

Amplificador Distribuido 0-28GHz para aplicaciones ópticas

Laura Diego Arroyo⁽¹⁾⁽²⁾, Benoît Haentjens⁽²⁾, Amparo Herrera Guardado⁽¹⁾

laura.diegoarroyo@unican.es

⁽¹⁾ Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria.
Edificio de Ingeniería de Telecomunicaciones Profesor José Luis García García, Plaza de la Ciencia s/n,
39005 Santander (Cantabria).

⁽²⁾ Vectrawave. Space Ampère. 4, Rue André Marie Ampère 2230, Lannion (Francia).

Abstract- This contribution presents a MMIC cascade distributed amplifier (CDA) in 0.15 μm low noise pHEMT process for optical transmission system. The device covers from DC to 28 GHz, achieves a small signal gain of around 17 dB, input and output return losses are better than 15.7 dB and 14.15 dB, respectively, and has a maximum noise figure of 6.5dB. The distributed amplifier (DA) consumes 178 mA from 8 V supply, and its dimensions are: 3.07x1.82 mm².

I. INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas se ha producido una clara tendencia hacia aplicaciones cada vez más flexibles, de banda más ancha y velocidades de transmisión más elevadas.

En este ámbito es donde surge la tecnología de ultra banda ancha, más conocida por sus siglas en inglés UWB (Ultra Wide Band). Los circuitos de ultra banda ancha encuentran aplicación en diversos campos como: enlaces de alta velocidad de transmisión, radares de alta resolución y sistemas de imagen entre otros [1]. Dentro de estos circuitos, uno de los que mayor interés ha despertado es el amplificador de banda ancha [2]. Para llevar a cabo el diseño de este circuito se han propuesto diferentes diseños como los amplificadores realimentados [3], los amplificadores sintonizados [4], [5] y los amplificadores distribuidos (DA) [1]-[6]. Esta última topología se basa en elementos de ganancia colocados a lo largo de una estructura de líneas de transmisión, Fig. 1, comportándose como una línea de transmisión activa que proporciona anchos de banda muy grandes (de más de una década), ganancia uniforme, buena figura de ruido y buena adaptación tanto a la entrada como a la salida. El principal inconveniente de esta estructura es que no se consiguen ganancias de valor elevado, además de acabar siendo de grandes dimensiones comparado con un amplificador de la misma ganancia pero con un ancho de banda menor.

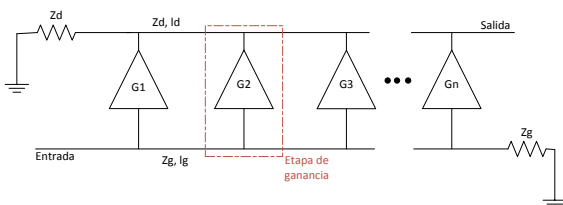


Fig. 1. Amplificador distribuido genérico

Este fenómeno es debido a su mecanismo de amplificación, basado en el principio de adición; donde la ganancia del conjunto de elementos activos es proporcional a la suma de las ganancias suministradas por cada módulo individual [6].

El concepto de amplificador distribuido aparece por vez primera en 1936 en la patente de William S. Percival [7] donde fue usado en el diseño de un amplificador de banda ancha mediante tubos de vacío. En ese año Percival propuso un diseño mediante el cual las transconductancias de tubos de vacío individuales podían ser sumadas de forma lineal sin agrupar los elementos capacitivos de la entrada y la salida, obteniendo con ello un circuito que era capaz de obtener un producto ganancia-ancho de banda mayor que el obtenido con un tubo individual. El trabajo de Percival no tuvo una gran repercusión hasta que en la década de los 40 Ginzton et al. [8] publicaron un artículo sobre este mismo tema donde se describían los principales problemas asociados a los amplificadores distribuidos en cuanto a ganancia y ancho de banda y a su vez se proponían diferentes soluciones a estos problemas. Es a partir de este artículo donde realmente se empieza a utilizar el término amplificador distribuido. En 1950 este mismo grupo de trabajo es el primero en publicar los primeros diseños capaces de obtener unos buenos resultados [9].

El trabajo que aquí se presenta es el diseño de un amplificador distribuido mediante un proceso pHEMT de 0.15 μm y bajo ruido, Fig. 2. En concreto, se ha utilizado el proceso PL15-10 de WIN [10], una tecnología de InGaAs capaz de obtener velocidades de transmisión de hasta 40Gb/s. El proceso completo tiene una frecuencia de corte de 95GHz, una tensión de ruptura de 9V, una tensión umbral de -0.7V y un espesor de oblea de 100 μm . Esta tecnología fue seleccionada por sus excelentes prestaciones a un relativo bajo coste.

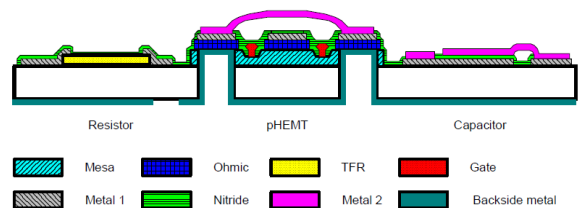


Fig. 2. Corte transversal de 0.15 μm pHEMT

II. ARQUITECTURA DE AMPLIFICADORES DISTRIBUIDOS

A. Amplificador distribuido básico

En la Fig. 1 se muestra la configuración básica de un amplificador distribuido de microondas. Dicha estructura se basa generalmente en N transistores idénticos, habitualmente FETs en fuente común, Fig. 3, cuyas puertas están conectadas a una línea de transmisión con impedancia característica Z_g y longitud l_g , mientras, sus drenadores se encuentran conectados a una nueva línea de transmisión con impedancia característica Z_d y longitud l_d .

La filosofía de funcionamiento de un amplificador distribuido es muy similar a la del acoplador direccional de múltiples aberturas en guía de onda. La señal de entrada se propaga a través de la línea de transmisión de entrada y cada transistor colabora con una parte de la señal amplificada que se incorpora a la línea de transmisión de salida.

A la hora de llevar a cabo el diseño es necesario escoger las constantes de propagación y las impedancias características de las líneas, de forma que las N señales se sumen en fase. Además, se deberán escoger valores adecuados de las impedancias de carga (Z_g y Z_d) para que las ondas regresivas se sumen en contrafase y por tanto sean eliminadas [11].

En el caso ideal de tener un amplificador sin pérdidas la ganancia del DA queda definida por la siguiente expresión:

$$G = \frac{g_m^2 Z_d Z_g N^2}{4} \quad (1)$$

Teniendo en cuenta la anterior expresión se observa como la ganancia aumenta conforme a N^2 , lo que permitiría aumentar la ganancia del dispositivo con solo aumentar el número de etapas. En la realidad, el número de etapas no puede aumentarse infinitamente ya que existen pérdidas y, por tanto, a medida que se aumenta el número de etapas la ganancia va tendiendo a cero, Ec.2.

$$G = \frac{g_m^2 Z_d Z_g}{4} \frac{(e^{-N\alpha g l_g} - e^{-N\alpha d l_d})^2}{(e^{-\alpha g l_g} - e^{-\alpha d l_d})^2} \quad (2)$$

Este sorprendente comportamiento se puede explicar de forma sencilla si se tiene en cuenta que la tensión en la línea de puerta decae exponencialmente, por lo que los transistores al final del DA no reciben señal de entrada, de forma similar la señal amplificada procedente de cada uno de los transistores es atenuada a su vez por la línea de drenador. El incremento por N de la ganancia no es suficiente para compensar el decaimiento exponencial en N de la señal de entrada.

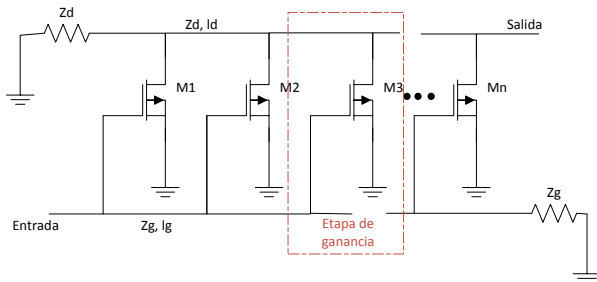


Fig. 3. Amplificador distribuido básico

B. Topología propuesta

Desde la invención del amplificador distribuido se han introducido muy pocas modificaciones en el concepto original propuesto por Percival [7]. Generalmente, dichas modificaciones se centran en modificar la etapa de ganancia. Una de las más utilizadas, en varias tecnologías monolíticas (AsGa, GAN o CMOS) es sustituir el transistor en fuente común de la Fig. 1 por una topología en cascodo como la mostrada en la Fig. 4 [12]-[14]. Esta topología fue descrita por primera vez como una matriz de n columnas, unidas por inductancias o líneas de transmisión, compuestas de m elementos activos [6]. El hecho de utilizar como etapa de ganancia una topología en cascodo nos proporciona dos ventajas fundamentales:

- i. La impedancia de salida de la estructura en cascodo puede verse reducida a alta frecuencia y, por tanto, se pueden compensar las pérdidas de la línea de drenador y con ello mejorar la ganancia.
- ii. El efecto Miller puede verse reducido, lo que conlleva una mejora en el rizado de la ganancia, un aumento del ancho de banda y un mejor aislamiento entre la entrada y la salida.

Sin embargo, es necesario prestar especial atención a la hora de diseñar un amplificador distribuido usando la estructura en cascodo, ya que la impedancia de salida puede convertirse en negativa cerca de la frecuencia de corte lo que podría provocar la inestabilidad del DA [12].

La topología propuesta en este trabajo es un amplificador distribuido donde la celda de ganancia se lleva a cabo mediante una topología en cascodo como la expuesta anteriormente, a la que se le ha añadido en la puerta del transistor superior (transistor M1 en la Fig. 4) una carga cuya parte imaginaria toma valor negativo. Este cambio en la topología ayuda a aumentar el ancho de banda del amplificador, además de hacer que el amplificador distribuido sea estable.

La topología final del amplificador distribuido propuesto puede verse en la Fig. 5, donde puede distinguirse de forma clara las ocho celdas de ganancia utilizadas, así como la carga de drenador y de puerta.

III. SIMULACIONES

Las simulaciones a nivel esquemático han sido realizadas mediante el software *AWR Design environment 2009* utilizando para ello la librería proporcionada por la *foundry*.

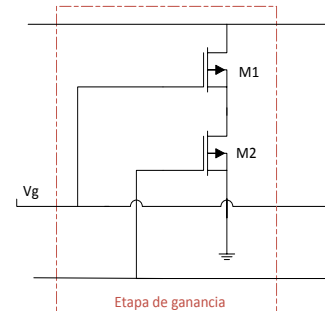


Fig. 4. Etapa de ganancia en topología de cascodo

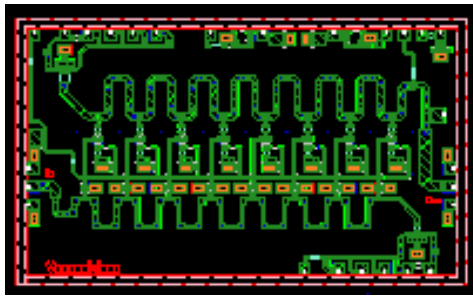


Fig. 5. Layout del amplificador distribuido propuesto

Para dichas simulaciones se han utilizado unas tensiones de polarización de $V_d=8$ V y $V_g=2$ V.

El amplificador anteriormente descrito presenta un buen comportamiento en pequeña señal, con una buena adaptación tanto a la entrada como a la salida en toda la banda de operación, con valores que se encuentran siempre por debajo de los -14 dB, Fig. 6. Además, se obtiene un buen aislamiento entre la entrada y la salida con valores por debajo de los -27 dB. Cabe destacar el reducido rizado que presenta el diseño propuesto, presentando con ello una ganancia en pequeña señal con una respuesta bastante plana en toda la banda de operación, con un valor situado en torno a los 17 dB. Como se puede observar en la Fig. 6, el DA presenta un ancho de banda de 28 GHz, definiendo en este caso el ancho de banda como aquella frecuencia a la cual la ganancia en pequeña señal se ve reducida en 3 dB.

Si bien no es un diseño que vaya orientado a aplicaciones de bajo ruido, los valores que se obtienen de este parámetro no son excesivamente elevados encontrándose siempre por debajo de los 6.5 dB. Incluso, en la mayor parte de la banda de trabajo, este valor se sitúa por debajo de los 5 dB, hasta una frecuencia de 25.5 GHz (Fig. 7).

Como se ha comentado anteriormente, las estructuras con celdas de ganancia con topología en cascado pueden presentar problemas de estabilidad a valores de frecuencia elevados, para lo cual se ha estudiado el valor que toma el factor de Rollet (factor K), Fig. 8. Este parámetro toma como valor mínimo 2.078.

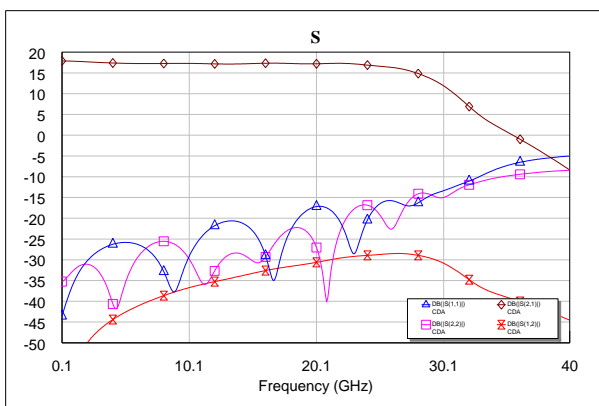


Fig. 6. Parámetros S

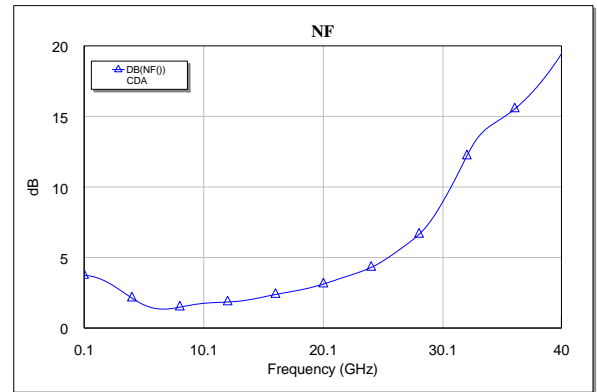


Fig. 7. Figura de Ruido

Como era de esperar por lo comentado con anterioridad la cercanía del factor K a 1 se produce a medida que aumentamos de frecuencia y nos vamos acercando al final del ancho de banda.

En aplicaciones en las que se esperan velocidades de transmisión elevadas, como puede ser el caso de las comunicaciones ópticas, es importante que el retardo de grupo sea lo más pequeño posible (a menor retardo de grupo mayor posibilidad de transmitir a velocidades mayores) y lo más plano posible. El mayor valor obtenido en simulación de este parámetro es de 120.9 ps, para el máximo valor de frecuencia, mientras que el valor mínimo se obtiene en torno a 5.2 GHz con una diferencia de en torno a 35 ps con el máximo, Fig. 9.

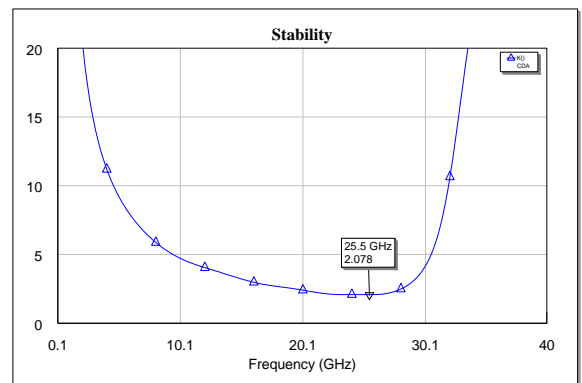


Fig. 8. Factor de Rollet (K)

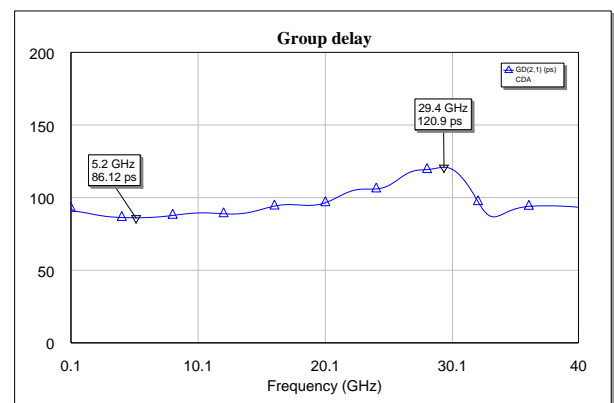


Fig. 9. Retardo de grupo (ps)

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se presenta el diseño de un amplificador distribuido para aplicaciones de comunicaciones ópticas en tecnología InGaAs. La topología en cascodo utilizada en la celda de ganancia permite un aumento del ancho de banda, además de proporcionar un valor de ganancia en pequeña señal significativo con un rizado en banda bastante reducido.

Además, las modificaciones llevadas a cabo en dicha celda permiten tener en dispositivo estable, uno de los problemas que se presenta frecuentemente al utilizar este tipo topología en la celda de ganancia.

Pese a no haber hecho consideraciones de gran señal en el diseño del amplificador distribuido, las buenas prestaciones proporcionadas por esta tecnología permiten obtener valores de potencia de 21dBm, convirtiéndolo en un buen candidato para aplicaciones de media potencia.

En la Tabla 1 se recogen las principales características de trabajos realizados en tecnologías similares, en la cual queda de manifiesto que aunque no se consigue el mayor ancho de banda, sí que este diseño una de las mejores relaciones ganancia-ancho de banda complementado junto con unos buenos resultados en gran señal.

Ref	Tecnología	Topología	Banda	S ₂₁	P _{1dB}
12	0.15μm GaAs	4 cascodo	>80 GHz	7.7 dB	-
15	0.15μm InGaAs	6 cascodo	0.8-11 GHz	20.5 dB	10.5 dBm
16	0.5μm GaAs	6 cascodo	0-33 GHz	10.6 dB	8.9 dBm
17	2μm InGaP/GaAs 0.5μm AlGaAs/GaAs	6 cascodo	0-43.5 GHz	8.5 dB	8 dBm
18	0.15μm AlGaAs/InGaAs	10 pseudo diferencial cascodo	3-14 GHz	17 dB	15 dBm
19	0.15μm GaAs	2 DA	4-37 GHz	15.3 dB	21 dBm
	0.15μm InGaAs	8 cascodo	0-28 GHz	17 dB	21 dBm

Tabla 1. Tabla comparativa del diseño propuesto con otros trabajos

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado gracias a la financiación del proyecto HORFI: Tecnologías de RF para terminales MIMO de banda ultra-ancha, TEC2012-38402-C04-04 del Ministerio de Economía y Competitividad del Gobierno de España y al proyecto SOPA: Support On Power Amplifier design en colaboración con la empresa Vectrawave.

REFERENCIAS

[1] Arbabian, A.; Niknejad, A.M., "A Broadband Distributed Amplifier with Internal Feedback Providing 660GHz GBW in 90nm CMOS," *Solid-State Circuits Conference, 2008. ISSCC 2008. Digest of Technical Papers. IEEE International*, vol., no., pp.196, 606, 3-7 Feb. 2008.

[2] Chih-Yin Hsiao; Tzu-Yu Su; Hsu, S.S.H., "CMOS Distributed Amplifiers Using Gate-Drain Transformer Feedback Technique," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.61, no.8, pp.2901, 2910, Aug. 2013.

[3] Hsien-Ku Chen; Yo-Sheng Lin; Shey-Shi Lu, "Analysis and Design of a 1.6-28-GHz Compact Wideband LNA in 90-nm CMOS Using a π -Match Input Network," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.58, no.8, pp.2092,2104, Aug. 2010.

[4] Floyd, B.A.; Shi, L.; Yuan Taur; Lagnado, I.; O, K.K., "A 23.8-GHz SOI CMOS tuned amplifier," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.50, no.9, pp.2193,2196, Sep 2002.

[5] Chia-Hsin Wu; Chih-Hun Lee; Wei-Sheng Chen; Shen-Iuan Liu, "CMOS wideband amplifiers using multiple inductive-series peaking technique," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol.40, no.2, pp.548,552, Feb. 2005.

[6] Niclas, K.B.; Pereira, R.R., "The Matrix Amplifier: A High-Gain Module for Multioctave Frequency Bands," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.35, no.3, pp.296, 306, Mar 1987

[7] Percival, W. S., "Thermionic valve circuit," Sept. 5 1939, US Patent Office 2,171,671.

[8] Ginzton, E.; Hewlett, W.; Jaasber, J.; Noe, J., "Distributed amplification," *Proceedings of the IRE*, vol. 36, no 8, pp.956-969, 1948.

[9] Horton, W.H.; Jasberg, J.H.; Noe, J.D., "Distributed Amplifiers: Practical Considerations and Experimental Results," *Proceedings of the IRE*, vol.38, no.7, pp.748, 753, July 1950.

[10] WIN Semiconductors Corp. website. [Online]. Available: <http://www.winfoundry.com/>

[11] Pozar, D. M., "Microwave Engineering" Fourth edition. John Wiley & Sons, Inc.

[12] Cai Shuicheng; Wang Zhigong, "0-80GHz 0.15 μm GaAs PHEMT Distributed Amplifier for Optic-Fiber Transmission Systems," *Microwave and Millimeter Wave Technology, 2007. ICMMT '07. International Conference on*, vol., no., pp.1, 3, 18-21 April 2007

[13] Ansari, K.T.; Plett, C.; Yagoub, M. C E, "A low-power 0.4-22GHz CMOS cascode distributed amplifier for optical communication systems," *Electronics, Circuits, and Systems, 2009. ICECS 2009. 16th IEEE International Conference on*, vol., no., pp.387, 390, 13-16 Dec. 2009.

[14] Kobayashi, K.W.; Yaochung Chen; Smorchkova, I.; Heying, B.; Wen-Ben Luo; Sutton, W.; Wojtowicz, M.; Oki, A., "Multi-decade GaN HEMT Cascode-distributed power amplifier with baseband performance," *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2009. RFIC 2009. IEEE*, vol., no., pp.369, 372, 7-9 June 2009.

[15] Liang Zhou; Duperrier, C.; Quintanel, S.; Aloui, S.; Bourdel, E., "A 0.8-11GHz 0.15μm pHEMT reconfigurable low power consumption distributed low noise amplifier for wireless home networks," *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2013 IEEE 11th International*, vol., no., pp.1,4, 16-19 June 2013.

[16] Si-Hua Chen; Chih-Chun Shen; Shou-Hsien Weng; Yu-Cheng Liu; Hong-Yeh Chang; Yu-Chi Wang, "Design of a DC-33 GHz cascode distributed amplifier using dual-gate device in 0.5-μm GaAs E/D-mode HEMT process," *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2013 Asia-Pacific*, vol., no., pp.728,730, 5-8 Nov. 2013.

[17] Hong-Yeh Chang; Yu-Cheng Liu; Shou-Hsien Weng; Chi-Hsien Lin; Yeh-Liang Yeh; Yu-Chi Wang, "Design and Analysis of a DC-43.5-GHz Fully Integrated Distributed Amplifier Using GaAs HEMT-HBT Cascode Gain Stage," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.59, no.2, pp.443,455, Feb. 2011.

[18] de Hek, P.; Van Caekenberghe, K.; Van Dijk, R., "A 3-14 GHz pseudo-differential distributed low noise amplifier," *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2010 European*, vol., no., pp.337,340, 27-28 Sept. 2010.

[19] Mei-Chen Chuang; Ming-Fong Lei; Huei Wang, "A broadband medium power amplifier for millimeter-wave applications," *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, vol.3, no., pp.3 pp., 4-7 Dec. 2005.