

# Estudio y Estrategias de diseño para amplificadores de doble banda de alto rendimiento. Estructuras con líneas CRLH y ECRLH.

V. González Posadas<sup>(1)</sup>, J.L. Jiménez-Martín<sup>(1)</sup>, F.J. Arqués Orobón<sup>(1)</sup>, F.J. Herraíz<sup>(2)</sup> and D. Segovia-Vargas<sup>(2)</sup>.

<sup>(1)</sup>fjarques@diac.upm.es, <sup>(2)</sup>dani@tsc.uc3m.es.

<sup>(1)</sup>DIAC, U. Politécnica de Madrid, Ctra. Valencia km 7, 28031 Madrid. Spain

<sup>(2)</sup>DTSC. U. Carlos III de Madrid, Avda. Universidad 30, 28911, Leganés, Madrid. Spain.

**Abstract-** In this paper two methods to design dual band and high efficiency power amplifiers using Composite Right/Left Hand (CRLH) and Extended Composite Right/Left Hand (ECRLH) transmission lines are described. The CRLH and ECRLH transmission lines, design procedure and design equations are presented. As example of application the design of an CE class amplifier appears. The non-linear phase response of a CRLH and ECRLH transmission line has been utilized to design arbitrary dual-band amplifiers. The simulations results are presented at the end of the paper, demonstrating the validity of the use of this type of lines in the design of amplifiers.

## I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de telecomunicación inalámbricos tienen cada vez más demanda, lo que obliga a utilizar un espectro cada vez mayor, así como a un reparto en las frecuencias cada vez más eficiente, como es el caso de la telefonía móvil de tercera generación UMTS (uno de los servicios más populares de telecomunicación). En consecuencia, las frecuencias utilizadas cada vez son más altas. A estas frecuencias surgen dos problemas: primeramente las pérdidas en las líneas de transmisión aumentan significativamente y en segundo lugar, los dispositivos de estado sólido tienen limitaciones de potencia en radiofrecuencia (RF). Existen también algunos problemas en el diseño e implementación de sistemas de comunicación convencionales cuando se necesita gran cantidad de potencia en RF. Se podría pensar en combinar dispositivos RF para alcanzar el nivel de potencia deseado, sin embargo esta solución se hace ineficaz a frecuencias de microondas. Además en el receptor o en el emisor se manifiesta una alta figura de ruido como consecuencia de las pérdidas en las líneas de interconexión. Otro problema añadido es la necesidad de transpondedores multifunción. Como consecuencia de todos estos inconvenientes se hace necesaria la utilización y desarrollo de amplificadores de alto rendimiento y multifrecuencia.

Las soluciones más convencionales para los problemas antes mencionados pasan por el uso de switches [1], elementos concentrados [2] o diplores [3].

En este artículo se describen posibles soluciones a este problema y se ejemplifica sobre amplificadores en clase CE, modo de funcionamiento descrito por Raab [8], seleccionado por su facilidad de aplicación a dispositivos bipolares. Se proponen dos técnicas en el diseño e implementación de los amplificadores: la primera de las soluciones propuestas consiste en la utilización, en la adaptación de entrada, de líneas CRLH, y en la salida líneas convencionales (en cortocircuito o circuito abierto) para los armónicos, junto con líneas CRLH para sintetizar la impedancia en las frecuencias de interés (Fig. 1).

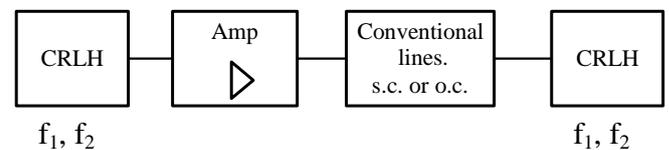


Fig. 1. Propuesta con líneas convencionales y CRLH.

La segunda de las propuestas consiste en adaptar la entrada con líneas CRLH y la salida con líneas E-CRLH (Fig. 2). En el apartado siguiente se desarrollan los conceptos de este tipo de líneas.

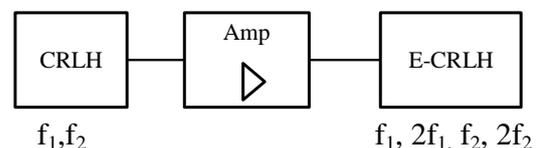


Fig. 2. Propuesta con CRLH y E-CRLH.

## II. LINEAS DE TRANSMISIÓN DUALES. ESTRUCTURAS CRLH

El concepto de composite right/left-handed (CRLH) transmission line metamaterials, fue introducido por Itoh [4] y ha sido desarrollado intensamente para la utilización en numerosos dispositivos de microondas. Un metamaterial CRLH es en la práctica una línea de transmisión que exhibe un comportamiento a izquierdas o left-handed (LH) en bajas

frecuencias y un comportamiento a derechas o right-handed (RH) a altas frecuencias.

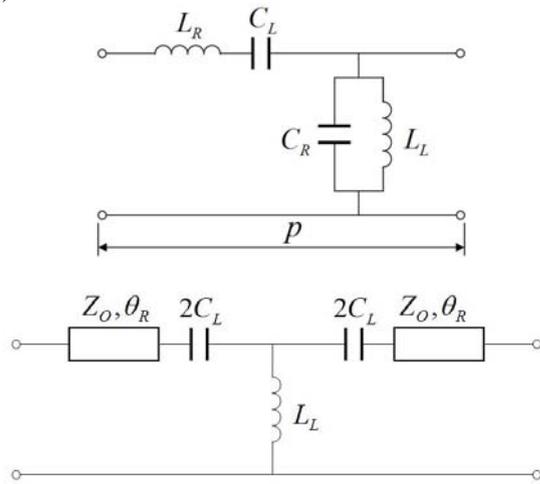


Fig. 3. Estructuras CRLH.

Este tipo de líneas presenta la ventaja de poder sintetizar dos impedancias diferentes a dos frecuencias diferentes, o visto de otra forma la línea CRLH es intrínsecamente una estructura bi-banda (donde las dos frecuencias pueden ser seleccionadas arbitrariamente). Las ecuaciones de diseño de la citada estructura han sido presentadas por Itoh, en sus numerosas publicaciones.

Recientemente han aparecido algunas generalizaciones en líneas CRLH [7] que permiten obtener condiciones de fase adecuadas en tres o cuatro frecuencias diferentes. En este artículo se propone la utilización ECRLH como posible solución para obtener alto rendimiento en amplificadores clase CE, orientado en la misma dirección descrita por Raab [8]. Este modo es el escogido por su facilidad de aplicación a dispositivos bipolares.

En la figura 4 se muestra el modelo de una línea CRLH extendida (E-CRLH) según referencia [7].

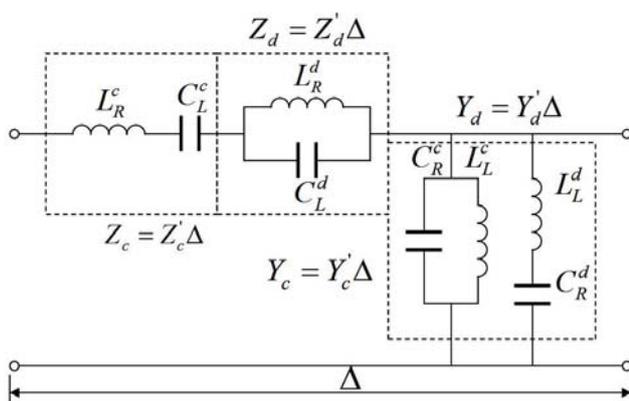


Fig. 4. Estructuras E-CRLH según referencia [7].

Las líneas de metamaterial E-CRLH están caracterizadas por ocho parámetros LC (cuatro parámetros C-CRLH y cuatro D-CRLH), que permiten una diversidad sin precedentes en la capacidad de fase a cuatro frecuencias resultante en una línea de transmisión.

En particular, una línea de transmisión de metamaterial E-CRLH, bajo una condición de equilibrio extendida, presenta dos frecuencias de propagación de longitud de onda infinita (polos). Además, la línea E-CRLH es intrínsecamente una estructura cuatri-banda (donde la cuaterna de frecuencias es arbitraria).

Para determinar los valores de todos los componentes, se deben resolver cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas (frecuencias).

$$\Phi_c = \frac{(\omega^2 - \omega_{1e}^2) \cdot (\omega^2 - \omega_{2e}^2)}{\omega \cdot \omega_R^c (\omega^2 - \omega_o^2)} \quad (1)$$

La resolución de las frecuencias del sistema se ha realizado numéricamente, y con ello se han calculado los valores de los componentes. El orden en ambas estructuras se determina bajo simulación de las pérdidas a las frecuencias de diseño minimizando las mismas pero intentando que el citado orden sea lo menor posible

### III. AMPLIFICADORES DE FRECUENCIA DUAL

La aparición de líneas CRLH en los últimos años [4] ha abierto nuevas posibilidades en el diseño de amplificadores de doble banda. Aunque algún amplificador de doble banda han sido ya presentados anteriormente [5], éstos carecen de la terminación armónica suficiente como para alcanzar alto rendimiento. A este respecto parece una solución factible la planteada en la referencia [6], donde se utiliza una doble red para adaptar la impedancia a los fundamentales y armónicos. Es decir, existe la necesidad en las clases de alto rendimiento de al menos realizar una terminación armónica de las frecuencias que se desee amplificar.

Class	Max. Output Efficiency $\eta_{out}$	Fundamental Impedance $Z_{fo}$	Even Harmonic Impedance $Z_{even harmonic}$
A saturated	63.5%	Real	S.C.
A saturated and overexcited	80%	Real	S.C.
B	78.5%	Real	S.C.
C	100%	Real	S.C.
C saturated	100%	Real	S.C.
C_E	80%	Complex	O.C.
D	100%	Real	S.C.
E	100%	Complex	O.C.
F	88%	Real	S.C.
F <sup>-1</sup>	88%	Real	O.C.

Tabla 1. Clases de amplificadores (S.C.=Short Circuit, O.C.= Open Circuit).

En función de la clase en la que se desea que trabaje el amplificador, así tendrá que ser la impedancia que presente ante los distintos armónicos. Las clases más comunes están representadas en la tabla 1, donde se describe la máxima

eficiencia que puede presentar, y las impedancias que deben presentar a la frecuencia fundamental y al primer armónico.

Se proponen tres posibles soluciones en el diseño de amplificadores, basadas en las descritas anteriormente (Figuras 1 y 2), tomando como ejemplo un amplificador clase CE de alto rendimiento. Estas soluciones se muestran en las figuras 5, 6 y 7. Las dos primeras soluciones (Figuras 5 y 6) se basan en la figura 1 y la tercera solución (Figura 7) se basa en la figura 2.

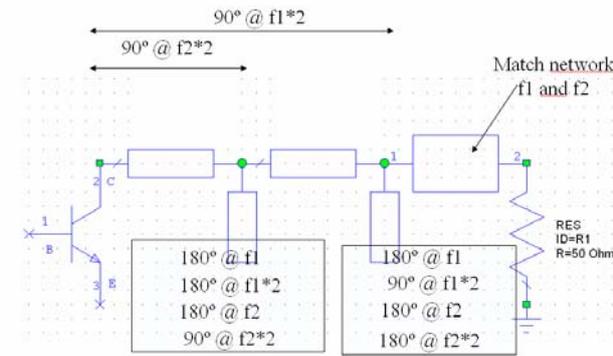


Fig. 5. Estructura propuesta 1 para el amplificador CE banda dual.

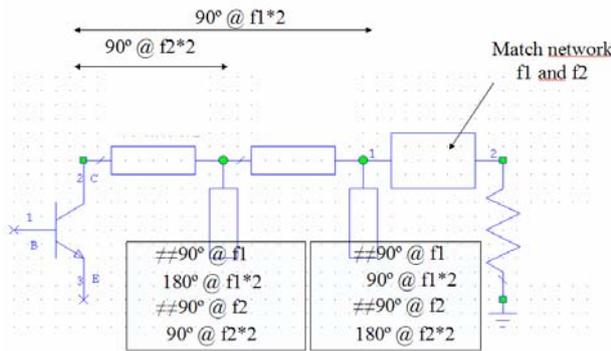


Fig. 6. Estructura propuesta 2 para el amplificador CE banda dual.

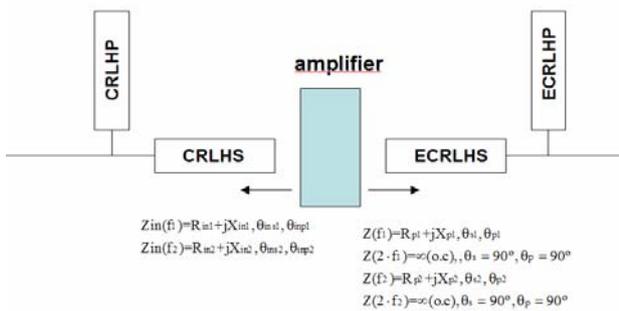


Fig. 7. Estructura propuesta 3 para el amplificador CE banda dual.

#### IV. EJEMPLO DE APLICACIÓN: AMPLIFICADOR EN CLASE CE

Debido a las características de los dispositivos bipolares en alta frecuencia la clase C, no puede darse sobre dispositivos bipolares. Como modo de funcionamiento con características similares tenemos la clase CE, que responde al rendimiento máximo cuándo se le presenta a la salida del amplificador la impedancia descrita por la Ec. 2.

$$R_p = 0.625 \cdot \frac{(V_{cc} - V_{sat})^2}{2 \cdot P_{out}} \quad (2)$$

$$X_p = -\frac{1}{\omega \cdot C_{ob}}$$

La impedancia de entrada será la que posibilite una mayor transferencia de potencia con la carga necesaria para este modo de funcionamiento. Respecto a las formas de corriente y tensión vienen descritas con detalle en [8]. Si se realiza el cociente entre ambas se obtiene la carga que deben presentar los armónicos que en este caso corresponde con circuitos abiertos a los armónicos del fundamental.

$$Z(f_o) = R_p + jX_p \quad (3)$$

$$Z(n \cdot f_o) = \infty(o.c)$$

En esta solución la red de entrada corresponde a una estructura CRLH donde la impedancia de entrada óptima a las frecuencias deseadas están dadas por:

$$Z_{in}(f_1) = R_{in1} + jX_{in1}, \theta_{ms1}, \theta_{mp1} \quad (1)$$

$$Z_{in}(f_2) = R_{in2} + jX_{in2}, \theta_{ms2}, \theta_{mp2}$$

La red de salida en la estructura mostrada en figura 7 se realiza en base a una estructura extendida CRLH (ECRLH), estableciendo las cuatro condiciones de impedancia.

$$Z(f_1) = R_{p1} + jX_{p1}, \theta_{s1}, \theta_{p1}$$

$$Z(2 \cdot f_1) = \infty(o.c), \theta_s = 90^\circ, \theta_p = 90^\circ \quad (2)$$

$$Z(f_2) = R_{p2} + jX_{p2}, \theta_{s2}, \theta_{p2}$$

$$Z(2 \cdot f_2) = \infty(o.c), \theta_s = 90^\circ, \theta_p = 90^\circ$$

El dispositivo activo elegido es el BFG551, para hacer el circuito estable a bajas frecuencias.

Las redes de entrada son sintetizadas con líneas de transmisión CRLH, mientras que las redes de salida son sintetizadas con líneas ECRLH.

En las figuras 8 y 9 se muestra que el rendimiento obtenido para la solución mostrada en la figura 5, su comportamiento es muy cercano al ideal y el pequeño desajuste se debe a una implementación no exacta de los valores de las líneas y las ligeras pérdidas que tiene las líneas CRLH a las frecuencias de los fundamentales principalmente.

En las figuras 10 y 11 se muestra que el rendimiento obtenido para la solución mostrada en la figura 7, su comportamiento como en el caso anterior es muy cercano al ideal y el pequeño desajuste se debe a una implementación no exacta de los valores de las líneas y las ligeras pérdidas que tiene las líneas CRLH y E-CRLH a las frecuencias de los fundamentales principalmente.

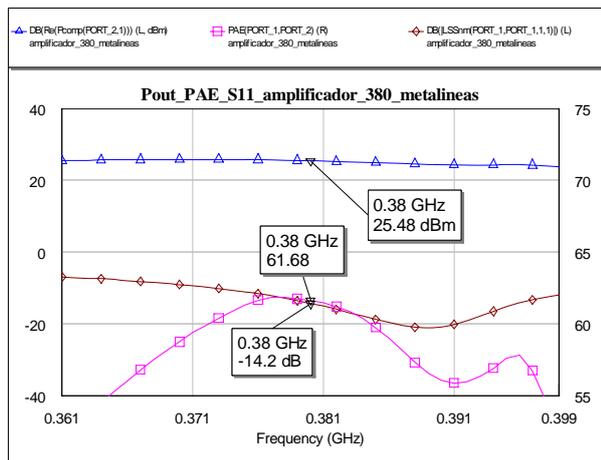


Fig. 8. Rendimiento y potencia de salida en el amplificador dual clase CE simulado a 380 MHz.

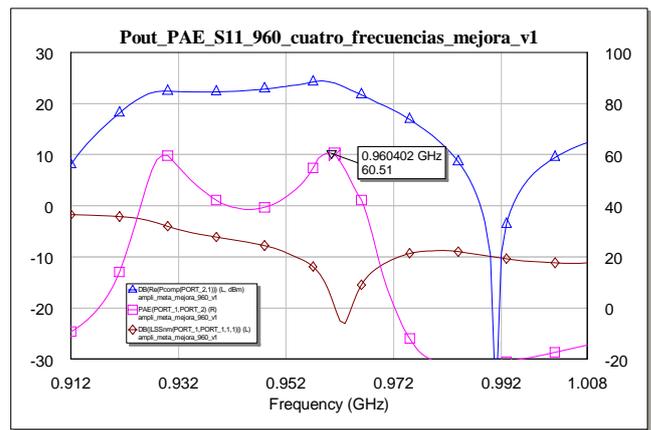


Fig. 11. Rendimiento y potencia de salida en el amplificador dual clase CE simulado a 960 MHz.

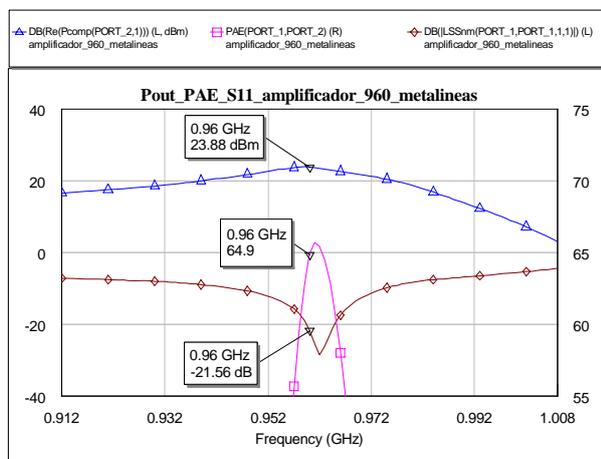


Fig. 9. Rendimiento y potencia de salida en el amplificador dual clase CE simulado a 960 MHz.

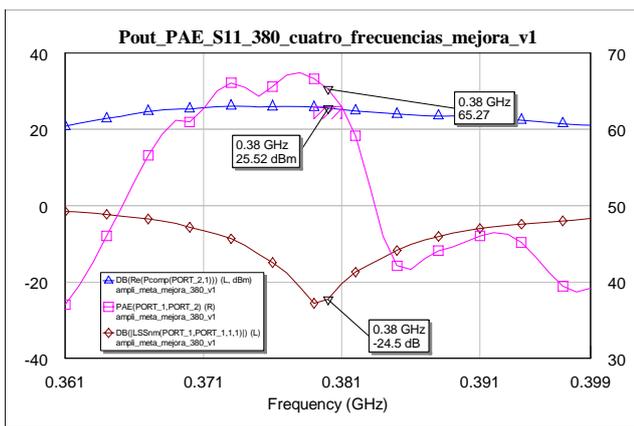


Fig. 10. Rendimiento y potencia de salida en el amplificador dual clase CE simulado a 960 MHz.

## V. CONCLUSIONES

Se describen la técnicas de diseño para amplificadores de alto rendimiento, tomando como ejemplo el amplificador en clase CE banda dual usando líneas de transmisión CRLH y ECRLH, que no requieren el uso de conmutadores o diplexores. Se propone un procedimiento basado en una sección de tipo L con líneas CRLH y ECRLH para encontrar los valores de las impedancias que satisfacen los requerimientos en el primer y segundo armónico.

Los amplificadores así diseñados, a la vista de las simulaciones presentan el alto rendimiento buscado, bajas pérdidas y unos diseños compactos exigidos en los equipos de comunicaciones inalámbricos modernos.

## REFERENCIAS

- [1] A. Fukuda, H. Okazaki, T. Hirota, Y. Yamao, Y. Qin, S. Gao, A. Sambell, and E. Korolkiewicz, "Novel 900 MHz/1.9 GHz dual-mode power amplifier employing MEMS switches for optimum matching," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 14, no. 3, pp. 121–123, Mar.2004.
- [2] R.Ujje, H. Sato and N. Ishihara, "A dual-band RF-CMOS amplifier using inductive reactance switching", Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF systems, Jan 2007, pp 131-134.
- [3] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E—A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC- 10, no. 6, pp. 168–176, Jun. 1975.
- [4] I. Lin, M. Devincentis, C. Caloz, and T. Itoh, "Arbitrary dual-band components using composite right/left handed transmission lines," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 50, no. 4, pp. 1142–1149, Apr. 2004.
- [5] Seung Hun Ji; Choon Sik Cho; Lee, J.W.; Jaeheung Kim, "Concurrent Dual-Band Class-E Power Amplifier Using Composite Right/Left-Handed Transmission Lines"; Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 55, Issue 6, Part 2, June 2007 pp.1341 – 1347
- [6] M. Thian and V. Fusco, "Design Strategies for Dual-band Class-E Power Amplifier Using Composite Right/Left-Handed Transmission Lines", Microw. And Opt. technology Letters, vol 49, no 11, pp 2784-2788, Nov 2007
- [7] A. Rennings, S. Otto, J. Mosig, C. Caloz\*, and I. Wolff, "Extended Composite Right/Left-Handed (E-CRLH) Metamaterial and its Application as Quadband Quarter-Wavelength Transmission Line", Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC 2006), Dec. 12-15, Yokohama, Japan.
- [8] H. L. Krauss, C. W. Bostian, and F. H. Raab, Solid State Radio Engineering, New York: J. Wiley & Sons, 1980.