

# Diseño de un Amplificador MHEMT de Media Potencia a 94-100 GHz

Manuel Arias, Luisa de la Fuente, Juan Pablo Pascual, Antonio Tazón,

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones Universidad de Cantabria Avda. Los Castros S/N. 39005-Santander.

**Abstract-** In this paper we describe the design of a three-stage Medium Power Amplifier (MPA) MMIC operating in a band between 94 and 100 GHz. The amplifier circuit is based on a microstrip lines design with 0.13  $\mu\text{m}$  gate length Metamorphic High Electron Mobility Transistors. The simulated amplifier exhibited a small-signal gain of 14.2 dB and a saturated output power of 19.5 dBm at 97 GHz with a total gate width of 0.32 mm in the output stage. The chip dimensions are 1.6 x 3.1 mm.

## I. INTRODUCCIÓN

Los amplificadores de potencia MMICs son componentes clave en aplicaciones para la banda W (75 – 110 GHz) como los radares de apertura sintética (SAR), sensores para vehículos, sistemas de comunicaciones inalámbricos o sistemas de imagen en frecuencias milimétricas e incluso en el rango de THz. A continuación se presenta el diseño y simulación de uno que opera entre 94 y 100 GHz, discutiendo previamente más en detalle las aplicaciones y la tecnología empleada.

## II. APLICACIÓN

El desarrollo de amplificadores de potencia MMIC a frecuencias milimétricas tiene muchas aplicaciones en campos diversos como la radioastronomía y la ciencia espacial. Los amplificadores de potencia a 100 GHz pueden usarse como drivers para osciladores locales a frecuencias que lleguen al rango de THz, permitiendo el estudio de líneas espectrales de moléculas como carbón ionizado, silicio o nitrógeno, cuyas transiciones de electrones alcanzan su punto más alto a estas frecuencias y que proveen una visión sin comparación de estructuras galácticas y cosmología del universo temprano. Una de las aplicaciones comerciales en la que se viene investigando los últimos años en el área de las frecuencias milimétricas es la de crear radares y sensores para incorporar a los vehículos. Equipados con esta tecnología los vehículos pueden avisar con antelación de posibles colisiones con obstáculos, con otros vehículos o con peatones, en condiciones de clima adverso. Los radares que operan a frecuencias milimétricas proporcionan mucha precisión a la hora de localizar objetivos y pueden penetrar a través de niebla, nieve o lluvia. Aparte del inmenso mercado potencial de la industria automovilística, estos radares jugarían un papel muy importante en los sistemas en cuanto a seguridad de los viajeros.

## III. TECNOLOGÍA

Continuando con una línea de trabajo previa, se ha elegido la fundición OMMIC, y, en particular, su proceso D01MH con el que se ha trabajado anteriormente en este

departamento. Este proceso ha sido desarrollado para aplicaciones de media potencia en bandas milimétricas y utiliza estructuras metamórficas para conseguir una transición gradual entre el sustrato de GaAs y la capa activa, la cual contiene un porcentaje de In en torno al 53%. El elemento fundamental de este proceso es el transistor metamórfico de alta movilidad electrónica (MHEMT) de depleción, con la capa activa formada por InAlAs/GaInAs/AsGa sobre un sustrato de GaAs y con una longitud de puerta de 0.13  $\mu\text{m}$ , lo que le confiere una frecuencia de transición entorno a  $f_T=150$  GHz.

## IV. DISEÑO

Un esquema del diseño del amplificador MMIC de potencia puede verse en la Fig. 1. Es un amplificador de tres etapas con 1, 2 y 4 transistores idénticos de  $4 \times 20 \mu\text{m}$  en cada etapa, lo que supone una duplicación del área de puerta en cada etapa respecto a la anterior. La polarización de los transistores se hace en clase A por el estrecho margen de ganancia del que se dispone a 100 GHz, aunque se sacrifique la eficiencia. Se incorporan líneas acopladas a la entrada y a la salida del circuito, así como entre las diferentes etapas, que actúan como redes de adaptación y desacoplo. La división y combinación de la señal entre los transistores paralelos se hace con estructuras tipo Wilkinson.

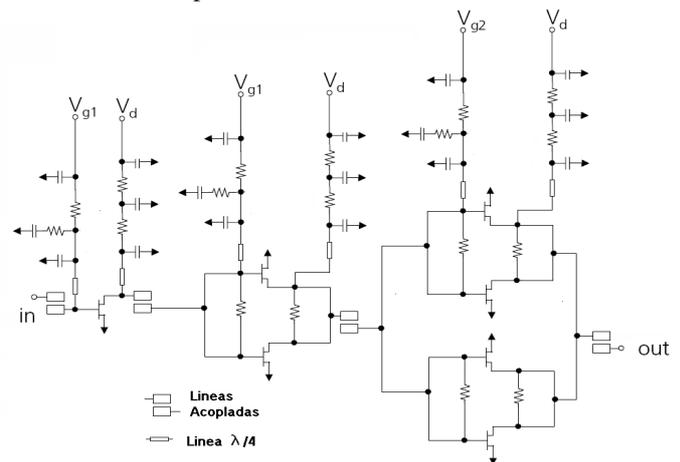


Fig. 1. Diagrama esquemático del Amplificador de potencia

### A. Líneas acopladas, divisores Wilkinson y combinadores de potencia

Hemos elegido una estructura de dos líneas acopladas de diferente anchura para realizar los desacoplos de continua en la entrada, la salida y en las redes interetapa, en sustitución

de las redes de adaptación convencionales que hacen uso de stubs en circuito abierto y de condensadores MIM (Metal-Insulator-Metal). Una ventaja de trabajar con líneas acopladas en lugar de condensadores es que éstas permiten que la parte real de la impedancia de las redes de adaptación pueda ser fácilmente controlada a partir de los parámetros anchura de las líneas y su separación. La parte imaginaria de la impedancia se consigue variando la longitud de las líneas a las que se pueden añadir stubs en abierto en los extremos para conseguir mayor precisión.

Esto supone una ventaja porque los condensadores requeridos para trabajar en la banda de frecuencias entre 90 y 100 GHz tienen unos valores muy pequeños de capacidad nominal, del mismo orden que las capacidades parásitas y son, por lo tanto, muy sensibles a las variaciones tras el proceso de fabricación, lo que exige un modelado muy preciso para evitar que sean una fuente de incertidumbre en el diseño. Por ello se ha creído conveniente evitar su uso en el camino de RF, aunque si se han usado condensadores en las redes de polarización, al ser éstas menos sensibles a cambios en las capacitancias[3].

El ancho de banda que se consigue con esta técnica está típicamente entre el 10% y el 20 %, lo que resulta suficiente para las aplicaciones en frecuencias milimétricas para las que se diseña el amplificador de potencia.

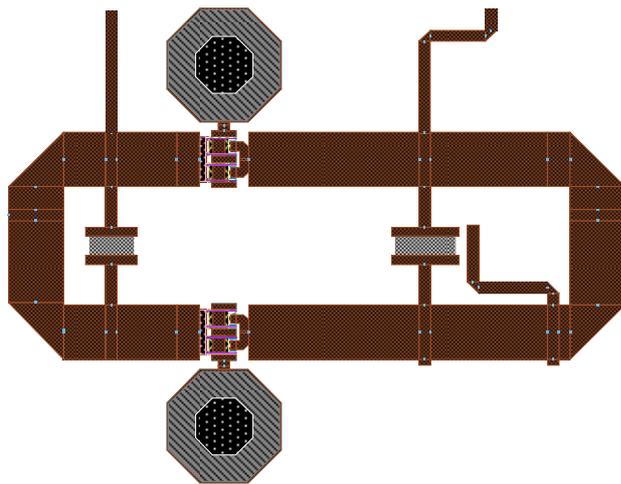


Fig. 2. Detalle segunda etapa del amplificador

En la Fig. 2 se muestra en detalle la división y la posterior combinación de la segunda etapa del amplificador. Consta de dos transistores de  $4 \times 20 \mu\text{m}$  a los que se accede desde la primera etapa mediante un divisor Wilkinson. Seguidamente se unen mediante un combinator, lo que facilita que la polarización de ambos transistores pueda ser compartida y ahorra espacio en el chip.

### B. Simulación Electromagnética

Se realizaron simulaciones electromagnéticas de la red de entrada y la de salida, así como de los divisores y combinadores en la segunda y tercera etapa, al ser consideradas como estructuras sensibles para el funcionamiento del amplificador. Las simulaciones se han llevado a cabo con Momentum 3D de Agilent integrado en el programa Advanced Design System (ADS). Se ha

comprobado que en las bandas de frecuencia en que se trabaja ( $\sim 100$  GHz) el comportamiento de las diversas redes es ligeramente distinto al simulado con los componentes esquemáticos, por lo que el amplificador se ha diseñado en base a minimizar esas diferencias y que afecten lo menos posible al funcionamiento global final.

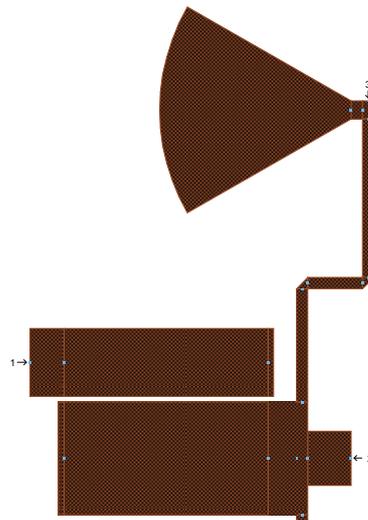


Fig. 3. Red adaptación entrada con líneas acopladas y stub radial con línea  $\lambda/4$  de la red de polarización

En la Fig. 3 se muestra la red de adaptación de entrada con líneas acopladas y un tramo de la red de polarización, compuesto por un stub radial, que hace la función de corto a la frecuencia de operación, junto a un segmento de línea de longitud  $\lambda/4$ . En la Fig. 4 se muestran las diferencias entre los parámetros S de la red simulada con Momentum y los de la misma red definida con modelos esquemáticos circuitales.

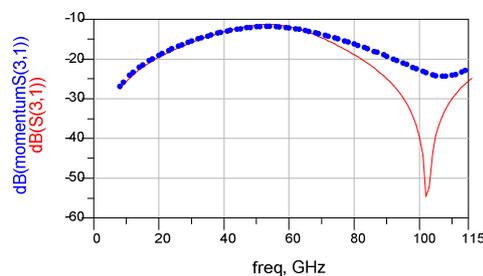
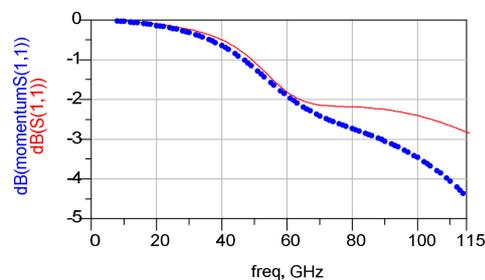


Fig. 4. Parámetros  $S_{11}$  y  $S_{31}$  de la red de entrada con el modelo en esquemático (línea sólida) y usando el simulador electromagnético Momentum (línea de puntos).

### C. Funcionamiento esperado

Se han llevado a cabo simulaciones utilizando el modelo completo no lineal de los transistores MHEMT para describir su comportamiento en condiciones de gran señal. El punto de

polarización elegido fue  $V_{gs1} = -0.05$  V,  $V_{gs2} = -0.15$  V y  $V_{ds} = 4$  V, sacrificando la eficiencia en aras de preservar una ganancia razonable. Fijada una frecuencia central en la banda se simuló la característica potencia de salida frente a potencia de entrada y se obtuvo la ganancia en potencia disponible (ver Fig. 5). El punto de compresión 1 dB se sitúa en  $P_{out1dB} = 13.12$  dBm, que corresponde a una  $P_{in} = 2.6$  dBm.

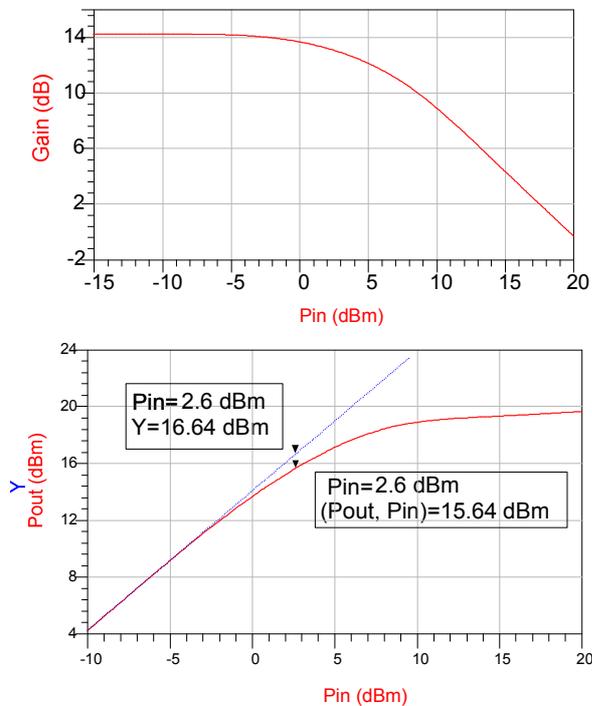


Fig. 5. Curva de Ganancia y Pin / Pout a 97 GHz.

Se evaluó también la eficiencia de potencia añadida (PAE), alcanzando valores por encima del 10% (Fig. 6).

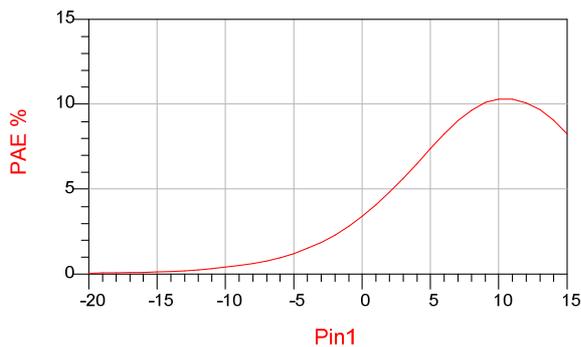


Fig. 6. PAE

Se han trazado los ciclos de carga extrínsecos para tener una aproximación a la dinámica del punto de operación de los transistores. Por la característica de caja negra del modelo no era posible el acceso a los nodos intrínsecos. Se han representado para el primer transistor (Fig. 7) y para uno de los de la tercera etapa (Fig. 8).

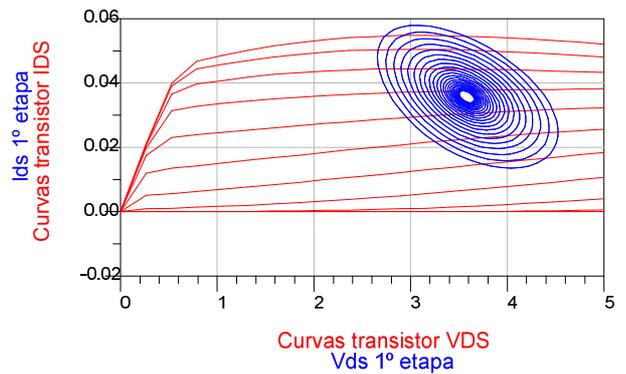


Fig. 7. Ciclo de carga extrínseco del transistor de la 1ª etapa obtenido con un balance armónico barriendo el parámetro  $P_{in}$  desde -20 dBm hasta 2 dBm.

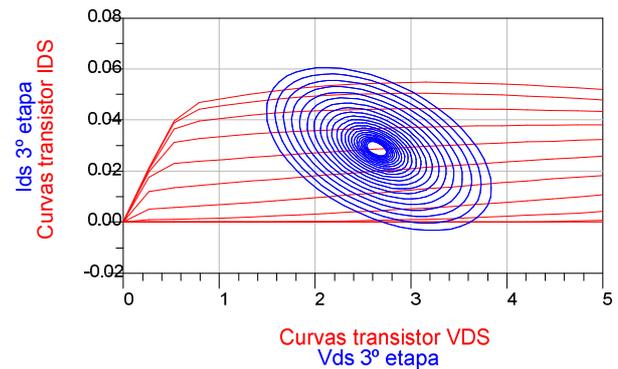


Fig. 8. Ciclo de carga extrínseco de un transistor de la 3ª etapa haciendo un balance armónico barriendo el parámetro  $P_{in}$  desde -20 dBm hasta 2 dBm.

El comportamiento frente a la frecuencia se ha evaluado utilizando los parámetros de scattering de gran señal, que consideran el nivel de potencia inyectada al amplificador y permiten poner de manifiesto la compresión en la ganancia. En la 0 se muestra la ganancia frente a la frecuencia para un amplio rango de potencias de entrada. Se aprecia como a partir de 4 dBm de entrada las curvas de ganancia se comprimen progresivamente. En la Fig. 10 se muestra la adaptación de entrada, en la que la compresión se manifiesta como empeoramiento de los valores y en Fig. 11 se muestra la adaptación de salida, menos sensible a la potencia de entrada.

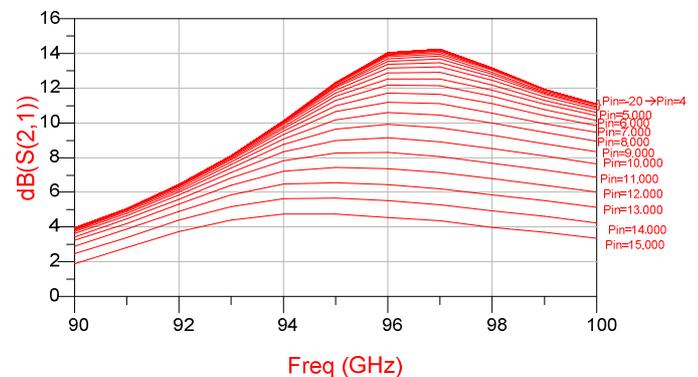


Fig. 9.  $dB(S_{21})$  en gran señal barriendo el parámetro  $P_{in}$  desde -20 dBm hasta 15 dBm

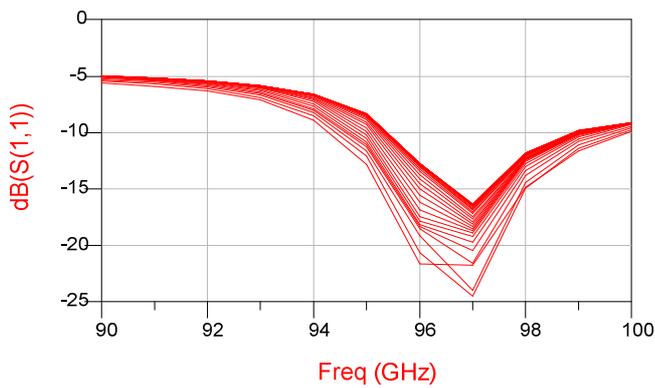


Fig. 10.  $\text{dB}(S_{11})$  en gran señal barriendo el parámetro  $P_{in}$  desde -20 dBm hasta 15 dBm

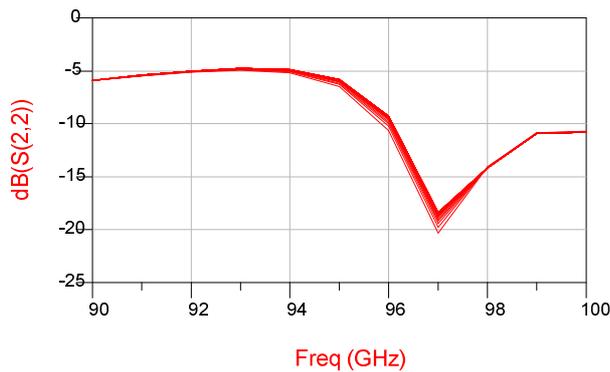


Fig. 11.  $\text{dB}(S_{22})$  en gran señal barriendo el parámetro  $P_{in}$  desde -20 dBm hasta 15 dBm

Según el parámetro  $\mu$ , tanto en pequeña señal, como a partir de parámetros de scattering en gran señal, el amplificador es estable en todas las frecuencias cubiertas por el modelo y la simulación, al ser  $\mu$  mayor que 1. En este caso el análisis en gran señal es especialmente importante para prevenir posibles oscilaciones paramétricas que se pudieran producir con un alto nivel de señal de entrada, pero que no se manifestaran en un análisis de parámetros de scattering de pequeña señal (Fig. 12).

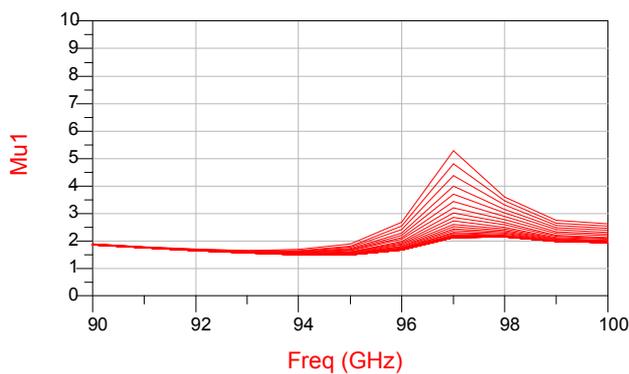


Fig. 12. Análisis del parámetro de estabilidad  $\mu$  en gran señal barriendo el parámetro  $P_{in}$  desde -20 dBm hasta 15 dBm.

El tamaño final del chip es de  $1.6 \times 3.1 \text{ mm}^2$ . En la Fig. 13 se muestra el dibujo del layout preliminar.

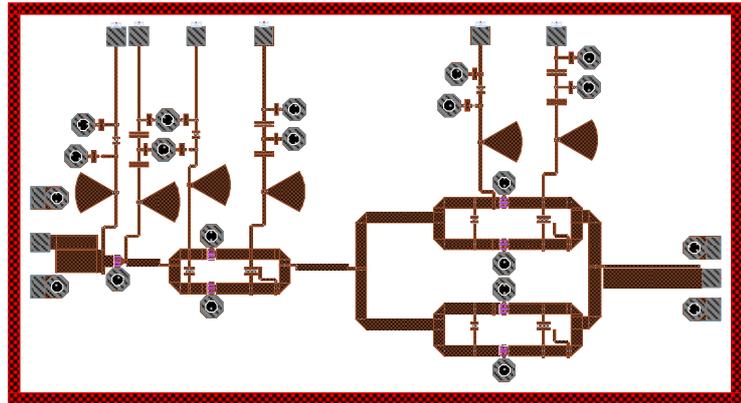


Fig. 13. Layout del amplificador completo Tamaño:  $1.6 \times 3.1 \text{ mm}^2$

## V. CONCLUSIONES

Se presenta el diseño de un amplificador MMIC de media potencia con tres etapas, en la banda 94 GHz – 100 GHz, para aplicaciones en frecuencias milimétricas. Se propone el uso de la tecnología D01MH perteneciente a la fundición OMMIC. Empleando siete transistores MHEMT de  $0.13 \mu\text{m}$  de longitud de puerta y anchura  $4 \times 20 \mu\text{m}$ , se consigue una potencia saturada de 19.3 dBm, una ganancia lineal de 14.2 dB y una Eficiencia de Potencia Añadida máxima del 10 % a 97 GHz.

## 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, CONSOLIDER-INGENIO 2010 CSD2008-00068 y AYA2007-68058-C03-03.

## REFERENCIAS

- [1] Morgan, M.; "Millimeter-Wave MMICs and Applications", Tesis pp 76-88, California Institute of Technology; Defended March 2003
- [2] Tessmann, A. Leuther, A. Schwoerer, C. Massler, H. "Metamorphic 94 GHz Power Amplifier MMICs", Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International June 2005
- [3] Morteza Abbasi, Herbert Zirath, Ilcho Angelov., "Q-, V-, and W-band power amplifiers utilizing coupled lines for impedance matching", Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International pp. 863-866 June 2008
- [4] Herrick, K.J. Lardizabal, S.M. Marsh, P.F. Whelan, C.S. "95 GHz metamorphic HEMT power amplifiers on GaAs", Microwave Symposium Digest, 137- 140 vol.1 June 2003.