

Capítulo 5: Resultados

5.1. Montaje experimental

Una vez hemos realizado los diseños de amplificadores mediante herramientas de simulación, llega la hora de la implementación real y la obtención de resultados, objetivo al que dedicaremos este nuevo capítulo.

Con este propósito, dedicaremos esta primera sección del capítulo a la presentación del montaje experimental y los componentes que que participan en él. Primeramente, debemos mencionar que el montaje estará destinado a tomar datos para cuatro puntos de trabajo:

- Clase A ($V_{GG} = -0.680\text{V}$) a 2GHz y 3.6GHz
- Clase B ($V_{GG} = -2.350\text{V}$) a 2GHz y 3.6GHz

Por tanto, el montaje experimental estará ideado para satisfacer las necesidades de estos cuatro puntos de trabajo. Los equipos utilizados para la plataforma de medida, cuyas especificaciones detallaremos más adelante, comprenden un generador de señal SMIQ02B (o un generador de señal SMR-20 dependiendo del punto de trabajo), un analizador de espectros E4407B, y una fuente de alimentación 6622A. El generador de señal tiene capacidad para modular formas de onda arbitrarias, y el analizador de espectros incluye una opción interna de demodulación digital. Todos los equipos están controlados mediante un PC, a través del bus GPIB, utilizando el programa Matlab, que facilita extraordinariamente la automatización del proceso de medida. En la figura 5.1 mostramos un esquema del set-up utilizado.

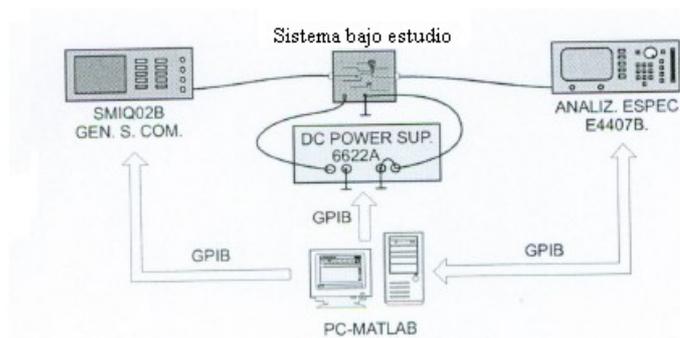


Fig. 5.1. Esquema de la plataforma utilizada para la medida.

Obviamente, el objetivo de toda esta plataforma es obtener datos del sistema bajo estudio. En el sistema bajo estudio se encuentra incluida la placa de nuestro circuito amplificador, acompañada de una serie de componentes que varía dependiendo del punto de trabajo que tomemos. Un esquema genérico del sistema bajo estudio, para los cuatro puntos de trabajo lo presentamos en la figura 5.2.

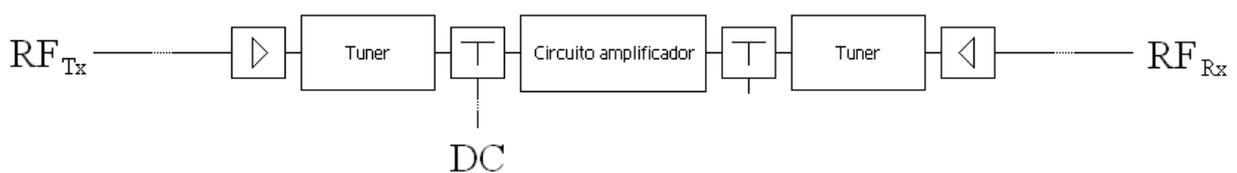


Fig. 5.2. Esquema genérico del sistema bajo estudio.

En él podemos distinguir, de izquierda a derecha, una señal RF de entrada procedente del generador de señal, un cable con pérdidas de 2dB, una etapa de amplificación, un tuner para la adaptación de la entrada, una Bias Tee a la que también le entra la señal DC de alimentación, la placa del circuito amplificador, otra Bias Tee, un tuner para la adaptación de la salida, una etapa de atenuación, otro cable con pérdidas de 2dB, y una señal RF de salida que terminará finalmente en un analizador de espectros.

Las etapas de ganancia y atenuación del montaje tienen como objetivos ajustar la potencia que pasa por esos puntos al rango de resultados que queremos obtener y a las limitaciones de nuestro equipo. Por su parte, las Bias Tees tendrán como función desacoplar la componente RF de la señal que será objetivo de estudio, y la componente DC de la señal procedente de la alimentación. Por su parte, los tuners nos dan una mayor flexibilidad permitiéndonos tener una única plataforma que pueda servir para evaluar el comportamiento en los cuatro puntos de trabajo, cambiando solamente el punto de polarización y el ajuste de los tuners.

Por último, antes de empezar a detallar las especificaciones de todos los componentes, aprovechamos la figura 5.3 para mostrar dos fotografías del montaje.

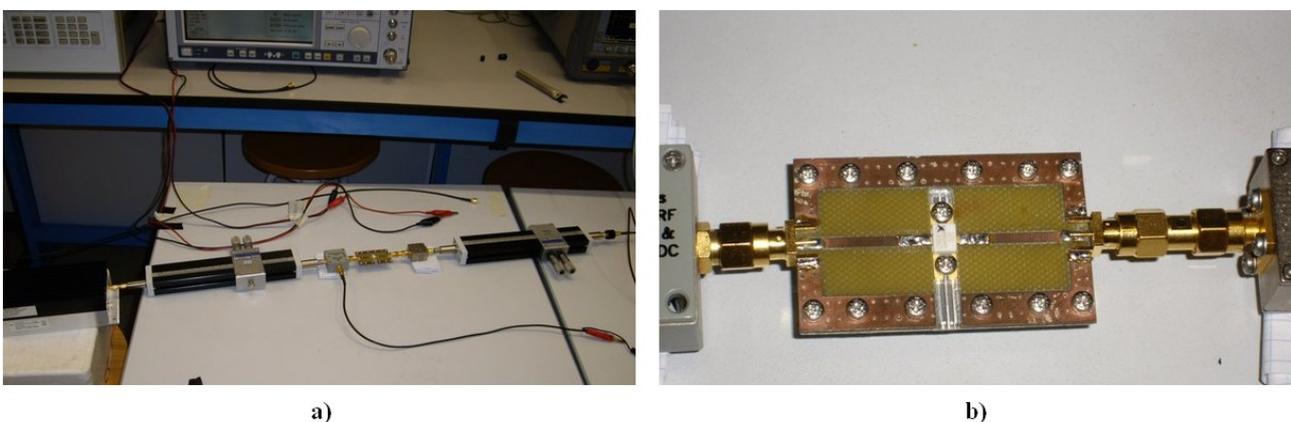


Fig. 5.3. a) Sistema bajo estudio. **b)** Enfoque de la placa del circuito amplificador.

Generador de señal SMIQ-02B: Se trata de un generador de señal de Rohde&Schwarz con un rango de frecuencias de 300kHz a 2.2GHz, por lo que con él podemos generar las señales RF de los puntos de trabajo de 2GHz.

Rango de frecuencias	300kHz a 2.2GHz
Resolución de frecuencia	0.1Hz
Rango de potencias	-144dBm a 13dBm
Resolución de potencia	0.01dB
Impedancia	50Ω
Nivel de armónicos	-30dBc

Generador de señal SMR-20: Otro generador de señal de Rohde&Schwarz con un rango de frecuencias de hasta 20GHz, por lo que con él podemos generar las señales RF de los puntos de trabajo de 3.6GHz.. Tiene un reducido rango de potencias, por lo que hay que jugar con las etapas de ganancia y atenuación del montaje para aumentarlo.

Rango de frecuencias	1GHz a 20GHz
Resolución de frecuencia	0.1Hz
Rango de potencias	-20dBm a 10dBm
Resolución de potencia	0.01dB
Impedancia	50Ω
Nivel de armónicos	-55dBc

Analizador de espectros ESAE4407B: Es un analizador de espectros de Agilent, que nos servirá para recibir y analizar la señal RF de salida. Su rango de frecuencias llega hasta 26.5GHz, con lo que servirá para los cuatro puntos de trabajo.

Rango de frecuencias	9kHz a 26.5GHz
Precisión de frecuencia	1Hz
Rango de potencias	-167dBm a 30dBm
Precisión de potencia	0.4dB
Impedancia	50Ω

Fuente de alimentación 6622A: Es una fuente de alimentación de Agilent, con dos salidas, con lo que nos permite dar simultáneamente las tensiones de alimentación V_{GG} y V_{DD} .

Rango bajo de tensiones	0V a 20V
Rango alto de tensiones	0V a 50V
Precisión de tensión	0.06% + 50mV
Rango de bajo de corrientes	0A a 4A
Rango alto de corrientes	0A a 2A
Precisión de corriente	0.16% + 40mV
Valor rms de tensión	500μV
Valor rms de corriente	1mA

Tuners 8045C: Son unos tuners de Maury Microwave, con deslizamiento de rosca, especialmente apropiados para la adaptación de impedancias de entrada y salida de nuestro montaje.

Sección transversal	Rectangular
Frecuencia de operación	0.9GHz a 12.4GHz
VSWR	6.00 : 1

Bias Tee ZFBT-6GW: Es una Bias Tee de Mini-Circuits que por sus limitaciones corriente y potencia RF, sólo nos sirve para la entrada de la placa.

Rango de frecuencias	0.01GHz a 6GHz
Máxima tensión DC	30V
Máxima corriente DC	0.5A
Máxima potencia RF	30dBm

Bias Tee 5586: Es una Bias Tee de Picosecond con unas características holgadas para soportar la señal de salida de la placa.

Rango de frecuencias	1GHz a 5GHz
Máxima tensión DC	100V
Máxima corriente DC	8A
Máxima potencia RF	50dBm

Amplificador ZHL42W: Es un amplificador de Mini-Circuits con el que realizamos la etapa de ganancia del montaje. Nos permite entre otras cosas, tener un rango mayor de valores de la señal de entrada de los que nos permitiría el generador de señales.

Rango de frecuencias	0.01GHz a 4.2GHz
Ganancia	30dB
Máxima potencia	28dBm
Rango dinámico (IP3)	38dBm

Atenuador BW-S20W5+: Se trata de un atenuador de Agilent que desempeñará el papel de la etapa atenuadora del esquema del montaje. Esta etapa nos permitirá por un lado proteger el analizador de espectros de una potencia excesivamente alta, y por otro, tener un mayor rango de medidas que el analizador de espectros no sería capaz de soportar por su potencia. En este caso aumentaríamos el rango hasta unos 37dBm (5W) a la salida, y por supuesto el rango de frecuencias comprende todos nuestros puntos de trabajo. Para medidas de mayor potencia recurriremos al siguiente atenuador que vamos a presentar.

Rango de frecuencias	0GHz a 18GHz
Atenuación	20dB
Máxima potencia	37dBm

Atenuador BW-40N100W+: En este caso también se trata de un atenuador de Agilent, y de nuevo desempeñará el papel de la etapa atenuadora del esquema del montaje. La diferencia es que este atenuador soporta potencias hasta 50dBm (100W), por lo que aumentamos el rango de medidas 13dB más. Funciona para un menor rango de frecuencias, pero es suficientemente grande para abarcar nuestros cuatro puntos de trabajo.

Rango de frecuencias	0GHz a 4GHz
Ganancia	40dB
Máxima potencia	50dBm

Con la presentación de todos los componentes que forman parte del montaje experimental damos por terminada esta sección. En las siguientes secciones de este capítulo ahondaremos en los resultados obtenidos tanto a nivel de simulación como a nivel experimental, además de una posterior discusión de los mismos

5.2. Resultados de simulación

En esta sección presentaremos los resultados de simulación para los cuatro puntos de trabajo que mencionamos al principio del capítulo. Para ello, usaremos de nuevo la herramienta de simulación ADS.

En cada caso, obtendremos gráficas de la potencia de salida (donde calcularemos el punto de compresión de 1dB), la ganancia, y la corriente DC que produce el transistor en ese punto.

Empezamos con el punto de trabajo de $V_{GG} = -0.680V$ (Clase A) a 2GHz. Reproducimos las gráficas en la figura 5.4.

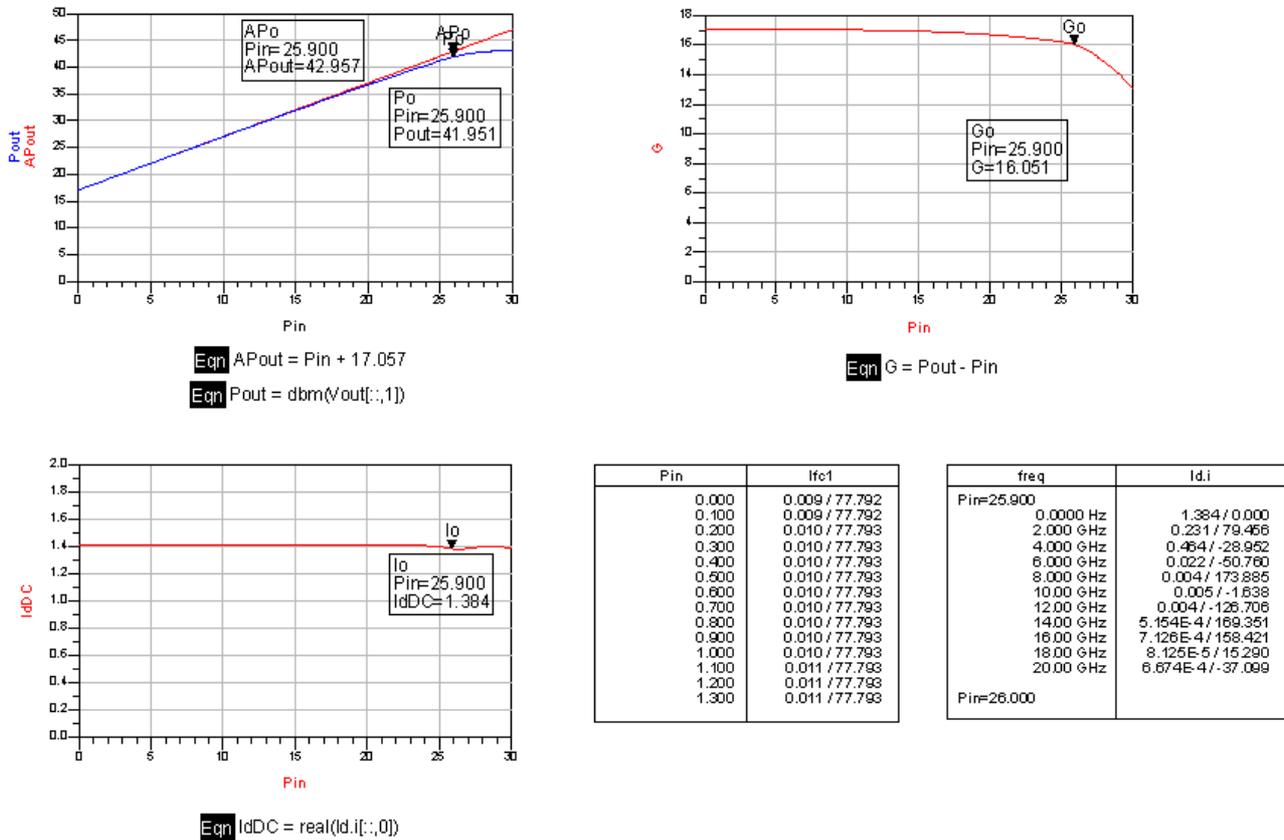


Fig. 5.4. Resultados de simulación del transistor en Clase A a 2GHz.

Al tratarse del amplificador trabajando en Clase A, se le supone un comportamiento muy lineal. Esto es fácilmente comprobable en la primera gráfica de la figura 5.4, la de la potencia de salida, donde no se separa de su asíntota hasta el final del rango, con el punto de compresión de 1dB para la potencia de entrada de 25.9dBm (389mW). Esto mismo se comprueba también en la gráfica de la ganancia, donde permanece plana prácticamente hasta dicho valor, donde alcanza 16dB de ganancia. Pero trabajar en Clase A también supone una menor eficiencia, esto es, un mayor gasto de potencia. Esto se comprueba directamente en la gráfica de la corriente DC, donde permanece prácticamente constante a un elevado valor de 1384mA.

El siguiente punto de trabajo es para $V_{GG} = -0.680V$ (Clase A) a 3.6GHz. Seguimos en la misma clase pero hemos cambiado la frecuencia de trabajo a una dentro del rango ideal del transistor. En la figura 5.5 representamos sus gráficas.

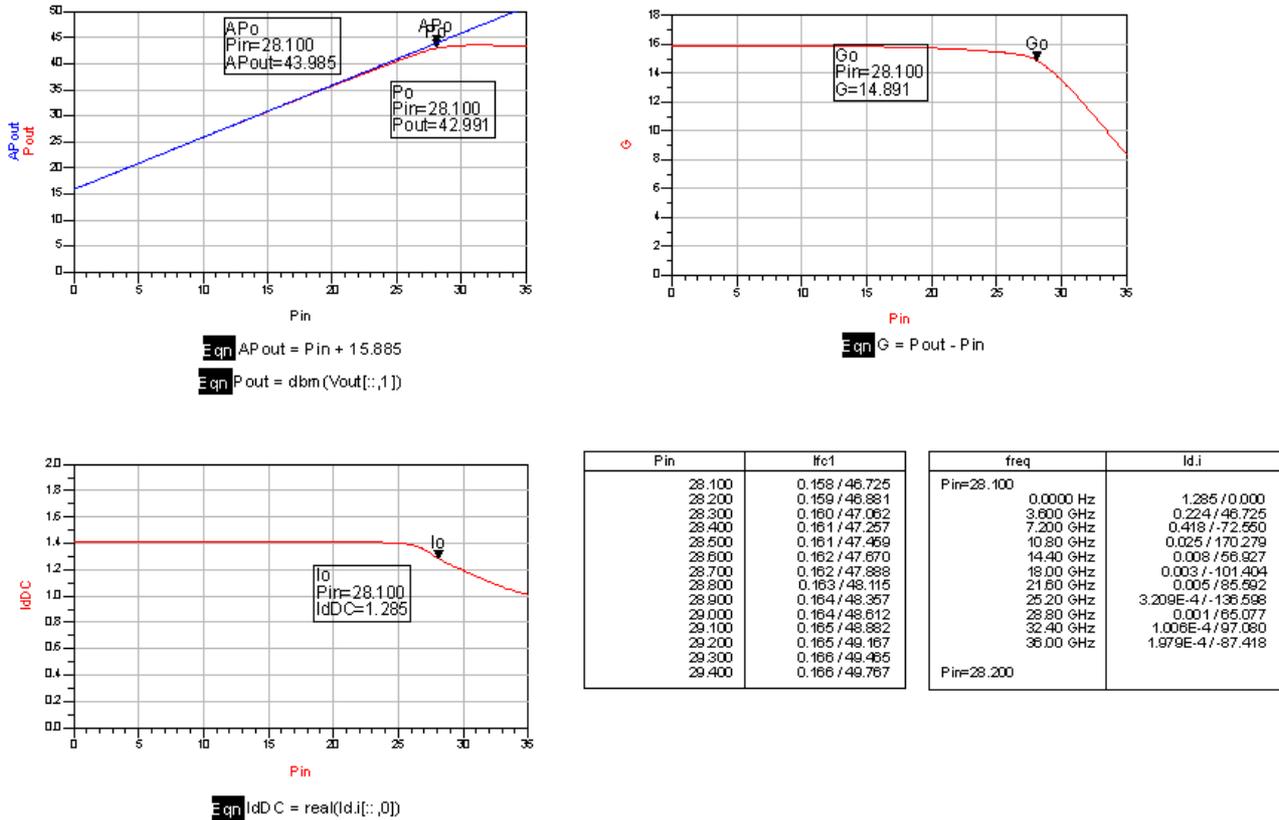


Fig. 5.5. Resultados de simulación del transistor en Clase A a 3.6GHz.

Como seguimos en Clase A, debemos seguir teniendo una gran linealidad. Ése parece ser el caso, observando en 5.5 la gráfica de la potencia de salida, donde el punto de compresión de 1dB es para una potencia de entrada de 28.1dBm (645mW), casi el doble que en el caso anterior gracias al punto de frecuencia más favorable. Esto mismo se muestra en la gráfica de la ganancia, manteniéndose plana hasta dicho punto, con 1dB menos de ganancia que antes. En la gráfica de la corriente DC se observa una disminución de su valor para los valores altos de potencia de entrada, consiguiendo un menor valor de 1285mA para el punto de compresión.

El siguiente punto de trabajo es para $V_{GG} = -2.350V$ (Clase B) a 2GHz. Esta vez hemos cambiado de clase del transistor. En la figura 5.6 mostramos las gráficas.

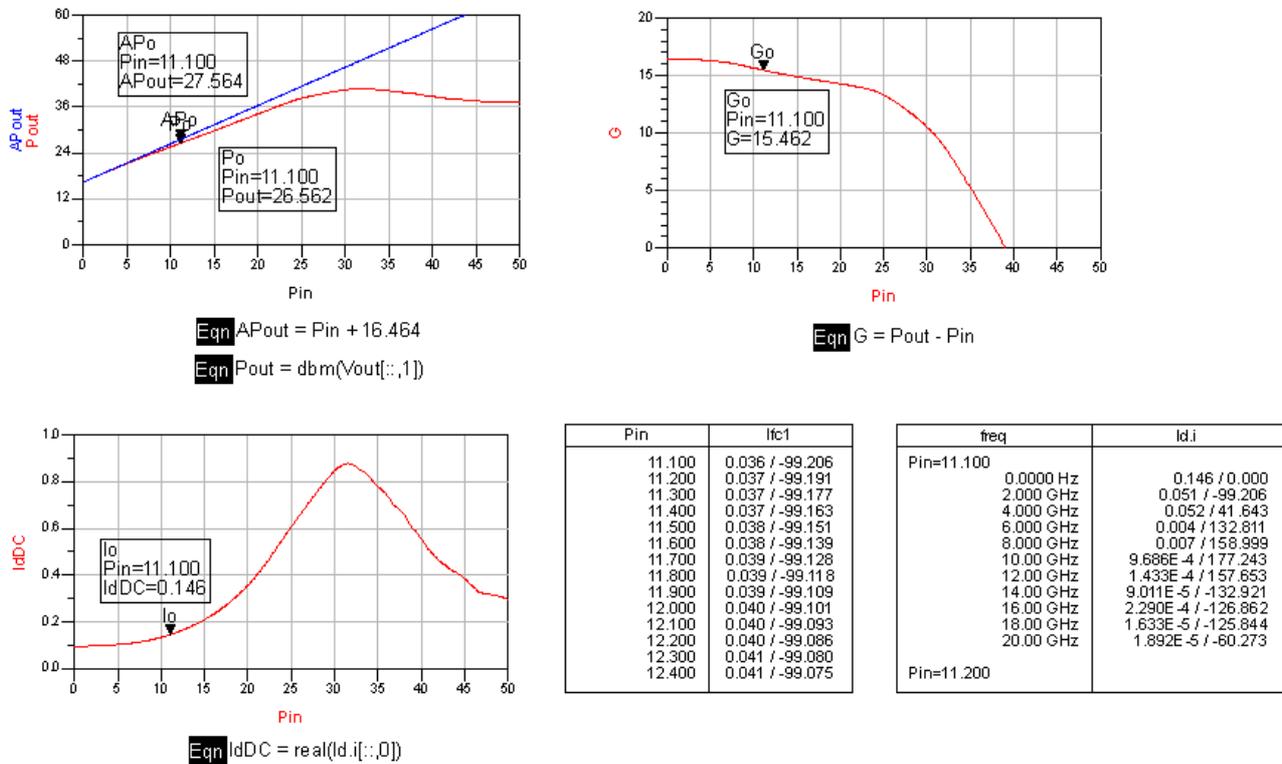


Fig. 5.6. Resultados de simulación del transistor en Clase B a 2GHz.

Esta vez estamos en Clase B, de lo que se deduce que debemos tener una peor linealidad pero una mayor eficiencia. La peor linealidad es patente en la gráfica de la potencia de salida, con el punto de compresión de 1dB para una potencia de entrada de 11.1dBm (12.88mW), más de un orden de magnitud por debajo de su análogo en Clase A. En la misma gráfica también se puede observar un máximo en la potencia de salida antes de la saturación, característica de los amplificadores en Clase B. La gráfica de la ganancia muestra también la limitada linealidad. Y la gráfica de la corriente DC muestra un comportamiento no constante, con un máximo de casi 900mA para potencias de entrada altas, pero un valor de 146mA para el punto de compresión, lo que supone un consumo casi diez veces menor que en Clase A.

Por último, tenemos el punto de trabajo de $V_{GG} = -2.350V$ (Clase B) a 3.6GHz. De nuevo seguimos en la misma clase, pero hemos cambiado a una frecuencia dentro del rango ideal del transistor. En la figura 5.7 representamos sus gráficas.

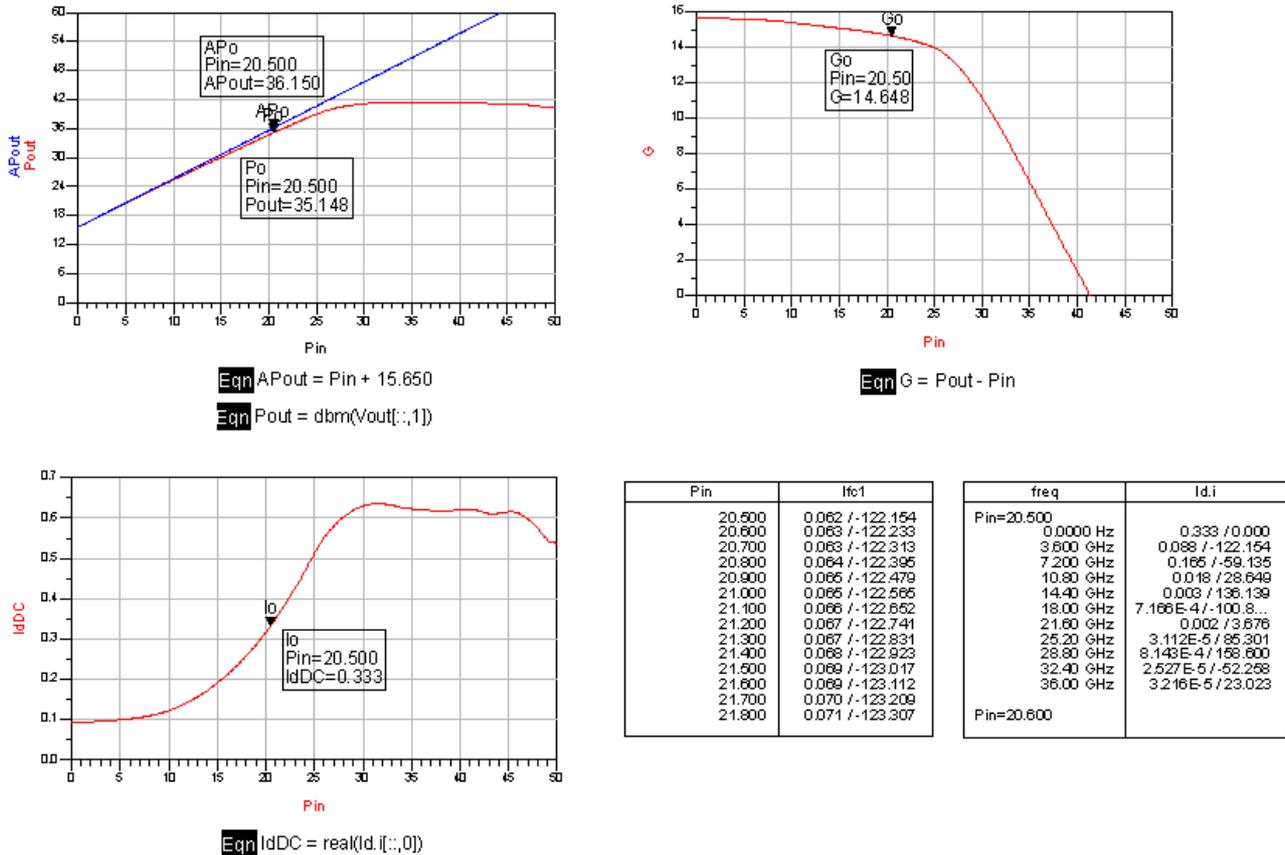


Fig. 5.7. Resultados de simulación del transistor en Clase B a 3.6GHz.

Como seguimos en Clase B, debemos seguir teniendo una mala característica lineal. Esto se desprende en la figura 5.7 en la gráfica de la potencia de salida, con un punto de compresión de 1dB en 20.5dBm (112.2mW), que aunque mucho mejor que a 2GHz, es un valor seis veces menor que el de Clase A. La ganancia en ese punto está en más de 14dB, un decibelio menos que a 2GHz. Y la corriente DC, que viene de un valor de 60mA para potencias bajas, alcanza un valor de 333mA en el punto de compresión de 1dB, el doble de consumo que a 2GHz, debido principalmente a que el punto de compresión se encuentra a mayores potencias.

Estos son todos los resultados que hemos obtenido mediante simulación, ahora es el turno de presentar los resultados obtenidos mediante medidas experimentales, tomadas del montaje presentado al principio del capítulo.

5.3. Resultados experimentales

En esta sección mostramos los resultados obtenidos mediante el montaje experimental que presentamos en la primera sección de este capítulo. Es importante mencionar que no se ha podido cerrar el montaje por diversas razones: se trataba de un estudio preliminar, la caracterización de los amplificadores quedaba en principio fuera del alcance del proyecto y la disponibilidad de muestras fue escasa debido a el carácter delicado de los componentes. Por lo que sólo logramos tomar medidas para el punto de trabajo, Clase B a 2GHz. En la figura 5.8 presentamos la primera gráfica, de la de la potencia de salida.

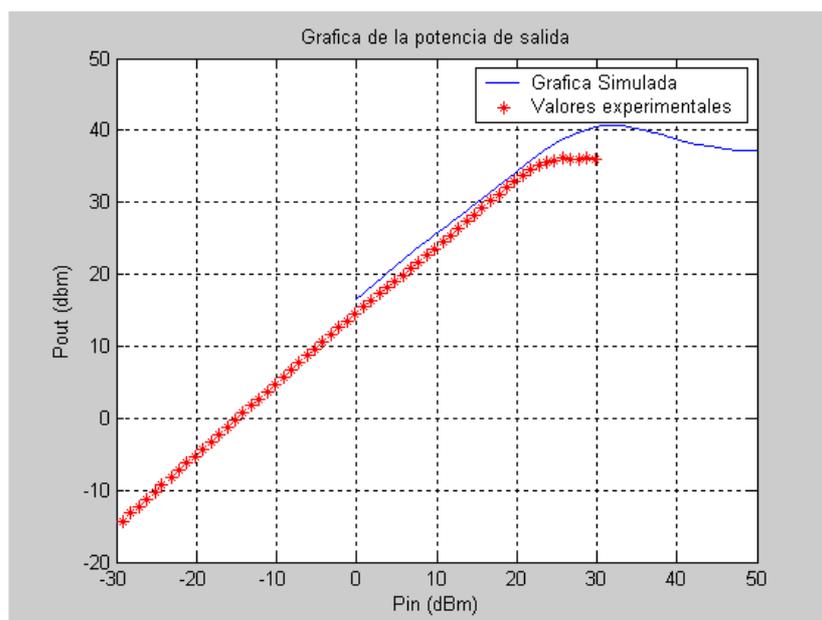


Fig. 5.8. Medidas experimentales de la potencia de salida.

Lo primero que observamos en la figura 5.8 es que los rangos del eje de abscisas entre los resultados de simulación y los resultados experimentales no coinciden. Esto es debido a las limitaciones tanto de la herramienta de simulación (cuyo análisis no converge bien para potencias muy pequeñas) como del montaje experimental (no tolera potencias muy altas, aún con el uso de atenuadores, recordemos la alta potencia que son capaces de conseguir los transistores de GaN). Pero lo importante es que hay un amplio rango donde se solapan ambos valores, lo que permite nuestro análisis. Esta discusión será aplicable a todas las figuras de esta sección.

En el rango mencionado, podemos observar como los datos experimentales siguen completamente la forma de la curva teórica. Si bien la potencia de salida experimental es menor que la deducida por simulación, esto no supone en absoluto una incongruencia. Tenemos que tener en cuenta que en la práctica suceden muchos fenómenos que no se recogen en el modelo teórico y ni siquiera en los modelos con los que trabaja la herramienta de simulación, como pueden ser la tolerancia en las características de los elementos, o la imperfecta adaptación de los puertos de entrada y salida. Aún así, la diferencia en los resultados es de apenas 1dB, con lo que entra dentro del margen de error que podemos suponer para estos casos.

Otro detalle significativo es que la saturación de la salida sucede antes en los resultados experimentales que en lo predicho mediante simulación, saturando además a un valor menor de 35dBm en vez de 40dBm. Sin embargo, tenemos que recordar que la comparación de estos datos está hecha a 2GHz, fuera del rango ideal de operación del transistor CGH35015F de Cree. Además en su *Data Sheet* viene recogida una potencia de salida de unos 33dBm, con lo que el valor experimental se ajusta más que el de simulación. Recordamos que el *Data Sheet* del transistor lo adjuntamos al final de la memoria con mero carácter consultivo.

En la segunda figura, la figura 5.9, representamos la gráfica correspondiente a la ganancia del amplificador.

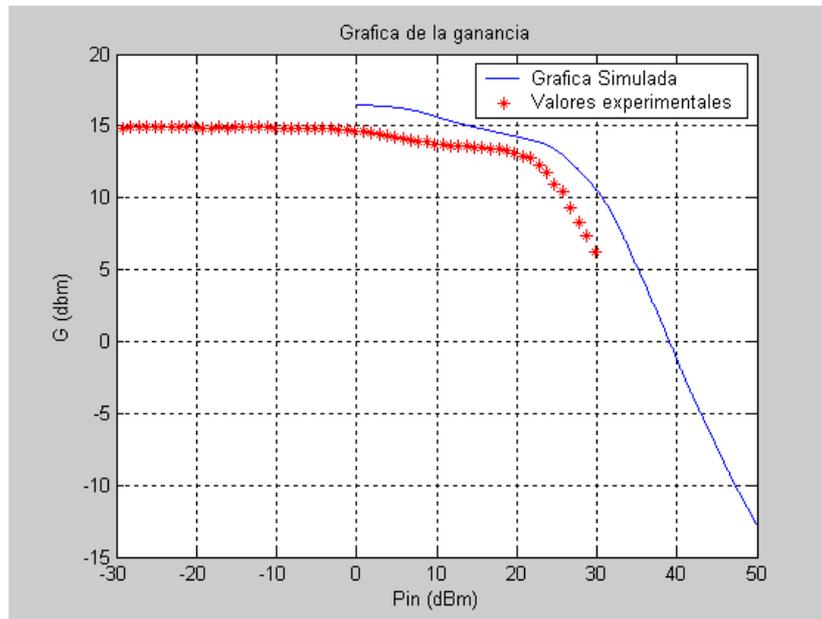


Fig. 5.9. Medidas experimentales de la ganancia.

En este caso en la figura 5.9 representamos la ganancia, que realmente no nos proporciona ninguna información adicional con respecto a los datos anteriores de la potencia de salida (ya que se calcula a partir de ellos), pero sirve para ilustrar mejor ciertos aspectos. Por ejemplo, es más visible lo plana que es la ganancia dentro del rango lineal. O como hay una pequeña disminución de la ganancia en torno a los 0dBm de potencia de entrada, antes de la gran disminución por estar en la región de saturación a los 20dBm.

De nuevo tenemos unos valores experimentales por debajo de los que obteníamos mediante simulación (en este caso unos 15dB de ganancia experimental frente a unos 16dB de ganancia simulada), pero tienen la misma explicación que el caso anterior, ya que recordemos que los resultados mostrados aquí se calculan a partir de los anteriores.

Y en la tercera y última toma de medidas, recogida en la figura 5.10, donde representamos la gráfica correspondiente a la corriente DC de drenador.

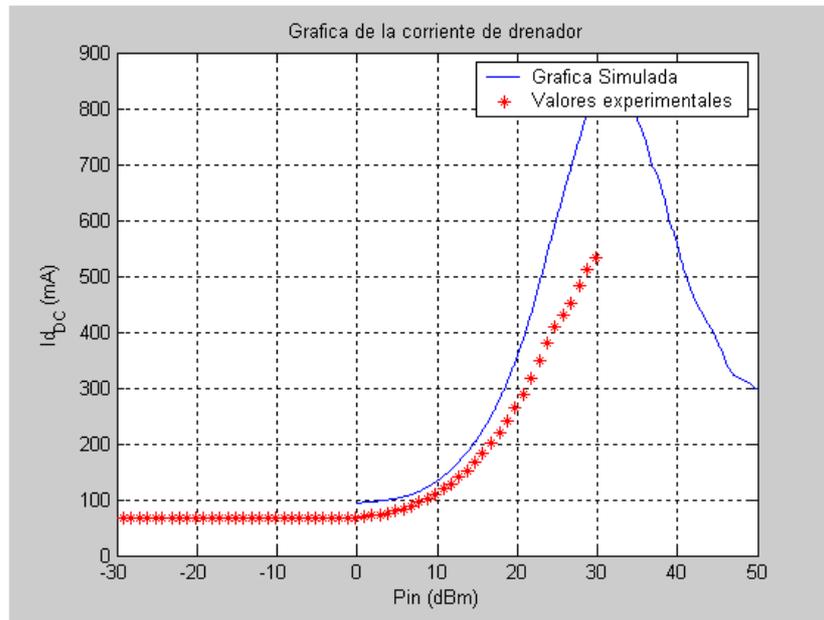


Fig. 5.10. Medidas experimentales de la corriente DC de drenador.

En este tercer caso presentamos la corriente DC del drenador, que nos da una medida del consumo del transistor. Esta magnitud ya es independiente de las anteriores, con lo que las explicaciones ya no son extrapolables.

Aún así vemos que tenemos unos resultados parecidos. Para valores bajos de potencia (que es la zona de trabajo natural del transistor como amplificador, ya que es la región lineal), tenemos unas medidas experimentales de corriente de unos 66mA frente a unos resultados de simulación de unos 100mA. Y vuelve a repetirse que los resultados experimentales son más coherentes con las características del *Data Sheet*, que menciona un valor de corriente de polarización de 60mA. También tenemos de nuevo una desviación entre los valores experimentales y los de simulación para potencias altas, lo que realmente implica un menor consumo real, pero debemos recordar que esa zona es de saturación y realmente no vamos a trabajar en ella.

Aquí termina la presentación de los resultados experimentales, y con ello este capítulo destinado a los resultados del proyecto. Recordamos que esta parte de la caracterización quedaba en principio fuera del proyecto. Y también que aunque, como mencionamos antes, no se pudo cerrar el montaje con todos los resultados que se hubieran deseado, los resultados que se sí se han obtenido serán de gran ayuda para el grupo de investigación para el que se ha desarrollado el proyecto, para la caracterización del comportamiento no lineal de amplificadores basados en este tipo de transistores.

Con esto, queda mostrado todas las fases de trabajo en las que se ha ido desarrollando el proyecto, con lo que el último capítulo lo destinaremos a modo de resumen, a las conclusiones que podemos sacar del proyecto en su conjunto.