

Amplificadores clase CE de doble banda con estructuras basadas en líneas CRLH y ECRLH.

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

⁽¹⁾fjarques@diac.upm.es, ⁽²⁾dani@tsc.uc3m.es.

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

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

Abstract- In this paper the use of Composite Right/Left Hand (CRLH) and Extended Composite Right/Left Hand (ECRLH) transmission lines in dual band power amplifiers is proposed. The CE class power amplifier presents advantages over conventional amplifier such as larger efficiency and low bias supply and what it is more, the fact that it is the fundamental class in bipolar transistor. The design procedure and the design equations are presented. The non-linear phase response of a CRLH and ECRLH transmission line has been utilized to design arbitrary dual-band amplifiers. A design in dual-band CE class power amplifier illustrates the synthesis procedure.

I. INTRODUCCIÓN

La demanda de sistemas de comunicación inalámbricos está obligando a que el espectro utilizado sea cada vez mayor. 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 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.

La solución más conveniente para los problemas antes mencionados pasa por el uso de switches [1], elementos concentrados [2] o diplexores [3].

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.

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.

II. AMPLIFICADOR EN CLASE CE

Debido a las características de los dispositivos bipolares en alta frecuencia, la clase C no puede darse sobre éstos. Como modo de funcionamiento con características similares tenemos la clase CE, que responde al rendimiento máximo cuando se le presenta a la salida del amplificador la impedancia descrita por la Ec. 1.

$$R_p = 0.625 \cdot \frac{(V_{cc} - V_{sat})^2}{2 \cdot P_{out}} \quad (1)$$

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

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.

$$Z(f_o) = R_p + jX_p \quad (2)$$

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

III. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN E-CRLH

El concepto de composite right/left-handed transmission line metamaterials (CRLH), 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. En la figura 1 se muestra el circuito equivalente y su modelo simétrico implementado con líneas de transmisión de una línea CRLH.

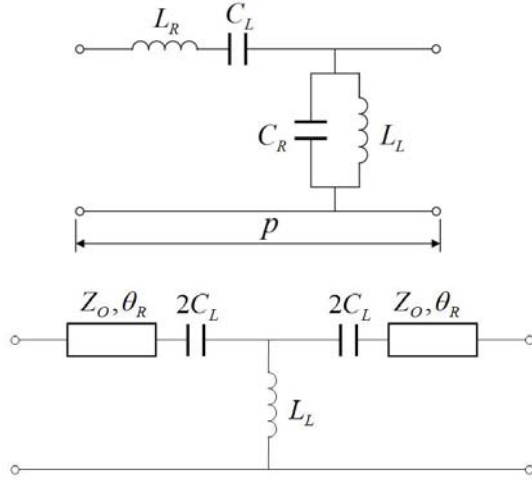


Fig. 1. Estructuras CRLH.

En la figura 2 se muestra el modelo de una línea CRLH extendida, donde los valores de los componentes se calculan según la referencia [7].

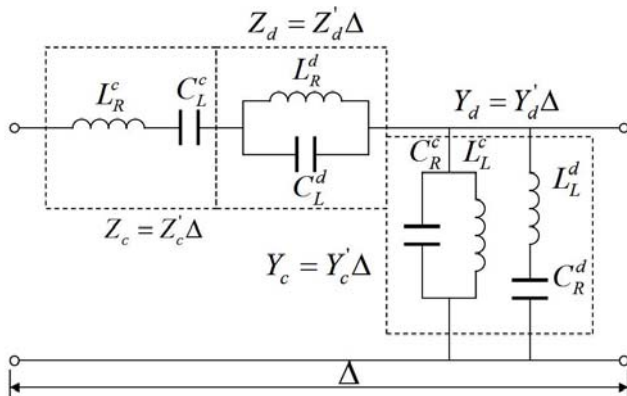


Fig. 2. Estructuras E-CRLH según referencia [7].

Este metamaterial E-CRLH está caracterizado 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 (pulsaciones ω_{1e} , ω_{2e} , ω_R y ω_0) que responden a la ecuación 3, que representa la relación dispersión/atenuación siendo Φ_c un número real [7].

$$\Phi_c = \frac{(\omega^2 - \omega_{1e}^2)(\omega^2 - \omega_{2e}^2)}{\omega \cdot \omega_R^c (\omega^2 - \omega_0^2)} \quad (3)$$

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.

IV. SÍNTESIS DE LAS TERMINACIONES EN EL AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE CE DE DOBLE-BANDA

Se propone como solución en el diseño de amplificadores clase CE de alto rendimiento la mostrada en la figura 3.

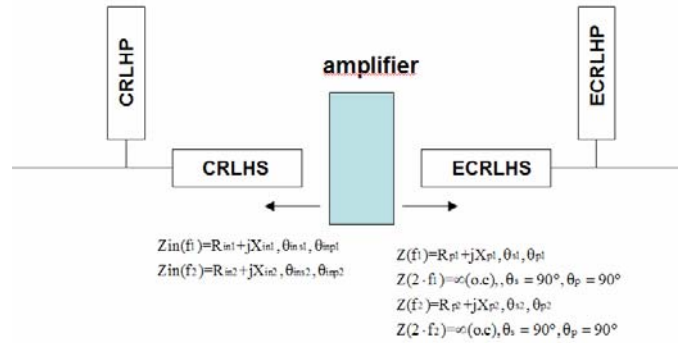


Fig. 3. Estructura propuesta 3 para el amplificador CE banda dual.

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:

$$\begin{aligned} Z_{in}(f_1) &= R_{in1} + jX_{in1}, \theta_{ins1}, \theta_{imp1} \\ Z_{in}(f_2) &= R_{in2} + jX_{in2}, \theta_{ins2}, \theta_{imp2} \end{aligned} \quad (4)$$

La red de salida en la estructura mostrada en figura 3 se realiza en base a una estructura extendida CRLH (ECRLH), estableciendo las cuatro condiciones de impedancia.

$$\begin{aligned} Z(f_1) &= R_{p1} + jX_{p1}, \theta_{s1}, \theta_{p1} \\ Z(2 \cdot f_1) &= \infty(o.c), \theta_s = 90^\circ, \theta_p = 90^\circ \\ Z(f_2) &= R_{p2} + jX_{p2}, \theta_{s2}, \theta_{p2} \\ Z(2 \cdot f_2) &= \infty(o.c), \theta_s = 90^\circ, \theta_p = 90^\circ \end{aligned} \quad (5)$$

El procedimiento de diseño se explica a lo largo del siguiente apartado.

V. SIMULACIONES Y RESULTADOS

El dispositivo activo elegido es el BFG551. Las simulaciones se realizaron con el programa AWR. Para hacer el circuito estable a bajas frecuencias, se utiliza un padding resistivo a la entrada como se muestra en la figura 4. El resto del circuito mostrado en la figura es el típico para la realización del análisis load-pull.

Se realizó un análisis load-pull con el fin de elegir las impedancias de entrada y salida, donde se hace necesario un compromiso entre el rendimiento y la potencia de salida. Las figuras 5 y 6 muestran los círculos correspondientes a este análisis para las frecuencias deseadas.

Se observa que los círculos de eficiencia están más comprimidos para la frecuencia alta lo que producirá una mayor sensibilidad en el diseño del citado amplificador

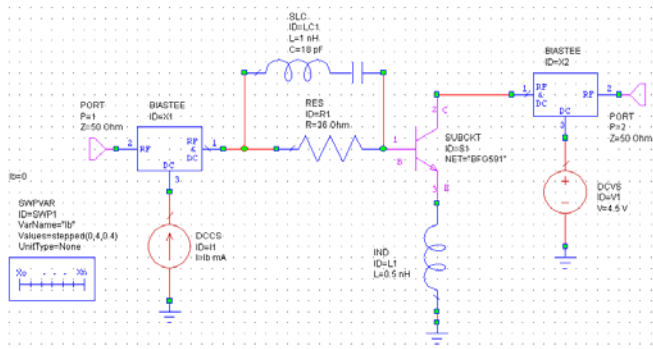


Fig. 4. Circuito de Load-Pull para el amplificador CE banda dual.

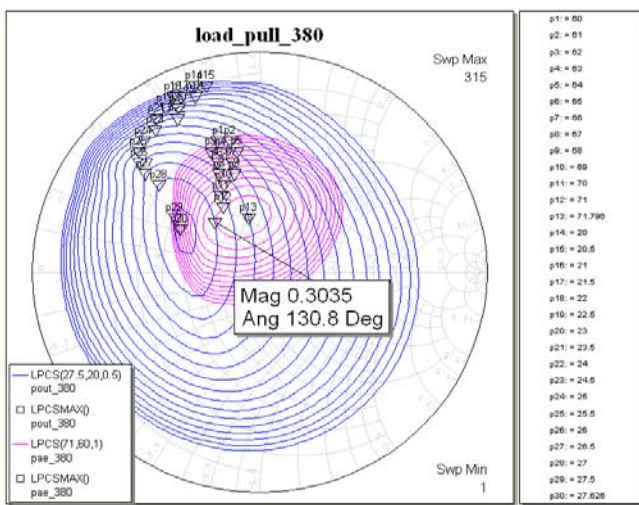


Fig. 5. Load-Pull a 380MHz.

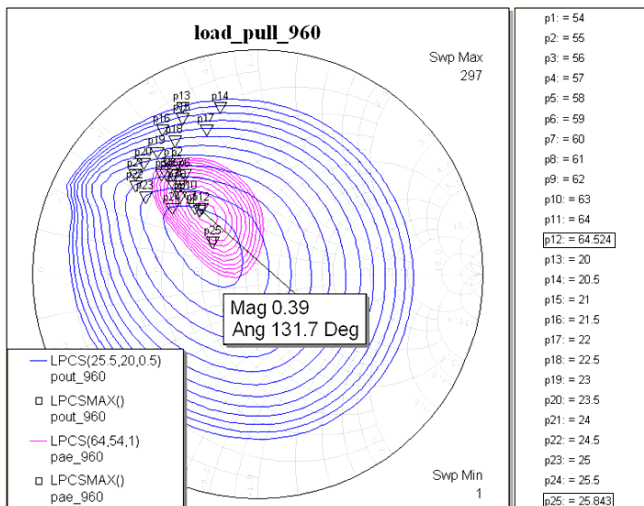


Fig. 6. Load-Pull a 960MHz

En cualquier caso, realizando un proceso de optimización y presentando las impedancias necesarias a los armónicos, obtenemos los resultados mostrados en la tabla I

f1=380 MHz		
PAE= 70.95%	DCRF=81.18%	P _{out} =26.996dBm
V _{ce} =4.41·V _{cc}	Z _{in} =16.56-36.27j	Z _{out} =30.67-15.26j
f2=960 MHz		
PAE= 66.638%	DCRF=92.773%	P _{out} =26dBm
V _{ce} =3.23·V _{cc}	Z _{in} =13.01-4.12j	Z _{out} =30.95-14.33j

Tabla. I. Resumen de valores del transistor

Las líneas a sintetizar deben satisfacer los valores mostrados en la tabla II.

MHz	f1=380	2*f1=720	f2=960	2*f2=1290
Input				
Series Line	14.45°	N.D.	27.75°	N.D.
Shunt Line	127.6°	N.D.	54.31°	N.D.
Output				
Series Line	-57.5°	±90°	-54.8°	±90°
Shunt Line	-45.4°	±90°	-39.3°	±90°

Tabla. II. Resumen de valores de la línea de transmisión

Las redes de entrada son sintetizadas con líneas de transmisión CRLH (solo se necesitan dos condiciones de fase), mientras que las redes de salida son sintetizadas con líneas ECRHLH (donde son necesarias cuatro condiciones de fase a los dos fundamentales y sus respectivos armónicos), de forma que el conjunto amplificador-redes presente un comportamiento en clase CE en ambas frecuencias de funcionamiento. La tabla III muestra los valores para la entrada CRLH (capacidades en pF, inductancias en nH, y longitudes referidas a grados eléctricos a f₁=380MHz), mientras que los de la tabla IV corresponden a la línea ECRHLH.

	C _L	L _L	Length
CRLH S	8.46	21.16	41.26°
CRLH P	13.5	33.69	53.26°

Tabla. III. Resumen de valores de la línea de transmisión de entrada CRLH

E-CRLH S	C _R ^C =1.34	L _R ^C =3.35	C _L ^C =10.25	L _L ^C =25.64
	C _R ^D =15.9	L _R ^D =39.7	C _L ^D =0.864	L _L ^D =2.161
E-CRLH P	C _R ^C =1.38	L _R ^C =3.45	C _L ^C =9.924	L _L ^C =24.81
	C _R ^D =0.99	L _R ^D =2.48	C _L ^D =13.78	L _L ^D =34.46

Tabla. IV. Resumen de valores de la línea de transmisión de salida ECRHLH

En las figuras 7 y 8 se muestran las formas de onda resultantes de la simulación para corriente y tensión en el amplificador, trabajando a 380 y 960 MHz respectivamente, observándose que para ambas frecuencias las formas de onda se corresponden a la respuesta de un amplificador trabajando

en clase CE, es decir, funcionamiento no lineal, estando el ciclo de trabajo para la tensión por debajo del 50% y en contrafase a la corriente.

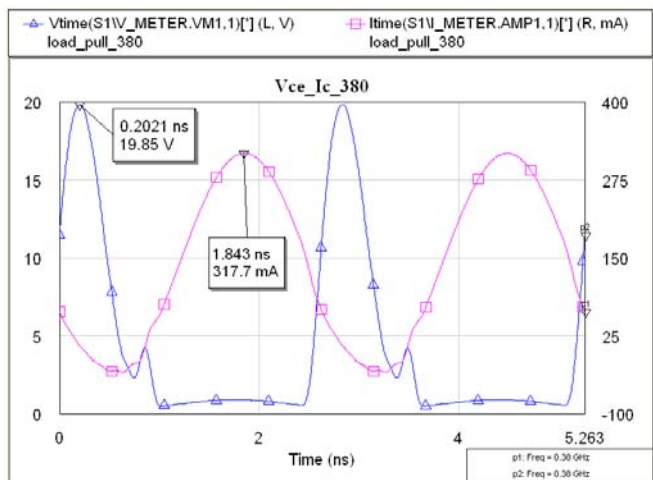


Fig. 7. Formas de onda de corriente y tensión en el amplificador dual clase CE a 380 MHz.

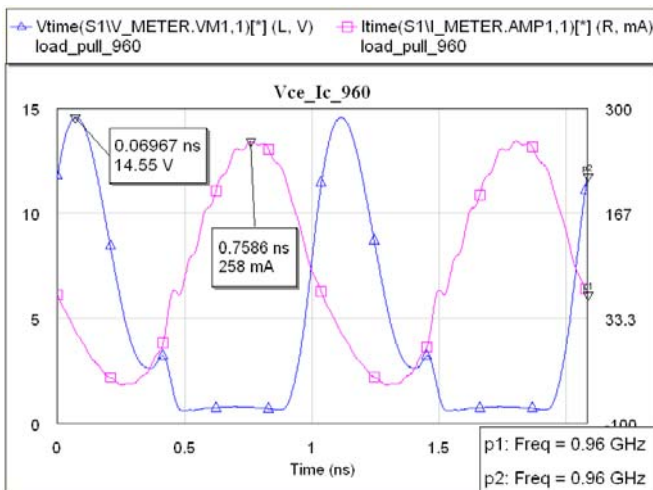


Fig. 8. Formas de onda de corriente y tensión en el amplificador dual clase CE a 960 MHz.

En las figuras 9 y 10 se muestra que el comportamiento obtenido para la solución mostrada en la figura 3. Su comportamiento como en el caso anterior es muy cercano al ideal (Potencia de salida y PAE elevadas a las frecuencias de funcionamiento y baja reflexión S_{11}) y el pequeño desajuste se debe a una implementación no exacta de los valores de las líneas y las ligeras pérdidas que tienen las líneas CRLH y ECRLH principalmente a las frecuencias de los fundamentales. En ambas frecuencias la ganancia en potencia es mayor que 25 dB, la PAE está cercana al 60 % y la reflexión a la entrada por debajo de -20 dB.

VI. CONCLUSIONES

Se describe la técnica de diseño para 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. El amplificador resultante presenta alto rendimiento, bajas

pérdidas y unos diseños compactos exigidos en los equipos de comunicaciones inalámbricos modernos

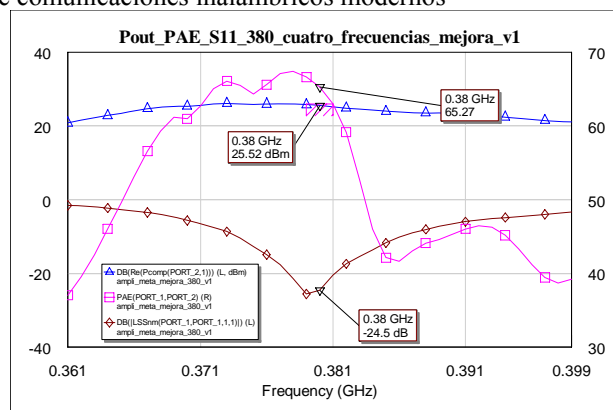


Fig. 9. Rendimiento y potencia de salida en el amplificador dual clase CE simulado a 960 MHz.

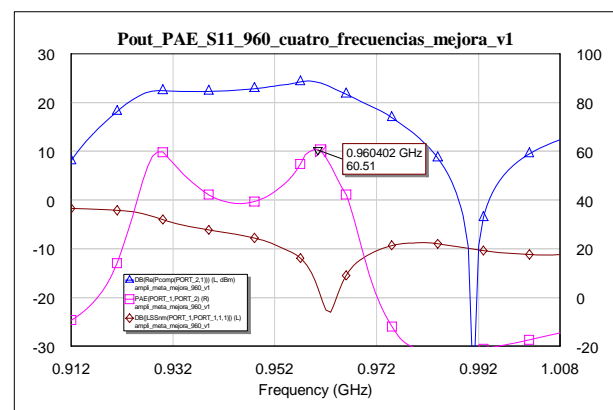


Fig. 10. Rendimiento y potencia de salida en el amplificador dual clase CE simulado a 960 MHz.

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.Ujie, 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. Devenicentis, 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.