



Universidad
Zaragoza

Proyecto Fin de Carrera

Aplicación de procesamiento de señal Tiempo-
Frecuencia para predistorsión digital

AUTOR: Carlos Mateo Pérez

DIRECTOR: Pedro Luis Carro Ceballos

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

Ingeniería de Telecomunicación

Curso 2013 - 2014

A mis padres y a mi hermana.

Quisiera agradecer a Pedro, director de este Proyecto Fin de Carrera su dedicación, ayuda y buenos consejos durante todo este tiempo. A mi familia porque nunca han dudado de mí y siempre han estado ahí, en especial a mi tía Mariluz por acogerme durante estos casi seis años. A Cris por apoyarme durante toda la carrera, en los buenos y malos momentos. A Juan y Adrián por ser mis compañeros de batallas durante todos estos años. A mis compañeros de laboratorio Isabel, José Ramón, José Antonio, Félix, Miguel y Darío por hacer más amenos los días interminables en el laboratorio.

APLICACIÓN DE PROCESADO DE SEÑAL TIEMPO-FRECUENCIA PARA PREDISTORSIÓN DIGITAL

Resumen

El objetivo del Proyecto Fin de Carrera es la evaluación de métodos en dominios Tiempo-Frecuencia aplicados a las técnicas de linealización de transmisores en sistemas de comunicaciones de banda ancha y búsqueda de nuevas señales de calibración para mejorar las prestaciones de los métodos de linealización.

Los estándares de los sistemas de comunicaciones móviles e inalámbricas actuales requieren de transmisores con elevada capacidad de operación en condiciones óptimas de funcionamiento, esto es, deben operar en diferentes bandas y niveles de potencia, con formatos de modulación variantes y que cumplan estrictos requisitos de linealidad. Una de las técnicas de linealización más prometedoras y altamente utilizada en los últimos años es la predistorsión digital. Existen diferentes modelos de predistorsión, desde los más sencillos que no compensan la memoria de los amplificadores, hasta más complicados como las series de Volterra, que son modelos inherentemente con memoria. El cálculo de la señal predistorsionada requiere habitualmente la minimización del error cuadrático medio, tarea que se lleva a cabo mediante el procedimiento de pseudoinvertión.

La metodología de identificación actual se realiza principalmente en el dominio temporal, lo que puede dificultar su aplicación en sistemas de comunicaciones donde hay cambio de modulación y de banda. En estas aplicaciones puede ser interesante realizar una identificación en el dominios mixtos con el objetivo de mejorar las prestaciones de predistorsión y la linealización del amplificador. El escenario de trabajo práctico será el estándar IEEE 802.22 WRAN, por ser de gran interés en la actualidad y presentar las características variantes, ya que se trata de un sistema de Radio Cognitivo que aprovecha los huecos en el espectro radioeléctrico para colocar la información que desea transmitir el usuario, debiendo estimar el rango de frecuencias donde puede transmitir.

Índice de Contenidos

Resumen	I
Índice de Contenidos	III
Índice de Figuras	VII
Índice de Tablas	XI
Abreviaturas y Acrónimos	XV
Memoria	1
Capítulo 1. Introducción	3
1.1 Introducción.....	3
1.2 Contenido.....	5
Capítulo 2. Técnicas de modelado de Amplificadores de Potencia y Predistorsión Digital aplicadas al estándar IEEE 802.22	9
2.1 Modelado del amplificador de potencia.....	9
2.2 Síntesis del predistorsionador digital.....	11
2.2.1 Esquema y funcionamiento del DPD.....	11
2.2.2 Síntesis del DPD con Pseudoinversa y Multirresolución.....	13
2.3 Espectro de televisión de Zaragoza.....	15
2.4 Análisis de señales de entrada devalidación de los algoritmos propuestos.....	16
2.4.1 Generación, manipulación y captura de señales.....	16
2.4.2 Señales de Test.....	17

Capítulo 3. Señales de Test utilizadas.....21

 3.1 Limitaciones de los modelos clásicos.....21

 3.2 Modelado del PA con Multirresolución.....21

 3.3 Síntesis del DPD con Multirresolución.....25

 3.4 Elección de parámetros.....26

 3.5 Propuesta de Método de validación del DPD basado en la Coherencia.....27

Capítulo 4. Resultados obtenidos.....31

 4.1 Consideraciones previas.....31

 4.2 Señales amplificadas.....32

 4.3 Modelado del PA.....34

 4.4 Síntesis y validación del DPD.....36

 4.5 Señales Chirp.....39

Capítulo 5. Conclusiones y líneas futuras de trabajo.....47

 5.1 Conclusiones.....47

 5.2 Líneas futuras de trabajo.....48

Referencias.....51

Anexos.....55

Anexo A. Estándar WRAN.....57

 A.1 Estándar WRAN (IEEE 802.22).....57

 A.2 Modulación OFDMA.....58

 A.2.1 Modulación OFDM.....59

 A.2.2 Modulación OFDMA.....61

Anexo B. Familias de Wavelets.....65

 B.1 Características de las familias de Wavelets.....65

 B.2 Figuras Wavelet *Haar*.....65

 B.3 Figuras Wavelet *Daubechies*.....66

B.4 Figuras Wavelet <i>Coiflets</i>	67
B.5 Figuras Wavelet <i>Symlets</i>	68
B.6 Figuras Wavelet <i>Biorthogonal</i>	69
Anexo C. Resultados.....	71
C.1 Señales capturadas.....	71
C.1.1 Señales de un canal (BW = 8MHz).....	71
C.1.2 Señales de dos canales (BW = 16MHz).....	74
C.2 Resultados de coherencia.....	76
Anexo D. Montajes experimentales.....	79
D.1 Montaje para la captura del espectro de TV.....	79
Anexo E. Programas Matlab.....	83
E.1 Programas para la técnica de Pseudoinversa.....	83
E.2 Programas para la técnica de Multirresolución.....	84
E.3 Programas para la elección de parámetros.....	85
E.4 Programas para el análisis de resultados.....	86
E.4 Programas algoritmo LMS.....	88
Anexo F. Hojas técnicas.....	92
F.1 Amplificador de potencia.....	92
F.2 Amplificador de bajo ruido para la captura del espectro.....	94

Índice de Figuras

Figura 1.1. Diagrama de Gant del proyecto.....	6
Figura 2.1. Linealización mediante predistorsión digital.....	11
Figura 2.2. Esquema de funcionamiento DPD.....	12
Figura 2.3. Modificación de la ganancia del sistema global (DPD + PA). (a) $G_{amp} =$ Ganancia máxima. (b) $G_{amp} <$ Ganancia máxima	13
Figura 2.4. Curvas de entrada, salida con PA y salida DPD+PA. (a) Curvas sin normalizar. (b) Curvas normalizadas.....	14
Figura 2.5. Espectro de televisión medido con el analizador de espectros.....	15
Figura 2.6. Montaje para la captura de señales. (a) Señal de entrada. (b) Señal de salida.....	16
Figura 2.7. Densidades espectrales de potencia de las señales de entrada al PA.....	19
Figura 3.1. Esquema de descomposición multirresolución.....	22
Figura 3.2. Ejemplo de descomposición de una señal en 7 niveles, mostrando las aproximaciones y los detalles.....	23
Figura 3.3. Diagrama de bloques del modelado del PA con Pseudoinversión.....	24
Figura 3.4. Diagrama de bloques del modelado del PA con Multirresolución.....	24
Figura 3.5. Diagrama de bloques del modelado del DPD con Pseudoinversión.....	26
Figura 3.6. Diagrama de bloques del modelado del DPD con Multirresolución.....	26
Figura 3.7. Espectrograma de la coherencia.....	28
Figura 4.1. Partición de la señal para entrenamiento y validación.....	31
Figura 4.2. Señales <i>monocanales</i> de entrada y salida al PA.....	33
Figura 4.3. Señales <i>bicanales</i> de entrada y salida al PA.....	33

Figura 4.4. Variación del $ NMSE $ en función del orden de la wavelet <i>Daubechies</i> en la señal <i>monocanal1</i> . (a) PA. (b) DPD.....	35
Figura 4.5. Coherencia en el plano Tiempo-Frecuencia entre señal de entrada y señal de salida linealizada (a) Técnica de pseudoinversa. (b) Técnica de multirresolución.....	38
Figura 4.6. Promediado en tiempo de la coherencia para pseudoinversa y multirresolución de la señal <i>monocanal1</i>	38
Figura 4.7. Promediado en tiempo de la coherencia para pseudoinversa y multirresolución de la señal <i>bicanal1</i>	39
Figura 4.8. Diagrama de bloques del algoritmo LMS.....	40
Figura 4.9. Señales <i>Chirp</i> de calibración con diferentes eventanados en el dominio del tiempo.....	42
Figura 4.10. Señales <i>Chirp</i> de calibración con diferentes eventanados en el dominio de la frecuencia.....	42
Figura 4.11. Tiempo de convergencia del error en señal LTE y señal Chirp con ancho de banda de 8 MHz	44
Figura 4.12. Tiempo de convergencia del error en señal LTE y señal Chirp con ancho de banda de 16 MHz	44
Figura A.1. Uso parcial de los canales disponibles.....	58
Figura A.2. Ganancia de ancho de banda de OFDM respecto a FDM.....	59
Figura A.3. Espectro de una señal OFDM.....	60
Figura A.4. Efecto de la propagación multicamino.....	61
Figura A.5. Desvanecimientos en frecuencia y asignación de recursos para dos usuarios.....	62
Figura B.1. Wavelet 'haar'.....	65
Figura B.2. Wavelet 'db1'.....	66
Figura B.3. Wavelet 'db2'.....	66
Figura B.4. Wavelet 'db3'.....	66
Figura B.5. Wavelet 'db4'.....	66
Figura B.6. Wavelet 'coif1'.....	67
Figura B.7. Wavelet 'coif2'.....	67
Figura B.8. Wavelet 'coif3'.....	67

Figura B.9. Wavelet 'coif4'.....	67
Figura B.10. Wavelet 'sym1'.....	68
Figura B.11. Wavelet 'sym2'.....	68
Figura B.12. Wavelet 'sym3'.....	68
Figura B.13. Wavelet 'bior2.2'.....	68
Figura B.14. Wavelet 'bior2.4'.....	69
Figura B.15. Wavelet 'bior2.6'.....	69
Figura B.16. Wavelet 'bior2.8'.....	69
Figura B.17. Wavelet 'coif4'.....	69
Figura C.1. Promediado en tiempo de la coherencia para pseudoinversa y multirresolución de la señal <i>monocanal2</i>	76
Figura C.2. Promediado en tiempo de la coherencia para pseudoinversa y multirresolución de la señal <i>monocanal3</i>	77
Figura C.3. Promediado en tiempo de la coherencia para pseudoinversa y multirresolución de la señal <i>monocanal4</i>	77
Figura C.4. Promediado en tiempo de la coherencia para pseudoinversa y multirresolución de la señal <i>bicanal1</i>	77
Figura D.1. Montaje experimental para la captura del espectro de TV.....	79
Figura D.2. Montaje experimental para la captura de señales con el osciloscopio en modo analizador de espectros.....	80

Índice de Tablas

Tabla 2.1. Señales <i>monocanal</i> de entrada al PA y características.....	18
Tabla 2.2. Señales <i>bicanal</i> de entrada al PA y características.....	18
Tabla 4.1. Características principales de las señales <i>monocanal</i>	34
Tabla 4.2. Características principales de las señales <i>bicanal</i>	34
Tabla 4.3. Resultados obtenidos para modelado de PA con las señales <i>monocanal</i>	35
Tabla 4.4. Resultados obtenidos para modelado de PA con las señales <i>bicanal</i>	36
Tabla 4.5. Resultados obtenidos para síntesis y validación de DPD con las señales <i>monocanal</i>	36
Tabla 4.6. Resultados obtenidos para síntesis y validación de DPD con las señales <i>bicanal</i>	37
Tabla 4.7. Valores de PAPR para cada caso de inventariado.....	43
Tabla B.1. Características más importantes de las Wavelets más representativas.....	65
Tabla C.1. Señales LTE de un canal con modulación QPSK.....	71
Tabla C.2. Señales LTE de un canal con modulación 16QAM.....	72
Tabla C.3. Señales LTE de un canal con modulación 64QAM.....	72
Tabla C.4. Señales WiMAX de un canal con modulación QPSK.....	72
Tabla C.5. Señales WiMAX de un canal con modulación 16QAM.....	73
Tabla C.6. Señales WiMAX de un canal con modulación 64QAM.....	73
Tabla C.7. Señales DVBT2 de un canal con modulación QPSK.....	73
Tabla C.8. Señales DVBT2 de un canal con modulación 16QAM.....	74
Tabla C.9. Señales DVBT2 de un canal con modulación 64QAM.....	74
Tabla C.10. Señales LTE de dos canales con modulación QPSK.....	74

Tabla C.11. Señales LTE de dos canales con modulación 16QAM.....	75
Tabla C.12. Señales LTE de dos canales con modulación 64QAM.....	75
Tabla C.13. Señales WiMAX de dos canales con modulación QPSK.....	75
Tabla C.14. Señales WiMAX de dos canales con modulación 16QAM.....	76
Tabla C.15. Señales WiMAX de dos canales con modulación 64QAM.....	76

Abreviaturas y Acrónimos

ACI	<i>Adjacent Channel Interference</i>
ACPR	<i>Adjacent Channel Power Ratio</i>
BIC	<i>Bayesian Information Criterium</i>
BS	<i>Base Station</i>
BW	<i>Bandwide</i>
CPE	<i>Customer Premise Equipment</i>
DPD	<i>Digital Pre-Distortion</i>
DVB	<i>Digital Video Broadcasting</i>
FCC	<i>Federal Communications Commision</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FPA	<i>Filtro Paso Alto</i>
FPB	<i>Filtro Paso Bajo</i>
IBO	<i>Input Back-Off</i>
ICI	<i>Inter Carrier Interference</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>

LMS	<i>Least Mean Squares</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
NMSE	<i>Normalized Mean Square Error</i>
NPRM	<i>Notice of Proposed Rulemaking</i>
NPRM	<i>Notice of Proposed Rulemaking</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
PA	<i>Power Amplifier</i> Texto de prueba
PAPR	<i>Peak to Average Power Ratio</i>
PSD	<i>Power Spectral Density</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RB	<i>Resource Block</i>
RF	<i>Radiofrecuencia</i>
TDT	<i>Televisión Digital Terrestre</i>
TIC	<i>Tecnologías de la Información y las Comunicaciones</i>
TV	<i>Televisión</i>
TVWS	<i>Television White Spaces</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
WCDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WRAN	<i>Wireless Regional Area Network</i>

Memoria

Capítulo 1. Introducción

En el presente Capítulo se hace una introducción sobre el marco en el que se engloba la necesidad de desarrollar técnicas de linealización de amplificadores de potencia en sistemas de comunicaciones de nueva generación para solucionar el compromiso entre eficiencia espectral y energética.

1.1 Introducción

En la actualidad existe una creciente demanda experimentada por las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones (TIC) en cuanto a los servicios demandados por los usuarios, así como la calidad de los mismos. Ejemplos de ello pueden ser los sistemas de comunicaciones móviles, las redes de difusión de televisión y radio o los diversos sistemas de acceso inalámbrico de banda ancha. Esto se traduce en un incremento del volumen de tráfico que los sistemas deben ser capaces de soportar.

A la hora de diseñar los nuevos sistemas capaces de soportar este incremento de demanda nos encontramos con uno de los aspectos más importantes a tener en cuenta, el espectro radioeléctrico. Como ya es sabido se trata de un bien escaso, tanto por el aspecto físico como por las regulaciones impuestas por los distintos organismos gubernamentales, por lo que tal incremento de demanda no puede ser cubierto incrementando el ancho de banda. Es por ello que es de vital importancia el tratar de hacer un uso lo más eficiente posible del espectro, tratando de minimizar el ancho de banda de las transmisiones todo lo posible manteniendo la calidad de los servicios. También es importante elegir adecuadamente las modulaciones empleadas para conseguir una buena eficiencia espectral, motivo por el cual se escogen por ejemplo modulaciones QPSK o QAM. Dichas modulaciones son combinadas además con esquemas de acceso múltiple para incrementar todavía más la eficiencia, como son OFDM o WCDMA y sus variantes. El uso de estas modulaciones proporciona una alta eficiencia espectral como ya se ha comentado, además de ofrecer una alta protección frente a desvanecimientos por propagación multicamino y selectivos en frecuencia. Sin embargo presentan una desventaja y es que se trata de modulaciones que no tienen envolvente constante. Esto se traduce en que la ratio entre la potencia de pico y la potencia media (PAPR) puede variar, llegando a ser en algunos casos muy elevada [1] [3]. Este hecho se vuelve especialmente perjudicial debido a los elementos no lineales presentes en los circuitos electrónicos como son los diodos, transistores y sobre todo los amplificadores de potencia (PA) [4].

Los PA reciben una señal en su entrada y la amplifican, obteniendo a su salida una versión con más potencia e idealmente idéntica a la de entrada. Pero como ya se ha dicho, los PA son elementos activos, y por tanto presentan un comportamiento no lineal. Esto se traduce en que si la señal de entrada no es de envolvente constante, la señal de salida ya no es una versión amplificada e idéntica de la de entrada. Además, se produce un ensanchamiento espectral que lleva a ocupar los canales adyacentes, lo que se conoce como ACI, provocando interferencias y llegando a hacer inviable un sistema de comunicaciones [5]. Así pues, el objetivo será tratar de corregir estas no linealidades provocadas por el PA, para poder mantener la eficiencia espectral.

Una posible solución a este problema sería el uso de amplificadores de potencia de clase A. Sin embargo el alto valor de PAPR impone que tengamos que usar dichos amplificadores con valores de IBO muy elevados, lo que hace que se merme todavía más la baja eficiencia que presentan. No podemos perder de vista la eficiencia en potencia ya que es un factor también muy importante, en particular en sistemas donde la autonomía sea crucial, como por ejemplo en dispositivos móviles o satélites donde la mayor parte de su consumo proviene de los PA. Así pues el problema se centra en buscar una solución al compromiso que permita una amplificación sin pérdida de linealidad y eficiente energéticamente. Dicha solución puede ser el uso de amplificadores más eficientes energéticamente a los que se les aplica alguna técnica de linealización.

Las técnicas de linealización de una PA las podemos clasificar en dos grandes grupos: las encaminadas a reducir la distorsión y las encaminadas a eliminarla. Las técnicas pertenecientes al primer grupo son utilizadas en amplificadores de clase A, AB o B para amplificar señales con modulaciones multinivel y son: *Feedforward*, *Feedback* y Predistorsión; mientras que las pertenecientes al segundo grupo son utilizadas para amplificadores mucho más eficientes y son: LINC, CALLUM y EER. En nuestro caso nos centraremos en las técnicas de linealización de primer grupo por tratarse de técnicas diseñadas para modulaciones multinivel. Las técnicas *Feedforward* son las más eficaces utilizadas hoy en día, ofreciendo excelentes prestaciones de ancho de banda, reducción de la distorsión y siendo incondicionalmente estables, a costa de presentar baja eficiencia energética además de una elevada complejidad [6]. Las técnicas de tipo *Feedback*, a diferencia de las anteriores, presentan problemas de inestabilidad, además de no ser adecuadas para anchos de banda elevados [7][8]. En las técnicas de predistorsión la señal de entrada es modificada haciendo preceder al amplificador de potencia un dispositivo no lineal cuya relación entrada salida es la inversa de la relación entrada salida del PA. Dicha predistorsión puede realizarse de manera analógica o digital. La primera opción estaría compuesta por una estructura sencilla de bajo coste, pero necesitaría mucho hardware lo que implicaría aumento del tamaño y dificultad para controlarlo con precisión [9]. En cuanto a la predistorsión digital es capaz de cancelar bien los productos de intermodulación, pero sería necesario aplicar técnicas de procesamiento de señal. Además con el procesamiento se pueden implementar algoritmos adaptativos para que el sistema se adapte a posibles variaciones, lo que hace a este sistema ser uno de los más rentables [10]-[12].

Para aplicar la predistorsión digital y su consiguiente procesado de señal lo primero que se debe hacer es modelar el comportamiento del PA con el que se trabaje, para a partir de él modelar el comportamiento del DPD. Elegir la técnica utilizada para modelar el amplificador de potencia no es fácil ya que debemos tener en cuenta tanto las no linealidades que presente como los posibles efectos de memoria debidos a efectos térmicos o eléctricos [13]-[15]. Para modelar sistemas no lineales teniendo en cuenta dichos efectos de memoria podemos usar las series de *Volterra*, a pesar de que su complejidad aumenta exponencialmente con el grado de no linealidad. Una forma de solucionar esto es truncar dichas series a un valor determinado de grado de no linealidad así como de memoria, o se puede utilizar versiones modificadas de estas, los denominados modelos de tipo polinomial. Un caso especial de las series de *Volterra* es el modelo de *Wiener*, el cual es uno de los más simples a la hora de combinar efectos de memoria con no linealidades, pero sus parámetros dependen de la no linealidad, haciendo que sea más problemático que otros modelos que son lineales en sus parámetros. Otro modelo es el de *Hammerstein*, también característico por su simplicidad y además tiene la deseada propiedad de ser lineal en sus parámetros, a diferencia del de *Wiener* [16]-[20]. En el desarrollo de este PFC la técnica utilizada será la de Predistorsión Digital, por su simplicidad a la hora de realizar simulación en el ordenador e implementarla en la práctica.

El objetivo de este Proyecto Final de Carrera será pues mejorar la identificación del PA y la síntesis del DPD para señales del estándar IEEE 802.22 (WRAN). En primer lugar lo que se realizará será identificar los posibles huecos libres en el espectro de televisión, que es donde se desarrolla dicho estándar. Una vez hecho esto pasaremos a la identificación del PA y posteriormente al desarrollo del DPD. Como punto de partida realizaremos ambas tareas mediante la técnica de la pseudoinversa, siendo los modelos obtenidos la referencia para cuantificar las mejoras obtenidas con las nuevas técnicas utilizadas. En concreto esta nueva técnica la llamaremos de multirresolución, por consistir en la descomposición de la señal en diferentes niveles de resolución mediante los filtros asociados a las wavelets. Además de los métodos clásicos para comparar ambas técnicas, como por ejemplo el PAPR o el NMSE, también se utilizará la coherencia en el dominio Tiempo-Frecuencia. Por último se hará un análisis de señales *Chirp* [21] con el objetivo de acelerar la identificación de los coeficientes debido a que el estándar con el que se va a desarrollar el Proyecto tiene una naturaleza cambiante.

1.2 Contenido

El contenido de esta memoria se distribuye en 5 capítulos y 6 anexos. En el Capítulo 2 se describen las técnicas clásicas empleadas para el modelado del PA y el diseño del DPD, en concreto la Pseudoinversión, así como los métodos de validación del predistorsionador, las señales de Test utilizadas y su tratamiento. También se hace un estudio del espectro disponible para la implantación de nuestro sistema. En el Capítulo 3 se analizarán las limitaciones que las técnicas clásicas presentan y se hará un desarrollo de la nueva técnica utilizada de Multirresolución. Además

se presentará el método de validación en la linealización.. En el Capítulo 4 se analizarán los resultados obtenidos, tanto para Multirresolución como para el caso de utilizar señales *Chirp* y por último en el Capítulo 5 se describirán las conclusiones extraídas a lo largo del desarrollo del presente Proyecto y se plantearán posibles líneas de investigación futuras. En el Anexo A se habla del estándar utilizado, el WRAN (IEEE 802.22); en el Anexo B se hace una descripción de las familias más importantes de wavelets; en el Anexo C se muestran la totalidad de los resultados obtenidos; en el Anexo D se muestran los montajes necesarios para la realización del Proyecto; en el Anexo E aparecen los programas más importantes de *Matlab* utilizados y por último en el Anexo F se muestran las hojas técnicas de los amplificadores utilizados.

A continuación en la Figura 1.1 aparece el diagrama de Gant de las fases que se han ido realizando para el desarrollo del proyecto.

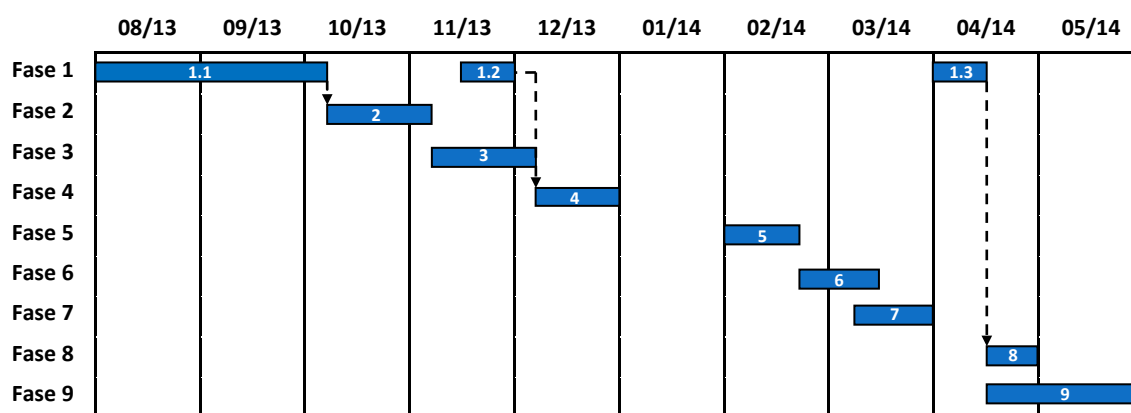


Figura 1.1: Diagrama de Gant del proyecto.

Cada una de las fases ha consistido en las siguientes acciones:

Fase 1: Búsqueda bibliográfica.

Fase 2: Desarrollo de programas en *Matlab* para Pseudoinversa.

Fase 3: Desarrollo de programas en *Matlab* para Multirresolución.

Fase 4: Generación de señales propias del estándar WRAN vía software.

Fase 5: Captura de señales en el laboratorio.

Fase 6: Simulaciones en PC del bloque DPD+PA con ambas técnicas.

Fase 7: Pruebas del bloque DPD+PA en el laboratorio con ambas técnicas.

Fase 8: Generación y pruebas con señales *Chirp* y algoritmo LMS.

Fase 9: Escritura de la memoria del proyecto.

Capítulo 2. Técnicas de modelado de Amplificadores de Potencia y Predistorsión Digital aplicadas al estándar IEEE 802.22

En este Capítulo se hace una descripción de los modelos matemáticos empleados para el modelado del PA y posteriormente para la síntesis del DPD. Se explicarán los métodos de validación de dichos DPD y se hace un análisis del espectro disponible. Después se hará una descripción de las señales de Test propias del estándar IEEE 802.22 que se van a utilizar.

2.1 Modelado del amplificador de potencia

Existen varios modelos a la hora de identificar y corregir el comportamiento no lineal de los amplificadores de potencia. Algunos de estos modelos que se pueden encontrar a lo largo de la literatura son, por ejemplo, las Series de Volterra, los modelos de *Wiener* y *Hammerstein* o incluso el modelado polinomial. No es sencillo decidir cuál de todos ellos es el mejor, ya que esto depende en gran medida del tipo de PA y las señales con las que se está 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:

$$y(n) = \sum_{p=1}^N \sum_{i_1=0}^M \cdots \sum_{i_p=0}^M h_p(i_1, \dots, i_p) \prod_{j=1}^p u(n - i_j) \quad (2.1)$$

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 no uniforme. La expresión analítica del modelo polinómico utilizado viene definida como:

$$y(n) = \sum_{q=1}^M \sum_{p=1}^N a_{p,q} u(n - d_q) |u(n - d_q)|^{(p-1)} = U \cdot \hat{a} \quad (2.2)$$

donde N es el orden de no linealidad, M es el número de *taps* de memoria, d_q es el valor del *delay* q -ésimo, 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 a y la matriz de datos U se pueden expresar según las ecuaciones:

$$\hat{a} = [a_{1,0} \ \cdots \ a_{N,0} \ a_{1,1} \ \cdots \ a_{p,q} \ \cdots \ a_{N,M}] \quad (2.3)$$

$$U = [U_0 \ \cdots \ U_q \ \cdots \ U_M] \quad (2.4)$$

donde U_q se define como:

$$U_q = \begin{bmatrix} u_{1,q}^{[n]} & \cdots & u_{N,q}^{[n]} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{1,q}^{[n+L-1]} & \cdots & u_{N,q}^{[n+L-1]} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

siendo L la longitud de la señal. Cada elemento de la matriz U_q viene expresado como

$$u_{p,q}^{[n]} = u(n - d_q) |u(n - d_q)|^{(p-1)} \quad (2.6)$$

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 2.2, se debe evaluar la expresión siguiente:

$$\hat{a} = \text{pinv}(U) \cdot Y \quad (2.7)$$

donde *pinv* es el operador de la pseudoinversa de matrices, e Y se define como el vector que contiene las muestras de la señal de salida $y(n)$. A partir de estos coeficientes se puede calcular la salida estimada como:

$$\hat{Y} = U \cdot \hat{a} = \sum_{q=0}^M U_q \cdot \hat{a}_q \quad (2.8)$$

El error se definirá pues como la diferencia entre la señal de salida del PA medida y la señal de salida estimada:

$$E = Y - \hat{Y} = [e_1 \ e_{1+1} \ \dots \ e_{1+L-1}] \quad (2.9)$$

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:

$$\xi = 10 \log_{10} \left(\frac{E\{|y(n) - y_{est}(n)|^2\}}{E\{y^2(n)\}} \right) \quad (2.10)$$

En la expresión anterior, $y_{est}(n)$ se define como las muestras de la señal de salida estimada, calculada mediante la Expresión 2.8 a partir de los coeficientes de los modelos del PA.

2.2 Síntesis del predistorsionador digital

En primer lugar se va a explicar el esquema y funcionamiento del DPD, para después hacer hincapié en los métodos de validación del mismo.

2.2.1 Esquema y funcionamiento del DPD

Como ya se ha comentado anteriormente, una de las maneras de eliminar la distorsión producida por los amplificadores de potencia es introduciendo un predistorsionador digital a su entrada. Su funcionamiento consiste en aplicar el efecto contrario del producido por el propio amplificador, consiguiendo que a la salida de ambos bloques la función sea lo más lineal posible y evitando así la aparición de nuevos armónicos. El efecto de cada uno de los bloques y el efecto final se puede observar en la Figura 2.1:

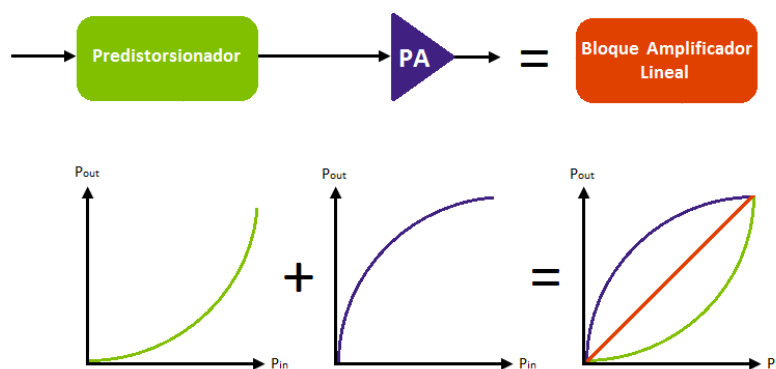


Figura 2.1: Linealización mediante predistorsión digital.

Como se puede observar, la señal de entrada a amplificar pasará previamente por el predistorsionador, el cual aplicará su función de transformación a la señal y ésta será la entrada del amplificador de potencia. Así se consigue que a la salida del PA la señal sea la de entrada pero

amplificada, sin ningún tipo de distorsión ni reparto de energía entre nuevas componentes espectrales.

A la hora de diseñar el predistorsionador se requiere una fase de calibración inicial en la que se obtienen los coeficientes del predistorsionador. En la Figura 2.2 se puede observar el esquema de funcionamiento del predistorsionador que se va a utilizar en la presente memoria.

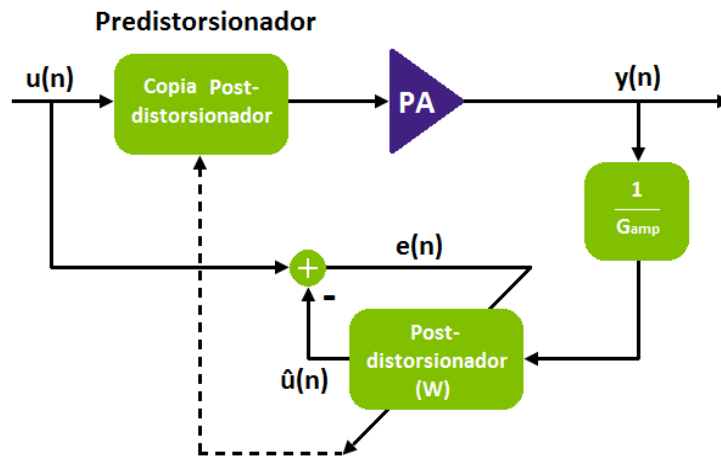


Figura 2.2: Esquema de funcionamiento del DPD.

Se van a definir las funciones de transferencia del post-distorsionador como W y la del amplificador como G , siendo W la inversa de G según se ha visto en la Figura 2.1. Aplicando ambas funciones en cascada se obtendrá a la salida del amplificador una respuesta lineal una vez que el sistema 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 , por lo que G y W son intercambiables. Como en la presente memoria se utilizan modelos polinomiales basados en las *series de Volterra*, bajo estas condiciones post-distorsión es equivalente a predistorsión (hasta orden N) y se puede aplicar el esquema que aparece en la Figura 2.2.

A continuación se va a explicar en detalle el esquema nombrado anteriormente. 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, y sean U e Y sus representaciones matriciales respectivamente. Con estas señales se pueden extraer los coeficientes del DPD directamente, sin calcular los coeficientes del modelo del PA, lo que reduce el tiempo de calibración y la carga computacional de todo el sistema. Si se define $z(n)=y(n)/G_{amp}$, su forma matricial se definirá como:

$$Z = \frac{Y}{G_{amp}} \quad (2.11)$$

siendo necesario calcular previamente el valor de G_{amp} a partir de las señales capturadas a la entrada y la salida del amplificador. Este es un factor muy importante ya que define la ganancia total del sistema formado por DPD+PA, y nos interesará que sea lo mayor posible. Se debe tener en

cuenta que no se puede aumentar todo lo que se quiera dicha ganancia, ya que como se ve en la Figura 2.3, aparece un compromiso entre ganancia y linealidad.

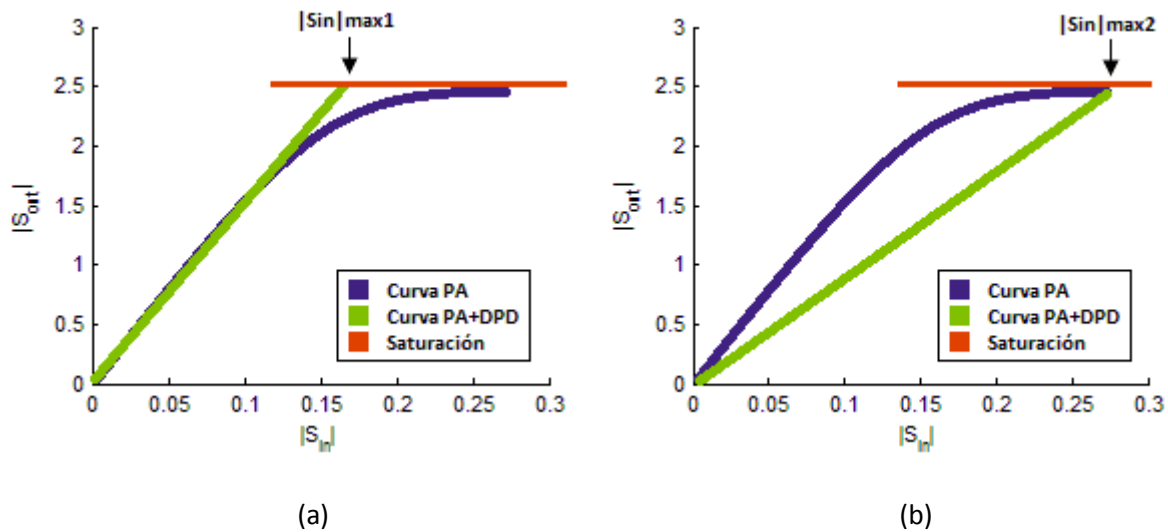


Figura 2.3: Modificación de la ganancia del sistema global (DPD + PA). (a) G_{amp} = Ganancia máxima. (b) G_{amp} < Ganancia máxima.

A la hora de elegir la ganancia de nuestro sistema DPD+PA se debe tener en cuenta la limitación de la amplitud máxima de salida impuesta por el punto de saturación del amplificador. Esto implica que cuanto mayor sea la G_{amp} antes se alcanzará dicha amplitud máxima de salida y por lo tanto menor será el rango de la señal de entrada donde será lineal. Esto se puede observar en la Figura 2.3 (a), donde se ve cómo la pendiente de la ganancia es elevada y se alcanza rápido el punto de saturación, lo que implica que la amplitud de entrada máxima, $|S_{in}|_{max1}$, hasta la que es capaz de linealizar sea baja. Por otro lado se tiene el caso contrario, en el que la ganancia es menor y tardamos más en alcanzar el punto de saturación. Se puede observar en la Figura 2.3 (b), donde se ve que ahora el punto de amplitud de entrada máxima, $|S_{in}|_{max2}$, es superior al caso anterior y por lo tanto se dispone de más rango de trabajo en zona lineal.

En resumen, se ve que la G_{amp} nos produce un compromiso entre la propia ganancia del sistema y la linealidad de su salida, por lo que se tiene que cuidar la elección del valor de dicha ganancia para tratar de conservar lo mejor posible ambos aspectos.

2.2.2 Métodos de validación del DPD

Para validar la capacidad de linealización del DPD se van a utilizar dos métodos: por una parte se medirá el ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*) con el que se obtiene una medida de cuánto se disminuye la interferencia en canales adyacentes; por otra parte se evaluará la coherencia en el dominio Tiempo-Frecuencia entre la señal linealizada y la de entrada. A continuación se explican con más detalle ambos métodos.

Una vez que se ha calculado el DPD, se simula el sistema completo formado por el DPD+PA. Dicho sistema permitirá obtener a la salida la señal sin distorsión, a costa de una pérdida de ganancia respecto del caso de tener solamente el PA, como se ha visto en el Apartado 2.2.1. Para verlo mejor a continuación aparece gráficamente lo expuesto anteriormente. Aunque bien es cierto que normalmente solamente se adjunta la gráfica normalizada aquí se ha preferido mostrar ambas para una mejor comprensión, en concreto se tienen en la Figura 2.4 (a) las curvas sin normalizar y en la Figura 2.4 (b) las curvas normalizadas.

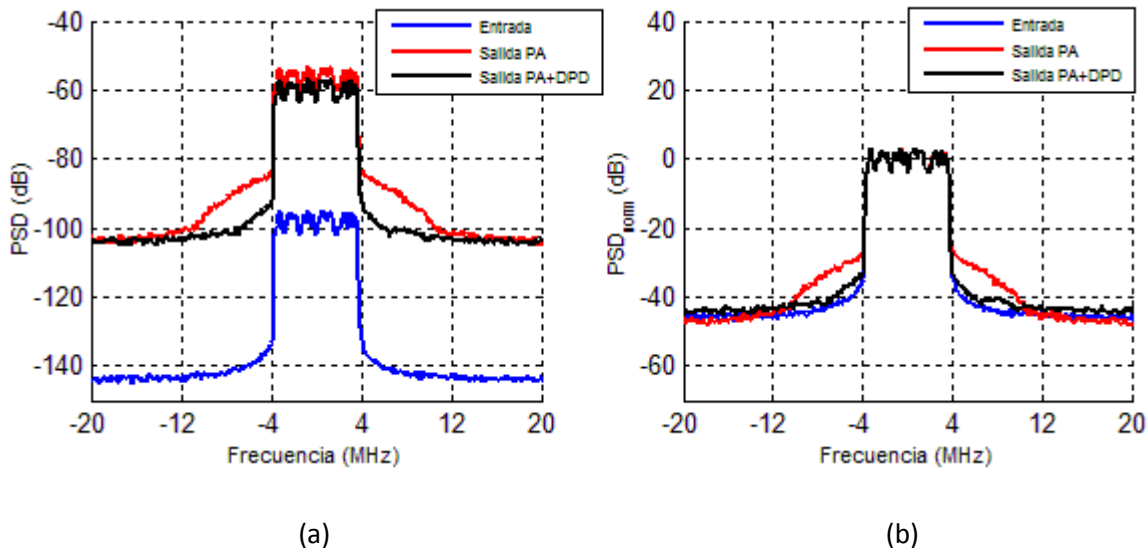


Figura 2.4: Curvas de entrada, salida con PA y salida DPD+PA. (a) Curvas sin normalizar. (b) Curvas normalizadas.

En la primera de ellas se ve como la señal linealizada presenta más potencia que la propia señal de entrada (se está amplificando) pero menos que la señal de salida obtenida sólo con el PA. Para ver la corrección que realiza el DPD en los canales adyacentes hay que mirar en la segunda figura, donde se ve que se eliminan en parte los productos de intermodulación. El método de validación del DPD pasa por establecer una comparativa entre la potencia en canal adyacente que tiene la señal de salida linealizada ($P_{\text{ady_lin}}$) y la potencia en canal adyacente que se mediría para la señal de salida en caso de que sólo se utilizase el PA (P_{ady}). Dicha comparación se hará con la variable *Ratio entre potencias de canal adyacente* ($R_{\text{pot_adjch}}$), que atiende a la siguiente expresión:

$$R_{\text{pot_adjch}} = 10 \log \left(\frac{P_{\text{adjch}}}{P_{\text{adjch_lin}}} \right) \quad (2.12)$$

Sólo en el caso de que $R_{\text{pot_adjch}} > 0$ se justificará el uso del bloque conjunto DPD+PA.

En cuanto a la potencia de canal adyacente como se tienen dos canales adyacentes (superior e inferior) se cogerá siempre el que posea mayor potencia para calcular el ACPR, es decir, el caso más desfavorable.

2.3 Espectro de televisión en Zaragoza

A la hora de aplicar el estándar WRAN será necesario conocer los huecos blancos en el espectro de televisión en la localidad de Zaragoza, los denominados TVWS (del inglés *Television White Spaces*). Para ello se mide el espectro en la zona de UHF donde se encuentran los canales que actualmente se emiten en TDT, para identificar posibles huecos entre ellos. Para realizar las mediciones se dispondrá en el laboratorio el montaje que aparece en el Anexo D.

Las frecuencias de UHF en las que se medirá el espectro de televisión serán las comprendidas entre los 734 MHz y los 814 MHz, en las cuales se buscarán posibles huecos donde poder implementar el sistema. Por debajo de los 700 MHz el amplificador de potencia no funciona, mientras que por encima de los 800 MHz apenas hay huecos disponibles. Los resultados obtenidos se ven en la Figura 2.5, donde se pueden identificar varios TVWS entre los canales que actualmente están emitiendo.

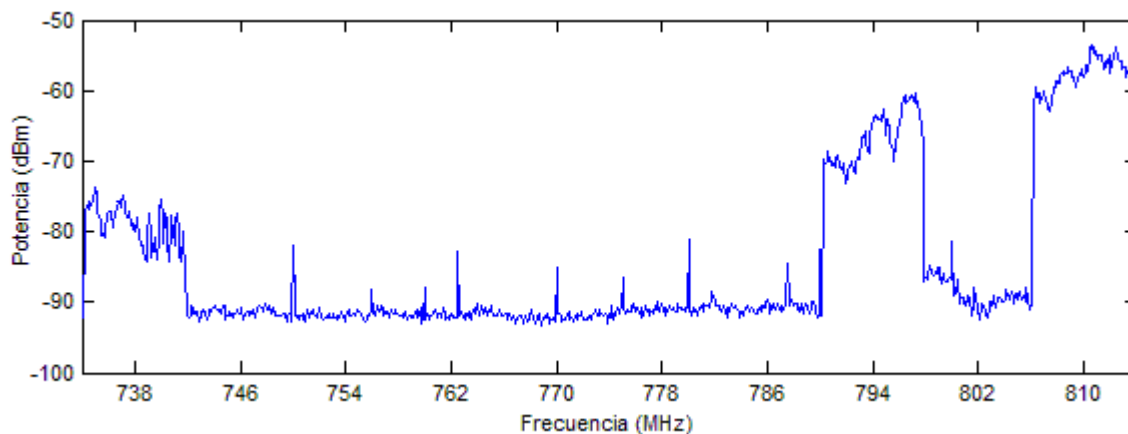


Figura 2.5: Espectro de televisión medido con el analizador de espectros.

En concreto, algunos de los canales ocupados que se pueden observar son el canal 61 ($f=794$ MHz) y el canal 63 ($f=810$ MHz) que actualmente emiten en la TDT. Como se ve, existe un importante hueco de canales libres en el espectro medido, en concreto los canales 55, 56, 57, 58, 59 y 60. Como se puede comprobar en el Anexo A, en concreto en la Figura A.1, para aplicar la técnica de *Bonding Channel* son necesarios canales de guarda respecto de los canales adyacentes en uso, por lo que para aplicar dicha técnica se utilizarán señales de 16 MHz de ancho de banda en los canales 58 y 59 ($f=774$ MHz) dejando los canales 57 y 60 de guarda. Para las señales de 8 MHz, al igual que en las señales anteriores, se utilizará la frecuencia de 774 MHz.

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

En primer lugar se va a explicar el proceso de generación, manipulación y captura de señales en el laboratorio para después definir las señales de test utilizadas.

2.4.1 Generación, manipulación y captura de señales

Para la generación de las señales se utilizará en primer lugar el programa *SystemVue2012_06* que generará archivos de datos con las muestras de las señales deseadas. Estos archivos se cargarán en un PC que incluye la aplicación *Matlab*, la cual generará las componentes en fase y cuadratura que se enviarán a través de los puertos de salida de dicho PC. Dichas componentes se utilizarán como entrada de un generador de señal, en concreto el *Agilent E4438C*. Dicho generador realizará la conversión D/A y modulará la señal a la frecuencia deseada, generando así la señal de RF que se utilizará como entrada al PA. Como para modelar el PA se necesitan tanto la señal de entrada como la de salida será necesario capturar ambas. Lo que se hará será en un primer lugar medir la señal de entrada al PA conectando directamente el generador de señales al osciloscopio de medida, en concreto el *Agilent Infiniium DSA90804A*, realizando el montaje que aparece en la Figura 2.6 (a).

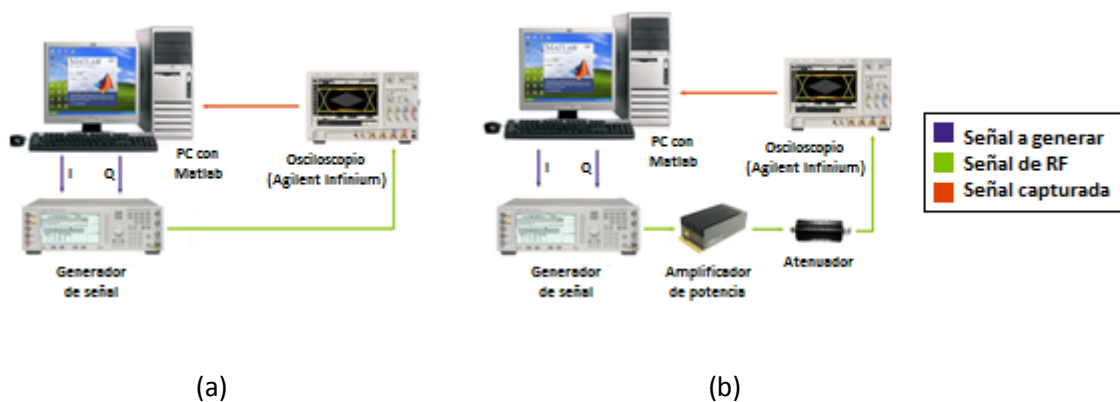


Figura 2.6: Montaje para la captura de señales. (a) Señal de entrada. (b) Señal de salida.

Una vez capturada la señal de entrada se procederá a capturar la de salida. Para ello se dispondrá el montaje que aparece en la Figura 2.6 (b). Se conectará el generador de señales directamente a la entrada del PA. A la salida del PA será necesario colocar un atenuador para no dañar el osciloscopio de medida, ya que la señal amplificada tendrá una potencia muy elevada. Dicha disminución de potencia la deberemos compensar posteriormente al procesar las señales capturadas.

Una vez medidas tanto la señal de entrada al PA como la de salida, éste generará los ficheros que se cargarán en el PC para su posterior procesado con la aplicación *Matlab* instalada en dicho PC, como ya se ha comentado anteriormente.

2.4.2 Señales de Test

Para realizar el proceso de modelado del PA y posteriormente el diseño del DPD se han utilizado dos tipos de señales, por una parte señales de ancho de banda de un canal de televisión (8MHz) y por otro señales de ancho de banda de dos canales (16 MHz), para así poder evaluar el funcionamiento para *Bonding Channel*. En el caso de señales de ancho de banda de 8 MHz se han analizado por un lado el enlace descendente (señales LTE) y por otro el ascendente (señales WiMAX), así como señales propias de DVBT2 por estar relacionadas con el estándar WRAN. Para las señales de 16 MHz de ancho de banda se analizarán también tanto el enlace ascendente como el descendente. Hay que recordar que los objetivos de utilizar estas señales son:

- Obtener y caracterizar el modelo de los PA con técnicas clásicas y las nuevas estudiadas.
- Obtener y caracterizar el modelo del DPD aplicando tanto técnicas clásicas como las nuevas estudiadas con los PA.
- Comparar las mejoras obtenidas al utilizar nuevas secuencias y las nuevas plantas frente al caso de utilizar técnicas clásicas.

En un primer lugar lo que se ha hecho ha sido caracterizar el amplificador calculando su punto de 1dB de compresión para cada tipo de señal. Una vez hecho esto lo que se hace es capturar las señales tanto de entrada como de salida para diferentes valores de IBO y así ver las características de dichas señales y del propio amplificador. Todos los resultados obtenidos de este proceso están en el Anexo C. A partir de estos resultados se seleccionan las señales de test que se utilizarán para la validación de las técnicas propuestas.

A la hora de decidir qué señales se van a utilizar se debe tener en cuenta las características propias de cada señal. Para las señales que ocupen un solo canal (ancho de banda de 8 MHz) se puede observar las señales DVBT2 capturadas y se ve como para la modulación 16 QAM y 64 QAM los valores de PAPR están en torno a los 10 dB, mientras que para las señales QPSK se eleva hasta 11,5 dB siendo éste el caso más restrictivo y por lo tanto una de las señales que se van a utilizar. A la hora de comparar se debe hacer con señales que tengan características lo más similares posibles, por lo que para la señal de enlace descendente (señal LTE) y para la de ascendente (señal WiMAX) se utilizará también modulación QPSK. Por último se elegirá una señal más con modulación 64 QAM con la intención de comparar también el efecto de variar la modulación en los resultados. En cuanto a las potencias escogidas todas tienen aproximadamente el mismo nivel, excepto la señal *Monocanal3* en la que ha sido necesario penalizar más en potencia debido a su alto valor de PAPR. En la Tabla 2.1 se ven las características más importantes de estas señales.

	<i>Monocanal1</i>	<i>Monocanal2</i>	<i>Monocanal3</i>	<i>Monocanal4</i>
Tipo de señal	LTE	WiMAX	DVBT2	WiMAX
Ancho de Banda	7,91 MHz	7,19 MHz	7,63 MHz	7,19 MHz
Frecuencia	774 MHz	774 MHz	774 MHz	774 MHz
Potencia	-18,14 dBm	-18,36 dBm	-19,43 dBm	-18,45 dBm
PAP	10,51 dB	10,16 dB	11,48 dB	10,22 dB
Modulación	QPSK	QPSK	QPSK	64 QAM
F. muestreo	80,64 MHz	53,76 MHz	80,64 MHz	53,76 MHz

Tabla 2.1: Señales *monocanal* de entrada al PA y características.

Para aplicar la técnica de *Bonding Channel* se ha hecho uso de señales que abarquen dos canales consecutivos, es decir, su ancho de banda será de 16 MHz. En cuanto a la modulación se ha escogido la 16 QAM por ser la única que todavía no hemos utilizado. Para la potencia se han escogido valores similares, ya que sus PAPR también lo son. En la Tabla 2.2 aparecen las características más importantes de las señales que se han utilizado.

	<i>Bicanal1</i>	<i>Bicanal2</i>
Tipo de señal	LTE	WiMAX
Ancho de Banda	15,8287	14,39
Frecuencia	774 MHz	774 MHz
Potencia	-19,04 dBm	-19,04 dBm
PAP	10,04 dB	10,11 dB
Modulación	16QAM	16QAM
F. muestreo	161,28 MHz	107,52 MHz

Tabla 2.2: Señales *bicanal* de entrada al PA y características.

Para terminar de caracterizar completamente dichas señales de test a continuación, en la Figura 2.7, se muestran las Densidades Espectrales de Potencia (PSD).

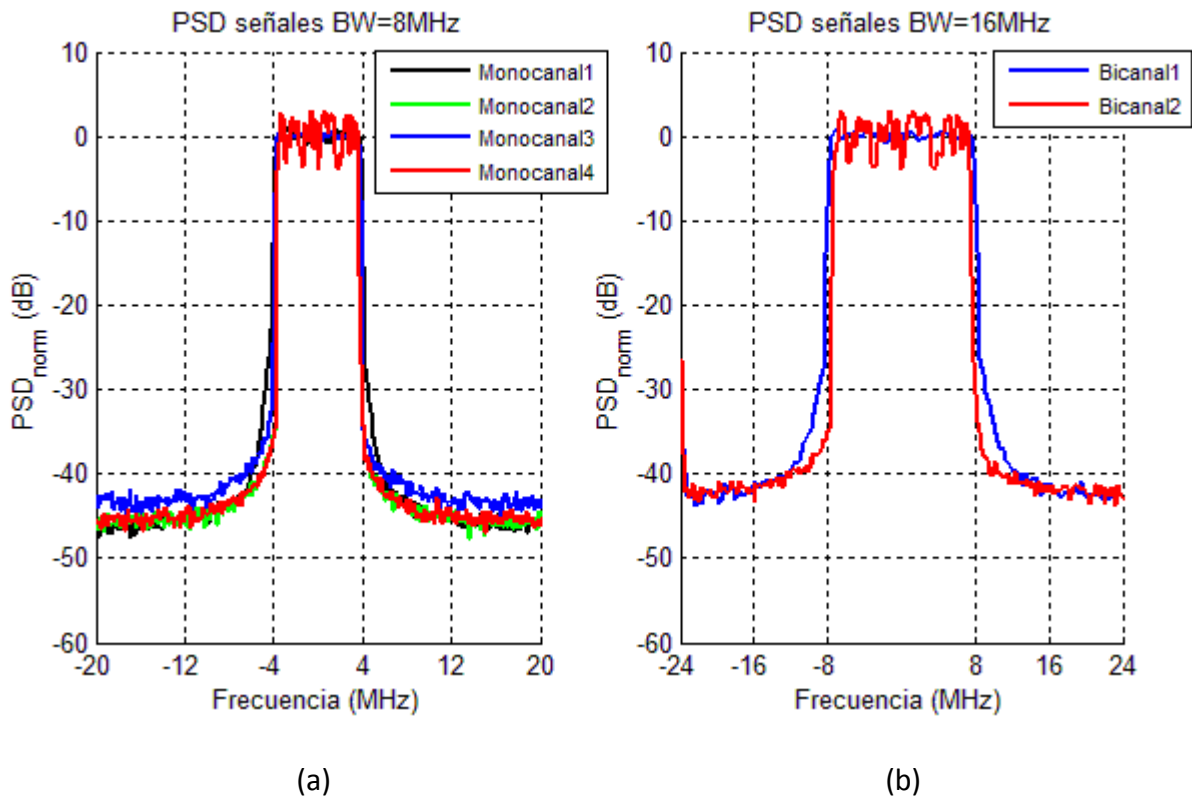


Figura 2.7: Densidades espectrales de potencia de las señales de entrada al PA. (a) Señales *monocanal*. (b) Señales *bicanal*.

Capítulo 3. Modelado y Predistorsión Digital con Multiresolución (MR) de Amplificadores de Potencia

En este Capítulo en primer lugar se van a plantear las limitaciones que presentan las técnicas clásicas, y proponer una técnica alternativa denominada Multirresolución. Se modelará tanto el PA como el DPD con dicha técnica, tratando de mejorar las limitaciones comentadas. Se explicarán los métodos para la elección de los parámetros y para la validación del DPD.

3.1 Limitaciones de los modelos clásicos.

En el estándar IEEE 802.22 con el que se está trabajando en el presente Proyecto Fin de Carrera los sistemas se deben adaptar a las condiciones cambiantes del medio, como se puede ver en el Anexo A. Estos cambios pueden ser tanto de potencia como de frecuencia de transmisión, por lo que las propias señales transmitidas dejan de ser estacionarias. Los métodos clásicos de modelar el PA y el DPD que se han comentado en el Capítulo anterior tienen la limitación de que solamente tiene buen comportamiento para señales estacionarias. Ahí es donde surge la necesidad de buscar nuevas técnicas de modelado que permitan hacerlo con señales no estacionarias, es decir, cambiantes en el tiempo.

Si bien es cierto que las técnicas clásicas como la técnica de la Pseudoinversión presentan un buen comportamiento en cuanto al modelado de amplificadores de potencia y cancelación de interferencia en canales adyacentes con anchos de banda reducidos, se tratará de mejorar dichas prestaciones. Ésta mejora se medirá en términos de NMSE y ACPR, con el objetivo de mejorar al máximo el modelado disminuyendo todavía más el error NMSE y mejorando la corrección de interferencias en canal adyacente, es decir, aumentando el valor de ACPR.

3.2 Modelado del PA con Multirresolución

Para el modelado del PA con multirresolución se utilizará la transformada *Wavelet* [21]-[24]. Básicamente lo que hace dicha transformada es filtrar la señal en el dominio del tiempo mediante filtros paso bajo (aproximación) y paso alto (detalles). Dichos filtros de descomposición están asociados a las wavelets, y las familias más representativas de ellas aparecen en el Anexo B, con sus características más importantes, la forma de onda y los coeficientes de los filtros de

descomposición. En este proceso se utiliza la Transformada Wavelet estacionaria y no la convencional para mantener así el número de muestras constante. El proceso de descomposición aparece en la siguiente Figura donde se han representado 3 niveles de descomposición:

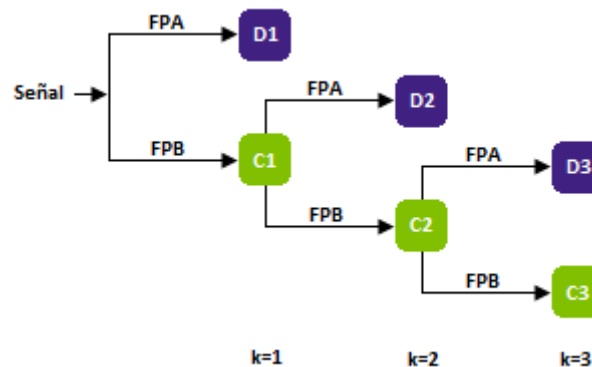


Figura 3.1: Esquema de descomposición multirresolución.

Como se puede observar, cada nivel de descomposición parte de la aproximación del nivel anterior, consiguiendo así tantos niveles como se deseen. En la presente memoria al nivel de descomposición se le llamará k . El objetivo es realizar el proceso de modelado con el nivel de descomposición óptimo, no con la señal original. Como se trata de un proceso de filtrado previsiblemente el sistema funcionará mejor, ya que se va a eliminar parte del ruido quedándonos solamente con lo importante. Dicha descomposición se puede expresar matemáticamente del siguiente modo. Si definimos la señal X como:

$$X = [x(1), \dots, x(N)] \quad (3.1)$$

siendo N la longitud de dicha señal, podremos descomponer cada una de las muestras atendiendo a la siguiente expresión:

$$x(n) = c(n)_K + \sum_{k=1}^K d(n)_k \quad n \in [1, N] \quad (3.2)$$

donde c corresponde con la aproximación de la señal y d con los detalles. Según la expresión 3.2, cada nivel de aproximación estará formado por la aproximación del nivel anterior más la suma de todos los detalles de niveles anteriores hasta el nivel K . A continuación se va a mostrar un ejemplo gráfico para apreciarlo mejor. En la Figura 3.2 se muestra la descomposición en 7 niveles. En dicha Figura nos aparecen por una parte las aproximaciones asociadas a cada uno de los niveles de descomposición y por otro lado los detalles. Como se puede observar a medida que vamos aumentando el nivel los detalles de la señal se van suavizando (se van filtrando paso bajo en cada iteración) y los detalles hacen más abruptos (se filtran paso alto).

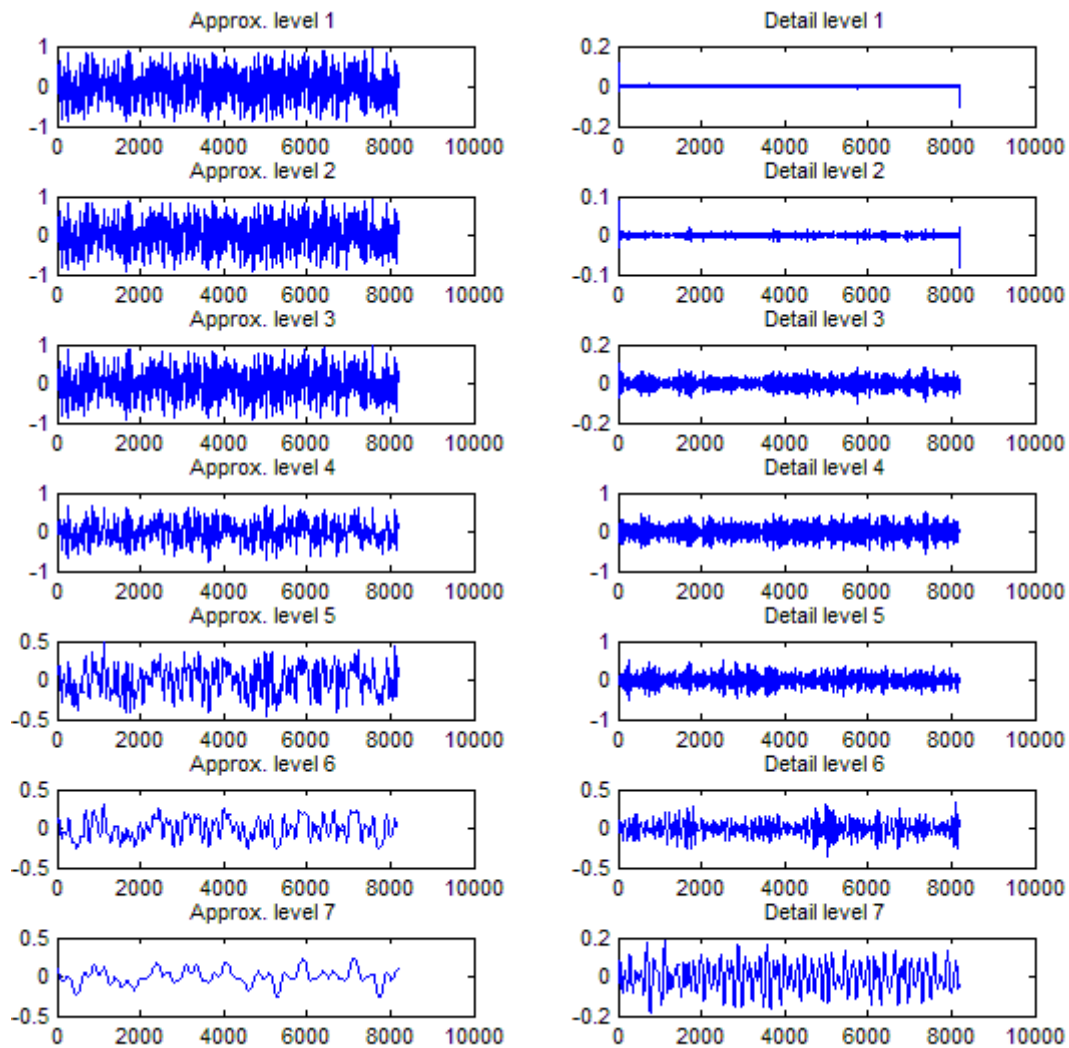


Figura 3.2: Ejemplo de descomposición de una señal en 7 niveles, mostrando las aproximaciones y los detalles.

Para aplicar esto al modelado del PA lo que se hace es cambiar la planta. A continuación aparece el diagrama de bloques de ésta nueva técnica junto con el de la técnica clásica de la pseudoinversa para el modelado del PA.

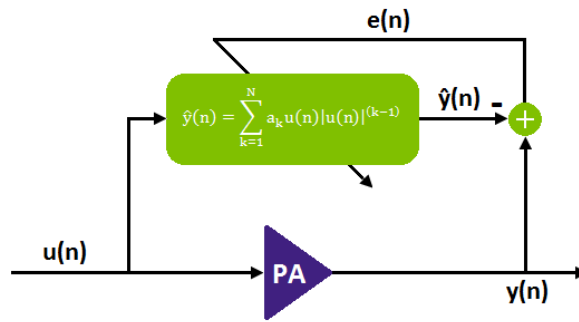


Figura 3.3: Diagrama de bloques del modelado del PA con Pseudoinversión.

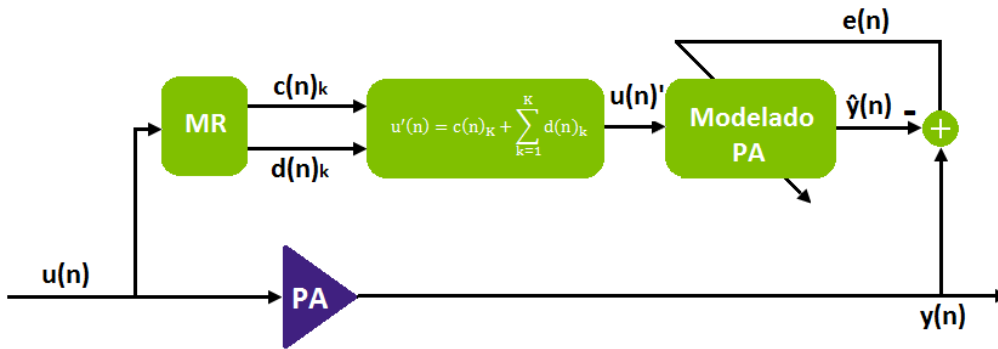


Figura 3.4: Diagrama de bloques del modelado del PA con Multirresolución.

En la Figura 3.4 se ve como se produce la descomposición de la señal $u(n)$ en sus aproximaciones y detalles para después realizar el modelado con la señal filtrada $u(n)'$, a diferencia de la técnica de Pseudoinversión que realiza el modelado directamente.

Para el desarrollo matemático de la nueva planta utilizada en la técnica de Multirresolución se parte de la matriz que aparece en la Expresión 2.4 definida para la Pseudoinversión. Cada una de las columnas de dicha matriz vendrá definida por:

$$u(n)_{p,q} = \sum_{n=0}^{L-1} u(n - d_q) |u(n - d_q)|^{(p-1)} \tag{3.3}$$

lo que se hace es descomponer cada una de esas columnas hasta el nivel k , obteniendo así diferentes niveles de aproximaciones y detalles. Como puede verse a continuación solamente se utilizarán el nivel de aproximación k , y los niveles de detalles k y $k-1$, quedando las matrices:

$$C_k = \begin{bmatrix} c_{k_1,0}^{[n]} & \dots & c_{k_N,0}^{[n]} & c_{k_1,1}^{[n]} & \dots & c_{k_N,M}^{[n]} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{k_1,0}^{[n+L-1]} & \dots & c_{k_N,0}^{[n+L-1]} & c_{k_1,1}^{[n+L-1]} & \dots & c_{k_N,M}^{[n+L-1]} \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

$$D_k = \begin{bmatrix} d_{k1,0}^{[n]} & \cdots & d_{kN,0}^{[n]} & d_{k1,1}^{[n]} & \cdots & d_{kN,M}^{[n]} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{k1,0}^{[n+L-1]} & \cdots & d_{kN,0}^{[n+L-1]} & d_{k1,1}^{[n+L-1]} & \cdots & d_{kN,M}^{[n+L-1]} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$D_{k-1} = \begin{bmatrix} d_{k-1,0}^{[n]} & \cdots & d_{k-1N,0}^{[n]} & d_{k-1,1}^{[n]} & \cdots & d_{k-1N,M}^{[n]} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{k-1,0}^{[n+L-1]} & \cdots & d_{k-1N,0}^{[n+L-1]} & d_{k-1,1}^{[n+L-1]} & \cdots & d_{k-1N,M}^{[n+L-1]} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

En la expresión 3.4 aparecen las aproximaciones de nivel k , en la expresión 3.5 los detalles de nivel k y en la expresión 3.6 los detalles de nivel $k-1$. A continuación se muestra la expresión de la matriz final, a partir de la cual se obtendrán los coeficientes del PA:

$$U' = [U_k \ D_k \ D_{k-1}] \quad (3.7)$$

El siguiente paso es obtener los coeficientes estimados del modelo del amplificador. Para el cálculo de dichos coeficientes la expresión es la misma que la Expresión 2.7:

$$\hat{a}' = \text{pinv}(U') \cdot Y \quad (3.8)$$

donde el vector de coeficientes está definido por:

$$\hat{a}' = [a_{1,1,0} \ \cdots \ a_{1,N,M} \ a_{2,1,0} \ \cdots \ a_{2,N,M} \ a_{3,1,0} \ \cdots \ a_{3,N,M}] \quad (3.9)$$

y la salida estimada para este método a partir de los coeficientes vendrá dada por la Expresión 2.8. El error también vendrá dado por la Expresión 2.9 y la figura de mérito por la Expresión 2.10.

3.3 Síntesis del DPD con Multirresolución

Para el cálculo de los coeficientes del DPD será necesario calcular los coeficientes del post-distorsionador, según se ve en la Figura 2.3. Para la técnica de pseudoinversa el procedimiento es el mismo que el descrito en la Sección 2.1.1 para el modelado del PA, y para la multirresolución el

descrito en la Sección 2.1.2. La única salvedad es que en la síntesis del DPD como señal *input* se tendrá la señal capturada a la salida compensada con la ganancia del PA, mientras que como *output* se tendrá la señal de entrenamiento capturada a la entrada del PA. El diagrama de bloques de la síntesis del DPD tanto para la técnica de multirresolución como para la técnica de la pseudoinversión aparece en la siguiente Figura:

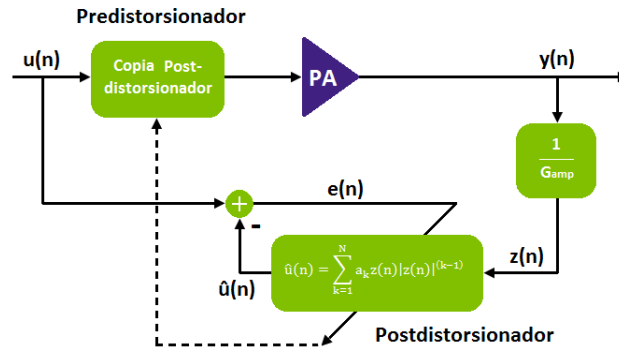


Figura 3.5: Diagrama de bloques del modelado del DPD con Pseudoinversión.

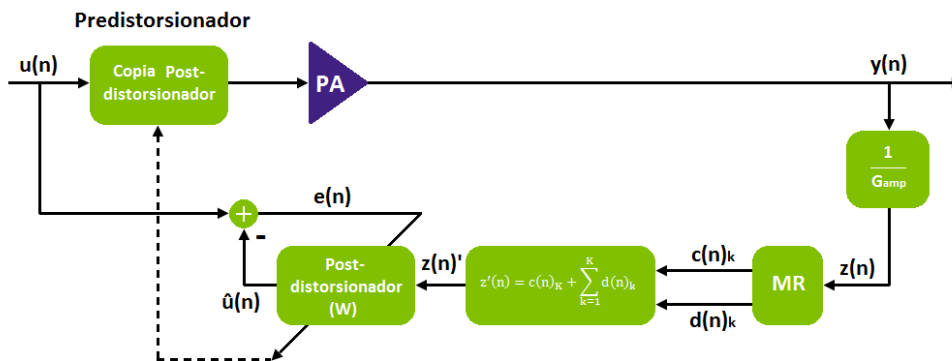


Figura 3.6: Diagrama de bloques del modelado del DPD con Multirresolución.

En la Figura 3.6 se ve como se produce la descomposición de la señal $z(n)$ en sus aproximaciones y detalles para después realizar el modelado con la señal filtrada $z(n)'$, a diferencia de la técnica de Pseudoinversión que realiza el modelado directamente.

3.4 Elección de parámetros

Como hemos visto anteriormente, tanto el método de pseudoinversa como el de multirresolución dependen de una serie de parámetros que será necesario determinar. La elección de dichos parámetros es importante ya que de ellos dependen los escenarios de trabajo y los resultados que se vayan a obtener. Estos parámetros serán para el método de la pseudoinversa el

orden de la memoria M y el orden del polinomio N , mientras que para el método de multirresolución serán estos mismos además del orden de multirresolución K .

El valor que pueden tomar estos parámetros son a priori desconocidos, lo cual complica enormemente el proceso de cálculo de los modelos, ya que existen un gran número de posibles combinaciones de ellos. También hay que tener en cuenta que al subir los órdenes aumenta considerablemente el volumen de los datos utilizados, lo que hace que la complejidad del cálculo y el tiempo de procesamiento aumenten exponencialmente, complicando enormemente la tarea.

Para resolver este problema se va a utilizar los llamados Criterios de Información, los cuales se utilizan para seleccionar un modelo entre varios candidatos, en concreto se va a utilizar el criterio BIC (*Bayesian Information Criterium*). Supongamos que tenemos N modelos alternativos $M_1, M_2, \dots, M_k, \dots, M_N$, según el criterio BIC se elige el M tal que minimice [25]:

$$IC(k) = \ln \hat{\sigma}_k^2 + k \frac{\ln T}{T} \quad (3.10)$$

donde $\hat{\sigma}_k^2$ es la varianza residual del modelo M_k , T es el tamaño muestral y $\ln T$ es un término de penalización. Con este modelo se determinarán los parámetros n , m y k de cada caso, utilizando para ello los programas de *Matlab* que aparece en el Anexo E.

A la hora de aplicar la técnica de multirresolución también será necesario escoger la wavelet que se va a utilizar para la descomposición de las señales. De las wavelets que aparecen en el Anexo B a la hora de elegir hay que considerar el número de orden que pueden tener y la longitud del filtro (cuanto mayor sea el orden del filtro mayor complejidad de cálculo) por lo que se ha elegido la wavelet *Daubechies*. Para elegir el orden lo que haremos será evaluar el error NMSE para cada orden, escogiendo aquel para el que se minimice dicho error.

3.5 Propuesta de Método de validación del DPD basado en la Coherencia

La Coherencia Espectral mide la correlación entre las componentes espectrales de dos señales [26]. Pero esta medida requiere que las señales sean estacionarias, y como ya se ha comentado en el estándar WRAN no lo son. Por ello surge la necesidad de hacer un análisis en el dominio de Tiempo-Frecuencia, el cual permite localizar los instantes de tiempo donde se producen los máximos de coherencia entre ambas señales [27]-[29].

La función de Coherencia en el dominio del Tiempo-Frecuencia entre dos señales no estacionarias se define como [30] [31]:

$$\gamma(t, f) = \frac{|S_{xy}(t, f)|}{\sqrt{S_{xx}(t, f)S_{yy}(t, f)}}, \quad \gamma(t, f) \in [0, 1] \quad (3.11)$$

donde $S_{xy}(t, f)$ es la función de correlación cruzada entre ambas señales. En el presente PFC lo que se hará será calcular dicha función entre las señales de entrada y salida linealizada, ya que no afecta en el cálculo el nivel de potencia que tengan ambas. El objetivo es ver si mejora el comportamiento de la linealización en la banda adyacente, además de poder comprobar los instantes de tiempo en los que se produce. Este cálculo se hace con la función de Matlab *tfcogh.m*, la cual realiza las operaciones solamente para la mitad del espectro. A continuación se muestra el resultado obtenido a modo de ejemplo con una señal de ancho de banda de 8 MHz.

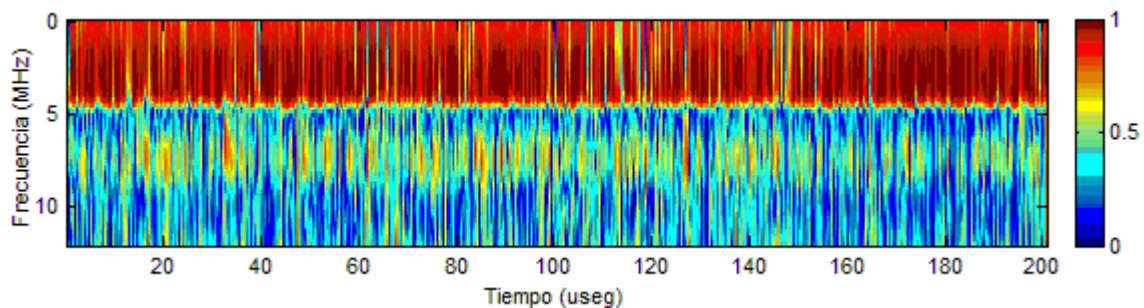


Figura 3.7: Espectrograma de la coherencia.

En la Figura anterior se ve como aparecen tanto el eje frecuencial como el temporal. Los colores rojos corresponden con los valores de coherencia máximos, es decir, próximos a 1; mientras que por el contrario, los colores azules corresponden con los valores próximos a 0. Como se ve se produce mayor coherencia dentro de la banda útil (de 0 a 4 MHz), mientras que fuera de banda la coherencia es mayoritariamente nula. La idea es que fuera de la banda útil sea lo más baja posible, lo que implica que no se produce interferencia en canal adyacente y por tanto presenta un comportamiento lineal.

Capítulo 4. Resultados obtenidos

En el presente Capítulo se muestran los resultados obtenidos en el desarrollo del Proyecto Fin de Carrera. Se evaluarán los métodos utilizados y posteriormente se hará una comparativa entre ellos. Por último se analizarán los resultados obtenidos para diferentes señales tipo Chirp para mejorar el tiempo de modelado.

4.1 Consideraciones previas

El primer paso una vez se tienen las señales de test generadas es capturarlas en el laboratorio, tanto a la entrada como a la salida del PA. Este proceso se ha explicado en detalle en el Apartado 3.2.1 de la presente memoria. Para darle mayor robustez a este proceso se dividirán las señales capturadas en dos partes: una primera parte, a la que llamaremos *señal de entrenamiento*, la utilizaremos para calcular los modelos del PA y del DPD; y la segunda parte, a la que llamaremos *señal de validación*, para evaluar el funcionamiento del sistema DPD+PA. A continuación se ilustra la división que se acaba de explicar:

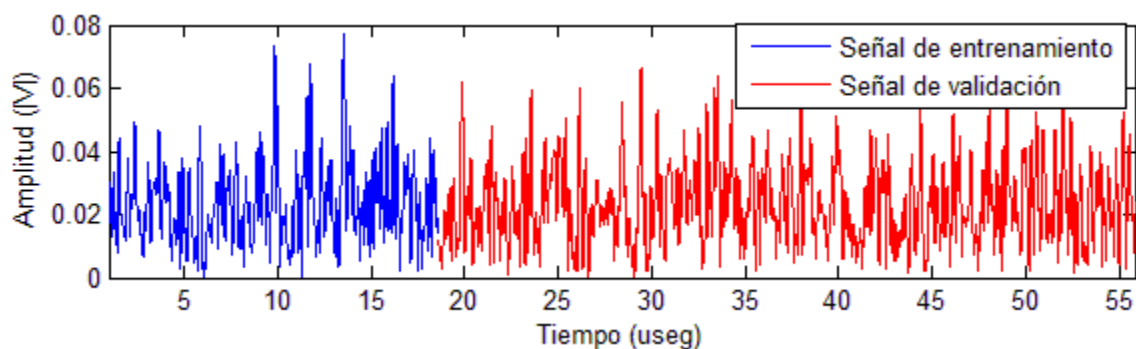


Figura 4.1: Partición de la señal para entrenamiento y validación.

A la hora de calcular el modelo del PA se utilizará como *input* la señal de entrenamiento capturada a la entrada, y como *output* la señal capturada a la salida. En cuanto a la función de transferencia del DPD, como ya se ha visto en la Figura 2.2, como *input* tendremos la señal capturada a la salida compensada con la ganancia del PA, mientras que como *output* tendremos la señal de entrenamiento capturada a la entrada del PA .

Ahora lo que se hará será evaluar cuán de fidedignos son los modelos calculados del PA con el real. Para ello se utilizará como figura de mérito el error cuadrático medio normalizado, NMSE, al cual le corresponde la Expresión 2.10. Y lo mismo sucede cuando se evalúe el DPD, planteándose si la función de transferencia que implementa el DPD ofrece las prestaciones que de ella se esperan. Es decir, se calcula el modelo del PA (o del DPD), para a continuación evaluarlo mediante el cálculo del NMSE.

Una vez se han obtenido los modelos, tanto del PA como del DPD, hay que evaluar el sistema para comprobar su funcionamiento. Para ello lo que se hará será predistorsionar la señal de validación con Matlab, para después introducirla al PA y capturar su salida en el laboratorio. Con estas señales capturadas a la salida del PA son con las que se evaluarán las mejoras obtenidas al utilizar el bloque DPD+PA, frente al caso de solamente disponer del PA.

4.2 Señales amplificadas

A continuación lo que se ha hecho es analizar las señales capturadas a la salida una vez se han amplificado las señales de test descritas en el Apartado 2.4.2. Para realizar la amplificación y captura dispondremos en el laboratorio del montaje que aparece en la Figura 3.3 y que se materializó en el laboratorio con el montaje que aparece en la Figura D.2 correspondiente al Anexo D. En cuanto a las señales capturadas a la salida se puede observar como se ha producido el ensanchamiento espectral debido a la falta de linealidad de las señales a la salida del PA.

Este ensanchamiento 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 del PA, para 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. En la Figura 4.2 se muestran las densidades espectrales de potencia normalizadas de las señales *monocanal*, mientras que en la Figura 4.3 se muestran las de las señales *bicanal*.

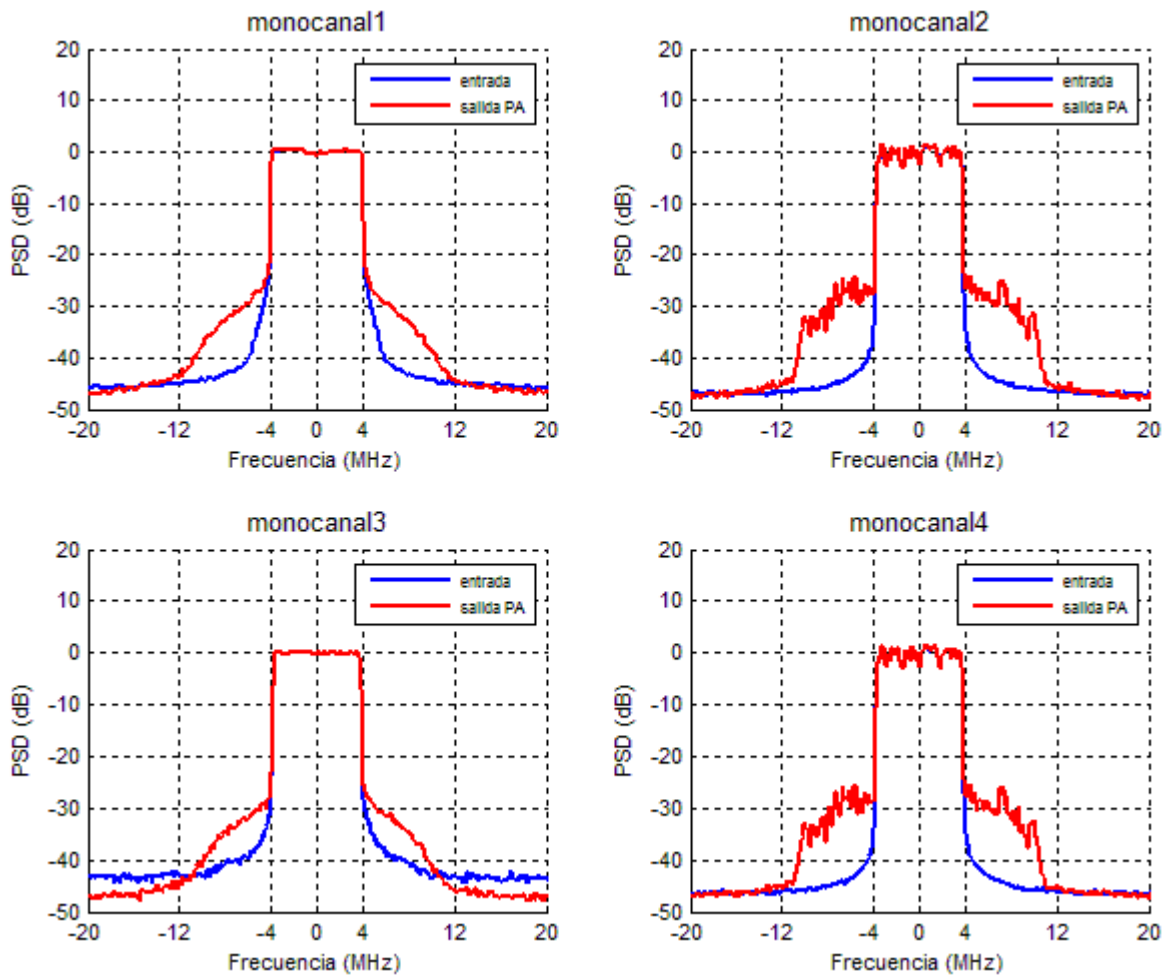


Figura 4.2: Señales *monocanales* de entrada y salida al PA.

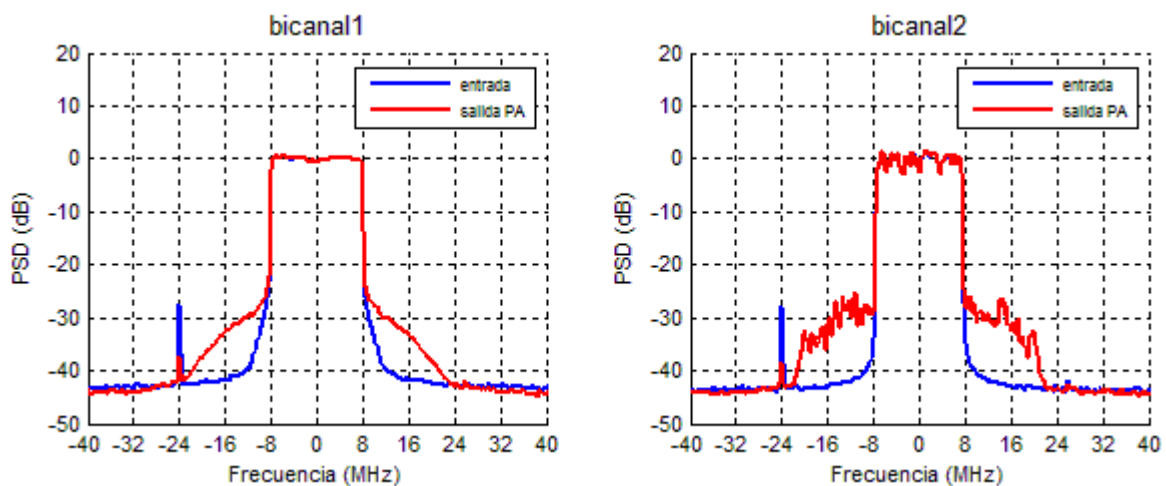


Figura 4.3: Señales *bicanales* de entrada y salida al PA¹.

En cuanto a las características de las señales de salida del PA teóricamente son iguales que las de entrada en cuanto a modulación y frecuencia portadora. Lo que sí que cambia, y a la vez es lo

¹ El pico que aparece en las figuras es debido a los equipos de medida. No se tendrá en cuenta.

que nos interesa conocer, es la potencia de la señal de salida, para así conocer cuál es la ganancia nominal del PA en el punto de trabajo que hemos escogido. En la Tabla 4.1 se muestran las características más importantes de las señales *monocanal*, mientras que en la Tabla 4.2 aparecen las de las señales *bicanal*.

	<i>Monocanal1</i>	<i>Monocanal2</i>	<i>Monocanal3</i>	<i>Monocanal4</i>
Frecuencia (MHz)	774 MHz	774 MHz	774 MHz	774 MHz
Modulación	QPSK	QPSK	QPSK	64QAM
PAPR (dB)	10,51	10,16	11,48	10,98
BW (MHz)	7,91	7,19	7,63	7,91
Fm (MHz)	80,64	53,76	54,86	80,64
P_{1dB} (dBm)	-14	-14	-13	-13
IBO (dB)	3	3	5	5
P_{in} (dBm)	-17,14	-18,36	-19,43	-19,07
P_{out} (dBm)	24,21	22,87	22,09	22,28
G_{PA} (dB)	41,35	41,22	41,52	41,34

Tabla 4.1: Características principales de las señales *monocanal*.

	<i>Bicanal1</i>	<i>Bicanal2</i>
Frecuencia (MHz)	774 MHz	774 MHz
Modulación	16QAM	16QAM
PAPR (dB)	10,04	10,11
BW (MHz)	15,83	14,39
Fm (MHz)	161,28	107,52
P_{1dB} (dBm)	-14	-15
IBO (dB)	5	4
P_{in} (dBm)	-19,04	-19,04
P_{out} (dBm)	22,25	21,98
G_{PA} (dB)	41,29	41,02

Tabla 4.2: Características principales de las señales *bicanal*.

4.3 Modelado del PA

A continuación se muestran los resultados obtenidos tanto para el método de la pseudoinversa como para el de multirresolución. Como ya se ha explicado anteriormente, los órdenes de no linealidad del PA N , de memoria M y de multirresolución K se han determinado con el criterio de información BIC. El método para escoger el orden de la wavelet, como ya se ha comentado en el Apartado 3.4, es en base al valor del error NMSE. En la Figura 4.4 se muestra

cómo va variando dicho error al variar el orden de la wavelet, determinando así dicha wavelet para cada una de las señales.

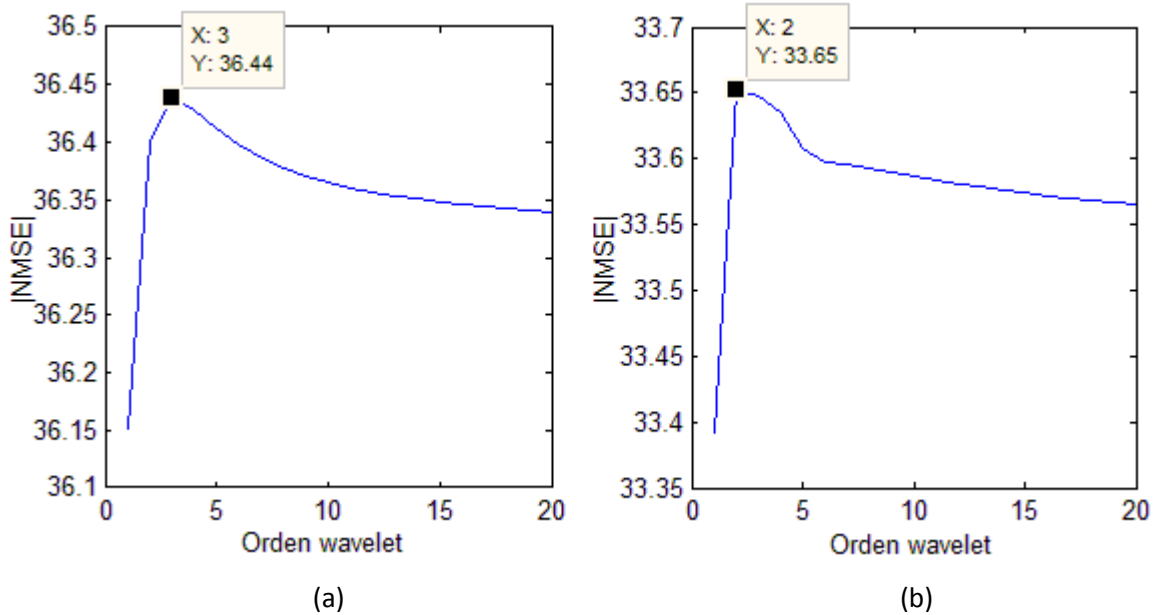


Figura 4.4: Variación del |NMSE| en función del orden de la wavelet *Daubechies* en la señal *monocanal1*. (a) PA. (b) DPD

Como se puede observar hay un orden de la wavelet en el que el error se minimiza, y este será el orden escogido en cada uno de los casos. Los resultados obtenidos para los parámetros *N*, *M*, *K* y wavelet aparecen en la Tabla 4.3 para las señales *monocanal* y en la Tabla 4.4 para las señales *bicanal*.

	PSEUDOINVERSA			MULTIRRESOLUCIÓN				
	N	M	NMSE	N	M	K	Wavelet	NMSE
<i>Monocanal1</i>	7	5	-32,67 dB	7	5	2	<i>db3</i>	-36,44 dB
<i>Monocanal2</i>	9	5	-36,22 dB	9	5	2	<i>db7</i>	-38,07 dB
<i>Monocanal3</i>	7	5	-31,76 dB	7	5	2	<i>db7</i>	-36,21 dB
<i>Monocanal4</i>	9	5	-35,44 dB	9	5	2	<i>db4</i>	-37,06 dB

Tabla 4.3: Resultados obtenidos para modelado de PA con las señales *monocanal*.

Como se observa en la Tabla 4.3, en todos los casos de señales *monocanal* se reduce el error NMSE en el caso de utilizar multirresolución frente a pseudoinversa. Se puede ver como esta mejora puede alcanzar hasta los 4,45 dB en las señales *monocanal3* y *monocanal4*.

	PSEUDOINVERSA			MULTIRRESOLUCIÓN				
	N	M	NMSE	N	M	K	Wavelet	NMSE
<i>Bicanal1</i>	9	5	-30,53 dB	9	5	3	<i>db3</i>	-33,34 dB
<i>Bicanal2</i>	5	5	-29,49 dB	5	5	2	<i>db5</i>	-33,94 dB

Tabla 4.4: Resultados obtenidos para modelado de PA con las señales *bicanal*.

En la Tabla 4.4 se puede ver como para las señales *bicanal* también se puede alcanzar dicho valor, en concreto para la señal *Bicanal2*. En conclusión, para todas las señales se ha conseguido mejorar el error NMSE en el modelado del PA utilizando la técnica de la multirresolución. Además, se puede observar que para las señales *monocanal* se producen mejores NMSE que para las *bicanal*.

4.4 Síntesis y validación del DPD

En este apartado se van a mostrar los resultados obtenidos para la síntesis del DPD y la validación del mismo con el bloque DPD+PA. Para ello vamos a utilizar el criterio ya comentado en el Apartado 2.2.2 y que responde a la Expresión 2.12. A continuación en la Tabla 4.5 aparecen los resultados obtenidos para la síntesis y validación del DPD con las señales *monocanal*.

	PSEUDOINVERSA				MULTIRRESOLUCIÓN					
	N	M	NMSE	R_{pot_adjch}	N	M	K	Wavelet	NMSE	R_{pot_adjch}
<i>Monocanal1</i>	7	5	-32,80 dB	1,70 dB	7	5	2	<i>db2</i>	-33,65 dB	2,20 dB
<i>Monocanal2</i>	9	5	-35,65 dB	5,05 dB	9	5	2	<i>db6</i>	-36,95 dB	5,99 dB
<i>Monocanal3</i>	7	5	-33,58 dB	4,16 dB	7	5	2	<i>db6</i>	-34,08 dB	5,49 dB
<i>Monocanal4</i>	9	5	-34,33 dB	3,62 dB	9	5	2	<i>db4</i>	-35,96 dB	5,07 dB

Tabla 4.5: Resultados obtenidos para síntesis y validación de DPD con las señales *monocanal*.

Se puede ver como en todos los casos se ha mejorado el NMSE al utilizar la técnica de la multirresolución frente a la pseudoinversa, al igual que ocurre con el modelado del PA como se ha visto en el apartado anterior, llegando a ser esta mejora de hasta 1,63 dB en la señal *monocanal4*. En cuanto a la ratio utilizada para justificar el uso o no del bloque DPD+PA, R_{pot_adjch} , vemos que en todos los casos es superior a 0 dB, por lo que no hay ningún caso en el que no se justifique el uso del predistorsionador digital. Además, vemos que la disminución de potencia en canales adyacentes

mejora al utilizar la multirresolución frente a la pseudoinversa, llegando a ser la diferencia de hasta 1,45 dB en la señal *monocanal4*.

A continuación en la Tabla 4.6 aparecen los resultados obtenidos para las señales *bicanal*.

	PSEUDOINVERSA				MULTIRRESOLUCIÓN					
	N	M	NMSE	R _{pot_adjch}	N	M	K	Wavelet	NMSE	R _{pot_adjch}
<i>Bicanal1</i>	9	5	-31,39 dB	0,52 dB	9	5	3	<i>db6</i>	-32,56 dB	2,71 dB
<i>Bicanal2</i>	5	5	-32,41 dB	6,85 dB	5	5	2	<i>db4</i>	-33,03 dB	8,26 dB

Tabla 4.6: Resultados obtenidos para síntesis y validación de DPD con las señales *bicanal*.

Vemos como para ambas señales se mejora el NMSE al utilizar la multirresolución, llegando a ser esta mejora de 1,17 dB para la señal *Bicanal1*. En cuanto a la ratio vemos que en ambos casos es positiva, lo que indica que se justifica el uso del predistorsionador. La mejora obtenida al utilizar la multirresolución frente a la pseudoinversa alcanza los 2,19 dB en la señal *Bicanal1*. Comparando los resultados obtenidos para las señales *monocanal* y *bicanal* se puede observar que para las primeras se consiguen mejores NMSE que para las segundas. Además si comparamos estos errores con los del apartado anterior vemos como se consiguen mejores NMSE para el modelado del PA que para el del DPD.

Ahora se va a hacer un análisis de las prestaciones de ambos sistemas en base a la coherencia. Como ya se ha comentado en el Apartado 2.2.2, la coherencia la calcularemos entre la señal de entrada y la señal de salida linealizada, sin importar la diferencia de potencia existente entre ambas. En la Figura 4.5 se muestra la coherencia en el plano Tiempo-Frecuencia para la señal *monocanal1* para ambas técnicas estudiadas.

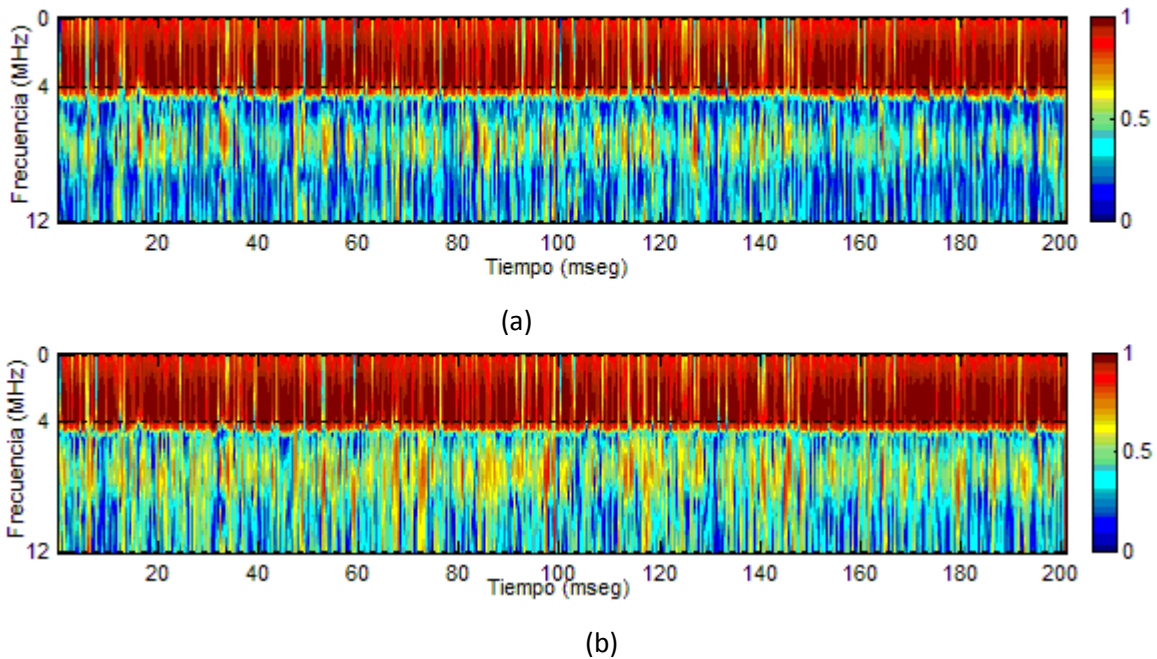


Figura 4.5: Coherencia en el plano Tiempo-Frecuencia entre señal de entrada y señal de salida linealizada. (a) Técnica de pseudoinversa. (b) Técnica de multirresolución.

Se ve como al utilizar este tipo de representación se puede ver en qué puntos la coherencia disminuye o se empeora. En cuanto a la banda útil se ve que aparentemente en ambos casos salen resultados similares. Lo que se puede hacer para ver realmente las mejoras introducidas por la técnica de la multirresolución frente a la pseudoinversa es hacer el promediado en tiempo. Así se elimina la dependencia con el tiempo pero permite hacer una mejor comparación. En la Figura 4.6 aparece el promediado de la coherencia en tiempo para ambas técnicas.

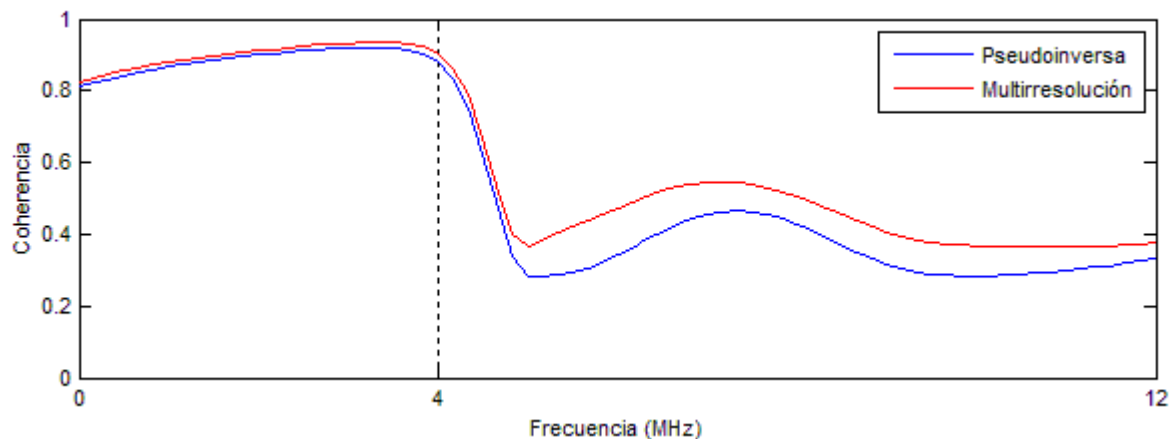


Figura 4.6: Promediado en tiempo de la coherencia para pseudoinversa y multirresolución de la señal *monocanal1*.

Como se puede observar tanto en la banda útil como en el canal adyacente se consigue una mejora en la coherencia con la multirresolución frente a la pseudoinversa para la señal *monocanal1*.

A continuación se analizará otra señal, pero en este caso de las correspondientes a la técnica *Bonding Channel*, en concreto la *bicanal1*. En este caso solamente se muestra el promediado en tiempo de la coherencia por ser más práctico a la hora de comparar.

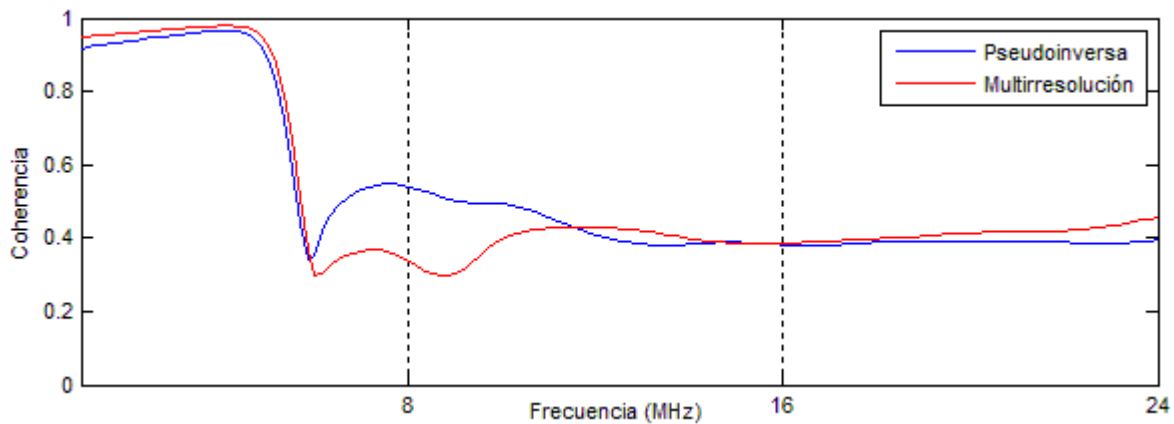


Figura 4.7: Promediado en tiempo de la coherencia para pseudoinversa y multirresolución de la señal *bicanal1*.

En la Figura 4.7 se observa como en el caso de la señal *bicanal1* en la parte central de la banda útil la coherencia se mantiene pero en el extremo empeora respecto del caso de la pseudoinversa. El primer canal adyacente no nos interesa porque es un canal de guarda por lo que nos fijaremos en el segundo canal adyacente (de 16 MHz a 24 MHz) en el que vemos como la coherencia es superior con la nueva técnica.

4.5 Señales Chirp

Uno de los problemas que surge con el estándar de Radio Cognitiva es que las condiciones del medio son cambiantes, lo que quiere decir que tanto el nivel de potencia como la frecuencia y el ancho de banda pueden cambiar en cualquier momento. Por ello es necesario que los sistemas se adapten lo más rápidamente posible a las nuevas condiciones. En el presente Proyecto Fin de Carrera se tratará de buscar secuencias de calibración que minimicen el tiempo necesario para dicha adaptación.

Se proponen unas secuencias de calibración caracterizadas tanto por la distribución frecuencial como por el inventanado de las mismas, además de otros parámetros como amplitud, ancho de banda, etc. La topología de estas formas de onda permite realizar una excursión completa en amplitud y en frecuencia dentro del ancho de banda seleccionado. A continuación aparece la expresión de dichas señales *Chirp* [32]:

$$x(t) = A \cdot \cos\left(2\pi \frac{\delta}{\tau} \cdot (\ln(t + \tau))\right) \cdot v(t) \quad (4.1)$$

donde se tienen los siguientes parámetros:

A = amplitud (V)

δ = $Bw/2$

τ = duración (seg)

$v(t)$ = ventana utilizada

Lo que se busca con este tipo de señal es conseguir una adaptación más rápida de los coeficientes que con el caso de utilizar la propia señal a transmitir.

Dicha adaptación se realizará mediante el algoritmo LMS (del inglés *Least Mean Square*), con el que se irán actualizando el valor de los coeficientes en base al error ocurrido. La señal de error será la diferencia entre la señal deseada y la señal producida a la salida de la cadena DPD+PA. Este algoritmo se caracteriza por su simplicidad, ya que no necesita medidas de las funciones de correlación.

– **Proceso de filtrado:** Implica el cálculo de la salida del predistorsionador para una señal de entrada determinada, y la estimación del error comparando la salida del conjunto DPDPA con la señal deseada.

– **Proceso de actualización de los coeficientes:** Se realiza el ajuste automático de los coeficientes del predistorsionador en función de la señal de error.

A continuación se muestra el diagrama de bloques del algoritmo LMS. Como se ha comentado está compuesto por un proceso de filtrado y de actualización de los coeficientes.

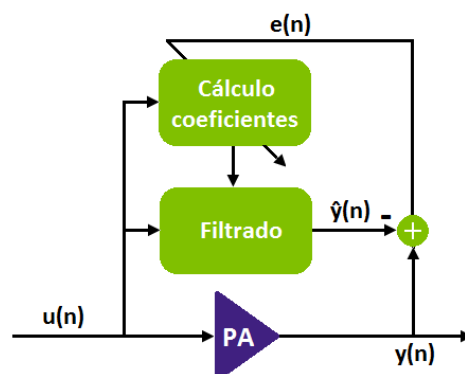


Figura 4.8: Diagrama de bloques del algoritmo LMS.

Como vemos se trata de un proceso de filtrado. Si se define un filtro de N coeficientes [32]:

$$\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{N-1}]^T \quad (4.2)$$

La salida del filtro se puede definir como:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i x(n-i) = \mathbf{w}^T \mathbf{x}_n = \mathbf{x}_n^T \mathbf{w} \quad (4.3)$$

donde

$$\mathbf{x}_n = [x(1)x(2) \ \dots \ x(N-1)]^T \quad (4.4)$$

La función de coste a minimizar es

$$J(\mathbf{w}) = E[|e(n)|^2] \quad (4.5)$$

La señal de error se puede expresar como

$$\begin{aligned} E[|e(n)|^2] &= E[(d(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}_n)^2] = \\ &= E[|d(n)|^2 + (\mathbf{w}^T \mathbf{x}_n)^2 - 2(\mathbf{w}^T \mathbf{x}_n)d(n)] = \\ &= \sigma_d^2 + \mathbf{w}^T E[\mathbf{x}_n \mathbf{x}_n^T] \mathbf{w} - 2\mathbf{w}^T E[\mathbf{x}_n d(n)], \end{aligned} \quad (4.6)$$

donde la expresión $E[\mathbf{x}_n \mathbf{x}_n^T]$ es la función de auto-correlación de la señal de entrada $x(n)$ y $E[\mathbf{x}_n d(n)]$ es la función de correlación cruzada de la señal de entrada y la señal deseada. Sustituyendo en la expresión 4.6 se obtiene la expresión para la función de coste:

$$J(\mathbf{w}) = E[|e(n)|^2] = \sigma_d^2 + \mathbf{w}^T \mathbf{R}_x \mathbf{w} - 2\mathbf{w}^T \mathbf{p} \quad (4.7)$$

Para calcular la solución óptima se toma el gradiente de la expresión 4.7 con respecto a \mathbf{w} y se iguala a cero. De este modo se obtiene:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{p} \quad (4.8)$$

Esta solución se corresponde con el filtro de Wiener. Si tenemos en cuenta que el gradiente de una función particularizado en un punto indica la pendiente de la función en dicho punto llegamos a la ecuación de actualización de los coeficientes:

$$w(n+1) = w(n) + \mu^n J(w) \quad (4.9)$$

Para asegurar la convergencia del algoritmo, el tamaño de paso μ debe ser lo suficientemente pequeño, satisfaciendo la ecuación 4.10. En nuestro caso se ha escogido un valor de paso de 0.02 para garantizar la convergencia.

$$0 \leq \mu \leq \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (4.10)$$

Con todo ello se puede decir que las ventajas del algoritmo LMS son que no precisa conocer los estadísticos de la señal y su implementación es fácil, mientras que su inconveniente es que la estimación del gradiente es ruidosa.

Una vez se ha descrito el proceso a seguir el siguiente paso será definir completamente las señales *Chirp* a utilizar. Se fijará el valor de la amplitud $A = 3V$ y se variará el enventanado para ajustar dicha señal hasta que sus características sean similares a las de la señal a transmitir posteriormente. Las ventanas a utilizar son *Bartlett*, *Hamming*, *Blackman* y combinaciones entre ellas. La forma de onda y el espectro de alguna de ellas aparece en la siguiente figura:

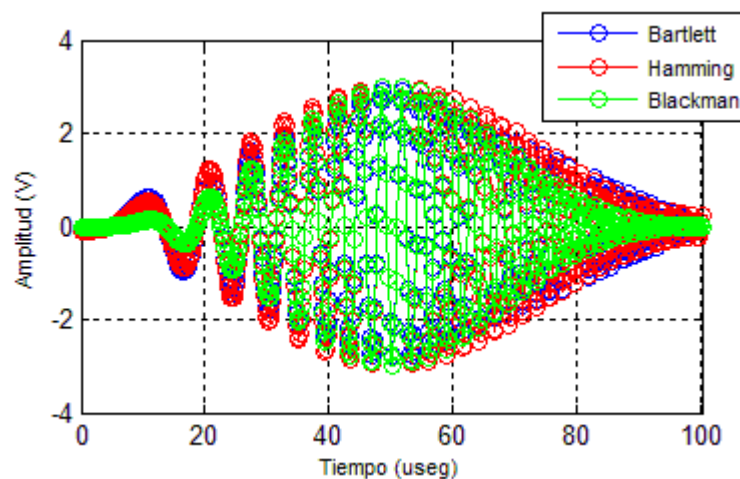


Figura 4.9: Señales *Chirp* de calibración con diferentes enventanados en el dominio del tiempo.

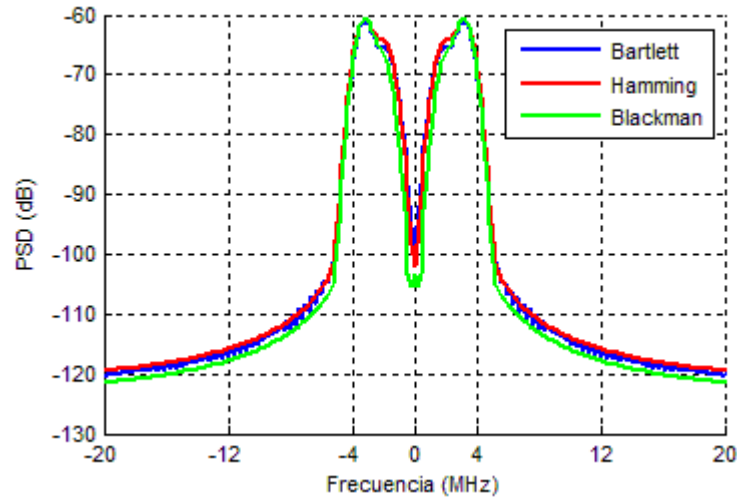


Figura 4.10: Señales *Chirp* de calibración con diferentes enventanados en el dominio de la frecuencia.

Para caracterizar las señales se utiliza el PAPR en cada uno de los casos. En la Tabla 4.7 aparecen los resultados de los diferentes casos analizados:

	PAPR (dB)
<i>Bartlett</i>	7,79
<i>Hamming</i>	7,03
<i>Blackman</i>	8,18
<i>Bartlett-Bartlett</i>	10,00
<i>Hamming-Hamming</i>	8,44
<i>Blackman-Blackman</i>	9,64
<i>Bartlett-Hamming</i>	9,24
<i>Bartlett-Blackman</i>	9,89
<i>Hamming-Blackman</i>	9,11

Tabla 4.7: Valores de PAPR para cada caso de enventanado.

Observando los resultados obtenidos se ve como la ventana Bartlett-Bartlett es la que más se acerca a los valores de las señales del estándar, que estaba en torno a 10,4 dB.

Una vez se tiene determinada completamente la señal *Chirp* se procederá de igual modo que con el resto de señales, es decir, será necesario capturarlas en el laboratorio para así caracterizar el PA. El siguiente paso será comparar los tiempos de convergencia del error tanto para las señales propias a transmitir como para las señales *Chirp*. A continuación vemos los resultados obtenidos al comparar la señal LTE con la señal *Chirp*, tanto para señales de 8 MHz como para señales de 16 MHz.

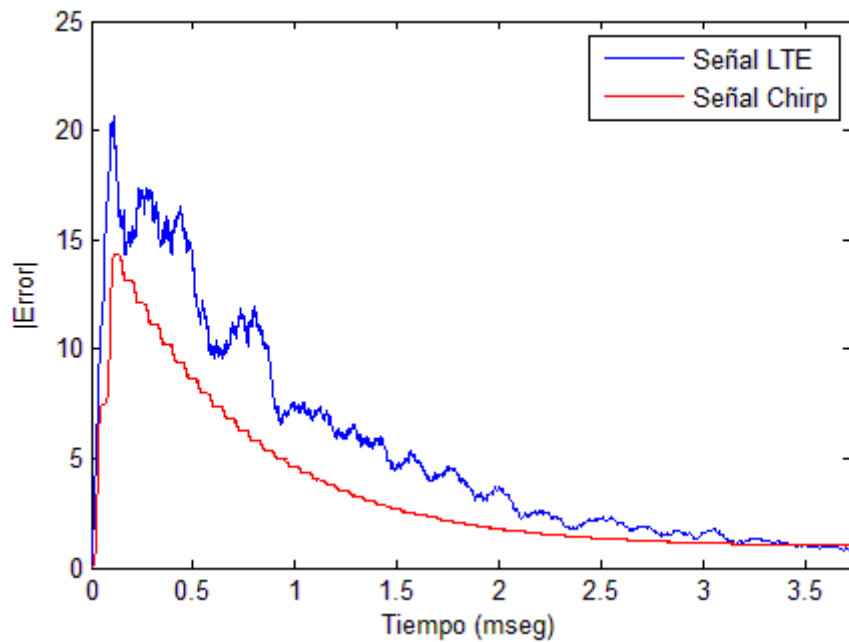


Figura 4.11: Tiempo de convergencia del error en señal LTE y señal Chirp con ancho de banda de 8 MHz.

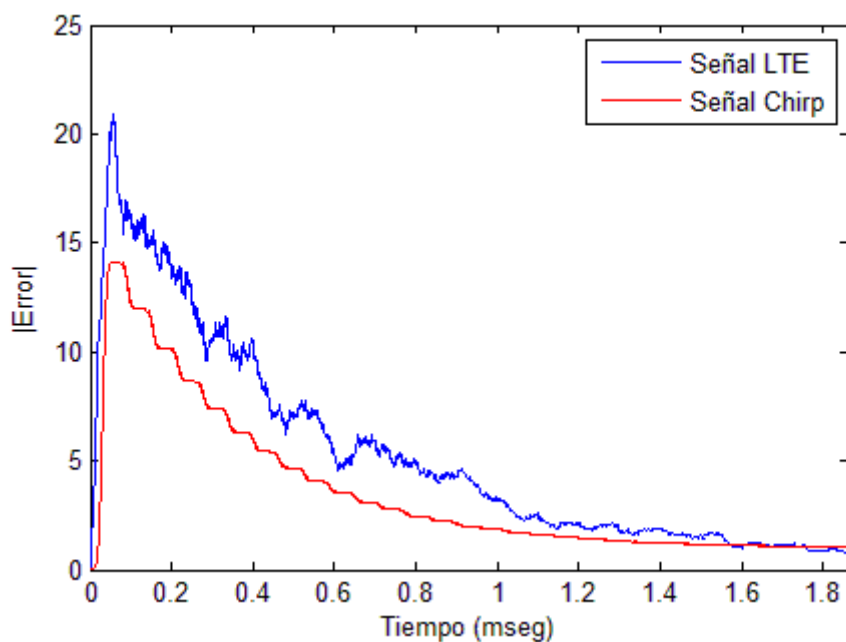


Figura 4.12: Tiempo de convergencia del error en señal LTE y señal Chirp con ancho de banda de 16 MHz.

Debido a que se trata de señales capturadas en el laboratorio y tienen ruido presente ha sido necesario filtrar los resultados para poder apreciar mejor la evolución de la convergencia del error. Si aproximamos la convergencia por una función exponencial, en el punto donde el error sea un 36,8% del máximo definirá el tiempo de convergencia [34]. Así pues para el caso de señales de 8 MHz los tiempos de convergencia medidos son:

- $t_{\text{chirp}} = 0,891$ mseg
- $t_{\text{LTE}} = 1,211$ mseg

y para el caso de señales de 16 MHz de ancho de banda los tiempos de convergencia serán:

- $t_{\text{chirp}} = 0,423$ mseg
- $t_{\text{LTE}} = 0,451$ mseg

Además de converger más rápido también se puede ver como el error producido a lo largo de toda la curva es inferior en el caso de utilizar señales *Chirp* que en el caso de utilizar las propias señales a transmitir.

Se puede observar en las Figuras anteriores que tanto para señales de ancho de banda de 8 MHz como para señales de 16 MHz converge más rápidamente al utilizar las señales *Chirp* que las propias señales a transmitir.

Capítulo 5. Conclusiones y líneas futuras de trabajo

En este Capítulo se exponen las conclusiones extraídas del desarrollo del Proyecto Final de Carrera. También se proponen algunas posibles líneas futuras de trabajo relacionadas con el tema abordado.

5.1 Conclusiones

En la presente memoria se describe el trabajo realizado para la caracterización, diseño e implementación de un sistema de linealización completo para el estándar IEEE 802.22.

Para llevar a cabo dicho proceso lo que se ha hecho es utilizar dos técnicas matemáticas para el modelado del PA y la síntesis del DPD. Por un lado se ha utilizado la técnica de la pseudoinversa como técnica clásica, y por otro lado se ha utilizado la Multirresolución con el fin de lograr una mejora respecto a la técnica anterior. A la hora de plantear los diferentes escenarios se han elegido los parámetros con el criterio de información BIC. Posteriormente se han planteado realizar el proceso de modelado con señales *Chirp* para así tratar de reducir el tiempo empleado en ello y hacerlo de una manera adaptativa con el algoritmo LMS.

En cuanto a los resultados obtenidos vemos como se produce una mejora importante a la hora de reducir el error producido en el modelado del PA y la síntesis del DPD. En el caso del PA con la nueva técnica se reduce el error hasta en 4,45 dB, y para el DPD las mejoras son menores llegando hasta los 1,63 dB. Se ve pues como la técnica de multirresolución mejora considerablemente el error cometido al modelar PA. Por otra parte también tenemos que comparar la mejora de ACPR, es decir, el nivel de linealización que conseguimos con una y otra técnica. Comparando los resultados obtenidos vemos que también conseguimos mejora en todos los casos analizados llegando a ser de 2,19 dB. En cuanto a la coherencia se ha visto como al hacer el promediado en tiempo en algunos casos, tanto en señales *monocanal* como en *bicanal*, se ha obtenido que mejoraba la multirresolución tanto en el canal útil como en los adyacentes frente a la técnica de la pseudoinversa.

En la parte del análisis con señales *Chirp* los resultados han sido satisfactorios. Se ha visto como el error obtenido al utilizar éstas frente al uso de las propias a transmitir es inferior, además

de converger más rápidamente tanto para las señales con ancho de banda de 8 MHz como para 16 MHz.

5.2 Líneas futuras de trabajo

Sobre la temática abordada en el presente Proyecto Fin de Carrera puede definirse una línea de investigación en la que se puede abarcar un gran número de posibilidades.

En lo referente al proceso de linealización sería interesante realizar un estudio similar pero con otro tipo de amplificadores, como por ejemplo de clases B, C y D, los cuales tienen mayor eficiencia energética. Además dicho estudio se podría plantear para otras tecnologías con sus respectivas señales comprobando todavía más si la técnica de la Multirresolución resulta provechosa. Se podría plantear la extensión de dicha técnica combinada con otras como *Feedforward* o *Feedback*. En lugar de utilizar las *series de Volterra* truncadas sería interesante utilizar modelos polinómicos más complejos, como por ejemplo los *polinomios de Zernike*, o polinomios ortogonales, para ver si responden mejor en cuanto a la identificación y modelado.

Sería interesante además realizar un estudio más exhaustivo de señales *Chirp* alternativas, viendo si así se consigue mejorar el modelado del amplificador, por ejemplo probando con otros modelos de señal que sean no estacionarios.

Por último se podría plantear el uso de la propia coherencia como función de coste en los procesos de identificación y modelado tanto del PA como del DPD, en lugar del error cuadrático medio (NMSE).

Referencias

- [1] The PAPR Problem in OFDM Transmission, IEEE Signal Processing Magazine, pp. 130-144, November 2013.
- [2] C. Liu, "The Effect of Nonlinearity on a QPSK-OFDM-QAM Signal", IEEE, pp. 443-447, June 1997.
- [3] 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
- [4] J. Li, M. Kavehrad, "OFDM-CDMA Systems with Nonlinear Power Amplifier", IEEE, pp. 1167-1171, 1999.
- [5] J. L. Mato, M. Pereira, J. J. Rodríguez-andina, J. Fariña, E. Soto y R. Pérez, "Reduction of Intermodulation Effects in Power Amplifiers through Segmented Predistortion", IEEE, pp. 1779-1784, 2007.
- [6] F. R. Branner, "Power Amplifier Design Using Feedforward Linearization", IEEE, pp. 545-548, 1997.
- [7] Y. Y. Woo, J. Kim, J. Yi, S. Hong, I. Kim, J. Mon and B. Kim, "Adaptive Digital Feedback Predistortion 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 Adaptive Digital Feedback Linearization Techniques", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 57, no. 2, pp. 2709-2713, December 2000
- [9] J. Yi, Y. Yang, M. Park, W. Kang and B. Kim, "Analog Predistortion Linearizer for High-Power RF Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no. 12, pp. 2709-2713, December 2000.
- [10] L. Larson, D. Kimball, P. Asbeck, P. Draxler, J. Deng, M. Li, "Digital Predistortion Techniques for Linearized Power Amplifiers", Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2006.
- [11] H. Qian, H. Huang, S. Yao, "A General Adaptive Digital Predistortion Architecture for Stand-alone RF Power Amplifiers", IEEE Transactions of Broadcasting, vol. 59, no. 3, pp. 528-538, September 2013.
- [12] D. Bondar and D. Budimir, "Distorsion Improvement of Power Amplifiers with Digital Predistortion", Wireless Communications Research Group, University of Westminster, London
- [13] H. Ku, J. S. Kenney, "Behavioral Modeling of Nonlinear RF Power Amplifiers Considering Memory Effects", IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 12, pp. 2495-2504, December 2003.

- [14] 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
- [15] A. Tazón, J. de Mingo Sanz, C. Pérez, P. García, "Técnicas de Linealización y Aumento de la Eficiencia en Amplificadores y Transmisores", Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones de la Universidad de Zaragoza
- [16] O. Hammi and F.M. Ghannouchi, "Behavioral Modeling and Predistorsion", IEEE Microwave Magazine, vol. 10, no. 7, pp. 52-64, December 2009.
- [17] H. Wang, J. Bao, Z. Wu, "Comparison of the Behavioral Modelings for RF Power Amplifier With Memory Effects", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19 no.3, pp. 179-181, March 2009.
- [18] 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
- [19] S. C. Cripps, "Advanced Techniques in RF Power Amplifiers Design", Norwood, MA: Artech House, 2002
- [20] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt, J. Pastalan, "A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 54, no. 10, pp. 3852-3860, October 2006.
- [21] O.Renaud, J.-L. Starck and F. Murtagh, "Wavelet-based Forecasting of Short and Long Memory Time Series", University of Genoa, May 2002.
- [22] Chui, C. H., "Wavelet Analysis and Its Applications", Academic Press, San Diego, 1992.
- [23] Hong, L., Chen, G. and Chui, C. K., "A filter-bank based Kalman filter technique for wavelet estimation and decomposition of random signals", IEEE Transactions on Circuits and Systems, pp. 237-241, 1998.
- [24] McCoy, E.J. and Walden, "Wavelet analysis and synthesis of stationary long-memory processes", Journal of Computational and Graphical Statistics, pp. 56-56, 1996.
- [25] P. Chen, T.-J. Wu, J. Yang, "A comparative study of model selection criteria for the number of signals", IET Radar, Sonar and Navigation, vol. 2, no. 3, pp. 180- 188, 2008.
- [26] G. C. Carter, "Coherence and time delay estimation", Proc. IEEE, vol. 75, no. 2, pp. 236-255, February 1987.
- [27] M. Di Rienzo, G. Parati, A. Radaelli, and P. Castiglioni, "Baroreflex contribution to blood pressure and heart rate oscillations: Time scales, time-variant characteristics and nonlinearities", Phil Trans R. Soc A, vol. 367, no 1892, pp. 1301-1318, April 2009.
- [28] M. Orini, L. T. Mainardi, E. Gil P Laguna and R. Bailón, "Dynamic assessment of spontaneous baroreflex sensitivity by means of time-frequency analysis using either RR or pulse interval variability", in Proc. 2010 Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc., pp. 1630-1633.
- [29] K. Keissar, R. Maestri, G. D. Pinna, M. T. La Rovere, and O. Gilad, "Non-invasive baroreflex sensitivity assessment using wavelet transfer function-based time-frequency analysis", Physiol. Meas., vol. 31, no. 7, pp. 1021-1036, July 2010

- [30] G. Matz and F. Hlawatsch, "*Time-frequency coherence analysis of nonstationary random processes*", in Proc. IEEE Workshop Statist Signal Array Process, pp. 554-558, 2000
- [31] L.B. White and B Boashash, "*Cross spectral analysis of nonstationary processes*" IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 36, no. 4, pp. 830-835, July 1990.
- [32] L. Liu, H. L. Gray, W. A. Woodward, "*On the Analysis of Linear and Quadratic Chirp Processes Using Time Deformation*", Departament of Statistical Science, Southern Methodist University, Dallas.
- [33] L. Ting, C. F. N. Cowan, and R. F. Woods, "*LMS Coefficient Filtering for Time-Varying Chirped Signals*", IEEE Transactions on Signal Processing, vol 52, no. 11, pp. 3160-3169, November 2004.
- [34] Z. Yi, P A. Heng, and A. W. C. Fu, "*Estimate of Exponential Convergence Rate and Exponential Stability for Neural Networks*", IEEE Transactions on Neural Networks, vol. 10, no. 6, pp. 1487-1493, November 1999