



Universidad
Zaragoza

Proyecto Fin de Carrera

Aplicación de Métodos de Regularización para
Predistorsión Digital en Sistemas WiMAX

AUTOR: Vicente Rubiella Amorós

DIRECTOR: Pedro Luis Carro Ceballos

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

Ingeniería de Telecomunicación

Curso 2012 - 2013

Aplicación de Métodos de Regularización para Predistorsión Digital en Sistemas WiMAX

Resumen

Los amplificadores de potencia son dispositivos básicos en la cadena de transmisión de todo equipo de RF. Su importancia queda fuera de toda duda, por lo que se tiene que prestar especial atención a su diseño y respuesta ante la señal que se desea amplificar. Uno de los aspectos que más puede limitar un amplificador de potencia es su comportamiento no lineal, que causa una distorsión que aparece en la señal de salida amplificada al no existir una correspondencia lineal con la señal de entrada. Los efectos que subyacen pueden influir en gran medida en la operación de un sistema de comunicaciones, degradando sus prestaciones. Por ello existen varias técnicas que tratan de mitigar los efectos de tal no linealidad en el comportamiento del amplificador. Una de ellas es la predistorsión digital, entendiendo como tal a aquella en la que se introduce un bloque previo al amplificador (predistorsionador) que compensa su comportamiento no lineal, linealizando la respuesta global de la etapa de amplificación.

Para el desarrollo del predistorsionador digital se requiere una fase de entrenamiento en la que se aplican técnicas matemáticas sobre los pares de señales de entrada y salida capturadas para modelar el amplificador de potencia, a partir del que finalmente se puede obtener una función no lineal correspondiente al predistorsionador digital capaz de compensar la respuesta no lineal del amplificador. Los modelos matemáticos, habitualmente polinomiales, se obtienen mediante la técnica de la pseudoinversa de matrices, que presenta limitaciones cuando se plantean modelos de orden de no linealidad y memoria altos y que son reducidas al aplicar la técnica de regularización de Tikhonov, lo cual se demostrará en este trabajo.

Lo mismo sucede cuando se trata de modelar matemáticamente el comportamiento real del amplificador de potencia, siendo igual o más efectivas las técnicas de regularización de Tikhonov que la pseudoinversa de matrices, especialmente en escenarios en los que se modela el amplificador de potencia con altos órdenes de no linealidad y memoria.

Índice de contenidos

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 PROBLEMÁTICA ABORDADA Y OBJETIVOS PERSEGUIDOS	1
1.2 CONTENIDO	4
1.3 CRONOGRAMA.....	5

CAPÍTULO 2

DISTORSIÓN NO LINEAL EN SEÑALES OFDM CAUSADA POR AMPLIFICADORES DE POTENCIA	8
2.1 EL ESTÁNDAR WIMAX 802.16E	8
2.2 MODULACIÓN OFDM	11
2.3 ANÁLISIS DE SEÑALES DE ENTRADA DE VALIDACIÓN DE LOS ALGORITMOS PROPUESTOS	22
2.3.1 Señales OFDM de Test.....	22
2.3.2 Generación, manipulación y captura de señales	23
2.3.3 Señales OFDM de entrada al amplificador de potencia	25

CAPÍTULO 3

MÉTODOS DE MODELADO Y PREDISTORSIÓN DIGITAL DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA	29
3.1 MODELADO DE LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA	29
3.1.1 Modelado de PA basado en la pseudoinversa	30
3.1.2 Modelado de PA basado en la regularización de Tikhonov	32
3.2 CARACTERIZACIÓN DE LOS PREDISTORSIONADORES DIGITALES.....	35
3.2.1 Esquema y funcionamiento del DPD	35
3.2.2 Compromiso ganancia vs. linealidad.....	37
3.2.3 Caracterización de DPD basado en la pseudoinversa	38
3.2.4 Caracterización de DPD basado en la regularización de Tikhonov	41
3.2.5 Método de validación del DPD	42

CAPÍTULO 4

ANÁLISIS Y EVALUACIÓN COMPARATIVA DE LOS MÉTODOS PROPUESTOS	46
4.1 CONSIDERACIONES PREVIAS	46
4.2 SEÑALES OFDM AMPLIFICADAS.....	49
4.2.1 Señales de salida del PA. Señales OFDM genéricas.....	50
4.2.2 Señales de salida del PA. Señales OFDM WiMAX	53
4.3 ESCENARIOS DE TRABAJO EN BASE A ORDEN Y MEMORIA DE LOS MODELOS (FUNCIÓN NO LINEAL)	55
4.4 MODELADO DE LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA	56
4.4.1 Modelado de PA. Señales OFDM WiMAX	56
4.4.2 Modelado de PA. Señales OFDM genéricas.....	59
4.5 CARACTERIZACIÓN Y VALIDACIÓN DE LOS PREDISTORSIONADORES DIGITALES	61
4.5.1 Caracterización y validación de DPD. Señales OFDM WiMAX.....	62
4.5.2 Caracterización y validación de DPD. Señales OFDM genéricas	65

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO	69
5.1 CONCLUSIONES.....	69
5.2 LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO	70

REFERENCIAS	73
--------------------------	-----------

ANEXO A

PROCESO COMPLETO DE LINEALIZACIÓN DE PA	79
A.1 CARACTERIZACIÓN DEL PA	79
A.2 CARACTERIZACIÓN DEL DPD	81
A.3 SIMULACIÓN DEL SISTEMA DPD+PA	84

ANEXO B

TÉCNICAS DE PROCESADO DIGITAL DE SEÑAL APLICADAS.	87
--	-----------

B.1 CÓDIGO MATLAB PARA LA OBTENCIÓN DEL MODELO DE PA O DE DPD MEDIANTE EL ALGORITMO DE LA REGULARIZACIÓN DE TIKHONOV	87
B.2 CÓDIGO MATLAB PARA EL CÁLCULO DE LA POTENCIA Y PAP DE LAS SEÑALES	90
B.3 CÓDIGO MATLAB PARA LA ESTIMACIÓN ESPECTRAL DE LAS SEÑALES.....	90
B.4 CÓDIGO MATLAB PARA EL CÁLCULO DEL ACPR (ADJACENT CHANNEL POWER RATIO) DE LAS SEÑALES.....	93
B.5 CÓDIGO MATLAB PARA EL CÁLCULO DEL NÚMERO DE CONDICIÓN DE MATRICES.....	94

ANEXO C

MÉTODOS DE REGULARIZACIÓN.....	97
C.1 CONCEPTOS GENERALES DE LOS MÉTODOS DE REGULARIZACIÓN	97
C.2 MÉTODOS DE REGULARIZACIÓN DIRECTOS.....	98
C.2.1 Least Squares with a Quadratic Constraint.....	98
C.2.2 Maximum Entropy Regularization	99
C.3 MÉTODOS DE REGULARIZACIÓN ITERATIVOS.....	100

ANEXO D

HOJAS TÉCNICAS.....	102
D.1 AMPLIFICADOR ZHL-2-8 DE MINI-CIRCUITS.....	103
D.2 AMPLIFICADOR CGH40006P DE CREE	105

Índice de figuras

Figura 1.1. Cronograma con el tiempo empleado en la consecución de cada una de las fases del Proyecto Fin de Carrera.

Figura 2.1. Roadmap de Mobile WiMAX y 3GPP durante los últimos años.

Figura 2.2. Diferencia entre una técnica multiportadora convencional, sin solapamiento, y con solapamiento frecuencial.

Figura 2.3. Espectro de (a) una subportadora OFDM y (b) de una señal OFDM.

Figura 2.4. Diagrama de bloques de un modulador OFDM.

Figura 2.5. Cuatro subportadoras dentro de la duración de un símbolo OFDM.

Figura 2.6. Efecto del multicamino haciendo nula la señal durante el tiempo de guarda.

Figura 2.7. Símbolo OFDM con extensión cíclica.

Figura 2.8. Densidad espectral de potencia de una señal OFDM (16-QAM) con 64 portadoras, variando el factor de roll-off del enventanado (β) entre 0 y 0,2.

Figura 2.9. Raíz cuadrada de PAP para una señal OFDM de 16 subportadoras moduladas con la misma fase inicial.

Figura 2.10. Montaje experimental de laboratorio para el tratamiento de señales y elementos de RF.

Figura 2.11. Señales OFDM genéricas de entrada al PA; dominio frecuencial.

Figura 2.12. Señales OFDM WiMAX de entrada al PA; dominio frecuencial.

Figura 3.1. Linealización mediante predistorsión digital.

Figura 3.2. Esquema para el cálculo del DPD.

Figura 3.3. Conversión AM/AM del PA y de DPD+PA para dos valores de G_{amp} ($G_{amp1} > G_{amp2}$).

Figura 3.4. Ejemplo de proceso de linealización, curvas no normalizadas.

Figura 3.5. Ejemplo de proceso de linealización, curvas normalizadas.

Figura 4.1. División de señales de entrada y salida para entrenamiento y validación cruzada.

Figura 4.2. Valores de $|NMSE_{mod}|$ y $|Dif_NMSE|$ para distintos valores de λ en la regularización de Tikhonov.

Figura 4.3. Montaje experimental de laboratorio para la generación, amplificación y captura de señales de RF.

Figura 4.4. Señales OFDM genéricas de entrada y salida del PA; dominio frecuencial. (a) OFDMgen1; (b) OFDMgen2; (c) OFDMgen3.

Figura 4.5. Señales OFDM WiMAX de entrada y salida del PA; dominio frecuencial. (a) OFDMwimax1; (b) OFDMwimax2; (c) OFDMwimax3.

Figura 4.6. Curvas de los sistemas DPD+PA y PA haciendo uso de "OFDMwimax1". (a) AM/AM; (b) AM/PM.

Figura 4.7. Curvas de los sistemas DPD+PA y PA haciendo uso de "OFDMgen2". (a) AM/AM; (b) AM/PM.

Figura A.1. Caracterización de PA. Valores de $|NMSE_{mod}|$ y $|Dif_NMSE|$ para distintos valores de λ en la regularización de Tikhonov.

Figura A.2. Conversión AM/AM para PA real (negro), PA simulado con $\lambda=1E-1$ (azul) y PA simulado con $\lambda=1E-4$ (rojo).

Figura A.3. Caracterización de DPD. Valores de $|NMSE_{mod}|$ y $|Dif_NMSE|$ para distintos valores de λ en la regularización de Tikhonov.

Figura A.4. Caracterización del DPD. Comportamiento ideal (negro), simulado con $\lambda=1E-1$ (azul) y con $\lambda=1E-10$ (rojo).

Figura A.5. Coeficientes del DPD. (a) parte real e imaginaria; (b) módulo.

Figura A.6. Comparación de señales en el proceso de linealización de PA mediante DPD.

Figura A.7. Curvas del PA y del sistema DPD+PA. (a) AM/AM; (b) AM/PM.

Índice de tablas

Tabla 2.1. Señales OFDM genéricas de entrada al PA y características.

Tabla 2.2. Señales OFDM WiMAX de entrada al PA y características.

Tabla 4.1. Señales OFDM genéricas de salida del PA y características.

Tabla 4.2. Señales OFDM WiMAX de salida del PA y características.

Tabla 4.3. Conjunto de caracterizaciones de PA llevadas a cabo (PI: pseudoinversa, RT: regularización de Tikhonov).

Tabla 4.4. Resultados de caracterización de PA para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

Tabla 4.5. Número de condición de matriz de señal, para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

Tabla 4.6. Resultados de caracterización de PA para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad y memoria altos.

Tabla 4.7. Número de condición de matriz de señal y parámetros de modelos, para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad y memoria altos.

Tabla 4.8. Resultados de caracterización de PA para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

Tabla 4.9. Número de condición de matriz de señal, para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

Tabla 4.10. Resultados de caracterización de PA para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad y memoria altos.

Tabla 4.11. Número de condición de matriz de señal y parámetros de modelo, para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad y memoria altos.

Tabla 4.12. Conjunto de caracterizaciones y validaciones de DPD llevadas a cabo (PI: pseudoinversa, RT: regularización de Tikhonov).

Tabla 4.13. Resultados de caracterización de DPD y validación de DPD+PA para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

Tabla 4.14. Número de condición de matriz de señal, para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

Tabla 4.15. Resultados de caracterización de DPD y validación de DPD+PA para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad y memoria altos.

Tabla 4.16. Número de condición de matriz de señal, para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad y memoria altos.

Tabla 4.17. Resultados de caracterización de DPD y validación de DPD+PA para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

Tabla 4.18. Número de condición de matriz de señal, para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

Tabla 4.19. Resultados de caracterización de DPD y validación de DPD+PA para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad y memoria altos.

Tabla 4.20. Número de condición de matriz de señal, para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad y memoria altos.

Tabla A.1. Resultados de estimadores en la caracterización de PA.

Tabla A.2. Resultados de estimadores en la caracterización de DPD.

Tabla A.3. Coeficientes más relevantes del DPD.

Abreviaturas y acrónimos

3GPP	3 rd Generation Partnership Project
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
CDMA	Code Division Multiple Access
DAB	Digital Audio Broadcasting
DFT	Discrete Fourier Transform
DL	Downlink
DPD	Predistorsionador Digital
DSL	Digital Subscriber Line
FFT	Fast Fourier Transform
FM	Frequency Modulation
HDTV	High Definition Television
HSPA	High-Speed Packet Access
ICI	Inter Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
LAN	Local Area Network
LTE	Long Term Evolution
MAC	Media Access Control
MC-CDMA	Multi-Carrier Code Division Multiple Access
MIMO	Multiple Input Multiple Output
NMSE	Normalized Mean Square Error
PA	Power Amplifier

PAP	Peak-to-Average Power Ratio
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
QoS	Quality of Service
RF	Radio Frecuencia
SOFDMA	Scalable OFDMA
TIC	Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
UL	Uplink
VLSI	Very-Large-Scale Integration
VoIP	Voice over Internet Protocol
VDSL	Very high bit-rate Digital Subscriber Line
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WMAN	Wireless Metropolitan Area Networks

Memoria

Capítulo 1.

Introducción

En el presente capítulo se plasma la motivación que justifica la realización del Proyecto Fin de Carrera que describe esta memoria, a la vez que se hace una breve revisión de los antecedentes y de los objetivos mismos que se pretenden alcanzar. Posteriormente se comenta la estructura de esta Memoria.

1.1 Problemática abordada y objetivos perseguidos

La creciente demanda que actualmente experimentan los servicios de las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones (TIC), que se traduce tanto en un incremento en los servicios demandados como en la calidad de los mismos, conduce a un constante desafío para los medios, equipos y sistemas que dan soporte al uso de tales tecnologías. El tráfico de las redes, el número de usuarios y la cantidad de contenidos accesibles es cada día mayor, lo cual se percibe como un reto desde el mundo de la Ingeniería al que hay que dar respuesta de la forma más eficiente posible.

De entre los numerosos aspectos que hay que contemplar en la planificación, diseño y puesta en marcha de un sistema de comunicaciones, aquellos relacionados con el espectro radioeléctrico son de suma importancia. El espectro radioeléctrico es un recurso limitado, tanto por aspectos puramente físicos, como por ejemplo pueden ser los atribuidos a las condiciones de propagación de los diferentes entornos, como por la reglamentación impuesta por los distintos organismos gubernamentales reguladores del espectro. Es por ello que los esfuerzos de aquellos que diseñan los protocolos y equipos de comunicaciones tienen que ir encaminados a hacer un uso del espectro lo más eficiente posible, siempre tratando de minimizar el ancho de banda de las transmisiones en la

medida de lo posible y de acuerdo a una calidad de servicio (QoS) adecuada según el servicio que se esté considerando: voz, imágenes, video en tiempo real... Esta tarea no es sencilla, y se proyecta sobre numerosas áreas y campos de investigación en la Ingeniería de Telecomunicación en los que se pueden llevar a cabo mejoras o nuevas aportaciones.

En este sentido, un avance importante es el que se consigue al utilizar modulaciones de alta eficiencia espectral, como son *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) [1] y *Wideband Code Division Multiple Access* (WCDMA) [2] en sus diferentes versiones. En el entorno actual son varios los estándares y sistemas de comunicaciones que hacen uso de tales modulaciones, como por ejemplo Mobile WiMAX (802.16e) y LTE, los cuales se basan en OFDMA [3]. Tales modulaciones presentan sustanciales ventajas, tales como gran eficiencia espectral traducida en un menor ancho de banda o alta protección frente a desvanecimientos por propagación multicamino y desvanecimientos selectivos en frecuencia. Sin embargo aportan un grado de complejidad desde el punto de vista de que no son modulaciones de envolvente constante, con valores del ratio de potencia pico a potencia promedio (PAP) variables, y en algunos casos elevados [4]–[5].

Tal complejidad toma su verdadero significado cuando nos paramos a pensar en los dispositivos no lineales presentes en todos los circuitos de comunicaciones: diodos, transistores... Y por supuesto, uno de los elementos fundamentales de tales circuitos, especialmente en la parte de transmisión, los amplificadores de potencia (PA). Los PA reciben una señal a su entrada y la amplifican para obtener una versión a su salida de mayor potencia, en tanto en cuanto que idealmente entrada y salida presentan idéntica forma espectral. En la medida en que esto sea así, el PA distorsiona en menor grado la señal de su entrada. No obstante los PA, como elementos activos que son, presenta un comportamiento inherente no lineal, lo cual implica que, cuando la señal a su entrada no presenta envolvente constante, la señal que se obtiene a la salida sufre un ensanchamiento espectral resultado de la aparición de productos de intermodulación. Tal ensanchamiento espectral lleva a ocupar aquellas frecuencias reservadas a los canales adyacentes, causándoles una interferencia que en determinados casos puede ser fatal y hacer inviable un sistema de comunicaciones.

Para mitigar estos efectos existen varias alternativas. La primera y más sencilla sería utilizar los amplificadores de potencia en aquella zona de trabajo en la que el comportamiento no lineal es menor, o incluso en aquellos dispositivos que lo permitan, utilizarlos en zonas de trabajo lineales. Con ellos se lograría una disminución de la potencia introducida en los canales adyacentes (recrecimiento espectral), pero a costa de una menor eficiencia energética en el uso del PA, lo cual no es atractivo y ni siquiera una solución aceptable para ciertas aplicaciones, por ejemplo en el uso de terminales móviles que requieran el uso de una batería. Otra alternativa es el uso de sistemas adicionales que corrijan la no linealidad de los amplificadores de potencia de modo que se pueda utilizar el PA en una zona de trabajo no lineal, pero logrando a su salida una versión de la señal de entrada lo menos distorsionada posible. Con ello se logra un efecto doble, ya que por un lado se minimiza el ensanchamiento espectral producido por la no linealidad del PA a la vez que no se pierde eficiencia energética en su uso, ya que se trabaja en una zona no lineal del dispositivo. Esta alternativa requiere del uso de técnicas de linealización en

amplificadores, y aunque las prestaciones finales obtenidas superan a cualquier otra alternativa, su complejidad también es mayor.

Las técnicas de linealización son diversas y variadas, y la mayoría giran en torno a una pauta común, que es la inclusión de otro subsistema no lineal que presente un comportamiento antagónico al del PA en cuanto a no linealidad se refiere. Con ello, el par formado por el linealizador junto con el PA constituye un bloque equivalente en el que los comportamientos individuales no lineales se compensan mutuamente, finalmente surgiendo un régimen de operación global lineal. La relación entre la señal de entrada y su salida cumple la condición de no distorsión (al menos, hasta cierto punto), consiguiéndose el objetivo perseguido.

Numerosas son las técnicas y sistemas que a lo largo de la literatura se han propuesto para actuar en el papel de sistema linealizador. Las técnicas tipo *Feedforward* [6] ofrecen un gran ancho de banda y un buen nivel de supresión de distorsión no lineal, pero presentan bajos niveles de eficiencia, además de un elevado coste y alta complejidad. Los métodos de tipo *Feedback* [7]-[8] presentan importantes problemas de inestabilidad, y no son adecuados para trabajar con anchos de banda elevados. Por otro lado, la Predistorsión Analógica [9] muestra importantes ventajas como su sencilla estructura, su bajo coste y las mejoras alcanzadas en el nivel de linealización. Sin embargo, al igual que otras técnicas de linealización analógicas, implica una cantidad considerable de hardware analógico adicional, así como la utilización de dispositivos no lineales cuyas características son complicadas de controlar con el grado de precisión requerido en una función de predistorsión. Por último, los métodos de Predistorsión Digital [10]-[11], exigen el uso de técnicas de procesado de la señal, pero proporcionan una mejor cancelación de los productos de intermodulación y son una de las soluciones más rentables.

Del lado del PA y como se desprende de lo hasta ahora comentado, para el diseño del linealizador es necesario conocer el comportamiento no lineal que presenta. O dicho con otras palabras, una de las primeras fases para la linealización del amplificador consiste en el estudio de su característica entrada-salida, la cual nos permitirá conocer su no linealidad para posteriormente diseñar el linealizador. Para el modelado e identificación de PAs existen, de nuevo, numerosas técnicas en la literatura. La tarea no es fácil, sino más bien lo contrario, ya que un modelo preciso es aquel que tiene en cuenta tanto las no linealidades como los efectos de memoria. Existen diversos modelos comportacionales para PA de radiofrecuencia (RF) que se han ido desarrollando a lo largo de los años, aunque la madurez de esta técnica está todavía lejos de alcanzarse, dado que los diseños de los amplificadores son cada vez más complejos, trabajando a mayores frecuencias, a más velocidad y utilizando anchos de banda cada vez más grandes. Para modelar sistemas no lineales sin memoria, las series de Volterra constituyen una buena alternativa, aunque su alta complejidad computacional las hace inviables en muchas situaciones, ya que el número de parámetros a estimar aumenta exponencialmente con el grado de no linealidad y con la longitud de la memoria. Para disminuir esta complejidad se suelen trincar las series a un determinado orden, o se utilizan versiones modificadas de éstas, como los modelos de tipo polinomial. Otros modelos como

los de *Hammerstein*, *Wiener* o *Wiener-Hammerstein* [12]-[13] presentan una complejidad inferior, y pueden ser suficientes en algunas ocasiones.

La presente memoria pretende describir el estudio de los efectos y mejoras que ofrecen las técnicas de regularización para linealización de PA con aplicación en tecnología Mobile WiMAX (802.16e). De entre las técnicas de linealización anteriormente nombradas se utilizará la de Predistorsión Digital, por su simplicidad tanto a la hora de realizar simulaciones por ordenador como en su implementación práctica.

Por otro lado, para caracterizar comportacionalmente los PA (lo que llamaremos *fase de entrenamiento*) y a partir de ello definir posteriormente el Predistorsionador Digital (DPD), se utilizará en primera instancia la técnica de la pseudoinversa y a continuación la técnica de regularización de Tikhonov, que se aplicarán a las señales de calibración necesarias en todo proceso de linealización. Caracterizando en la fase de entrenamiento y definición del DPD mediante la pseudoinversa, que no es más que una simplificación de las series de Volterra, los resultados obtenidos para las señales de calibración utilizadas son de calidad; sin embargo, cuando el sistema ya entrenado se pone a prueba con nuevas señales diferentes a las anteriores, se observa una degradación en las prestaciones globales. Es en este punto donde se justifica el interés en la aplicación de técnicas de regularización, ya que en general estas técnicas plantean modelos matemáticos diferentes que siendo aplicables para caracterizar PA y definir DPD, se suponen útiles para controlar tal diferencia de prestaciones entre fase de entrenamiento y fase de prueba con diferentes señales.

El objetivo final de aplicar la regularización de Tikhonov será conseguir una mejor caracterización de PA y DPD en la fase de entrenamiento, con el objetivo de una menor reducción de prestaciones entre ambas fases, mejorando la técnica de la pseudoinversa en la caracterización de PA y definición posterior del DPD. El objetivo es ambicioso y en su desarrollo intervienen múltiples y complejas variables, las cuales requerirán ser acotadas para no enfrentarnos ante un problema inabordable por amplio y extenso.

1.2 Contenido

La presente memoria comprende 5 capítulos. Después del actual capítulo introductorio, en el capítulo "*Distorsión no lineal en señales OFDM causada por amplificadores de Potencia*" se analiza el estándar de comunicaciones WiMAX 802.16e y la modulación OFDM, para posteriormente presentar las señales OFDM de las que se hace uso de cara a analizar los métodos propuestos de modelado y predistorsión digital de amplificadores de potencia.

Es precisamente en el siguiente capítulo, *“Métodos de Modelado y predistorsión digital de amplificadores de potencia”* donde se describen los métodos en los que se hace uso de estas señales OFDM. En primer lugar se sientan las bases del modelado de PA en base a la pseudoinversa, para posteriormente tratar el modelado de PA aplicando regularización de Tikhonov. A continuación se pasa el testigo a las técnicas de predistorsión digital; primeramente se describe el funcionamiento y aspectos implicados en la operativa de los DPD, para posteriormente abordar la caracterización de los mismos mediante técnicas de pseudoinversa y a continuación la regularización de Tikhonov. Por último se propone un método para validar la utilidad del predistorsionador digital como elemento linealizador.

El siguiente capítulo, *“Análisis y evaluación comparativa de los métodos propuestos”* incluye inicialmente consideraciones relevantes en cuanto a las clases de simulaciones realizadas y la forma en que se plantea la obtención de estimadores para evaluar los métodos propuestos. Seguidamente se analizan los modelados de los amplificadores de potencia llevados a cabo, comparando resultados al aplicar la técnica de la pseudoinversa y la regularización de Tikhonov; a continuación se efectúa un proceso similar con los predistorsionadores digitales, observando los resultados obtenidos al caracterizar y validar los mismos aplicando tanto pseudoinversa como regularización de Tikhonov.

El último capítulo, *“Conclusiones y líneas futuras de trabajo”*, recapitula los principales resultados y conclusiones que se han obtenidos en el proyecto y plantea cuáles son los caminos más destacados por los que podría seguir la línea de investigación en la que se centra el trabajo desarrollado.

Por último se adjuntan anexos que permiten complementar y dar un mayor detalle de lo tratado en los capítulos anteriores.

1.3 Cronograma

Esta memoria pretende ser una recapitulación del trabajo realizado a lo largo del Proyecto Fin de Carrera que describe, el cual se desarrolló de acuerdo a las siguientes fases diferenciadas:

FASE 1: Búsqueda y estudio bibliográfico

FASE 2: Análisis y modelado de los Amplificadores de Potencia

FASE 3: Análisis y modelado de los Predistorsionadores Digitales

FASE 4: Análisis de la regularización de Tikhonov

FASE 5: Escritura de la memoria

El siguiente cronograma permite conocer el tiempo invertido en cada una de las fases listadas:

	MES 1		MES 2		MES 3		MES 4		MES 5		MES 6		MES 7		MES 8	
	1/2	2/2	1/2	2/2	1/2	2/2	1/2	2/2	1/2	2/2	1/2	2/2	1/2	2/2	1/2	2/2
FASE 1																
FASE 2																
FASE 3																
FASE 4																
FASE 5																

Figura 1.1. Cronograma con el tiempo empleado en la consecución de cada una de las fases del Proyecto Fin de Carrera.

Capítulo 2.

Distorsión no lineal en señales OFDM causada por amplificadores de Potencia

En el presente capítulo se hace un análisis del escenario de trabajo y sus herramientas básicas, las señales de radiofrecuencia. Se hace una breve descripción de la tecnología WiMAX 802.16e y de la modulación OFDM y se analizan las señales que se usan a lo largo del Proyecto Fin de Carrera.

2.1 El estándar WiMAX 802.16e

El estándar IEEE 802.16 engloba las normas correspondientes a un determinado sistema de comunicaciones de área amplia (*wireless metropolitan area networks, WMAN*), comúnmente conocido en diversos ámbitos como WiMAX. A grandes rasgos, proporciona la tecnología para soportar conectividad de banda ancha y servicios como voz, datos o video. Los estándares cubren en su definición la especificación de la interfaz aire, el protocolo de control de acceso al medio (MAC) y múltiples especificaciones de la capa física. El organismo que se encarga de promover el desarrollo del estándar es el “*Wimax Forum*”, promoviendo los avances tecnológicos, interoperabilidad entre fabricantes, cubriendo labores de promoción y marketing...

La evolución del estándar se ha llevado a cabo desde las primeras versiones publicadas a principios de la década anterior hasta las más recientes, para incorporar los nuevos avances tecnológicos y adaptarse a las necesidades que iban surgiendo en un mercado cada vez más exigente.

Así, en diciembre de 2005 el IEEE ratificó el estándar WiMAX 802.16e-2005 (Mobile WiMAX). Siguiendo la línea de los estándares WiMAX hasta la fecha desarrollados, la nueva norma vino a añadir los atributos y características necesarias para soportar la

movilidad de terminales. Los trabajos continuaron durante los meses siguientes, y desde *WiMAX Forum* se continuó la labor para el desarrollo de procesos de certificación y para definir la arquitectura de red necesaria para implementar una red final *end-to-end* basada en el estándar.

En términos generales Mobile WiMAX es una tecnología *wireless* de banda ancha, para las bandas de frecuencia entre los 2 y 11 GHz licenciadas, que hace uso de las últimas y más avanzadas técnicas para asegurar una experiencia de usuario final sin comparación hasta la fecha en cuanto a calidad y prestaciones de servicio. Por ejemplo en el estándar se introduce la técnica de modulación OFDMA escalable (SOFDMA) que ofrece anchos de banda de canal variables, de 1,25 MHz a 20 MHz (1,25, 5, 10 o 20 MHz), para soportar distintos requisitos de usuario y hacer un uso eficiente del espectro disponible.

Mobile WiMAX puede alcanzar velocidades de transferencia de datos de hasta decenas de Mbps por canal, combinado con baja latencia de transmisión, características esenciales para desarrollar aplicaciones de banda ancha como video streamig o VoIP con alta QoS. A su vez, el desarrollo del estándar también permite la compatibilidad en la calidad del servicio entre Mobile WiMAX y servicios de banda ancha no inalámbricos como DSL, condición importante para el éxito en la penetración y consolidación en mercados como pueden ser Internet en dispositivos móviles.

La arquitectura escalable, la alta capacidad de datos y el bajo coste de despliegue hacen de Mobile WiMAX una solución de referencia para las aplicaciones *wireless* de banda ancha. Además, siendo un estándar abierto permite que se cree un escenario de libre competencia entre las empresas a nivel mundial que beneficia al usuario final con precios más bajos y mejoras constantes en productos y prestaciones, lo que incluso abre la puerta a la penetración en mercados como los de los países en vías de desarrollo con las numerosas y valiosas ventajas que ello puede aportar a sus comunidades. En esta línea, numerosas empresas han contribuido al desarrollo de la tecnología y han anunciado planes de lanzamiento de productos. La interoperabilidad entre terminales y/o estaciones base de diferentes fabricantes quedan aseguradas a través de los procesos de certificación desarrollados por WiMAX Forum, protegiendo la inversión inicial del cliente final y asegurando una verdadera competencia de libre mercado entre fabricantes.

Algunas de las características de vanguardia que ofrece Mobile WiMAX son las siguientes:

- **Alta capacidad de datos:** la inclusión de técnicas MIMO en las antenas, esquemas de sub-canalización flexible, modulaciones basadas en OFDM de alta eficiencia espectral y técnicas de *Advanced Coding* proporcionan capacidades en el DL de hasta 63 Mbps, y en el UL de hasta 28 Mbps en canalizaciones de 10 MHz.
- **Calidad de servicio (QoS):** el objetivo fundamental de la capa MAC de la familia de estándares IEEE 802.16 es asegurar la calidad de servicio. Diferentes clases de QoS son definidas de acuerdo a los requerimientos de diferentes aplicaciones de

usuario. En base a ello se utilizan diferentes técnicas y protocolos para garantizar la QoS a las aplicaciones finales de usuario.

- **Escalabilidad:** a pesar de una economía mundial cada vez más globalizada, la asignación de recursos espectrales para tecnología *wireless* de banda ancha varía mucho entre países. Mobile WiMAX es capaz de operar con diferentes anchos de banda de canal desde 1.25 MHz hasta 20 MHz, para cumplir las diferentes y diversas regulaciones nacionales.
- **Seguridad:** algoritmos de última generación toman parte en las tareas de autenticación de terminales o cifrado de los datos. El estándar también incluye soporte para credenciales de usuario de tipo tarjetas SIM/USIM, Smart Cards, Certificados Digitales o Username/Password.
- **Movilidad:** con latencias al realizar el *handover* inferiores a los 50 ms, aplicaciones en tiempo real como VoIP quedan garantizadas sin degradación en el servicio.

La figura 2.1 permite visualizar el Roadmap de Mobile WiMAX en comparación con el Roadmap que 3GPP ha ido desarrollando a lo largo de los últimos años para ofrecer comunicaciones radio de última generación. Rivalen en la conquista del mercado de las comunicaciones de banda ancha inalámbricas, tanto Mobile WiMAX como HSPA primeramente y después LTE hacen uso de las últimas técnicas desarrolladas para ofrecer las más altas prestaciones y fiabilidad en los sistemas. No obstante se observa como en lo referente a la modulación, el mercado se ha dirigido hacia sistemas basados en modulación OFDM.

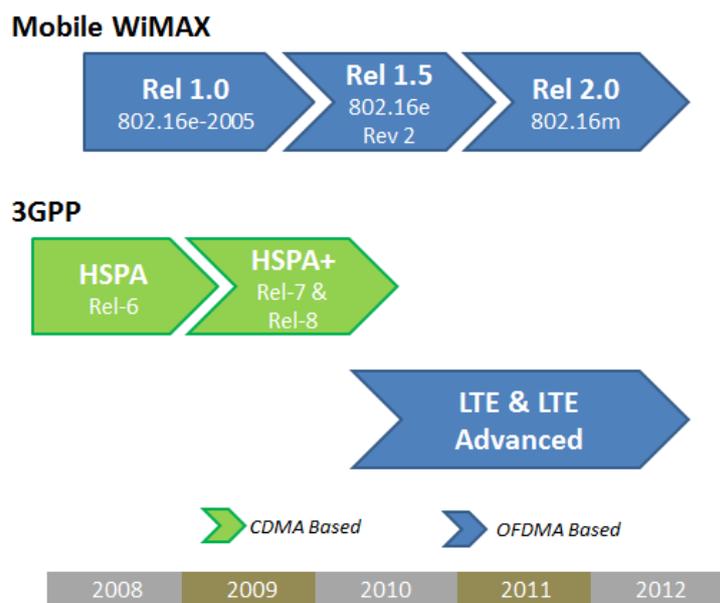


Figura 2.1. Roadmap de Mobile WiMAX y 3GPP durante los últimos años.

2.2 Modulación OFDM

OFDM (Orthogonal Frequency División Multiplexing) es un tipo de modulación multiportadora que se ha estandarizado recientemente en varios sistemas de comunicaciones en los que la propagación multicamino y/o interferencias constituyen un problema, gracias a su buen comportamiento ante este tipo de situaciones.

OFDM es un caso especial de transmisión multiportadora, donde una trama de datos se transmite sobre un número de subportadoras de baja velocidad. Una de las principales razones de usar OFDM es su robustez frente a desvanecimientos de frecuencia o interferencias de banda estrecha. En un sistema de una sola portadora, un simple desvanecimiento o interferencia puede producir la caída total del enlace, pero en un sistema multiportadora, sólo un pequeño porcentaje de las subportadoras se verá afectado. Estos errores se pueden subsanar mediante la corrección de errores gracias a la codificación de canal. El concepto de transmisión datos en paralelo y multiplexación en frecuencia fue publicado a mitad de los años 1960.

En un sistema clásico de datos en paralelo, la banda de frecuencia de la señal total se divide en N subcanales de frecuencia no solapados. Cada subcanal se modula con un símbolo por separado y posteriormente los N subcanales se multiplexan en frecuencia. El principio básico de OFDM es dividir una trama de datos de alta velocidad en un número de tramas de menor velocidad y que se transmiten simultáneamente sobre varias subportadoras. Parece una filosofía razonable el evitar el solapamiento espectral de los canales y eliminar interferencias entre ellos. Sin embargo, esto implica un uso ineficiente del espectro de frecuencia disponible. Para compensar esta ineficiencia, las ideas propuestas a mediados de los años 60 fueron el uso de datos en paralelo pero con multiplexación en frecuencia con los subcanales solapados. La figura 2.1 muestra la diferencia entre una técnica multiportadora convencional, sin solapamiento, y una con solapamiento frecuencial. Se puede observar cómo la ganancia en ancho de banda puede llegar a ser de hasta el 50%. Claro está que, si se lleva a cabo la técnica multiportadora con solapamiento, se necesitará reducir la interferencia entre los subcanales, para ello se necesita que exista ortogonalidad entre las diferentes portadoras moduladas.

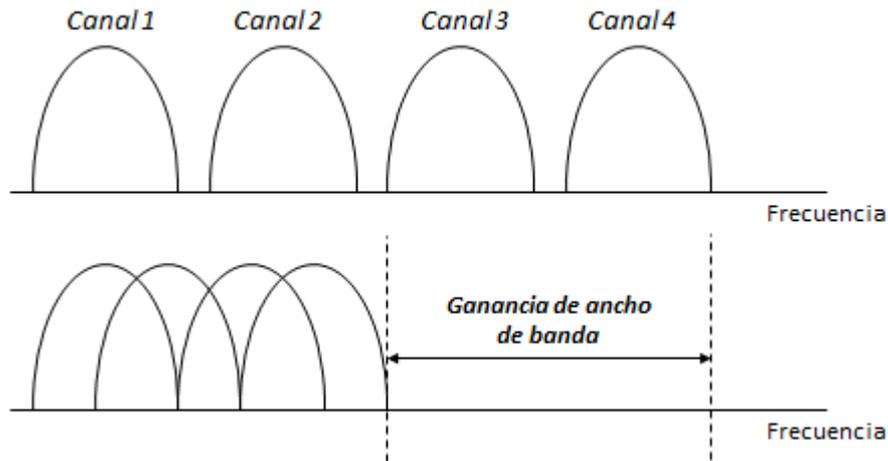


Figura 2.2. Diferencia entre una técnica multiportadora convencional, sin solapamiento, y con solapamiento frecuencial.

La palabra ortogonal nos indica que hay una relación matemática entre las frecuencias de las portadoras en el sistema. En un sistema normal de multiplexación en frecuencia, muchas de las portadoras son distribuidas de tal manera que las señales puedan recibirse adecuadamente usando filtros y demoduladores convencionales. En estos receptores, se introducen entre las diferentes portadoras bandas de guarda, lo que reduce la eficiencia espectral.

Es posible organizar adecuadamente las portadoras en una señal OFDM para que las bandas laterales de cada una de las portadoras se solapen y la señal se pueda recibir sin ningún tipo de interferencia en el canal adyacente. Para que esto suceda las portadoras deben ser matemáticamente ortogonales. Así el receptor actúa como un banco de demoduladores, trasladando cada subportadora a banda base. Si todas las portadoras abordan a las demás frecuencias que, en el dominio temporal, tienen un número completo de ciclos del periodo de símbolo T , entonces al final se anula la contribución de todas las demás portadoras. Por lo tanto, se puede decir que las portadoras son linealmente independientes (ortogonales) si el espaciado entre ellas es un múltiplo de $1/T$.

Muchos investigadores defienden que los esquemas de transmisión multiportadora altamente eficientes están basados en portadoras con frecuencias ortogonales. En 1971, Weinstein y Ebert aplicaron la transformada discreta de Fourier (DFT) a sistemas de transmisión de datos en paralelo como parte de los procesos de modulación y demodulación. La figura 2.3(a) muestra el espectro de un dato de una portadora. La figura 2.3(b) muestra el espectro de la señal OFDM, multiplexada con un espaciado entre las subportadoras igual a la velocidad de transmisión de cada canal. Se puede observar cómo en la frecuencia central de cada subportadora no hay interferencia de otros canales. Por lo tanto, si se usa la DFT en el receptor y se calcula la correlación con la frecuencia central de cada subportadora, podremos recuperar el dato transmitido sin

ningún tipo de interferencia. Así, usando la técnica multiportadora basada en la DFT, la multiplexación en frecuencia se puede realizar mediante un procesamiento banda base en vez de por filtrado paso banda. Además, para eliminar los bancos de osciladores de las subportadoras y demoduladores coherentes que se necesitan en un sistema de multiplexación en frecuencia, se pueden realizar implementaciones completamente digitales mediante hardware específico que realizan la transformada rápida de Fourier (FFT), que es una implementación eficiente de la DFT. Actualmente, gracias a los avances en tecnología VLSI, se pueden conseguir chips comerciales de alta velocidad y gran capacidad para implementar dichos algoritmos. Usando este método, tanto el transmisor como el receptor se pueden implementar mediante FFT, lo que permite reducir el número de operaciones.

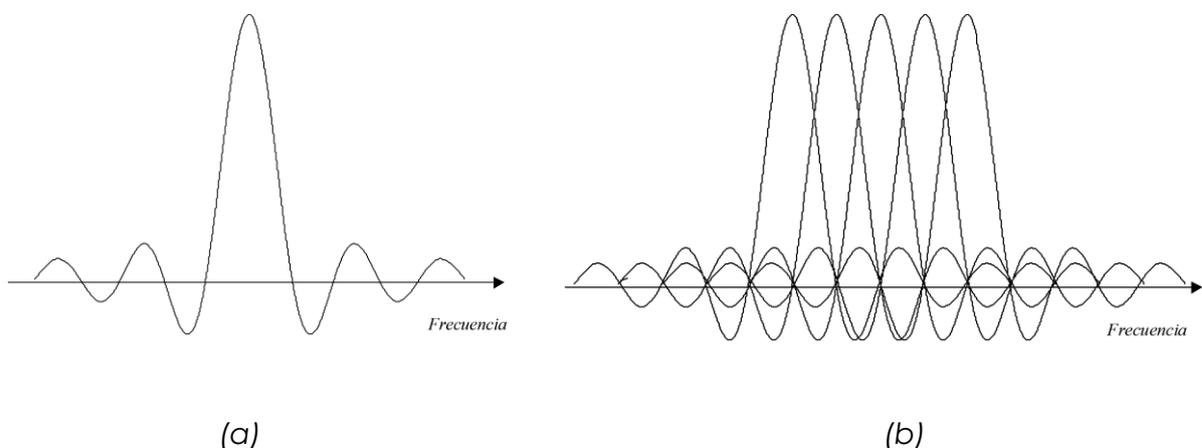


Figura 2.3. Espectro de (a) una subportadora OFDM y (b) de una señal OFDM.

En los años 1980, la modulación OFDM se estudió para módems de alta velocidad, comunicaciones móviles digitales y grabación de alta densidad. En los años 1990, OFDM fue explotada para comunicaciones de datos de banda ancha sobre canales de radio FM. Actualmente, se utiliza en redes inalámbricas LAN 802.11a, 802.11g, en comunicaciones de alta velocidad por vía telefónica como ADSL (6 Mbps), VDSL (100 Mbps), en sistemas MC-CDMA (combinación de CDMA y OFDM) y en radioemisión de audio digital (DAB) y de televisión terrestre de alta definición (HDVT).

Como se ha comentado, el principio básico de OFDM es dividir una elevada tasa de datos en varias tasas más bajas que son transmitidas simultáneamente por varias subportadoras. Como cada una de estas subportadoras trabaja a una tasa más baja de lo que lo haría una sola portadora, la duración del tiempo de símbolo aumenta y la dispersión temporal causada por la dispersión del retardo multicamino disminuye. La interferencia intersimbólica se elimina casi completamente introduciendo un tiempo de guarda entre símbolos OFDM.

Al diseñar un sistema OFDM, hay que considerar gran cantidad de parámetros como el número de subportadoras, tiempo de guarda, duración de símbolo, separación frecuencial entre subportadoras o el tipo de modulación utilizada en cada subportadora. La elección de estos parámetros está influida por algunos requerimientos del sistema como son el ancho de banda disponible, tasa de bit necesaria y dispersión del retardo permitida.

Una señal OFDM es el resultado de sumar un determinado número de subportadoras, las cuales son moduladas usando una modulación de cambio de fase (Phase Shift Keying) o una modulación de amplitud en cuadratura (Quadrature Amplitude Modulation). Si utilizamos esta última modulación y denominamos:

d_i : Símbolos complejos QAM

N_s : Número de subportadoras

T : Duración de símbolo

f_c : Frecuencia de portadora

Entonces, un símbolo OFDM que comienza en el instante $t = t_s$ se define de la siguiente manera:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s-1}{2}} d_{i+N_s/2} \cdot \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t-t_s) \right) \right\} \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s(t) = 0 \quad t < t_s \quad \wedge \quad t > t_s + T$$
(2.1)

A menudo, se utiliza el equivalente paso bajo de dicha expresión:

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

$$s(t) = 0 \quad t < t_s \quad \wedge \quad t > t_s + T$$
(2.2)

En esta expresión, las partes real e imaginaria corresponden a las componentes en fase y cuadratura de una señal OFDM, que debe ser multiplicada por un coseno y un seno a la frecuencia de la portadora para obtener la señal OFDM, tal y como se muestra en la figura 2.4.

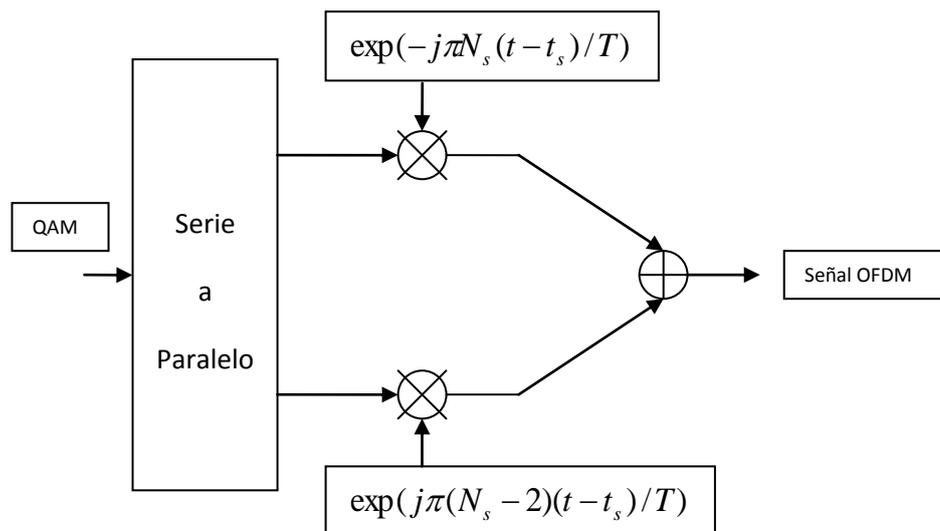


Figura 2.4. Diagrama de bloques de un modulador OFDM.

Una de las propiedades más importantes de una señal OFDM es la ortogonalidad entre subportadoras. En la figura 2.5 se muestran cuatro subportadoras de una señal OFDM. Se comprueba cómo todas ellas tienen la misma fase y amplitud, aunque en la práctica tanto amplitud como fase pueden ser diferentes en cada subportadora. Debido a la ortogonalidad entre éstas, cada una de ellas tiene exactamente un número entero de ciclos en el intervalo de duración T y el número de ciclos entre subportadoras adyacentes difiere en uno.

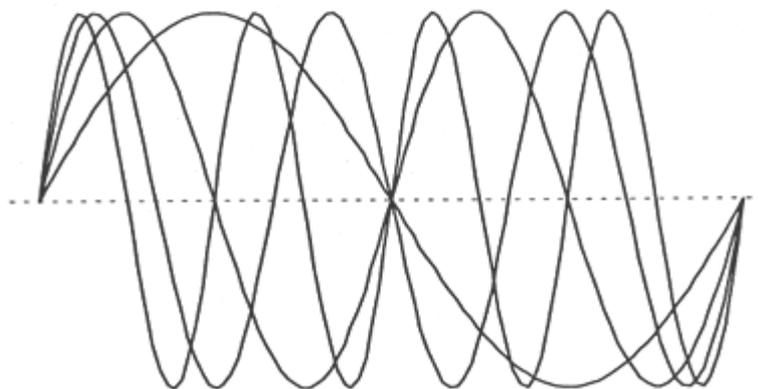


Figura 2.5. Cuatro subportadoras dentro de la duración de un símbolo OFDM.

Una de las ventajas de la señal OFDM es que se puede obtener utilizando el algoritmo de la FFT. La señal banda base compleja OFDM definida en (2.2) no es más que la Transformada Inversa de Fourier de N_s símbolos de entrada QAM. El equivalente discreto

temporal es la Transformada Discreta de Fourier Inversa (IDFT) definida en (2.3), donde el tiempo t se reemplaza por el número de muestra n :

$$s(n) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp(j2\pi \frac{in}{N}) \quad (2.3)$$

En la práctica esta transformada se implementa de manera muy eficiente por medio de la IFFT (Inverse Fast Fourier Transform). Una IDFT de N puntos requiere un total de N^2 multiplicaciones complejas, que normalmente son rotaciones de fase. También son necesarias sumas en el cálculo de la IDFT, pero su complejidad es muchísimo menor que la de un multiplicador o un rotador de fase, por lo que se consideran sólo las multiplicaciones para la comparativa entre IDFT e IFFT. Si se toma un valor de N múltiplo de 2, la IFFT requiere sólo $(N/2)\log_2(N)$ multiplicaciones complejas. La diferencia es especialmente importante cuando aumenta el número de subportadoras, ya que la complejidad de la IDFT crece cuadráticamente con N , mientras que la de la IFFT crece poco más que una lineal.

Además, la facilidad de implementación de OFDM respecto a una modulación de una sola portadora se hace evidente en caso de existencia de dispersión de retardo elevada. En un sistema de una sola portadora, la complejidad es determinada por el ecualizador, el cual es necesario si la dispersión del retardo es superior al 10% de la duración del símbolo. OFDM no requiere ecualizador, aunque su complejidad está determinada por la FFT.

Una de las razones más importantes para utilizar OFDM es su eficiencia a la hora de tratar la dispersión del retardo multicamino. Para eliminar la interferencia intersimbólica casi completamente, se introduce un tiempo de guarda en cada símbolo OFDM. El tiempo de guarda es elegido mayor que la dispersión del retardo esperada, de forma que las componentes multicamino de un símbolo no puedan interferir al siguiente símbolo.

Podríamos pensar que el tiempo de guarda consistiría en unos instantes de tiempo en los que la señal fuese nula. Sin embargo, si fuese así, se incrementaría la interferencia entre portadoras, ya que no habría ortogonalidad entre ellas. Esto se puede observar en la figura 2.6, donde se muestra la señal recibida de la subportadora número 1 y la recibida de la subportadora número 2 con un cierto retardo temporal.

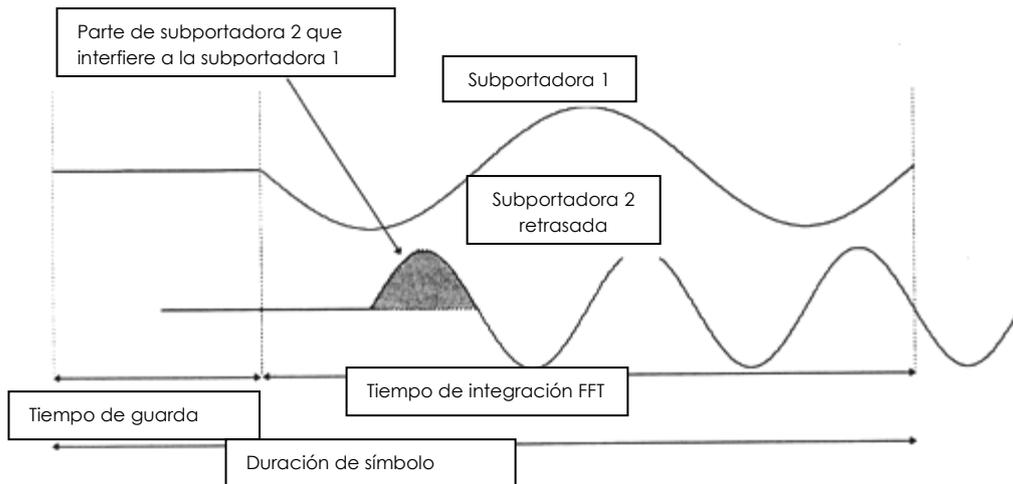


Figura 2.6. Efecto del multicamino haciendo nula la señal durante el tiempo de guarda.

Cuando el receptor intenta demodular la primera subportadora, encontrará alguna interferencia de la segunda, ya que dentro del intervalo de la FFT no hay un número entero de diferencia de ciclos entre ambas subportadoras.

Para eliminar la interferencia entre subportadoras (ICI), el símbolo OFDM se prolonga cíclicamente durante el tiempo de guarda, como se observa en la figura 2.7.

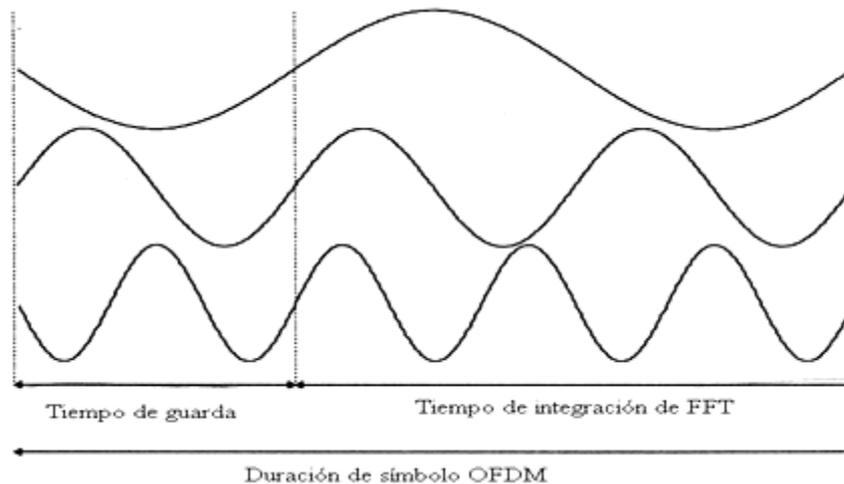


Figura 2.7. Símbolo OFDM con extensión cíclica.

Esto asegura que las réplicas retrasadas temporalmente del símbolo OFDM siempre tengan un número entero de ciclos dentro del intervalo de la FFT, siempre que el retardo

sea inferior al tiempo de guarda. Como resultado, las señales multicamino con retardos menores que el tiempo de guarda no causarán interferencia entre subportadoras.

Elección de parámetros OFDM

La elección de varios parámetros a la hora de generar una señal OFDM dependerá de los requerimientos impuestos, los cuales pueden llevar a ciertos compromisos entre los mismos. Normalmente hay tres requerimientos principales: ancho de banda, tasa de bit y dispersión del retardo. Este último tiene asociado directamente un tiempo de guarda. Como norma general, el tiempo de guarda debe ser dos o cuatro veces la raíz cuadrada de la dispersión del retardo. Este valor depende del tipo de modulación utilizada. Modulaciones de elevado orden como la 64-QAM son más sensibles a la interferencia intersimbólica (ISI) o a la interferencia entre portadoras (ICI). La duración de símbolo debería ser mucho mayor que el tiempo de guarda, para evitar una excesiva pérdida de relación señal a ruido. En la práctica, se suele tomar una duración de símbolo de al menos cinco veces el tiempo de guarda. Una vez definido la duración del tiempo de símbolo y del tiempo de guarda, el número de subportadoras se obtiene directamente como el ancho de banda requerido dividido entre la separación que hay entre portadoras, siendo este último el inverso de la duración de símbolo menos el tiempo de guarda. Finalmente, la tasa de bit por subportadora queda definida por la modulación.

Enventanado

Una señal OFDM está formada por la suma de varias subportadoras no filtradas. Como resultado, la contribución espectral fuera de banda decae muy lentamente, de acuerdo con una función *sinc*. Para que el espectro decaiga más rápidamente, se aplica un enventanado a los símbolos OFDM. Si se enventana un símbolo OFDM, se consigue que su amplitud en los límites con otro símbolo tienda a cero de forma suave. Una ventana típicamente utilizada es la ventana de coseno realzado, definida como:

$$w(t) = \begin{cases} 0,5 + 0,5 \cos\left(\pi + \frac{t\pi}{\beta T_s}\right) & 0 \leq t \leq \beta T_s \\ 1 & \beta T_s \leq t \leq T_s \\ 0,5 + 0,5 \cos\left(\frac{(t - T_s)\pi}{\beta T_s}\right) & T_s \leq t \leq (1 + \beta)T_s \end{cases}$$

(2.4)

donde:

β : Factor de roll-off

T_s : Tiempo de símbolo = Tiempo de símbolo útil + Tiempo de guarda

T_s es menor que la duración total del símbolo para permitir que símbolos adyacentes se solapen parcialmente según el factor de roll-off. De este modo, la expresión del símbolo OFDM que comienza en el instante $t = T_s$ es:

$$s_k(t) = \text{Re} \left\{ w(t - t_s) \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s(k+\frac{1}{2})} \exp(j2\pi(f_c - \frac{i+0.5}{T})(t - t_s - T_{\text{prefix}})) \right\}$$

$$s_k(t) = 0 \quad \begin{matrix} t_s \leq t \leq t_s + T_s(1 + \beta) \\ t < t_s \wedge t > t_s + T_s(1 + \beta) \end{matrix}$$

(2.5)

donde T_{prefix} es el tiempo de guarda previo.

Dependiendo del factor de roll-off elegido, se obtendrá un decaimiento del espectro más rápido o más lento. Si el valor de β es elevado, el espectro decaerá rápidamente, y si es pequeño, lo hará más lentamente, tal y como se observa en la figura 2.8. Esto podría llevarnos a pensar que la mejor opción sería elegir un valor muy elevado de β . Sin embargo, esto no es posible, ya que al aumentar el factor de roll-off, aumenta el solapamiento temporal entre símbolos consecutivos, por lo que la dispersión de retardo que puede soportar la señal se ve reducida. Por lo tanto, hay un compromiso entre la rapidez con la que se quiere que decaiga el espectro y la dispersión del retardo que debe soportar la señal OFDM.

Además del enventanado, también es posible utilizar técnicas de filtrado para reducir el espectro producido fuera de banda. Convolucionar en tiempo equivale a multiplicar en frecuencia, de modo que dicha multiplicación atenúe el espectro que aparece en bandas adyacentes. Cuando se utilizan filtros es importante no introducir efectos de rizado en la envolvente de la señal OFDM. Al filtrar una señal, quedarán "colas" como consecuencia de los transitorios de la convolución, que pueden ser mayores que la región en la que se produce solapamiento cuando se usa enventanado. En este caso, disminuiría la tolerancia de la señal OFDM a la dispersión del retardo. Además, las técnicas de filtrado digital son más complejas de implementar que el enventanado, ya que el número de multiplicaciones que se requiere para realizar una convolución es muy superior al número de multiplicaciones necesarias para realizar un enventanado.

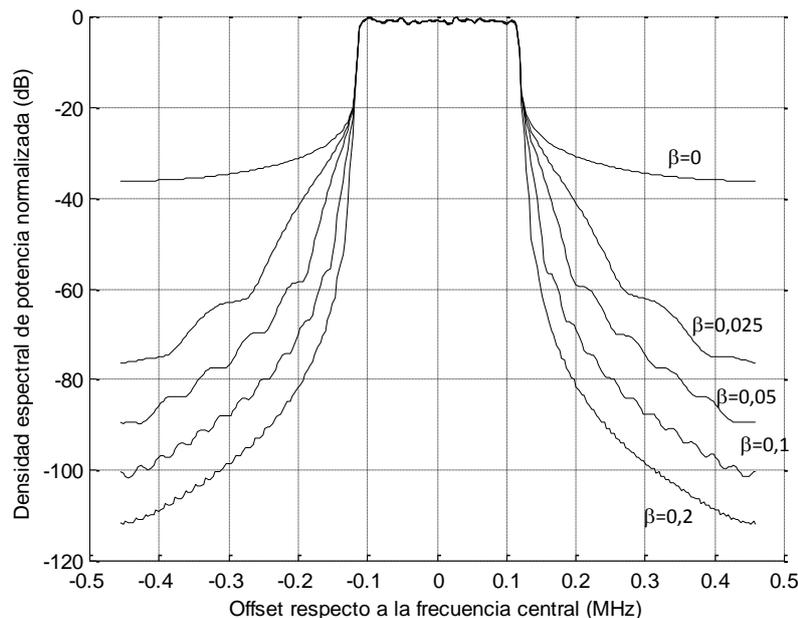


Figura 2.8. Densidad espectral de potencia de una señal OFDM (16-QAM) con 64 portadoras, variando el factor de roll-off del enventanado (β) entre 0 y 0,2.

El problema de la potencia de pico

Una señal OFDM se obtiene sumando un número de subportadoras moduladas independientemente, las cuales pueden dar un elevado valor de relación pico a potencia media (PAP) cuando se suman de forma coherente. Cuando N señales se suman con la misma fase, producen un pico de potencia de valor N veces la potencia media. Este efecto se puede observar en la figura 2.9, donde la potencia de pico es 16 veces la potencia media.

La potencia de pico se define como la potencia de un seno con una amplitud igual al máximo valor de la envolvente.

Un valor alto de la relación PAP tiene desventajas como el incremento en la complejidad de los conversores analógico-digital y digital-analógico y en una reducción en la eficiencia del amplificador de potencia de RF. Hay varias técnicas para reducir el PAP, que se pueden catalogar en tres categorías. En primer lugar, hay técnicas de distorsión de la señal que reducen las amplitudes de pico simplemente distorsionando (no linealmente) la señal o redondeando el pico. Ejemplos de estas técnicas son el clipping, el enventanado de pico o la cancelación de pico. La segunda categoría está basada en técnicas de codificación que usan un código especial de corrección forward de errores que excluye los símbolos OFDM que tienen una relación PAP alta. La tercera técnica está basada en aleatorizar cada símbolo OFDM con diferentes secuencias de scrambling y seleccionar la secuencia con menor relación PAP.

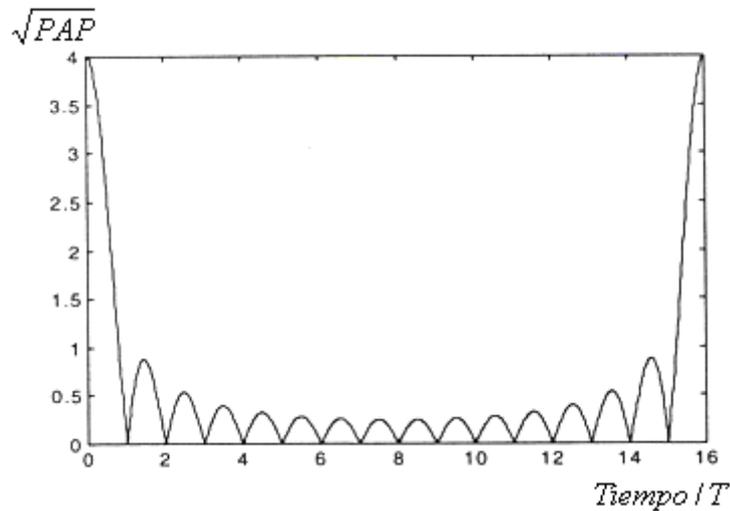


Figura 2.9. Raíz cuadrada de PAP para una señal OFDM de 16 subportadoras moduladas con la misma fase inicial.

A. Clipping, eventanado de pico y cancelación de pico

La manera más simple de reducir la relación PAP es recortar la señal, de tal manera que los picos de señal que sobrepasen un umbral se vean limitados a un nivel máximo. Aunque esta técnica es la más simple, existen problemas asociados a la misma. En primer lugar, este método introduce distorsión en amplitud de la señal OFDM que empeora la probabilidad de error en el bit (BER). Además, la distorsión no lineal de la señal OFDM aumenta significativamente el nivel de señal fuera de banda. Esta técnica puede verse como la multiplicación de la señal OFDM por una ventana rectangular, que es 1 si la amplitud de la señal está por debajo de un umbral y menor de 1 si la amplitud está por encima de ese umbral y debe ser recortada.

El espectro de la señal OFDM recortada será el espectro de una señal OFDM convolucionada con el espectro de una señal rectangular. Las características del espectro fuera de banda vendrán determinadas por el espectro más ancho de las dos señales, que en este caso es el de la ventana rectangular. Para solucionar el problema fuera de banda que produce la técnica de recorte o "clipping", se puede multiplicar los picos de señal con otro tipo de ventanas que no sean rectangulares. Si lo que se quiere es minimizar la interferencia fuera de banda, lo mejor será utilizar una ventana lo más estrecha posible. Por otro lado la ventana no debe ser demasiado larga en el tiempo, porque esto implica que muchas de las muestras de la señal OFDM se vean afectadas, lo cual incrementa la probabilidad de bit erróneo (BER).

B. Codificación

Sólo una pequeña fracción de todos los posibles símbolos OFDM tienen un valor excesivamente elevado de relación PAP. Esto sugiere una solución para disminuirlo basada en codificación. La relación PAP puede ser reducida usando un código que sólo produce símbolos OFDM para aquellos cuyo valor de PAP está por debajo de un nivel determinado.

C. Técnicas de aleatorización

Estas técnicas se podrían ver como un caso particular de las anteriores basadas en codificación. La diferencia entre ambas es que las técnicas de aleatorización no intentan combinar códigos de corrección de errores y reducción de PAP como se hace en las de codificación. La idea básica de este método consiste en que para cada símbolo OFDM, la secuencia de entrada es aleatorizada por un cierto número de secuencias de aleatorización. Se transmitirá la señal de salida con el valor de PAP más bajo.

La problemática del alto valor de la relación PAP en este tipo de modulación obliga a trabajar a la etapa amplificadora con altos niveles de backoff para obtener un valor aceptable de interferencia fuera de banda en la señal de salida. Esto conlleva una pérdida sustancial de la eficiencia en potencia del sistema de transmisión. Esta problemática es uno de los puntos clave del presente proyecto, donde se propone una solución basada en técnicas de linealización de amplificadores que permite reducir el nivel de backoff del amplificador de potencia para conseguir un determinado valor de interferencia fuera de banda.

2.3 Análisis de señales de entrada de validación de los algoritmos propuestos

2.3.1 Señales OFDM de Test

Para realizar el análisis de las prestaciones ofrecidas por la regularización de Tikhonov aplicada a la predistorsión digital de PA se han utilizado señales propias de la tecnología WiMAX objeto de aplicación del presente proyecto, es decir señales OFDM. Mientras que algunos autores han apuntado al uso de otro tipo de señales distintas a las que posteriormente se van a utilizar en la aplicación real del PA, no es objeto del presente

proyecto tratar de encontrar aquella señal óptima de cara a medir las prestaciones en la aplicación de la regularización de Tikhonov en la predistorsión digital de PA.

No obstante, el estudio se ha diversificado en dos variantes. La primera usa señales OFDM genéricas, no acordes a la definición recogida en el estándar WiMAX, mientras que la segunda hace uso de señales OFDM tal cual son especificadas en la norma WiMAX. La motivación de diversificar de tal manera las posteriores pruebas radica en realizar un estudio más amplio a partir de la comparación de dos familias de resultados, por un lado los obtenidos para señales OFDM genéricas y por otro lado para señales OFDM WiMAX, pretendiendo no limitarnos al uso de una sola familia de señales y con ello condicionar el estudio a aquellas restricciones que pudieran aparecer como resultado de las peculiares características de tales señales.

Recapitulando diremos que se ha trabajado con señales de modulación OFDM, las cuales se han utilizado con el siguiente objetivo:

- Obtener y caracterizar el modelo de comportamiento de los PA. Se utilizarán técnicas basadas en la pseudoinversa y técnicas que hacen uso de regularización de Tikhonov.
- Obtener y caracterizar la descripción del DPD. De nuevo, se hará uso de pseudoinversa y de regularización de Tikhonov.
- Estudiar las prestaciones obtenidas mediante la aplicación de la regularización de Tikhonov a la predistorsión digital de PA, comparando con el caso en el que no se aplica ninguna técnica de linealización.

En vista de tales objetivos, se generaron y utilizaron 3 señales OFDM de entrada al PA acordes a la especificación del estándar WiMAX 802.16e-2005, y 3 señales OFDM genéricas de entrada al PA no cumpliendo tales especificaciones. Se planteó como requisito imprescindible para las señales generadas que cubrieran el rango de trabajo de los PA en cuanto a potencia de entrada para obtener una descripción fiable y lo más fidedigna posible de estos PA; o dicho de otro modo, obtener una curva descriptiva del PA cubriendo todo el margen de trabajo del mismo.

2.3.2 Generación, manipulación y captura de señales

El montaje experimental utilizado para el tratamiento de las señales y elementos de RF es el que se muestra en la figura 2.10 junto con sus correspondientes aclaraciones:

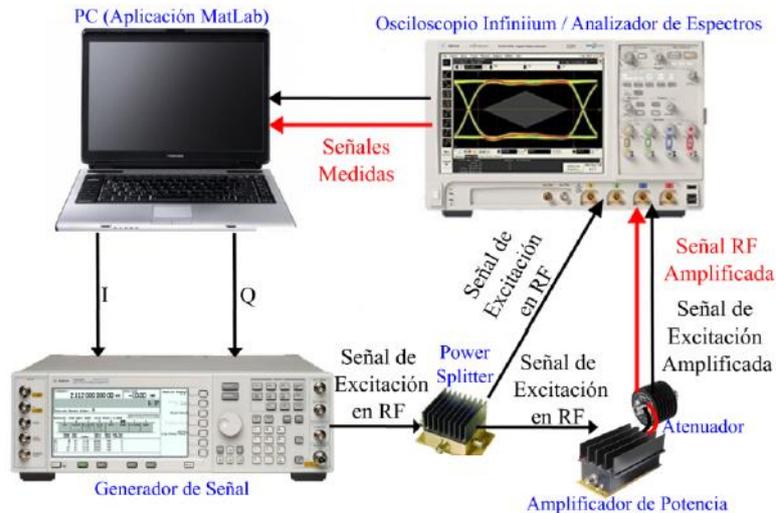


Figura 2.10. Montaje experimental de laboratorio para el tratamiento de señales y elementos de RF.

El montaje incluye los elementos necesarios para la generación de las señales de RF, su posterior amplificación (PA como elemento activo), y los equipos de medida necesarios para medir y caracterizar las señales de entrada y salida del PA.

Considerando la generación de señales, se parte de un PC que incluye la aplicación informática MATLAB. En primer lugar, se genera con MATLAB los archivos de datos que contienen las muestras de la señal a generar. A través de las bibliotecas necesarias se ejecutan los archivos con las muestras de la señal y se obtienen las componentes en fase y cuadratura de la señal discreta a través de los puertos de salida del PC. Estas componentes en fase y cuadratura se utilizan como entrada de un generador de señal (Agilent E4438C), el cual realizará la conversión a la señal de RF de entrada al PA. Es decir realiza la conversión D/A y modula la señal a la frecuencia deseada, obteniéndose con ello una señal continua en tiempo que es nuestra señal de entrada.

Previo paso a atacar el PA con la señal de entrada, ésta pasa a través de un divisor de potencia (splitter) con el objetivo de obtener y medir la señal de entrada al PA. Con ello, del splitter obtenemos dos salidas idénticas: la primera de ellas se dirige directamente al osciloscopio de medida (Agilent Infiniium DSA90804A, con la aplicación Analizador Vectorial de Señales (VSA) incorporada para la captura), y la otra se dirige a la entrada del PA.

El PA recibe la señal de entrada y realiza la amplificación, obteniéndose por su puerto de salida la señal de salida ya amplificada. Tal señal de salida pasa a través de un atenuador previa entrada al osciloscopio, para con ello modificar su nivel de potencia y que el osciloscopio no se pueda ver dañado por una señal de excesiva magnitud.

El osciloscopio recibe la señal de salida después de su paso por el atenuador para obtener una caracterización de la misma, y con ello que queden caracterizadas pues tanto la señal de entrada al PA como la señal de salida. Hay que reseñar que la presencia del atenuador no supone una medición errónea de la señal de salida del PA, puesto que la atenuación introducida es tenida en cuenta y compensada por el osciloscopio a la hora de proporcionarnos la correspondiente medición.

Finalmente, con las mediciones de ambas señales ya efectuadas, del osciloscopio se obtienen sendos ficheros de datos compatibles con MATLAB con las muestras de las señales medidas, con lo que es posible importar tales ficheros desde MATLAB para tratar y procesar las señales de entrada y salida del PA.

2.3.3 Señales OFDM de entrada al amplificador de potencia

2.3.3.1 Señales de entrada al PA. Señales OFDM genéricas

Se hará uso de 3 señales OFDM genéricas como entrada para el PA, cuyas características y densidad espectral de potencia son las siguientes:

Tabla 2.1. Señales OFDM genéricas de entrada al PA y características.

Denominación Señal	OFDMgen1	OFDMgen2	OFDMgen3
Ancho de banda B_w	2,24 MHz	4,43 MHz	8,93 MHz
Frecuencia	806 MHz	806 MHz	806 MHz
Potencia	19,57 dBm	19,67 dBm	19,65 dBm
PAP	11,63 dB	10,45 dB	10,84 dB
Modulación	16 QAM	64 QAM	QPSK
Frecuencia de muestreo	31 MHz	61 MHz	123 MHz

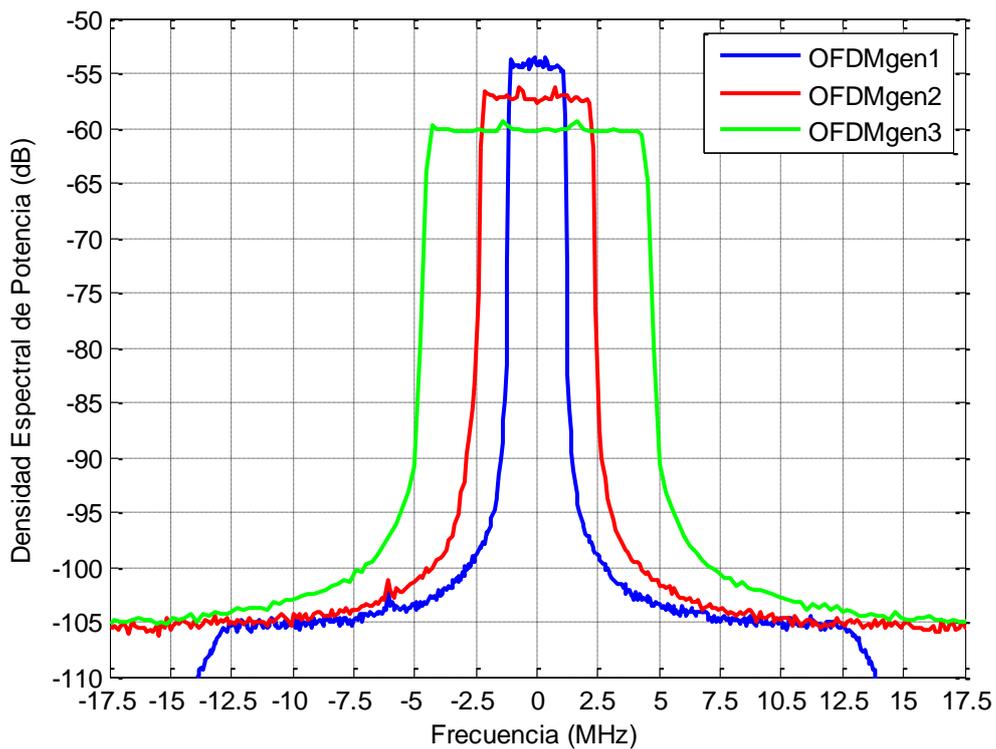


Figura 2.11. Señales OFDM genéricas de entrada al PA; dominio frecuencial.

2.3.3.2 Señales de entrada al PA. Señales OFDM WiMAX

Se hará uso de 3 señales OFDM Mobile WiMAX como entrada para el PA, cuyas características y representaciones espectrales son las siguientes:

Tabla 2.2. Señales OFDM WiMAX de entrada al PA y características.

Denominación Señal	OFDMwimax1	OFDMwimax2	OFDMwimax3
Ancho de banda B_w	4,55 MHz	4,55 MHz	4,55 MHz
Frecuencia	3 GHz	4 GHz	866 MHz
Potencia	-1,14 dBm	3,18 dBm	-17,20 dBm
PAP	9,57 dB	7,99 dB	9,49 dB
Número de subportadoras	914	914	914
Modulación	64 QAM	QPSK	16 QAM
Frecuencia de muestreo F	90 MHz	90 MHz	90 MHz

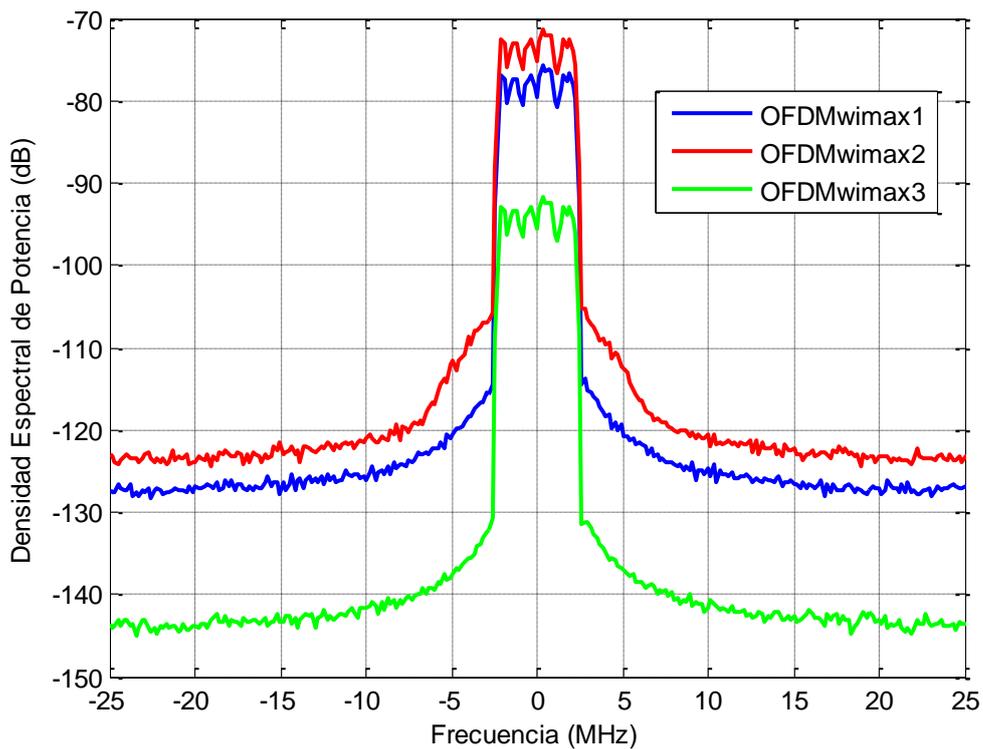


Figura 2.12. Señales OFDM WiMAX de entrada al PA; dominio frecuencial.

Para generar este tipo de señales se ha empleado el simulador de sistemas “Agilent E4438C” que permite la generación, modulación y demodulación de señales de comunicaciones correspondientes a diferentes estándares.

Atendiendo a las características de estas señales, es previsible que se genere interferencia en canal adyacente en el transmisor, por lo que habrá que estudiar las técnicas de mitigación correspondientes que se presentan en el siguiente capítulo.

Capítulo 3.

Métodos de Modelado y predistorsión digital de amplificadores de potencia

En el presente capítulo se exponen y analizan los modelos matemáticos empleados en el modelado de los amplificadores de potencia y en la caracterización de los predistorsionadores digitales.

3.1 Modelado de los amplificadores de potencia

Para modelar el PA se han utilizado dos estrategias diferentes, entre las cuales se pretende establecer una comparativa con el objetivo de ver cuál ofrece mejores prestaciones. La primera de las técnicas es la de la pseudoinversa, donde no se hará uso de ninguna técnica de regularización para obtener los coeficientes que describen el comportamiento del PA. La segunda de las técnicas se basa en la aplicación de la regularización de Tikhonov, tratando con ello de superar ciertas limitaciones que se observan cuando se aplica la primera de las técnicas basada en la pseudoinversa.

3.1.1 Modelado de PA basado en la pseudoinversa

En la literatura actual se han analizado diferentes modelos para identificar y corregir el comportamiento no lineal de los amplificadores de potencia, como las Series de *Volterra*, los modelos de *Wiener* y *Hammeerstejn* o el modelado polinomial. No es una tarea sencilla definir qué tipo de modelo es mejor, ya que esto depende normalmente del tipo de PA y las señales con las que se esté trabajando.

Las series de *Volterra* son una forma de representar sistemas no lineales que generaliza el concepto de respuesta impulsional de los sistemas lineales. Así como la salida de un sistema lineal se puede obtener como la convolución entre las señales de entrada y la respuesta impulsional de dicho sistema lineal, de igual modo, la salida de algunos sistemas no lineales se podrá obtener como la suma de las convoluciones de unas funciones multi-variables (*kernels* que hacen la función de respuesta impulsional) con una señal obtenida como la potencia de orden p de la señal de entrada. En tiempo discreto, las series de *Volterra* se pueden escribir como

$$y(n) = \sum_{p=1}^N \sum_{i_1=0}^M \cdots \sum_{i_p=0}^M h_p(i_1, \dots, i_p) \prod_{j=1}^p u(n - i_j) \quad (3.1)$$

donde $u(n)$ e $y(n)$ son las señales de entrada y salida respectivamente; y $h_p(i_1, \dots, i_p)$ es denominado el *kernel de Volterra* de orden p . Se puede ver que la complejidad de las series aumenta de forma exponencial con el orden de no linealidad, por lo que normalmente se trunca a un orden N y una profundidad de memoria M . Otra posible solución es utilizar modelos basados en estas series de *Volterra* pero modificados de alguna manera para disminuir la complejidad de cálculo. En la presente memoria se considera una simplificación de las Series de *Volterra* basada en un modelo de tipo polinomial con memoria, similar al definido en [15]. La expresión analítica del modelo polinómico utilizado viene definida como

$$y(n) = \sum_{q=1}^M \sum_{p=1}^N a_{p,q} \cdot u(n - d_q) \cdot |u(n - d_q)|^{(p-1)} = \mathbf{U} \mathbf{a} \quad (3.2)$$

donde N es el orden de no linealidad, M es el número de *taps* de memoria, d_q es el valor del *delay q-simo*, \mathbf{a} es el vector de coeficientes del modelo y $u(n)$ e $y(n)$ son las señales de entrada y salida del modelo respectivamente. El vector de coeficientes \mathbf{a} y la matriz de datos \mathbf{U} se pueden expresar según las ecuaciones

$$\mathbf{a} = [a_{1,0} \cdots a_{N,0} \quad a_{1,1} \cdots a_{p,q} \cdots a_{N,M}] \quad (3.3)$$

$$\mathbf{U} = [\mathbf{U}_0 \cdots \mathbf{U}_q \cdots \mathbf{U}_M] \quad (3.4)$$

donde \mathbf{U}_q se define como

$$\mathbf{U}_q = \begin{bmatrix} u_{1,q}^{[n]} & u_{2,q}^{[n]} & \cdots & u_{N,q}^{[n]} \\ u_{1,q}^{[n+1]} & u_{2,q}^{[n+1]} & \cdots & u_{N,q}^{[n+1]} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{1,q}^{[n+L-1]} & u_{2,q}^{[n+L-1]} & \cdots & u_{N,q}^{[n+L-1]} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

siendo L la longitud de la señal.

Cada elemento de la matriz \mathbf{U}_q viene expresado como

$$u_{p,q}^{[n]} = u(n - d_q) \cdot |u(n - d_q)|^{(p-1)} \quad (3.6)$$

El siguiente paso es obtener los coeficientes estimados del modelo del amplificador que minimizan el error NMSE entre la salida real del dispositivo y la salida obtenida mediante la simulación del modelo. Para el cálculo de estos coeficientes y partiendo de la expresión 3.2, deberemos evaluar la expresión

$$\hat{\mathbf{a}} = \text{pinv}(\mathbf{U}) \cdot \mathbf{Y} \quad (3.7)$$

donde pinv es el operador de la pseudoinversa de matrices, e \mathbf{Y} se define como el vector que contiene las muestras de la señal de salida $y(n)$, es decir

$$\mathbf{Y} = [y(1) \quad y(2) \quad y(3) \quad \cdots \quad y(L-1) \quad y(L)] \quad (3.8)$$

Estos coeficientes satisfacen la ecuación

$$\hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{U} \hat{\mathbf{a}} = \sum_{q=0}^M \mathbf{U}_q \cdot \hat{\mathbf{a}}_q \quad (3.9)$$

El error entre la salida del PA medida y la señal de salida simulada se puede definir como

$$\mathbf{E} = \mathbf{Y} - \hat{\mathbf{Y}} = [e_l \ e_{l+1} \ \dots \ e_{l+L-1}] \quad (3.10)$$

Como figura de mérito para estudiar las prestaciones del modelo del PA calculado se define el error cuadrático medio normalizado de la estimación (NMSE) como

$$\xi = 10 \log_{10} \left(\frac{E \left\{ |y(n) - y_{est}(n)|^2 \right\}}{E \left\{ y^2(n) \right\}} \right) \quad (3.11)$$

En la expresión anterior, $y_{est}(n)$ se define como las muestras de la señal de salida estimada, calculada mediante la expresión 3.9 a partir de los coeficientes del modelo del PA.

3.1.2 Modelado de PA basado en la regularización de Tikhonov

En el cálculo de los coeficientes del modelo del PA, cobra especial importancia la matriz \mathbf{U} con las muestras de la señal de entrada, tal cual se define de acuerdo a las expresiones 3.4, 3.5 y 3.6. No obstante esta matriz \mathbf{U} puede poseer cierta peculiaridad que nos lleve a afirmar que se trata de una matriz mal condicionada, consistiendo tal peculiaridad en que el ratio entre el mayor y el menor de sus valores singulares no nulos (denominado número de condición) es muy grande [16].

Bajo estas condiciones de matriz \mathbf{U} mal condicionada, los coeficientes del modelo del PA obtenidos a partir de expresión 3.7 son muy sensibles a pequeñas perturbaciones de la señal de salida captada del PA $y(n)$. Esto se traduce en que pequeñas modificaciones en el vector \mathbf{Y} de la expresión 3.7, ante una misma matriz de señal de entrada \mathbf{U} , nos pueden llevar a obtener unos coeficientes del modelo del PA enormemente diferentes entre sí.

Para la caracterización de PA basado en pseudoinversa, tal cual se acaba de describir, esto puede conllevar ciertas limitaciones. Por ejemplo, si pensamos en que la señal $y(n)$ captada a la salida del PA va a presentar ruido proveniente de distintas fuentes ruidosas (cableado, el propio osciloscopio de medida, etc.), hemos de suponer que en distintas pruebas de amplificación de la misma señal de entrada al PA, distintas señales $y(n)$ van a ser medidas a través del osciloscopio por la adición de distintos valores aleatorios de ruido. Por tanto, al aplicar el algoritmo de la pseudoinversa para calcular los coeficientes del PA para cada una de estas pruebas, caso de que la matriz \mathbf{U} esté mal condicionada, los distintos vectores \mathbf{Y} en la expresión 3.7 nos conducirán a obtener coeficientes para el modelo del PA enormemente diferentes entre sí. Esto contradice la idea de que los coeficientes obtenidos deben ajustarse al comportamiento inherente del PA, que ante una misma señal de entrada debe ser el mismo, y por lo tanto en todas aquellas realizaciones con la misma señal de entrada se deberían obtener coeficientes si no iguales, bastante parecidos.

Esta limitación en el uso de la pseudoinversa no ha de significar, a priori, que no se pueda calcular y/o computar una solución útil y válida para los coeficientes del modelo del PA. Al contrario, sugiere que en el caso en el que nos encontremos ante una matriz \mathbf{U} mal condicionada, en el sentido que se acaba de definir, nuevas estrategias tendrán que ser aplicadas con el objetivo de superar las limitaciones que se acaban de mostrar. En este sentido es aquí cuando entra en escena el método de regularización de Tikhonov.

Aplicando la regularización de Tikhonov, los coeficientes del modelo del PA se obtendrán como aquel vector \mathbf{a} que minimice la siguiente expresión [16]:

$$\hat{\mathbf{a}}_{\lambda} = \underset{\mathbf{a}}{\operatorname{argmin}} \{ \|\mathbf{U}\mathbf{a} - \mathbf{Y}\|_2^2 + \lambda^2 \|\mathbf{L}(\mathbf{a} - \mathbf{a}^*)\|_2^2 \} \quad (3.12)$$

En la expresión anterior, el primer sumando no es más que la ecuación en que se basa el método de la pseudoinversa antes explicado, y de cuya resolución se obtenían los coeficientes del PA. El segundo sumando es la novedad que introduce la regularización en la resolución del problema. Se trata de una forma de acotar el módulo (norma 2 en este caso) del vector de coeficientes del modelo del PA, forzándolo a que tome un valor cercano al módulo del vector \mathbf{a}^* , que tendrá que ser especificado por nuestra parte. \mathbf{L} es una matriz para escalar la diferencia entre los vectores \mathbf{a} y \mathbf{a}^* . El valor λ , siempre tomado como un valor positivo no nulo, actúa como un término ponderador entre el primer sumando y el segundo, de modo que a mayor valor más importancia se otorga a la minimización del segundo sumando en detrimento del primero, y a menor valor mayor será la minimización obtenida para el primer sumando sin darle tanta importancia al segundo. Se desprende pues que el valor de λ va a determinar el grado de regularización que se introduce en el cálculo de los coeficientes del PA, ya que conforme mayor sea λ más importancia se le da al sumando introducido por el algoritmo de la regularización.

En la particularización de la regularización de Tikhonov que se ha llevado a cabo para el presente proyecto se han definido los valores de la matriz L y del vector \mathbf{a}^* como:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}^* &= \mathbf{0}; \\ L &= I_{p \times n} \text{ (matriz identidad } p \times n) \end{aligned} \tag{3.13}$$

Con estos valores, la expresión 3.12 se transforma en

$$\hat{\mathbf{a}}_\lambda = \operatorname{argmin} \{ \|\mathbf{U} \mathbf{a} - \mathbf{Y}\|_2^2 + \lambda^2 \|\mathbf{a}\|_2^2 \} \tag{3.14}$$

Analizando la expresión anterior se deduce que los coeficientes $\hat{\mathbf{a}}_\lambda$ calculados serán una buena aproximación a la solución obtenida aplicando la técnica de la pseudoinversa, pero exigiendo que su módulo sea reducido. Todo ello, tal cual se ha explicado, según el valor de λ . Pero en todo caso, se aplica una restricción sobre el módulo del vector de coeficientes del modelo del PA.

Los coeficientes calculados satisfacen la ecuación

$$\hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{U} \hat{\mathbf{a}}_\lambda = \sum_{q=0}^M U_q \hat{\mathbf{a}}_{\lambda q} \tag{3.15}$$

El error entre la salida del PA medida y la señal de salida simulada se puede definir como

$$\mathbf{E} = \mathbf{Y} - \hat{\mathbf{Y}} = [e_l \ e_{l+1} \ \dots \ e_{l+L-1}] \tag{3.16}$$

Como figura de mérito para estudiar las prestaciones del modelo del PA calculado se define el error cuadrático medio normalizado de la estimación (NMSE) como

$$\xi = 10 \log_{10} \left(\frac{E\{|y(n) - y_{est}(n)|^2\}}{E\{y^2(n)\}} \right) \quad (3.17)$$

En la expresión anterior, $y_{est}(n)$ se define como las muestras de la señal de salida estimada, calculada mediante la expresión 3.15 a partir de los coeficientes del modelo del PA.

3.2 Caracterización de los predistorsionadores digitales

3.2.1 Esquema y funcionamiento del DPD

En línea con lo ya nombrado con anterioridad, una manera de eliminar la distorsión no lineal introducida por los PA es ubicar un bloque predistorsionador en su entrada. Este bloque implementa una función inversa a la del PA con la que aplicar una transformación a la señal de entrada, de manera que la salida no presente nuevos armónicos y la relación entre la señal de entrada y la de salida sea lo más cercana posible a una recta teórica ideal. Se ilustra a continuación este conjunto de bloques y su efecto:

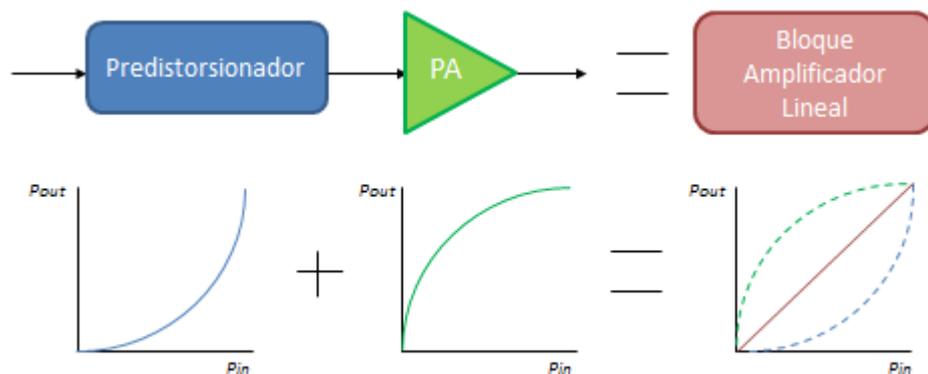


Figura 3.1. Linealización mediante predistorsión digital.

Siguiendo la notación empleada anteriormente, si tenemos una señal a amplificar, $u(n)$, el PA no recibe directamente esta señal, sino que lo que recibe a su entrada es la transformación de la señal $u(n)$ a través de la función que implementa el predistorsionador. Se amplifica pues esta nueva señal así generada, obteniéndose una

señal de salida del PA que idealmente debería ser una versión amplificada de $u(n)$ sin presentar distorsión no lineal, o en otras palabras sin presentar redistribución alguna de energía entre nuevas componentes espectrales.

A la hora de diseñar el predistorsionador digital se requiere de una fase de calibración inicial en la que se obtiene sus coeficientes. En la siguiente figura se muestra el esquema de predistorsión utilizado en el presente trabajo, además de servir para ilustrar el procedimiento seguido para el cálculo de los coeficientes del DPD:

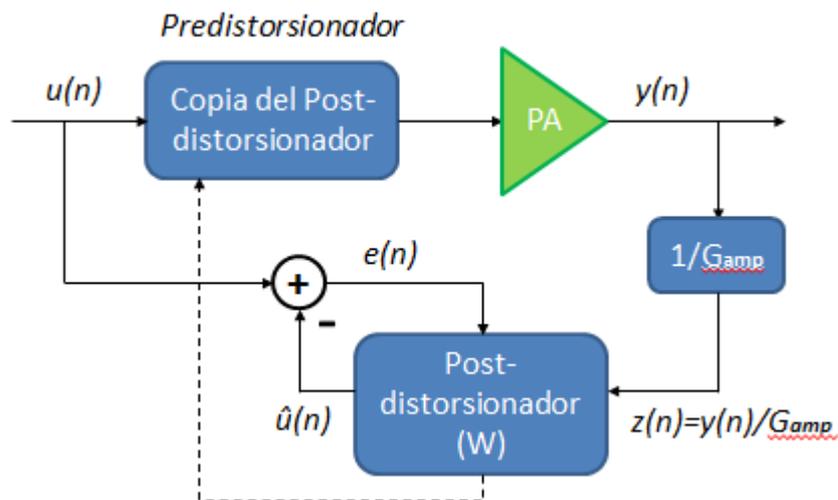


Figura 3.2. Esquema para el cálculo del DPD.

En esta figura se pone de manifiesto como se coloca delante del PA un módulo predistorsionador, y como la señal $u(n)$ ataca a este DPD y no al amplificador. Si definimos \mathbf{W} y \mathbf{G} como las características de transferencia del post-distorsionador y del amplificador respectivamente, siendo \mathbf{W} la inversa de \mathbf{G} según lo visto en la Figura 3.1, la cascada de estos dos bloques se comportará como un sistema de amplificación lineal una vez que el post-distorsionador se haya entrenado. Para un modelo general de *Volterra*, la función post-inversa de orden N es idéntica a la función pre-inversa de orden N . Los modelos polinomiales empleados en este trabajo son casos especiales del modelo de *Volterra*, de manera que post-distorsión es equivalente a predistorsión (hasta orden N), y se podrá utilizar el esquema propuesto en la Figura 3.2 y que a continuación se describe para el cálculo de los coeficientes del predistorsionador previo al PA.

Sean $u(n)$ e $y(n)$ las señales en el dominio del tiempo capturadas a la entrada y salida del PA sin presencia del predistorsionador. Sean \mathbf{U} e \mathbf{Y} sus representaciones matriciales, respectivamente. Con estas señales podemos extraer los coeficientes del DPD directamente sin necesidad de calcular los coeficientes del modelo del PA, lo que reduce el tiempo de las fases de calibración y entrenamiento, la complejidad del proceso y la carga computacional global.

Sea $z(n)$ la señal de entrada al post-distorionador, y en su forma matricial \mathbf{Z} . Se cumple:

$$\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{Y}}{G_{amp}} \quad (3.18)$$

El valor de G_{amp} deberá ser calculado previamente en base a las señales capturadas a la entrada y salida del PA.

El siguiente paso es hallar la función de transferencia del DPD, que se define como aquellos coeficientes que permiten transformar la señal $z(n)$ en la señal de entrada $u(n)$. Esto es del todo lógico, puesto que si el PA permite obtener la señal $y(n)$ a partir de $u(n)$, un bloque de predistorsión colocado a su entrada y que implemente la transformación de la señal $z(n)$, tal cual se define en la expresión 3.18, en la señal $u(n)$, se comportará de manera complementaria al PA salvo por el factor de ganancia G_{amp} , conduciendo a un sistema global formado por predistorsionador y PA que presente comportamiento lineal.

Para determinar los coeficientes del DPD se proponen dos técnicas, la primera basada en la pseudoinversa y la segunda basada en la regularización de Tikhonov. Se observa pues que la filosofía adoptada es análoga a la que se empleó en la caracterización y modelado del PA.

3.2.2 Compromiso ganancia vs. linealidad

Uno de los aspectos clave que define en gran medida el funcionamiento del sistema formado por DPD más PA es el valor que se otorga al parámetro G_{amp} en la expresión 3.18. Este valor es el que definirá la ganancia lineal del sistema formado por DPD+PA, por lo tanto interesa que sea cuanto mayor posible para obtener la máxima potencia a la salida del PA. No obstante, existe una problemática en torno al valor que se le da a este parámetro, y que se ilustra a través de la siguiente figura:

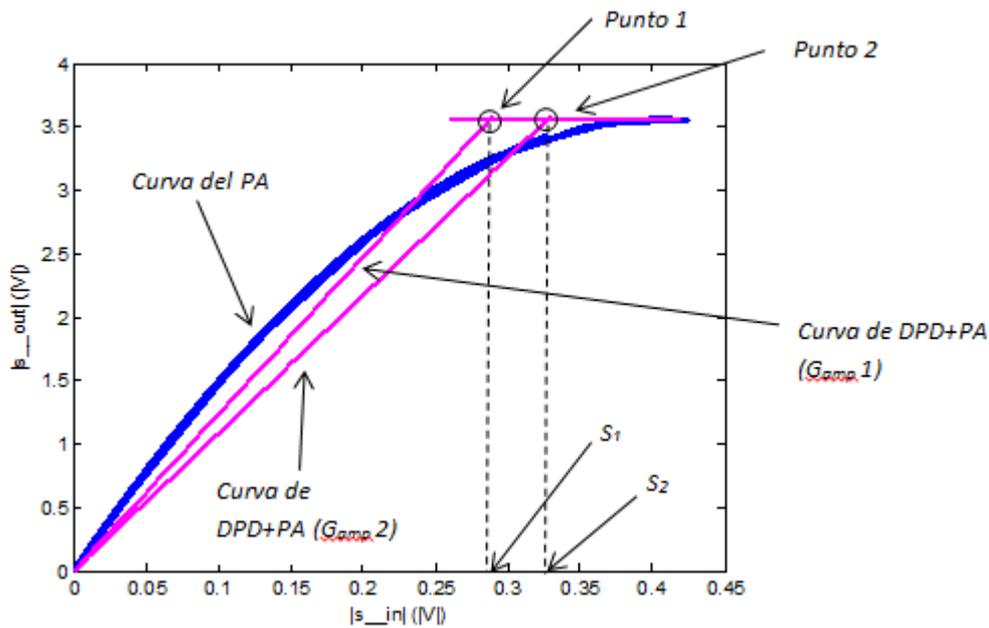


Figura 3.3. Conversión AM/AM del PA y de DPD+PA para dos valores de G_{amp} ($G_{amp1} > G_{amp2}$).

El sistema global formado por DPD+PA vendrá caracterizado por la ganancia lineal definida por G_{amp} , con la limitación de que no puede ofrecer una potencia de salida mayor que la potencia de salida en saturación del PA. Por lo tanto, teóricamente su característica AM/AM será una curva como las representadas en la figura anterior. Con ello, el compromiso nombrado viene impuesto porque conforme mayor sea G_{amp} , mayor es la ganancia del DPD+PA, pero también la curva alcanza antes el valor de saturación del PA (*Punto 1*), siendo capaz de linealizar hasta el valor de $|s_{in}| S_1$. Para un valor inferior de G_{amp} la curva tiene menos pendiente, pero el corte (*Punto 2*) se produce más tarde, lo que implica que es capaz de linealizar hasta el valor de $|s_{in}| S_2$, es decir un mayor rango que en el caso anterior, obteniendo un mayor grado de linealidad en el sistema resultante.

En resumen, G_{amp} supone un compromiso para el sistema formado por DPD+PA en los términos de ganancia frente a corrección de no linealidad, que tendrá que ser tenido en cuenta para obtener un sistema que cuide al máximo ambos aspectos en la medida de lo posible.

3.2.3 Caracterización de DPD basado en la pseudoinversa

Para el cálculo de los coeficientes del DPD y según se acaba de explicar, será suficiente con calcular los coeficientes del post-distorsionador y acto seguido replicarlos en el DPD previo al PA. Procediendo pues con el post-distorsionador, se toma de nuevo un modelo polinómico con memoria basado en una simplificación de las Series de Volterra. La expresión analítica del modelo se define según la siguiente expresión

$$u(n) = \sum_{q=1}^S \sum_{p=1}^R w_{p,q} \cdot z(n - d_q) \cdot |z(n - d_q)|^{(p-1)} = \mathbf{Z} \mathbf{w} \quad (3.19)$$

siendo R el orden de no linealidad, S el número de taps de memoria, d_q el valor del delay q -simo, \mathbf{w} el vector con los coeficientes del post-distorsionador, $u(n)$ la señal de entrada al PA capturada y $z(n)$ la señal definida a partir de expresión 3.18. El vector con los coeficientes \mathbf{w} se puede expresar como

$$\mathbf{w} = [w_{1,0} \ \dots \ w_{N,0} \ w_{1,1} \ \dots \ w_{p,q} \ \dots \ w_{R,S}] \quad (3.20)$$

Por otro lado la matriz \mathbf{Z} adopta la forma

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{Z}_0 \ \dots \ \mathbf{Z}_q \ \dots \ \mathbf{Z}_S] \quad (3.21)$$

definiéndose \mathbf{Z}_q como

$$\mathbf{Z}_q = \begin{bmatrix} z_{1,q}^{[n]} & z_{2,q}^{[n]} & \dots & z_{R,q}^{[n]} \\ z_{1,q}^{[n+1]} & z_{2,q}^{[n+1]} & \dots & z_{R,q}^{[n+1]} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{1,q}^{[n+L-1]} & z_{2,q}^{[n+L-1]} & \dots & z_{R,q}^{[n+L-1]} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

siendo L la longitud de la señal.

Cada elemento de la matriz \mathbf{Z}_q viene expresado como

$$z_{p,q}^{[n]} = z(n - d_q) \cdot |z(n - d_q)|^{(p-1)} \quad (3.23)$$

El siguiente paso es obtener los coeficientes estimados del modelo del post-distorsionador. Tales coeficientes minimizaran el error NMSE entre la señal $u(n)$ capturada a la entrada del PA y la salida del post-distorsionador simulada según el modelo. Para el cálculo de estos coeficientes y partiendo de la expresión 3.19, deberemos evaluar la expresión

$$\hat{\mathbf{w}} = \text{pinv}(\mathbf{Z}) \cdot \mathbf{U} \quad (3.24)$$

donde pinv es el operador de la pseudoinversa de matrices, y \mathbf{U} se define como el vector que contiene las muestras de la señal $u(n)$, es decir

$$\mathbf{U} = [u(1) \quad u(2) \quad u(3) \quad \cdots \quad u(L-1) \quad u(L)] \quad (3.25)$$

Los coeficientes recién hallados satisfacen la ecuación

$$\hat{\mathbf{U}} = \mathbf{Z} \hat{\mathbf{w}} = \sum_{q=0}^M \mathbf{Z}_q \hat{\mathbf{w}}_q \quad (3.26)$$

El error entre la salida del post-distorsionador y la señal $u(n)$ se puede definir como

$$\mathbf{E} = \mathbf{U} - \hat{\mathbf{U}} = [e_l \quad e_{l+1} \quad \cdots \quad e_{l+L-1}] \quad (3.27)$$

Como figura de mérito para estudiar las prestaciones del modelo de post-distorsionador calculado se define el error cuadrático medio normalizado de la estimación (NMSE) como

$$\xi = 10 \log_{10} \left(\frac{E\{|u(n) - u_{est}(n)|^2\}}{E\{u^2(n)\}} \right) \quad (3.28)$$

En la expresión anterior, $u_{est}(n)$ se define como las muestras de la señal de salida del post-distorsionador.

Una vez finalizado el proceso de cálculo de los coeficientes del post-distorsionador sólo resta replicarlos en el DPD previo al PA.

3.2.4 Caracterización de DPD basado en la regularización de Tikhonov

El otro modelo propuesto para la obtención de los coeficientes del DPD se basa en aplicar técnicas de regularización de Tikhonov sobre las señales implicadas en su cálculo. Partimos de nuevo del montaje experimental de la Figura 3.2 y las señales allí mostradas, por lo que se trata de calcular de nuevo los coeficientes del post-distorsionador para posteriormente replicarlos en el DPD previo al PA, como se ha explicado en la sección anterior pero ahora aplicando regularización de Tikhonov en los cálculos en vez de pseudoinversa. De nuevo, los coeficientes del post-distorsionador son aquellos coeficientes que permiten transformar la señal $z(n)$ en la señal $u(n)$.

La filosofía seguida es la misma que se perseguía cuando se aplicó regularización de Tikhonov al cálculo de los coeficientes del PA, y que no es otra que salvar las limitaciones que impone el algoritmo de la pseudoinversa en el caso de que la matriz de datos definida mediante las expresiones 3.21, 3.22 y 3.23 esté mal condicionada, o lo que es lo mismo que el ratio entre el mayor y el menor de sus valores singulares no nulos sea muy grande.

Aplicando la regularización de Tikhonov, los coeficientes del post-distorsionador se obtendrán como aquel vector \mathbf{w} que minimice la siguiente expresión:

$$\widehat{\mathbf{w}}_{\lambda} = \operatorname{argmin} \{ \|\mathbf{Z} \mathbf{w} - \mathbf{U}\|_2^2 + \lambda^2 \|\mathbf{w}\|_2^2 \} \quad (3.29)$$

En la expresión anterior, el primer sumando no es más que la ecuación en que se basa el método de la pseudoinversa antes explicado y de cuya resolución se obtienen los coeficientes del post-distorsionador. El segundo sumando impone una restricción sobre el módulo (norma 2) del vector de coeficientes del post-distorsionador, forzándolo a que tome valores reducidos. El valor λ , siempre tomado como un valor positivo no nulo, actúa como un término ponderador entre el primer sumando y el segundo en la expresión, de modo que conforme mayor es su valor más importancia se otorga a la minimización del segundo sumando en detrimento del primero, y a menor valor mayor será la minimización obtenida para el primer sumando sin darle tanta importancia al segundo.

Los coeficientes calculados satisfacen la ecuación

$$\widehat{\mathbf{U}} = \mathbf{Z} \widehat{\mathbf{w}}_{\lambda} = \sum_{q=0}^M \mathbf{Z}_q \widehat{\mathbf{w}}_{\lambda q} \quad (3.30)$$

El error entre la salida del post-distorsionador y la señal $u(n)$ se puede definir como

$$\mathbf{E} = \mathbf{U} - \hat{\mathbf{U}} = [e_l \ e_{l+1} \ \dots \ e_{l+L-1}] \quad (3.31)$$

Como figura de mérito para estudiar las prestaciones del modelo del post-distorsionador calculado se define el error cuadrático medio normalizado de la estimación (NMSE) como

$$\xi = 10 \log_{10} \left(\frac{E\{|u(n) - u_{est}(n)|^2\}}{E\{u^2(n)\}} \right) \quad (3.32)$$

En la expresión anterior, $u_{est}(n)$ se define como las muestras de la señal de salida del post-distorsionador.

Una vez finalizado el proceso de cálculo de los coeficientes del post-distorsionador sólo resta replicarlos en el DPD previo al PA.

3.2.5 Método de validación del DPD

En la presente memoria se propone, como método de validación de la capacidad de linealización del DPD calculado, el que se expone a continuación.

Una vez calculado el DPD, se simula el sistema completo formado por DPD+PA, que substituye al formado únicamente por el PA. El sistema DPD+PA, ante una señal de entrada, permitirá obtener la salida en la que se ha corregido, según sean las prestaciones del DPD calculado, la distorsión no lineal a costa de una menor ganancia que la ofrecida por el sistema formado únicamente por el PA, según lo explicado en el apartado 3.2.2.

Las Figs. 3.4 y 3.5 ilustran lo expuesto. Aunque bien es cierto que normalmente se adjunta sólo la gráfica normalizada, se ha preferido mostrar aquí ambas dos para una mejor comprensión del método de validación de DPD propuesto. La primera figura muestra como la señal linealizada presenta más potencia que la de entrada, pero menos que la señal de salida obtenida sólo con PA. La segunda figura muestra la corrección que el DPD lleva a cabo en los canales adyacentes, eliminando en parte los productos de intermodulación y corrigiendo así la no linealidad del PA. El método de validación del DPD pasa por establecer una comparativa entre la potencia en canal adyacente que tiene la señal de salida linealizada (P_{adjch_lin}), y la potencia en canal adyacente que se mediría para la señal de salida (P_{adjch}) en caso de que sólo se utilizase el PA (sin DPD) y se rebajase la potencia de la señal de entrada como para obtener una señal de salida con la misma potencia en banda útil que la que nos ofrece la señal de salida linealizada (DPD+PA).

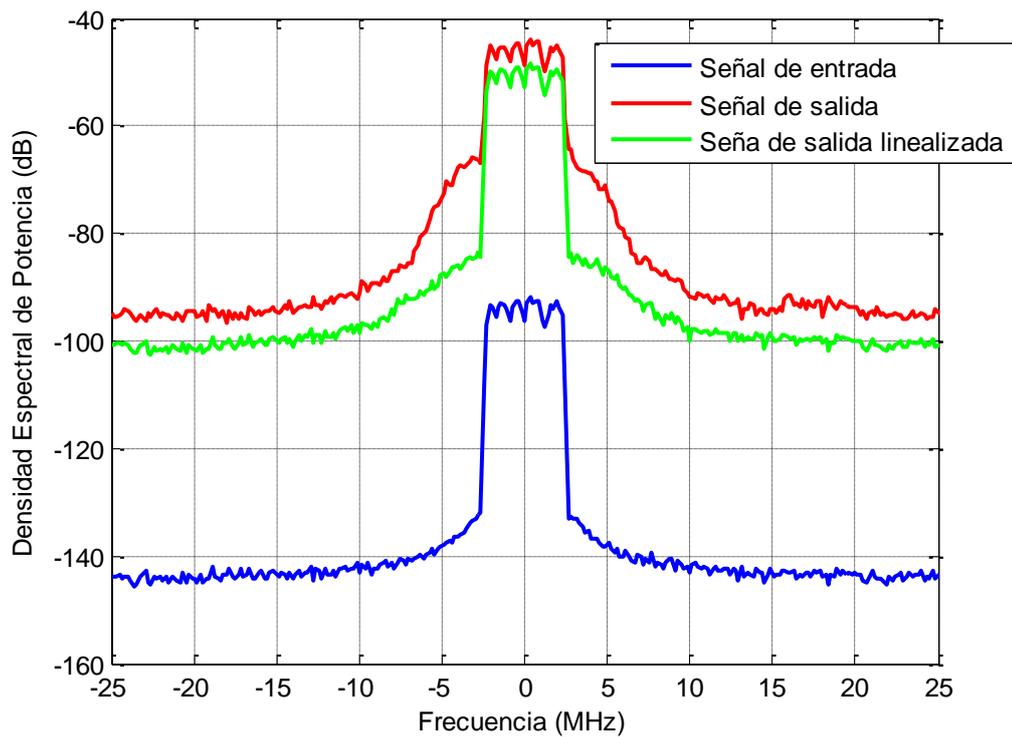


Figura 3.4. Ejemplo de proceso de linealización, curvas no normalizadas.

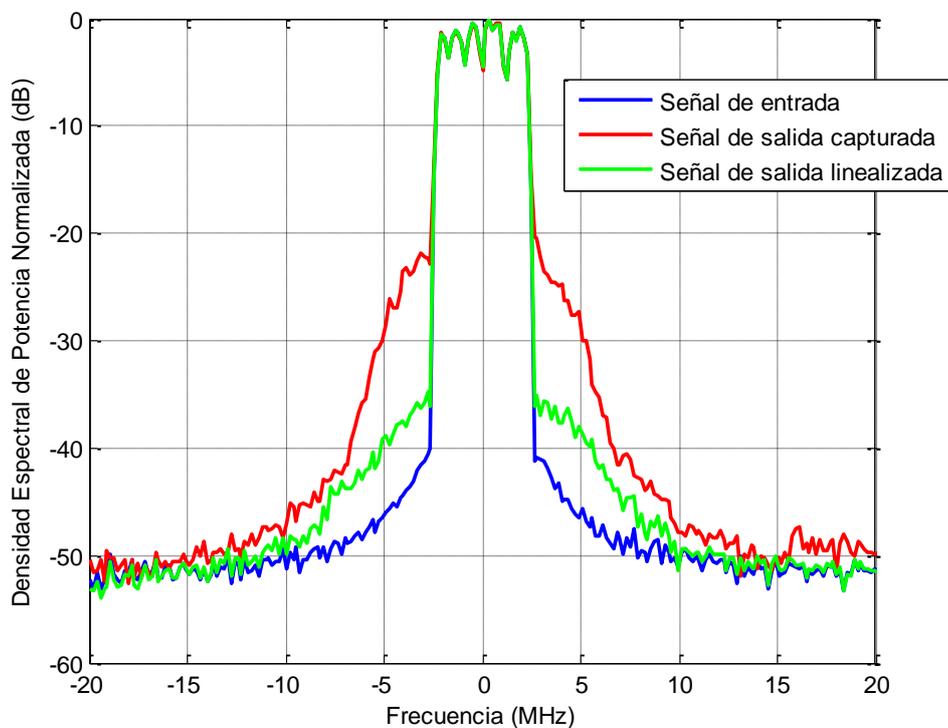


Figura 3.5. Ejemplo de proceso de linealización, curvas normalizadas.

Si:

- $P_{\text{adjch_lin}} > P_{\text{adjch}}$ no se justifica la utilización del DPD, puesto que sólo usando el PA y reduciendo la potencia de señal a su entrada, obtenemos la misma potencia en banda útil pero menos potencia en los canales adyacentes que si usamos DPD+PA.
- $P_{\text{adjch_lin}} < P_{\text{adjch}}$ se justifica el uso del DPD, puesto que la alternativa para obtener menos potencia en canal adyacente obteniendo una misma potencia en banda útil pasa por implementar DPD+PA en vez de sólo PA reduciendo la potencia de señal a su entrada.

Por último, hay que señalar que para el cálculo de la potencia en canal adyacente, en todos los casos se toma la mayor potencia de las obtenidas para los dos canales adyacentes (caso más desfavorable).

Capítulo 4.

Análisis y evaluación comparativa de los métodos propuestos

En el presente capítulo se presentan y analizan los resultados obtenidos a la hora de caracterizar los PA, obtener los modelos de los DPD y evaluar las prestaciones del conjunto formado por DPD y PA. Se aclaran algunos aspectos clave de la metodología de trabajo empleada de cara a una mejor comprensión de los resultados obtenidos.

4.1 Consideraciones previas

A la hora de actuar con el procesado de las parejas formadas por señal de entrada y señal de salida para caracterizar el PA, modelar el DPD y posteriormente evaluar las prestaciones del DPD calculado como elemento linealizador, uno de los primeros problemas que surge es cómo evaluar los resultados obtenidos. Es decir que dada una señal de entrada al PA y su correspondiente señal de salida capturadas, una vez que se haya modelado, por ejemplo, el PA, qué método puede ser adecuado para decidir que el modelo de PA calculado es válido y ofrece buenas prestaciones. O dicho de otro modo, si el modelo obtenido es una descripción fidedigna del comportamiento real del PA utilizado. Y lo mismo sucede cuando deseamos evaluar el DPD calculado, planteándonos si la función de transferencia que implementa el DPD ofrece las prestaciones que de ella se esperan.

Tal descripción de idoneidad de los modelos calculados se hará en base a la métrica ya definida en el capítulo anterior de error cuadrático medio normalizado de la estimación (NMSE). Es decir, se calcula el modelo (o función de transferencia) del PA o bien del DPD, para a continuación testear esta función de transferencia mediante el cálculo y evaluación del NMSE. Para ello:

- Caso del PA, obtenemos la función de transferencia que relaciona señal de entrada y salida. Recordemos que el “*input*” del PA es la señal de entrada capturada, y el “*output*” es la señal de salida capturada. A continuación realizamos una simulación aplicando la señal de entrada capturada a la función de transferencia del PA, obteniendo en este caso una señal de salida **simulada**. El modelo del PA será bueno en la medida en que señal de salida simulada y capturada se parecen, por lo que con ambas señales calcularemos el NMSE.
- Caso del DPD, obtenemos la función de transferencia del postdistorsionador (ver Fig. 3.2). Recordemos que el postdistorsionador recibe como “*input*” la señal de salida capturada a la que se le ha corregido la ganancia del PA, y el “*output*” es la señal de entrada capturada. Se realiza a continuación una simulación aplicando la señal de salida capturada con la ganancia del PA corregida a la función de transferencia del postdistorsionador, obteniendo una señal de entrada **simulada**. El modelo del postdistorsionador, y por ende el del DPD, será bueno en la medida en que señal de entrada simulada y capturada se parezcan, por lo que con ambas señales calcularemos el NMSE.

No obstante, para dotar a este proceso de mayor robustez, se decide fragmentar las duplas formadas por señales capturadas de entrada y salida en dos tramos, uno que se utilizará para entrenar y otro para validar, al estilo de validación cruzada. Ello implica que se toman un número de muestras de la señal de entrada y salida, de entre el conjunto total de muestras, para calcular las funciones de transferencia (proceso de ENTRENAMIENTO); y se reserva el restante de muestras en ambas señales para realizar pruebas y simulaciones con los modelos calculados y decidir idoneidad o no de los mismos (proceso de VALIDACIÓN CRUZADA). En la siguiente figura se ilustra el proceso:

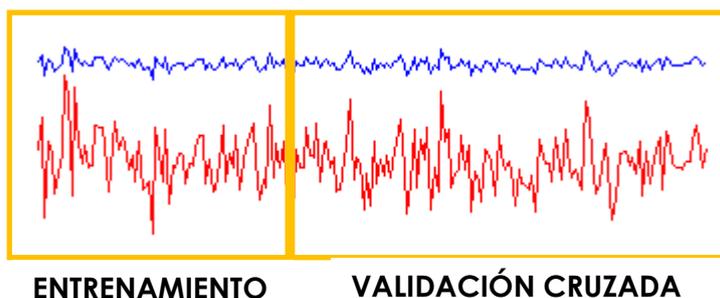


Figura 4.1. División de señales de entrada y salida para entrenamiento y validación cruzada.

El fragmento de señal de entrenamiento se emplea para calcular la función de transferencia, y con él se obtiene un primer estimador NMSE ($NMSE_{ent}$). El fragmento de señal de validación cruzada se utiliza para realizar una simulación con el modelo anteriormente obtenido, y se obtiene con él un segundo estimador NMSE ($NMSE_{vc}$).

Se puede intuir que en la mayoría de los casos, $NMSE_{ent}$ arrojará un mejor resultado que $NMSE_{vc}$, puesto que para la obtención de $NMSE_{ent}$ se utilizan las mismas señales que se han utilizado para calcular el modelo, mientras que $NMSE_{vc}$ utiliza diferentes señales, que aunque tienen características estadísticas similares (no nos olvidemos que provienen de la división de una señal original), no son iguales estrictamente. Por lo tanto, en este proyecto se propone un tratamiento conjunto de $NMSE_{ent}$ y $NMSE_{vc}$ para estudiar las prestaciones del modelo calculado, y que se basa en la obtención de su valor medio y de su diferencia.

La métrica NMSE, de acuerdo a la definición que de ella se ha hecho en el capítulo anterior, hay que entenderla tanto mejor conforme menor es su valor. Al obtener la media entre $NMSE_{ent}$ y $NMSE_{vc}$ obtenemos las prestaciones globales del modelo calculado, aunando resultados de entrenamiento y validación cruzada en un único valor ($NMSE_{mod}$). Cuanto menor sea este valor, mejores prestaciones nos ofrece el modelo. La diferencia entre $NMSE_{ent}$ y $NMSE_{vc}$ indica cómo se comporta el modelo cuando se prueba con señales distintas a las que se emplearon en su obtención; cuanto menor sea esta diferencia (Dif_{NMSE}) más adecuado es el modelo, puesto que $NMSE_{ent}$ y $NMSE_{vc}$ son más parecidos y por lo tanto menor es el efecto de trabajar con señales diferentes, lo cual en principio debería afectar a los resultados.

Se observa por lo tanto que tanto $NMSE_{mod}$ y Dif_{NMSE} , tal cual se han definido, son útiles, cada uno por su lado y en base a lo que caracterizan, para valorar la idoneidad del modelo. Por ello existe un compromiso entre ambos valores a la hora de decidir si un modelo es válido o no, que exige que tanto $NMSE_{mod}$ como Dif_{NMSE} se sitúen en un determinado rango de valores, sin que un muy buen valor de uno de ellos lleve consigo que el otro tome un valor difícilmente aceptable. Se aceptarán pues en este proyecto modelos de PA y de DPD que minimizan $NMSE_{mod}$ mientras que reducen considerablemente el valor de Dif_{NMSE} .

En el caso de los modelos basados en regularización de Tikhonov, el parámetro λ característico del modelo (expresiones 3.21 y 3.29) será elegido para lograr este compromiso entre $NMSE_mod$ y Dif_NMSE . Para ello, se calculan y evalúan los modelos para distintos valores de λ ($1E-1$, $1E-2$,..., $1E-10$) para obtener una representación de $NMSE_mod$ y Dif_NMSE en función de λ en una gráfica ejemplo como la siguiente:

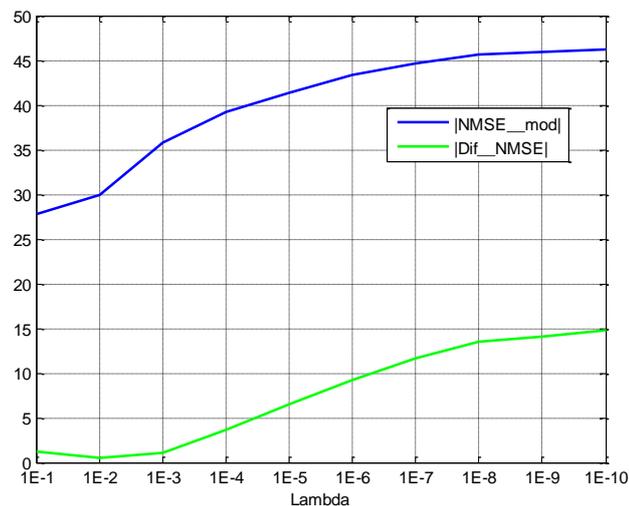


Figura 4.2. Valores de $|NMSE_mod|$ y $|Dif_NMSE|$ para distintos valores de λ en la regularización de Tikhonov.

Nótese que se representan ambos estimadores en valor absoluto, para mayor claridad de las gráficas. Esta gráfica nos sirve para ilustrar el proceso de elección del mejor valor de λ . En este caso, el valor elegido sería $\lambda=1E-3$, puesto que ofrece un valor muy reducido para $|Dif_NMSE|$ y elevado para $|NMSE_mod|$ (por tanto bajo para $NMSE_mod$). El resto de valores de λ proporcionan un excelente valor para Dif_NMSE o para $NMSE_mod$ a costa de un pobre valor para el otro, y por ello no se contemplan.

4.2 Señales OFDM amplificadas

Una vez que se realizó la amplificación de las señales de entrada descritas en el apartado 2.3.3 y se capturaron las correspondientes señales de salida, haciendo uso para todo ello de los elementos presentados en el esquema de la figura 2.10 y que en laboratorio se materializó en el montaje práctico de la figura 4.3 a continuación, se analizaron las señales obtenidas a la salida del PA para observar cómo la falta de linealidad de este elemento en las zonas de trabajo en que se utiliza produce una

distorsión no lineal en la señal de salida, que se manifiesta en forma de un ensanchamiento espectral.

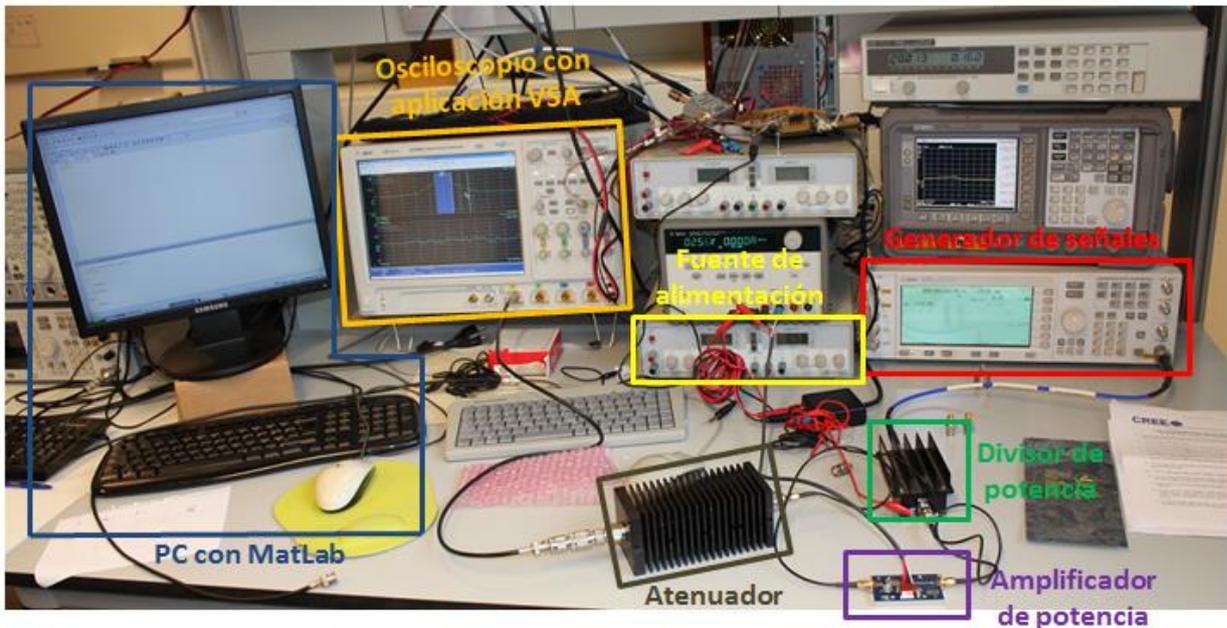


Figura 4.3. Montaje experimental de laboratorio para la generación, amplificación y captura de señales de RF.

Este recrecimiento espectral puede ser en ciertos casos no tolerable en los distintos sistemas de comunicaciones, puesto que puede invadir la asignación espectral de canales adyacentes constituyéndose en una fuente ruidosa que degrade las prestaciones del sistema. Es ahí donde tienen su justificación las distintas técnicas de linealización de PA, en aras de reducir la potencia de ruido extra en los canales adyacentes que supone tal ensanchamiento espectral, consiguiendo una mejora en las prestaciones globales de los sistemas de comunicaciones.

Se muestran y describen a continuación cuales fueron las señales de salida obtenidas del PA ante las señales de entrada ya presentadas. De nuevo, se hace la distinción entre señales OFDM genéricas y señales OFDM WiMAX. Se recogen también en este apartado las características de las señales de entrada para facilitar la lectura y comprensión.

4.2.1 Señales de salida del PA. Señales OFDM genéricas

Los parámetros de estudio de las señales de salida son idénticos en teoría a los de la señal de entrada en cuanto a modulación y banda de frecuencia. No obstante, el parámetro principal que es interesante es la potencia de salida, así como el punto de

trabajo del amplificador de potencia. A partir de ellos se determina la ganancia nominal del PA en el punto de trabajo escogido.

Tabla 4.1. Señales OFDM genéricas de salida del PA y características.

Denominación Señal	OFDMgen1	OFDMgen2	OFDMgen3
Ancho de banda B_w	2,24 MHz	4,43 MHz	8,93 MHz
Frecuencia	806 MHz	806 MHz	806 MHz
Potencia señal de entrada	19,57 dBm	19,67 dBm	19,65 dBm
Potencia señal de salida	28.48 dBm	28.6 dBm	30,49 dB
Ganancia del PA estimada (con driver)	8.91 dB	8.93 dB	10.84 dB

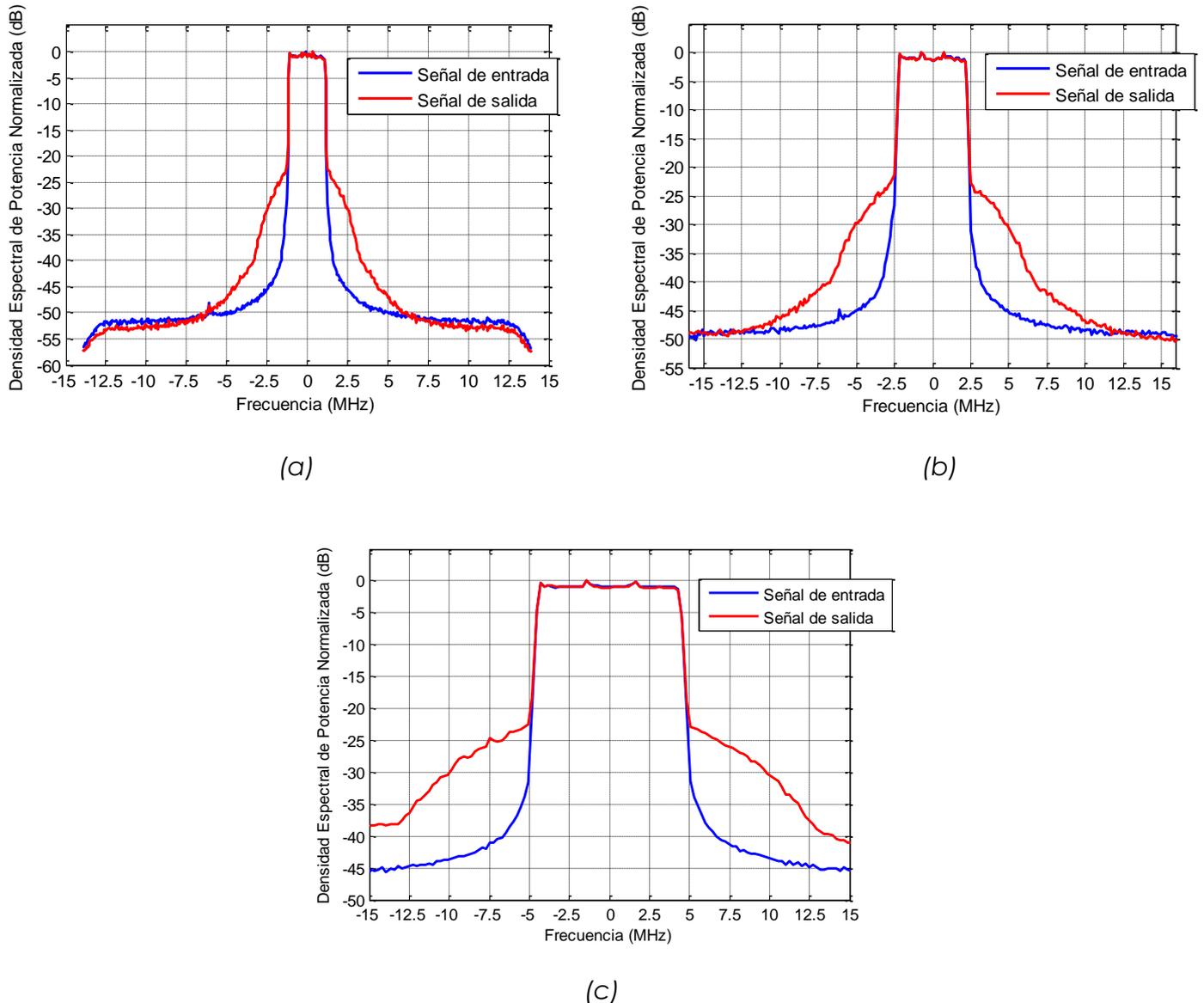


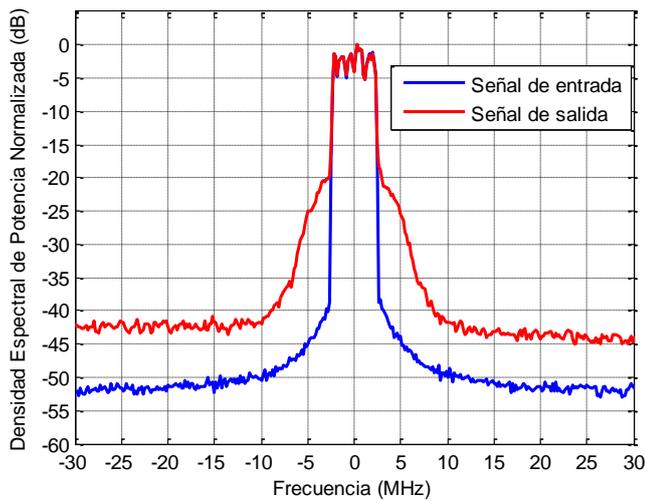
Figura. 4.4. Señales OFDM genéricas de entrada y salida del PA; dominio frecuencial. (a) OFDMgen1; (b) OFDMgen2; (c) OFDMgen3.

En la figura 4.4 se puede observar, de la comparación entre los diversos pares señal de entrada y señal de salida, el ensanchamiento espectral antes nombrado. Es decir se observa como en las densidades espectrales de potencia normalizadas la señal de salida del PA presenta una potencia normalizada mayor en ciertas componentes espectrales, especialmente en aquellas más próximas a la banda de interés de la señal de entrada. Según [14], si el PA fuera un elemento de característica totalmente lineal no observaríamos este ensanchamiento, sino una perfecta coincidencia entre la señal de entrada y la señal de salida en representaciones como las anteriores de "Densidad Espectral de Potencia Normalizada". Sin embargo, los elementos activos, PA en nuestro caso, presentan una característica de funcionamiento intrínseca no lineal, la cual es la responsable de este ensanchamiento espectral.

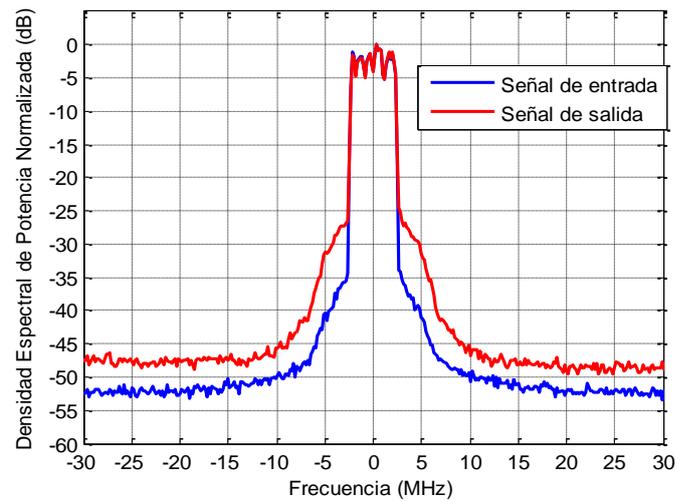
4.2.2 Señales de salida del PA. Señales OFDM WiMAX

Tabla 4.2. Señales OFDM WiMAX de salida del PA y características.

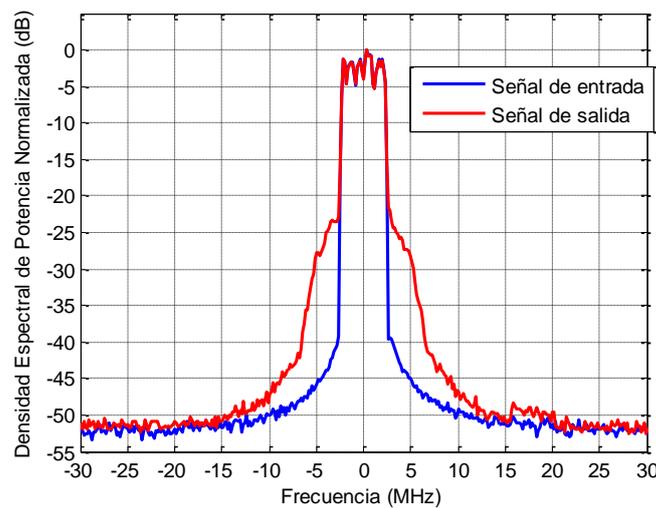
Denominación Señal	OFDMwimax1	OFDMwimax2	OFDMwimax3
Ancho de banda B_w	4,55 MHz	4,55 MHz	4,55 MHz
Frecuencia	3 GHz	4 GHz	866 MHz
Potencia señal de entrada	-1,14 dBm	3,18 dBm	-17,20 dBm
Potencia señal de salida	34.04 dBm	31.96 dBm	30,89 dB
Ganancia del PA estimada (con driver)	35.18 dB	28.79 dB	48.09 dB



(a)



(b)



(c)

Figura 4.5. Señales OFDM WiMAX de entrada y salida del PA; dominio frecuencial. (a) OFDMwimax1; (b) OFDMwimax2; (c) OFDMwimax3.

La característica no lineal del PA conduce a una redistribución de la energía de la señal de salida en ciertas frecuencias no existentes en la señal de entrada, y que matemáticamente se modelan como la combinación lineal de las frecuencias que sí que tienen contribución espectral en la señal de entrada. Para aquellas frecuencias suficientemente separadas de nuestra banda de interés, será suficiente aplicar un filtro para eliminar su contribución al espectro de la señal de salida. En cambio para aquellas frecuencias que no están suficientemente alejadas, tal es el caso de las frecuencias de los canales adyacentes, filtrarlas no se contempla como una solución a tener en cuenta

porque su proximidad a la banda de interés puede resultar en un filtrado igualmente de estas últimas zonas espectrales. Es ahí donde juegan su papel las técnicas de linealización, que tratan de disminuir la potencia redistribuida en las zonas frecuenciales de los canales adyacentes sin que de este modo se vean afectadas las frecuencias del ancho de banda útil, logrando el objetivo último de conseguir una señal de salida del PA de potencia suficiente en banda de interés sin por otro lado erigirse como una fuente ruidosa para los canales adyacentes.

4.3 Escenarios de trabajo en base a orden y memoria de los modelos (función no lineal)

El orden de no linealidad y la memoria de los modelos matemáticos utilizados, ya sean basados en pseudoinversa o en regularización e Tikhonov, son dos aspectos clave que marcan el éxito o fracaso en el cálculo de la característica de transferencia del PA o del DPD. El valor que se ha de tomar para ellos es a priori desconocido, lo cual complica enormemente el proceso de cálculo de los modelos, dada las numerosas combinaciones de orden y modelo que pueden probarse. Además, conforme nos vamos a configuraciones con valores de orden o memoria elevados, o bien ambos dos, el volumen de datos manejados aumenta considerablemente, lo que hace que la complejidad del algoritmo y tiempos de cálculo aumenten exponencialmente hasta valores que dificultan enormemente la tarea.

Es por ello que, en este proyecto, se ha obviado la parte que consistiría en encontrar aquella combinación de orden y memoria que permite obtener el mejor de los modelos de PA y DPD. El camino que se tomó fue el de plantearse dos escenarios diferentes de simulación, para evaluar resultados en base a dos contextos diferentes que nos permitan tener una visión lo más amplia posible de las prestaciones de los algoritmos probados.

De estos dos escenarios, el primero de ellos impone un orden de no linealidad de los modelos de $N=7$ (hasta potencias a la sexta (x^6)), y un valor para la memoria de $M=5$ (se computa hasta la muestra $(n - 4)$). Se observa pues que se opta en este caso por reducidos valores tanto de orden de no linealidad como de memoria.

El segundo escenario opta por altos niveles o bien de orden de no linealidad, o bien de memoria, o bien de ambos dos parámetros. En este caso no se ha escogido, en las diferentes simulaciones llevadas a cabo, un mismo valor de orden de no linealidad y de memoria para todas ellas, porque lo que en algunos casos permitía obtener modelos coherentes para DPD y/o PA, en otros llevaba a divergencias en los modelos. En los apartados siguientes se indicarán los valores tomados en cada caso, aunque no obstante se puede adelantar que valores típicos que se tomaron incluyen valores de N y de M en torno a 15, mayores incluso en ciertos casos.

Resumiendo, los algoritmos de caracterización descritos en el capítulo anterior fueron probados con valores reducidos de orden de no linealidad y de memoria, y con valores elevados, configurando dos escenarios diferentes de prueba que permiten obtener una idea global lo más amplia posible acerca de su funcionamiento.

4.4 Modelado de los amplificadores de potencia

El presente apartado se subdivide en las caracterizaciones llevadas a cabo con las señales OFDM WiMAX y con las OFDM genéricas. A su vez, para cada una de las señales se analiza la aplicación del algoritmo basado en la pseudoinversa y posteriormente el algoritmo basado en la regularización de Tikhonov, tanto para órdenes de no linealidad y memoria bajos como para altos. Para clarificar el proceso seguido y la casuística contemplada, se adjunta la siguiente tabla:

Tabla 4.3. Conjunto de caracterizaciones de PA llevadas a cabo (PI: pseudoinversa, RT: regularización de Tikhonov).

CARACTERIZACIÓN DE PA							
Señales OFDM WiMAX				Señales OFDM genéricas			
Ordenes bajos		Ordenes altos		Ordenes bajos		Ordenes altos	
PI	RT	PI	RT	PI	RT	PI	RT

4.4.1 Modelado de PA. Señales OFDM WiMAX

4.4.1.1 Modelado de PA. Señales OFDM WiMAX. Órdenes bajos

Las tablas 4.4 y 4.5 muestran, para cada una de las 3 parejas de señales de entrada y salida OFDM WiMAX capturadas, los resultados obtenidos en la caracterización del PA, tanto aplicando el algoritmo de la pseudoinversa como regularización de Tikhonov. Se presentan los resultados de NMSE_mod y Dif_NMSE, tal cual acaban de ser definidos. Para los modelos matemáticos, los valores empleados de orden de no linealidad son N=7 y memoria M=5 para todos los casos.

Tabla 4.4. Resultados de caracterización de PA para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

	PSEUDOINVERSA		REGUL. TIKHONOV		
	NMSE_mod	Dif_NMSE	NMSE_mod	Dif_NMSE	λ
OFDMwimax1	-27,41	0,56	-27,41	0,56	10^{-7}
OFDMwimax2	-27,42	3,96	-27,39	3,89	10^{-1}
OFDMwimax3	-31,97	1,30	-30,45	0,51	10^{-4}

Tabla 4.5. Número de condición de matriz de señal, para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

	P_in (dBm)	Número de condición
OFDMwimax1	-1,14	1,36E+13
OFDMwimax2	3,18	8,40E+11
OFDMwimax3	-17,20	4,23E+21

En la Tabla 4.4 se observa que los resultados obtenidos en la caracterización de PA aplicando pseudoinversa y regularización de Tikhonov son muy parecidos, tanto para NMSE_mod como para Dif_NMSE. Se obtienen en ambos casos valores bajos de NMSE_mod, y Dif_NMSE es suficientemente pequeño como para que las diferencias entre entrenamiento y validación cruzada sean aceptables. Se aceptan como válidos los modelos así calculados, y no se observan diferencias apreciables ni mejoras entre la aplicación de pseudoinversa o regularización de Tikhonov en un escenario como el planteado.

4.4.1.2 Modelado de PA. Señales OFDM WiMAX. Órdenes altos

Para cada una de las 3 duplas de señales de entrada y salida OFDM WiMAX capturadas, los resultados obtenidos en la caracterización del PA, tanto aplicando el algoritmo de la pseudoinversa como regularización de Tikhonov, se muestran a continuación en las tablas 4.6 y 4.7. Para los modelos matemáticos, los valores empleados de orden de no linealidad y memoria pueden ser diferentes para cada caso, así que serán indicados en la tabla 4.7.

Tabla 4.6. Resultados de caracterización de PA para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad y memoria altos.

	PSEUDOINVERSA		REGUL. TIKHONOV		
	NMSE_mod	Dif_NMSE	NMSE_mod	Dif_NMSE	λ
OFDMwimax1	x	x	-26,58	0,87	10^{-1}
OFDMwimax2	x	x	-26,23	8,70	10^{-1}
OFDMwimax3	x	x	-32,51	1,25	10^{-5}

Tabla 4.7. Número de condición de matriz de señal y parámetros de modelos, para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad y memoria altos.

	P_in (dBm)	Número de condición	Parámetros modelo	
			No linealidad (N)	Memoria (M)
OFDMwimax1	-1,14	9,81E+24	17	15
OFDMwimax2	3,18	1,16E+20	17	15
OFDMwimax3	-17,20	5,66E+49	17	15

En la Tabla 4.6 no se aportan los valores de los resultados obtenidos aplicando pseudoinversa porque estos son inaceptables (hablamos de NMSE_mod positivos, incluso de 60 dB, o de Dif_NMSE de más de 20 dB). Los modelos así obtenidos divergían en determinados casos, no pudiendo utilizarlos por lo tanto para realizar posteriores simulaciones. Esto muestra claramente como el algoritmo de la pseudoinversa no es de aplicación en un escenario de estas características. Mientras tanto, con regularización de Tikhonov se obtienen valores bajos de NMSE_mod, y el valor de Dif_NMSE también es bajo para dos de las señales y moderadamente alto para otra. Los altos valores de lambda (λ) indican que el peso que se le otorga a la regularización es elevado, o en todo caso que se tiende a alejarse tanto más de la pseudoinversión tradicional. Se concluye que en un escenario de este tipo sólo es de aplicación la regularización de Tikhonov para caracterizar los PA. Por último cabe destacar como, al haber aumentado la no linealidad y memoria del modelo respecto al escenario de pruebas previo (apartado 4.4.1.1) los número de condición de las matrices de señal son más elevados, mostrando una mayor inestabilidad de la misma que justifica la necesidad de aplicar regularización tal como se observa con los resultados obtenidos.

4.4.2 Modelado de PA. Señales OFDM genéricas

4.4.2.1 Modelado de PA. Señales OFDM genéricas. Órdenes bajos

A continuación las tablas 4.8 y 4.9 muestran para cada una de las parejas de señales de entrada y salida OFDM genéricas capturadas, los resultados obtenidos en la caracterización del PA, de nuevo haciendo uso del algoritmo de la pseudoinversa y de la regularización de Tikhonov. Los valores empleados de orden de no linealidad y memoria son $N=7$ y $M=5$ respectivamente para todos los casos.

Tabla 4.8. Resultados de caracterización de PA para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

	PSEUDOINVERSA		REGUL. TIKHONOV		
	NMSE_mod	Dif_NMSE	NMSE_mod	Dif_NMSE	λ
OFDMgen1	-29,62	13,41	-29,62	13,41	10^{-1}
OFDMgen2	-28,21	5,00	-28,21	5,00	10^{-1}
OFDMgen3	-18,78	14,39	-18,91	14,12	10^{-1}

Tabla 4.9. Número de condición de matriz de señal, para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

	P_in (dBm)	Ancho de banda (MHz)	Número de condición
OFDMgen1	19,57	2,24	4,86E+15
OFDMgen2	19,67	4,43	7,95E+15
OFDMgen3	19,65	8,93	3,17E+15

En la discusión de los resultados obtenidos con el actual escenario hay que nombrar primeramente que en la Tabla 4.8 se observa que las caracterizaciones de PA aplicando pseudoinversa y regularización de Tikhonov son muy semejantes, tanto para NMSE_mod como para Dif_NMSE. No se aprecia diferencia ni mejora en la aplicación de uno u otro algoritmo, como conclusión general. Los valores obtenidos para NMSE_mod son muy bajos para dos señales y no tanto para otra, debiendo considerar más a fondo si este último valor se podría estimar como aceptable o no según el ámbito de aplicación. Respecto a Dif_NMSE se obtienen valores no bajos en dos casos y un valor medio-bajo en otro. Los

resultados obtenidos dejan cierto margen a la mejora, y hay que tener presente que la validación cruzada arroja peores resultados que el entrenamiento. Como posible fuente de error habría que contemplar una no correcta elección de orden de no linealidad y/o memoria en la caracterización del PA; una más acertada elección de estos parámetros podría ser clave para aproximarse en mayor medida al comportamiento real del PA y obtener mejores resultados para NMSE_mod y Dif_NMSE.

4.4.2.2 Modelado de PA. Señales OFDM genéricas. Órdenes altos

Aplicando los algoritmos de la pseudoinversa y de regularización de Tikhonov para caracterización de PA sobre las 3 parejas de señales de entrada y salida OFDM genéricas capturadas, los resultados obtenidos se reflejan en las tablas 4.10 y 4.11. Los valores empleados de orden de no linealidad y memoria pueden ser diferentes para cada pareja de señales, lo cual se matiza en la tabla 4.11.

Tabla 4.10. Resultados de caracterización de PA para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad y memoria altos.

	PSEUDOINVERSA		REGUL. TIKHONOV		
	NMSE_mod	Dif_NMSE	NMSE_mod	Dif_NMSE	λ
OFDMgen1	-29,38	14,51	-29,61	13,95	10^{-1}
OFDMgen2	-27,16	8,40	-26,91	8,93	10^{-1}
OFDMgen3	x	x	x	x	x

Tabla 4.11. Número de condición de matriz de señal y parámetros de modelo, para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad y memoria altos.

	P_in (dBm)	Ancho de banda (MHz)	Número de condición	Parámetros modelo	
				No linealidad (N)	Memoria (M)
OFDMgen1	19,57	2,24	1,04E+25	11	11
OFDMgen2	19,67	4,43	1,50E+26	12	12
OFDMgen3	19,65	8,93	1,48E+24	11	11

Tal como ocurría con señales OFDM WiMAX y órdenes altos (apartado 4.4.1.2) en la Tabla 4.10 se observa que para la señal *OFDMgen3* no se aportan los resultados, porque estos eran inaceptables a nivel de *Dif_NMSE*, tanto aplicando pseudoinversa como regularización de Tikhonov. Apoyados en la idea de que en el caso de aplicación de modelos de orden bajo los resultados eran mejorables para esta señal (apartado 4.4.2.1), además de que se trata de la señal de mayor ancho de banda, una posible tarea a futuro sería investigar si este mayor ancho de banda tiene gran influencia/limitaciones en la aplicación de los modelos propuestos de caracterización de PA. Para las otras dos señales, los resultados obtenidos con ambos algoritmos de caracterización son muy parecidos, tanto para *NMSE_mod* como para *Dif_NMSE*: los valores de *NMSE_mod* son bajos y respecto a *Dif_NMSE* los valores son de nuevo mejorables. La explicación, de nuevo, puede estar en la elección de un erróneo orden de no linealidad y/o memoria. En este caso no se aprecia diferencia ni mejora en la aplicación de pseudoinversa frente a regularización de Tikhonov, por ello se concluye que ambos dos modelos ofrecen las mismas prestaciones para un escenario como éste. Nótese de nuevo como al aumentar los órdenes de no linealidad y memoria los números de condición son de nuevo muy superiores comparando con lo obtenido en el apartado 4.4.2.1, lo que de nuevo emplaza la regularización de Tikhonov como una opción que debe ser debidamente tomada en cuenta.

4.5 Caracterización y validación de los predistorsionadores digitales

En el siguiente apartado se realiza el análisis de los resultados obtenidos en la caracterización del DPD y en la validación del sistema completo formado por DPD+PA. La mecánica de trabajo es similar a la realizada para los PA, resumida en la tabla 4.12.

Tabla 4.12. Conjunto de caracterizaciones y validaciones de DPD llevadas a cabo (PI: pseudoinversa, RT: regularización de Tikhonov).

CARACTERIZACIÓN Y VALIDACIÓN DE DPD							
Señales OFDM WiMAX				Señales OFDM genéricas			
Ordenes bajos		Ordenes altos		Ordenes bajos		Ordenes altos	
PI	RT	PI	RT	PI	RT	PI	RT

Para la validación del sistema DPD+PA se utiliza el criterio ya explicado en el apartado 3.2.5 del Capítulo 3. Se muestra para ello la variable denominada “*ratio entre potencias de canal adyacente*” (R_{pot_adjch}), calculado en base a P_{adjch} y P_{adjch_lin} tal cual se definen en tal apartado, y que toma la forma:

$$R_{pot_adjch} = 10 \log \left(\frac{P_{adjch}}{P_{adjch_lin}} \right) \tag{4.1}$$

A modo de recordatorio, sólo en el caso en el que $R_{pot_adjch} > 0$ se justifica el uso del DPD junto con el PA, tal cual se expuso y argumento en el Capítulo 3.

Para la simulación y validación del sistema DPD+PA se utilizan los modelos calculados en base a regularización de Tikhonov tanto para DPD como para PA. Por ello, aunque se muestran los resultados de NMSE_mod y Dif_NMSE tanto para el cálculo del modelo del DPD con pseudoinversa y con regularización de Tikhonov, sólo se muestra el valor de R_{pot_adjch} para este segundo caso.

4.5.1 Caracterización y validación de DPD. Señales OFDM WiMAX

4.5.1.1 Caracterización y validación de DPD. Señales OFDM WiMAX. Órdenes bajos

Las tablas 4.13 y 4.14 reflejan, en base al uso de las señales de entrada y salida OFDM WiMAX, los resultados obtenidos en la caracterización y validación del DPD tanto aplicando el algoritmo de la pseudoinversa como regularización de Tikhonov, con orden de no linealidad $K=7$ y memoria $M=5$.

Tabla 4.13. Resultados de caracterización de DPD y validación de DPD+PA para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

	PSEUDOINVERSA		REGUL. TIKHONOV			
	NMSE_mod	Dif_NMSE	NMSE_mod	Dif_NMSE	λ	R_{pot_adjch} (dB)
OFDMwimax1	-52,59	4,31	-50,86	2,82	10^{-2}	4,24
OFDMwimax2	-49,72	2,93	-49,47	2,31	10^{-1}	3,17
OFDMwimax3	-46,26	14,83	-35,78	1,02	10^{-3}	0,83

Tabla 4.14. Número de condición de matriz de señal, para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

	P_in (dBm)	Número de condición
OFDMwimax1	-1,14	3,27E+14
OFDMwimax2	3,18	6,92E+12
OFDMwimax3	-17,20	2,35E+22

En la Tabla 4.13 se observa que los resultados obtenidos haciendo uso de la pseudoinversa y de regularización de Tikhonov son muy parecidos para las dos primeras señales, obteniendo excelentes resultados. Respecto a la tercera de las señales, Dif_NMSE indica que la regularización de Tikhonov ofrece mejores prestaciones, ya que la pseudoinversa incurre en un valor alto para el parámetro que difícilmente valida su aplicación. En cuanto a R_{pot_adjch} , al tomar valores positivos justifica el uso de los DPD previamente calculados. En los dos primeros casos, vemos que la potencia introducida en canal adyacente se reduciría a más de la mitad por el hecho de usar el DPD junto al PA respecto al caso de que sólo usáramos el PA, para obtener la misma potencia útil en banda. Se concluye que regularización de Tikhonov iguala o mejora los resultados de pseudoinversa, siendo la herramienta de referencia para escenarios como el actual.

A continuación, y haciendo uso del par de señales "OFDMwimax1", la figura 4.6 muestra las curvas AM/AM y AM/PM obtenidas en primer lugar para el sistema formado únicamente por el PA, y por otro lado para el sistema DPD+PA.

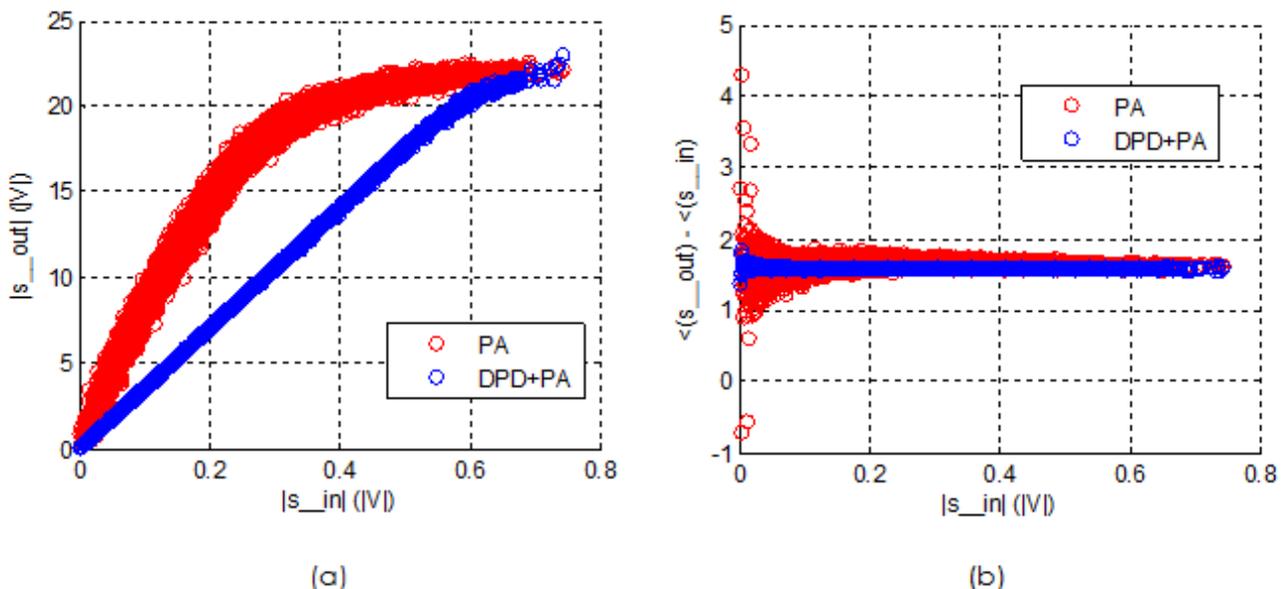


Figura 4.6. Curvas de los sistemas DPD+PA y PA haciendo uso de "OFDMwimax1". (a) AM/AM; (b) AM/PM.

Se contempla como el uso del DPD logra linealizar la respuesta del PA, si bien queda patente en la curva AM/AM como para los valores más altos de $|s_{in}|$ no se logra una respuesta totalmente lineal por el compromiso ya citado existente entre la ganancia global del sistema DPD+PA y el grado de linealización deseado para el PA.

4.5.1.2 Caracterización y validación de DPD. Señales OFDM WiMAX. Órdenes altos

En la aplicación de pseudoinversa y regularización de Tikhonov para caracterizar y validar el DPD haciendo uso de las 3 parejas de señales de entrada y salida OFDM WiMAX capturadas, se obtuvieron los resultados de las tablas 4.15 y 4.16. El orden de no linealidad y memoria tomados fueron $N=13$ y $M=12$ respectivamente.

Tabla 4.15. Resultados de caracterización de DPD y validación de DPD+PA para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad y memoria altos.

	PSEUDOINVERSA		REGUL. TIKHONOV			
	NMSE_mod	Dif_NMSE	NMSE_mod	Dif_NMSE	λ	R_{pot_adjch} (dB)
OFDMwimax1	x	x	-38,22	2,81	10^{-1}	2,03
OFDMwimax2	x	x	-47,82	3,81	10^{-1}	1,45
OFDMwimax3	-46,55	15,35	-31,10	3,58	10^{-2}	0,37

Tabla 4.16. Número de condición de matriz de señal, para señales OFDM WiMAX, con orden de no linealidad y memoria altos.

	P_{in} (dBm)	Número de condición
OFDMwimax1	-1,14	2,71E+26
OFDMwimax2	3,18	2,01E+21
OFDMwimax3	-17,20	1,33E+41

Nuevamente y como ha sucedido hasta ahora cuando se ha hecho uso de órdenes altos en los modelos, la pseudoinversa presenta limitaciones. La Tabla 4.15 así lo refleja, obteniendo resultados en la caracterización del DPD aplicando pseudoinversa inaceptables en según qué casos (valores de Dif_NMSE superiores a 30), y con margen de

mejora considerable para la última señal. Respecto a regularización de Tikhonov, los resultados son excelentes. Los altos valores de λ indican que el peso que se le otorga a la regularización es alto, o en todo caso que la tendencia es desviarse de la pseudoinversión tradicional. Los valores de $R_{\text{pot_adjch}}$ son positivos, así que se justifica el uso del DPD calculado con regularización de Tikhonov. Por ello se concluye que la pseudoinversa no es de aplicación para caracterizar el DPD en un escenario como este, pero sí lo es la regularización de Tikhonov. Por último, vemos de nuevo que al aumentar órdenes de no linealidad y memoria los números de condición crecen, reforzando la idea de que la regularización de Tikhonov es de gran utilidad para este escenario de pruebas.

4.5.2 Caracterización y validación de DPD. Señales OFDM genéricas

4.5.2.1 Caracterización y validación de DPD. Señales OFDM genéricas. Órdenes bajos

En las tablas 4.17 y 4.18 se muestran los resultados alcanzados, para cada una de las 3 parejas de señales de entrada y salida OFDM genéricas capturadas, en la caracterización y validación del DPD tanto aplicando el algoritmo de la pseudoinversa como regularización de Tikhonov. Para los modelos matemáticos, los valores empleados de orden de no linealidad son $N=7$ y la memoria $M=5$ para todos los casos.

Tabla 4.17. Resultados de caracterización de DPD y validación de DPD+PA para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

	PSEUDOINVERSA		REGUL. TIKHONOV			
	NMSE_mod	Dif_NMSE	NMSE_mod	Dif_NMSE	λ	$R_{\text{pot_adjch}}$ (dB)
OFDMgen1	-54,85	8,81	-54,83	8,68	10^{-1}	0,25
OFDMgen2	-58,53	0,55	-58,52	0,52	10^{-1}	0,44
OFDMgen3	-48,31	5,48	-48,31	5,48	10^{-2}	0,32

Tabla 4.18. Número de condición de matriz de señal, para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad $N=7$ y memoria $M=5$.

	P_in (dBm)	Ancho de banda (MHz)	Número de condición
OFDMgen1	19,57	2,24	1,73E+15
OFDMgen2	19,67	4,43	2,41E+15
OFDMgen3	19,65	8,93	2,27E+15

No se observan diferencias reseñables al aplicar una u otra técnica de modelado. En la Tabla 4.17 se pone de manifiesto que los resultados obtenidos en la caracterización del DPD aplicando uno u otro algoritmo son muy similares, no existiendo gran diferencia o mejora de uno a otro. NMSE_mod son excelentes y Dif_NMSE son buenos, aunque con margen de mejora en algunos casos. Los valores de R_{pot_adjch} son positivos, así que se argumenta el uso del DPD calculado con regularización de Tikhonov. Se concluye que tanto pseudoinversa como regularización de Tikhonov son de aplicación en un escenario de este tipo.

4.5.2.2 Caracterización y validación de DPD. Señales OFDM genéricas. Órdenes altos

Para el último escenario de simulación, y haciendo uso de las señales de entrada y salida OFDM genéricas capturadas, los resultados en la caracterización y validación del DPD, tanto aplicando el algoritmo de la pseudoinversa como la regularización de Tikhonov, son reflejados en las tablas 4.19 y 4.20. Los modelos matemáticos emplean un orden de no linealidad de $M=11$ y memoria $M=13$ para los 3 casos de estudio.

Tabla 4.19. Resultados de caracterización de DPD y validación de DPD+PA para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad y memoria altos.

	PSEUDOINVERSA		REGUL. TIKHONOV			
	NMSE_mod	Dif_NMSE	NMSE_mod	Dif_NMSE	λ	R_{pot_adjch} (dB)
OFDMgen1	-58,65	17,43	-58,69	17,33	10^{-2}	0,37
OFDMgen2	-56,81	10,29	-56,65	9,97	10^{-1}	0,63
OFDMgen3	-49,32	10,46	-49,52	9,73	10^{-1}	0,60

Tabla 4.20. Número de condición de matriz de señal, para señales OFDM genéricas, con orden de no linealidad y memoria altos.

	P _{in} (dBm)	Número de condición
OFDMgen1	19,57	7,60E+23
OFDMgen2	19,67	1,75E+23
OFDMgen3	19,65	1,38E+23

En la tabla 4.19 se observa que los resultados obtenidos en la caracterización del DPD aplicando pseudoinversa y regularización de Tikhonov apenas arrojan diferencias, no apreciando mejora de uno a otro. Si bien los valores de NMSE_{mod} son excelentes, Dif_{NMSE} toma valores ciertamente discutibles, incluso inaceptables para la primera señal, quizás debido a mala elección de órdenes de no linealidad y/o memoria, tarea en la que habría que profundizar. Los valores de R_{pot_adjch} son positivos, por ello que el uso del DPD calculado con regularización de Tikhonov queda argumentado de forma favorable. Se concluye que tanto pseudoinversa como regularización de Tikhonov ofrecen las mismas prestaciones en escenarios de este tipo, y que ambos podrían ser aplicables no sin antes atender a los órdenes elegidos para el modelo.

En la figura 4.7 se incluyen las curvas AM/AM y AM/PM obtenidas en base al par de señales entrada y salida "OFDMgen2", tanto para el sistema formado por DPD+PA como para el formado únicamente por el PA. Se manifiesta una considerable mejora en la linealidad del sistema por el hecho de incluir el DPD linealizador previo al PA.

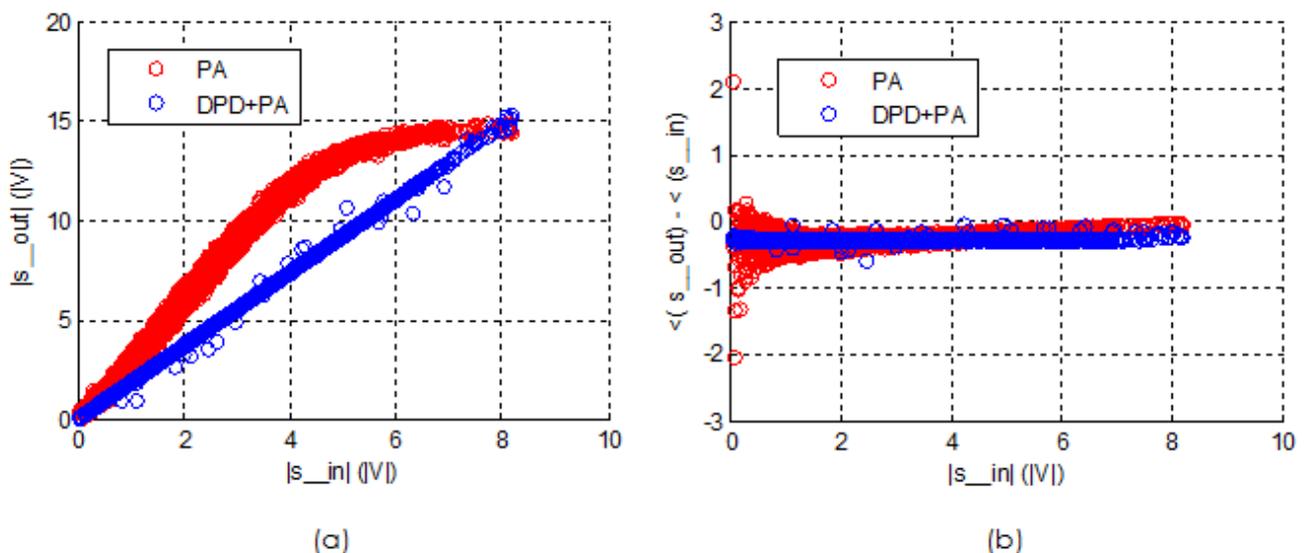


Figura 4.7. Curvas de los sistemas DPD+PA y PA haciendo uso de "OFDMgen2". (a) AM/AM; (b) AM/PM.

Capítulo 5.

Conclusiones y líneas futuras de trabajo

En el presente capítulo se recapitula el trabajo desarrollada en este Proyecto Fin de Carrera y las ideas globales que del mismo se extraen. Posteriormente se dibuja el camino futuro a seguir en base a los resultados obtenidos y las restricciones detectadas.

5.1 Conclusiones

Esta memoria describe el trabajo realizado para la linealización de amplificadores de potencia con esquemas de predistorsión digital en el campo de la tecnología Mobile WiMAX.

Se han propuesto con tal propósito sendas técnicas matemáticas como son la pseudoinversa de matrices y la regularización de Tikhonov, tanto para el trabajo relativo al amplificador de potencia como en el concerniente al predistorsionador digital. Para un análisis en profundidad se plantea explotar en la medida de lo posible las posibilidades que estos modelos matemáticos ofrecen, y por ello se han simulado diversos escenarios en base a alta o baja memoria y órdenes de no linealidad. Por otro lado, el estudio se ha ampliado a otras señales que, sin ser señales propiamente Mobile WiMAX, comparten ciertas características con ellas. En el desarrollo del trabajo han ido surgiendo conflictos entre parámetros y variables, que han sido resueltos intentando lograr el mejor compromiso entre los mismos.

Para el modelado de amplificadores de potencia y la caracterización del predistorsionador digital con modelos de baja memoria y orden de no linealidad, tanto la

pseudoinversa como la regularización de Tikhonov ofrecen buenas prestaciones, sin encontrarse significativas diferencias entre ambas técnicas en los resultados obtenidos. Sin embargo, para modelos de alta memoria y orden de no linealidad, las diferencias entre ambas técnicas matemáticas son evidentes. La identificación mediante pseudoinversa es en ciertos casos una técnica inservible, mientras que la regularización de Tikhonov siempre es una alternativa aplicable que ofrece las mismas prestaciones o las mejora, si la comparamos con pseudoinversa.

Para finalizar, de cara al objetivo último que se persigue, esto es la linealización del amplificador, la regularización de Tikhonov aplicada a la predistorsión digital consigue obtener señales mejoradas a la salida de un amplificador de potencia que las que se obtienen si se prescinde de tal bloque previo de predistorsión, entendiéndose que tal afirmación se basa en comparar la potencia de salida existente en el canal adyacente, tanto para el sistema DPD+PA como para el formado únicamente por PA, para una misma potencia de salida en banda de interés en ambos casos.

5.2 Líneas futuras de trabajo

Los resultados obtenidos en este Proyecto Fin de Carrera abren una interesante línea de investigación futura en el marco de la predistorsión de amplificadores de potencia.

Se podría plantear si la regularización de Tikhonov es una herramienta de apoyo en aplicaciones que hagan uso de amplificadores con un mayor nivel de eficiencia energética (clases D o E), puesto que son los que más penalizan la relación de linealidad entre entrada y salida.

Por otro lado, sería interesante abordar la cuestión del coste computacional. En este Proyecto Fin de Carrera no se planteaba como uno de sus objetivos modelar el coste computacional de las alternativas planteadas, pero un hito inevitable del camino futuro sería realizar un estudio para averiguar si la mejora que parece proporcionar la regularización de Tikhonov es justificable en términos del tiempo de cálculo computacional.

Por otro lado, en este Proyecto se ha trabajado en el marco de los estándares WiMAX. Resulta evidente que sería interesante realizar un estudio similar al planteado para otras tecnologías radio ampliamente utilizadas, como pueden ser DVB o las que parecen tener un futuro prometedor como LTE.

Y por último, cabe destacar que son varias las técnicas de regularización existentes, aparte de la de Tikhonov. Técnicas como la "regularización de entropía máxima" o los "métodos de regularización iterativos" son algunos de los que se pueden investigar. En definitiva el objetivo último sería comprobar si la regularización es una herramienta

efectiva en la predistorsión digital aplicada a la linealización de amplificadores de potencia en transmisores radio, y el grado de asistencia que proporciona en tal labor en tanto en cuanto hubiera que considerarla como una herramienta imprescindible, útil, de dudosa aplicabilidad o desaconsejable.

Referencias

- [1] R. Van Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communication", ed. Artech House, 2000
- [2] H. Holma and A. Toskala, "WCDMA for UMTS – Radio Access for Third Generation Mobile Communications", Chichester, UK: Wiley, 2000
- [3] WiMAX Forum, "Mobile WiMAX – Part I: A Technical Overview and Performance Evaluation", August 2006
- [4] C. Li, J. Wu, C. Tseng, I. Tang and Y. Chang, "Performance Comparisons of PAPR Reduction Methods for the OFDM System", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2009*, pp.1413-1416, July 2009
- [5] P. Banelli, G. Baruffa and S. Cacopardi, "Effects on HPA Nonlinearity on Frequency Multiplexed OFDM Signals", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 47, no. 2, pp. 123-136, June 2001
- [6] S. Rummery and G.R. Branner, "Power Amplifier Design Using Feedforward Linearization", *Proceedings of the 40th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, vol. 1, pp.545.548, August 1997
- [7] Y.Y. Woo, J. Kim, J. Yi, S.Hong, I. Kim, J. Moon and B. Kim, "Adaptative Digital Feedback Predistorsion Technique for Linearizing Power Amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 5, pp. 932-940, May 2007
- [8] J. Kim, C. Park, J. Moon and B.Kim, "Analysis of Adaptative Digital Feedback Linearization Techniques", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 57, no. 2, pp. 345-354, February 2010
- [9] J. Yi, Y. Yang, M. Park, W. Kang and B. Kim, "Analog Predistorsion Linearizer for High-Power RF Amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 12, pp. 2709-2713, December 2000
- [10] M. Younes, O. Hammi, A. Kwan and M. Ghannouchi, "An Accurate Complexity-Reduced 'PLUME' Model for Behavioral Modeling and Digital Predistorsion of RF Power Amplifiers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1397-1405, April 2011
- [11] N. Naskas and Y. Papananos, "Non-iterative Adaptative Baseband Predistorter for RF Power Amplifier Linearization", *IEEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 152, no. 2, pp. 103-110, April 2005

- [12] O. Hammi and F.M. Ghannouchi, "Behavioral Modeling and Predistorsion", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 7, pp. 52-64, December 2009
- [13] M. Ikasson, D. Wisell and D. Rönnow, "A Comparative Analysis of Behavioral Models for RF Power Amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 348-359, January 2006
- [14] A. Tazón, J. de Mingo Sanz, C. Pérez, P. García, "Técnicas de Linealización y Aumento de la Eficiencia en Amplificadores y Trasmisores", Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones de la Universidad de Zaragoza
- [15] H. Ku and J.S. Kenney, "Behavioral Modeling of Nonlinear RF Power Amplifiers Considering Memory Effects", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 12, pp. 1495-2504, December 2003
- [16] C. Hansen, "Regularization Tools. A MATLAB Package for Analysis and Solution of Discrete Ill-Posed Problems", Informatics and Mathematical Modelling, Technical University of Denmark, March 2008
- [17] D. Bondar and D. Budimir, "Distorsion Improvement of Power Amplifiers with Digital Predistorsion", Wireless Communications Research Group, University of Westminster, London
- [18] D. Bondar, D. Budimir and B. Shelkovnikov, "Linearization of power amplifiers by baseband digital predistorsion for OFDM transmitters", 18th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" CRIMICO'2008, Sevastopol, Ukraine, 2008
- [19] Sheng Lu, Ki Hwan Ju and Ki H. Chon, "A New Algorithm for Linear and Nonlinear ARMA Model Parameter Estimation Using Affine Geometry", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 48, no. 10, pp. 1116-1124, October 2001
- [20] K. H. Chon and S. Lu, "A new algorithm for ARMA model parameter estimation using group method of data handling", *Ann. Biomed. Eng.*, vol. 29, pp. 92-98, 2001
- [21] M. J. Korenberg, "A robust orthogonal algorithm for system identification and time series analysis", *Biol. Cybern.*, vol. 60, pp. 267-276, 1989
- [22] S. Chen, S. A. Billings and W. Luo, "Orthogonal least squares methods and their application to non-linear system identification", *Int. J. Control*, vol. 50, pp. 1873-1896, 1989
- [23] S.A. Billings and M.B. Fadzil, "The practical identification of systems with nonlinearities", Proceedings of the 7th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, pp. 155-160, York, U.K., 1985
- [24] M.J. Korenberg, S.A Billings, Y.P. Liu and P.J. McIlloy, "Orthogonal parameter estimation algorithm for non-linear stochastic systems", *International Journal of Control*, 48, pp. 193-210, 1988

- [25] Ho-En Liao and Wen-Shiung Chen, "Determination of Nonlinear Delay Elements within NARMA Models Using Dispersion Functions", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 46, no. 4, pp. 868-872, August 1997
- [26] I. J. Leontaritis and S.A. Billings, "Model selection and validation methods for nonlinear systems", Int. J. Control, vol. 45, pp. 311-341, 1987
- [27] I. J. Leontaritis and S.A. Billings, "Input-Output parametric models for nonlinear systems, Part II: Stochastic nonlinear systems", Int. J. Control, vol. 41, no. 2, pp. 329-344, 1985
- [28] Alireza Rahrooh, Scott Shepard, "Identification of nonlinear systems using NARMAX model", University of Central Florida, 2009
- [29] S. C. Cripps, "Advanced Techniques in RF Power Amplifiers Design", Norwood, MA: Artech House, 2002
- [30] J. Vuolevi, T. Rahkonen and J. Manninen, "Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory Tech., vol. 49, pp. 1383-1389, August 2001
- [31] M. S. Muha, C.J. Clark, A. A. Moulthrop and C. P. Silva, "Validation of power amplifier nonlinear block models", in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 759-762, Anaheim, California, 1999
- [32] P. M. Asbeck, H. Kobayashi, M. Iwamoto, G. Hanington, S. Nam and L. E. Larson, "Augmented behavioral characterization for modeling the nonlinear response of power amplifiers", in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 135-138, Seattle, Washington, 2002

Anexos

Anexo A.

Proceso completo de linealización de PA

En el presente anexo se muestra un ejemplo con el proceso completo y los resultados obtenidos en la linealización de PA mediante predistorsión digital y aplicando la regularización de Tikhonov.

Para ilustrar la linealización de PA mediante DPD haciendo uso de la regularización de Tikhonov, se escoge el par de señales de entrada y salida "OFDMwimax1", presentadas durante los apartados 2.3.3.2. y 4.2.2 respectivamente. Por otro lado se fijan unos parámetros para los modelos matemáticos utilizados de orden de no linealidad $N=13$ (hasta potencias de 12 (x^{12})), y memoria $M=12$ (hasta la muestra $(n - 11)$).

A.1 Caracterización del PA

En primer lugar se dividen las señales de entrada y salida en dos tramos, uno que se dedicará para los procesos de caracterización de PA y DPD (señales de entrenamiento), y otro tramo para la validación cruzada del PA y DPD calculados, además de la validación del sistema conjunto DPD+PA (señales de validación).

A continuación se utilizan las señales de entrenamiento para la caracterización computacional del PA, tanto en base al modelo de la pseudoinversa como a la regularización de Tikhonov. Para el segundo de los casos, la gráfica que relaciona los valores de lambda (λ) con Dif_NMSE y NMSE_mod es la siguiente:

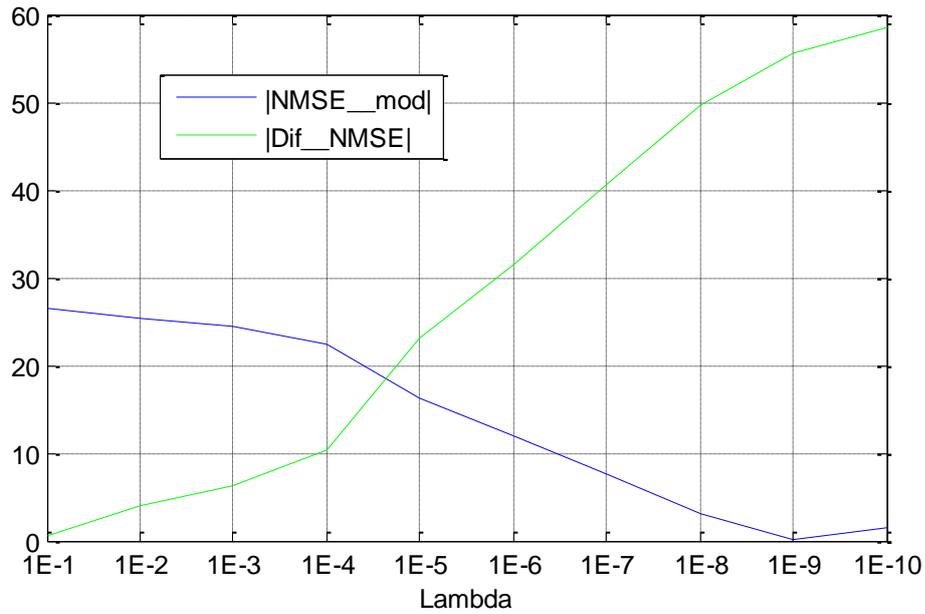


Figura A.1. Caracterización de PA. Valores de $|NMSE_mod|$ y $|Dif_NMSE|$ para distintos valores de λ en la regularización de Tikhonov.

Se toma el valor de lambda (λ) de 1E-1, puesto que es el que ofrece, conjuntamente, el mejor valor tanto para NMSE_mod como para Dif_NMSE. Con ello, se obtiene los siguientes estimadores para ambos modelos:

Tabla A.1. Resultados de estimadores en la caracterización de PA.

	PSEUDOINVERSA	REGULARIZACIÓN DE TIKHONOV
NMSE_mod	5,66	-26,47
Dif_NMSE	67,30	0,48

De la tabla A.1 se deduce que la única alternativa para la caracterización del PA pasa por tomar la solución basada en regularización de Tikhonov. En la siguiente figura A.2 se observa la curva característica AM/AM para el PA real y para el PA calculado con regularización de Tikhonov y distintos valores de lambda (λ), obtenida haciendo uso de las señales de validación cruzada:

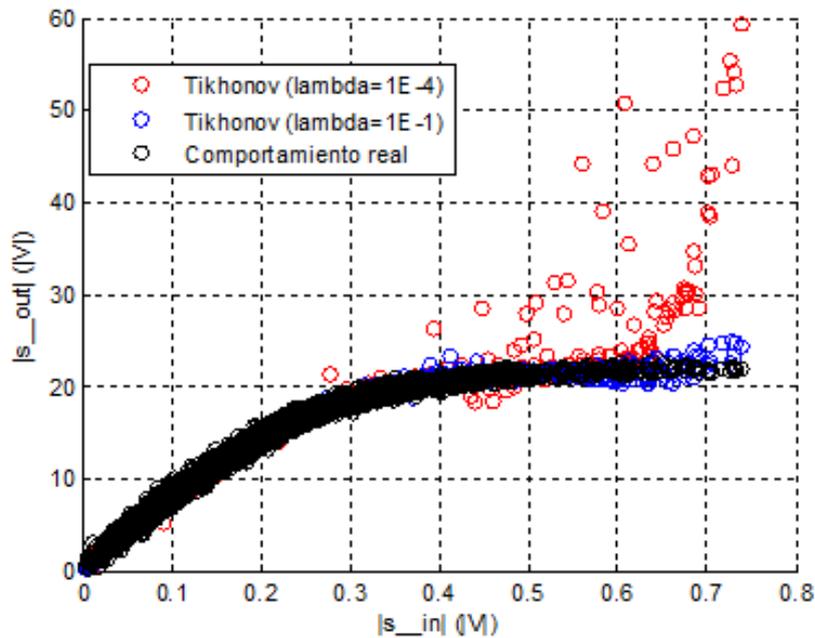


Figura A.2. Conversión AM/AM para PA real (negro), PA simulado con $\lambda=1E-1$ (azul) y PA simulado con $\lambda=1E-4$ (rojo).

Se observa en la figura A.2 que la solución con regularización de Tikhonov y $\lambda=1E-1$ se ajusta a la curva real del PA con una cierta oscilación para valores altos de la señal de entrada. El algoritmo de Tikhonov contribuye a controlar tal oscilación, de modo que cuanto mayor es λ más se ajusta la curva obtenida por simulación a la real (menor oscilación). Para la solución con pseudoinversa, la oscilación es tan grande que la curva AM/AM diverge.

A.2 Caracterización del DPD

El siguiente paso es caracterizar el DPD con las señales de entrenamiento, de nuevo en base a pseudoinversa y a regularización de Tikhonov, comparar prestaciones y elegir uno de los dos modelos. La relación de Dif_NMSE y NMSE_mod con los valores de λ es la siguiente:

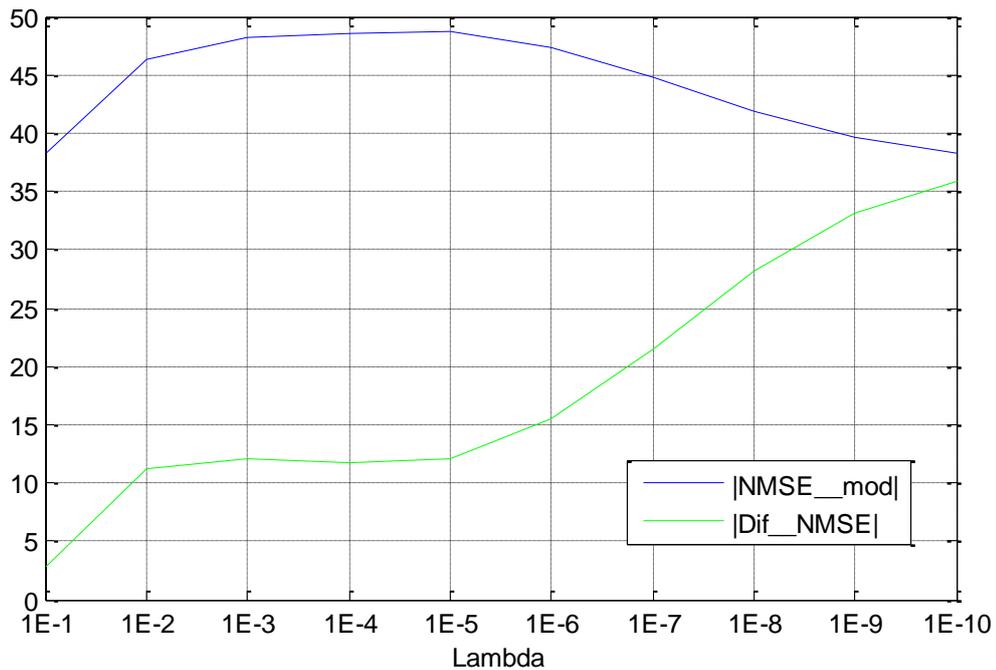


Figura A.3. Caracterización de DPD. Valores de |NMSE_mod| y |Dif_NMSE| para distintos valores de λ en la regularización de Tikhonov.

Se elige un valor de $\lambda=1E-1$, puesto que aunque no es el que ofrece un mejor NMSE_mod es el que ofrece el mejor compromiso entre este parámetro y Dif_NMSE. Los valores que toman estos estimadores son:

Tabla A.2. Resultados de estimadores en la caracterización de DPD.

	PSEUDOINVERSA	REGULARIZACIÓN DE TIKHONOV
NMSE_mod	-35,56	-38,22
Dif_NMSE	41,66	2,81

Se deduce de nuevo como la pseudoinversa no es útil dado el valor que toma Dif_NMSE, por lo que se toma la caracterización de DPD con regularización de Tikhonov, que ofrece excelentes prestaciones. En la siguiente gráfica se observan los resultados de estas caracterizaciones al aplicar las funciones de transferencia calculadas para el DPD a las señales de validación, y comparar la señal obtenida en simulación de los modelos con la señal real capturada:

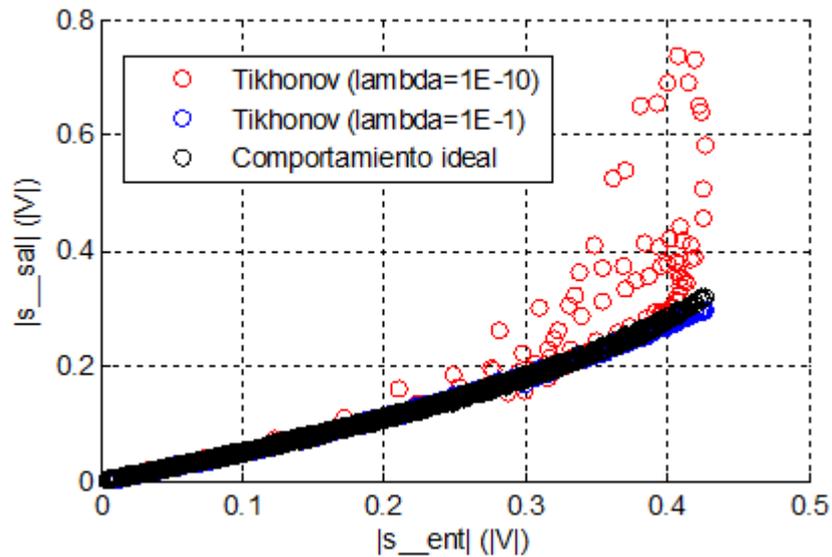


Figura A.4. Caracterización del DPD. Comportamiento ideal (negro), simulado con $\lambda=1E-1$ (azul) y con $\lambda=1E-10$ (rojo).

De la gráfica A.4 se concluye que la solución tomada con $\lambda=1E-1$ se aproxima en buena medida a lo que sería el DPD ideal. Para valores mayores de λ el comportamiento es cada vez más diferente, siendo incapaz de ajustarse para los valores más altos de la señal de entrada al DPD.

Respecto a los coeficientes del DPD, se muestran a continuación sendas gráficas en la figura A.5 que permiten hacerse una idea de los valores que toman:

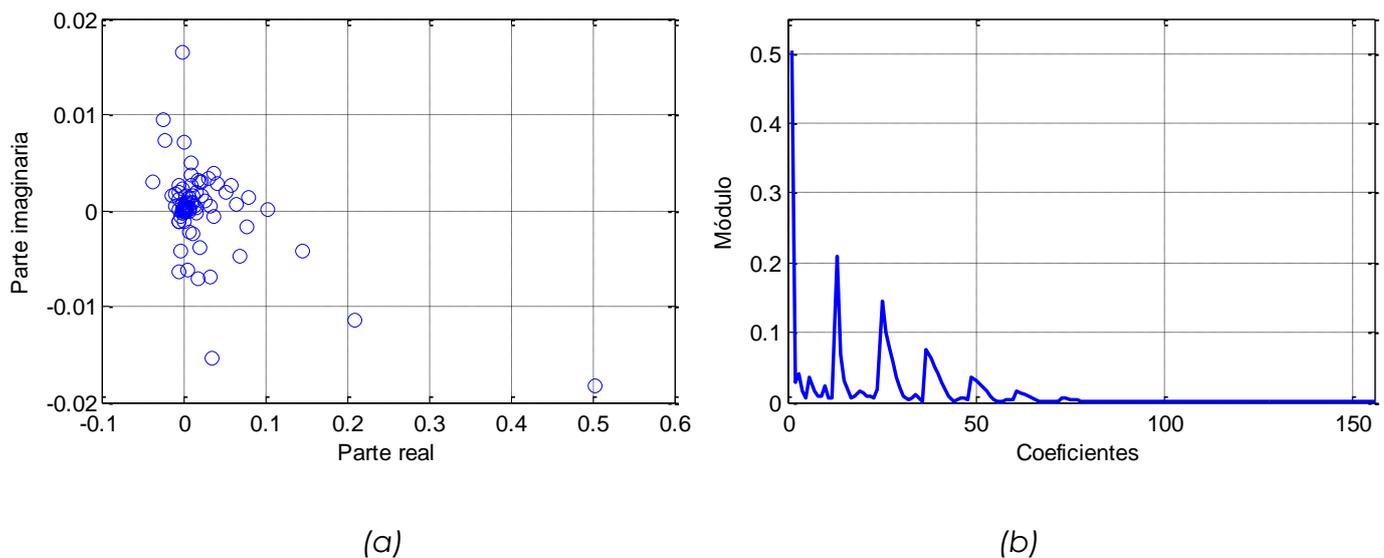


Figura A.5. Coeficientes del DPD. (a) parte real e imaginaria; (b) módulo.

De entre todos los coeficientes, los más representativos y que se corresponden con los dientes de sierra que se observan en la segunda de las gráficas anteriores (módulo de los coeficientes), son los siguientes:

Tabla A.3. Coeficientes más relevantes del DPD.

Coeficiente	Parte real	Parte imaginaria	Módulo
1	0,5036	0,0183	0,5040
13	0,2093	0,0115	0,2096
25	0,1437	0,0043	0,1438
37	0,0767	0,0017	0,0767
49	0,0353	0,0007	0,0353
61	0,0149	0,0002	0,0149
73	0,0060	0,0001	0,0060

A.3 Simulación del sistema DPD+PA

Por último, ya obtenidos los modelos de PA y de DPD, se simula el conjunto DPD+PA para observar y comparar la señal linealizada. Se utiliza para ello las señales de validación cruzada, obteniéndose los siguientes resultados:

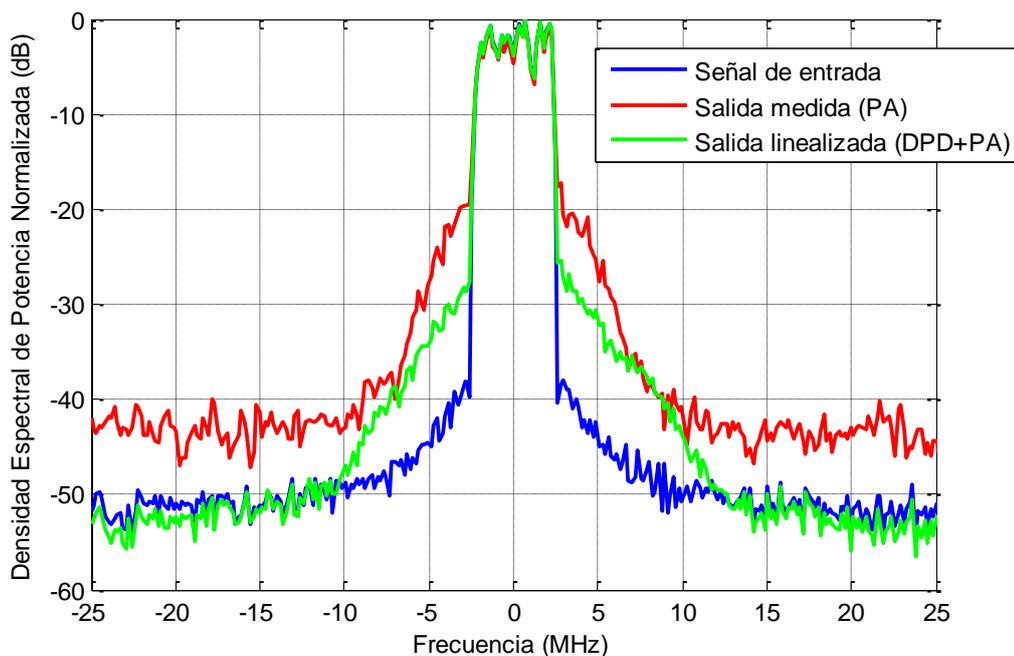


Figura A.6. Comparación de señales en el proceso de linealización de PA mediante DPD.

Gráficamente se observa que aunque la señal linealizada presenta productos de intermodulación fuera de banda debido a que el DPD calculado no es capaz de compensar totalmente la distorsión no lineal que introduce el PA, estos son claramente inferiores a los que se obtendrían en caso de utilizar únicamente el PA. Se justifica con ello el uso del DPD en la linealización del PA, lo que también se comprueba con el valor del estimador $R_{\text{pot_adjch}}$, que toma el valor de 2,03 dB de mejora.

Para finalizar el estudio del proceso, se adjuntan las gráficas AM/AM y AM/PM del PA y del conjunto formado por DPD+PA, en la figura A.7:

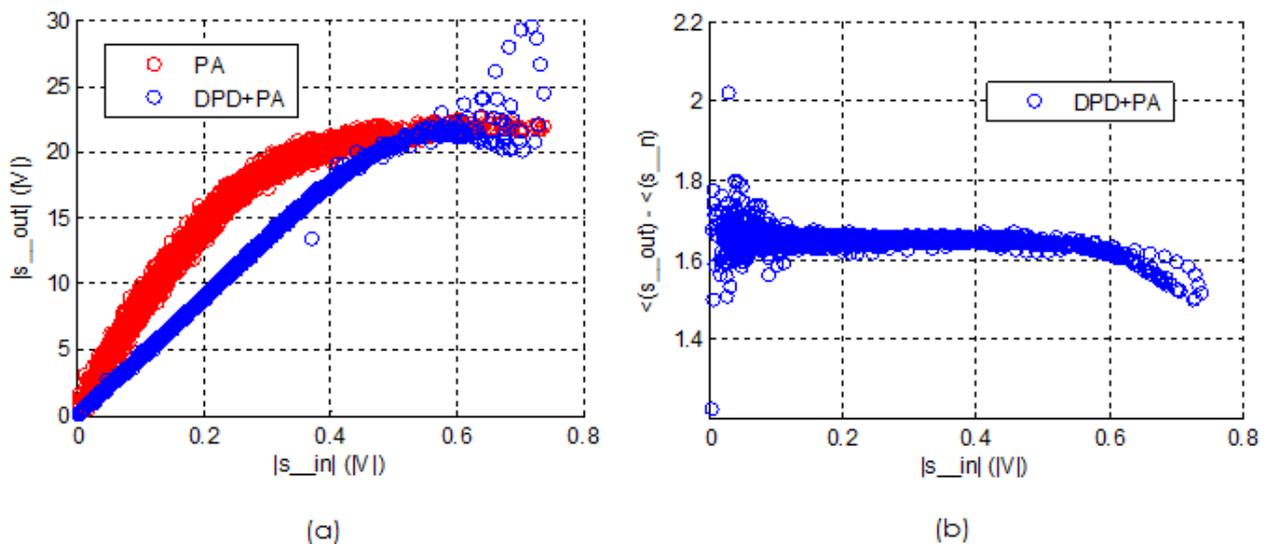


Figura A.7. Curvas del PA y del sistema DPD+PA. (a) AM/AM; (b) AM/PM.

La curva AM/AM muestra una comparativa del sistema formado sólo por PA frente al sistema DPD+PA. Hasta los valores más altos de $|s_{\text{in}}|$ se observa cómo el DPD consigue compensar la distorsión no lineal que introduce el PA; para valores muy altos no se consigue este comportamiento y se entra en saturación, debido al compromiso de ganancia frente a nivel de linealización tomado en la solución. No obstante es evidente la mejora lograda en las prestaciones por el uso del DPD. En la curva AM/PM no se adjunta la característica del sistema formado sólo por PA, puesto que sin más es una maraña de puntos que abarcan los 2π radianes para todo el rango de $|s_{\text{in}}|$, ocupando todo el espacio de la gráfica. De nuevo, hasta los valores más altos de $|s_{\text{in}}|$ la característica del DPD+PA se observa plana tal como se persigue, existiendo cierta distorsión para los valores altos.

Anexo B.

Técnicas de Procesado Digital de Señal aplicadas

En el presente anexo se recogen algunos de los códigos de MATLAB que implementan las técnicas de Procesado Digital de Señal más relevantes que se han usado durante el Proyecto Fin de Carrera

B.1 Código MATLAB para la obtención del modelo de PA o de DPD mediante el algoritmo de la regularización de Tikhonov

```
function [x_lambda,rho,eta] = tikhonov(U,s,V,b,lambda,x_0)

%TIKHONOV Tikhonov regularization.
%
% [x_lambda,rho,eta] = tikhonov(U,s,V,b,lambda,x_0)
% [x_lambda,rho,eta] = tikhonov(U,sm,X,b,lambda,x_0) , sm = [sigma,mu]
%
% Computes the Tikhonov regularized solution x_lambda. If the SVD
% is used, i.e. if U, s, and V are specified, then standard-form
% regularization is applied:
%   min { || A x - b ||^2 + lambda^2 || x - x_0 ||^2 } .
% If, on the other hand, the GSVD is used, i.e. if U, sm, and X are
% specified, then general-form regularization is applied:
%   min { || A x - b ||^2 + lambda^2 || L (x - x_0) ||^2 } .
%
% If x_0 is not specified, then x_0 = 0 is used
%
% Note that x_0 cannot be used if A is underdetermined and L ~= I.
%
```

```

% If lambda is a vector, then x_lambda is a matrix such that
%   x_lambda = [ x_lambda(1), x_lambda(2), ... ] .
%
% The solution norm (standard-form case) or seminorm (general-form
% case) and the residual norm are returned in eta and rho.

% Per Christian Hansen, IMM, April 14, 2003.

% Reference: A. N. Tikhonov & V. Y. Arsenin, "Solutions of
% Ill-Posed Problems", Wiley, 1977.

% Initialization

if (min(lambda)<0)
    error('Illegal regularization parameter lambda')
end

m = size(U,1);
n = size(V,1);
[p,ps] = size(s);
beta = U(:,1:p)'\*b;
zeta = s(:,1).\*beta;
ll = length(lambda); x_lambda = zeros(n,ll);
rho = zeros(ll,1); eta = zeros(ll,1);

% Treat each lambda separately

if (ps==1)

    % The standard-form case

    if (nargin==6), omega = V'\*x_0; end

    for i=1:ll

        if (nargin==5)
            x_lambda(:,i) = V(:,1:p)\*(zeta./(s.^2 + lambda(i)^2));
            rho(i) = lambda(i)^2\*norm(beta./(s.^2 + lambda(i)^2));
        else
            x_lambda(:,i) = V(:,1:p)\*...
                ((zeta + lambda(i)^2\*omega)./(s.^2 + lambda(i)^2));
            rho(i) = lambda(i)^2\*norm((beta - s.\*omega)./(s.^2 + lambda(i)^2));
        end

        eta(i) = norm(x_lambda(:,i));

    end

    if (nargout > 1 & size(U,1) > p)
        rho = sqrt(rho.^2 + norm(b - U(:,1:n)\*[beta;U(:,p+1:n)'\*b])^2);
    end
end

```

```

elseif (m>=n)

    % The overdetermined or square general-form case

    gamma2 = (s(:,1)./s(:,2)).^2;

    if (nargin==6), omega = V\x_0; omega = omega(1:p); end

    if (p==n)
        x0 = zeros(n,1);
    else
        x0 = V(:,p+1:n)*U(:,p+1:n)'\*b;
    end

    for i=1:ll

        if (nargin==5)
            xi = zeta./(s(:,1).^2 + lambda(i)^2*s(:,2).^2);
            x_lambda(:,i) = V(:,1:p)*xi + x0;
            rho(i) = lambda(i)^2*norm(beta./(gamma2 + lambda(i)^2));
        else
            xi = (zeta + lambda(i)^2*(s(:,2).^2).*omega)./...
                (s(:,1).^2 + lambda(i)^2*s(:,2).^2);
            x_lambda(:,i) = V(:,1:p)*xi + x0;
            rho(i) = lambda(i)^2*norm((beta - s(:,1).*omega)./...
                (gamma2 + lambda(i)^2));
        end

        eta(i) = norm(s(:,2).*xi);

    end

    if (nargout > 1 & size(U,1) > p)
        rho = sqrt(rho.^2 + norm(b - U(:,1:n)*[beta;U(:,p+1:n)'\*b])^2);
    end

else

    % The underdetermined general-form case.

    gamma2 = (s(:,1)./s(:,2)).^2;

    if (nargin==6), error('x_0 not allowed'), end

    if (p==m)
        x0 = zeros(n,1);
    else
        x0 = V(:,p+1:m)*U(:,p+1:m)'\*b;
    end

    for i=1:ll

        xi = zeta./(s(:,1).^2 + lambda(i)^2*s(:,2).^2);

```

```

x_lambda(:,i) = V(:,1:p)*xi + x0;
rho(i) = lambda(i)^2*norm(beta./(gamma2 + lambda(i)^2));
eta(i) = norm(s(:,2).*xi);
end

end

```

B.2 Código MATLAB para el cálculo de la potencia y PAP de las señales

```

function [ potencia_cal, PAP] = calculo_potencia( signal )
%calculo_potencia Cálculo de la potencia media de las señales y de
% su valor de PAP (Peak-to-Average Power Ratio)

% Esta función se alimenta de las muestras de la envolvente compleja
% de la señal en formato fila. Como salida obtenemos la potencia de
% la señal en dBm y el PAP en dB

potencia_cal = 30+10*log10(signal*signal'/100/length(signal));

PAP=20*log10(max(abs(signal))/mean(abs(signal)));

end

```

B.3 Código MATLAB para la estimación espectral de las señales

```

function [Pxx, Pxxc, f] = psd(varargin)

%PSD Power Spectral Density estimate.

% Author(s): T. Krauss, 3-26-93
% Copyright 1988-2005 The MathWorks, Inc.
% $Revision: 1.12.4.5.8.1 $ $Date: 2008/08/01 15:35:49 $

% NOTE 1: To express the result of PSD, Pxx, in units of
% Power per Hertz multiply Pxx by 1/Fs [1].
%
% NOTE 2: The Power Spectral Density of a continuous-time signal,
% Pss (watts/Hz), is proportional to the Power Spectral
% Density of the sampled discrete-time signal, Pxx, by Ts
% (sampling period). [2]

```

```

%
%           Pss(w/Ts) = Pxx(w)*Ts,    |w| < pi; where w = 2*pi*f*Ts

% References:
% [1] Petre Stoica and Randolph Moses, Introduction To Spectral
%      Analysis, Prentice hall, 1997, pg, 15
% [2] A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer, Discrete-Time Signal
%      Processing, Prentice-Hall, 1989, pg. 731
% [3] A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer, Digital Signal
%      Processing, Prentice-Hall, 1975, pg. 556

error(nargchk(1,7,nargin,'struct'))

warning(generatemsgid('PSDisObsolete'),['PSD has been replaced by SPECTRUM ',...
'objects. PSD still works but may be removed in the future. ',...
'Use SPECTRUM (or its functional form PWELCH) instead.']);

x = varargin{1};
[msg,nfft,Fs>window,noverlap,p,dflag]=psdchk(varargin(2:end),x);

if ~isempty(msg), error(generatemsgid('SigErr'),msg); end

% compute PSD

window = window(:);
n = length(x);           % Number of data points
nwind = length(window); % length of window

if n < nwind           % zero-pad x if it has length less than the window length
    x(nwind)=0; n=nwind;
end

% Make sure x is a column vector; do this AFTER the zero-padding
% in case x is a scalar.

x = x(:);

k = fix((n-noverlap)/(nwind-noverlap)); % Number of windows
% (k = fix(n/nwind) for noverlap=0)

% if 0
%     disp(sprintf('  x      = (length %g)',length(x)))
%     disp(sprintf('  y      = (length %g)',length(y)))
%     disp(sprintf('  nfft   = %g',nfft))
%     disp(sprintf('  Fs     = %g',Fs))
%     disp(sprintf('  window = (length %g)',length(window)))
%     disp(sprintf('  noverlap = %g',noverlap))
%     if ~isempty(p)
%         disp(sprintf('    p      = %g',p))
%     else
%         disp('    p      = undefined')
%     end
%     disp(sprintf('    dflag   = ''%s''',dflag))
%     disp('    -----')
%     disp(sprintf('    k      = %g',k))
% end

index = 1:nwind;
KMU = k*norm(window)^2; % Normalizing scale factor ==> asymptotically unbiased
% KMU = k*sum(window)^2;% alt. Nrmlzng scale factor ==> peaks are about right

```

```

Spec = zeros(nfft,1); % Spec2 = zeros(nfft,1);

for i=1:k

    if strcmp(dflag,'none')
        xw = window.*(x(index));
    elseif strcmp(dflag,'linear')
        xw = window.*detrend(x(index));
    else
        xw = window.*detrend(x(index),'constant');
    end

    index = index + (nwind - noverlap);
    Xx = abs(fft(xw,nfft)).^2;
    Spec = Spec + Xx;
    % Spec2 = Spec2 + abs(Xx).^2;

end

% Select first half

if ~any(any(imag(x)~=0)), % if x is not complex

    if rem(nfft,2), % nfft odd
        select = (1:(nfft+1)/2)';
    else
        select = (1:nfft/2+1)';
    end

    Spec = Spec(select);

    % Spec2 = Spec2(select);
    % Spec = 4*Spec(select); % double the signal content - essentially
    % folding over the negative frequencies onto the positive and adding.
    % Spec2 = 16*Spec2(select);

else
    select = (1:nfft)';
end

freq_vector = (select - 1)*Fs/nfft;

% find confidence interval if needed

if (nargout == 3) || ((nargout == 0) && ~isempty(p)),

    if isempty(p),
        p = .95; % default
    end

    % Confidence interval from Kay, p. 76, eqn 4.16:
    % (first column is lower edge of conf int., 2nd col is upper edge)

    confid = Spec*chi2conf(p,k)/KMU;

```

```

    if noverlap > 0
        disp('Warning: confidence intervals inaccurate for NOVERLAP > 0.')
    end

end

Spec = Spec*(1/KMU);    % normalize

% set up output parameters

if (nargout == 3),

    Pxx = Spec;
    Pxxc = confid;
    f = freq_vector;
elseif (nargout == 2),
    Pxx = Spec;
    Pxxc = freq_vector;
elseif (nargout == 1),
    Pxx = Spec;
elseif (nargout == 0),

    if ~isempty(p),
        P = [Spec confid];
    else
        P = Spec;
    end

    newplot;
    plot(freq_vector,10*log10(abs(P))), grid on
    xlabel('Frequency'), ylabel('Power Spectrum Magnitude (dB)');

end

```

B.4 Código MATLAB para el cálculo del ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) de las señales

```

function [p_util_dBm, p_canal_adyacente_dBm,ACPR_dB] = estimadores(sig,bw)

%estimadores Cálculo del ACPR (Adjacent Channel Power Ratio
% Para el cálculo del ACPR se toma el peor caso de potencia en
% canal adyacente, esto es se calcula la potencia en ambos canales
% adyacentes y se toma la más alta. El valor obtenido de ACPR se
% expresa en dB

% Identificamos las frecuencias del canal útil y de ambos canales
% adyacentes

tramo_izq=(sig.frequencies>((-3*bw)/2) & sig.frequencies<(-bw/2));

```

```
tramo_central=(sig.frequencies>(-bw/2) & sig.frequencies<(bw/2));
tramo_der=(sig.frequencies>(bw/2) & sig.frequencies<(3*bw/2));
```

```
% Cálculo de la potencia en canal útil
```

```
Scpc=sig.data(tramo_central);
fc=sig.frequencies;
fc=fc(tramo_central);
Pcpc=trapz(fc,Scpc)/100;
p_util_dBm=10*log10(Pcpc)+30;
```

```
%Cálculo de la potencia en canal adyacente inferior
```

```
Scpi=sig.data(tramo_izq);
fi=sig.frequencies;
fi=fi(tramo_izq);
Pcpi=trapz(fi,Scpi)/100;
p_izq=10*log10(Pcpi)+30;
```

```
%Cálculo de la potencia en canal adyacente superior
```

```
Scpd=sig.data(tramo_der);
fd=sig.frequencies;
fd=fd(tramo_der);
Pcpd=trapz(fd,Scpd)/100;
p_der=10*log10(Pcpd)+30;
```

```
% Elección del peor caso de potencia en canal adyacente
```

```
p_ady_cha=p_izq;
if p_der>p_izq
    p_ady_cha=p_der;
end

p_canal_adyacente_dBm=p_ady_cha;
```

```
% Cálculo de ACPR
```

```
ACPR_dB=p_util_dBm-p_canal_adyacente_dBm;
```

B.5 Código MATLAB para el cálculo del número de condición de matrices

```
function c = cond(A, p)
```

```

%COND Condition number with respect to inversion.
% COND(X) returns the 2-norm condition number (the ratio of the
% largest singular value of X to the smallest). Large condition
% numbers indicate a nearly singular matrix.
%
% COND(X,P) returns the condition number of X in P-norm:
%
%     NORM(X,P) * NORM(INV(X),P).
%
% where P = 1, 2, inf, or 'fro'.
%
% Class support for input X:
%     float: double, single
%
% See also RCOND, CONDEST, CONDEIG, NORM, NORMEST.

% Copyright 1984-2004 The MathWorks, Inc.
% $Revision: 5.15.4.2 $ $Date: 2004/04/10 23:29:57 $

if nargin == 1, p = 2; end

if isempty(A)
    c = zeros(class(A));
    return
end

if issparse(A)
    warning('MATLAB:cond:SparseNotSupported', ...
        'Using CONDEST instead of COND for sparse matrix.')
    c = condest(A);
    return
end

[m, n] = size(A);

if m ~= n && p ~= 2
    error('MATLAB:cond:normMismatchSizeA', 'A is rectangular. Use the 2 norm.')
end

if p == 2
    s = svd(A);

    if any(s == 0) % Handle singular matrix
        c = Inf(class(A));
    else
        c = max(s)./min(s);
    end

else
% We'll let NORM pick up any invalid p argument.
    c = norm(A, p) * norm(inv(A), p);
end

```


Anexo C.

Métodos de regularización

El presente anexo es un epílogo de las distintas técnicas de regularización existentes para la resolución de problemas “mal condicionados”, como los que en el presente Proyecto Fin de Carrera se han abordado al obtener los modelos comportacionales de PA y DPD.

C.1 Conceptos generales de los métodos de regularización

Durante el capítulo 3, “Métodos de Modelado y predistorsión digital de amplificadores de potencia”, se explicó la problemática inherente a la identificación de los modelos de comportamiento de PA y DPD, consistente en que la matriz implicada en los cálculos de los coeficientes del modelo y que recoge las muestras de la señal de entrada puede poseer un ratio entre el mayor y el menor de sus valores singulares no nulos (número de condición) muy grande. Una matriz con esta peculiaridad se dice que es una matriz mal condicionada.

Retomando la nomenclatura empleada, en el caso de los PA nos planteábamos resolver la ecuación $\mathbf{Y} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{a}$, donde debíamos obtener el vector \mathbf{a} de coeficientes del modelo del PA a partir del vector \mathbf{Y} que recoge las muestras de la señal de salida del PA y de la matriz \mathbf{U} con las muestras de la señal de entrada, ambas señales conocidas gracias a su captura según el esquema de la figura 2.10.

Recordemos que la matriz \mathbf{U} se podía encontrar mal condicionada, y la aplicación de técnicas de pseudoinversión para obtener el vector \mathbf{a} presentaba limitaciones que se solventaban al aplicar la técnica de regularización de Tikhonov.

No obstante, la regularización de Tikhonov no es más que un método de regularización como tantos otros que hay, y en todo caso el que se escogió para su estudio durante el presente Proyecto Fin de Carrera. Existen pues más métodos de regularización divididos en dos grandes familias, los directos y los iterativos, y cuyo ámbito de aplicación es la resolución de problemas en los que intervengan matrices mal condicionadas con el objetivo de obtener una solución útil y estable. Para ello, los métodos de regularización incorporan información adicional acerca de la solución deseada, con el objetivo de estabilizar el problema.

Aunque tal información extra sobre la solución deseada α puede ser de muchos tipos, la mayoría de los diferentes métodos se orientan a requerir que la norma 2 (o cualquier otra norma apropiada) de la solución sea reducida. Aun con todo cada método particulariza este enfoque u otro a su manera, y con ello existe un amplio rango de diferentes métodos de regularización cada uno con sus peculiaridades, puntos fuertes y desventajas que los convierten en más adecuados para unos u otros campos de aplicación.

A continuación se realiza un recorrido por algunos de estos métodos. Realizar un estudio de todos ellos o explicarlos en detalle y con minuciosidad no se contempla en este anexo, puesto que la base matemática en que se apoyan muchos de ellos es realmente compleja y queda totalmente fuera del alcance de este Proyecto Fin de Carrera. Así pues se muestran y describen en concreto aquellos que tienen una mayor relación con la regularización de Tikhonov explicada en este memoria, y que por lo tanto son más fáciles de entender.

C.2 Métodos de regularización directos

Los métodos de regularización directos se caracterizan por que la solución al problema se obtiene a través de una computación directa (aunque pueda suponer procesos internos iterativos en el desarrollo del algoritmo). Entre estos métodos se encuentran la regularización de Tikhonov, el método “*Least Squares with Quadratic Constraint*”, el método “*Truncated SVD*” (*Singular Value Decomposition*), el método “*Damped SVD*”, el método “*Maximum Entropy Regularization*” y el método “*Truncated Total Least Squares*”. Durante el capítulo 3 ya se describió el método de regularización de Tikhonov, de modo que a continuación se describen otros dos de estos métodos.

C.2.1 Least Squares with a Quadratic Constraint

Esta técnica de regularización comprende realmente dos métodos diferentes, como a continuación se entenderá. Realmente son muy parecidos a la regularización de Tikhonov

y pueden ser tratados numéricamente haciendo uso de la misma técnica. Estos dos métodos adquieren la forma de problemas de mínimos cuadrados con una restricción cuadrática asociada:

$$\min \| \mathbf{U}\mathbf{a} - \mathbf{Y} \|_2 \quad \text{sujeto a} \quad \| L(\mathbf{a} - \mathbf{a}^*) \|_2 \leq \mu \quad (\text{C.1})$$

$$\min \| L(\mathbf{a} - \mathbf{a}^*) \|_2 \quad \text{sujeto a} \quad \| \mathbf{U}\mathbf{a} - \mathbf{Y} \|_2 \leq \delta \quad (\text{C.2})$$

El valor de \mathbf{a}^* es una solución aproximada al problema que debe ser especificada por nuestra parte y la matriz L simplemente escala la diferencia entre los vectores \mathbf{a} y \mathbf{a}^* . En la solución del problema y obtención del valor de \mathbf{a} que satisfaga tanto el problema de mínimos cuadrados como la restricción impuesta, μ y δ (valores no nulos) toman el papel de parámetros de regularización.

C.2.2 Maximum Entropy Regularization

Este método se usa con frecuencia en reconstrucción de imágenes u otro tipo de aplicaciones relacionadas, donde se busca una solución con elementos positivos. El método introduce en el problema inicial a resolver la siguiente restricción basada en una función no lineal:

$$\Omega(\mathbf{a}) = \sum_{i=1}^n a_i \log(w_i a_i) \quad (\text{C.3})$$

En esta expresión, a_i se toman como elementos positivos, y w_1, \dots, w_n son n pesos, todo ello teniendo que ser especificado por nuestra parte.

$\Omega(\mathbf{a})$ caracteriza la entropía de \mathbf{a} , y de ahí el nombre de este método de regularización. La justificación matemática de esta elección para la restricción al problema inicial radica en que la solución final \mathbf{a} que permite obtener este método es menos sensible a una pérdida de información.

C.3 Métodos de regularización iterativos

Los métodos de regularización iterativos se basan, como su propio nombre indica, en procesos iterativos que convergen en una solución regularizada en la aplicación a problemas en los que intervienen matrices mal condicionadas. Entre los métodos iterativos que se pueden citar están el del gradiente conjugado, el de la bidiagonalización con regularización y el “v-Method”.

El algoritmo del gradiente conjugado es una técnica ampliamente desarrollada y de aplicación en la resolución de sistemas de ecuaciones dispersos con matriz de coeficientes definida simétrica positiva. En conexión con los problemas en los que intervienen matrices mal condicionadas, se observa que al aplicar el algoritmo del gradiente conjugado a ecuaciones no normalizadas de la forma $\mathbf{U}^T \mathbf{U} \mathbf{a} = \mathbf{U}^T \mathbf{Y}$, las componentes de baja frecuencia de la solución tiende a converger más rápido que las componentes de alta frecuencia. Por consiguiente, el gradiente conjugado presenta un efecto inherente de regularización donde el número de iteraciones cumple el papel del parámetro regularizador.

Anexo D.

Hojas técnicas

En el presente anexo se incluyen las hojas de características de los amplificadores de potencia utilizados en este Proyecto Fin de Carrera. En primer lugar se adjuntan las hojas de características del amplificador ZHL-2-8 de Mini-Circuits y posteriormente del amplificador CGH40006P de CREE.

D.1 Amplificador ZHL-2-8 de Mini-Circuits

Coaxial Amplifier

ZHL-2-8

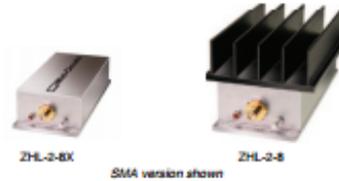
50Ω Medium High Power 10 to 1000 MHz

Features

- wideband, 10 to 1000 MHz
- high IP3, +38 dBm typ.
- medium high power, 29 dBm min.

Applications

- VHF/UHF
- test equipment
- cellular
- instrumentation
- laboratory



Connectors	CASE STYLE: T34		
	Model	Price	Qty.
BNC	ZHL-2-8	\$525.00 ea.	(1-9)
BNC	ZHL-2-8X	\$515.00 ea.	(1-9)
SMA	ZHL-2-8-S	\$535.00 ea.	(1-9)
SMA	ZHL-2-8X-S	\$525.00 ea.	(1-9)

Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQ. (MHz)	GAIN (dB)			MAXIMUM POWER OUTPUT (dBm)		DYNAMIC RANGE		VSWR (:1) Max.		DC POWER	
		f _L	f _H	Flatness	(1 dB Compr.)	Input (no damage)	NF (dB)	IP3 (dBm)	In	Out	Volt (V) Nom.	Current (A) Max.
ZHL-2-8	10 1000	31	35	+1.0	+29	+5	10.0	+38	2.0	2.0	24	0.6
ZHL-2-8X*	10 1000	31	35	+1.0	+29	+5	10.0	+38	2.0	2.0	24	0.6

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

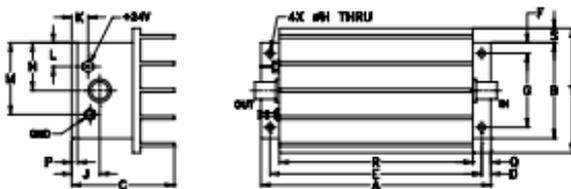
To order without heat sink, add suffix X to model number. Alternative heat sinking and heat removal must be provided by the user to limit maximum temperature to 65°C, in order to ensure proper performance. For reference, this requires thermal resistance of user's external heat sink to be 1.35°C/W Max.

Maximum Ratings

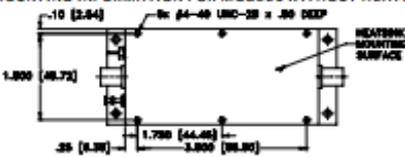
Operating Temperature	-20°C to 65°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Voltage	+25V Max.

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

Outline Drawing



MOUNTING INFORMATION FOR MODELS WITHOUT HEAT SINK



Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	T	wt
4.75	2.00	2.12	.19	4.375	.23	1.540	.144	.58	.34	.50	1.50	1.00	.12	.38	4.00	.30	2.60	grams*
120.65	50.80	53.85	4.83	111.13	5.84	39.12	3.66	14.73	8.64	12.70	38.10	25.40	3.05	9.65	101.60	7.62	65.04	445.0



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-1661 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

IPW/MICROWAVE COMPONENTS

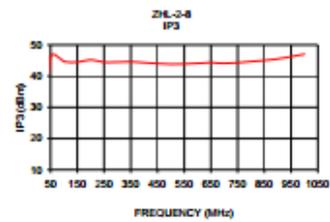
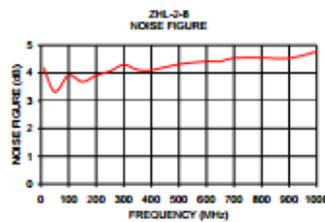
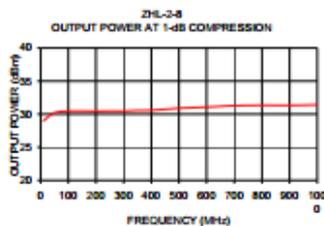
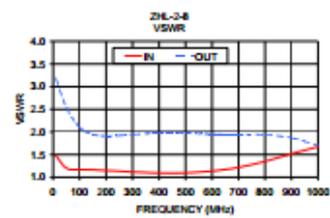
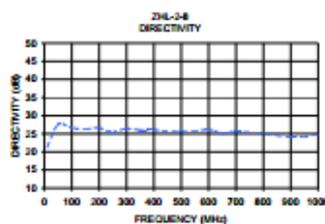
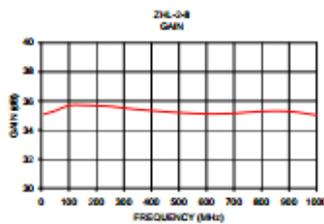
Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established 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/MCULS/STerms.jsp.

REV. C
M122857
ZHL-2-8
1/10/09
Page 1 of 2

Typical Performance Data/Curves

ZHL-2-8

FREQ. (MHz)	GAIN (dB)	DIRECTIVITY (dB)	VSWR (:1)		POUT at 1 dB COMPR. (dBm)	NOISE FIGURE (dB)	IP3 (dBm)
	24V	24V	IN	OUT	24V	24V	24V
10.00	35.09	21.27	1.48	3.19	28.08	4.18	-
50.00	35.32	27.55	1.20	2.54	30.21	3.32	46.30
100.00	35.68	26.62	1.17	2.10	30.45	3.91	44.64
150.00	35.70	26.34	1.16	1.94	30.48	3.69	44.46
200.00	35.67	26.59	1.15	1.91	30.45	3.91	45.18
250.00	35.63	25.46	1.14	1.92	30.47	4.06	44.45
300.00	35.52	26.43	1.12	1.94	30.46	4.29	44.47
350.00	35.42	25.99	1.10	1.96	30.55	4.12	44.55
400.00	35.34	26.04	1.09	1.97	30.58	4.10	44.30
500.00	35.20	25.54	1.10	1.97	30.88	4.31	43.83
600.00	35.11	26.06	1.14	1.95	31.07	4.41	44.07
650.00	35.12	25.10	1.17	1.94	31.18	4.41	44.33
700.00	35.15	25.53	1.21	1.94	31.29	4.54	44.06
800.00	35.28	25.11	1.35	1.94	31.35	4.55	44.64
900.00	35.28	24.08	1.52	1.87	31.33	4.53	45.50
1000.00	35.02	24.73	1.67	1.70	31.41	4.77	47.02



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

IPW/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"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/WCLStore/terms.jsp.

D.2 Amplificador CGH40006P de CREE



CGH40006P

6 W, RF Power GaN HEMT

Cree's CGH40006P is an unmatched, gallium nitride (GaN) high electron mobility transistor (HEMT). The CGH40006P, operating from a 28 volt rail, offers a general purpose, broadband solution to a variety of RF and microwave applications. GaN HEMTs offer high efficiency, high gain and wide bandwidth capabilities making the CGH40006P ideal for linear and compressed amplifier circuits. The transistor is available in a solder-down, pill package.



Package Types: 440109
PNs: CGH40006P

FEATURES

- Up to 6 GHz Operation
- 13 dB Small Signal Gain at 2.0 GHz
- 11 dB Small Signal Gain at 6.0 GHz
- 8 W typical at $P_{1dB} = 32$ dBm
- 65 % Efficiency at $P_{1dB} = 32$ dBm
- 28 V Operation

APPLICATIONS

- 2-Way Private Radio
- Broadband Amplifiers
- Cellular Infrastructure
- Test Instrumentation
- Class A, AB, Linear amplifiers suitable for OFDM, W-CDMA, EDGE, CDMA waveforms



PRELIMINARY
Rev 2.1 - April 2012

Large Signal Models Available for SiC & GaN

Subject to change without notice.
www.cree.com/wireless

1



Absolute Maximum Ratings (not simultaneous) at 25 °C Case Temperature

Parameter	Symbol	Rating	Units	Conditions
Drain-Source Voltage	V_{DS}	84	Volts	25 °C
Gate-to-Source Voltage	V_{GS}	-10, +2	Volts	25 °C
Storage Temperature	T_{STG}	-65, +150	°C	
Operating Junction Temperature	T_J	225	°C	
Maximum Forward Gate Current	I_{GSM}	2.1	mA	25 °C
Maximum Drain Current ¹	I_{DM}	0.75	A	25 °C
Soldering Temperature ²	T_S	245	°C	
Thermal Resistance, Junction to Case ³	R_{JC}	9.5	°C/W	85 °C
Case Operating Temperature ³	T_C	-40, +150	°C	30 seconds

Note:

¹ Current limit for long term, reliable operation

² Refer to the Application Note on soldering at www.cree.com/products/wireless_appnotes.asp

³ Measured for the CGH40006P at $P_{DISS} = 8$ W.

Electrical Characteristics ($T_C = 25 °C$)

Characteristics	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
DC Characteristics¹						
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	-3.8	-3.0	-2.3	V _{DC}	$V_{DS} = 10$ V, $I_D = 2.1$ mA
Gate Quiescent Voltage	$V_{GS(Q)}$	-	-2.7	-	V _{DC}	$V_{DS} = 28$ V, $I_D = 100$ mA
Saturated Drain Current	I_{DS}	1.7	2.1	-	A	$V_{GS} = 6.0$ V, $V_{DS} = 2.0$ V
Drain-Source Breakdown Voltage	V_{DS}	120	-	-	V _{DC}	$V_{GS} = -8$ V, $I_D = 2.1$ mA
RF Characteristics² ($T_C = 25 °C$, $F_o = 2.0$ GHz unless otherwise noted)						
Small Signal Gain	G_{Sx}	11.5	13	-	dB	$V_{DS} = 28$ V, $I_{DQ} = 100$ mA
Power Output at $P_{Sx} = 32$ dBm	P_{OUT}	7.0	9	-	W	$V_{DS} = 28$ V, $I_{DQ} = 100$ mA
Drain Efficiency ³	η	53	65	-	%	$V_{DS} = 28$ V, $I_{DQ} = 100$ mA, $P_{Sx} = 32$ dBm
Output Mismatch Stress	VSWR	-	-	10 : 1	Ψ	No damage at all phase angles, $V_{DS} = 28$ V, $I_{DQ} = 100$ mA, $P_{Sx} = 32$ dBm
Dynamic Characteristics						
Input Capacitance	C_{GS}	-	3.0	-	pF	$V_{DS} = 28$ V, $V_{GS} = -8$ V, $f = 1$ MHz
Output Capacitance	C_{DS}	-	1.1	-	pF	$V_{DS} = 28$ V, $V_{GS} = -8$ V, $f = 1$ MHz
Feedback Capacitance	C_{GD}	-	0.1	-	pF	$V_{DS} = 28$ V, $V_{GS} = -8$ V, $f = 1$ MHz

Notes:

¹ Measured on wafer prior to packaging.

² Measured in CGH40006P-TB.

³ Drain Efficiency = P_{OUT} / P_{DC}