

Amplificador de potencia de alto rendimiento para transmisores HF EER

Francisco Javier Ortega-Gonzalez, Alejandro Gimeno-Martín, José Manuel Pardo-Martín, Cesar Benavente-Peces

*Universidad Politécnica de Madrid, EUIT de Telecomunicación, Grupo de Ingeniería de Radio (GIRA)
Carretera de Valencia, Km. 7, 28031, Madrid, España*

fjortega@diac.upm.es

Resumen— Se presenta un amplificador de potencia de alto rendimiento específicamente diseñado para aplicaciones EER (Envelope Elimination Restoration) en transmisores de HF. El amplificador se compone de dos subsistemas: Un amplificador clase-E de banda ancha para HF ($B = 40\%$, $P_{OUT} = 50W @ 7.5 MHz$, $\eta_{OV} > 90\%$) excitado por un driver también de banda ancha que amplifica la componente de fase de la señal y un amplificador de envolvente derivado de un amplificador clase-D de audio (o clase-S) que presenta un rendimiento total mejor que el 90% para la mayor parte de su margen de salida y un nivel de intermodulación IMD de -30 dBc (prueba de dos tonos). El amplificador completo es capaz de obtener un rendimiento total $\eta_{OV} > 80\%$ con una potencia de salida de pico PEP = 50W @ 7.5 MHz en un ancho de banda fraccional $B = 40\%$. Antes de realimentación el amplificador presenta un valor de linealidad para una prueba de dos tonos comprendido entre -28 dBc y -35 dBc.

I. INTRODUCCION

Los sistemas de comunicaciones por radio actuales son diseñados para transmitir la mayor cantidad de información posible por unidad de ancho de banda con vistas a optimizar el uso del espectro. Este hecho conlleva el uso de modulaciones digitales complejas que presentan envolventes no constantes y que precisan, por tanto, del uso de amplificadores lineales para su amplificación. Los amplificadores lineales son conocidos por sus baja eficiencia energética, lo que ha dado lugar al desarrollo a lo largo de la historia de la electrónica de diversos sistemas de linealización [1, 2, 3] que han buscado mejorar el rendimiento de los amplificadores para comunicaciones que trabajan con señales de envolvente no constante.

De entre los sistemas de linealización más eficaces desde el punto de vista energético destacan los sistemas EER (Envelope Elimination Restoration) [1] Eliminación y Recuperación de Envolvente, ya que pueden hacer uso de amplificadores conmutados (convertidores de energía) de muy alto rendimiento para generar las señales de RF de envolvente no constante. Aunque la implementación de las técnicas de linealización de amplificadores EER requiere de la combinación de técnicas avanzadas de conversión de energía y procesado de la señal, dado el elevado rendimiento de los elementos constitutivos de los amplificadores EER, el resultado final de este proceso de amplificación es muy satisfactorio desde el punto de vista energético. Si bien la complejidad tecnológica que requiere esta técnica de

linealización ha contribuido a retrasar su implantación generalizada.

En este trabajo se muestra un amplificador EER específicamente diseñado para su uso en transmisores de HF, que permite la amplificación de señales de envolvente no constante (y obviamente de envolvente constante también), tanto de naturaleza analógica (BLU, DBL, AM, etc.) como de naturaleza digital. El amplificador hace uso de recientes avances en la amplificación de alto rendimiento de señales de RF en banda ancha, amplificación de alto rendimiento señales paso bajo (envolvente) y técnicas de procesado digital de la señal.

II. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL AMPLIFICADOR EER

Los sistemas EER asumen que en condiciones de banda estrecha (la mayor parte de las señales moduladas de comunicaciones de RF pueden recibir esta consideración) una señal de comunicaciones de envolvente no constante se puede considerar compuesta por dos señales: Una señal paso banda de envolvente constante modulada en fase (componente de fase) que es a su vez modulada en amplitud por una señal paso bajo (componente de envolvente).

$$A(t) = E(t) \cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad E(t) : \text{envolvente} ; \phi(t) : \text{fase} \quad (1)$$

La componente modulada en fase $\Phi(t)$, al poseer una envolvente constante, puede ser amplificada por un amplificador no lineal. La clase de funcionamiento utilizada para el amplificador de la componente de fase depende de diversos factores, estando la frecuencia de la portadora de la señal a amplificar entre los principales, ya que la conmutación de los dispositivos activos es tanto más imperfecta y requiere de más energía de excitación cuanto más alta es la frecuencia de la señal a amplificar (aunque este hecho no impide que clases de amplificación basadas en la conmutación, como la Clase-E se puedan utilizar para realizar esta función a frecuencias de hasta varios GHz [4]). El amplificador de la componente de fase de la señal mostrado en este trabajo funciona en la banda de HF donde la clase E es perfectamente utilizable en condiciones relativamente próximas a las ideales, y es posible obtener muy buenos valores de rendimiento ya que los transistores disponibles a estas frecuencias presentan un buen comportamiento en condiciones de conmutación.

La envolvente de la señal a amplificar $E(t)$ es una señal de características paso bajo, que contiene componente de continua. Para mantener alto el rendimiento del sistema completo es necesario amplificar esta componente mediante el uso de amplificadores de alto rendimiento, normalmente basados en conmutación, y generalmente en clases de funcionamiento como la Clase-S [5] o similares, o mediante el uso de topologías mixtas que combinan amplificación de conmutación y amplificación lineal para las diferentes componentes espectrales de la señal de envolvente [6]. Dado que el ancho de banda requerido por la componente de envolvente de señales de HF es relativamente limitado (alrededor de 20 KHz) es posible utilizar una topología derivada de la clase-D de audio (Clase-S) para realizar su amplificación. Este tipo de amplificadores necesita ser atacado por una señal PWM (Pulse Width Modulation) que en este sistema se obtiene mediante técnicas de procesamiento digital en una placa propia basada en DSP de muy bajo consumo, que utiliza como CPU un procesador digital ADSP BF533 de Analog Devices (16 bit, 600 MHz sysclock, 32 Megabit RAM).

La figura 1 muestra un diagrama de bloques elemental del amplificador descrito en este trabajo:

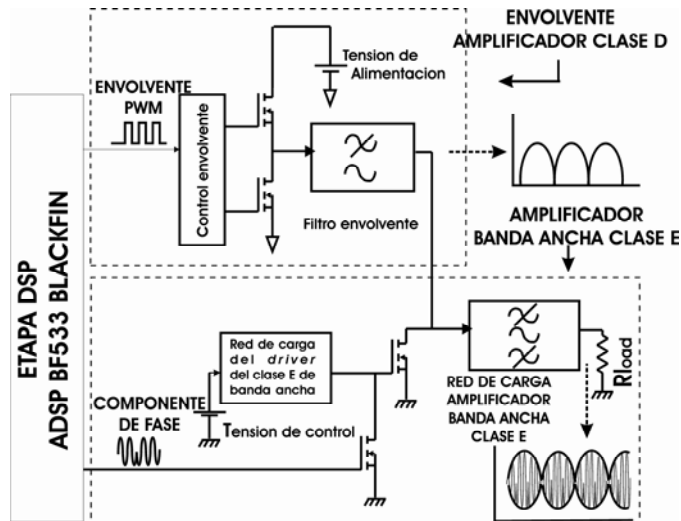


Fig. 1: Diagrama de bloques básico del amplificador EER.

III. LIMITACIONES DEL SISTEMA.

La linealidad de un sistema EER está limitada por varios factores [7, 8], de entre ellos cabe destacar el ancho de banda del amplificador de envolvente y de fase (generalmente es mucho más severa la limitación impuesta por el de envolvente), la incorrecta sincronización entre la componente de fase y envolvente de la señal a amplificar y otros efectos de segundo orden como la conversión AM/PM en el amplificador de la componente de fase, etc. El amplificador para la componente de fase mostrado en este trabajo es un amplificador clase-E de banda ancha cuyo ancho de banda de funcionamiento es varios ordenes de magnitud superior al ancho de banda de la señal a amplificar, por lo que su

contribución a la no linealidad del sistema es irrelevante en este aspecto. Por su parte el amplificador de envolvente presenta un ancho de banda 6 veces más ancho que un canal típico de HF (3KHz) por lo que su contribución a la no linealidad del sistema es también baja. Como se mostrará en la sección V la distorsión de fase introducida por este amplificador es también muy baja.

En cuanto a la conversión AM/PM en la sección IV se mostrará que dado que las capacidades internas del transistor de potencia del amplificador de RF aportan una baja contribución a la capacidad requerida por la red de carga del transistor, el valor de intermodulación debido a efectos de conversión AM/PM es así mismo bajo.

Todo ello facilita la reducción de la complejidad del amplificador y del transmisor EER en su conjunto, dado que el sistema amplificador es por naturaleza muy lineal y no se hace necesaria la utilización de un lazo de linealización específico para el subsistema de amplificador de envolvente, confiándose todo el peso de linealización del transmisor a un lazo cartesiano que busca corregir la alinealidad del sistema completo: subsistema de fase y subsistema de envolvente.

En las siguientes secciones se describen los diferentes subsistemas que forman este amplificador.

IV. AMPLIFICADOR CONMUTADO CLASE-E DE RF PARA LA COMPONENTE DE FASE

El subsistema de amplificación de la componente de fase está constituido por un amplificador Clase-E de banda ancha diseñado en base a los conceptos expuestos en [8]. Este método de diseño hace uso de la admitancia de carga requerida por un transistor en condiciones de conmutación a la frecuencia fundamental y armónicos para garantizar su funcionamiento en clase-E. En [9] se muestra que la admitancia carga requerida por un dispositivo activo en conmutación para funcionar en condiciones de clase-E viene dada por los valores que se muestran en la tabla I:

TABLA I: VALOR NORMALIZADO DE ADMITANCIA DE CARGA Y_{tr} PARA FUNCIONAMIENTO EN CLASE-E

ARMÓNICO	Y_{tr} magnitud, ángulo
fundamental	$0.93 I_{DC}/V_{DC}, -36^\circ$
$2 f_0$	$0.65 I_{DC}/V_{DC}, 90^\circ$
$3 f_0$	$1 I_{DC}/V_{DC}, 90^\circ$

El valor de la admitancia de carga requerida por el transistor (conmutador) mostrado en la Tabla I está normalizado con respecto a los valores de tensión de alimentación V_{DC} y la corriente de alimentación I_{DC} . La tensión de alimentación, en general se elegirá para ser cuatro veces inferior a la máxima tensión que puede soportar el transistor. La corriente de alimentación se calcula, de forma simplificada, dividiendo el valor de potencia deseada en la carga P_{OUT} y la tensión de alimentación V_{DC} , $I_{DC} = P_{OUT} / V_{DC}$, (esta aproximación se fundamenta en suponer que el rendimiento del amplificador es del 100%).

El diseño de un amplificador en clase-E de banda ancha consiste, precisamente, en sintetizar la impedancia de carga obtenida aplicando los valores mostrados en la Tabla I en un ancho de banda elevado. Para ello se puede recurrir a diversos tipos de redes de carga, si bien aquellas que incluyen un condensador en derivación son las que con mayor facilidad pueden realizar esta función pues la admitancia de carga requerida a la frecuencia fundamental y armónicos requiere esta tendencia y la capacidad a la salida del transistor C_{OUT} puede ser “embebida” en la red de carga. Para diseñar la red de carga del amplificador de la componente de fase se ha utilizado una red derivada de un filtro Chebishev en el que se han modificado dos elementos del mismo para proporcionar la parte imaginaria necesaria de la componente de carga a la frecuencia fundamental. Para transformar el valor de impedancia de carga desde 50 Ohmios al valor de impedancia de carga requerido por la red Chebishev se ha utilizado un transformador tipo “Ruthroff” (4:1) de línea de transmisor cargado con ferrita. La impedancia de carga sintetizada por esta red (incluyendo el efecto de la capacidad de salida del dispositivo C_{OUT}) se muestra en la Figura 2.

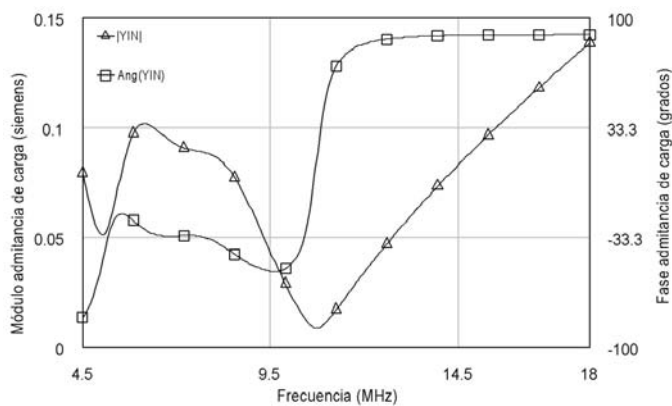


Fig. 2: Perfil de admitancia del amplificador Clase-E de banda ancha.

Para la excitación de este amplificador se ha recurrido a un nuevo driver de banda ancha, específicamente desarrollado para aplicaciones de alta frecuencia [10]. Este driver aprovecha las formas de onda de tensión drenador fuente v_{DS} de un amplificador Clase-E sub-óptimo (también de banda ancha) para cargar y descargar la puerta del MOS de potencia del amplificador de RF. Este driver proporciona un notable ahorro de energía de excitación a altas frecuencias comparado con los métodos de excitación convencionales basados en el uso de ondas de excitación senoidales que hacen uso de circuitos del tipo “gate-swamping” para bajar el factor de calidad de entrada del transistor de potencia.

Con el perfil de carga mostrado en la Figura 2 y el driver mencionado en el párrafo anterior el amplificador de la componente de fase es capaz de entregar una potencia de 50W cuando se alimenta a una tensión de 24 VDC desde 6 a 9 MHz (más de 28W desde 5.5 MHz a 10 MHz) con un nivel de rendimiento de drenador η_D (cociente entre potencia en la carga y potencia de alimentación P_{OUT} / P_{DC}) alcanza el 90% en algunas frecuencias y que en general se mantiene superior al 80% en la mayor parte de la banda amplificada. La

característica de potencia P_{OUT} de salida y rendimiento de drenador η_D y total η_{OV} (Por rendimiento total se entiende el cociente entre potencia en la carga y potencia de alimentación más potencia de excitación $P_{OUT} / (P_{DC} + P_{IN})$) rendimiento total se muestran en la Figura 3.

Otra ventaja de la topología y red de carga descritas en los párrafos anteriores es que, al menos a esta frecuencia y con los dispositivos empleados (IRF 520 de Internacional Rectifier) dado que la contribución de la capacidad interna (no lineal) del dispositivo C_{OUT} a la capacidad requerida por la carga es pequeña, arroja unos niveles bajos de conversión AM/PM (La impedancia de carga se ve poco modificada por el nivel de la señal de envolvente). La Figura 4 muestra la característica de transferencia fase-tensión del amplificador presentado a diferentes frecuencias de funcionamiento que da una idea de los bajos niveles de conversión AM/PM esperables en este amplificador.

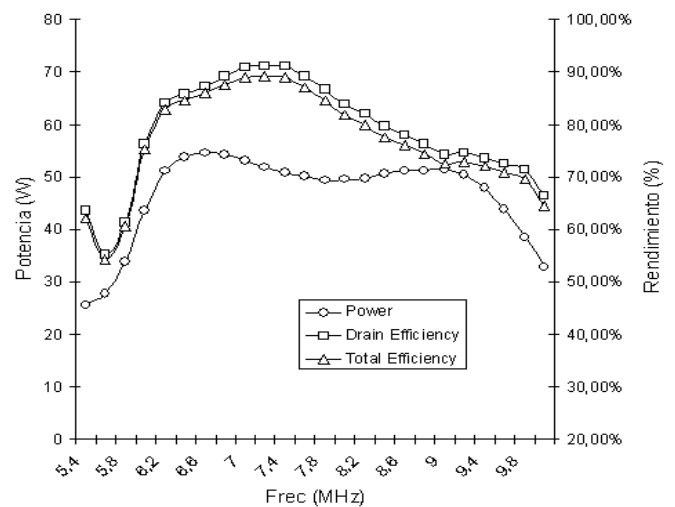


Fig. 3: Potencia de salida y rendimiento (drenador y total) del amplificador de la componente de fase versus frecuencia.

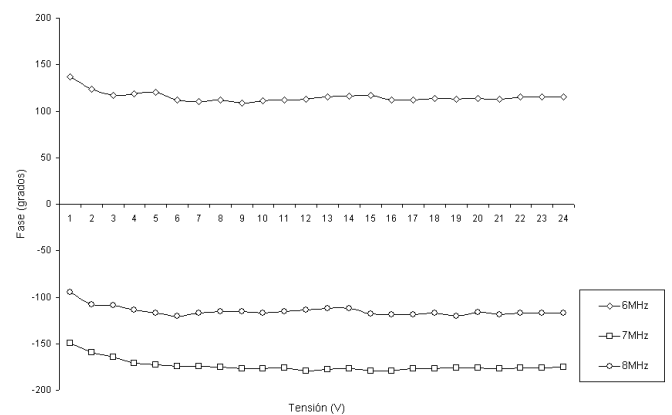


Fig. 4: Característica fase-tensión del amplificador de la componente de fase para distintas frecuencias.

La Fig. 5. muestra las formas de onda drenador fuente

$V_{DS}(t)$ medidas con osciloscopio sobre el transistor de potencia del amplificador de la componente de fase a algunas frecuencias significativas. Como se desprende de su observación el amplificador trabaja en condiciones próximas a las nominales de Clase-E en todo el ancho de banda de funcionamiento, lo que representa un resultado congruente con los altos valores de rendimiento obtenidos.

V. AMPLIFICADOR DE ENVOLVENTE

El amplificador utilizado para amplificar la componente de envolvente debe ser capaz de amplificar señales paso bajo con un ancho de banda varias veces superior al ancho de banda de la señal modulada en RF. Evidentemente para mantener alto el valor de rendimiento de toda la etapa EER es necesario que el rendimiento de este amplificador sea muy alto por lo que es necesario recurrir, en la medida de lo posible, a topologías de tipo "conmutación". Tradicionalmente se han utilizado etapas en clase S [5] o similares en las que la amplitud de la señal de salida se ha controlado variando mediante una señal PWM de entrada aunque cuando el ancho de banda de la señal de envolvente es muy grande se recurre a otro tipo de topologías [6].

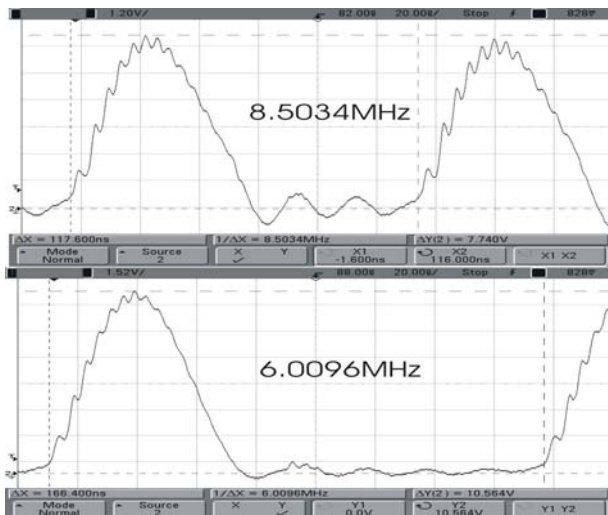


Fig. 5: Tensión drenador-fuente $V_{DS}(t)$ medida del amplificador clase E de la componente de fase.

En este circuito se ha empleado un amplificador de envolvente derivado de un amplificador clase-D de audio. Ello es debido a que el ancho de banda que es capaz de manejar esta topología (más de 20 KHz) es varias veces superior al ancho de banda de las señales a amplificar en el canal de HF (alrededor de 3 KHz). Además dada la popularidad alcanzada por los amplificadores Clase-D de audio durante los últimos años existen muchos componentes comerciales disponibles en el mercado que facilitan su implementación.

No obstante, la aplicación de amplificadores Clase-D de audio no es completamente directa para amplificadores EER. Si bien la respuesta en fase del amplificador no es relevante para aplicaciones de audio si que tiene una gran importancia desde el punto de vista de distorsión para a la amplificación de

la envolvente de la señal. La respuesta en fase del filtro de la salida del amplificador de envolvente es el elemento que más influye en la respuesta en fase de dicho amplificador. Cuanta más alta es la frecuencia de corte de dicho filtro menor es la influencia de su respuesta en fase pero peor es la atenuación de las componentes indeseadas del PWM. En este amplificador se ha utilizado una frecuencia relativamente elevada para el PWM de entrada (1.5 MHz) para permitir una alta frecuencia de corte del filtro paso bajo del amplificador de envolvente (alrededor de 220KHz) que aporte una influencia moderada en su respuestas en fase. Los cuatro polos de este filtro garantizan más de 50 dB de atenuación a las componentes indeseadas del PWM.

Las funciones de modulación PWM son efectuadas mediante técnicas procesado digital de la señal en un placa DSP de diseño propia basada en un procesador digital de la señal de muy bajo consumo, punto fijo de 16 bit, 600 MHz de sysclk y 32Mb de memoria RAM. Un Timer del procesador es empleado para obtener la señal PWM que tiene una frecuencia de muestreo de 1500 KHz y una resolución en amplitud de 110 niveles (S/N mejor que 50 dB). No obstante estos valores pueden ser fácilmente cambiados, en caso de resultar preciso, mediante un simple cambio de software.

VI. SISTEMA AMPLIFICADOR COMPLETO.

La Figura 6 muestra una fotografía del sistema amplificador EER completo en el que se distinguen claramente la etapa amplificadora de RF (zona inferior) y el amplificador de envolvente (zona superior):

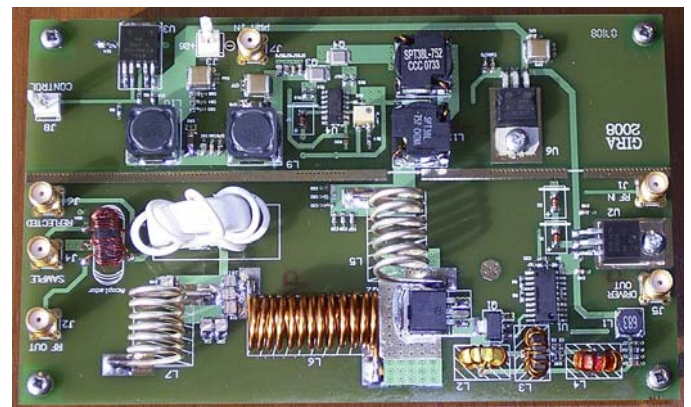


Fig. 6: Fotografía del amplificador EER completo.

La Figura 7 muestra la distorsión del amplificador completo en el canal de RF sin aplicar ningún lazo de realimentación para un test de dos tonos. La Figura 8 muestra la característica de distorsión versus frecuencia desde 6.6 a 10 MHz. Como se observa los productos de intermodulación generados por el amplificador se encuentran por debajo de -30 dBc, un valor que rivaliza con los valores de linealidad obtenidos con amplificadores de RF clase AB convencionales tradicionalmente utilizados en dichas bandas. Es destacable que estos valores de linealidad se obtienen antes de aplicar

ningún lazo de realimentación, circuito que debe mejorar aun más estas cifras.

El rendimiento total del amplificador completo que incluye el rendimiento del amplificador de RF y rendimiento del amplificador de envolvente es mejor que el 75% en todo el ancho de banda de trabajo lo que representa una mejora muy significativa frente a los esquemas de amplificación lineales convencionales que suelen alcanzar rendimientos máximos del 60% en sus valores máximos de excursión y muy inferiores para valores más bajos de excursión, que son en los que durante mayor tiempo se procesan en el amplificador .

CONCLUSIONES

Se ha presentado un amplificador lineal de RF basado en el empleo de técnicas de eliminación y recuperación de envolvente EER. El amplificador combina recientes desarrollos de amplificación de alto rendimiento en Clase-E de banda ancha para al amplificación de la componente de fase de la señal y un amplificador de envolvente basado en técnicas de amplificación Clase-D de audio. Los resultados obtenidos, han demostrado ser muy superiores en cuanto a rendimiento a los obtenidos por amplificadores lineales convencionales y sin embargo se han obtenido niveles de linealidad similares a los de amplificadores lineales para estas bandas que aun pueden ser mayores tras la aplicación de esquemas de realimentación en el transmisor total.

El amplificador presentado es capaz por tanto de responder con eficacia para la amplificación tanto de señales analógicas (normalmente de voz para estas frecuencias) como señales digitales cada vez más empleadas en las bandas de HF, y que requieren niveles de linealidad en los transmisores similares a los exigidos para la amplificación de señales de voz.

RECONOCIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el proyecto del Ministerio de Ciencia y Tecnología (TEC2006-08210) y por la Universidad Politécnica de Madrid a través de los programas de I+D de la Comunidad de Madrid.

REFERENCIAS

[1] L.R. Kahn, "Single sideband transmission by envelope elimination and restoration," Proc. IRE, vol. 40, pp. 803-806, July 1952.
 [2] F.H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P.B. Kenington, Z.B. Popovic, N.Pothecary, J.F. Sevic, N.O. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 3, March 2002 pp.814 – 826.
 [3] F.H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P.B. Kenington, Z.B. Popovic, N.Pothecary, J.F. Sevic, N.O. Sokal, "RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies — Part 4", High Frequency Electronics, Vol. 2, No. 6, Nov. 2003, pp. 38-49.
 [4] M.D. Weiss, F.H. Raab, Z. Popovic, "Linearity of X-band class-F power amplifiers in high-efficiency transmitters" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 49, No. 6, Part 2, June 2001, pp.1174 – 1179.

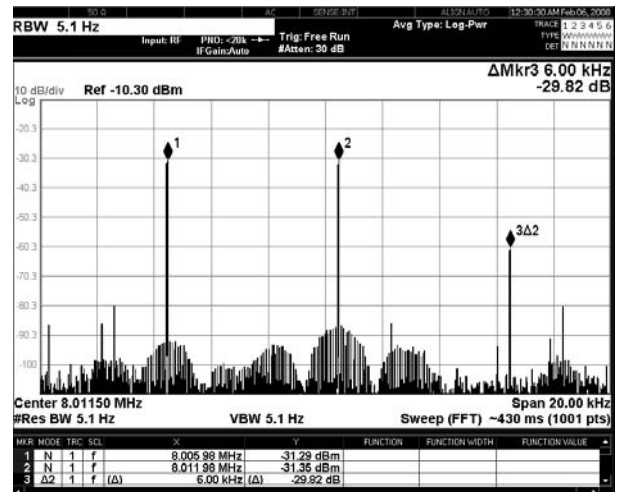


Fig. 7. Medida del espectro de la señal amplificada a la salida del amplificador EER (test de los dos tonos)

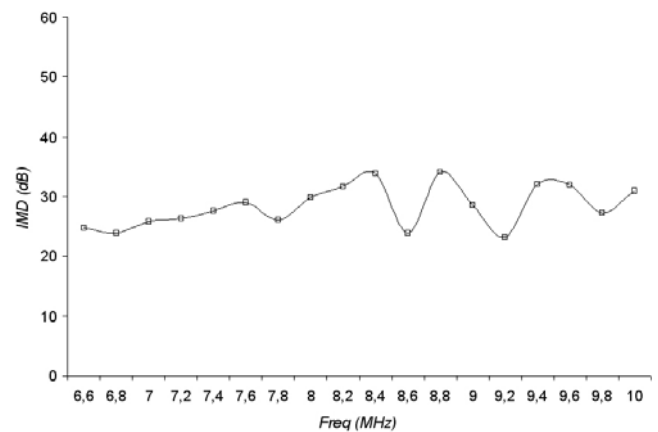


Fig. 8. Medida de la característica de IMD versus frecuencia del amplificador EER completo (test de los dos tonos).

[5] V. Saari, P. Juurakko, J. Ryyndnen, K. Halonen, "13.5 MHz class-S modulator for an EER transmitter", in Proc. Norchip Conference 2004, Oslo, Norway, pp 253-256.
 [6] V. Yousefzadeh, E. Alarcon, D. Maksimovic, "Three-level buck converter for envelope tracking applications", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 2, pp. 549-552, March 2006.
 [7] F. H. Raab, "Envelope-elimination-and-restoration system requirements", in Proc. RF Technology Expo'88, Anaheim, CA, pp.449-512.
 [8] F. H. Raab, "Envelope-elimination-and-restoration system requirements", in Proc. RF Technology Expo'88, Anaheim, CA, pp.449-512.
 [9] F. J. Ortega-González, "Load-Pull Wideband Class-E Amplifier", IEEE Microwave and Wireless Component Letters, Vol. 17, No. 3, March 2007, pp. 235-237.
 [10] F. J. Ortega-Gonzalez, "New Broadband Driver for Switchmode RF Power Wideband Amplifiers", Microwave and Optical technology Letters, Vol. 500, No. 4, April 2008, to be published.