

## Trabajo Fin de Grado

Linealización de un transmisor híbrido Radio-sobre-Fibra en sistemas de comunicaciones 5G con variación de potencia debido a la dinámica del tráfico

Linearization of a hybrid Radio-over-Fiber transmitter in 5G communications systems with power variation due to traffic dynamics

Autor

Antonio López Sáez

Directora

M<sup>a</sup> Paloma García Dúcar

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

2022

# Linealización de un transmisor híbrido Radio-sobre-Fibra en sistemas de comunicaciones 5G con variación de potencia debido a la dinámica del tráfico

## **RESUMEN**

En el presente Trabajo Fin de Grado se va a profundizar en los nuevos sistemas de comunicación móviles. En estos sistemas de comunicaciones tan novedosos, además de los servicios de voz y datos ya existentes, se pretende prestar unos servicios avanzados como puede ser comunicaciones para misión crítica o vehiculares. Debido a esto, el tráfico móvil de datos posee una naturaleza variable, es decir, sufre variaciones de potencia debido a la dinámica del tráfico y el entorno. Esto tiene consecuencias negativas en las formas de onda OFDM de las señales 5G y es lo que se trata de solucionar a lo largo del trabajo.

Por ello será objeto de estudio analizar la distorsión no lineal que produce la cadena transmisora de radio sobre fibra (RoF) en señales de distinta modulación, ancho de banda y que sufren variaciones de potencia. Se intentará disminuir la distorsión producida en las señales caracterizando en simulación el sistema de transmisión RoF del laboratorio. Con esto se busca predistorsionar las señales mediante algoritmos de linealización, en este caso se hará uso de un Modelo Polinomial con Memoria (MPM) para que esta predistorsión corrija los efectos negativos producidos en la señal. Se buscará una solución específica para cada señal y también una solución genérica para cualquier señal independientemente de los parámetros de la misma.

Se estudiarán los resultados obtenidos al aplicar este modelo en simulación y en un montaje de laboratorio, que imita un entorno real, y se realizará un análisis de las figuras de mérito medidas, en este caso el *Adjacent Channel Leakage Ratio* (ACLR) y el *Error Vector Magnitude* (EVM). Así se podrá comprobar qué grado de mejora se ha alcanzado al predistorsionar las señales y corroborar que al buscar y aplicar una solución genérica que resulta más eficiente en términos de coste computacional y tiempo de trabajo, se obtiene una mejora aceptable de las prestaciones de la señal.

# ÍNDICE

1. INTRODUCCIÓN .....	8
1.1. Evolución histórica .....	8
1.2. Tecnología 5G.....	9
1.3. Radio sobre Fibra .....	10
1.4. Objetivos del Trabajo .....	11
1.5. Estructura de la memoria.....	11
2. GENERACIÓN DE LA SEÑAL 5G. ....	13
2.1. Fundamentos de OFDM .....	13
2.2. OFDM en LTE.....	14
2.3. Señales con variación de potencia .....	15
3. MODELADO DEL TRANSMISOR ROF.....	19
4. SISTEMAS DE LINEALIZACIÓN.....	23
4.1. Modelo Polinomial con Memoria (MPM) .....	24
4.2. MPM con coeficientes genéricos y eficientes.....	25
5. EVALUACIÓN DE RESULTADOS.....	27
5.1. Obtención de resultados.....	27
5.2. Estudio y análisis de las figuras de mérito. ....	31
5.2.1. Compromiso entre pérdida de potencia y mejora del ACLR.....	32
5.2.2. Evaluación del EVM.....	37
6. CONCLUSIONES.....	40
7. BIBLIOGRAFÍA.....	41
8. ANEXOS .....	43

# LISTA DE FIGURAS

Figura 1.	Pilares fundamentales y usos del 5G.....	9
Figura 2.	Prestaciones de la tecnología 5G comparada con la tecnología 4G.....	10
Figura 3.	Espectro OFDM para K=3 subportadoras.....	13
Figura 4.	Distribución de subportadoras con OFDM en LTE.....	14
Figura 5.	Distribución de un PRB en tiempo y frecuencia.....	15
Figura 6.	Señal S_3_QPSK_0-2_0_+3 a la entrada del amplificador.....	18
Figura 7.	Señal S_1.4_64QAM_ALL_0-5_+3+1alterno a la entrada del amplificador.....	18
Figura 8.	Curva AM/AM de la señal S_5_64QAM_0-6_3,5-6_+1,+3 medida en el Laboratorio.....	20
Figura 9.	Diagrama de bloques de una arquitectura C-RAN basado en RoF. Montaje de laboratorio.....	20
Figura 10.	Montaje completo de laboratorio.....	21
Figura 11.	Placa ZedBoard y conexión de entrada/salida en detalle.....	22
Figura 12.	Zonas de trabajo del amplificador con distinta Ganancia G.....	23
Figura 13.	Diagrama de bloques de la arquitectura RoF con predistorsionador.....	24
Figura 14.	Parte real de la señal con la secuencia de Calibración concatenada al inicio de la señal.....	27
Figura 15.	Gráficas que comparan la señal original previa a pasar por el sistema de transmisión y la señal capturada a la salida de la señal S_5_64QAM_0-6_3,5-6_+1,+3 para comprobar que la sincronización es correcta y total en su punto de inicio y al final de las mismas.....	28
Figura 16.	Densidad espectral de potencia de la señal S_5_QPSK_ALL_X_X transmitida poniendo el amplificador en diferentes puntos de trabajo.....	29
Figura 17.	Curvas AM/AM de la S_5_64QAM_0-6_3,5-6_+1,+3 sin predistorsionar y predistorsionada aplicando los coeficientes genéricos y capturadas en el laboratorio.....	32
Figura 18.	Densidades espectrales de potencia de la señal S_3_QPSK_6-8_6_+3.....	34
Figura 19.	PSD de la señal S_3_QPSK_0-2_0_+3_GEN.....	36
Figura 20.	ACLR en primer y Segundo canal adyacente de S_3_QPSK_0-2_0_+3_GEN.....	36
Figura 21.	EVM por PRB de la señal S_1.4_64QAM_ALL_0-5_+3+1alterno_GEN.....	38
Figura 22.	Constelaciones de las señales S_3_16QAM_0,1,4,5,8,9,12,13_8,9_+3_GEN y S_1.4_64QAM_ALL_0-5_+3+1alterno_GEN.....	39

# LISTA DE TABLAS

Tabla 1.	Lista de parámetros según el ancho de banda de la señal LTE .....	15
Tabla 2.	Valores de %EVM <sub>max</sub> permitidos en función de la modulación empleada según el estándar para LTE/5G .....	16
Tabla 3.	Señales generadas con variación de potencia .....	17
Tabla 4.	Parámetros utilizados para obtener los coeficientes óptimos de las señales .....	30
Tabla 5.	Resultados obtenidos en simulación al cruzar los coeficientes óptimos de cada señal con el resto para predistorsionar las señales.....	31
Tabla 6.	Comparación del ACLR calculado en simulación de la señal predistorsionada y el ACLR experimental de la señal predistorsionada y la señal sin predistorsionar .....	33
Tabla 7.	Diferencia de ACLR y diferencia de potencia entre la señal predistorsionada y la señal sin predistorsionar.....	35
Tabla 8.	Comparativa del EVM obtenido de forma experimental de la señal sin predistorsionar y la señal aplicando predistorsión. ....	37

# LISTA DE ACRÓNIMOS

1G	Primera Generación
2G	Segunda Generación
3G	Tercera generación
3GPP	3rd Generation Partnership Project
4G	Cuarta Generación
5G	Quinta Generación
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio
AMPS	Advanced Mobile Phone Service
BBU	BaseBand Unit
CPWL	Canonical Piecewise Linear
C-RAN	Cloud Radio Access Network
CDMA	Code Division Multiple Access
CeNIT	Communication Networks and Information Technologies
DC	Direct Current
DFB	Distributed Feedback
DPD	Digital Predistortion
EAM	Electro-Absorption Modulator
eMBB	Enhanced mobile broadband
EVM	Error Vector Magnitude
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Acceso Múltiple por división en frecuencia
G	Generaciones
GSM	Global System for Mobile Communications
HPA	High Power Amplifier
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IOT	Internet Of Things
IP	Internet Protocol
ISI	interferencia Intersimbólica
LTE	Long Term Evolution
mMTC	massive machine-type communication
MPM	Modelo Polinomial con Memoria
NMSE	Normalized Mean Square Error

Nordiska	Mobil TelefonGruppen NMT
NTT	Nippon Telegraph and Telephone Corporation
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PA	Power Amplifier
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature-Phase Shift Keying
RB	Resource Blocks
RE	Resource Element
RF	Radio Frequency
RMS	Root Mean Square
RoF	Radio-over-Fiber
RRH	Remote Radio Header
SWT	Stationary Wavelet Transform
TDD	Time division Duplex
TDMA	Acceso múltiple por división en tiempo
UMTS	Universal Mobile Telecommunications Services
URLLC	ultra-reliable low latency communications

# 1. INTRODUCCIÓN

Hace aproximadamente tres décadas que fue desplegada la primera red de comunicación móvil automatizada, lanzada por Nippon Telegraph and Telephone Corporation (NTT) en Japón. Desde entonces, las comunicaciones móviles han ido evolucionando y escalando a un ritmo vertiginoso, dando lugar a las sucesivas Generaciones (G), encontrándose hoy en día la Quinta Generación (5G) ya operativa en buena parte del mundo, sobre todo en Europa y Norte América [1].

Si bien es cierto que el grueso de este Trabajo Fin de Grado se desarrolla haciendo uso de la tecnología de Quinta Generación, resulta interesante hacer una recapitulación y comentar los aspectos más importantes de los estándares para comprender su evolución.

## 1.1. Evolución histórica

Como se ha comentado anteriormente el primer sistema celular de comunicaciones móviles fue desplegado en Japón, pero no fue el único, dando lugar a diferentes estándares incompatibles entre sí. Estos formaron lo que se conoce como Primera Generación (1G), el cual estuvo operativo en España hasta el año 2003. Hubo sistemas muy diversos como por ejemplo el *Advanced Mobile Phone Service* (AMPS) utilizado en Estados Unidos o el *Nordiska Mobil TelefonGruppen* (NMT) que se empleaba en los Países nórdicos o en España, entre otros lugares, y que podía operar en la banda tanto de 450 MHz como de 900MHz, denominándose así NMT-450 o NMT-900 según la banda de trabajo. Eran sistemas analógicos, con unas velocidades casi nulas si se comparan con las obtenidas hoy en día, de entre 1 y 2.4 Kbps, y que empleaban acceso múltiple por división en frecuencia (FDMA) como protocolo de acceso al medio y duplexación por división en frecuencia (FDD) [2].

Una década después, en los años 90 se introdujo la Segunda Generación (2G) la cual traía cambios sustanciales y mejoras respecto al 1G. Como por ejemplo el empleo de modulaciones digitales, que implicaba una mayor eficiencia espectral y por ende mejor transporte de voz y datos. El protocolo de acceso al medio cambió, optándose por un acceso múltiple por división en tiempo (TDMA), manteniéndose la duplexación FDD. Resulta crucial la aparición de organismos para la estandarización e internacionalización de las comunicaciones móviles, dando lugar al estándar GSM (*Global System for Mobile Communications*). Y también comenzó a haber protocolos para la seguridad y confidencialidad del usuario.

En los 2000 apareció la Tercera Generación (3G), dando paso a los estándares UMTS (*Univesal Mobile Telecommunications Services*). Fue un cambio generacional muy importante ya que se incorporaron terminales multifunción que pasaban a usar conmutación de paquetes (*Packet Switching*), dejando atrás la conmutación de circuitos (*Circuit Switching*), además de transiciones de sistemas que operaban en banda estrecha a sistemas de banda ancha. Hubo un gran salto en cuanto a velocidades, siendo estas de 384Kbps hasta los 2Mbps. Como técnicas de acceso al medio se comenzaba a usar CDMA (*Code division Multiple Access*) y como técnicas de duplexión FDD+TDD (Time Division Duplex). Además, empiezan a aparecer los primeros servicios multimedia, que contaban con acceso a internet, tales como video bajo demanda, navegación por internet, juegos, servicios de localización, etc.

A partir del 2008 se comenzó a desplegar la Cuarta Generación (4G) cuya principal novedad a nivel técnico era que se basaba en el protocolo IP (Internet Protocol). El protocolo de acceso al medio era OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), el cual suponía una mejora en cuanto a eficiencia espectral. Cabe destacar que aquí la movilidad del terminal es de gran importancia, buscando unas grandes prestaciones sea cual sea la posición y velocidad del



usuario, logrando velocidades de hasta 100Mbps en movimiento y 1Gbps cuando se encuentra parado [3].

Cabe destacar que el paso del 3G al 4G no fue repentino, sino que el 3rd Generation Partnership Project (3GPP) estableció primero el protocolo Long Term Evolution (LTE), el cual ya tenía como finalidad la transmisión de datos tanto de subida como de bajada para dar acceso a internet a los diferentes terminales mediante una tecnología de banda ancha. Sin embargo, no fue considerada como 4G hasta la evolución a LTE-Advanced, debido a que LTE no alcanzaba las velocidades requeridas para ser considerado 4G [4].

Por último, en 2020 comenzó el despliegue de la red 5G (Quinta Generación), en la cual se hará hincapié ya que es base fundamental del desarrollo de este Trabajo Fin de Grado.

## 1.2. Tecnología 5G.

La tecnología 5G busca, además de continuar mejorando la calidad de las comunicaciones móviles como hemos visto hasta ahora, romper con lo anterior, es decir, incorporar nuevas herramientas que mejoren significativamente la experiencia del usuario y el funcionamiento de las redes de comunicaciones globales.

Se busca mejorar la cobertura en zonas donde hasta ahora no era posible, como por ejemplo en trenes, en zonas muy pobladas o con una gran afluencia de personas, etc. También se incorpora infraestructura para soportar comunicaciones para misión crítica y por último integrar y desarrollar el llamado Internet de las Cosas (IOT). [5]

Como se puede apreciar en la Figura 1 [6], esta tecnología se basa en el cumplimiento de tres pilares fundamentales que son el *enhanced mobile broadband* (eMBB), *massive machine-type communication* (mMTC) y por último *ultra-reliable low-latency communications* (URLLC). eMBB se centra en mejorar la latencia, capacidad, eficiencia, etc. En la banda ancha de móvil. mMTC está enfocado a establecer comunicaciones en un número masivo de dispositivos, fundamentalmente medidores, sensores, etc. Enfocado sobre todo para IOT. Por último, URLLC se centra en realizar comunicaciones con un alto grado de fiabilidad y seguridad, a muy baja latencia, siendo clave este último pilar, para las comunicaciones de misión crítica, tele-medicina, etc.

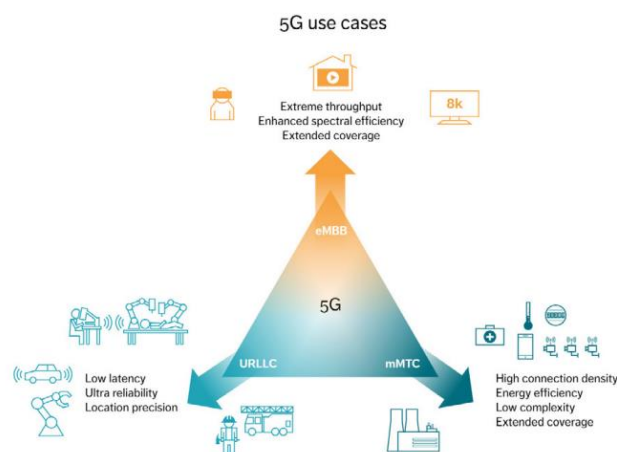


Figura 1. Pilares fundamentales y usos del 5G.

Como se comentó anteriormente, con el 5G se busca una mejora sustancial de las prestaciones obtenidas hasta ahora, estos objetivos son a largo plazo y se alcanzarán mediante las sucesivas evoluciones del protocolo, que se encuentra en una fase muy temprana. Algunos de los objetivos que se pretenden alcanzar son los siguientes [5]:

- Alcanzar tasas de volumen de datos en un área geográfica de hasta 10 Tb/s/km<sup>2</sup>.
- Aumentar el número de terminales conectados en una zona hasta 1 millón de terminales por km<sup>2</sup>.
- Alcanzar picos de subida de datos de hasta 10Gbps.
- Reducir la energía consumida por estos terminales hasta 10 veces, en comparación con la que se consumía en 2010.

En la Figura 2 Se puede apreciar los objetivos que se quieren alcanzar con la tecnología 5G en comparación con la que se alcanza con la tecnología 4G:

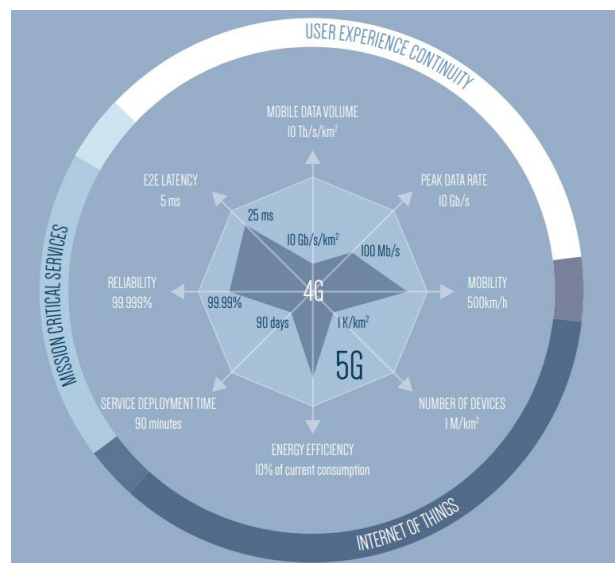


Figura 2. Prestaciones de la tecnología 5G comparada con la tecnología 4G.

### 1.3. Radio sobre Fibra

Resulta interesante hablar también sobre la tecnología de radio sobre fibra (Radio-over-Fiber) RoF, ya que gracias a ella se están logrando unas muy altas tasas de transmisión sobre un ancho de banda enorme que puede llegar en algunos casos hasta los 2.16GHz. Son estructuras de red basadas en la combinación de tecnología de radio con fibra óptica que buscan como finalidad una alta tasa de transmisión con un gran ancho de banda y buen rendimiento a bajo coste.

Esto es posible gracias a que la fibra óptica es un medio de transmisión muy eficiente debido a que los niveles de atenuación introducidos por la misma son muy bajos, posee un ancho de banda de RF alto, buena resistencia a interferencias eléctricas y una linealidad aceptable, aunque no nula, y que se ha de tratar mediante diversas técnicas para reducirla lo máximo posible. Esta arquitectura se basa en un modo de operación muy sencillo, se trata de transmitir la señal radio de un punto a otro del medio mediante un cable de fibra óptica sin modificar el formato de modulación de la señal radio original. La señal generada se manda desde el transmisor RoF gracias a un láser DFB (Distributed Feedback), cuyo haz es introducido en la fibra

óptica para que viaje por ella hasta el Front-end de RF en el receptor, donde se transformará del dominio óptico al de radiofrecuencia para su procesamiento [13].

#### 1.4. Objetivos del Trabajo

Como objetivo principal de este trabajo fin de grado se ha propuesto estudiar el comportamiento de señales que sufren variaciones de potencia y solventar los efectos no lineales introducidos por el sistema que sufren estas señales. Estos efectos se lograrán reducir mediante el desarrollo de modelos de linealización para señales LTE y 5G. Se evaluarán las prestaciones obtenidas de cada señal generada para poder obtener un modelo de linealización eficiente general para todas las señales basado en unos únicos coeficientes.

Se tratará de analizar tanto la distorsión lineal como la no lineal producidas mayormente por el amplificador de potencia, tomando como figuras de mérito principalmente el Adjacent Channel Leakage Ratio (ACLR) y el Error Vector Magnitude (EVM). Atendiendo además a un compromiso entre pérdida de potencia de la señal linealizada respecto de la señal original y mejora de ACLR gracias al método de linealización aplicado.

Para ello se generará una gran variedad de señales que sufran diversas variaciones de potencia para analizar los efectos indeseados producidos por estas mismas. Esto se llevará a cabo mediante un software elaborado en Matlab que simula la cadena completa de transmisión sobre RoF y permite generar señales de 5G con un alto grado de edición y en base a una multitud de parámetros [12]. Una vez generadas se evaluarán experimentalmente con un montaje que intenta representar un sistema completo formado por transmisor, medio de transmisión (arquitectura RoF) y receptor y tras esto se procederá a su procesamiento y evaluación de resultados.

Este TFG se engloba dentro de un proyecto de investigación del grupo de investigación CeNIT (Communication Networks and Information Technologies) [14].

#### 1.5. Estructura de la memoria

Antes de comenzar a desarrollar los distintos apartados, procedo a comentar como se han estructurado, tomando como base los objetivos del trabajo.

En primer lugar, en el apartado 2, se va a explicar todo lo relacionado con la generación de la señal 5G, se explicarán los fundamentos teóricos de OFDM, ya que es de gran importancia entender estos fundamentos para adquirir una base, y por último se hablará sobre las señales con variación de potencia y sobre cómo se han generado en el presente trabajo con la finalidad de ser objeto de estudio.

En el apartado 3, se pasará a comentar el cómo se ha implementado el modelado del transmisor RoF, para ello se explicará la formulación matemática pertinente y se añadirán diagramas de bloques que ayudarán a entender el esquema empleado y además se comentará el montaje experimental realizado en el laboratorio.

En el siguiente apartado, el 4, se explicará detenidamente el modelo de linealización empleado en el trabajo para realizar la predistorsión digital (DPD) utilizando un modelo polinomial con memoria (MPM), enseñando la formulación matemática que se ha requerido entender para su implementación en simulación. Además, se comentará el procedimiento empleado para realizar el estudio de resultados, aplicando el MPM en cada señal en particular buscando los coeficientes que mejor se adapten a cada señal para luego tomar los coeficientes que mejor eficiencia

muestran de entre todos los calculados. Estos serán usados como coeficientes generales para el resto de señales para así solventar el problema de variación de potencia que se estaba planteando, ahorrando en costes de computación y recursos.

En el apartado 5, se hará una evaluación de distintas figuras de mérito de las diferentes señales generadas y predistorsionadas con el objetivo de ver como estos métodos de linealización han mejorado y reducido la distorsión producida por el sistema transmisor tanto en su banda como en canal adyacente.

## 2. GENERACIÓN DE LA SEÑAL 5G.

Una de las claves de la tecnología 5G es el uso de la modulación OFDM, cuyo uso ya era común en el 4G. por lo cual resulta necesario realizar una explicación previa del funcionamiento de esta modulación, que permite la transmisión de la señal.

### 2.1. Fundamentos de OFDM

La modulación OFDM divide el canal frecuencial en porciones iguales dando lugar a varios canales de banda estrecha. Cada canal tiene una subportadora que transporta parte de la información. Como se ha comentado anteriormente, la división es en frecuencia, con la novedad de que las subportadoras son ortogonales al resto por lo cual se aumenta enormemente la eficiencia espectral al no ser necesario una guarda entre los canales. Con esto se obtiene una de las claves de la modulación OFDM: la robustez ante la interferencia intersimbólica (ISI), que en comunicaciones móviles suele ser frecuente y resulta un problema [7].

Esta disminución de ISI es posible ya que al dividir el flujo de datos (con tasa de símbolo  $R_s$ ) en un número  $K$  de subflujos, la tasa de símbolo pasará a ser  $\frac{R_s}{K}$ . Si hacemos la equivalencia en el dominio temporal, ya que esto es posible, si originalmente tenemos un periodo de símbolo  $T_s$  al hacer la división en subcanales, el periodo pasa a ser  $N \cdot T_s$ , lo cual hace que el ISI se reduzca [8].

La obtención de un pulso OFDM se obtiene aplicando la IFFT (Inverse Fast Fourier Transform):

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} s_k(t - iT_s) \quad (1)$$

Donde  $N_{sc}$  es el número total de subportadoras,  $c_{ki}$  es el  $i$ -ésimo símbolo de información de la  $k$ -ésima subportadora,  $T_s$  el periodo de símbolo y  $s_k$  la forma de onda de la subportadora  $k$ -ésima con forma:

$$s_k(t) = \Pi(t) e^{j2\pi f_k t} \quad (2)$$

Siendo  $\Pi(t)$  un pulso rectangular y  $f_k$  la frecuencia de la subportadora.

El espectro OFDM quedaría representado en la figura 3 [9], en cuyo caso el número de portadoras es  $K=3$ .

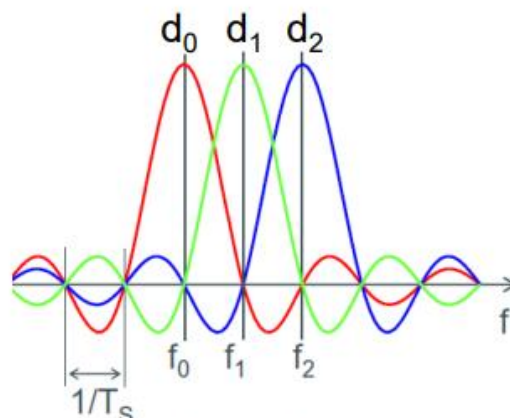


Figura 3. Espectro OFDM para  $K=3$  subportadoras.

El principal problema que presenta la modulación OFDM es que al ser un sistema multiportadora se pueden encontrar instantes de tiempo en la transmisión en el que la potencia transmitida es

notablemente más alta que la potencia media de la señal. En otras palabras, hay una relación entre potencia de pico frente a potencia media muy alta, lo cual genera altos niveles de saturación, entrando el amplificador en zona no lineal y generando productos de intermodulación.

Para evaluar esta problemática se usa como figura de mérito el llamado PAPR (Peak-to-Average Power Ratio), que es el cociente entre la potencia de pico de la señal y la potencia media. Generalmente se expresa en decibelios por ser una representación más sencilla y responde a la siguiente expresión:

$$PAPR(dB) = 10 \log \frac{\max\{|s(t)|^2\}}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (3)$$

Donde  $E\{\dots\}$  representa la esperanza.

## 2.2. OFDM en LTE

Como ya se ha comentado, OFDM hace uso de múltiples subportadoras ortogonales entre sí. En los sistemas LTE no todas se emplean para el transporte de información ya que siempre hay un número de subportadoras en las bandas laterales desactivadas. Formando lo que se conoce como banda de guarda, que sirve para reducir la interferencia en canal adyacente. Por otro lado, alguna subportadora activa se emplea como señales de referencia para facilitar la sincronización en recepción y además la subportadora central (subportadora de DC) no se emplea en LTE. Quedando una distribución como la de la figura 4 [10]:

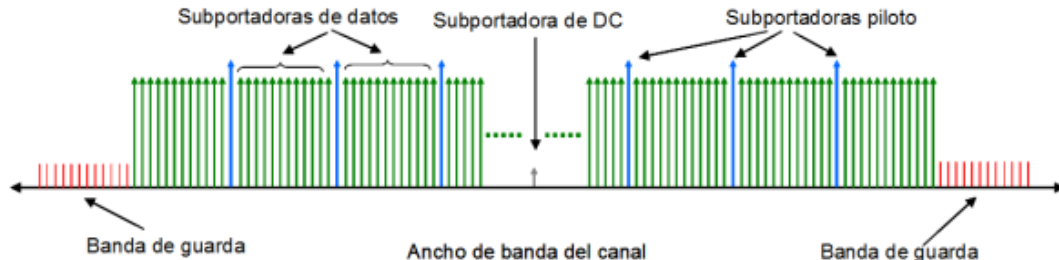


Figura 4. Distribución de subportadoras con OFDM en LTE.

En el presente Trabajo Fin de Grado, se hará un estudio exhaustivo de la distorsión en canal adyacente, tomando como figura de mérito para su estudio el ACLR (Adjacent Channel Leakage Ratio), que se define como el cociente entre la potencia transmitida en el canal pertinente y la potencia filtrada al canal adyacente, se suele expresar en dB.

Una vez vista la distribución de subportadoras, resulta también necesario explicar algunos conceptos relacionados con los recursos radio implicados en la transmisión de la señal 5G, los cuales hay que comprender para entender la configuración de señales que serán objeto de estudio en los sucesivos apartados.

La mínima unidad de recursos se denomina Resource Element (RE), básicamente es una subportadora OFDM durante un tiempo de símbolo. 12 subportadoras en el dominio de la frecuencia forman un Resource Block (RB o PRB) (Figura 5), que es la unidad mínima asignable. Como veremos más adelante, podemos variar los PRB de potencia en función de unos parámetros para dotar a la señal de unas ciertas características y realizar un estudio completo,

analizando como variando la potencia de unos determinados PRB la señal presenta un comportamiento, un cierto ACLR, etc.

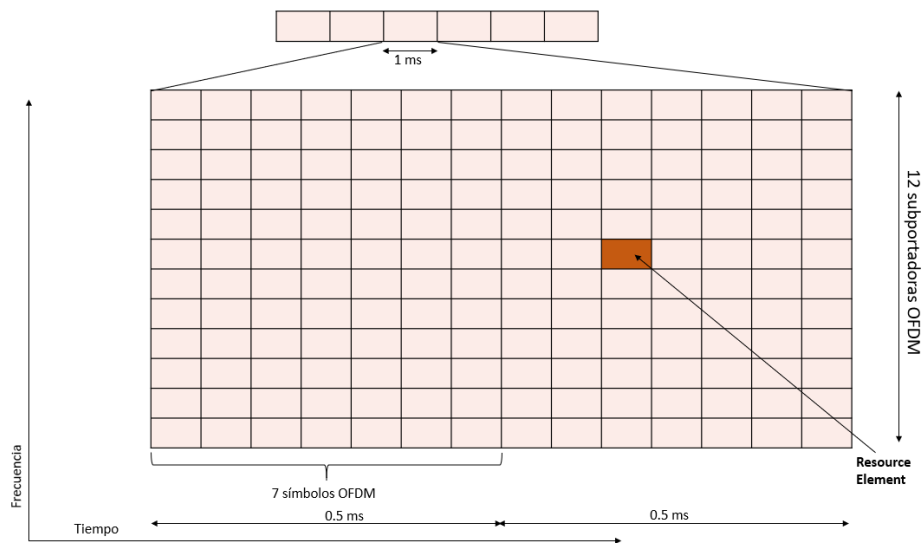


Figura 5. Distribución de un PRB en tiempo y frecuencia.

Cabe destacar que OFDM en LTE y por tanto 5G permite unas modulaciones concretas, establecidas por el órgano regulador (3GPP), que son tanto para enlace ascendente como enlace descendente QPSK, 16QAM, 64QAM y 256QAM. Como veremos más adelante, en este trabajo solo se hará uso de las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM, donde se estudiará el impacto que tiene la modulación en la obtención de resultados y parámetros de calidad.

La separación entre subportadoras en todos los casos es igual, de 15KHz. Resulta también de interés conocer una serie de parámetros atendiendo al ancho de banda de la señal utilizada (Tabla 1), ya que para la generación de las señales será necesario tener un cierto dominio de estos términos.

Parámetro						
Canalización (MHz)	1.4	3	5	10	15	20
Frecuencia de Muestreo (MHz)	1,92	3,84	7,68	15,36	23,04	30,72
N.º de PRB	6	15	25	50	75	100
N.º de subportadoras útiles	72	180	300	600	900	1200
N.º de subportadoras en banda de guarda	52	105	211	423	635	847
Ancho de banda útil (MHz)	1,140	2,265	4,515	9,015	13,515	18,015

Tabla 1. Lista de parámetros según el ancho de banda de la señal LTE.

### 2.3. Señales con variación de potencia

Como se ha comentado en apartados anteriores, la unidad mínima asignable en LTE es el PRB. Esto nos da mucho juego ya que podemos configurar los distintos PRB de forma individual para obtener una señal con unas características concretas. De forma que sabiendo el número de PRBs totales de una señal en función de su ancho de banda (Tabla 1.) tenemos un amplio abanico de posibilidades.

Además, dado que en LTE y 5G está permitido un amplio número de modulaciones, se hará uso de ellas en la generación de señales viendo cómo pueden afectar a una serie de figuras de mérito que se comentarán a continuación.

Las figuras de mérito que se evaluarán en este trabajo serán el ACLR, que ya fue definido en el punto anterior y el EVM (Error Vector Magnitude), que se define como la amplitud RMS del vector de error medido y expresado como un porcentaje de la señal de referencia ideal normalizada, se calcula mediante la siguiente expresión:

$$\%EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} I_{err}[n]^2 + Q_{err}[n]^2}}{\text{señal de referencia normalizada}} * 100 \quad (4)$$

Donde  $n$  es el índice del sumatorio,  $N$  el número total de símbolo utilizados en la modulación,  $I_{err}$  es la diferencia entre las componentes en fase de la señal de referencia ideal y de la señal medida, y  $Q_{err}$  es la diferencia entre la componente de cuadratura de la señal de referencia ideal y de la señal medida [11].

Estos valores de EVM van a tener que ajustarse a los que define el estándar [16] para señales LTE y 5G, que varían en función de la modulación de la señal. Se definen los valores máximos de %EVM en la siguiente tabla:

Modulación	%EVM <sub>max</sub>
QPSK	17.5%
16QAM	12.5%
64QAM	8%

Tabla 2. Valores de %EVM<sub>max</sub> permitidos en función de la modulación empleada según el estándar para LTE/5G

En cuanto a la generación de señales, se van a trabajar básicamente con señales de 1.4 MHz, 3 MHz y 5MHz de ancho de banda, compuestas respectivamente por 6, 15 y 25 PRBs. Dentro de este número de PRBs totales, se van a ir presentando distintas configuraciones donde variará tanto el número de PRBs usados dentro de la posible configuración de PRBs máximos, como la potencia total de cada uno de esos PRBs. Se pretende analizar cómo estas variaciones de potencia pueden influir en mayor o menor medida en el canal adyacente, y se intentará mediante la aplicación de algoritmos de linealización mejorar y corregir esa interferencia en los otros canales.

A continuación, se muestra en la Tabla 3 las distintas configuraciones empleadas en el presente trabajo:



Nombre	N.º de PRB	N.º PRB asignados	Modulación	Potencia Relativa PRB
S_1.4_QPSK_ALL_X_X	6	Todos	QPSK	Todos a la misma potencia
S_1.4_64QAM_ALL_0-5_+3+1alterno	6	Todos	64QAM	PRB 0-5 +3dB, +1dB, +3dB, +1dB, +3dB, +1dB,
S_1.4_16QAM_ALL_3-5_+3	6	Todos	16QAM	PRB 3-5 +3dB
S_3_QPSK_ALL_X_X	15	Todos	QPSK	Todos a la misma potencia
S_3_QPSK_0-2_0_+3	15	0-2	QPSK	PRB 0 +3dB
S_3_QPSK_6-8_6_+3	15	6-8	QPSK	PRB 6 +3dB
S_3_16QAM_0,1,4,5,8,9,12,13_8,9_+3	15	0,1,4,5,8,9,12,13	16QAM	PRB 8,9 +3dB
S_3_16QAM_2-4,10-12_2,12_+3	15	2-4,10-12	16QAM	PRB 2,12 +3dB
S_5_QPSK_ALL_X_X	25	Todos	QPSK	Todos a la misma potencia
S_5_QPSK_0-6_0-2_+3	25	0-6	QPSK	PRB 0,1,2 +3dB
S_5_64QAM_0-6_3,5-6_+1,+3	25	0-6	64QAM	PRB 3 +1dB, PRB 5,6 +3dB
S_5_QPSK_15-24_20-24_+3	25	15-24	QPSK	PRB 20-24 +3dB
S_5_QPSK_6-10,22-24_X_X	25	6-10,22-24	QPSK	Todos a la misma potencia

Tabla 3. Señales generadas con variación de potencia.

En la columna de N.º de PRB asignados de la Tabla 3 vamos a encontrar indicado el número de PRBs que hay activos de los disponibles establecidos según el ancho de banda, ya que no todos necesariamente tienen que usarse. En la columna de potencia relativa PRB se pueden diferenciar dos casos diferentes, que los PRBs activos estén todos a la misma potencia relativa, por lo cual en esos casos la señal solo sufrirá variaciones de potencia en cuanto a los PRBs activos, es decir habrá saltos entre los PRBs activos y los que no lo están. Por otro lado, podemos ver casos, que son la mayoría, donde algún PRB o varios tienen una potencia relativa mayor que el resto de PRBs, con lo cual los saltos de potencia son aún mayores y por ende más bruscos. Así se busca analizar qué pasa si esos saltos de potencia están en los PRBs de los extremos, pudiendo distorsionar más al canal adyacente, o cómo se comporta la señal si estas variaciones están en los PRBs centrales, o si hay muchos saltos en la señal, etc.

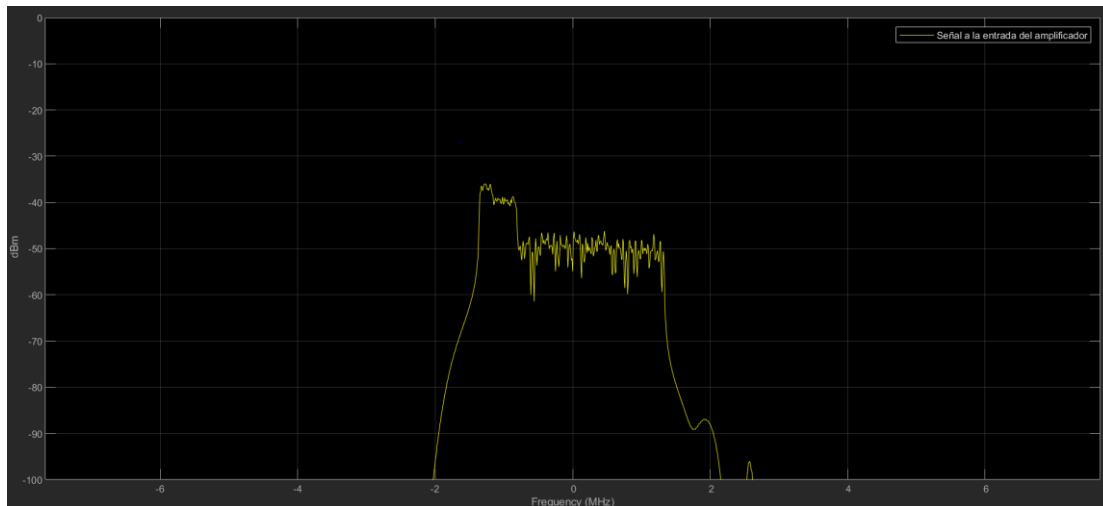


Figura 6. Señal S\_3\_QPSK\_0-2\_0\_+3 a la entrada del amplificador.

La Figura 6 es un claro ejemplo de lo comentado en el apartado anterior sobre las variaciones bruscas de potencia, en este caso se ve una señal con solamente activos los primeros tres PRBs y se aprecia que el primero de los tres, el situado al extremo izquierdo, tiene 3dB más de potencia respecto de los otros dos.

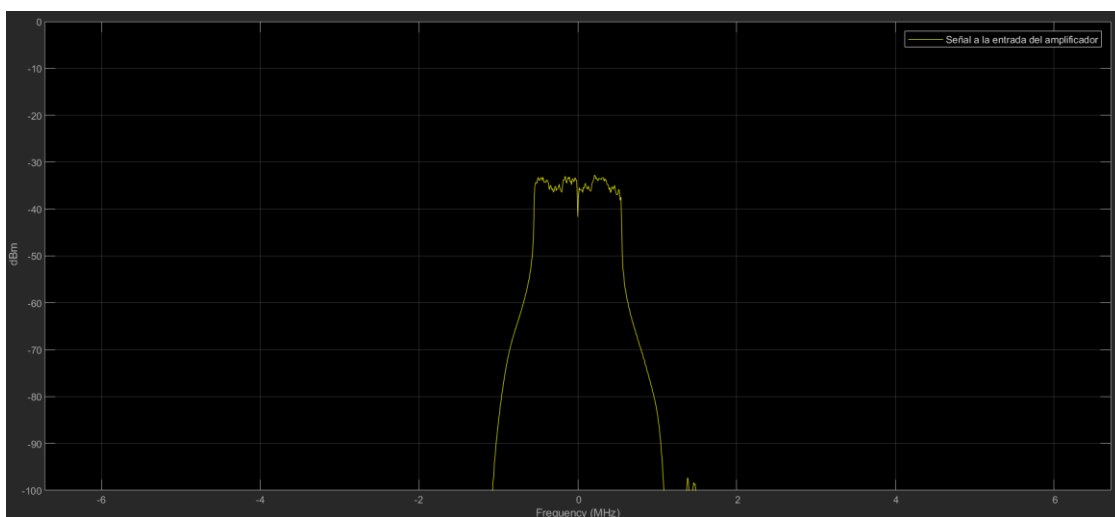


Figura 7. Señal S\_1.4\_64QAM\_ALL\_0-5\_+3+1alterno a la entrada del amplificador

Por ejemplo, en la Figura 7 se observa una de las señales que más variaciones de potencia posee, ya que aun sea de solo 1.4MHz y por ende tenga asignados 6 PRBs como máximo, en este caso se usan todos los disponibles y se les asignan 3dB y 1dB más de potencia relativa de manera alterna, lo cual da lugar a cambios bruscos constantes.

### 3. MODELADO DEL TRANSMISOR ROF.

El modelado del transmisor se realizará basándose en una arquitectura C-RAN (Cloud Radio Access Network) junto a un enlace de RoF (Radio-over-Fiber). Desde la BBU (BaseBand Unit) se llevan a cabo todos los procesos computacionales y de procesamiento de señal para enviarla por la fibra óptica hasta el RRH (Remote Radio Header). Desde donde se transmite la señal y en el cual se encuentra el amplificador de potencia PA (Power Amplifier).

El amplificador de potencia y la propia fibra óptica generarán efectos no lineales en la señal debido entre otros factores al punto de operación del amplificador en ese momento.

La relación entrada-salida del transmisor RoF se va a modelar haciendo uso de un Modelo Polinomial con Memoria (MPM) [12], que se puede expresar mediante la siguiente ecuación matemática:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=1}^N a_{km} x(n-m) |x(n-m)|^{k-1} \quad (5)$$

Donde  $x(n)$  es la señal de entrada al sistema,  $y(n)$  la salida del mismo,  $a_{km}$  es un vector de dos dimensiones que contiene los coeficientes complejos del modelado,  $N$  la orden de la no linealidad y  $M$  la memoria del sistema.

A continuación, se muestra la formulación matemática aplicada para realizar el modelado del MPM. Se expresa en forma matricial ya que, al emplear Matlab como software para el modelado y generación de señales, implementando las ecuaciones matricialmente se obtiene una mejora en cuanto a eficiencia de tiempo y recursos.

La relación entre la entrada y salida del sistema se define como:

$$y = Xa \quad (6)$$

Donde  $y$  es la señal de salida del sistema,  $a$  es el vector de coeficientes y  $X$  es la señal de entrada en formato matricial. El vector de coeficientes  $a$  tiene dependencia lineal con la señal de entrada. Por lo cual, se puede obtener de forma aproximada mediante minimización por mínimos cuadrados. Aplicando la pseudoinversa a la señal de entrada, siempre en formato matricial:

$$\hat{a} = (X^H X)^{-1} X^H y \quad (7)$$

Donde  $(X^H * X)^{-1} * X^H$  es la pseudoinversa de la señal de entrada expresada en formato matricial, y  $\hat{a}$  se define como el vector de coeficientes estimado. Con este vector de coeficientes estimado se puede proceder a calcular la salida estimada como:

$$\hat{y} = X\hat{a} \quad (8)$$

Al hacer uso de este modelado y para ver el efecto de las no linealidades producidas por el amplificador de potencia principalmente, se hace uso de las curvas AM/AM (conversiones amplitud a amplitud). Estas curvas muestran los efectos de compresión que se producen a niveles altos de la señal de entrada al sistema.

A continuación, en la Figura 8 se puede apreciar la curva AM/AM de la señal S\_5\_64QAM\_0-6\_3,5-6\_+1,+3 medida en el laboratorio:

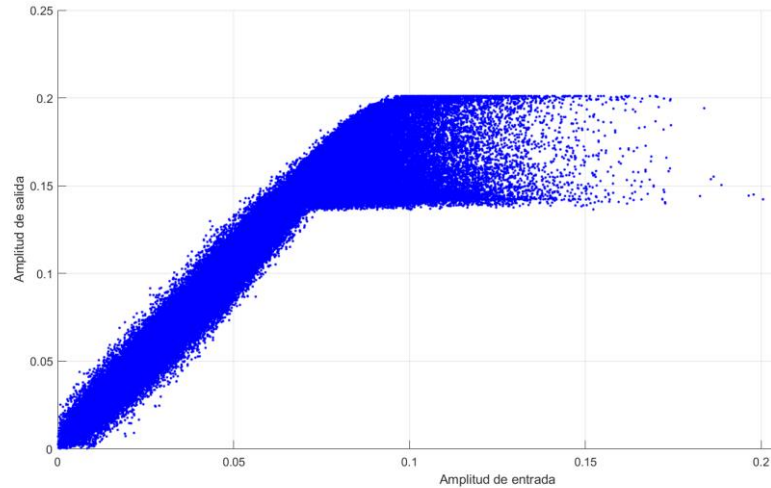


Figura 8. Curva AM/AM de la señal S\_5\_64QAM\_0-6\_3,5-6\_+1,+3 medida laboratorio.

A la hora de modelar el transmisor se debe tener en cuenta el error cuadrático medio normalizado NMSE (Normalized Mean Square Error) entre la señal medida y la estimada. El cual nos indicará como de bien realizado está el modelado del transmisor RoF. Se define matemáticamente como:

$$NMSE(y, \hat{y}) = \frac{\sum_i |y(i) - \hat{y}(i)|^2}{\sum_i |y(i)|^2}$$

(9)

Donde  $y$  es la salida medida,  $\hat{y}$  es la salida estimada e  $i$  es el índice que indica la muestra actual.

Los valores de NMSE obtenidos al realizar el modelado y tomados como figura de mérito a la hora de escoger los parámetros para modelar la cadena transmisora son presentados en el apartado 5.

Para el modelado se han utilizado los dispositivos descritos en la Figura 9, donde se puede ver el montaje completo realizado en el laboratorio y que compone la cadena transmisora:

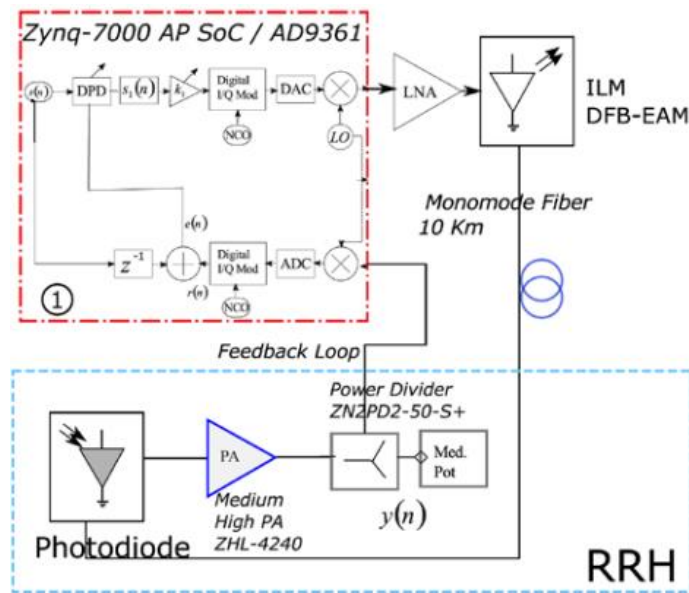


Figura 9. Diagrama de bloques de una arquitectura C-RAN basado en RoF. Montaje de laboratorio.

La placa utilizada para toda la parte de procesamiento digital de señal y de modulación y demodulación I/Q es una placa Zedboard Zynq 7000 All Programmable conectada al ordenador y a un Analog Devices AD9361, encargado de hacer la conversión ADC y DAC.

La señal se eleva en frecuencia hasta los 1.8 GHz, a la cual se transmitirá, que corresponde a la banda 9 del estándar para LTE en una transmisión FDD dúplex. La señal se transmite mediante un láser modelo Optilab DFB-1550-EAM-12, de retroalimentación distribuida DFB, con un modulador de electro absorción integrado (EAM). Emite en tercera ventana a 1550 nm y tiene una potencia de salida de hasta 5 mW. Este láser va a recorrer un carrete de fibra óptica monomodo de 10km de longitud que une la BBU con el RHH, donde hay un fotodiodo encargado de captar la señal láser que transporta la señal. A su salida se encuentra el amplificador de bajo ruido y el amplificador de potencia (HPA) modelo Mini Circuits ZHL-4240, que van a amplificar la señal captada por el fotodiodo. En este punto la señal sería transmitida, pero en el montaje gracias al splitter conectado a la salida del amplificador, la placa toma una muestra de la señal para poder demodular y posteriormente modelar el sistema.

A continuación, se muestran unas imágenes que muestran el montaje realizado en el laboratorio y el sistema completo empleado para generar, enviar y recibir las diferentes señales generadas:

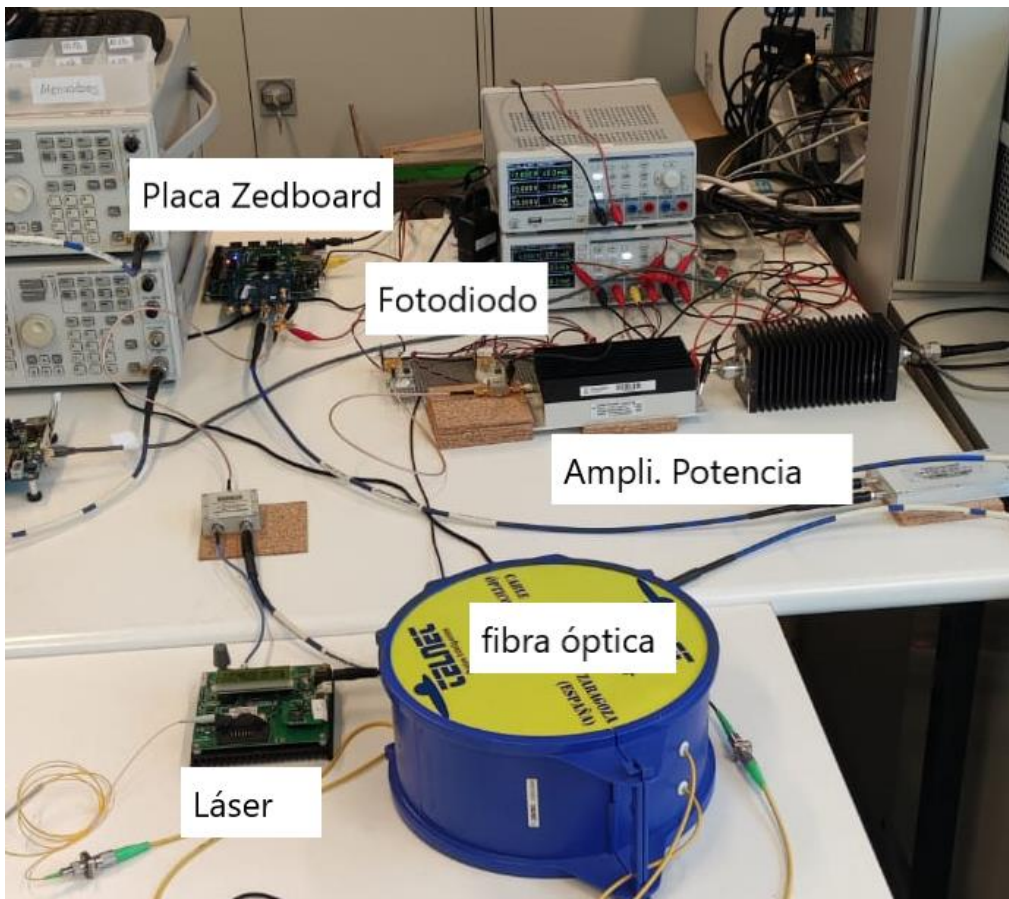


Figura 10. Montaje completo de laboratorio.

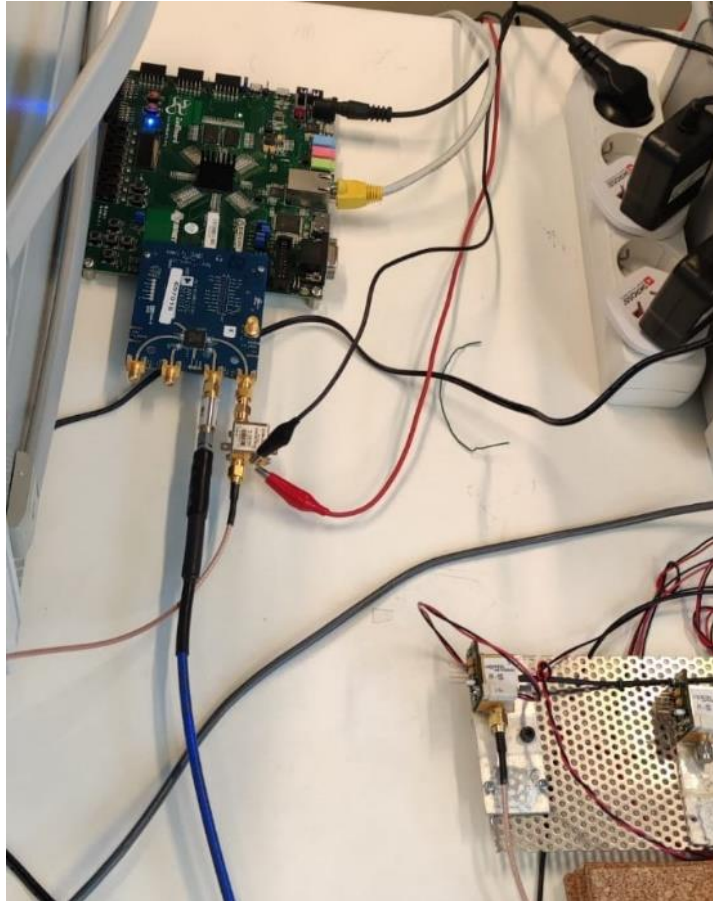


Figura 11. Placa Zedboard y conexión de entrada/salida en detalle.

## 4. SISTEMAS DE LINEALIZACIÓN

En sistemas LTE y 5G aparecen efectos adversos fruto del propio sistema y la modulación empleada. Los más importantes son los efectos no lineales en diversos dispositivos producidos por el alto PAPR de la señal enviada. El dispositivo que introduce los mayores efectos no lineales es el amplificador de potencia al trabajar en zona de saturación. Una solución bastante sencilla a este problema sería trabajar en zonas donde el amplificador no entrará en saturación y así los efectos no lineales serían mínimos, el inconveniente es que para ello hay que reducir la potencia a la entrada del mismo, lo cual resulta ineficiente energéticamente. Por lo cual siempre habrá que buscar un compromiso donde haya una buena linealidad sin tener una pérdida de potencia excesiva. En la Figura 12 se pueden apreciar varias curvas AM/AM linealizadas con distinta ganancia:

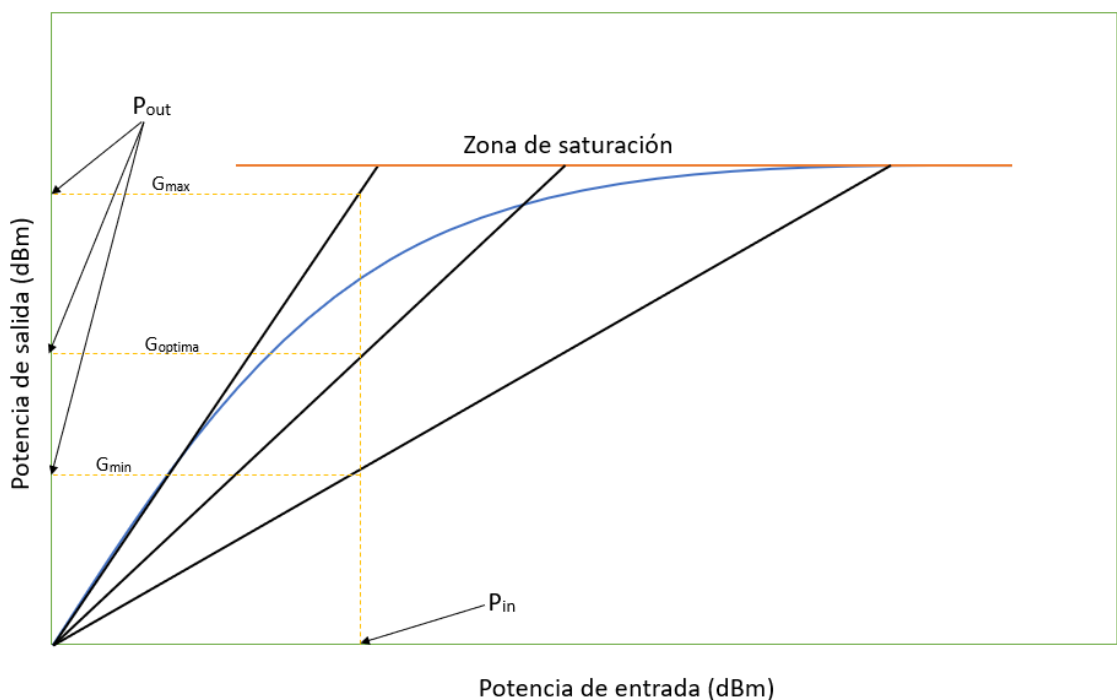


Figura 12. Zonas de trabajo del amplificador con distinta Ganancia G

En la Figura 12 vemos una curva AM/AM sin linealizar (azul) y tres curvas AM/AM linealizadas a empleando diferentes ganancias (negro). En función de esa ganancia, la curva va a tener mayor o menor pendiente y por ende el punto de saturación será más alto o más bajo. A mayor ganancia se obtendrá una mejor relación de potencia, pero a cambio habrá más muestras de la señal que entren en saturación ya que esta zona se alcanza muy rápido, lo cual se traduce en un aumento de la distorsión. Sin embargo, si tomamos una señal con una ganancia muy baja, la linealización será muy buena y no habrá apenas distorsión, pero habremos reducido mucho la potencia de la señal y esto no será admisible. Por lo cual hay que encontrar un equilibrio entre linealización y pérdida de potencia de la señal a la hora de aplicar estos modelos, que como se mostrará más adelante, es objetivo de este trabajo.

Una solución para este tipo de situaciones en las que un dispositivo del sistema genera efectos no lineales en las señales, es caracterizar esta distorsión producida en la señal, para compensarla previamente a ser enviada al sistema. Esto es lo que se llama como predistorsión y se lleva a

cabo mediante un predistorsionador digital (DPD), que se coloca al inicio del transmisor. En la siguiente figura podemos apreciar el diagrama de bloques completo del predistorsionador:

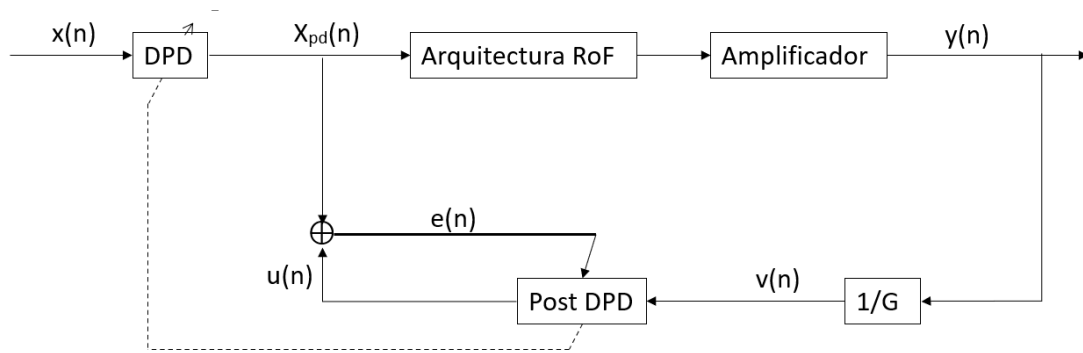


Figura 13. Diagrama de bloques de la arquitectura RoF con predistorsionador.

La Figura 13 representa el diagrama de bloques del sistema transmisor y el proceso de obtención del predistorsionador. El predistorsionador se realiza mediante un postdistorsionador que estima la señal de entrada del sistema mediante la señal de salida dividida por una ganancia lineal. Esta ganancia lineal del sistema será un parámetro de diseño al poder ser ajustada entre su valor máximo y mínimo.

Una vez introducida la predistorsión se va a profundizar en el algoritmo empleado para predistorsionar las señales y en su formulación matemática, necesaria para su implementación en simulación.

#### 4.1. Modelo Polinomial con Memoria (MPM)

Como se ha comentado en el apartado anterior, debido al propio amplificador aparece un efecto no lineal e indeseado debido a que trabaja en saturación. Esto ha de solucionarse con un modelo con memoria, ya que este efecto es notable en señales con estos anchos de banda. Un modelo de linealización que no tenga en cuenta el efecto de la memoria resultaría insuficiente y no conseguiría una mejora sustancial ya que es necesario reducir el número de muestras que dependen de muestras anteriores. Para ello en este trabajo se va a hacer uso del modelo polinomial con memoria. En este caso el MPM está basado en una versión simplificada de las series de Volterra [12], que se define matemáticamente como:

$$x(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=1}^K w_{km} v(n-m) |v(n-m)|^k \quad (10)$$

Donde  $M$  es el número de muestras de memoria que tiene el sistema,  $K$  es el orden de la no linealidad del sistema, y  $w_{km}$  es un array bidimensional, debido a que tenemos un sumatorio en  $M$  para la memoria y otro en  $K$  para el orden, donde se encuentran los coeficientes complejos del modelo.

Siendo  $v(n)$ :

$$v(n) = \frac{y(n)}{G} \quad (11)$$

Este valor de ganancia, como se comentó anteriormente al hablar de la Figura 12, está relacionado con la mejor o peor linealidad del sistema y mayor o menor pérdida de potencia. En este trabajo al buscar un compromiso entre potencia de la señal y linealidad (tomando como figura de mérito el ACLR y observando las curvas AM/AM) se toma como ganancia mínima límite la que provoque en la señal predistorsionada una pérdida de potencia de 2 o máximo 3 dB respecto de la señal original sin aplicar ninguna predistorsión.



Volviendo al modelo y dado que estamos simulando en Matlab, a la hora de implementar en simulación haremos uso de expresiones matriciales por una mayor sencillez y menor coste computacional. Expresando la ecuación (10) como:

$$x = Vw \quad (12)$$

Donde  $V$  es la señal a la entrada al postdistorsionador en formato matricial,  $w$  el vector de coeficientes y  $x$  la salida del postdistorsionador. La matriz  $V$  será de la siguiente forma:

$$V = [V_1 \dots V_k \dots V_K] \quad (13)$$

Siendo  $V_k$  de la siguiente forma:

$$V_k = \begin{pmatrix} v_{k,1}(n) & \dots & v_{k,M}(n) \\ v_{k,1}(n) & \dots & v_{k,M}(n+1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{k,1}(n) & \dots & v_{k,M}(n+L-1) \end{pmatrix} \quad (14)$$

Donde  $L$  es el número de muestras totales de  $v(n)$  y  $v_{k,M}$

$$v_{k,M}(n) = v(n-m)|v(n-m)|^{k-1} \quad (15)$$

Con esto, faltaría calcular los coeficientes  $w$  del modelo. En este caso se van a calcular aplicando minimización por mínimos cuadrados y mediante la pseudoinversa de la señal de entrada, en formato matricial, al igual que se explicó con la Ec.(7) en el apartado 3.

$$\hat{w} = (V^H V)^{-1} V^H x \quad (16)$$

Siendo  $(V^H V)^{-1} V^H$  la pseudoinversa de  $V$  y  $\hat{w}$  el vector de coeficientes del modelo estimado. La salida del postdistorsionador estimada  $\hat{x}$  queda expresada de la siguiente forma:

$$\hat{x} = V \hat{w} \quad (17)$$

En el apartado 5 se hará hincapié en cómo se ha implementado el modelo en simulación y como se han generado las señales y llevado a cabo los procesos para obtener las diferentes figuras de mérito.

#### 4.2. MPM con coeficientes genéricos y eficientes.

Como ya se comentó en el apartado 2, en este trabajo se va a trabajar con señales que sufren variaciones de potencia en sus PRB, por lo que cabe suponer que su comportamiento al pasar por el transmisor RoF será diferente. Primeramente, se va a trabajar con el modelo MPM de forma particular para cada una de las señales. Es decir, se van a calcular los coeficientes del modelo para cada una de las señales, que a priori, son los mejores para esa señal. En base a los resultados obtenidos al predistorsionar estas señales, se van a escoger los coeficientes con los que se obtengan los mejores resultados y se aplicarán a todos los coeficientes. Con esos coeficientes se van a linealizar el resto de las señales, de forma que el coste computacional se reduce drásticamente al tener calculados esos coeficientes y se evita tener que buscar unos coeficientes óptimos en cada caso. En el apartado 5 se analizarán los resultados obtenidos mediante este método para ver como de útil podría ser emplear unos coeficientes genéricos para cualquier señal independientemente del ancho de banda, modulación o variaciones de potencia que sufra. Viendo si en todos los casos resulta eficiente aplicar los coeficientes

genéricos. Se hará un análisis para ver si las figuras de mérito estudiadas son similares a las obtenidas mediante el cálculo de sus propios coeficientes.

## 5. EVALUACIÓN DE RESULTADOS.

En el presente apartado se va a proceder a realizar un análisis experimental y una evaluación de los resultados obtenidos. Previamente a ello se va a explicar con detenimiento el procedimiento seguido para obtener esos resultados.

### 5.1. Obtención de resultados.

El grueso de este apartado va a estar destinado a comentar y evaluar los resultados obtenidos al aplicar el linealizado a las señales 5G generadas. Para ello se precisa obtener la señal de salida del sistema, previamente predistorsionada, para ver la mejora de ACLR y EVM al linealizar la señal respecto de la señal pasada por el sistema, pero sin haberle aplicado predistorsión previa. Los procedimientos seguidos se describen a continuación.

- Sincronización

Para realizar el modelado de la cadena de transmisión necesario para predistorsionar la señal hay que transmitir las señales generadas en el montaje del laboratorio mostrado en la Figura 10, así podemos caracterizarlo en el software de simulación. Para poder realizar su postprocesado es necesario haber capturado una realización de la señal completa, para evitar así la pérdida de información. Por ello, antes de transmitir la señal se le añade una secuencia de calibración al principio de la trama, en este caso una senoide compleja de frecuencia 250KHz, como se puede apreciar en la Figura 14. Además, debido a que a la hora de capturar la señal el instante en el que se captura no tiene por qué corresponderse con el inicio de la trama, se concatenan dos tramas, de este modo da igual en que instante se capture ya que en esa trama capturada estará toda la información de la señal, aunque no esté en el orden en que se transmitió.

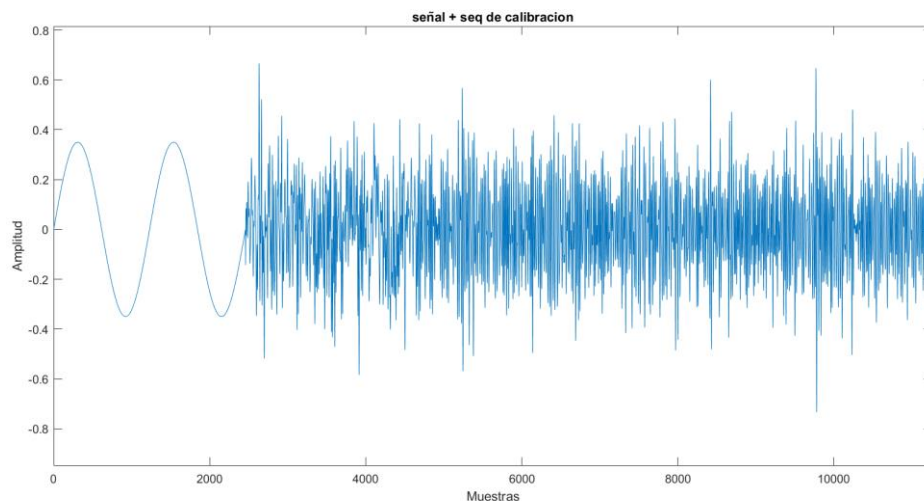


Figura 14. Parte real de la señal con la secuencia de Calibración concatenada al inicio de la señal.

Una vez capturadas las señales es necesario sincronizarlas con la señal a la entrada del sistema de transmisión, debido a que tienen que estar perfectamente sincronizadas para demodularlas y obtener el EVM. Para ello se hará uso de la Stationary Wavelet Transform (SWT) [15] ya que resulta ser una herramienta muy útil para el reconocimiento de patrones y en este caso sincronizar ambas señales. Para comprobar que esta sincronización se ha realizado

correctamente se comparan las dos señales, por lo cual se toma un número de muestras, en este caso 300, tanto del inicio como del final de las señales y se colocan en una gráfica como se puede apreciar en la Figura 15:

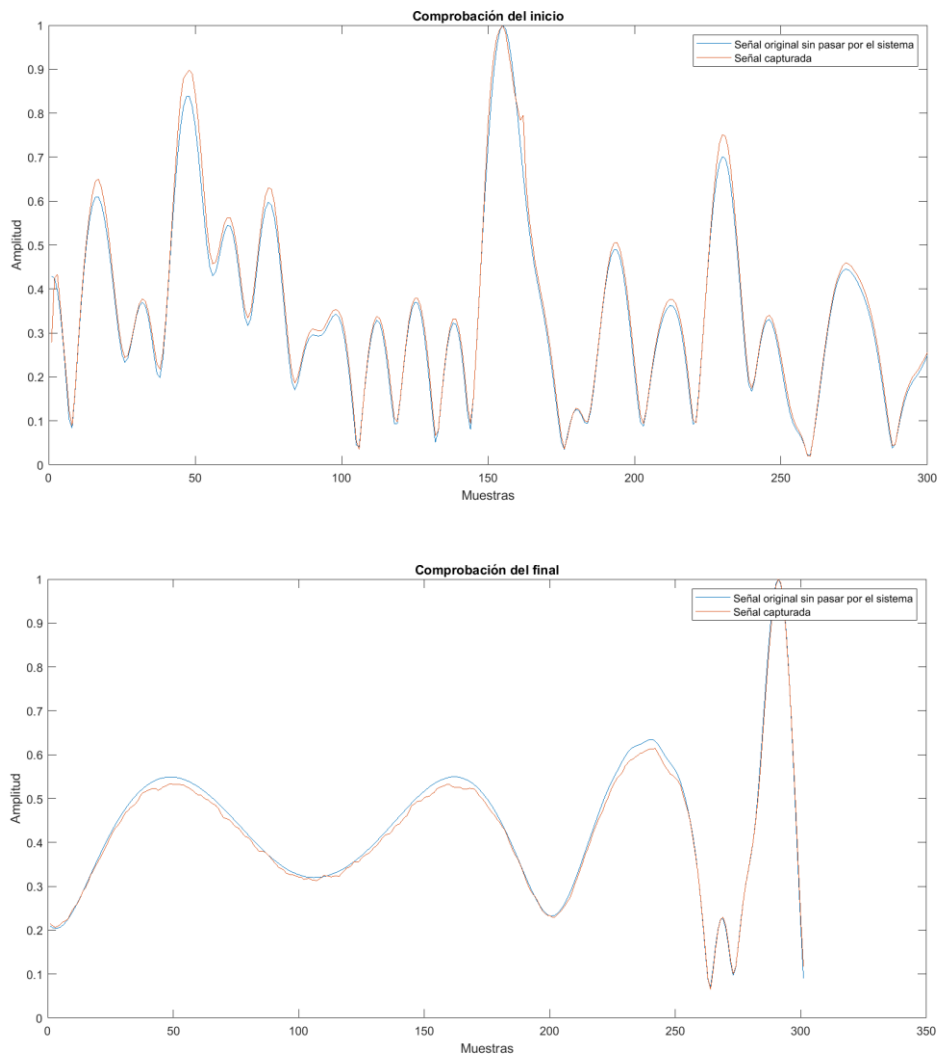


Figura 15. Gráficas que comparan la señal original previa a pasar por el sistema de transmisión y la señal capturada a la salida de la señal S\_5\_64QAM\_0-6\_3,5-6\_+1,+3 para comprobar que la sincronización es correcta y total en su punto de inicio y al final de las mismas.

- Modelado del sistema de transmisión y predistorsionador

Una vez hemos sincronizado la señal procedemos a ajustarle la potencia en simulación para que se corresponda a la que se ha medido en el montaje experimental. Tras este ajuste ya se dispone de la señal de entrada y salida del sistema de transmisión completas, por lo cual, se puede proceder a modelar el sistema transmisor completo como se ha descrito en el apartado 3 del trabajo.

La señal ha sido transmitida poniendo el amplificador en varios puntos de trabajo. Por lo cual se han realizado varias capturas de la misma. De esta forma disponemos de un abanico de posibilidades para poder elegir la señal que más se adecúe al compromiso de pérdida de potencia frente a la mejora de ACLR que se plantea en este trabajo. Al tener diferentes puntos

de trabajo la señal va a distorsionar más o menos a cambio de tener una mayor o menor potencia. En la Figura 16 se pueden apreciar los diferentes espectros en frecuencia de la señal transmitida empleando diferentes puntos de trabajo del amplificador. Se aprecia como a medida que se va trabajando en una zona más lineal del amplificador la distorsión de la señal en canal adyacente disminuye.

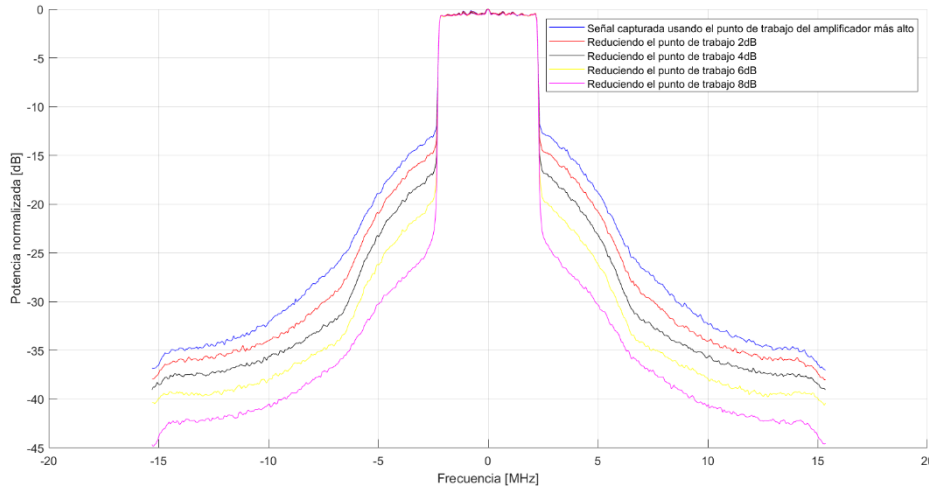


Figura 16. Densidad espectral de potencia de la señal S\_5\_QPSK\_ALL\_X\_X transmitida poniendo el amplificador en diferentes puntos de trabajo.

Una vez se ha decidido que realización de la señal escoger, atendiendo al compromiso entre pérdida de potencia y distorsión en canal adyacente, se procede a realizar el modelado del sistema de transmisión necesario para modelar el predistorsionador. Para implementar el modelado del sistema de transmisión en simulación se hará uso del modelo polinomial con memoria como se explicó en el apartado 3. Una vez modelado este, se podrá obtener el predistorsionador, que se realizará de igual forma a como se explicó en el apartado 4.

Teniendo en cuenta que la señal de entrada al predistorsionador será la señal capturada dividida por la ganancia del sistema, esta ganancia compleja se calcula tanto en amplitud como en fase haciendo una media entre la señal de salida y la de entrada de la siguiente forma:

$$G_{lin\_amplitud} = \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} \frac{y(n)}{x(n)} \quad (18)$$

$$G_{lin\_fase} = \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} \angle \frac{y(n)}{x(n)} \quad (19)$$

Siendo  $K$  el número de muestras de la señal

Estas dos expresiones se pueden expresar en su forma amplitud-fase como una sola como se muestra en (20):

$$G_{lin} = G_{lin\_amplitud} \cdot e^{j \cdot G_{lin\_fase}} \quad (20)$$

Pudiendo expresar la ganancia de diseño como:

$$G_{diseño} = \beta \cdot G_{lin} \quad (21)$$

Siendo  $\beta$  un parámetro de diseño cuyo valor puede oscilar en 0 y 1, siendo 1 el caso en que la ganancia del sistema es máxima. A medida que aumentamos el parámetro  $\beta$  la potencia de la señal predistorsionada aumenta, lo cual es interesante desde el punto de vista de mantener el nivel de potencia de esta señal a lo sumo 2 o 3 dB por debajo de la potencia de la señal original

sin predistorcionar. Pero altos valores de este parámetro aumentan el número de muestras de la señal que saturan, lo cual es problemático ya que se traduce en una peor linealización debido a que el amplificador no linealiza esas muestras saturadas. En este trabajo se han buscado los valores  $\beta$  que resulten más eficientes a la hora de buscar un buen compromiso.

Así la señal de entrada al predistorcionador diseñado en la Figura 13 queda de la siguiente manera:

$$v(n) = \frac{y(n)}{G_{diseño}} \quad (22)$$

Esta señal  $v(n)$  entra al predistorcionador como se puede apreciar en la Figura 13 para dar lugar a la salida ya predistorcionada tras aplicar el modelo, siendo esta definida como  $u(n)$ .

Una vez modelados el sistema de transmisión y el predistorcionador, se pasa la señal por ambos modelos en ese orden. Se comprueban los resultados obtenidos para esos parámetros de cálculo y se realizan ajustes en los mismos en caso de que no cumplan los requisitos preestablecidos.

Como se comentó en el apartado 4, se va a trabajar con unos coeficientes óptimos para cada una de las señales, además se van a buscar unos coeficientes genéricos que sirvan para la mayoría de las señales, a fin de mejorar la eficiencia y reducir el coste computacional. Para ello se escogen cuatro señales de las definidas en la Tabla 3, que serán las analizadas:

- S\_3\_QPSK\_0-2\_0\_+3
- S\_5\_64QAM\_0-6\_3,5-6\_+1,+3
- S\_5\_QPSK\_15-24\_20-24\_+3
- S\_1.4\_16QAM\_ALL\_3-5\_+3

Estas señales han sido escogidas teniendo en cuenta los diferentes anchos de banda y modulaciones empleadas. Los coeficientes óptimos calculados previamente para cada una de estas señales se van a cruzar con el resto de señales, es decir, se van a predistorcionar estas señales empleando los coeficientes de las restantes. Se realiza un análisis para ver cuáles son los que resultan más eficientes en general y se escogen los coeficientes de la señal que más han mejorado al resto de señales. Con estos coeficientes genéricos se predistorcionan el resto de señales definidas con el fin de ver si con un mayor número de señales, esta generalización de coeficientes es válida y resulta viable.

Resulta importante comentar los diferentes parámetros que definen la ecuación (10) con los que se han predistorcionado las señales que se encuentran denotados en la siguiente tabla:

	Nombre	Orden K	Memoria M	$\beta$	NMSE (dB)
<1>	S_3_QPSK_0-2_0_+3	3	2	0.65	-22.5141
<2>	S_5_64QAM_0-6_3,5-6_+1,+3	5	2	0.7	-21.9509
<3>	S_5_QPSK_15-24_20-24_+3	5	2	0.67	-23.3018
<4>	S_1.4_16QAM_ALL_3-5_+3	3	2	0.7	-25.5406

Tabla 4. Parámetros utilizados para obtener los coeficientes óptimos de las señales.

Los parámetros de modelado asignados en la tabla 4 son los empleados para modelar tanto el sistema de transmisión como el predistorcionador. Han sido escogidos tomando como criterio obtener el menor NMSE posible, definido en la ecuación (9). Como parámetro de diseño se busca

que el NMSE del modelado del sistema de transmisión esté por debajo de los -20dB para considerar un modelado aceptable.

En la Tabla 5 se muestran los resultados obtenidos en simulación fruto de predistorcionar las señales cruzando los coeficientes de las señales definidas en la Tabla 4. Cabe destacar que la diferencia de potencia entre la señal predistorcionada y sin predistorcionar ( $\Delta P_{out}$ ) se busca que sea la misma o muy parecida ya que así se puede ver realmente que coeficientes mejoran el ACLR de la señal.

Señal/Coefs.Señal	<1>	<2>	<3>	<4>	
S_3_QPSK_0-2_0_+3	<b>-2.16</b>	-2.16	-2.16	-2.16	$\Delta P_{out}$
	<b>-45.5656</b>	-44.1585	-44.0726	-39.8811	ACLR
S_5_64QAM_0-6_3,5-6_+1,+3	-1.96	<b>-1.94</b>	-1.88	-1.84	$\Delta P_{out}$
	-42.4361	<b>-43.6863</b>	-42.9767	-37.3935	ACLR
S_5_QPSK_15-24_20-24_+3	-2.46	<b>-2.52</b>	<b>-2.5</b>	-2.48	$\Delta P_{out}$
	-35.8422	<b>-38.815</b>	<b>-39.5402</b>	-35.9284	ACLR
S_1.4_16QAM_ALL_3-5_+3	-1.92	<b>-1.92</b>	-1.95	<b>-1.94</b>	$\Delta P_{out}$
	-39.0939	<b>-42.358</b>	-41.8629	<b>-45.1337</b>	ACLR

Tabla 5. Resultados obtenidos en simulación al cruzar los coeficientes óptimos de cada señal con el resto para predistorcionar las señales.

Como se puede apreciar en la Tabla 5, se han resaltado en negrita los resultados obtenidos al predistorcionar las señales con sus coeficientes óptimos calculados con los parámetros de la Tabla 4. Lógicamente la señal posee con sus propios coeficientes óptimos el mejor ACLR en comparación a cuando se predistorciona con los del resto. Atendiendo a los resultados obtenidos de cruzar las señales con el resto de coeficientes, se observa que los que ofrecen una mayor mejora de ACLR son los correspondientes a la señal S\_5\_64QAM\_0-6\_3,5-6\_+1,+3, cuya columna aparece resaltada en amarillo. Por lo cual los coeficientes de esta señal serán los elegidos como coeficientes genéricos que servirán para predistorcionar estas señales y el resto de señales definidas en la Tabla 3

Se procede a predistorcionar todas las señales y se les añade de nuevo la secuencia de calibración previamente a ser transmitidas en el montaje del laboratorio, a fin de poder ser sincronizadas correctamente para su posterior estudio y procesado.

## 5.2. Estudio y análisis de las figuras de mérito.

Una vez se han capturado todas las señales predistorcionadas, tenemos un abanico de suficientes señales que varían sus parámetros como pueden ser la modulación, el ancho de banda, el número de PRBs activos en transmisión o variaciones de potencia.

De primera mano puede resultar interesante representar las curvas AM/AM ya que así nos podemos hacer una idea de que grado de linealización hemos obtenido. Para ello tomaremos la señal medida en el laboratorio a la salida del transmisor sin predistorción, la cual tendrá mayor distorsión no lineal, y se comparará con la curva AM/AM de la señal predistorcionada.

Así pues, podemos observar en la Figura 17 las diferentes curvas AM/AM obtenidas tras pasar las señales por el montaje real del laboratorio:

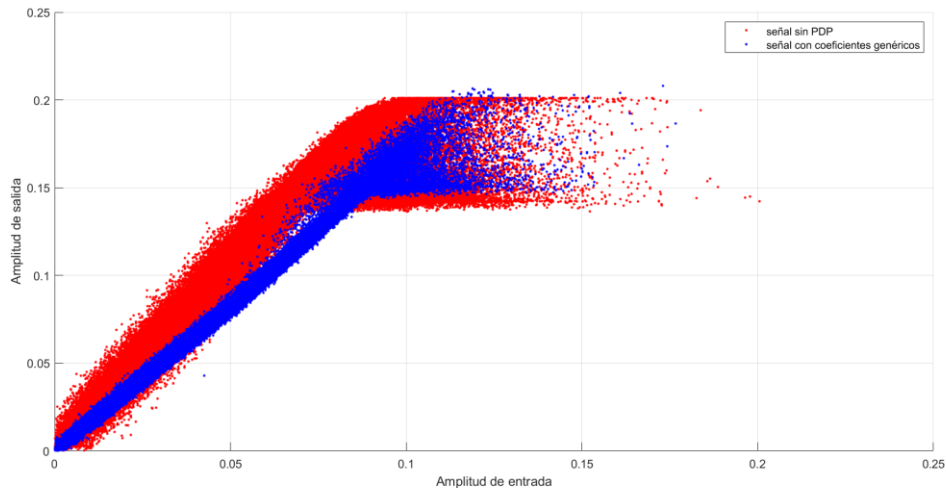


Figura 17. Curvas AM/AM de la S\_5\_64QAM\_0-6\_3,5-6\_+1,+3 sin predistorsionar y predistorsionada aplicando los coeficientes genéricos y capturadas en el laboratorio.

Como se puede apreciar en la curva AM/AM de la señal sin predistorsionar (curva roja), la pendiente es bastante ancha lo cual indica que hay una mayor memoria, es decir, las muestras dependen de un mayor número de muestras anteriores. Además, en la zona de mayor amplitud de la señal se puede observar como la saturación es mayor, por lo cual el número de muestras no lineales aumentan. Si visualizamos la curva AM/AM correspondiente a la señal predistorsionada con los coeficientes genéricos (curva azul), podemos ver que la pendiente se ha hecho más estrecha, lo cual indica que se ha reducido notablemente los efectos de la memoria. Además, la pendiente de la curva es menos abrupta y más suavizada en número de muestras, esto quiere decir que el número de muestras linealizadas es mayor que para el caso sin predistorsionar. Se aprecia sobre todo al comparar las zonas donde la saturación es mayor (zona de mayor amplitud), ya que en el caso de la curva azul el número de muestras saturadas es mucho menor.

Visualizando estas curvas AM/AM se sacan unas conclusiones claras y es que al emplear tanto un predistorsionador calculado con coeficientes óptimos como uno con coeficientes genéricos, se reduce la dependencia de muestras actuales con las anteriores y se reduce el número de muestras saturadas, aumentando las linealizadas. Hay que tener en cuenta que, para obtener estas mejoras en cuanto a términos de distorsión y linealidad, se ha sufrido una pérdida de potencia en las señales predistorsionadas respecto de las señales sin predistorsionar. Por lo cual habrá que atender al compromiso producido entre estos parámetros. En primera instancia se realizará un análisis de la mejora de la distorsión fuera de banda que produce la predistorsión de estas señales, por lo cual se tomará como figura de mérito el ACLR y se tendrá en cuenta también la pérdida de potencia ocasionada en la señal. Tras esto se analizará el EVM obtenido en los diferentes casos viendo la mejora que supone linealizar la señal.

### 5.2.1. Compromiso entre pérdida de potencia y mejora del ACLR.

A pesar de que el 3GPP define en su estándar que el ACLR debe mantenerse por debajo de los -45dB [16]; en este trabajo no nos centraremos en ver si esa norma se cumple o no. Ya que se trata de un estudio experimental en el que se busca evaluar la mejora de ACLR a la hora de linealizar señales para reducir la distorsión. Por lo cual sí que se exigirá cierta mejora a la hora



de comparar los valores de ACLR obtenidos entre la señal sin predistorcionar y la señal a la que se le aplica predistorción.

A partir de ahora las señales que aparecen en las tablas irán seguidas en su nomenclatura de \_GEN o \_OPT dependiendo de si han sido predistorcionadas con los coeficientes genéricos o con los óptimos.

En la siguiente tabla se muestran los valores de ACLR obtenidos en simulación para las señales con DPD y los obtenidos tras pasar tanto la señal con DPD como la señal sin DPD por el montaje:

Señal	ACLR en simulación con DPD (dB)	ACLR experimental Con PDP (dB)	ACLR experimental sin PDP (dB)
S_1.4_QPSK_ALL_X_X_GEN	-43.27	-40.43	-32.82
S_1.4_64QAM_ALL_0-5_+3+1alterno_GEN	-43.60	-37.74	-32.06
<u>S_1.4_16QAM_ALL_3-5_+3_GEN</u>	<u>-42.36</u>	<u>-35.59</u>	-32.08
<u>S_1.4_16QAM_ALL_3-5_+3_OPT</u>	<u>-45.13</u>	<u>-38.63</u>	-32.08
S_3_QPSK_ALL_X_X_GEN	-36.15	-30.81	-23.87
<u>S_3_QPSK_0-2_0_+3_GEN</u>	<u>-44.16</u>	<u>-34.42</u>	-26.38
<u>S_3_QPSK_0-2_0_+3_OPT</u>	<u>-45.47</u>	<u>-38.97</u>	-26.38
S_3_QPSK_6-8_6_+3_GEN	-40.30	-34.49	-29.28
S_3_16QAM_0,1,4,5,8,9,12,13_8,9_+3_GEN	-36.34	-30.57	-24.40
S_3_16QAM_2-4,10-12_2,12_+3_GEN	-36.24	-30.87	-24.66
S_5_QPSK_ALL_X_X_GEN	-36.94	-31.88	-24.17
S_5_QPSK_0-6_0-2_+3_GEN	-41.59	-30.23	-23.42
<u>S_5_64QAM_0-6_3,5-6_+1,+3_GEN</u>	<u>-43.69</u>	<u>-32.44</u>	-24.63
<u>S_5_QPSK_15-24_20-24_+3_GEN</u>	<u>-38.82</u>	<u>-34.06</u>	-25.69
<u>S_5_QPSK_15-24_20-24_+3_OPT</u>	<u>-39.54</u>	<u>-35.62</u>	-25.69
S_5_QPSK_6-10,22-24_X_X_GEN	-34.00	-29.32	-23.96

Tabla 6. Comparación del ACLR calculado en simulación de la señal predistorcionada y el ACLR experimental de la señal predistorcionada y la señal sin predistorcionar.

En la tabla 6 aparecen subrayados de amarillo y azul las señales definidas en la Tabla 4, las cuales han sido predistorcionadas tanto con los coeficientes genéricos (en azul) como con sus coeficientes óptimos (amarillo), en verde se ha subrayado la señal a partir de la cual se han obtenido los coeficientes genéricos. El resto de señales han sido calculadas solamente con los coeficientes genéricos.

Se puede comprobar como de forma experimental los coeficientes óptimos mejoran el ACLR respecto de los genéricos. Lo cual era de esperar debido a que en ese caso el modelo de la cadena transmisora ha sido modelado propiamente para esa señal y no para otra como ocurre con los coeficientes genéricos.

Si nos fijamos en el grupo de señales con DPD de ancho de banda de 1.4MHz, medidas tanto en simulación como en el laboratorio dan los mejores valores de ACLR. Si atendemos a las señales de ancho de banda de 5MHz se puede ver claramente como las señales que tienen PRBs activos en los extremos de su banda son los que mayor empeoramiento tienen. De igual manera pasa con las señales de ancho de banda de 1.4MHz y 3MHz. Además, aquellas señales a las que se le aumenta la potencia relativa ya sea de uno o varios de los PRBs de los extremos sufren también una diferencia notable en cuanto a ACLR estimado en simulación y luego medido en el montaje. Esto tiene lógica ya que el ACLR es básicamente la distorsión producida en el canal adyacente debido a que la señal interfiere en esa banda, por lo cual si los PRBs de los extremos llevan más

potencia inclusive son los únicos activos, la distorsión será mayor en canal adyacente por ende el ACLR medido será mayor.

Al comparar la columna referente al ACLR en simulación con el ACLR experimental de las señales con DPD se puede ver como este empeora debido a que el modelo MPM no consigue predistorcionar de forma perfecta las señales para compensar los efectos no lineales producidos al pasar por el sistema. En algunos casos la pérdida de ACLR resulta notable y es debido a que el modelado de la cadena transmisora no se ha realizado teniendo en cuenta todas las características del amplificador, lo cual es un factor limitante. No obstante, aunque el modelado resulte imperfecto, la predistorsión resulta satisfactoria ya que consigue mejorar el ACLR de la señal sin predistorsión. En la siguiente figura se puede apreciar como la señal predistorcionada en simulación si consigue eliminar esa distorsión en canal adyacente, pero la señal pasada por el montaje experimental no consigue eliminar esa distorsión y sigue apareciendo, aunque atenuada. De todas formas, aunque el modelado fuera perfecto, seguiría habiendo una pequeña diferencia de dB entre los resultados simulados y experimentales ya que los componentes del montaje no son ideales.

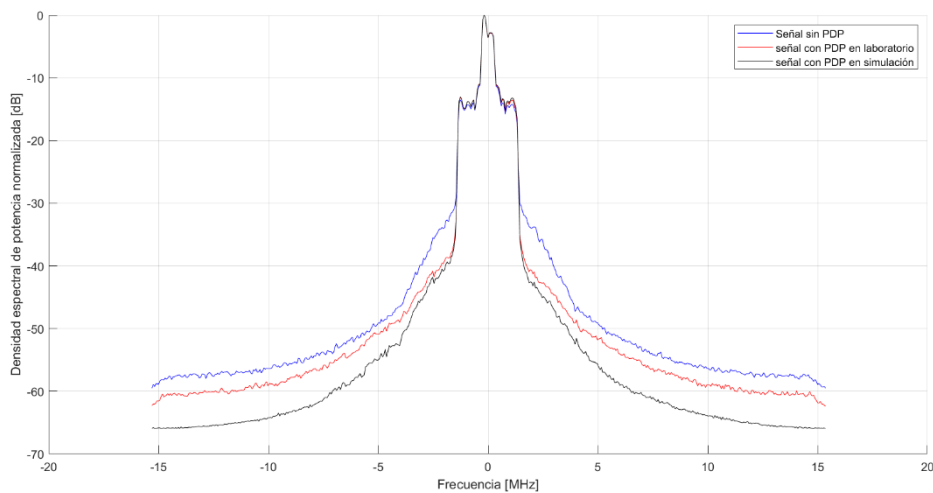


Figura 18. Densidades espectrales de potencia de la señal S\_3\_QPSK\_6-8\_6\_+3

Gracias a la tabla 6 podemos hacernos a la idea de si el linealizador ha funcionado en el montaje real correctamente en base a los resultados que se obtenían en simulación. Es cierto que, como se aprecia en la Figura 18, al pasar por el montaje las señales predistorcionadas no se consigue eliminar la distorsión de manera completa debido a que el modelado no es perfecto. Pero se puede decir que en general el linealizado funciona de manera aceptable. Además, hay que tener en cuenta que se está trabajando con señales que contienen en los PRBs de los extremos variaciones de potencia.

No obstante, lo realmente interesante resulta de comparar el ACLR de la señal predistorcionada y la señal sin aplicar predistorsión medidas en el laboratorio. Así se puede comprobar si el linealizado ha reducido la distorsión y en qué casos resulta más eficiente aplicar unos coeficientes óptimos o unos coeficientes genéricos.

Al comparar ambas columnas de ACLR obtenidas de forma experimental, se ve claramente como se mejora en términos de ACLR. Además, se puede ver como el ACLR calculado de la señal sin aplicar predistorsión es muy alto, debido a que las señales presentan un alto grado de

distorsión. Si nos fijamos además en los valores de ACLR medidos de las señales sin predistorcionar agrupadas por ancho de banda, se aprecia que el ACLR en estos casos suele ser muy parejo o está en unos rangos similares, debido a que el ancho de banda de la señal influye en el ACLR.

Por último, es necesario analizar el compromiso entre pérdida de potencia y reducción de ACLR, encontrados en la Tabla 7:

Señal	Diferencia de ACLR (dB)	Diferencia de potencia (dB)
S_1.4_QPSK_ALL_X_X_GEN	-7.61	-2.82
S_1.4_64QAM_ALL_0-5_+3+1alternativo_GEN	-5.68	-2.82
S_1.4_16QAM_ALL_3-5_+3_GEN	-3.51	-1.8
S_1.4_16QAM_ALL_3-5_+3_OPT	-6.55	-2.4
S_3_QPSK_ALL_X_X_GEN	-6.94	-2.75
S_3_QPSK_0-2_0_+3_GEN	-8.04	-1.8
S_3_QPSK_0-2_0_+3_OPT	-12.59	-1.5
S_3_QPSK_6-8_6_+3_GEN	-5.21	-2.79
S_3_16QAM_0,1,4,5,8,9,12,13_8,9_+3_GEN	-6.17	-2.04
S_3_16QAM_2-4,10-12_2,12_+3_GEN	-6.18	-2.3
S_5_QPSK_ALL_X_X_GEN	-7.71	-3.26
S_5_QPSK_0-6_0-2_+3_GEN	-6.81	-2.68
S_5_64QAM_0-6_3,5-6_+1,+3_GEN	-7.81	-2.7
S_5_QPSK_15-24_20-24_+3_GEN	-8.37	-2.62
S_5_QPSK_15-24_20-24_+3_OPT	-9.93	-2.32
S_5_QPSK_6-10,22-24_X_X_GEN	-5.36	-1.7

Tabla 7. Diferencia de ACLR y diferencia de potencia entre la señal predistorcionada y la señal sin predistorcionar.

En la Tabla 7 podemos ver como los valores tanto de diferencia de ACLR como de diferencia de potencia tienen valor negativo. Lo que quiere decir que en todos los casos se reduce el ACLR y que la señal predistorcionada pierde potencia respecto de la señal sin aplicar predistorción.

Lo que se puede apreciar al comparar las señales predistorcionadas con los coeficientes genéricos de los óptimos, es que los óptimos mejoran el ACLR más que los genéricos. Por ende, los coeficientes óptimos calculados para esas señales las linealizan mejor que si se usan los genéricos. Sin embargo, los genéricos funcionan aceptablemente bien, mejorando el ACLR en general en torno a unos 6 o 7 dB de media. Lo cual es admisible teniendo en cuenta que son unos coeficientes generales que no han sido calculados a partir de esas señales.

Si analizamos la señal S\_1.4\_16QAM\_ALL\_3-5\_+3, podemos ver que con los coeficientes óptimos se obtiene en torno a unos 3dB más de mejora de ACLR respecto de los genéricos, pero a cambio se está perdiendo 0.6 dB más de potencia respecto de estos. En este caso podría resultar interesante usar los genéricos ya que esa pérdida de potencia al usar los óptimos resulta notable y al no ser muy grande la mejora de ACLR en ese caso podría ser justificable. Además de que al usar los coeficientes genéricos calculados previamente se reduciría el coste computacional lo que se traduce en eficiencia.

El resto de señales de la tabla también han sido linealizadas con los coeficientes genéricos. Si se observan los valores obtenidos de ACLR y pérdida de potencia, que se ajustan a los 2 o 3 dB de pérdida máximos que se habían establecido, se ve que todas reducen el ACLR respecto de la señal sin predistorcionar. En algunos casos ofreciendo una mejora de hasta 8dB, lo cual quiere decir que el modelo con coeficientes genéricos funciona aceptablemente. Por lo cual suponen

una buena opción frente a los óptimos. Ya que, aunque los óptimos mejoran más el ACLR y la señal pierde menos potencia respecto de la señal sin predistorsión, los coeficientes genéricos solo han sido calculados una vez. Siendo unos coeficientes independientes de la señal en cuanto a ancho de banda, modulación, número de PRBs activos o variaciones de potencia que sufren. Reduciendo así el coste computacional y mejorando enormemente la eficiencia.

Por último, es importante tratar la influencia de las variaciones de potencia en los PRBs próximos a la banda adyacente. En la siguiente figura se pueden observar la densidad espectral de potencia (PSD) y el ACLR en primer y segundo canal adyacente de la señal S\_3\_QPSK\_0-2\_0\_+3\_GEN, es decir, la señal predistorsionada con los coeficientes genéricos:

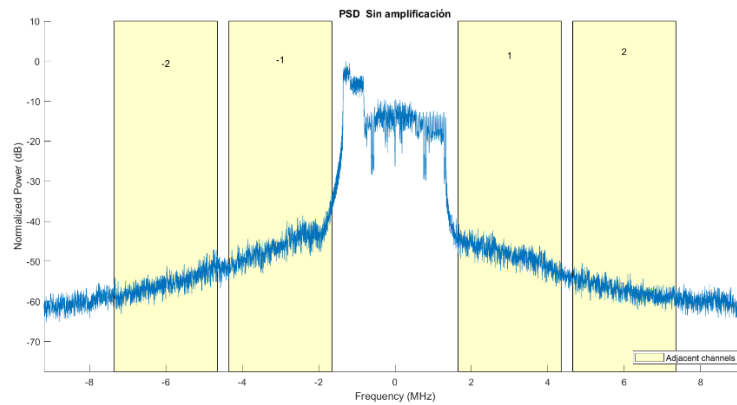


Figura 19. PSD de la señal S\_3\_QPSK\_0-2\_0\_+3\_GEN

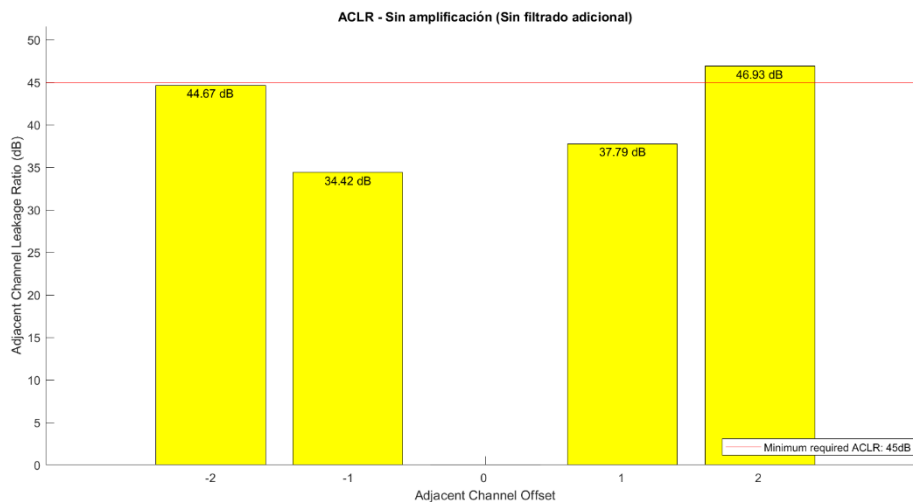


Figura 20. ACLR en primer y Segundo canal adyacente de S\_3\_QPSK\_0-2\_0\_+3\_GEN.

En la Figura 19 se puede visualizar la NPSD de la señal S\_3\_QPSK\_0-2\_0\_+3\_GEN predistorsionada aplicando los coeficientes genéricos. Se puede observar claramente como están solamente activos los tres PRBs iniciales y como el primer PRB, situado al inicio de la señal, posee una potencia relativa de +3dB respecto del resto de PRBs activos. Esta configuración lógicamente tendrá consecuencias, y es que toda la potencia de la señal está concentrada en los PRBs iniciales y además uno de ellos posee una potencia mayor. Por lo cual, la distorsión en el canal izquierdo es mayor que en el derecho debido a que los PRBs activos están más próximos. En la Figura 20 se muestra el ACLR con valores positivos, es una manera de representar distinta a como se ha mostrado en las tablas y se refiere a que a menor ACLR más distorsión se sufre en

ese canal. La teoría anterior se puede corroborar viendo como el ACLR en ese canal izquierdo es notablemente mayor que el del canal próximo al otro extremo de la señal, donde los PRBs están inactivos.

De todas maneras, se ha comprobado como el modelado aplicando ambos tipos de coeficientes resulta de gran utilidad para paliar esos efectos negativos y mejorar los parámetros de la señal.

Cabe destacar que en las tablas se han anotado los valores de ACLR más restrictivos, es decir, los que sufren una mayor distorsión a causa de que los PRBs activos están más próximos. También podría haberse anotado el ACLR medio, pero al ser objeto de este trabajo analizar la distorsión producida por variaciones bruscas se ha tenido en cuenta el peor ACLR posible medido. Ya que lo que se busca es ver cómo al concentrar la potencia en extremos de la señal y jugar con la configuración de los PRBs afecta a la distorsión de la señal.

### 5.2.2. Evaluación del EVM.

A la hora de evaluar el EVM se trata de ver si al aplicar predistorsión se reduce la distorsión que ocasiona el propio sistema físico en la señal en banda, para ello se anotan los valores de EVM obtenidos y medidos para las señales sin aplicar predistorsión como para las señales predistorsionadas tanto con coeficientes genéricos como óptimos:

Señal	EVM medio sin predistorsión (%)	EVM medio con predistorsión (%)	$\Delta$ EVM%
S_1.4_QPSK_ALL_X_X_GEN	7.506	1.84	-5.666
S_1.4_64QAM_ALL_0-5_+3+1alerno_GEN	8.718	3.563	-5.155
S_1.4_16QAM_ALL_3-5_+3_GEN	8.698	5.147	-3.551
S_1.4_16QAM_ALL_3-5_+3_OPT	8.698	4.865	-3.833
S_3_QPSK_ALL_X_X_GEN	17.658	5.467	-12.191
S_3_QPSK_0-2_0_+3_GEN	11.33	2.174	-9.156
S_3_QPSK_0-2_0_+3_OPT	11.33	3.505	-7.825
S_3_QPSK_6-8_6_+3_GEN	16.245	4.511	-11.734
S_3_16QAM_0,1,4,5,8,9,12,13_8,9_+3_GEN	16.339	5.965	-10.374
S_3_16QAM_2-4,10-12_2,12_+3_GEN	15.061	5.12	-9.941
S_5_QPSK_ALL_X_X_GEN	17.377	4.283	-13.094
S_5_QPSK_0-6_0-2_+3_GEN	16.101	4.804	-11.297
S_5_64QAM_0-6_3,5-6_+1,+3_GEN	11.458	3.657	-7.801
S_5_QPSK_15-24_20-24_+3_GEN	11.829	2.953	-8.876
S_5_QPSK_15-24_20-24_+3_OPT	11.829	3.056	-8.773
S_5_QPSK_6-10,22-24_X_X_GEN	13.951	4.636	-9.315

Tabla 8. Comparativa del EVM obtenido de forma experimental de la señal sin predistorsionar y la señal aplicando predistorsión.

En la tabla 8 se puede denotar como el EVM viene afectado según el ancho de banda. Es decir, se puede apreciar como para las señales de 1.4MHz la reducción en el %EVM medio es menor que en el caso de otros anchos de banda. Lo cual podría parecer que es algo negativo, pero esto es debido a que de por sí estas señales no tienen un EVM muy alto sin predistorsionar, debido a que tienen menos memoria. En general se puede ver cómo tanto el modelo de coeficientes óptimos como el de genéricos consigue solventar con creces el alto EVM de las señales sin

predistorcionar y los reduce drásticamente. Llegando a valores óptimos en algunos casos de hasta alrededor de un 2%. A la hora de comparar la reducción de EVM entre las señales con coeficientes generales y óptimos, no se aprecia una clara mejora uno respecto del otro. Por lo cual se puede decir, que en este caso y teniendo en cuenta estos parámetros, ambos funcionan igual de bien a la hora de reducir el EVM de la señal.

Además, si se tiene en cuenta los valores máximos permitidos de %EVM para LTE/5G definidos en la Tabla 2, gracias a la linealización, algunas señales que estaban fuera de rango ya están dentro. Por ejemplo la señal S\_5\_64QAM\_0-6\_3,5-6\_+1,+3\_GEN al tener modulación 64QAM su %EVM máximo permitido por el estándar es 8% y previo a la predistorción era de un 11.458% lo cual no era admisible, tras la linealización el %EVM es 3.657% que ya está dentro de rango.

Cabe destacar que estos valores de EVM anotados son los valores medios medidos, pero se puede desglosar este EVM para ver la distribución de EVM por PRB:

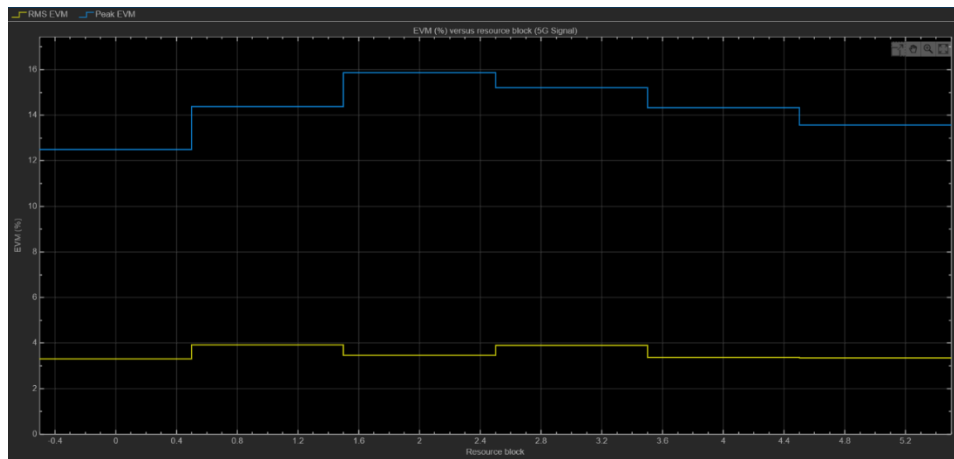


Figura 21. EVM por PRB de la señal S\_1.4\_64QAM\_ALL\_0-5\_+3+1alterno\_GEN.

En la Figura 21 se puede apreciar la distribución de EVM por PRB de la señal S\_1.4\_64QAM\_ALL\_0-5\_+3+1alterno\_GEN. Esta señal tiene activos los 6 PRB disponibles, y se aplica una potencia relativa de +1dB y +3dB de forma alterna. Se aprecia un fenómeno curioso y es se ve como el EVM aumenta desde el primer PRB al PRB central y a partir de ahí comienza a disminuir, produciéndose este efecto debido a las variaciones de potencia que sufre.

Por último, resulta interesante visualizar las constelaciones de varias señales, que ayudan a comprobar que la demodulación y el cálculo del EVM se han realizado de forma correcta, y nos da una idea visual de que tan buena ha sido:

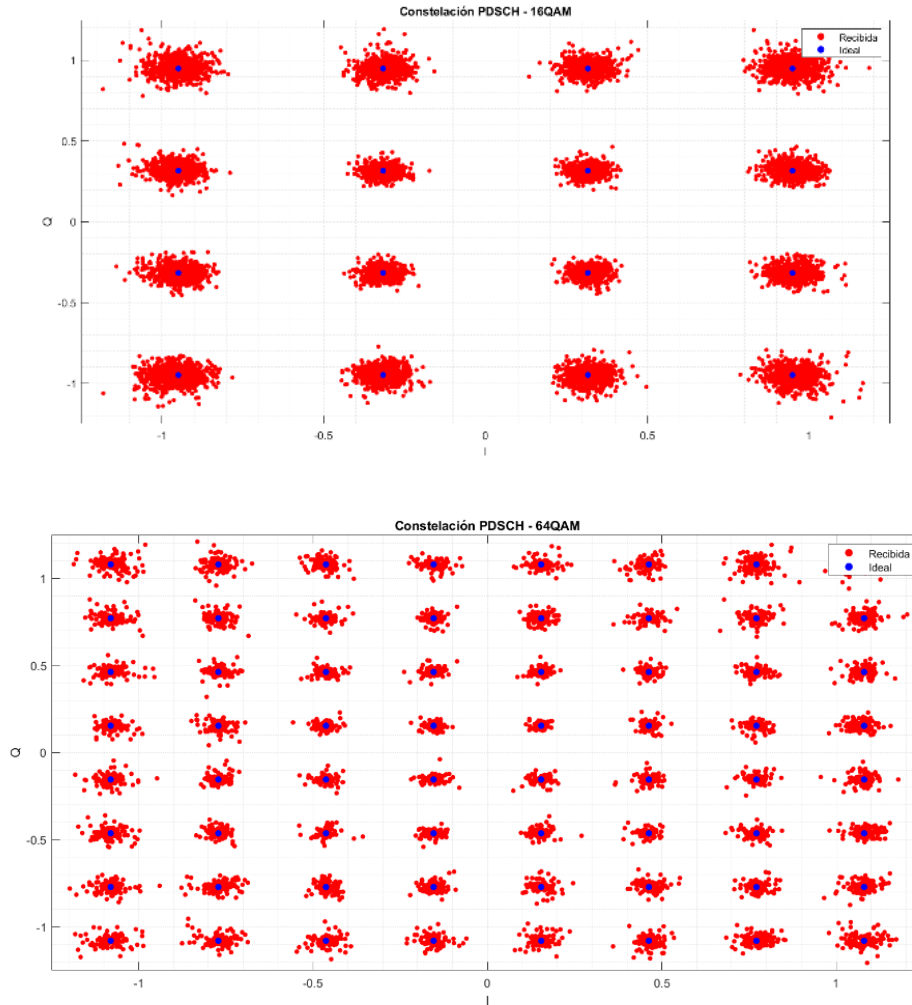


Figura 22. Constelaciones de las señales S\_3\_16QAM\_0,1,4,5,8,9,12,13\_8,9\_+3\_GEN y S\_1.4\_64QAM\_ALL\_0-5\_+3+1alerno\_GEN.

Como se puede comprobar atendiendo a la Figura 22 la demodulación de ambas señales ha sido satisfactoria. Si bien es cierto que en ambas constelaciones los símbolos recibidos están próximos al ideal, en la segunda constelación correspondiente a la señal S\_1.4\_64QAM\_ALL\_0-5\_+3+1alerno\_GEN se aprecian que las nubes de puntos son menos dispersas. Lo que quiere decir que el error ha sido menor al asignar símbolos.

Para resumir, cabe destacar que los coeficientes genéricos han resultado funcionar de manera aceptable, mejorando el ACLR y reduciendo considerablemente el %EVM medio. Por lo cual resulta una muy buena alternativa a buscar unos coeficientes óptimos para cada señal. Ya que así se reduce el coste computacional y resulta un sistema muy eficiente, siendo estos coeficientes genéricos válidos para cualquier señal independientemente del ancho de banda, modulación y variación de potencia.

## 6. CONCLUSIONES.

Recapitulando lo expuesto en este trabajo, a lo largo de la memoria se han ido describiendo las bases teóricas necesarias para adquirir una serie de conocimientos clave para realizar los procesos pertinentes hasta llegar a los objetivos propuestos. Estos conocimientos abarcan desde comprender como funciona la modulación OFDM, que es una pieza clave de la transmisión de señales LTE y 5G, hasta entender la implementación del MPM, pasando por estudiar y modelar la cadena de transmisión, etc.

Además, se ha visto en profundidad como se lleva a cabo la asignación de recursos radio para la generación de señales LTE y 5G, y se ha generado un amplio abanico de estas teniendo en cuenta que se busca simular señales que tienen variación de potencia debido a la dinámica del tráfico.

En cuanto a los resultados obtenidos, se puede afirmar que al aplicar predistorsión digital mediante modelos de linealización a señales que sufren variaciones de potencia en sus PRBs, se reduce la distorsión no lineal generada por la cadena de transmisión. Siendo esta reducción limitada por el alto grado de PAPR que tienen las señales. A pesar de esto, la mejora en términos de ACLR y %EVM medio es aceptable.

Se ha podido comprobar como estas variaciones de potencia influyen de manera notable en términos de distorsión en canal adyacente. Sobre todo, cuando la potencia está concentrada en los PRBs de un extremo de la señal.

Al analizar las figuras de mérito resultantes de predistorsionar las señales con los coeficientes genéricos y con los óptimos se ha llegado a la conclusión de que, si se busca la máxima mejora de las señales, la primera opción sigue siendo calcular los coeficientes óptimos para cada señal. No obstante, si no supone un problema perder algo de rendimiento, los coeficientes genéricos son una opción muy eficiente ya que el coste computacional se reduce enormemente y no es necesario modelar para cada señal el sistema de transmisión ni el predistorsionador, independientemente del ancho de banda, modulación o variaciones de potencia que sufra la señal.

Por lo tanto, se han cumplido los objetivos propuestos al inicio del Trabajo Fin de Grado ya que se ha comprobado cómo se comportan las señales linealizadas en un montaje el laboratorio que simula un sistema real. Además, se ha estudiado el impacto que tienen las variaciones de potencia en señales 5G en las prestaciones, mejorándolas aplicando linealizado con el modelo MPM.

Como líneas futuras de trabajo sería interesante estudiar el uso de coeficientes genéricos para señales con mayor ancho de banda y diferentes modulaciones que no han sido utilizadas en este trabajo. Así mismo se podría buscar la forma de mejorar los resultados obtenidos utilizando otros métodos de predistorsión, como puede ser el modelo *Canonical Piecewise Linear* (CPWL). Resultaría interesante también agregar señales IoT para ver el efecto que producen estas variaciones de potencia en conjunto con estas señales y si el uso de coeficientes genéricos sigue siendo una buena solución para este tipo de señales.



## 7. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Equipo de Expertos de Ciencia y Tecnología de la Universidad Internacional de Valencia. Evolución de la red de comunicación móvil, del 1G al 5G. [En línea], [Consulta 24 de Julio de 2022], disponible en: <https://www.universidadviu.com/es/actualidad/nuestros-expertos/evolucion-de-la-red-de-comunicacion-movil-del-1g-al-5g>
- [2] P. García Dúcar y F. Gutierrez Soler. Tema 5. Servicios y Sistemas Móviles. Asignatura de Servicios y Sistemas de Telecomunicación. Universidad de Zaragoza, 2020.
- [3] Lenovo, ¿Qué es la tecnología LTE-A [En línea], [Consulta 25 de Julio de 2022], disponible en: <https://www.lenovo.com/bz/es/faqs/pc-vida-faqs/que-es-lte-a/?orgRef=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F>
- [4] Tibor Moes. ¿Qué es LTE? Diferencias entre LTE y 4G [En línea], [Consulta 25 de Julio de 2022], disponible en: <https://softwarelab.org/es/lte-4g/#:~:text=LTE%20responde%20a%20las%20siglas,Internet%20a%20los%20dispositivos%20m%C3%B3viles.>
- [5] Experts from members of the 5G Infrastructure Association (5GPP), supported by the European Commission. The 5G Infrastructure Public Private Partnership: the next generation of communication network and services. [En línea], [Consulta 26 de Julio de 2022], disponible en: <https://5g-ppp.eu/wp-content/uploads/2015/02/5G-Vision-Brochure-v1.pdf>
- [6] Ali A. Zaidi, Robert Baldemair, Mattias Andersson, Sebastian Faxér, Vicent Molés-Cases y Zhao Wang. 5G New Radio, Designing for the future. [En línea], [Consulta 26 de Julio de 2022], disponible en: <https://www.ericsson.com/49e9d0/assets/local/reports-papers/ericsson-technology-review/docs/2017/designing-for-the-future---the-5g-nr-physical-layer.pdf>
- [7] Daniel Herrera Luque. Estudio y Simulación de un Sistema Flip-OFDM para Sistemas de Comunicación de Luz Visible (VLC). Trabajo Fin de Grado. Universidad de Sevilla. 2017
- [8] Capítulo 3: Fundamentos de OFDM. [En línea], [Consulta 26 de Agosto de 2022], disponible en: <https://biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/11764/fichero/Carpeta4%252FCap%3%A Dtulo3.pdf+>
- [9] Ángela Hernández Solana. Aspectos Generales de las tecnologías de transmisión radio de banda ancha – OFDM. Asignatura de Redes Heterogéneas. Universidad de Zaragoza, 2021.
- [10] Ángela Hernández Solana y Antonio Valdovinos Bardají. Tema 4 Interfaz Radio. Asignatura de Redes y Servicios de Comunicaciones Móviles. Universidad de Zaragoza, 2019.
- [11] Keysight. EVM (Digital Demod). [En línea], [Consulta 30 de Agosto de 2022], disponible en: [https://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/89600b/webhelp/subsystems/digdemod/content/digdemod\\_symtblerrdata\\_evm.htm](https://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/89600b/webhelp/subsystems/digdemod/content/digdemod_symtblerrdata_evm.htm)
- [12] Víctor Mustieles. “Generación y evaluación de formas de onda en un transmisor 5G con agregación de señales de banda ancha-estrecha”. Trabajo Fin de Grado. Universidad de Zaragoza. 2020.
- [13] J. Guillory, S. Meyer, I. Siaud, A. Marie Ulmer-Moll, B. Charbonnier, A. Pizzinat and C. Algani. “Radio-over-Fiber Architectures, Future Multigigabit Wireless Systems in the Home-Area Network”. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2010.

[14] Instituto Universitario de Investigación en Ingeniería de Aragón (I3A). Communication Networks and Information Technologies (CeNIT). Disponible en : <https://i3a.es/es/grupos-deinvestigacion/cenit>

[15] Documentación Matlab. <https://es.mathworks.com/help/wavelet/ref/swt.html>

[16] 3GPP. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception. TS 136 104 version 14.3.0 Release 14. Apartado 6.6.2.[En línea], Disponible en: [https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_ts/136100\\_136199/136104/14.03.00\\_60/ts\\_136104v14030\\_0p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136104/14.03.00_60/ts_136104v14030_0p.pdf)

[17] Xilinx, placa ZedBoard Zynq-7000 AP, datasheet completo disponible en: <https://docs.xilinx.com/v/u/en-US/ds190-Zynq-7000-Overview>

[18] Analog Devices AD9361, datasheet complete disponible en: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/554225/AD/AD9361.html>

## 8. ANEXOS

- placa Zedboard Zynq 7000 All Programmable
- Analog Devices AD9361
- láser modelo Optilab DFB-1550-EAM-12
- amplificador de potencia (HPA) modelo Mini Circuits ZHL-4240



## Zynq-7000 SoC First Generation Architecture

The Zynq®-7000 family is based on the Xilinx SoC architecture. These products integrate a feature-rich dual-core or single-core ARM® Cortex™-A9 based processing system (PS) and 28 nm Xilinx programmable logic (PL) in a single device. The ARM Cortex-A9 CPUs are the heart of the PS and also include on-chip memory, external memory interfaces, and a rich set of peripheral connectivity interfaces.

### Processing System (PS)

#### ARM Cortex-A9 Based

#### Application Processor Unit (APU)

- 2.5 DMIPS/MHz per CPU
- CPU frequency: Up to 1 GHz
- Coherent multiprocessor support
- ARMv7-A architecture
  - TrustZone® security
  - Thumb®-2 instruction set
- Jazelle® RCT execution Environment Architecture
- NEON™ media-processing engine
- Single and double precision Vector Floating Point Unit (VFPV)
- CoreSight™ and Program Trace Macrocell (PTM)
- Timer and Interrupts
  - Three watchdog timers
  - One global timer
  - Two triple-timer counters

#### Caches

- 32 KB Level 1 4-way set-associative instruction and data caches (independent for each CPU)
- 512 KB 8-way set-associative Level 2 cache (shared between the CPUs)
- Byte-parity support

#### On-Chip Memory

- On-chip boot ROM
- 256 KB on-chip RAM (OCM)
- Byte-parity support

#### External Memory Interfaces

- Multiprotocol dynamic memory controller
- 16-bit or 32-bit interfaces to DDR3, DDR3L, DDR2, or LPDDR2 memories
- ECC support in 16-bit mode
- 1GB of address space using single rank of 8-, 16-, or 32-bit-wide memories
- Static memory interfaces
  - 8-bit SRAM data bus with up to 64 MB support
  - Parallel NOR flash support
  - ONFI1.0 NAND flash support (1-bit ECC)
  - 1-bit SPI, 2-bit SPI, 4-bit SPI (quad-SPI), or two quad-SPI (8-bit) serial NOR flash

#### 8-Channel DMA Controller

- Memory-to-memory, memory-to-peripheral, peripheral-to-memory, and scatter-gather transaction support

#### I/O Peripherals and Interfaces

- Two 10/100/1000 tri-speed Ethernet MAC peripherals with IEEE Std 802.3 and IEEE Std 1588 revision 2.0 support
  - Scatter-gather DMA capability
  - Recognition of 1588 rev. 2 PTP frames
  - GMII, RGMII, and SGMII interfaces
- Two USB 2.0 OTG peripherals, each supporting up to 12 Endpoints
  - USB 2.0 compliant device IP core
  - Supports on-the-go, high-speed, full-speed, and low-speed modes
  - Intel EHCI compliant USB host
  - 8-bit ULPi external PHY interface
- Two full CAN 2.0B compliant CAN bus interfaces
  - CAN 2.0-A and CAN 2.0-B and ISO 11898-1 standard compliant
  - External PHY interface
- Two SD/SDIO 2.0/MMC3.31 compliant controllers
- Two full-duplex SPI ports with three peripheral chip selects
- Two high-speed UARTs (up to 1 Mb/s)
- Two master and slave I2C interfaces
- GPIO with four 32-bit banks, of which up to 54 bits can be used with the PS I/O (one bank of 32b and one bank of 22b) and up to 64 bits (up to two banks of 32b) connected to the Programmable Logic
- Up to 54 flexible multiplexed I/O (MIO) for peripheral pin assignments

#### Interconnect

- High-bandwidth connectivity within PS and between PS and PL
- ARM AMBA® AXI based
- QoS support on critical masters for latency and bandwidth control

© Copyright 2012–2018 Xilinx, Inc. Xilinx, the Xilinx logo, Artix, ISE, Kintex, Spartan, Virtex, Vivado, Zynq, and other designated brands included herein are trademarks of Xilinx in the United States and other countries. AMBA, AMBA Designer, ARM, ARM Cortex-A9, CoreSight, Cortex, and PrimeCell are trademarks of ARM in the EU and other countries. PCI, PCIe, and PCI Express are trademarks of PCI-SIG and used under license. All other trademarks are the property of their respective owners.

### FEATURES

- RF 2 × 2 transceiver with integrated 12-bit DACs and ADCs**
- Band: 70 MHz to 6.0 GHz**
- Supports TDD and FDD operation**
- Tunable channel bandwidth: <200 kHz to 56 MHz**
- Dual receivers: 6 differential or 12 single-ended inputs**
- Superior receiver sensitivity with a noise figure of 2 dB at 800 MHz local oscillator (LO)**
- RX gain control**
  - Real-time monitor and control signals for manual gain
  - Independent automatic gain control
- Dual transmitters: 4 differential outputs**
- Highly linear broadband transmitter**
  - TX EVM: ≤ -40 dB
  - TX noise: ≤ -157 dBm/Hz noise floor
  - TX monitor: ≥66 dB dynamic range with 1 dB accuracy
- Integrated fractional-N synthesizers**
  - 2.4 Hz maximum LO step size
- Multichip synchronization**
- CMOS/LVDS digital interface**

### APPLICATIONS

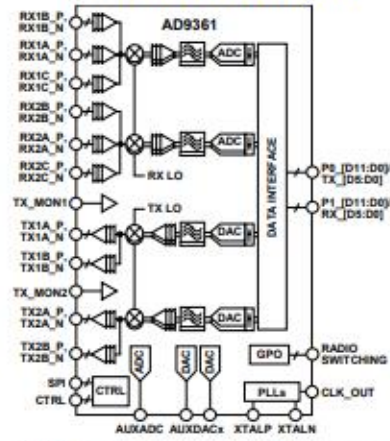
- Point to point communication systems
- Femtocell/picocell/microcell base stations
- General-purpose radio systems

### GENERAL DESCRIPTION

The AD9361 is a high performance, highly integrated radio frequency (RF) Agile Transceiver™ designed for use in 3G and 4G base station applications. Its programmability and wideband capability make it ideal for a broad range of transceiver applications. The device combines a RF front end with a flexible mixed-signal baseband section and integrated frequency synthesizers, simplifying design-in by providing a configurable digital interface to a processor. The AD9361 operates in the 70 MHz to 6.0 GHz range, covering most licensed and unlicensed bands. Channel bandwidths from less than 200 kHz to 56 MHz are supported. The two independent direct conversion receivers have state-of-the-art noise figure and linearity. Each receive (RX) subsystem includes independent automatic gain control (AGC), dc offset correction, quadrature correction, and digital filtering, thereby eliminating the need for these functions in the digital baseband. The AD9361 also has flexible manual gain modes that can be externally controlled. Two high dynamic range ADCs per channel digitize the received I and Q signals and pass them through configurable decimation filters and 128-tap finite impulse response (FIR) filters to produce a 12-bit output signal at the appropriate sample rate.

Rev. D Document Feedback  
 Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



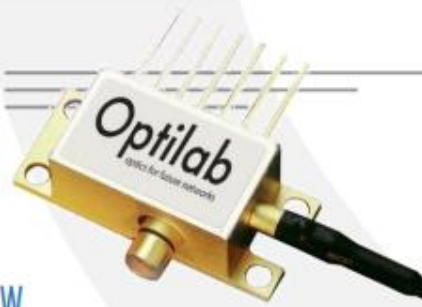
NOTES  
 1. SP, CTRL, P0 [D11:00]/TX [DS:00], P1 [D11:00]/RX [DS:00], AND RADIO SWITCHING CONTAIN MULTIPLE PINS.  
 Figure 1.

The transmitters use a direct conversion architecture that achieves high modulation accuracy with ultralow noise. This transmitter design produces a best in class TX EVM of <-40 dB, allowing significant system margin for the external PA selection. The on-board transmit (TX) power monitor can be used as a power detector, enabling highly accurate TX power measurements. The fully integrated phase-locked loops (PLLs) provide low power fractional-N frequency synthesis for all receive and transmit channels. Channel isolation, demanded by frequency division duplex (FDD) systems, is integrated into the design. All VCO and loop filter components are integrated. The core of the AD9361 can be powered directly from a 1.3 V regulator. The IC is controlled via a standard 4-wire serial port and four real-time I/O control pins. Comprehensive power-down modes are included to minimize power consumption during normal use. The AD9361 is packaged in a 10 mm × 10 mm, 144-ball chip scale package ball grid array (CSP\_BGA).

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
 Tel: 781.329.4700 ©2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved.  
 Technical Support [www.analog.com](http://www.analog.com)



# DFB-1550-EAM-12



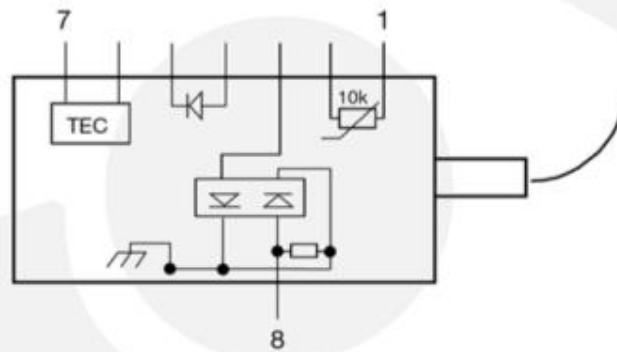
DEVICE **EAM DFB Laser Diode, 12 GHz, 5 mW**

OVERVIEW The Optilab DFB-1550-EAM-12 laser diode is a cost effective and compact laser solution for OC-192/STM-64 DWDM applications. Consisting of a DFB laser with an integrated electro-absorption modulator (EAM), this allows for modulation speeds of over 12 GHz / 10 Gb/s applications on one 7-pin butterfly package device. Including a thermoelectric cooler (TEC), temperature thermistor, optical isolator and a GPO RF connector, the DFB-EAM is available in ITU grid wavelengths upon request, contact Optilab for more information.

- FEATURES
- 1550 nm DFB + EAM Modulator
  - Hermetic, 7 pin butterfly package
  - Single-mode fiber pigtail
  - 12 GHz typical bandwidth
  - 5 mW output power
  - TEC Cooler + Thermistor

- USE IN
- DWDM SDH STM-64 LH
  - DWDM SONET OC-192 LR

FUNCTION DIAGRAM



TOP VIEW





# DFB-1550-EAM-12

## SPECIFICATIONS

### GENERAL

Operating Wavelength Range	1530nm to 1564nm, ITU selectable
Output Power	2 mW min., 5 mW typ.
Extinction Ratio	10 dB min.
Dispersion Penalty	1.5 dB max. @ 800 ps/nm disp.
Side Mode Suppr. Ratio	35 dB min.
Optical Isolation	30 dB min.
Operating Current	50 mA min., 100 mA max.
Threshold Current	25 mA max.
Forward Voltage	2 V max.
Small Signal Modulation Bandwidth	12 GHz min.
Rise/Fall Time	40 ps max.
Monitor Current	0.1 mA min., 1 mA max.
Monitor Dark Current	5 nA typ., 100 nA max.
Thermistor Resistance	9.5 k $\Omega$ min., 10.5 k $\Omega$ max.
TEC Voltage	-2.5 V min., 2.5 V max.
TEC Current	-1.2 V min., 1.2 V max.
TEC Power	3 W max.

### MECHANICAL

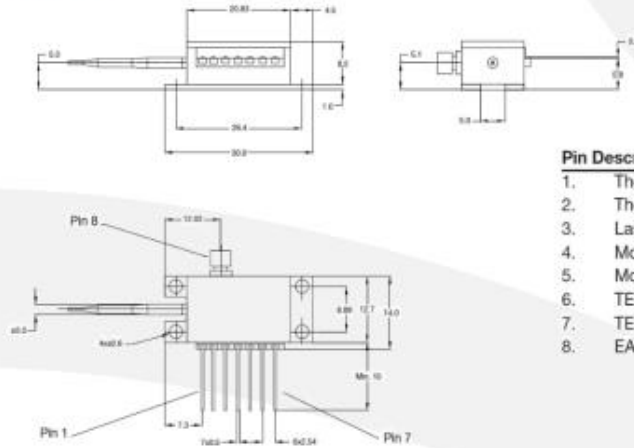
Operating Case Temperature	0 °C to +70 °C
Storage Temperature	-40 °C to +85 °C
Optical Connector	FC/APC Standard, LC/UPC Optional
Fiber Type	SMF-28, 900 micron buffer
RF Connector	GPO



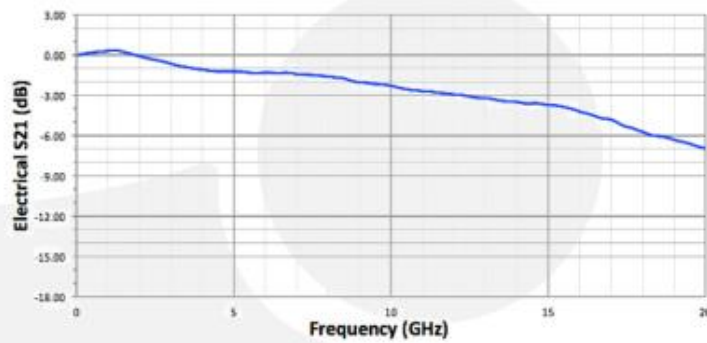


# DFB-1550-EAM-12

## MECHANICAL DRAWING



## TYPICAL S21 BANDWIDTH





# Coaxial Amplifier

## ZHL-4240

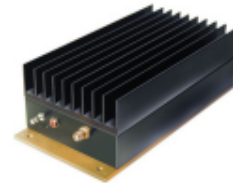
50Ω Medium High Power 700 to 4200 MHz

### Features

- wideband, 700-4200 MHz
- high IP3, +30 dBm typ.
- high gain, 40 dB min.
- medium high power, 28dBm min

### Applications

- communication systems
- instrumentation
- satellite dist./GPS/PCS
- laboratory



CASE STYLE: U36			
Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZHL-4240	\$1395.00 ea.	(1-9)

### Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQ. (MHz)	GAIN (dB)		MAXIMUM POWER OUTPUT (dBm)		DYNAMIC RANGE		VSWR (:1) Max.		DC POWER	
		Min.	Max.	(1 dB Compr.)	Input (no damage)	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In	Out	Volt (V) Nom.	Current (A) Max.
ZHL-4240	f <sub>l</sub> f <sub>h</sub>	40	±1.5*	+28	-5	8.0	+38	2.5	2.5	15	0.90

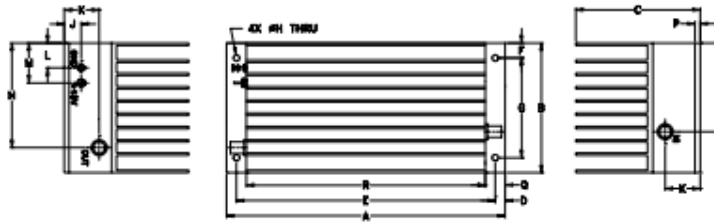
\* Measured at 25°C  
Open load is not recommended, potentially can cause damage.  
With no load derate max input power by 20 dB

### Maximum Ratings

Operating Temperature	-20°C to 65°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Voltage	+20V 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	S	wt
7.00	3.25	2.13	.25	6.500	.38	2.500	.156	.73	.88	.63	1.13	2.23	.125	.50	6.00	2.23	grams
177.80	82.55	54.10	6.35	165.10	9.65	63.50	3.96	18.54	22.35	16.00	28.70	56.64	3.18	12.70	152.40	56.64	900

**Mini-Circuits®**  
ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com) Provides ACTUAL Data Instantly at [minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

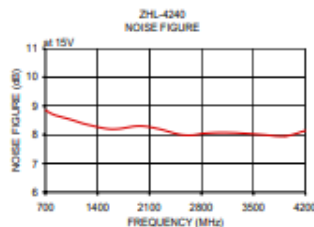
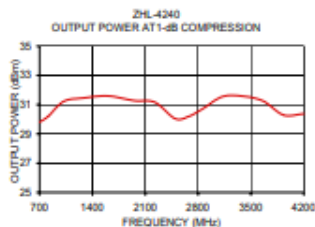
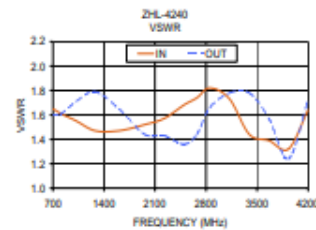
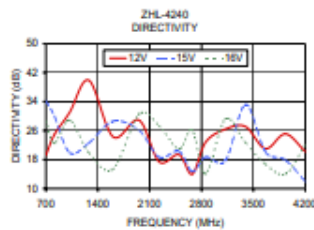
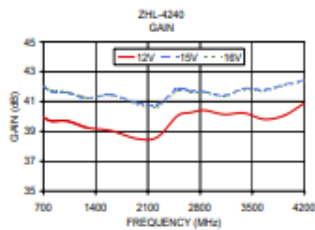
IF/RF MICROWAVE COMPONENTS

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchases 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/MC/Store/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MC/Store/terms.jsp).

For detailed performance specs & shopping online see web site

REV OR  
M98140  
ZHL-4240  
090819  
Page 1 of 2

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)			DIRECTIVITY (dB)			VSWR (-:1)		NOISE FIGURE (dB)	P <sub>OUT</sub> at 1 dB COMPR. (dBm)
	12V	15V	16V	12V	15V	16V	IN	OUT		
700.00	39.92	42.00	42.04	19.20	34.20	28.70	1.65	1.60	8.85	29.80
814.00	39.70	41.68	41.72	24.90	30.00	22.50	1.61	1.61	8.69	30.21
1020.00	39.70	41.60	41.64	31.00	19.90	28.90	1.55	1.71	8.54	31.22
1280.10	39.25	41.22	41.26	39.90	22.60	19.80	1.47	1.79	8.34	31.45
1605.20	39.05	41.46	41.43	24.30	28.60	15.40	1.47	1.65	8.19	31.59
1956.40	38.51	40.92	40.81	28.90	26.10	30.50	1.52	1.44	8.30	31.27
2225.60	38.61	40.79	40.64	17.40	18.70	27.30	1.57	1.43	8.20	31.16
2494.90	40.04	41.85	41.71	19.40	20.30	20.90	1.68	1.36	8.01	30.04
2674.40	40.26	41.72	41.63	14.00	14.70	26.20	1.74	1.44	7.96	30.19
2853.80	40.42	41.66	41.62	22.80	18.70	14.10	1.82	1.66	8.05	30.69
3123.10	40.14	41.41	41.35	26.40	17.70	29.20	1.73	1.78	8.07	31.55
3392.30	40.23	41.88	41.79	27.10	33.20	22.60	1.44	1.78	8.04	31.58
3661.50	39.81	41.80	41.70	21.00	20.20	16.80	1.39	1.57	7.99	31.25
3930.80	40.08	42.14	42.07	25.10	17.90	14.00	1.32	1.24	7.95	30.29
4200.00	40.90	42.45	42.34	20.20	11.90	22.10	1.64	1.72	8.14	30.37



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0033 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com) Provides ACTUAL Data Instantly at [minicircuits.com](http://minicircuits.com)

For detailed performance specs & shipping online see web site

**Notes:** 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchases 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](http://www.minicircuits.com/MOLStore/terms.jsp).