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: M^a 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 5

Amplificador Bajo Ruido Híbrido de Banda Ancha en Tecnología GaAs

5.1. Introducción

El LNA multietapa que se presenta a continuación ha sido especialmente diseñado para el BEM del radiómetro Planck de la banda Q [100]. Se trata de un circuito en tecnología híbrida, con transistores discretos comerciales PHEMT de UMS (United Monolithic Semiconductors) de AlGaAs/InGaAs, con una longitud de puerta 0.15 µm. Se trata de un diseño estable a partir de un dispositivo potencialmente inestable. En primer lugar se hace un análisis del diseño de amplificadores con estabilidad condicional, proponiendo parámetros a evaluar, complementarios al método gráfico clásico de análisis de las regiones estables sobre la carta de Smith. Se muestra el diseño de un amplificador de una sola etapa de banda ancha, condicionalmente estable, aplicando el estudio de la estabilidad y analizando las redes de adaptación utilizadas. A continuación se presenta el diseño y caracterización del amplificador multietapa, que está formado por tres etapas, tiene una banda de funcionamiento de 38 a 48 GHz, proporciona una ganancia mayor de 16 dB y una figura de ruido media en la banda de 1.8 dB. La figura de ruido medida, más pequeña, fue de 1.6 dB con una ganancia asociada de 17.5 dB a 43 GHz.

5.2. Dispositivo Activo

El MIC LNA para la banda Q ha sido diseñado con el transistor PHEMT de GaAs EC2612 de UMS, que puede operar hasta 60 GHz. Está basado en una tecnología de transistor pseudomórfico de alta movilidad de electrones con 0.15 μ m de longitud de puerta. La anchura de puerta de 120 μ m y su forma de T con 0.15 μ m de aluminio da lugar a una resistencia de puerta de valor pequeño. Este dispositivo muestra una alta transconductancia hasta alta frecuencia, y un comportamiento de bajo ruido que le hace adecuado para el diseño de amplificadores de bajo ruido y para cumplir las especificaciones del BEM de la banda Q del radiómetro de Planck.

El fabricante solamente proporcionaba los parámetros de Scattering del transistor hasta 40 GHz, por lo que se montó un transistor con transiciones de guía de onda coplanar a línea microstrip, modelo *Probe Point 1003* de *JmicroTM Technology*, [101], como se muestra en la Figura 5.1, para caracterizarlo hasta 50 GHz utilizando la estación de sondas coplanares. El chip del transistor tiene conexiones con pasos a masa en la fuente. Para la conexión de la puerta y el drenador se utilizó un hilo de oro de diámetro 17.5 µm y de una longitud aproximada de 200 µm.



Figura 5.1. Fotografía del transistor EC2612 UMS con las transiciones coplanar-microstrip

Las medidas de los parámetros de Scattering se realizaron utilizando el analizador de redes vectorial HP8510C y polarizando el transistor a través de las redes de polarización del mismo equipo. Se realizó una calibración TRL, para corregir las transiciones y obtener los parámetros de Scattering del transistor con los hilos de oro a la entrada y salida. La potencia utilizada para realizar las medidas fue de -10 dBm, y se realizaron medidas para varios puntos de polarización. El transistor posee un punto de compresión 1 dB a la salida de 16 dBm a 12GHz. En la Figura 5.2 se muestra el resultado de los parámetros de Scattering en reflexión para una tensión de drenador de 2 Voltios y una corriente drenador-fuente de 10 mA, que corresponde al punto de polarización para mejor comportamiento en ruido según los datos aportados por el fabricante.



Figura 5.2. Medidas de los parámetros de Scattering del transistor EC2612 UMS Vd=2 V, Id=10 mA

También se disponía del modelo equivalente en pequeña señal para el mismo punto de polarización, y fue extendido hasta 50 GHz a partir de medidas de parámetros de Scattering del transistor. El circuito equivalente se muestra en la Figura 5.3.



Figura 5.3. Modelo equivalente del transistor EC2612 UMS Vd=2 V Id=10 mA válido hasta 50 GHz

Los parámetros de ruido del transistor han sido suministrados por el fabricante desde 5 hasta 45 GHz y fueron calculados hasta 50 GHz por extrapolación. La polarización para bajo ruido del dispositivo es para una tensión de drenador (V_d) de 2 Voltios y una corriente de drenador (I_d) de 10 miliamperios. La figura mínima de ruido típica a 40 GHz es 1.3 dB con una ganancia asociada de 9.5 dB.

Debido a que el dispositivo presenta un factor de estabilidad K menor que uno en toda la banda de funcionamiento, ciertas combinaciones de impedancias de carga o de fuente pueden producir oscilaciones. El hecho de tener un dispositivo potencialmente inestable, complica en gran medida el proceso de diseño, ya que hay que tener en cuenta muchos aspectos a la vez y establecer compromisos.

5.3. Estudio de la estabilidad

Para diseñar circuitos amplificadores de microondas, particularmente con transistores condicionalmente estables, [102], [103], no es posible conseguir simultáneamente máxima ganancia, mínimo ruido y máxima adaptación. Por lo tanto es necesario un compromiso entre estos parámetros, garantizando siempre la estabilidad. Generalmente durante el diseño de un amplificador condicionalmente estable es necesario dibujar los círculos de estabilidad del transistor y comprobar que los coeficientes de reflexión de las redes de entrada y salida diseñadas se encuentran en zona estable en la carta de Smith. A continuación, se propone la utilización de dos parámetros, basados en distancias a los círculos de estabilidad, que permiten de forma rápida ver en el plano de entrada o en el plano de salida de una red de dos accesos, si se está colocando una impedancia en zona inestable.

Sea una red de dos puertas con los coeficientes de reflexión, dados por (5.1), para la entrada y la salida, según la Figura 5.4.



Figura 5.4. Red de dos puertas

$$\Gamma_{in} = f(\Gamma_L, [S]) = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}; \ \Gamma_o = g(\Gamma_S, [S]) = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$
(5.1)

Cuando se representan los círculos de estabilidad de una red de dos accesos, pueden ocurrir dos casos, que los círculos de estabilidad no contengan el centro de la carta de Smith o que lo contengan. A su vez esos dos casos, se dividen en otros dos. En la Tabla 5.1 se muestra un esquema de las zonas estables de la carta de Smith para situaciones con estabilidad condicional. Y en la Figura 5.5 se muestran mediante un sombreado, las diferentes regiones estables sobre una carta de Smith, siendo C_S y R_S , el centro y radio de los círculos de estabilidad en el plano de entrada o en el plano de salida.

Tabla 5.1. Zonas estables en la carta de Smith

$\Gamma = 0 + j0 \not\subset$ Circulo de estabilidad		$\Gamma = 0 + j0 \subset Circulo de estabilidad$			
Estabilidad fuera de la intersección	Intersección de círculos en zona estable	Estabilidad fuera de la intersección	Intersección de círculos en zona estable		
$(\Gamma = 0 + j0$ en zona estable)	$(\Gamma = 0 + j0$ en zona inestable)	$(\Gamma = 0 + j0$ en zona inestable)	$(\Gamma = 0 + j0 \text{ en zona estable})$		
$ S_{11} < 1 \& S_{22} < 1$	$ S_{11} > 1 \& S_{22} > 1$	$ S_{11} > 1 \& S_{22} > 1$	$ S_{11} < 1 \& S_{22} < 1$		
$\left \Gamma_{in}\right < 1 \& \left \Gamma_{o}\right < 1$	$\left \Gamma_{in}\right > 1 \& \left \Gamma_{o}\right > 1$	$\left \Gamma_{in}\right > 1 \& \left \Gamma_{o}\right > 1$	$\left \Gamma_{in}\right < 1 \& \left \Gamma_{o}\right < 1$		



Figura 5.5. Regiones estables e inestables de la carta de Smith

En el plano de salida el centro y radio de los círculos de estabilidad están dados por (5.2) y (5.3) respectivamente.

$$C_{sL} = \frac{S_{11} \cdot \Delta^* - S_{22}^*}{\left|\Delta\right|^2 - \left|S_{22}\right|^2}$$
(5.2)

$$R_{sL} = \frac{\left| \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{\left| \Delta \right|^2 - \left| S_{22} \right|^2} \right|$$
(5.3)

$$\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \tag{5.4}$$

Y en el plano de entrada, los círculos de estabilidad vienen dados por el siguiente centro, (5.5) y radio (5.6).

$$C_{sS} = \frac{S_{22} \cdot \Delta^* - S_{11}^*}{\left|\Delta\right|^2 - \left|S_{11}\right|^2}$$
(5.5)

$$R_{sS} = \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{\left| \Delta \right|^2 - \left| S_{11} \right|^2}$$
(5.6)

5.3.1. Definición de los parámetro $S_L y S_S$

Con los círculos de estabilidad en cualquiera de los dos planos se pueden definir dos distancias Di y Di_1 , que se muestran en la Figura 5.6. Di es la distancia del centro del círculo de estabilidad al centro de la Carta de Smith y Di_1 es la distancia del centro del círculo de estabilidad a cualquiera de los coeficientes de reflexión dentro de la zona estable.



Figura 5.6. Distancias que se definen con respecto al círculo de estabilidad

El análisis que se hace a continuación ha sido realizado considerando siempre el caso de $|S_{11}| < 1$, $|S_{22}| < 1$, $|\Gamma_{in}| < 1$, $|\Gamma_o| < 1$.

Para obtener una red que se encuentre en zona estable, se deben cumplir las siguientes condiciones:

Caso 1:
$$Di > R_s$$
 & $Di_1 > R_s \implies S_{sc} = Di - R_s > 0$ & $S_{sc1} = Di_1 - R_s > 0$
Caso 2: $Di < R_s$ & $Di_1 < R_s \implies S_{sc} = Di - R_s < 0$ & $S_{sc1} = Di_1 - R_s < 0$

Los dos casos se pueden evaluar con un solo parámetro, que indicará si el coeficiente de reflexión está en zona estable, para cualquier diseño condicionalmente estable. El parámetro a evaluar viene dado por (5.7), que es equivalente a la condición dada por (5.8).

$$S_{sc} \cdot S_{sc1} > 0 \tag{5.7}$$

$$\left(Di - R_s\right) \cdot \left(Di_1 - R_s\right) > 0 \tag{5.8}$$

a) Parámetro S_L

En el caso de estar diseñando una red de salida se pueden obtener las distancias Di, (5.9), y Di₁, (5.10), en función del centro y radio de los círculos de estabilidad dados por (5.2) y (5.3).

$$Di = \frac{\left|S_{11} \cdot \Delta^* - S_{22}^*\right|}{\left|\Delta\right|^2 - \left|S_{22}\right|^2}$$
(5.9)

$$Di_{1} = \left| \Gamma_{L} - \frac{S_{11} \cdot \Delta^{*} - S_{22}^{*}}{\left| \Delta \right|^{2} - \left| S_{22} \right|^{2}} \right| = \left| \frac{\Gamma_{L} \cdot \left(\left| S_{22} \right|^{2} - \left| \Delta \right|^{2} \right) - S_{11} \cdot \Delta^{*} + S_{22}^{*}}{\left| \Delta \right|^{2} - \left| S_{22} \right|^{2}} \right|$$
(5.10)

Hay dos casos para los cuales los parámetros S_{SC} y S_{SC1} , pueden cumplir la condición dada por (5.7), y vienen dados por (5.11) y (5.13) que se pueden desarrollar y quedar de manera más simplificada en (5.12) y (5.14), respectivamente.

a.1.) Caso 1

$$S_{sc}' = \left| \frac{S_{11} \cdot \Delta^* - S_{22}^*}{\left| \Delta \right|^2 - \left| S_{22} \right|^2} \right| - \left| \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{\left| \Delta \right|^2 - \left| S_{22} \right|^2} \right| > 0 \quad \& \quad S_{sc1}' = \left| \Gamma_L - \frac{S_{11} \cdot \Delta^* - S_{22}^*}{\left| \Delta \right|^2 - \left| S_{22} \right|^2} \right| - \left| \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{\left| \Delta \right|^2 - \left| S_{22} \right|^2} \right| > 0 \quad (5.11)$$

$$S_{sc}|_{plano \Gamma_{L}} = |S_{11} \cdot \Delta^{*} - S_{22}^{*}| - |S_{21} \cdot S_{12}| > 0 \quad \&$$

$$S_{sc1}|_{plano \Gamma_{L}} = |\Gamma_{L} \cdot (|S_{22}|^{2} - |\Delta|^{2}) - S_{11} \cdot \Delta^{*} + S_{22}^{*}| - |S_{21} \cdot S_{12}| > 0 \quad (5.12)$$

a.2.) Caso 2

$$S_{sc} = \left| \frac{S_{11} \cdot \Delta^* - S_{22}^*}{\left| \Delta \right|^2 - \left| S_{22} \right|^2} \right| - \left| \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{\left| \Delta \right|^2 - \left| S_{22} \right|^2} \right| < 0 \quad \& \quad S_{sc1} = \left| \Gamma_L - \frac{S_{11} \cdot \Delta^* - S_{22}^*}{\left| \Delta \right|^2 - \left| S_{22} \right|^2} \right| - \left| \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{\left| \Delta \right|^2 - \left| S_{22} \right|^2} \right| < 0 \quad (5.13)$$

$$S_{sc}|_{plano \Gamma_{L}} = |S_{11} \cdot \Delta^{*} - S_{22}^{*}| - |S_{21} \cdot S_{12}| < 0 \quad \&$$

$$S_{sc1}|_{plano \Gamma_{L}} = |\Gamma_{L} \cdot (|\Delta|^{2} - |S_{22}|^{2}) - S_{11} \cdot \Delta^{*} + S_{22}^{*}| - |S_{21} \cdot S_{12}| < 0 \quad (5.14)$$

Para englobar los dos casos en (5.7), se sustituyen los valores de (5.12) y de (5.14), y se obtiene la condición dada por (5.15).

$$\left(\left|L\right| - C\right) \cdot \left(\left|\Gamma_{L} \cdot A - L\right| - C\right) > 0$$
(5.15)

Donde A, C y L vienen dadas por (5.16), (5.17) y (5.18), respectivamente.

$$A = |\Delta|^2 - |S_{22}|^2 \tag{5.16}$$

$$C = |S_{21} \cdot S_{12}| \tag{5.17}$$

$$L = S_{11} \cdot \Delta^* - S_{22}^* \tag{5.18}$$

Sumando uno a cada uno de los lados de la expresión (5.15), se obtiene una relación con respecto a la unidad en (5.19).

$$S_{L} = \left(\left| L \right| - C \right) \cdot \left(\left| \Gamma_{L} \cdot A - L \right| - C \right) + 1 > 1$$
(5.19)

b) Parámetro S_S

En el caso de estar diseñando una red de entrada se obtienen las expresiones de las distancias Di, (5.20) y Di₁, (5.21), sustituyendo el centro y radio de los círculos de estabilidad a la entrada dados por (5.5) y (5.6).

$$Di = \left| \frac{S_{22} \cdot \Delta^* - S_{11}^*}{\left| \Delta \right|^2 - \left| S_{11} \right|^2} \right|$$
(5.20)

$$Di_{1} = \left| \Gamma_{S} - \frac{S_{22} \cdot \Delta^{*} - S_{11}^{*}}{\left| \Delta \right|^{2} - \left| S_{11} \right|^{2}} \right| = \left| \frac{\Gamma_{S} \cdot \left(\left| S_{11} \right|^{2} - \left| \Delta \right|^{2} \right) - S_{22} \cdot \Delta^{*} + S_{11}^{*}}{\left| \Delta \right|^{2} - \left| S_{11} \right|^{2}} \right|$$
(5.21)

Para tener un coeficiente de reflexión en zona estable, teniendo en cuenta que los parámetros S_{SC} y S_{SC1} cumplan la condición dada por (5.7), se obtienen los dos casos de (5.22) y (5.24), o (5.23) y (5.25) respectivamente.

b.1.) Caso 1

$$S_{sc}' = \left| \frac{S_{22} \cdot \Delta^* - S_{11}^*}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right| - \left| \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right| > 0 \quad \&$$

$$S_{sc1}' = \left| \Gamma_s - \frac{S_{22} \cdot \Delta^* - S_{11}^*}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right| - \left| \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right| > 0$$
(5.22)

$$S_{sc}\Big|_{plano\ \Gamma_{s}} = \Big|S_{22} \cdot \Delta^{*} - S_{11}^{*}\Big| - \Big|S_{21} \cdot S_{12}\Big| > 0 \quad \&$$

$$S_{sc1}\Big|_{plano\ \Gamma_{s}} = \Big|\Gamma_{s} \cdot \Big(\!\Big|S_{11}\Big|^{2} - \Big|\Delta\Big|^{2}\Big) - S_{22} \cdot \Delta^{*} + S_{11}^{*}\Big| - \Big|S_{21} \cdot S_{12}\Big| > 0 \quad (5.23)$$

b.2.) Caso 2

$$S_{sc}' = \left| \frac{S_{22} \cdot \Delta^* - S_{11}^*}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right| - \left| \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right| < 0 \quad \&$$

$$S_{sc1}' = \left| \Gamma_s - \frac{S_{22} \cdot \Delta^* - S_{11}^*}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right| - \left| \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right| < 0$$
(5.24)

$$S_{sc}|_{plano\,\Gamma_{s}} = \left|S_{22} \cdot \Delta^{*} - S_{11}^{*}\right| - \left|S_{21} \cdot S_{12}\right| < 0 \quad \&$$

$$S_{sc1}|_{plano\,\Gamma_{s}} = \left|\Gamma_{s} \cdot \left(\!\left|\Delta\right|^{2} - \left|S_{11}\right|^{2}\right) - S_{22} \cdot \Delta^{*} + S_{11}^{*}\right| - \left|S_{21} \cdot S_{12}\right| < 0 \quad (5.25)$$

La condición que engloba los dos casos es la dada por (5.7), donde substituyendo los valores de (5.23) y (5.25), permite obtener la condición dada por (5.26).

$$\left(\left|Q\right|-C\right)\cdot\left(\left|\Gamma_{s}\cdot B-Q\right|-C\right)>0$$
(5.26)

Donde B, C y Q vienen dadas por (5.27), (5.17) y (5.28) respectivamente.

$$B = \left|\Delta\right|^2 - \left|S_{11}\right|^2 \tag{5.27}$$

$$Q = S_{22}\Delta^* - S_{11}^* \tag{5.28}$$

Si de nuevo se plantea una relación respecto a la unidad, se obtiene la expresión (5.29).

$$S_{S} = \left(\left| \mathcal{Q} \right| - C \right) \cdot \left(\left| \Gamma_{S} \cdot B - \mathcal{Q} \right| - C \right) + 1 > 1$$
(5.29)

Evaluando los parámetros S_L o S_S en la banda de diseño se puede comprobar de forma muy sencilla si la impedancia presentada por una red a todas las frecuencias se encuentra en zona estable de la carta de Smith. De este modo se evita trazar los círculos de estabilidad y comprobar que las impedancias estén en zona estable a cada frecuencia.

5.3.2. Definición del parámetro S_F

En el procedimiento de diseño con transistores condicionalmente estables, no se puede conseguir adaptación simultáneamente en la entrada y en la salida. Por lo tanto se escoge un coeficiente de reflexión a presentar al transistor en uno de sus puertos, de modo que al hacer adaptación conjugada en el otro puerto, se puede conseguir un cierto valor de ganancia disponible o de ganancia en potencia, [104], [105].

Haciendo un diseño de Linville, se escoge una impedancia de carga que se colocará a la salida y se buscará una red que proporcione adaptación conjugada a la entrada, de modo que el coeficiente de reflexión de la red de entrada a su salida será $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$, siendo Γ_{in} el dado por (5.1).

En el caso de hacer el diseño desde la entrada a la salida, se escoge una impedancia de fuente y a la salida se buscará una red que proporcione adaptación conjugada, de modo que el coeficiente de reflexión de la red de salida a su entrada será $\Gamma_L = \Gamma_o^*$, siendo Γ_o el dado por (5.1).

Es posible hacer el traslado de los coeficientes de reflexión de las redes, de un plano a otro y utilizar los círculos de estabilidad del dispositivo activo para calcular las distancias, ya que el dispositivo activo cargado a la entrada o a la salida con la red pasiva de adaptación, no modifica significativamente sus círculos de estabilidad. Por lo tanto haciendo uso de las condiciones dadas por (5.19) y (5.29), se puede obtener una única condición, de modo que al escoger un coeficiente de reflexión, por ejemplo para la red de salida, se puede conocer al mismo tiempo si el coeficiente de reflexión que se obtiene a la entrada, su complejo conjugado, se encuentra también en zona estable. La condición que debe cumplir el coeficiente de reflexión escogido es la dada por (5.30), de este modo, se asegura que se puede obtener un circuito estable. Sustituyendo en dicha ecuación, por las expresiones correspondientes, se obtiene la expresión (5.31).

$$\operatorname{sgn}(S_{sc}|_{plano\,\Gamma_{L}} \cdot S_{sc1}|_{plano\,\Gamma_{L}}) \cdot \operatorname{sgn}(S_{sc}|_{plano\,\Gamma_{S}} \cdot S_{sc1}|_{plano\,\Gamma_{S}}) > 0$$
(5.30)

$$\operatorname{sgn}((|L|-C) \cdot (|\Gamma_L \cdot A - L| - C)) \cdot \operatorname{sgn}((|Q|-C) \cdot (|\Gamma_S \cdot B - Q| - C)) > 0$$
(5.31)

Dependiendo de si el diseño se comienza de salida a entrada y se escoge un coeficiente Γ_L en zona estable, o de entrada a salida y se escoge un coeficiente Γ_S , se sustituirá el coeficiente Γ_S por $\Gamma_{in}^* = f(\Gamma_L, [S])$ o el Γ_L

por $\Gamma_o^* = g(\Gamma_S, [S])$ respectivamente. Quedando en ambos casos (5.32), en función de un solo coeficiente de reflexión.

$$S_{F} = \operatorname{sgn}\left[\left(|L|-C\right) \cdot \left(|\Gamma_{L} \cdot A - L|-C\right)\right] \cdot \operatorname{sgn}\left[\left(|Q|-C\right) \cdot \left(|\Gamma_{in}^{*} \cdot B - Q|-C\right)\right] \quad plano \ de \ salida$$

$$S_{F} = \operatorname{sgn}\left[\left(|L|-C\right) \cdot \left(|\Gamma_{o}^{*} \cdot A - L|-C\right)\right] \cdot \operatorname{sgn}\left[\left(|Q|-C\right) \cdot \left(|\Gamma_{S} \cdot B - Q|-C\right)\right] \quad plano \ de \ entrada$$
(5.32)

Este parámetro, calculado a todas las frecuencias de interés, indicaría que el coeficiente de reflexión de la red que se diseñe, está en zona estable y que además, en el puerto opuesto, se podrá adaptar conjugadamente, mediante una red que a su vez se encuentra en la zona estable en el plano correspondiente. Para coeficientes de reflexión con $S_F > 0$, se podrá diseñar un amplificador con adaptación conjugada y se garantiza, que tanto a la entrada como a la salida se tienen coeficientes de reflexión en zona estable. En cambio para $S_F < 0$, puede que haya un coeficiente de reflexión a la entrada o a la salida, o en ambos planos a la vez, que se encuentra en la zona inestable de la carta de Smith. Si se quiere identificar en qué plano se encuentra esta inestabilidad, bastaría con analizar los parámetros $S_S y S_L$.

Ya que un transistor condicionalmente estable, tiene una zona de coeficientes de reflexión en el plano de entrada que están en zona estable y otro conjunto de coeficientes de reflexión en el plano salida que también están en una determinada zona estable, existirá una zona determinada de intersección de ambas zonas estables. Es posible conocer la zona de intersección, haciendo un traslado de la zona estable de un plano al otro. Una vez conocida esta zona de intersección, los coeficientes de reflexión que permitan estabilidad en entrada y salida mediante la adaptación conjugada, están contenidos en una determinada zona de la carta de Smith y proporcionarán unas determinadas ganancias.

5.4. Diseño de un amplificador de una etapa

Se ha diseñado un amplificador de una sola etapa en la banda Q, con el transistor EC2612. El diseño se ha realizado de la salida a la entrada, es decir a partir de los círculos de ganancia de potencia en el plano de salida se han escogido las impedancias de carga que proporcionan una determinada ganancia, y se ha realizado adaptación conjugada a la entrada. Una vez escogidos los coeficientes de reflexión sobre círculos de ganancia en potencia, se ha analizado su estabilidad a través del parámetro S_F, ya que de este modo se pudo asegurar que además de tener los coeficientes de reflexión en zona estable para todas las frecuencias en el plano de salida, ocurría lo mismo para los coeficientes necesarios a la entrada para tener adaptación conjugada.

5.4.1. Redes de adaptación

Las redes de adaptación de entrada y salida se han diseñado mediante líneas microstrip con cambios de impedancia. Un punto de gran interés en el diseño de circuitos microstrip es la aparición de efectos espurios a medida que la frecuencia aumenta, los cuales pueden limitar seriamente el comportamiento del circuito a través de conversión de modos a otros de propagación diferentes del cuasi-TEM deseado. Dos posibles efectos espurios restringen la frecuencia de operación deseable:

- 1. Ondas de superficie. El espesor del substrato estará limitado a un máximo determinado por la excitación de ondas de superficie no deseadas. Estas ondas son modos TE y TM los cuales se propagarán a través de un dieléctrico con plano de masa.
- 2. Resonancias transversales entre la metalización y el plano de masa.

Ambos se consideran modos transversales y en la práctica, uno de estos modos se producirá a una frecuencia menor que el otro, y por tanto será el que limite la frecuencia máxima de operación. Se ha calculado la mínima impedancia microstrip sin excitación de modos resonantes transversales [106]-[107].

a) Ondas de superficie

La velocidad de fase de las ondas de superficie depende en gran medida de la constante dieléctrica y del espesor del substrato. Cuando la onda microstrip cuasi-TEM se propaga a una velocidad próxima a la velocidad de fase de la onda de superficie, se puede producir un fuerte acoplo entre ondas. La frecuencia menor para este tipo de onda de superficie define un límite superior en frecuencia de operación.

Según Vendelin [108], la mayor limitación modal en microstrip está asociada con el fuerte acoplamiento entre el modo cuasi-TEM y el modo TM de orden menor. Este modo se propagará en substratos delgados con constante dieléctrica baja a una velocidad próxima a la de la luz. Si se aumenta el grosor del substrato ó se aumenta la constante dieléctrica, la velocidad de dicha onda de superficie será menor, en el mismo grado que le ocurrirá a la onda cuasi-TEM. La frecuencia más baja para un fuerte acoplamiento se producirá para líneas microstrip estrechas, ya que estas líneas tienen la constante dieléctrica efectiva más baja y por lo tanto la velocidad de fase más alta. La frecuencia para un fuerte acoplamiento entre ambos modos se identifica cuando las velocidades de fase asociadas son iguales ó próximas. Este resultado lleva a la expresión (5.33).

$$f_{TM} = \frac{c \tan^{-1}(\varepsilon_r)}{\sqrt{2\pi} h \sqrt{\varepsilon_r - 1}}$$
(5.33)

Para substratos con constante dieléctrica alta (>10) esta ecuación se reduce a la expresión (5.41).

$$f_{TM}^{'} \approx \frac{10.6}{h\sqrt{\varepsilon_r}}$$
(5.34)

Para Cuclad con ε_r =2.17 y h=0.254 mm, f_{TM} = 279 GHz. Para Alúmina con ε_r =10 y h=0.254 mm, f_{TM} =130 GHz.

Por otro lado, el modo TE de menor orden tiene una frecuencia de corte dada por la expresión:

$$f_c = \frac{c}{4h\sqrt{\varepsilon_r - 1}} \tag{5.35}$$

Esta frecuencia coincide con el resultado para f_{TM} (5.33), para líneas microstrip anchas, aunque el fenómeno involucrado sea diferente. El modo TM de menor orden se acoplará a una frecuencia más baja que el primer modo TE. Existe confusión sobre qué modo de superficie se acopla al modo microstrip a la frecuencia más baja. La confusión se produce porque el modo TE de menor orden se puede excitar a una frecuencia por debajo de la f_{TM} . Sin embargo, la onda TE no sufrirá una disminución notable de su velocidad de fase, para que se produzca un fuerte acoplamiento, hasta una frecuencia mucho mayor. Comparando las ecuaciones dadas por (5.33) y (5.35), el modo TE de primer orden se puede excitar a una frecuencia del orden de 0.71 f_{TM} . En líneas microstrip estrechas la onda TE de orden menor será ralentizada para un acoplo fuerte a la frecuencia dada por (5.36).

$$f_{TM1} = \frac{c}{2\pi h} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r - 1}} \frac{3\pi}{4}$$
(5.36)

Que es 1.5 veces f_{TM} . Por lo tanto, la frecuencia más baja para que se produzca un fuerte acoplamiento a la onda de superficie, se produce cuando la onda TM de menor orden es ralentizada a la misma velocidad que la correspondiente al modo cuasi-TEM de una línea microstrip estrecha.

Las líneas microstrip anchas se acoplarán a las ondas de superficie a frecuencias más altas, debido a sus menores velocidades de fase. La frecuencia a la que el modo de superficie TM más bajo se acople para líneas microstrip anchas viene dada por (5.37).

$$f_{TM1}' = \frac{c}{4 h \sqrt{\varepsilon_r - 1}} = \frac{7.5}{h \sqrt{\varepsilon_r - 1}} GHz$$
(5.37)

La cual coincide con la frecuencia de corte menor del modo TE de menor orden (5.35), lo cual probablemente contribuye a la confusión.

Una observación más detallada relacionada con el acoplo a las ondas de superficie está relacionada con los componentes del campo para una onda TM, las cuales coinciden con las del modo cuasi-TEM de la microstrip (E_x , H_y , E_z). Sin embargo, las componentes del campo para la onda de superficie TE están en cuadratura (H_x , E_y , H_z) y serían mucho más difíciles de excitar desde el modo cuasi-TEM de la microstrip.

b) Resonancias Transversales para línea microstrip

Para líneas microstrip suficientemente anchas un modo TE transversal puede existir y acoplarse fuertemente al modo microstrip [109]. En la frecuencia de corte, el circuito equivalente es una línea de transmisión resonante de longitud w+2d, donde d corresponde a la capacidad de borde y es del orden de 0.2h. Los extremos de esta línea de transmisión están terminados en circuito abierto y en la resonancia se cumple la expresión (5.38)

$$w + 2d = \frac{\lambda_{TE}}{2\sqrt{\varepsilon_r}}$$
(5.38)

La frecuencia de corte para este modo viene dada por (5.39).

$$f_{TE} = \frac{30}{\sqrt{\varepsilon_r} (2w + 0.8h)} \tag{5.39}$$

La expresión (5.39) se reduce a (5.40) para el caso de que w = h.

$$f_{TE} = \frac{10.75}{h\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{5.40}$$

Donde h está en centímetros y f_{TE} en GHz. Nótese que esta frecuencia es aproximadamente la misma que la obtenida para f_{TM} . De estudios experimentales para este modo TE, las longitudes de onda del modo TE y el modo cuasi-TEM son iguales a una frecuencia ligeramente más alta que la de corte, lo cual indicaría un fuerte acoplo entre modos.

Para Cuclad con ε_r =2.17 (w=h=0.254 mm), f_{TE} = 287.3 GHz Para Alúmina con ε_r =10 y (w=h=0.254 mm), f_{TE} = 133.8 GHz.

En frecuencias bajas de microondas, la energía se puede propagar en las líneas microstrip en modo cuasi-TEM. Las características de las líneas microstrip en este rango de frecuencias se pueden describir por tres parámetros: longitud de onda de la microstrip (λ_g), impedancia característica (Z_0) y atenuación (α). A través de la geometría de la línea y de estos parámetros, se puede calcular la constante dieléctrica efectiva (ϵ_{eff}). Esta constante dieléctrica efectiva ha sido obtenida suponiendo una propagación TEM [110].

Si una dimensión (ya sea w ó h) se aproxima a $\lambda_g/4$, la teoría microstrip TEM de baja frecuencia debe ser modificada [111]. Las ondas de superficie TM y TE se pueden propagar en los substratos dieléctricos con plano de masa. Las interacciones entre esas ondas de superficie y la onda cuasi-TEM de la microstrip modificarán la teoría microstrip de Wheeler [110].

c) Límites de adaptación

Antes de estudiar las redes de adaptación de banda ancha, se ha analizado el criterio de Bode-Fano [112], que permite calcular el límite teórico del mínimo coeficiente de reflexión que puede ser alcanzado con una red de adaptación arbitraria sin pérdidas, en un determinado ancho de banda y para un tipo de impedancia de carga. En la Figura 5.7, se muestra el modelo de las impedancias de carga que presenta el transistor EC2612 a la entrada y la salida en la frecuencia 44 GHz. Ambas redes son RL serie, por lo que el límite de adaptación con el criterio de Bode-Fano se puede calcular aplicando (5.41), donde $\Delta \omega$ es el ancho de banda.



Figura 5.7. Circuito equivalente a la entrada y a la salida del transistor EC2612 a 44 GHz

$$\Gamma_{\rm m} \ge {\rm e}^{-\frac{\pi \cdot {\rm R}}{\Delta \omega \cdot {\rm L}}} \tag{5.41}$$

Teniendo en cuenta que se quiere conseguir un ancho de banda del 20% a 44 GHz, los límites del coeficiente de reflexión son para la entrada, Γ_i (dB) \geq -25 dB y para la salida Γ_o (dB) \geq -82 dB. El factor de calidad sin carga de cada una de las redes calculado como $\omega_o L/R$, es 2.7 a la entrada y 0.82 a la salida, lo que también indica que se puede conseguir mejor adaptación a la salida al tener un factor de calidad menor.

Las redes de adaptación se han diseñado con dos o tres secciones como la mostrada en la Figura 5.8, ya que una sección no permitía adaptar el coeficiente de reflexión de la entrada o salida del transistor entre sí, o a la impedancia de referencia, 50 Ohm. Para aplicaciones de banda ancha es necesario usar al menos dos secciones o más de adaptación [113]. La impedancia característica de cada una de las secciones viene limitada, por un valor mínimo que se fija con la anchura máxima de 1.5 mm y que a 44 GHz corresponde a 31.6 Ohm, y por un valor máximo, que está dado por el límite de fabricación a 0.1 mm, y que tiene una impedancia característica de 131.4 Ohm a 44 GHz.



Figura 5.8. Circuito microstrip de tres secciones

Se han analizado las zonas de la carta de Smith para poder adaptar con una sección, cuando se tiene una carga $Z_L = 50^*(0.218+i0.591)$ Ohm que es la impedancia de entrada a 44 GHz del transistor EC2612 o cuando la carga tiene una impedancia igual a la de salida del transistor, $Z_L = 50^*(0.463+i0.381)$ Ohm. Para representar las regiones permitidas y las regiones prohibidas, se ha utilizado *MATLAB*. En la Figura 5.9 se muestran las regiones de adaptación posible, que son las sombreadas en la carta de Smith, que se pueden alcanzar para ambas cargas con un tramo de línea con impedancias características entre 30 Ohm y 130 Ohm y unas longitudes eléctricas de 0 a 180°. Viendo las figuras, se observa que con una sola sección y teniendo en cuenta los límites de impedancias, no es posible conseguir adaptación a 50 Ohm, ni adaptar la impedancia de salida de un transistor a la de entrada de otro.



Figura 5.9. Regiones permitidas de coeficiente de reflexión Γ₃ con adaptación posible (sombreado) y regiones prohibidas de adaptación (no sombreadas) con una sola sección para (a) la red de entrada y (b) la red de salida

A continuación se analizaron las regiones de la carta de Smith con dos secciones, teniendo en cuenta los mismos límites de impedancias y longitudes eléctricas de antes. El resultado se muestra en la Figura 5.10. Se obtiene que con dos secciones se cubre prácticamente toda la carta de Smith, con lo cual es posible adaptar a 50 Ohm tanto la entrada como la salida del transistor, o de una de las impedancias complejas a la otra impedancia compleja para el caso de estar diseñando una red de adaptación entre dos etapas.



Figura 5.10. Regiones permitidas de coeficiente de reflexión Γ_2 con adaptación posible (sombreado) y regiones prohibidas de adaptación (no sombreadas) con dos secciones para (a) la red de entrada y (b) la red de salida

Con una red de tres secciones de línea se esperan conseguir mayores anchos de banda que con una red de dos secciones. En dicha red la variación de la parte reactiva con la frecuencia tiene una pendiente menor que una red de dos secciones. Dado que el factor de calidad es proporcional a dicha pendiente, su ancho de banda es mayor. La desventaja es que a mayor número de secciones se puede obtener una red con más pérdidas.

El diseño de las redes de adaptación puede hacerse de modo analítico utilizando la carta de Smith. Sin embargo normalmente se usan métodos de diseño asistido por ordenador con optimizadores, debido a que los procedimientos analíticos son complejos cuando hay dos o más secciones de línea.

5.4.2. Amplificador de una etapa

El diseño del amplificador de una sola etapa, se realizó para comprobar la fiabilidad del modelo de transistor y la reproducibilidad de las medidas en simulación. Y de este modo tener más datos para realizar el diseño del amplificador de tres etapas.

Del transistor EC2612, se trazaron los círculos de ganancia en potencia en el plano de salida para una ganancia de 8 dB, y los círculos de estabilidad para las frecuencias de 35 GHz hasta 50 GHz. Teniendo en cuenta los círculos de ganancia en potencia, se escogieron los coeficientes de reflexión en la banda de funcionamiento, que debía presentar una red de salida teórica al transistor. Con dichos coeficientes de reflexión a la salida, se analizó el parámetro S_L dado por (5.19) y el parámetro S_F dado por (5.32), en las mismas frecuencias, para comprobar que además se podía conseguir adaptación conjugada en la entrada. Una vez comprobado que era posible hacer un diseño condicionalmente estable, se pasó a diseñar una red de salida realizable en tecnología microstrip, aplicando la técnica de diseño de una red de adaptación con dos secciones, mostrada en el apartado anterior. En la Figura 5.11 se muestra en color negro el coeficiente de reflexión de la red de salida diseñada, así como los círculos de ganancia en potencia para 8 dB en azul y los círculos de estabilidad en rojo, de 35 GHz a 50 GHz.



Figura 5.11. Plano de Salida – Círculos de estabilidad (rojo), círculos de ganancia en potencia para 8 dB (azul), red de salida (negro)

Una vez diseñada la red de salida, se analizaron de nuevo el parámetro S_L dado por (5.19) y el parámetro S_S dado por (5.29) con $\Gamma_S = \Gamma_{in}^* = f(\Gamma_L, [S])$. El resultado se muestra en la Figura 5.12(a) y Figura 5.12(b). Ambos parámetros se encuentran por encima de la unidad en la banda de 30 a 50 GHz, por lo que el diseño es estable.



Figura 5.12. Parámetros SLySs

A continuación se diseñó la red de entrada, con dos secciones de cambio de impedancias. No se añadieron redes de polarización ni desacoplo de continua, para polarizarlo a través del Analizador Vectorial de Redes. El circuito se fabricó, y se montó con transiciones de guía de onda coplanar a línea microstrip de *JmicroTM Technology* como se muestra en la Figura 5.13. En la unión del transistor a las líneas microstrip se empleó un hilo de oro de diámetro 25 µm lo más corto posible.



Figura 5.13. Amplificador de una sola etapa

Las medidas se realizaron para varios puntos de polarización, para una tensión de drenador de 2 Voltios y corriente de drenador de 10 mA. Los resultados de ganancia y adaptaciones de entrada y salida obtenidas en la medida, en trazo discontinuo, junto con las simulaciones en trazo continuo, se muestran en la Figura 5.14. Las simulaciones se han obtenido teniendo en cuenta las longitudes reales de las líneas y de los hilos de oro, una vez fabricado el circuito.



Figura 5.14. Parámetros de Scattering del amplificador de una sola etapa en simulación y medidos

5.5. Diseño de un amplificador bajo ruido multietapa

Las especificaciones del LNA a diseñar fueron que tuviese una banda de funcionamiento mayor o igual al 20 por ciento con centro en 44 GHz. Las adaptaciones debían ser mejores de 10 dB en la entrada y salida, con ganancia en torno a unos 16 dB y ruido menor de 3 dB en toda la banda.

El diseño de los amplificadores MIC en milimétricas presenta algunas dificultades, debidas principalmente a la escasez de tener buenos modelos hasta alta frecuencia de todos los componentes que forman parte del circuito. El amplificador bajo ruido para esta aplicación consta de tres etapas y en la Figura 5.15 se muestra su esquema.



Figura 5.15. Esquema del amplificador MIC de tres etapas

Es importante considerar el problema de la estabilidad en el diseño, ya que se utiliza el transistor potencialmente inestable (K \leq 1). El procedimiento habitual es aplicar una combinación del factor K y la evaluación de los círculos de estabilidad para determinar la tendencia del amplificador a oscilar. En este diseño se han empleado dos métodos para asegurar la estabilidad del amplificador. En primer lugar se ha chequeado, el factor de estabilidad, μ , que fue introducido en 1992 [91], y puede interpretarse como la distancia desde el centro de la carta de Smith hasta los puntos de inestabilidad más cercanos, teniendo la ventaja de que solamente debe satisfacerse una única condición ($\mu > 1$) para que el circuito sea estable sin condiciones fuera de la banda de funcionamiento. En segundo lugar se han analizado las impedancias de carga y de fuente presentadas al dispositivo en la banda de funcionamiento. Y con el análisis de los parámetros S_L y S_S , de estabilidad a la entrada y a la salida respectivamente, presentados en el apartado 5.3, se ha comprobado que las redes de adaptación, no presentasen impedancias en regiones inestables de la carta de Smith. Debido a que el transistor tiene los terminales de fuente con conexiones a masa a través de vías, no es posible utilizar realimentación serie inductiva para aproximar el coeficiente de reflexión óptimo de ruido y el conjugado del coeficiente de reflexión a la entrada, para de este modo obtener simultáneamente bajo ruido y adaptación de entrada con una única red de entrada. La impedancia óptima (Γ_{opt}) que se presenta en la puerta del PHEMT para alcanzar la figura de ruido mínima (F_{min}), es diferente a la requerida para obtener máxima ganancia estable (MSG), por lo tanto ha sido necesario sacrificar la adaptación de entrada para conseguir un buen comportamiento de ruido. La impedancia de fuente que proporciona la figura de ruido mínima (Γ_{opt}) y el conjugado del coeficiente de reflexión de entrada (S11*) para el transistor se muestran en la Figura 5.16.



Figura 5.16. Impedancia para figura de ruido mínima (Γ_{opt}) y el conjugado del coeficiente de reflexión de entrada (S11*).

5.5.1. Redes de adaptación

Las redes de adaptación de entrada, salida e interetapa se han diseñado mediante líneas microstrip con cambios de impedancia, igual que en el diseño de una sola etapa. Para las adaptaciones de entrada y de salida del circuito, se han diseñado redes con dos cambios de impedancia, en cambio para las redes entre etapas, se han diseñado redes con tres secciones de diferente impedancia. El substrato utilizado ha sido también Cuclad 217. Se tuvo en cuenta la frecuencia de corte del primer modo TE de 60 GHz, que viene dada por (5.35), y en el diseño se limitó la anchura máxima a 1.5 mm.



Figura 5.17. Redes microstrip con dimensiones en milímetros

La entrada del circuito y cada una de las etapas han sido desacopladas en DC mediante condensadores cerámicos de placas paralelas y la salida mediante unas líneas microstrip acopladas. Todas las estructuras pasivas han sido analizadas con la herramienta de simulación electromagnética quasi-3D *Momentum*. Los transistores se han conectados a las líneas microstrip mediante hilos de oro.

5.5.2. Redes de Polarización

Las redes de polarización no van a formar parte de las redes de adaptación, por lo tanto deben presentar una impedancia en paralelo muy grande a las frecuencias de operación del circuito. Estas redes deben ser adecuadas para la estabilidad en frecuencias fuera de la banda de operación, donde el dispositivo sea potencialmente inestable [114]. Los hilos de oro que conectan las líneas de alimentación son de longitud $\lambda/4$ a la frecuencia central de la banda y actúan como un choque de RF. Estos hilos, en el otro extremo, van soldados a un condensador que actúa como cortocircuito en la banda de trabajo del amplificador. El criterio de diseño, es que la impedancia que presente la red de polarización, debe ser al menos diez veces la impedancia del circuito en el punto de conexión. Las resistencias y condensadores que forman la red de polarización aseguran la estabilidad del amplificador en baja frecuencia. Dentro de la banda de trabajo el efecto de estos componentes es despreciable, debido a la presencia de los hilos $\lambda/4$ y a la capacidad de 0.5 pF que actúa como un cortocircuito, pero fuera de esa banda actúan como elementos estabilizadores. Las redes de polarización utilizadas en el caso de todas las etapas son iguales y se muestran en la Figura 5.18.



Figura 5.18. Redes de polarización de la puerta y el drenador

La longitud del hilo para obtener una longitud eléctrica de $\lambda/4$ a la frecuencia de 44 GHz, es de 1.8 mm. Para realizar las simulaciones de las polarizaciones se ha utilizado un modelo para hilos largos basado en una línea de transmisión [115] y que se muestra en la Figura 5.19. El resto de parámetros que son dados al modelo son los siguientes: la frecuencia (f₀) 44 GHz, la altura del substrato que hay debajo del hilo (b) 0.254 mm, la constante dieléctrica relativa del substrato (ϵ_r) 2.17, la altura desde la parte inferior del substrato hasta el centro del hilo (h) 0.5 mm y el radio del hilo (r₀) 12.5 µm. La impedancia Z_{eff} viene dada por (5.42), l_{on} es la longitud del hilo en milímetros, V_{eff} viene dada por (5.43) y ϵ_{eff} por (5.44)



Figura 5.19. Modelo de hilo largo

$$Z_{eff} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$
(5.42)

$$V_{eff} = 1 / \sqrt{\varepsilon_{eff}}$$
 (5.43)

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\ln(2h/r_o)}{\ln[(2(h-b)/r_o) + (2b/r_o)\varepsilon_r]}$$
(5.44)

Los condensadores utilizados son DICAP de Dielectric Laboratories, y los modelos utilizados en la simulación son los proporcionados por el fabricante utilizando su programa CapCadV3 (versión 3.0.2) como el que se muestra en la Figura 5.20. Los valores de condensadores utilizados en el diseño son de 0.1 pF, 0.5 pF, 22 pF y 470 pF.



Figura 5.20. Modelo de los condensadores DICAP

Las resistencias utilizadas son del fabricante State of the Art (SOTA) y han sido simuladas utilizando un modelo creado a partir de medidas y de las dimensiones físicas de las resistencias, ya que no se disponía de modelo equivalente para el tamaño 0302 seleccionado. Las resistencias utilizadas y un detalle de su modelo se muestran en la Figura 5.21 y la Figura 5.22 respectivamente.



Figura 5.21. Modelo de las resistencias de SOTA



Figura 5.22. (a) Esquema detallado del modelo de las resistencias de SOTA y (b) dimensiones físicas de la resistencia

(5.45) - (5.48) son las expresiones de cada uno de los elementos del modelo de las resistencias.

$$c_{in} = (9.9) \cdot (8.86) \cdot d_{in} \cdot b/c \tag{5.45}$$

$$c_{out} = (9.9) \cdot (8.86) \cdot d_{out} \cdot b/c \tag{5.46}$$

$$l = a - d_{in} - d_{out} \tag{5.47}$$

$$R_{sq} = R \cdot b/l \tag{5.48}$$

donde d_{in} es la longitud que tiene el extremo conductor de un lado en milímetros, d_{out} es la longitud del otro extremo conductor en milímetros, a es la longitud total de la resistencia en milímetros, b es la anchura en milímetros, c es el grosor en milímetros y R es el valor de la resistencia en Ohm y R_{sq} la resistencia por cuadro. Los valores de resistencias utilizados en el diseño son de 10 Ohm, 50 Ohm y 1 kOhm.

En la Figura 5.23 se muestra el resultado de analizar la impedancia presentada por las redes de polarización de la puerta y del drenador. En la banda de funcionamiento las redes presentan prácticamente un circuito abierto, por lo que no influirá en la respuesta del amplificador y fuera de la banda tiene un efecto resistivo para conseguir estabilidad incondicional.



Figura 5.23. Impedancia de las redes de polarización

5.6. Fabricación del circuito

Para la caracterización experimental, el amplificador se ha montado en una caja metálica de fabricación propia con conectores coaxiales de 2.4 mm en los accesos de entrada y salida. La Figura 5.24 muestra la caja de metal o útil de medida, que está colocado sobre un circuito impreso, fabricado en fibra de vidrio (FR4) de 1.59 mm de grosor que contiene redes de protección de continua para la polarización. Dichos circuitos constan de una resistencia serie, un condensador de 100 pF y un diodo zener de tensión 4.3 Voltios, los esquemas para la polarización de las puertas y para la polarización de los drenadores, se detallan en la Figura 5.25.



Figura 5.24. Vista del útil de medida completo



Figura 5.25. Esquemas eléctricos de los circuitos de protección

El esquema de montaje final de las tres etapas amplificadoras con las líneas microstrip, los transistores y las redes de alimentación, se muestra en la Figura 5.26.



Figura 5.26. Esquemas de montaje de las tres etapas amplificadoras

La Figura 5.27 muestra una foto de las tres etapas del amplificador bajo ruido, montadas de acuerdo al esquema de la figura anterior. Los condensadores cerámicos de placas paralelas para desacoplo de DC, están pegados con epoxy sobre las líneas microstrip, inmediatamente antes o después del transistor, y en la parte de RF, únicamente hay hilos de bonding en la puerta y drenador de cada transistor. De este modo se tiene el mínimo número de hilos de bonding, ya que es dificil conocer su longitud con exactitud y presenta un aspecto muy crítico en las adaptaciones en RF. Las redes de polarización también incluyen condensadores cerámicos de placas paralelas y circuitos de protección basados en redes RC. Tanto los transistores como las redes microstrip de adaptación han sido colocados en un canal de anchura 2.6 mm y altura 2 mm, con una frecuencia de corte, para el primer modo TE_{10} de guía rectangular, mayor de 55 GHz para así evitar realimentaciones entre etapas debidas a la propagación por la guía de modos diferentes al que se propagan por la línea microstrip. Los canales perpendiculares al canal principal se utilizan para colocar la circuitería de polarización para los transistores.



Figura 5.27. Fotografía del montaje del MIC LNA de la banda Q

5.7. Caracterización del amplificador

El MIC LNA con la banda de trabajo 38-48 GHz se midió de 30 a 50 GHz con el analizador de redes vectorial HP8510C, con una potencia de entrada de -30 dBm. El amplificador se polarizó con una tensión de 3 V en los accesos de drenador y las puertas se ajustaron hasta tener una corriente total de 39 mA. El primer montaje se realizó con un solo hilo en los accesos de puerta y drenador, de acuerdo con las simulaciones realizadas durante el diseño. La longitud inicial de los hilos en el montaje, era mayor que la esperada y utilizada en el diseño, por lo que en las medidas iniciales, se obtuvo un desplazamiento de la banda a frecuencias inferiores. Para reducir el efecto inductivo de los hilos, se añadió un hilo más en cada uno de los accesos, y el resultado de la respuesta en la banda se mejoró, pero aún existía un pequeño desplazamiento, por lo que se añadió un hilo más. En la Figura 5.28 se ven los diferentes resultados de la respuesta de ganancia en la banda del amplificador cuando en los accesos de puerta y drenador hay uno, dos o tres hilos.



Figura 5.28. Ganancia del amplificador para diferente número de hilos en los transistores

La Figura 5.29 muestra una gráfica de la ganancia en pequeña señal así como las adaptaciones de entrada y salida desde 30 a 50 GHz, para el montaje final con 3 hilos.



Figura 5.29. Medida de la ganancia en pequeña señal y de las adaptaciones de entrada y salida. Las condiciones de polarización son Vd = 3 V con Id = 39 mA

Los resultados de figura de ruido y la ganancia de transferencia de potencia asociada, ambas sobre 50 Ohm, junto con los resultados de simulación, se muestran en la Figura 5.30.



Figura 5.30. Medida y simulación de la figura de ruido y su ganancia asociada. La polarización es Vd = 3 V con Id = 39 mA

La medida de ruido del amplificador se realizó utilizando el esquema mostrado en la Figura 5.31. Dado que los medidores de figura de ruido comerciales trabajan solamente hasta unos cuantos Gigaherzios, para medir la figura de ruido en frecuencias de milimétricas se utilizó un conjunto conversor en la banda Q formado por un mezclador y un preamplificador de frecuencia intermedia para extender el margen de frecuencias del medidor de ruido HP8970B. Utilizando cuatro estándares del kit de calibración disponibles en guía de onda WR-22 (modelo Q11644A de Agilent) para medidas con el analizador de redes, se obtuvieron los cuatro parámetros de ruido del receptor [116], para estimar la incertidumbre final asociada con la metodología del factor Y. Una herramienta de simulación desarrollada con MATLAB [117] ha sido utilizada para analizar el efecto combinado de errores sistemáticos y la incertidumbre asociada a cada uno de los parámetros considerados (parámetros de ruido del receptor, ENR, etc.). Usando dicha herramienta se ha determinado el montaje de medida que proporciona la mejor precisión en la medida de la figura de ruido. El rango de incertidumbre fue de 0.42-0.57 dB desde 38 a 48 GHz, donde la mayor contribución es debida a la incertidumbre de la fuente de ruido.



Figura 5.31. Esquema de para la medida de ruido

Todas las medidas muestran el comportamiento del LNA de tres etapas incluyendo el efecto de las transiciones coaxial-a-microstrip de los conectores 2.4 mm a la entrada y salida de la caja del montaje. La simulación incluye un modelo eléctrico para esta transición que se ha extraído del análisis directo de su montaje y ha sido ajustado con medidas de una doble transición coaxial-a-microstrip [118].

Las medidas han dado unos resultados muy cercanos a los obtenidos mediante simulación. Las medidas con conectores coaxiales, muestran figuras de ruido entre 1.6 y 3.5 dB desde 38 a 48 GHz. La figura de ruido más baja medida fue 1.6 dB a 43 GHz con una ganancia asociada de 17.8 dB. Las pérdidas del conector coaxial-microstrip fueron corregidas para obtener la figura de ruido del LNA sin conectores. El ajuste a realizar es según lo descrito en [118] y fue entre 0.7 dB y 1.2 dB desde 36 hasta 49 GHz. El montaje final del LNA incluiría transiciones guía de onda (WR-22) – microstrip, cuyas pérdidas de inserción son menores.

La Figura 5.32 muestra la figura de ruido del LNA de tres etapas, donde en la medida de la figura de ruido se ha corregido la contribución de las transiciones coaxial-a-microstrip. La línea continua es la figura de ruido media, ya que el rizado de la medida corresponde en parte a incertidumbre debida a la desadaptación. De 38 a 48 GHz la figura de ruido media fue 1.8 dB.



Figura 5.32. Figura de ruido de LNA descontando las perdidas de la transición.

La Tabla 5.2 muestra resultados obtenidos en trabajos recientemente publicados sobre LNA en la banda Q en cuanto a banda de funcionamiento, ganancia y ancho de banda. También se han incluido los resultados obtenidos en el MIC LNA descrito para poder comparar los valores alcanzados. Este MIC LNA basado en GaAs presenta resultados de ruido similares a los alcanzados con InP, con la ventaja de ser de más bajo coste y además de utilizar una tecnología más madura [119]. Otra ventaja de este LNA es que posee un comportamiento bueno en ruido para una banda más ancha que los trabajos que se han encontrado publicados.

Tabla 5.2. Trabajos publicados sobre resultados de LNAs en la banda Q

Tecnología	Frecuencia [GHz]	Ganancia pequeña señal [dB]	Figura de ruido [dB]	Numero de etapas	Año
0.1 µm HEMT GaAs MMIC [120]	43.5-45.5	28	2.5	4	1996
0.1 µm InP HEMT MMIC [121]	30-40	30	3	4	2000
0.1 µm InP HFET MIC [37]	35-46	31	2	4	2000
InP MMIC [122]	43.3-45.7	20	1.8	2	2001
0.1 µm HEMT GaAs MMIC [123]	45.5-46.5	14.5	2.4	2	2001
0.15 µm HEMT GaAs MMIC [124]	40-44	18	2.2	2	2002
0.15 µm HEMT GaAs MIC (este trabajo)	38-48	17.8	1.6	3	

También se caracterizó el amplificador en régimen de gran señal, la potencia de salida para el punto de compresión 1 dB de ganancia, a 44 GHz es de 5.5 dBm, para polarización de 3 Voltios de drenador y una corriente de 33 mA, como se muestra en la respuesta de potencia de salida frente a potencia de entrada de la Figura 5.33.



Figura 5.33. Potencia de salida frente a potencia de entrada para el LNA a 44 GHz

5.8. Conclusiones

Se ha descrito el diseño y los resultados de las medidas de un amplificador bajo ruido MIC de 38-48 GHz usando un PHEMT comercial de AlGaAs/InGaAs con 0.15 μ m de longitud de puerta condicionalmente estable. Se ha analizado la estabilidad condicional del diseño y las redes de adaptación de banda ancha. Este LNA de tres etapas ha proporcionado una ganancia en pequeña señal de 16.5±1 dB con una figura de ruido media de 1.8 dB. Se ha medido una figura de ruido de 1.6 dB a 43 GHz con una ganancia asociada de 17.5 dB incluyendo los conectores de entrada y salida. Este amplificador en la banda Q, con transistores en tecnología de GaAs, presenta un comportamiento bueno en ruido, en la banda de funcionamiento.

5.8. Conclusiones