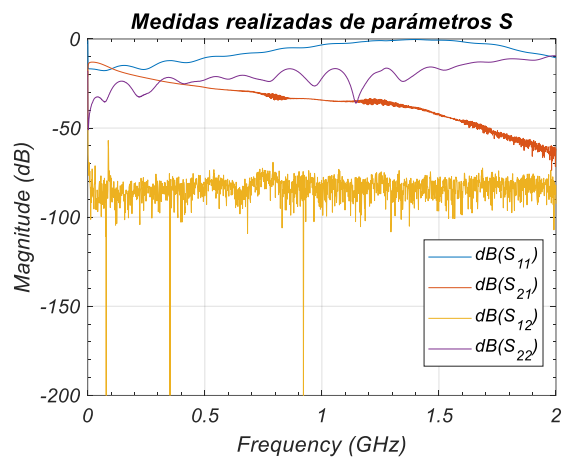


Parámetros S banda LDACS

BIAS	Rizado ($S_{21_max}-S_{21_min}$)	Cota de atenuación (peor S_{21})
30	7,875120	-45,834510
35	5,218850	-24,949560
40	0,771470	-20,908210
45	2,194310	-24,312520

-Fibra de 50 m.

-Toda la banda frecuencial



Parámetros S banda completa.

BIAS	Rizado ($S_{21_max}-S_{21_min}$)	Cota de atenuación (peor S_{21})
35	87.7149	-100.9386
40	95.0246	-106.9296
45	60.7257	-73.7171

B.2 Caracterización del enlace.

- Medidas tomadas para el BIAS 30 con modulación 16-QAM

-Frecuencia 1010 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
1010	60	31,3	57,4	13,53	26,1
1010	58	29,3	55,8	10,88	26,5
1010	56	27,3	53,8	8,69	26,5
1010	54	25,3	52	7,46	26,7
1010	52	23,3	50,4	6,47	27,1
1010	50	21,3	48,4	5,64	27,1
1010	48	19,3	46,3	4,97	27
1010	46	17,3	44,6	5,45	27,3
1010	44	15,3	43	5,81	27,7
1010	42	13,3	41,3	6,76	28
1010	40	11,3	39,5	7,81	28,2
1010	38	9,3	37,9	8,8	28,6
1010	36	7,3	36,3	9,56	29
1010	34	5,3	35	9,69	29,7
1010	32	3,3	33,1	9,76	29,8
1010	30	1,3	31,6	9,9	30,3
1010	28	-0,7	29,9	10	30,6

-Frecuencia 987 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
987	60	29,1	55,45	17,18	26,35
987	58	27,1	54,6	13,97	27,5
987	56	25,1	53	11,37	27,9
987	54	23,1	52	9,07	28,9
987	52	21,1	51	7,84	29,9
987	50	19,1	49,5	6,36	30,4
987	48	17,1	48,3	5,97	31,2
987	46	15,1	46,5	5,5	31,4
987	44	13,1	44,9	5,06	31,8
987	42	11,1	42,9	5,86	31,8
987	40	9,1	41,2	6,41	32,1
987	38	7,1	39,5	7,36	32,4
987	36	5,1	37,8	7,99	32,7
987	34	3,1	36,4	8,5	33,3
987	32	1,1	34,7	8,65	33,6
987	30	-0,9	33,5	8,46	34,4
987	28	-2,9	31,4	8,37	34,3

-Frecuencia 964 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
964	60	26,8	55,65	21,98	28,85
964	58	24,9	54,7	15,97	29,8
964	56	22,6	53,9	13,21	31,3
964	54	20,8	53	10,63	32,2
964	52	18,8	51,7	8,79	32,9
964	50	16,6	50,1	7,1	33,5
964	48	14,8	48,6	6,63	33,8
964	46	12,8	47	5,8	34,2
964	44	10,8	45,2	5,43	34,4
964	42	8,7	43,8	5	35,1
964	40	6,3	41,7	5,72	35,4
964	38	4,8	40,05	6,32	35,25
964	36	2,8	38,4	7,13	35,6
964	34	0,8	36,45	7,45	35,65
964	32	-1,4	34,9	7,96	36,3
964	30	-3,3	33,2	7,81	36,5
964	28	-4,7	31,4	8,03	36,1

- Medidas tomadas para el BIAS 35 con modulación 16-QAM

-Frecuencia 1010 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
1010	60	31,3	43,85	4,73	12,55
1010	58	29,3	41,6	3,96	12,3
1010	56	27,3	39,7	3,86	12,4
1010	54	25,3	37,8	3,78	12,5
1010	52	23,3	35,7	4,2	12,4
1010	50	21,3	33,8	5,57	12,5
1010	48	19,3	31,8	7,98	12,5
1010	46	17,3	29,9	12,29	12,6
1010	44	15,3	28,3	16,86	13
1010	42	13,3	26,8	20,87	13,5
1010	40	11,3	25,35	23,87	14,05
1010	38	9,3	24,3	25,3	15
1010	36	7,3	23,6	26,68	16,3
1010	34	5,3	22,6	27,48	17,3
1010	32	3,3	22,1	27,73	18,8
1010	30	1,3	21,3	27,58	20
1010	28	-0,7	20,9	27,5	21,6

-Frecuencia 987 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
987	60	29,1	45,21	5,32	16,11
987	58	27,1	43,1	4,48	16
987	56	25,1	41,2	4,02	16,1
987	54	23,1	39,2	3,72	16,1
987	52	21,1	37,3	3,66	16,2
987	50	19,1	35,2	3,79	16,1
987	48	17,1	33,4	4,88	16,3
987	46	15,1	31,2	7,22	16,1
987	44	13,1	29,5	11	16,4
987	42	11,1	27,8	14,37	16,7
987	40	9,1	25,9	20,11	16,8
987	38	7,1	24,5	23,09	17,4
987	36	5,1	23,5	25,06	18,4
987	34	3,1	22,55	26,55	19,45
987	32	1,1	21,9	27,3	20,8
987	30	-0,9	21,3	27,73	22,2
987	28	-2,9	20,5	27,74	23,4

-Frecuencia 964 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
964	60	26,8	46,52	6,19	19,72
964	58	24,9	44,3	4,98	19,4
964	56	22,6	42,3	4,3	19,7
964	54	20,8	40,25	3,59	19,45
964	52	18,8	38,25	3,84	19,45
964	50	16,6	36,4	3,56	19,8
964	48	14,8	34,2	3,3	19,4
964	46	12,8	32,2	4,37	19,4
964	44	10,8	30,2	6,12	19,4
964	42	8,7	28,3	9,1	19,6
964	40	6,3	26,3	14,3	20
964	38	4,8	24,6	18,64	19,8
964	36	2,8	23,15	22,34	20,35
964	34	0,8	22,05	24,89	21,25
964	32	-1,4	21,03	26,21	22,43
964	30	-3,3	20,25	27,25	23,55
964	28	-4,7	19,6	27,58	24,3

- Medidas tomadas para el BIAS 40 con modulación QPSK

-Frecuencia 1010 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
1010	60	31,31	49	4,99	17,69
1010	58	29,31	47,15	3,9	17,84
1010	56	27,31	45	3,07	17,69
1010	54	25,31	43	2,42	17,69
1010	52	23,31	41	1,99	17,69
1010	50	21,31	39,1	1,59	17,79
1010	48	19,31	37	1,36	17,69
1010	46	17,31	35	1,15	17,69
1010	44	15,31	33	1,21	17,69
1010	42	13,31	31,2	1,52	17,89
1010	40	11,31	29	1,94	17,69
1010	38	9,31	27,1	2,91	17,79
1010	36	7,31	25,2	5,2	17,89
1010	34	5,31	23,2	9,71	17,89
1010	32	3,31	21,4	15,29	18,09
1010	30	1,31	20,15	20,49	18,84
1010	28	-0,69	18,8	24,87	19,49

-Frecuencia 987 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
987	60	28,9	50,5	6,11	21,6
987	58	26,9	48,4	4,75	21,5
987	56	24,9	46,4	3,85	21,5
987	54	22,9	44,5	3,09	21,6
987	52	20,9	42,5	2,51	21,6
987	50	18,9	40,7	2	21,8
987	48	16,9	38,5	1,65	21,6
987	46	14,9	36,5	1,29	21,6
987	44	12,9	34,5	1,1	21,6
987	42	10,9	32,5	1,2	21,6
987	40	8,9	30,3	1,55	21,4
987	38	6,9	28,4	1,82	21,5
987	36	4,9	26,6	2,58	21,7
987	34	2,9	24,7	4,28	21,8
987	32	0,9	22,6	7,66	21,7
987	30	-1,1	21,1	12,37	22,2
987	28	-3,1	19,4	17,8	22,5

-Frecuencia 964 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
964	60	26,67	51	7,29	24,33
964	58	24,67	49	5,69	24,33
964	56	22,67	46,7	4,5	24,03
964	54	20,67	45	3,7	24,33
964	52	18,67	43	2,92	24,33
964	50	16,67	41	2,4	24,33
964	48	14,67	39,2	1,87	24,53
964	46	12,67	36,9	1,59	24,23
964	44	10,67	35,2	1,27	24,53
964	42	8,67	33,1	1,23	24,43
964	40	6,67	31	1,27	24,33
964	38	4,67	29,2	1,66	24,53
964	36	2,67	26,9	2,18	24,23
964	34	0,67	25,2	2,75	24,53
964	32	-1,33	23,2	4,31	24,53
964	30	-3,33	21,5	6,94	24,83
964	28	-5,33	19,8	11,25	25,13

- Medidas tomadas para el BIAS 40 con modulación 16-QAM

-Frecuencia 1010 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
1010	60	31,3	49,2	5,65	17,9
1010	58	29,3	47	4,88	17,7
1010	56	27,3	44,9	4,26	17,6
1010	54	25,3	42,8	3,62	17,5
1010	52	23,3	40,8	3,45	17,5
1010	50	21,3	38,85	3,1	17,55
1010	48	19,3	36,8	3,09	17,5
1010	46	17,3	34,7	2,84	17,4
1010	44	15,3	32,8	3,19	17,5
1010	42	13,3	31,15	3,23	17,85
1010	40	11,3	29	3,45	17,7
1010	38	9,3	27	4,27	17,7
1010	36	7,3	25,2	6,63	17,9
1010	34	5,3	23,2	11,23	17,9
1010	32	3,3	21,4	17,02	18,1
1010	30	1,3	20,2	22,39	18,9
1010	28	-0,7	18,6	26,85	19,3

-Frecuencia 987 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
987	60	29,1	50,4	6,48	21,3
987	58	27,1	48,4	5,72	21,3
987	56	25,1	46,3	4,77	21,2
987	54	23,1	44,2	4	21,1
987	52	21,1	42,3	3,54	21,2
987	50	19,1	40,4	3,74	21,3
987	48	17,1	38,2	3,3	21,1
987	46	15,1	36,1	3,44	21
987	44	13,1	34,4	3,2	21,3
987	42	11,1	32,25	3,06	21,15
987	40	9,1	30,1	3,29	21
987	38	7,1	28,4	3,76	21,3
987	36	5,1	26,35	4,04	21,25
987	34	3,1	24,4	6,17	21,3
987	32	1,1	22,8	9,97	21,7
987	30	-0,9	21	15,26	21,9
987	28	-2,9	19,7	20,95	22,6

-Frecuencia 964 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
964	60	26,8	50,6	7,55	23,8
964	58	24,9	48,7	6,32	23,8
964	56	22,6	46,7	5,2	24,1
964	54	20,8	44,8	4,61	24
964	52	18,8	42,7	3,98	23,9
964	50	16,6	40,65	3,69	24,05
964	48	14,8	38,7	3,05	23,9
964	46	12,8	36,8	3,23	24
964	44	10,8	34,7	3,15	23,9
964	42	8,7	32,7	2,72	24
964	40	6,3	30,6	2,94	24,3
964	38	4,8	28,9	3,57	24,1
964	36	2,8	26,9	3,67	24,1
964	34	0,8	24,9	4,54	24,1
964	32	-1,4	22,9	5,95	24,3
964	30	-3,3	21,2	9,35	24,5
964	28	-4,7	19,5	14,15	24,2

- Medidas tomadas para el BIAS 40 con modulación 64-QAM

-Frecuencia 1010 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
964	60	26,8	50,6	7,55	23,8
964	58	24,9	48,7	6,32	23,8
964	56	22,6	46,7	5,2	24,1
964	54	20,8	44,8	4,61	24
964	52	18,8	42,7	3,98	23,9
964	50	16,6	40,65	3,69	24,05
964	48	14,8	38,7	3,05	23,9
964	46	12,8	36,8	3,23	24
964	44	10,8	34,7	3,15	23,9
964	42	8,7	32,7	2,72	24
964	40	6,3	30,6	2,94	24,3
964	38	4,8	28,9	3,57	24,1
964	36	2,8	26,9	3,67	24,1
964	34	0,8	24,9	4,54	24,1
964	32	-1,4	22,9	5,95	24,3
964	30	-3,3	21,2	9,35	24,5
964	28	-4,7	19,5	14,15	24,2

-Frecuencia 987 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
987	60	29,15	51	6,51	21,85
987	58	27,15	48,5	5,06	21,35
987	56	25,15	47	4,19	21,85
987	54	23,15	45	3,42	21,85
987	52	21,15	42,75	3,03	21,6
987	50	19,15	40,8	2,73	21,65
987	48	17,15	39	2,39	21,85
987	46	15,15	36,7	2,09	21,55
987	44	13,15	34,6	2,02	21,45
987	42	11,15	32,75	1,79	21,6
987	40	9,15	30,7	2,18	21,55
987	38	7,15	28,75	2,63	21,6
987	36	5,15	26,9	3,38	21,75
987	34	3,15	24,8	5,15	21,65
987	32	1,15	23,2	8,57	22,05
987	30	-0,85	21,2	14,28	22,05
987	28	-2,85	19,9	19,13	22,75

-Frecuencia 964 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
964	60	27,04	51,5	7,69	24,46
964	58	25,04	49,2	6,1	24,16
964	56	23,04	47,3	4,97	24,26
964	54	21,04	45,2	3,85	24,16
964	52	19,04	43,2	3,27	24,16
964	50	17,04	41,7	2,98	24,66
964	48	15,04	39,5	2,53	24,46
964	46	13,04	37,5	2,22	24,46
964	44	11,04	35,3	2,09	24,26
964	42	9,04	33,1	2,12	24,06
964	40	7,04	31,2	2,16	24,16
964	38	5,04	29,2	2,05	24,16
964	36	3,04	27,4	2,8	24,36
964	34	1,04	25,5	3,37	24,46
964	32	-0,96	23,5	4,85	24,46
964	30	-2,96	21,6	8,12	24,56
964	28	-4,96	20	12,65	24,96

- Medidas tomadas para el BIAS 45 con modulación 16-QAM

-Frecuencia 1010 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
1010	60	31,3	50,1	6,67	18,8
1010	58	29,3	48,05	5,44	18,75
1010	56	27,3	46,15	4,79	18,85
1010	54	25,3	44,9	4,28	19,6
1010	52	23,3	42,5	4,03	19,2
1010	50	21,3	40,45	3,57	19,15
1010	48	19,3	38,3	3,3	19
1010	46	17,3	36,2	3,23	18,9
1010	44	15,3	34,5	3,14	19,2
1010	42	13,3	32,35	3,42	19,05
1010	40	11,3	30,2	3,29	18,9
1010	38	9,3	28,5	3,57	19,2
1010	36	7,3	26,5	4,47	19,2
1010	34	5,3	24,6	6,2	19,3
1010	32	3,3	22,8	9,4	19,5
1010	30	1,3	21,05	14,86	19,75
1010	28	-0,7	19,55	20,38	20,25

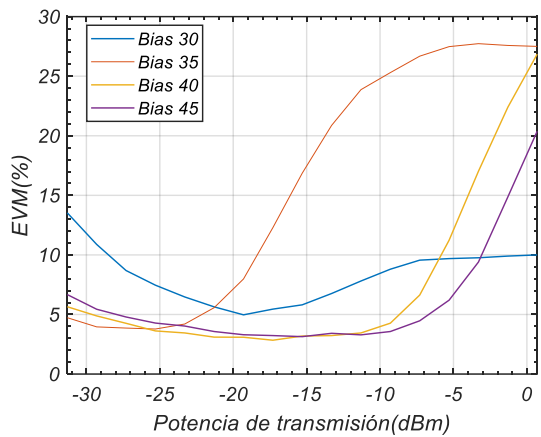
-Frecuencia 987 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
987	60	29,1	50,85	7,62	21,75
987	58	27,1	49,1	6,3	22
987	56	25,1	47,3	5,34	22,2
987	54	23,1	45,4	4,58	22,3
987	52	21,1	43,4	3,95	22,3
987	50	19,1	41,7	3,46	22,6
987	48	17,1	39,7	3,46	22,6
987	46	15,1	37,7	2,89	22,6
987	44	13,1	36	3,48	22,9
987	42	11,1	33,9	3,12	22,8
987	40	9,1	31,8	2,9	22,7
987	38	7,1	29,7	3,45	22,6
987	36	5,1	28	3,96	22,9
987	34	3,1	25,98	4,62	22,88
987	32	1,1	24,22	5,79	23,12
987	30	-0,9	22,23	9,01	23,13
987	28	-2,9	20,85	13,28	23,75

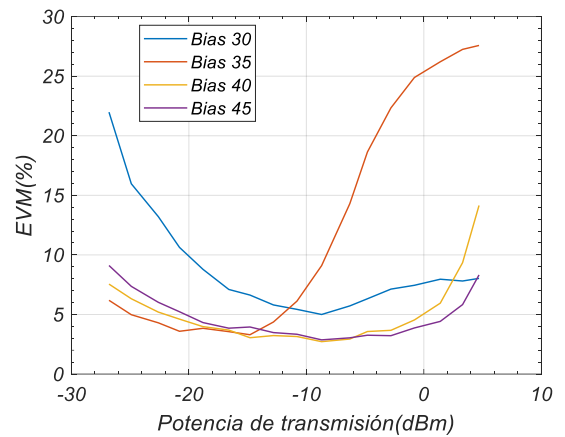
-Frecuencia 964 MHz

Frec (MHz)	Gtx(-dB)	Ptrx(-dBm)	Prx(-dBm)	Evm (%)	ATT (dB)
964	60	26,8	51,3	9,11	24,5
964	58	24,9	49,7	7,36	24,8
964	56	22,6	48	6,02	25,4
964	54	20,8	46,2	5,23	25,4
964	52	18,8	44,35	4,32	25,55
964	50	16,6	42,5	3,85	25,9
964	48	14,8	40,8	3,95	26
964	46	12,8	38,8	3,48	26
964	44	10,8	36,55	3,34	25,75
964	42	8,7	34,6	2,87	25,9
964	40	6,3	32,4	3,04	26,1
964	38	4,8	30,5	3,26	25,7
964	36	2,8	28,65	3,22	25,85
964	34	0,8	26,7	3,87	25,9
964	32	-1,4	24,95	4,42	26,35
964	30	-3,3	22,9	5,83	26,2
964	28	-4,7	21,25	8,32	25,95

- Efecto del BIAS para las frecuencias 1010 MHz y 964 MHz.

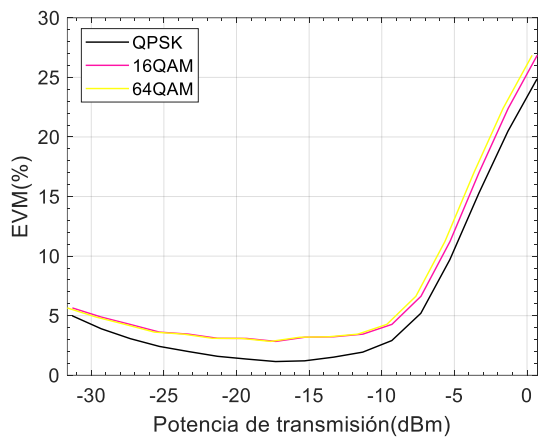


Efecto del BIAS. Frecuencia superior, 16-QAM.

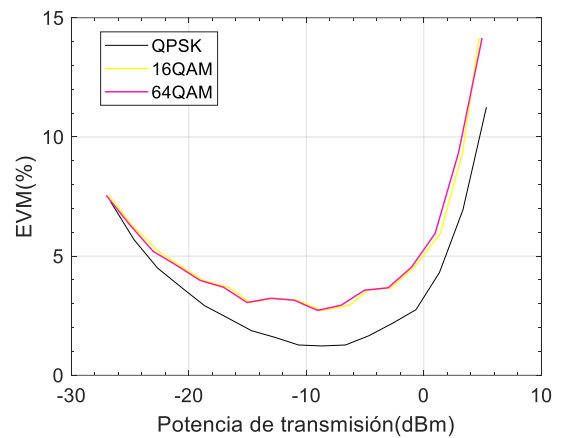


Efecto del BIAS. Frecuencia inferior, 16-QAM.

- Efecto de la modulación para las frecuencias 1010 MHz y 964 MHz.

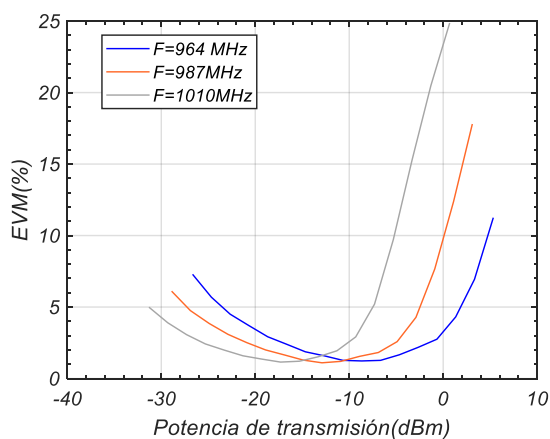


Efecto de la modulación. Frecuencia superior, BIAS 40.

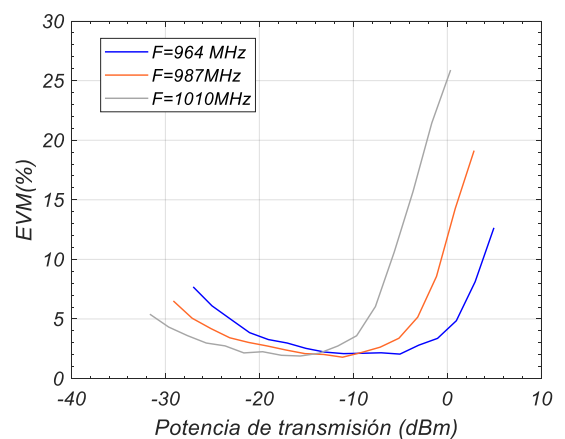


Efecto de la modulación. Frecuencia inferior, BIAS 40.

- Efecto de la frecuencia para las modulaciones QPSK y 64-QAM con BIAS 40



Efecto de la frecuencia. QPSK, BIAS 40.



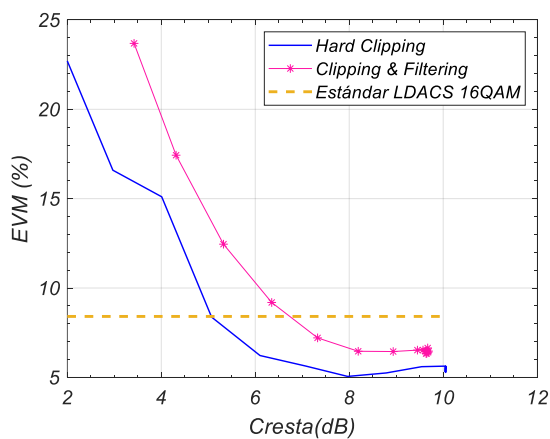
Efecto de la frecuencia. 64-QAM, BIAS 40.

B.3 Caracterización del enlace aplicando algoritmos de Clipping.

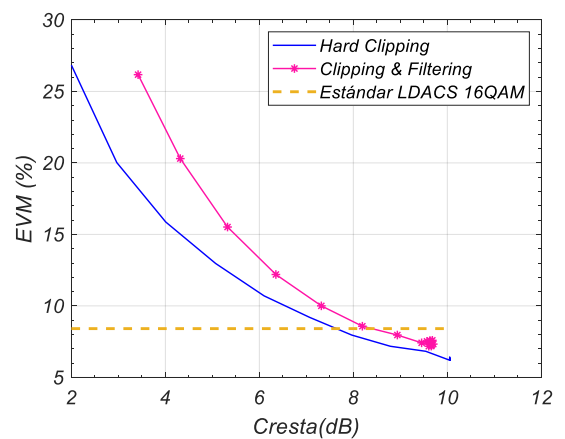
- BIAS 35.

	Frec [MHz]	Modulación	Gtrx [dBm]	Cumplimiento del estándar
Hard Clipping	1010	16QAM	-53	A partir de PAPR=5
			-47	A partir de PAPR=7,8
			-41	NO CUMPLE
Clipping&Filtering	1010	16QAM	-53	A partir de PAPR=7
			-47	Cumple a partir de PAPR=8,2
			-41	NO CUMPLE
Hard Clipping	987	16QAM	-49	A partir de PAPR=6,1
			-43	NO CUMPLE
			-37	NO CUMPLE
Clipping&Filtering	987	16QAM	-49	A partir de PAPR=7,15
			-43	NO CUMPLE
			-37	NO CUMPLE
Hard Clipping	964	16QAM	-45	A partir de PAPR=8,8
			-39	NO CUMPLE
			-33	NO CUMPLE
Clipping&Filtering	965	16QAM	-45	A partir de PAPR=9,5
			-39	NO CUMPLE
			-33	NO CUMPLE

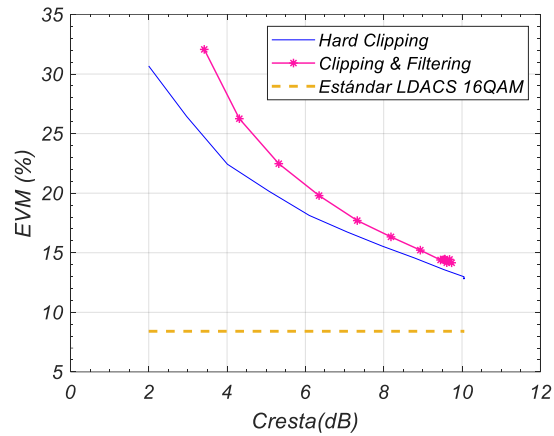
-Frecuencia superior:



EVM vs PAPR. BIAS 35. Frecuencia superior. Goptima.

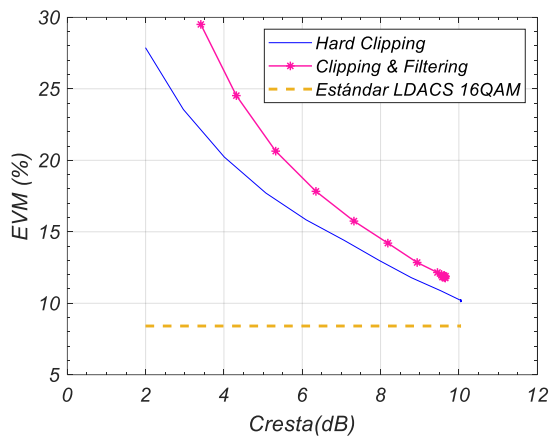


EVM vs PAPR. BIAS 35. Frecuencia superior. G=47.

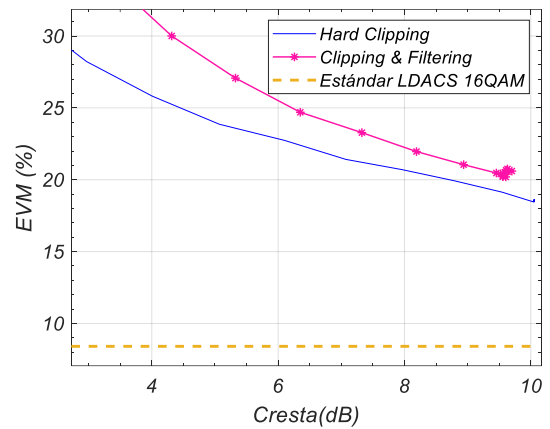


EVM vs PAPR. BIAS 35. Frecuencia superior. G=41

-Frecuencia central:

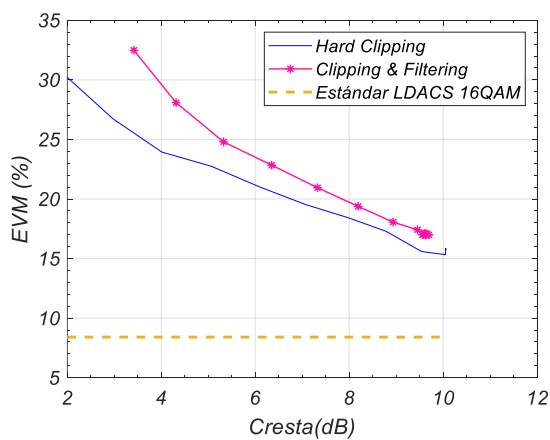


EVM vs PAPR. BIAS 35. Frecuencia central. G=43

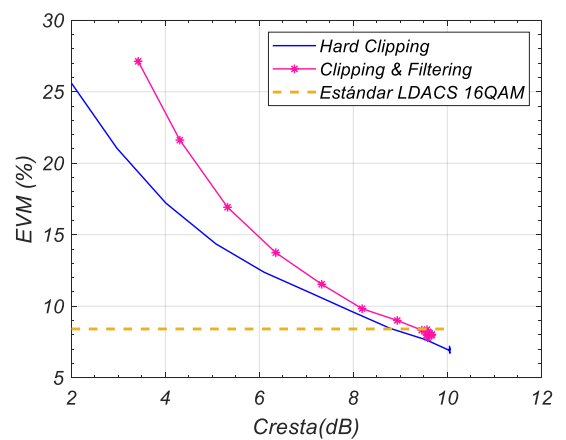


EVM vs PAPR. BIAS 35. Frecuencia superior. G=37.

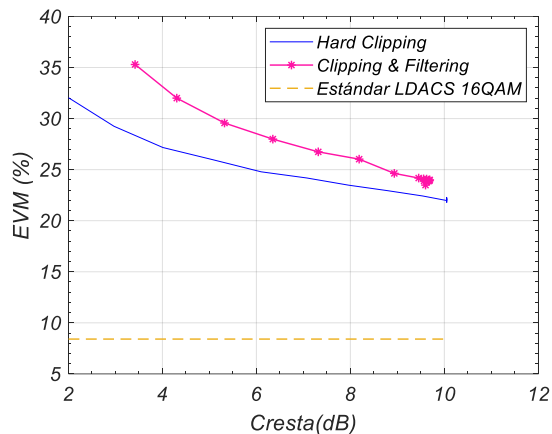
-Frecuencia inferior:



EVM vs PAPR. BIAS 35. Frecuencia inferior. G=46



EVM vs PAPR. BIAS 35. Frecuencia inferior. G=39



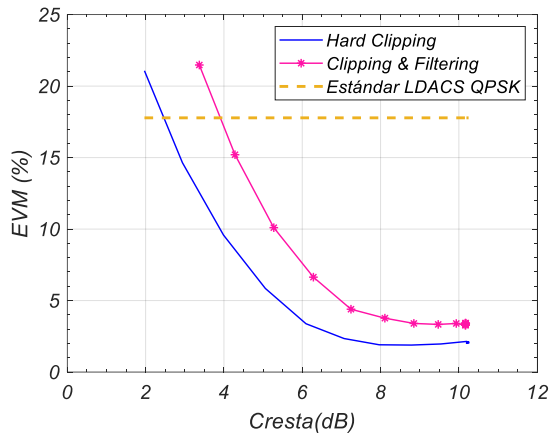
EVM vs PAPR. BIAS 35. Frecuencia inferior. $G=33$

-BIAS 40

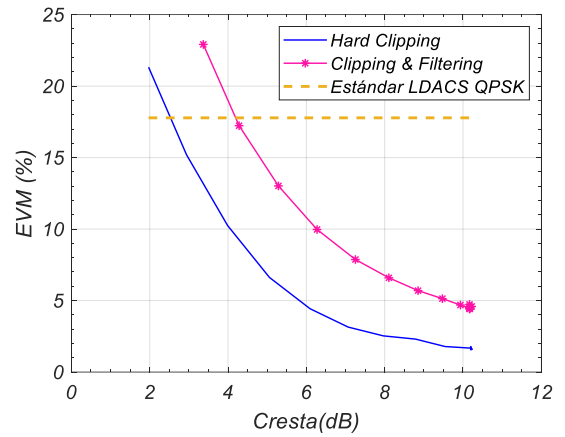
-Modulación QPSK

	Frec [MHz]	Modulación	G _{trx} [dBm]	Cumplimiento del estándar
Hard Clipping	1010	QPSK	-43	A partir de PAPR=2,5
			-37	A partir de PAPR=2,7
			-31	A partir de PAPR=6,6
Clipping&Filtering	1010	QPSK	-43	A partir de PAPR=3,98
			-37	A partir de PAPR=4
			-31	A partir de PAPR=9,5
Hard Clipping	987	QPSK	-41	A partir de PAPR=2,6
			-35	A partir de PAPR=2,9
			-29	A partir de PAPR=8,8
Clipping&Filtering	987	QPSK	-41	A partir de PAPR=3,98
			-35	A partir de PAPR=4,9
			-29	NO CUMPLE
Hard Clipping	964	QPSK	-39	A partir de PAPR=2,8
			-33	A partir de PAPR=2,95
			-27	A partir de PAPR=9,2
Clipping&Filtering	964	QPSK	-39	A partir de PAPR=3,98
			-33	A partir de PAPR=5
			-27	NO CUMPLE

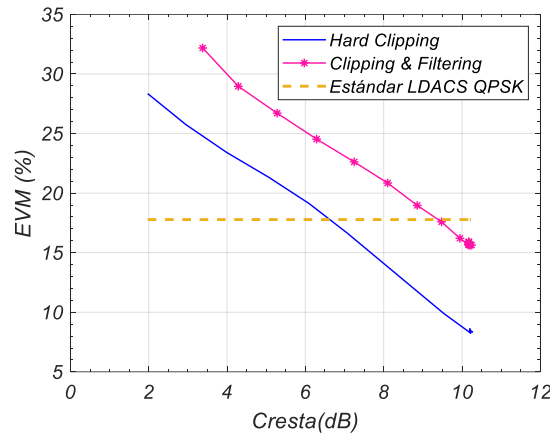
-Frecuencia superior



EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia superior.
G=43

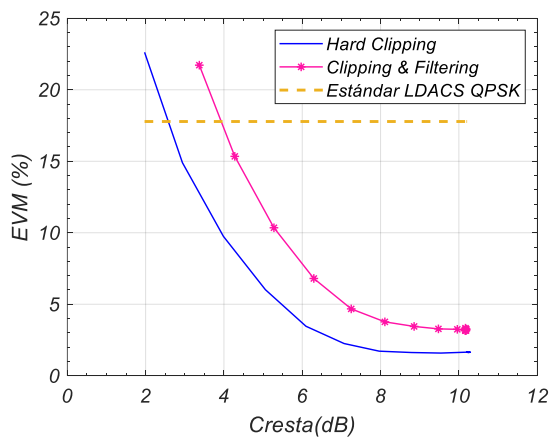


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia superior.
G=37

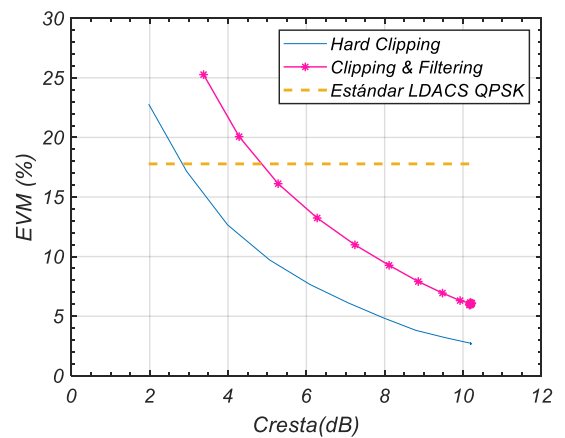


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia superior. G=31

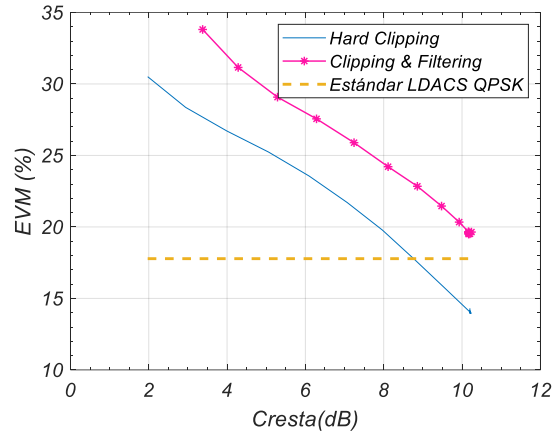
-Frecuencia central



EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia central.
G=41

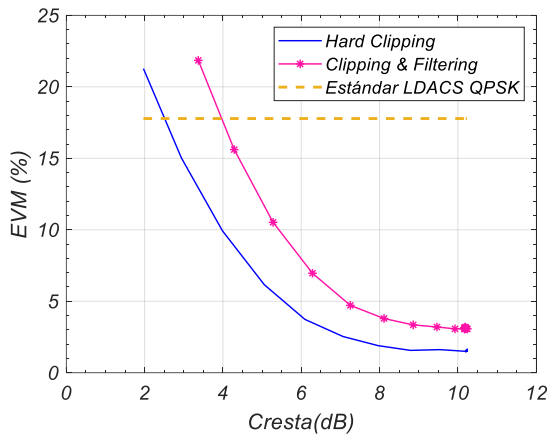


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia central.
G=35

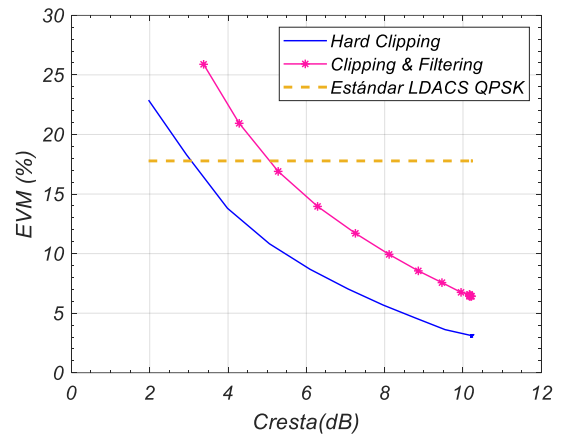


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia central. G=29

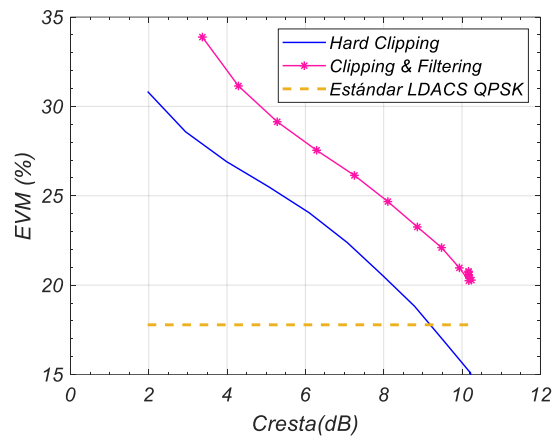
-Frecuencia inferior



EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia inferior. G=39.



EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia inferior. G=33.

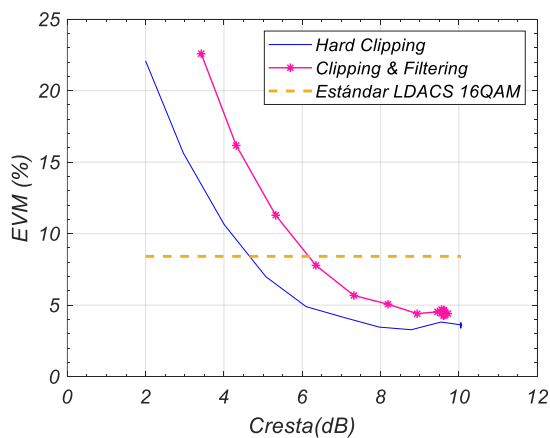


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia inferior. G=27.

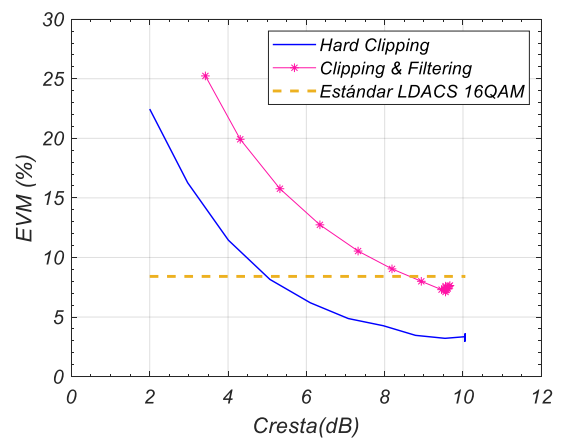
-Modulación 16-QAM

	Frec [MHz]	Modulación	Gtrx [dBm]	Cumplimiento del estándar
Hard Clipping	1010	16QAM	-43	A partir de PAPR=4,6
			-37	A partir de PAPR=5
			-31	NO CUMPLE
Clipping&Filtering	1010	16QAM	-43	A partir de PAPR=6,1
			-37	A partir de PAPR=8,78
			-31	NO CUMPLE
Hard Clipping	987	16QAM	-41	A partir de PAPR=4,8
			-35	A partir de PAPR=6,9
			-29	NO CUMPLE
Clipping&Filtering	987	16QAM	-41	A partir de PAPR=6,35
			-35	NO CUMPLE
			-29	NO CUMPLE
Hard Clipping	964	16QAM	-39	A partir de PAPR=4,9
			-33	A partir de PAPR=7,5
			-27	NO CUMPLE
Clipping&Filtering	964	16QAM	-39	A partir de PAPR=6,2
			-33	A partir de PAPR=9,5
			-27	NO CUMPLE

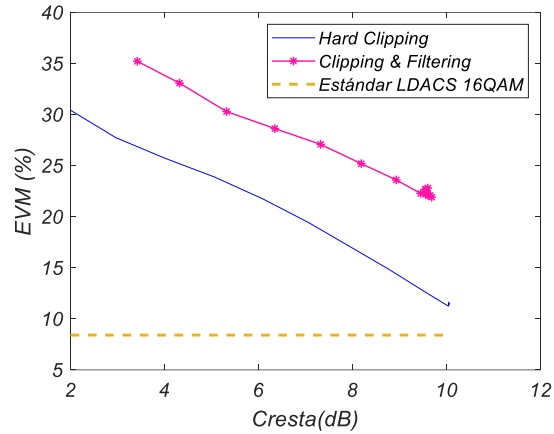
-Frecuencia superior



EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia superior.
G=43

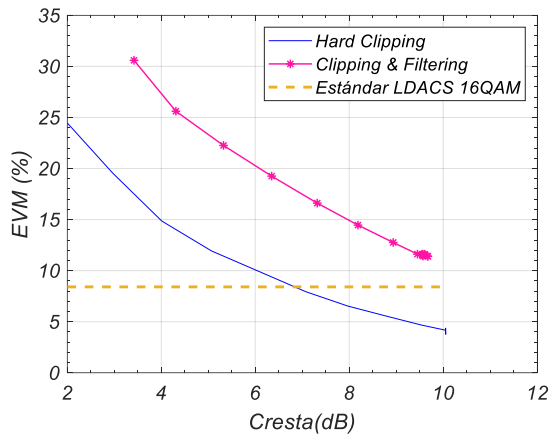


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia superior.
G=37

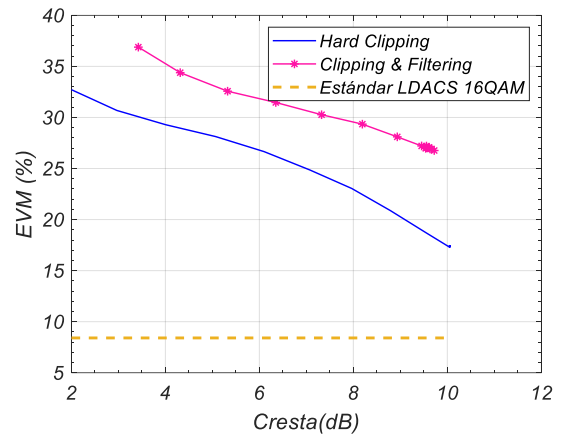


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia superior. G=31

-Frecuencia central

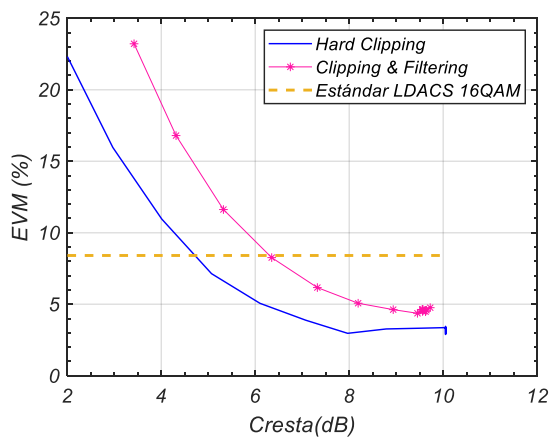


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia central. G=35

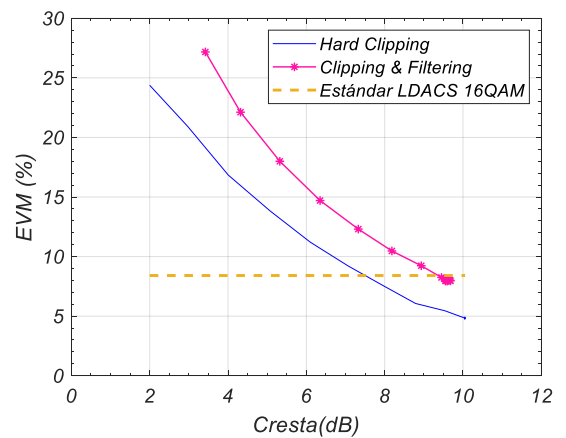


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia superior. G=37

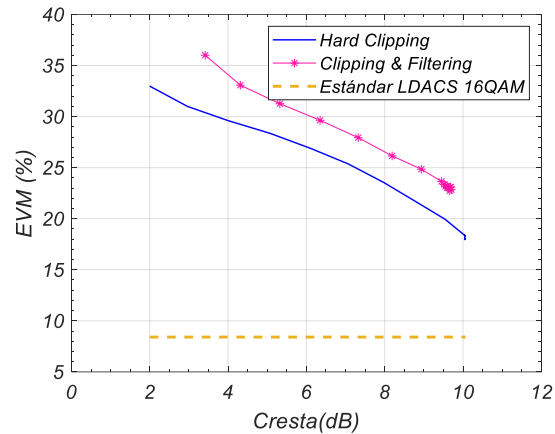
-Frecuencia inferior



EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia central. G=39



EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia superior. G=33

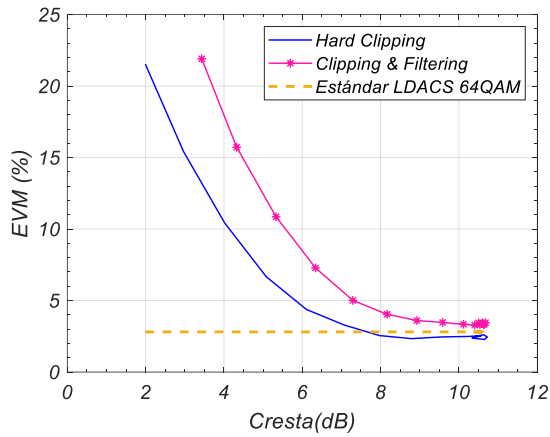


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia superior. G=27

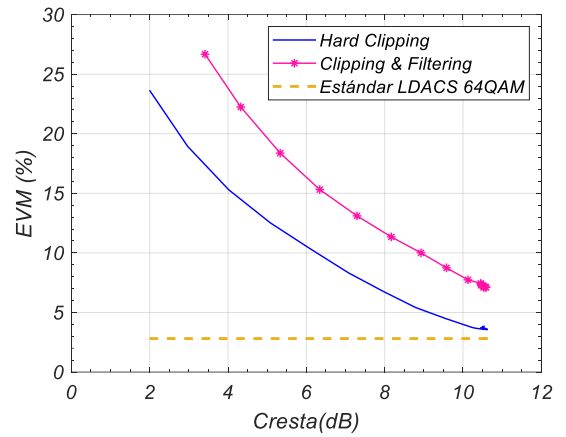
-Modulación 64-QAM

	Frec [MHz]	Modulación	Gtrx [dBm]	Cumplimiento del estándar
Hard Clipping	1010	64QAM	-41	A partir de PAPR=7,8
			-35	NO CUMPLE
			-29	NO CUMPLE
Clipping&Filtering	1010	64QAM	-41	NO CUMPLE
			-35	NO CUMPLE
			-29	NO CUMPLE
Hard Clipping	987	64QAM	-41	A partir de PAPR=7,97
			-35	NO CUMPLE
			-29	NO CUMPLE
Clipping&Filtering	987	64QAM	-41	NO CUMPLE
			-35	NO CUMPLE
			-29	NO CUMPLE
Hard Clipping	964	64QAM	-39	A partir de PAPR=10,5
			-33	NO CUMPLE
			-27	NO CUMPLE
Clipping&Filtering	964	64QAM	-39	NO CUMPLE
			-33	NO CUMPLE
			-27	NO CUMPLE

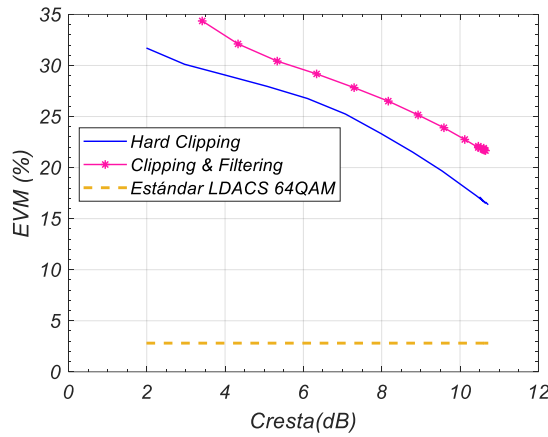
-Frecuencia superior



EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia superior.
G=41

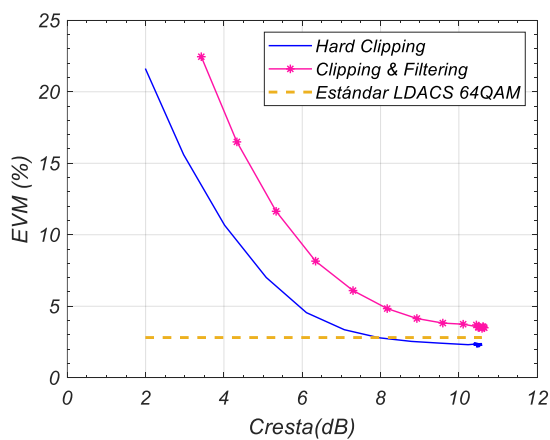


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia superior.
G=35.

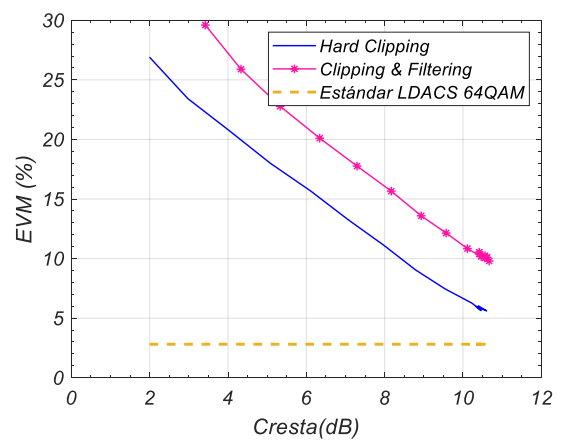


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia superior. G=29

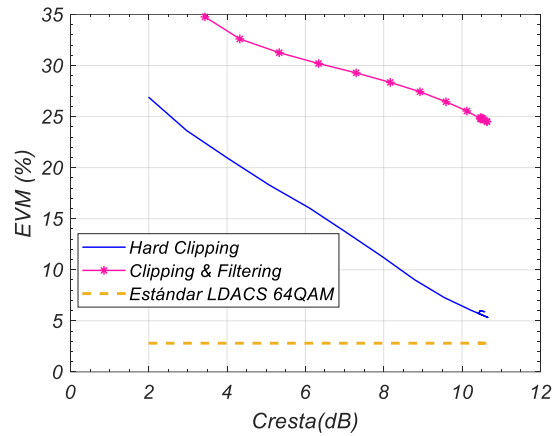
-Frecuencia central



EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia central.
G=39.

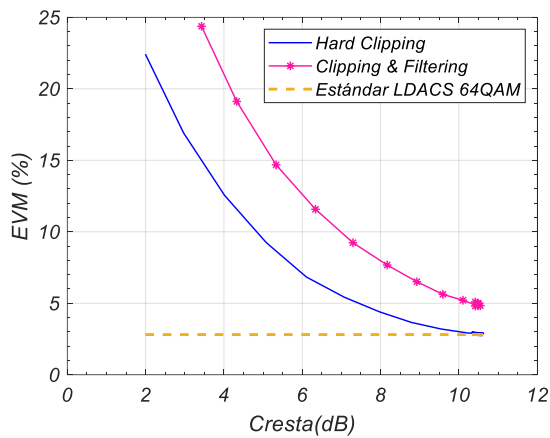


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia central.
G=33.

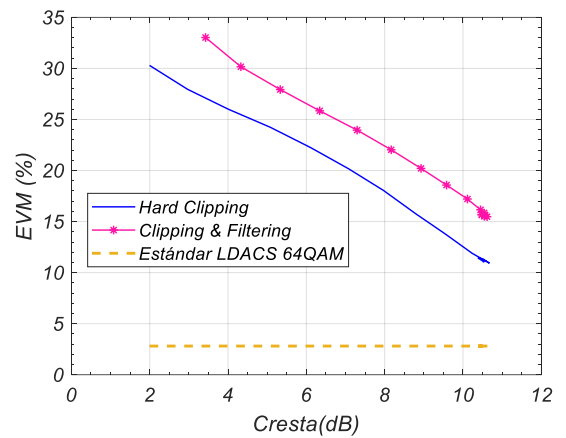


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia central. G=27.

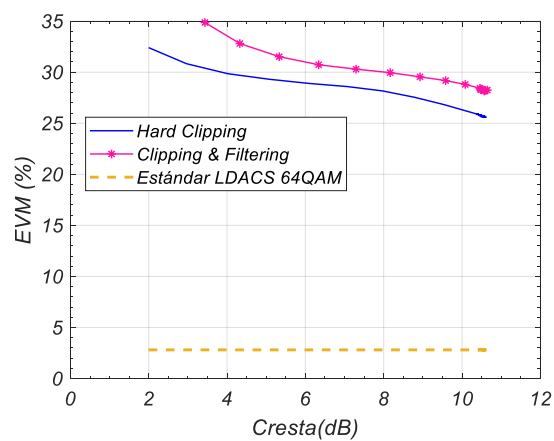
-Frecuencia inferior



EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia central. G=35.



EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia superior. G=29.

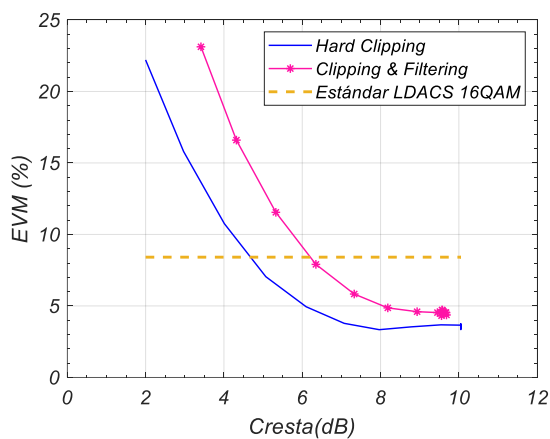


EVM vs PAPR. BIAS 40. Frecuencia superior. G=23

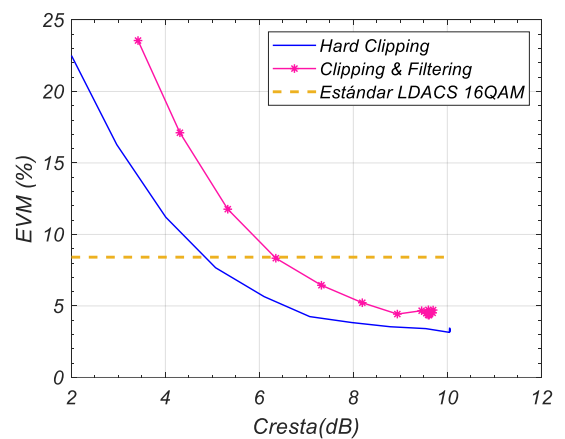
-BIAS 45

	Frec [MHz]	Modulación	Gtrx [dBm]	Cumplimiento del estándar
Hard Clipping	1010	16QAM	-41	A partir de PAPR=4,6
			-35	A partir de PAPR=4,9
			-29	A partir de PAPR=9,1
Clipping&Filtering	1010	16QAM	-41	A partir de PAPR=7
			-35	A partir de PAPR=6,35
			-29	A partir de PAPR=9,5
Hard Clipping	987	16QAM	-37	A partir de PAPR=4,6
			-31	A partir de PAPR=6,2
			-25	NO CUMPLE
Clipping&Filtering	987	16QAM	-37	A partir de PAPR=6,7
			-31	A partir de PAPR=7,1
			-25	NO CUMPLE
Hard Clipping	964	16QAM	-39	A partir de PAPR=8,8
			-33	Cumple a partir de PAPR=5
			-27	NO CUMPLE
Clipping&Filtering	965	16QAM	-39	A partir de PAPR=9,5
			-33	A partir de PAPR=6,4
			-27	NO CUMPLE

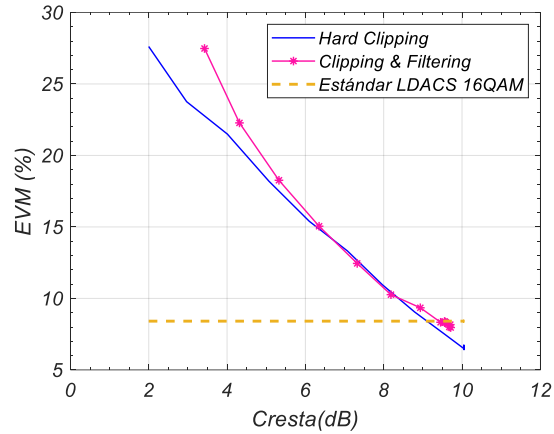
-Frecuencia superior



EVM vs PAPR. BIAS 45. Frecuencia superior.
G=41.

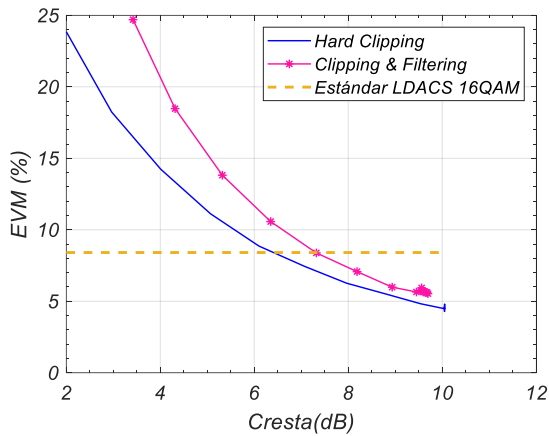


EVM vs PAPR. BIAS 45. Frecuencia superior.
G=35

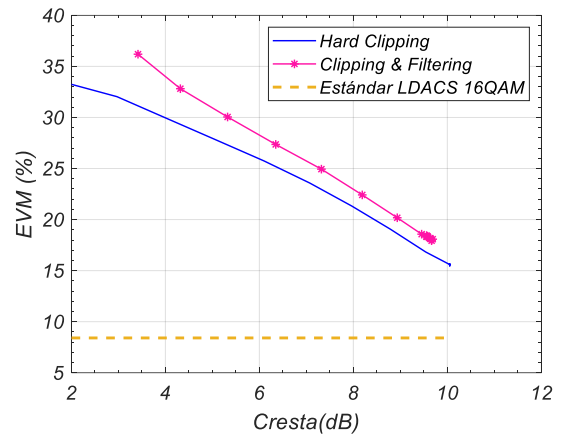


EVM vs PAPR. BIAS 45. Frecuencia superior. G=29

-Frecuencia central

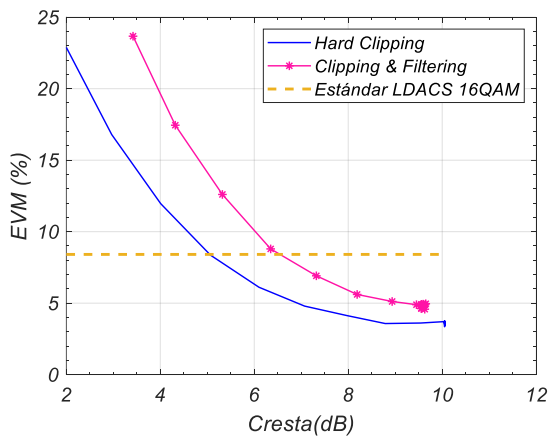


EVM vs PAPR. BIAS 45. Frecuencia central. G=31.

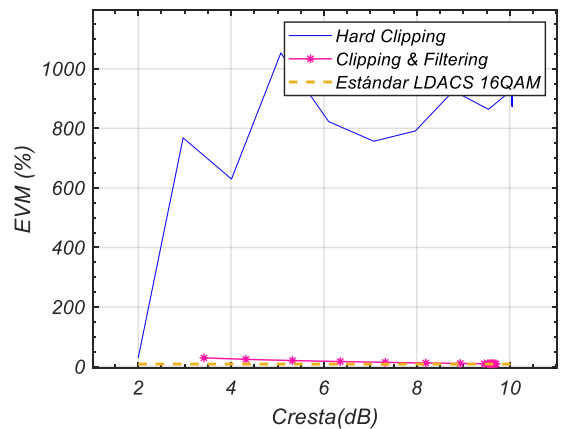


EVM vs PAPR. BIAS 45. Frecuencia central. G=25.

-Frecuencia inferior



EVM vs PAPR. BIAS 45. Frecuencia inferior. G=33.



EVM vs PAPR. BIAS 45. Frecuencia inferior. G=27.

C. Predistorsión

C.1 Simulación métodos de linealización

-Datos

BIAS	F [MHz]	EVM [%]	Grado pol.	Memoria	Factor G	Pérdida[dB]
35	964	8,7574	9	9	0,85	1,33
				7	0,86	1,23
				5	0,86	1,23
			7	9	0,88	1,028
				7	0,88	1,0295
				5	0,88	1,0292
			5	9	0,9	0,8423
				7	0,91	0,7478
				5	0,91	0,7486
	987	7,999	9	9	0,92	0,6429
				7	0,94	0,4522
				5	0,95	0,3696
			7	9	0,91	0,8294
				7	0,91	0,7322
				5	0,91	0,7344
			5	9	0,91	0,739
				7	0,95	0,3682
				5	0,96	0,2784
	1010	8,7233	9	9	0,87	1,1013
				7	0,88	1,0032
				5	0,87	1,1031
			7	9	0,87	1,1034
				7	0,88	1,0033
				5	0,88	1,0024
5			9	0,9	0,8138	
			7	0,92	0,624	
			5	0,92	0,6243	
40	964	7,8657	9	9	0,8	1,8171
				7	0,8	1,8173
				5	0,81	1,7094
			7	9	0,81	1,7071
				7	0,81	1,7074
				5	0,81	1,7076
			5	9	0,85	1,2934
				7	0,85	1,2935
				5	0,85	1,2935
	987	8,754	9	9	0,79	1,9559

				7	0,8	1,8469		
				5	0,81	1,7387		
			7	9	0,79	1,954		
				7	0,79	1,9539		
				5	0,81	1,7367		
			5	9	0,83	1,5273		
				7	0,83	1,5274		
				5	0,84	1,4251		
			1010	13,7574	9	9	0,82	1,6635
						7	0,82	1,6638
						5	0,82	1,6639
					7	9	0,82	1,6617
						7	0,83	1,5567
						5	0,83	1,5569
5	9	0,86			1,2525			
	7	0,87			1,1544			
	5	0,87			1,1544			
	9	0,8			1,6987			
45	964	9	7	0,8	1,6989			
			5	0,8	1,6989			
			9	0,81	1,5898			
		7	7	0,81	1,5899			
			5	0,82	1,4833			
			9	0,87	0,9728			
		5	7	0,87	0,9728			
			5	0,87	0,9727			
			9	0,75	2,2644			
			7	0,76	2,1496			
	987	8,2059	9	5	0,76	2,1497		
				9	0,75	2,2631		
				7	0,76	2,1482		
			7	5	0,76	2,1484		
9				0,8	1,7055			
7				0,82	1,4952			
5			5	0,82	1,4952			
			9	0,8	1,7514			
1010	7,0623	9	7	0,83	1,4312			
			5	0,84	1,3253			
			9	0,83	1,4297			
		7	7	0,83	1,4299			
			5	0,84	1,3262			
			9	0,87	1,0249			
		5	7	0,88	0,9271			
			5	0,88	0,927			

-Modelo Polinomial con Memoria

BIAS	F[MHz]	EVM[%]	Factor G	Error Modelado	Erro MPM	ACPR
35	964	8.7574	0.85	-29.499	-29.0765	-40.1464
	987	7.999	0.92	-28.7061	-28.3409	-39.9717
	1010	8.7233	0.87	-28.4544	-28.1075	-41.3199
40	964	7.8657	0.8	-36.3381	-35.6957	-52.0004
	987	8.754	0.79	-34.8737	-34.1339	-52.2747
	1010	13.7574	0.82	-34.5985	-33.9959	-52.41
45	964	7.0452	0.8	-37.905	-37.3377	-52.4485
	987	8.2059	0.75	-37.7611	-36.7383	-53.0209
	1010	7.0623	0.8	-38.4818	-37.9015	-53.5603

-Modelo Polinomial sin Memoria

BIAS	F[MHz]	EVM[%]	Factor G	Error Modelado	Erro PM	ACPR
35	964	8.7574	0.85	-28.0859	-27.9068	-44.4085
	987	7.999	0.92	-27.3789	-27.2537	-47.7295
	1010	8.7233	0.87	-27.195	-27.0231	-44.1546
40	964	7.8657	0.8	-32.4983	-32.4265	-52.8742
	987	8.754	0.79	-31.4616	-31.3109	-52.9499
	1010	13.7574	0.82	-31.443	-31.352	-53.7479
45	964	7.0452	0.8	-33.0339	-32.9787	-552.6496
	987	8.2059	0.75	-32.7448	-32.5714	-53.3107
	1010	7.0623	0.8	-32.9249	-32.9047	-54.376

-Modelo Polinomial con Memoria y reducción PCA.

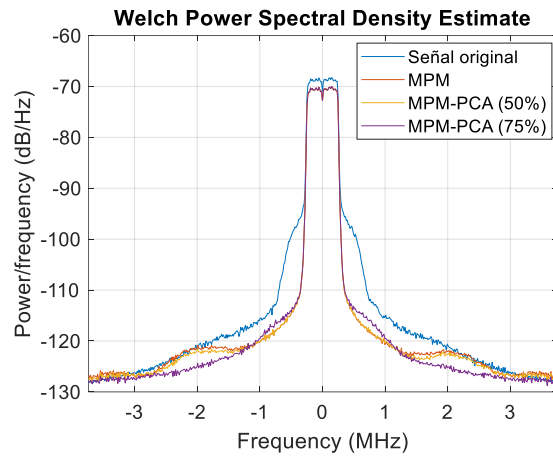
BIAS	F[MHz]	EVM[%]	Factor G	Reducción	Error Modelado	Erro PCA	ACPR
35	964	8.7574	0.85	50%	-29.4089	-28.7877	-39.0991
				75%		-28.6475	-41.9012
				-3dB		-26.5356	-37.5449
	987	7.999	0.92	50%	-28.5103	-28.0183	-33.2464
				75%		-27.9484	-37.6482
				-3dB		-26.0186	-35.2541
	1010	8.7233	0.87	50%	-28.405	-27.9245	-36.5574
				75%		-27.8692	-39.7058
				-3dB		-25.6662	-35.0565
40	964	7.8657	0.8	50%	-36.0973	-34.4368	-51.5335
				75%		-33.9355	-47.1872
				-3dB		-33.0463	-46.5766
	987	8.754	0.79	50%	-34.8805	-33.4527	-51.7195
				75%		-32.8507	-47.2087
				-3dB		-31.7074	-44.7977
	1010	13.7574	0.82	50%	-34.5097	-32.8158	-51.5339
				75%		-32.4912	-47.6426
				-3dB		-31.5533	-45.0931
45	964	7.0452	0.8	50%	-7.5734	-36.3493	-51.8165
				75%		-36.191	-50.6302
				-3dB		-34.552	-46.1194
	987	8.2059	0.75	50%	-37.4607	-35.2566	-52.6418
				75%		-35.0115	-49.9677
				-3dB		-34.6491	-48.3517
	1010	7.0623	0.8	50%	-38.2352	-36.8541	-52.7805
				75%		-36.6596	-51.6563
				-3dB		-35.1196	-48.948

-Análisis del algoritmo PCA

-Frecuencia inferior

Tabla 4.3: Linealización a la frecuencia inferior.

Modelo Linealización	ACPR [dBc]	Mejora ACPR [dBc]	Pérdida de potencia [dB]	NMSE [dB]
MPM	-52.004	20.341	1.8171	-35.6957
MPM-PCA (50%)	-51.5335	-19.8705	1.8171	-34.4368
MPM-PCA (75%)	-47.1872	15.5242	1.8171	-33.9358

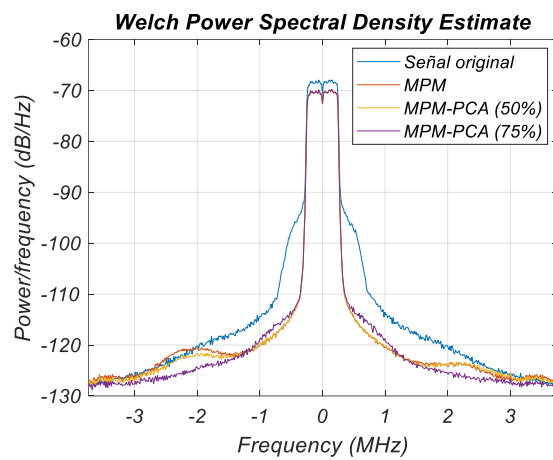


Comparación de espectros

-Frecuencia Central

Linealización a la frecuencia central.

Modelo Linealización	ACPR [dBc]	Mejora ACPR [dBc]	Pérdida de potencia [dB]	NMSE [dB]
MPM	-52.2747	18.6431	1.995	-34.1339
MPM-PCA (50%)	-51.7195	18.0879	1.995	-33.2964
MPM-PCA (75%)	-47.2087	13.5771	1.995	-32.7074

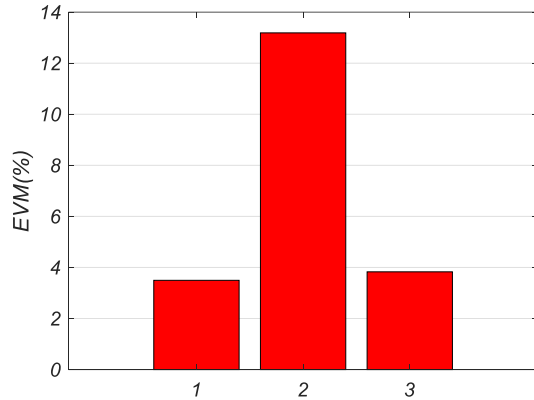


Comparación de espectros

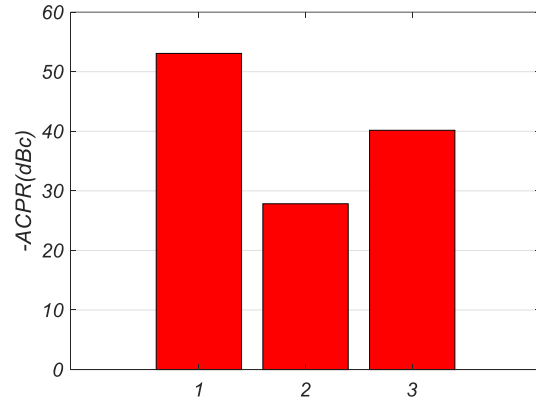
C.2 Verificación Experimental

-Análisis del algoritmo PCA

-MPM

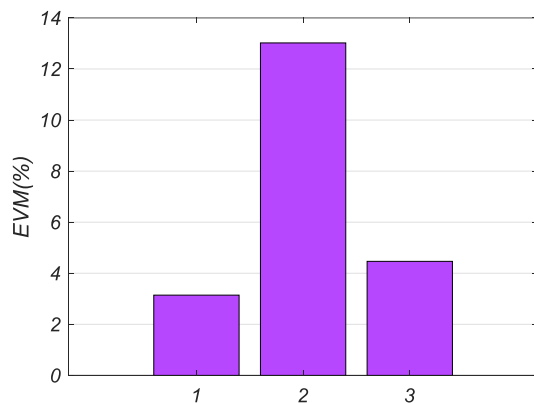


Entrada - Salida - Salida Predistorsionada
Fig. 4.p: Mejora EVM con MPM

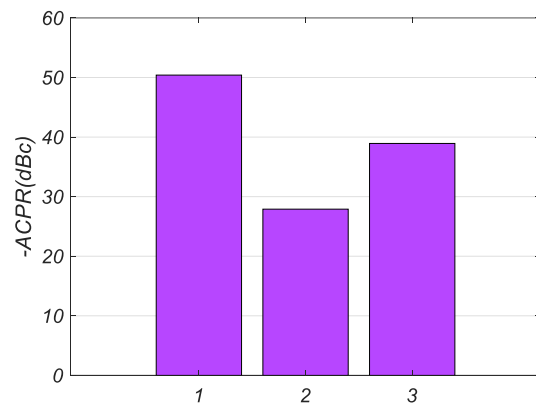


Entrada - Salida - Salida Predistorsionada
Fig. 4.p: Mejora ACPR con MPM

-PCA (75%)



Entrada-Salida-Salida Predistorsión
Fig. 4.p: Mejora EVM con PCA (75%)



Entrada - Salida - Salida Predistorsionada
Fig. 4.p: Mejora ACPR con PCA (75%)

D. Hojas de características

-Láser

Product Specification Sheet

THORLABS

Laser Diode



L650P007



Description

Thorlabs Ø5,6 mm, TO-18 can package discrete laser diode is a compact light source suited to many applications. Our lasers are fully compatible with our entire line of Laser Diode and TEC Controllers as well as our selection of Laser Diode Mounts and Collimation Solutions.

Specifications

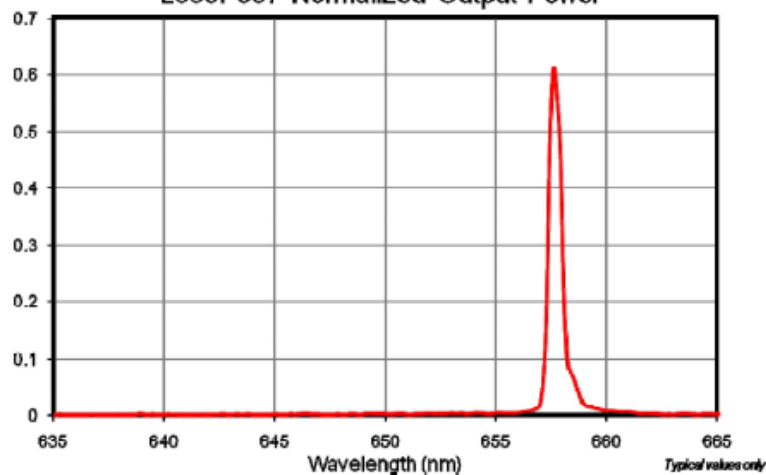
($P_o = 7 \text{ mW}$, $T_c = 25 \text{ }^\circ\text{C}$)

Specification	Symbol	Max
LD Reverse Voltage, V	$V_{R(LD)}$	2
PD Reverse Voltage, V	$V_{R(PD)}$	30
Operation Case Temperature, $^\circ\text{C}$	T_{op}	-10 to 70
Storage Temperature, $^\circ\text{C}$	T_{STG}	-40 to 85



Specification	Symbol	Min	Typ	Max
Wavelength, nm	λ_o	640	650	660
Output Power, mW	P_o	-	7	10
Threshold Current, mA	I_{th}	-	20	25
Operation Current, mA	I_{op}	-	28	35
Operating Voltage, V	V_{op}	-	2.2	2.6
Beam Divergence, deg	θ_o	5	9	12
	θ_i	24	28	32
Slope Efficiency, mW/mA	η	0.6	1	1.3
Monitor Current, mA	I_m	-	0.12	0.3
Astigmatism, μm	A_s	-	-	15
Beam Angle Deviation, deg	θ_v	-3	-	3
	θ_h	-3	-	3
Emission Point Accuracy, μm	ΔX	-80	-	80
	ΔY	-80	-	80
	ΔZ	-80	-	80

L650P007 Normalized Output Power



21024-501 Rev A - April 1, 2010
Specifications subject to change without notice.

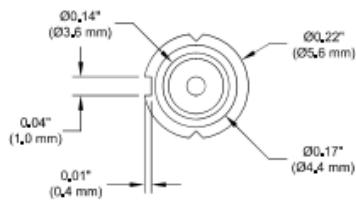
Product Specification Sheet



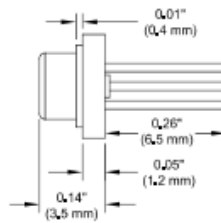
Drawings



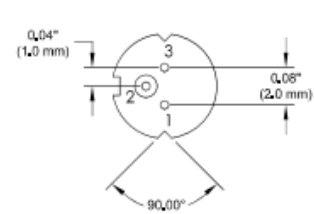
Top View



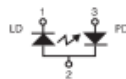
Side View



Bottom View



Pin Code SA



Pin Description

- 1 Laser Cathode
- 2 Case Common
- 3 Monitor Diode Anode

USA, Canada, and South America

Thorlabs, Inc.
435 Route 206
Newton, NJ 07860, USA
Tel: 973-676-7227
Fax: 973-306-3000

Europe

Thorlabs GmbH
R5221 Dackau, Germany
Tel: +49(0)6131-8956-0

Scandinavia
Thorlabs Sweden AB
431 35 Mölndal, Sweden
Tel: +46(0)1735-206-40

UK and Ireland

Thorlabs LTD
Cambridgehire CB7 4EX, GB
Tel: +44(0)1352-654440

Japan and Asia
Thorlabs Japan Inc.
Nerima-Ku, Tokyo 176-8081, Japan
Tel: +81(0)3-6915-7701

France

Thorlabs SAS
78600 Maurens-la-Folie, France
Tel: +33(0)930 444 844

China
Thorlabs China
Shanghai, China
Tel: +86(0)21-60961122



21024-501 Rev A - April 1, 2010
Specifications subject to change without notice.

-Fotodetector

Gravizon

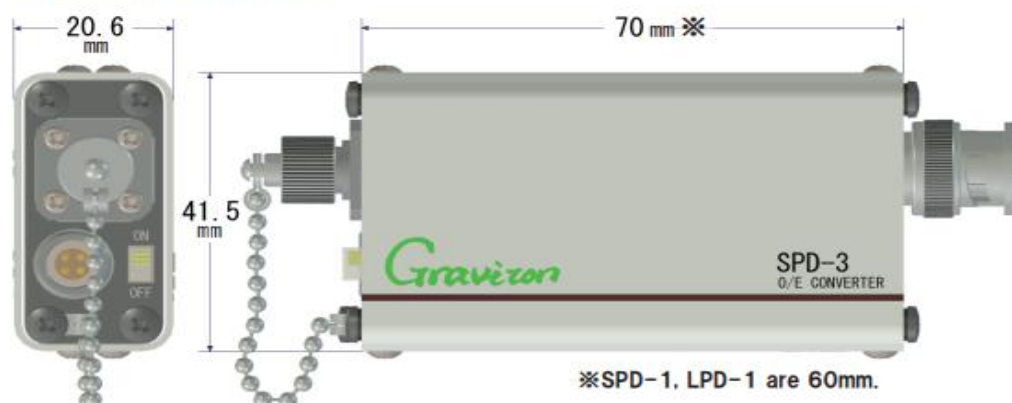
OE Converter Line-up



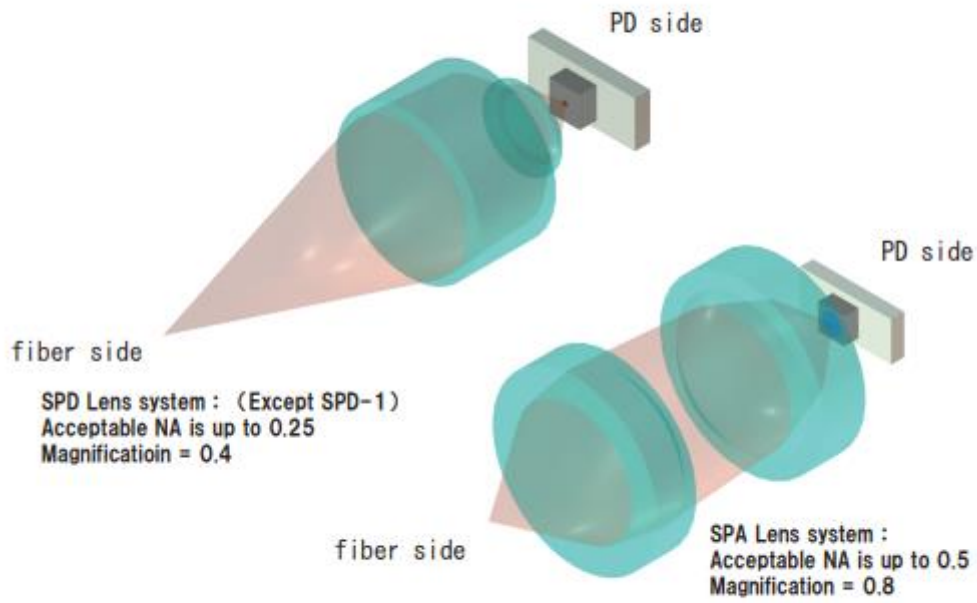
● Feature

- Optical to Electrical Conversion in Analog with Wide Bandwidth.
- Large Acceptable Core Diameter and Fiber NA.
- Compact Size.
- Easy to Use. Just Connect the Device to Your Electronic Measuring System.
- Suitable for Lightwave Instrumentation such as Optical link, Optical Pick-up, etc.

■ Physical Dimension

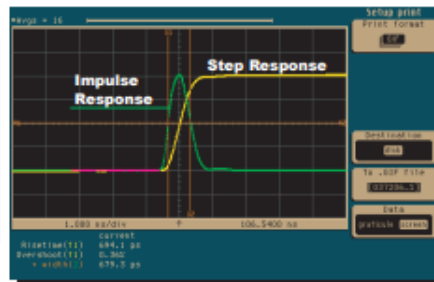


■ The Lens system of SPD & SPA series

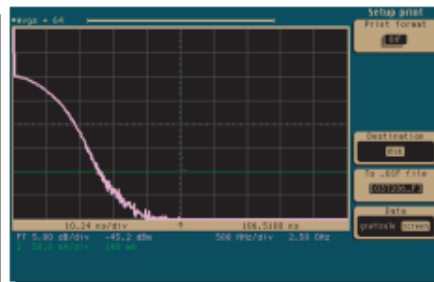


● Characteristics of SPA series

SPA-1
 DC ~ 500MHz
 Max. Core Dia.
 = ϕ 1.0
 Max. NA = 0.5
 Conversion Gain
 = 500mV/mW

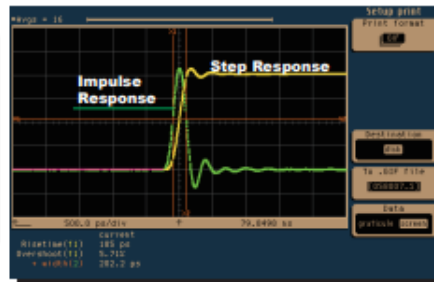


Impulse & Step Response of SPA-1

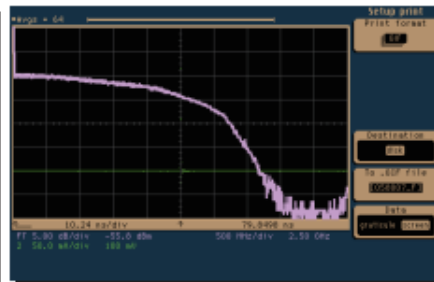


Frequency response of SPA-1

SPA-3
 DC ~ 2GHz
 Max. Core Dia.
 = ϕ 0.25
 Max. NA = 0.5
 Conversion Gain
 = 500mV/mW

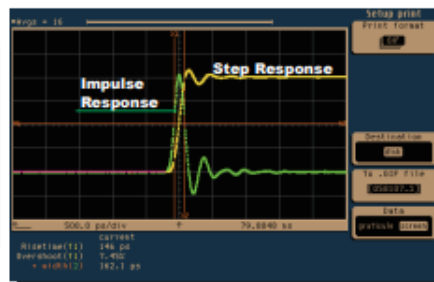


Impulse & Step Response of SPA-3

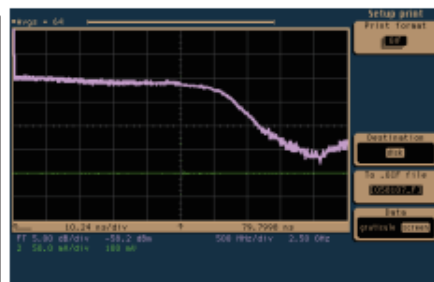


Frequency response of SPA-3

SPA-4
 DC ~ 3GHz
 Max. Core Dia.
 = ϕ 0.25
 Max. NA = 0.5
 Conversion Gain
 = 300mV/mW

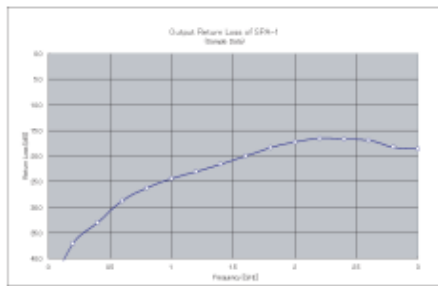


Impulse & Step Response of SPA-4

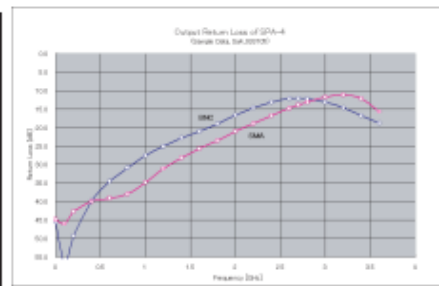


Frequency response of SPA-4

Output Return Loss of SPA-1 & SPA-4



Output Return Loss of SPA-1



Output Return Loss of SPA-4

(Step Response & Frequency Response are calculated from Impulse Response.)

■ SPA series & LPD series

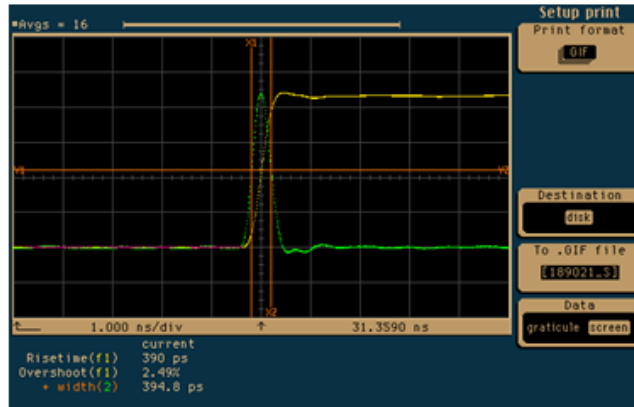
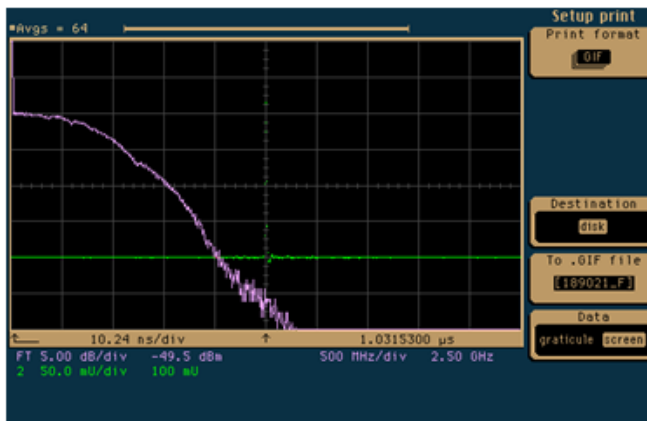
Item	SPA-1	SPA-3	SPA-4	LPD-1	LPD-2
Acceptable Core Diameter	100 μ m~1000 μ m	Less than 250 μ m	Less than 250 μ m	Less than 80 μ m	Less than 500 μ m
Acceptable Fiber NA	Less than 0.5	Less than 0.5	Less than 0.5	Less than 0.2	Less than 0.25
OE Device Active Area	Si PIN PD Φ 0.8mm	Si PIN PD Φ 0.2mm	Si PIN PD Φ 0.2mm	InGaAs PIN PD Φ 0.08mm	InGaAs PIN PD Φ 0.2mm
Peak Sensitivity Wavelength	800nm	700nm	700nm	1550nm	1550nm
Wavelength Range	400~1000nm (Test Condition: More than 1/5 of Peak Sensitivity)	380~950nm (Test Condition: More than 1/5 of Peak Sensitivity)	380~950nm (Test Condition: More than 1/5 of Peak Sensitivity)	900~1650nm (Test Condition: More than 1/5 of Peak Sensitivity)	900~1650nm (Test Condition: More than 1/5 of Peak Sensitivity)
Conversion Gain	500mV/mW @650nm	500mV/mW @850nm	300mV/mW @850nm	500mV/mW @1300nm	1000mV/mW @1300nm
Maximum Optical Power for Proper Signal Output	-1dBm @650nm	-1dBm @850nm	+1dBm @850nm	-1dBm @1300nm	-4dBm @1300nm
Frequency Bandwidth	DC ~ 500MHz	DC ~ 2.0GHz	DC ~ 3.0GHz	DC ~ 1.5GHz	DC ~ 1.5GHz
Noise Equivalent Power	Less than -27.9dBm	Less than -25.2dBm	Less than -22.4dBm	Less than -27.9dBm	Less than -29.2dBm
Response deviation	Electrically +0.5dB, -3.0dB Optically +0.25dB, -1.5dB	Electrically +0.5dB, -3.0dB Optically +0.25dB, -1.5dB	Electrically +0.5dB, -3.0dB Optically +0.25dB, -1.5dB	Electrically +0.5dB, -3.0dB Optically +0.25dB, -1.5dB	Electrically +0.5dB, -3.0dB Optically +0.25dB, -1.5dB
Output Coax Connector	BNC Plug, Option: SMA	BNC Plug, Option: SMA	BNC Plug, Option: SMA	BNC Plug, Option: SMA	BNC Plug, Option: SMA
Output Impedance	50 Ω	50 Ω	50 Ω	50 Ω	50 Ω
Output Offset Voltage	Within \pm 0.5mV	Within \pm 0.5mV	Within \pm 0.5mV	Within \pm 0.5mV	Within \pm 0.5mV
Wideband Noise Voltage	Less than 0.8mVrms (IP to 12.4GHz)	Less than 1.5mVrms (IP to 12.4GHz)	Less than 1.8mVrms (IP to 12.4GHz)	Less than 0.8mVrms (IP to 12.4GHz)	Less than 1.8mVrms (IP to 12.4GHz)
Input Optical Connector	FC Receptacle Option: SC, ST, F05, FSMA are also available	FC Receptacle Option: SC, ST, F05, FSMA are also available	FC Receptacle Option: SC, ST, F05, FSMA are also available	FC Receptacle Option: SC, ST, F05, FSMA are also available	FC Receptacle Option: SC, ST, F05, FSMA are also available
Power Input Connector	LEMO GS-4P	LEMO GS-4P	LEMO GS-4P	LEMO GS-4P	LEMO GS-4P
Supply Voltage	DC \pm 15V (Max +150mA/-50mA)	DC \pm 15V (Max +150mA/-50mA)	DC \pm 15V (Max +150mA/-50mA)	DC \pm 15V (Max +150mA/-50mA)	DC \pm 15V (Max +150mA/-50mA)
Physical Dimension	103 x 44 x 21mm	103 x 44 x 21mm	103 x 44 x 21mm	93 x 44 x 21mm	103 x 44 x 21mm
Weight	130g	130g	130g	110g	130g

7

● Corporate Profile

- Company Name Graviton Incorporated
- Address 15-5 Kawara-cho, Iruma-shi
Saitama 358-0008 JAPAN
Tel : +81-4-2966-0816
FAX : +81-4-2966-0817
- Established November 2nd, 1992
- Webpage <http://www.graviton.co.jp/english/index.htm>
http://www.graviton.co.jp/korean/index_k.htm
- E-mail graviton@asahi-net.or.jp

Graviton Incorporated <http://www.graviton.co.jp/english/index.htm>

Model Type: SPA-2 (650nm version)**Serial Number: 189021 (ST Optical Connector, SMAJ Output Connector)****Fig.1**
Impulse & Step ResponseX-axis: 1ns / div
Y-axis: 50mV / divLight Source: PLP-02
Picosecond Light Pulser 780nm
(Hamamatsu Photonics)
Oscilloscope: 83480A+83485A
Digital Communications Analyzer
(Agilent Technology)**Fig.2 Frequency Response**(Calculated from the impulse response
shown above)X-axis: 500MHz / div
Y-axis: 5dBelectrical / 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 2.00 mVrms	1.93 mVrms	OK
Output Offset Voltage	Within +/-0.5 mV	+0.01 mV	OK
Conversion Gain at 658nm (100um SI Fiber, NA = 0.2)	900 to 1,100 V/W	1,023 V/W	OK
Conversion Gain at 658nm (1,000um HPCF, NA = 0.48)	900 to 1,100 V/W	1,006 V/W	OK
Positive Supply Current	0.11 to 0.13 A	0.12 A	OK
Negative Supply Current	Must be Zero	0.00 A	OK

Evaluated on 2021/02/05
Evaluated by Manabu Fujita

-Amplificadores

Coaxial Amplifier

50Ω Medium Power 10 to 2500 MHz

ZKL-2R5+



Generic photo used for illustration purposes only
CASE STYLE: BY493

Connectors	Model
SMA	ZKL-2R5+

+RoHS Compliant

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

Features

- wideband, 10 to 2500 MHz
- high IP3, +31 dBm typ.
- low noise, 5 dB typ.
- rugged, shielded case
- protected by US Patent, 6,943,629

Applications

- communication systems
- cellular
- PCS
- GSM/ISM

Amplifier Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQUENCY (MHz)		GAIN (dB)			MAXIMUM POWER (dBm)			DYNAMIC RANGE		VSWR (:1) Typ.		DC POWER	
	f_L	f_U	Typ.	Min.	Flatness Max.	Output (1 dB Compr.) L U	Input (no damage)	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In	Out	Volt (V) Nom.	Current (mA) Max.	
ZKL-2R5+	10	2500	30	26	±1.5	+13 +11	+13	5.0	+31	1.4	1.4	12	120	

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

L= low range (f_L to $f_U/2$)

U= upper range ($f_U/2$ to f_U)

Maximum Ratings

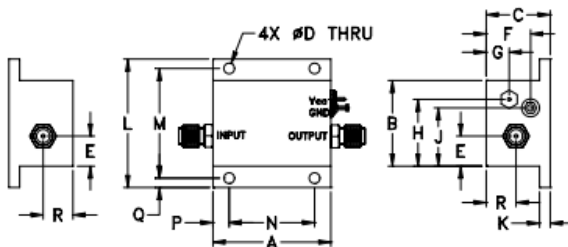
Operating Temperature -40°C to 75°C

Storage Temperature -55°C to 100°C

DC Voltage +13V Max.

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

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	wt
1.38	1.00	.75	.125	.35	.52	.27	.76	.66	.125	1.50	1.281	1.000	.19	.11	.35	grams
35.05	25.40	19.05	3.18	8.89	13.21	6.86	19.30	16.76	3.18	38.10	32.54	25.40	4.83	2.79	8.89	40

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/MOLStore/terms.jsp



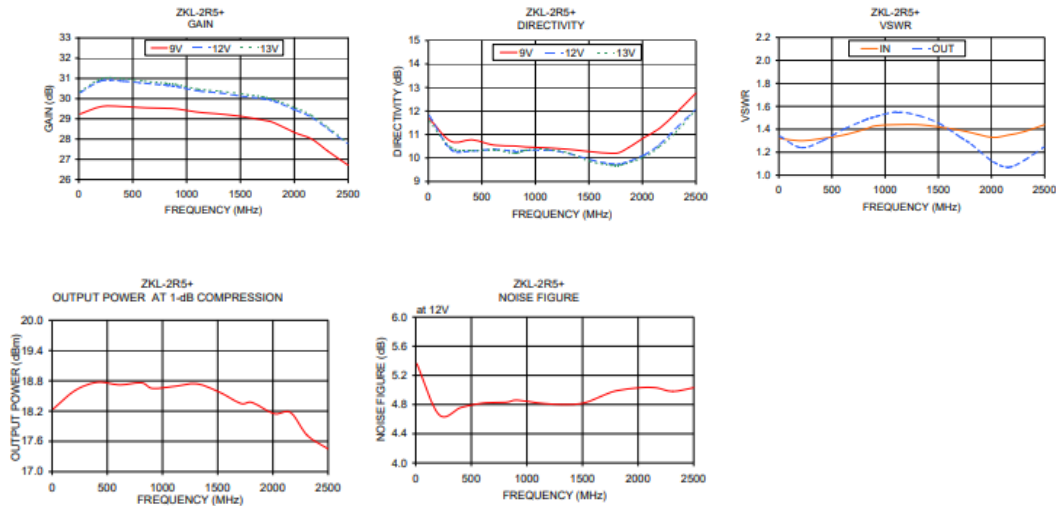
www.minicircuits.com P.O. Box 350166, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

REV. C
M151107
ZKL-2R5+
200508
Page 1 of 2

Typical Performance Data/Curves

ZKL-2R5+

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)			DIRECTIVITY (dB)			VSWR (:1)		NOISE FIGURE (dB)	POUT at 1 dB COMPR. (dBm)
	9V	12V	13V	9V	12V	13V	IN	OUT		
10.00	29.24	30.29	30.35	11.67	11.80	11.57	1.32	1.34	5.36	18.24
210.00	29.61	30.88	30.99	10.71	10.37	10.45	1.30	1.24	4.66	18.61
410.00	29.61	30.86	30.99	10.77	10.30	10.31	1.32	1.30	4.76	18.77
610.00	29.55	30.76	30.86	10.55	10.36	10.35	1.35	1.40	4.82	18.72
810.00	29.52	30.66	30.76	10.51	10.29	10.20	1.40	1.48	4.83	18.76
910.00	29.49	30.59	30.69	10.47	10.32	10.33	1.43	1.51	4.86	18.65
1110.00	29.33	30.38	30.47	10.43	10.34	10.36	1.44	1.55	4.82	18.69
1310.00	29.24	30.28	30.37	10.37	10.19	10.21	1.44	1.52	4.80	18.74
1510.00	29.12	30.12	30.24	10.27	9.93	9.86	1.42	1.45	4.82	18.58
1710.00	28.94	30.00	30.09	10.20	9.74	9.69	1.39	1.33	4.94	18.35
1810.00	28.81	29.88	29.95	10.28	9.76	9.71	1.37	1.27	4.99	18.37
2010.00	28.31	29.44	29.55	10.85	10.11	10.03	1.33	1.12	5.03	18.15
2160.00	28.01	29.08	29.17	11.26	10.57	10.48	1.35	1.07	5.03	18.17
2310.00	27.41	28.51	28.59	11.89	11.24	11.09	1.38	1.13	4.98	17.72
2500.00	26.71	27.76	27.82	12.76	12.08	12.05	1.44	1.25	5.03	17.45



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/MCStore/terms.jsp



-Fibra óptica

No. DPF1222-17

Specification Sheet

GH 4002

ESKA PREMIER

Polyethylene Jacketed

Optical Fiber Cord

High - Performance Plastic Optical Fiber

E s k a TM

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

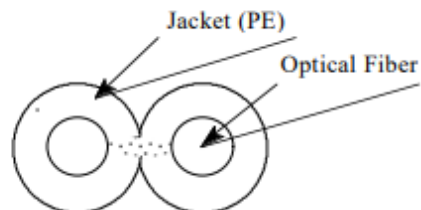
1.Scope

This specification covers basic requirements for the structure, optical and mechanical performances of GH4002.

2.Structure

Item		Specification				
		Unit	Min.	Typ.	Max.	
Optical Fiber	Core Material	—	Polymetyl - Methacrylate Resin			
	Cladding Material	—	Fluorinated Polymer			
	Core Refractive Index	—	1.49			
	Refractive Index Profile	—	Step Index			
	Numerical Aperture	—	0.5			
	Core Diameter	μm	920	980	1,040	
	Cladding Diameter	μm	940	1,000	1,060	
Number of Fibers		—	2			
Jacket	Material and Color	—	Polyethylene			
	Dimension	Minor Axis	mm	2.13	2.20	2.27
		Major Axis	mm	4.3	4.4	4.5
Indication on the Jacket		—	ESKA PREMIER :Pink color			
Approximate Weight		g / m	8			

Sectional View



3.Performance

No. DPF1222-17

Table2		GH 4002				
		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 \leq 0.5 dB [Quarter bend]	mm	25	—	—
	Repeated Bending Endurance	Loss Increment \leq 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 \leq 1 dB [Sample Length : 1 m Tensile Force : 4.9 N]	Times	5	—	—
	Impact Endurance	Loss Increment \leq 1 dB [in Conformity to the JIS C 6861]	N.m	0.4	—	—

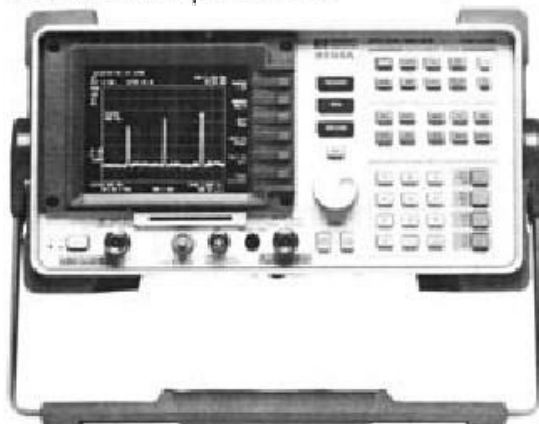
All tests are carried out under temperature of 25°C unless otherwise specified.

* Attenuation change shall be within 10 % after 1,000 hours.

** Attenuation change shall be within 10 % after 1,000 hours, except that due to absorbed water .

-Analizadores de espectros

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 ± 230 Hz at 1 GHz or ± 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 8592B. (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 172) 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 carriage 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 μ s.
- Quasi-peak detector for EMC measurements.



HP 8595A

HP 8591A Specifications

General

Temperature: 0° to $+55^{\circ}$ C operating; -40° to $+75^{\circ}$ C storage

EMI compatibility: CISPR, Pub. 11 and FTZ 526/527/79

Audible noise: <37.5 dBA pressure and <5.0 Belts power (ISODP7779)

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 Ω); 1 MHz to 1.8 GHz (75 Ω , opt. 001)

Reference

Aging: $\pm 2 \times 10^{-6}$ /year

Stability: $\pm 0.5 \times 10^{-6}$

Precision frequency reference (option 004)

Aging: $\pm 1 \times 10^{-7}$ /year

Stability: $\pm 1 \times 10^{-6}$

Temperature stability: $\pm 1 \times 10^{-6}$

Frequency

Frequency readout accuracy (start, stop, center, frequency)

Span ≤ 10 MHz: \pm (freq readout \times freq ref error + 3% of span + 20% of RBW + 100 Hz)

Span ≥ 10 MHz: \pm (freq readout \times freq ref error + 3% of span + 20% of RBW)

Marker count accuracy (signal to noise ratio ≥ 25 dB, RBW/span ≥ 0.01)

Frequency span ≤ 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 ≤ 10 MHz; $\pm 3\%$ of span, span > 10 MHz

Sweep time

Range: 20 ms to 100 s, span = 0 Hz or > 10 kHz; 20 μ s to 100 s, span = 0 Hz (option 101)

Accuracy: $\pm 3\%$, 20 ms to 100 s; $\pm 2\%$, 20 μ s to < 20 ms (opt 101)

Sweep trigger: free run, single, line, video, external

Stability

Noise sidebands: ≤ 90 dBc/Hz at > 10 kHz offset from CW signal (1 kHz RBW, 30 Hz VBW, sample detector); ≤ 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 cont power	$+30$ dBm (1 watt)	$+75$ dBmV (0.4 watts)
Peak pulse power	$+30$ dBm (1 watt)	$+75$ dBmV (0.4 watts)
d	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: 8 divisions

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 μ s 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 \pm (300 MHz \times 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, $\pm 20\%$

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: $\pm 3\%$ 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: $\pm 2 \times 10^{-6}$ /year

Settability: $\pm 5 \times 10^{-7}$

Temperature stability: $\pm 5 \times 10^{-6}$

Precision frequency reference (Opt 004)

Aging: $\pm 1 \times 10^{-7}$ /year

Settability: $\pm 1 \times 10^{-8}$

Temperature stability: $\pm 1 \times 10^{-6}$

Frequency readout accuracy: \pm (frequency readout \times frequency reference error + 3% of span + 20% of RBW + 100 Hz sweep time) for spans ≤ 10 MHz; \pm (freq readout \times 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): \pm (marker freq \times freq ref error + counter res + 100 Hz) spans ≤ 10 MHz; \pm (marker freq \times 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 \times N) kHz to 19.25 GHz, (10 \times N) kHz to 23.75 GHz (opt 026)

Accuracy: $\pm 2\%$ of span, span < 10 MHz; $\pm 3\%$ of span, span > 10 MHz

Sweep time

Range: 20 ms to 100 μ s, span = 0 Hz or > 10 kHz; 20 μ s to 100 μ s, span = 0 Hz (opt 101)

Accuracy: $\pm 3\%$, 20 ms to 100 μ s; $\pm 2\%$, 20 μ s 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: $< (400 \times N)$ 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; $\pm 0.007\%$ 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: 8 divisions

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 level for linear

Accuracy (ref to -20 dBm ref level): \pm (0.05 dB + input atten acc @ 50 MHz), 0 dBm to -59.9 dBm; \pm (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, $\pm 20\%$

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: $\pm 3\%$ of reference level



HP 8590 series RF spectrum analyzers have built-in tracking generator option

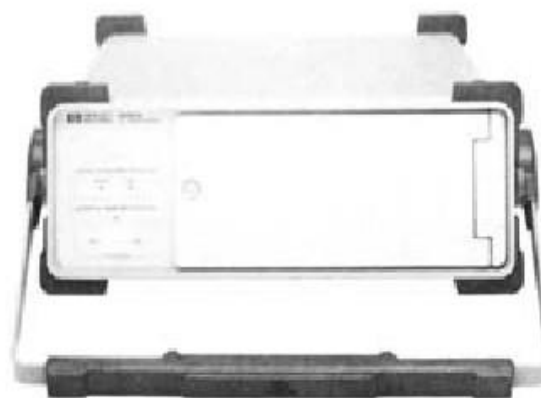
HP 8591A, 8593A Specifications

Option 010 and 011 built-in tracking generators

Specifications apply to both HP 8590B and 8591A.
Frequency range: 50 ohm 100 kHz to 1.8 GHz 75 ohm 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 0 to -10 dBm 75 ohm +42.8 to -27.2 dBm
 HP 8591A 0 to -15 dBm +42.8 to +27.8 dBm
 HP 8590B 0 to 0 dB 0 to 0 dB
Absolute accuracy: ±1.0 dB, HP 8591A; ±1.5 dB, HP 8590B

Output vernier
Range: HP 8591A, 10 dB; HP 8590B, 15 dB
Accuracy: HP 8591A, ±0.75 dB; HP 8590B, ±1.0 dB
Output flatness: ±1.75 dB, HP 8591A ref to 300 MHz and 10 dB attenuation; ±1.75 dB, 8590B
Output attenuator (HP 8591A only)
Range: 0 to 60 dB
Switching accuracy: ±0.8 dB or 2.5% of atten setting, whichever greater for max of 1.5 dB (ref to 10 dB atten setting)
Repeatability: ±0.2 dB, nominal
Dynamic range (difference bet max power out and 1-g feed-through): >106 dB, nominal, 50 ohm; >100 dB, nominal, 75 ohm
Tracking generator feedthroughs: <-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 only)	+\$3,000
Opt 101 fast time-domain sweeps	+\$1,000
Opt 101H 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

HP 85901A Portable ac Power Source

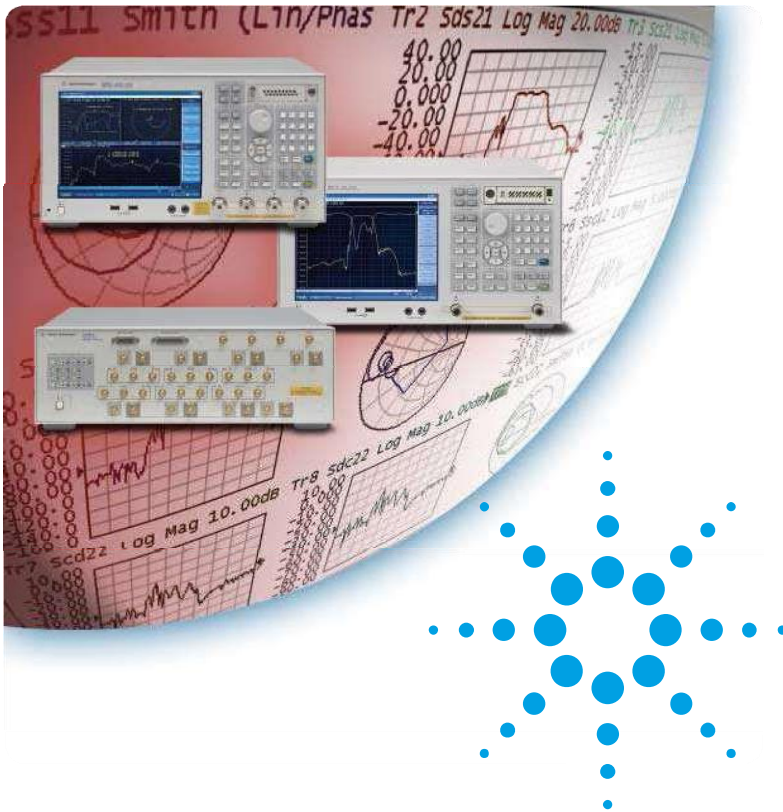
This small, easy-to-carry power source gives you ac power where and when you need it. Use it as a standalone battery or connect it to an external 12 Vdc source for even longer operation. As a standalone battery, the ac power source gives you over an hour of operation at 100 Watts continuous load. When 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 270 Vpeak + 5% rectangular waveform with 25% dead zone (115 or 230 Vrms ±5%)
Frequency: 60 Hz ±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	Price
HP 85901A portable ac power source	\$1,120*
Extra power cord adapter for HP instruments	
HP 8120-5220	\$17
General-purpose power cord adapters	
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.



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

