

Análisis de las principales técnicas de linealización de amplificadores de potencia en RF (Parte I)

Alfonso Zozaya ⁽¹⁾ y Eduard Bertran ⁽²⁾

⁽¹⁾Universidad de Carabobo, Dpto. de Electrónica y Comunicaciones, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Valencia, Venezuela. Email: zozaya@tsc.upc.es

⁽²⁾Universidad Politécnica de Cataluña, Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones, España. Email: bertran@tsc.upc.es

Resumen

Los formatos de modulación lineal, como por ejemplo M-QAM, requieren de amplificación lineal. La solución convencional para amplificación lineal consiste en usar amplificadores en clase A. Sin embargo, la enorme relación valor pico a valor medio que presentan los formatos M-arios, impone que estos amplificadores sean operados con un elevado *back-off*, mermando aun más la intrínsecamente baja eficiencia de esta clase de amplificadores. Este escenario ha dado vigencia al problema de la linealización de los amplificadores de potencia. En este artículo realizamos un resumen (*survey* de las principales técnicas de linealización desarrolladas hasta la fecha, centrándonos por razones de espacio, en *feedforward*, *predistortion* y *feedback*).

Palabras claves: Linealización, amplificadores de potencia, prealimentación, realimentación, predistorsión.

Analysis of the major linearization techniques in RF power amplifiers (Part I)

Abstract

Linear modulation formats, e.g. M-QAM, require linear amplification. The conventional solution for linear amplification consists on using Class A amplifiers. Since M-ary modulation formats exhibit an enormous peak to mean ratio, the power amplifier must be operated with a high *back-off* and its intrinsically low efficiency diminishes. This situation has led to the problem of power amplifiers linearization. In this article we realize a survey of the main linearization techniques developed up to date, and it is focused on *feedforward*, *predistortion* and *feedback*.

Keywords: Linearization, power amplifiers, feedforward, feedback, predistortion.

1. INTRODUCCIÓN

El ritmo actual de desarrollo de las telecomunicaciones está imponiendo la necesidad de tasas de transmisión de información cada vez más altas. Ya que el espectro radioeléctrico es un recurso finito, este requerimiento no puede ser satisfecho mediante un simple incremento del ancho de banda de los sistemas. Esta circunstancia esta conduciendo al uso más generalizado de formatos de modulación multi-nivel, espectralmente más eficientes, como por ejemplo M-QAM. Los formatos de modulación con mayor eficiencia de ancho de banda, los denominados esquemas de modula-

ción lineal, requieren, por otra parte, de amplificación lineal. La solución convencional para amplificación lineal, consiste en usar amplificadores en clase A. Sin embargo, la enorme relación valor pico a valor medio que presentan los formatos M-arios, impone que estos amplificadores sean operados con un elevado *back-off*, mermando aun más la intrínsecamente baja eficiencia de esta clase de amplificadores. Por otra parte, la eficiencia de potencia es, también, un factor de suma importancia en los sistemas de comunicaciones modernos, en particular en sistemas donde la autonomía es crucial, como por ejemplo en móviles y satélites. Ambas exigencias, elevada eficiencia de ancho de

y elevada eficiencia de potencia, son, convencionalmente, difíciles de conciliar. Este escenario ha dado vigencia al problema de la linealización de los amplificadores de potencia, en la búsqueda de una solución de compromiso que permita una operación eficiente, en términos de potencia, y una amplificación sin distorsión de los formatos de modulación a envolvente variable. Tanto las principales estructuras de linealización convencionales orientadas a la amplificación lineal (*feedforward*, *predistortion* y *feedback*), como las soluciones específicas orientadas a la amplificación eficiente (LINC, CALLUM y EE&R), son ahora motivo de intensiva investigación. En este artículo se realiza un *survey* de las principales técnicas de linealización desarrolladas hasta la fecha.

2. TÉCNICAS DE LINEALIZACIÓN

Diferentes técnicas de linealización han sido actualmente propuestas, y en menor escala también desarrolladas. Estas técnicas de linealización pueden ser divididas en dos grandes grupos [1],[2]:

Aquellas en las que se reduce la distorsión. A este grupo pertenecen aquellos sistemas en los que mediante un mecanismo adecuado (la linealización) se elimina o compensa, propiamente, la distorsión introducida por el amplificador. Esta compensación puede ser efectuada tomando una muestra de los productos de intermodulación generados por el AP e inyectándolos apropiadamente desfasados en la salida (*feedforward*), o tomando una muestra de la señal de

salida e inyectándola a la entrada (*feedback*), o bien mediante una alteración apropiada de la forma de la envolvente de la señal de entrada (predistorsión).

Aquellas en las que se evita la distorsión. El segundo grupo lo constituyen aquellas técnicas en las que la señal original con envolvente variable en el tiempo es transformada (reversiblemente) en dos señales con envolvente constante. Las señales que resultan son amplificadas por separado y sin distorsión, y posteriormente son recombinadas produciendo una replica amplificada de la señal original (LINC o CALLUM). Otra alternativa consiste en separar la señal con envolvente t-variante en sus componentes polares de amplitud y fase. La fase es incorporada en una señal con envolvente constante la cual es amplificada sin distorsión en el AP, y la amplitud es utilizada para modular la tensión de alimentación del amplificador (*Envelope Elimination and Restoration -EER-*). Los esquemas de modulación que «estimulan» muy poco la característica no lineal de los amplificadores de potencia pueden verse, también, como esquemas de linealización en si mismos.

En este artículo nos enfocamos en las técnicas de linealización pertenecientes al primer grupo:

2.1. Feedforward

Es la técnica de linealización más eficaz empleada hoy día en los sistemas de comunicaciones multiporadoras de frecuencias elevadas [4]. Ofrece excelentes prestaciones de ancho de banda y de reducción de

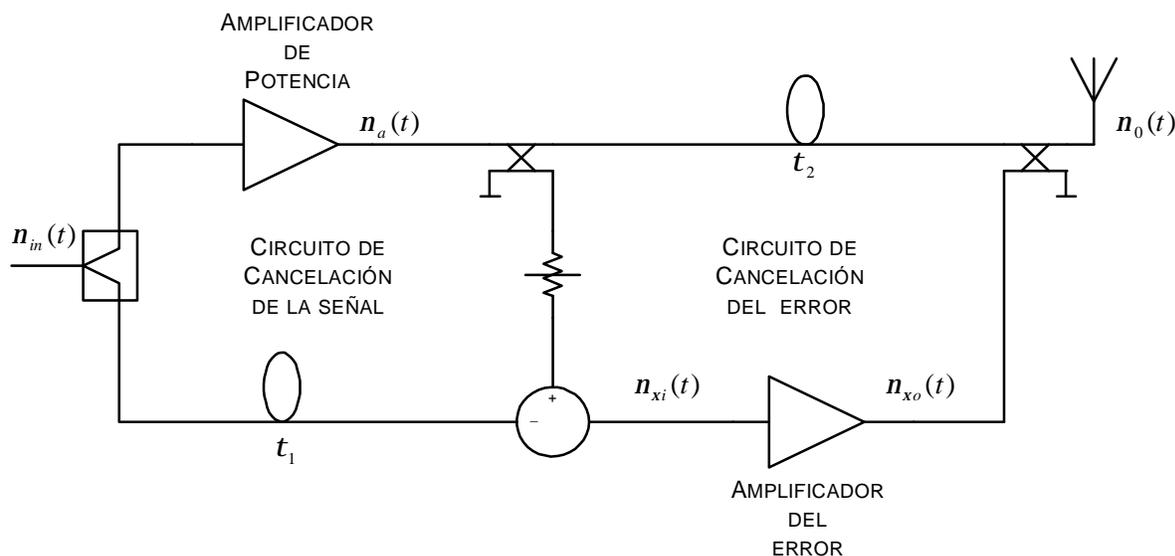


Figura 1. Linealizador *feedforward*.

de la distorsión, prestaciones que con otras técnicas de linealización solo pueden ser obtenidas individualmente, al precio de una relativa gran complejidad. La arquitectura de un linealizador *Feedforward* se ilustra en la Figura 1.

El linealizador *Feedforward* consta de dos circuitos fundamentales: el circuito de cancelación de la señal y el circuito de cancelación del error. En el primero de estos circuitos se obtiene una señal de error $n_{xi}(t)$ que contiene los productos de intermodulación que produce el amplificador de potencia (AP). Esta señal de error se obtiene de la comparación, en un combinador de 180° (*180-degree combiner*), de una muestra de la señal de salida del amplificador de potencia $n_a(t)$, apropiadamente atenuada, con una muestra convenientemente retrasada (t_1) de la señal de entrada $n_{in}(t)$. En el circuito de cancelación del error, la señal de error obtenida en el circuito anterior es amplificada apropiadamente, en el amplificador del error, y es inyectada en contrafase a la salida para cancelar los productos de intermodulación presentes en la salida del AP. Antes de la combinación, la señal de salida del amplificador de potencia es convenientemente retardada (t_2). La combinación de la señal de error con la señal de salida del amplificador de potencia suele hacerse en un acoplador direccional de potencia. El amplificador del error debe operar en un modo suficientemente lineal como para no añadir más distorsión.

Los aspectos claves de la técnica *Feedforward* son los desequilibrios de amplitud y fase, así como la desigualdad de los retardos de las señales al viajar entre las diferentes ramas que se comparan. En aplicaciones de RF estos desajustes pueden comprometer las prestaciones del linealizador, por lo que se hace necesario incluir algún mecanismo de compensación. Diferentes estrategias de adaptación automática de los parámetros claves de funcionamiento del linealizador *feedforward* han sido desarrolladas [3-7]. *Feedforward* se ha utilizado con éxito tanto en aplicaciones de baja frecuencia como en aplicaciones de microondas sobre anchos de banda de hasta 500 MHz [8], y se han logrado valores de más 30 dB de reducción de los productos de intermodulación. Soluciones basadas en esta técnica han sido patentadas y se ofrecen comercialmente para aplicaciones en las bandas L, S, Ku, y Ka [9].

2.2. Predistorsión

Esta técnica es muy usada en la linealización de amplificadores TWTA y SSPA [9], y es una de las técnicas de linealización (junto con *feedforward*) que más atención recibe actualmente en el contexto de las comunicaciones inalámbricas de próxima generación [10]. En esta técnica de linealización la señal de entrada del AP es modificada mediante cierta ley de predistorsión, haciendo preceder el amplificador de potencia por un dispositivo alineal cuya relación entrada-salida es la inversa de la relación entrada-salida del AP (Figura 2).

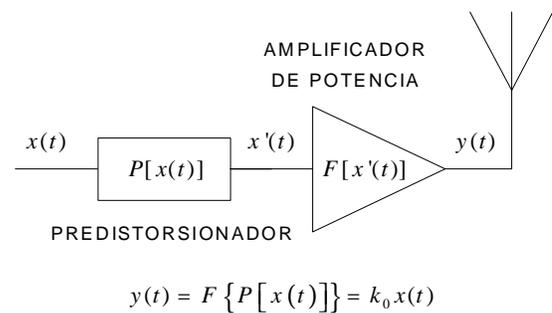


Figura 2. Predistorsionador en lazo abierto.

El esquema de la Figura 2 representa específicamente la denominada predistorsión en lazo abierto (*open loop predistortion*), que es la más básica de las arquitecturas de predistorsión existentes. Según la etapa de frecuencia en que la función de predistorsión es implementada, tenemos predistorsión en RF, predistorsión en IF y predistorsión banda base, e inclusive predistorsión de datos [11]. La predistorsión en RF se suele implementar en modo analógico, mientras que la predistorsión en IF y banda base pueden ser implementadas tanto analógicamente como digitalmente [12] [13]. Por esta razón se suelen agrupar, también, dichas técnicas de predistorsión, en analógicas y digitales. La predistorsión analógica a lazo abierto presenta la arquitectura básica mostrada en la Figura 2, y la función de predistorsión es implementada usando a su vez cierto dispositivo alineal. Una reducción de los productos de intermodulación (tercer armónico) de aproximadamente 20 dB, sobre un ancho de banda de 2MHz en una prueba de dos tonos a 35 MHz, utilizando predistorsión analógica, ha sido publicada recientemente por Rahkonen [14]. En [14] la función de predistorsión es implementada en forma de un polinomio de 5 orden utilizando celdas de Gil-

Los esquemas más modernos de predistorsión tienden a ser adaptativos, utilizando un DSP para ajustar los coeficientes del predistorsionador. Típicamente se emplea una muestra de la potencia fuera de banda de la señal de salida del AP, o una señal de error, construida a partir de la propia señal de entrada y de la señal de salida, para dirigir el procedimiento de adaptación.

Particular interés reviste hoy en día la predistorsión digital, donde la función de predistorsión es sintetizada en un DSP mediante matrices, utilizando *look-up tables* (LUTs). En esta arquitectura se añade un mecanismo de adaptación que actualiza los elementos almacenados en la tabla durante un intervalo de tiempo dedicado a tal fin, después del cual el

actualiza la tabla que contiene la función de predistorsión. La señal de entrada es utilizada para leer esta tabla, y como salida, la tabla proporciona un valor de predistorsión que es aplicado a la señal de entrada misma. El valor predistorsionado es convertido al dominio analógico mediante un convertidor en el sentido inverso (*Digital to Analog Converter –DAC–*). La señal que se obtiene es suavizada mediante filtrado y es utilizada para modular la portadora. Según como se conciben las LUTs se definen las siguientes versiones de predistorsión digital: *Mapping Predistortion* [15], [16], *Polar Predistortion* [17], [18] y *Complex Gain Predistortion* [19].

En predistorsión por mapeado (Figura 4) la señal compleja de entrada $i_{in} + jq_{in}$ es mapeada en otra señal

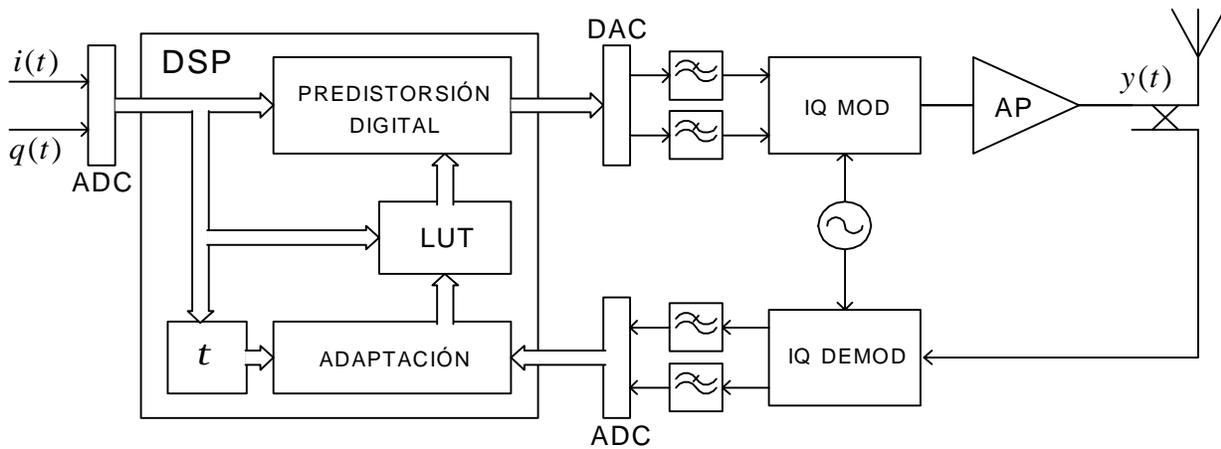


Figura 3. Sistema de Predistorsión Digital.

sistema es capaz de linealizar la respuesta del amplificador de potencia. El sistema puede asimilar las variaciones que puedan sufrir los parámetros del amplificador con el tiempo (por envejecimiento de los componentes, cambios de temperatura, conmutación de frecuencia, variaciones de la alimentación, y deriva de las propiedades de los componentes) siempre y cuando estas sean relativamente lentas en comparación con el tiempo de convergencia del sistema adaptativo. Un sistema de predistorsión digital (adaptativo) tiene la forma básica que se muestra en la Figura 3. El bucle de retroalimentación provee al DSP de una muestra demodulada de la señal de salida del AP. Esta muestra y la señal de entrada son convertidas al dominio discreto mediante sendos convertidores analógico-digital (*Analog to digital converter –ADC–*). Las señales discretas que se obtienen son utilizadas luego para construir una señal de error a partir de la cual se

compleja predistorsionada de salida $i_{out} + jq_{out}$, con $i_{out} = i_{in} + f_i(i_{in}, q_{in})$ y $q_{out} = q_{in} + f_q(i_{in}, q_{in})$. En predistorsión por mapeado, por tanto, se emplean dos tablas bidimensionales. Ya que todos los valores de las LUTs deben ser ajustados, el tiempo de convergencia es considerable. En [15] se reporta un tiempo no inferior a los 5 segundos. En [15] Nagata reporta una reducción de unos 25 dB de la distorsión fuera de banda sobre un esquema de modulación $p/4$ shift QPSK a razón de $f_b = 32$ [Kbits/s], y a una frecuencia de portadora de 145 MHz.

En predistorsión polar (Figura 5) la amplitud de la señal de entrada, R_{in} , es usada para leer una tabla que da como salida un factor de predistorsión real $R_{out} = F_r(R_{in})$. Este factor de predistorsión es usado para modificar la amplitud original de la señal de entrada y como dirección de una segunda tabla, la cual da

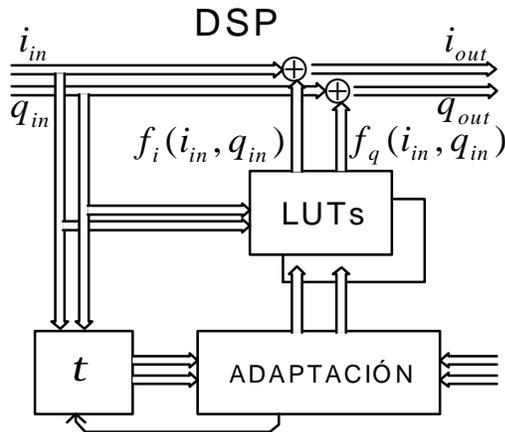


Figura 4. Predistorsionador por mapeo.

como salida, a su vez, un ángulo de predistorsión $\Phi_{out} = F_{\Phi}(R_{out})$. El ángulo de predistorsión es utilizado para rotar luego la señal predistorsionada en amplitud. En predistorsión polar, por ende, se utilizan dos tablas unidimensionales, por lo que, tanto los requerimientos de memoria, como el tiempo de convergencia se reducen respecto a predistorsión por mapeo [17]. En [18] Faulkner reporta una reducción de 30 dB en el tercer armónico de intermodulación en una prueba de dos tonos separados apenas 2 KHz a $f_p = 900.011$ MHz, sobre un amplificador de potencia en clase C, utilizando esta técnica.

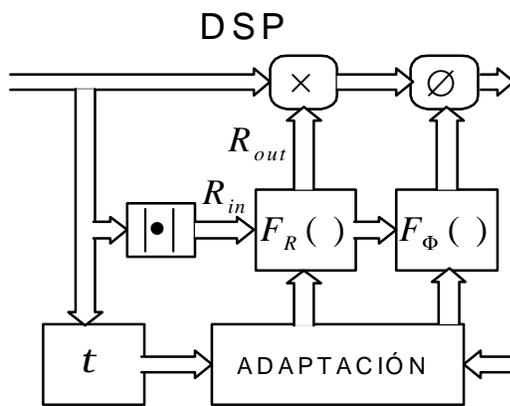


Figura 5. Predistorsionador polar.

En predistorsión por ganancia compleja (Figura 6) la potencia x_m de la señal de entrada v_m ($x_m = |v_m|^2$) es usada para direccionar una única tabla que contiene los factores complejos de predistorsión $F(x_m)$. La salida de la tabla es utilizada para predistorsionar la señal v_m mediante el producto complejo $v_d = v_m F(x_m)$. Con predistorsión por ganancia compleja se logra una

reducción del orden de un millón de pares de palabras complejas a cien pares de palabras complejas, y de 10 s a 4 ms en el tiempo de convergencia, respecto a predistorsión por mapeo [19]. Reducciones de 15 dB y 7.5 dB de la distorsión fuera de banda, utilizando predistorsión por ganancia compleja, sobre señales de prueba del tipo W-CDMA con anchos de banda de 300 KHz y 5 MHz, respectivamente, han sido publicadas en [20].

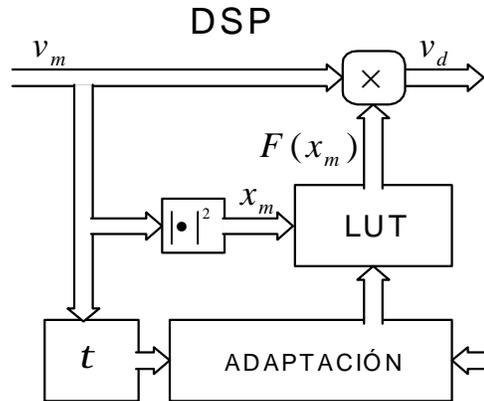


Figura 6. Predistorsionador por ganancia compleja.

La eficacia de un predistorsionador digital está condicionada por las imperfecciones que añaden los elementos que conforman su arquitectura. La dimensión de la tabla utilizada para albergar los coeficientes de predistorsión, la longitud de la palabra utilizada para representar las señales discretizadas (error de cuantización), la velocidad de muestreo de las ADCs y DAC, la cantidad y el tipo de operaciones involucradas en la operación de predistorsión, las imperfecciones en los filtros reconstructores y moduladores IQ, son los principales factores que limitan el rendimiento de este linealizador [21]. Un mayor control sobre estos factores es posible si el DSP es diseñado *ad hoc* [22]. Por otro lado, a este panorama complejo de los predistorsionadores digitales hay que sumar tanto los costes asociados al *hardware* digital y a los conversores ADCs y DAC, que se incrementan en la medida que se requiera de un mejor rendimiento del linealizador, así como el consumo de potencia del predistorsionador, el cual puede llegar a ser comparable con el del propio amplificador de potencia [15]. La predistorsión digital es una técnica de linealización vigente que seguirá siendo objeto de intensa investigación en el futuro próximo.

2.3. Feedback

Un linealizador mediante realimentación negativa es un sistema potencialmente estable, y tanto la estabilidad como la efectividad de este linealizador dependen principalmente de la ganancia y el margen de fase del lazo. Un linealizador mediante realimentación negativa directa (*direct feedback*) tiene la forma genérica que se ilustra en la Figura 7.

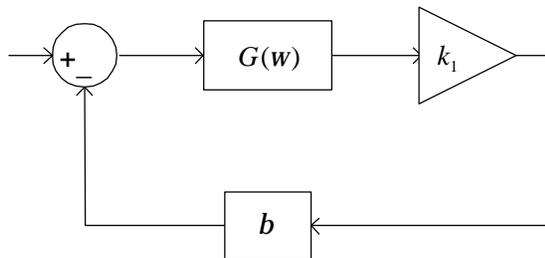


Figura 7. Sistema con realimentación negativa.

En la Figura 7 k_1 representa la ganancia del amplificador de potencia, β la ganancia del camino de realimentación y $G(\omega)$, con $|G(\omega)| \leq 1$, modela la respuesta en frecuencia del lazo. La ganancia de lazo cerrado de tal sistema está dada por: $G_c l(\omega) = G(\omega)k_1/[1 + \beta G(\omega)k_1]$, que bajo la condición $\beta G(\omega)k_1 \gg 1$ se puede aproximar por $G_c l(\omega) \approx 1/\beta$, en cuyo caso la respuesta del sistema se linealiza según $1/\beta$ dependiendo ahora de la estabilidad de β . En este sentido se sacrifica la ganancia k_1 del amplificador de potencia a favor de la linealidad, siendo esta circunstancia una de las principales desventajas de la linealización mediante *feedback*. Este inconveniente, sin embargo, se puede superar en algunas aplicaciones realimentando una muestra de la distorsión en lugar de una muestra de la señal de salida del amplificador [23].

La ganancia de lazo $\beta G(\omega)k_1$, que virtualmente determina la cantidad de distorsión que puede ser compensada, presenta una respuesta frecuencial del tipo pasabajo. Si para el ancho de banda, calculado hasta los 0 dB, la fase introducida por el lazo no llega a acumular π radianes, el sistema realimentado es estable, y tal ancho de banda determina el ancho de banda de linealización. La cantidad de distorsión de orden n que se puede eliminar es aproximadamente igual al valor de la ganancia de lazo en correspondencia de la frecuencia f_n de la distorsión. Por tanto, un ancho de banda superior a n veces el ancho de banda de la señal de entrada es necesario para reducir la distorsión de orden n .

Aparte de la realimentación directa, se conocen otras versiones de linealización mediante realimentación negativa agrupadas bajo el nombre de *modulation feedback*, a saber: realimentación polar (*polar feedback*), realimentación Cartesiana (*Cartesian feedback*) y realimentación de la envolvente (*envelope feedback*).

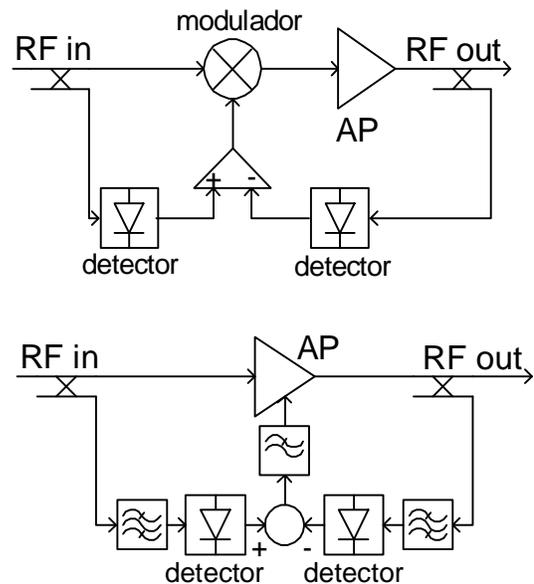


Figura 8. Doble realimentación de la envolvente.

La realimentación directa y la realimentación de la envolvente son métodos muy atractivos en aplicaciones donde un alto nivel de integración es importante (aplicaciones satelitales de microondas, por ejemplo) en virtud de que pueden ser implementados a nivel de dispositivo [24][25], mientras que la realimentación Cartesiana y la realimentación polar generalmente han de implementarse a nivel de sistema. En [24] se ha publicado una reducción de 8 dB de la distorsión de tercer orden, sobre un ancho de banda de 0.2 MHz a 4 GHz, mediante realimentación directa implementada en un circuito activo de microondas miniaturizado –*miniaturized microwave active circuit* (MMCA)–.

En los sistemas con realimentación de la envolvente la señal de error obtenida de la comparación de las envolventes de las señales de entrada y salida es utilizada como señal modulante –Figura 8(a)– [1]. En otra versión de realimentación de la envolvente, que viene a ser más bien una forma de *envelope elimination and restoration*, la diferencia entre las

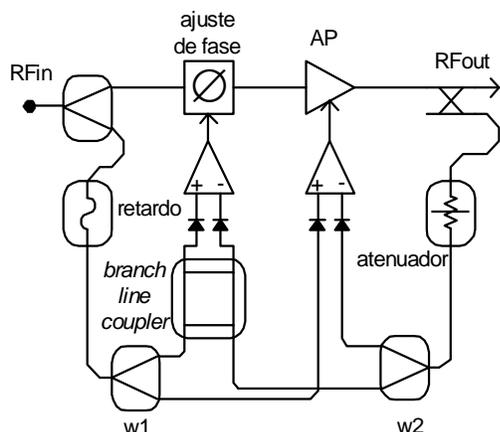


Figura 9. Doble realimentación de la envolvente.

envolventes de las señales de salida y de entrada del AP es utilizada para controlar el punto de trabajo del amplificador de potencia –Figura 8(b)– [25]. Si a la estructura de la Figura 8(b) se añade hardware adicional en el bucle de realimentación para detectar también la fase, y según como sea utilizada esta fase para mejorar el rendimiento del linealizador, se obtiene un *polar loop transmitter*, o una estructura con doble realimentación de la envolvente (*double envelope feedback*).

En el primer caso la fase es utilizada para alimentar un oscilador controlado por voltaje (VCO) cuya salida alimenta, a su vez, el amplificador de potencia [26]. En el segundo caso la fase es utilizada para incorporar un corrimiento de fase a la señal de entrada del AP (Figura 9)[27]. Cierta estructura con realimentación de la envolvente se vale de la diferencia entre

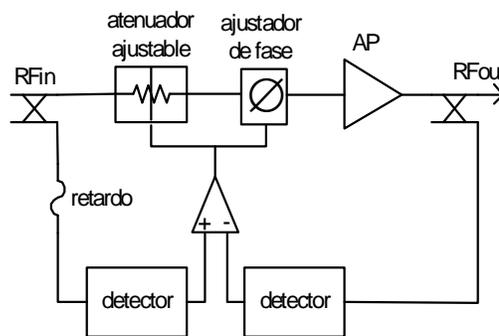


Figura 10. Predistorsión usando realimentación de la envolvente.

las envolventes de las señales de salida y de entrada para predistorcionar en forma polar la señal de entrada (Figura 10) [28]. En [28] se publica una reducción máxima de 16 dB de distorsión fuera de banda en una prueba de dos tonos separados 1 MHz a 1.855 GHz con un amplificador de potencia en clase A.

La realimentación de modulación Cartesiana (*Cartesian modulation feedback*) es quizá la versión más prominente de los esquemas de linealización mediante realimentación negativa. La arquitectura de un linealizador con realimentación Cartesiana se ilustra en la Figura 11 [29].

En un linealizador con realimentación Cartesiana la comparación entre la señal de salida y la señal de entrada se realiza en banda base. La señal de entrada al amplificador es construida a partir de la comparación de las señales en fase $i(t)$ y cuadratura $q(t)$ de entrada y las correspondientes señales $i_{DM}(t)$ y $q_{DM}(t)$

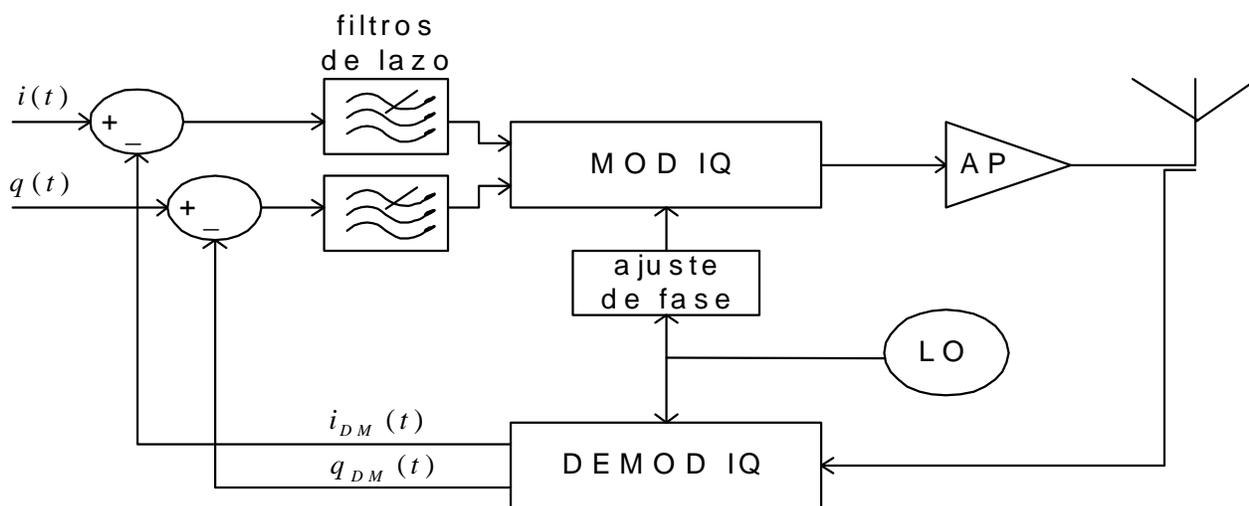


Figura 11. Linealizador con realimentación Cartesiana.

Tabla 1. Comparación de las técnicas de linealización.

| <i>Técnica</i> | <i>Complejidad</i> | <i>Reducción de la distorsión</i> | <i>Ancho de banda</i> |
|---------------------------|--------------------|-----------------------------------|-----------------------|
| <i>Feedforward</i> | Alta | Alta | Alto |
| Predistorsión analógica | Media | Media | Medio |
| Predistorsión Digital | Alta | Alta | Bajo |
| Realimentación Directa | Baja | Media | Bajo |
| Realimentación Cartesiana | Media | Media | Bajo |

obtenidas mediante la demodulación de una muestra de la señal de salida del amplificador de potencia.

3. CONCLUSIONES

A modo de conclusión incluimos una comparación entre algunos de los esquemas de linealización descrito, sobre la base de la complejidad de implementación, reducción de la distorsión y ancho de banda de linealización.

En la Tabla 1 se resume este análisis comparativo. Los adjetivos bajo, medio y alto cualifican relativamente cada aspecto. *Feedforward* y la predistorsión digital presentan la arquitectura más compleja, debiéndose implementar a nivel de sistema. Ofrecen en contrapartida una gran reducción de la distorsión, siendo entre todos ellos *feedforward* el que mejores prestaciones ofrece en cuanto a ancho de banda de linealización. La predistorsión analógica y la realimentación directa son menos complejos, pudiéndose implementar a nivel de dispositivo, pero reducen en menor magnitud la distorsión sobre anchos de banda comparables.

4. BIBLIOGRAFIA

- [1] P. B. Kenington. *High-Linearity RF Amplifier Design*. Artech House INC, 2000.
- [2] L. Sundström. *Digital RF Power Amplifier Linearizers. Analysis and Design*. PhD thesis, Department of Applied Electronics, Lund University, Lund University Box 118, S-221 00 LUND SWEDEN, August 1995.
- [3] S.J. Grant. A DSP Controlled Adaptive Feedforward Amplifier Linearizer. Master's thesis, Engineering Science. Simon Fraser University, Burnaby, BC, V5A 1S6 Canada, July 1996.
- [4] Q. Cheng and C. Yiyuan and Z. Xiaowei. A 1.9 GHz Adaptive Feedforward Power Amplifier. *Microwave Journal*, pages 86–96, November 1998.
- [5] W. T. Thornton and L. E. Larson. An Improved 5.7 GHz ISMBand Feedforward Amplifier Utilizing Vector Modulator for Phase and Attenuation Control. *Microwave Journal*, pages 97– 106, December 1999.
- [6] Zozaya A. and Bertran E. and Berenguer-Sau J. Adaptive Feedforward Amplifier Linearizer using Analog Circuitry. *Microwave Journal*, 44 (7):102–114, July 2001.
- [7] E. Bertran and A. J. Zozaya. Analog IC-Achievable Linearizer for Power Amplifiers based on Adaptive Feedforward. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2002. Aceptado y pendiente de publicación.
- [8] K. Konstantinou and P. Gardner and D. K. Paul. Optimisation method for feedforward linearization of power amplifiers. *IEE Electronic Letters*, 29(18):1633–1635, September 1993.
- [9] AmpliX Inc. TWT Linearizers, SSPA Linearizers. www.amplix.com, 2000.
- [10] B. Berglund and T. Nygren and K. Sahlman. RF multicarrier amplifier for third-generation

- systems. Ericsson Online Review. <http://www.ericsson.com>, April 2001.
- [11] A.N. D'Andrea and V. Lottici and R. Reggiannini. RF power amplifier linearization through amplitude and phase predistortion. *IEEE Transactions on Communications*, 44 (11):1477–1484, Nov. 1996.
- [12] E. Westesson and L. Sundström. Low-Power Complex Polynomial Predistorter Circuit in CMOS for RF Power Amplifier Linearization. *ESSCIRC 2001, 27th European Solid-State Circuits Conference, Online Proceedings*, http://www.eurotraining.net/ESSCIRC_2001/esscirc2001/, September 2001. Complex Polynomial Predistorter Circuit in CMOS for RF Power Amplifier Linearization. *ESSCIRC 2001, 27th European Solid-State Circuits Conference, Online Proceedings*, http://www.eurotraining.net/ESSCIRC_2001/esscirc2001/, September 2001.
- [13] L. Sundström and M. Johansson. Chip for linearization of RF power amplifiers using digital predistortion. *IEE Electronics Letters*, 30 (14):1123–1124, July 1994.
- [14] T. Rahkonen and T. Kankaala and M. Neitola and A. Heiskanen. Using Analog Predistortion for Linearizing Class A-C Power Amplifiers. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 22(1):31–39, Jan. 2000.
- [15] Y. Nagata. Linear amplification technique for digital mobile communications. *IEEE 39th Vehicular Technology Conference*, 1:159–164, 1989.
- [16] A. Bateman and D. M. Haines and R. J. Wilkinson. Linear tranceiver architectures. In *Proceedings of the 38th IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 478–484, May 1988.
- [17] M. Faulkner and T. Mattsson and W. Yates. Adaptive linearization using pre-distortion. *IEEE 40th Vehicular Technology Conference*, pages 35–40, 1990.
- [18] M. Faulkner and M. Johansson. Adaptive Linearization Using Predistortion-Experimental Results. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 43(2):323–332, May 1994.
- [19] J.K. Cavers. Amplifier Linearization Using A Digital Predistorter With Fast Adaptation And Low Memory Requirements. *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, 39(4):374–382, November 1990.
- [20] F. Zavosh and M. Thomas and C. Thron and T. Hall and D. Artusi and D. Anderson and D. Ngo and D. Runton. Digital Predistortion Techniques for RF Power Amplifiers with CDMA Applications. *Microwave Journal*, 42(10):22–50, October 1999.
- [21] F. Zavosh and D. Runton and C. Thron. Digital Predistortion Linearizes RF PAs. *Microwaves & RF*. <http://www.thecircuitboard.com/2000/aug1500/aug1500.html>, 39(8):95–106, August 2000.
- [22] L. Sundström and M. Faulkner and M. Johansson. Quantization analysis and design of a digital predistortion linearizer for rf power amplifiers. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 45(4):707–719, Nov. 1996.
- [23] R. Gómez and H. Jardón. Highly linear amplifier for high gain applications. *IEE Electronics Letters*, 32(2):81–82, January 1996.
- [24] A.K. Ezzeddine and H.L.A. Hung and H.C. Huang. An MMAC C-band FET feedback power amplifier. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 38(4):350–357, April 1990.
- [25] P. Asbeck and C. Fallesen. An RF Power Amplifier in a Digital CMOS Process. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 30 (1):41–50, January 2002.
- [26] V. Petrovic and W. Gosling. Polar-loop transmitter. *IEE Electronics Letters*, 15(10):286–288, May 1979.
- [27] J.S. Cardinal and F.M. Ghannouchi. A new adaptive double envelope feedback (ADEF) linearizer for mobile radio power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(7):1508–1515, July 1995.
- [28] H-M Park and D-H Baek and K-I Jeon and S. Hong. A predistortion linearizer using envelope-feedback technique with simplified carrier cancellation scheme for class-A and class-AB power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 48(6):898–904, June 2000.
- [29] V. Petrovic. Reduction of spurious emission from radio transmitters by means of modulation feedback. In *IEE Conference on Radio Spectrum Conservation Techniques*, pages 44–49, September 1983.