

DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE AB PARA APLICACIONES EN MICROONDAS

Enrique Alfonso Guerra Camacho, Fernando Plata Orozco, José Ismael Martínez López
Universidad Nacional Autónoma de México, Facultad de Ingeniería
Departamento de Electrónica, División de Ingeniería Eléctrica
Ciudad Universitaria, Coyoacán C.P. 04510, Ciudad de México, México
Tel. 55 5622 3114
email: eagc00@gmail.com ismartz@unam.mx

RESUMEN

Este artículo presenta el diseño de un amplificador de potencia clase AB a una frecuencia central de 2 GHz capaz de entregar 12.92 W de potencia a la carga con una eficiencia de potencia agregada (PAE) del 58.51% operando a una compresión de 3 dB. En el ancho de banda de 200 MHz, entrega una potencia mayor a 10 W con una eficiencia mayor al 50%, lo que permite una operación eficiente en la transmisión de señales de radiofrecuencia (RF). El proceso de diseño contempla desde la selección del transistor hasta el desarrollo de las redes de acoplamiento.

Palabras Clave: amplificador de potencia, clase AB, RF y microondas.

ABSTRACT

This paper presents the design of a Class AB power amplifier (PA) operating at 2 GHz, capable of delivering 12.92 W with a power-added efficiency (PAE) of 58.51% at the 3 dB compression point. Across a 200 MHz bandwidth, the amplifier maintains an output power above 10 W and a PAE exceeding 50%, aiming to enhance efficiency in RF signal transmission. The design process detailed in this work spans from transistor selection to the development of the matching networks.

Keywords: power amplifiers, class AB, RF and microwave.

1. INTRODUCCIÓN

Los amplificadores de potencia forman parte de todo sistema de comunicación que tenga como objetivo principal la transmisión de señales de radiofrecuencia (RF). Dentro del transmisor de radiofrecuencia, el amplificador de potencia es el encargado de brindar toda la potencia necesaria para que la señal de RF sea transmitida con una distorsión mínima y con un bajo gasto energético. Este gasto en la actualidad presenta una problemática creciente en el área de las telecomunicaciones debido al aumento en el flujo de datos. Según [1], en el 2024 un dispositivo con conexión a internet en promedio consumió 9 GB de datos por mes y prospectivamente proyecta un crecimiento del 28% para el año 2025, y aunque las proyecciones a futuro muestran un decremento en el crecimiento anual, en valores absolutos el tráfico de datos seguirá aumentando hasta el final de la década debido al aumento en uso de redes sociales, servicios de *streaming* y consumo de contenido generado por inteligencia artificial.

El aumento en el tráfico de datos implica un mayor gasto energético en los circuitos del transmisor de RF; por lo tanto, para reducir dicho gasto, se busca efficientizar los circuitos del

transmisor de RF, en particular al amplificador de potencia. Una alternativa que presenta un balance entre la preservación de la calidad de la señal y el gasto energético es el amplificador clase AB, que a pesar de ser un circuito muy estudiado y documentado desde antes de la invención del transistor de estado sólido, sigue siendo empleado en estaciones base. Dentro del estado del arte, es empleado como parte de una arquitectura compuesta, como son los amplificadores Doherty ya sean en tecnología híbrida como los presentados en [2] y [3], o en tecnología de circuito integrado como el presentado en [4].

Este artículo presenta el diseño de un amplificador de potencia clase AB a una frecuencia de 2 GHz capaz de entregar 40 dBm de potencia a la salida con una eficiencia de potencia agregada (PAE) mayor al 50% en un ancho de banda de 200 MHz operando a una compresión de 3 dB. En el estado del arte es común caracterizar los amplificadores clase AB a 1 dB de compresión como en [5], o a 3 dB de compresión como en [6], en este artículo se reporta la operación a ambos niveles.

2. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR

2.1. Metodología de Diseño

El amplificador fue diseñado empleando un software de diseño asistido por computadora (software CAD) llamado *Advanced Design System* (ADS) de *Keysight Technologies*, dentro de las capacidades de este software CAD se encuentran: el diseño de circuitos en parámetros distribuidos en las bandas de RF y microondas y circuitos de tecnología híbrida basados en circuitos de microcinta. Asimismo, presenta la facilidad de implementar modelos no lineales de transistores para efectuar el diseño de amplificadores. Para realizar el diseño emplearemos las herramientas y múltiples plantillas disponibles en ADS como son su optimizador y sintonizador, su herramientas de carta Smith y de cálculo de líneas de transmisión y sus plantillas para polarizar y estabilizar transistores, así como plantillas para simular pruebas de *load-pull*. De manera general, la metodología del diseño se puede describir en los siguientes pasos a seguir:

1. Selección del transistor y obtención de su modelo no lineal.
2. Polarización en operación de clase AB y estabilización del transistor dentro y fuera del ancho de banda.
3. Simulación de pruebas de *load-pull*.

4. Diseño de redes de acoplamiento de acuerdo con los resultados de *load-pull*.
5. Simulación circuital y electromagnética del amplificador.
6. Simulaciones de parámetros S y de balance armónico.

Siguiendo los pasos anteriores, buscamos que el amplificador clase AB cumpla con las siguientes especificaciones:

Tabla 1. Especificaciones de diseño.

Parámetro	Especificación
Frecuencia Central	2 GHz
Potencia de Salida	> 10 W (40 dBm)
Ganancia	> 10 dB
Eficiencia (PAE)	> 50%
Ancho de banda	200 MHz

Habiendo definido la metodología de diseño y las especificaciones del amplificador, a continuación, se describe el proceso de diseño.

2.2. Proceso de Diseño

Para el diseño de un amplificador de potencia de alta frecuencia nos interesa que el transistor pueda entregar potencias de por lo menos 10 W, en el rango de las microondas, a 2 GHz. El desempeño de los transistores en las bandas de alta frecuencia está directamente relacionado con las dimensiones físicas del dispositivo así como con la velocidad de los portadores de carga en el material semiconductor del que está hecho [7]. Mientras que la potencia que soportan estos dispositivos está relacionada con el campo eléctrico de ruptura y la anchura de la banda prohibida, el primero nos permite voltajes de operación mayores y el segundo temperaturas de operación más altas [8].

Los transistores que nos permitan soportar niveles altos de potencia son aquellos fabricados sobre Nitruro de Galio (GaN) y para la operación en alta frecuencia son transistores de alta movilidad de electrones (HEMT), es decir, buscamos un HEMT de GaN capaz de manejar 10 W en la banda S de microondas (2-4 GHz). Adicional a estas características, buscamos que el transistor seleccionado posea un modelo no lineal fácil de implementar en ADS. La empresa Macom posee librerías en ADS conteniendo modelos no lineales de sus transistores y dentro de la banda S se encuentra el CHG40010F, un transistor que opera a 28 V, con una ganancia en señal pequeña de 16 dB a 2 GHz capaz de entregar hasta 13 W en saturación a una eficiencia de drenador de 65%. Las características anteriores son idóneas para efectuar el diseño del amplificador.

De su hoja de datos, podemos extraer información valiosa para polarizar y estabilizar el transistor. En primera obtenemos el voltaje compuerta-surtidor para polarizar al transistor en clase AB ($V_{GSQ} = -2.7V$ y $V_{DSQ} = 28V$). Para confirmar esta información, se realizó un barrido en DC al modelo del transistor para obtener sus curvas características y obtener la corriente de polarización a ese voltaje compuerta-surtidor. Los resultados del barrido de DC se observan en la Figura 1.

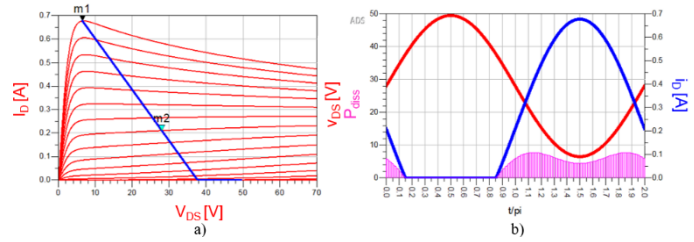


Figura 1. a) Curvas IV del CGH40010F. b) Formas de onda aproximadas.

A partir de los marcadores m1 y m2 de la Figura 1(a) se aproximan las ondas de corriente (azul) y voltaje (roja) de la Figura 1(b). Donde m1, se fija en el voltaje de rodilla indicando el límite de la excursión de la señal y m2 es el punto de operación del transistor fijado en $V_{GSQ} = -2.7V$ y $V_{DSQ} = 28V$ dando como resultado una corriente de drenador $I_D = 211$ mA. Podemos observar en la Figura 1(b) que la onda de corriente se corta dando como resultado un ángulo de conducción (α) entre 180° y 360° indicando una operación en clase AB. Esta plantilla de datos también nos proporciona el ángulo de conducción del amplificador, a partir de éste, la corriente máxima (I_{max}) y el voltaje de DC se pueden obtener las figuras de mérito del amplificador como la potencia de salida y la eficiencia, realizando un cálculo de balance armónico como lo describe Cripps en [9]. Primero se calcula la magnitud de la corriente pico a la frecuencia fundamental (I_1) y la corriente de DC (I_{DC}) a partir de I_{max} y α .

$$I_1 = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos(\alpha/2)} [A], \quad (1)$$

$$I_{DC} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \cdot \sin(\alpha/2) - \alpha \cdot \cos(\alpha/2)}{1 - \cos(\alpha/2)} [A]. \quad (2)$$

Sustituyendo I_{max} en (1) y (2), dada por la corriente del marcador (m1) en la Figura 1(a), $I_{max} = 0.678$ A y $\alpha = 257.73^\circ$:

$$I_1 = 0.3630 \text{ A},$$

$$I_{DC} = 0.2904 \text{ A}.$$

Calculamos la potencia a la salida como la potencia debido a la frecuencia fundamental (P_1) y calculamos la eficiencia de drenador (η) a partir de P_1 y la potencia de DC (P_{DC}) [9]:

$$\eta = \frac{P_1}{P_{DC}} \cdot 100 [\%], \quad (3)$$

$$P_{out} = P_1 = \frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_1}{\sqrt{2}} [W], \quad (4)$$

$$P_{DC} = V_{DC} \cdot I_{DC} [W]. \quad (5)$$

Sustituyendo I_1 e I_{DC} en (4) y (5), y V_{DC} como el voltaje de DC que en este caso son los 28 V, dados por el voltaje del marcador (m2) de la Figura 1(a), se tiene:

$$P_1 = 5.082 \text{ W} \approx 37 \text{ dBm},$$

$$P_{DC} = 8.1312 \text{ W},$$

$$\eta = 62.5\%.$$

Este cálculo nos proporciona un panorama general del comportamiento del amplificador. Aunque estas figuras de mérito no cumplen las especificaciones de la Tabla 1, este cálculo puede ser mejorado encontrando las impedancias

óptimas en una prueba de *load-pull*. Por lo tanto, al ser un buen punto de partida, fijamos la polarización del transistor con $V_{DSQ} = 28V$ y $V_{GSQ} = -2.7V$, dando como resultado una $I_D = 0.211 A$. Para estabilizar el transistor acudimos nuevamente a la hoja de datos que nos indica que para estabilizar al CGH40010F a frecuencias más bajas se emplea una resistencia en serie. El circuito de estabilización debe satisfacer el criterio de Rollet o el criterio μ . Para cumplir con este criterio, se seleccionó una resistencia de 5Ω colocada en serie a la compuerta del transistor para no afectar significativamente la ganancia del amplificador. En el diseño de amplificadores de potencia no solo nos interesa la máxima transferencia de potencia, nos interesa también maximizar la generación de potencia y la eficiencia del amplificador, por ende, no será suficiente realizar un acoplamiento conjugado. Para determinar la impedancia de carga necesaria para optimizar la potencia a la salida o la eficiencia, será necesario simular una prueba de *load-pull*.

Una primera prueba de *load-pull* a un nivel de entrada constante se muestra en la Figura 2. Los puntos en la carta Smith, para la prueba de *load-pull*, son impedancias que se le muestran al transistor y mediante un balance armónico se obtiene la potencia de salida y la eficiencia para cada una de esas impedancias. Aquellas impedancias que muestren una misma potencia a la salida o una misma eficiencia son unidas con una línea, resultando en los contornos rojos (potencia a la salida) y en los contornos azules (eficiencia). Los contornos más pequeños muestran los valores máximos obtenidos de eficiencia y potencia, que son donde se ubican los marcadores P y E. Los recuadros rojo y azul detallan las impedancias a la salida para maximizar la potencia a la salida y la eficiencia, respectivamente.

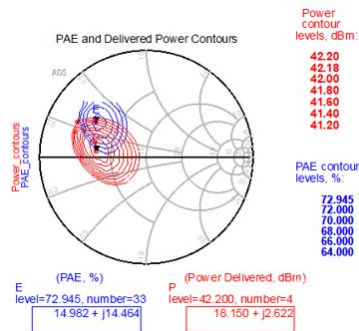


Figura 2. Contornos de *load-pull* a una $P_{in} = 29$ dBm.

Un inconveniente de esta prueba de *load-pull* es que se desconoce la compresión del amplificador para esa potencia de entrada. Si el amplificador se encuentra bajo una compresión muy fuerte, podemos tener problemas de convergencia en el simulador en partes posteriores del diseño. Para no caer en este problema, realizaremos una prueba de *load-pull* adicional, donde para cada impedancia presentada se realizará un barrido de potencias, para determinar el punto de compresión para cada una de esas impedancias y obtener las figuras de mérito a cierto nivel de compresión. Por consecuencia, los resultados de esta prueba

no solo serán contornos como los de la Figura 2, sino se obtendrán curvas de potencia para cada una de las impedancias. Los resultados de la prueba se muestran en la Figura 3. El resultado del barrido de impedancias se ve en los múltiples contornos grises, cada uno de esos contornos representa una impedancia de salida diferente. Destacamos de la Figura 3.a) el contorno rojo que nos indica la curva donde se obtuvo la mayor eficiencia y la cruz roja que muestra el valor de eficiencia máxima obtenida a 3 dB de compresión, y de la Figura 3.b) el contorno azul que representa la curva donde se obtuvo la mayor potencia a la salida y, a su vez, la cruz azul que presenta el valor máximo de potencia a la salida a 3 dB de compresión. En la Tabla 2 se resumen los resultados de la segunda prueba de *load-pull*.

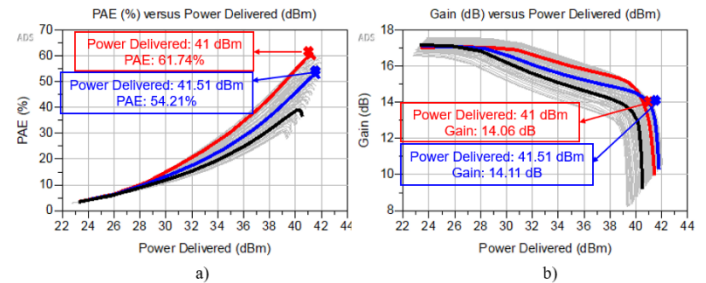


Figura 3.a) Potencia de salida vs Eficiencia. b) Potencia de salida vs Ganancia.

Tabla 2. Impedancias de entrada y salida para maximizar eficiencia y potencia a 3 dB de compresión

Para maximizar potencia		Para maximizar eficiencia	
P_{outMAX}	41.516 dBm	PAE_{MAX}	61.744%
PAE	54.217 %	P_{out}	41.008 dBm
Z_{OUT}	$22.89 + j0.571 \Omega$	Z_{OUT}	$32.18 + j8.354 \Omega$
Z_{IN}	$6.85 - j0.339 \Omega$	Z_{IN}	$6.707 + j0.022 \Omega$
Ganancia	14.113 dB	Ganancia	14.06 dB
P_{in} @ 3 dB compresión	27.403 dBm	P_{in} @ 3 dB compresión	26.94 dBm

Como objetivo fijamos maximizar la eficiencia, es decir, buscamos replicar las curvas rojas de la Figura 3. Para lograr esto, al amplificador se le deben presentar a la entrada y a la salida las impedancias Z_{IN} y Z_{OUT} , respectivamente, del lado derecho de la Tabla 2. Como siguiente paso, se debe diseñar las redes de acoplamiento que permitan adaptar estas impedancias al amplificador.

Para el diseño de las redes de acoplamiento se emplea la carta Smith como herramienta principal, no obstante, al tratarse de un amplificador clase AB, nos interesa que la red acopladora a la salida también tenga la capacidad de filtrar el contenido armónico derivado del corte de la corriente de drenador. Por tal razón, emplearemos el optimizador de ADS para diseñar la red de acoplamiento a la salida. Establecemos como objetivos que la impedancia presentada a la frecuencia fundamental sea $Z_{OUT} = 32.18 + j8.354 \Omega$, y tanto para el segundo como el tercer armónico se requiere presentar un cortocircuito.

Para emplear el optimizador, introducimos una topología usual de red de acoplamiento como una topología pasa-bajas, en parámetros concentrados constaría de un inductor en serie con

un capacitor a tierra. Sin embargo, al tratarse de un diseño a 2 GHz, se opta por emplear la topología pasa-bajas en su contraparte de parámetros distribuidos, empleando líneas de transmisión. Para sustituirlo se utiliza una línea de transmisión en serie con un stub abierto [9]. Debido a la complejidad de los objetivos, será de gran utilidad introducir múltiples etapas pasa-bajas, de esta forma aumentamos los grados de libertad al optimizador de ADS de tal forma que se cumplan los objetivos establecidos. Finalmente, introducimos una red de polarización para introducir un voltaje drenador-surtidor, de tal forma que no afecte al acoplamiento de la impedancia a la salida. Es decir, introducimos una red que tenga las características de un estrangulamiento de radiofrecuencia. En parámetros distribuidos, se emplea un transformador de $\lambda/4$, donde λ es la longitud de onda de la frecuencia central, que en un extremo presente un cortocircuito. Para presentar un cortocircuito se emplean capacitores de desacoplo conectados a tierra. Si en un extremo del transformador de $\lambda/4$ se presenta un cortocircuito, el transformador invierte la impedancia, presentando en el otro extremo un circuito abierto a la frecuencia fundamental, volviéndolo idóneo para utilizarlo como red de polarización.

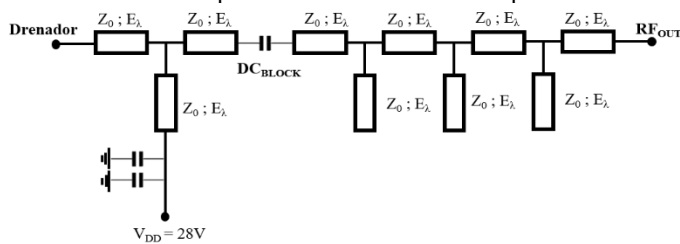


Figura 4. Red acopladora a la salida por optimizar.

El transformador también posee la ventaja adicional de ser un filtro para los armónicos pares [9], así que no solo es una red de polarización, sino también funciona como filtro. Lo descrito anteriormente queda plasmado en la red de la Figura 4.

El optimizador modificará los valores de la impedancia característica (Z_0) y de longitud eléctrica (E_λ) a la frecuencia de diseño, tal que se cumplan todos los objetivos y así obtener una red acopladora a la salida con líneas de transmisión ideal.

Habiendo discutido la red a la salida, la red a la entrada fue diseñada empleando la carta Smith. Dentro de las utilidades que posee ADS, se encuentra la herramienta de carta Smith que nos permite diseñar redes de acoplamiento. Para el diseño de la red acopladora a la entrada se fija la impedancia $Z_{IN} = 6.707 + j0.022 \Omega$; y la impedancia del generador, típicamente 50Ω . De esta forma, podemos generar una red similar a la de la Figura 4. En el caso de la red de entrada, requerimos de una red de

polarización para introducir el voltaje compuerta-surtidor tal que no afecte el acoplamiento a la entrada, además, debemos de considerar el efecto que tendrá la red estabilizadora en el acoplamiento de impedancias. La red acopladora entonces tendrá la forma de la Figura 5.

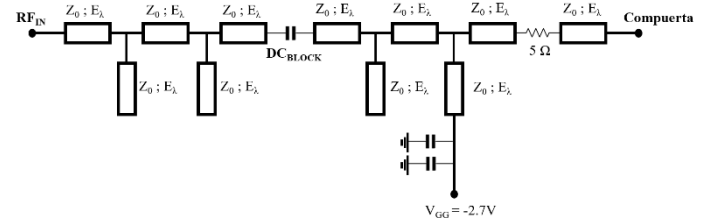


Figura 5. Topología de la red acopladora a la entrada.

Teniendo el amplificador adaptado con redes de acoplamiento compuestas de líneas de transmisión ideales, el siguiente paso será convertir el circuito a un circuito de microcinta. Para empezar el diseño en microcinta primero seleccionamos el sustrato dieléctrico en el cual será fabricado. El sustrato seleccionado es el RO4003C de Rogers Corporation cuyas características dieléctricas están resumidas en la Tabla 3.

Para realizar la conversión de líneas ideales a líneas de microcinta, aprovecharemos otra de las utilidades de ADS que es *LineCalc*, en el cual a partir de las características de un sustrato dieléctrico y los parámetros Z_0 y E_λ se pueden sintetizar líneas de microcinta que poseen una anchura w y una longitud ℓ .

Tabla 3. Especificaciones del RO4003C.

Propiedad	Valor típico
Grosor del dieléctrico	1.52 mm
Constante dieléctrica (ϵ_r)	3.38
Constante de pérdidas ($\tan \delta$)	0.0021
Grosor del cobre	17.5 μm

Después de realizar la conversión a líneas de microcinta, el amplificador completo diseñado se puede visualizar esquemáticamente en la Figura 6.

2.3. Simulaciones

Durante todo el proceso de diseño, se realizaron simulaciones circuitales del amplificador. Al diseño con líneas ideales y al circuito en microcinta se le realizaron simulaciones de balance armónico y parámetros S como primera y segunda aproximación al amplificador clase AB. De esta forma se verificó en todo momento que se cumplieran las especificaciones de la Tabla 1. Como última aproximación al comportamiento del amplificador, se realizó una simulación electromagnética de onda completa al circuito de microcinta de la Figura 6, que consta de una simulación del Método de Momentos utilizando el simulador

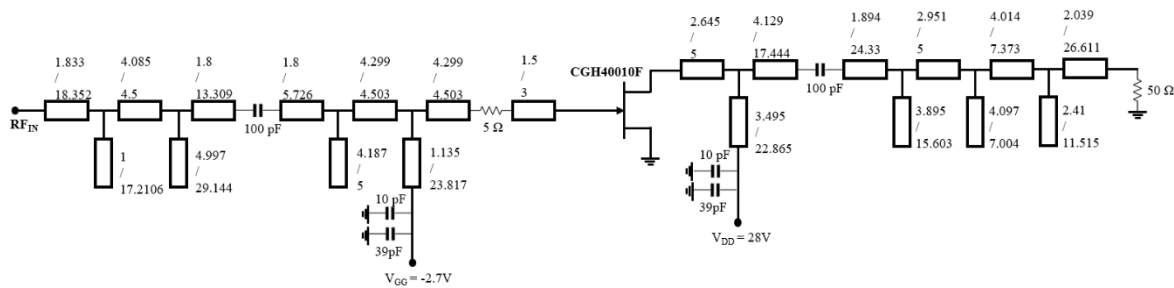


Figura 6. Amplificador de potencia clase AB diseñado en microcinta (w/ℓ en [mm]).

Momentum para determinar el acoplamiento mutuo entre las líneas de microcinta. Para tomar en cuenta los efectos electromagnéticos determinados por esta simulación, se realizó una cosimulación del amplificador, entre *Momentum* y ADS. A continuación, se presentan los resultados de la cosimulación del amplificador:

- **Parámetros S:**

La simulación de parámetros S determina el comportamiento del circuito en señal pequeña, como es su ganancia lineal (S_{21}) y el coeficiente de reflexión a la entrada (S_{11}) y a la salida (S_{22}). Observamos en los resultados de la Figura 7 una ganancia a la frecuencia central de 16.92 dB (m5); con un mínimo, dentro del ancho de banda, a 2.1 GHz de 15.7 dB (m6).

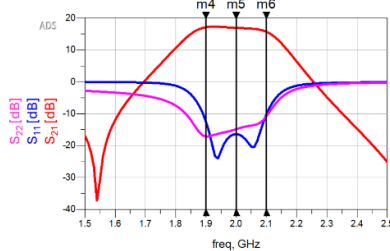


Figura 7. Simulación de parámetros S.

- **Barrido en potencia:**

Para el barrido en potencia, nuestra ganancia de referencia será de 16.92 dB. El barrido de potencia se realizará para determinar a qué potencia de entrada el amplificador se comprime a 1 dB y a 3 dB. Los resultados se observan en la Figura 8.

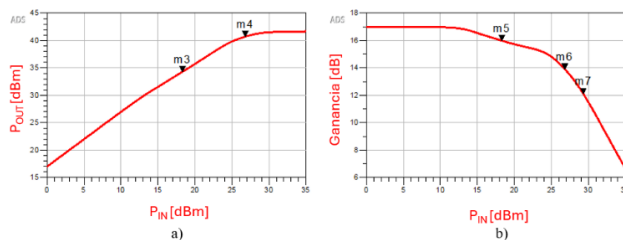


Figura 8.a) Potencia de entrada vs Potencia de salida. b) Potencia de entrada vs Ganancia.

Destacamos los marcadores m5 y m6 en la Figura 8(b). El marcador m5 nos muestra que al alimentar al amplificador con 18.3 dBm a la entrada, la ganancia del amplificador disminuye

en 1 dB (15.8 dB de ganancia), mientras que el marcador m6 nos indica que la ganancia disminuye en 3 dB cuando se alimenta al amplificador con 26.8 dBm (13.9 dB de ganancia). Con esta simulación obtenemos la potencia necesaria para comprimir al amplificador a 1 y a 3 dB, esta información es fundamental para realizar el balance armónico. Los marcadores m3 y m4 de la Figura 8(a) nos indican la potencia de salida a una compresión de 1 dB y 3 dB, respectivamente.

- **Balance armónico a 1 dB de compresión:**

Alimentando al amplificador con 18.3 dBm realizamos la simulación de balance armónico para determinar la potencia a la salida y la eficiencia del amplificador a la frecuencia de operación 2 GHz. En la Figura 9(a), se muestra el espectro de la señal de salida y en la Figura 9(b) las formas de onda del voltaje drenador-surtidor y de la corriente de drenador.

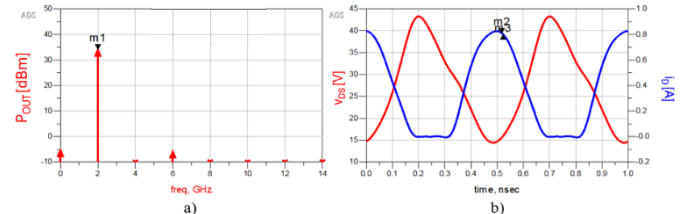


Figura 9.a) Espectro de la señal de salida. b) Formas de onda en el transistor.

Al estar comprimido únicamente en un decibel podemos apreciar muy poco contenido armónico en la Figura 9(a) y muy poca distorsión de la Figura 9(b), esto a costa de no cumplir con las especificaciones de potencia a la salida y de eficiencia. Como se muestra en la Tabla 4, observamos muy poco contenido armónico, pero a la vez una eficiencia muy baja.

Tabla 4. Resultados del balance armónico a 1 dB de compresión.

Figura de Mérito	Resultado
$P_{out}@ 2\text{GHz}$ (m1)	34.188 dBm ≈ 2.62 W
$P_{out}@ 4\text{GHz}$	-23.95 dBm ≈ 2.62 μ W
$P_{out}@ 6\text{GHz}$	-5.737 dBm ≈ 2.62 μ W
Ganancia	15.8 dB
PAE	25.15%

- **Balance armónico a 3 dB de compresión:**

En busca de cumplir con las especificaciones de diseño, comprimimos más al amplificador alimentándolo con 26.8 dBm.

El espectro se muestra en la Figura 10(a) y las formas de onda en la 10(b). Y los resultados del balance armónico se encuentran en la Tabla 5.

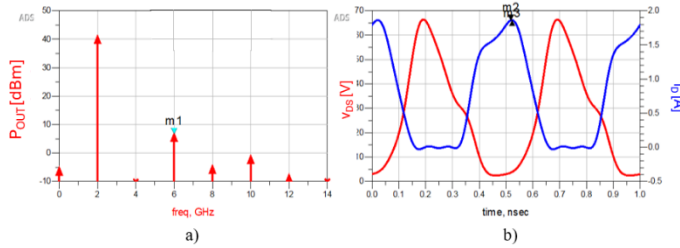


Figura 10.a) Espectro de la señal de salida. b) Formas de onda en el transistor.

Tabla 5. Resultados del balance armónico a 3 dB de compresión.

Figura de Mérito	Resultado
P_{out} @ 2GHz	40.706 dBm $\approx$ 12.92 W
P_{out} @ 4GHz	-14.12 dBm $\approx$ 38.72 μ W
P_{out} @ 6GHz (m1)	6.8 dBm $\approx$ 4.786 mW
Ganancia	14.115 dB
PAE	58.51%

A costa de aumentar la distorsión de la señal de salida, encontramos que a 3 dB de compresión el amplificador de potencia de la Figura 6, cumple con todas las especificaciones de la Tabla 1. Esto nos indica que, para una operación eficiente del amplificador, se debe de operar a una compresión de 3 dB.

• Barrido en frecuencia:

Ahora bien, si las especificaciones se cumplieron de acuerdo con la simulación de la Figura 10 y los resultados de la Tabla 5, esto solo es verdad a 2 GHz, nos interesa que se cumplan dentro del ancho de banda especificado que son 200 MHz (de 1.9 a 2.1 GHz). Para verificar esto, se realizó un barrido de frecuencia al amplificador comprimido 3 dB, se puede observar la simulación en la Figura 11.

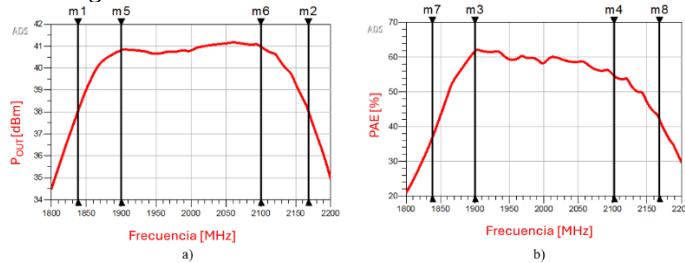


Figura 11.a) Frecuencia vs Potencia de salida. b) Frecuencia vs Eficiencia.

La Figura 11(a) nos muestra una potencia de salida mayor a 40 dB en el ancho de banda especificado (entre marcadores m5 y m6). Y la Figura 11(b) nos indica una eficiencia mayor al 50% en el ancho de banda especificado (entre marcadores m3 y m4). Es decir, podemos garantizar que se cumplen las especificaciones de la Tabla 1 en todo el ancho de banda.

El proceso de diseño y los resultados de las simulaciones se presentan a mayor detalle en [10].

3. CONCLUSIONES

En este artículo se presentó el diseño de un amplificador de potencia clase AB a 2GHz que, a una compresión de 3 dB, entrega una potencia a la salida de 40.7 dBm con una eficiencia del 58.51%; y en un ancho de banda de 200 MHz, puede entregar una potencia de salida mayor a 40 dBm con una eficiencia mayor al 50%. La operación del amplificador en esta compresión aumenta su eficiencia, siendo una opción viable como el amplificador de una estación base o bien, si se busca aumentar aún más la eficiencia, este amplificador puede ser integrado en una arquitectura compuesta.

4. AGRADECIMIENTOS

Trabajo realizado con el apoyo del Programa UNAM-DGAPA-PAPIME-PE106124.

5. REFERENCIAS

- [1] GSMA Intelligence, "La economía móvil en América Latina 2025," GSMA, junio 2025, p. 11. Accedido: junio 25, 2025. [En línea]. Disponible: https://www.gsma.com/solutions-and-impact/connectivity-for-good/mobile-economy/wp-content/uploads/2025/05/GSMA_Latam_ME2025_SPA_R_Web.pdf
- [2] G. Bartolotti, A. Piacibello and V. Camarchia, "Integrated 5-W GaN Doherty Power Amplifier for 5G FR1 Bands with 19 dB Gain Over a 41% Bandwidth," 2024 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2024, Washington, DC, USA, 2024, pp. 378-381
- [3] H. Shihai, J. Liang, X. Linjian, H. Meng and Y. Qian, "A High Efficiency and High Linearity GaAs HBT Doherty Power Amplifier for 5G NR 3.4V Application," 2024 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2024, Washington, DC, USA, 2024, pp. 370-373
- [4] A. Piacibello et al., "High-Gain and High-Linearity MMIC GaN Doherty Power Amplifier With 3-GHz Bandwidth for Ka-Band Satellite Communications," in IEEE Microwave and Wireless Technology Letters, vol. 34, no. 6, pp. 765-768, June 2024
- [5] A. S. M. Alqadami, S. Madhuwantha, R. Farrell and J. Dooley, "A 5 W high efficiency Class AB power amplifier for LTE base station application," 2017 28th Irish Signals and Systems Conference (ISSC), Killarney, Ireland, 2017, pp. 1-5
- [6] K. Ünal and M. B. Yelten, "GaN-Based High-Efficiency Class AB Power Amplifier Design for Sub-6 GHz 5G Transmitter Systems," 2021 13th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), Bursa, Turkey, 2021, pp. 90-93
- [7] J. Walker, W. Burger, C. P. Dragon, R. Davis, R. J. Trew, S. C. Cripps, S. Maas, D. P. Myer, D. FitzPatrick, I. J. Bahl, M. Mahalingam, B. Roesch, W. Bosch, M. Akkul, and M. G. Hiebel, "Handbook of RF and Microwave Power Amplifiers". Cambridge University Press, 2012. p. 103
- [8] U. Mishra, P. Parikh, and Y.-F. Wu, "AlGaIn/GaN HEMTs—an overview of device operation and applications," Proceedings of the IEEE, vol. 90, no. 6, pp. 1022–1031, 2002.
- [9] S. C. Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications". Artech House, 2006 pp. 42-45; pp. 92-93; p. 104.
- [10] E. A. Guerra, "Diseño de un amplificador de potencia clase AB para aplicaciones en microondas" Tesis de licenciatura. Facultad de Ingeniería, UNAM, 2025. [En línea]. Disponible en: https://tesiunam.dgb.unam.mx/F/VBHUHF9TAG2JCQIT1B37DT65RB7KFALYBLU8NSP58M6CRA6J12-17126?func=full-set-set&set_number=043478&set_entry=000002&format=999