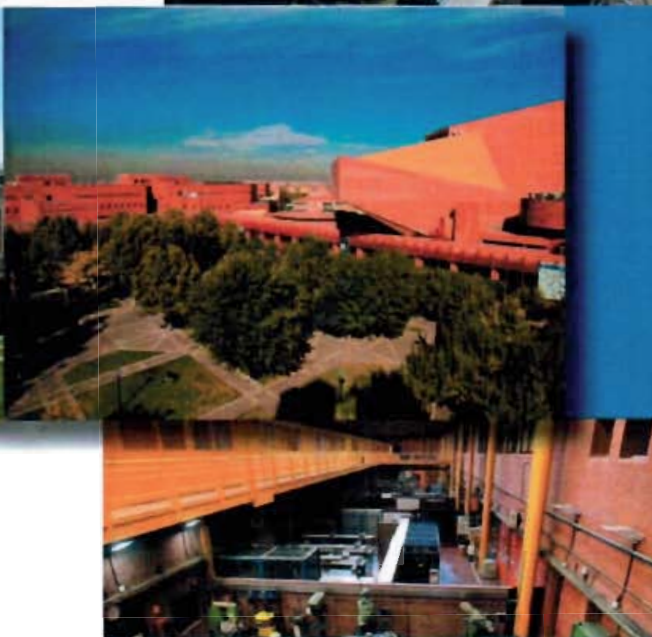


www.ursi2011.org



UNIÓN CIENTÍFICA
INTERNACIONAL DE RADIO



LIBRO DE ACTAS

URSI

leganés **2011**



XXVI EDICIÓN DE URSI

Y WORKSHOP INTERNACIONAL EN INGENIERÍA EN FRECUENCIAS DE THZ

6 - 9 de septiembre de 2011

ORGANIZA



Universidad
Carlos III de Madrid

LIBRO DE ACTAS DEL
XXVI SIMPOSIO DE LA URSI

Universidad Carlos III de Madrid

**EDITORIAL
Copy Red, S.A.**

C\ Daoiz, 22
28903 Getafe (Madrid)
Tel.: 91 689 50 47 - Fax: 91 693 71 25
I.S.B.N.: 978-84-933934-4-1

URSI

leganés 2011

XXVI EDICIÓN DE URSI



Universidad
Carlos III de Madrid



UNIÓN CIENTÍFICA
INTERNACIONAL DE RADIO

PORTADA

BIENVENIDA

COMITÉ ORGANIZADOR

COMITÉ CIENTÍFICO

REVISORES

ESQUEMA DE PROGRAMA

PONENTES INVITADOS

ÍNDICE DE SESIONES

ÍNDICE DE AUTORES

PATROCINAN

COLABORAN

COMPONENTES Y CIRCUITOS ACTIVOS DE MICROONDAS: TRANSMISORES DE ALTA EFICIENCIA B

BANCO DE MEDIDAS AUTOMÁTICO PARA LINEALIZACIÓN DE AMPLIFICADORES

Javier Torres López-Sepúlveda, Miguel Rodríguez Caudevilla, José Manuel Pardo Martín, Fco. Javier Ortega González, César Benavente Peces
Universidad Politécnica de Madrid, Grupo de Ingeniería de Radio, E.U.I.T. de Telecomunicación

AMPLIFICADOR DE ENVOLVENTE DE SEÑALES MODULADAS EN RF PARA TÉCNICAS EER Y ET

Moisés Patiño Gómez, David Tena Ramos, Francisco Javier Ortega González, José Manuel Pardo Martín y Cesar Benavente Peces
Universidad Politécnica de Madrid, Grupo de Ingeniería de Radio, EUITT de Telecomunicación

INCREMENTAL BEHAVIORAL MODELING OF ENVELOPE-DEPENDENT NONLINEAR DISTORTION IN DYNAMIC SUPPLY POWER AMPLIFIERS

Gabriel Montoro, Pere L. Gilibert and Pedro Vizarreta
Dpt. Signal Theory and Communications, Universitat Politècnica de Catalunya

SERIES COMBINATION OF A SWITCHED DC-DC CONVERTER AND A LINEAR REGULATOR FOR HIGH FREQUENCY RF ENVELOPE AMPLIFIER

O. García, M. Vasic, P. Alou, J.A. Oliver, D. Diaz, P. Cheng, J.A. Cobos
Centro de Electrónica Industrial. Universidad Politécnica de Madrid

Pinche en el título para ver el
archivo correspondiente

SESIÓN IV

BANCO DE MEDIDAS AUTOMÁTICO PARA LINEALIZACIÓN DE AMPLIFICADORES.

Javier Torres López-Sepúlveda, Miguel Rodríguez Caudevilla, José Manuel Pardo Martín,
Fco. Javier Ortega González, César Benavente Peces,

jtorres@gpss.euitt.upm.es, miguelrc@alumnos.upm.es, jmpardo@diac.upm.es, fjortega@diac.upm.es, cbpeces@ics.upm.es
Universidad Politécnica de Madrid, Grupo de Ingeniería de Radio, E.U.I.T. de Telecomunicación
Carretera de Valencia Km.7, 28031, Madrid, España

Resumen—This work is focused on building and configuring a measurement test bench for non linear High Power Amplifiers, more precisely those ones based on the Envelope Elimination and Restoration. At first sight the test bench is composed of several arbitrary waveform generators, an oscilloscope, a vector signal generator and a spectrum analyzer all of them controlled remotely. The test bench works automatically, that is why several software control programs have been developed in order to control all this equipment. The control programs have been developed in Matlab/Octave Scripting language and at last chance in a more low level language as C. The signal processing algorithms, taking into account that the time alignment one is the most important, have been developed in Matlab/Octave Scripting too. An improvement of 10dB in the ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*) has been obtained just by applying the time alignment algorithm developed in this work.

I. INTRODUCCIÓN

Los amplificadores de alto rendimiento son elementos esenciales en los sistemas de comunicaciones actuales; a fin de maximizar su rendimiento y reducir su consumo, es deseable utilizar estos amplificadores en la región de saturación. Sin embargo, el trabajo en esta zona provoca un comportamiento no lineal del amplificador de potencia que llevan integrado. Por otro lado, el empleo creciente de formas de onda complejas como las utilizadas en modulaciones espectralmente eficientes como QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) o CDMA (*Code Division Multiple Access*) en los sistemas de comunicación está provocando una mayor demanda en dos aspectos contrapuestos como son la linealidad y la alta eficiencia de los amplificadores de potencia.

Una técnica empleada para la linealización de amplificadores de potencia es la de Eliminación y Restauración de Envolvente (EER *Envelope Elimination and Restoration*) [1]. Esta técnica permite obtener simultáneamente una alta linealidad y un elevado rendimiento del amplificador de potencia. Para obtener un buen resultado hay que tener en cuenta los efectos de distorsión que pueden provocar los propios amplificadores en su funcionamiento, además de la sincronización temporal de las señales en la rama de envolvente y de fase y procurar corregirlos. La predistorsión de la señal a amplificar es una técnica de linealización efectiva que ha sido empleada satisfactoriamente en amplificadores de potencia de estado sólido de radiofrecuencia [2],[3],[4] y [5]. En trabajos previos, [8] [9], se ha podido comprobar que la distorsión que más afecta es la AM-PM, que en el caso de amplificadores con topología EER se convierte en Vdd-PM ya que la rama de envolvente controla directamente la alimentación del amplificador.

El objetivo de este trabajo es el de desarrollar algoritmos de procesado encaminados a corregir la no linealidad del amplificador automáticamente, por medio de un proceso automático de aproximación por correcciones sucesivas. De este modo se evita la necesidad de realizar ningún estudio y/o calibración previos del comportamiento del amplificador.

II. REALIZACIÓN DEL BANCO DE MEDIDA

El banco de medida está compuesto, en una primera configuración, por generadores de funciones, generadores de señal, osciloscopios y analizadores de espectros; todos los instrumentos han de ser controlados remotamente mediante un PC *Personal Computer* en el que se han desarrollado programas implementados en lenguajes de alto nivel Matlab/Octave y C. En la figura 1 se representa un esquema básico del banco de medida. Con este banco de medida la velocidad de prueba y desarrollo de nuevos algoritmos es elevada gracias al lenguaje de alto nivel utilizado y a la flexibilidad de programación de los equipos de laboratorio. Hay que mencionar la inexistencia de equipos de laboratorio capaces de realizar todas las funciones necesarias en el desarrollo de algoritmos de linealización de amplificadores.

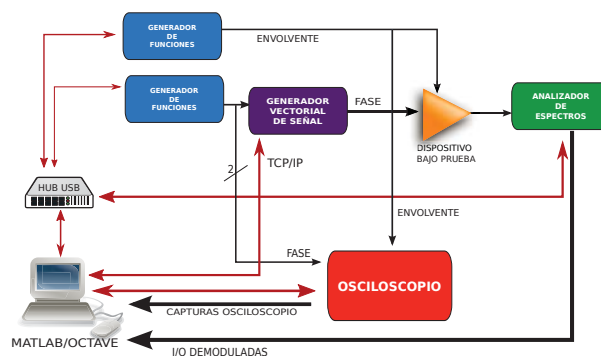


Fig. 1. Esquema básico del Banco de Medida

Los generadores de funciones serán los encargados de la generación de la señales de envolvente y de fase, esta última a través de sus componentes I/Q (*In-phase/Quadrature*). La señal de envolvente irá directamente a controlar la alimentación del amplificador de potencia mientras que la de fase modulará en fase a la portadora con la ayuda del generador de señal vectorial. Con el fin de capturar las señales de entrada y salida del amplificador se hace uso de un osciloscopio, para la entrada, y de un analizador de espectros, con demodulador I/Q hardware, para la salida.

Cabe destacar la heterogeneidad de los instrumentos empleados en cuanto a interfaz de control remoto se refiere, LAN (*Local Area Network*), GPIB (*General Purpose Interface Bus*), USB (*Universal Serial Bus*) y puerto serie RS-232 entre otras, además el modo en que se accede a dichas interfaces difiere entre ellas, lo que hace necesario el desarrollo controladores específicos para cada interfaz y equipo [6]. En el caso de los dispositivos con interfaz USB se han utilizado controladores desarrollados en lenguaje C proporcionados por el fabricante de los equipos. Además se han implementado en lenguaje C las correspondientes funciones de traducción, “mex files” con el fin de poder utilizar dichos controladores en Matlab/Octave. En el caso de los equipos con interfaz LAN, el desarrollo de los algoritmos de control se ha realizado con la ayuda de la herramienta *Test and Measurement Tool “tmtool”* disponible en Matlab.

Para que los algoritmos de linealización realicen su trabajo correctamente es de vital importancia que los equipos de adquisición de datos, osciloscopio y analizador de espectros, así como el generador de señal vectorial tengan la misma señal de referencia para que sus relojes internos se encuentren sincronizados en fase y frecuencia. De no ser así los moduladores y demoduladores I/Q del generador y el analizador introducirían una error variable con el tiempo en las medidas que haría prácticamente imposible obtener ningún tipo de dato útil; es por esto por lo que se ha sido necesario el uso de una señal referencia externa, común para dichos equipos. Por otro lado los generadores de señal también han de estar correctamente sincronizados en frecuencia y en fase, si bien no es necesario que compartan la misma referencia que los equipos de medida.

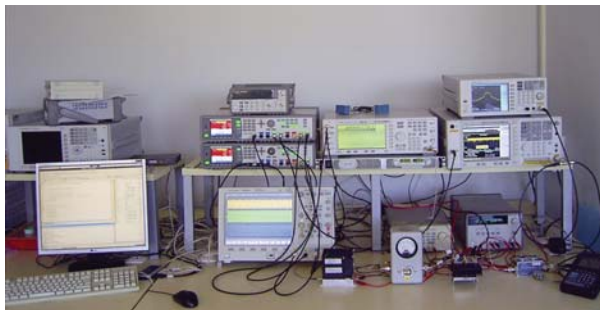


Fig. 2. Banco de Medida.

Otro aspecto importante en el desarrollo de los algoritmos es que tanto la generación de las señales como la captura de las mismas estén sincronizadas en el tiempo. De esta manera se evita el problema de que las señales de envolvente y de fase se generen inicialmente con un retardo que nada tiene que ver con el que introduce el amplificador bajo estudio y que puede llegar a superar con creces el margen de ajuste del algoritmo de alineación temporal. Como solución se han configurado todos los equipos para que respondan a una señal de disparo externa, *External Trigger*, que será generada por el osciloscopio en el momento en el que el código de control le solicite la adquisición de nuevos datos.

Con el fin de proteger al amplificador de potencia, se ha optado por implementar un sistema de medidas que sólo proporciona alimentación y señal al amplificador en el mo-

mento de la realización de cada medida. De este modo el amplificador no tendrá alimentación durante el tiempo que dura la realización de los cálculos, el ajuste de los parámetros y el análisis de los resultados obtenidos para ajustar el algoritmo. Para ello, el amplificador es alimentado con una fuente de alimentación de potencia controlada remotamente por la aplicación de control desarrollada. El banco de medida se muestra en la figura 2, donde adicionalmente a los equipos descritos se puede apreciar un vatímetro, fuentes de alimentación auxiliares y una sonda de potencia; elementos necesarios para controlar en todo momento el correcto funcionamiento del amplificador.

Las señales de prueba que se generan en Matlab, se dividen en dos partes claramente diferenciadas: la envolvente y la fase, esta última a su vez es descompuesta en sus componentes en fase y cuadratura (I/Q) teniendo por tanto módulo unitario. Estas señales son almacenadas en los generadores de funciones que serán los encargados de reproducirlas con una amplitud y frecuencia determinadas ajustadas a las características del amplificador. Las señales de fase y de envolvente serán adaptadas para poder inyectarlas al amplificador bajo prueba: las de fase pasan a través de un generador vectorial de señal que las modula en I/Q y las sube en frecuencia mientras que la señal de envolvente pasa por una serie de amplificadores previos hasta la alimentación del amplificador de potencia.

Para la adquisición de señal son necesarios tanto el osciloscopio como el analizador de espectros que lleva integrado un demodulador I/Q. Las frecuencias de muestreo de ambos han de ser iguales, por tanto será necesario limitar la frecuencia de muestreo de los dos equipos a la más lenta de ellas. En el caso del banco de medida actual, la frecuencia de muestreo viene limitada por el analizador de espectros que puede trabajar a 15MHz como máximo. Este valor no se corresponde con ningún valor predefinido a los que es capaz de muestrear el osciloscopio por lo que se hace necesario cambiar digitalmente la frecuencia de muestreo de uno de ellos. Para la adaptación de frecuencias se ha realizado un proceso de interpolación, filtrado y diezmado de las señales capturadas por el osciloscopio; estas operaciones son necesarias para poder ser comparadas con las obtenidas del analizador de espectros.

III. ALINEAMIENTO TEMPORAL

La no linealidad de la señal a la salida del amplificador es en parte, consecuencia del des-alineamiento temporal de las señales de envolvente y fase a la hora de ser amplificadas. Debido a la topología de los amplificadores de alto rendimiento basados en la técnica de amplificación EER, existen diferencias en los retardos de los caminos seguidos por las señales de envolvente y de fase puesto que son amplificadas de diferente forma, es por esto por lo que las señales deben ser alineadas temporalmente para conseguir reducir la no linealidad del sistema.

Idealmente, el alineamiento temporal de las señales se realizaría introduciendo un retardo en la rama de fase o en la de envolvente, según fuese conveniente, con el fin de compensar la diferencia existente entre ambos caminos. Para ello se ha de fijar una referencia temporal (que podría estar ubicada en la generación de las señales), contra la que se contrasten todos los retardos medidos. La señal que fuese

necesario retrasar debería entonces pasar a través de una línea de retardo ajustada con el valor correcto. La implementación de esta línea de retardo en una plataforma digital es muy sencilla ya que bastaría utilizar una memoria FIFO (*First In First Out*). En el caso del banco de medidas implicado en el presente trabajo, la referencia temporal ha de estar obligatoriamente a la salida de los generadores de funciones, por lo que el algoritmo siempre mediría la misma diferencia de retardo entre la rama de envolvente y la de fase. De esta forma, aún cuando se controle el retardo en la generación de las señales, el algoritmo de procesamiento deberá tener en cuenta dicho retardo con el fin de no ir incrementándolo.

El proceso consistirá en la adquisición de las señales a la entrada y la salida del amplificador y su posterior procesamiento. El retardo temporal se aplicará a la rama que corresponda y se volverá a realizar todo el proceso hasta conseguir el alineamiento deseado. Se obtendrá el retardo relativo entre la rama de fase y la de envolvente gracias al análisis de las capturas obtenidas del osciloscopio, relativas a la entrada del amplificador, y las señales obtenidas a la salida del amplificador, gracias al demodulador I/Q disponible en el analizador de espectros. En caso de que no se dispusiese de un demodulador I/Q hardware dicha demodulación tendría que realizarse digitalmente para lo que sería necesario realizar también la captura de la señal con la ayuda del osciloscopio.

El cálculo del retardo absoluto y relativo entre las dos ramas está basado en la correlación entre las señales de entrada y de salida del amplificador. La estimación de la correlación se realizará en el dominio de la frecuencia con el fin de disminuir la carga computacional, con vistas a la implementación final en un sistema empujado. Inicialmente se obtendrá la correlación cruzada entre la entrada y la salida utilizando una única captura; si bien este estimador presenta inconvenientes en cuanto a su varianza se refiere, el objetivo no es la estimación de la correlación en sí misma, sino obtener la posición de su máximo. Aún así no se descarta utilizar otros algoritmos de correlación generalizada como son el de coherencia espectral o el algoritmo SCOT (*Smoothed Coherence Transform*)[8][9][10] que, además de disminuir la varianza de la estimación, pueden reducir significativamente la carga computacional.

Teniendo en cuenta la naturaleza de las señales y la forma en la que serán capturadas, el proceso a seguir quedaría resumido de la siguiente manera:

- Captura de las señales de envolvente y fase (componentes I/Q) a la entrada del amplificador.
- Conversión de las componentes I/Q de la señal de fase de entrada en una señal compleja de módulo unidad.
- Captura de la señal a la salida del amplificador (componentes I/Q).
- Obtención de la envolvente a la salida del amplificador.
- Obtención de la señal de fase compleja de módulo unitario a la salida del amplificador.
- Cálculo de la DFT de las señales de envolvente y de fase a la entrada del amplificador.
- Cálculo de la DFT de las señales de envolvente y de fase a la salida del amplificador.
- Estimación de la correlación cruzada.
- Obtención del máximo y de su posición.

- Cálculo del retardo relativo entre las ramas de fase y de envolvente.
- Compensación del retardo programando la generación retardada de la señal correspondiente.

Con el fin de obtener una transición suave, se obtiene el retardo promediando los valores con la ayuda de un filtro FIR (*Finite Impulse Response*) que implementa una media móvil. El proceso de ajuste descrito debería repetirse continuamente, sin interrupción, pero con un ciclo de trabajo que no tiene por qué acercarse a tiempo real, sobre todo considerando la implementación final en un sistema empujado. De hecho, este procedimiento podría dispararse a razón de 10 ó 20 veces por segundo, ya que la variación en el retardo relativo no cambiará rápidamente con el tiempo. No hay que perder de vista que dicho retardo relativo depende de los dispositivos utilizados en el amplificador y estos variarán sus parámetros con la temperatura, tiempo y envejecimiento.

IV. RESULTADOS

Para las pruebas del algoritmo se ha empleado una portadora de 100 MHz modulada en 16QAM con un régimen de símbolo de 102.4 kHz. Como se aprecia en la figura 3 se obtiene una mejora de unos 10dB en la relación de potencia de canal adyacente o ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*) empleando solamente técnicas de alineamiento temporal. El algoritmo desarrollado es capaz de calcular y corregir automáticamente el retardo relativo entrada-salida entre las señales de fase y envolvente que introduce el amplificador bajo prueba de forma totalmente autónoma, apoyándose en el banco de medida.

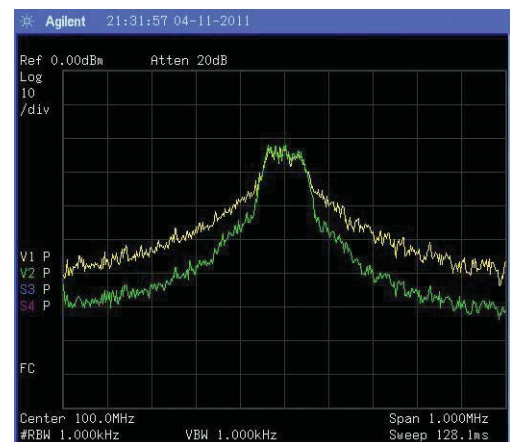


Fig. 3. Resultados tras el alineamiento temporal

Es importante tener en cuenta el efecto de la resolución temporal y el ancho de banda de la moduladora en el comportamiento del amplificador. La resolución temporal depende directamente de la frecuencia de muestreo, por lo que en principio, se debería tender a utilizar la mayor frecuencia de muestreo posible. Por otro lado, el ancho de banda de la moduladora incide en el error de alineamiento temporal que es capaz de aguantar la señal sin sufrir una degradación excesiva. En este caso, a menor ancho de banda, mayor error admisible. En el caso concreto del banco de medidas montado, la resolución está fijada por la frecuencia de muestreo del demodulador I/Q del analizador de espectros de 15 MHz (que

se corresponde con una resolución temporal de 66,66 ns), pero debido al ancho de banda utilizado, de 200 kHz, el error admisible es mucho mayor que la resolución temporal.

V. TRABAJO FUTURO

El algoritmo de alineamiento temporal es el punto de partida para el desarrollo de algoritmos de predistorsión digital adaptativa, especialmente pensados para sistemas de banda estrecha.

A. Predistorsión Digital Adaptativa

Con la predistorsión digital se pretenden corregir los efectos de no linealidad del amplificador introduciendo un bloque predistorsionador cuya función de transferencia es complementaria a la característica de distorsión del amplificador de potencia [10][11]. El algoritmo de predistorsión se centrará en este caso en corregir los efectos de distorsión producidos por la capacidad interna drenador-fuente (*CDS Drain to Source Capacitance*) del transistor que incorpora el amplificador. Esta capacidad es variable con la tensión de alimentación por lo que su efecto se traduce en una modulación de fase dependiente de la tensión de alimentación y en amplificadores EER dependiente de la envolvente de la señal.

Como se puede apreciar en la figura 4 [11], comparando las trazas verde y amarilla de la misma, se observa la mejora obtenida tras aplicar la predistorsión; es por esto por lo que se considera de interés conseguir implementar un algoritmo de predistorsión digital adaptativa independiente de señal.

Hasta el momento la curva de predistorsión se obtiene por medio de una señal de calibración, lo que sólo se puede hacer manualmente realizando una serie de medidas en el laboratorio o interrumpiendo el normal funcionamiento del amplificador, además de necesitar dispositivos adicionales para la generación e inyección de dicha señal de calibración. Se pretende trabajar en el desarrollo de algoritmos adaptativos, que haciendo uso de la señal que el amplificador está tratando e independientemente de su naturaleza, permitan obtener la curva de calibración y su aplicación a la señal de entrada.

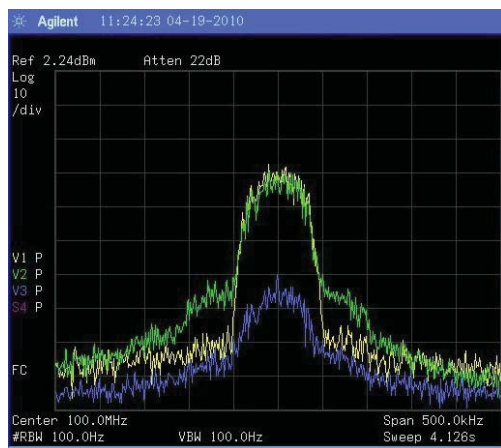


Fig. 4. Resultados tras aplicar predistorsión.

B. Implementación en sistema empotrado

Una de las principales tareas para el futuro es la de implementar los algoritmos desarrollados en Matlab en un

sistema empotrado como puede ser un sistema basado en FPGA (*Field Programmable Gate Array*) o DSP (*Digital Signal Processor*). En este caso, la plataforma digital seleccionada debería encargarse tanto de la generación de las señales de envolvente y de fase como de la captura a la salida del amplificador, por lo que debería estar dotada de convertidores Analógico-Digital de alta velocidad. Como se ha comentado con anterioridad, la carga computacional no será elevada ya que el algoritmo de alineamiento no tiene porqué operar en tiempo real.

VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se demuestra la gran ventaja que tiene la implementación de un banco de medida automático para linealización de amplificadores de alto rendimiento no lineales HPA (*High Power Amplifiers*) debido a la rapidez que conlleva en el desarrollo y prueba de los distintos algoritmos involucrados.

Como se aprecia en la figura 3, el sistema es capaz de alinear automáticamente las señales de entrada al amplificador de modo que de forma autónoma, se obtienen mejoras aproximadas de 10dB en la relación de potencia de canal adyacente o ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*) empleando solamente técnicas de alineamiento temporal.

Estos niveles de linealidad son equiparables a los que se pueden obtener con amplificadores lineales y se espera que puedan ser mejorados tras ampliar la funcionalidad del banco de medida añadiéndole algoritmos de predistorsión adaptativa y considerando otros efectos indeseados no tenidos en cuenta en esta primera aproximación, como es el caso de los efectos memoria. En el momento actual se trabaja precisamente en esa dirección.

VII. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo forma parte de los resultados de los proyectos de investigación financiados por el MCINN con referencias TEC2009-14307-C02-02 y TECMUSA: PSS-370000-2009-45/46/47

REFERENCIAS

- [1] L.R.Kahn, "Single-sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration" ,IEEE Proc. of the IRE, Vol. 40, No. 7, July 1952.
- [2] M.Djamai, S.Bachir, C. Duvaud, "Behavioral Modeling and Digital Predistortion of RF Power Amplifiers" IEEE International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-Wave Circuits 2006, 30-31 Jan. 2006, pp. 160 – 163.
- [3] P.B.Kenington, "High-Linearity RF Amplifier Design" Artech House, London 2000.
- [4] S. C. Cripps, "Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design" Artech House, 2002.
- [5] S. C. Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications", Artech House" Artech House, 1999.
- [6] Agilent Technologies, Inc., *Guía de usuario y manuales de programación de los instrumentos de laboratorio.*
- [7] Charles H. Knapp, G. Clifford Carter, "The Generalized Correlation Method for Estimation of Time Delay" IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-24, pp. 320-327, August 1976.
- [8] G. Clifford Carter, Albert H. Nuttall, Peter G. Cable, "The Smoothed Coherence Transform" Proc IEEE (Letters), vol. 61, pp.1497-1498, October 1973.
- [9] E. J. Hannan and P. J. Thomson, "The Estimation of Coherence and Group Delay" Biometrika, vol. 58, pp. 469-481, December 1971.
- [10] M. Patiño, D. Tena, F. J. Ortega, J. M. Pardo, "Mejora de la Linealidad de un Amplificador de Potencia para un Sistema EER mediante Predistorsión Digital" SAAEI 2010.
- [11] D. Tena, M. Patiño, F. J. Ortega, J. M. Pardo, "Predistorsión Digital Aplicada al Amplificador de potencia de un sistema EER" URSI 2010.

URSI

leganés 2011

XXVI EDICIÓN DE URSI



I.S.B.N.: 978-84-933934-4-1



9 788493 393441

COLABORAN



PATROCINAN



EADS



SETUP
ELECTRONICA