

Práctica 3

“Diseño de amplificadores de bajo ruido (Low Noise Amplifiers-LNAs)”

1. Introducción

Los amplificadores de bajo ruido (Low Noise Amplifiers-LNAs) constituyen un elemento fundamental en cualquier receptor de comunicaciones. El LNA es el primer dispositivo activo del front-end del receptor, por ello es importante que introduzca el menor ruido posible y que aporte ganancia al sistema (aunque no sea la máxima disponible). Es por ello que, cuando se diseña el front-end, se le presta especial atención a este subsistema.

El principal objetivo de esta práctica es proporcionar un resumen de las consideraciones más relevantes que afectan al diseño de un LNA. Son varias las características de diseño que están bajo el control del diseñador y que afectarán directamente a la sensibilidad del receptor: el factor de ruido, la ganancia, el ancho de banda o la linealidad. El control de estas características requiere, por un lado, de una comprensión del dispositivo activo por parte del diseñador y, por otro, del diseño de redes de adaptación de impedancias que permitan alcanzar los requerimientos de diseño.

En la presente Práctica se va a diseñar un LNA para un receptor Wifi utilizando el paquete de diseño Microwave Office (MWO). Las especificaciones del LNA son las siguientes:

- Frecuencia de operación: 2.45 GHz
- Ancho de banda: 2.4-2.5 GHz
- Ganancia de potencia > 15 dB
- Figura de Ruido < 1 dB

El diseño del amplificador se realizará siguiendo las siguientes acciones:

1. Elección del dispositivo activo y evaluación de los modelos del transistor empleados por MWO.
2. Análisis de la estabilidad del dispositivo y, en su caso, estabilización por resistencia.
3. Planteamiento de las especificaciones de ruido y ganancia sobre la carta de Smith. Establecimiento del compromiso de diseño.
4. Análisis de los parámetros S del dispositivo activo estabilizado.
5. Diseño de las redes de adaptación mediante la técnica de la imagen negativa.
6. Implementación de las redes de adaptación empleando parámetros concentrados (Diseño de banda estrecha).
7. Análisis del efecto de la incorporación de una antena en el puerto de entrada del amplificador.
8. Análisis del efecto de la red de polarización sobre el diseño realizado.
9. Implementación de las redes de adaptación mediante el uso de parámetros distribuidos (Diseño de banda ancha).

2. Desarrollo de la Práctica

2.1. Elección del componente activo y evaluación de los modelos empleados por MWO

El diseño de cualquier amplificador comienza con la selección de un elemento activo que permita cumplir con las especificaciones deseadas.

En la presente práctica se va a diseñar un amplificador basado en el transistor bipolar BFP740 de Infineon. Se trata de un transistor BJT NPN realizado en tecnología SiGe:C. Es de banda ancha, bajo consumo y muy bajo ruido ($NF_{min}=0.85$ dB@5.5 GHz, 3 V, 6 mA). Su frecuencia de transición (i.e. $f_T=44$ GHz@3 V, 15 mA) lo hace adecuado para conseguir ganancias elevadas hasta unos 11 GHz ($MAG=19.5$ @ 5.5 GHz, 3 V, 15 mA).

Tarea 1

Estudia detenidamente el catálogo del BFP740 adjunto a la Tarea en PoliformaT. Intenta comprender la información más relevante contenida en él para hacerte una idea general de las prestaciones del dispositivo.

En Tareas posteriores tendrás que volver al catálogo para obtener o contrastar información.

MWO trabaja con los modelos del dispositivo activo Gummel-Poon (GP) y Parámetros S. Ambos modelos están disponibles en la web del fabricante. El modelo de Parámetros S no es más que una descripción del transistor en un formato estándar organizado en varias columnas. En la primera columna se especifican las frecuencias a las que se han medido los parámetros S, y en el resto de columnas los valores de dichos parámetros. El fabricante proporciona diferentes archivos para distintos puntos de polarización del transistor, cuando el nombre del archivo incorpora la etiqueta “noise”, el modelo también incluye información del ruido del dispositivo. La principal limitación de este modelo es que no permite ni optimizar el punto de polarización del diseño, ni estudiar el efecto que tiene la red de polarización sobre el comportamiento en pequeña señal del amplificador. La disponibilidad del modelo GP, y no solamente del fichero de parámetros S para unas determinadas condiciones de operación, permite simular el dispositivo incorporando información del circuito de polarización.

Una buena práctica del diseñador es evaluar la coherencia de los dos modelos proporcionados por el fabricante, con este fin se plantea la siguiente tarea.

Tarea 2

Incluye en el proyecto los dos modelos del dispositivo proporcionados por el fabricante: GP y Parámetros S.

Para incluir el modelo GP importa el netlist *BFP740_spice_v3.txt*¹ adjunto a la Tarea en PoliformaT, escoge el formato Pspice netlist (*.cir) y confirma el intercambio de puertos para adaptar la estructura de Spice a la de MWO. Una vez incluido en el proyecto ya está disponible para ser emplazado en un esquemático a través de *Elements*→*Subcircuits*. Al emplazarlo aparece representado como una caja de cuatro puertos, para que aparezca representado con el símbolo del transistor puedes importar el símbolo proporcionado por el fabricante (archivo adjunto a la Tarea en PoliformaT *Symbol MWO for infineon_BJT_BFP740.syf*²) mediante *Project* → *Circuit Symbols* → *Import Symbols*. Una vez importado debes asociarlo al subcircuito a través de sus propiedades (selecciona BJT4-2E de la lista).

Para incluir en el proyecto el modelo de parámetros S importa el archivo *BFP740_w_noise_VCE_2_5_V_IC_12mA.s2p*³ adjunto a la Tarea en PoliformaT como Data File. Observa que, de entre todos los modelos de parámetros S proporcionados por el fabricante, se ha escogido el correspondiente a una polarización de $V_{CE}=2.5V$ e $I_C=12mA$, estos valores fijarán la red de polarización del transistor.

Para llevar a cabo la comparación de ambos modelos crea un esquemático que incluya el transistor representado por sus parámetros S (ver Figura 1). A continuación crea un segundo esquemático que incluya el transistor representado por su modelo GP (Ver Figura 2), en este caso es necesario incluir la red de polarización. En esta primera fase de la práctica se utilizará una red de polarización ideal implementada mediante el elemento *BIASTEE* que puedes encontrar en *Circuit Elements* → *General* → *Passive* → *Other*⁴. Para fijar los valores de $V_{CE}=2.5V$ e $I_C=12mA$ basta con ajustar las fuentes de tensión V1 y V2 conectadas en las entrada DC de cada elemento. Dicho ajuste puedes realizarlo mediante la herramienta *Tune*. Recuerda que MWO permite mostrar las tensiones en los nodos y las corrientes en los elementos. Para ello utiliza el botón derecho sobre el esquemático en la ventana *Project* y selecciona *Add Annotation*. Incluye las medidas DCVA_N y DCIA.

Compara gráficamente los valores de los parámetros S (*Linear*→*Port Parameter*→*S*) y de la figura de ruido (*Linear*→*Noise*→*NF*) que proporcionan ambos modelos (Ver Figura 3). Recuerda definir en las opciones del proyecto el margen de frecuencias de trabajo.

Una vez comprobado que el modelo GP es coherente con el de parámetros S en el margen de frecuencias de diseño, se trabajará con el modelo GP en el resto de la práctica.

¹ El archivo ha sido obtenido de la web del fabricante.

² El archivo ha sido obtenido de la web del fabricante.

³ El archivo ha sido obtenido de la web del fabricante.

⁴ El estudio del efecto que tiene la red de polarización en el comportamiento en pequeña señal del amplificador se dejará para una fase posterior de la práctica.

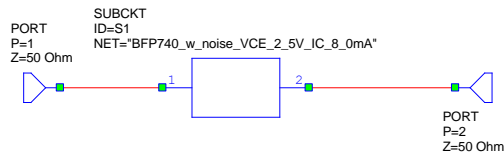


Fig. 1. Evaluación del modelo de parámetros S del transistor.

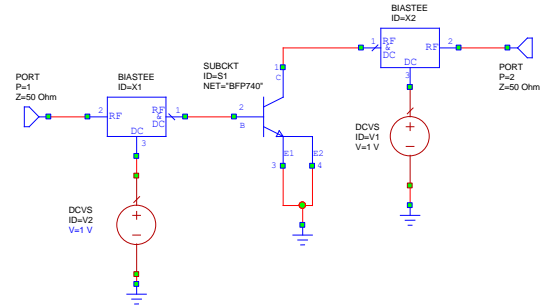


Fig.2. Evaluación del modelo GP del transistor

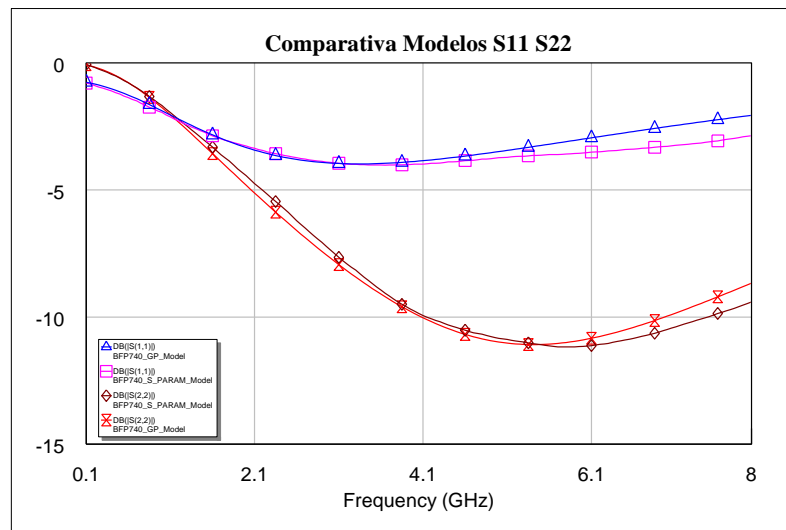


Fig. 3. Comparación de los modelos GP y Parámetros S

2.2. Análisis de estabilidad

La tendencia a la inestabilidad (i.e. oscilación) de un amplificador puede ser evaluada a partir de los parámetros S del dispositivo.

El *factor de estabilidad de Rollett* se obtiene mediante la expresión:

$$K = \frac{1 + |D|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{12}| \cdot |S_{21}|}$$

donde

$$D = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Si $K > 1$, entonces el amplificador es *incondicionalmente estable* para cualquier combinación de carga y fuente conectada al mismo. Por el contrario, si $K < 1$ el dispositivo es *potencialmente inestable* y podría oscilar bajo determinadas combinaciones de impedancia de carga y fuente.

En el caso de un dispositivo con $K < 1$, es de enorme importancia conocer qué impedancias de carga y fuente podrían causar inestabilidad. En este sentido, una

herramienta de gran valor son los círculos de estabilidad, que representan en la Carta de Smith la frontera entre las regiones estable e inestable.

Otra medida de interés para evaluar la estabilidad de un amplificador es lo que se conoce como el *factor de estabilidad geométrico* μ , que representa la distancia que existe entre el centro de la Carta de Smith y el punto inestable más cercano. Si dicho factor es mayor que la unidad, significa que los círculos de estabilidad están fuera de la carta y por tanto que el amplificador es incondicionalmente estable.

Tarea 3

En esta tarea se estudiará la estabilidad del transistor de tres formas diferentes:

1. A través de la medida del factor de Rollet: Añade una nueva gráfica con la medida del factor de Rollett que podrás encontrar en el tipo de medida *Linear*→*Stability*. A partir de los resultados obtenidos evalúa la estabilidad del amplificador en la banda de frecuencias de interés.
2. A través de la representación de los círculos de estabilidad: Añade una nueva gráfica de tipo Carta de Smith con los círculos de estabilidad de la fuente y de la carga. Podrás encontrar las medidas SCIR1 y SCIR2 en el tipo de medida *Linear*→*Circle*. La zona punteada próxima al círculo indica hacia donde se extiende la región de inestabilidad (Ver Figura 4)⁵. Observa que el centro de la carta de Smith ($Z_S=Z_L=50\Omega$) es por tanto incondicionalmente estable. ¿Qué tipo de impedancias serían inestables a la vista de los círculos de estabilidad?
3. A través de la medida del factor de estabilidad geométrico: Añade una nueva medida a la gráfica donde has representado el factor de Rollett e incluye el factor de estabilidad geométrico para la carga y la fuente. Podrás encontrarlo en el tipo de medida *Linear* → *Stability*. A partir de los resultados obtenidos evalúa la estabilidad del amplificador en la banda de frecuencias de interés.

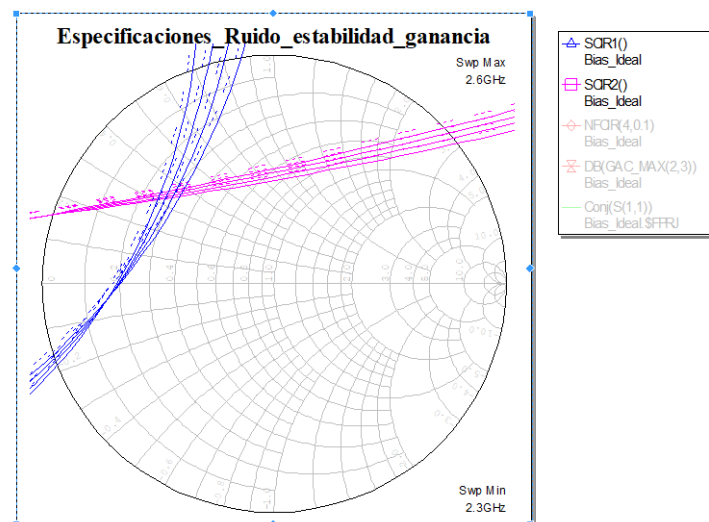


Fig. 4. Representación de los círculos de estabilidad de fuente y carga.

⁵ MWO representa un círculo de estabilidad para cada valor de frecuencia definido en las opciones del proyecto, para limitar el número de frecuencias y poder interpretar mejor los resultados modifica el *Grid* en *properties*.

Aunque es posible trabajar con amplificadores potencialmente inestables si las impedancias de fuente y carga son conocidas y su valor está controlado, no es recomendable como práctica general. Existen diversas técnicas para conseguir estabilizar un amplificador, aunque lo más habitual consiste en admitir un cierto compromiso entre ganancia y estabilidad.

Renunciando a cierta ganancia es posible conseguir que el amplificador sea incondicionalmente estable. Esto puede lograrse mediante la elección de un nuevo punto de polarización, o bien mediante la incorporación de elementos a la entrada y/o la salida.

Una técnica muy habitual es incorporar elementos resistivos en serie o paralelo a la salida del amplificador que reducen la ganancia del mismo al tiempo que aumentan o disminuyen la impedancia de salida, tal y como se muestra en la Fig. 5.

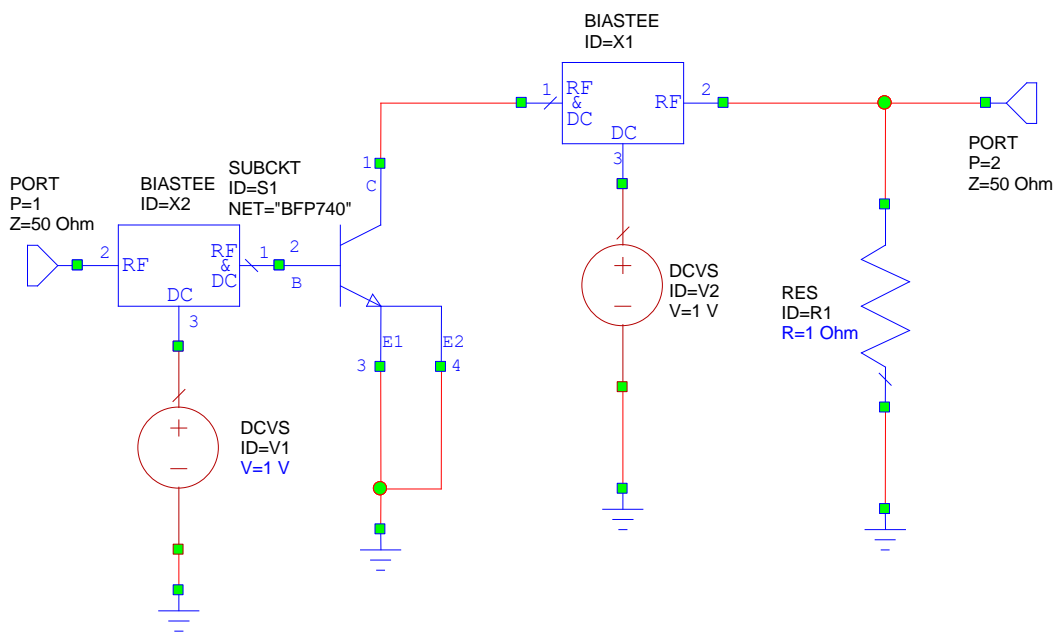


Fig. 5. Estabilización del transistor por degeneración de ganancia.

Tarea 4

Añade una resistencia de estabilización a la salida del amplificador. Obtén, mediante la herramienta *Tune*, el valor de la resistencia que garantiza la estabilidad incondicional del amplificador en todo el rango de frecuencias. Para ello deberás observar las gráficas que muestran los factores y/o los círculos de estabilidad. Ten en cuenta que variando el punto de polarización del transistor también puedes actuar sobre la estabilidad el transistor, de hecho, en ocasiones conviene actuar también sobre dicho punto de polarización para no perder excesiva ganancia.

¿A cuánta ganancia habéis tenido que renunciar para garantizar la estabilidad incondicional del amplificador? Las medidas correspondientes a la ganancia de

transducción G_T y la máxima ganancia disponible G_{max} ⁶ las podrás encontrar en el tipo de medida *Linear* \rightarrow *Gain*.

Una vez estabilizado el transistor se plantearán las especificaciones de ruido y ganancia sobre la carta de Smith, esto servirá para establecer el compromiso de diseño que se va a seguir.

2.3. Planteamiento de las especificaciones de diseño. Establecimiento del compromiso de diseño.

MWO permite representar el lugar que ocupan todas las impedancias de fuente (Γ_s) “vistas” desde la entrada del transistor en dirección a la fuente (Ver Figura 6) que, para una determinada frecuencia, fijarán una determinada figura de ruido o una ganancia. El conjunto de dichas impedancias (tanto las que fijan una figura de ruido, como las que fijan una ganancia) forman círculos en carta. En la Figura 7 se muestran, en color marrón, el lugar que ocuparán las Γ_s para diferentes valores de la figura de ruido. El círculo central representa la mínima figura de ruido que es capaz de proporcionar el transistor, a partir de dicho círculo se muestran 4 grupos de círculos correspondientes a incrementos de 0.1dB sobre la mínima. En cada grupo hay 4 círculos correspondientes a 4 frecuencias diferentes situadas entre 2.3 y 2.6 GHz. En color rojo se muestran los círculos de ganancia. Las aspas rojas muestran el lugar que ocupan las Γ_s que proporcionan la Máxima Ganancia Disponible del transistor siendo éste estable, los grupos de círculos que rodean dichas aspas corresponden a Γ_s que proporcionan ganancias por debajo de la MAG en saltos de 2dB. Al igual que ocurriría con la figura de ruido, en cada grupo aparecen 4 círculos correspondientes a las 4 frecuencias en las que se está evaluando la ganancia.

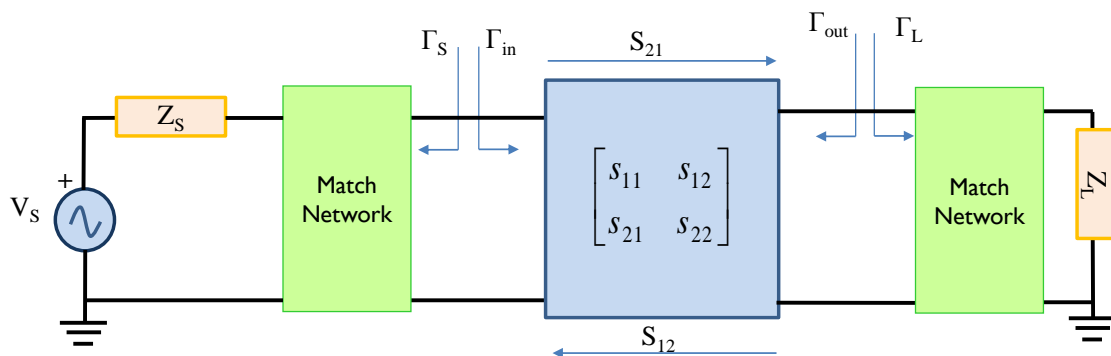


Fig. 6. Diagrama de bloques del amplificador.

⁶ La *ganancia de transducción* G_T es la relación entre la potencia entregada a la carga y la máxima potencia disponible de la fuente. Es decir, es la ganancia del amplificador bajo las condiciones de carga actuales (i.e. la ganancia que obtenemos por el hecho de introducir el amplificador entre la carga y la fuente) y coincidirá en nuestro estudio con el $|S_{21}|$ ya que las impedancias terminales de los puertos son de 50Ω .

La *máxima ganancia disponible* G_{max} es la ganancia que tendría el amplificador en condiciones de adaptación compleja conjugada simultánea en la carga y en la fuente. Éste es el valor máximo de ganancia que podemos conseguir bajo condiciones de estabilidad, aunque normalmente la ganancia de transducción que obtendremos será siempre menor debido a pérdidas en los elementos de la red de adaptación, la red de polarización, etc.

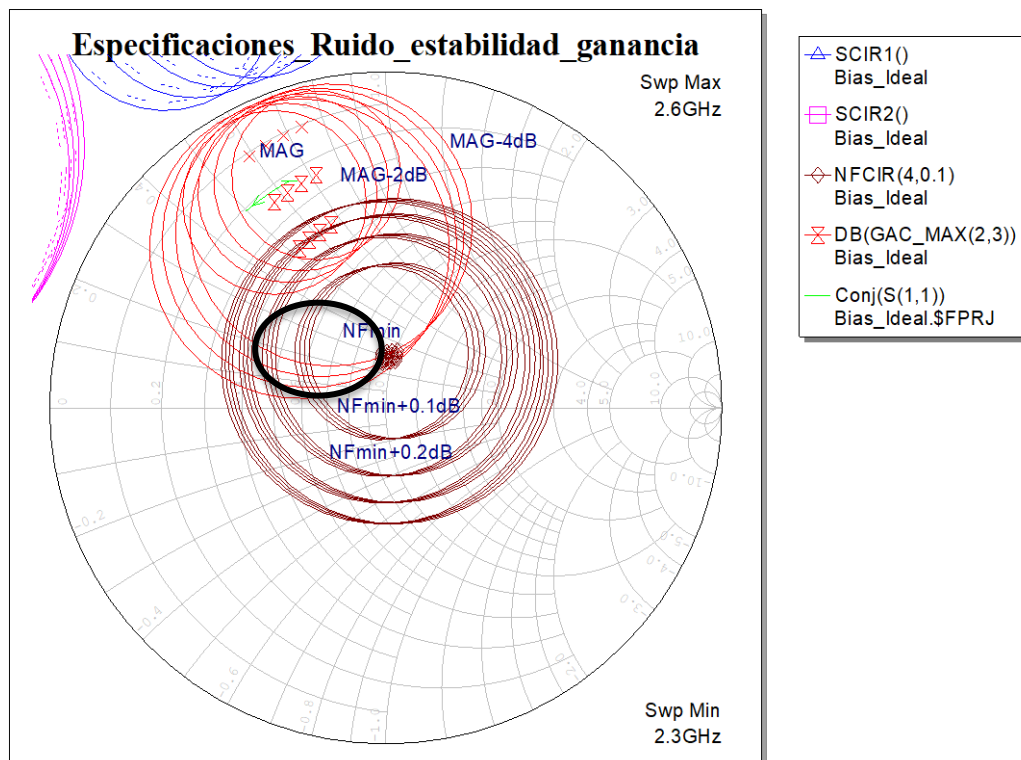


Fig. 7. Planteamiento de las especificaciones de diseño sobre la carta de Smith.

Tarea 5

Representa los círculos de la figura de ruido del transistor en una carta de Smith (*Linear*→*Circle*→*NFCIR*). Representa 4 círculos con un step de 0.1dB y ajusta el número de frecuencias a partir del *Grid* en *properties*. Si los representas sin considerar la resistencia de estabilización⁷ comprobarás que el círculo central proporciona una figura de ruido cuyo valor es muy cercano al dado por el fabricante en el archivo *.s2p para 2.4 GHz. Al añadir la resistencia de estabilización se modifica dicho valor, puedes comprobarlo mediante la carta o a partir de la representación de la figura de ruido en función de la frecuencia.

Representa los círculos de ganancia del transistor en la misma carta de Smith (*Linear*→*Circle*→*GAC_MAX*). Representa 3 círculos con un step de ganancia de 2dB. Comprueba que las Γ_s situadas en los círculos más internos serán las que proporcionen más ganancia (alrededor de 20dB de ganancia), y a medida que nos vamos moviendo por los círculos más externos la ganancia se va reduciendo.

De esta representación se deduce una conclusión muy importante relacionada con el diseño de este tipo de subsistemas: Si se diseña para conseguir la menor figura de ruido que es capaz de proporcionar el amplificador no se logrará obtener de él la máxima ganancia que es capaz de suministrar, y por tanto, como se verá en la siguiente tarea,

⁷ Recuerda que puedes desactivar elementos del esquemático con la opción *toggle* que aparece al apretar el botón derecho del ratón sobre el elemento a desactivar.

tampoco se estará diseñando para conseguir la Máxima Transferencia de Potencia (MTP) entre la fuente y el amplificador.

Una buena práctica de diseño en cualquier subsistema de comunicaciones es evaluar sus parámetros S. Con este fin, se han representado en la Figura 8 los valores de los parámetros S_{12} y S_{21} . La representación se ha hecho en un diagrama polar.

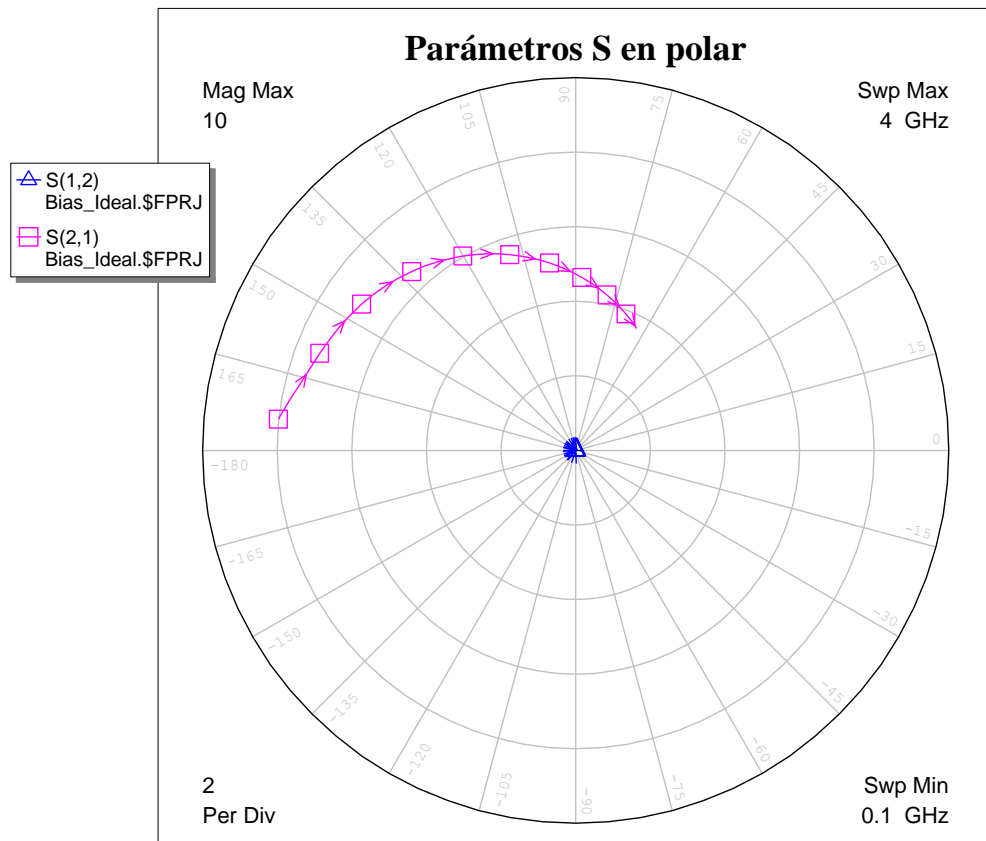


Fig. 8. Representación de los valores de S_{12} y S_{21} en un diagrama polar.

El módulo del parámetro S_{21} está relacionado con la ganancia del dispositivo, y el de S_{12} con la realimentación interna del transistor. Cuando el módulo de este parámetro toma un valor muy reducido se puede asumir que el dispositivo es unilateral. Esto significa que las variaciones de la impedancia de entrada no van a afectar a la impedancia de salida del amplificador, y viceversa, las variaciones en la impedancia de salida tampoco van a afectar a las de entrada. En estas condiciones, es posible abordar por separado el diseño de las redes de adaptación de impedancia de carga y fuente.

Cuando se asume unilateralidad en el dispositivo $\Gamma_{in} \approx S_{11}$ y $\Gamma_{out} \approx S_{22}$, por tanto, la representación de ambos parámetros (S_{11} y S_{22}) nos ofrece información muy valiosa acerca de las impedancias de entrada y salida del dispositivo activo. En la Figura 9 se han representado los parámetros S_{11} y S_{22} sobre una carta de Smith. De la Figura 9 se deducen varias consideraciones importantes. La primera consideración hace referencia al tipo de impedancias de entrada y salida que presenta el transistor. En la carta se aprecia que, en el margen de frecuencias de trabajo, la impedancia de entrada está situada sobre un círculo de resistencia constante, por tanto, puede modelarse como una resistencia de unos 10Ω en serie con un condensador de 2 pF . Del mismo modo, la impedancia de salida está

ubicada en un tramo de un círculo de conductancia constante en el margen de frecuencias de diseño. Por tanto, puede modelarse como una resistencia de $15\ \Omega$ en paralelo con un condensador de $1\ \text{pF}$.

La segunda consideración importante está relacionada con el lugar que ocupan en la carta las Γ_S que proporcionan la MTP ($\overline{S_{11}}$ considerando que el transistor es unilateral). Si se representan estos valores sobre la misma carta de Smith en la que se habían representado los círculos de figura de ruido y ganancia se observa que (ver traza verde en Figura 7), como era de esperar, las Γ_S que proporcionan la MTP están cerca del lugar que ocupan las Γ_S que proporcionan la máxima ganancia, pero alejadas de las Γ_S que proporcionan la mínima figura de ruido. Se debe establecer por tanto un compromiso de diseño entre MTP – Ganancia – Figura de ruido, el cual vendrá fijado por las especificaciones del diseño. En nuestro caso, teniendo en cuenta los requerimientos de diseño planteados al inicio de la práctica, se concluye que una buena zona de diseño para ubicar Γ_S sería la zona señalada por la elipse trazada en negro.

La tercera consideración importante es que el movimiento que trazan en la carta las Γ_S que proporcionan la MTP cuando se aumenta la frecuencia es en el sentido contrario de las agujas del reloj. Cuando el margen de frecuencias considerado no es muy grande (banda estrecha), dicho movimiento puede conseguirse con redes de adaptación habituales. Sin embargo, en aplicaciones de banda ancha es necesario recurrir a técnicas basadas en elementos distribuidos que se verán en la última parte de esta práctica.

Tarea 6

Representa los parámetros S_{21} y S_{12} en un diagrama polar y los parámetros S_{11} , $\overline{S_{11}}$ y S_{22} en una carta de Smith. Comprueba si es correcta la consideración de unilateralidad del transistor.

Añade en la carta de Smith en la que habías representado los círculos de ganancia y figura de ruido la representación de $\overline{S_{11}}$ (de este modo tendrás en la misma carta el lugar que ocupan las Γ_S que proporcionan el menor ruido, la máxima ganancia y la MTP). Determina la zona en que debería estar ubicada Γ_S para cumplir las especificaciones de diseño.

2.4. Diseño de las redes de adaptación de entrada y salida: Técnica de la Imagen Negativa.

La técnica de la imagen negativa consiste en crear un modelo formado por el transistor escogido para el diseño y un conjunto de componentes reactivos de valor negativo. Los componentes reactivos suelen ser condensadores (ocasionalmente también es necesario utilizar elementos inductivos) cuyos valores se ajustan para cumplir al mismo tiempo las especificaciones de ganancia y ruido. También son parámetros de ajuste las impedancias de fuente y carga del modelo, aunque éstas siempre de valor positivo. Las topologías de las redes de elementos reactivos negativos deben ser similares a las topologías de las reactancias de entrada y salida del transistor.

El ajuste de los parámetros del modelo en MWO puede hacerse bien a través de la herramienta *Tune* o bien mediante el optimizador. En este último caso es necesario definir los “goals” de optimización para cubrir las especificaciones del diseño. En este punto el diseñador tiene libertad para elegir los goals más adecuados según sus necesidades.

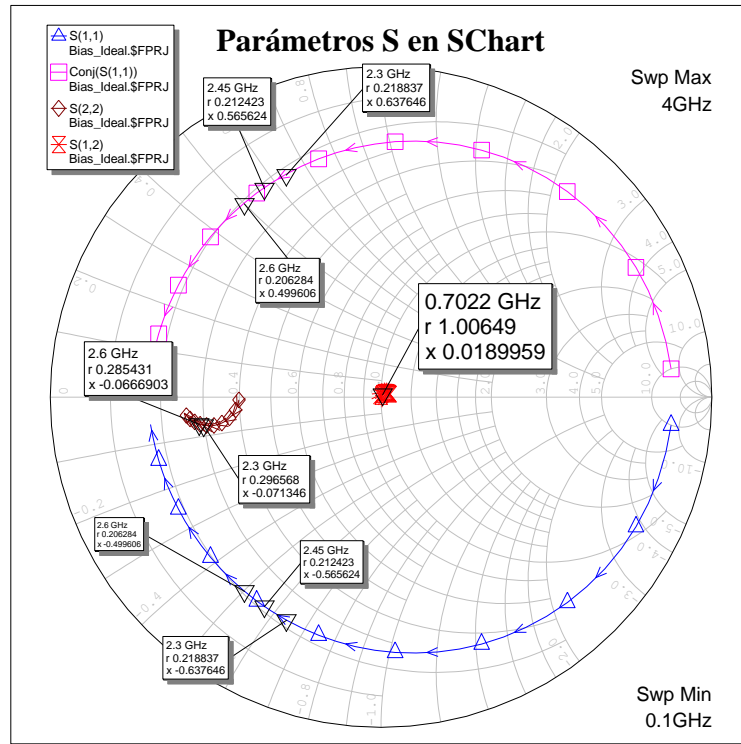


Fig. 9. Representación de los valores de S_{11} y S_{22} en una carta de Smith.

Tarea 7

Crea un esquemático con el modelo de imagen negativa. Utiliza una topología de condensador en serie para la entrada y un condensador en paralelo para la salida (las topologías se han seleccionado de acuerdo a las reactancias de entrada y salida obtenidas en la tarea anterior). Sitúa a la salida una inductancia en paralelo cuya misión será la de aplanar la respuesta de ganancia del amplificador en función de la frecuencia (Ver Figura 10).

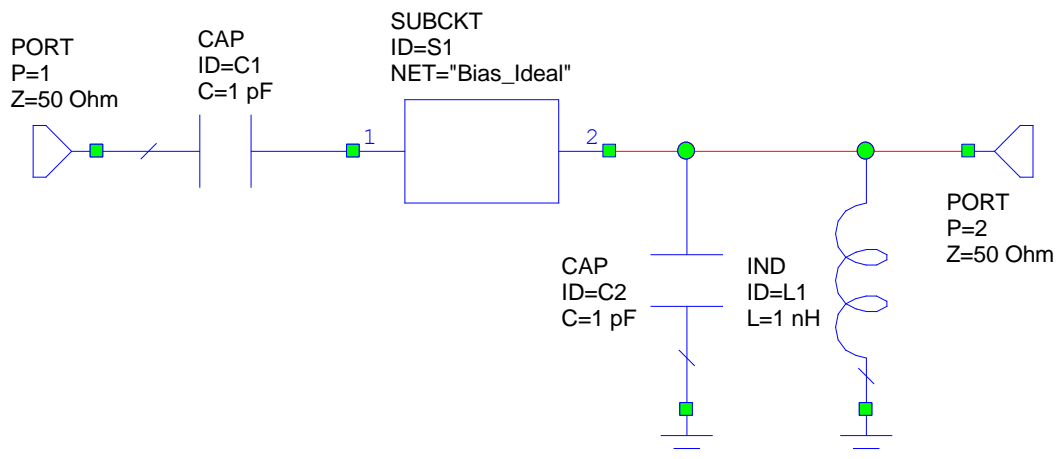


Fig. 10. Modelo de imagen negativa.

Los parámetros ajustables del modelo son (Z_1 -impedancia del puerto 1, C_1 , C_2 , L_1 y Z_2 -impedancia del puerto 2) los cuales pueden ajustarse mediante la herramienta *Tune* o mediante el optimizador. En este último caso es necesario introducir los goals de optimización que, en este diseño, serán $G_T > 15\text{dB}$ y $NF < 1\text{dB}$ en el ancho de banda especificado.

Para llevar a cabo el ajuste de los parámetros (bien de forma manual o bien empleando el optimizador) es una buena práctica de diseño analizar cómo afecta cada uno de dichos parámetros a los goals de diseño, esto puede hacerse mediante la herramienta *Tune*.

Tarea 8

Ajusta los parámetros del modelo de la imagen negativa, bien de forma manual o bien empleando el optimizador. Observa que la figura de ruido del modelo la fijan fundamentalmente Z_1 y C_1 , sin embargo, en el valor de la ganancia intervienen todos los parámetros del modelo. Considerando un comportamiento unilateral del transistor, una posible estrategia de ajuste sería:

1. Intentar alcanzar el goal de NF ajustando los valores de Z_1 y C_1 mediante la herramienta *tune*.
2. Intentar alcanzar el goal de Ganancia ajustando C_2 , L_1 y Z_2 mediante la herramienta *tune*.
3. Lanzar el optimizador con los dos goals de NF y ganancia definidos dejando ajustables todos los parámetros del modelo. Incluir límites en los valores máximos y mínimos del optimizador, para ello debes utilizar la información obtenida en los dos pasos anteriores.

Es importante “vigilar” durante el proceso de ajuste las gráficas de NF y Ganancia sobre las que se ha definido el goal, así como los parámetros de estabilidad del modelo (Rollet factor o círculos de estabilidad) para asegurar que no se pierde la estabilidad durante el ajuste de los parámetros del modelo.

Una vez optimizado el modelo de imagen negativa, los valores negativos de los componentes reactivos del modelo se convierten en positivos y se utilizan como modelos

de carga de las redes de adaptación que se quieren diseñar (ver Figuras 11 y 12). A partir de estos nuevos circuitos se sintetizan las redes de adaptación.

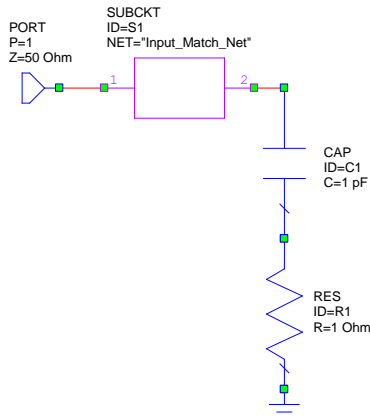


Fig. 11. Modelo de carga de la red de adaptación de entrada

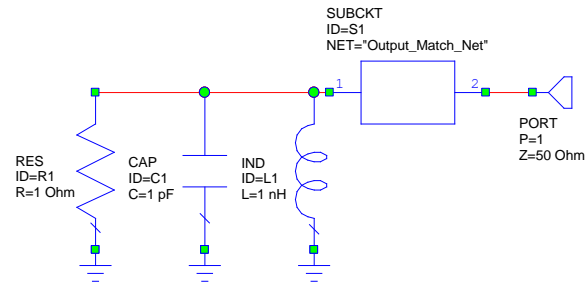


Fig. 12. Modelo de carga de la red de adaptación de salida

Un buen diseño de las redes de adaptación de impedancias que asegure una adaptación casi perfecta entre fuente y carga, proporcionará una respuesta del amplificador final que será prácticamente igual que la del modelo de imagen negativa, y por tanto, se cumplirán los mismos goals que en dicho modelo.

2.5. Implementación de las redes de adaptación empleando elementos concentrados (Banda estrecha).

Dado que queremos garantizar un ancho de banda superior a 300 MHz, se van utilizar redes de adaptación LC de 2 elementos tanto para la entrada como para la salida. Para realizar el cálculo de las redes de adaptación puedes utilizar la carta de Smith, las ecuaciones presentadas durante las clases teóricas o una sencilla aplicación que puedes encontrar en:

<http://home.sandiego.edu/~ekim/e194rfs01/jwmatcher/matcher2.html>

Otro método de cálculo consiste en utilizar el optimizador incluyendo como goal la condición $|S_{11}| < -90$, no obstante para tener una idea del orden de los valores sobre los que arrancar el optimizador es recomendable obtener una estimación con la aplicación del enlace o con la propia carta de Smith.

Tarea 9

Diseña las redes de adaptación a la entrada y salida del amplificador. Obtén los elementos de la red de adaptación y construye un esquemático con la red elegida. (Ver Figuras 13 y 14 en las que se muestra una red LC paso-bajo).

Comprueba que efectivamente la red de adaptación funciona, para ello representa en la Carta de Smith la impedancia vista desde el puerto de 50Ω (utiliza *Linear* \rightarrow *ZIN* seleccionando el puerto correspondiente). A la frecuencia central, la impedancia debería situarse en el centro de la Carta de Smith.

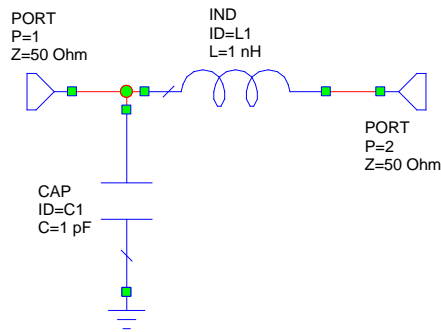


Fig. 13. Red en “L” de adaptación de la entrada.

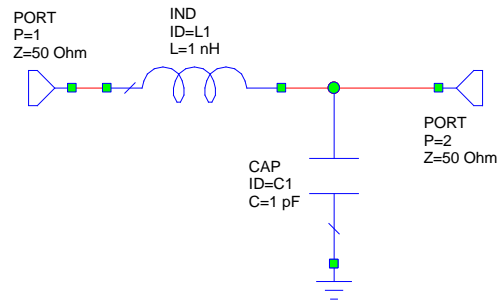


Fig. 14. Red en “L” de adaptación de la salida.

2.5.1. Análisis de resultados

Por último, una vez diseñadas e introducidas las redes de adaptación, debe evaluarse el rendimiento del diseño. Si el diseño es correcto deben cumplirse las especificaciones de ganancia y ruido.

Para realizar dicha evaluación se utilizará un banco de pruebas como el que se muestra en la Figura 15. En las Figuras 16 y 17 se compara el comportamiento del amplificador utilizando las redes de adaptación diseñadas (Figura 15) con el amplificador que utiliza el modelo de la imagen negativa (Figura 10). En la Figura 16 se muestra la comparación en términos de ganancia, y en la Figura 17 en términos de Figura de Ruido.

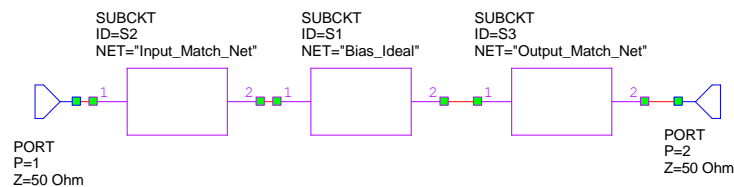


Fig. 15. Banco de pruebas del amplificador completo.

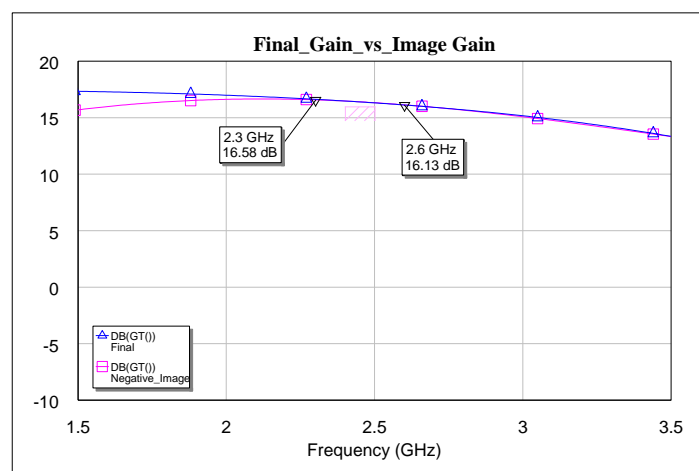


Fig. 16. Comparativa de la ganancia obtenida con el diseño final y con el modelo de imagen negativa.

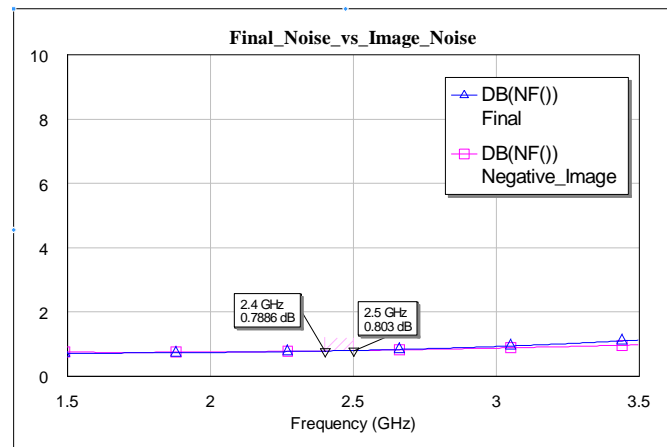


Fig. 17. Comparativa de la Figura de Ruido obtenida con el diseño final y con el modelo de imagen negativa.

Tarea 10

Realiza la comparación entre el diseño final y el modelo de imagen negativa. Comprueba la estabilidad, la ganancia y el ruido. Puedes representar también las pérdidas por retorno que hay en los puertos de entrada y salida del diseño completo y del modelo de imagen negativa ($|S_{11}|$ y $|S_{22}|$).

2.6. Incorporación de una antena

Cualquier estructura resonante a 2.45GHz, con un ancho de banda superior a 100MHz y una eficiencia superior al 50% puede ser empleada como antena válida para nuestra aplicación.

La adaptación de la antena es uno de los factores que más afecta a la calidad de un enlace de RF. Para evaluar la adaptación de una antena se utilizan básicamente dos parámetros: las pérdidas por retorno ($|S_{11}|$ -return loss) o la relación de tensiones de la onda estacionaria (Voltage Standing Wave Ratio-VSWR):

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}$$

Cuando se adapta una antena, un valor del VSWR de 1.5 ($|S_{11}| = -14\text{dB}$) es un indicativo de que la adaptación está bien hecha. Valores del VSWR superiores a 2 ($|S_{11}| = -9.5\text{dB}$) implican una revisión del sistema de adaptación. Para evitar pérdidas innecesarias debidas a la desadaptación se recomienda añadir una red de adaptación con topología Π (C-L-C o L-C-L) (Ver Figura 22)⁸.

⁸ Las especificaciones de una antena pueden verse afectadas cuando se coloca sobre la PCF final por interferencia con otros elementos situados en la PCB cerca de ella. La incorporación de la red en Π permite “corregir” las desadaptaciones provocadas por otros elementos externos.

En esta práctica se utilizará una antena PIFA (Printed Inverted F Antenna). Se trata de un monopolo sobre PCB con un punto de masa y un punto de alimentación a lo largo de la estructura resonante principal (Ver Figura 18)⁹. Las antenas sobre PCB son de bajo coste, pequeño tamaño, y tienen, en general, buenas prestaciones para frecuencias por encima de 0.8GHz.

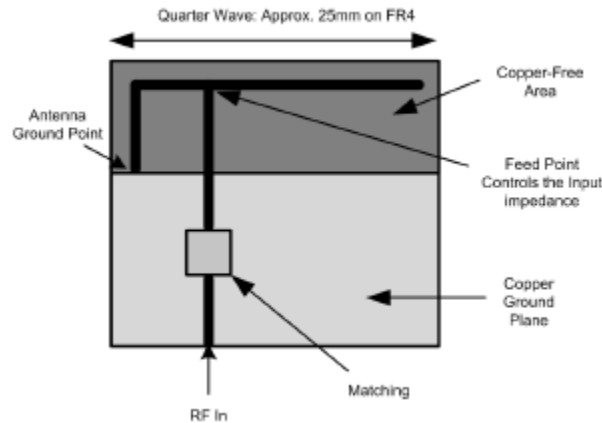


Fig. 18 Printed Inverted F Antenna. Extraído de la nota de aplicación AN1811 de Texas Instruments.

Una antena puede modelarse como un elemento de un puerto representado por sus parámetros S. Dichos parámetros pueden generarse mediante una herramienta de Matlab que proporciona directamente un archivo s2p. El archivo *PIFA_2p4G.s2p* que aparece adjunto a la tarea de PoliformaT se ha obtenido utilizando dicha herramienta de Matlab. El archivo s2p generado puede ser incorporado al proyecto de MWO importándolo como Data File. En las figuras 19 y 20 se muestra la impedancia y las pérdidas por retorno proporcionadas por la herramienta de Matlab, respectivamente.

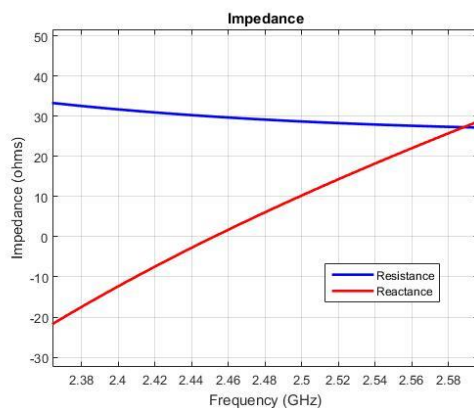


Fig. 19. Impedancia de la antena.

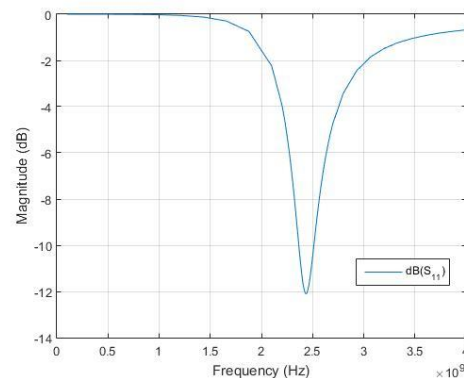


Fig. 20. Pérdidas por retorno de la antena.

Con el subcircuito de la antena disponible en MWO, ya es posible diseñar una red de adaptación en Π cuyos parámetros deben ser ajustados para reducir al máximo posible las pérdidas por retorno en el margen de frecuencias de diseño (parámetro $|S_{11}|$ en Figura 21).

Tarea 11

⁹ Se recomienda la lectura de los documentos AN1811_TI y Antenna_Selection_Guide_TI añadidos como adjuntos a la tarea en PoliformaT para más información sobre la antena.

Realiza el diseño de la red de adaptación de la antenna. Obtén primero una estimación utilizando la carta de Smith o la aplicación indicada en el epígrafe 2.5, a continuación utiliza el optimizador con el goal adecuado que permita ajustar los valores de los elementos de la red Π . Prueba cuál de las dos configuraciones de la topología en Π (C-L-C o L-C-L) es la más adecuada (ver Figura 22).

Realiza un gráfica en la que se comparen las pérdidas por retorno de la antenna (subcircuito PIFA_2p4G) con las de la antenna unida a la red de adaptación en Π .

Representa en una carta de Smith el parámetro S_{11} de la antenna y del conjunto antenna+red de adaptación en Π . Interpreta los resultados obtenidos en la carta.

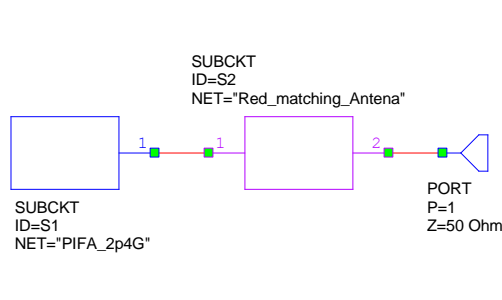


Fig. 21. Montaje para el diseño de la red de adaptación de la antenna.

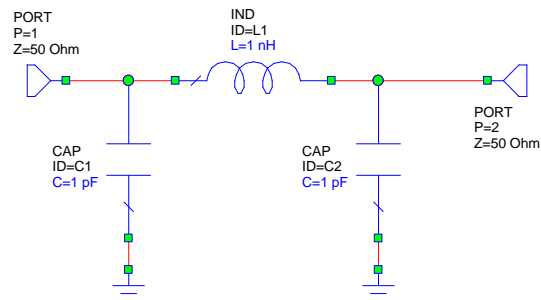


Fig. 22. Diseño de la red de adaptación en Π

Una vez diseñada la red de adaptación de la antenna ya se puede incluir en el amplificador diseñado en los epígrafes anteriores (Ver Figura 23)

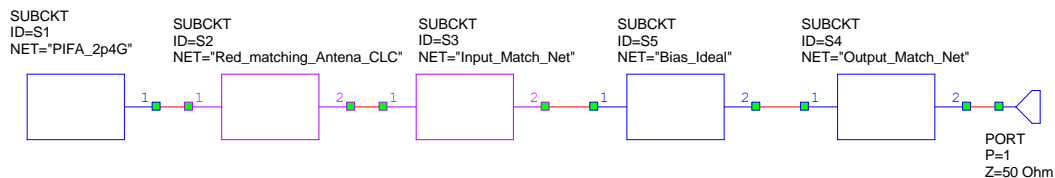
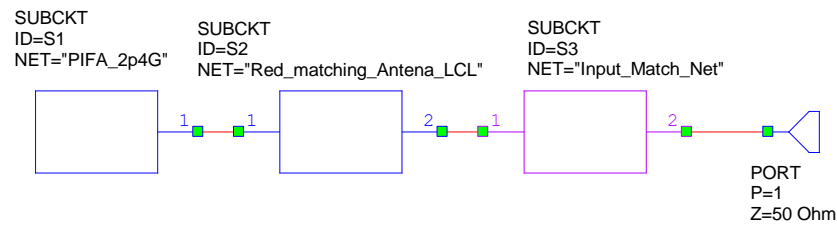


Fig. 23 Diseño completo del amplificador incluyendo la antenna y su red de adaptación.

En este punto del diseño resulta muy interesante evaluar el valor de Γ_s diseñado, es decir, el coeficiente de reflexión “visto” desde la entrada del amplificador en dirección a la antenna (Ver Figura 6), y comprobar en qué zona de la carta ha quedado ubicado.

Tarea 12

Representa en una carta de Smith el lugar que ocupa el coeficiente de reflexión “visto” desde la entrada del amplificador en dirección a la antenna (Γ_s). Utiliza el circuito representado en la Figura 24. Dibuja sobre la carta los círculos de ganancia y ruido y comprueba si está localizada en una zona en la que se cumplen las especificaciones del diseño.

Fig. 24 Esquemático para la medida de Γ_s

2.6.1 Análisis de resultados con la antena incorporada

El siguiente paso es evaluar el rendimiento del diseño final incluyendo también la antena. Si el diseño es correcto deben cumplirse las especificaciones de ganancia y ruido. El banco de pruebas que se utilizará en este caso es el que se muestra en la Figura 25, se ha sustituido el circuito de un puerto de la antena por otro de dos puertos para hacer posible la validación del diseño. Para tener disponible desde MWO el subcircuito que incluye la descripción de la antena como cuadripolo importa en el proyecto el archivo *PIFA_cuadripolo.s2p* adjunto en la tarea de PoliformaT.

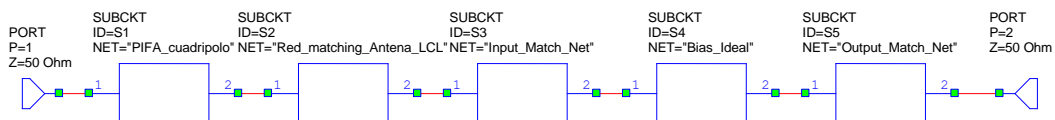


Fig. 25 Banco de pruebas para evaluar el rendimiento del diseño final.

Tarea 13

Utilizando el banco de pruebas representado en la Figura 25 comprueba si se cumplen las especificaciones de ganancia y ruido.

2.7. Polarización del transistor

El circuito de polarización es una parte fundamental de cualquier amplificador. El punto de operación tiene un efecto muy importante sobre los parámetros S del dispositivo, y por tanto sobre sus características de funcionamiento. Por tanto, garantizar un punto de polarización estable frente a variaciones en las condiciones de operación (e.g. temperatura) es de gran importancia.

Tarea 14

Diseña la red de polarización con realimentación base-colector que se muestra en la Fig. 26 para un punto de polarización que coincida con el fijado en la red de polarización ideal. Las capacidades de acoplo en AC deben ser escogidas de manera que presenten una reactancia $< 1\Omega$ a la frecuencia de trabajo.

Una vez realizado el diseño de la red de polarización se debe comprobar el efecto que tiene dicha red en el diseño final. Para ello, se sugiere que hagas las siguientes comparaciones para los dos casos de polarización (ideal y real):

- 1) Compara los valores obtenidos de V_{CE} , V_{BE} , V_{CC} e I_C .
- 2) Compara la estabilidad del amplificador. Comprueba si es necesario volver a ajustar la resistencia de estabilización para asegurar la estabilidad incondicional del amplificador con las mínimas pérdidas en ganancia posibles.
- 3) Compara la localización de los círculos de ganancia y figura de ruido del amplificador.
- 4) Compara la localización de Γ_{in} , Γ_S de MTP ($\overline{\Gamma_{in}}$) y Γ_S “vista” desde la entrada el amplificador en dirección a la antenna.
- 5) Compara las especificaciones de ganancia, ruido y pérdidas por retorno del amplificador sin tener en cuenta la antenna.
- 6) Compara las especificaciones de ganancia, ruido y pérdidas por retorno del amplificador incluyendo la antenna. Para ello utiliza un banco de pruebas como el de la Figura 25.

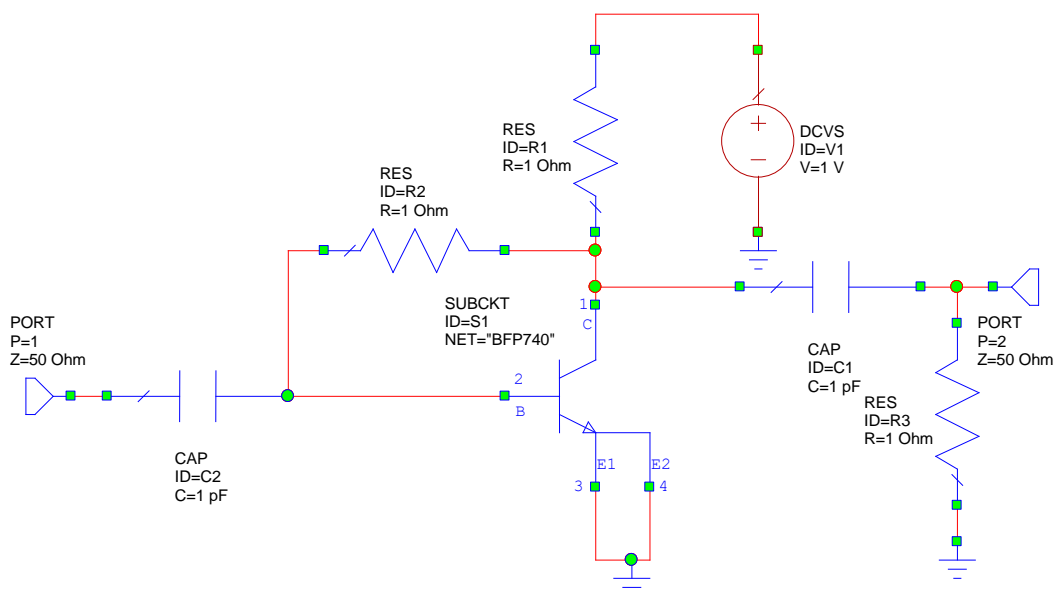


Fig. 26 Red de polarización real.

2.8. Trabajo a realizar

Como trabajo a realizar se propone partir del mismo diseño que en los epígrafes anteriores, para conseguir los siguientes requerimientos del amplificador (obsérvese que se mantiene la frecuencia de operación, ganancia de potencia y figura de ruido, pero se aumenta el ancho de banda de diseño):

- Frecuencia de operación: 2.45 GHz
- **Ancho de banda: 2.3-2.6 GHz**
- Ganancia de potencia > 15 dB

- Figura de Ruido < 1 dB

El diseño debe realizarse en las siguientes condiciones:

- 1) Todas redes de adaptación de impedancias deben ser implementadas mediante elementos distribuidos.
- 2) Los elementos concentrados de la red de polarización del transistor deben ser reales.