

Arquitectura LINC con Reutilización Remota de la Potencia

Leysi Rizo⁽¹⁾, Lorena Cabria⁽²⁾, José A. García⁽²⁾, Francisco R. Marante⁽¹⁾.
 leysi@electronica.cujae.edu.cu, lorena.cabria@unican.es, joseangel.garcia@unican.es,
 marante@electronica.cujae.edu.cu.

⁽¹⁾ Dpto. Telecomunicaciones y Telemática. Instituto Superior Politécnico “José A. Echeverría”, ISPJAE.
 Calle 114 e/ 119 y 127, Ciudad Habana, Cuba.

⁽²⁾ Dpto. Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria, Avda. Los Castros s/n, 39005 Santander,
 Cantabria, España.

Abstract- In this paper, a LINC-based (Lineal Amplification with Nonlinear Components) transmitting architecture, with remote power recycling capability, is proposed. Based on proof-of-concept 2 GHz class E amplifiers, and with the aid of a dual-feed square patch, the desired communication signal is transmitted using a circular polarization. The usually lost RF power component, associated to the amplification of out-of-phase PM signals, is also radiated as an orthogonal circularly polarized wave, for wireless powering the receiver. Measurement results for a two-tone and a WCDMA excitation support the validity of the proposed approach.

I. INTRODUCCIÓN

Incrementar la eficiencia del amplificador de potencia, dentro de un sistema de comunicaciones inalámbricas, resulta esencial para conseguir alargar el tiempo de vida de las baterías (fundamental en terminales de usuario), así como para reducir el consumo en las estaciones base. Al reducir la disipación de potencia en los dispositivos, se logra al mismo tiempo evitar su degradación por efecto de la temperatura, permitiendo una relajación en los requisitos de los elementos de ventilación. Ambos factores son importantes para reducir el coste total del sistema y las emisiones de CO₂ a la atmósfera.

Los formatos complejos de modulación digital multinivel o multiportadora, que se vienen utilizando en los últimos años (WCDMA, OFDM, etc.), resultan en variaciones significativas de la envolvente de la señal a transmitir, con valores típicos de PAPR (*peak-to-average power ratio*) entre 6 y 12 dB, lo que impone especificaciones de linealidad muy estrictas a las etapas de radio. La necesidad de cumplir las restricciones anteriores ha determinado un creciente interés en la búsqueda de soluciones para satisfacer el compromiso linealidad-eficiencia en los amplificadores de potencia. Debido a que con la arquitectura de transmisión cartesiana parece que se llega a un límite, se viene prestando especial atención a otras topologías, entre las que destacan el transmisor polar y el LINC.

El concepto de la amplificación *outphasing* es una técnica que data de los años 1930 [1] y que ha sido reactivada bajo la rúbrica de “Amplificación Lineal con Componentes no Lineales” (LINC) [2], y empleada en una gran variedad de aplicaciones inalámbricas. La idea en sí es muy simple: dos amplificadores operan con señales envolventes de amplitud constante (por lo tanto, muy eficientes en cuanto a potencia se

refiere), y sus salidas se suman para producir la señal deseada.

Una de las limitaciones fundamentales de este esquema, la reducción de la eficiencia promedio al manipular señales con valores muy bajos de envolvente, ha venido recabando la atención de los investigadores en los últimos años. En este sentido, se han propuesto técnicas de reutilización en el transmisor de la componente de potencia usualmente disipada en la puerta aislada del híbrido de salida [3]-[4]. Este trabajo propone aprovechar el hecho de que dicha componente aparece en RF, para su radiación y posterior recuperación en el extremo receptor, donde podría ser reciclada en forma de alimentación inalámbrica remota.

II. TRANSMISOR LINC

El principio básico para el LINC es la separación de la señal pasobanda de entrada:

$$s(t) = r e^{j\theta(t)}, \quad 0 \leq r(t) \leq r_{\max} \quad (1)$$

que puede tener variaciones de amplitud o fase, o de ambas a la vez, en dos señales $S_1(t)$ y $S_2(t)$ que tienen amplitud constante y sólo presentan variaciones en la fase [5].

$$S_1(t) = s(t) - e(t) \quad S_2(t) = s(t) + e(t) \quad (2)$$

Donde la señal en cuadratura $e(t)$ se define por:

$$e(t) = js(t) \sqrt{\frac{r_{\max}^2}{r^2(t)} - 1} \quad (3)$$

Estas señales pueden ser amplificadas separadamente por cualquier amplificador con suficiente ancho de banda (Fig. 1), independientemente de la linealidad de su respuesta AM-AM.

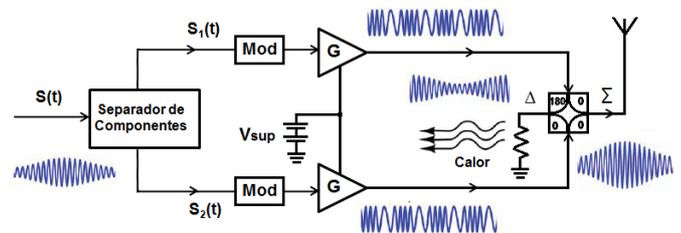


Fig. 1. Esquema del Transmisor LINC

Además, cada uno puede ser utilizado en un modo de uso eficiente de la potencia, para ser más precisos, en modo conmutado, por lo que la eficiencia general del sistema podría ser potencialmente alta. Las componentes de señal

amplificadas se combinan finalmente de forma pasiva para producir una réplica de la señal deseada a la salida, siendo canceladas las componentes fuera de fase.

Una desventaja de esta técnica es precisamente la potencia que se pierde en el combinador. Para evitar la distorsión de la señal y preservar la eficiencia del amplificador conmutado, debe usarse un combinador aislado, el cual aísla los dos amplificadores de potencia desfasados y le da una impedancia de carga estable a cada uno. Estos combinadores consiguen un 100% de eficiencia sólo para la máxima potencia de salida. Cuando las entradas están desfasadas, al variar la amplitud, se pierde potencia en forma de calor en la resistencia de aislamiento, como se muestra en la Fig. 1. Puesto que la potencia entregada al combinador por los dos amplificadores de potencia es constante, la eficiencia del sistema LINC es directamente proporcional a la potencia de salida enviada a la antena. La eficiencia promedio en el tiempo dependerá entonces de la distribución estadística de la envolvente de la señal a la salida, siendo inversamente proporcional al PAPR [4].

Otro gran inconveniente de los LINC es la tolerancia extremadamente ajustada en el balance entre las dos ramas amplificadoras, necesaria para mantener el desbordamiento espectral por debajo de unos límites aceptables. La cancelación incompleta de la señal en cuadratura, consecuencia directa de este esquema de transmisión, daría lugar a un incremento notable de la distorsión, razón por la que muchos autores han propuesto diversas soluciones [5].

III. ARQUITECTURA LINC CON REUTILIZACIÓN DE LA POTENCIA

A. Reutilización de la potencia no útil.

La idea del esquema de reciclado de potencia es simple, se reemplaza la carga resistiva en la puerta aislada, donde se disipa la potencia, por un convertidor RF-DC para recuperar la mayor cantidad posible de potencia y reinsertarla en la fuente de alimentación. El diagrama de implementación de este sistema se muestra en la Fig. 2 [6].

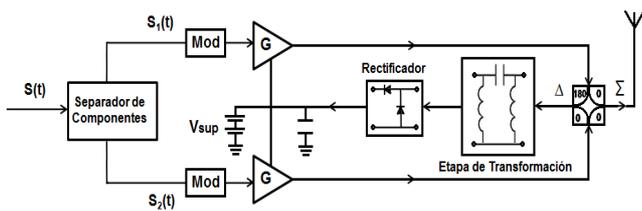


Fig. 2. Amplificador de potencia *outphasing* con red de reutilización de potencia.

Un combinador híbrido se configura como divisor de potencias para separar esta componente en dos porciones propiamente desfasadas. Estas dos señales van a alimentar entonces un par de diodos Schottky de alta velocidad a través de una red de adaptación de impedancias. Los diodos Schottky rectifican la onda de RF, y la componente de DC recuperada se reinserta en la fuente alimentación [7].

B. Sistema propuesto

Sobre la base de esta arquitectura, se decidió implementar un sistema LINC con ciertas variaciones. En lugar de realizar la combinación de potencias a la salida de los amplificadores,

las señales de envolvente constante, desfasadas 90° y amplificadas, van a ser transmitidas a través de las excitaciones de polarización horizontal y vertical de una antena parche cuadrada acoplada por ranuras. De este modo, la señal deseada de comunicación y la señal resultante de la cancelación son radiadas con polarización circular ortogonal (a izquierdas y a derechas), siendo convenientemente recuperadas mediante un híbrido de cuadratura conectado a la salida de la antena receptora, tal y como se muestra en la Fig. 3.

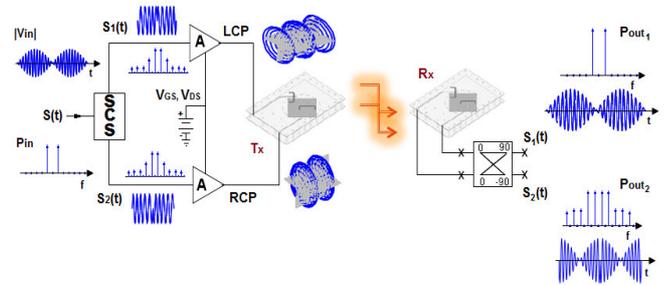


Fig. 3. Esquema LINC con combinación de potencias en el extremo receptor.

C. Antena parche con polarización ortogonal

La antena seleccionada ha sido un parche acoplado por ranura, cuyas atractivas características las convierten en el tipo de radiador más adecuado cuando se trabaja con dispositivos activos. Se colocaron dos puertos en los lados perpendiculares de la antena con el objetivo de excitar los modos TM_{10} y TM_{01} a 2 GHz, tal como se muestra en Fig. 4.

Con el fin de aumentar la ganancia y el ancho de banda de la antena se ha seleccionado el aire como “sustrato de radiación”, esto conlleva a la necesidad de utilizar un sustrato auxiliar para imprimir el parche, que debe ser lo suficientemente ancho para ofrecer la rigidez adecuada. Ambas capas (inferior, donde están líneas de alimentación y circuitos activos, y superior, donde se imprime el parche) emplean el mismo sustrato, con ϵ_r de 3.38 y h de 0.762 mm (30 mils), quedando separadas por postes de nylon no conductores.

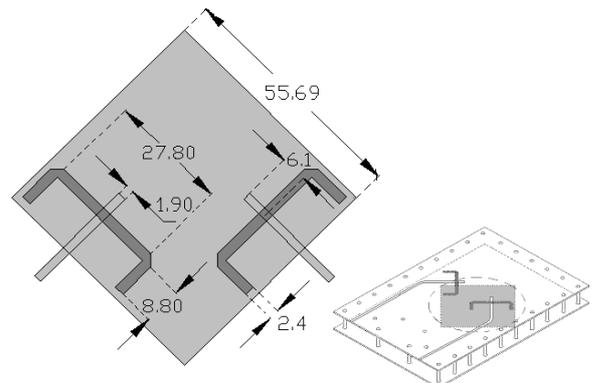


Fig. 4. Esquema de la antena parche, usada en los extremos transmisor y receptor, con sus dimensiones.

En la Fig. 5 se ha representado la adaptación y el aislamiento entre los puertos de una de las antenas implementadas, resultante de la medida de sus parámetros [S].

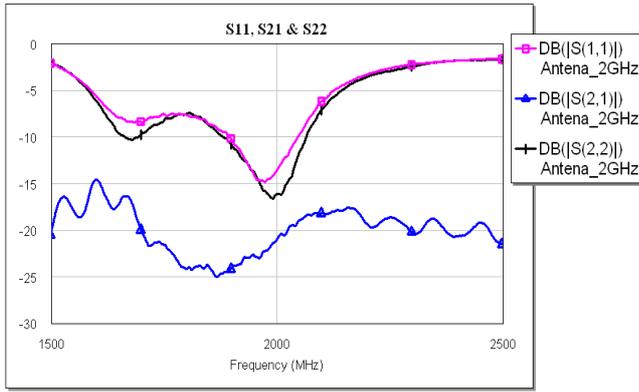


Fig. 5. Valores medidos de adaptación y aislamiento entre las puertas de la antena.

En este montaje se ha utilizado, para realizar la combinación de potencias a la salida de la antena receptora, un acoplador híbrido de 3 dB/90°, 1W1305-3 de Anaren, el cual trabaja a frecuencias entre los 1.6 y los 2.4 GHz.

D. Amplificador Clase E

Los amplificadores utilizados en la implementación del transmisor LINC son amplificadores clase E a líneas de transmisión, basados en el HJFET NE3210s01 de NEC Semiconductors, y diseñados como prueba-de-concepto, sin prestar especial atención a la maximización de su eficiencia. En la Fig. 6 se presenta una fotografía con detalles de su implementación. El sustrato empleado fue GML1000 ($\epsilon_r = 3.2$ y $h = 0.762$ mm).

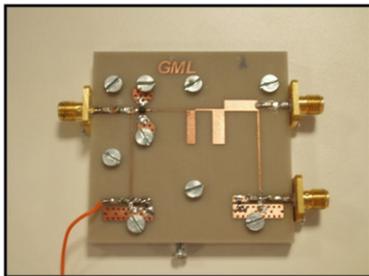


Fig. 6. Fotografía del amplificador clase E implementado.

IV. RESULTADOS DE LA CARACTERIZACIÓN

A. Sistema de medidas

Para la apropiada caracterización de este transmisor se implementó el sistema de medidas de la Fig. 7. Mediante los generadores de señales se envían las componentes $S_1(t)$ y $S_2(t)$ como excitación a los amplificadores clase E (polarizados con los valores de $V_{DS}=3$ V y $V_{GS}=-0.65$ V para maximización de la P_{out} y la PAE). Una vez amplificadas, son enviadas con polarización ortogonal a través del parche transmisor, y luego de recibidas, se combinan sus potencias. La salida del híbrido se conecta al Analizador Vectorial de Señales (VSA89600 de Agilent), para la captura de la señal en los dominios frecuencia y temporal. La salida aislada se conecta a una carga de 50 Ω .

Se eligieron potencias iniciales de RF que proporcionarían a la salida de cada uno de los amplificadores niveles similares (10.5 dBm), de modo a contrarrestar desbalances de ganancia.

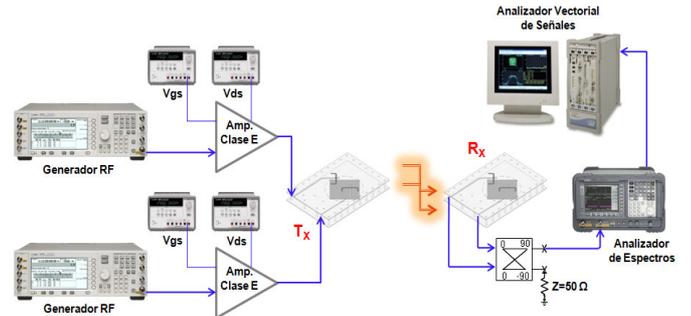


Fig. 7. Esquema simplificado del sistema de caracterización en campo lejano utilizado.

B. Resultados

Las primeras pruebas de operación de la solución propuesta se realizaron con una señal de 2 tonos separados en 100 kHz, excitación clásica en los experimentos de linealidad. En las gráficas de la Fig. 8 se presenta el espectro capturado en ambas puertas de salida del híbrido empleado en el extremo receptor. Se observa como en una de las salidas del combinador de potencia se recupera el espectro de la señal de dos tonos, con poca distorsión, mientras que en la otra salida se obtiene un espectro totalmente distorsionado y correspondiente a la resta de las señales $S_1(t)$ y $S_2(t)$.

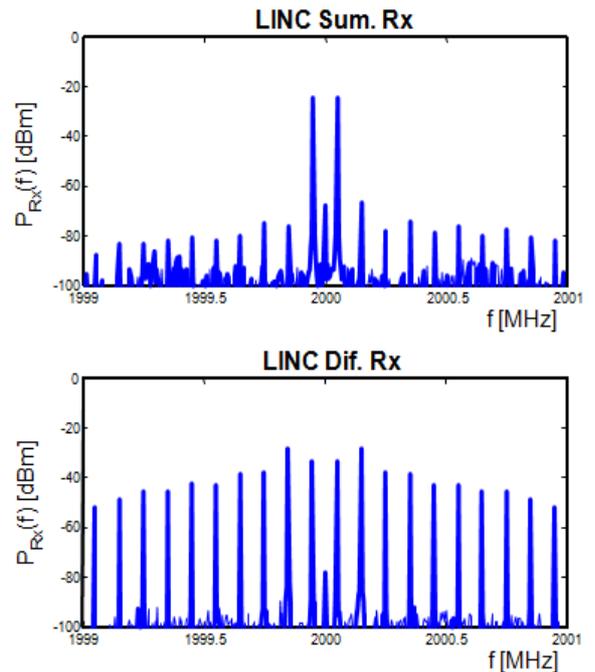


Fig. 8. Representación de los espectros de señal medidos en el extremo receptor para una excitación de 2 tonos. Señal suma (superior) y señal diferencia (inferior).

Los niveles de distorsión, apreciables en la puerta que quedaría conectada a la entrada de señal del receptor, están asociados a desbalances remanentes de amplitud y fase en el sistema LINC implementado. Aunque son niveles por debajo de lo permitido, podrían disminuirse con ayuda de técnicas de calibración o predistorsión digital. Los bajos niveles de potencia que se observan en ambos gráficos están asociados, como es lógico, al hecho de que la medición se lleva a cabo en el extremo receptor, con la correspondiente influencia de

las pérdidas en espacio libre.

Finalmente, se realizó una caracterización empleando una señal real de comunicaciones, una señal WCDMA. En la Fig. 9 se presentan los espectros capturados en las salidas del híbrido del extremo receptor. Se puede verificar que los niveles de distorsión en la señal a recibir están 40 dB por debajo del nivel del canal deseado, niveles que podrían reducirse con la aplicación de técnicas de corrección digital.

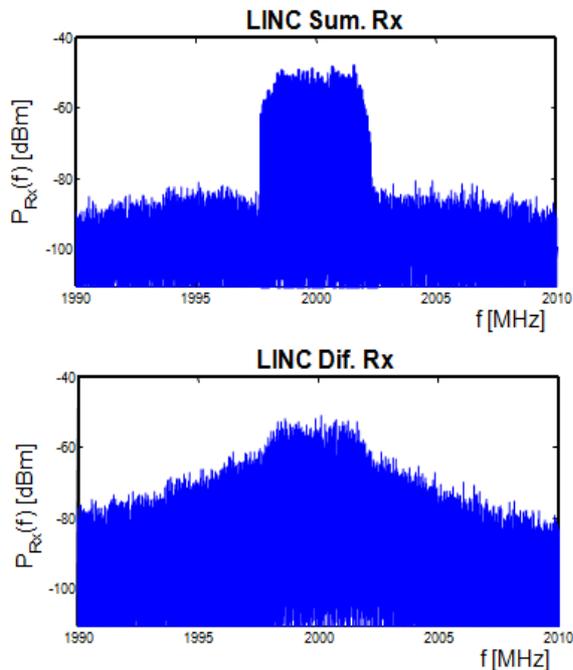


Fig. 9. Representación de los espectros de señal medidos en el extremo receptor para una excitación WCDMA. Señal suma (superior) y señal diferencia (inferior).

El nivel de potencia de DC a recuperar en el extremo receptor, gracias a la rectificación de la señal de cancelación, dependerá de los niveles de potencia transmitidos, de la ganancia de las antenas, y de la distancia entre el transmisor y el receptor. El rango de operación de esta arquitectura quedaría no limitado a la consecución de valores de potencia suficientes como para alimentar o contribuir a la alimentación de los bloques de recepción, siendo de utilidad en este caso específico para la operación de sistemas sensores/actuadores a distancia, sistemas RFID, etc.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha diseñado un transmisor con arquitectura LINC, con capacidad para realizar la combinación de potencias en el extremo receptor del sistema. A manera de validación del mismo se observó, a través de las mediciones realizadas, que en una de sus salidas se recupera la señal aplicada a la entrada, con poca distorsión, mientras que en la otra salida se obtiene un espectro totalmente distorsionado, correspondiente a la cancelación de las señales recibidas por la antena.

Como objetivos futuros, sería interesante aumentar los niveles de potencia de trabajo del sistema, en aras de aumentar la eficiencia total del transmisor y su contribución a la alimentación de los bloques de recepción.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Ciencia e Innovación (MICINN) a través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01/TEC y CSD2008-00068, así como por la Agencia Española de Cooperación Internacional al Desarrollo (AECID) a través de la Acción Integrada D/7723/07.

REFERENCIAS

- [1] H. Chireix, "High power outphasing modulation," *Proc. IRE*, vol. 23, pp. 1370–1392, Nov. 1935.
- [2] D. C. Cox, "Linear amplification with nonlinear components," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-23, pp. 1942–1945, Dec. 1974.
- [3] F. H. Raab, "Efficiency of outphasing RF power-amplifier systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-33, pp. 1094–1099, Oct. 1985.
- [4] R. Langridge, T. Thornton, P. M. Asbeck, and L. E. Larson, "A power re-use technique for improved efficiency of outphasing microwave power amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 8, pp. 1467–1470, Aug. 1999.
- [5] X. Zhang, L. E. Larson, P. M. Asbeck, and P. Nanawa, "Gain/Phase Imbalance-Minimization Techniques for LINC Transmitters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 12, pp. 2507–2516, Dec. 2001.
- [6] P. A. Godoy, D. J. Perreault and J. L. Dawson, "A power re-use technique for improved efficiency of outphasing microwave power amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 12, pp. 2895–2906, Dec. 2009.
- [7] X. Zhang, L. E. Larson, P. M. Asbeck, and R. A. Langridge, "Analysis of power recycling techniques for RF and microwave outphasing power amplifiers," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 49, no. 5, pp. 312–320, May 2002.