Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

Modelado no lineal de comportamiento de un amplificador de potencia basado en el modelo DVR

Autor: Juan Antonio Fernández Díaz

Tutor: María José Madero Ayora

Dpto. Teoría de la Señal y Comunicaciones
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2020

Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

Modelado no lineal de comportamiento de un amplificador de potencia basado en el modelo DVR

Autor:
Juan Antonio Fernández Díaz

Tutor:
María José Madero Ayora

Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla
Sevilla, 2020

Trabajo Fin de Grado: Modelado no lineal de comportamiento de un amplificador de potencia basado en el modelo DVR

Autor: Juan Antonio Fernández Díaz

Tutor: María José Madero Ayora

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Sevilla, 2020

Agradecimientos

En primer lugar quisiera agradecer a todos y cada uno de los profesores que me han impartido clase durante esta etapa de mi vida. Cada uno de ellos me ha ido aportado el conocimiento necesario para estar donde me encuentro a día de hoy y que sin el cual no podría aspirar a lo que siempre he soñado desde pequeño. Cabe destacar a la tutora de este trabajo, María José Madero, por estar siempre disponible para resolver cualquier duda o cosa y ayudarme con la elaboración de este trabajo.

En segundo lugar agradecer a mi familia, en especial a mis titas, mi madre y mi hermano, por todo el apoyo que me han blindado durante la carrera, en especial en aquellos momentos de flojera y que sin ellos no hubiera podido lograr.

Por último, a mis compañeros de clase por todos los momentos vividos durante las clases teóricas y las clases prácticas, las risas, la felicidad de ver los resultados de los exámenes y ver que eran buenos o aquellos momentos de apoyo cuando no se superaba alguno. Gracias a todos.

Juan Antonio Fernández Díaz

Sevilla, 2020

Resumen

Este trabajo propone el modelado de dos amplificadores de potencia usando la técnica *decomposed vector rotation* (DVR) para predecir la distorsión no lineal que introducen éstos. Con esta ténica obtendremos un número menor de coeficientes comparado con otros modelos. En el presente proyecto, se identifican los coeficientes del modelo directo que representa los dos amplificadores de potencia bajo estudio mediante la técnica citada anteriormente. Para lograr los resultados requeridos usaremos una entrada y una salida de una señal LTE a 15 MHz y una 5GNR a 20 MHz. Los resultados alcanzados muestran cómo una elección adecuada del número de coeficientes mejora el ajuste entre la señal de salida modelada y la medida, que puede cuantificarse mediante una figura de mérito como el NMSE.

Abstract

This work proposes modeling two power amplifiers using the decomposed vector rotation (DVR) technique to predict the nonlinear distortion introduced by these. With this technique we will obtain a smaller number of coefficients compared to other models. In this project, the coefficients of the direct model representing the two power amplifiers under study are identified using the technique mentioned above. To achieve the required results we will use an input and output corresponding to a 15 MHz LTE signal and a 20 MHz 5GNR signal. The results achieved show how an adequate choice of the number of coefficients improves the adjustment between the modeled output signal and the measurement, which can be quantified by a figure of merit such as the NMSE.

Índice

Agradecimientos **vii**

Resumen **ix**

Abstract **xi**

Índice **xiii**

Índice de Tablas **xiv**

Índice de Figuras **xv**

Notación **xix**

1 Introducción **1**

2 Distorsión no lineal. Figuras de mérito: ACPR, EVM y NMSE **3**

2.1. Distorsión no lineal *3*

2.1.1 Distorsión armónica *3*

2.1.2 Intermodulación *4*

2.2. Figuras de mérito *4*

2.2.1 Pruebas de un tono *4*

2.2.2 Pruebas de dos tonos *5*

2.2.3 Pruebas multitono y de espectro continuo *5*

3 Modelo de predistorsionador digital **9**

3.1. Modelos de Volterra y Wiener *9*

3.2. Modelo polinomial con memoria *10*

3.3. Modelo polinomial generalizado con memoria *10*

3.4. Modelo DVR *11*

3.4.1 Ejemplo ilustrativo *14*

4 Desarrollo y Resultados experimentales **15**

4.1. Desarrollo *15*

4.2. Punto de inicio *16*

4.3. Resultados experimentales *21*

4.1.1 Amplificador clase AB con señal LTE de 15 MHz *21*

4.1.2 Amplificador clase J con señal 5GNR de 20 MHz *26*

5 Conclusiones y líneas futuras **29**

Apéndice **31**

Referencias **35**

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 4.1 Valores de K, M, nº de coeficientes y NMSE para amplificador LTE. 21

Tabla 4.2 Valores de K, M, nº de coeficientes y NMSE para amplificador 5GNR. 25

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Esquema de un sistema con predistorsionador. 2
Figura 2.1 Espectro de entrada y salida con los armónicos resultantes. 3
Figura 2.2 Espectro de salida con los productos de intermodulación resultantes. 4
Figura 2.3 Espectro de un sistema no lineal. 6
Figura 3.1 Estructura del modelo CPWL. 13
Figura 4.1 Montaje de medida de la señal LTE de 15 MHz. 16
Figura 4.2 Ganancia del amplificador clase AB. 17
Figura 4.3 Característica AM/PM del amplificador clase AB. 18
Figura 4.4 Constelación de la señal medida del amplificador clase AB. 18
Figura 4.5 Montaje de medida del amplificador clase J con señal 5GNR de 20 MHz. 19
Figura 4.6 Ganancia del amplificador clase J. 20
Figura 4.7 Característica AM/PM del amplificador clase J. 20
Figura 4.8 Constelación de la señal medida del amplificador clase J. 21
Figura 4.9 NMSE frente número de coeficientes necesarios para el amplificador clase AB. 21
Figura 4.10 Espectro de la señal medida, la señal modelada y del error para K=6 y M=4 en un amplificador LTE. 23
Figura 4.11 Ganancia del amplificador clase AB con señal modelada y señal medida. 24
Figura 4.12 Característica AM/PM del amplificador clase AB con señal modelada y señal medida. 24
Figura 4.13 Parte real e imaginaria tanto de la señal medida como de la modelada. 25
Figura 4.14 Espectro de la señal medida, la señal modelada y del error para K=2 y M=3 en un amplificador clase J. 26
Figura 4.15 Ganancia del amplificador clase J con señal modelada y señal medida. 26
Figura 4.16 Característica AM/PM del amplificador clase J con señal modelada y señal medida. 27
Figura 4.17 Constelación de la señal modelada del amplificador clase J. 27
Figura 4.18 Parte real e imaginaria tanto de la señal medida como de la modelada. 28

1 INTRODUCCIÓN

Debido a la alta demanda de transmisión de información, tanto en distancia como en velocidad, que existe en la actualidad es necesaria la utilización de amplificadores de potencia que permitan llegar a la señal a nuestro destino con los niveles de potencia exigidos para una recepción óptima.

El principal inconveniente que presentan estos dispositivos es su trabajo en zona de saturación. Al trabajar en esta zona, incrementan su eficiencia energética, pero también introducen una distorsión a la señal debido a que no son lineales, por este motivo, nuestra señal empeora. Uno de los inconvenientes principales de la distorsión es que produce un recrecimiento espectral, motivo por el cual nuestro ancho de banda aumenta e introduce señal en los canales vecinos, surgiendo de este modo interferencias en canales adyacentes. Llegados a este punto, es necesario el uso de técnicas de linealización para compensar estas distorsiones y reducir las interferencias que se producen hasta unos límites marcados por los organismos de regulación europeos y mundiales.

A lo largo de los años, se ha estudiado la forma de mitigar lo máximo posible el efecto de la no linealidad de los dispositivos con técnicas como la realimentación, la pre-alimentación o la predistorsión. La realimentación o también llamada retroalimentación consiste en el retorno de parte de la salida de un sistema a su entrada. Esta a su vez puede ser positiva o negativa dependiendo si la salida tiende a aumentar o disminuir debida a la variación en la entrada.

Por otro lado, la técnica de pre-alimentación busca cancelar en la salida la distorsión introducida por el amplificador y obtener de esta forma una señal similar a la entrada. Para ello se obtiene a la salida una señal atenuada, buscando que tenga un nivel similar al de la señal de entrada, y por otro lado una señal de error en la que está presente la distorsión introducida por la no linealidades. Por último, la señal error se le resta a la obtenida en primer lugar para conseguir la señal deseada.

Finalmente, está la técnica que usaremos en nuestro trabajo, denominada predistorsión digital. La predistorsión digital (DPD) es hoy en día una de las técnicas más utilizadas para compensar la distorsión no lineal introducida por los amplificadores de potencia debido a sus beneficios, como por ejemplo su bajo coste de implementación o su buen funcionamiento reduciendo los productos de intermodulación. Además, la predistorsión digital permite a los amplificadores de potencia operar en niveles más altos de potencia y obtener de este modo una mayor eficiencia energética sin perder linealidad. La técnica se basa en la introducción de un nuevo dispositivo, denominado predistorsionador, justo antes del dispositivo o conjuntos de dispositivos no lineales del sistema. Este nuevo dispositivo está construido a partir de modelos matemáticos de linealización basados en la predistorsión digital, tales como los modelos *memory polynomial* (MP), *envelope-memory polynomial* (EMP), *generalized memory polynomial* (GMP) o modelos de comportamiento basados en series de Volterra. Actualmente, la mayoría de modelos utilizados son simplificaciones o versiones modificadas de estas últimas, ya que el modelo original de las series de Volterra requiere obtener demasiados coeficientes, siendo un serio problema tanto de complejidad como de tiempo.

Retomando la idea principal, como se ha mencionado anteriormente, es sencilla: basta con diseñar un nuevo dispositivo cuya función no lineal sea la inversa de la función de distorsión que introduce el amplificador. El sistema final formado por la conexión en serie de este nuevo dispositivo y el amplificador dará como resultado un amplificador que se aproximaría mucho a uno que fuese lineal. El modelo caracteriza al dispositivo (predistorsionador + amplificador) a partir de las señales de entrada y salida.

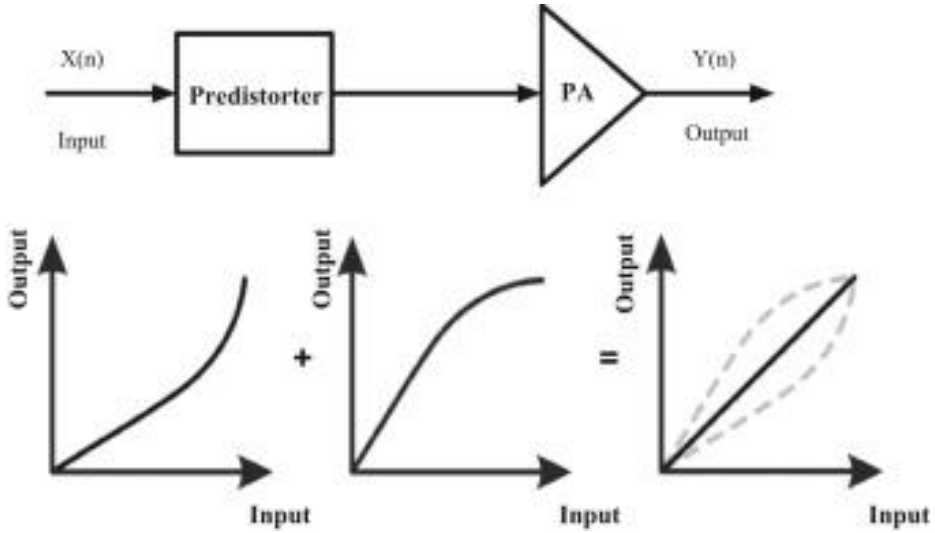

Figura 1.1 Esquema de un sistema con predistorsionador.

El objetivo que buscamos con la elaboración de este trabajo es realizar un modelado no lineal de comportamiento de un amplificador de potencia para predecir la no linealidad de los mismos. Para nuestro modelado, nos basaremos en un nuevo modelo matemático más flexible y eficiente, cuya base sea diferente de la de la serie de Volterra. El modelo fue propuesto por Anding Zhu [1], y cosiste en modificar las funciones canónicas lineales por partes utilizando la técnica *decomposed vector rotation* (DVR). Para ver la eficacia del modelo propuesto, trabajaremos con dos amplificadores diferentes para poder hacer algunas comparaciones con los resultados que se obtengan.

A continuación, en el Capítulo 2 se explicará más en detalle los mecanismos principales de distorsión no lineal que se manifiestan para las diferentes señales de entrada utilizadas, como son la distorsión armónica y los productos de intermodulación. Además expondremos algunos de sus efectos y cómo pueden llegar a ser tan dañinos para la comunicación. En el mismo capítulo, introduciremos las figuras de mérito, las cuales se usan para la caracterización de los dispositivos, y explicaremos las más usadas, ya que existen muchas formas diferentes de especificar la linealidad de un amplificador. Seguidamente en el Capítulo 3 se expondrán algunos modelos matemáticos de linealización y se terminará explicando paso a paso el modelo matemático utilizado para modelar la distorsión no lineal que introducen los amplificadores de potencia utilizado en este trabajo. Posteriormente, en el Capítulo 4 se mostrarán y compararán los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas. Identificaremos los coeficientes de un modelo basado en la propuesta de Zhu para cada amplificador. Además, ilustraremos los resultados con algunas figuras de interés, para poder ver la correcta predicción realizada por el modelo. Finalmente, en el Capítulo 5 se terminará con unas conclusiones y se propondrán algunas líneas futuras de trabajo.

2 DISTORSIÓN NO LINEAL. FIGURAS DE MÉRITO: ACPR, EVM Y NMSE

En este capítulo vamos a explicar en qué consiste la distorsión no lineal que aparece en los amplificadores y qué efectos provoca a nuestra señal. Acabaremos el capítulo mencionando las figuras de mérito que se usan con más frecuencia para verificar la calidad y el funcionamiento de un sistema.

2.1. Distorsión no lineal

Según [1], la distorsión es *"la deformación de un sonido, una imagen, una señal u otra realidad"*. Por tanto, en el ámbito de las telecomunicaciones, la distorsión no lineal sería la deformación de una señal producida por el paso de dicha señal a través de un dispositivo o sistema no lineal, generándose nuevas componentes espectrales que no estaban presentes con anterioridad. Esta aparición de nuevas componentes crea un recrecimiento del espectro de nuestra señal, el cual puede llegar a afectar a las señales de los canales vecinos.

Se puede decir que un sistema es lineal cuando cumple con la importante propiedad de superposición, es decir cuando ante una entrada que consiste en la suma de varias señales, la salida es la suma de las respuestas del sistema a cada una de esas señales. Matemáticamente, sea $y_1(t)$ la respuesta a una entrada $x_1(t)$, y sea $y_2(t)$ la salida correspondiente a la entrada $x_2(t)$. Entonces el sistema es lineal si cumple:

1. La respuesta a $x_1(t) + x_2(t)$ es $y_1(t) + y_2(t)$.

2. La respuesta a $\alpha x_1(t)$ es $\alpha y_1(t)$, donde α es una constante cualquiera.

Una vez definida la linealidad de un sistema, podemos afirmar que todo sistema que no cumpla con la propiedad anterior es un sistema no lineal. Existen dos tipos principales de mecanismos de distorsión no lineal según el tipo de señales de entrada que intervengan: la distorsión armónica y el producto de intermodulación.

2.1.1 Distorsión armónica

La distorsión armónica es la alteración de la forma de una señal debido a la aparición de nuevas componentes frecuenciales, conocidos como armónicos, en frecuencias que son múltiplo de la frecuencia fundamental de nuestra señal, como se puede observar en la figura 2.1. Este hecho se produce cuando se trabaja con un tono, el cual introduce una variación en el espectro de la señal incrementando el ancho de banda utilizado.

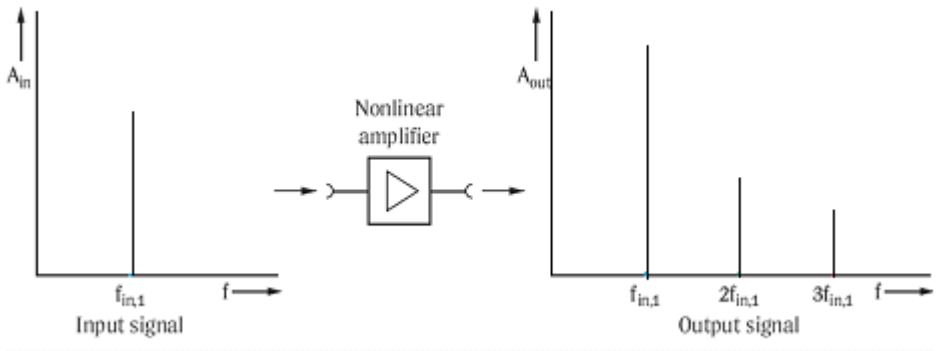

Figura 2.1 Espectro de entrada y salida con los armónicos resultantes.

2.1.2 Intermodulación

Los productos de intermodulación son generados por dos o más señales a ciertas frecuencias a causa de las no linealidades. Esto origina una alteración en la forma de una señal debido a la existencia de nuevas componentes frecuenciales que son suma y diferencia de las frecuencias fundamentales de las señales, además de la distorsión armónica producida por cada frecuencia fundamental por separado. Esta distorsión pueden llegar a ser más notoria al no tener relación armónica con las señales originales. Las componentes espectrales surgidas fuera de nuestra banda de transmisión deberán ser filtradas.

$$f_{im} = m_1 f_1 + m_2 f_2 \text{ con } m_1, m_2 = \pm 0, \pm 1, \pm 2, \cdots$$

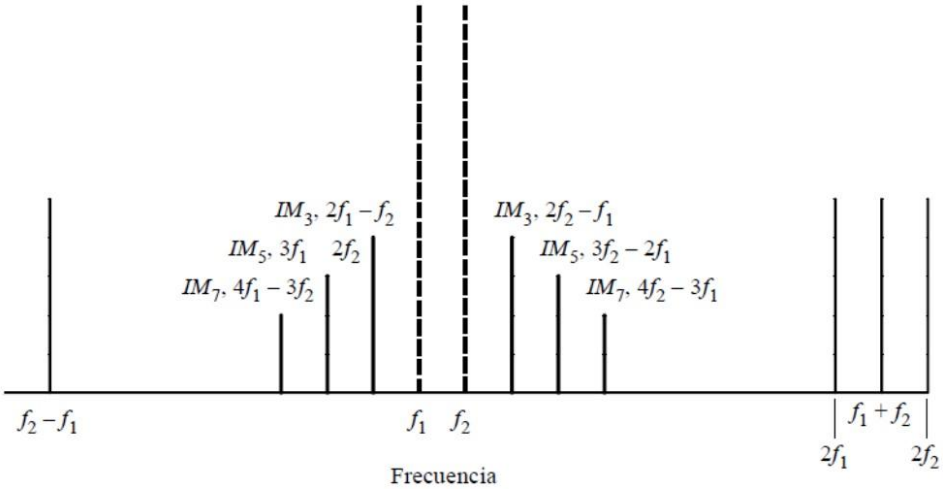

Figura 2.2 Espectro de salida con los productos de intermodulación resultantes.

2.2. Figuras de mérito

Los dispositivos electrónicos se caracterizan por sus figuras de mérito, las cuáles nos indican si nuestro resultado es bueno o no en comparación con el estándar.

A continuación expondremos las técnicas de caracterización que nos permitirán definir las figuras de mérito más usadas. Para ello, describiremos las pruebas de un solo tono, las de dos tonos y las de multitono.

2.2.1 Pruebas de un solo tono

Para este tipo de pruebas se introduce al dispositivo una señal del tipo,

$$x(t) = A_i \cos(2\pi f t)$$

tanto la amplitud A_o como la fase φ_o de la señal de salida variarán con la frecuencia y la amplitud de la señal de entrada de forma no lineal. Además aparecerán las componentes frecuenciales debido a la distorsión armónica explicada anteriormente. La señal de salida será:

$$y(t) = \sum_{r=0}^{\infty} A_o(f, A_i) \cos[2\pi r f t + \varphi_o(f, A_i)]$$

La variación en la amplitud y la fase de salida manifiesta que el dispositivo podría transformar modulaciones de amplitud a la entrada en modulaciones de amplitud (AM-AM) o en modulaciones de fase (AM-PM). La principal aplicación que nos proporcionan estas caracterizaciones es la introducción de las figuras de mérito para los sistemas no lineales asociadas a un tono.

- **Distorsión Armónica Total (THD):** Magnitud que nos indica la mayor o menor presencia de

armónicos que se generan.

$$THD = \frac{\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T [\sum_{r=2}^{\infty} A_o(f, A_i) cos[2\pi r f t + \varphi_o(f, A_i)]]^2}}{\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T [A_{o1}]^2}}$$

- **AM-AM:** Describe la relación entre la amplitud de salida a la frecuencia fundamental y la amplitud de entrada a una frecuencia fijada. Lo que nos indica es la compresión o expansión de ganancia con respecto al nivel de entrada.
- **AM-PM:** Describe la relación entre la fase de la señal de salida con la amplitud de entrada, esto se debe a que el dispositivo podría transformar una modulación de amplitud a la entrada en una modulación de fase a la salida. Cabe destacar que esta característica solamente se aprecia en sistemas con efecto de memoria, en cambio la característica AM-AM se puede apreciar en cualquier sistema no lineal.
- **Punto de compresión de 1dB:** Se define como el punto en la curva de ganancia del dispositivo tal que la potencia aplicada a la entrada, hace que tengamos una potencia que es 1 dB inferior a la que tendríamos si el dispositivo fuese lineal.

2.2.2 Pruebas de dos tonos

Aunque las pruebas anteriores sirvan de ayuda, las señales reales que se usan se representan mejor mediante un estímulo de dos tonos. Además de poder visualizar los armónicos generados, es posible apreciar las nuevas componentes frecuenciales que son suma y diferencia de las frecuencias fundamentales de los dos tonos. Para esta caracterización, se aplican señales del tipo,

$$x(t) = A_{i1}\cos(2\pi f_1 t) + A_{i2}\cos(2\pi f_2 t)$$

obteniéndose a la salida, como ya se ha mencionado en reiteradas ocasiones, nuevas componentes en las frecuencias que son suma y resta de las frecuencias f_1 y f_2. La salida tendrá una ecuación tal que:

$$y(t) = \sum_{r=1}^{\infty} A_o \cos(2\pi r f t + \varphi_o), \text{ donde } f = m_1 f_1 + m_2 f_2 \text{ con } m_1, m_2 = \pm 0, \pm 1, \pm 2, \cdots$$

Ante los resultados que obtenemos, podemos dividir la distorsión generada en una dentro de nuestra banda y otra que se sitúa fuera, afectando a los canales de comunicación adyacentes.

- **Distorsión en banda:** Se produce cuando se satisface la ecuación anterior mediante $m_1 + m_2 = 1$. De esta forma podríamos obtener componentes frecuenciales en nuestras frecuencias fundamentales f_1 y f_2, en las componentes de tercer orden a $2f_1 - f_2$ y $2f_2 - f_1$ y demás componentes de orden impar. Estos productos de distorsión se denominan productos de intermodulacion de orden n (IM_n). El más conocido es el IM_3, por el que se define el punto de intercepto de tercer orden, IP_3 . Se trata de un punto ficticio obtenido como la intersección entre la extrapolación de la potencia de salida del tono fundamental, que tiene una pendiente de 1 dB/dB, y la extrapolación de la potencia de IM_3, con pendiente de 3 dB/dB.
- **Distorsión fuera de banda:** Se produce cuando aparecen componentes frecuenciales fuera de nuestra banda de transmisión, es decir cuando se satisface la ecuación vista anteriormente con $m_1 + m_2 \neq 1$. Se componen de los armónicos de cada tono y de otros productos. Esta distorsión se elimina fácilmente mediante un filtrado.

2.2.3 Pruebas multitono y de espectro continuo

Desde hace mucho tiempo se llevan usado las técnicas de uno y dos tonos para caracterizar los dispositivos no lineales. Sin embargo, hoy en día se buscan nuevos métodos alternativos con los que se obtengan unos resultados más similares a los ofrecidos por un sistema real, ya que estos trabajan con señales de comunicación con un espectro cuasi-continuo limitado en una banda. Por este motivo son cada vez más usuales los análisis de comportamiento mediante señales de espectro continuo. Como ya se ha explicado, el espectro de una señal distorsionada por no linealidades consiste en componentes frecuenciales centradas en los diferentes armónicos de la portadora. Centrándonos en la distorsión en banda, se observa que a la salida de nuestro sistema existen

muchas más componentes frecuenciales, lo que provoca un aumento del ancho de banda espectral, que puede llegar a afectar al canal adyacente. Además, también se obtiene distorsión cocanal de aquellas componentes de intermodulación que caen dentro del canal de la señal. Por tanto es importante medir cuánto afecta al canal adyacente, cuánto el canal propio de la señal y lo distinta que es la señal de salida obtenida con la señal de salida deseada. Algunas de las figuras de mérito más frecuentes son:

- **Relación de potencia de canal adyacente (ACPR):** ACPR o *Adjacent Channel Power Ratio* es una figura de mérito que permite caracterizar la distorsión que tiene lugar en el subsistema y la probabilidad con que dicho sistema pueda causar interferencias en los canales vecinos. En concreto se define como la relación entre la potencia total del canal adyacente (señal generada por regeneración espectral debida a la distorsión no lineal) a la potencia del canal principal (señal útil). Se desea que el valor sea lo más bajo posible, ya que un ACPR alto indica que se ha producido una distorsión significativa.

$$ACPR = 10\log\left(\frac{P_{adj}}{P_{canal}}\right) \quad (dB)$$

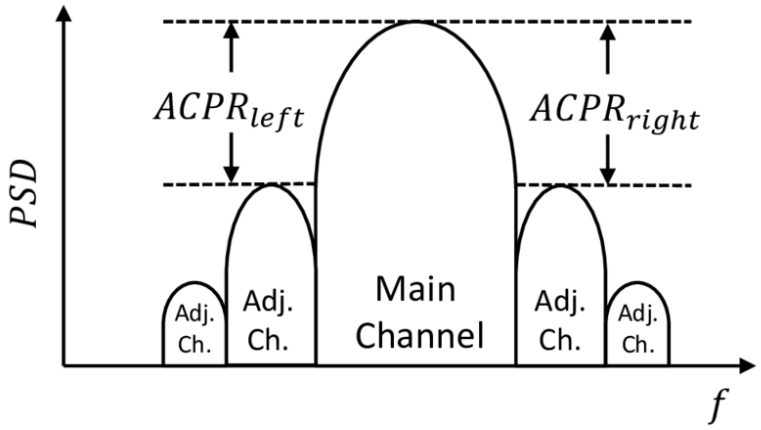

Figura 2.3 Espectro de un sistema no lineal.

- **Magnitud del vector error (EVM):** EVM o *Error Vector Magnitude* es una medida de la precisión con la que se transmiten los símbolos dentro de una constelación. El ruido, la distorsión y las señales interferentes degradan el EVM y, por lo tanto, EVM proporciona una medida de la calidad del receptor o transmisor de radio para su uso en comunicaciones digitales. La magnitud del vector error es el módulo del vector error que, en la ubicación del símbolo detectado, conecta el vector de señal de referencia I/Q con el vector de señal medida I/Q. Se suele medir en tanto por ciento.

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} I_{err}[n]^2 + Q_{err}[n]^2}{EVM\ normalization\ reference}}\ x\ 100 \quad (\%)$$

o también como,

$$EVM = \frac{P_e}{P_r}$$

donde P_e es la amplitud the vector error en la constelación y P_r es la coordenada asociada al símbolo transmitido.

- **Error cuadrático medio normalizado (NMSE):** NMSE o *Normalized Mean Square Error* es básicamente un estimador de las desviaciones generales entre los valores predichos y medidos. Si un modelo tiene un NMSE bajo, quiere decir que funciona bien.

$$NMSE = 10log \sum_{n=1}^{N} \frac{|Y_{med}\,[n] - Y_{mod}\,[n]|^2}{|Y_{med}\,[n]|} \quad (dB)$$

3 MODELO DE PREDISTORSIONADOR DIGITAL

El primer enfoque para una caracterización de un sistema no lineal se remonta a Vito Volterra (1887) quién formuló un modelo de comportamiento no lineal similar a la serie Taylor. En este capítulo comenzaremos explicando el modelo de Volterra de forma muy simple. Seguidamente expondremos una breve explicación de otros modelos que han ido surgiendo a posteriori, como los modelos de Wiener, *memory polynomial* y *generalized memory polynomial*. Finalmente, acabaremos el capítulo formulando el modelo propuesto que se ha utilizado en este trabajo.

3.1. Modelos de Volterra y Wiener

La diferencia entre la representación de Volterra y Wiener de un sistema no lineal es principalmente la disposición de los operadores. En una serie Volterra, los operadores contienen todos los términos de un grado y tiene la desventaja de que no pueden ser estimados independientemente uno del otro. En una serie de Wiener, los operadores contienen términos de grado mixto para que puedan estimarse independientemente.

La salida de un sistema puede expresarse matemáticamente como una convolución de x(t) con la respuesta al impulso h(t) de la forma

$$y(t) = \int_0^t h(\tau)x(t-\tau)d\tau$$

Volterra extendió esta representación de sistemas lineales a sistemas no lineales al agregar una serie de operadores no lineales a la ecuación inicial

$$y(t) = h_0 + \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau_1)x(t-\tau_1)d\tau_1 + \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1,\tau_2)x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)d\tau_1 d\tau_2 + \cdots$$

o de manera compacta como

$$y(t) = \sum_{\mathrm{k}=0}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\cdots\int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{h_k}(\tau_1,\tau_2,\cdots,\tau_k)\, x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)\cdots x(t-\tau_k)d\tau_1 d\tau_2\cdots d\tau_k$$

donde las $\mathrm{h_k}$, denominadas *kernels*, deben ser causales.

Dependiendo del sistema a representar, las integrales se pueden calcular en intervalos de tiempo finitos o infinitos. Los *kernels* definen la memoria del sistema, es decir, delimitan el intervalo de tiempo en el que las entradas pasadas pueden influir en la salida actual del sistema. La serie de Volterra puede considerarse en consecuencia como una serie Taylor con memoria: mientras que la serie Taylor habitual solo representa sistemas que mapean instantáneamente la entrada a la salida, la serie de Volterra caracteriza sistemas en los que la salida también depende de entradas pasadas.

Debido a su carácter de serie de potencia, no se puede garantizar la convergencia de una serie de Volterra infinita para señales de entrada arbitrarias. Además, no todos los sistemas no lineales pueden ser aproximados. En la práctica las señales usadas son en tiempo discreto y con un orden no lineal de la forma

$$y(n) = \sum_{k=1}^{K} y_k(n)$$

donde

$$y_k(n) = \sum_{m_1=0}^{M-1}\cdots\sum_{m_k=0}^{M-1} h_k(m_1,\cdots,m_k)\prod_{l=1}^{k} x(n-m_l)$$

es la convolución de orden K de la entrada con los *kernels* $\mathrm{h_k}$. Esto es una generalización de una serie de potencia con memoria finita de longitud M.

Por otro lado, un caso especial de la formulación general de Volterra es el modelo de Wiener, que consiste en

un filtro lineal (h) seguido de una no linealidad sin memoria

$$y_k(n) = \sum_{m_1=0}^{M-1} \cdots \sum_{m_k=0}^{M-1} h_k(m_1, \cdots, m_k) \prod_{l=1}^{k} x(n - m_l)$$

pero en este caso

$$h_k(m_1, \cdots, m_k) = a_k h(m_1) \cdots h(m_k), \text{ con k=1, 2, } \cdots, \text{K}$$

donde a_k son los coeficientes polinómicos de la no linealidad. Por lo tanto, el modelo de Wiener pude definirse como

$$y_w(n) = \sum_{k=1}^{K} a_k \left[\sum_{m=0}^{M-1} h(m) x(n - m) \right]^k$$

El modelo de Wiener es una de las formas más sencillas de combinar efectos de memoria con no linealidad. Sin embargo, su eficacia en el modelado de la mayoría de los amplificadores de potencia es muy limitada. Además, el modelo de Wiener tiene un aspecto indeseable en el que la salida no depende linealmente de los coeficientes, lo que hace que su estimación sea más problemática que para los modelos que son lineales en los parámetros.

3.2. Modelo polinomial con memoria

El modelo *memory polynomial* se basa en varios retardos y funciones no lineales estáticas, que se obtienen de podar la serie de Volterra. Únicamente se consideran los términos diagonales de los *kernels*, disminuyendo significativamente el número de parámetros. La expresión matemática del modelo es

$$y_{MP}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_k x(n - m) |x(n - m)|^k$$

Este polinomio modela los efectos de memoria, pero para tenerlo en cuenta a largo plazo, el modelo necesita un gran número de coeficientes, a pesar de que este número es pequeño en comparación con las series de Volterra.

3.3. Modelo polinomial generalizado con memoria

El modelo *generalized memory polynomial* se construye aumentando el modelo anterior con funciones que introducen términos cruzados que resultan de combinar la señal con términos de envolvente adelantada y retrasada. Por lo tanto, la expresión para este modelo quedaría como

$$y_{GMP}(n) = \sum_{m=0}^{M_a} \sum_{k=1}^{K_a} a_{mk} x(n - m) |x(n - m)|^{k-1} + \sum_{m=0}^{M_b} \sum_{k=2}^{K_b} \sum_{p=1}^{P} b_{mkp} x(n - m) |x(n - m - p)|^{k-1} + \sum_{m=0}^{M_c} \sum_{k=2}^{K_c} \sum_{q=1}^{Q} c_{mkq} x(n - m) |x(n - m + q)|^{k-1}$$

La salida del modelo se compone de tres funciones polinómicas. La primera se corresponde con muestras de la señal de entrada alineada en el tiempo con la envolvente, tiene un orden de no linealidad y una longitud de memoria de K_a y M_a. La segunda función se aplica a la señal de entrada compleja y a los valores retrasados de su envolvente. Esta función polinómica introduce términos cruzados entre la señal de entrada y sus términos de envolvente retrasada con un orden de no linealidad de K_b y una profundidad de memoria de M_b. Del mismo modo, los términos cruzados entre la señal de entrada y los términos de la envolvente principal hasta el orden Q se introducen a través de la tercera función polinómica. El orden de no linealidad y la profundidad de la memoria del polinomio de términos cruzados principales son K_c y M_c respectivamente. Por lo tanto, todos

los coeficientes se pueden estimar de forma sencilla y robusta utilizando cualquier tipo de algoritmo de mínimos cuadrados. Esto tiene ventajas para la estabilidad del algoritmo y la complejidad computacional.

En muchos casos, no haría falta calcular todos los coeficientes. Típicamente, los órdenes de no linealidad y memoria de las funciones polinómicas asociadas con los términos cruzados K_b, M_b, K_c y M_c son menos significativos que los órdenes de M_a y K_a. Además los valores de P y Q suelen ser relativamente bajos.

3.4. Modelo DVR

El principal inconveniente que presentan las series de Volterra y en general la mayoría de los modelos de comportamiento de amplificadores de potencia es que, como las no linealidades que éstos presentan pueden ser muy diversas, necesitan contar con muchas diferentes combinaciones de órdenes y de memoria.

El modelo con el que se trabaja en este Trabajo de Fin de Grado es el propuesto por Anding Zhu que, a su vez, está basado en las funciones canónicas lineales por partes (CPWL), originalmente propuestas por Chua en 1970, y más tarde modificadas utilizando la técnica *Decomposed Vector Rotation* y aplicándola en el proceso de modelado y de linealización de un amplificador de potencia. El modelo, basado en las funciones CPWL, ofrece mejores prestaciones respecto a los modelos clásicos que utilizan los polinomios de Volterra.

Las funciones canónicas lineales por partes tienen una estructura muy simple y se pueden utilizar para representar una amplia gama de funciones no lineales con una alta precisión. En la representación CPWL, la función no lineal se obtiene por la suma de varias funciones lineales definidas en distintos planos, conocidas como particiones y usando la operación de valor absoluto. Si utilizamos esta técnica para modelar un sistema no lineal con memoria finita, la función puede expresarse como

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M} a_i x(n-i) + b + \sum_{k=1}^{K} c_k \left| \sum_{i=0}^{M} a_{ki} x(n-i) - \beta_k \right|$$

donde *x(n)* e *y(n)* son las señales de entrada y salida respectivamente. *K* es el número de particiones y β_k es el umbral que define el límite de la partición. *M* representa la longitud de memoria y a_i, b, c_k y a_{ki} son coeficientes.

Volviendo a la ecuación anterior, el coeficiente *b* es usado para indicar el offset de la señal, por lo que puede ser eliminado en nuestro modelo. Además podemos observar cómo existen dificultades para encontrar valores adecuados para a_{ki} y β_k, debido a que estos coeficientes no son lineales en relación con la salida. Más tarde se demostró que es posible utilizar $x(n-i) = \beta_k$ para i=0, 1,⋯, *M*, es decir, la operación de valor absoluto se aplica a cada nuestra retrasada, en este caso a cada umbral dado, y por tanto se puede cambiar por

$$\sum_{k=1}^{K} \sum_{i=0}^{M} c_{ki} |x(n-i) - \beta_k|$$

Finalmente, la ecuación principal quedaría como

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M} a_i x(n-i) + \sum_{k=1}^{K} \sum_{i=0}^{M} c_{ki} |x(n-i) - \beta_k|$$

Como se muestra en la señal de salida anterior, la operación se ha convertido en un valor absoluto aplicado de forma individual a cada muestra, por lo que las interacciones entre muestras actuales y anteriores no se tienen en cuenta, perdiendo de esta forma algo de precisión. Sin embargo, ahora todos los coeficientes son lineales en relación con la salida si elegimos un umbral adecuado, por ejemplo $\beta_k = {}^{k}/_{K}$ para k = 1, 2, ⋯, *K*. Este hecho hace que el modelo sea mucho más simple, ya que ahora se pueden emplear algoritmos de identificación como el de mínimos cuadrados.

Por otro lado, para trabajar con señales complejas hay que tener cuidado con el valor absoluto, ya que hay que considerar tanto la magnitud como la fase. Para ello se lleva a cabo una serie de operaciones que consisten en calcular el valor de la magnitud de la señal, restar el umbral, aplicar el valor absoluto y restaurar la fase a nuestra señal compleja. El cambio a realizar es

$$|x(n-i)-\beta_k| \quad \dashrightarrow \quad \big||\tilde{x}(n-i)|-\beta_k\big|\, e^{j\theta\,(n-i)}$$

donde el valor absoluto del interior nos devuelve el valor de magnitud, mientras que el del exterior es un valor absoluto normal. $\theta(n-i)$ representa la fase de la señal. Esta operación se ha convertido en un proceso de descomposición vectorial y restauración de fase.

Seguidamente si expresamos el umbral β_k en forma de vector, nos quedaría como:

$$\begin{cases} \tilde{x}(n-i)-\beta_k e^{j\theta\,(n-i)} & |\tilde{x}(n-i)| \geq \beta_k \\ \left[\tilde{x}(n-i)-\beta_k e^{j\theta\,(n-i)}\right] e^{j\,180^\circ} & |\tilde{x}(n-i)| < \beta_k \end{cases}$$

detectando que la operación de valor absoluto en la señal compleja es equivalente a rotar 180° al vector diferencia si la magnitud de la señal original es menor que β_k, mientras que si es mayor no hace falta un cambio de fase al vector. Este proceso se denomina *Decomposed Vector Rotation* quedando definido el término de primer orden como $\big||\tilde{x}(n-i)|-\beta_k\big|\, e^{j\theta\,(n-i)}$. Nuestra ecuación principal se convierte en una de formato complejo

$$\tilde{y}(n)=\sum_{i=0}^{M}\widetilde{a_i}\tilde{x}(n-i)+\sum_{k=1}^{K}\sum_{i=0}^{M}\widetilde{c_{ki}}\big||\tilde{x}(n-i)|-\beta_k\big|\, e^{j\theta\,(n-i)}$$

En principio, esta ecuación puede ser utilizada para modelar la no linealidad del amplificador, pero no llega a tener la precisión deseada debido a que aún no hemos tenido en cuenta la interacción que tienen las muestras actuales con las anteriores, y que a menudo son importantes en el modelado de los amplificadores.

Como sabemos, en un sistema real, la distorsión no lineal en un amplificador es causada por variaciones de la amplitud. Para modelarlo basta con multiplicar nuestra función de primer orden por la amplitud de nuestra señal $|\tilde{x}(n)|$. Esto hace que la no linealidad funcione de manera similar a los términos cruzados en el modelo de Volterra, lo que puede mejorar la representación de la característica no lineal. Definimos de esta forma nuestro término de tipo 1 de segundo orden como $\big||\tilde{x}(n-i)|-\beta_k\big|\, e^{j\theta\,(n-i)}\,|\tilde{x}(n)|$.

Igualmente, como se nos indica en el modelo propuesto, existen diferentes combinaciones de términos cruzados que pueden tener diferentes efectos en la precisión de los términos. De manera similar, podríamos considerar otras variaciones en nuestro modelo al agregar otros términos de magnitud. Por ejemplo, si hacemos que la fase se alinee con $|\tilde{x}(n)|$, en vez de con $|\tilde{x}(n-i)|$, obtenemos el término tipo 2 de segundo orden como $\big||\tilde{x}(n-i)|-\beta_k\big|\tilde{x}(n)$.

Incluso si cambiamos $|\tilde{x}(n)|$ por $|\tilde{x}(n-i)|$ en el término de tipo 1 de segundo orden obtendríamos el término de tipo 3 de segundo orden como $\big||\tilde{x}(n-i)|-\beta_k\big|\tilde{x}(n-i)$. Vale la pena mencionar que, cuando construimos funciones no lineales para modelos de comportamiento expresados mediante su equivalente paso bajo, estas deben cumplir con las restricciones de paridad impar y fase unitaria.

Finalmente, los términos lineales y no lineales discutidos anteriormente se pueden combinar para formar la ecuación final del modelo DVR. Cabe destacar también que, para aplicaciones reales no hace falta utilizar todos las funciones polinómicas que componen dicha ecuación. Los términos se pueden seleccionar según las características del amplificador y los requisitos del sistema. En este trabajo, se ha llegado hasta los términos de tipo 2 de segundo orden por ser los más dominantes.

$$\begin{aligned} \tilde{y}(n) = &\sum_{i=0}^{M}\widetilde{a_i}\tilde{x}(n-i) && lineal \\ &+\sum_{k=1}^{K}\sum_{i=0}^{M}\widetilde{c_{ki,1}}\big||\tilde{x}(n-i)|-\beta_k\big|\, e^{j\theta\,(n-i)} && 1º\ orden \\ &+\sum_{k=1}^{K}\sum_{i=0}^{M}\widetilde{c_{ki,21}}\big||\tilde{x}(n-i)|-\beta_k\big|\, e^{j\theta\,(n-i)}|\tilde{x}(n)| && 2º\ orden\ tipo\ 1 \end{aligned}$$

$$+\sum_{k=1}^{K}\sum_{i=1}^{M}\widetilde{c_{ki,22}}\left||\tilde{x}(n-i)|-\beta_k\right|\tilde{x}(n) \qquad 2º\ orden\ tipo\ 2$$

$$+\sum_{k=1}^{K}\sum_{i=1}^{M}\widetilde{c_{ki,23}}\left||\tilde{x}(n-i)|-\beta_k\right|\tilde{x}(n-i) \qquad 2º\ orden\ tipo\ 3$$

$$+\sum_{k=1}^{K}\sum_{i=1}^{M}\widetilde{c_{ki,24}}\left||\tilde{x}(n)|-\beta_k\right|\tilde{x}(n-i) \qquad 1º\ término\ DDR$$

Los términos surgidos se construyen a partir de las operaciones de valor absoluto, las cuáles no tienen limitaciones en las selecciones de orden de la no linealidad, es decir, este modelo puede ser usado para caracterizar altos órdenes de no linealidad con pocos términos. Además, este modelo es mucho más flexible y capaz de modelar amplificadores altamente no lineales en comparación con el modelo de Volterra, y al ser lineal en parámetros, los coeficientes pueden ser extraídos en una matriz mediante algoritmos.

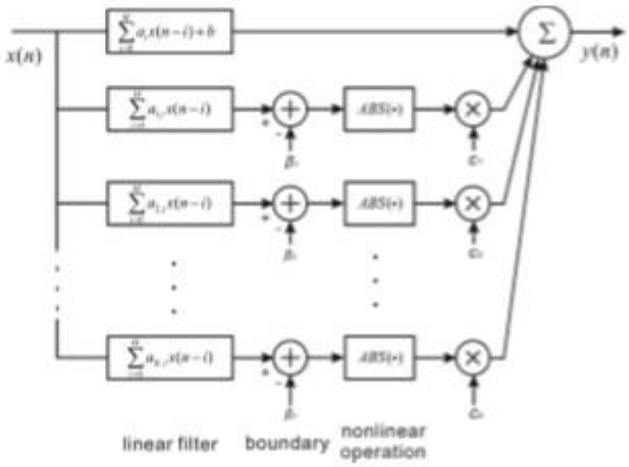

Figura 3.1 Estructura del modelo CPWL.

Para poder obtener los coeficientes, la función del modelo se representa mediante una ecuación matricial. A partir de los datos medidos a la entrada y a la salida podemos definir

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{X}\boldsymbol{h}$$

donde $\boldsymbol{y}$ es un vector columna de dimensión *N* que contiene los valores de la envolvente compleja de la señal de salida del amplificador. En el otro lado de la ecuación, $\boldsymbol{X}$ es una matriz de dimensión *NxL* conocida como matriz de regresores, donde cada columna es uno de los regresores del modelo. Un regresor no es más que cada una de las posibles combinaciones de la señal de entrada con los distintos desplazamientos temporales. Finalmente $\boldsymbol{h}$ es otro vector columna de dimensión *L* formado por los coeficientes estimados del modelo.

Seguidamente para obtener el vector $\boldsymbol{h}$ se usan técnicas de operaciones con matrices. Sin embargo, los modelos no son perfectos y la ecuación que relaciona las dos señales medidas incluye un error de modelado. Para solventar este inconveniente y obtener una estimación válida se necesita hacer una estimación por mínimos cuadrados (LS). Finalmente obtenemos la expresión

$$\boldsymbol{h} = \boldsymbol{X}^{-1}\boldsymbol{y}$$

en este caso $\boldsymbol{X}^{-1}$ es la pseudoinversa de la matriz de regresores.

Para ver el efecto que ha producido la introducción, en la señal de salida, del modelo propuesto basta con resolver

$$\boldsymbol{y_{mod}} = \boldsymbol{X}\boldsymbol{h}$$

3.4.1 Ejemplo ilustrativo

Con este ejemplo se pretende ilustrar cómo quedarían formados cada uno de los elementos de las ecuaciones descritas anteriormente.

Si suponemos un ejemplo relativamente sencillo que llegase hasta el primer orden con valores de K=2 y una memoria pequeña de M=1, el resultado en la función del modelo sería

$$\tilde{y}(n) = \widetilde{a_0}\tilde{x}(n) + \widetilde{a_1}\tilde{x}(n-1) + \widetilde{c_{10,1}}\left||\tilde{x}(n)| - \beta_1\right| e^{j\theta(n)} + \widetilde{c_{11,1}}\left||\tilde{x}(n-1)| - \beta_1\right| e^{j\theta(n-1)} + \widetilde{c_{20,1}}\left||\tilde{x}(n)| - \beta_2\right| e^{j\theta(n)} + \widetilde{c_{21,1}}\left||\tilde{x}(n-1)| - \beta_2\right| e^{j\theta(n-1)}$$

ahora si llevamos los datos de la ecuación obtenida a la ecuación matricial, el siguiente paso quedaría como

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}(n) \\ \tilde{y}(n+1) \\ \tilde{y}(n+2) \\ \tilde{y}(n+3) \\ \tilde{y}(n+4) \\ \tilde{y}(n+5) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{x}(n) & \tilde{x}(n-1) & \left||\tilde{x}(n)| - \beta_1\right| & \left||\tilde{x}(n-1)| - \beta_1\right| & \left||\tilde{x}(n)| - \beta_2\right| & \left||\tilde{x}(n-1)| - \beta_2\right| \\ \tilde{x}(n+1) & \tilde{x}(n) & \left||\tilde{x}(n+1)| - \beta_1\right| & \left||\tilde{x}(n)| - \beta_1\right| & \left||\tilde{x}(n+1)| - \beta_2\right| & \left||\tilde{x}(n)| - \beta_2\right| \\ \tilde{x}(n+2) & \tilde{x}(n+1) & \left||\tilde{x}(n+2)| - \beta_1\right| & \left||\tilde{x}(n+1)| - \beta_1\right| & \left||\tilde{x}(n+2)| - \beta_2\right| & \left||\tilde{x}(n+1)| - \beta_2\right| \\ \tilde{x}(n+3) & \tilde{x}(n+2) & \left||\tilde{x}(n+3)| - \beta_1\right| & \left||\tilde{x}(n+2)| - \beta_1\right| & \left||\tilde{x}(n+3)| - \beta_2\right| & \left||\tilde{x}(n+2)| - \beta_2\right| \\ \tilde{x}(n+4) & \tilde{x}(n+3) & \left||\tilde{x}(n+4)| - \beta_1\right| & \left||\tilde{x}(n+3)| - \beta_1\right| & \left||\tilde{x}(n+4)| - \beta_2\right| & \left||\tilde{x}(n+3)| - \beta_2\right| \\ \tilde{x}(n+5) & \tilde{x}(n+4) & \left||\tilde{x}(n+5)| - \beta_1\right| & \left||\tilde{x}(n+4)| - \beta_1\right| & \left||\tilde{x}(n+5)| - \beta_2\right| & \left||\tilde{x}(n+4)| - \beta_2\right| \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widetilde{a_0} \\ \widetilde{a_1} \\ \widetilde{c_{10,1}} \\ \widetilde{c_{11,1}} \\ \widetilde{c_{20,1}} \\ \widetilde{c_{21,1}} \end{bmatrix}$$

Como bien sabemos, el vector columna con los valores de la señal a la salida y la matriz de regresores son datos, por lo que únicamente tenemos como incógnitas el vector columna con los coeficientes de nuestro predistorsionador, obteniéndolos mediante $\boldsymbol{h} = \boldsymbol{X}^{-1}\boldsymbol{y}$.

4 DESARROLLO Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

El objetivo del trabajo, como se he resaltado en numerosas ocasiones, es el de modelar dos amplificadores de potencia usando la técnica *decomposed vector rotation* (DVR) para predecir la distorsión no lineal que introducen. Para ello, en este capítulo mostraremos los resultados obtenidos a partir de una serie de simulaciones realizadas, con ayuda del programa MATLAB, sobre los amplificadores de potencia propuestos a estudio.

En primer lugar, y antes de mostrar los resultados, haremos un breve explicación de los dos amplificadores que se han usado en este proyecto. El primero es un amplificador de potencia de clase AB al que se le ha introducido una señal de cuarta generación móvil *long-term evolution* (LTE), utilizando la técnica OFDM, de 15 MHz. El segundo es un amplificador de clase J al que se le introduce una señal 5GNR de 20 MHz.

4.1. Desarrollo

Como se ha expuesto en el capítulo anterior, para obtener los coeficientes del modelo se han de seguir unos pasos. Lo primero es cargar los valores de las señales de entrada y salida del amplificador a modelar

```
load('y_lte15MHz_ovs6_val_noimpair_rangeA_Cree_p6_ppc.mat');
load('y_5GNR_Df30_20MHz_ovs3_val_Vgs_2c4_ZHLCant_25c1_ppc.mat');
```

Seguidamente, elegimos tanto el índice del orden no lineal como la longitud de memoria. Llegados a este punto, podemos ya calcular algunos parámetros necesarios, por ejemplo el valor de las betas $\beta(i) = i/K$ con i = 1,…, K.

```
for i=1:K
beta(i)=i/K;
end
```

Llegados a este punto debemos tener en cuenta el efecto de memoria según el índice elegido, por lo que se debe obtener el punto de referencia considerado el instante cero tanto en los valores de la señal de entrada como en los de la señal salida

```
ymed2=ymed(M+1:end);
x=xsw(M+1:end);
x2=xsw((M-1)+1:end-1);
x3=xsw((M-1):end-2);
x4=xsw((M-1)-1:end-3);
x5=xsw((M-1)-2:end-4);
```

A partir de este punto, tenemos todos los valores necesarios para poder obtener la matriz de regresores, tal y como se explicó en el ejemplo ilustrativo, a partir de las fórmulas del modelo. Finalmente, los coeficientes se obtienen haciéndole la pseudoinversa a la matriz de regresores y multiplicándola por el vector columna con los valores de la señal de salida

```
h=pinv(X)*ymed2;
```

La señal modelada se obtiene de multiplicar la matriz de regresores con el vector columna que contiene los coeficientes hallados

```
ymod=X*h;
```

Para poder cuantificar las prestaciones alcanzadas en el modelado hemos utilizado la figura de mérito NMSE y compararemos el espectro de la señal medida y el de la señal modelada con los coeficientes obtenidos del modelo, así como el error que existen entre ellas gracias a una función dada

```
error=ymed2-ymod;
```

```
espectro(ymed2, 92.16e6);
 espectro(ymod, 92.16e6);
espectro(error, 92.16e6);
```

4.2. Punto de inicio

En este segundo apartado, presentaremos los montajes utilizados, así como una breve explicación de los equipos implicados en la toma de medidas.

En primer lugar, el montaje de pruebas para el amplificador clase AB, cuyo diagrama de bloques se muestra en la Fig. 4.1, estaba compuesto por un generador vectorial de señal SMU200A (VSG) de Rohde & Schwarz, un analizador vectorial de señal PXA-N9030A (VSA) de Keysight Technologies y una fuente de alimentación de CC. La instrumentación se controló a través de LAN y GPIB (General-Purpose Instrumentation Bus) mediante el uso de comandos estándar para instrumentos programables (SCPI) desde un PC con Matlab. El dispositivo a modelar era un amplificador de potencia basado en la placa de evaluación de un transmisor HEMT CHG40010 de GaN del fabricante Cree, entregando una potencia de salida media de +19 dBm (+30 dBm de potencia de salida máxima) a 3,6 GHz. El punto de operación del PA se caracteriza por una ganancia de 14,9 dB y una compresión de ganancia de 0,9 dB.

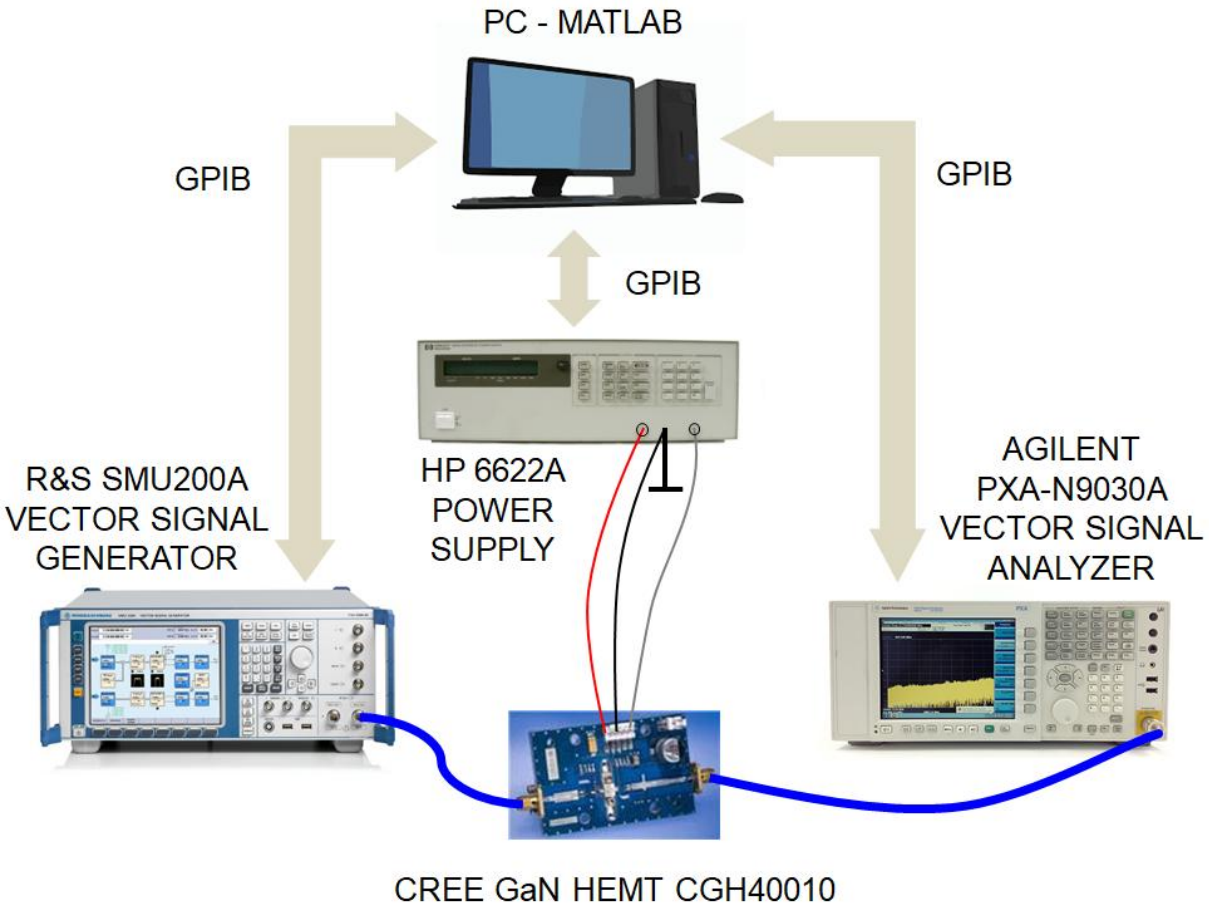

Figura 4.1 Montaje de medida del amplificador con señal LTE de 15 MHz.

Las señales de sondeo fueron diseñadas con formato OFDM y un ancho de banda de 15 MHz, de acuerdo con el estándar de enlace descendente LTE. La señal presentaba una relación de potencia pico-promedio (PAPR) de 11 dB y contenía más de 360000 muestras con un factor de sobremuestreo de 6, correspondiente a una

frecuencia de muestreo de 92,16 MSa/s. En el VSA, la señal RF de salida fue convertida a banda base estableciendo el rango, el span y la velocidad de muestreo apropiados para recuperarla. El rango dinámico de medición se optimizó promediando 300 muestras de la señal de salida. Por último, la señal medida fue alineada en el tiempo para sincronizar los datos de entrada y salida.

Para ilustrar el punto de operación no lineal, la ganancia y la característica dinámica AM/PM se muestran en las Figs. 4.2 y 4.3 respectivamente. A partir de estas figuras se puede observar la existencia de una no linealidad débil. Además obtenemos una constelación, mostrada en la Fig. 4.4, donde la magnitud del vector error es del 1,58%.

El amplificador de potencia sometido a prueba mostró las siguientes cifras de ACPR para los dos primeros canales adyacentes de:

$$ACPR_{1izq} = -46{,}80\ dBc \quad ACPR_{1der} = -46{,}37\ dBc$$
$$ACPR_{2izq} = -59{,}35\ dBc \quad ACPR_{1der} = -58{,}82\ dBc$$

Con todos estos valores obtenidos tanto de la magnitud del vector error como de la relación de potencia de canal adyacente, podemos afirmar de nuevo que la no linealidad existente en este amplificador es débil.

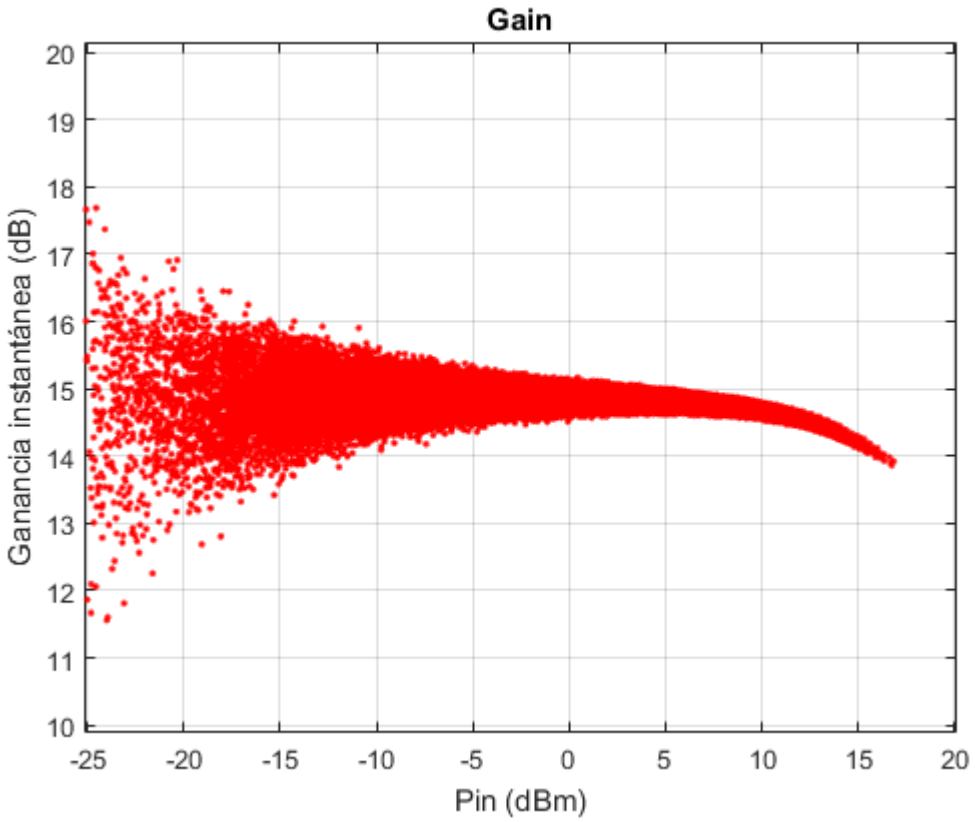

Figura 4.2 Ganancia del amplificador clase AB.

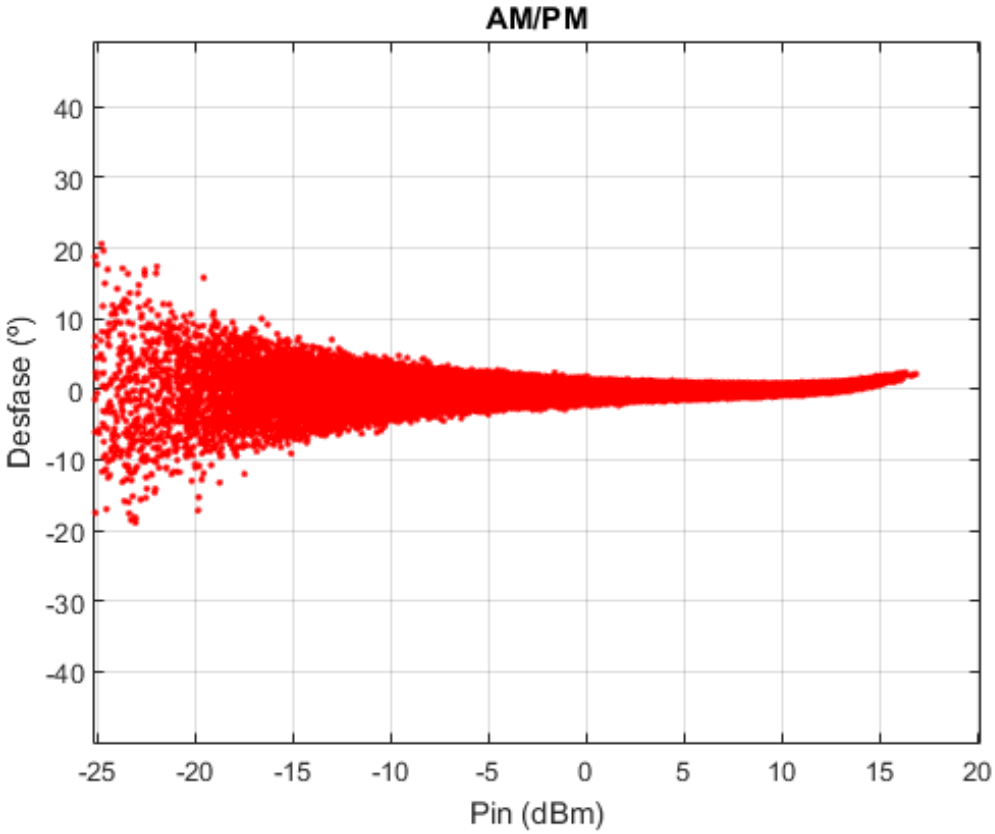

Figura 4.3 Característica AM/PM del amplificador clase AB.

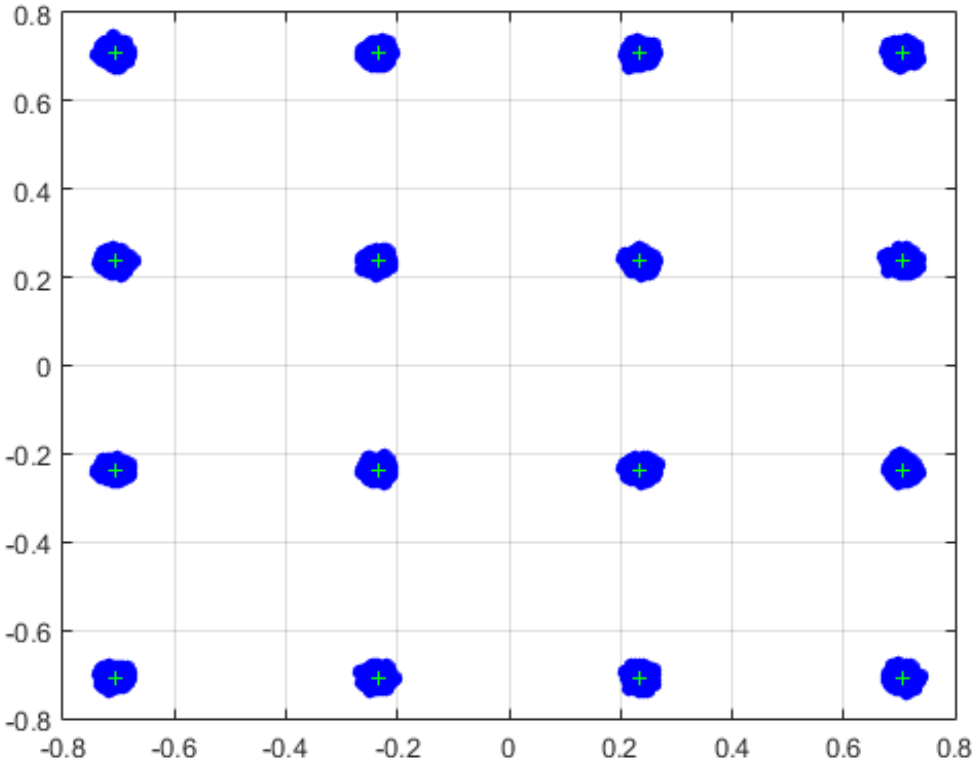

Figura 4.4 Constelación de la señal medida del amplificador clase AB.

Por otro lado, como se aprecia en la imagen 4.5, el montaje con el amplificador clase J se compone de un generador vectorial de señal SMU200A (VSG) de Rohde & Schwarz, un analizador vectorial de señal PXA-N9030A (VSA) de Keysight Technologies, y dos fuentes de alimentación de CC. El equipamiento, excepto una de las fuentes de alimentación, se controla a través de LAN y bus de instrumentación de uso general (GPIB) mediante el uso de comandos estándar para instrumentos programables (SCPI) desde un PC con MATLAB.

Un preamplificador ZHL42W de MiniCircuits fue el primer dispositivo de la cadena de medición, seguido de un amplificador clase J en modo continuo basado en el dispositivo CGH35015F, que fue diseñado para una frecuencia de operación de 850 MHz. La señal usada fue configurada siguiendo el estándar 5GNR con una separación entre subportadoras de 30 KHz y una canalización de 20 MHz. El punto de operación se fijó en una potencia de salida de +32,8 dBm, en la que el amplificador muestra tanto compresión como expansión de la ganancia, tal y como se muestra en la Fig. 4.6. Este comportamiento produce una notable distorsión no lineal, ilustrada por el hecho de que el punto de operación muestra un ACPR en el primer canal adyacente de:

$$ACPR_{1izq} = -26{,}76\ dBc \quad ACPR_{1der} = -26{,}63\ dBc$$

Además esta gran no linealidad existente es corroborada por el valor de la magnitud del vector error que nos resulta de la constelación, cuyo valor es de 10,51%.

Ante los resultados generados podemos afirmar que este amplificador, al contrario que el anterior, es fuertemente no lineal.

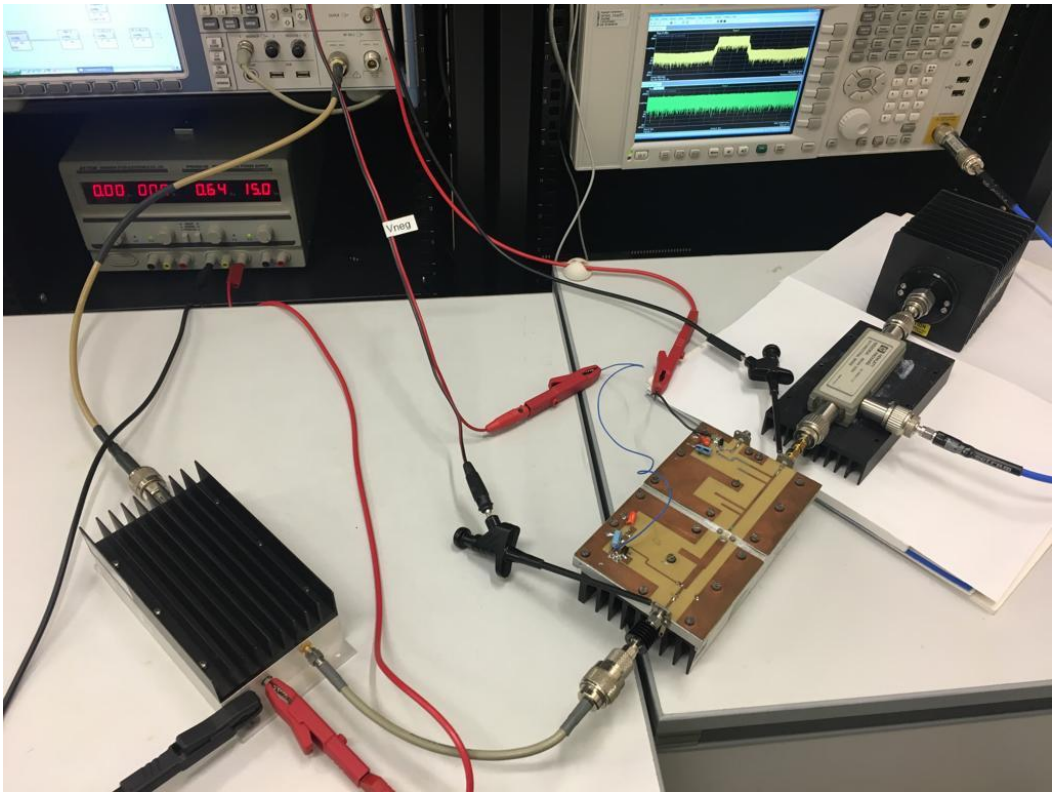

Figura 4.5 Montaje de medida del amplificador clase J con señal 5GNR de 20 MHz.

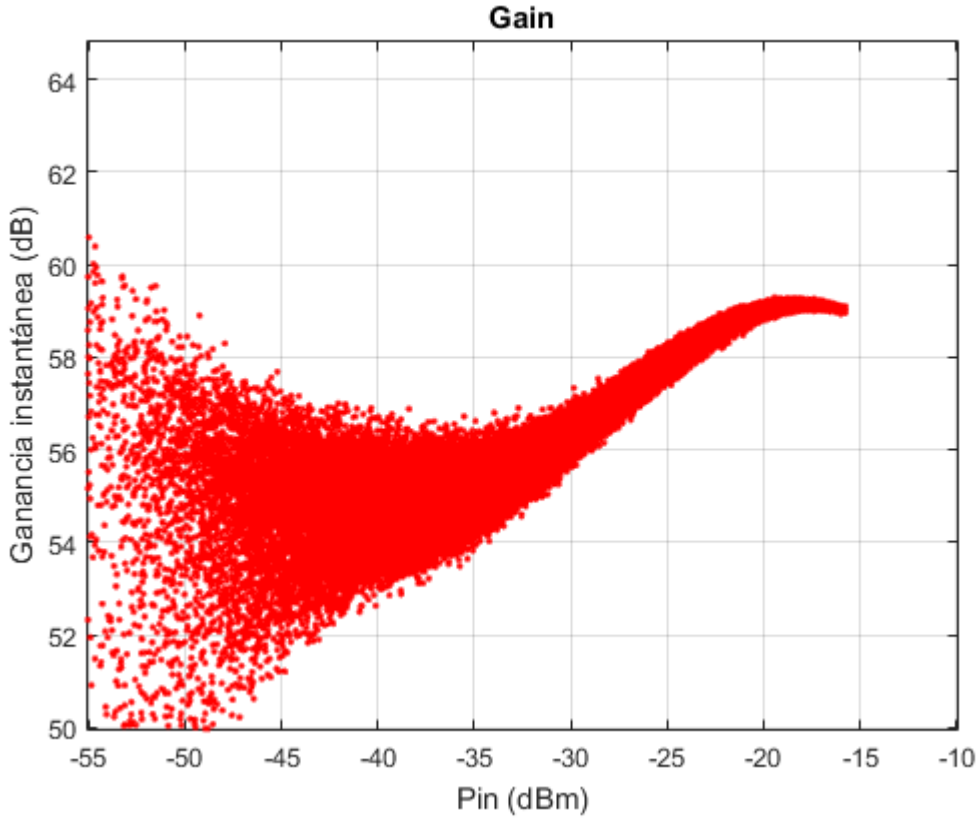

Figura 4.6 Ganancia del amplificador clase J.

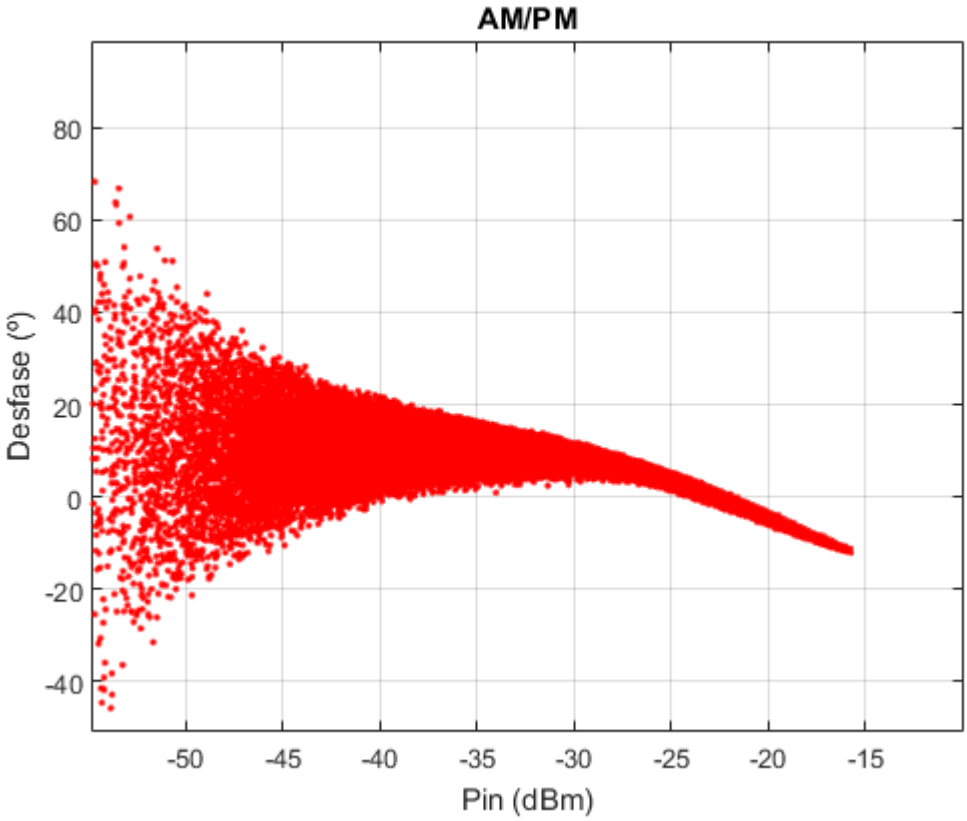

Figura 4.7 Característica AM/PM del amplificador clase J.

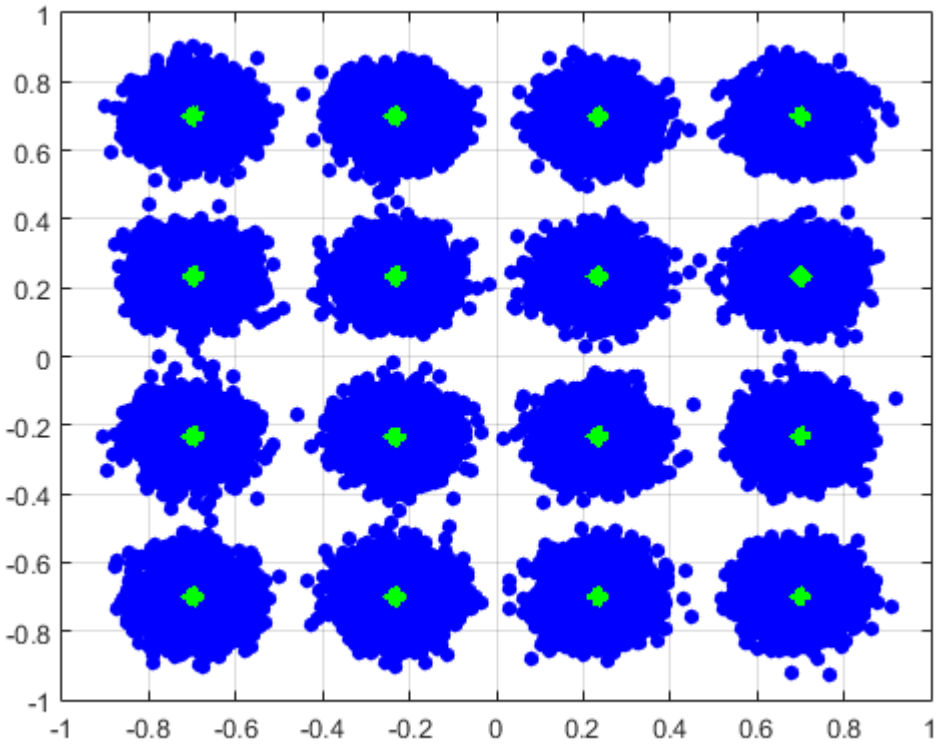

Figura 4.8 Constelación de la señal medida del amplificador clase J.

4.3. Resultados experimentales

4.3.1 Amplificador clase AB con señal LTE de 15 MHz

Para este primer amplificador, los resultados que hemos ido obteniendo de las diferentes simulaciones se muestran en la Tabla 4.1 siguiente. La tabla refleja los valores resultantes de NMSE a partir de los índices de orden no lineal y memoria que se han ido eligiendo hasta obtener un caso en el que no hay más mejoría. Además podemos observar también el número de coeficientes que son necesarios en cada caso.

Índice del orden no lineal (K)	Índice de memoria (M)	Nº coeficientes	NMSE (dB)
2	1	12	-38.93
3	1	17	-39.33
4	1	22	-39.42
5	1	27	-39.45
6	1	32	-39.46
6	2	51	-40.98
6	3	70	-41.07

6	4	89	-41.13
6	5	108	-41.15

Tabla 4.1 Valores de K, M, nº de coeficientes y NMSE para amplificador LTE.

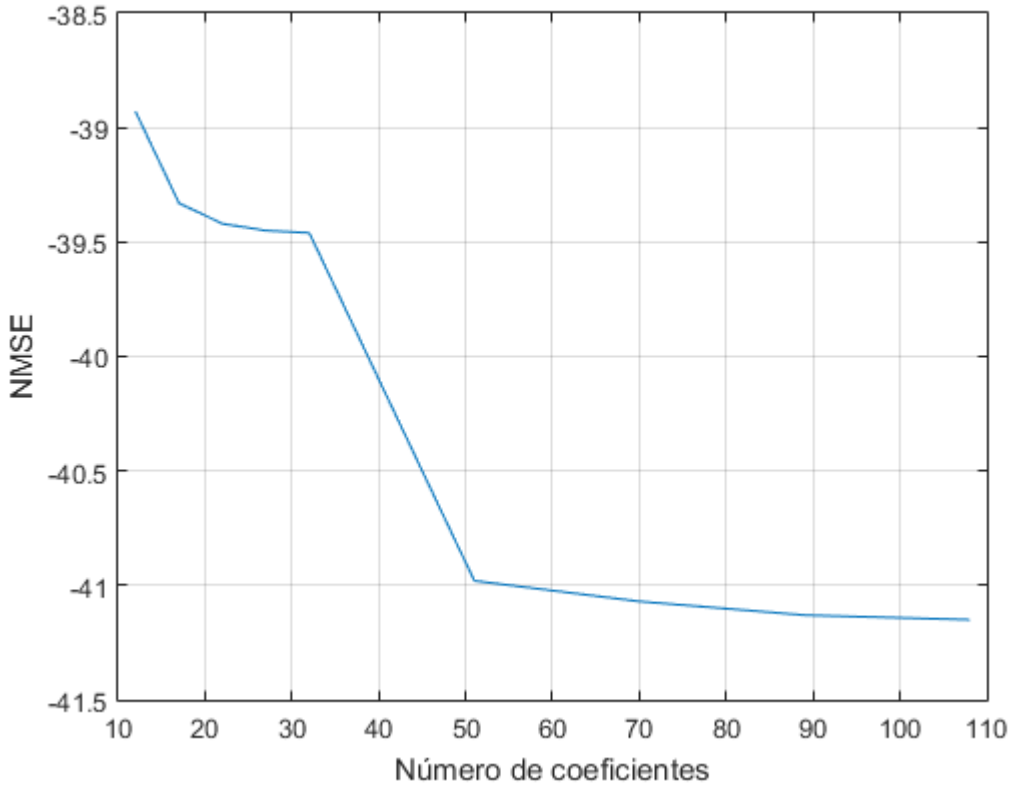

Figura 4.9 NMSE frente número de coeficientes necesarios para el amplificador clase AB.

.

Como se puede observar tanto en la Tabla 4.1 como en la Fig. 4.9, para este amplificador una elección acertada podría ser quedarnos con una K=6 y una M=4, ya que con estos valores el resultado dado es bastante bueno. Además para los siguientes valores del índice de memoria, apenas notaríamos mejoría y el número de coeficientes que debemos utilizar sería superior.

En la figura 4.10, vemos cómo el espectro de la señal medida y el de la señal modelada son prácticamente iguales, tal y como se precisaba. Además este hecho se puede observar en el bajo error que obtenemos. El valor de NMSE es de -41.13 dB, el cual está dentro de los márgenes aceptables.

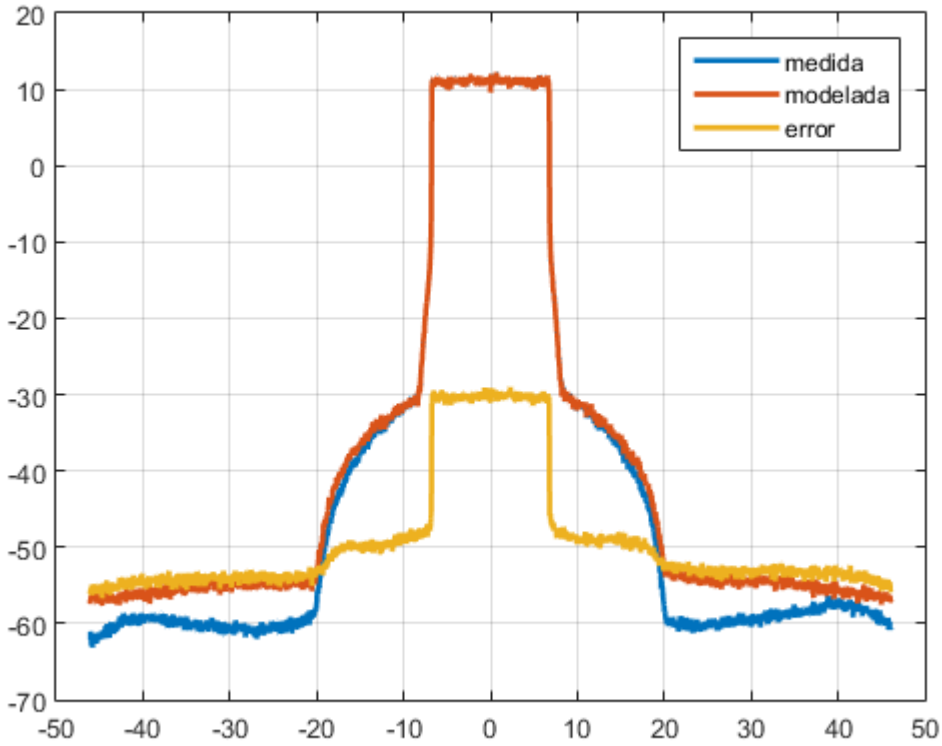

Figura 4.10 Espectro de la señal medida, la señal modelada y del error para K=6 y M=4 en un amplificador LTE.

Si comparamos la ganancia y la característica AM/PM obtenida con la señal modelada y las que obtuvimos en la medida, vemos cómo son prácticamente iguales, incluso se aprecia cómo no tiene tanta expansión como en el punto de inicio.

El amplificador de potencia muestra en este caso unas cifras de ACPR para los dos primeros canales adyacentes de:

$$ACPR_{1izq} = -46{,}36\ dBc \quad ACPR_{1der} = -45{,}95\ dBc$$

$$ACPR_{2izq} = -57{,}12\ dBc \quad ACPR_{1der} = -56{,}75\ dBc$$

La magnitud del vector error también presenta un valor muy similar al estar en 1,31%.

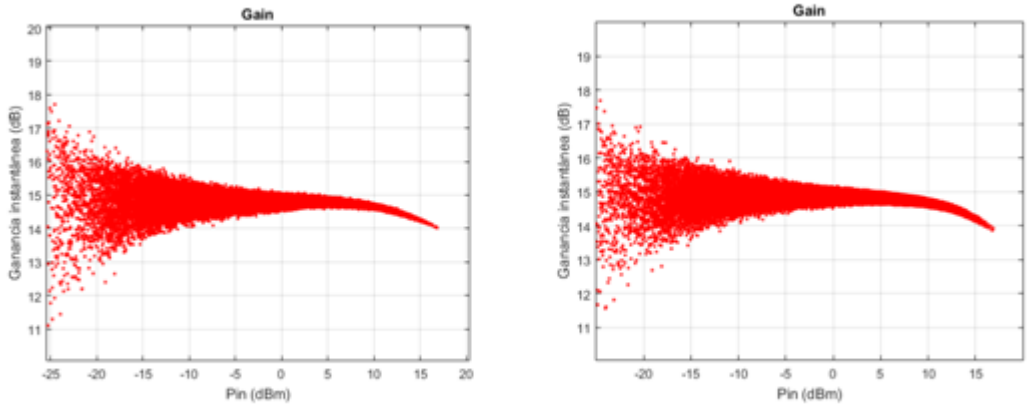

Figura 4.11 Ganancia del amplificador clase AB con señal modelada y señal medida.

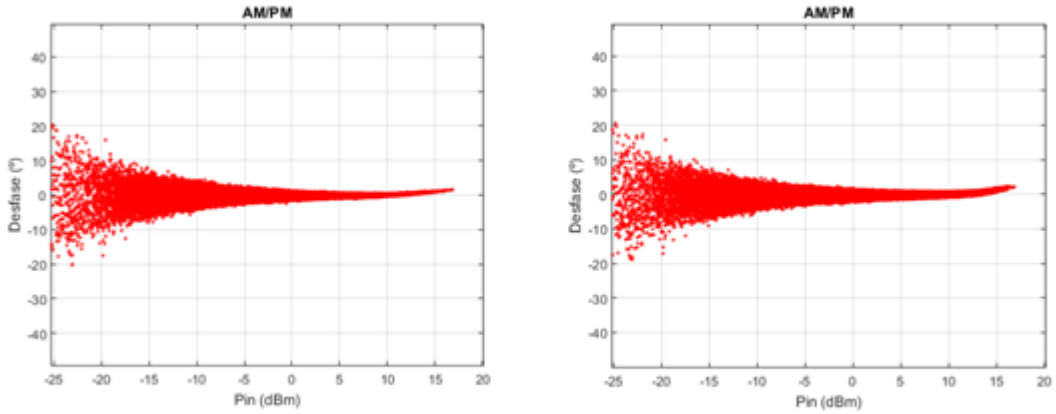

Figura 4.12 Característica AM/PM del amplificador clase AB con señal modelada y señal medida.

Finalmente, en la Fig 4.13 mostramos la parte real e imaginaria tanto de la señal medida en el amplificador como la señal modelada a posteriori. En este figura observamos cómo el comportamiento del amplificador es similar tanto en el punto de inicio como posteriormente tras su modelado.

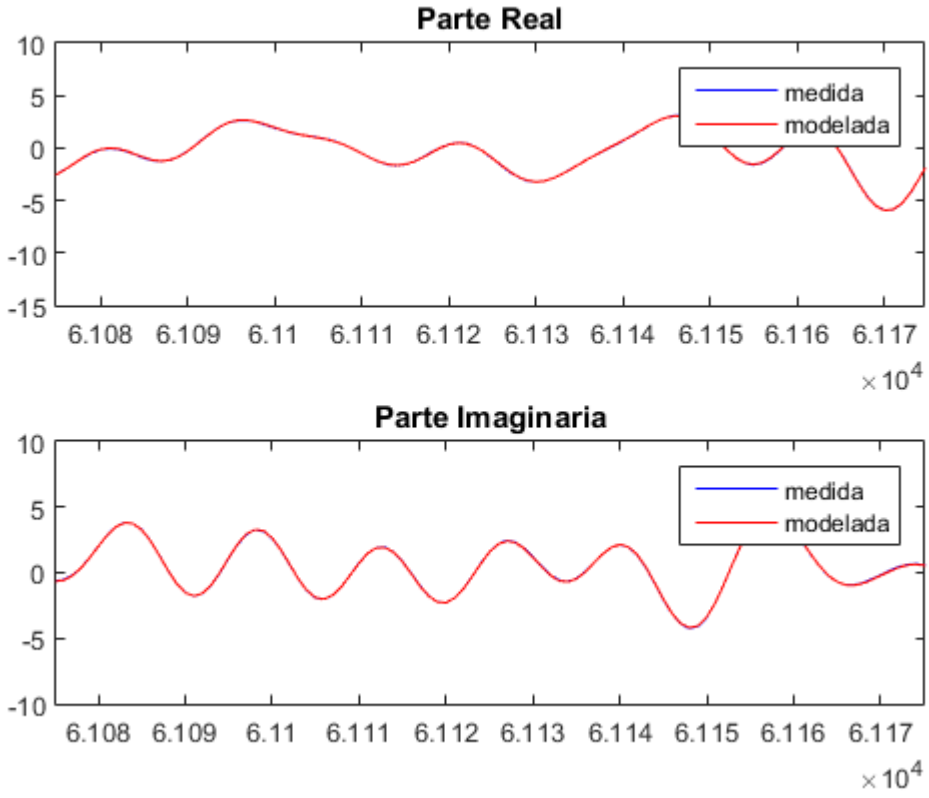

Figura 4.13 Parte real e imaginaria tanto de la señal medida como de la modelada.

4.3.2 Amplificador clase J con señal 5GNR de 20 MHz

Para este segundo caso con el otro tipo de amplificador, lo valores obtenidos no han sido adecuados para representar el comportamiento del mismo. La Tabla 4.2 contiene los mismos datos que para la del amplificador anterior, pero en este caso vemos cómo es imposible, con este amplificador, llegar a unos valores de NMSE aceptables, ya que este dispositivo es bastante no lineal. No existe mejoría en el comportamiento del amplificador aunque sigamos aumentando los valores de K o M., como se observa en los valores de NMSE obtenidos en las simulaciones para índices de orden no lineal y memoria superiores.

Índice del orden no lineal (K)	Índice de memoria (M)	Nº coeficientes	NMSE (dB)
2	1	12	-24,70
2	2	19	-26,42
2	3	26	-26,81
5	10	171	-26,84
13	2	107	-26,42

Tabla 4.2 Valores de K, M, nº de coeficientes y NMSE para amplificador 5GNR.

En esta ocasión, los valores a los que llegamos son de K=2 y M=3, con un número de coeficientes de 26, llegando a un NMSE de -26,81 dB. Como se ilustra en la Fig. 4.14, el error entre la señal medida y modelada es bastante apreciable al no parecerse tanto la señal modelada y la medida, siendo imposible alcanzar un error

lo suficientemente bajo con este modelo.

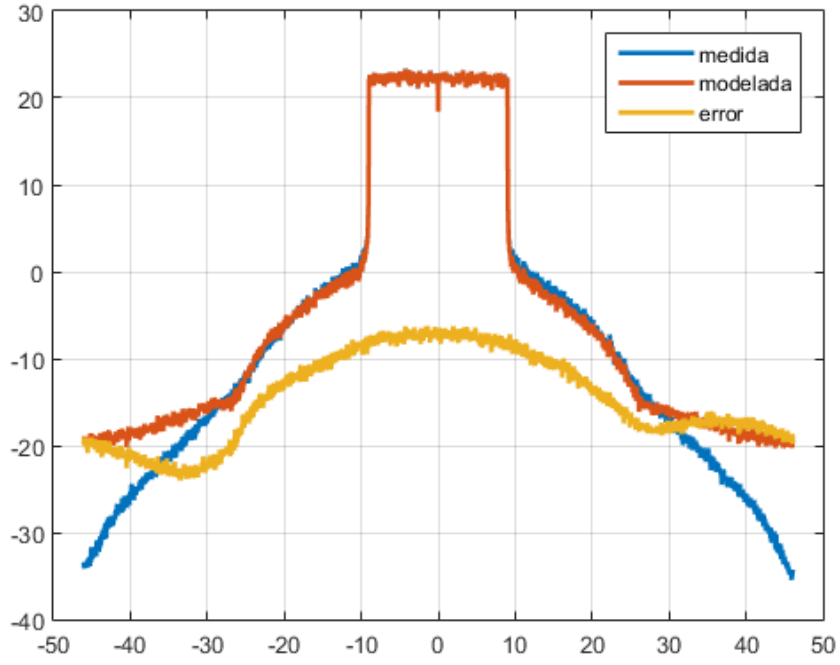

Figura 4.14 Espectro de la señal medida, la señal modelada y del error para K=2 y M=3 en un amplificador clase J.

Aunque el comportamiento no es el esperado, obtenemos unos valores similares a los que presenta la señal medida en cuanto al ACPR en el primer canal adyacente:

$$ACPR_{1izq} = -27{,}09\ dBc \quad ACPR_{1der} = -27{,}62\ dBc$$

Además el valor de la magnitud del vector error es de 9,53%, siendo algo inferior al de la medida.

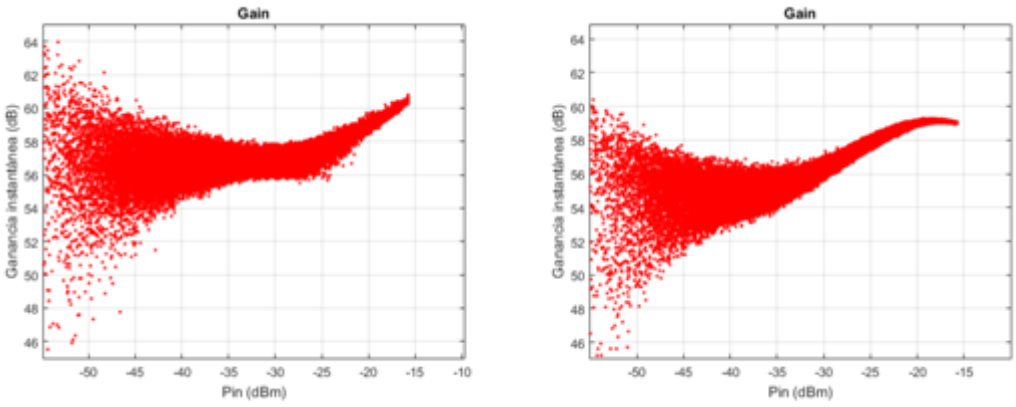

Figura 4.15 Ganancia del amplificador clase J con señal modelada y señal medida.

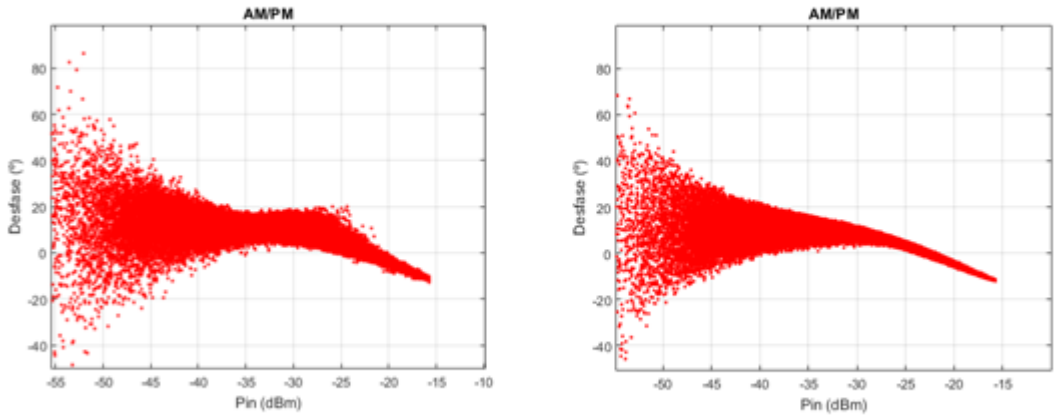

Figura 4.16 Característica AM/PM del amplificador clase J con señal modelada y señal medida.

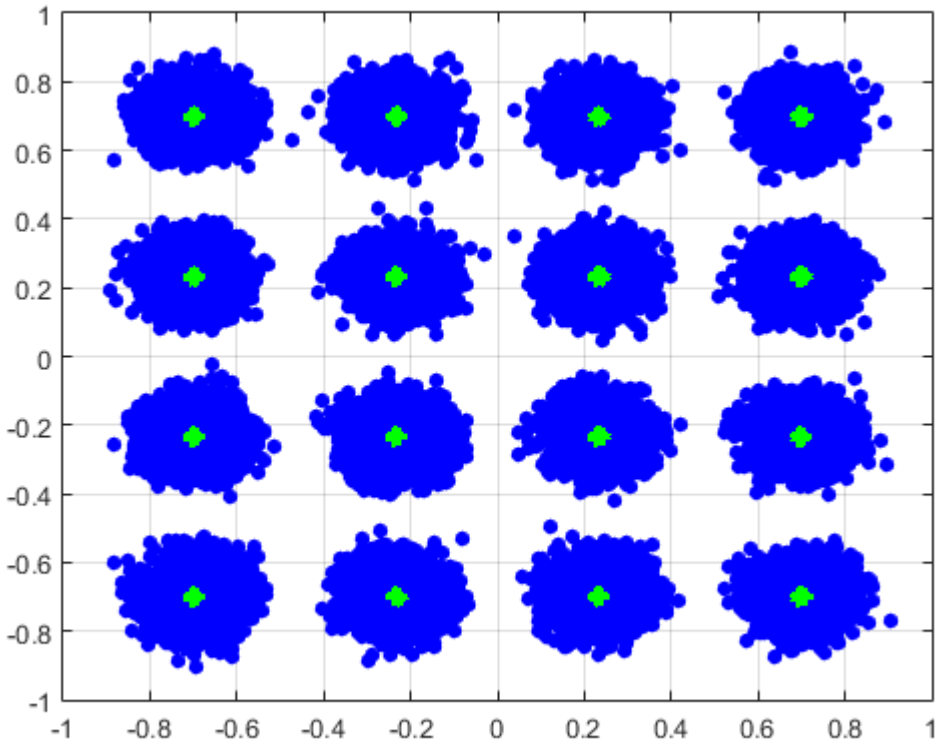

Figura 4.17 Constelación de la señal modelada del amplificador clase J.

Finalmente, como se presenta en la Fig. 4.18, vemos que el comportamiento de la medida del amplificador no coincide perfectamente con el comportamiento modelado, algo que es coherente con el hecho de que el NMSE de modelado sea de -26,81 dB.

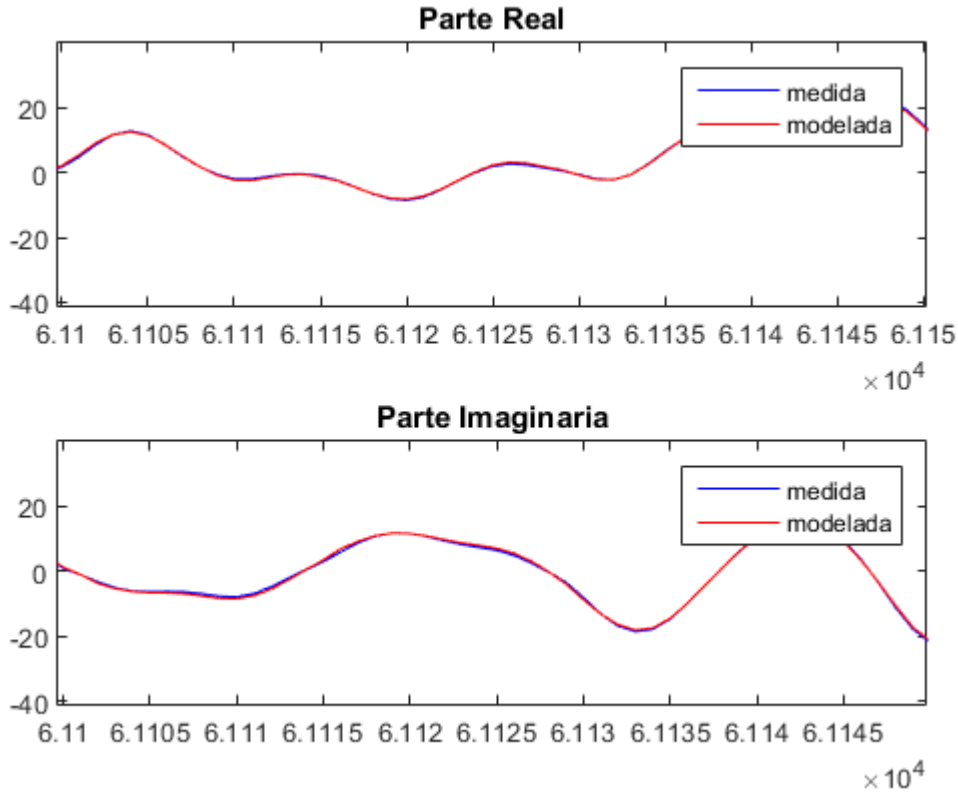

Figura 4.18 Parte real e imaginaria tanto de la señal medida como de la modelada.

5 CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

Uno de los principales problemas de cualquier sistema son los efectos que producen a la señal los dispositivos no lineales y por consiguiente a las señales adyacentes debido a su recrecimiento espectral.

El trabajo ha servido para modelar dos amplificadores diferentes con ayuda de la técnica *decomposed vector rotation*. Mientras que con el primero hemos conseguido obtener unos valores bastantes buenos, en cuanto a NMSE, con una cantidad de coeficientes relativamente pequeña, con el segundo no hemos conseguido llegar al objetivo debido a que es un amplificador bastante no lineal. De hecho los valores que hemos obtenido de las simulaciones son mediocres.

Una línea futura de trabajo podría ser mejorar aún más el rendimiento del modelo propuesto en este proyecto. Una segunda idea puede ser la de mejorar el modelado del segundo amplificador utilizando otras técnicas, ya que con la utilizada en este trabajo no obtenemos los resultados esperados.

APÉNDICE A

A.1. Código MATLAB para amplificador LTE con K=6 y M=4

```
load('y_lte15MHz_ovs6_val_noimpair_rangeA_Cree_p6_ppc.mat');


K=6; %indice del orden no lineal
M=4; %indice de memoria
beta=zeros(K,1);

for i=1:K %calculamos los valores de las betas
beta(i)=i/K;
end

%obtenemos el punto en el instante cero según el índice de memoria elegido
ymed2=ymed(M+1:end);
x=xsw(M+1:end);
x2=xsw((M-1)+1:end-1);
x3=xsw((M-1):end-2);
x4=xsw((M-1)-1:end-3);
x5=xsw((M-1)-2:end-4);

X=[x,x2,x3,x4,x5,abs(abs(x)-beta(1)),abs(abs(x2)-beta(1)),
    abs(abs(x3)-beta(1)),abs(abs(x4)-beta(1)),abs(abs(x5)-beta(1)),
    abs(abs(x)-beta(2)),abs(abs(x2)-beta(2)),abs(abs(x3)-beta(2)),
    abs(abs(x4)-beta(2)),abs(abs(x5)-beta(2)),abs(abs(x)-beta(3)),
    abs(abs(x2)-beta(3)),abs(abs(x3)-beta(3)),abs(abs(x4)-beta(3)),
    abs(abs(x5)-beta(3)),abs(abs(x)-beta(4)),abs(abs(x2)-beta(4)),
    abs(abs(x3)-beta(4)),abs(abs(x4)-beta(4)),abs(abs(x5)-beta(4)),
    abs(abs(x)-beta(5)),abs(abs(x2)-beta(5)),abs(abs(x3)-beta(5)),
    abs(abs(x4)-beta(5)),abs(abs(x5)-beta(5)),abs(abs(x)-beta(6)),
    abs(abs(x2)-beta(6)),abs(abs(x3)-beta(6)),abs(abs(x4)-beta(6)),
    abs(abs(x5)-beta(6)),abs(abs(x)-beta(1)).*abs(x),
    abs(abs(x2)-beta(1)).*abs(x),abs(abs(x3)-beta(1)).*abs(x),
    abs(abs(x4)-beta(1)).*abs(x),abs(abs(x5)-beta(1)).*abs(x),
    abs(abs(x)-beta(2)).*abs(x),abs(abs(x2)-beta(2)).*abs(x),
    abs(abs(x3)-beta(2)).*abs(x),abs(abs(x4)-beta(2)).*abs(x),
    abs(abs(x5)-beta(2)).*abs(x),abs(abs(x)-beta(3)).*abs(x),
    abs(abs(x2)-beta(3)).*abs(x),abs(abs(x3)-beta(3)).*abs(x),
    abs(abs(x4)-beta(3)).*abs(x),abs(abs(x5)-beta(3)).*abs(x),
    abs(abs(x)-beta(4)).*abs(x),abs(abs(x2)-beta(4)).*abs(x),
    abs(abs(x3)-beta(4)).*abs(x),abs(abs(x4)-beta(4)).*abs(x),
    abs(abs(x5)-beta(4)).*abs(x),abs(abs(x)-beta(5)).*abs(x),
    abs(abs(x2)-beta(5)).*abs(x),abs(abs(x3)-beta(5)).*abs(x),
    abs(abs(x4)-beta(5)).*abs(x),abs(abs(x5)-beta(5)).*abs(x),
    abs(abs(x)-beta(6)).*abs(x),abs(abs(x2)-beta(6)).*abs(x),
    abs(abs(x3)-beta(6)).*abs(x),abs(abs(x4)-beta(6)).*abs(x),
    abs(abs(x5)-beta(6)).*abs(x),abs(abs(x2)-beta(1)).*x,
    abs(abs(x3)-beta(1)).*x,abs(abs(x4)-beta(1)).*x,
    abs(abs(x5)-beta(1)).*x,abs(abs(x2)-beta(2)).*x,
    abs(abs(x3)-beta(2)).*x,abs(abs(x4)-beta(2)).*x,
    abs(abs(x5)-beta(2)).*x,abs(abs(x2)-beta(3)).*x,
    abs(abs(x3)-beta(3)).*x,abs(abs(x4)-beta(3)).*x,
    abs(abs(x5)-beta(3)).*x,abs(abs(x2)-beta(4)).*x,
```

```
    abs(abs(x3)-beta(4)).*x,abs(abs(x4)-beta(4)).*x,
    abs(abs(x5)-beta(4)).*x,abs(abs(x2)-beta(5)).*x,
    abs(abs(x3)-beta(5)).*x,abs(abs(x4)-beta(5)).*x,
    abs(abs(x5)-beta(5)).*x,abs(abs(x2)-beta(6)).*x,
    abs(abs(x3)-beta(6)).*x,abs(abs(x4)-beta(6)).*x,
    abs(abs(x5)-beta(6)).*x];

h=pinv(X)*ymed2; %coeficientes

ymod=X*h; %señal modelada
NMSE=20*log10(norm(ymod-ymed2)/norm(ymed2));
error=ymed2-ymod;

espectro(ymed2, 92.16e6)
hold on
espectro(ymod, 92.16e6)
espectro(error, 92.16e6);
legend('medida', 'modelada','error');
grid on
hold off
```

A.2. Código MATLAB para amplificador LTE con K=2 y M=3

```
load('y_5GNR_Df30_20MHz_ovs3_val_Vgs_2c4_ZHLCant_25c1_ppc.mat');

K=2; %indice del orden no lineal
M=3; %indice de memoria
beta=zeros(K,1);

for i=1:K
beta(i)=i/K;
end

ymed2=ymed(M+1:end);
x=xsw(M+1:end);
x2=xsw((M-1)+1:end-1);
x3=xsw((M-1):end-2);
x4=xsw((M-1)-1:end-3);

X=[x,x2,x3,x4,abs(abs(x)-beta(1)),abs(abs(x2)-beta(1)),
    abs(abs(x3)-beta(1)),abs(abs(x4)-beta(1)),abs(abs(x)-beta(2)),
    abs(abs(x2)-beta(2)),abs(abs(x3)-beta(2)),abs(abs(x4)-beta(2)),
    abs(abs(x)-beta(1)).*abs(x),abs(abs(x2)-beta(1)).*abs(x),
    abs(abs(x3)-beta(1)).*abs(x),abs(abs(x4)-beta(1)).*abs(x),
    abs(abs(x)-beta(2)).*abs(x),abs(abs(x2)-beta(2)).*abs(x),
    abs(abs(x3)-beta(2)).*abs(x),abs(abs(x4)-beta(2)).*abs(x),
    abs(abs(x2)-beta(1)).*x,abs(abs(x3)-beta(1)).*x,
    abs(abs(x4)-beta(1)).*x,abs(abs(x2)-beta(2)).*x,
    abs(abs(x3)-beta(2)).*x,abs(abs(x4)-beta(2)).*x];

h=pinv(X)*ymed2;

ymod=X*h;
NMSE=20*log10(norm(ymod-ymed2)/norm(ymed2));
error=ymed2-ymod;

espectro(ymed2, 92.16e6)
hold on
espectro(ymod, 92.16e6)
```

```
espectro(error, 92.16e6)
legend('medida', 'modelada', 'error');
hold off
grid on
```

REFERENCIAS

[1] Anding Zhu, "Decomposed Vector Rotation-Based Behavioral Modeling for Digital Predistortion of RF PowerAmplifiers," *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 63, no. 2, pp. 737-744, February 2015.

[2] Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky, and S. Hanmid Nawab, Señales y Sistemas. Prentice Hall Iberia, segunda edición.

[3] V. K. Rohatgi, A. Ben-Israel, and T. N. E. Greville, "Generalized Inverses: Theory and Applications," International Statistical Review / Revue Internationale de Statistique, vol. 44, no. 2, p. 301, aug 1976.5.

[4] Carlos Mateo, Pedro L. Carro, Paloma García-Dúcar, Jesús de Mingo, Íñigo Salinas, "Predistorisón Digital mediante modelos CPWL de un sistema Radio sobre Fibra con Enlace de Realimentación," *Universidad de Zaragoza.*

[5] Luis Humberto Berrío, "Modelo estático y dinámico de un reactor industrial utilizado en el proceso de pasteurización de envases," Scientia et Technica Año XVIII, vo. 18, no. 1, Abril 2013.

[6] M. Franz, "Volterra and Wiener series," Scholarpedia, 2011, Available: http://www.scholarpedia.org/Volterra_and_Wiener_series.

[7] Dennis R. Morgan, Zhengxiang Ma, Jaehyeong Kim, Michael G. Zierdt, John Pastalan, "A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistorsion of RF Power Amplifiers," *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 54, no. 10, October 2006.

[8] L. Guan, and A. Zhu, "Optimized low-complexity implementation of least squares based model extraction for digital predistortion of RF power amplifiers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 60, no. 3, pp. 594-603, Mar. 2012.

[9] A. Mars, and M. Cañal, "Evaluación de las Técnicas Digitales de Linealización," UPC, Septiembre 2016.

[10] M. Schetzen, The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems. Malabar, FL: Krieger, 2006.

[11] R. Sorace, R. Reines, N. Carlson, M. Glasgow, T. Novak and K. Conte, "AM/PM distortion in nonlinear circuits [power amplifier applications]," *IEEE 60th Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004*, Los Angeles, CA, 2004, pp. 3994-3996 Vol. 6, doi: 10.1109/VETECF.2004.1404827.

[12] "Definición y medición de los productos de intermodulación" Recomendación UIT-R SM.1446 04/2000.