

Capítulo 4: Diseños realizados

4.1. Introducción

En este capítulo entraremos en el trabajo realizado a lo largo de este proyecto, concretamente en el diseño mediante simulación de amplificadores. El capítulo empieza con una presentación de la herramienta de simulación utilizada y el transistor que será objeto de estudio. Una vez presentados éstos, el capítulo seguirá un poco el esquema del capítulo anterior, dedicado a la teoría de diseño de amplificadores, con una estructura bifurcada en dos partes, una primera parte donde se recoge el enfoque del diseño de amplificadores de microondas en pequeña señal, y una segunda parte donde se recoge el enfoque del diseño de amplificadores de potencia de microondas. En cada una de estas partes explicaremos los objetivos que nos proponemos a cada paso, las directrices de teoría que hemos seguido, y los cambios que hemos realizado para conseguirlos.

4.2. Herramienta de diseño ADS y transistor CGH35015F

Antes de empezar con los diseños en los que se centra este capítulo, debemos presentar los elementos principales en estos diseños, esto es, la herramienta de diseño y el elemento bajo estudio, en este caso un transistor.

La herramienta de diseño que se ha utilizado es el software de simulación *Advanced Design System* (ADS) de Agilent. Se trata de un software de diseño electrónico para aplicaciones de RF, microondas y de integridad de señales. Abarca las tecnologías más actuales en campos como las comunicaciones inalámbricas, redes, aplicaciones aeroespaciales o aplicaciones militares.

ADS organiza los diseños en una estructura jerárquica de proyectos para guardar automáticamente los datos generados en la creación, simulación y análisis de los diseños. Un proyecto incluye una serie de diseños relacionados, junto con cualquier enlace a otros proyectos o diseños que se hayan añadido. A su vez, los diseños disponen de la posibilidad de realizarse a partir de un esquemático o de un layout, teniendo la capacidad de crear el otro por asociación. Los diseños pueden someterse a diversos tipos de simulación como análisis de DC, AC, transitorio, de parámetros S o de balance armónico. Y por último, los resultados de estos análisis se llevan a una interfaz separada de *Data Display*, que permite la representación, análisis y tratamiento de los datos obtenidos.

El otro elemento es el transistor CGH35015F de Cree Inc. Se trata de un HEMT de GaN diseñado específicamente para aplicaciones WiMAX 802.16-2004. Tiene una banda de trabajo ideal de 3.3 a 3.6 GHz, una potencia típica de 15 W y una ganancia de pequeña señal de más de 11 dB. Tiene muchas más características, algunas muy

interesantes, pero que ya vienen detalladas en el *Data Sheet* que dejamos a modo de anexo al final de la memoria.

Por otra parte, Cree también nos ofrece unas librerías para trabajar en ADS con modelos de sus transistores, entre los que se encuentra obviamente el transistor del que estamos hablando, el CGH53015F. Estos modelos nos permiten trabajar con los transistores como unos elementos más de la librería de componentes de ADS, con las facilidades que esto supone. Además, entre otras posibilidades, el modelo deja un cuarto puerto que sirve para modelar la operación con efectos de autocalentamiento (que no se considerará en este proyecto, y por tanto, aparecerá sin conectar en los esquemáticos de este capítulo). Para instalar las librerías del transistor que nos proporciona Cree, tenemos que seguir los siguientes pasos:

1. Dejar los archivos en formato “.zip”.
2. Guardar los archivos “.zip” en el directorio de trabajo de ADS y descomprimir ahí los archivos.
3. Arrancar ADS y entrar en la opción *Design Kit* del menú principal.
4. Elegir la opción *Install Design Kits*.
5. Una ventana se abrirá, y tenemos que escoger el paso 2 *Define Design Kit*, y explorar para seleccionar nuestros archivos descomprimidos.
6. Pulsar OK en la ventana, y se instalarán finalmente las librerías de Cree.
7. En una ventana de diseño de ADS, podemos encontrar la paleta de elementos de Cree como “cree_wimax_s_r4a”.

4.3. Diseño de un amplificador de microondas en pequeña señal

La primera parte de la revisión teórica del diseño de amplificadores, versó sobre el diseño de un amplificador en pequeña señal. Intentamos ahora reproducirla en simulación, y para ello nos basamos en el ejemplo de un circuito amplificador del *Data Sheet* del CGH35015F, que representamos a continuación, en la figura 4.1.

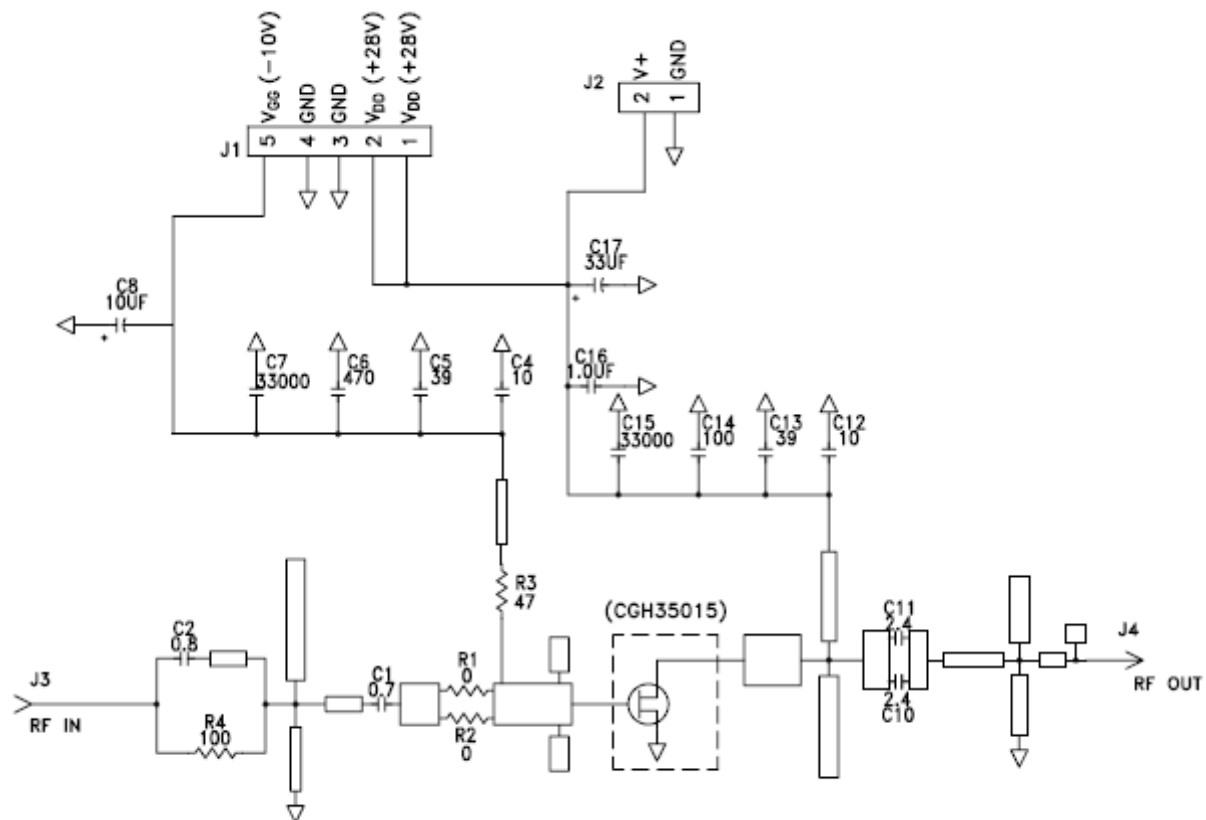


Fig. 4.1. Ejemplo de circuito amplificador basado en CGH35015F.

En la figura 4.1 podemos destacar, el transistor situado abajo en el centro; la alimentación la tenemos arriba tras una batería de varios condensadores, que nos proporciona un punto de polarización de $V_{DD} = 28V$ y $V_{GG} = -10V$; a la izquierda tenemos la entrada de la señal RF que pasa por una serie de elementos pasivos; y a la derecha tenemos la señal de salida, que ha pasado también a través de una serie de elementos pasivos.

Recordando la teoría del diseño de un amplificador de microondas vista en el capítulo anterior, y observando la disposición de la figura 4.1, podemos ver que todos estos elementos se corresponden realmente con las redes de polarización, estabilización y adaptación. Con esto en mente, pasamos este ejemplo a nuestro diseño haciendo antes una serie de consideraciones. Como se trata de nuestro primer paso en el diseño de un amplificador de microondas, trataremos de simplificar la disposición original en la medida de lo posible. Por ello, todos los elementos serán ideales, tanto resistencias y condensadores como líneas de transmisión. También los condensadores que vienen de la alimentación DC los reuniremos junto con las tensiones de alimentación en un elemento que llamaremos *Alimentacion*. También eliminaremos del diseño todos los elementos que no aporten nada, como las resistencias de valor nulo. Por último, dejaremos el tema de la adaptación de impedancias y demás para un siguiente paso, eliminando todas las líneas de transmisión salvo las imprescindibles para el desacoplamiento entre las señales DC y RF. Con esto, el circuito amplificador inicial queda como se muestra en la figura 4.2.

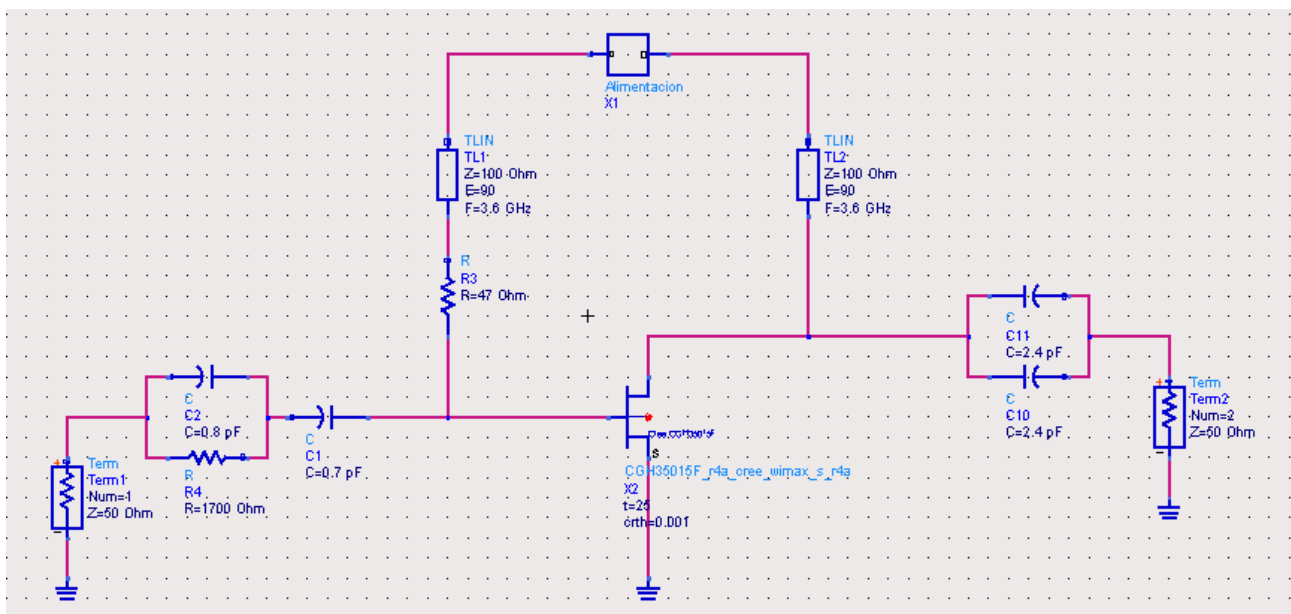


Fig. 4.2. Circuito amplificador con líneas de transmisión ideales.

Las diferencias en los valores de los elementos con respecto al ejemplo de circuito amplificador de la figura 4.1 se deben principalmente a consideraciones de diseño. Lo primero que debemos mencionar es que hemos propuesto como frecuencia de diseño 3.6GHz, por tratarse de la frecuencia central de la banda de frecuencias ideal para nuestro transistor, frecuencia a la que hemos centrado las líneas de transmisión ideales. También debemos mencionar el punto de polarización, en el que hemos cambiado a $V_{GG} = -2.35V$ y $V_{DD} = 28V$ (ésta última permanece igual), ya que es el punto de polarización en el que conseguimos la corriente típica de polarización de $I_{DQ} = 60mA$, que nos viene en el *Data Sheet*. Mencionar también que por simplicidad hemos cambiado el paralelo de $C10$ y $C11$ por su equivalente.

Un cambio que merece más comentario es el de la resistencia $R4$, cuyo valor hemos cambiado de 100Ω a 1700Ω . Esto ha sido el resultado del ajuste para satisfacer las variables de diseño que nos hemos puesto como objetivo en este primer paso, la ganancia y la el factor de estabilidad. Se puede comprobar que el ajuste de la resistencia $R4$ mejora una en detrimento de otra, eligiendo un punto de compromiso con una alta ganancia de 12dB, y un factor de estabilidad holgado de más de 1.2. Mayores valores de $R4$ consiguen una mayor ganancia pero bajando peligrosamente el factor de estabilidad. Asimismo, menores valores de $R4$ presentan un mayor factor de estabilidad pero sacrificando el valor de la ganancia. Se puede comprobar que el ajuste de la capacidad $C2$ hace un efecto análogo. De la misma forma, podemos decir que el ajuste de la capacidad $C1$ no produce efectos apreciables en la ganancia o el factor de estabilidad. En cualquier caso, hemos preferido hacer el ajuste en la resistencia antes que en los condensadores, por ser más fácil de tratar esta primera.

Aún así, lo que más llama la atención es la enorme diferencia que hay entre los 100Ω iniciales y los 1700Ω finales. Pero no debemos de olvidar que el circuito

original lo hemos simplificado sustancialmente y además hemos utilizado elementos ideales, con lo cual el valor original ha podido ser susceptible de un gran cambio. Veamos finalmente los resultados de simulación de este circuito, tal como se muestra en la figura 4.3.

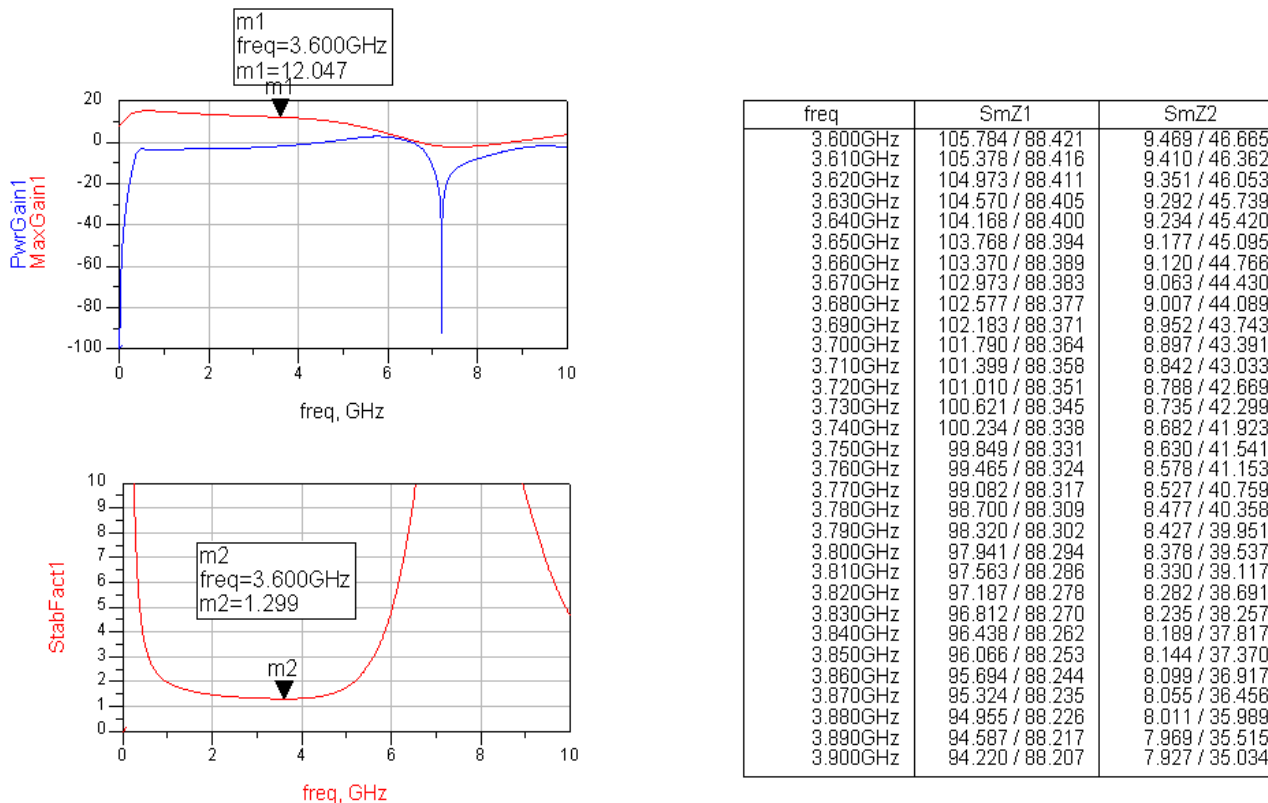


Fig. 4.3. Resultados de simulación de circuito amplificador con líneas de transmisión ideales.

Como mencionamos antes, hemos conseguido para la frecuencia de diseño, unos 12dB de ganancia máxima y un factor de estabilidad de casi 1.3. Además, nuestro circuito es incondicionalmente estable para todo el rango de frecuencias.

También representamos la ganancia de potencia (que tiene en cuenta los efectos de desadaptación de impedancias) y el valor de las resistencias terminales, que nos serán útiles en nuestra siguiente tarea, que es la de adaptación de los puertos de entrada y de salida del circuito amplificador. Para ello hacemos uso de la

herramienta de *ADS Impedance Matching*, que nos encuentra las redes de adaptación para los puertos de un diseño dado, en nuestro caso, el circuito amplificador que acabamos de diseñar. Este circuito lo introducimos dentro de un elemento *CircuitAmp*, para hacer más sencillo su manejo.

Elegimos como redes de adaptación unos stubs serie/paralelo, y elegimos entre las opciones de terminación en circuito abierto o en circuito cerrado el caso realizable con menor longitud. Con todo esto, el resultado lo mostramos en la figura 4.4.

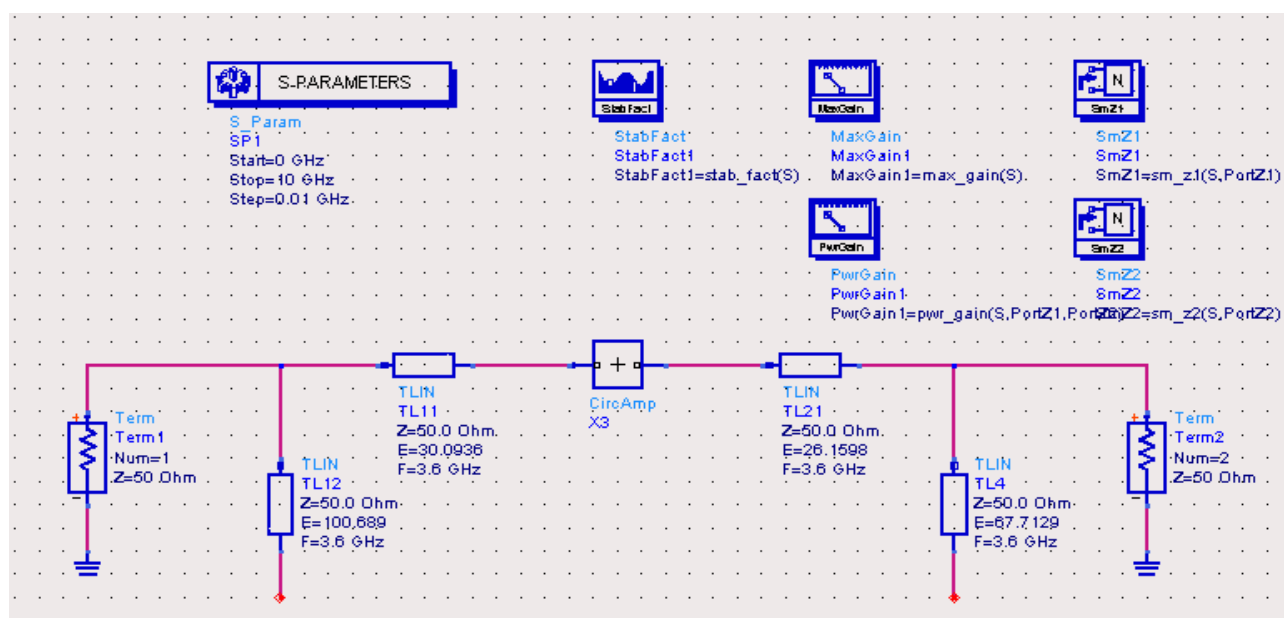


Fig. 4.4. Adaptación del circuito amplificador con líneas de transmisión ideales.

Vemos que hemos elegido finalmente stubs terminados en circuito abierto. Habiendo definido como especificaciones de diseño la frecuencia $f_o = 3.6\text{GHz}$ y la impedancia característica $Z_o = 50\Omega$, el único valor que faltaba por calcular para las líneas de transmisión ideales era la longitud eléctrica θ , que en los datos de la figura viene denominada como E .

Con esto, sólo nos falta simular el circuito de esta figura y comentar los resultados que obtengamos. Le pasaremos la misma simulación que al circuito

anterior sin adaptar, esto es, un análisis de los parámetros S desde continua a 10GHz, con un tamaño de paso de 0.1GHz. Los resultados que obtenemos los mostramos en la figura 4.5.

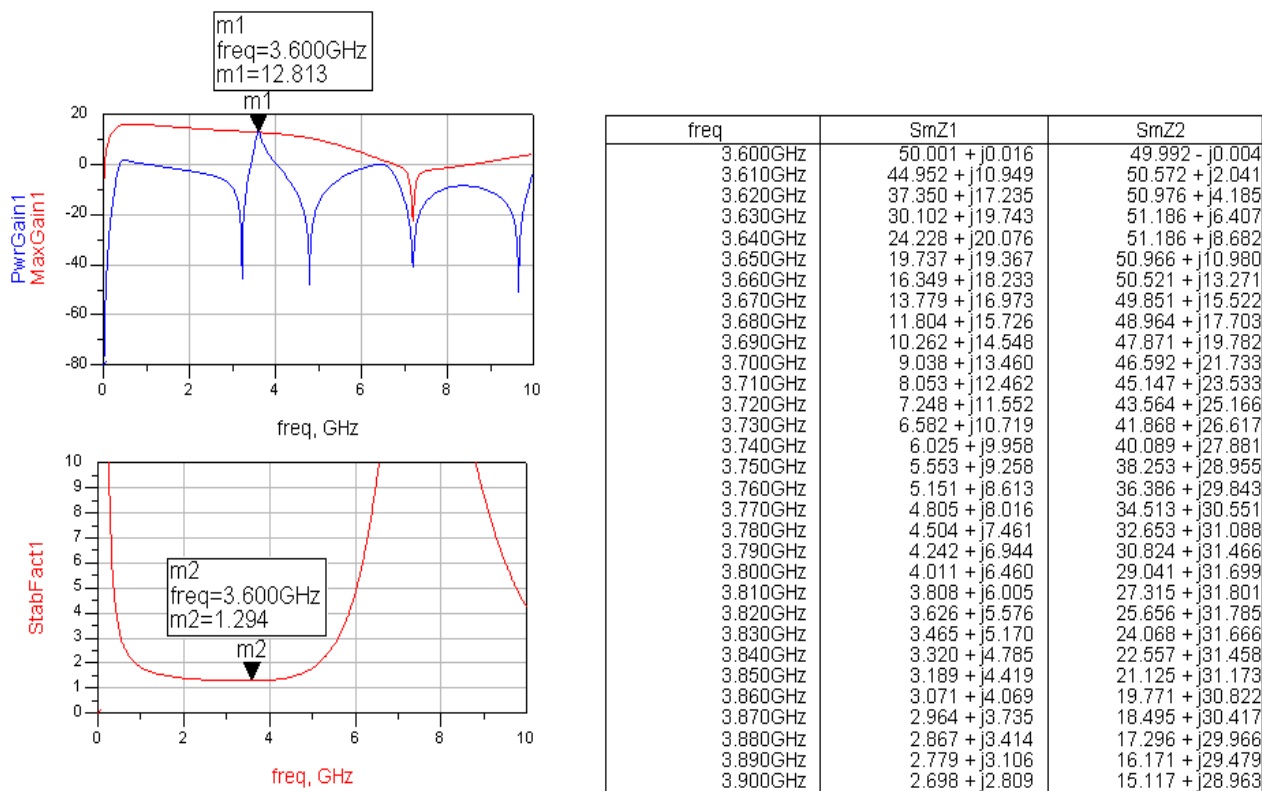


Fig. 4.5. Resultados de simulación de circuito amplificador adaptado con líneas de transmisión ideales.

Como podemos ver, la diferencia con los resultados anteriores es que por un lado hemos conseguido unas impedancias en los puertos de entrada y salida de $\sim 50\Omega$, que era lo que estábamos buscando. Y por otro, y como consecuencia del primero, es que la ganancia en potencia alcanza a la ganancia máxima para nuestra frecuencia de trabajo de 3.6GHz. Es importante observar que la característica de la ganancia de potencia es de banda estrecha, eso no nos debe alarmar, tenemos que tener en cuenta que esto es debido a las líneas de transmisión, que son por naturaleza de banda estrecha. Haremos un intento de mejora del ancho de banda para el circuito

amplificador ya adaptado, pero lo dejaremos para el final del diseño que viene a continuación.

El siguiente paso que podemos dar para en el diseño es ir sustituyendo los elementos ideales por modelos de elementos reales. Comenzaremos sustituyendo las líneas de transmisión ideales por líneas microstrip. Para ello hacemos uso de la herramienta de ADS *LineCalc*, que a partir de unas especificaciones de frecuencia, impedancia característica, longitud eléctrica y características del sustrato, te calcula la longitud y la anchura de, en nuestro caso, la línea microstrip. La elección de nuestro sustrato es uno de Teflón (PTFE), que es con el que trabajamos en el laboratorio y presenta un buen comportamiento en las bandas L, S, C y X. Sus características son: $\epsilon_r = 2.17$, $h = 0.508\text{mm}$, $\delta = 0.0008$, y espesor del cobre de $18\mu\text{m}$.

Sustituimos nuestras líneas de transmisión ideales por líneas microstrip. Nótese que también eliminamos el condensador *C1* del diseño, ya que no afecta a la ganancia y al factor de estabilidad como vimos antes. Nos queda tal como en la figura 4.6.

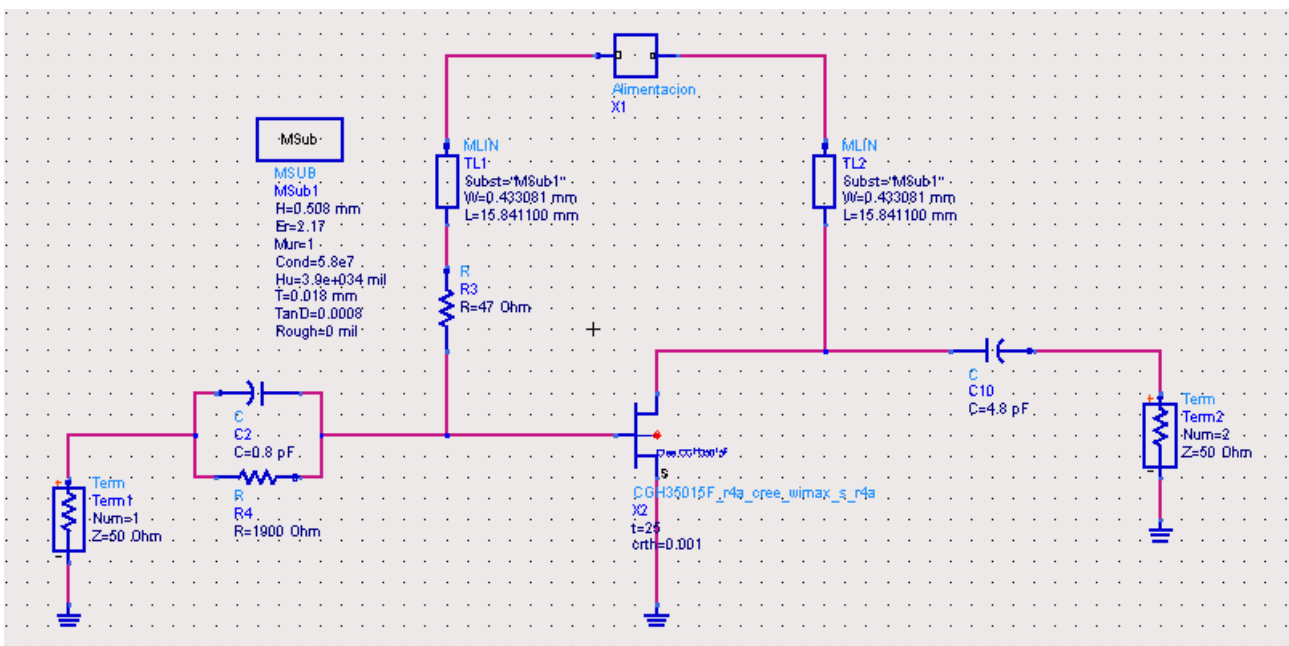


Fig. 4.6. Circuito amplificador con líneas microstrip.

Es interesante notar que para obtener unos resultados de simulación similares (recordemos la situación de compromiso que se daba entre la ganancia y el factor de estabilidad) a los del circuito amplificador con líneas de transmisión ideales, hemos tenido que aumentar aún más la resistencia $R4$, hasta los 1900Ω . En este caso hacemos las mismas consideraciones para la resistencia $R4$ que hicimos en el caso anterior. Volvemos a continuación a mostrar los resultados de simulación del análisis de parámetros S, en la figura 4.7.

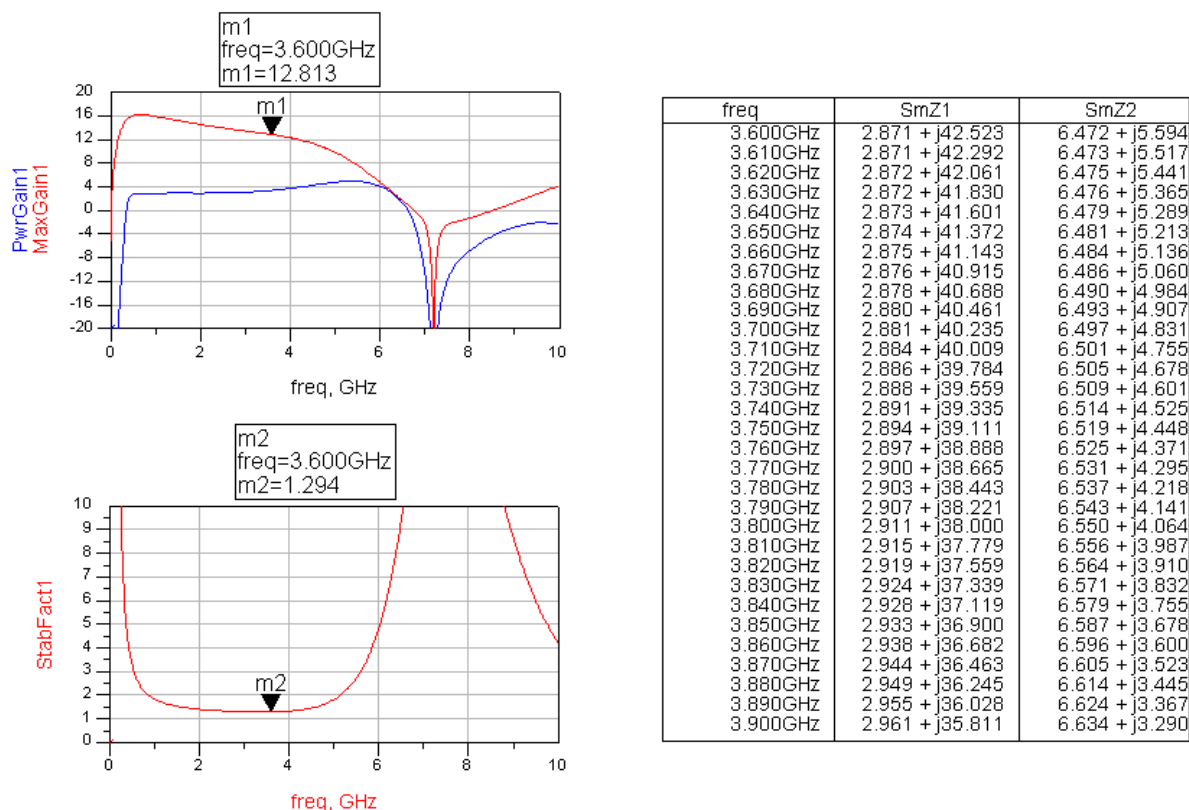


Fig. 4.7. Resultados de simulación de circuito amplificador con líneas microstrip.

Vemos en la figura 4.7, que tras el ajuste mencionado de la resistencia $R4$, obtenemos unos resultados muy parecidos a los que obtuvimos en el caso con líneas de transmisión ideales. La única diferencia reseñable es una gran caída de la ganancia que se produce al doble de la frecuencia de diseño, en 7.2GHz, pero como se encuentra fuera de nuestro rango de frecuencias de trabajo, 3.3GHz–3.9GHz, no

merece darle mayor importancia. Y lo siguiente es diseñar las redes de adaptación de impedancias para nuestro nuevo circuito amplificador. Para ello procedemos de la misma manera que en el caso anterior, haciendo uso de la herramienta *Impedance Matching* con nuestro circuito. De nuevo elegimos como redes de adaptación unos stubs serie/paralelo ideales, que luego pasaremos a líneas microstrip ayudados con la herramienta *LineCalc*. De nuevo elegimos entre las posibilidades de terminación en circuito abierto o en circuito cerrado, el caso realizable con menor longitud y obtenemos las redes de adaptación mostradas en la figura, ya pasadas a líneas microstrip, como presentamos en la figura 4.8.

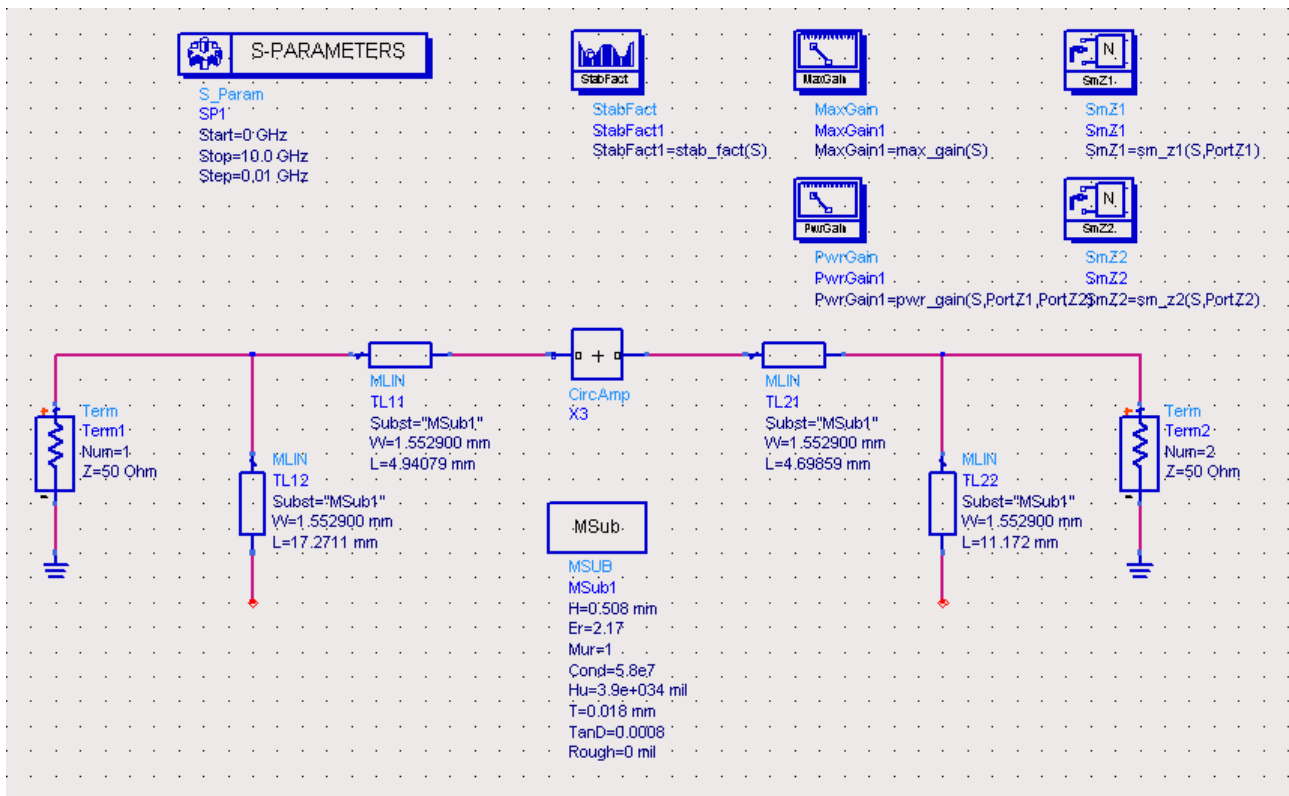


Fig. 4.8. Adaptación del circuito amplificador con líneas microstrip.

De nuevo nos hemos quedado con stubs terminados en circuito abierto. En este caso, las variables de estas líneas son la longitud L y la anchura W . Con el circuito ya terminado con sus redes de adaptación, sólo resta hacer las simulaciones pertinentes.

Recordamos que realizábamos una análisis de parámetros S desde continua a 10GHz, con un tamaño de paso de 0.1GHz. Los resultados de la simulación los enseñamos en la figura 4.9.

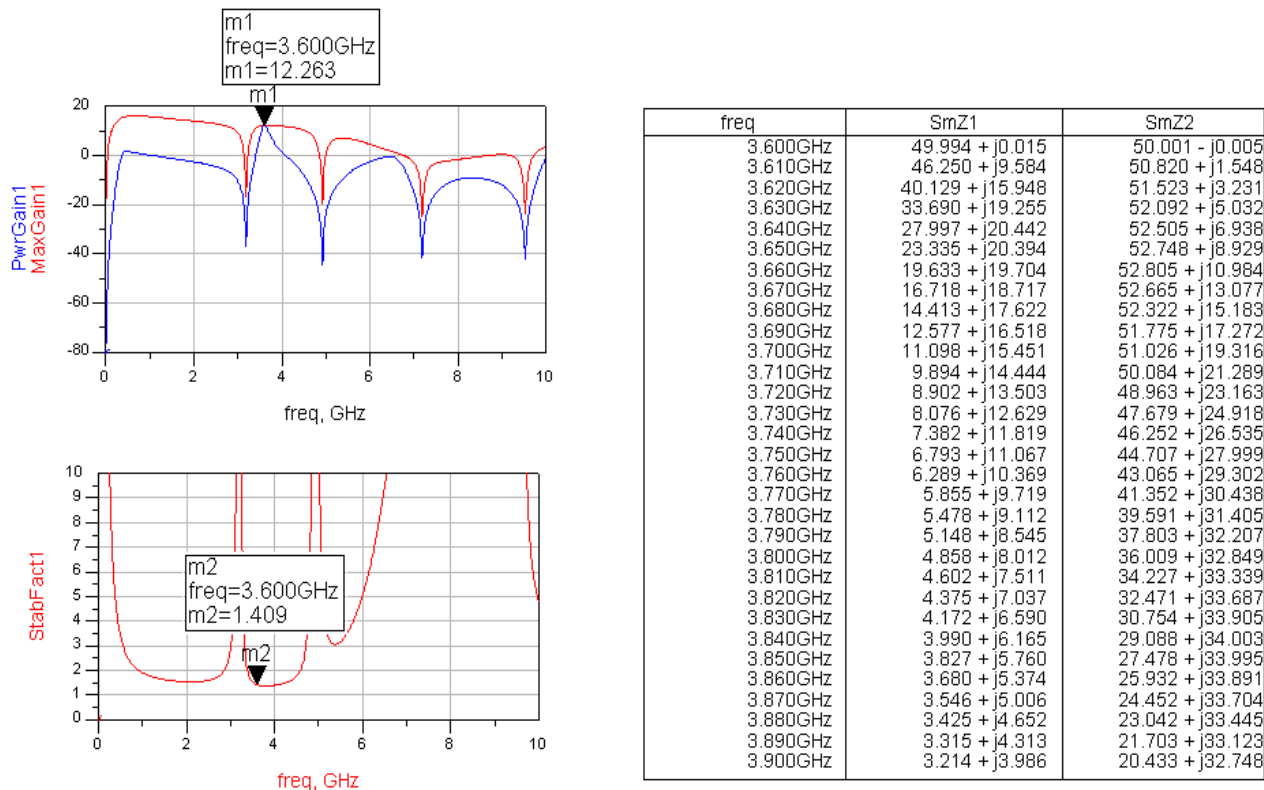


Fig. 4.9. Resultados de simulación de circuito amplificador adaptado con líneas microstrip.

Podemos comprobar que hemos conseguido la adaptación a la frecuencia de diseño de 3.6GHz, logrando que la ganancia en potencia sea igual a la ganancia máxima. En cuanto a las diferencias con el caso ideal, se puede comprobar como en este caso tanto el factor de estabilidad como la ganancia muestran unas transiciones abruptas a unas frecuencias dadas, pero solamente se trata de los mínimos provocados por las líneas microstrip, y en ningún caso afecta a nuestro rango de trabajo de 3.3 a 3.9GHz (nótese además que el circuito sigue siendo incondicionalmente estable para todas las frecuencias). Es importante mencionar también que la ganancia sigue presentando la característica de banda estrecha. Aquí vamos a abrir un inciso para ver

cómo podemos aumentar el ancho de banda de la ganancia. Para ello, en primer lugar tenemos que ver el ancho de banda inicial del que partimos. Tomamos como referencia el ancho de banda de 3dB, que mostramos en la figura 4.10.

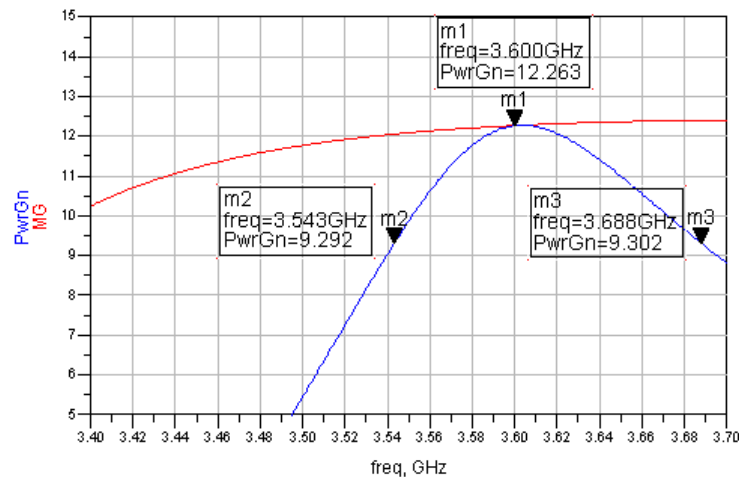


Fig. 4.10. Ancho de banda original del circuito amplificador adaptado con líneas microstrip.

Como podemos apreciar, tenemos un ancho de banda de 3dB de unos 145MHz. Una de las formas de aumentar este ancho de banda lo vimos en teoría en el capítulo anterior es mediante una red de adaptación de dos secciones. Nosotros proponemos el modelo de la siguiente figura, con las redes de adaptación ya calculadas.

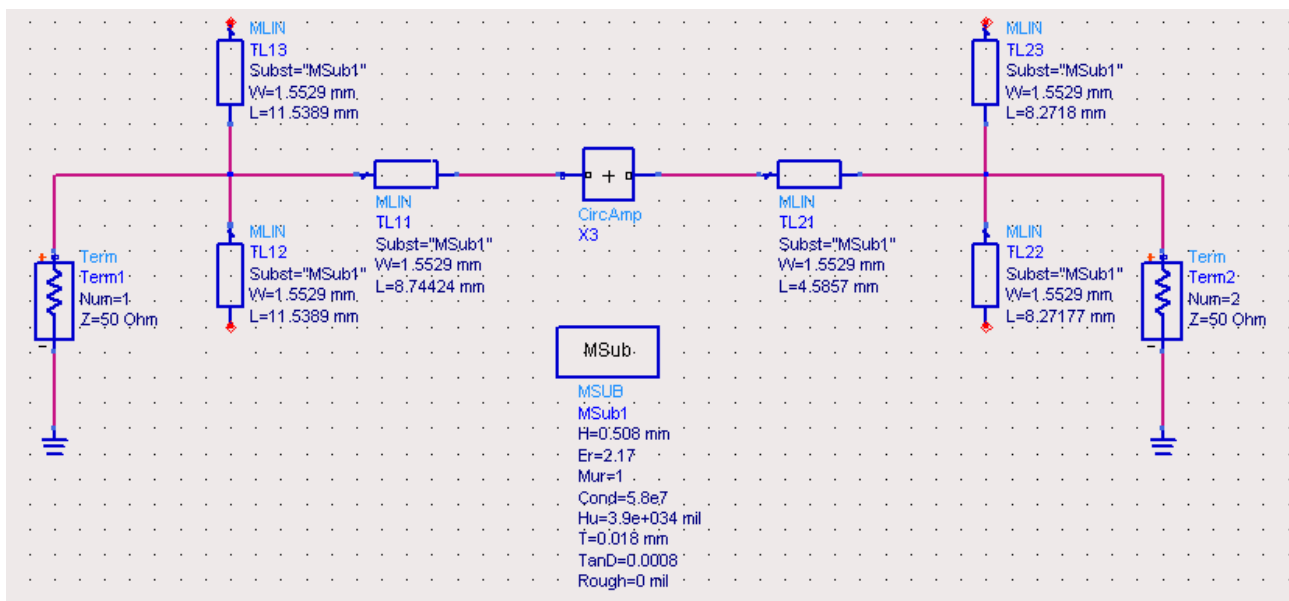


Fig. 4.11. Adaptación de circuito amplificador con líneas microstrip para aumentar ancho de banda.

A este nuevo circuito le pasamos el análisis de parámetros S, y obtenemos los resultados de simulación que indicamos en la figura 4.12.

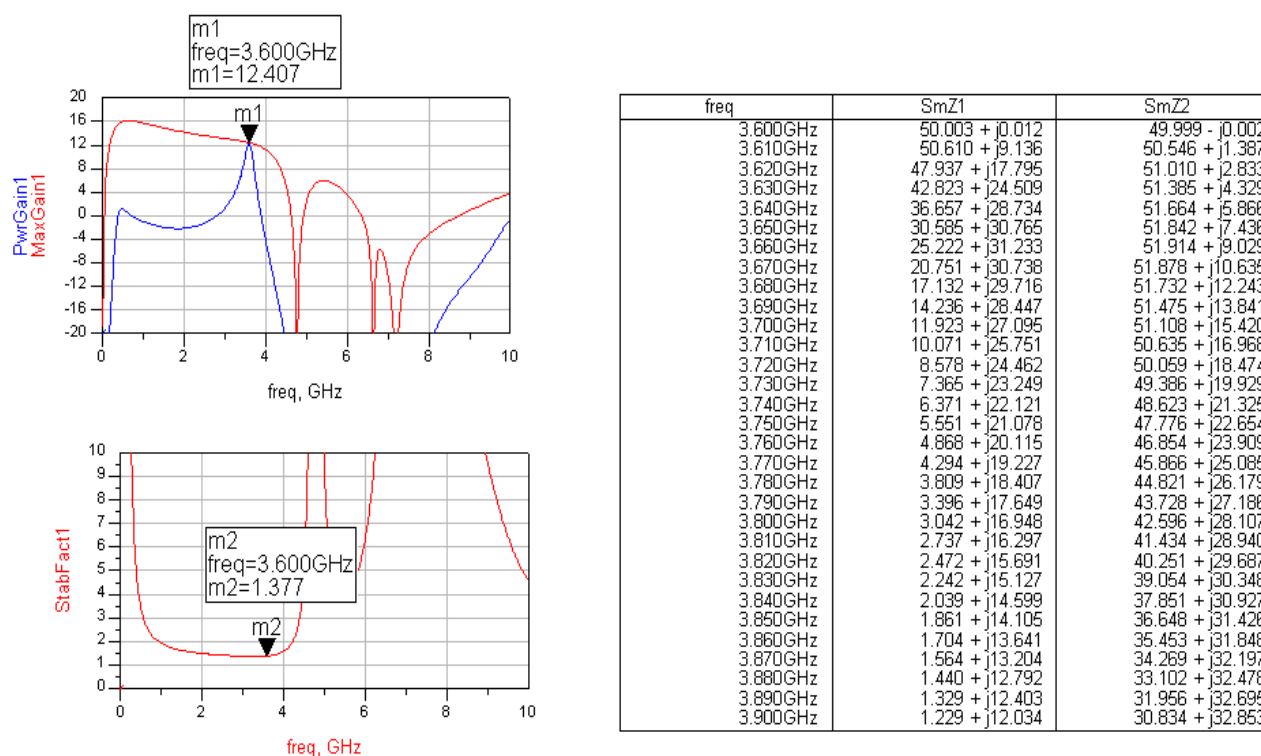


Fig. 4.12. Resultados de simulación de circuito amplificador adaptado para aumentar el ancho de banda.

Vemos que no tiene diferencias reseñables con respecto al circuito original, así que haremos un enfoque de la primera gráfica para comprobar el ancho de banda.

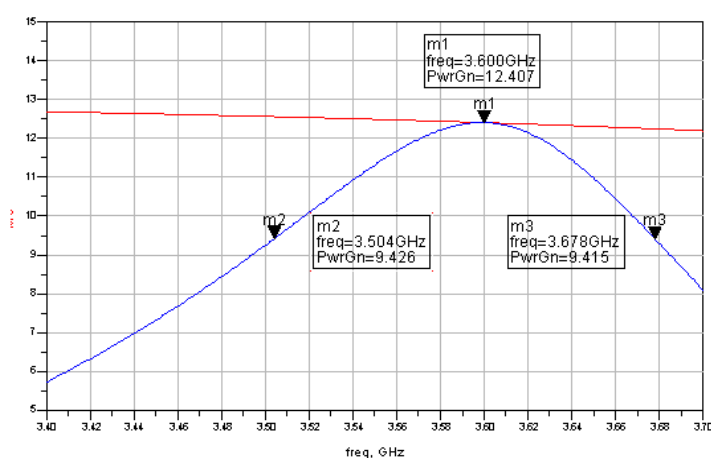


Fig. 4.13. Ancho de banda mejorado del circuito amplificador adaptado con líneas microstrip.

Vemos que en este caso tenemos un ancho de banda de 3dB de unos 175 MHz, comparados con los 145MHz que obteníamos en el caso original. Vemos que es posible aumentar más el ancho de banda de nuestro diseño si fuera un requisito, pero es claramente visible que esto supone una mayor redundancia de elementos que dificultaría nuestro diseño.

Una vez terminado el análisis del aumento del ancho de banda, seguimos con nuestro diseño del amplificador de microondas. El siguiente paso sería sustituir los elementos ideales restantes (resistencias y condensadores) por modelos de elementos reales. También sustituir las longitudes de cables que van de un elemento a otro por líneas de transmisión basadas en microstrip.

Para sustituir los elementos por elementos reales, se disponen de *artworks* para el layout de estos elementos. Por tanto, tenemos que asignar estos layout a los modelos de los elementos con los que estamos trabajando. De este modo, primero para las resistencias hemos empleado los modelos CRCW1206; para los condensadores más pequeños (*C2*, *C10*), de menos de 10pF, hemos empleado los modelos CDR13 de ATC; para los condensadores de más pF hemos empleado los modelos 0805 de AVX; y para los condensadores más grandes (*C8*, *C16*, *C17*), de varios μF , hemos recurrido a las series de condensadores de tántalo TAJ de VAX.

Una vez reemplazados los elementos por sus modelos reales, tenemos que convertir el resto del esquemático en líneas de transmisión. Como sabemos, empleamos líneas microstrip, con una anchura ya calculada, con lo que lo único que se tiene que hacer es darles unas longitudes que sean coherentes con las dimensiones de la placa, procurando siempre dentro de lo posible que las longitudes sean lo más pequeñas posibles. También es importante sustituir las bifurcaciones y convergencias

de las líneas por elementos que modelen estas circunstancias. Con todo esto dicho, el esquemático nos queda como se expone en la figura 4.14.

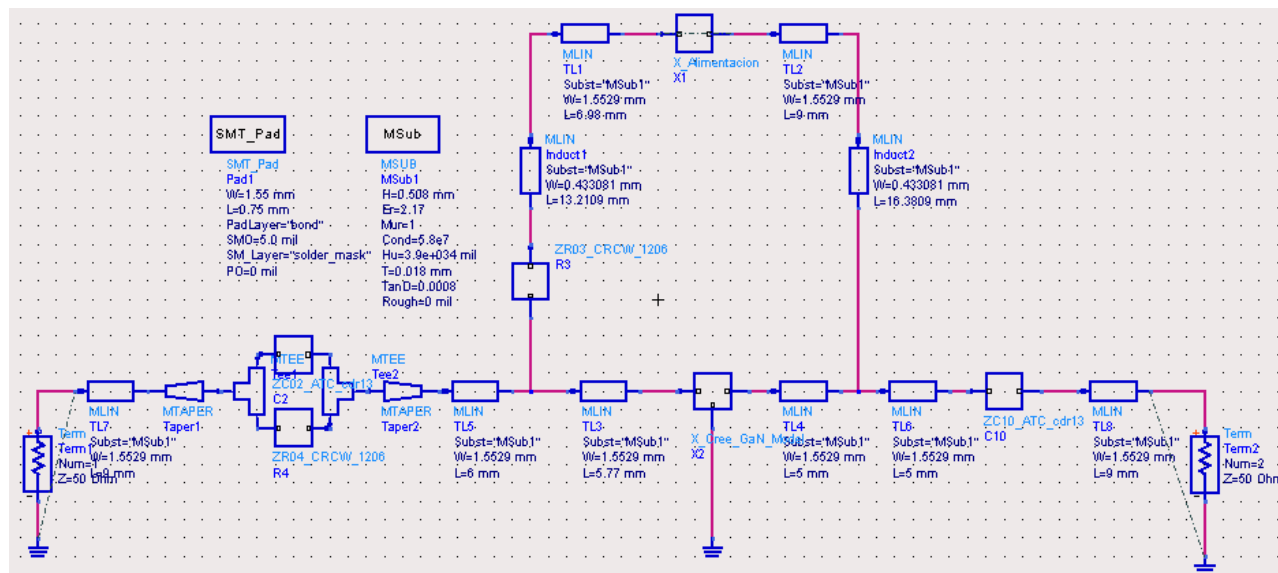


Fig. 4.14. Esquemático del circuito amplificador con modelos de elementos reales.

Una vez conseguido el esquemático elemento a elemento, podemos obtener el layout que quedaría como se exhibe en la figura 4.15.

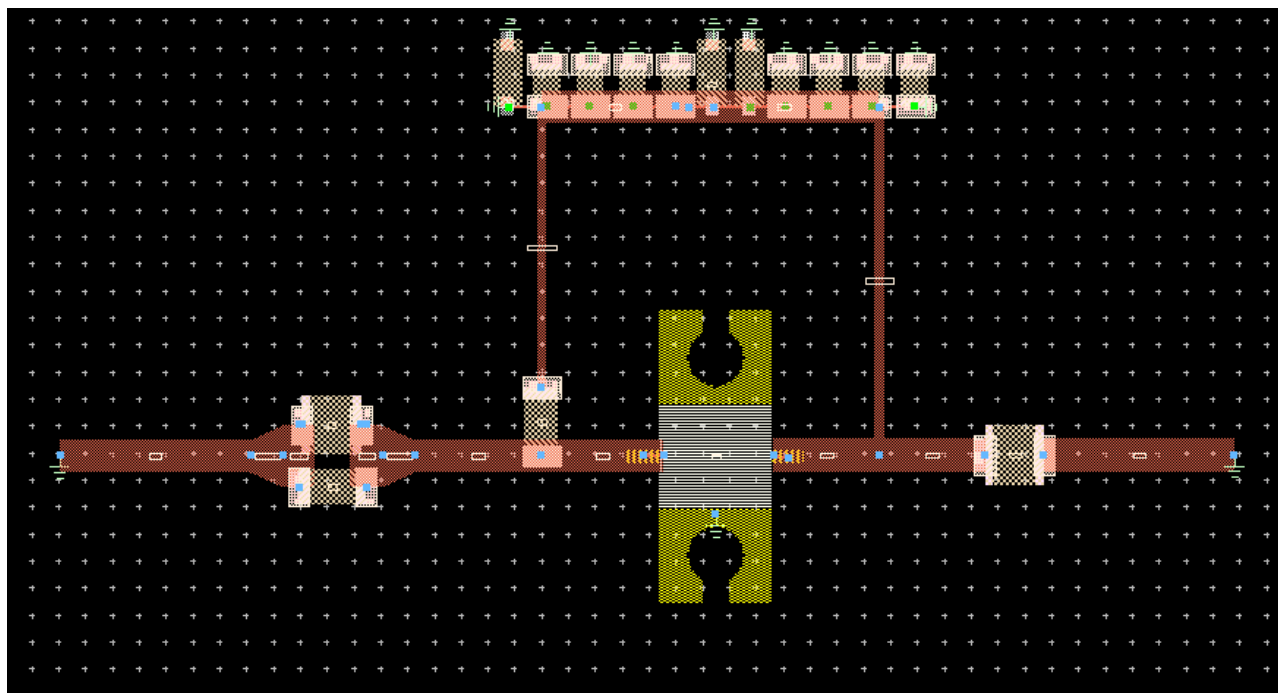


Fig. 4.15. Layout del circuito amplificador con modelos de elementos reales.

La obtención del layout resulta sencilla si se ha asignado correctamente cada elemento a su representación, ya que ADS permite ir actualizando el layout a partir del esquemático paso a paso. En nuestro caso, además, hemos tenido que crear un *artwork* para nuestro transistor, basándonos en su *Data Sheet*.

La obtención del layout sería el último paso en el diseño de nuestro amplificador de microondas, ya que después vendría la implementación física. Pero antes de terminar con esta sección, vemos los resultados de simulación que nos da nuestro diseño final, en la figura 4.16.

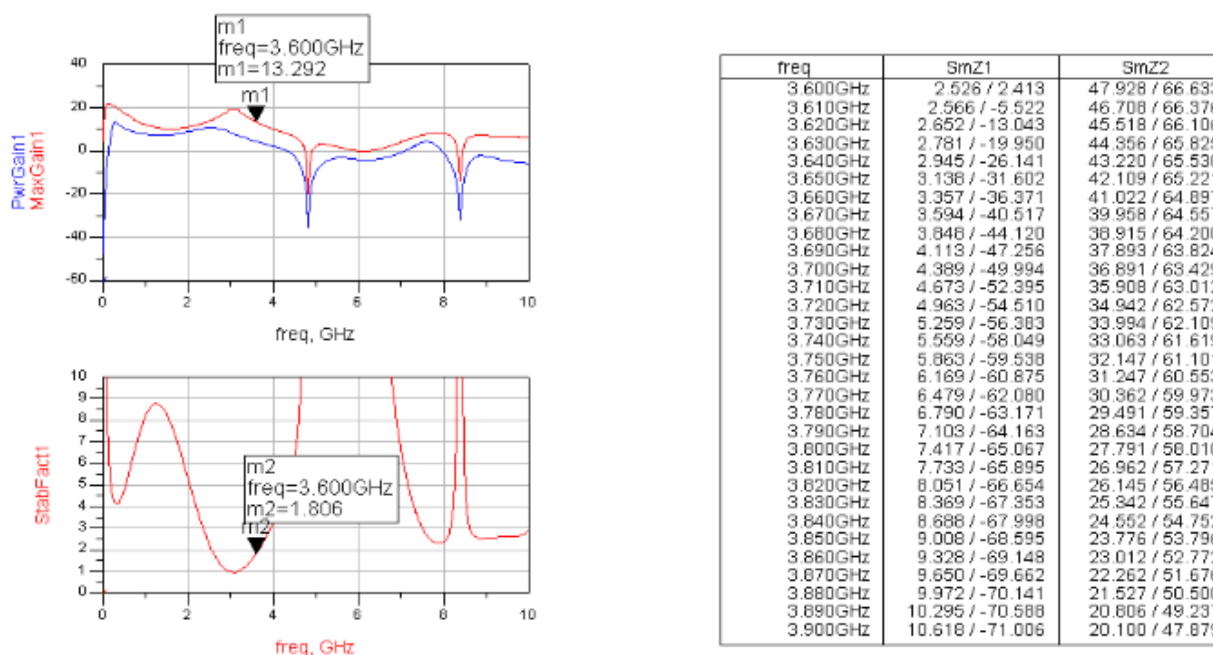


Fig. 4.16. Resultados de simulación de circuito amplificador con modelos de elementos reales.

Es importante mencionar, que estos resultados se han obtenido óptimos para un valor de la resistencia R4 bajado de los 1900Ω hasta los 100Ω, que era el valor inicial del que se recomendaba. Vemos que incluso hemos mejorado la ganancia de 12dB a 13dB, y el factor de estabilidad de 1.2 a 1.8, en nuestro punto de trabajo. Una vez comprobado esto, damos por concluido el diseño del amplificador de microondas.

4.4. Diseño de un amplificador de potencia de microondas

La segunda parte de este capítulo, que representa esta sección, está dedicada al diseño de amplificadores de potencia de microondas, más concretamente a un amplificador Clase A, y a otro amplificador Clase B, basados ambos en el transistor CGH35015F. Para ambos amplificadores, partiremos de un esquema básico, que es el que mostramos en la figura 4.17.

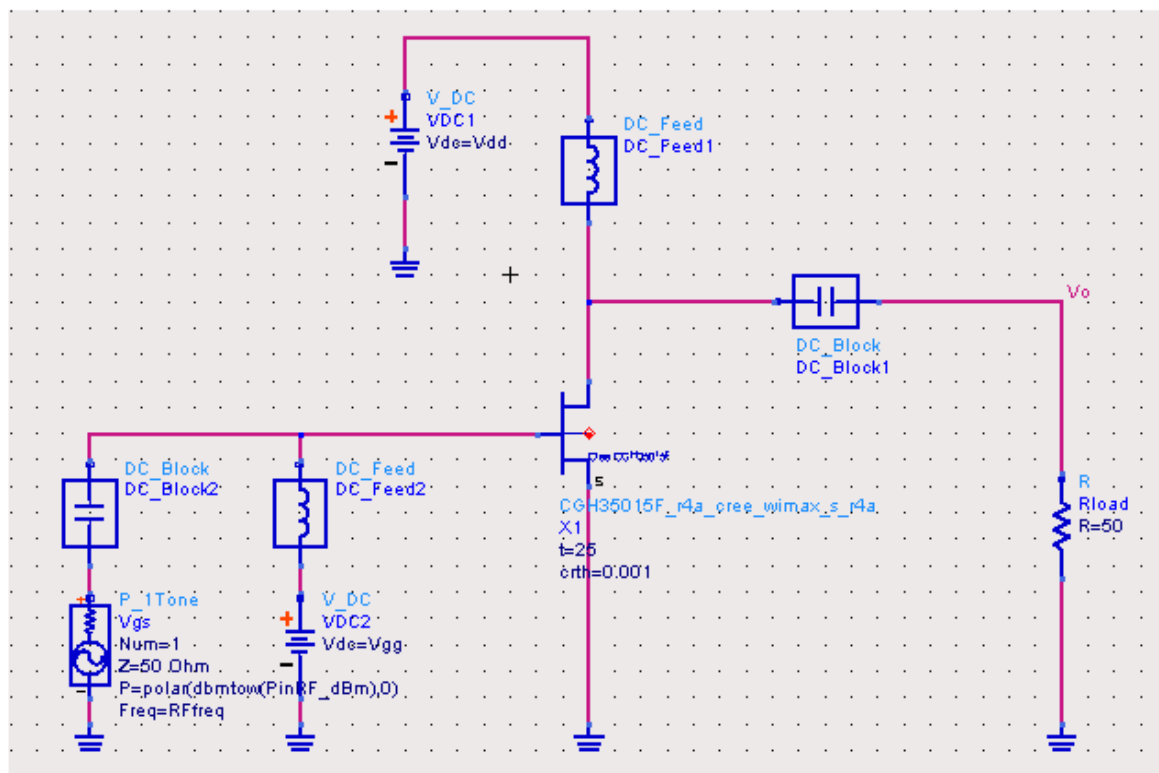


Fig. 4.17. Esquemático inicial del circuito amplificador.

Como vemos en la figura 4.17, el esquema consta nada más del transistor en cuestión, la red de polarización con V_{GG} y V_{DD} , la fuente RF de entrada, elementos ideales de bloqueo de DC y de RF para desacoplar la DC de la RF, y una resistencia de carga. Éste será el esquema inicial, pero se irá haciendo más complejo a medida que vayamos avanzando en el diseño de ambos amplificadores.

4.4.1. Diseño de amplificador Clase A

Empezaremos con el diseño del amplificador Clase A. Lo primero que tenemos que hacer es definir las especificaciones de diseño. La primera será la frecuencia de trabajo, que elegiremos como $f_o = 3.6\text{GHz}$, como venimos acostumbrados, por ser la frecuencia central del rango ideal de trabajo del transistor. Otras especificaciones vendrían dadas por el punto de polarización. Para facilitar su cálculo, representamos las curvas características del transistor con respecto a V_{DS} en la figura 4.18.

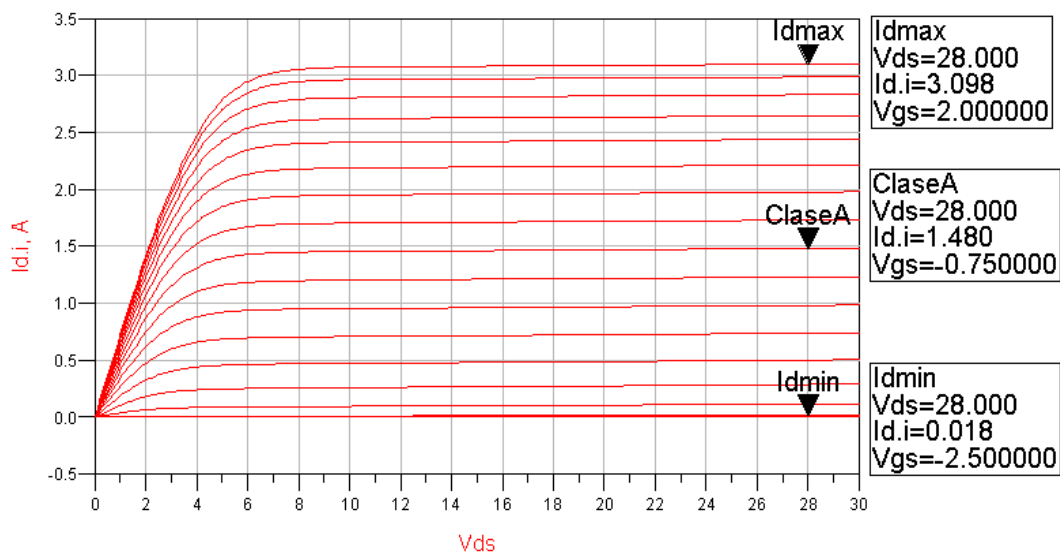


Fig. 4.18. Amplificador Clase A: Curvas características de I_D vs V_{DS} .

Al ser un amplificador de potencia de Clase A, primeramente vamos a querer un punto de polarización con una V_{DD} alta, para conseguir un alto valor de potencia a la salida, es por ello que elegimos un valor de polarización $V_{DD} = 28\text{V}$, que además es el valor polarización que viene recomendado en el *Data Sheet* del transistor. Y por otro lado también vamos a querer un valor de V_{GG} que nos consiga una intensidad I_D tal que esté en el punto intermedio del rango dinámico del transistor, entre los $\sim 0\text{mA}$ de intensidad mínima y los 3.1mA de intensidad máxima. Este valor es más complicado de estimar a partir de esta gráfica, por lo que necesitaremos una gráfica

adicional. Aún así, en la figura 4.18 también hemos representado el punto aproximado de trabajo del transistor para Clase A con el marcador correspondiente.

Para calcular el valor de V_{GG} es mejor irnos a las curvas del transistor con la tensión V_{GS} en el eje de abscisas, que representamos en la figura 4.19.

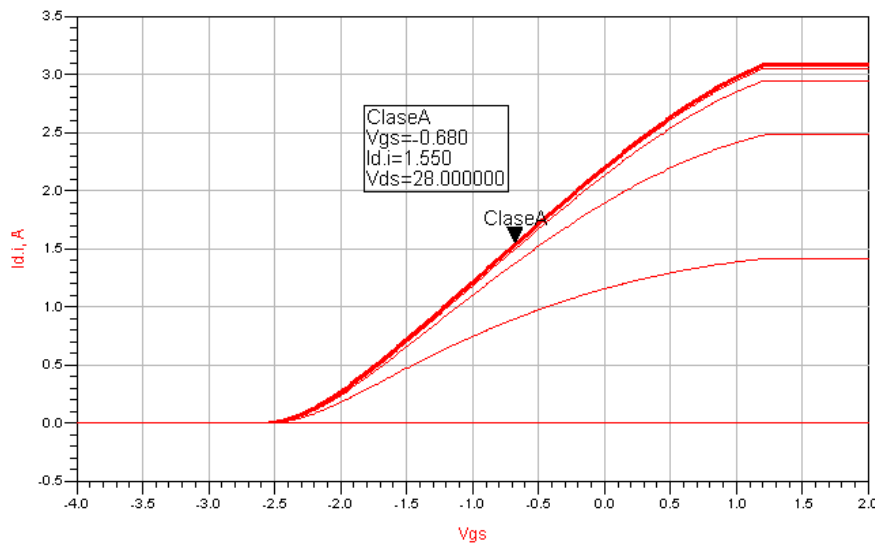


Fig. 4.19. Amplificador Clase A: Curvas características de I_D vs V_{GS} .

Vemos en la figura 4.19 que el valor de polarización V_{GG} que consigue una I_D intermedia de valor 1.55mA, es $V_{GG} = -0.68V$. En ese punto, la intensidad I_D tendrá el máximo rango para sus oscilaciones.

El siguiente paso sería calcular la potencia RF de entrada que hace que la intensidad logre la amplitud necesaria para lograr cubrir el máximo rango dinámico. Pero antes de comenzar con la excitación RF tenemos que adaptar la entrada del circuito, para que toda la potencia RF llegue a nuestro transistor. Para ello optaremos por la misma solución que para los amplificadores de pequeña señal de la sección anterior de este capítulo, por líneas de transmisión. Recordamos que calculábamos las redes de adaptación con la herramienta de ADS *Impedance Matching*. En este caso no pasaremos de las líneas de transmisión ideales, ya que nuestro objetivo no va a ser

esta vez llegar hasta un layout. Con la red de adaptación ya calculada, el esquema del circuito va quedando como mostramos en la figura 4.20.

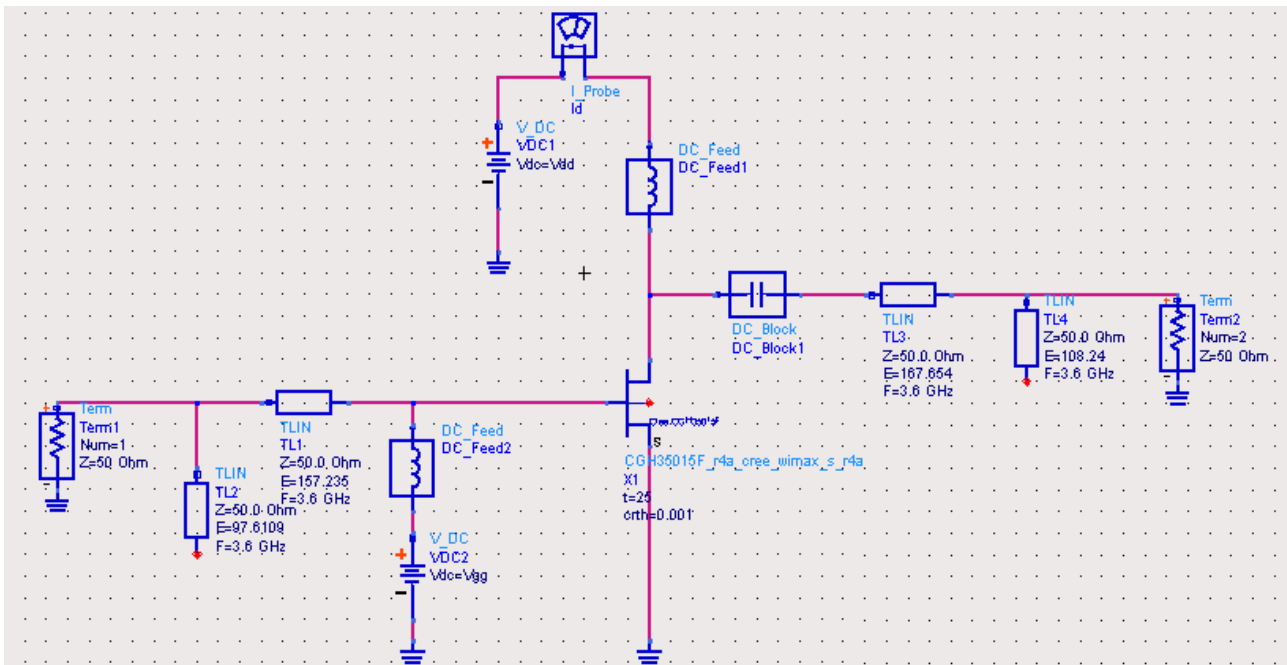


Fig. 4.20. Amplificador A: Esquemático con red de adaptación de entrada calculada.

Con este esquemático es también en el que calcularemos la potencia de entrada RF. Para ello haremos un análisis de balance armónico con orden 10 a 3.6GHz, obteniendo los resultados de simulación que reproducimos en la figura 4.21.

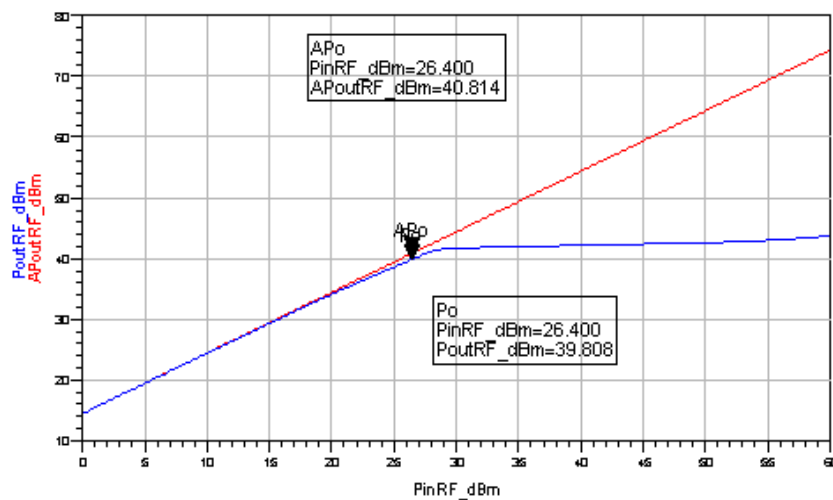


Fig. 4.21. Amplificador Clase A: Potencia RF de salida vs Potencia RF de entrada.

Vemos en la figura que el punto de compresión de 1dB se encuentra para una potencia de entrada de 26.4dBm (436mW). Esta es la potencia de entrada que elegiremos para nuestro amplificador Clase A, para lograr la máxima potencia sin comprometer la linealidad, que recordemos que el propósito del Clase A.

Con todos estos datos, ya podemos calcular una estimación inicial de la resistencia óptima de carga para nuestro diseño. Recordemos la fórmula (3.52) que vimos para calcular esta resistencia óptima. Tenemos como V_{DC} el valor que calculamos de V_{DD} de la figura 4.18, el valor de V_k también lo podemos sacar de la figura 4.18, y por último, el valor de I_{DC} como el valor de la intensidad I_D promedio de la figura 4.19. Con esto tenemos:

$$R_{opt} = \frac{V_{dc} - V_k}{I_{dc}} = \frac{28 - 6}{1.55} = 14.19 \Omega$$

Para ver más nítidamente los efectos de la variación del valor de la resistencia de carga, hacemos una simulación con un barrido de su valor, que mostramos en la figura 4.22.

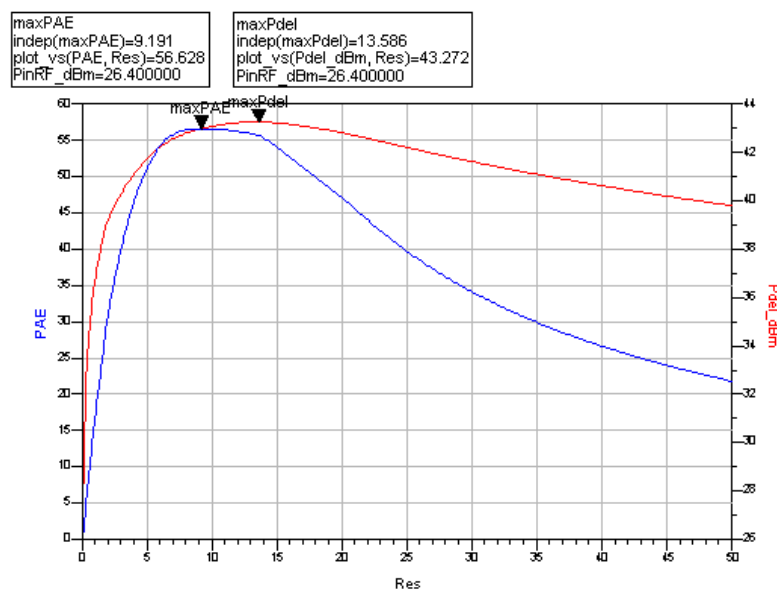


Fig. 4.22. Amplificador Clase A: Simulación para seleccionar R_{opt} .

Como podemos apreciar en la figura 4.22, hemos representado la potencia entregada a la carga y la figura de la PAE frente a una variación de la resistencia óptima de 0 a 50Ω . En esta variación vemos que la resistencia óptima para la potencia entregada es de 13.586Ω (muy cercano al valor que hemos calculado de 14.19Ω) consiguiendo un valor de potencia entregada de unos 43dBm (20W). Mientras que la resistencia óptima para la PAE es de 9.191Ω , consiguiendo un valor de PAE del 56%.

Para hacer un análisis más en profundidad de la elección de la resistencia de carga óptima, se debe realizar unos análisis *load pull*, para los que ADS proporciona unas guías de diseño muy completas en términos de simulación, teniendo en cuenta que las tenemos que adaptar a nuestro diseño concreto y que todas las características que nos ofrece no nos serán de utilidad para el objetivo que tenemos prefijado. Con todo esto dicho, el esquemático de simulación que utilizaremos para hacer el análisis *load pull* de nuestro circuito amplificador lo presentamos en la figura 4.23.

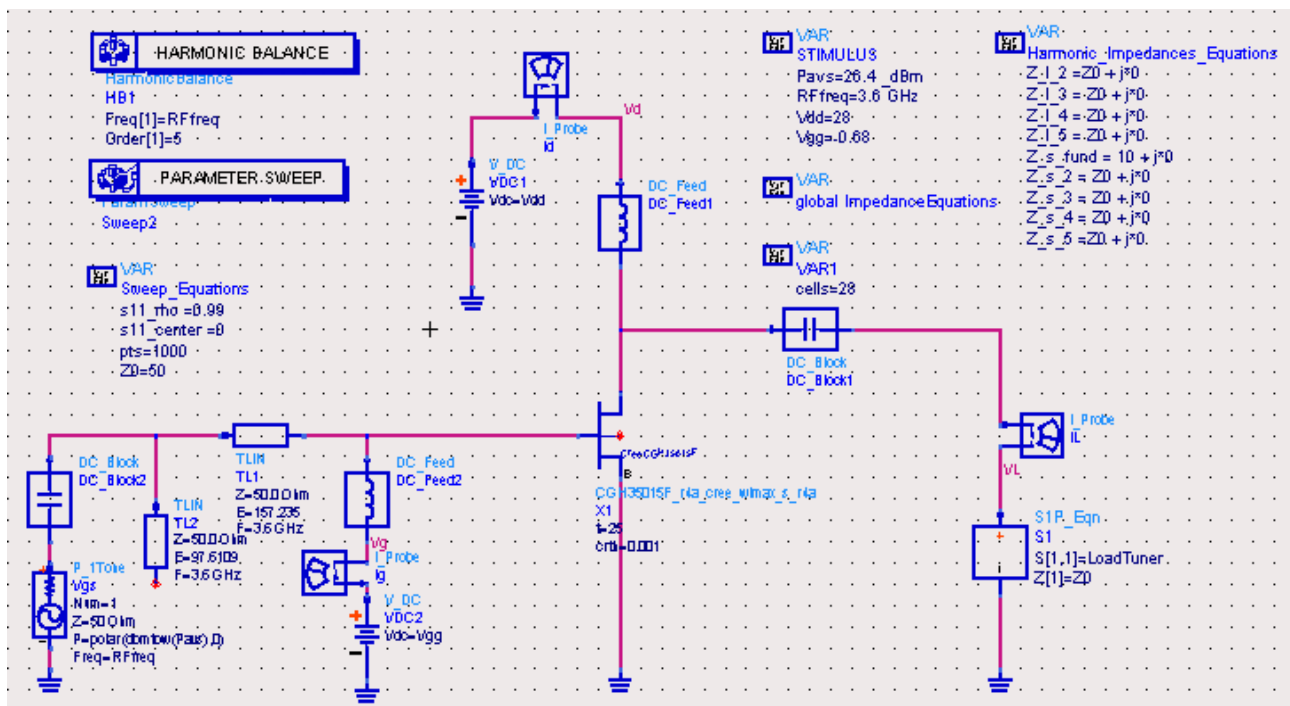


Fig. 4.23. Amplificador Clase A: Esquemático del análisis *load pull*.

Realizamos pues el análisis, que es un análisis de balance armónico de hasta orden 5, y recorriendo todas las impedancias complejas de la carta de Smith. El resumen de los resultados lo exponemos en la figura 4.24.

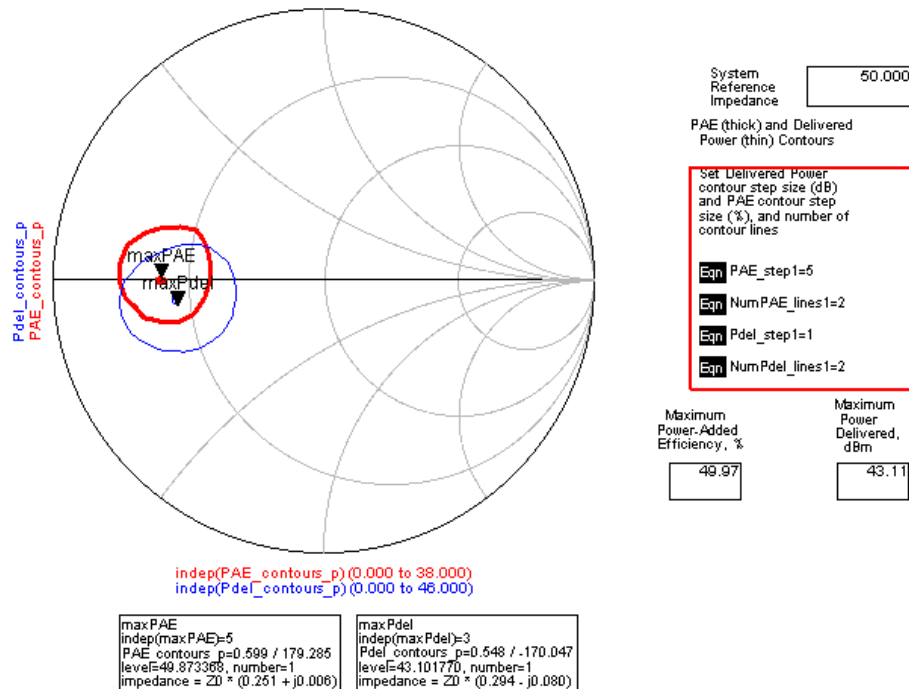


Fig. 4.24. Amplificador Clase A: Resultados del análisis *load pull*.

Hemos manipulado las variables de simulación de manera que nos muestren dos curvas de nivel de potencia entregada con 1dBm de separación, y dos curvas de nivel de PAE con un 5% de separación, siendo la primera de cada caso prácticamente un punto con el valor óptimo. Con este análisis más en profundidad vemos que la impedancia óptima para la potencia entregada es de $14.7 - j \cdot 4.0 \, \Omega$ (muy cerca de los $13.5 \, \Omega$ calculados antes) consiguiendo 43dBm (igual que antes). En cambio, la impedancia óptima para la PAE es de $11.3 + j \cdot 7.5 \, \Omega$ (más lejos de los $9.2 \, \Omega$ calculados antes) consiguiendo un 50% (frente al 56% de antes). Este análisis nos da una mejor y más precisa perspectiva del valor óptimo de la impedancia que debemos colocar en la carga de nuestro amplificador de potencia.

Como siguiente paso de diseño, debemos elegir una impedancia de carga definitiva de acuerdo al requisito que nos impongamos. Por ello, elegimos la impedancia óptima en función de la potencia entregada, ya que al ser un amplificador Clase A, consideramos la PAE un factor menos importante. Haciendo este cambio definitivo, todavía nos faltaría adaptar la salida al valor de la impedancia carga, y también implementar un filtro armónico que elimine los armónicos resultantes del trabajo del transistor (aunque esto último debería ser insignificante si está diseñado para ser un amplificador Clase A). Ambas acciones las podemos realizar en un solo paso, si colocamos una red de adaptación de líneas de transmisión a la salida, ya que por un lado adaptamos las impedancias, y por otro, gracias a la naturaleza de banda estrecha de las líneas de transmisión, sólo dejamos pasar la frecuencia de trabajo. El esquemático resultante con las líneas ya calculadas lo exponemos en la figura 4.25.

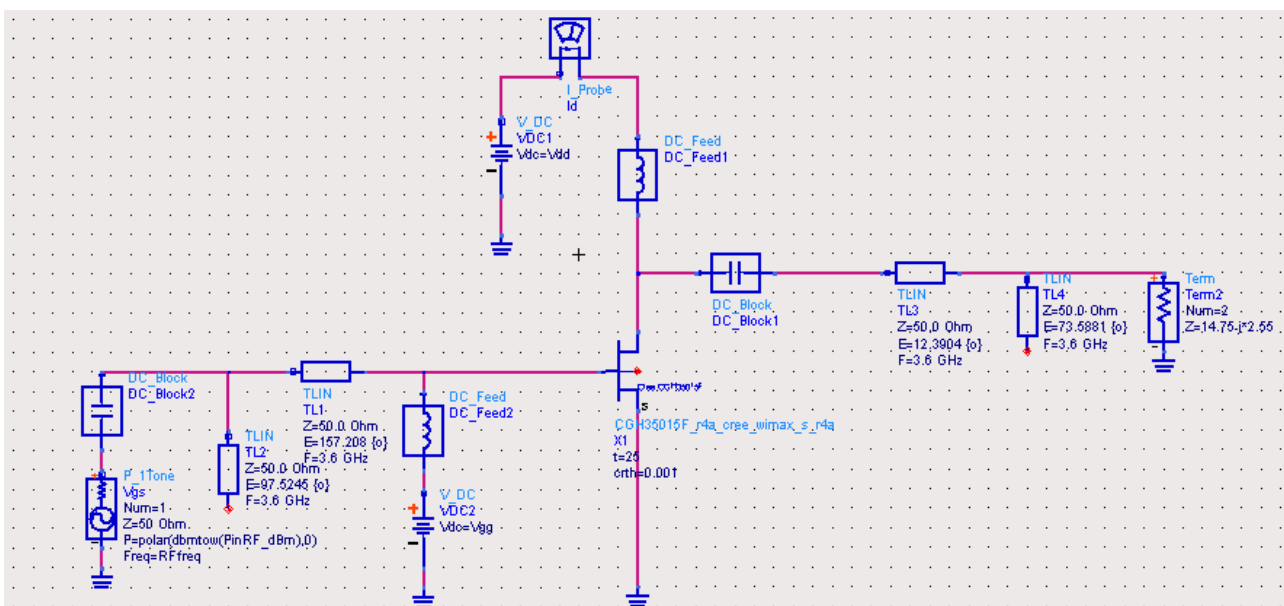


Fig. 4.25. Amplificador Clase A: Esquemático con red de adaptación de salida calculada.

Este será el aspecto final que lucirá nuestro diseño de un amplificador de potencia Clase A. Con el diseño terminado, resultaría por último interesante comparar el comportamiento de nuestro amplificador Clase A frente a un amplificador con la

salida con adaptación conjugada, para mostrar así las virtudes del diseño que acabamos de realizar. Los resultados los enseñamos en la figura 4.26.

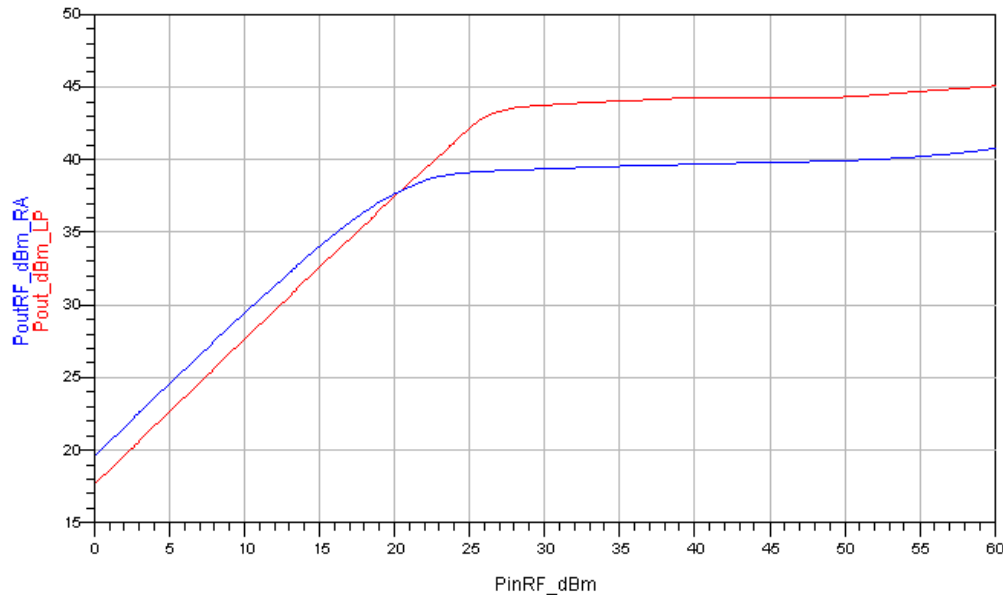


Fig. 4.26. Amplificador Clase A (rojo) vs Amplificador con adaptación conjugada (azul).

Vemos en la figura 4.26 cómo para las potencias de entrada más bajas, el amplificador clásico es algo superior al amplificador de potencia Clase A. Sin embargo, a medida que avanzamos en potencia podemos ver que el amplificador de potencia presenta la saturación algo más adelante, consiguiendo para las potencias de entrada más altas, unas potencias de salida claramente superiores al amplificador con salida adaptada en el sentido clásico.

Una vez comentados los resultados de nuestro diseño del amplificador Clase A, comenzaremos con el diseño de un amplificador Clase B, que primará la eficiencia frente a la linealidad.

4.4.2. Diseño de amplificador Clase B

El diseño del amplificador Clase B será parecido al diseño del Clase A, aunque presentará algunas particularidades que destacaremos. De nuevo comenzamos definiendo las especificaciones, con la misma frecuencia de trabajo $f_o = 3.6\text{GHz}$. Las demás especificaciones venían dadas por el punto de polarización, que en este caso cambiará. Para calcular el valor de V_{DD} teníamos que recurrir a las curvas de I_D frente a V_{DD} , que representamos en la figura 4.27.

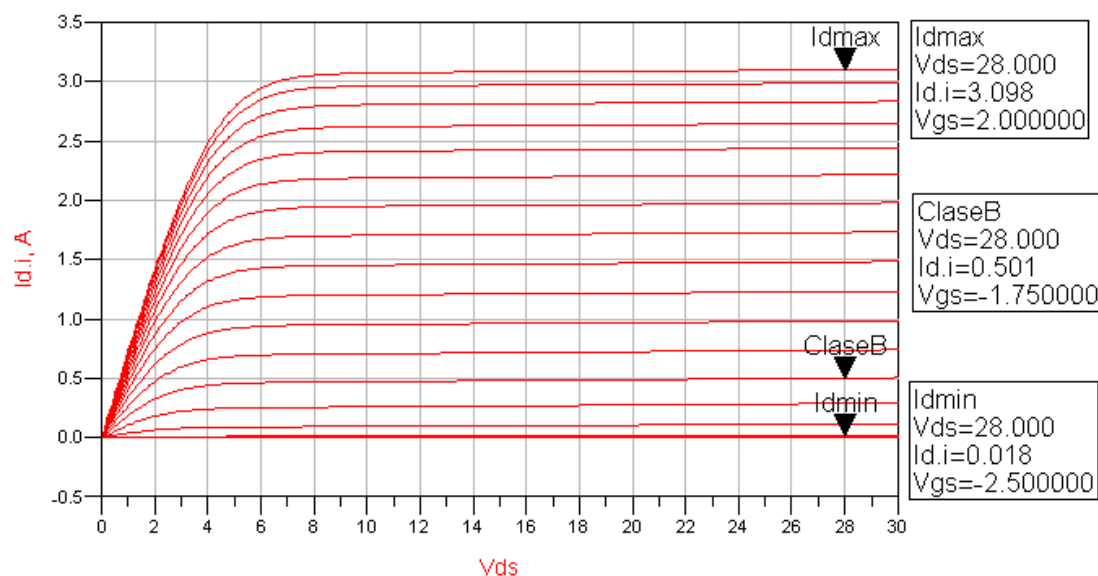


Fig. 4.27. Amplificador Clase B: Curvas características de I_D vs V_{DS} .

De nuevo tenemos que escoger un valor alto de V_{DD} por estar trabajando con un amplificador de potencia, en este caso, el mismo valor $V_{DD} = 28\text{V}$ recomendado por el *Data Sheet*. Lo que cambia fundamentalmente es el valor de V_{GG} que tenemos que escoger, en este caso se debe buscar un valor bajo, ya que estamos buscando un consumo bajo que va relacionado con una I_D baja. Pero seguimos sin poder apreciar bien en esta gráfica el valor de V_{GG} necesario, con lo que sólo podemos aproximar el punto de polarización como indica el marcador Clase B de la figura 4.27.

Recordamos que para obtener con precisión el valor de V_{GG} debemos recurrir a las curvas de I_D frente a V_{GS} , que representamos en la figura 4.28.

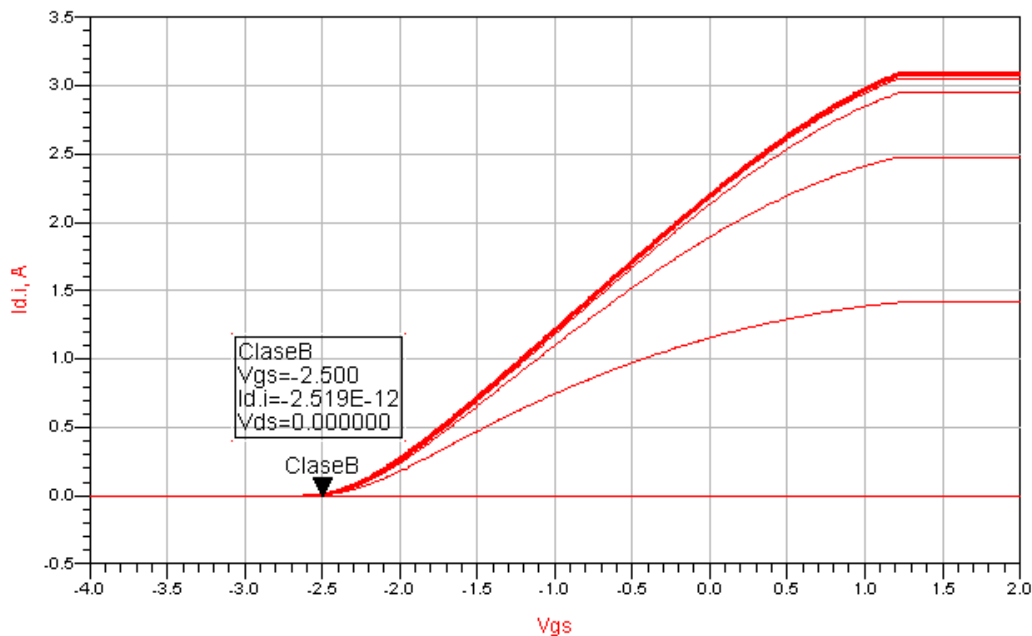


Fig. 4.28. Amplificador Clase B: Curvas características de I_D vs V_{GS} .

La tensión de polarización de puerta que tenemos que escoger es $V_{GG} = -2.5V$, teniendo en cuenta que se encuentra justo en el umbral de corte, de manera que la excitación de puerta estará haciendo conducir al transistor la mitad del ciclo, que era justamente la particularidad en los amplificadores Clase B. Así conseguimos que la intensidad I_D sea nula durante la mitad del ciclo, reduciendo drásticamente el consumo.

El siguiente paso era calcular la red de adaptación de entrada del amplificador, para que los cálculos posteriores de la potencia RF de entrada no se vieran desvirtuados por pérdidas de potencia por reflexión. Como tenemos el mismo amplificador y la misma fuente que en el diseño del amplificador Clase A, y trabajamos a la misma frecuencia, la adaptación necesaria será la misma también, con lo que sólo nos tenemos que referir a la red de adaptación mostrada en la figura 4.20.

Una vez calculada la red de adaptación, ya podemos hacer los cálculos referentes a la potencia RF. Para ello, hacíamos un análisis de balance armónico con orden 10 y a 3.6GHz, con los resultados que reproducimos en la figura 4.29.

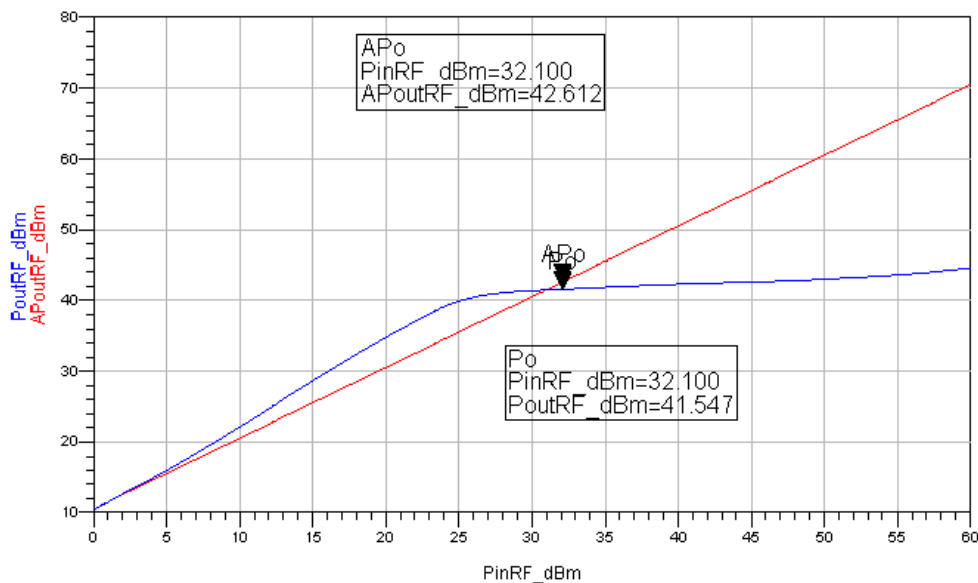


Fig. 4.29. Amplificador Clase B: Potencia RF de salida vs Potencia RF de entrada.

La potencia RF de entrada que necesitamos es tal que la intensidad I_D resultante oscile hasta el máximo de su rango dinámico en el semiciclo que no es nula. Como referencia para este valor volvemos a coger el punto de compresión de 1dB, para poder comparar en igualdad de circunstancias con el diseño del Clase A, aunque en este caso no primaremos la linealidad. Vemos en la figura 4.29 que esto se alcanza para una potencia de entrada de 32.1dBm (1.584W), una potencia mucho más alta que en el caso del Clase A.

No debemos dejar de mencionar la curiosa característica de la figura 4.29, donde la potencia de salida alcanza valores mayores que su asíntota antes de alcanzar los valores de saturación. Éste es un fenómeno característico en los amplificadores Clase B, donde la ganancia no es totalmente plana.

El siguiente paso en nuestro diseño era hacer una estimación inicial de la resistencia de carga óptima para la potencia de salida. Recordamos que para ello utilizábamos la fórmula (3.52). Pero en este caso, la intensidad DC no es tan obvia como en el caso anterior, aunque se suele tomar como la mitad de la intensidad máxima.

En cualquier caso, pasaremos al barrido del valor de la resistencia de carga, para hacernos una idea más fiel de los efectos en la variación de su valor. Los resultados los mostramos en la figura 4.30.

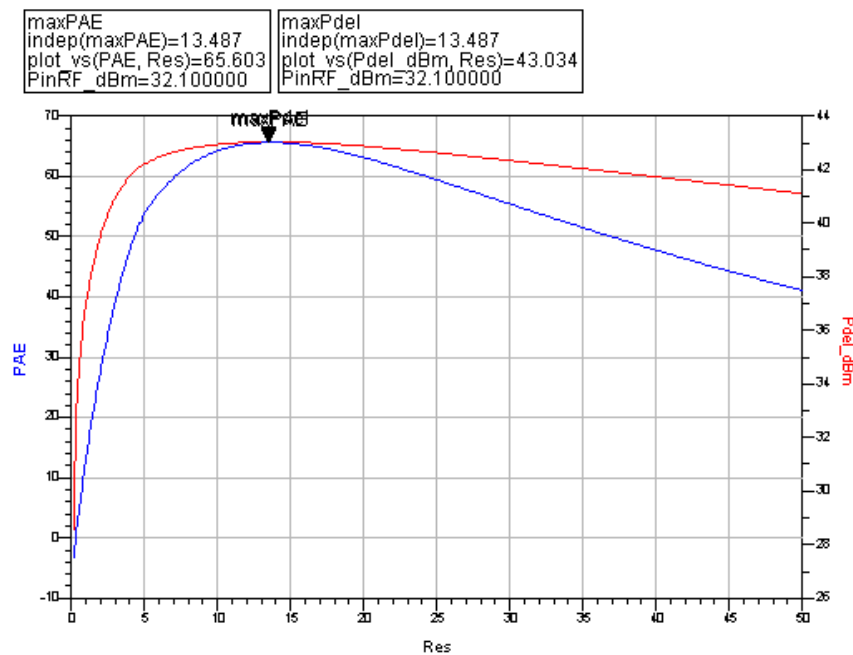


Fig. 4.30. Amplificador Clase B: Simulación para seleccionar R_{opt} .

Como podemos apreciar en la figura 4.30, hemos representado la potencia entregada a la carga y la figura de la PAE frente a una variación de la resistencia óptima de 0 a 50Ω para nuestro diseño Clase B. Aquí vemos que el rango óptimo tanto para la potencia entregada y para la PAE coinciden curiosamente en 13.487Ω, consiguiendo un valor de potencia entregada de 43dBm (igual que en Clase A) y una PAE del 65% (obviamente mejor que en el amplificador Clase A).

Para hacer una análisis más en profundidad de la resistencia de carga óptima, realizábamos un análisis *load pull*. Recordamos que ADS proporcionaba unas guías de diseño que nos ayudaban con esta labor, las que sólo teníamos que adaptar a nuestro diseño concreto con sus peculiaridades. El esquemático sería idéntico al que utilizamos en la figura 4.23. Se realizaba un análisis de balance armónico de orden 5, recorriendo todas las impedancias complejas de la carta de Smith. Los resultados los representamos en la figura 4.31.

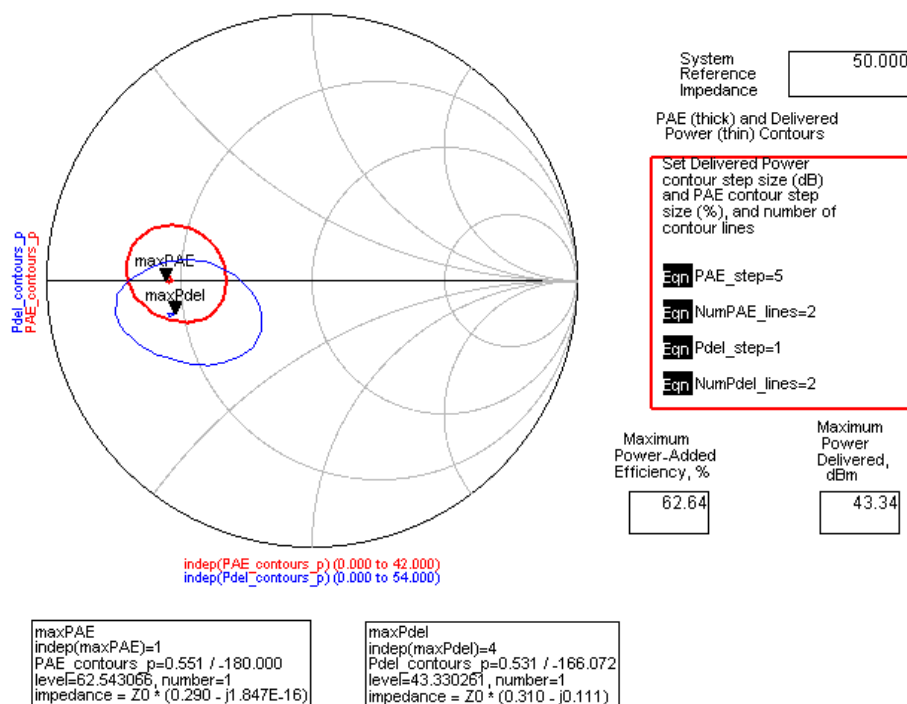


Fig. 4.31. Amplificador Clase B: Resultados del análisis *load pull*.

Con este análisis más en profundidad, vemos en la figura 4.31, que en nuestro diseño Clase B, la impedancia óptima para la potencia entregada es de $15.5 - j \cdot 5.5 \, \Omega$, consiguiendo 43dBm (igual que antes). Y la impedancia óptima para la PAE es de $14.5 + j \cdot 0 \, \Omega$ consiguiendo un 62% (frente al 65% de antes). Este análisis nos da una mejor y más precisa perspectiva del valor óptimo de la impedancia que debemos colocar en la carga de nuestro amplificador de potencia.

Ahora tenemos que adoptar un criterio para elegir una resistencia como nuestra resistencia de carga. Elegimos como nuestra resistencia de carga la de PAE máxima (ya que estamos en un diseño de Clase B), estando este punto además dentro de la curva de nivel de potencia disponible, es decir, que perdemos menos de un decibelio de potencia a la salida.

Una vez elegida la resistencia de carga, podemos llevar a cabo la adaptación de la salida. Recurríamos a una red de adaptación con líneas de transmisión, que además nos servía como un estricto filtro armónico, lo que en nuestro diseño Clase B es sumamente importante por el gran valor que toma el segundo armónico. Calculamos la red de adaptación mediante la herramienta de ADS *Impedance Matching*, y conseguimos la red de adaptación que mostramos a continuación en la figura 4.32.

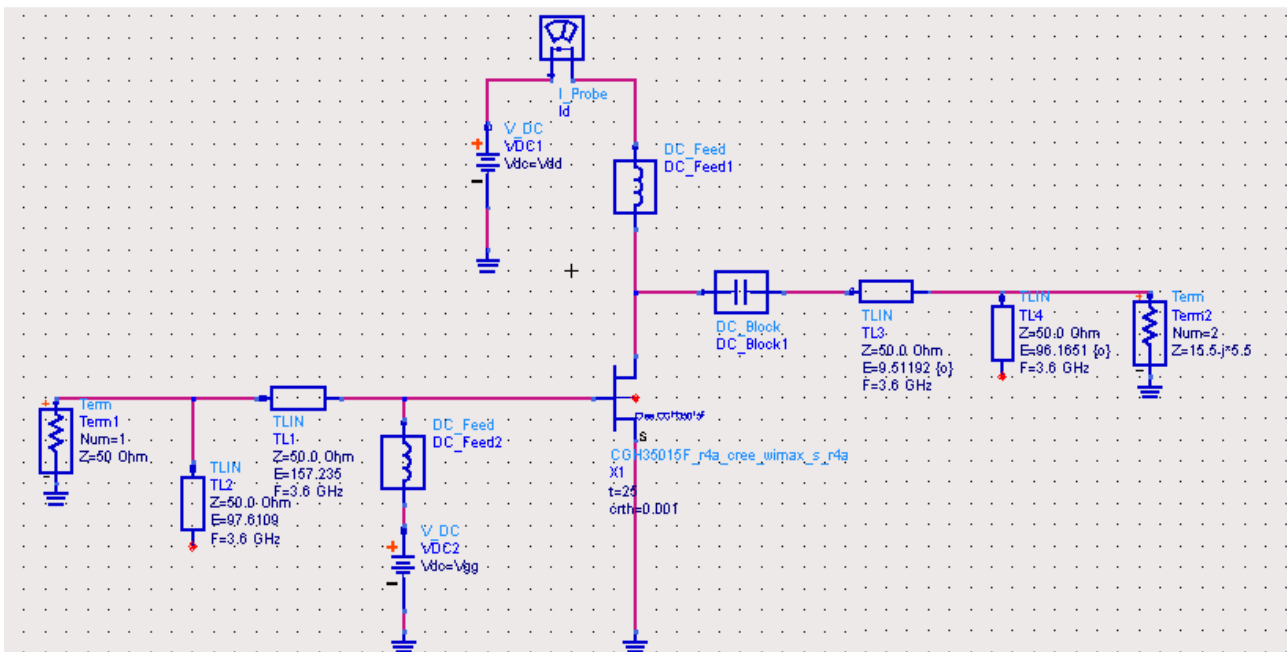


Fig. 4.32. Amplificador Clase B: Esquemático con red de adaptación de salida calculada.

Finalmente, la figura 4.32 muestra la apariencia definitiva de nuestro diseño de Clase B. Obviamente resulta totalmente parecido a nuestro diseño en Clase A, sólo

diferenciándose en el punto de polarización y la adaptación de la salida. Con el diseño terminado, volvemos a comparar nuestro amplificador de potencia resultante con un amplificador clásico con adaptación conjugada de la salida. Los resultados los presentamos en la figura 4.33.

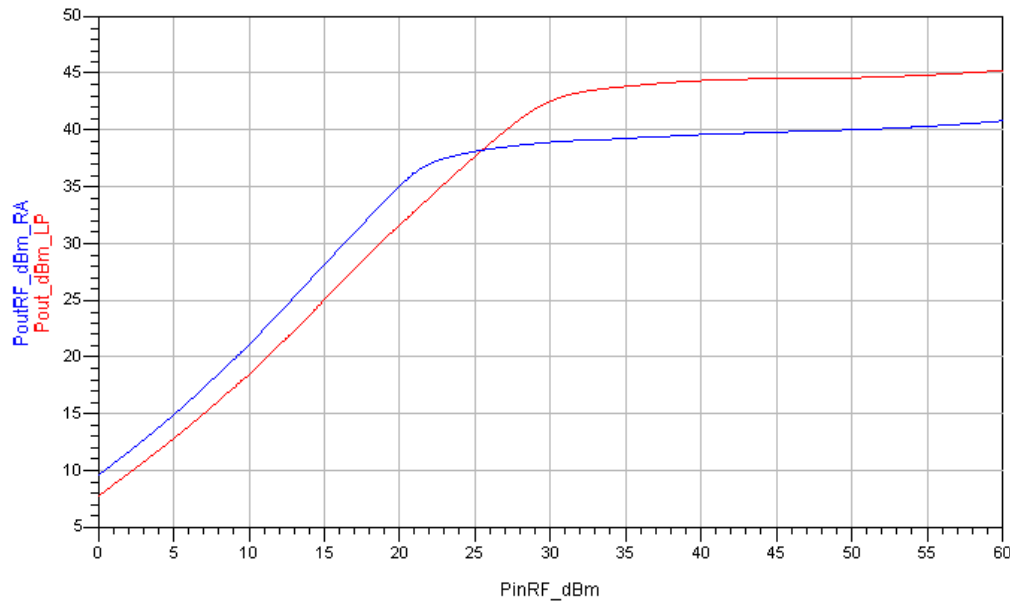


Fig. 4.33. Amplificador Clase B (rojo) vs Amplificador con adaptación conjugada (azul).

El resultado ahora con el amplificador Clase B parece totalmente idéntico al que obtuvimos con el Clase A en la figura 4.26. Es decir, para las potencias de entrada más bajas, el amplificador clásico de adaptación de salida conjugada obtiene mejores resultados, y para las potencias de entrada más altas, el amplificador de potencia alcanza mayores potencias de salida. Sí se puede observar un valor levemente menor de potencia en el Clase B que en el Clase A (recordemos que hemos sacrificado algo de nivel de potencia por una mayor eficiencia).

Una vez hemos terminado con los diseños realizados, dedicaremos el próximo capítulo de la memoria a los resultados, resultados que obtendremos a partir de nuestros últimos diseños, los de amplificadores de potencia.