UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES

TESIS DOCTORAL

Amplificadores de Banda Ancha y Bajo Ruido Basados en Tecnología de GaAs para Aplicaciones de Radiometría

Autor: Beatriz Aja Abelán

Directores: Mª Luisa de la Fuente Rodríguez
Eduardo Artal Latorre

Tesis Doctoral presentada en la Universidad de Cantabria para la obtención del título de Doctora por la Universidad de Cantabria

Santander, Octubre de 2006

Capítulo 4

Diseño y Caracterización de Amplificadores de Bajo Ruido MMIC

4.1. Introducción y Objetivos

Se han realizado varios diseños de amplificadores de bajo ruido y banda ancha, en tecnología monolítica de GaAs (Arseniuro de Galio), en la banda Ka y en la banda Q, con aplicación a los módulos posteriores del radiómetro Planck, [79], [80]. El proceso empleado es el ED02AH, basado en transistores HEMT de alta movilidad electrónica del fabricante OMMIC. Se trata de un proceso específico para aplicaciones de microondas hasta el rango de milimétricas con una f_T de 63 GHz.

La falta de circuitos amplificadores comerciales en las bandas de los radiómetros de Planck de 30 y 44 GHz con el 20% de ancho de banda, hizo que se realizasen diseños propios en tecnología MMIC. La elección de la tecnología vino motivada por las especificaciones de los módulos posteriores del radiómetro, y el acceso a la fabricación de los circuitos en la fundición de OMMIC. Los amplificadores de los módulos posteriores no precisan tener un ruido tan bajo como en los módulos frontales, por lo que la tecnología de GaAs que está más madura que la de InP y tiene una accesibilidad mayor, se consideró apropiada para esta aplicación.

4.2. Tecnología

Un circuito monolítico [81], [82], incorpora en un semiconductor simple tanto elementos activos como pasivos. En la realización de un diseño monolítico hay una serie de características que están impuestas por la tecnología, la frecuencia de trabajo y las características del circuito a diseñar. Una de ellas es el tamaño del circuito, el cual está directamente relacionado con el coste y el rendimiento de un MMIC. Cuanto menor es el tamaño del circuito menor es su coste, pero la densidad de elementos por área puede ser alta y al aumentar la densidad el rendimiento disminuye, ya que éste depende, además de la tecnología del dispositivo, del número de componentes activos dados en un área. Otro posible problema al tener un circuito de mayor densidad es la aparición de acoplo indeseado entre los elementos del circuito, sobre todo para frecuencias muy altas. OMMIC ha establecido una fórmula empírica, para obtener el rendimiento de una oblea de circuitos, deducida de una inspección visual. En esta fórmula, el rendimiento es el número de circuitos sin defectos visuales dividido por el número de circuitos de la oblea.

El espesor del substrato del MMIC es otra de las características que tiene mucha influencia en el circuito a diseñar. El modo microstrip de propagación es el más adecuado para reducir el tamaño total del circuito, ya que no se requiere un plano de masa en la parte superior del substrato y los pasos a masa se pueden realizan a través de vías en cualquier parte del circuito. Las pérdidas y la impedancia de las líneas microstrip son inversamente proporcionales al grosor del substrato, mientras que la inductancia y el factor de calidad de la

inductancia espiral son directamente proporcionales. En los circuitos diseñados el espesor del substrato es 100 µm, muy utilizado en circuitos de GaAs que requieren pasos a masa a través de vías.

El modelado preciso de los elementos activos y pasivos así como de los circuitos de adaptación es uno de los aspectos más críticos en el diseño de un MMIC. También es importante la sensibilidad del comportamiento de un circuito a las variaciones de los elementos que lo componen en el proceso de fabricación.

4.2.1. Proceso ED02AH

El proceso ED02AH permite realizar transistores PHEMT (Pseudomorphic High Electronic Mobility Transistor) con 0.2 µm de longitud de puerta. Estos transistores pueden ser de dos modos, el de deplexión con una tensión de pinch-off de -0.9 V y el de enriquecimiento con tensión de pinch-off de 0.225 V. El primero de ellos trabaja en la región de tensiones de puerta negativas, y el segundo en la región de tensiones de puerta positivas, teniendo un rango dinámico menor.

Los componentes activos del proceso ED02AH están basados en una heteroestructura de (Ga,Al)As-(Ga,In)As-GaAs obtenida mediante MOVPE (Metal Organic Vapor Phase Epitaxy), usando un sistema de multioblea industrial. La Figura 4.1 muestra el perfil de la capa activa.

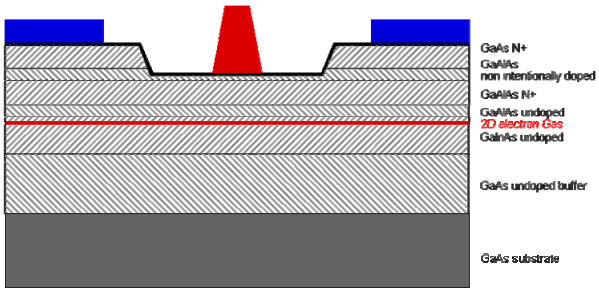


Figura 4.1. Esquema de capas de un transistor PHEMT del proceso ED02AH de OMMIC

4.2.2. Análisis del transistor de modo deplexión para bajo ruido

Para realizar el diseño de amplificadores de bajo ruido, es necesario conocer bien el comportamiento en cuanto a ruido y ganancia disponible de cada transistor en función de su tamaño y del punto de polarización.

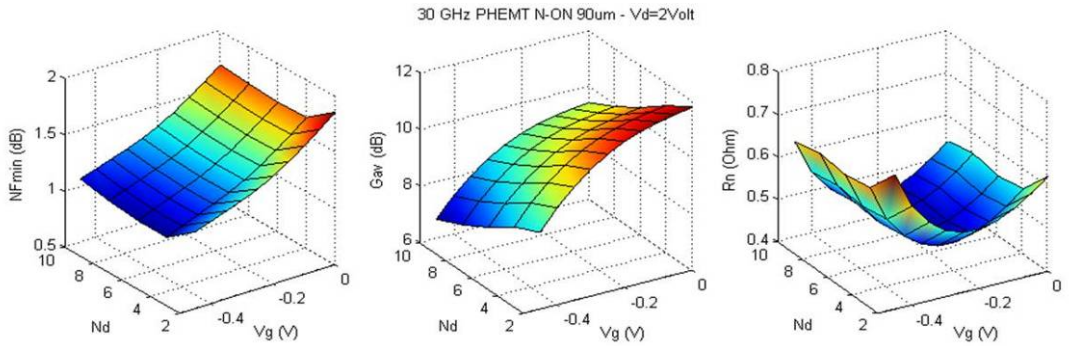
En tecnología monolítica, un transistor de anchura de puerta (W) se puede construir eligiendo diferentes combinaciones de número de dedos (N_d) con sus correspondientes anchuras de dedo unidad (W_u), obteniendo para cada caso un comportamiento de ruido diferente. El modelo de ruido proporcionado por el fabricante, depende de la anchura de puerta total y de la corriente drenador-fuente. Está definido por dos fuentes de ruido correladas, y las resistencias de acceso en puerta, drenador y fuente también introducen ruido.

Se han escogido dos transistores PHEMT de modo deplexión, con diferentes tamaños de anchura de puerta, uno de ellos de 300 µm y el otro de 90 µm. Se ha variado el número de dedos y la anchura de dedo unidad para obtener siempre la misma anchura total, y comparar su comportamiento en cuanto a ruido. La variación de la figura de ruido mínima, la ganancia disponible y la resistencia de ruido, de ambos transistores para diferentes tensiones de puerta, con una tensión de drenador de 2 V, y a una frecuencia de 30 GHz, se muestra en la Figura 4.2.

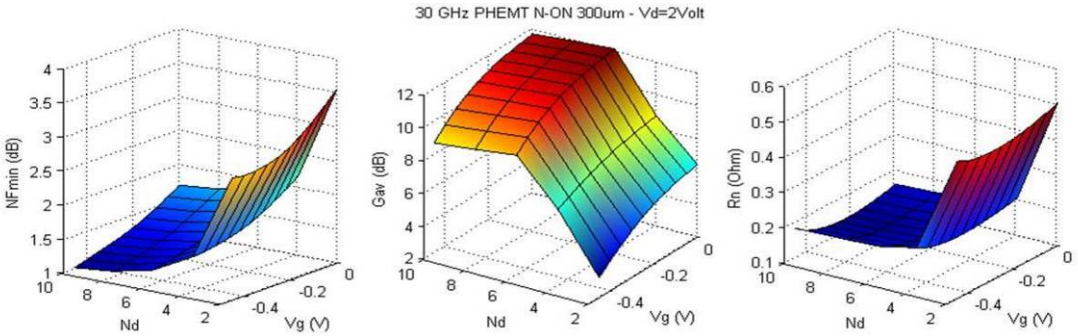
Cuando el transistor tiene una anchura total pequeña, la figura de ruido mínima va mejorando a medida que el número de dedos aumenta, pero existe un número de dedos óptimo a partir del cual dicho parámetro vuelve a empeorar ligeramente. La figura de ruido mínima más pequeña para el transistor de 90 µm se consigue cuando el número de dedos es 6 y la anchura de dedo unidad 15 µm. Y para tensiones de puerta menores, menor es la mínima figura de ruido, pero con la desventaja de que la ganancia disponible, también es menor. La resistencia de ruido tiene valores más pequeños cuando la tensión de puerta está en torno a -0.2 V. Este transistor, de 90 µm de anchura de puerta, siempre es condicionalmente estable en la banda de interés, independientemente del número de dedos que lo formen.

Para el transistor de 300 µm, la mínima figura de ruido es para el mayor número de dedos con validez del modelo, en este caso 10. Con este tamaño, a partir de 6 dedos, el transistor deja de ser incondicionalmente

estable, con lo cual su ganancia disponible es menor. Su resistencia de ruido siempre es mayor con un número de dedos pequeño.



(a)



(b)

Figura 4.2. Figura de ruido mínima, ganancia disponible y resistencia de ruido, frente a la tensión de puerta y al número de dedos de puerta para un transistor de anchura de puerta (a) 90 µm; (b) 300 µm

La variación de la figura de ruido mínima, (4.1), es debida principalmente a dos elementos que forman parte del circuito equivalente del transistor, la resistencia de acceso de puerta, R_g, y la capacidad puerta-fuente, C_{gs}, según las expresiones obtenidas por Fukui [83], [84]. La resistencia de puerta viene dada por (4.3), y la capacidad puerta-fuente por (4.4). Ambas aumentan en proporción a la anchura de puerta total.

$$F_{\min} = 1 + K_f \frac{f}{f_T} \sqrt{g_m \cdot (R_s + R_g)} \tag{4.1}$$

$$f_T = g_m \cdot 10^3 / 2 \cdot \pi \cdot C_{gs} \tag{4.2}$$

$$R_g = \frac{R_{g_o} \cdot W}{N_d^2} \tag{4.3}$$

$$C_{gs} = C_{gs_o} \cdot W + N_d \cdot C_{gse} \tag{4.4}$$

Para el modelo de transistor pequeña señal suministrado por la fundición, C_{gse}= 1.5 fF, R_{g0}= 220 Ohm para una anchura de puerta de 1 mm.

Para un número de dedos pequeño, la figura de ruido mínima viene dada principalmente por el valor de la resistencia de puerta. A medida que se utiliza un número mayor de dedos, la resistencia de puerta disminuye pero la capacidad puerta-fuente aumenta y se modifica la figura de ruido mínima, haciendo que ésta pueda aumentar o disminuir según el efecto que domine.

El transistor con menor anchura de puerta, proporciona una ganancia disponible que disminuye al construirlo con un número de dedos mayor. Esto es debido principalmente al aumento que se produce en las capacidades puerta-fuente, C_{gs}, y puerta-drenador, C_{gd} (4.5), ya que ambas aumentan al aumentar el número de dedos,

siendo la C_{gd} la que mayor efecto tiene en la caída que se produce. En cambio cuando la anchura de puerta total del transistor es grande, la ganancia disponible va aumentando con el número de dedos.

$$C_{gd} = C_{gd_o} \cdot W + N_d \cdot C_{gde} \tag{4.5}$$

Para el modelo de transistor pequeña señal suministrado por la fundición C_{gde}= 1.5 fF

En el diseño de un amplificador bajo ruido multietapa, el factor de mérito más importante a tener en cuenta es la medida de ruido, M, cuya expresión es la (4.6), donde F es la figura de ruido y G_{av} es la ganancia disponible. Utilizando la figura de mérito M, se tiene en cuenta tanto el ruido como la ganancia disponible, ya que puede ocurrir que utilizando únicamente la figura de ruido se obtenga un diseño con muy buen comportamiento en ruido pero con ganancia muy pequeña.

$$M = \frac{F-2}{1+1/G_{av}} \tag{4.6}$$

Cuando se diseña una etapa de un amplificador bajo ruido con medida de ruido M, al encadenar etapas idénticas en cascada se obtendría una figura de ruido igual a M+1. Ésta figura de ruido se obtiene a partir de un número de etapas mínimo a partir del cuál la ganancia es lo suficientemente alta como para que encadenar más etapas no incremente el ruido. Este número de etapas mínimo depende de las características del transistor escogido y de su punto de polarización.

A su vez el parámetro M depende de la impedancia del generador, pero no de la impedancia de carga, ya que los dos parámetros F y G_{av} son función de la impedancia del generador.

Para cada transistor existe un parámetro de medida de ruido mínimo, M_{min} [85]. Si para diseñar un amplificador se utiliza la M_{min}, se obtendrá la mejor medida de ruido con una ganancia adecuada. La M_{min} viene dada por (4.7), la cual depende de los parámetros de ruido y de los parámetros de Scattering del transistor. Y se obtiene a partir de las expresiones de los círculos de medida de ruido en función de la ganancia disponible, cuando el radio es cero.

$$M_{\min} = \frac{-M_b \pm \sqrt{M_b^2 - 4M_a M_c}}{2M_a} \tag{4.7}$$

Cada uno de los parámetros de (4.7), corresponde a las siguientes ecuaciones.

$$M_a = \left|1+\Gamma_{opt}\right|^4 \left(PQ + \left|C_1\right|^2\right) \tag{4.8}$$

$$M_b = \left|1+\Gamma_{opt}\right|^2 \left|S_{21}\right|^2 \cdot \left[8r_n \operatorname{Re}\left(\Gamma_{opt} C_1\right) - \left(4r_n \left|\Gamma_{opt}\right|^2 + L\right)P - \left(L - 4r_n\right)Q\right] \tag{4.9}$$

$$M_c = \left|S_{21}\right|^4 \left[L - 4r_n\left(1 - \left|\Gamma_{opt}\right|^2\right)\right]L \tag{4.10}$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \tag{4.11}$$

$$C_1 = S_{11} - S_{22}^{*}\Delta \tag{4.12}$$

$$P = \left|S_{21}\right|^2 + \left|S_{11}\right|^2 - \left|\Delta\right|^2 \tag{4.13}$$

$$Q = \left|S_{22}\right|^2 + \left|S_{21}\right|^2 - 1 \tag{4.14}$$

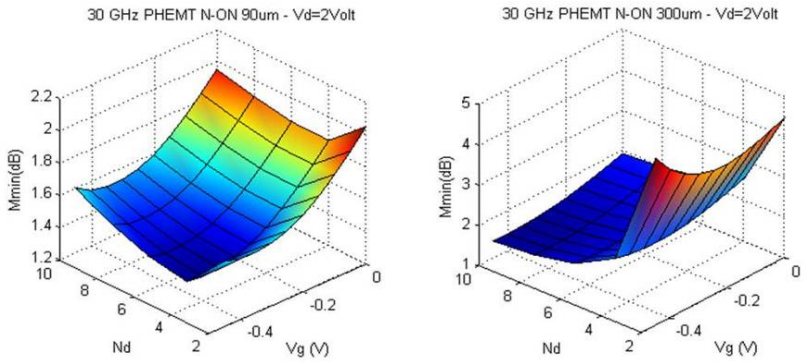
$$L = \left|1+\Gamma_{opt}\right|^2 \left(F_{\min} - 1\right) \tag{4.15}$$

El coeficiente de reflexión de la entrada, que da lugar a la M_{min}, corresponde a un único valor para cada frecuencia, y viene dado por (4.16).

$$\Gamma_{\min} = \frac{M_{\min}\left|1+\Gamma_{opt}\right|^2 C_1^* + 4r_n\left|S_{21}\right|^2\Gamma_{opt}}{M_{\min}\left|1+\Gamma_{opt}\right|^2 P + \left|S_{21}\right|^2\left(4r_n - L\right)} \tag{4.16}$$

Analizando la variación del parámetro de medida de ruido se puede conocer su dependencia con el tamaño del transistor, el punto de polarización y la distancia entre el coeficiente de reflexión para mínima medida de ruido, y el coeficiente de reflexión óptimo del transistor.

En la Figura 4.3, se muestra la variación de la medida mínima de ruido para dos transistores de deplexión en los mismos puntos de polarización (tensión de drenador igual a 2 V), pero diferente anchura de puerta. El comportamiento del transistor con anchura de puerta 300 µm, es similar al de su figura de ruido mínima. En cambio con una anchura de puerta 90 µm, la mínima figura de ruido, siempre disminuye al cerrar el canal, pero la mínima medida de ruido es menor para tensiones de puerta en torno a -0.25 V, y continuar cerrando el canal, no da mejores resultados, debido a la disminución de la ganancia disponible. Por otro lado para cualquier tensión de puerta, el mejor comportamiento de ruido en el transistor de 90 µm, es cuando está formado por cuatro o seis dedos.



(a) (b)

Figura 4.3. Medida de ruido mínima frente a la tensión de puerta y al número de dedos de puerta para un transistor de anchura de puerta (a) 90 µm (b) 300 µm

En la Figura 4.4 se observa que el coeficiente de reflexión en 30 GHz, para obtener la medida de ruido mínima, está muy próximo al coeficiente óptimo de ruido, para dos transistores de diferente tamaño, uno de 90 µm y otro de 300 µm. En dicha figura se muestra la variación de dichos coeficientes, cuando los transistores están construidos con diferente número de dedos. El transistor de 300 µm, cuando está formado por dos dedos, da un coeficiente de reflexión óptimo muy cercano a 50 Ohm, pero es cuando mayor ruido tiene.

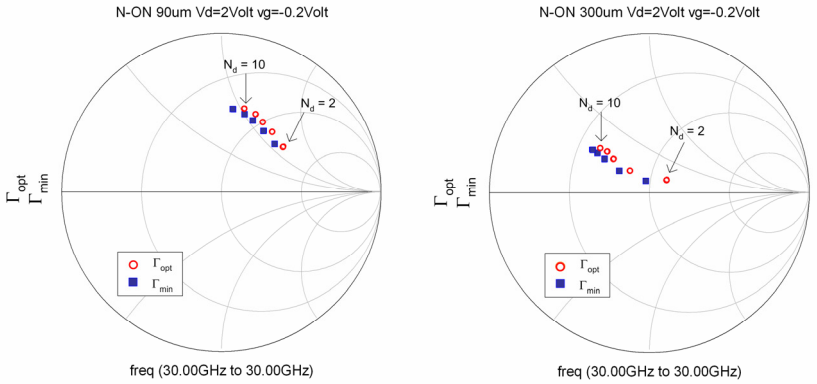


Figura 4.4. Coeficiente de reflexión óptimo y coeficiente de reflexión para obtener la medida de ruido mínima en función del número de dedos, para un transistor de anchura de puerta 90 µm y otro de 300 µm

Se ha realizado también un análisis para un transistor con el número de dedos de puerta fijo, y variando la anchura de puerta total. Se ha comparado la variación de la mínima figura de ruido, la ganancia disponible y la resistencia de ruido, para un transistor de seis dedos, como se representa en la Figura 4.5. El aumento de la anchura de dedo unidad, incrementa el ruido, y al tener un transistor con mayor anchura total proporciona ganancias disponibles mayores.

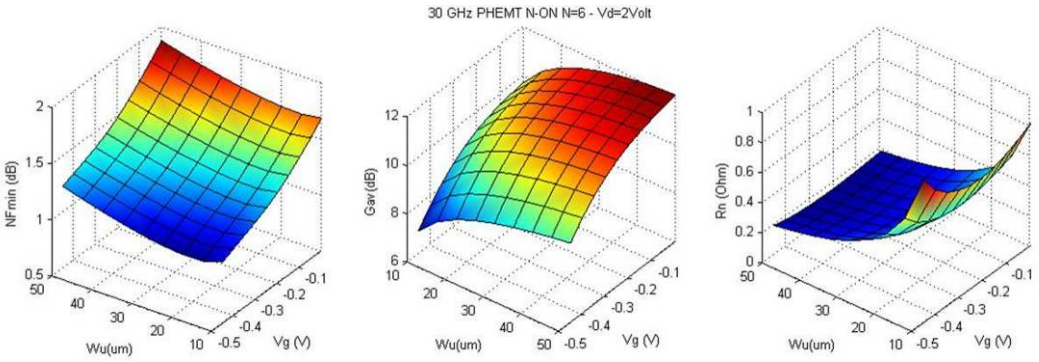
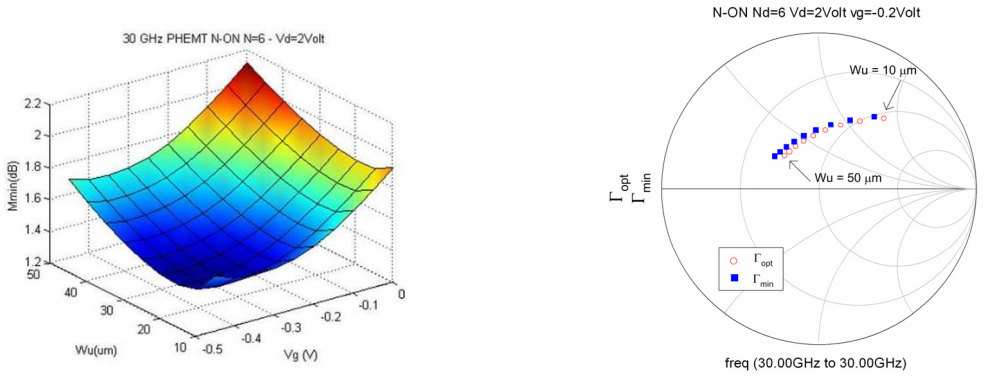


Figura 4.5. Figura de ruido mínima, ganancia disponible y resistencia de ruido, frente a la tensión de puerta y a la anchura de dedo unidad de puerta para un transistor con seis dedos

La Figura 4.6 muestra la figura de ruido mínima y el coeficiente de reflexión que proporciona la medida de ruido mínima para diferentes anchuras de puerta unidad, para un transistor de seis dedos. Cuando la anchura de puerta unidad está en torno a 15 µm, se obtiene un mínimo. Con tensiones de puerta menores, esta medida de ruido también disminuye, pero como la ganancia disponible también, se necesitarían más etapas para obtener la misma figura de ruido.



(a) (b)

Figura 4.6. (a) Medida de figura de ruido mínima frente la anchura de dedo unidad de puerta y a la tensión de puerta, (b) Coeficiente óptimo de ruido y coeficiente para mínima medida de figura de ruido; frente la anchura de dedo unidad de puerta, para un transistor con seis dedos @ 30 GHz

Todos los transistores, de las primeras etapas de los tres amplificadores de bajo ruido diseñados, tienen anchura de puerta de 6x15 µm, ya que éstos, presentan un mejor comportamiento de ruido.

4.3. Método de Realimentación inductiva

Habitualmente, al realizar el diseño de un amplificador de bajo ruido con transistores en fuente común en la primera etapa, cuando se le presenta al transistor una impedancia óptima de ruido, la adaptación conseguida a la entrada suele ser muy pobre. Sin embargo, una técnica utilizada, para conseguir simultáneamente una figura de ruido óptima y bajas pérdidas es la realimentación serie en fuente. Un diseño de bajo ruido insensible a la desadaptación de la impedancia óptima de ruido, se puede conseguir cuando la resistencia de ruido (R_n) es lo más pequeña posible. La R_n determina los radios de los círculos de figuras de ruido constantes en la carta de Smith, y de alguna manera penaliza la presentación de una impedancia de entrada distinta de la óptima de ruido.

En [86] se presentaron ecuaciones y procedimientos de optimización para el diseño de amplificadores de bajo ruido. Se describe cómo una combinación de realimentación serie y paralelo, y una apropiada carga a la salida, pueden usarse para conseguir el conjugado de la impedancia de entrada igual a la impedancia óptima de ruido. Al utilizar realimentaciones sin pérdidas, sostenía que la mínima figura de ruido permanece constante. El cambio en la figura de ruido por la realimentación paralela o serie se desarrolló en [87]. En [88] se analizó la realimentación serie y paralela para obtener simultáneamente ruido óptimo y buena adaptación. En [89] se presentó la fabricación de un LNA con realimentación inductiva en tecnología monolítica. Otros trabajos, [90] han demostrado con amplificadores en tecnología híbrida el empleo de realimentación reactiva para mejorar su funcionamiento. La tecnología monolítica proporciona mayor repetitividad en la inductancia serie de realimentación, ya que una línea de transmisión de alta impedancia puede ser modelada y reproducida con precisión. Y la optimización de la longitud de hilos de oro para conseguir la impedancia de realimentación óptima, como en el caso de los amplificadores híbridos, no es necesaria.

A continuación, se presenta el análisis en cuanto a ruido y ganancia, de un transistor PHEMT del proceso ED02AH. Se utiliza siempre un transistor de anchura de puerta 6x15 µm, ya que proporciona, como se vio en el apartado anterior, el mejor comportamiento de ruido, con ganancia y consumo aceptables. Se han obtenido a 30 GHz la figura de ruido mínima (NF_{min}), resistencia de ruido (R_n) y el factor de estabilidad µ (MU) [91], frente a la impedancia de realimentación serie en fuente $Z_s = jX_s$ utilizando un esquema como el mostrado en la Figura 4.7. Los resultados obtenidos para un punto de polarización de $V_d = 2$ V y $V_g = -0.3$ V se muestran en la Figura 4.8.

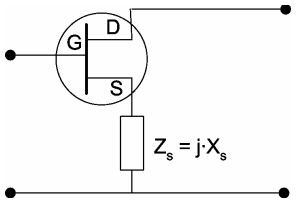
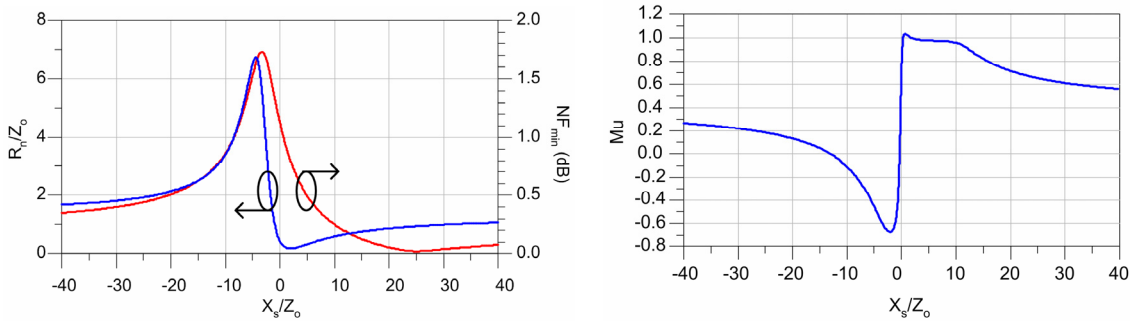


Figura 4.7. Esquema de transistor con realimentación serie en fuente.



(a) (b)

Figura 4.8. (a) Figura de ruido mínima y resistencia de ruido (b) Factor de estabilidad µ (MU); frente a la impedancia de realimentación $Z_s = jX_s$ a 30 GHz para un transistor W = 6x15 µm ($V_d = 2$ V $V_g = -0.3$ V)

La resistencia de ruido mínima (R_n), no coincide con la mínima NF_{min}, pero ambas ocurren para un elemento de realimentación inductivo. Además cuando ocurre la R_n mínima, la NF_{min} es ligeramente menor que sin realimentación. La R_n mínima es 8.8 Ohm con L_s de 0.51 nH y NF_{min} igual a 0.795 dB. La menor NF_{min} es 0.02 dB con L_s de 6.6 nH y R_n de 47 Ohm. Con un elemento de realimentación capacitivo, se obtiene tanto la peor figura de ruido mínima como la peor resistencia de ruido. Cuando se añade una realimentación inductiva serie entre 0.8 nH y 0.5 nH además se tiene la ventaja de que el transistor se hace incondicionalmente estable.

Una realimentación de tipo inductivo, se realiza con una línea de transmisión de alta impedancia a frecuencias de microondas. La impedancia a la entrada de la línea de transmisión, que se va a utilizar en el análisis de ruido y ganancia de transistor, se muestra en la Figura 4.9.

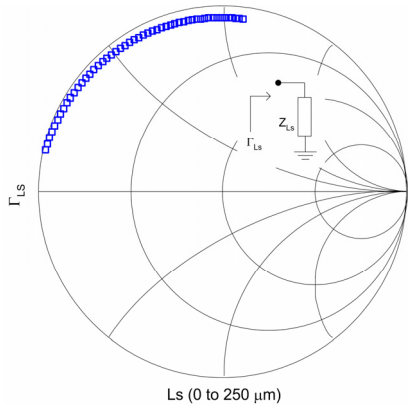


Figura 4.9. Impedancia de una línea de transmisión a 30 GHz conectada a masa, (W = 4 μm) y longitud Ls (μm)

Del análisis de ruido, con las diferentes líneas de transmisión en la realimentación de fuente, se obtienen menores figuras de ruido mínimas y R_n que sin realimentar, pero con menor ganancia disponible, como se muestra en la Figura 4.10. La realimentación de fuente con mayor reactancia, hace que la figura de ruido y la resistencia de ruido disminuyan, pero también la ganancia disponible, haciendo que el transistor sea incondicionalmente estable.

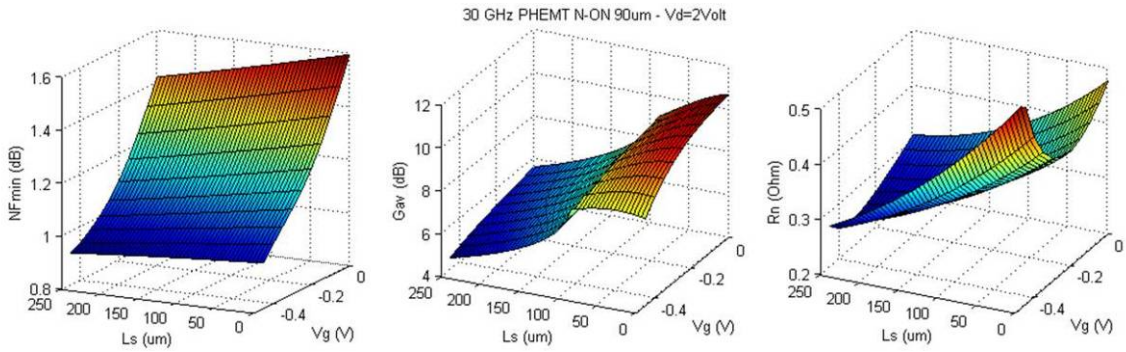


Figura 4.10. Medida de ruido mínima, Ganancia disponible y ancho de banda a 30 GHz para un transistor W = 6x15 μm (Vd = 2 V) con línea de transmisión de impedancia 110 Ohm y longitud Ls (μm)

La realimentación inductiva en un transistor (HEMT) en modo común aumenta la parte real de la impedancia de entrada [92], y por lo tanto el factor de calidad (Q) disminuye.

En la Figura 4.11, se observa como el factor de calidad en un transistor de 6x15 μm disminuye con la longitud de la línea de realimentación y por lo tanto los anchos de banda son mayores. Para cada punto de polarización existe una realimentación de fuente que proporciona la M_{min} mínima, que se puede conseguir con anchos de banda muy grande. Para calcular el factor de calidad (Q) descargado, se ha aplicado (4.17) y para el ancho de banda correspondiente en f_o, con adaptación conjugada, (4.18).

$$Q = \left| \frac{Im(Z_{in})}{Re(Z_{in})} \right| \tag{4.17}$$

$$BW = \frac{2 \cdot f_o}{Q} \tag{4.18}$$

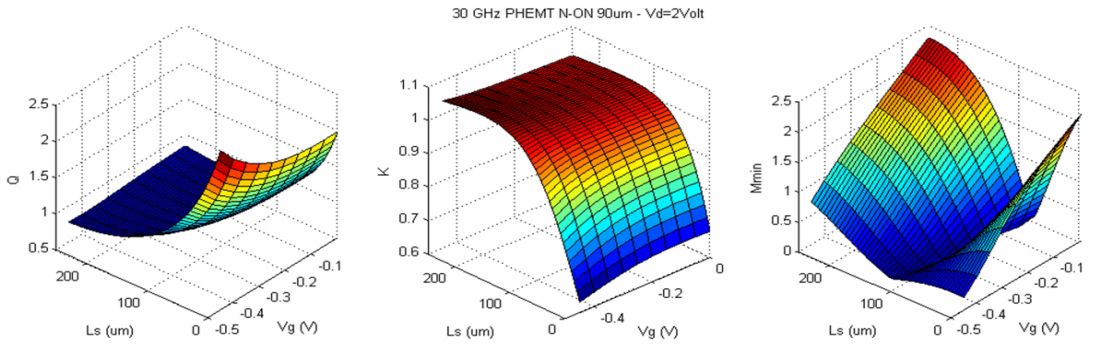


Figura 4.11. Factor de calidad, factor de estabilidad K y medida de ruido mínima, a 30 GHz para un transistor W = 6x15 μm (Vd = 2 V) con línea de transmisión de impedancia 110 Ohm y longitud Ls (μm)

El comportamiento para longitudes de líneas de realimentación entre 75 μm y 125 μm se ha analizado con más detalle. El resultado de ancho de banda en f_o = 30 GHz, la ganancia disponible y la M_{min}, se representan en la Figura 4.12. Como se observa en la gráficas el ancho de banda siempre es muy grande, y la ganancia disponible (G_{av}) disminuye para longitudes realimentación de fuente mayores de 95 μm, donde el transistor pasa a ser incondicionalmente estable. La mejor M_{min} depende ligeramente de la polarización y la realimentación, y el transistor no es siempre incondicionalmente estable para estos valores.

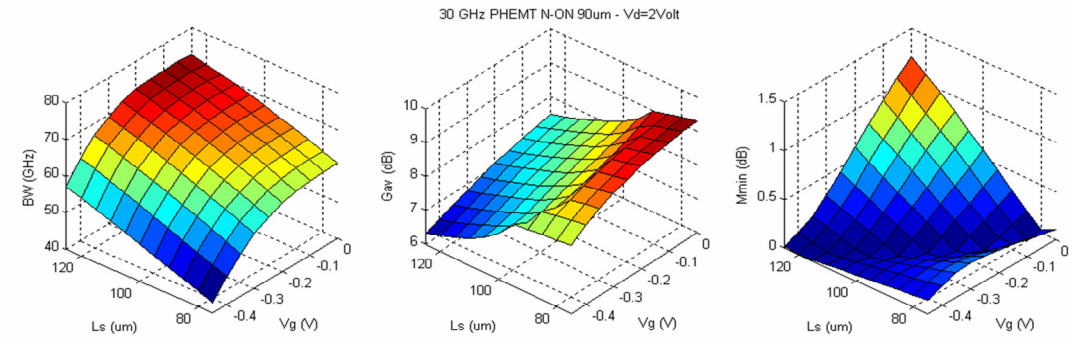


Figura 4.12. Ancho de banda a 30 GHz, ganancia disponible, y medida de ruido mínima para un transistor W = 6x15 μm (Vd = 2 V) con línea de transmisión de impedancia 110 Ohm y longitud Ls (μm)

4.4. Método de Realimentación paralela

En las etapas finales de los LNA monolíticos diseñados, se ha intentado conseguir ganancia plana, sin tener como objetivo conseguir muy bajo ruido, para lo cual, se ha utilizado la realimentación paralela. Los transistores utilizados de la tecnología ED02AH, son condicionalmente estables, en las frecuencias de trabajo, y las etapas que incluyen realimentación paralela, se han diseñado combinando la realimentación paralela con los círculos de ganancia en potencia a la salida.

La realimentación paralela en amplificadores, se utiliza para obtener grandes anchos de banda, con bajos coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida, así como una respuesta plana en ganancia [93]-[95]. El esquema de realimentación, se muestra en la Figura 4.13. Ésta consiste en una inductancia (L_d) en la línea de drenador, y un lazo de realimentación con una resistencia (R_{fb}) y una inductancia (L_{fb}).

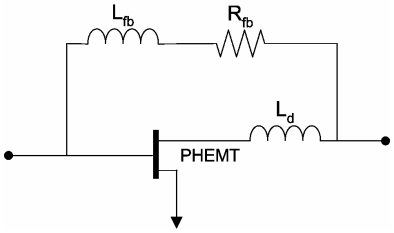


Figura 4.13. Esquema de realimentación paralela en un transistor

Los elementos parásitos del transistor en una estructura no realimentada, son los que limitan el ancho de banda al utilizarlo para realizar el diseño de un amplificador. Mediante la utilización de la realimentación negativa se minimiza el efecto de estos parásitos, lo que permite extender el ancho de banda a frecuencias más altas. Para frecuencias en las que los elementos reactivos del transistor son despreciables, su modelo puede simplificarse, y obtenerse una expresión muy sencilla para el cálculo de la resistencia de realimentación, sin considerar las inductancias de realimentación. En [93] se obtienen los parámetros de scattering para un diseño monoetapa, a partir del modelo eléctrico de pequeña señal y baja frecuencia del transistor.

Para conseguir adaptación a la entrada y a la salida, se impone la condición de S_{11}=0 y S_{22}=0, pero despejando el valor de R_{fb} de las expresiones de parámetros de scattering, las dos condiciones únicamente se cumplen simultáneamente cuando la resistencia drenador-fuente (R_{ds}) tiende a ser infinita. Como la R_{ds} es un parámetro del transistor y no es infinita, no se va a poder conseguir las dos adaptaciones al mismo tiempo. Solamente se puede imponer la condición de tener buena adaptación o a la entrada o a la salida. Imponiendo la condición de buena adaptación a la entrada solamente, S_{11}=0, la resistencia de realimentación R_{fb} tiene la expresión (4.19), donde g_m es la transconductancia del transistor, y Z_o la impedancia característica.

$$R_{fb} = \frac{g_m + \frac{1}{R_{ds}}}{1 + \frac{Z_o}{R_{ds}}} \cdot Z_o^{\,2} \tag{4.19}$$

Haciendo la aproximación Z_o/R_{ds}<<1 se obtiene la expresión (4.20) de R_{fb}.

$$R_{fb} = \left(g_m + \frac{1}{R_{ds}} \right) \cdot Z_o^{\,2} \tag{4.20}$$

Si no se impone una condición de adaptación de entrada o salida y se representan gráficamente los parámetros de Scattering en función de R_{fb}, se puede obtener la misma adaptación a la entrada que a la salida cuando se escoge la resistencia para la cual el parámetro S_{11} y el parámetro S_{22} se cruzan. El valor de R_{fb} escogido gráficamente coincide con el obtenido de sustituir los valores de g_m, R_{ds} y Z_o en (4.20). En la gráfica de la Figura 4.14, se muestra un ejemplo de transistor ($g_m = 45 \cdot 10^{-3}$; R_{ds} = 318.5 Ohm) para el cual una resistencia de realimentación de aproximadamente 120 Ohm, proporciona la misma adaptación a la entrada y a la salida siendo ambas mejor de 20 dB.

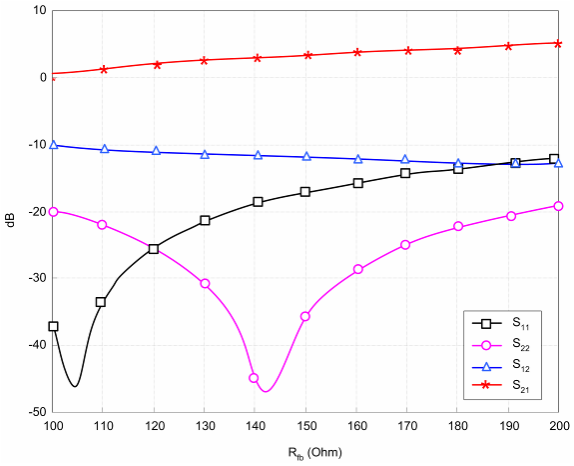


Figura 4.14. Parámetros de scattering de un transistor realimentado, en función de la resistencia de realimentación

En alta frecuencia no se pueden aplicar todas las simplificaciones realizadas anteriormente ya que el modelo del transistor pasa a ser más complejo, siendo importante tener en cuenta más elementos parásitos. La resistencia de realimentación (R_{fb}) tiene como función adaptar en baja frecuencia el transistor mediante realimentación negativa. La inductancia L_d de la realimentación, se escoge para compensar la parte capacitiva de la impedancia de salida del transistor en la parte más alta de la banda, es decir es la que proporciona la extensión de la banda. De este modo se mejora la adaptación de salida y se elimina la

componente reactiva de la impedancia de salida. La inductancia L_{fb} reduce la efectividad de la realimentación negativa cuando aumenta la frecuencia, siendo la responsable de la respuesta plana de la ganancia [93].

4.4.1. Matriz de Scattering de un transistor realimentado

A continuación, se obtiene la matriz de Scattering de un transistor con realimentación paralela, en función de los parámetros de Scattering del transistor, y a partir de los parámetros de admitancia, teniendo en cuenta los tres elementos principales de la realimentación paralela. En la Figura 4.15, se muestra la forma de obtener la matriz de admitancia, dada por (4.21).

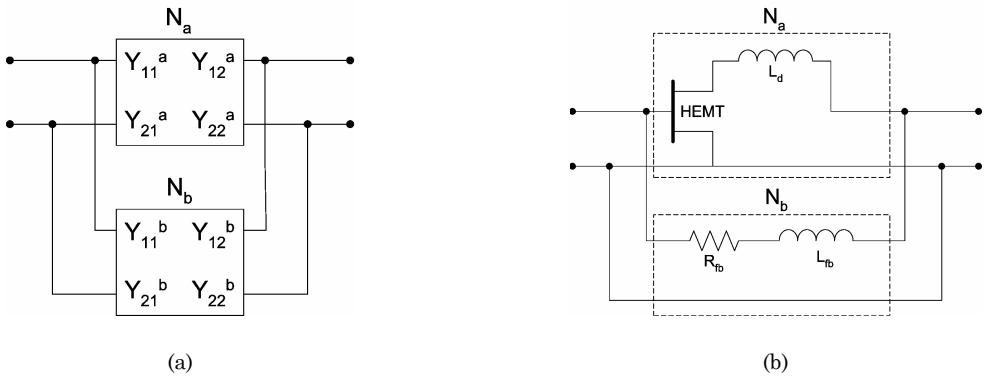


Figura 4.15. Matrices de admitancias de un transistor con realimentación paralela

$$[Y]=\begin{bmatrix} Y_{11}^{a}+Y_{11}^{b} & Y_{12}^{a}+Y_{12}^{b} \\ Y_{21}^{a}+Y_{21}^{b} & Y_{22}^{a}+Y_{22}^{b} \end{bmatrix} \tag{4.21}$$

Cada uno de los parámetros de la matriz de admitancias de (4.21), vienen dados por (4.22) y (4.23).

$$\begin{bmatrix} Y_{11}^{b} & Y_{12}^{b} \\ Y_{21}^{b} & Y_{22}^{b} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \dfrac{1}{R_{fb}+j\omega L_{fb}} & \dfrac{-1}{R_{fb}+j\omega L_{fb}} \\ \dfrac{-1}{R_{fb}+j\omega L_{fb}} & \dfrac{1}{R_{fb}+j\omega L_{fb}} \end{bmatrix} \tag{4.22}$$

$$\begin{bmatrix} Y_{11}^{a} & Y_{12}^{a} \\ Y_{21}^{a} & Y_{22}^{a} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \dfrac{j\omega L_d C_H+D_H}{j\omega L_d A_H+B_H} & \dfrac{B_H C_H-A_H D_H}{j\omega L_d A_H+B_H} \\ \dfrac{-1}{j\omega L_d A_H+B_H} & \dfrac{A_H}{j\omega L_d A_H+B_H} \end{bmatrix} \tag{4.23}$$

Donde A_H, B_H, C_H y D_H, es la matriz ABCD dada por (4.24).

$$\begin{bmatrix} A_H & B_H \\ C_H & D_H \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \dfrac{(1+S_{11})\cdot(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} & Z_o\dfrac{(1+S_{11})\cdot(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ \dfrac{1}{Z_o}\dfrac{(1+S_{11})\cdot(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} & \dfrac{(1-S_{11})\cdot(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \end{bmatrix} \tag{4.24}$$

Haciendo la transformación, de los parámetros de admitancia a scattering, se obtienen los parámetros de (4.25)–(4.28). Donde Δ, L, Q, Y, N, H, P, T y V, vienen dadas por (4.29) a (4.37).

$$S_{11}=\frac{2\cdot L_d\cdot L_{fb}\cdot\omega^2\cdot V-2\cdot Z_o^2(Q+2)-4\cdot Z_o\cdot S_{11}\cdot(R_{fb}+j\cdot\omega\cdot L_{fb})+j\cdot\omega\cdot L_d\cdot[-2\cdot R_{fb}\cdot V-Z_o\cdot N-2\cdot Z_o]}{2\cdot L_d\cdot T\cdot(\omega^2\cdot L_{fb}-j\cdot\omega\cdot R_{fb})+2\cdot Z_o^2 P-4\cdot Z_o\cdot(R_{fb}+j\cdot\omega\cdot L_{fb})+j\cdot\omega\cdot L_d\cdot Z_o\cdot H} \tag{4.25}$$

$$S_{21}=\frac{2\cdot Z_o\cdot\{(2\cdot S_{21}\cdot(L_{fb}+R_{fb})+L_d\cdot N)\cdot j\cdot\omega+Z_o\cdot Q\}}{2\cdot L_d\cdot T\cdot(\omega^2\cdot L_{fb}-j\cdot\omega\cdot R_{fb})+2\cdot Z_o^2 P-4\cdot Z_o\cdot(R_{fb}+j\cdot\omega\cdot L_{fb})+j\cdot\omega\cdot L_d\cdot Z_o\cdot H} \tag{4.26}$$

$$S_{12} = \frac{-2\cdot Z_o\{(2\cdot S_{12}\cdot(L_{fb}+R_{fb})+L_d\cdot N)\cdot j\cdot\omega + Z_o\cdot Q\}}{2\cdot L_d\cdot T\cdot\left(\omega^2\cdot L_{fb} - j\cdot\omega\cdot R_{fb}\right)+2\cdot Z_o^2 P - 4\cdot Z_o\cdot(R_{fb}+j\cdot\omega\cdot L_{fb}) + j\cdot\omega\cdot L_d\cdot Z_o\cdot H} \tag{4.27}$$

$$S_{22} = \frac{(2.\cdot L_d\cdot L_{fb}\cdot\omega^2\cdot T - 2\cdot Z_o^2\cdot(Q+2) - 4.\cdot Z_o\cdot S_{22}\cdot(R_{fb}+j\cdot\omega\cdot L_{fb}) + j\cdot\omega\cdot L_d\cdot[-2\cdot R_{fb}\cdot T - Z_o\cdot N - 2\cdot Z_o]}{2\cdot L_d\cdot T\cdot\left(\omega^2\cdot L_{fb} - j\cdot\omega\cdot R_{fb}\right)+2\cdot Z_o^2 P - 4\cdot Z_o\cdot(R_{fb}+j\cdot\omega\cdot L_{fb}) + j\cdot\omega\cdot L_d\cdot Z_o\cdot H} \tag{4.28}$$

$$\Delta = S_{11}\cdot S_{22} - S_{12}\cdot S_{21} \tag{4.29}$$

$$L = S_{21} + S_{12} + \Delta - 1 \tag{4.30}$$

$$Q = S_{21} + S_{12} + \Delta + 1 = L - 2 \tag{4.31}$$

$$Y = S_{11} + S_{22} - \Delta - 1 = N + 2 \tag{4.32}$$

$$N = S_{11} - S_{22} - \Delta + 1 = Y - 2 \tag{4.33}$$

$$H = 3S_{22} - S_{11} + \Delta - 3 \tag{4.34}$$

$$P = S_{21} + S_{12} - S_{11} - S_{22} - 2 = L - Y - 2 = Q + 2 - N - 2 - 2 = Q + N - 2 \tag{4.35}$$

$$T = 1 - S_{22} \tag{4.36}$$

$$V = S_{11} - \Delta \tag{4.37}$$

a) ***Círculos de ganancia en potencia.***

Para diseñar una etapa amplificadora, con transistores condicionalmente estables, se pueden utilizar los círculos de ganancia en potencia a la salida del transistor. De este modo, se escoge una impedancia de carga a la salida para una determinada ganancia y se adapta la entrada, realizando un diseño desde la salida hacia la entrada. El centro y radio de los círculos de ganancia en potencia, vienen dados por (4.38) y (4.39) respectivamente, para una ganancia G según (4.40).

$$C = \frac{g\cdot\left(S_{22}^* - \Delta^* S_{11}\right)}{1 + g\left(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2\right)} \tag{4.38}$$

$$R = \frac{\sqrt{1 - 2k|S_{12}S_{21}|g + |S_{12}S_{21}|^2 g^2}}{1 + g\left(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2\right)} \tag{4.39}$$

$$G = \frac{|S_{21}|^2\left(1 - |\Gamma_L|^2\right)}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2\left(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2\right) - 2\,Re(C_2\Gamma_L)} \tag{4.40}$$

$$g = G/|S_{21}|^2 \tag{4.41}$$

4.4.2. Método de diseño

Al realizar la realimentación paralela de un transistor se puede conseguir, que círculos de ganancia en potencia del conjunto transistor-realimentación pasen por el centro de la carta de Smith. De este modo, con una carga a la salida de 50 Ohm, solamente es necesario diseñar una red de entrada para adaptar y conseguir dicha ganancia en potencia. Colocando esa misma etapa en cascada con otras idénticas, se puede diseñar un amplificador multietapa sin necesidad de diseñar redes interetapa, ya que la impedancia de salida, adecuada para la ganancia escogida de cada etapa individual, es 50 Ohm. Solamente será necesario diseñar una red de entrada, y que también hará de red interetapa para un diseño multietapa.

Los elementos de la red de realimentación (R_{fb}, L_{fb}, L_d) deben cumplir unas determinadas condiciones para conseguir que los círculos de ganancia en potencia a la salida del transistor junto con la red de realimentación pasen por el centro de carta de Smith (Z=50+j0).

En primer lugar se calculan los parámetros de Scattering del transistor realimentado, de modo que se obtienen expresiones que son función de los elementos de realimentación y de los parámetros de Scattering del transistor. ((4.25) – (4.37)).

Para comenzar el diseño de una etapa, se desea que un punto del círculo de ganancia en potencia en la frecuencia inicial y otro punto de la misma ganancia en potencia a la frecuencia final de la banda, pasen por el centro de la carta de Smith para conseguir dicha ganancia con una carga de 50 Ohm. Para el caso de tener $\Gamma_L = 0 + j0$, la expresión de la ganancia en potencia está dada por (4.42).

$$G_w = |S_{21}|^2 / \left(1 - |S_{11}|^2\right) \tag{4.42}$$

Dos círculos de la misma ganancia para dos frecuencias diferentes pasarán por el centro de la carta de Smith, cuando el transistor tenga realimentación paralela, si se cumple la condición de (4.43). Siendo cada uno de los parámetros de Scattering los del transistor realimentado a las frecuencias inicial de la banda (f_1) y final (f_2).

$$\frac{|S_{21f}|^2_{f_1}}{1 - |S_{11f}|^2_{f_1}} - \frac{|S_{21f}|^2_{f_2}}{1 - |S_{11f}|^2_{f_2}} = 0 \tag{4.43}$$

Otras dos condiciones que también se cumplen, son que para cada una de las frecuencias, el radio y módulo del centro del círculo de ganancia en potencia son iguales, (4.44), para que dichos círculos tengan como coeficiente del reflexión el centro de la carta de Smith, 0+j0.

$$|C_w|_{f_i} = R_{w(f_i)} \tag{4.44}$$

De lo cual se puede obtener la igualdad de (4.45), donde g_W viene de sustituir (4.42) en (4.41).

$$g_w\left(S_{22}^* - \Delta^* S_{11}\right) - \sqrt{1 - 2k|S_{12}S_{21}| \cdot g_w + |S_{12}S_{21}|^2 \cdot g_w^2} = 0 \tag{4.45}$$

Utilizando los parámetros de Scattering del transistor realimentado en (4.45), a la frecuencia inicial de la banda y a la frecuencia final, se tienen dos ecuaciones.

Para calcular el valor de los elementos de la realimentación, se considera inicialmente, que sólo consiste en la resistencia, como se muestra en la Figura 4.16.

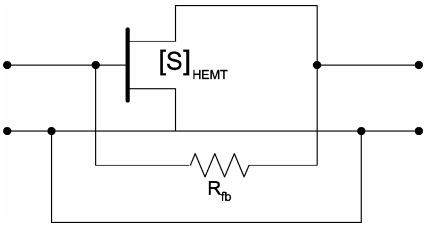


Figura 4.16. Esquema de realimentación inicial para la determinación de R_{fb}

Suponiendo que las inductancias se utilizan para ecualizar la respuesta en la banda, actuando principalmente en la parte más alta, y la resistencia de realimentación proporciona que la ganancia en la parte más baja de banda sea menor, si se consideran las dos inductancias iguales a cero (L_d =0, L_{fb}=0), se obtiene la matriz de parámetros de Scattering cuando R_{fb} es el único elemento de realimentación, (4.46).

$$\begin{bmatrix} S_{11rf} & S_{12rf} \\ S_{21rf} & S_{22rf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{2 \cdot S_{11} \cdot R_{fb} + Z_o \cdot L}{2 \cdot R_{fb} + Z_o \cdot M} & \dfrac{2 \cdot S_{12} \cdot R_{fb} + Z_o \cdot (S_{11} + \Delta + 1 + S_{22})}{2 \cdot R_{fb} + Z_o \cdot M} \\ \dfrac{2 \cdot S_{21} \cdot R_{fb} + Z_o \cdot (S_{11} + \Delta + 1 + S_{22})}{2 \cdot R_{fb} + Z_o \cdot M} & \dfrac{2 \cdot S_{22} \cdot R_{fb} + Z_o \cdot L}{2 \cdot R_{fb} + Z_o \cdot M} \end{bmatrix} \tag{4.46}$$

Donde L es la expresión de (4.30) y M es (4.47).

$$M = S_{11} + S_{22} - S_{21} - S_{12} + 2 \tag{4.47}$$

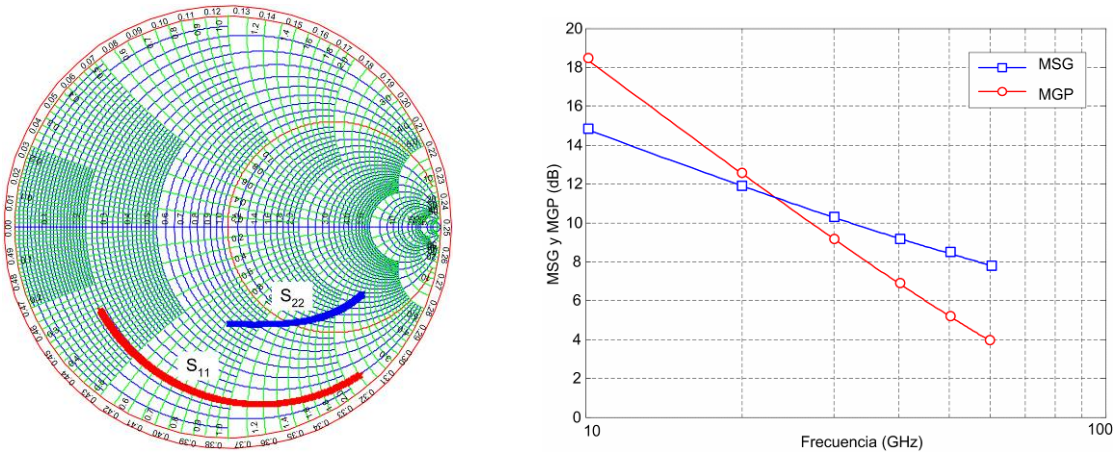
Para diseñar con un transistor condicionalmente estable (k<1), la máxima ganancia disponible es infinita, pero para este caso se debe usar la máxima ganancia estable. Se fija la máxima ganancia estable (MSG) que se quiere conseguir a la frecuencia inicial de la banda con realimentación resistiva, y se iguala a la máxima ganancia estable del transistor sin realimentar a la frecuencia más alta (4.48). La R_{fb} hace que la ganancia de la parte baja de la banda se sacrifique para igualarla a la de la frecuencia más alta de la banda.

$$MSG = \left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right|_{f2} = \left|\frac{S_{21fr}}{S_{12fr}}\right|_{f1} = \left|\frac{2\cdot S_{21_{f1}}\cdot R_{fb} + Z_o\cdot\left(S_{11_{f1}} + \Delta_{f1} + S_{22_{f1}} + 1\right)}{2\cdot S_{12_{f1}}\cdot R_{fb} + Z_o\cdot\left(S_{11_{f1}} + \Delta_{f1} + S_{22_{f1}} + 1\right)}\right| \tag{4.48}$$

El valor de la resistencia de realimentación se obtiene a partir de la ecuación (4.48). Una vez conocida R_{fb}, se calcula la expresión de la ganancia en potencia a la frecuencia inicial y final de la banda cuando el coeficiente de reflexión es Γ_L = 0+j0. Se desea tener en ambas frecuencias un círculo de igual ganancia en potencia que pase por el centro de la carta de Smith. Igualando las expresiones de ganancia en potencia, función de las inductancias de realimentación, a la máxima ganancia estable (MSG), se pueden obtener los valores de ambas inductancias.

Obtenidos los valores de los tres elementos de realimentación, se calculan todos los parámetros de scattering del transistor realimentado, y se evalúa la ganancia en potencia que se va a poder conseguir, así como sí su estabilidad es incondicional. En el caso de tener estabilidad condicional, se evalúan los parámetros S_S y S_L ((5.29) y (5.19) del próximo capítulo), para analizar si la carga de 50 Ohm a la salida y la conjugada de la entrada están en la zona estable de la carta de Smith.

A continuación, se muestra un ejemplo para un transistor con anchura de puerta 6x15 µm del proceso ED02AH, para una polarización de 3 Voltios de drenador y -0.1 Voltios de puerta. Desde 10 GHz hasta 60 GHz es condicionalmente estable. En la Figura 4.17 (a) se muestran los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida (S_{11} y S_{22}), y en la Figura 4.17 (b) la máxima ganancia estable (MSG) y la ganancia en potencia con adaptación (MGP) conjugada a la entrada.

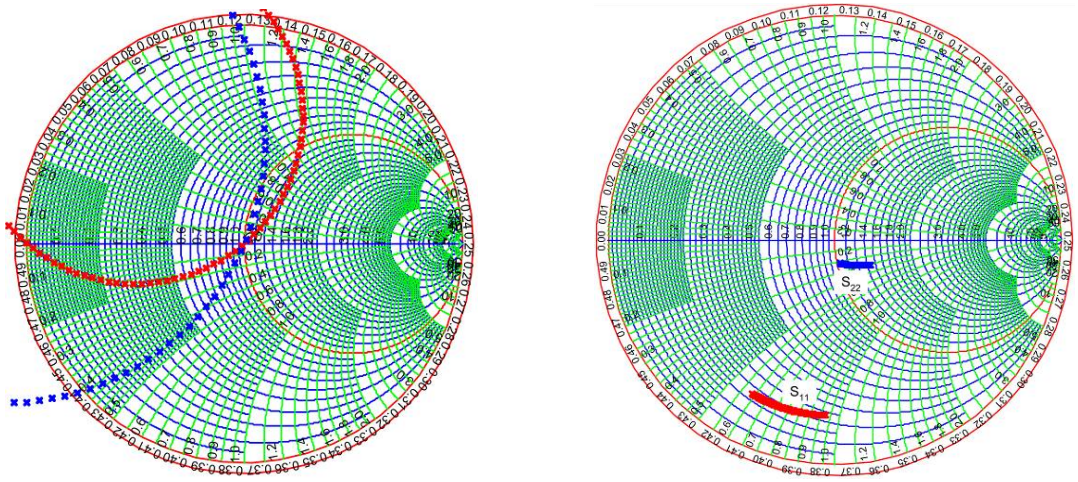


(a) (b)

Figura 4.17. Transistor 6x15 µm del proceso ED02AH, Vd = 3 V, Vg = -0.1 V; (a) Coeficiente de reflexión a la entrada (S_{11}) y a la salida (S_{22}) (b) Máxima ganancia estable (MSG) y ganancia en potencia con adaptación (MGP) conjugada a la entrada

Para realizar un diseño entre 25 GHz y 35 GHz, se escoge la MSG a la frecuencia más alta y se obtiene el valor de la resistencia de realimentación que hace que a 25 GHz la MSG disminuya hasta ese mismo valor. El valor obtenido para este ejemplo es de 371.03 Ohm. Con el valor de la resistencia, se calculan los parámetros de scattering del transistor con los tres elementos de realimentación y se resuelve qué valores de las inductancias L_d y L_{fb} hacen que los círculos de ganancia en potencia pasen por el centro de la carta de Smith en la salida. Para el rango de frecuencias dadas se obtienen dos soluciones. : L_{fb} = 0.95 nH con L_d =

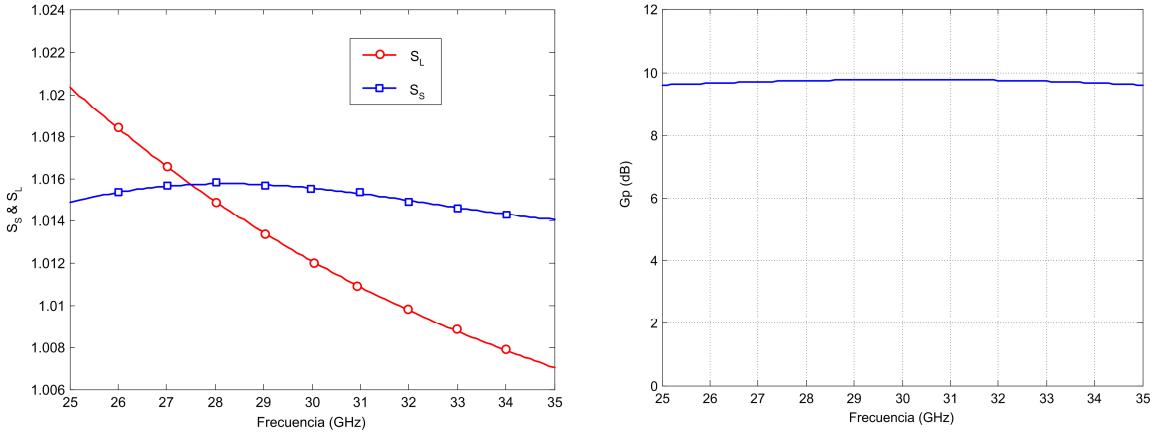
0.169 nH y L_{fb} = 0.6 nH con L_d = 0.211 nH. Para la primera de las soluciones, se obtienen los círculos de ganancia en potencia que se muestran en la Figura 4.18 (a), y los coeficientes de reflexión a la entrada y la salida de la Figura 4.18 (b).



(a) (b)

Figura 4.18. Transistor 6x15 µm del proceso ED02AH, Vd=3 V, Vg = -0.1 V con realimentación; (a) círculos de ganancia en potencia a la salida (b) Coeficientes de reflexión a la entrada (S_{11}) y a la salida (S_{22}).

Dado que el conjunto del transistor con la red de realimentación sigue siendo condicionalmente estable, se han calculado los parámetros S_S y S_L ((5.29) y (5.19)), para analizar si la carga de 50 Ohm a la salida y una carga con adaptación conjugada a la entrada están en la zona estable de la carta de Smith. Ambos parámetros son mayor que la unidad, Figura 4.19 (a), y por lo tanto se puede diseñar una red que adapte a la entrada y se obtenga una etapa con la ganancia plana de 9.6 dB en toda la banda, mostrada en la Figura 4.19 (b). El mismo transistor con los elementos de realimentación obtenidos, se ha simulado con el simulador de circuitos ADS (Advanced Design System) y se han representado, en la Figura 4.20, los círculos de ganancia en potencia obtenidos para las frecuencias 25, 27, 29, 31, 33 y 35 GHz, obteniéndose que todos ellos pasan por un punto muy cercano al 0+j0.



(a) (b)

Figura 4.19. Transistor 6x15 µm del proceso ED02AH, Vd=3 V, Vg = -0.1 V con realimentación; (a) parámetros de estabilidad S_L y S_S (b) Ganancia en potencia con adaptación conjugada a la entrada.

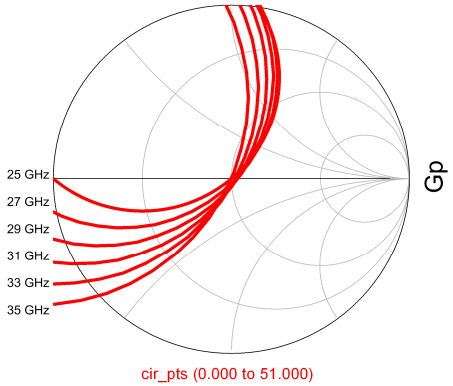


Figura 4.20. Círculos de ganancia en potencia a la salida, transistor 6x15 µm ED02AH, Vd=3 V, Vg = -0.1 V con realimentación, 371.03 Ohm, Lfb = 0.95 nH con Ld = 0.169 nH

4.5. Redes de Adaptación

Las redes de adaptación deben proporcionar una impedancia adecuada a la entrada y a la salida de cada transistor, introduciendo las menores pérdidas posibles. La adaptación se puede realizar con una red que contenga tanto elementos concentrados como distribuidos. La adaptación de una impedancia se puede realizar siempre con distintas redes, por lo que hay que elegir la más adecuada para cada caso concreto.

Las redes de adaptación utilizadas en el diseño de los amplificadores son de dos o tres elementos, con topologías en T o en PI, formadas por elementos reactivos. Inicialmente en el diseño se utilizan elementos concentrados, que posteriormente se sustituyen por modelos distribuidos de capacidades y líneas microstrip. Con las líneas microtrip se realizan inductancias serie o paralelo mediante tramos acabados en cortocircuito, o capacidades paralelas con tramos acabados en abierto.

Una vez obtenidas las redes de adaptación con los elementos básicos, es necesario añadir el efecto de los cruces de líneas microstrip para unir todos los elementos, que modifican notablemente las impedancias en estas frecuencias de trabajo. El circuito de adaptación final se optimiza para conseguir el mejor comportamiento en toda la banda.

En algunas ocasiones las redes de adaptación son utilizadas como red de polarización para los transistores.

4.6. LNA MMIC Banda Ka

Se ha realizado el diseño de dos amplificadores en la banda Ka, uno de ellos de tres etapas y el otro de cuatro. Los principales objetivos de estos diseños, son banda ancha, de al menos el 20% en torno a 30 GHz, figura de ruido menor que 2.5 dB, bajo consumo y ganancia mayor de 20 dB. Para realizar ambos diseños se han utilizado los modelos de los transistores de pequeña señal, proporcionados por la fundición para cada polarización. En ambos diseños todos los transistores son de tipo deplexión y tamaño 6x15µm. Los amplificadores se han diseñado utilizando el simulador MDS (Agilent) y para las redes pasivas se ha empleado, tanto los modelos eléctricos proporcionados por el fabricante, como su herramienta de simulación electromagnética quasi-3D *Momentum*.

4.6.1. LNA MMIC de 4 Etapas

a) *Diseño*

La topología del amplificador de cuatro etapas se muestra en la Figura 4.21. Consta de una primera etapa con realimentación inductiva en fuente y de tres etapas finales con realimentación paralela.

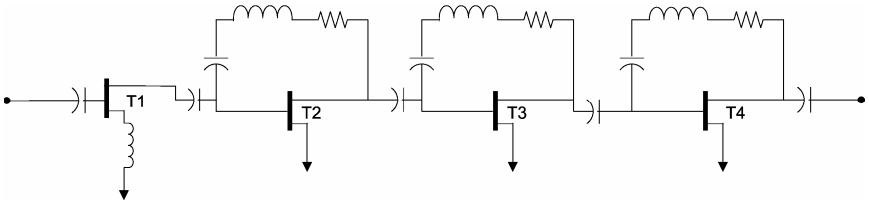


Figura 4.21. Esquema del Amplificador MMIC de 4 etapas

La primera etapa lleva realimentación inductiva en la fuente, con el fin de obtener bajo ruido con pérdidas de retorno y ganancia razonables. Las otras tres etapas llevan realimentación resistiva paralela, para obtener una ganancia constante en todo el rango de funcionamiento, al compensar la caída natural en ganancia de un transistor con la frecuencia. Esta realimentación paralela tiene un impacto mínimo en la figura de ruido. Los transistores de las cuatro etapas son del mismo tamaño e iguales a 6x15 μm. El diseño final de las cuatro etapas es incondicionalmente estable.

La realimentación de fuente de la primera etapa se realiza con una línea en cortocircuito, que presenta a su entrada una impedancia igual a 2.4+j·41 Ohm. Con sus redes de adaptación de entrada y salida, proporciona una ganancia de 8 dB, con una figura de ruido de 1.8 dB.

Las tres etapas con realimentación paralela, partieron de un diseño idéntico, aplicando la técnica de la realimentación paralela descrita en el apartado 4.4. Estas tres etapas proporcionan una ganancia de 19 dB, ruido de 4 dB, y hacen que el circuito sea incondicionalmente estable.

Después de tener el diseño inicial con los elementos básicos, se fueron añadiendo los tramos de líneas para tener un circuito realizable. En las frecuencias de milimétricas, todos los elementos que se van añadiendo, van modificando ligeramente el comportamiento ideal del circuito, por lo que fue necesario realizar optimizaciones, poniendo como objetivos, las especificaciones deseadas y la estabilidad del circuito.

Cada una de las etapas se puede polarizar independientemente, y esta polarización se puede controlar aplicando cada tensión de puerta y de drenador. Para las líneas de alimentación, en algunos casos se han utilizado las redes de adaptación, y en otros casos se han añadido líneas de longitud λ/4. Todas esta líneas son acabadas con un condensador de 0.42 pF, que proporciona un corto en la banda de funcionamiento.

El esquema general simplificado del amplificador se muestra en la Figura 4.22.

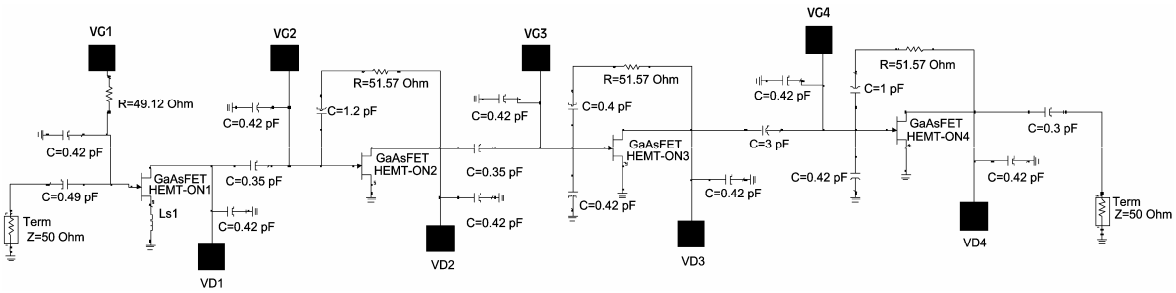
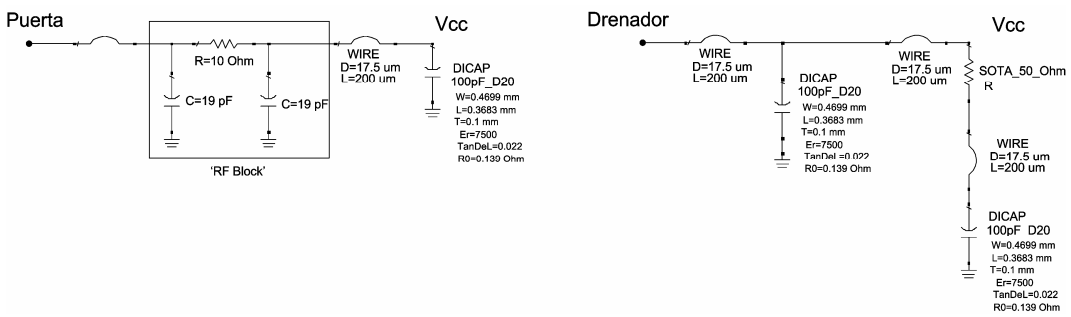


Figura 4.22. Esquema del MMIC de 4 etapas a 30 GHz

Para evitar inestabilidades de baja frecuencia, es necesario incluir redes de polarización externas, con valores de condensadores mayores que los que es posible construir con la tecnología monolítica. Las redes añadidas en puerta y drenador se muestran en la Figura 4.23. La impedancia que presentan cada una de estas redes en el acceso de polarización del MMIC, se muestra en la Figura 4.24.



(a) (b)

Figura 4.23. Redes de polarización externas al MMIC (a) para las puertas, (b) para los drenadores

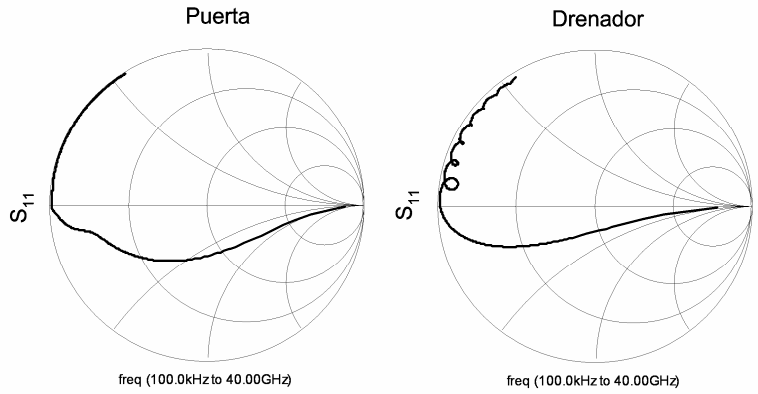


Figura 4.24. Impedancia de la red de polarización externa al MMIC (a) para los drenadores, (b) para las puertas

Los resultados obtenidos en la simulación del circuito final diseñado, se muestran en la Figura 4.25. En estas simulaciones, se han analizado determinadas estructuras del circuito con el simulador electromagnético quasi-3D *Momentum*. También se han incluido los hilos de oro de diámetro 25 µm y longitud 200 µm, que son los que se utilizan al montar el circuito para conectarlo con las líneas de entrada y salida.

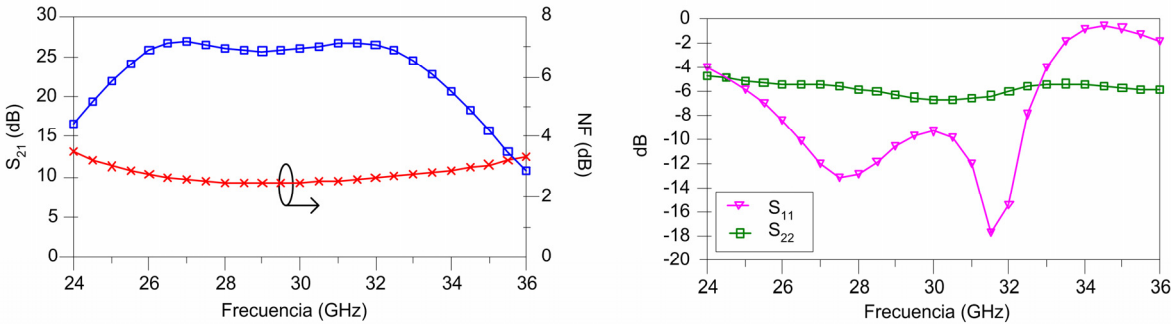


Figura 4.25. Comportamiento en simulación del diseño del MMIC de 4 etapas a 30 GHz

Para realizar el esquema de capas del circuito, cada elemento individual debe cumplir unas reglas en cuanto a tamaño, y disposición de las capas. Además se deben cumplir los límites de anchuras mínimas y distancias entre capas. Además de cumplir las reglas del diseño de capas, también se analizó que ningún componente llegase a los límites máximos permitidos, tales como la máxima densidad de corriente en los metales, la máxima temperatura de operación o límites de corrientes y tensiones de continua o RF.

b) *Análisis de Montecarlo*

Se ha realizado un análisis de sensibilidad del circuito, utilizando el análisis de Montecarlo [82]. Las variaciones de todos los parámetros tecnológicos, tenidos en cuenta, y su distribución, son proporcionadas por la fundición. Todos los parámetros siguen una distribución gaussiana. La Figura 4.26 muestra la

variación de la ganancia y de la adaptación de entrada para un análisis de cien iteraciones. La variación de la figura de ruido, para el mismo número de iteraciones se representa en la Figura 4.27. En las tres gráficas, se observa como en el principio de la banda se tienen las mayores variaciones.

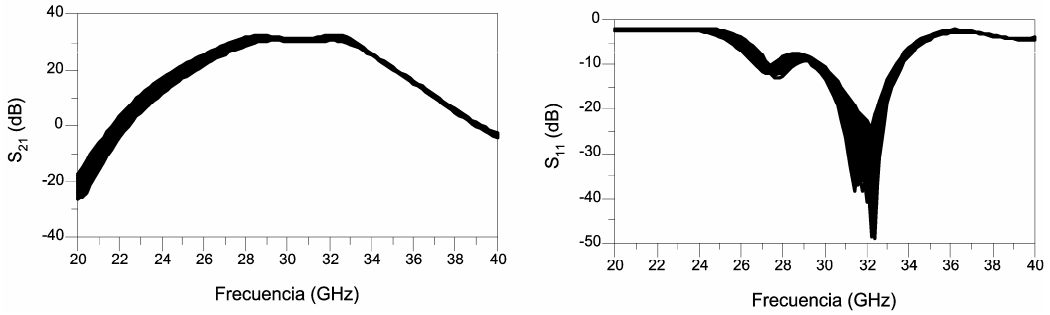


Figura 4.26. Ganancia y adaptación de entrada MMIC de 4 etapas a 30 GHz. Análisis de Montecarlo con 100 iteraciones.

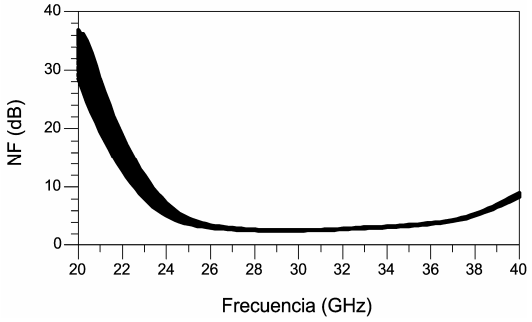
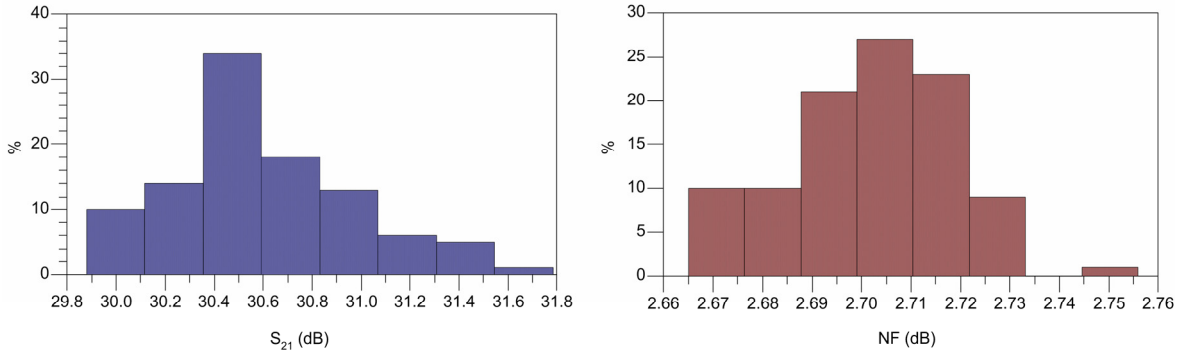


Figura 4.27. Figura de ruido MMIC de 4 etapas a 30 GHz. Análisis de Montecarlo con 100 iteraciones.

A partir del análisis de cien iteraciones, se han calculado los valores medios esperables de ganancia y figura de ruido, en la banda de interés (27-33 GHz). En la Figura 4.28, se observa que la ganancia puede tener una variación de 1.8 dB, y el ruido de tan sólo 0.1 dB.



(a) (b)

Figura 4.28. Histograma de la banda MMIC de 4 etapas a 30 GHz. Análisis de Montecarlo con 100 iteraciones. (a) Ganancia media entre 27 y 33 GHz, (b) Figura de ruido media entre 27 y 33 GHz

En los resultados obtenidos del análisis de montecarlo, se estudió la estabilidad del circuito a través de los parámetros de estabilidad K y μ (MU), y ambos dieron un valor mayor que la unidad en el margen de validez del modelo, garantizando la estabilidad incondicional del amplificador.

c) *Estructura y tamaño del MMIC*

La Figura 4.29 muestra una fotografía del amplificador monolítico. Su tamaño es igual a 3x1 mm^2. Tiene los ocho accesos para la polarización de las puertas y drenadores de cada uno de los transistores independientes. Todos los contactos del MMIC son cuadrados de 80 μm de lado. La distancia de los contactos centrales de RF, a la entrada y a la salida, con los de masa es de 150 μm. El nombre que se le dio a este circuito fue 'ba_4stages_amplif'.

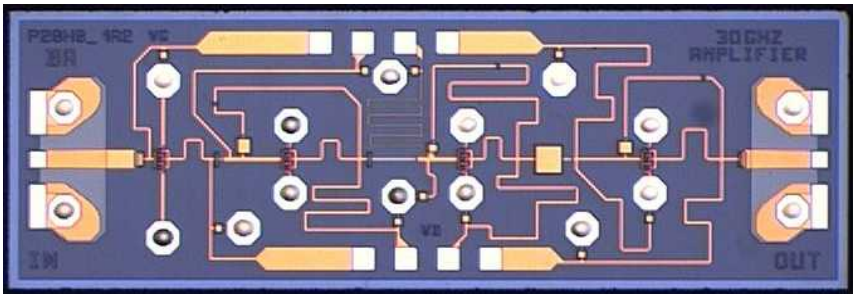


Figura 4.29. Fotografía de los amplificadores MMIC de 4 etapas a 30 GHz

d) *Caracterización*

Los circuitos han sido montado y medidos en un útil de fabricación propia con accesos en guía de onda WR-28. Las transiciones para acoplar la señal de la guía de onda a microstrip han sido diseñadas utilizando guías de onda "Ridge" [96]. La Figura 4.30 muestra una vista del útil de medida que consiste en una caja con cuatro transiciones a guía en la que hay montados dos MMIC y todo ello esta sobre una placa, realizada en sustrato FR4, con circuitos de protección de continua.

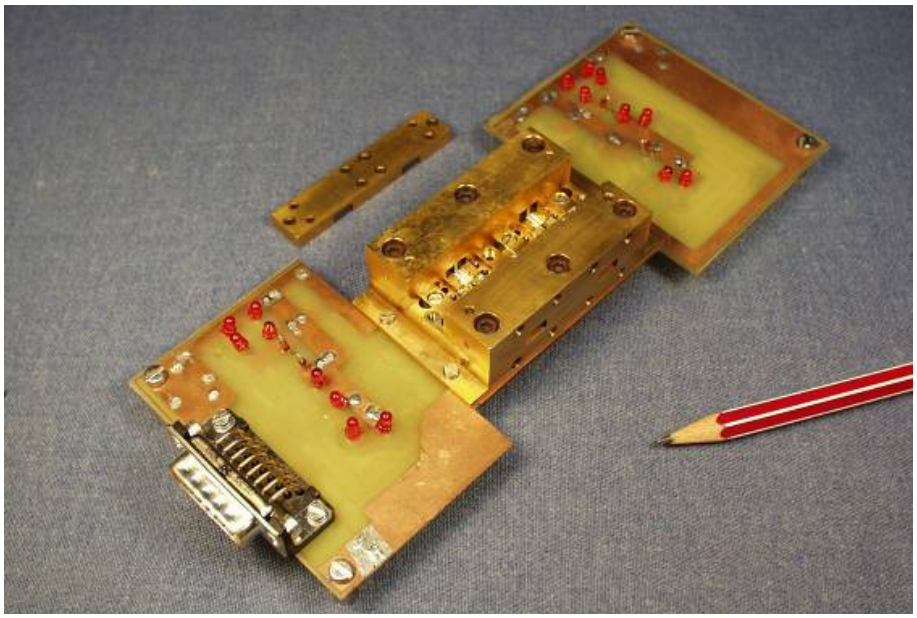
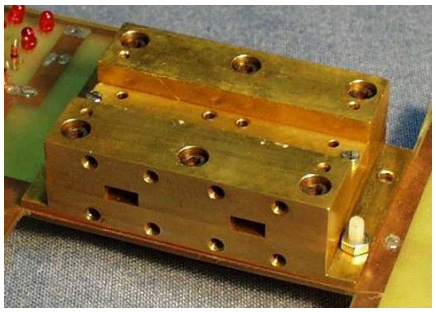
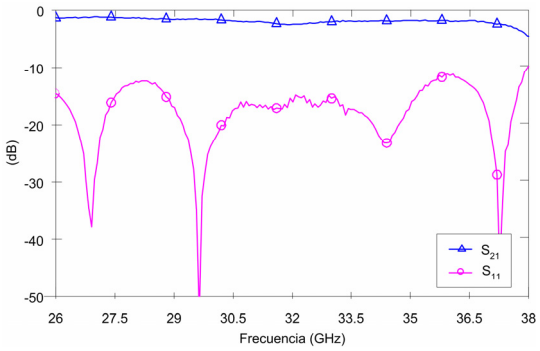


Figura 4.30. Fotografía de la caja con transición Ridge

La caja está diseñada para poder montar dos circuitos independientes con entradas y salidas en guía WR-28, Figura 4.31 (a). Las pérdidas de cada par de transiciones, caracterizadas con una línea microstrip son menores de 1.8 dB y la adaptación mejor de 20 dB, Figura 4.31 (b).



(a)



(b)

Figura 4.31. Transición guía de onda a microstrip con una línea de Al_2O_3 (50Ω) de longitud 12 mm

La Figura 4.32 muestra un detalle del montaje del amplificador MMIC de 4 etapas, conectado a líneas microstrip y a redes de polarización mediante hilos de oro. Las líneas microstrip están hechas en substrato Al_2O_3 con un espesor de 0.254 mm y constante dieléctrica relativa de 9.9. Las redes de polarización consisten en resistencias, condensadores y bloqueos de RF con el esquema equivalente de la Figura 4.23. Los condensadores de 100 pF son DICAP, de placas paralelas, de Dielectric Laboratories (DiLabs). El elemento 'RF Block' es un filtro de RF, también del fabricante DiLabs. En la fotografía, se ven cuatro en la parte superior del chip, conectados a las puertas. Las resistencias utilizadas para la polarización de los drenadores, en la parte inferior del chip, son de tamaño 0302, del fabricante State of the Art (SOTA), de acuerdo al esquema de la Figura 4.23 (b).

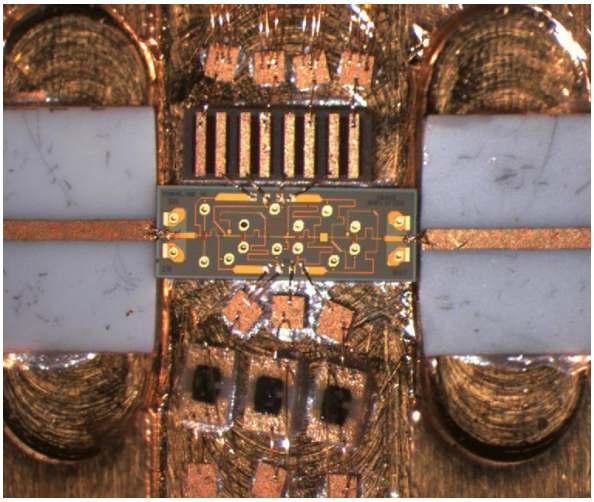


Figura 4.32. Fotografía del montaje de amplificador MMIC de 4 etapas con los circuitos de polarización

En el amplificador MMIC diseñado, se han realizado medidas de parámetros de Scattering y de figura de ruido. La Figura 4.33 muestra la ganancia y el ruido medidos para el amplificador de cuatro etapas cuando se polariza para mejor comportamiento en ruido. La Figura 4.34 muestra las adaptaciones de entrada y salida. Todas las medidas se han representado junto con los resultados obtenidos en simulación. En las medidas realizadas se observó un desplazamiento hacia frecuencias más altas de aproximadamente 3 GHz. Este comportamiento del amplificador, no se predecía en las simulaciones ni teniendo en cuenta las posibles variaciones de los parámetros del proceso. Para que se ajustasen simulación y medida fue necesario mover a un 70% los valores originales de todos los condensadores, obteniéndose en ese caso una buena concordancia entre simulaciones y medidas. En este circuito el ancho de banda obtenido es del 25% y centrado en 32 GHz. La ganancia es mayor de 20 dB desde 28 hasta 36 GHz y una figura de ruido media de 2.3 dB. En 29.5 GHz se obtuvo la mínima figura de ruido, 1.8 dB, con una ganancia de 21.5 dB y pérdidas de retorno de 7.3 dB y 22.5 dB en la entrada y salida respectivamente. La Figura 4.35 muestra la figura de ruido y ganancia asociada cuando el amplificador se polariza para obtener máxima ganancia. El consumo total del circuito es de 38 mA.

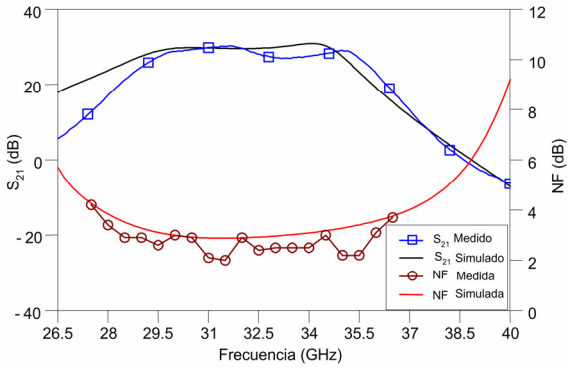


Figura 4.33. Figura de ruido y ganancia asociada LNA 4 etapas polarizado para bajo ruido

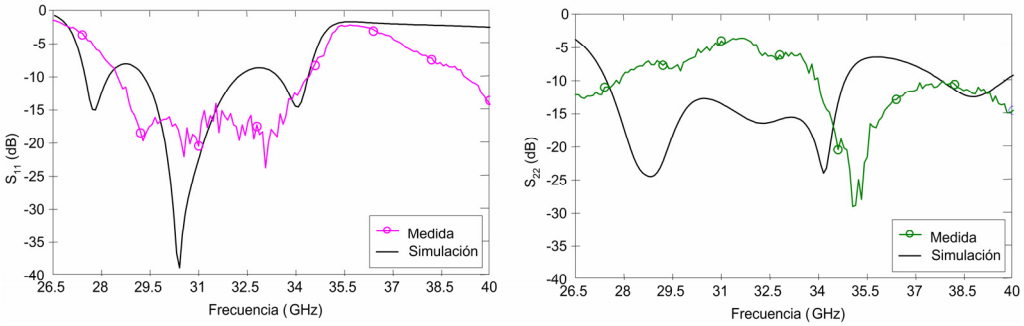


Figura 4.34. Adaptaciones de entrada y salida LNA 4 etapas.

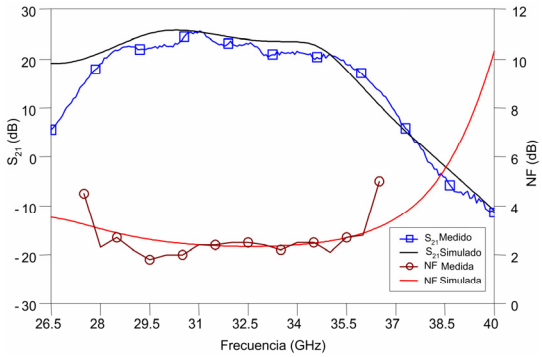


Figura 4.35. Figura de ruido y ganancia asociada del LNA 4 etapas polarizado para máxima ganancia.

4.6.2. LNA MMIC Banda Ka de 3 Etapas

a) *Diseño*

El amplificador MMIC de bajo ruido, de tres etapas, se realizó posteriormente al de cuatro etapas y está basado en el mismo esquema. La topología del circuito, se muestra en la Figura 4.36.

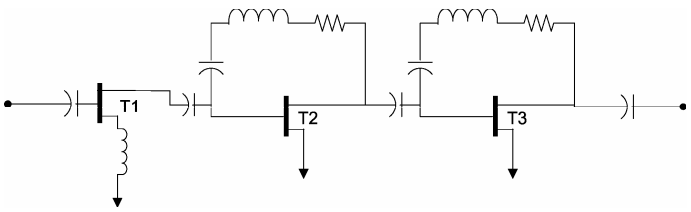


Figura 4.36. Esquema del Amplificador MMIC de 3 etapas en la banda Ka

Los transistores de las tres etapas son de modo deplexión y tamaño 6x15 µm. La primera etapa lleva realimentación inductiva en la fuente y las otras dos etapas realimentación resistiva paralela. El esquema simplificado del circuito, se muestra en la Figura 4.37.

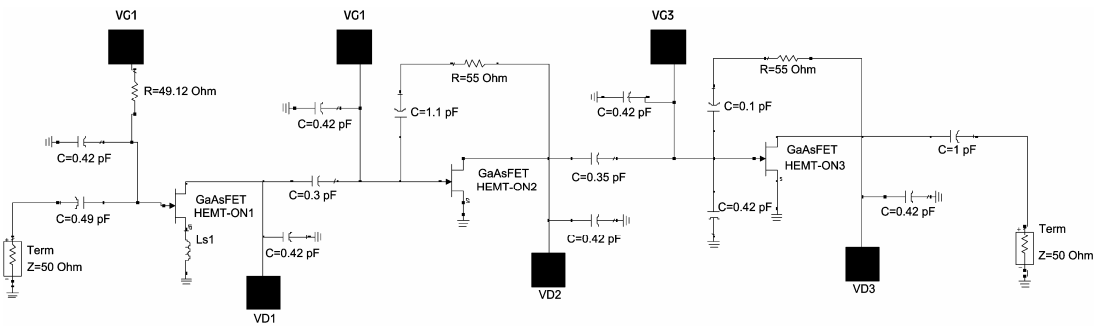


Figura 4.37. Esquema completo del amplificador MMIC de 3 etapas

Las redes de polarización externas utilizadas para estabilizar el circuito, son idénticas a las utilizadas con el amplificador de cuatro etapas, mostradas en la Figura 4.23. El comportamiento en simulación del circuito diseñado se muestra en la Figura 4.38. En este circuito, varias estructuras también fueron analizadas con el simulador electromagnético *Momentum*.

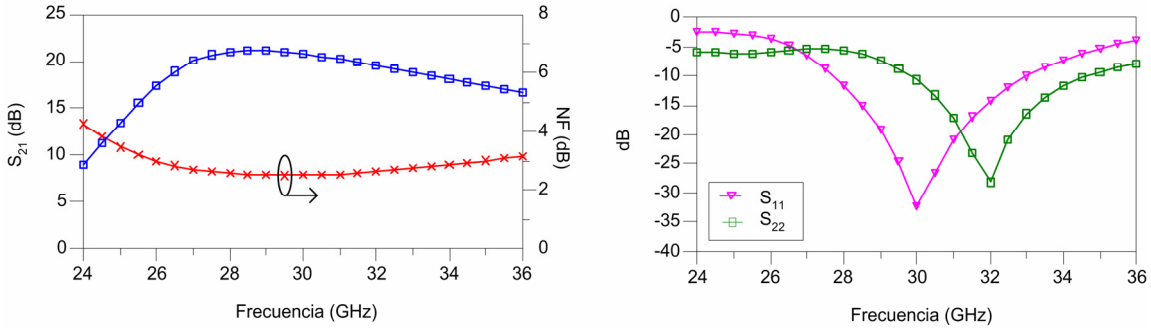


Figura 4.38. Comportamiento en simulación del diseño del MMIC de 3 etapas a 30 GHz

El circuito diseñado antes de fabricarlo, cumplía tanto las reglas del diseño de capas como los límites eléctricos máximos permitidos, tales como la máxima densidad de corriente en los metales, la máxima temperatura de operación o límites de corrientes y tensiones de continua o RF.

b) *Análisis de Montecarlo*

Se ha realizado un análisis de sensibilidad del circuito, utilizando el análisis de Montecarlo. La variación de los parámetros y su distribución, son los proporcionados por la fundición. La Figura 4.39 muestra la variación de la ganancia y de la adaptación de entrada para un análisis de cien iteraciones. La variación de la figura de ruido, para el mismo número de iteraciones se representa en la Figura 4.40. Las variaciones que se obtienen son muy pequeñas, sin predecir en ningún momento, que el circuito deje de cumplir las especificaciones debido a las tolerancias de fabricación del circuito.

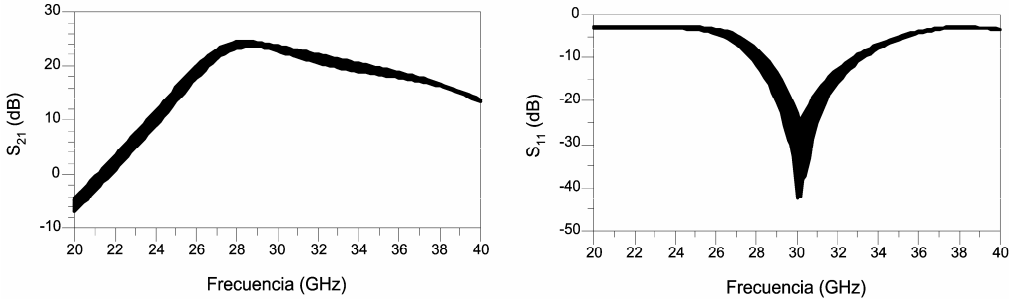


Figura 4.39. Ganancia y adaptación de entrada. Análisis de Montecarlo con 100 iteraciones.

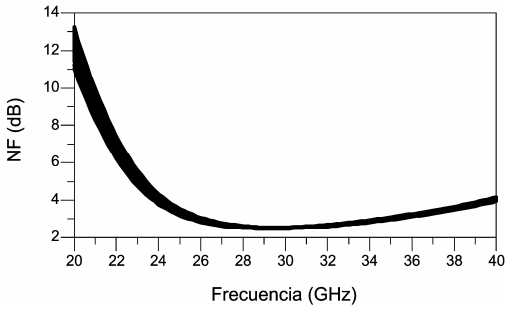
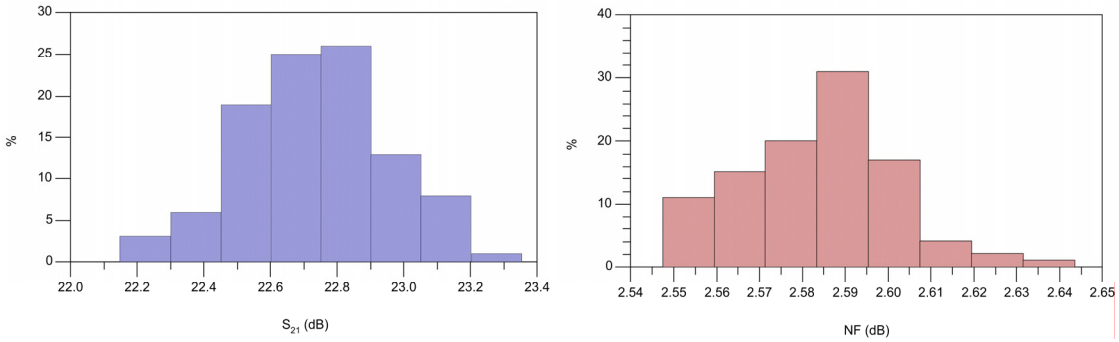


Figura 4.40. Figura de ruido. Análisis de Montecarlo con 100 iteraciones.

A partir del análisis de cien iteraciones, se han calculado los valores medios esperables de ganancia y figura de ruido, en la banda de interés (27-33 GHz). En la Figura 4.41, se observa que la ganancia puede tener una variación de 1 dB, y el ruido de tan solo 0.3 dB.



(a) (b)

Figura 4.41. Histograma de la banda. Análisis de Montecarlo con 100 iteraciones. (a) Ganancia media entre 39.6 y 48.4 GHz, (b) Figura de ruido media entre 27 y 33 GHz

En este diseño también se obtuvo a partir del análisis de montecarlo la estabilidad del circuito. Se obtuvo los parámetros de estabilidad K y μ (MU) mayor que la unidad es todo el rango de frecuencias en las que los modelos tienen validez.

c) *Estructura y tamaño del MMIC*

La Figura 4.42 muestra una fotografía del amplificador monolítico. El tamaño es 3x1 mm^2. Tiene los seis accesos para la polarización de las puertas y drenadores de cada uno de los transistores independientes. Todos los contactos del MMIC son de 80 μm. En los contactos de RF, la distancia con los de masa es de 150 μm. El nombre que se le dio a este circuito fue 'baa_3stages'.

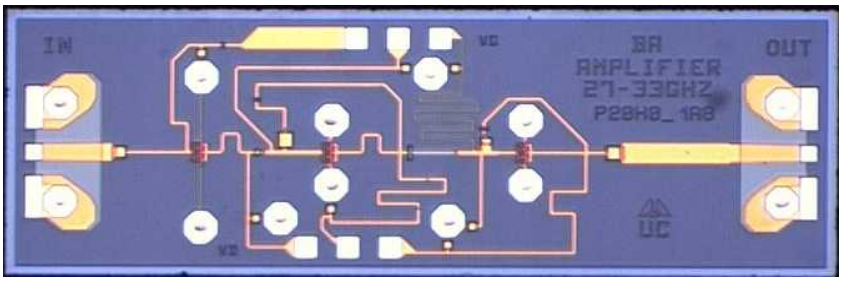


Figura 4.42. Fotografía de los amplificadores MMIC de 3 etapas a 30 GHz

d) *Caracterización*

La Figura 4.43 muestra un detalle del montaje del amplificador MMIC de 3 etapas conectado a líneas microstrip y a redes de polarización mediante hilos de oro. Las líneas microstrip están hechas en substrato

Al_2O_3 con un espesor de 0.254 mm y constante dieléctrica relativa de 9.9. Las redes de polarización consisten en las resistencias, condensadores y bloqueos de RF. La caja utilizada para montar el circuito es idéntica a la de la Figura 4.30, con transiciones de microstrip a guía WR-28.

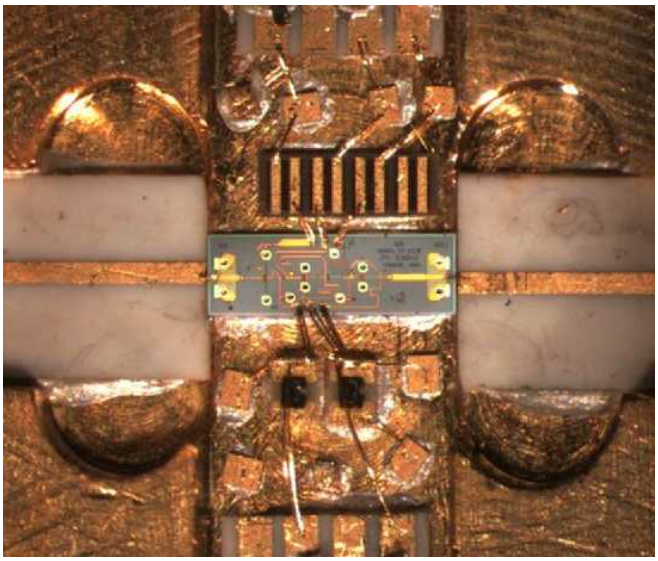


Figura 4.43. Fotografía del montaje de amplificador MMIC de 3 etapas 30 GHz, incluyendo los circuitos de polarización

Se han realizado medidas de parámetros de Scattering y de figura de ruido. En la Figura 4.44 hay una comparación entre las medidas y las simulaciones de la ganancia y adaptaciones de entrada y salida. Para este amplificador, las medidas tampoco se ajustaban con las simulaciones iniciales. La banda de funcionamiento en la medida también se ha desplazado a frecuencias más altas. Para ajustar la simulación y la medida fue necesario mover a un 50% los valores originales de todos los condensadores, siendo este desplazamiento mucho mayor que la variación de los parámetros del proceso, dada por el fabricante. La Figura 4.45 muestra la ganancia y el ruido medidos para este mismo amplificador de tres etapas. Se ha obtenido una ganancia mayor de 15 dB desde 29 hasta 39 GHz y una figura de ruido media de 4.1 dB. La mínima figura de ruido es de 2.6 dB a 28.5 GHz con una ganancia de 13.5 dB y pérdidas de retorno de 10 dB y 15 dB en la entrada y salida respectivamente. Las tensiones de los drenadores en la medida son 1.9 V en la primera etapa y 1.5 V en la segunda y tercera etapas, con un consumo de 10.4 mA y 10 mA respectivamente.

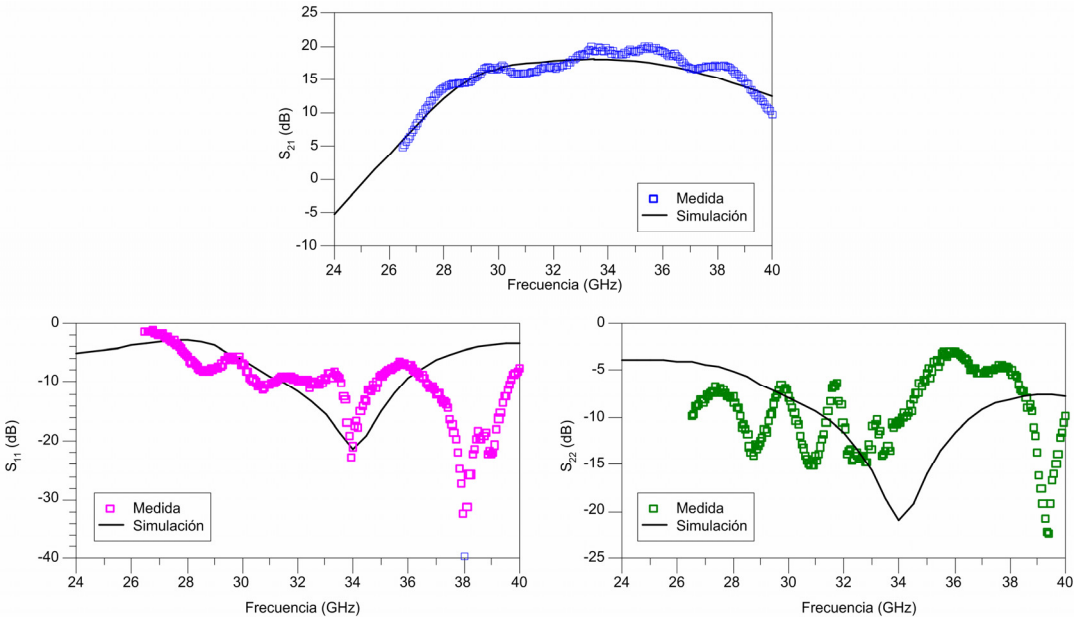


Figura 4.44. Medida de los parámetros de scattering del Amplificador de 3 Etapas

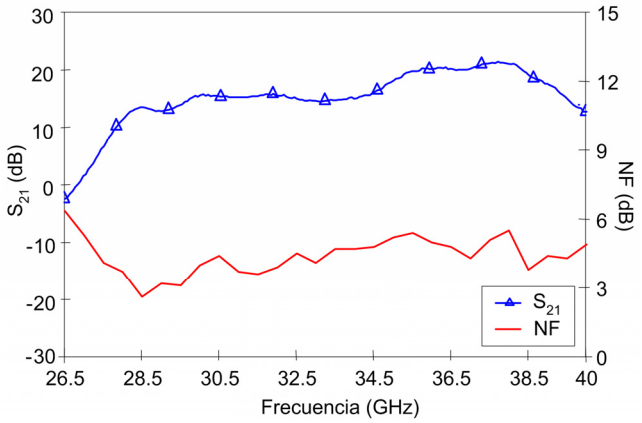


Figura 4.45. Figura de ruido y ganancia asociada del amplificador MMIC de 3 etapas.

4.7. LNA MMIC Banda Q de 4 Etapas

Debido a la escasez de productos comerciales en esta banda de frecuencia (39.6 GHz – 48.4 GHz) se han desarrollado diseños monolíticos propios específicos para los amplificadores bajo ruido del BEM. Los requerimientos más críticos en el diseño de estos amplificadores son la disipación de potencia y la figura de ruido. Ambas deben de ser lo más bajas posibles para utilizarlos en el radiómetro.

4.7.1. Diseño

Las especificaciones utilizadas para realizar el diseño de estos amplificadores son las siguientes: ancho de banda del 20% a 44 GHz, ganancia mayor de 20 dB, figura de ruido menor de 3.5 dB y adaptaciones de entrada y salida mejores de 10 dB. La topología escogida en el diseño es la de la Figura 4.46.

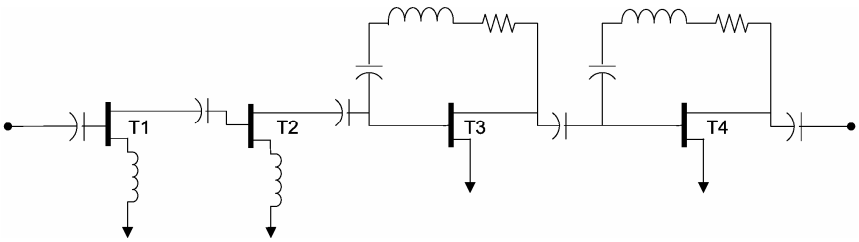


Figura 4.46. Esquema del Amplificador MMIC 4 etapas

Las dos primeras etapas, con transistores de tamaño 6x15 μm, llevan realimentación inductiva en la fuente para obtener simultáneamente adaptación conjugada a la entrada y bajo ruido. En la primera etapa mediante la inductancia de fuente, se consigue baja figura de ruido al mismo tiempo que mínimo coeficiente de reflexión a la entrada, pero a costa de una pérdida de ganancia. Por este motivo se ha incluido una segunda etapa con realimentación de fuente pero con una inductancia diferente a la de la primera etapa. Y de este modo al unir las dos primeras etapas se obtiene bajo ruido con una ganancia más alta, y las dos últimas se utilizan para proporcionar una ganancia mayor sin que tengan mucho impacto en la figura de ruido total del amplificador. La realimentación paralela utilizada en estas dos últimas etapas, con transistores de tamaño 4x15 μm, tiene la ventaja de incrementar el factor de estabilidad, mejorar las pérdidas de retorno a la vez que provee ganancia plana en un gran ancho de banda. En la Figura 4.47 se muestra el esquema simplificado del amplificador completo.

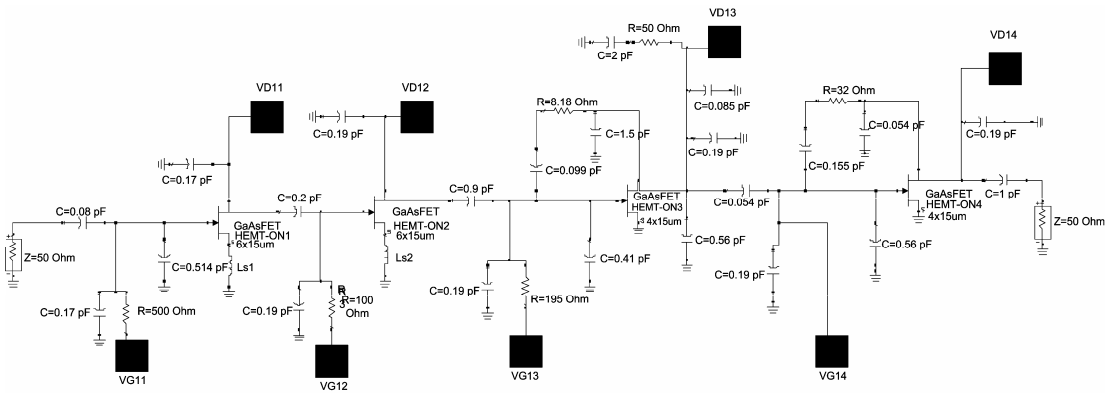
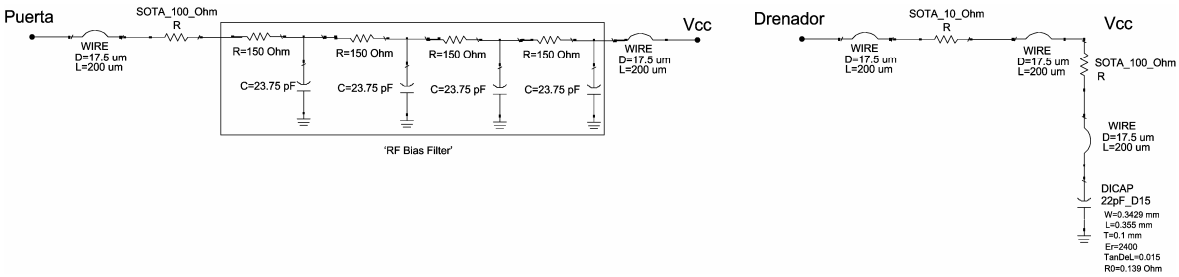


Figura 4.47. Esquema del amplificador MMIC de 44 GHz de 4 etapas

Las redes de polarización externas de puerta y drenador se muestran en la Figura 4.48.



(a) (b)

Figura 4.48. Redes de polarización externas al MMIC (a) para las puertas, (b) para los drenadores

Algunas partes del circuito fueron analizadas con el simulador electromagnético. La simulación final del amplificador, se muestra en la Figura 4.49, e incluye las estructuras simuladas electromagnéticamente.

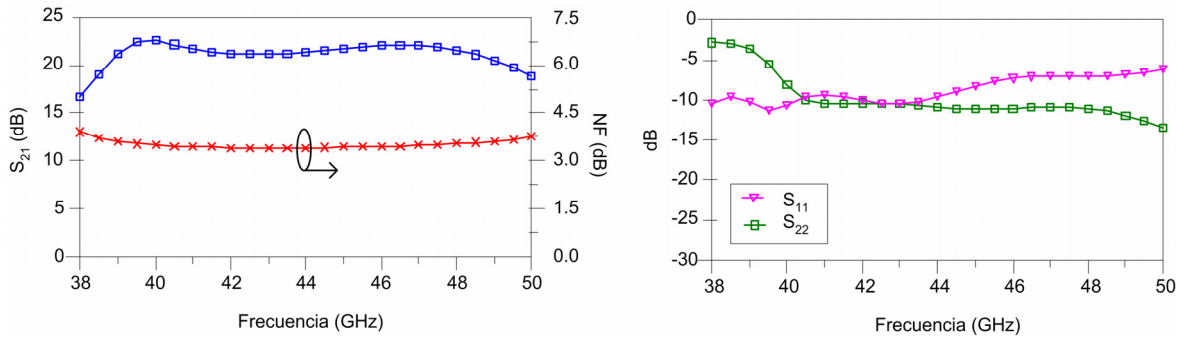


Figura 4.49. Comportamiento en simulación del diseño del MMIC de 3 etapas a 44 GHz

Todos los elementos que forman parte del circuito, transistores, líneas, condensadores, resistencias, etc. además de cumplir las reglas del diseño de capas, deben operar muy por debajo de los límites máximos permitidos, tales como la máxima densidad de corriente en los metales, la máxima temperatura de operación o los límites de corrientes y tensiones de continua o RF.

4.7.2. Análisis de Montecarlo

El análisis de sensibilidad del circuito se ha realizado utilizando el análisis de Montecarlo. La Figura 4.50 muestra la variación de la ganancia y de la adaptación de entrada para un análisis de cien iteraciones. La variación de la figura de ruido, para el mismo número de iteraciones se representa en la Figura 4.51. La mayor variación en el comportamiento del circuito, se produce en las frecuencias inferiores de la banda.

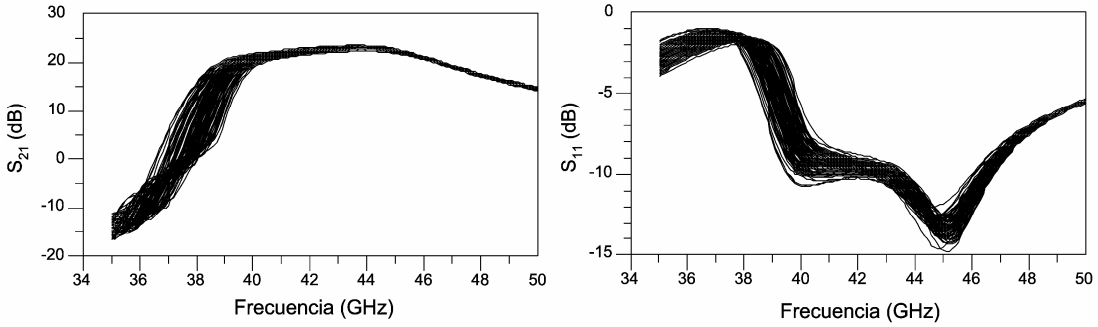


Figura 4.50. Ganancia y adaptación de entrada. Análisis de Montecarlo con 100 iteraciones.

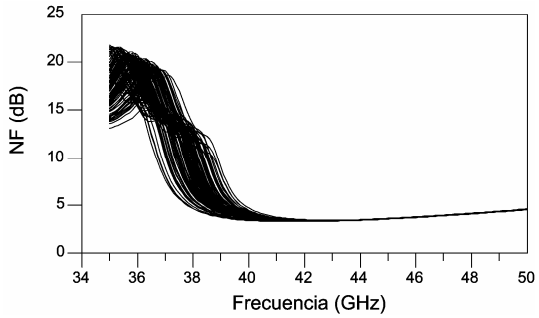


Figura 4.51. Figura de ruido. Análisis de Montecarlo con 100 iteraciones.

El valor medio esperado de ganancia y figura de ruido, en la banda de interés (39.6-48.4 GHz), en la Figura 4.52, muestra que la ganancia puede tener una variación de 1.2 dB, y el ruido de tan sólo 0.3 dB.

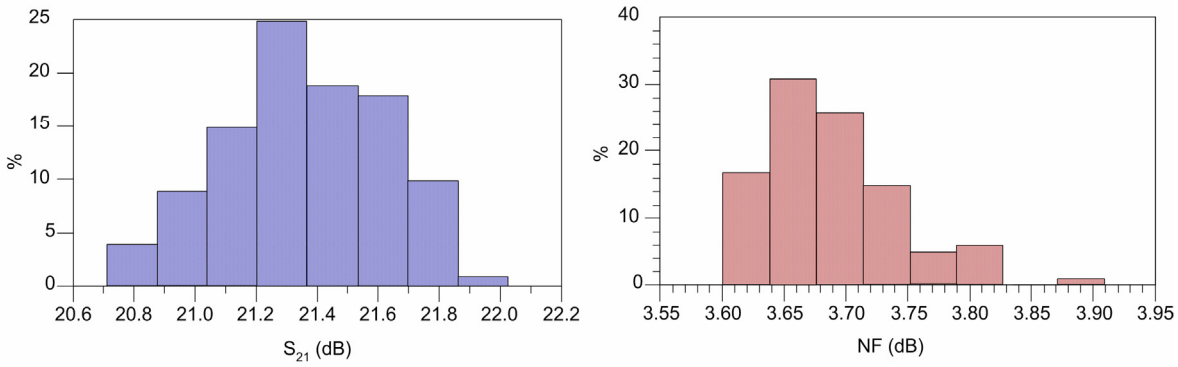


Figura 4.52. Histograma de la banda. Análisis de Montecarlo con 100 iteraciones. (a) Ganancia media entre 39.6 y 48.4 GHz, (b) Figura de ruido media entre 39.6 y 48.4 GHz

Los parámetros de estabilidad K y μ (MU) obtenidos en el análisis de montecarlo fueron mayor que la unidad es todo el rango de frecuencias.

4.7.3. Estructura y tamaño del MMIC

La Figura 4.53 muestra una fotografía del amplificador monolítico de tamaño 3x1 mm^2. Todas las puertas y drenadores pueden ser polarizados independientemente. Todos los contactos del MMIC son de 80 μm. La distancia entre los contactos de RF y los de masa, en la entrada y la salida, es de 150 μm. El nombre que se le dio a este circuito fue 'mc_lna44'.

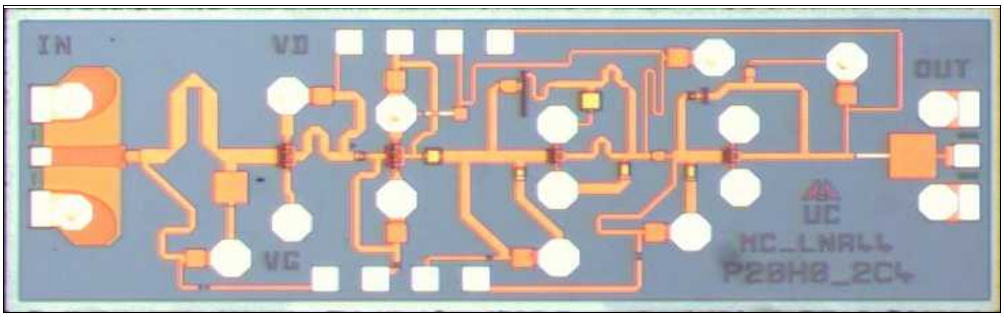


Figura 4.53. Fotografía del MMIC LNA con D-HEMT de cuatro etapas a 44 GHz

4.7.4. Caracterización

Este amplificador se ha montado con las redes de polarización externas, como se ve en la Figura 4.54, para medirlo con la estación de sondas coplanares. Las redes de polarización externas de puerta y drenador de este montaje son las mostradas en la Figura 4.48.

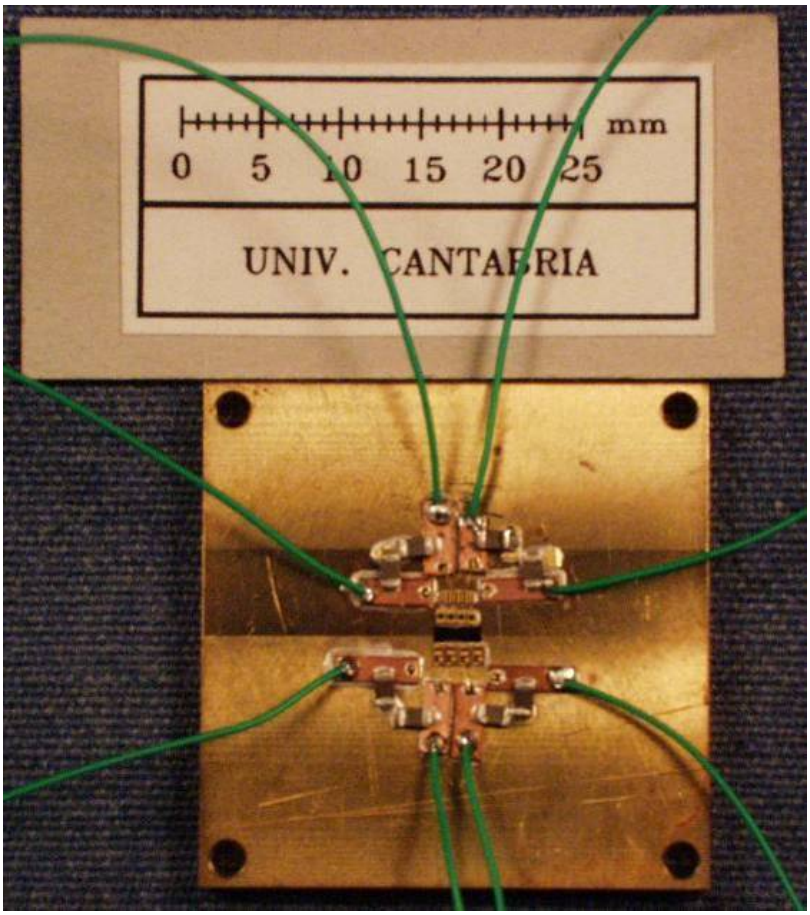
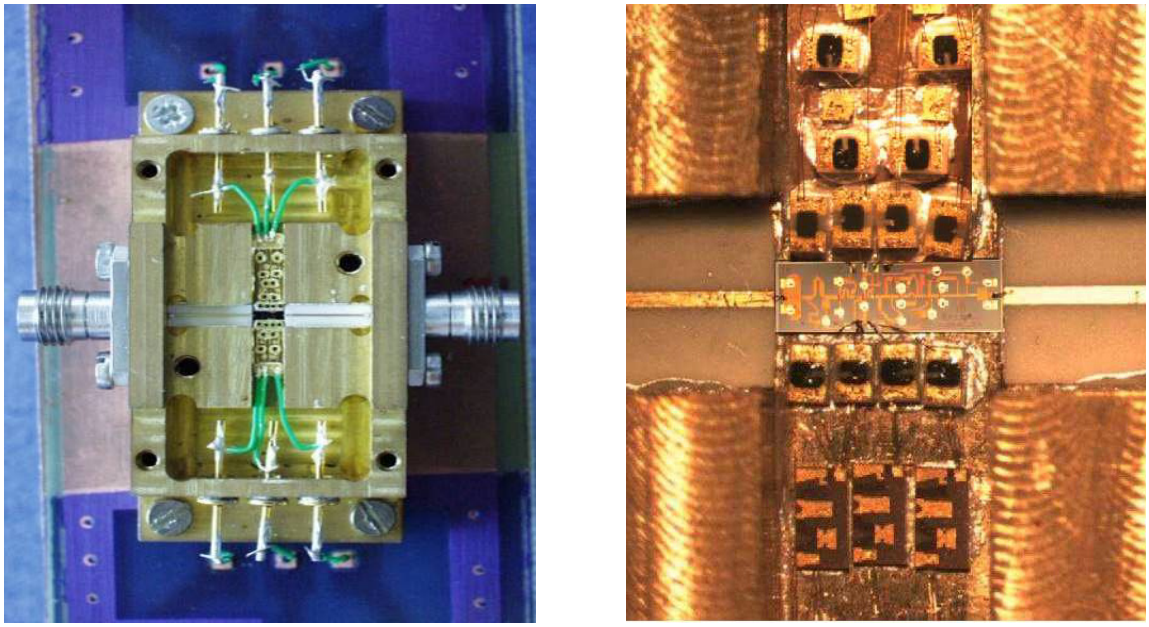


Figura 4.54. Detalle del montaje del MMIC LNA @ 44 GHz con las redes de polarización externas, para medida con sondas coplanares

También se ha montado en una caja con el circuito microstrip encerrado en un canal formando una guía rectangular en corte, y conectores coaxiales de 2.4 mm, mostrado en la Figura 4.55.



(a) (b)

Figura 4.55. (a) Caja con el montaje MMIC LNA a 44 GHz con conectores 2.4 mm (b) detalle del MMIC y de las redes de polarización

a) *Parámetros de Scattering y ruido*

El resultado de las medidas de parámetros de Scattering y de medidas de ruido del circuito, con la estación de sondas coplanar, se muestra en la Figura 4.56. La tensión de drenador en el primer y segundo transistor es de 1.3 V y el tercero y cuarto de 0.7 V. El consumo total es 40 mA, con 10 mA por etapa. Los resultados de las medidas del circuito montado en la caja con los conectores de 2.4 mm, fueron muy similares a los obtenidos con sondas coplanares. La ganancia es en torno a 20 dB, y las adaptaciones de entrada y salida algo peores de lo esperado. La figura de ruido es en torno a 4 dB.

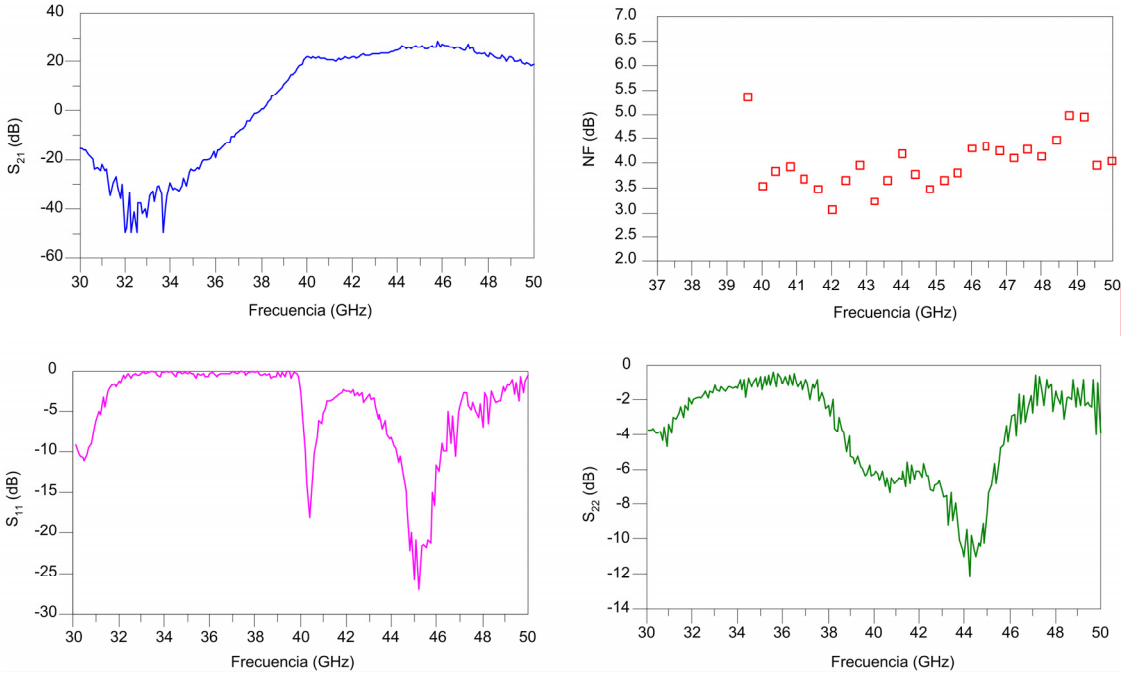


Figura 4.56. Medida en sondas del MMIC LNA @ 44 GHz

En la Figura 4.57 se muestra la comparación entre la simulación y la medida del circuito.

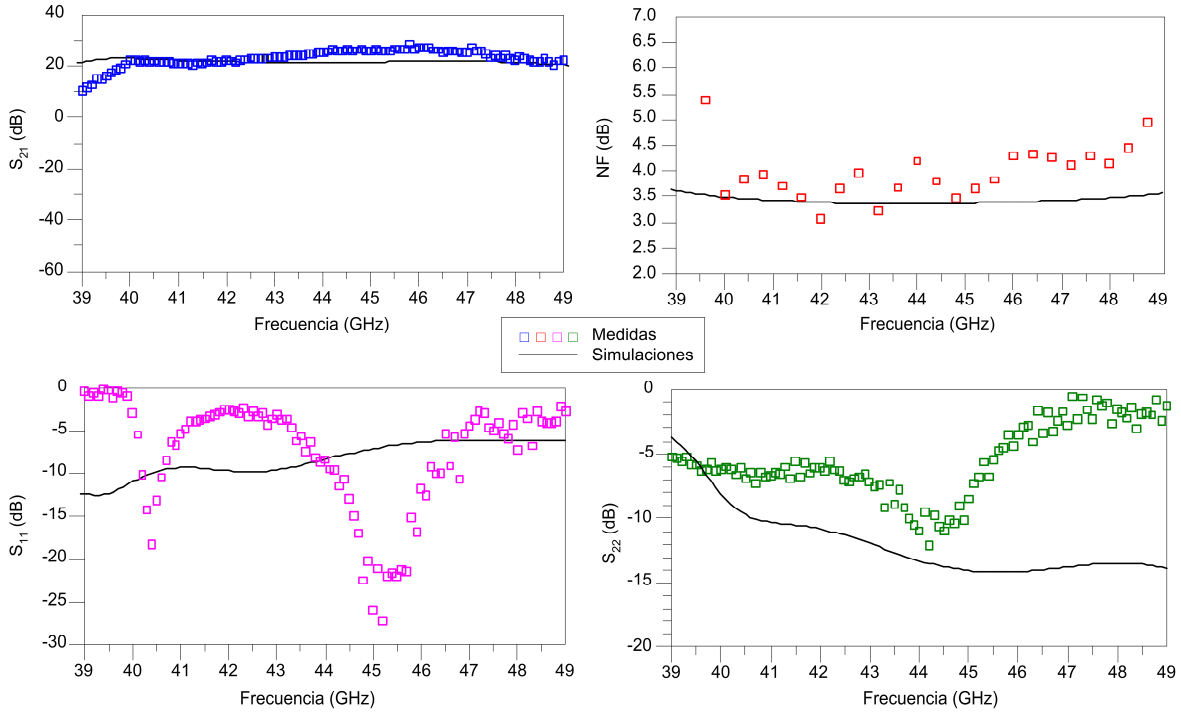
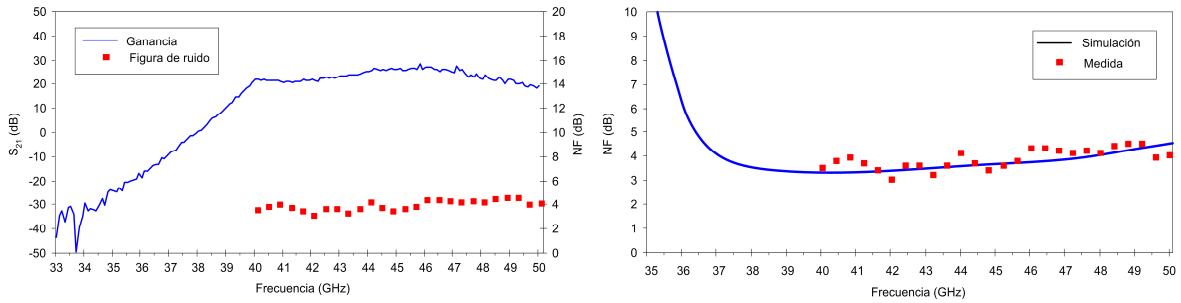


Figura 4.57. Simulación y medida con sondas del amplificador MMIC LNA @ 44 GHz

Para un punto de polarización con menor consumo, 30 mA, se caracterizó el ruido y la ganancia asociada, representado en la Figura 4.58 (a). El LNA tiene un mínimo de 2.8 dB de figura de ruido a 40.4 GHz con una ganancia asociada de 23.1 dB. En la Figura 4.58 (b), se ha realizado una comparación de las figuras de ruido simulada y medida. Se puede observar que la simulación predice bastante bien el comportamiento en cuanto a figura de ruido del circuito.



(a) (b)

Figura 4.58. Resultado para consumo de 30 mA: (a) Ganancia y figura de ruido medidas (b) Figura de ruido medida y simulada

b) *Compresión*

Para el amplificador MMIC se ha medido el punto de compresión de 1 dB de la ganancia a 44 GHz. Se obtuvo la curva de compresión de la Figura 4.59, y un valor de – 1 dBm de punto de compresión 1 dB a la salida.

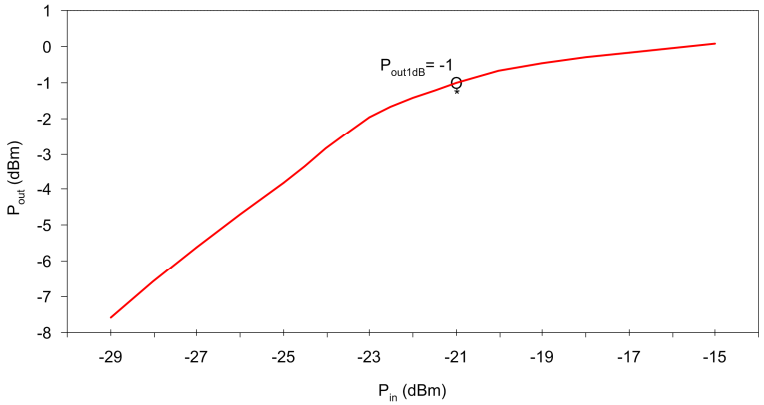


Figura 4.59. Potencia de salida en el punto de compresión de 1dB de la ganancia del amplificador @ 44 GHz

4.7.5. Oblea para los equipos de vuelo

El circuito amplificador de la banda Q, forma parte de los equipos finales de vuelo de la misión Planck. Para poder montar el circuito MMIC en un equipo a embarcar en un satélite, fue necesario fabricar una oblea y realizar una serie de pruebas de aceptación, con el fin de evaluar la fiabilidad y la calidad de la tecnología [82], [97]. En la oblea fabricada se incluyeron dos circuitos diferentes de la misma banda de trabajo, uno es el presentado en este apartado ('mc_lna44'), y el otro diseñado con transistores de modo enriquecimiento ('lf_4V'). Con la oblea final fabricada por la fundición OMMIC, se requiere la información siguiente:

- Datos de los módulos de monitores para control del proceso (PCM - Process Control Monitor)
- Informe de una inspección con microscopio electrónico (SEM - Scanning Electron Microscope)
- Medidas en oblea de cada circuito amplificador
- Inspección visual, incluyendo los dispositivos destruidos
- Estructuras para caracterización de la tecnología y medidas realizadas con ellas (TCV - Technology Characterization Vehicle)

4.7.6. Modificación del circuito

Al MMIC se le añadieron conexiones de masa en los accesos de continua, para poder medirlo en oblea y evitar inestabilidades de baja frecuencia. La fundición, OMMIC, se proveyó de unas sondas coplanares y otras de continua a medida para el circuito, incluyendo una capacidad de 100 pF entre los accesos de polarización y los de masa.

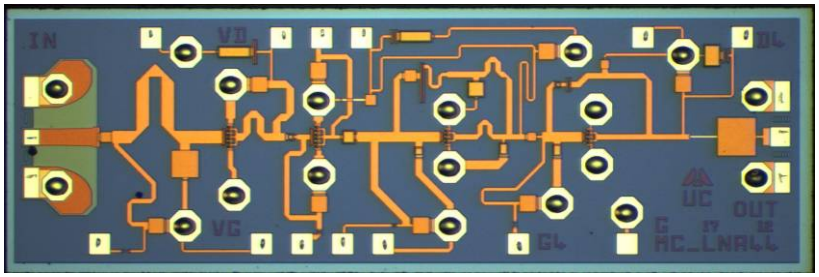


Figura 4.60. MMIC LNA @ 44 GHz de la oblea realizada para los equipos BEM de vuelo

a) ***PCM***

En la oblea se incluyen varios chips PCM (Process Control Monitor), que son un grupo de nueve módulos idénticos, uniformemente distribuidos en la oblea. Cada chip PCM consiste en un módulo tamaño 300µm×300µm para realizar medidas de comprobación de la tecnología. Algunos de los dispositivos del PCM, se destruyen durante el proceso de medidas, otros se usan para medidas y pruebas de control del proceso, y en los otros se miden los parámetros eléctricos garantizados. El resultado de las medidas finales,

determina la calidad de la oblea y si es aceptable su entrega. OMMIC considera que un parámetro eléctrico es bueno, si seis medidas o más de nueve realizadas, cumplen la especificación, [98].

b) *TCV*

La oblea también incluye al menos nueve TCV (Technology Characterization Vehicle). El diseño y contenido de todos los TCV es igual. El TCV es una estructura que se usa para caracterizar la susceptibilidad a mecanismos de fallo intrínsecos tales como electromigración, integridad del dieléctrico entre capas y difusión del metal. La migración del metal es un importante tema de fiabilidad para todos los dispositivos semiconductores. Corrientes altas de continua pueden dar lugar al movimiento de porciones de metal, creando vacíos en un área y acumulación en un área adyacente.

El TCV es una estructura compuesta por elementos básicos, activos y pasivos de la biblioteca de celdas. El esquema de capas del TCV incluido en la oblea de los equipos de vuelo se muestra en la Figura 4.61. Los elementos incluidos por OMMIC en el TCV son: una línea de metal de 3 µm de anchura, dos HEMT de anchura de puerta 6x15µm, uno de ellos de modo deplexión (Normally-ON) y el otro de modo enriquecimiento (Normally-OFF), también hay una resistencia de 100 Ohm, y por último dos condensadores, uno de tipo SiN/SiO_2 de tamaño 200x200 μm^2 y otro de tipo SiN de tamaño 200x200 μm^2. El TCV está generalmente diseñado cerca de los límites de las reglas de diseño y las estructuras deben servir para verificar todos los materiales, el proceso y varios parámetros de continua y de interfaz, tales como los contactos ohmicos, la capa resistiva, los pasos a masa (vía hole), la capa de interconexión, las corrientes de fuga, los condensadores, el alineamiento de la máscara y la conexión de los hilos de oro.

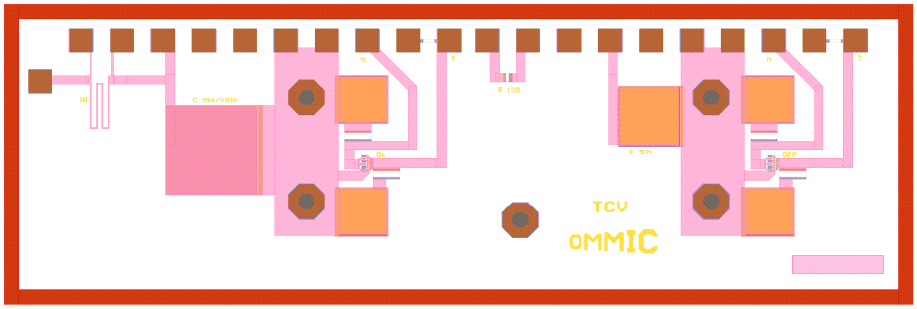


Figura 4.61. Esquema de capas de los elementos que forman el TCV

En general la certificación TCV incluye un ensayo de vida acelerado para estimar el tiempo medio hasta el fallo (MTTF - mean-time-to-failure) y la distribución de tiempos de fallo. Los ensayos de vida acelerados se realizan en una estructura TCV encapsulada. OMMIC encapsuló tres TCV por oblea, se realizó una medida inicial de parámetros de deriva, y con los transistores polarizados se hizo un ensayo durante 240 horas a temperatura de 125º. Finalmente, se volvieron a medir los parámetros de deriva.

c) *Medidas eléctricas a temperatura ambiente y selección de los circuitos*

El 100% de los circuitos fueron medidos sobre la oblea, en continua y en RF. La frecuencia inicial y final de la medida fue 39.6 GHz y 48.4 GHz, y con una potencia de entrada de -30 dBm. Para el MMIC se realizaron las medidas con las siguientes condiciones en el punto de polarización especificado en la Tabla 4.1. Se ajustaron los valores de tensión de las puertas para tener las corrientes de drenador indicadas.

Tabla 4.1. Tensiones y corrientes para la medida en oblea del MMIC LNA @ 44 GHz con PHEMT N-ON

Tensiones de drenador		Corrientes de drenador-fuente por etapa			
V_{ds12}	V_{ds34}	I_{ds1}	I_{ds2}	I_{ds3}	I_{ds4}
1.7 V	0.65 V	14 mA	14 mA	9 mA	9 mA

Se midieron 81 puntos de frecuencia y se grabaron los valores en un fichero Excel, con la tensión de puerta y corriente drenador-fuente de cada etapa y con las magnitudes en dB de los parámetros S_{11}, S_{22} y S_{21}. Los resultados obtenidos para 244 chips son los mostrados en la Figura 4.62.

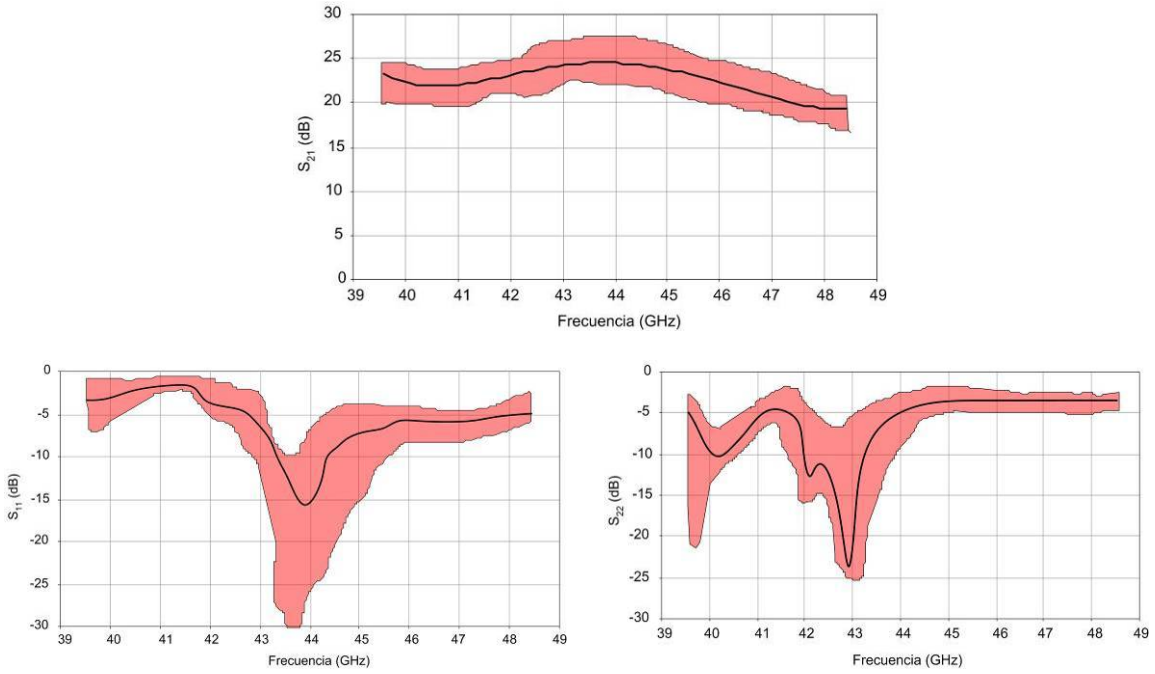


Figura 4.62. Parámetros de Scattering de 244 chips mc_lna44 medidos en oblea

La selección de los circuitos, se realizó sobre los que pasaron la inspección con microscopio electrónico (SEM) y que además tuviesen una ganancia mayor de 17 dB.

d) *Inspección SEM y evaluación de la fiabilidad*

La inspección con microscopio electrónico (SEM), se realizó sobre los dos tipos de circuitos incluidos en la oblea. Se inspeccionaron seis chips, tres de cada tipo. En la inspección se examinaron las siguientes características:

- Escalones de óxido que se definen como un cambio abrupto en el espesor de una capa de aislamiento. Las metalizaciones en todos los escalones de óxido, para detectar defectos de metalizaciones de cubrimiento tales como decapado o desaparición.
- Metalizaciones en las líneas y en las regiones de contactos

El caso de paso de óxido más critico, en el MMIC 'mc_lna44' fue para dos condensadores de tipo MIM (Si_3N_4 + SiO_2) indicados en la Figura 4.63. Y con mayor detalle se muestra en indicado como 'MIM capacitor 1', en la Figura 4.64. Estas fotografías no muestran ningún defecto debido a roturas, desaparición o cortes de la metalización. Presentando una buena calidad de los saltos de óxido.

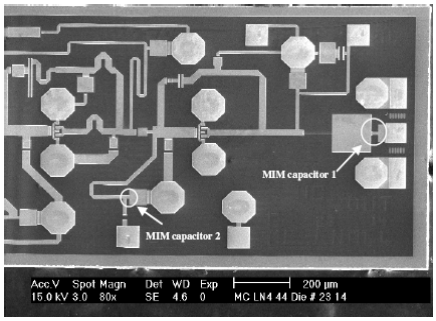


Figura 4.63. Condensadores de tipo MIM, con los dos casos críticos de paso de óxido para el circuito 'mc_lna44'

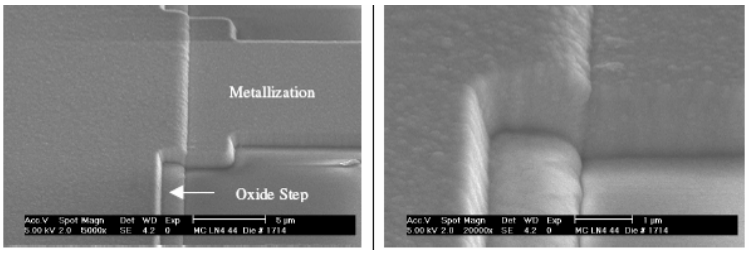


Figura 4.64. Detalle del paso de óxido del condensador 'MIM capacitor 1' en la figura anterior, del circuito 'mc_lna44'

Se examinó la metalización del 25% del chip, mostrado en la Figura 4.65. El caso más crítico de metalización se encuentra en el transistor cuya fotografía en detalle, Figura 4.66, no mostró ningún problema tal como metalización pobre, falta de metalización, cortes, separaciones o roturas.

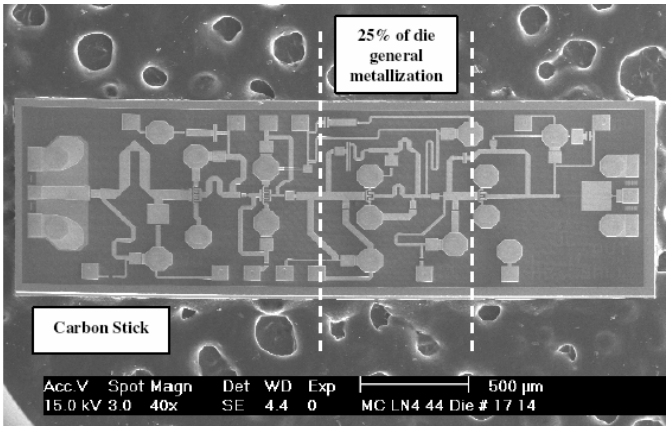


Figura 4.65. Parte del circuito 'mc_lna44' al que se le examina la metalización

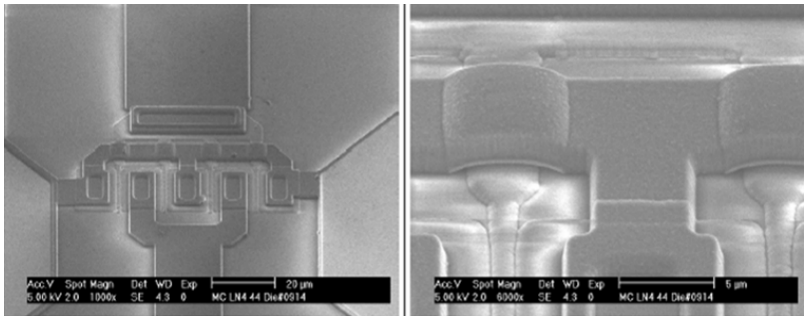


Figura 4.66. Transistor 4x15 µm de la tercera etapa del circuito 'mc_lna44'

e) *Resultados de las medidas eléctricas*

De los circuitos 'mc_lna44', 71 chips pasaron las especificaciones eléctricas, y las pruebas de inspección visual, después de cortar la oblea, y 46 fueron satisfactorios eléctricamente, pero no pasaron la inspección visual. De los circuitos 'lf_4V', 40 chips pasaron todas las pruebas y 37 con buen comportamiento eléctrico, no cumplían la inspección visual.

En la Figura 4.67 se muestra el resultado de las medidas de los parámetros de Scattering de cuatro chips 'mc_lna44', montados en los equipos de vuelo del BEM de 44 GHz. Y en la Figura 4.68 las tensiones de las puertas y las corrientes de drenador para cada una de las etapas de los cuatro circuitos. Estas medidas son representativas de todos los circuitos que cumplieron las especificaciones eléctricas.

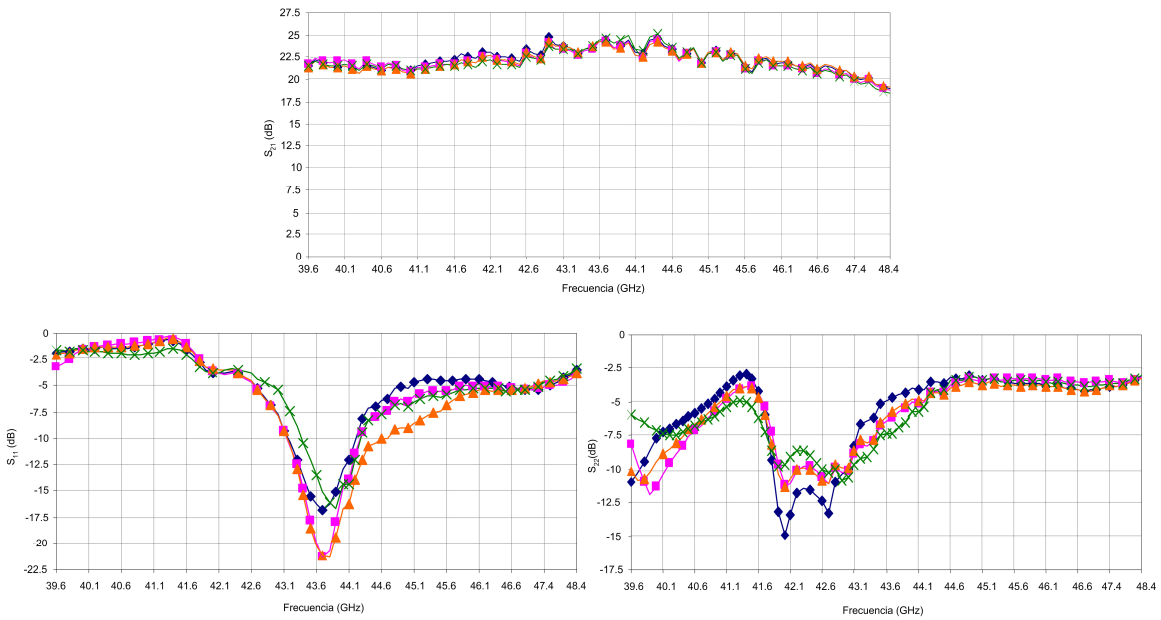


Figura 4.67. Módulo de los parámetros de Scattering de 4 chips 'mc_lna44' de la oblea de vuelo

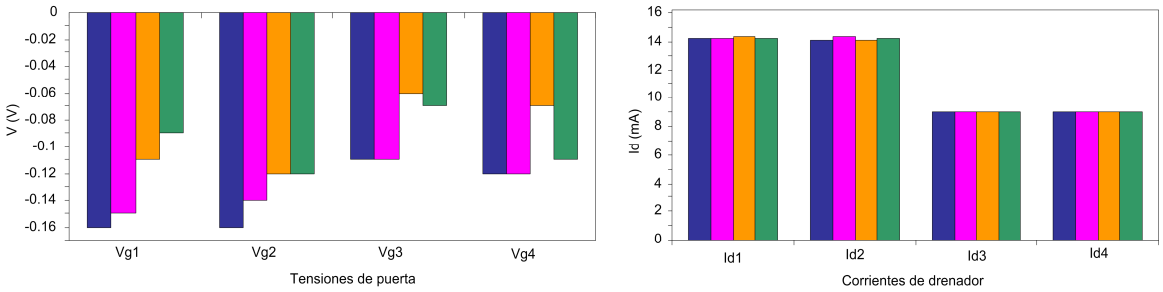


Figura 4.68. Tensiones de puerta y corrientes de drenador para 4 chips 'mc_lna44' de la oblea de vuelo

4.8. Comparación los amplificadores monolíticos de bajo ruido con transistores de deplexión y de enriquecimiento en la banda Q

Se ha realizado un estudio de los transistores modo deplexión (D-HEMT) y modo enriquecimiento (E-HEMT) del proceso ED02AH de OMMIC, con los transistores HEMT pseudomórficos (PHEMT) de 0.2 µm de longitud de puerta [80]. A partir del diseño y caracterización de los dos amplificadores bajo ruido, cada uno de ellos con un tipo de transistor distinto, que se diseñaron para los equipos de vuelo del BEM de 44 GHz, se han verificado los resultados obtenidos en este estudio.

4.8.1. Estudio de los transistores E-HEMT y D-HEMT

El transistor de enriquecimiento (N-OFF) es similar en geometría al de modo deplexión (N-ON), pero eléctricamente el primero no conduce con cero voltios de tensión en la puerta. La anchura del transistor se escoge teniendo en cuenta el factor de ruido mínimo (F_{min}) y la corriente drenador-fuente (I_{ds}). La corriente de ruido de salida del drenador aumenta proporcionalmente con la raíz de la anchura de puerta ($\sqrt{W}$) y la corriente de la señal con W, por lo tanto, bajo ruido significa transistores de tamaño grande. Por otro lado una anchura de puerta grande se puede conseguir combinando el número de dedos con la anchura de puerta unidad. Si el número de dedos que forman el transistor es pequeño y la anchura de dedo unidad es grande la resistencia de puerta (R_g) se hace grande y la figura de ruido aumentará al ser directamente proporcional a la resistencia de puerta. Es mejor construir un transistor con más dedos y menor anchura de dedo unidad, ya que de este modo disminuye la resistencia de puerta.

La Figura 4.69 muestra la variación de la figura de ruido mínima (NF_{min}) en función de la anchura de total de puerta (W) para transistores con la misma anchura de dedo de puerta pero con diferente número de dedos, y

se observa que a mayor número de dedos, menor es la NF_{min}. Para todos los tamaños, los transistores N-ON tienen una figura de ruido ligeramente mayor.

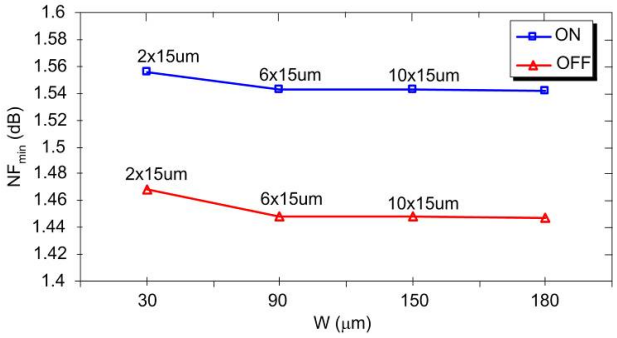


Figura 4.69. NF_{min} versus anchura de puerta (W) de un E-HEMT y un D-HEMT

Los transistores utilizados en los dos diseños de los amplificadores son los de anchura de puerta 6x15 μm. Con corrientes de drenador pequeñas es necesario tener valores grandes de transconductancia (g_m) para obtener figuras de ruido pequeñas, ya que el aumento de la NF_{min} con corrientes de drenador pequeñas está principalmente determinado por la relación g_m-V_{gs}. Cuando las corrientes drenador-fuente son muy pequeñas tanto g_m, como la frecuencia de corte se aproximan a cero provocando un rápido aumento en la NF_{min} cerca del umbral [99]. En la Figura 4.70, se ha representado la variación de la figura de ruido mínima en función de la corriente drenador-fuente, I_{ds}, para los dos tipos de transistor. La línea continua corresponde al transistor de deplexión y la línea de puntos al de enriquecimiento. Ambos tienen figuras de ruido mínimas similares pero el transistor de enriquecimiento posee un mínimo en la NF_{min} con una corriente drenador-fuente ligeramente más pequeña que el de deplexión.

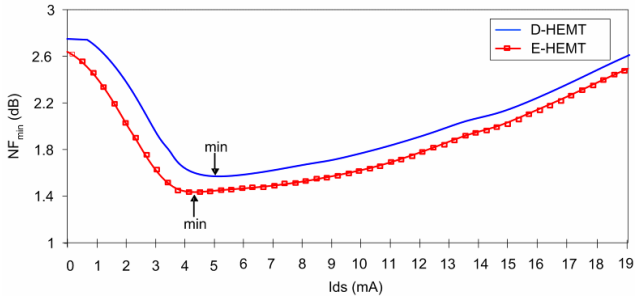
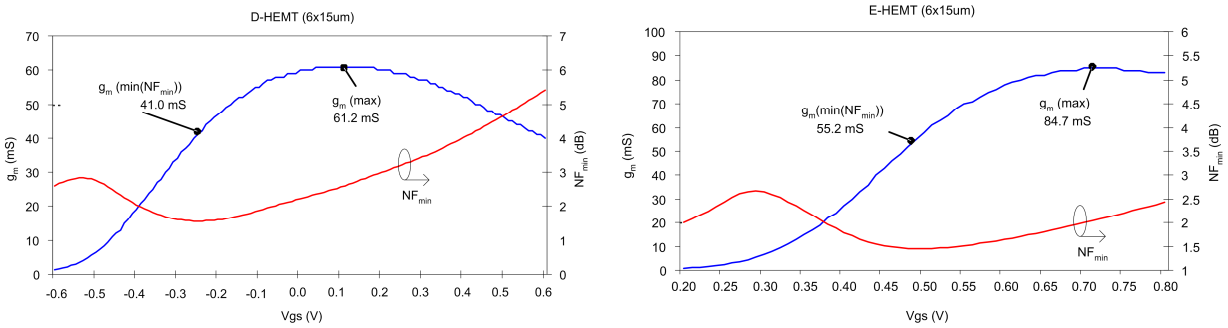


Figura 4.70. NF_{min} versus I_{ds} para transistores 6x15μm, línea continua corresponde al transistor de deplexión (D-HEMT) y la línea de puntos al de enriquecimiento (E-HEMT)

En resumen, los resultados obtenidos son que con ambos transistores se pueden conseguir figuras de ruido similares, pero el consumo del transistor de tipo enriquecimiento (E-HEMT) es ligeramente menor.

La Figura 4.71, muestra la NF_{min} y la g_m en función de la V_{gs} para un transistor D-HEMT y un E-HEMT respectivamente.



(a) (b)

Figura 4.71. NF_{min} y transconductancia (g_m) versus V_{gs} para un transistor 6x15 μm (a) D-HEMT, (b) E-HEMT

Se observa que la mínima NF_{min} no corresponde con el máximo de transconductancia sino con un valor ligeramente inferior, con lo cual para obtener la mínima figura de ruido se debe llegar a un compromiso entre la relación g_m-V_{gs} y baja corriente I_{ds}. En los transistores de enriquecimiento la transconductancia (g_m) es ligeramente mayor que en los de deplexión para un valor similar de NF_{min}, obteniéndose la misma g_m con una I_{ds} más pequeña. El comportamiento en intermodulación para el amplificador bajo ruido con transistores E-HEMT, se espera que sea peor que para el amplificador bajo ruido con transistores D-HEMT.

4.8.2. Comparación entre dos LNA con diferente tipo de transistores

A continuación se presentan los resultados obtenidos del amplificador de bajo ruido diseñado en la misma banda de frecuencias, con la misma topología que el amplificador presentado en el apartado anterior, y con la misma tecnología, pero con transistores de modo enriquecimiento. El amplificador con transistores de tipo enriquecimiento (E-HEMT) se muestra en la Figura 4.72. Y su ganancia con el ruido asociado y la potencia a la salida para el punto de compresión de 1 dB de ganancia representan en la Figura 4.73.

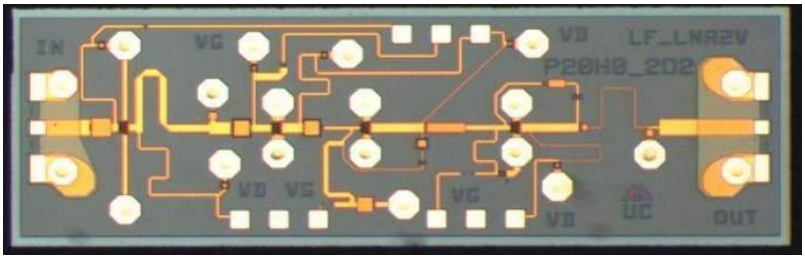
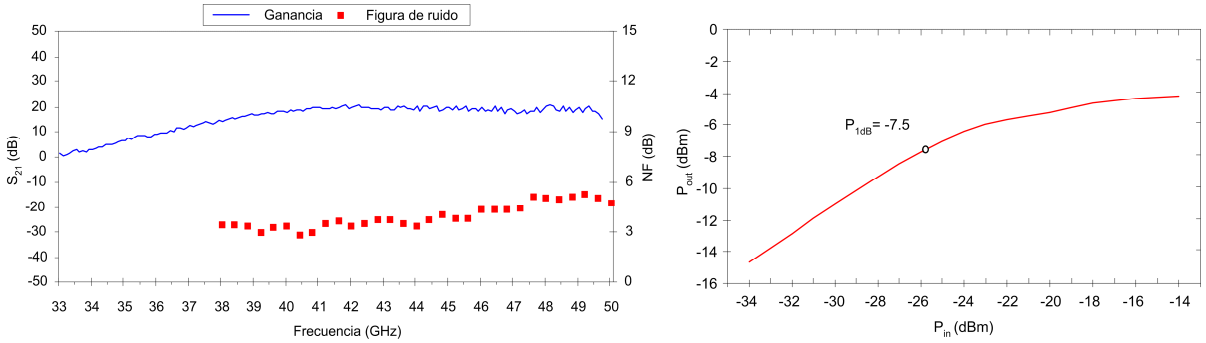


Figura 4.72. MMIC LNA con transistores E-HEMT de cuatro etapas a 44 GHz



(a) (b)

Figura 4.73. MMIC LNA en la banda Q con E-HEMT (a) ganancia y figura de ruido; (b) punto de compresión 1 dB

Se realiza una comparación de los resultados obtenidos de este MMIC LNA con E-HEMT, con los del MMIC LNA de transistores D-HEMT del apartado 4.7.4. de este capítulo. El LNA con E-HEMT, tiene un mínimo de 2.8 dB de figura de ruido a 40.4 GHz con una ganancia asociada de 23.1 dB. Para el caso D-HEMT la mínima figura de ruido es 3 dB con una ganancia asociada de 23.2 dB a 42 GHz. Los consumos son de 15 mA y 40 mA respectivamente, lo cual corrobora los resultados obtenidos del estudio de los transistores.

El amplificador bajo ruido con D-HEMT tiene un mínimo de figura de ruido 3 dB con una ganancia asociada de 23.2 dB a 42 GHz El MMIC LNA con E-HEMT tiene un mínimo de 2.8 dB de figura de ruido a 40.4 GHz con una ganancia asociada de 23.1 dB.

En amplificadores de bajo ruido, con transistores de modo enriquecimiento, se pueden conseguir resultados similares, en cuanto a ganancia y ruido a amplificadores con transistores de modo deplexión. Pero con estos últimos el consumo es mayor, pero tienen la ventaja de tener un rango dinámico mayor, con potencia de salida más alta en el punto de compresión de 1 dB de la ganancia.

4.9. Conclusiones

Se han presentado tres diseños en tecnología monolítica, proceso ED02AH, en las bandas Ka y Q. En primer lugar se han analizado las características de los transistores para la tecnología utilizada en cuanto a su comportamiento en ruido y ganancia. Se han utilizado dos técnicas en el diseño de los amplificadores, la realimentación inductiva serie y la realimentación paralela. Para esta última, se ha desarrollado una técnica de diseño de etapas encadenables, basado en la obtención de los tres elementos de realimentación que hacen que la ganancia en potencia sea igual en una banda de frecuencias, con una carga de 50 Ohm y se adapte conjugadamente a la entrada. Es decir, se consigue al realimentar un transistor, que los círculos de ganancia en potencia pasen por el centro de la carta de Smtih en una banda de frecuencias. Los tres amplificadores diseñados llevan realimentación serie en las primeras etapas y realimentación paralela en las otras. El amplificador de la banda Q se ha integrado en los equipos de vuelos de los BEM de 44 GHz, para lo cual se fabricó una oblea especial para estos modelos, con pruebas de fiabilidad y de calidad de la tecnología. En el BEM de 44 GHz cada una de las ramas lleva dos circuitos amplificadores de bajo ruido monolíticos, fabricados en la misma oblea, pero con diferente tipo de transistores. Se han comparado las características de los dos amplificadores de la banda Q, con la misma topología, el mismo proceso, pero con diferentes transistores.