

Análisis de un Transmisor Digital de HF Basado en la Técnica de Eliminación y Recuperación de Envoltente

A. Gimeno-Martín⁽¹⁾, J.M. Pardo-Martín⁽¹⁾, F.J. Ortega-González⁽¹⁾, C. Benavente-Peces⁽¹⁾
agimenomartin@gmail.com, jmpardo@diac.upm.es, fjortega@diac.upm.es, cbpeces@ics.upm.es
⁽¹⁾Grupo de Ingeniería y Radio. Universidad Politécnica de Madrid. Ctra. Valencia, km7, 28031 Madrid.

Abstract—An HF EER (Envelope Elimination and Restoration) Digital Transmitter simulation is presented in this paper. Effects that increase the IMD (Intermodulation Distortion) levels in an EER system are described and simulated. Basically, the main effects are the limitation of the envelope bandwidth, AM-AM distortion and AM-PM distortion at the power amplifier stage, and the delay between the envelope and phase branches. These effects deteriorate the EER Digital Transmitter linearity. By means of this simulation, it is shown the contribution of every effect to the global IMD. The system was tested with a DSB (Double Side Band) signal. As a result, with an envelope bandwidth of 2kHz and a delay between branches smaller than 5 μ s, more than 60 dB of intermodulation product rejection was achieved. It has also been developed an algorithm which determines the delay between branches with an error smaller than 0.035° when the signal is a non-modulated tone.

I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, las técnicas para la linealización de amplificadores de potencia han adquirido una gran importancia. Una de las técnicas que mejores resultados consigue es la de Eliminación y Recuperación de Envoltente, la cual fue propuesta por Khan en 1952 [1]. Esta técnica se aplica generalmente a clases de amplificación de alto rendimiento, como la Clase D y E, las cuales son completamente alineales. El método EER se basa en separar la información de envoltente y de fase, para enviarlas a través de diferentes ramas. Por un lado, la rama a través de la cual se envía la fase, está compuesta por los bloques genéricos de una topología de amplificación de alto rendimiento no lineal (mezcladores, filtros, transistores de potencia, ...). Por otro lado, la rama a través de la cual se envía la información de envoltente, se compone típicamente por un amplificador Clase S o Clase D junto con un filtro paso bajo a la salida. El amplificador de potencia integrado en la rama de fase se alimenta directamente por la salida de la rama de envoltente, en vez de estar conectado a una tensión DC. Por lo tanto, la topología EER hace posible que modulaciones con envoltentes no constantes puedan ser amplificadas en amplificadores con rendimientos muy altos.

La linealidad de un amplificador EER no depende de la linealidad de su transistor de potencia, sino de la precisión en la reproducción de la información de fase y de envoltente de la señal de entrada [2]. Principalmente son dos los factores que limitan la linealidad de la señal de salida. El primero de ellos es la diferencia de retardos entre las dos ramas. Cuando la señal de la rama de fase y de la de envoltente llegan al

amplificador de potencia, se produce una modulación de la información de envoltente sobre la de fase. Si están retardadas, la información de fase no coincidirá en el tiempo con la de envoltente, provocando una señal distorsionada a la salida del amplificador. El segundo de los factores es la limitación del ancho de banda de la rama de envoltente. Debe tenerse en cuenta que la señal de envoltente puede tener un espectro con muchas componentes armónicas. Cualquier filtrado de alguna de sus componentes provocará que la señal que llega al amplificador de potencia ya esté distorsionada. Existen otros efectos como la conversión AM-PM en los amplificadores de potencia, las alinealidades de los mezcladores, etc, que influyen en el deterioro de la linealidad.

El objetivo de este *paper* es el de mostrar los resultados de una simulación en Matlab de un sistema EER en banda HF, a través de la cual se describe como cualquier cambio en los parámetros del sistema (retardo entre ramas, conversión AM-PM en el amplificador de potencia, ...) afecta a la linealidad global. El sistema simulado se muestra en la Figura 1.

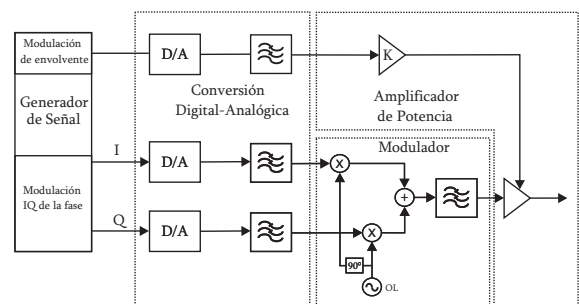


Fig. 1. Sistema EER simulado

II. CONVERSIÓN DIGITAL-ANALÓGICA

En este sistema, las señales de fase y envoltente se generan de forma digital, por lo tanto, éstas se convierten al dominio analógico por medio de convertidores D/A y filtros de reconstrucción. El sistema simulado emplea un convertidor D/A seguido de un filtro de reconstrucción, para trasladar al dominio analógico la señal de envoltente. Otros dos convertidores y filtros trasladarán al dominio analógico la señal IQ de envoltente constante modulada en fase. Principalmente son tres los factores que incrementan los productos de intermodulación y el ruido a la salida. En primer lugar, el número de

bits define el nivel del ruido de cuantificación [3]. En segundo lugar, la respuesta en fase del filtro de reconstrucción no es lineal, por lo tanto, las señales IQ de fase y envolvente son afectadas de forma diferente. Esto quiere decir, que aunque las señales de fase y envolvente se generasen sin un retardo entre ambas, el filtro de reconstrucción por si solo ya introducirá un retardo. Este último retardo aumentará los niveles de los productos de intermodulación.

Finalmente, debe considerarse que el espectro de la señal de envolvente tiende a infinito, por consiguiente, algunas de las componentes de esta señal se filtran mediante el filtro de reconstrucción. Esta limitación del ancho de banda empeora la linealidad. La Figura 2 muestra el rechazo del sistema a los productos de intermodulación respecto a distintos tipos de filtros y a distintas frecuencias de la señal de envolvente (normalizadas a la frecuencia de muestreo, fs). Los puntos medidos fueron tomados sin tener en cuenta cualquier otro efecto del sistema. La señal de test fue una DBL (Doble Banda Lateral), a cuya envolvente se la hizo un barrido en frecuencia, y cuya señal modulada en fase de envolvente constante fue fijada a fs/4. Fue cuantificada con 24 bits, y filtrada con un filtro de reconstrucción de orden 4 con una frecuencia de corte de 0.46·fs, siendo fs la frecuencia de muestreo.

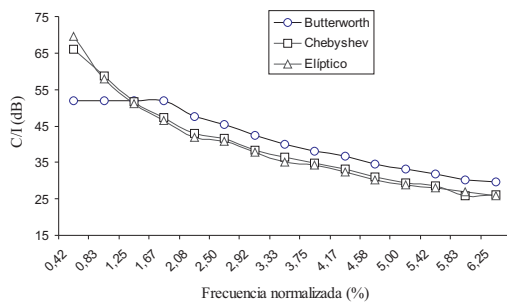


Fig. 2. C/I vs Frecuencia de la envolvente

La Figura 2 muestra que cuanto más alta es la frecuencia fundamental de la envolvente, mayores son los productos de intermodulación. El motivo, como ya se ha mencionado, subyace en el hecho de que cuanto más pequeña es la frecuencia fundamental de la señal de envolvente, mayor número de armónicos de la envolvente no son filtrados, y por lo tanto, la salida será más lineal.

III. MODULACIÓN

Esta etapa pertenece a la rama de fase IQ (Figura 1). La misión de esta etapa es la de trasladar la señal IQ modulada en fase de envolvente constante a la frecuencia de HF (High Frequency) deseada, la cual alimentará al *driver* del amplificador de potencia. La etapa está formada por un mezclador IQ seguido por un filtro paso bajo. En este bloque del sistema, las principales alinealidades se deben a los desbalances en amplitud y fase de los mezcladores. Como consecuencia, estos desbalances hacen que el rechazo a la frecuencia imagen sea finito, lo cual provoca que exista una señal interferente sobre la señal deseada de mayor o menor nivel [4]. Por otro lado, también contribuye a disminuir la linealidad de todo el sistema. Aunque los desbalances de los

mezcladores cambian con la frecuencia, en esta simulación se han considerado constantes, ya que el ancho de banda de la señal deseada es pequeño. Los desbalances aparecen debido a una diferencia en la ganancia de los mezcladores, y a un desalineamiento en el offset de 90° de las ramas IQ del oscilador local. Entonces, si el desbalance se considera constante con la frecuencia, la IRR (Relación de Rechazo a la frecuencia Imagen) puede obtenerse a través de la siguiente ecuación [5]:

$$IRR = \frac{1 + \sin^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \cdot \left(\frac{\epsilon^2}{4} - 1\right)}{1 + \cos^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \cdot \left(\frac{\epsilon^2}{4} - 1\right)} \quad (1)$$

Donde ϵ corresponde con el desbalance de amplitud y $\Delta\phi$ (rad) con el de fase. Los mezcladores reales añaden otros efectos a la salida, como la aparición atenuada de la señal de RF de entrada, o la del oscilador local. En esta simulación se consideró que estas componentes estaban lo suficientemente atenuadas como para no afectar al sistema EER.

IV. AMPLIFICADOR DE POTENCIA

Una vez que la señal modulada en fase ha sido trasladada a su frecuencia de RF, el siguiente paso es amplificarla. Ya que estamos trabajando con una topología EER, la señal de envolvente será la que alimente al drenador o colector del amplificador de potencia. Por lo tanto, la señal modulada en fase de envolvente constante se modula mediante la señal de envolvente amplificada. Durante la simulación no se tuvo en cuenta ninguna alinealidad que pudiera provocar el amplificador de envolvente. Básicamente, en esta etapa pueden darse tres efectos que afectan directamente a la linealidad global, la distorsión AM-AM, la distorsión AM-PM y el retardo existente entre las rama de fase y la de envolvente.

Para tener una idea más clara sobre cómo afectan las alinealidades que se producen en el amplificador, no se han considerado los efectos de las secciones anteriores. La señal aplicada al sistema es la DBL descrita en la sección II. Estará compuesta por una portadora de 7MHz, la cual se modula mediante un tono de 1kHz.

A. Distorsión AM-AM y distorsión AM-PM

Ambos efectos se deben a las alinealidades del amplificador. Por ejemplo como consecuencia de las variaciones de la resistencia de saturación del transistor, y variaciones en la capacidad de salida [6]. Se considera conversión AM-AM, a la conversión entre la modulación de amplitud presente en la señal de entrada y la modulación de amplitud modificada presente en la señal de salida (la “modificación” se debe a la alinealidad en amplitud del amplificador) [7]. Por otro lado, la conversión AM-PM viene dada por la conversión entre la modulación de amplitud presente en la señal de entrada y la modulación de fase que aparece a la salida, como consecuencia de las alinealidades del amplificador. Estas alinealidades cambian con cada transistor y con cada topología de amplificación. Por ello es necesario realizar un estudio previo individual sobre cada amplificador y caracterizarlo adecuadamente a través de sus curvas de conversión AM-AM y AM-PM. Si comparamos la conversión AM-AM y AM-PM con las medidas de distorsión definidas para sistemas EER,

Tabla I
C/I VS DISTORSIÓN AM-AM Y AM-PM

	AM-AM	AM-PM	AM-AM y AM-PM
C/I (dB)	30	42	29

la señal que llega al colector o drenador se puede considerar como la señal de entrada.

La Figura 3 muestra los puntos medidos sobre las funciones de transferencia de amplitud y de fase, de un amplificador Clase E de HF que trabaja a 7MHz, y cuya tensión de drenador se barre desde 0 a 24 v. Estas funciones de transferencia determinan la distorsión AM-AM y distorsión AM-PM a la salida del amplificador.

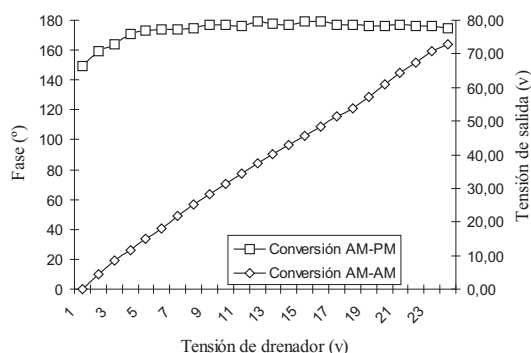


Fig. 3. Funciones de transferencia de amplitud y fase

Estas alinealidades fueron modeladas en Matlab con el propósito de simular sus efectos sobre todo el sistema EER digital de HF. Los efectos expuestos en las secciones anteriores no fueron tenidos en cuenta para esta medida. La Tabla I muestra los resultados de la simulación de las medidas de C/I. Se observa que la distorsión AM-AM es la que provoca que los productos de intermodulación aumenten en mayor medida. Además, sus efectos introducidos al sistema solapan la distorsión AM-PM que también existe. En cualquier caso, la C/I lograda para este amplificador es de aproximadamente 30 dB, lo cual resulta suficiente para un gran número de aplicaciones.

B. Retardo entre ramas

Los dos principales factores que afectan a la linealidad de un sistema EER son la limitación del ancho de banda en la rama de envolvente, y la diferencia de retardos entre la rama de fase y la de envolvente cuando se unen a través del amplificador de potencia [8]. La limitación del ancho de banda se describió en la sección II, donde se dedujo que el ancho de banda está limitado por la frecuencia de muestreo, y por lo tanto, el filtro de reconstrucción. El ancho de banda de la rama de envolvente está también limitado por el filtro paso bajo a la salida del amplificador de envolvente [9]. En la simulación sólo se ha tenido en cuenta la limitación debida al filtro de reconstrucción.

Por otro lado, el segundo factor que más contribuye a incrementar los productos de intermodulación es el retardo entre ramas. Cuando existe un retardo entre las dos ramas, la

información de fase y envolvente queda desalineada, entonces, la información no está totalmente sincronizada y la linealidad global disminuye. Como consecuencia, la multiplicación de la señal modulada en fase con la de envolvente en la etapa amplificadora no es perfecta, provocando que la linealidad .

Para esta sección no se tuvieron en cuenta los efectos mencionados en las secciones anteriores, por lo que los niveles de intermodulación obtenidos se deben exclusivamente al retardo. La Figura 4 muestra el rechazo a los productos de intermodulación como consecuencia del retardo. Se aprecia como los niveles de C/I se reducen cuando el retardo aumenta. Se podrían conseguir niveles superiores a los 60 dB si el retardo fuera inferior a 5 μ s. La manera de conseguir buenos niveles de linealidad se basa en reducir el retardo a un valor menor que $0.1/B_{RF}$ [10], donde B_{RF} es el ancho de banda de la rama de fase. En esta simulación B_{RF} ha sido de 2kHz, de este modo, podría ser considerado como un retardo aceptable cualquiera inferior a los 50 μ s.

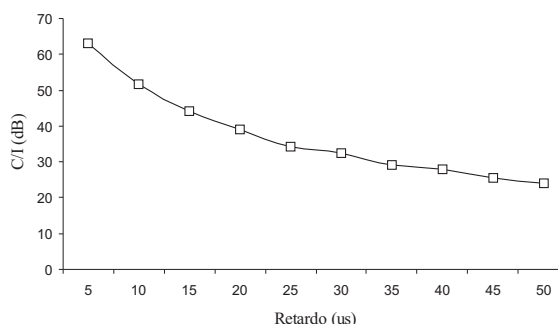


Fig. 4. C/I vs retardo entre ramas

V. LAZO DE REALIMENTACIÓN

Es necesario realizar una calibración sobre el sistema EER para reducir el retardo entre ramas. Los lazos de realimentación pueden complementar al sistema inicial. Además, estos lazos reducen la distorsión debida a los efectos de las alinealidades del resto de elementos. Mediante estos lazos, una muestra puede ser tomada de la salida y ser realimentada al sistema generador de señal. Las topologías más importantes de lazos de realimentación se basan en el lazo polar y en el cartesiano, aunque también se encuentra con frecuencia realimentaciones tan solo de la información de envolvente. Los requisitos de ancho de banda son significativamente inferiores en los lazos cartesianos que en los polares [7]. El sistema de realimentación propuesto se muestra en la Figura 5. El lazo cartesiano de la Figura 5 realimenta la información de fase y envolvente. Ciertos algoritmos, como el CORDIC (Computerización Digital por Rotación de Coordenadas), son capaces de extraer la información de fase y envolvente que llega modulada en la señal cartesiana, de esta manera el sistema conoce en cada momento la información de fase y envolvente de la señal fuente y de la señal retardada.

El siguiente método fue simulado para medir el retardo existente a través de cada rama, y de este modo conocer a priori el desfase que es necesario introducir en una de las ramas para que ambas lleguen al amplificador de potencia al mismo tiempo. En primer lugar, la FFT (Transformada Rápida

de Fourier) se aplica sobre la señal fuente y retardada. Los puntos de la FFT donde aparece una señal, son considerados como puntos válidos de medida. Se llama $x(t)$ a la señal fuente, y $x(t-\tau)$ a la señal retardada. Una vez aplicada la FFT, la representación del módulo y la fase de la señal quedará de la siguiente forma:

$$x(t) \Rightarrow |H(w)| \cdot \exp(-jw) \quad (2)$$

$$x(t - \tau) \Rightarrow |H(w)| \cdot \exp(-jw) \cdot \exp(-j\tau) \quad (3)$$

Finalmente, la resta de los valores de fase de la FFT darán como resultado el retardo buscado, τ . Este procedimiento debe realizarse tanto para la señal modulada en fase como para la señal modulada con la envolvente. Entonces, la diferencia entre los dos valores de τ calculados será el retardo entre las dos ramas. Este método consigue obtener unos valores de retardo con una alta precisión, sin embargo, sólo se considera válido cuando el retardo inicial es inferior al período de la señal.

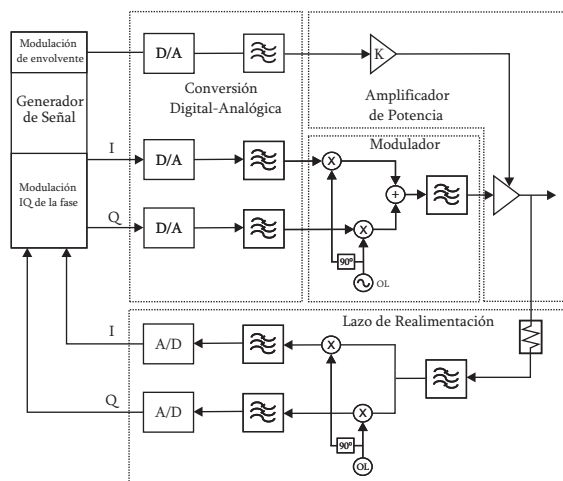


Fig. 5. Sistema EER con realimentación cartesiana

El algoritmo fue probado sobre un DSP (Procesador Digital de Señal), el ADSP Blackfin-533, el cual trabaja con palabras de 32 bits en punto fijo. Los convertidores A/D de 24 bits trabajaron con una frecuencia de muestreo de 48 kHz. Una señal fuente y la misma retardada fueron aplicadas a los convertidores. Se aplicaron dos señales de test para el algoritmo. La primera señal fuente estaba formada por un tono de 4kHz, mientras que la segunda estaba compuesta por una señal BPSK modulada a 1kHz sobre una portadora de 4 kHz. El retardo de la señal se modificó de 0 a π , ya que un retardo mayor no podría ser medido para señales distintas a una sinusoidal pura. La Figura 6 muestra el error entre el retardo real y el retardo medido. Se demuestra que la medida del algoritmo tiene un error inferior a los 0.035° cuando la señal de test es un tono puro. Por otro lado, cuando la señal de test es una BPSK, el ancho de banda con el que trabaja el algoritmo es mayor, provocando de esta manera un aumento del error en la medida del retardo. Para este caso en concreto el error se mantiene por debajo de los 0.4° .

VI. CONCLUSIÓN

Se ha realizado un análisis de un transmisor EER digital para HF. La mayoría de los parámetros que contribuyen a incrementar los niveles de IMD han sido aislados e independientemente estudiados. Esta simulación puede ayudar a entender donde están los límites de los parámetros que provocan las alinealidades, para de esta forma lograr disminuir los niveles de IMD.

Además, esta simulación muestra qué parámetros son los que deben ser tratados de forma más cuidadosa en el sistema real, y se da una aproximación de sus valores respecto de los niveles de C/I. Se han desarrollado numerosas técnicas para mejorar los niveles de rechazo a la IMD. Sobre todo estas técnicas tratan de reducir el retardo entre las dos ramas y la distorsión de salida, a través de lazos de realimentación. Un algoritmo, el cual es capaz de medir el retardo con un error inferior a 0.035° para un tono puro, ha sido presentado en este *paper*. Su facilidad de implementación y precisión de resultados lo convierten en un algoritmo excelente para la calibración inicial del sistema.

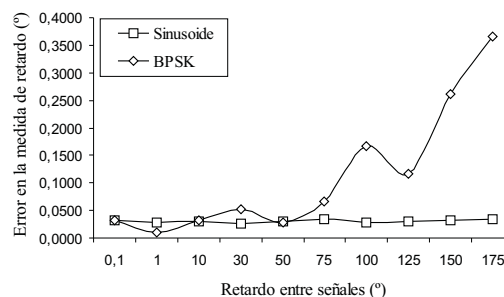


Fig. 6. Error del retardo medido

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue financiado por el proyecto del MEC (TEC2006-08210) y la Universidad Politécnica de Madrid.

REFERENCIAS

- [1] L. R. Kahn, "Single-sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration", *Proc. of the IRE*, vol.40, no. 7, July 1952.
- [2] F. H. Raab, B. E. Sigmon, R. G. Myers, and R. M. Jackson, "L-Band Transmitter Using Kahn EER Technique", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.46, no. 12, December 1998.
- [3] A. V. Oppenheim, R. W. Shafer and J. R. Buck, *Discrete Time Signal Processing*, 2nd ed., Prentice Hall, 1998.
- [4] M. Valkama and M. Renfors, "Advanced DSP for I/Q Imbalance Compensation in a Low-IF Receiver", *IEEE International Conference on Communications*, vol.2, pp. 768-772, 2000.
- [5] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, 1998.
- [6] F. H. Raab, "Envelope-Elimination-and-Restoration system concepts", *Proc. RF Expo East*, pp. 167-177, November 1987.
- [7] P. B. Kenington, *High-linearity RF Amplifier Design*, Artech House, 2000.
- [8] F. H. Raab, "Intermodulation distortion in Kahn-technique transmitters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.44, pp. 2273-2278, December 1996.
- [9] F. H. Raab, B. E. Sigmon, R. G. Myers, and R. M. Jackson, "High-Efficiency L-Band Kahn-Technique transmitter", *IEEE MIT-S International Microwave Symposium Digest*, vol.2, pp. 585-588, June 1998.
- [10] F. H. Raab and D. J. Rupp, "High-Efficiency Multimode HF/VHF Transmitter for Communication and Jamming", *Sixth International Conference on HF Radio Systems and Techniques*, pp. 21-25, July 1994.