



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

---

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**Diseño de un amplificador de  
potencia clase AB para aplicaciones  
en microondas**

**TESIS**

Que para obtener el título de

**Ingeniero Eléctrico Electrónico**

**P R E S E N T A**

Enrique Alfonso Guerra Camacho

**DIRECTOR DE TESIS**

Dr. José Ismael Martínez López



**Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2025**

## *Agradecimientos*

Fueron 6 años de desarrollo profesional en la Universidad Nacional Autónoma de México, años pesados y difíciles por diferentes razones, y este trabajo marca el fin de mi desarrollo como Ingeniero. Quisiera agradecer a:

- A mi mamá *Ana Laura Camacho Martínez*, a mi papá *Enrique Alfonso Guerra Guerrero* y a mi hermana *Ana Valeria Guerra Camacho* por ser mi primera red de apoyo no solo en la universidad, sino desde siempre. Su apoyo incondicional y consejos me ayudaron a sobrellevar los momentos más complicados de la carrera y por eso y más estoy eternamente agradecido.
- Al *Dr. José Ismael Martínez López*, por su confianza, paciencia y sus enseñanzas no sólo durante el desarrollo de este tema de tesis y del desarrollo de mi servicio social. Sino desde que tomé su clase de Dispositivos y Circuitos Electrónicos.
- A mis sinodales el *Dr. Pablo Roberto Pérez Alcázar*, el *M.I. Lauro Santiago Cruz*, el *Dr. José María Gómez Pérez* y al *Dr. Francisco Javier Martínez Rodríguez* cuyas correcciones y aportaciones enriquecieron enormemente este trabajo de tesis. Y en particular, gracias al *Dr. José María* y al *Dr. Francisco* por impartir sus cursos de licenciatura de tal forma que me permitieron desarrollarme en esta área que tanto me apasiona.
- A mis amigos que conozco desde que empecé la carrera *Germán Alday Salazar*, *Cristobal Rair Cuahutencos Meza* y a *Jose Carlos Ugalde Flores* por estar ahí desde el principio y por todo el apoyo que me dieron durante toda la carrera y que a pesar de todos estos años siempre puedo contar con ustedes.
- A mis amigos electrónicos *Fernando Plata Orozco*, *Daniela Alejandra Maldonado Díaz*, *David Zavala Pérez*, *Oscar Rubén Rendón Higuero* y *Dennisse Alejandra Viveros González* que nos unió nuestro interés común en la electrónica, pero fue su confianza y amistad que nos mantuvo juntos todos, por eso y más estoy agradecido.
- A mi amigo y colega de trabajo el *Ing. Yael Jasso Martínez* por su amistad y cordialidad a lo largo de nuestro servicio social y de nuestra actual ayudantía.
- A mis amigos de control el *Ing. José Alejandro León Sánchez*, el *Ing. Alejandro Lagunas Mercado* y al *Ing. Luis Eduardo Silva Franco* por su amistad a lo largo de mi carrera.
- Al Programa de Apoyo a Proyectos para Innovar y Mejorar la Educación de la Dirección General de Asuntos del Personal Académico (DGAPA-PAPIME) con número PE106124 titulado *Caracterización y modelado de transistores para la asignatura de amplificadores electrónicos*. Por proporcionar la licencia de *Advance Design System* de *Keysight Technologies*.
- *A big acknowledgement and shoutout to the engineers at Keysight Technologies: Matt Ozalas, Anurag Bhargava and Andy Howard for providing their knowledge and material on Power Amplifier Design for the CAD Software ADS. Their extremely helpful tutorials and ADS Workspaces allowed me to fully design the class AB amplifier presented in this thesis.*

A todos y cada uno de ustedes, gracias.

# Índice general

## Glosario

<b>1. Capítulo 1</b>	<b>1</b>
1. Introducción	1
1.1. Objetivos	2
1.1.1. Objetivos específicos	2
<b>2. Capítulo 2</b>	<b>3</b>
2. Marco teórico	3
2.1. Análisis y figuras de mérito de un amplificadores de potencia	3
2.1.1. Figuras de Mérito	7
2.2. Modos de operación de amplificadores de potencia	11
2.2.1. Clase A	13
2.2.2. Clase B	15
2.2.3. Clase AB	20
2.2.4. Clase C	22
2.3. Balance armónico del amplificador clase AB	24
2.4. Herramientas para el diseño de redes de acoplamiento	32
2.4.1. <i>Load-pull</i>	33
2.4.2. Modelado del transistor en señal grande	35
2.5. Topología del amplificador de potencia	37
<b>3. Capítulo 3</b>	<b>39</b>
3. Diseño y simulación	39
3.1. Metodología	39
3.2. Diseño	40
3.2.1. Selección del transistor	41
3.2.2. Polarización y estabilización del transistor	42
3.2.3. Pruebas de <i>load-pull</i>	49
3.2.4. Redes de acoplamiento	57
3.2.5. Diseño en microcinta	73
3.2.6. Diseño en Momentum	84

3.2.7. Rediseño	87
3.3. Resultados de Simulación	90
3.3.1. Simulación de parámetros S	90
3.3.2. Simulación de barrido de potencia	91
3.3.3. Simulación de balance armónico a 1 dB de compresión	92
3.3.4. Simulación de balance armónico a 3 dB de compresión	94
3.3.5. Simulación de barrido de frecuencia	96
<b>4. Capítulo 4</b>	<b>99</b>
4. Conclusiones y trabajo a futuro	99
4.1. Trabajo a futuro	100
<b>A. Apéndice</b>	<b>101</b>
1. Desarrollo de expresión de $i_D(\theta)$	101
2. Análisis de Fourier	102
2.1. Componente de directa $I_{DC}$	102
2.2. Componente del enésimo armónico $I_N$	103
2.3. Componente fundamental $I_1$	104

# Índice de figuras

2.1. Ondas de corriente y voltaje desfasadas. . . . .	4
2.2. Gráfica de Potencia vs Ángulo de desfasamiento. . . . .	5
2.3. Amplificador en configuración de fuente común. . . . .	6
2.4. Modelo en señal pequeña del amplificador. . . . .	6
2.5. Curvas IV del CGH40010F modeladas en ADS. . . . .	8
2.6. Curva de potencia de un driver de potencia ZHL-42+ de Mini-Circuits. . . . .	9
2.7. Curva de potencia y punto de compresión a 1dB. [1] . . . . .	10
2.8. Amplificador de potencia por analizar. . . . .	11
2.9. Modelo ideal del transistor $Q_1$ utilizado para el análisis de los modos de operación. [2] . . . . .	12
2.10. Formas de onda de $Q_1$ en clase A. . . . .	13
2.11. Punto de operación del transistor $Q_1$ en clase A. . . . .	14
2.12. Formas de onda de $Q_1$ en clase B. . . . .	16
2.13. Punto de operación del transistor $Q_1$ en clase B. . . . .	16
2.14. Amplificador de potencia sintonizado. . . . .	20
2.15. Formas de onda de $Q_1$ en clase AB. . . . .	21
2.16. Punto de operación del transistor $Q_1$ en clase AB. . . . .	21
2.17. Formas de onda de $Q_1$ en clase C. . . . .	22
2.18. Punto de operación del transistor $Q_1$ en clase C. . . . .	23
2.19. Formas de onda del amplificador clase AB. [3] . . . . .	24
2.20. Aproximación de $i_D(\theta)$ para $\alpha = 1.5\pi = 270^\circ$ . . . . .	29
2.21. Aproximación de $i_D(\theta)$ para $\alpha = 1.18\pi = 212.4^\circ$ . . . . .	30
2.22. Aproximación de $i_D(\theta)$ para $\alpha = 1.64\pi = 295.19^\circ$ . . . . .	30
2.23. Espectro de la corriente $i_D(\theta)$ para los 3 ángulos de conducción. . . . .	31
2.24. Circuito por acoplar. . . . .	32
2.25. Circuito con redes de acoplamiento a la entrada y a la salida. . . . .	33
2.26. Esquema general de una prueba de <i>load-pull</i> . [4] . . . . .	34
2.27. Contornos de potencia de salida (rojo) y de PAE (azul). . . . .	35
2.28. Primer planteamiento para el amplificador de potencia. . . . .	37
2.29. Planteamiento final para el amplificador de potencia. . . . .	38
3.1. Diagrama de flujo para diseño de amplificador clase AB. . . . .	40

3.2. Características principales del CGH40010. [5]	42
3.3. Esquemático para obtener las curvas IV.	43
3.4. Plantilla de datos para la polarización del CGH40010F. [6]	43
3.5. Analizador de redes para evaluar estabilidad.	45
3.6. Circulos de estabilidad del CGH40010F polarizado en $V_{GS} = -2.7V$ y $V_{DS} = 28V$ .	46
3.7. Parámetros S del CGH40010F sin estabilizar.	46
3.8. Transistor con red estabilizadora.	47
3.9. Circulos y criterio de estabilidad con red estabilizadora.	48
3.10. Parámetros S del CGH40010F estabilizado.	48
3.11. Esquemático para prueba de <i>load-pull</i> .	49
3.12. Resultados de prueba de <i>load-pull</i> a nivel de entrada constante $P_{avb} = 29$ dBm.	50
3.13. Banco de prueba para <i>load-pull</i> .	51
3.14. Variables para segunda prueba de <i>load-pull</i> .	52
3.15. Configuración del optimizador.	52
3.16. Contornos de ganancia en azul y eficiencia en rojo.	53
3.17. Impedancias de entrada y salida para potencia y eficiencia máxima y su respectiva potencia de entrada.	54
3.18. Curvas de potencia vs eficiencia y vs ganancia.	54
3.19. Esquemático para simulación de balance armónico.	55
3.20. Resultados de balance armónico y parámetros S en condiciones ideales a 3dB de compresión.	56
3.21. Resultados de balance armónico y parámetros S en condiciones ideales a 1 dB de compresión.	57
3.22. Red de acoplamiento con topología pasa bajas.	58
3.23. Red de acoplamiento a la salida con múltiples etapas pasa-baja.	58
3.24. Medición de la impedancia de un transformador de $\lambda/4$ .	59
3.25. Red de acoplamiento a la salida por optimizar.	60
3.26. Banco de optimización para la red de acoplamiento a la salida.	60
3.27. Esquemático de la red de acoplamiento a la salida.	61
3.28. Red de acoplamiento optimizada a $Z_1 = 32.18 + j8.354 \Omega$ y $Z_2 = Z_3 = 0 \Omega$ .	62
3.29. Comprobación del acoplamiento de impedancias.	62
3.30. Amplificador con red de acoplamiento a la salida.	63
3.31. Simulación de balance armónico del amplificador con red de acoplamiento ideal a la salida.	63
3.32. Banco de optimización para la simulación de balance armónico.	64
3.33. Segunda optimización de la red de acoplamiento a la salida.	65
3.34. Resultados con la red de acoplamiento de la figura 3.33.	65
3.35. Herramienta de Carta Smith de ADS.	66
3.36. Diseño de la red de acoplamiento a la entrada.	67
3.37. Primer diseño de la red acopladora a la entrada.	67
3.38. Amplificador con redes acopladoras ideales.	68
3.39. Balance armónico con redes de acoplamiento ideales.	69

3.40. Amplificador modificado con líneas de transmisión para soldar componentes SMD.	69
3.41. Balance armónico con las líneas de transmisión auxiliares.	70
3.42. Red acopladora a la entrada con red de polarización.	70
3.43. Configuración del optimizador para el amplificador con las redes acopladoras a la entrada y salida.	71
3.44. Red acopladora a la entrada optimizada con un grado de libertad mayor.	71
3.45. Amplificador con redes acopladoras ideales optimizadas.	72
3.46. Balance armónico con redes acopladoras ideales optimizadas.	72
3.47. Ventana principal de LineCalc.	73
3.48. Red de acoplamiento a la salida en líneas de microcinta.	74
3.49. Red de acoplamiento a la salida con discontinuidades.	74
3.50. Red acopladora a la entrada con líneas de microcinta.	75
3.51. Amplificador con redes acopladoras en microcinta.	75
3.52. Balance armónico del amplificador con redes en microcinta.	76
3.53. Esquemático para comparar acoplamiento a la salida.	76
3.54. Coeficiente de reflexión y transmisión de la red acopladora a la salida ideal y con microcinta.	77
3.55. Esquemático para comparar acoplamiento a la entrada.	77
3.56. Coeficiente de reflexión y transmisión de la red acopladora a la entrada ideal y con microcinta.	78
3.57. Sintonización del primer segmento T de la red acopladora a la salida.	79
3.58. Primer segmento T con valores actualizados.	79
3.59. Parámetros de transmisión y reflexión de la red de acoplamiento a la salida ideal y red de microcinta sintonizada.	80
3.60. Parámetros de transmisión y reflexión de la red de acoplamiento a la entrada ideal y red de microcinta sintonizada.	80
3.61. Red acopladora a la salida sintonizada.	81
3.62. Red acopladora a la entrada sintonizada.	81
3.63. Balance armónico y parámetros S del amplificador con redes de microcinta sintonizadas.	82
3.64. Amplificador con redes de microcinta optimizadas.	82
3.65. Balance armónico y parámetros S del amplificador con redes de microcinta optimizadas.	83
3.66. Red acopladora a la salida optimizada en microcinta.	83
3.67. Red acopladora a la entrada optimizada en microcinta.	84
3.68. Definición del RO4003C en Momentum.	84
3.69. Red de acoplamiento a la salida en Momentum.	85
3.70. Red de acoplamiento a la entrada en Momentum.	85
3.71. Cosimulación del amplificador con ADS y Momentum.	86
3.72. Resultados de cosimulación.	86
3.73. Balance armónico y parámetros S del amplificador rediseñado.	87
3.74. Red acopladora a la salida rediseñada.	88
3.75. Red acopladora a la entrada rediseñada.	88

3.76. Red acopladora a la salida rediseñada, implementada en Momentum. . . . .	88
3.77. Red acopladora a la entrada rediseñada, implementada en Momentum. . . . .	89
3.78. Amplificador de potencia clase AB rediseñado. . . . .	89
3.79. Balance armónico y parámetros S del amplificador clase AB rediseñado. . . . .	89
3.80. Parámetros S del amplificador clase AB. . . . .	91
3.81. Barrido de potencia del amplificador cosimulado en Momentum @ 2GHz. . . . .	91
3.82. Balance armónico del amplificador clase AB a 1 dB de compresión y a 2 GHz. . . . .	92
3.83. Línea de carga dinámica del amplificador clase AB a 1 dB de compresión y 2 GHz. . . . .	93
3.84. Balance armónico del amplificador clase AB a 3 dB de compresión y a 2 GHz. . . . .	94
3.85. Línea de carga dinámica del amplificador a una compresión de 3 dB. . . . .	95
3.86. Frecuencia ( $f_1$ [MHz]) vs Potencia de salida ( $P_{del}$ [dBm]). . . . .	97
3.87. Frecuencia ( $f_1$ [MHz]) vs Eficiencia ( $PAE$ [%]). . . . .	97



# Índice de tablas

2.1. Resumen de clases de operación.	23
3.1. Especificaciones de diseño.	40
3.2. Especificaciones del RO4003C.	73
3.3. Resultados del barrido de potencia del amplificador clase AB cosimulado.	92
3.4. Resultados de balance armónico del amplificador clase AB cosimulado en Momentum @ 2 GHz y 1 dB de compresión.	93
3.5. Resultados de balance armónico del amplificador clase AB cosimulado en Momentum @ 2 GHz y 3 dB de compresión.	94
3.6. Resultados de balance armónico del amplificador simulado únicamente en ADS @ 2GHz a 3 dB de compresión.	96



# Glosario

**ADS** *Advanced Design System.* [1](#)

**CAD** *Computer Aided Design.* [1](#)

**DUT** *Device Under Test.* [34](#)

**HEMT** *High Electron Mobility Transistor.* [9](#)

**IMN** *Input Matching Network.* [33](#)

**LMBA** *Load Modulated Balanced Amplifier.* [1](#)

**OMN** *Output Matching Network.* [33](#)

**PAE** *Power Added Efficiency.* [8](#)

**RF** *Radio Frequency.* [1](#)

**RFC** *Radio Frequency Choke.* [12](#)

**SMD** *Surface Mount Device.* [68](#)

# Capítulo 1

## 1. Introducción

Los transmisores de radiofrecuencia (RF) poseen múltiples circuitos electrónicos que les permiten cumplir con su tarea principal; transmitir señales de alta frecuencia a través de largas distancias con dirección a un sistema de recepción. El amplificador de potencia es uno de estos circuitos auxiliares del transmisor y estos pueden tener uno o más amplificadores de potencia.

La clasificación alfabética de los amplificadores de potencia, según Cripps *et al* en [7], datan desde los años 1920; donde el manejo de señales de RF se realizaban con tubos de vacío. Y un problema general que padecen los amplificadores de potencia desde su inyección, es el comportamiento antagónico entre la linealidad y la eficiencia de su operación. A pesar de ser un circuito muy estudiado y documentado desde antes de la invención del transistor de estado sólido, el amplificador clase AB nos propone un gran balance entre linealidad y eficiencia, que a la fecha sigue siendo implementado en radiobases o incluso como parte de una arquitectura compuesta como son las arquitecturas Doherty o los amplificadores balanceados modulados en carga (LMBA). Estas últimas pertenecen al estado del arte de los amplificadores de potencia y son la motivación principal de este trabajo de tesis. Por lo que, como primer acercamiento a éstas, nos compete entrar en detalle sobre los amplificadores clase AB.

En el presente trabajo de tesis se propone, analiza, diseña y simula un amplificador de potencia clase AB que opere en altas frecuencias, con ayuda del software de diseño asistido por computadora (CAD) *Advanced Design System* (ADS) proporcionado por *Keysight Technologies*. Donde la aportación principal de este trabajo sea plantear una metodología de diseño estructurado y secuencial que pueda ser implementada sin importar el transistor utilizado o las especificaciones de diseño. Entre otras aportaciones, se encuentra el balance armónico del amplificador clase AB, que ya ha sido definido y

analizado en [3] y [8], pero no a la profundidad requerida.

Dentro del alcance de este trabajo se encuentra el diseño de circuitos en alta frecuencia, como es la síntesis de líneas de transmisión, hasta diseño de redes de acoplamiento distribuidas empleando la carta Smith. Las herramientas necesarias para el diseño de amplificadores de potencia como son pruebas de estabilidad y *load-pull* o manejo de modelos no lineales de transistores. Y el manejo de esquemáticos, plantillas de datos y *layouts* de ADS para el diseño y simulación de circuitos de alta frecuencia.

## 1.1. Objetivos

Analizar, diseñar y simular un amplificador de potencia clase AB basado en transistores de Nitruro de Galio (GaN) para su uso en sistemas de comunicaciones en las bandas de alta frecuencia.

### 1.1.1. Objetivos específicos

Los objetivos específicos del trabajo son:

- Diseñar un amplificador de potencia a una frecuencia de 2 GHz y ancho de banda de 200 MHz capaz de operar a una compresión de 3 dB.
- Obtener una potencia a la salida de más de 10 W.
- Obtener una eficiencia mayor al 50 %.

El presente trabajo se divide en otros 3 capítulos. El capítulo 2, donde se abordan los antecedentes necesarios para entender el principio de funcionamiento de un amplificador de potencia y posteriormente el análisis de un amplificador clase AB, así como las herramientas de diseño por utilizar y concluye con el planteamiento de un amplificador de potencia clase AB general. El capítulo 3, que explica la metodología seguida para el diseño del amplificador y donde se reporta todo el proceso de diseño de inicio a fin, y concluye con los resultados de las simulaciones realizadas al diseño final del amplificador. Finalmente, las conclusiones del trabajo se presentan en el capítulo 4, donde se exponen también el trabajo a futuro que surge a partir de este diseño y trabajo escrito.

# Capítulo 2

## 2. Marco teórico

Para comprender mejor el proceso de diseño de un amplificador de potencia convencional, el presente capítulo expone conceptos fundamentales como es el concepto del amplificador de potencia y sus figuras de mérito, algunos de los modos de operación de los amplificadores de potencia, el análisis de balance armónico de un amplificador clase AB, el diseño de redes de acoplamiento específicamente para amplificadores de potencia y finalizamos con un planteamiento general de un amplificador de potencia clase AB.

### 2.1. Análisis y figuras de mérito de un amplificadores de potencia

Comenzamos nuestro análisis de los amplificadores de potencia revisando el concepto de potencia promedio en el dominio del tiempo, esto nos permitirá después definir lo que hace un amplificador de potencia y los diferentes modos en los que puede operar.

Partimos de un par de ondas sinusoidales desfasadas un  $\Delta t = \frac{T\phi}{2\pi}$ , una para el voltaje y otra para la corriente, que se pueden observar en la figura [2.1](#) y a su vez están descritas a continuación:

$$\begin{cases} v(t) = V_p \sin(\omega t) \\ i(t) = I_p \sin(\omega t + \phi) \end{cases} \quad (2.1)$$

Como el voltaje y la corriente son periódicas, la potencia instantánea dada por la multiplicación del voltaje y de la corriente, también será periódica. Por lo tanto, la potencia promedio  $P_{avg}$  está definida como [9](#):

$$P_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \quad (2.2)$$

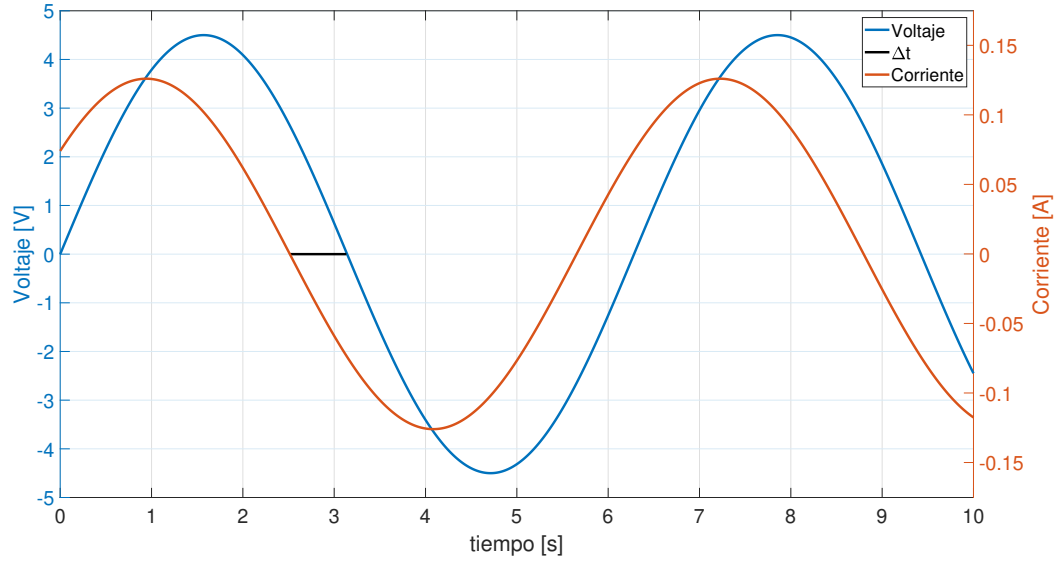


Figura 2.1: Ondas de corriente y voltaje desfasadas.

Sustituyendo el par de ecuaciones [2.1](#) en [2.2](#):

$$P_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T V_p \sin(\omega t) \cdot I_p \sin(\omega t + \phi) dt$$

$$P_{avg} = \frac{V_p I_p}{T} \int_0^T \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t + \phi) dt \quad (2.3)$$

Para facilitar la resolución de la integral empleamos la identidad trigonométrica de la multiplicación de dos senos:  $\sin(\alpha) \sin(\beta) = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]$ , en la ecuación [2.3](#):

$$P_{avg} = \frac{V_p I_p}{T} \int_0^T \frac{1}{2} [\cos(\omega t - \omega t + \phi) - \cos(\omega t + \omega t + \phi)] dt$$

$$P_{avg} = \frac{V_p I_p}{2T} \int_0^T \cos(\phi) - \cos(2\omega t + \phi) dt$$

$$P_{avg} = \frac{V_p I_p}{2T} \int_0^T \cos(\phi) dt - \frac{V_p I_p}{2T} \int_0^T \cos(2\omega t + \phi) dt \quad (2.4)$$

El segundo término de la ecuación [2.4](#) es igual a 0, ya que consiste de la integral de un coseno en un periodo completo. Anulando este término, la expresión resultante es:

$$P_{avg} = \frac{V_p I_p}{2T} \cos(\phi) \int_0^T dt$$

Resolviendo la integral y reduciendo términos semejantes:

$$P_{avg} = \frac{V_p I_p}{2T} \cos(\phi) \cdot [T - 0] = \frac{V_p I_p}{2T} T \cos(\phi) = \frac{1}{2} V_p I_p \cos(\phi)$$

$$P_{avg} = \frac{1}{2} V_p I_p \cos(\phi) \quad (2.5)$$

La ecuación 2.5 nos permite calcular la potencia promedio de cualquier elemento, dado que el voltaje y corriente sean ondas sinusoidales. Observamos que esta expresión depende directamente del desfaseamiento entre el voltaje y la corriente, y debido al término  $\cos \phi$  determinamos que la potencia promedio puede ser positiva o negativa, como podemos observar en la gráfica de la figura 2.2. Si la potencia promedio es positiva, es decir, si el voltaje y la corriente se encuentran en fase, decimos que la potencia está siendo disipada en el elemento analizado, por otro lado, si la potencia promedio es negativa; el voltaje y la corriente se encuentran desfasados más de 90 grados, y la potencia está siendo generada en el elemento analizado.

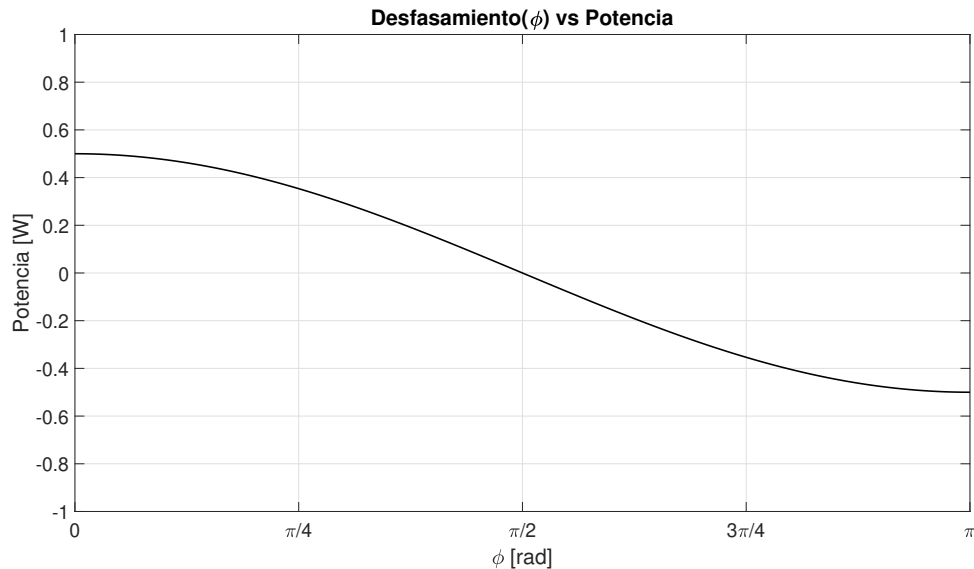


Figura 2.2: Gráfica de Potencia vs Ángulo de desfaseamiento.

Analizamos el caso de un resistor, en donde la corriente y el voltaje están relacionados por la Ley de Ohm, al no generar un desfaseamiento en el voltaje y en la corriente, este resistor siempre disipa potencia en forma de calor. Otro caso sería el de los elementos que almacenan energía, los inductores y capacitores. Estos desfasan la corriente del voltaje exactamente  $90^\circ$  y  $-90^\circ$  respectivamente, esto nos



da una potencia promedio de 0, de acuerdo con la gráfica de la figura 2.2, indicando que la potencia ni se disipa ni se genera, se almacena.

La siguiente pregunta por realizar sería ¿qué elemento o circuito nos permite desfasar al voltaje de la corriente más de 90 grados? Esta pregunta tiene muchas respuestas, no obstante la que le compete a esta tesis es la de un amplificador que emplea como dispositivo activo un transistor y que se encuentra en configuración de fuente común como se muestra en la figura 2.3

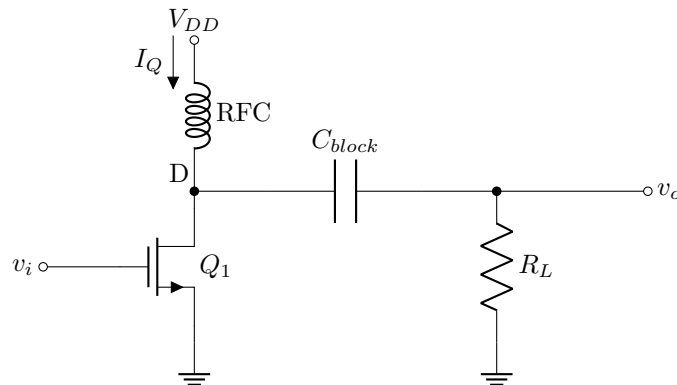


Figura 2.3: Amplificador en configuración de fuente común.

Este amplificador posee la característica de invertir la señal de voltaje a la salida, es decir, la señal de corriente se desfasa  $180^\circ$  respecto a la señal de entrada, en la carga  $R_L$ . Esto se puede observar al modelar al transistor en señal pequeña de la figura 2.4 [10]:

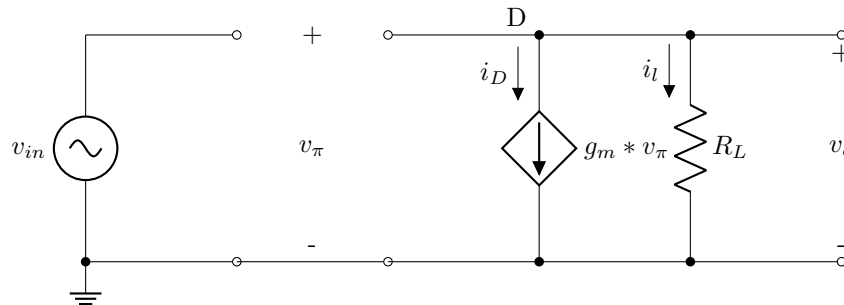


Figura 2.4: Modelo en señal pequeña del amplificador.

Podemos observar que la fuente de corriente y la carga al estar conectados en paralelo, ambos poseen el mismo voltaje. Sin embargo, la corriente de la carga es opuesta a la de la fuente de corriente, es decir, la fuente de corriente está extrayendo corriente de la carga, generando un desfase de  $180^\circ$

entre el voltaje y la corriente en la fuente de corriente. Y según el análisis realizado a partir de la figura [2.2](#) esto nos indica que la fuente de corriente está generando potencia.

Si bien lo anterior tiene sentido, no es del todo correcto. El detalle radica en que la fuente de corriente, por sí sola, no genera la potencia. Necesita de la fuente de DC para poder generar la potencia, debido a que sin esta fuente, el transistor no tiene ganancia y por lo tanto no genera esa potencia. Esto se ilustra fácilmente analizando las corrientes en el nodo D, a partir de las figuras [2.3](#) y [2.4](#).

$$i_D = I_Q - i_i \quad (2.6)$$

La corriente que circula en el transistor  $i_D$  será entonces de componentes totales, la fuente provee una corriente de directa para generar una ganancia en el transistor y la corriente de alterna enviada a la carga será la señal de entrada amplificada. Lo que nos quiere decir la ecuación [2.6](#) es que toda la corriente necesaria para que el transistor nos genere una ganancia es dada por la fuente de DC. Es decir, la potencia que nos da la fuente de DC, nos permite generar potencia de salida en AC. Es con este concepto que definimos al amplificador de potencia como un circuito que transforma una señal de baja potencia a una de alta potencia, mediante un dispositivo activo y una fuente de voltaje de DC. Es un circuito que transforma potencia de corriente directa en potencia de corriente alterna [\[11\]](#), o para nuestro caso, en potencia de RF.

### 2.1.1. Figuras de Mérito

Un amplificador de potencia ideal transformaría toda la potencia de DC disponible en potencia de AC, sin embargo, por como analizamos en la ecuación [2.6](#) no toda la potencia de DC se aprovecha. El generador de potencia, en nuestro caso el transistor, recibe toda la potencia de DC pero no le es posible transformarla toda en potencia de AC y enviarla a la carga, la potencia de DC no transformada se traduce en pérdidas de potencia las cuales se disipan en forma de calor en el transistor.

Para indicar cuanta potencia de DC se está aprovechando utilizamos la eficiencia de drenador o *drain efficiency* [\[3\]](#):

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (2.7)$$

Donde  $P_{out}$  es la potencia de salida o la potencia de AC en la carga expresada en Watts y,  $P_{DC}$  es la potencia entregada por la fuente igual expresada en Watts. Donde  $\eta$  es adimensional y normalmente

es expresada en forma de porcentaje:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \cdot 100$$

Otra forma de definir la eficiencia es descontando la potencia de entrada, que su efecto en la eficiencia aumenta cuando la ganancia del amplificador disminuye a menos de 10 dB [3]. Para tomar en cuenta este efecto se utiliza la eficiencia de potencia agregada (PAE), donde:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (2.8)$$

Donde  $P_{in}$  también está expresada en Watts.

Como todo amplificador, los amplificadores de potencia también tienen ganancia, normalmente expresada como la razón de la potencia de salida respecto a la potencia de entrada. Pero, en RF y microondas, es una práctica común manejar las potencias en escalas logarítmicas como los decibeles-miliwatt (dBm), es por esto que definimos la ganancia del amplificador como:

$$G = P_{out} - P_{in} \quad (2.9)$$

Donde si  $P_{out}$  y  $P_{in}$  están en dBm, entonces la ganancia estará expresada en dB.

La *ganancia* es entonces la razón de cambio de la potencia de salida respecto a la entrada. Que de forma ideal, esta razón de cambio sería constante independientemente del nivel de potencia a la entrada. Este no es el caso para un amplificador de potencia real que están sujetos a las limitaciones del dispositivo activo seleccionado.

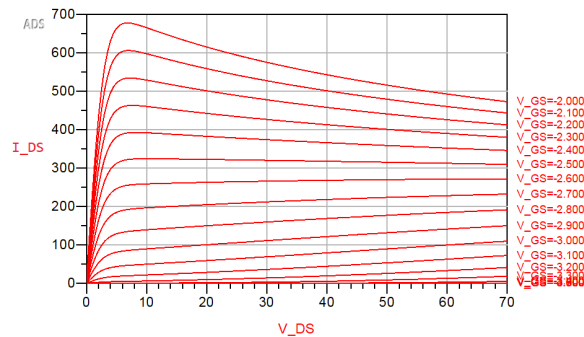


Figura 2.5: Curvas IV del CGH40010F modeladas en ADS.

En la figura 2.5 se observa el modelo de las curvas de voltaje y corriente o curvas IV de un transistor de alta movilidad de electrones (HEMT), específicamente un CGH40010F de Macom.

Una característica fundamental de estas familias de curvas es el voltaje de rodilla que delimita las regiones de operación del transistor. El voltaje de rodilla delimitará la máxima excursión posible del voltaje de salida, esto debido a la amplitud de la señal de entrada. Es decir, si la amplitud de la señal de entrada no es muy grande, la amplitud de la señal de salida no será muy grande y no excederá el voltaje de rodilla, permitiendo una excursión completa de la onda de voltaje a la salida. Esto nos indica una operación completamente lineal y se le llama señal pequeña.

Cuando la señal de entrada presenta amplitudes muy grandes, la señal de salida se verá afectada por el voltaje de rodilla, generando una onda de corriente distorsionada, que será proporcional a los niveles de entrada. Esto quiere decir que entre más grande sea la señal de entrada, la distorsión de la señal de salida también será más grande. La distorsión de la señal de salida se traduce a contenido armónico en la misma, indicando una operación no lineal que también recibe el nombre de señal grande.

La distorsión de la onda de corriente en operación de señal grande, se traduce directamente en una saturación de potencia, donde la ganancia del amplificador ya no es constante y para extraer mayor potencia a la salida, se requerirá cada vez más niveles más grandes de potencia a la entrada. Esto lo podemos observar con un ejemplo práctico.

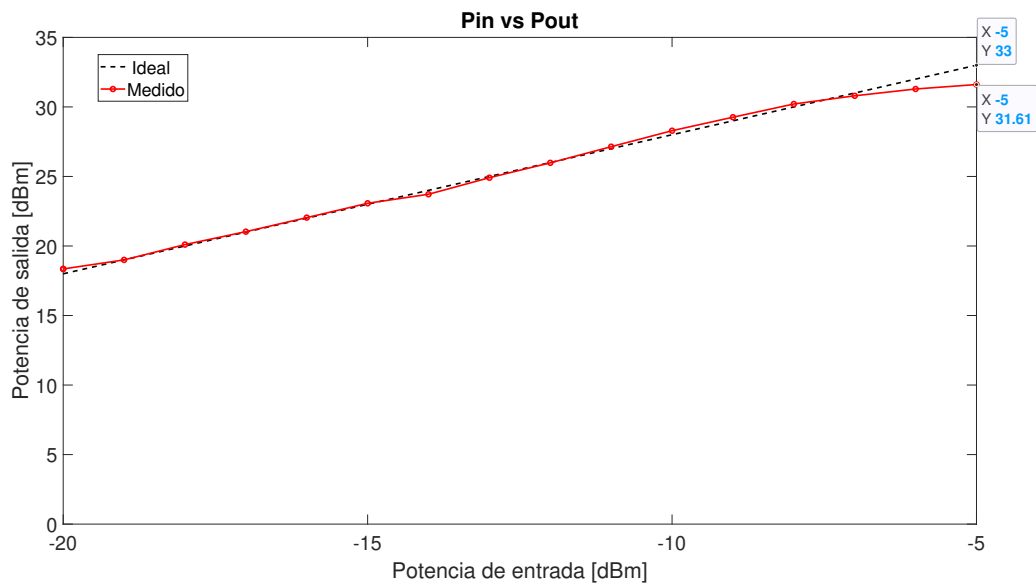


Figura 2.6: Curva de potencia de un driver de potencia ZHL-42+ de Mini-Circuits.

En la figura 2.6 podemos observar el comportamiento lineal de un amplificador de potencia caracterizado, destacamos la compresión del amplificador cuando la señal de entrada llega a -5 dBm. Siguiendo el comportamiento lineal de la gráfica, la potencia de salida debe de medir 33 dBm a ese valor de entrada, lo que nos indica que el amplificador caracterizado tiene una ganancia de 38 dBm. Pero, al caracterizar el amplificador, observamos que a ese nivel de entrada, a la salida solamente se obtenían 31.61 dBm, el nivel de la señal de salida se encuentra reprimido por 1.39 dBm y la ganancia del amplificador tuvo un decremento igual de 1.39 dBm. Esto nos indica que para niveles de entrada mayores a -5 dBm, el amplificador se encuentra en condiciones de señal grande y entre más aumentemos el nivel de entrada, más disminuirá la ganancia del amplificador. Este punto límite entre las condiciones de señal pequeña y señal grande o región lineal y no lineal respectivamente, se le conoce como *punto de compresión de 1 dB*, otra figura de mérito fundamental para el diseño y caracterización de un amplificador de potencia. El punto de compresión a 1 dB se le conoce como el punto donde la ganancia del amplificador decrece en un decibel, respecto con su ganancia lineal [1]. Después de este punto, la potencia de salida ya no solo dependerá de la ganancia, sino también de los niveles de potencia a la entrada, otra característica fundamental de la operación en señal grande. En la figura 2.7 podemos destacar las dos regiones de operación de un amplificador de potencia, limitado por el punto de compresión de 1dB.

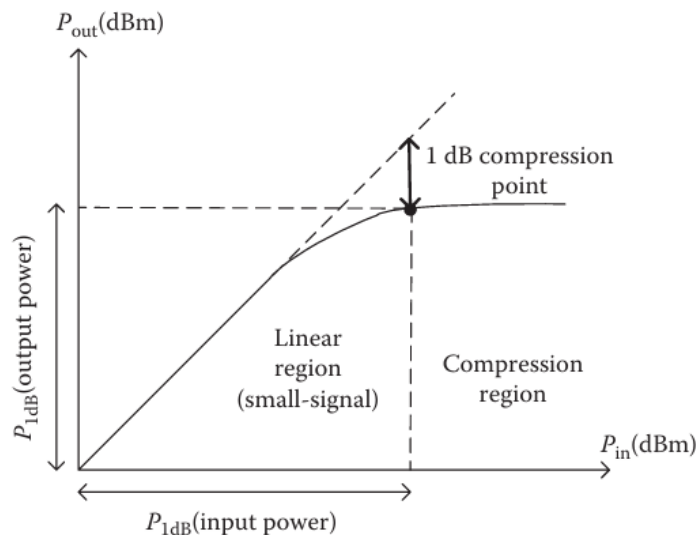


Figura 2.7: Curva de potencia y punto de compresión a 1dB. [1]

Si quisiéramos obtener mayor potencia a la salida, requeriremos de aún más potencia a la entrada debido a este efecto de compresión. Cuando entramos a esta región de compresión decimos que el

amplificador de potencia está operando en sobrecarga o en *overdrive* y resulta muy común operar los amplificadores de potencia en esta condición, ya que se maximiza la excursión de las ondas de voltaje y corriente en la región lineal, esto llevando a mayores eficiencias y mayor potencia a la salida sin comprometer la linealidad y calidad de la señal de salida [3].

Decimos también que un amplificador de potencia en *overdrive* es uno de los **modos de operación** de los amplificadores de potencia ya que es una herramienta para reducir el **ángulo de conducción** de la onda de corriente, por lo tanto nos compete definir el ángulo de conducción y los diferentes modos de operación de los amplificadores de potencia.

## 2.2. Modos de operación de amplificadores de potencia

El ángulo de conducción es una figura de mérito de todo amplificador de potencia, que se define como el ángulo del ciclo de RF en el cual el transistor se encuentra encendido, es decir, qué tanto del ciclo de RF se encuentra circulando corriente en el drenador o colector del transistor. Para visualizar el ángulo de conducción y sus efectos, se realiza el análisis empleando señales sinusoidales [11]. Por lo tanto para definir los diferentes modos de operación o **clases de operación** de los amplificadores de potencia, es necesario partir de la suposición que el amplificador de la figura 2.8 se excita con una señal sinusoidal.

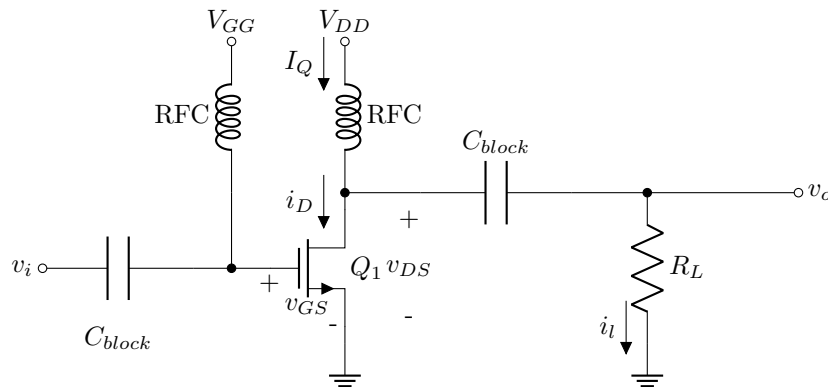


Figura 2.8: Amplificador de potencia por analizar.

El ángulo de conducción modifica la onda de corriente que fluye en el transistor, por lo tanto, para modificar el ángulo de conducción debemos modificar el **punto de operación** del transistor por utilizar. Para las definiciones siguientes emplearemos el circuito de la figura 2.8 como punto de partida. Posee dos fuentes de DC para polarizar al transistor  $Q_1$ , cada una con su estrangulador de radiofrecuencia

(RFC) para bloquear el paso de señales de AC; y la entrada y salida se encuentran acopladas en AC gracias a  $C_{block}$ . Es por estos elementos que para todos los casos, en el transistor  $Q_1$  se tendrá una corriente  $i_D$  y voltaje  $v_{DS}$  y  $v_{GS}$  de componentes totales; es decir, con componente de AC y DC.

Otro detalle fundamental para la definición de las clases de operación es el modelado de las no linealidades del transistor. Como se observó en la figura 2.5 los efectos de señal grande deben de ser considerados y son una limitante importante en el diseño de un amplificador de potencia que para efectos del análisis y definición de los modos de operación, los idealizaremos como se muestran en la figura 2.9:

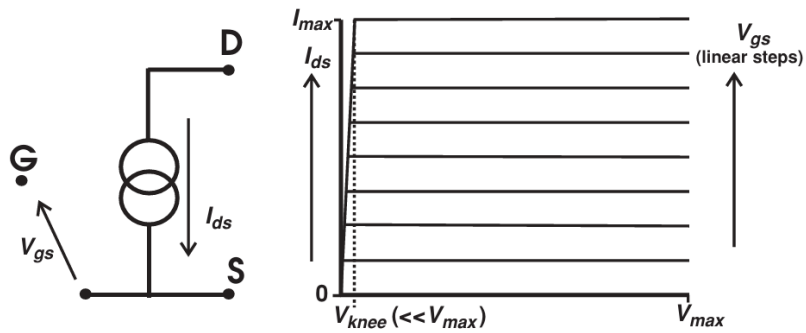


Figura 2.9: Modelo ideal del transistor  $Q_1$  utilizado para el análisis de los modos de operación. [2]

Según nos indica Cripps *et al* en [2], emplear este modelo ideal implica realizar una serie de suposiciones que se enlistan a continuación:

- Un decremento lineal y abrupto de la corriente  $i_D$  pasando el voltaje de rodilla o  $V_{knee}$ . Asumimos también un  $V_{knee} \approx 0$ , debido a la suposición de  $V_{knee} \ll V_{max}$  que se observa en la figura 2.9.
- Corte abrupto de la corriente  $i_D$  cuando el voltaje  $v_{GS}$  cae por debajo del voltaje de encendido o límite  $V_{th}$ .
- Saturación de la corriente en el nivel  $I_{max}$ .
- Comportamiento lineal de la corriente  $i_D$  respecto al voltaje  $v_{GS}$  entre las regiones de corte y saturación.
- Comportamiento cuasi-estático, es decir, se obtendrán las mismas curvas independientemente de la velocidad del barrido de los voltajes.
- El análisis de las formas de onda se realizará omitiendo los efectos parásitos generados por el empaquetado del transistor, es decir, directo en la fuente de corriente de la figura 2.9.

Con las consideraciones anteriores, podemos realizar el análisis de algunos de los amplificadores de potencia convencionales.

### 2.2.1. Clase A

El amplificador clase A es aquel que posee un ángulo de conducción de  $360^\circ$ . En todo el ciclo de RF el transistor se encuentra encendido, por lo tanto, la corriente de drenador también será sinusoidal. Esto se puede apreciar en la figura 2.10, donde se observan el voltaje y la corriente a través del transistor de un amplificador de potencia clase A. En toda la onda de voltaje, se presenta una corriente de drenador y en ningún momento ésta se corta, representando un ángulo de conducción de  $360^\circ$ .

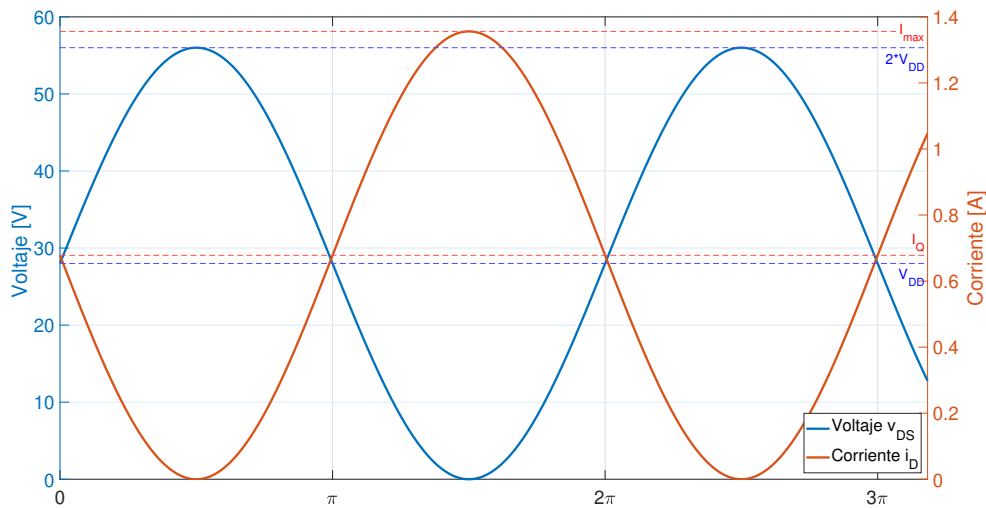


Figura 2.10: Formas de onda de  $Q_1$  en clase A.

Otras características del amplificador clase A se pueden derivar a partir de las formas de onda. La corriente, al ser una onda puramente sinusoidal, determinamos que no presenta contenido armónico o distorsión. Es decir, que el amplificador clase A tendrá una máxima excursión o máximo swing simétrico dentro de la zona lineal del transistor, garantizando una amplificación lineal sin importar el nivel de la señal de entrada [3]. Esta característica nos permite inferir que el punto de operación de un amplificador clase A esté completamente en el centro de la región activa del transistor como se observa en la figura 2.11.



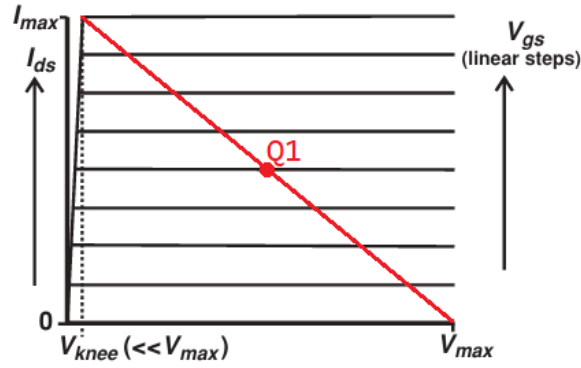


Figura 2.11: Punto de operación del transistor  $Q_1$  en clase A.

También, que las ondas de voltaje y corriente sean puramente sinusoidales nos permite calcular la eficiencia de este amplificador, que está definida por la ecuación 2.7 en donde  $P_{DC}$  estará dada por los niveles de DC que proporciona la fuente, que claramente se pueden observar en la figura 2.10 por lo tanto:

$$P_{DC} = V_{DC} \cdot I_{DC}$$

$$P_{DC} = V_{DD} \cdot I_Q \quad (2.10)$$

Donde, de acuerdo a las ondas de la figura 2.10 y el punto de operación de la figura 2.11:

$$I_Q = \frac{I_{max}}{2} \quad (2.11)$$

Sustituyendo la ecuación 2.11 en 2.10, tenemos que:

$$P_{DC} = V_{DD} \cdot \frac{I_{max}}{2} \quad (2.12)$$

Y  $P_{out}$  es la potencia de salida o la potencia de AC en la carga, que su ecuación ya fue deducida y se calcula con la ecuación 2.5. La onda de voltaje de la figura 2.10 es de componentes totales por lo tanto, para tomar en cuenta únicamente la parte de AC, tomamos como referencia las líneas de  $V_{DD}$  e  $I_Q$ . Siendo así el voltaje y corriente pico serán:

$$\begin{cases} V_p = V_{DD} \\ I_p = \frac{I_{max}}{2} \end{cases} \quad (2.13)$$

Sustituyendo las ecuaciones de [2.13](#) en [2.5](#):

$$P_{out} = \frac{1}{2} V_{DD} \frac{I_{max}}{2} \cos \phi$$

En la carga, sabemos que el voltaje y la corriente están en fase por lo que el término  $\cos \phi = 1$ , por lo tanto:

$$P_{out} = \frac{1}{4} V_{DD} I_{max} \quad (2.14)$$

Finalmente, obtenemos la eficiencia del amplificador clase A sustituyendo las ecuaciones [2.12](#) y [2.14](#) en la ecuación [2.7](#):

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{\frac{1}{4} V_{DD} I_{max}}{\frac{1}{2} V_{DD} I_{max}} = \frac{\frac{1}{4}}{\frac{1}{2}} = \frac{1}{2} = 0.5$$

$$\eta = 50\%$$

Un amplificador clase A, a lo mucho, nos puede proporcionar un 50 % de eficiencia, es decir en el mejor de los casos la mitad de la potencia de DC la convertirá en potencia de RF, mientras que la otra mitad se disipará en forma de calor en el transistor. Esto es una consecuencia directa de que el ángulo de conducción sea  $360^\circ$  que, sin importar el nivel de entrada, el transistor siempre estará encendido. Esto es un problema más grande cuando no hay señal de entrada, en este caso, toda la potencia de DC se disiparía en el transistor [\[12\]](#). Esto puede llevar a problemas de sobrecalentamiento del transistor si se lleva a potencias muy altas o, como se mencionó al discutir el punto de compresión, si se lleva al amplificador a operar en *overdrive*, y cuando se busca reducir el consumo de energía en un sistema de transmisión, será primordial aumentar la eficiencia del amplificador de potencia lo cual reduce mucho las aplicaciones del amplificador clase A.

### 2.2.2. Clase B

Es en un esfuerzo de buscar mayor eficiencia sin sacrificar linealidad que se redujo el ángulo de conducción, llegando ahora al amplificador clase B. Este modo de operación posee un ángulo de conducción de  $180^\circ$ , lo cual conlleva a que el transistor esté encendido únicamente medio ciclo de RF. Y siguiendo las suposiciones del modelo idealizado de la figura [2.9](#), si el transistor se encuentra apagado, la corriente se corta de forma abrupta por medio ciclo de RF, como se puede observar en las formas de onda que se muestran en la figura [2.12](#), para así obtener una onda de corriente rectificadas medio ciclo.

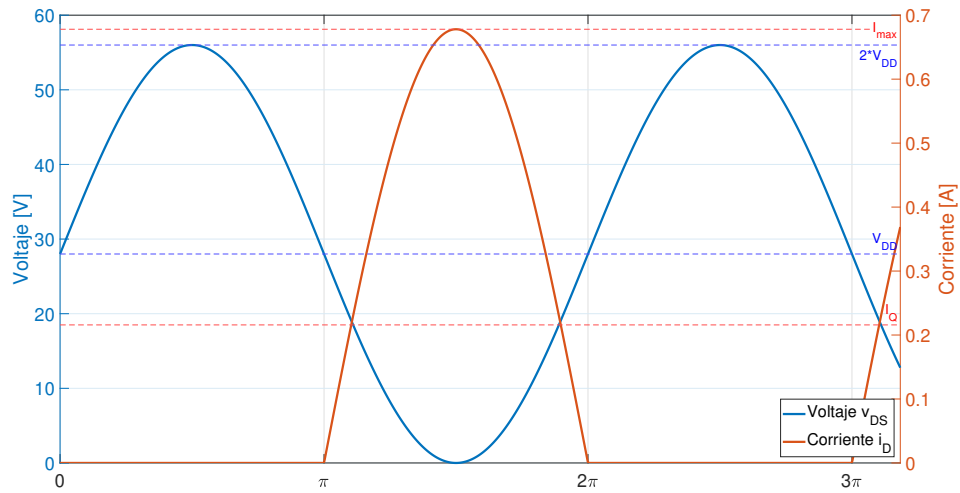


Figura 2.12: Formas de onda de  $Q_1$  en clase B.

Que el transistor esté encendido medio ciclo, implica que la señal de entrada será la herramienta principal para encender al transistor, que a diferencia del clase A, el transistor siempre estará encendido gracias a la ubicación de su punto de operación (ver figura 2.11). Si movemos el punto de operación hacia la región de corte como se muestra en la figura 2.13, la excursión de la señal de salida saldrá de la región lineal, apagando al transistor por medio periodo.

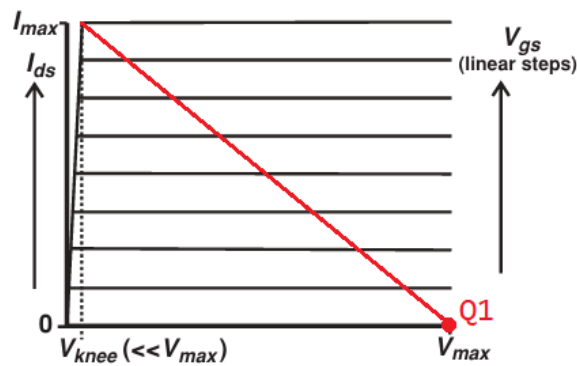


Figura 2.13: Punto de operación del transistor  $Q_1$  en clase B.

Otra diferencia respecto al amplificador clase A, es que la onda de corriente se encuentra distorsionada. Al estar rectificad medio ciclo, está presentará armónicos pares [8], dando como resultado una amplificación no lineal.

Para determinar si ocurrió un cambio en la eficiencia, debemos de realizar el cálculo de potencia pro-

medio de nuevo, ya que los cálculos hechos en la sección 2.1 fueron hechos con 2 señales sinusoidales, debemos deducir ahora la expresión de potencia promedio en la carga cuando la corriente se encuentra rectificadas en medio ciclo. De igual forma, la corriente que proporciona la fuente será diferente y no se puede obtener a simple inspección de las ondas de la figura 2.12 como se hizo para el clase A. Las ondas de voltaje y corriente las definimos a continuación:

$$v_{ds}(\theta) = V_{DD} \sin(\theta)$$

$$i_d(\theta) = \begin{cases} I_{max} \sin(\theta) & ; 0 \leq \theta < \pi \\ 0 & ; \pi \leq \theta < 2\pi \end{cases} \quad (2.15)$$

Donde  $\theta = \omega t$ .

Destacamos que las ecuaciones 2.15 representan las ondas de voltaje y corriente en la carga, mientras que las ondas de la figura 2.12 las ondas de voltaje y corriente en el transistor. La ecuación de corriente en 2.15 no presenta el desfase de  $180^\circ$  ni el nivel de DC, ya que de acuerdo al circuito de la figura 2.8 la carga esta acoplada en AC. Asumimos que la potencia de entrada es suficientemente grande para que la corriente tenga una excursión completa hasta  $I_{max}$ , como se muestra en las ondas de la figura 2.12. Para calcular la potencia en la carga empleamos la ecuación 2.2:

$$P_{out} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ds}(\theta) \cdot i_d(\theta) d\theta$$

Dado que en el periodo  $T = 2\pi$ , la corriente  $i(\theta)$  está definida a trozos, describimos la integral definida de acuerdo a los intervalos de  $i(\theta)$ :

$$P_{out} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{ds}(\theta) \cdot i_d(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^{\pi} v_{ds}(\theta) \cdot i_d(\theta) d\theta + \int_{\pi}^{2\pi} v_{ds}(\theta) \cdot i_d(\theta) d\theta \right]$$

De acuerdo a la ecaución 2.15, en el intervalo de  $\pi \leq \theta < 2\pi$  la corriente es 0, por lo tanto anulamos la integral en ese intervalo:

$$P_{out} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} v(\theta) \cdot i(\theta) d\theta$$

$$P_{out} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_{DD} \sin(\theta) \cdot I_{max} \sin(\theta) d\theta$$

$$P_{out} = \frac{V_{DD} I_{max}}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin^2(\theta) d\theta \quad (2.16)$$

Empleando la identidad trigonométrica del seno cuadrado  $\sin^2(\alpha) = \frac{1}{2} [1 - \cos(2\alpha)]$  en la ecuación [2.16](#):

$$\begin{aligned}
 P_{out} &= \frac{V_{DD} I_{max}}{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} [1 - \cos(2\theta)] d\theta \\
 P_{out} &= \frac{V_{DD} I_{max}}{4\pi} \int_0^\pi 1 - \cos(2\theta) d\theta \\
 P_{out} &= \frac{V_{DD} I_{max}}{4\pi} \left[ \int_0^\pi d\theta - \int_0^\pi \cos(2\theta) d\theta \right] \tag{2.17}
 \end{aligned}$$

La segunda integral de la ecuación [2.17](#) se anula, debido a que se está integrando un coseno en un periodo completo, dando resultado a:

$$\begin{aligned}
 P_{out} &= \frac{V_{DD} I_{max}}{4\pi} \int_0^\pi d\theta \\
 P_{out} &= \frac{V_{DD} I_{max}}{4\pi} [\pi - 0] \\
 P_{out} &= \frac{V_{DD} I_{max}}{4} \tag{2.18}
 \end{aligned}$$

La ecuación [2.18](#) representa la potencia entregada a la carga y que a pesar de analizar dos ondas diferentes, observamos que la potencia entregada a la carga es la misma que en el caso de un clase A si comparamos la ecuación [2.18](#) con la ecuación [2.14](#). Para obtener la potencia de la fuente, al igual que en el clase A usamos la ecuación [2.10](#):

$$P_{DC} = V_{DD} I_Q$$

Donde  $I_Q$  no es la corriente de polarización, sino la corriente proporcionada por la fuente de DC, dada por la siguiente ecuación [12](#):

$$\begin{aligned}
 I_Q &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d(\theta) d\theta \\
 I_Q &= \frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^\pi i_d(\theta) d\theta + \int_\pi^{2\pi} i(\theta) d\theta \right]
 \end{aligned}$$

De igual forma que en el desarrollo de  $P_{out}$  la integral del intervalo de  $\pi \leq \theta < 2\pi$  es 0:

$$I_Q = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{max} \sin(\theta) d\theta$$

$$\begin{aligned}
I_Q &= \frac{I_{max}}{2\pi} \int_0^\pi \sin(\theta) d\theta \\
I_Q &= \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot [-\cos \pi - (-\cos 0)] \\
I_Q &= \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot [ -(-1) - (-1) ] \\
I_Q &= \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot [2] \\
I_Q &= \frac{I_{max}}{\pi}
\end{aligned} \tag{2.19}$$

Sustituyendo la ecuación 2.19 en la ecuación 2.10, obtenemos que  $P_{DC}$  es:

$$P_{DC} = \frac{V_{DD} I_{max}}{\pi} \tag{2.20}$$

Finalmente, obtenemos la eficiencia sustituyendo las ecuaciones 2.18 y 2.20 en la ecuación 2.7

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{\frac{V_{DD} I_{max}}{4}}{\frac{V_{DD} I_{max}}{\pi}} = \frac{\pi}{4} = 0.7853$$

$$\eta = 78.53\%$$

Observamos que la reducción del ángulo de conducción de  $360^\circ$  a  $180^\circ$ , resultó en un aumento de eficiencia de un máximo del 50 % a un 78.5 %. Ya se comentó que la potencia entregada a la carga sigue siendo la misma, no obstante, esa misma potencia se entrega a la carga empleando menos potencia de DC, siendo más específicos, se puede disminuir en un factor de  $\frac{\pi}{2}$  la potencia de la fuente, sin alterar la componente fundamental de la potencia de salida 3. Sin embargo, la corriente rectificadora medio ciclo introduce contenido armónico que genera distorsión a la señal de RF, siempre y cuando la terminación de la salida tome en cuenta los armónicos. Para nuestro caso, el circuito de la figura 2.8 tiene únicamente una terminación resistiva que generará una señal de voltaje saturada en el ciclo positivo 2, y gracias a que el modelo de la figura 2.9 representa una fuente de corriente ideal, podemos calcular la señal de voltaje de salida como:

$$v_o = \sum_n I_n Z_n$$

Donde  $I_n$  es la corriente del enésimo armónico y  $Z_n$  es la impedancia presentada al enésimo armónico 2.

Para que el análisis y los cálculos que realizamos sean válidos, de acuerdo con la ecuación anterior, debemos presentarle a los armónicos una terminación tal que  $Z_n = 0$ , a esto le llamamos un corto de armónicos y puede ser efectuado de varias formas. La solución más sencilla para terminar armónicos, por cuestiones de análisis, es agregarle al circuito de la figura 2.8 un circuito tanque de alto factor de calidad  $Q$  a la frecuencia fundamental  $f_o$ , en paralelo con la carga  $R_L$ , como se muestra en la figura 2.14. El circuito tanque sintoniza al amplificador en  $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}}$ :

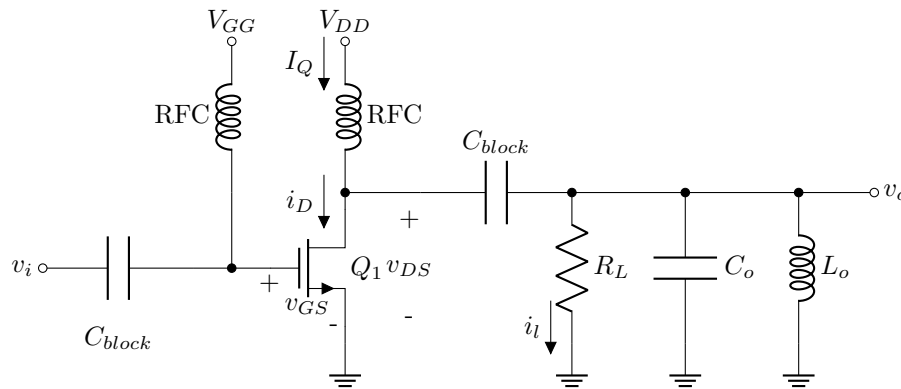


Figura 2.14: Amplificador de potencia sintonizado.

Del análisis del amplificador clase B concluimos que es un sustituto válido al clase A si se busca aumentar la eficiencia del amplificador. No obstante, al introducir distorsión, comprometemos la linealidad del amplificador. Otra desventaja del amplificador clase B es que posee un comportamiento deplorable en señal pequeña [2], esto debido a la suposición de que poseerá un corte abrupto cuando  $v_{GS}$  sea menor al voltaje límite  $V_{th}$ . En la realidad ese corte no es abrupto, por lo tanto, el desempeño del amplificador clase B se empobrece y la eficiencia empeora a menos del 65% [2].

Es con el análisis del amplificador clase A y B que observamos un comportamiento antagónico entre la linealidad y la eficiencia, para esto introducimos un punto medio entre estas dos clases de operación, dando lugar al amplificador clase AB.

### 2.2.3. Clase AB

El amplificador clase AB, a diferencia del amplificador A y B que presentan un solo punto de operación y un solo ángulo de conducción, éste presenta un rango de ángulos de conducción entre  $360^\circ$  de clase A y  $180^\circ$  del clase B, de ahí el nombre clase AB. La señal de corriente estará rectificadas por menos de medio ciclo como se observa en la figura 2.15, indicando que el transistor estará encendido

más de medio ciclo, pero no un ciclo completo. Si bien, la clase AB se encuentra entre los ángulos de conducción de la clase A y de la clase B, la misma lógica aplica para la ubicación del punto de operación. El punto de operación del clase AB es un rango en la línea de carga entre el punto medio de la región activa (Clase A), y la región de corte (Clase B), se puede visualizar en la figura 2.16.

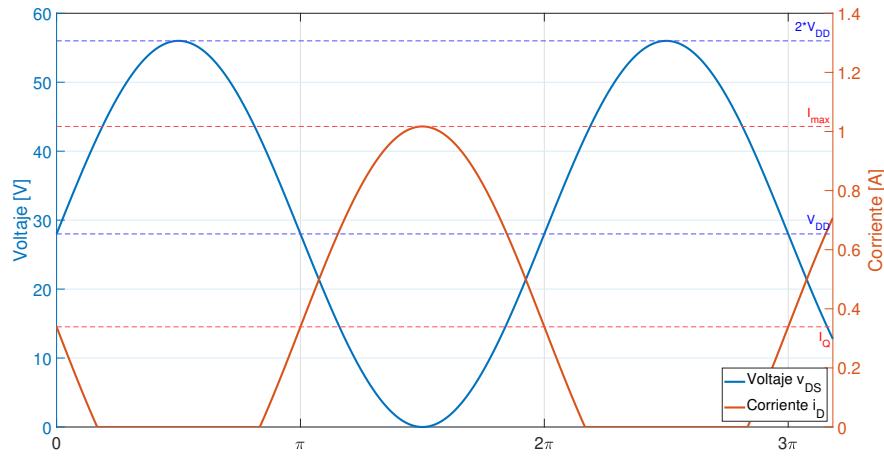


Figura 2.15: Formas de onda de  $Q_1$  en clase AB.

Este modo también presenta una onda de corriente distorsionada que a diferencia del amplificador clase B, presentará armónicos pares e impares [3] y por lo tanto, requerirá de una terminación de armónicos como la presentada en la figura 2.14. Este modo de operación, Cripps en [3] lo define como el caso general de la reducción del ángulo de conducción, y al ser el foco de este trabajo, la sección 2.3 estará designada a desarrollar el balance armónico o el análisis de las ondas del amplificador clase AB a mayor detalle.

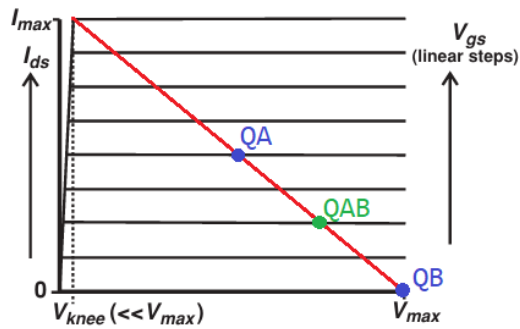


Figura 2.16: Punto de operación del transistor  $Q_1$  en clase AB.



## 2.2.4. Clase C

Habiendo definido los ángulos de conducción de  $360^\circ$  a  $180^\circ$  en 3 diferentes clases de operación, lógicamente hacemos la pregunta: ¿se puede reducir aún más el ángulo de conducción? La respuesta a esta pregunta es el amplificador clase C, que al igual que el amplificador clase AB, define un rango de ángulos de conducción. Mientras que el clase AB está definido de  $360^\circ$  a  $180^\circ$ , el amplificador clase C define ángulos de conducción menores a  $180^\circ$ , haciendo a la corriente tomar la apariencia de pulsos conforme se reduce el ángulo de conducción a  $0^\circ$  [7], como se observa en la figura 2.17 que conllevan a problemas de distorsión más graves que los del amplificador clase B.

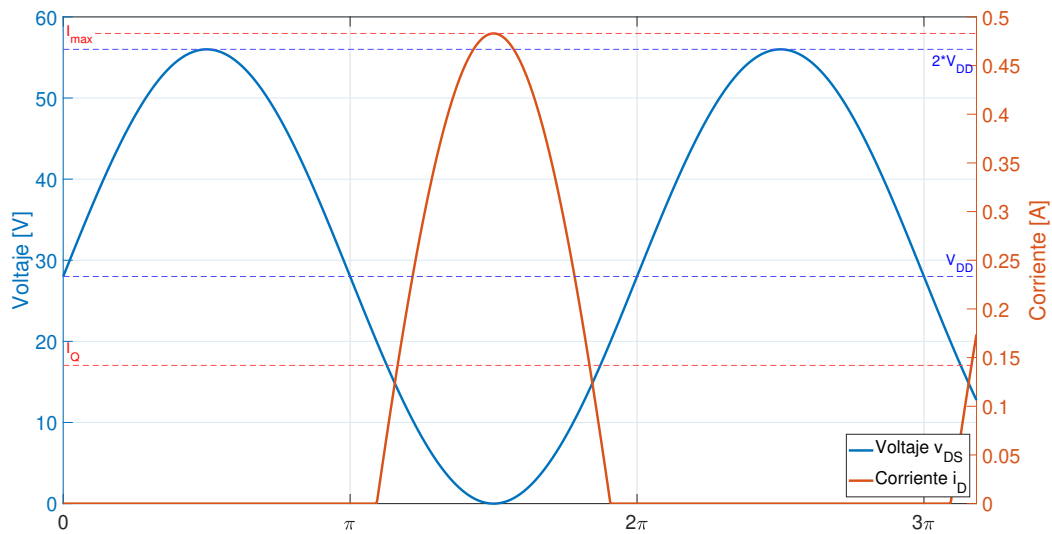


Figura 2.17: Formas de onda de  $Q_1$  en clase C.

Aplicando la misma lógica para el punto de operación, si para el amplificador clase B se encuentra exactamente en el límite de la región de corte con la región activa; el amplificador clase C, para reducir aún más el ángulo de conducción, se polariza completamente en la región de corte muy por debajo del voltaje límite  $V_{th}$  como se muestra en la figura 2.18. Lo cual da resultado a corrientes de polarización muy bajas que aumentan la eficiencia del amplificador.

Al igual que en el amplificador clase B, en esta clase de operación se utiliza el nivel de la señal de entrada para encender al transistor. Pero, el amplificador clase C, al estar polarizado muy por debajo del voltaje límite, se requerirá niveles de voltaje más grandes no solo para encender al transistor, sino también para alcanzar la máxima excursión de la señal de  $V_{max}$  e  $I_{max}$ . Además que, si los picos positivos de la

señal de entrada aumentan, los picos negativos disminuirán también, y pueden disminuir hasta niveles críticos de ruptura [2]. Es por estas desventajas y más que el amplificador clase C no es viable por sí solo en amplificadores de potencia de estado sólido. No obstante, en arquitecturas compuestas como el amplificador Doherty, que emplea dos amplificadores de potencia, es común emplear un amplificador clase C como uno de ellos [2], esta arquitectura forma parte del estado del arte de los amplificadores de potencia.

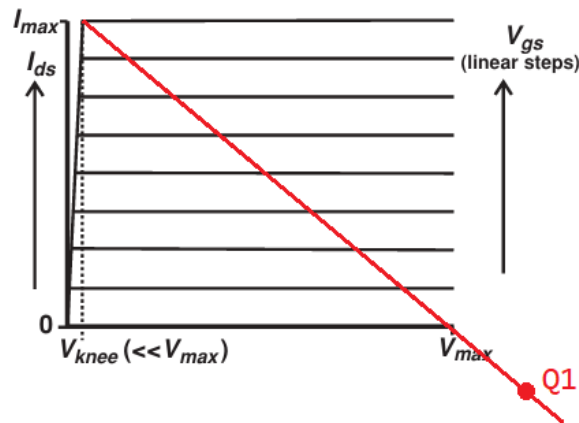


Figura 2.18: Punto de operación del transistor  $Q_1$  en clase C.

En la tabla 2.1, resumimos los modos de operación discutidos hasta el momento, que han sido definidos con base en el ángulo de conducción  $\alpha$  de la corriente respecto a la señal de entrada. No obstante, algo que tienen en común todas las clases de operación es que de alguna forma u otra, el transistor se encuentra en la región activa directa una parte del periodo de la señal de RF, es decir, emplean al transistor como una fuente de corriente. Es a partir de este punto en común que se le denominan a los amplificadores clase A, AB, B y C como amplificadores de potencia convencionales [13].

Clase de operación	Ángulo de conducción [rad]
A	$2\pi$
AB	$\pi - 2\pi$
B	$\pi$
C	$0 - \pi$

Tabla 2.1: Resumen de clases de operación.

### 2.3. Balance armónico del amplificador clase AB

Realizar un balance armónico implica un análisis de la distorsión de las formas de onda del amplificador clase AB, que conlleva a un análisis de Fourier de las mismas. Como ya se discutió, el amplificador clase AB es el caso general de los modos de operación de los amplificadores de potencia convencionales, donde el ángulo de conducción representa un rango de  $\pi$  a  $2\pi$  como se muestra en la tabla 2.1. Por lo tanto, buscaremos plantear la expresión de la corriente en función del ángulo de conducción. Este planteamiento lo realiza Cripps en [3] y el análisis lo realiza Gómez en [8]. A partir de ese planteamiento y análisis, obtendremos las expresiones de la corriente de DC, la corriente fundamental y la corriente debido al  $n$ -ésimo armónico para cualquier ángulo de conducción dentro del rango de la clase AB. Observamos en la figura 2.19 la señal de entrada  $v_{GS}(\theta)$  y la corriente de drenador  $i_D(\theta)$  resultante de esa señal de entrada:

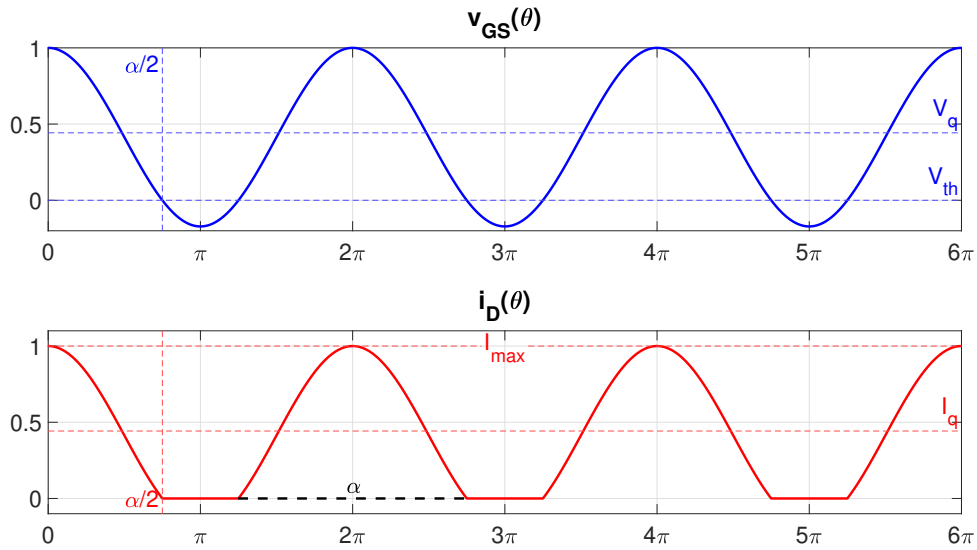


Figura 2.19: Formas de onda del amplificador clase AB. [3]

La señal de entrada tiene una excursión por debajo del voltaje de umbral  $V_{th}$  en  $\theta = \frac{\alpha}{2}$ , por lo tanto, en  $\theta = \frac{\alpha}{2}$  el transistor se apaga y la corriente de drenador, según el modelo ideal de la figura 2.9, corta abruptamente a 0, y será hasta que el voltaje de entrada supere el voltaje de umbral, que el transistor volverá a encender. Como consecuencia, se define a  $\alpha$  como el ángulo de conducción y los puntos de corte  $\frac{\alpha}{2}$  y  $-\frac{\alpha}{2}$ . Es así como Cripps plantea las ondas de voltaje y corriente en [3], donde aprovecha la simetría con el eje  $y$  de la función coseno para facilitar el análisis de Fourier.

Para el análisis de balance armónico, nos enfocaremos en la onda de corriente ya que es esta onda la que introduce la distorsión, por lo tanto de acuerdo a los límites establecidos en la figura [2.19](#), definimos la onda de corriente como:

$$i_D(\theta) = \begin{cases} 0 & ; -\pi < \theta < \frac{-\alpha}{2} \\ I_q + I_p \cos(\theta) & ; \frac{-\alpha}{2} < \theta < \frac{\alpha}{2} \\ 0 & ; \frac{\alpha}{2} < \theta < \pi \end{cases} \quad (2.21)$$

La ecuación [2.21](#) se encuentra en términos de la corriente de DC denominada  $I_q$  y la amplitud  $I_p$ , no obstante, buscamos expresarla en términos del ángulo de conducción  $\alpha$  e  $I_{max}$  que a diferencia de  $I_q$  e  $I_p$ , podemos obtener  $I_{max}$  a partir de las formas de onda de la figura [2.19](#). Cuando  $\theta = 0$ ,  $i_D(\theta) = I_{max}$ , por lo tanto evaluando  $\theta = 0$  en [2.21](#):

$$i_D(0) = I_q + I_p \cos(0)$$

$$I_{max} = I_q + I_p$$

$$I_p = I_{max} - I_q \quad (2.22)$$

Y cuando  $\theta = \frac{\alpha}{2}$ ,  $i_D(\theta) = 0$ , de igual forma si evaluamos  $\theta = \frac{\alpha}{2}$  en [2.21](#):

$$i_D\left(\frac{\alpha}{2}\right) = I_q + I_p \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$$

$$0 = I_q + I_p \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$$

$$\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) = -\frac{I_q}{I_p} \quad (2.23)$$

Sustituyendo [2.22](#) en [2.23](#):

$$\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) = -\frac{I_q}{I_{max} - I_q}$$

Despejando  $I_q$ :

$$\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot (I_{max} - I_q) = -I_q$$

$$I_{max} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) - I_q \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) = -I_q$$

$$I_q - I_q \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) = -I_{max} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$$

$$I_q \left(1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right) = -I_{max} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$$

$$I_q = -\frac{I_{max} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad (2.24)$$

Teniendo expresiones para  $I_p$  e  $I_q$  en las ecuaciones 2.22 y 2.24 respectivamente, podemos sustituir en la ecuación 2.21 y obtener la expresión de  $i_D$  en términos de  $\alpha$  e  $I_{max}$ , el desarrollo para llegar a esta expresión se encuentra en el apéndice A.1. La corriente en términos de  $\alpha$  e  $I_{max}$  será:

$$i_D(\theta) = \frac{I_{max}}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \left[\cos(\theta) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right] \quad (2.25)$$

La ecuación 2.21 y la ecuación 2.25 representan la misma curva de corriente de la figura 2.19 esta última siendo la de mayor utilidad para nosotros debido a que está en función del ángulo de conducción y de la corriente máxima, por lo tanto la onda de corriente por analizar será:

$$i_D(\theta) = \begin{cases} 0 & ; -\pi < \theta < \frac{-\alpha}{2} \\ \frac{I_{max}}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \left[\cos(\theta) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right] & ; \frac{-\alpha}{2} < \theta < \frac{\alpha}{2} \\ 0 & ; \frac{\alpha}{2} < \theta < \pi \end{cases} \quad (2.26)$$

Será con la ecuación 2.26 que realizaremos el análisis de Fourier para así obtener la corriente de DC, la corriente de la frecuencia fundamental y la corriente del  $n$ -ésimo armónico en términos del ángulo de conducción, busquemos expresar  $i_D(\theta)$  de la ecuación 2.26 como una suma de cosenos (esto gracias a que  $i_D(\theta)$  es una función par) que se muestra a continuación:

$$i_D(\theta) = I_{DC} + \sum_{N=1}^{\infty} I_N \cdot \cos\left(\frac{2N\pi\theta}{T}\right)$$

Donde  $I_{DC}$  e  $I_N$  son:

$$I_{DC} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} i_D(\theta) d\theta$$

$$I_N = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} i_D(\theta) \cdot \cos\left(\frac{2N\pi\theta}{T}\right) d\theta$$

Si  $T = 2\pi$ , entonces:

$$i_D(\theta) = I_{DC} + \sum_{N=1}^{\infty} I_N \cdot \cos(N\theta)$$

$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_D(\theta) d\theta$$

$$I_N = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_D(\theta) \cdot \cos(N\theta) d\theta$$

Visto que, de los intervalos  $-\pi < \theta < \frac{-\alpha}{2}$  y  $\frac{\alpha}{2} < \theta < \pi$ ,  $i_D(\theta) = 0$ , solo integraremos en el intervalo de  $\frac{-\alpha}{2} < \theta < \frac{\alpha}{2}$ , por lo tanto las integrales por resolver serán:

$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{-\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} i_D(\theta) d\theta \quad (2.27)$$

$$I_N = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{-\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} i_D(\theta) \cdot \cos(N\theta) d\theta \quad (2.28)$$

La resolución de todo el análisis de Fourier a detalle se encuentra en el apéndice **A.2**. Las corrientes de directa, de frecuencia fundamental y del  $n$ -ésimo armónico están dadas por las siguientes expresiones:

$$I_{DC} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad (2.29)$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad (2.30)$$

$$I_N = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)]} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1+N)\right) \left[ \frac{1}{(1+N)} - \frac{1}{N} \right] + \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1-N)\right) \left[ \frac{1}{(1-N)} + \frac{1}{N} \right] \right] \quad (2.31)$$

Las ecuaciones [2.29](#), [2.30](#) y [2.31](#) nos permitirán construir la serie de Fourier de la corriente  $i_D(\theta)$  dada por la siguiente ecuación:

$$i_D(\theta) = I_{DC} + I_1 \cos(\theta) + \sum_{N=2}^{\infty} I_N \cos(N\theta) \quad (2.32)$$

Podemos corroborar la validez de las expresiones evaluando el ángulo de conducción exactamente en  $\alpha = 2\pi$  y en  $\alpha = \pi$  en las ecuaciones [2.29](#) y [2.30](#). Al hacer esto obtendremos los valores de corriente de DC y de corriente fundamental para las clases A y B respectivamente y así compararlos con el análisis de ondas realizados en la sección 2.2.1 y 2.2.2.

- Si  $\alpha = 2\pi$ , o bien, operando en clase A:

$$I_{DC} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \sin\left(\frac{2\pi}{2}\right) - 2\pi \cos\left(\frac{2\pi}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{2\pi}{2}\right)} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{2\pi}{2}$$

$$I_{DC} = I_q = \frac{I_{max}}{2}$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{2\pi - \sin(2\pi)}{1 - \cos(\frac{2\pi}{2})} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{2\pi}{2}$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{2}$$

La corriente de la fundamental y de DC son iguales, corroborando la operación en clase A y los valores obtenidos en la sección 2.2.1. Si quisiéramos, a partir de estos valores, corroborar la eficiencia calculamos la potencia debido a la frecuencia fundamental empleando [3]:

$$P_1 = P_{out} = \frac{V_{DD}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_1}{\sqrt{2}}$$

$$P_1 = \frac{V_{DD}I_{max}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2} \cdot 2} = \frac{V_{DD}I_{max}}{4}$$

Calculamos la potencia de DC de acuerdo a la ecuación 2.10  $P_{DC}$ :

$$P_{DC} = V_{DD}I_q = \frac{V_{DD}I_{max}}{2}$$

Finalmente corroboramos la eficiencia del amplificador clase A empleando la ecuación 2.7:

$$\eta = \frac{P_1}{P_{DC}} = \frac{\frac{V_{DD}I_{max}}{4}}{\frac{V_{DD}I_{max}}{2}} = \frac{1}{2} = 50\%$$

- Si  $\alpha = \pi$ , o bien, operando en clase B:

$$I_{DC} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \sin(\frac{\alpha}{2}) - \alpha \cos(\frac{\alpha}{2})}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \sin(\frac{\pi}{2}) - \pi \cos(\frac{\pi}{2})}{1 - \cos(\frac{\pi}{2})} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{2}{1}$$

$$I_{DC} = I_q = \frac{I_{max}}{\pi}$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{\pi - \sin(\pi)}{1 - \cos(\frac{\pi}{2})} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{\pi}{1}$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{2}$$

La corriente de DC esta reducida en un factor de  $\frac{\pi}{2}$  respecto a la corriente fundamental, indicando una operación en clase B como se discutió en la sección 2.2.2, de igual forma si verificamos la

eficiencia:

$$P_1 = P_{out} = \frac{V_{DD}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_1}{\sqrt{2}}$$

$$P_1 = \frac{V_{DD} I_{max}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2} \cdot 2} = \frac{V_{DD} I_{max}}{4}$$

$$P_{DC} = V_{DD} I_q = \frac{V_{DD} I_{max}}{\pi}$$

$$\eta = \frac{P_1}{P_{DC}} = \frac{\frac{V_{DD} I_{max}}{4}}{\frac{V_{DD} I_{max}}{\pi}} = \frac{\pi}{4} = 78.53\%$$

Con el análisis anterior validamos que las expresiones para la corriente fundamental y corriente de DC son correctos, es con esta validación que podemos calcular la potencia debido a la frecuencia fundamental, la potencia de DC y la eficiencia para cualquier ángulo de conducción dentro del intervalo de  $\pi < \alpha < 2\pi$ , o bien, podemos calcular la eficiencia y potencias de DC y RF para cualquier amplificador clase AB, siempre y cuando se tenga un cortocircuito de armónicos presente.

Ahora, para corroborar si la componente del N-ésimo armónico es correcta, debemos de realizar las aproximaciones de la corriente  $i_D(\theta)$  graficando la ecuación [2.32](#) con cierto número de armónicos y variando el ángulo de conducción. Esto para validar el análisis anterior para cualquier ángulo de conducción dentro del intervalo de  $\pi < \alpha < 2\pi$ :

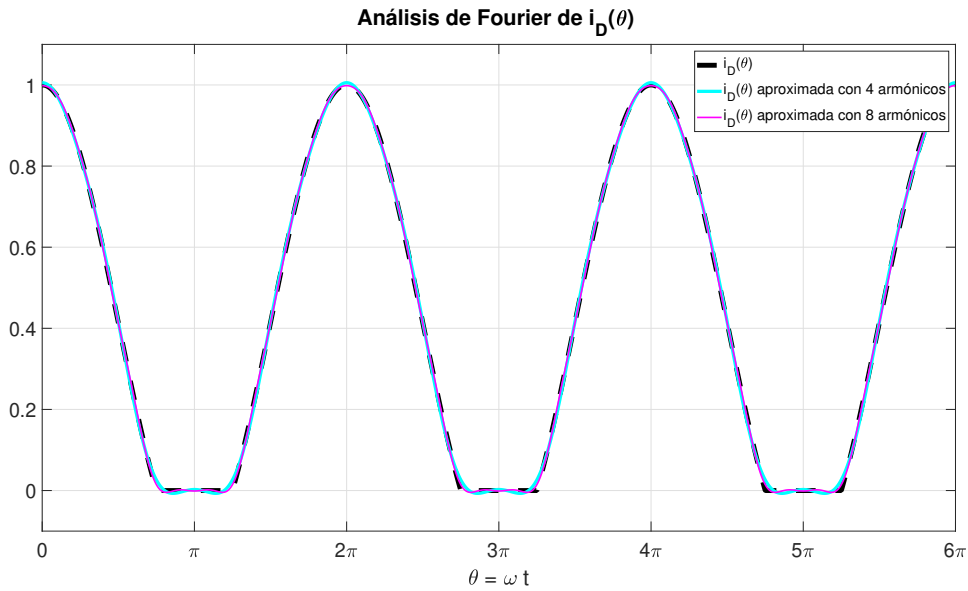


Figura 2.20: Aproximación de  $i_D(\theta)$  para  $\alpha = 1.5\pi = 270^\circ$ .



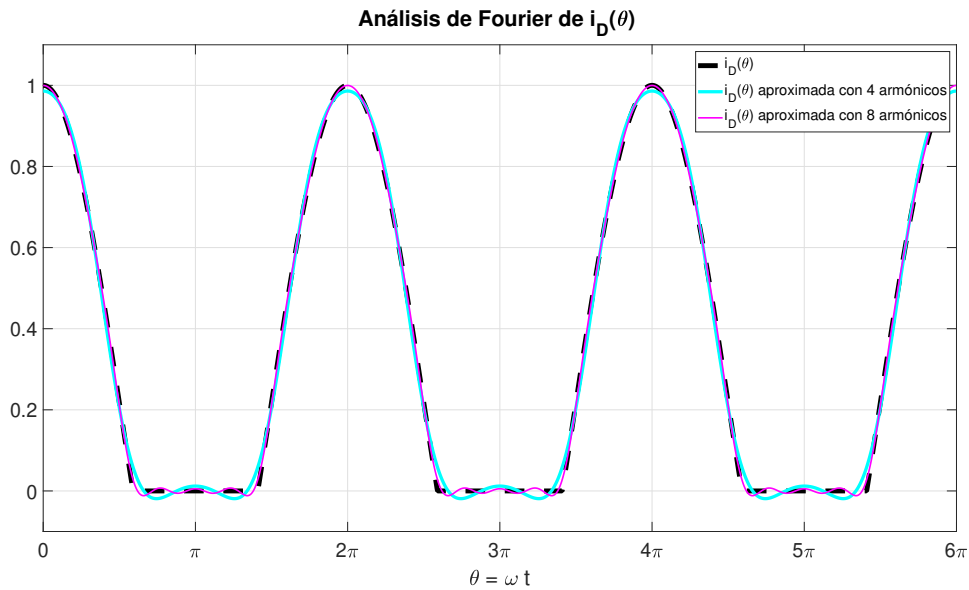


Figura 2.21: Aproximación de  $i_D(\theta)$  para  $\alpha = 1.18\pi = 212.4^\circ$ .

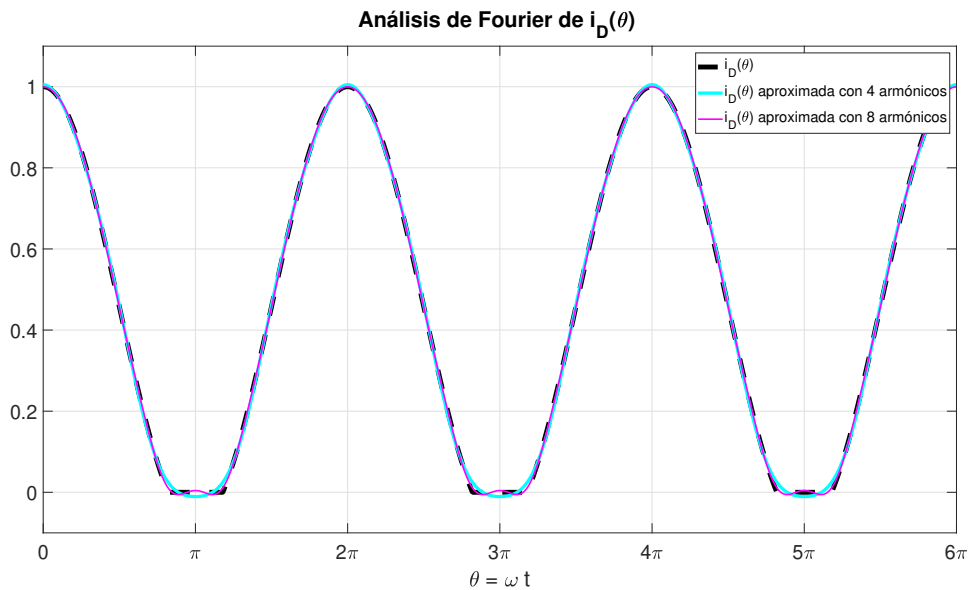


Figura 2.22: Aproximación de  $i_D(\theta)$  para  $\alpha = 1.64\pi = 295.19^\circ$ .

Podemos confirmar las características del amplificador clase AB y de la reducción del ángulo de conducción a partir de las aproximaciones de las figuras [2.20](#), [2.21](#) y [2.22](#). Conforme se reduce el ángulo de conducción, se puede apreciar que se requiere de mayor cantidad de armónicos para lograr una mejor aproximación de la onda de corriente, indicando un aumento en las magnitudes de  $I_N$ . Mientras que

al aumentar el ángulo de conducción, observamos que 4 armónicos bastaron para obtener una buena aproximación de la onda de corriente, indicando un menor contenido armónico. Podemos observar esto graficando el espectro de las ondas de corriente  $i_D(\theta)$  de las 3 figuras anteriores:

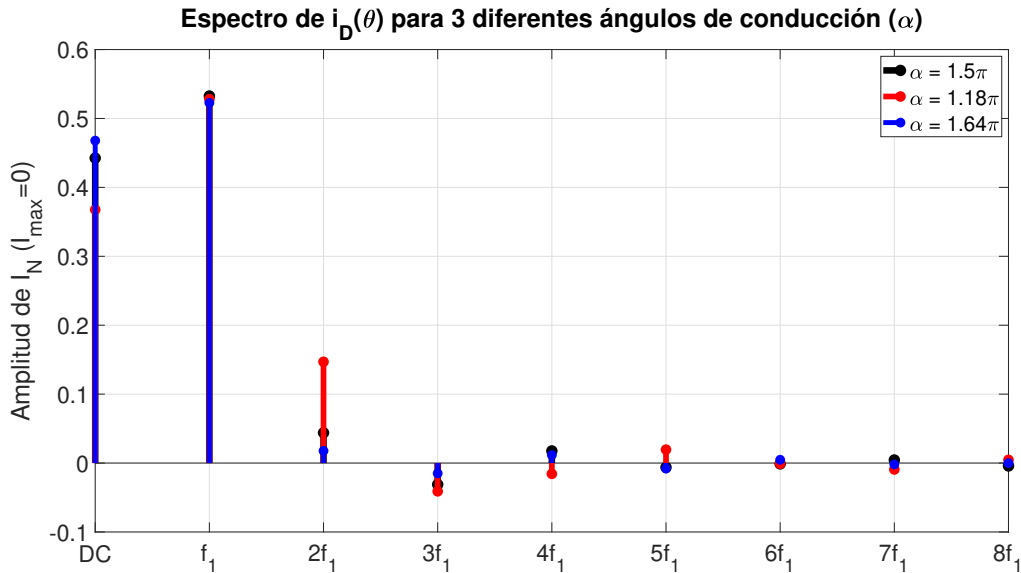


Figura 2.23: Espectro de la corriente  $i_D(\theta)$  para los 3 ángulos de conducción.

El espectro de la figura 2.23 muestra como al disminuir el ángulo de conducción disminuye la amplitud de la corriente de DC, pero aumenta la amplitud de los armónicos, especialmente del 2do armónico. También muestra el comportamiento opuesto, es decir, al aumentar el ángulo de conducción aumenta la amplitud de la corriente de DC y el contenido armónico disminuye. Es aquí donde se ejemplifica perfectamente la relación entre la linealidad y la eficiencia con el ángulo de conducción y como encontrar un balance adecuado entre los dos resulta más sencillo operando en clase AB. No obstante, podemos destacar otro detalle del espectro y es la componente fundamental, aunque los 3 ángulos de conducción poseen amplitud similar, la que posee mayor amplitud (espectro negro), no es ni la más lineal (espectro azul), ni la más eficiente (espectro rojo), y la amplitud de la corriente fundamental también es importante ya que entre mayor sea su amplitud, mayor será la potencia entregada a la carga.

En conclusión, la selección del ángulo de conducción, o bien, el punto de operación no es trivial, varios factores como la eficiencia, linealidad y amplitud de la corriente fundamental serán las principales directrices del diseño, ya sea en buscar mayor eficiencia, mayor linealidad o mayor potencia a la salida,

el diseño será utilizar herramientas que nos permitan priorizar alguno de estos objetivos o balancearlos lo mejor posible. Una de estas herramientas serán las redes de acoplamiento, por lo tanto, nos compete determinar qué son y cómo diseñarlas.

#### 2.4. Herramientas para el diseño de redes de acoplamiento

A red de acoplamiento, nos referimos a una red de adaptación de impedancias que en su forma más básica, son filtros que transforman impedancias para producir una máxima transferencia de potencia del generador a la carga. Para que esto ocurra se debe cumplir la condición [14]:

$$Z_L = Z_S^* \quad (2.33)$$

Donde  $Z_L$  es la impedancia de la carga y  $Z_S$  es la impedancia del generador.

A las condiciones de la ecuación [2.33] se le llama acoplamiento conjugado o *conjugate match*, y para la mayoría de sistemas de comunicaciones es la tarea principal de las redes de acoplamiento. Supongamos el circuito de la figura [2.24], donde se muestra al transistor  $Q_1$  siendo excitado por una fuente de voltaje  $V_s$ , con su resistencia de fuente  $Z_s$ , y alimentando una carga  $Z_L$ .

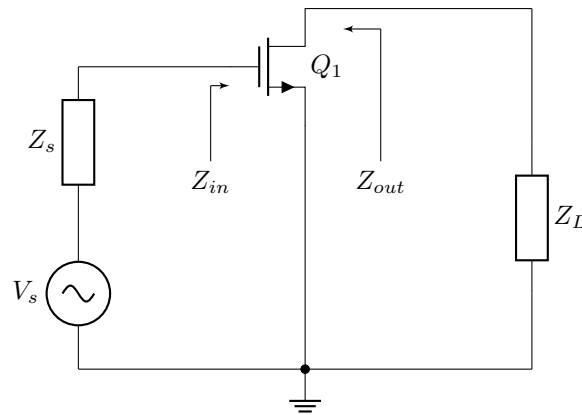


Figura 2.24: Circuito por acoplar.

Siguiendo el principio de acoplamiento conjugado de la ecuación [2.33]  $Z_{in} = Z_s^*$  y  $Z_L = Z_{out}^*$ . Cabe aclarar que, por estándar, las cargas y las resistencias de la fuente en telecomunicaciones son  $50\Omega$  en la mayoría de los casos; y muy difícilmente las impedancias de entrada de un transistor FET coincidirán con este estándar. Es más, estas impedancias de entrada y salida no solo presentan parte resistiva, sino también parte reactiva, por lo que de forma natural no se cumple la condición de máxima transferencia

de potencia. Para esto introducimos dos redes de acoplamiento, la red acopladora a la salida (OMN) y la red acopladora a la entrada (IMN) como se muestran en la figura 2.25. Estas redes nos permitirán transformar las impedancias de entrada y salida para poder cumplir con la condición de la ecuación 2.33.

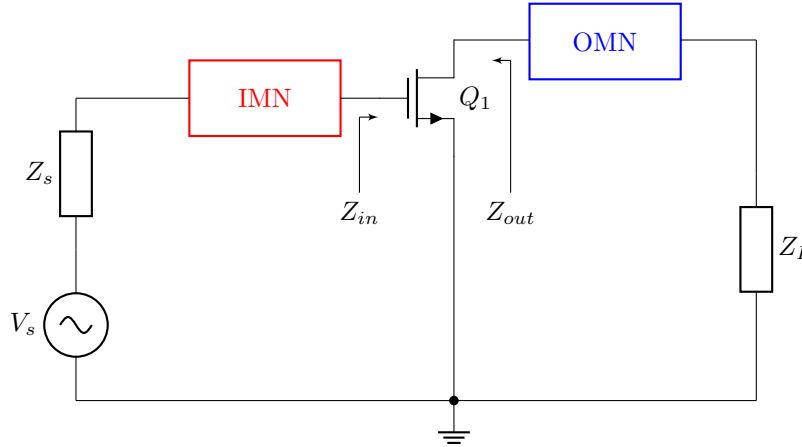


Figura 2.25: Circuito con redes de acoplamiento a la entrada y a la salida.

Habiendo agregado la red de acoplamiento se deberá de cumplir que:

$$\begin{cases} Z_{in} = Z_{IMN} + Z_s^* \\ Z_{out}^* = Z_{OMN} + Z_L \end{cases}$$

Ahora bien, en el diseño de amplificadores de potencia no solo nos interesa la máxima transferencia de potencia, nos interesa también maximizar la generación de potencia en el transistor o la eficiencia del amplificador [13]. Y al estar operando el transistor en señal grande, la potencia de salida y la eficiencia dependerá de la amplitud de la señal de entrada y de la impedancia de la carga. Por lo tanto, nos compete determinar la impedancia de  $Z_{out}$  necesaria para maximizar la potencia a la salida y la eficiencia empleando una prueba experimental llamada *load-pull* o empleando un modelo de señal grande del transistor.

#### 2.4.1. *Load-pull*

La prueba de *load-pull* consiste en variar el coeficiente de reflexión  $\Gamma$  a la salida del transistor; que esto se traduce a variar, en un intervalo de impedancias, la carga de un transistor. Para así obtener la impedancia donde las figuras de mérito del amplificador de potencia son óptimas o satisfacen ciertas especificaciones de diseño. Es un proceso empírico donde se obtienen las condiciones de acoplamiento

empleando un sintonizador de impedancias [3]. Una prueba de *load-pull* de forma esquemática se puede observar en la figura 2.26

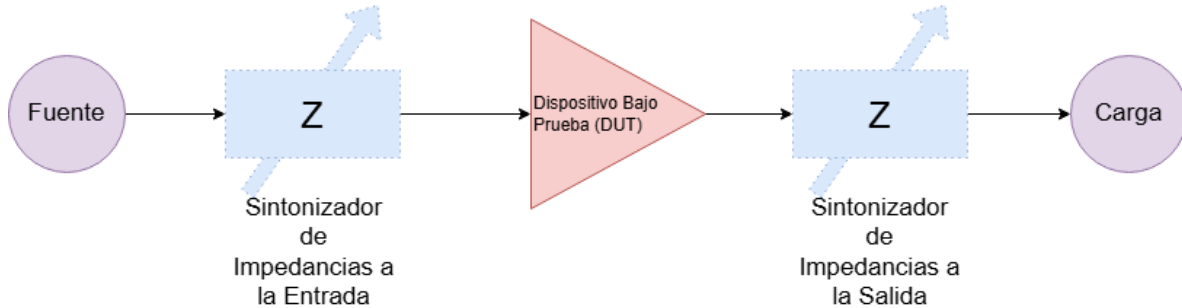


Figura 2.26: Esquema general de una prueba de *load-pull*. [4]

En esencia, la prueba de *load-pull* es el barrido de un rango de impedancias a la salida de un dispositivo bajo prueba (DUT). El intervalo de impedancias que se sintoniza a la salida se observa como una región de la carta Smith, y dentro de ese intervalo se seleccionan puntos discretos, que representan impedancias a una frecuencia de operación. Se conectan a la salida esas impedancias una por una y en cada punto se evaluarán la potencia a la salida y el PAE. Según la figura 2.26 en una prueba de *load-pull* no solo se sintoniza la impedancia a la salida, sino también a la entrada, llamado *source-pull*, que para el amplificador de potencia solo nos compete la máxima transferencia de potencia en la salida, por lo tanto no es necesario sintonizar las impedancias a la entrada.

Las impedancias que obtengan un mismo valor de potencia de salida, se unen con una línea formando así contornos en la carta Smith, y lo mismo con impedancias que generan una determinada eficiencia, así tenemos dos series de contornos diferentes unos para maximizar la eficiencia y otros para la potencia de salida, como se observa en la figura 2.27.

Destacamos que los contornos más pequeños, en ambos casos, representan los de mayor potencia y eficiencia. También observamos que los círculos de máxima potencia y máxima eficiencia, no se entrelazan resaltando de nuevo la relación antagónica entre estas dos figuras de mérito. Será entonces dependiendo de las especificaciones de diseño que seleccionaremos la impedancia de salida  $Z_{out}$ , que será la impedancia a la cual diseñaremos nuestra red de acoplamiento a la salida. Los resultados de *load-pull* también son empleados para la generación de modelos de señal grande del transistor, para después ser implementado en software de simulación, estos modelos lo utilizan como extensión de los parámetros S y de ahí lo llaman parámetros X o modelado de polidistorsión armónica (PHD) [15].

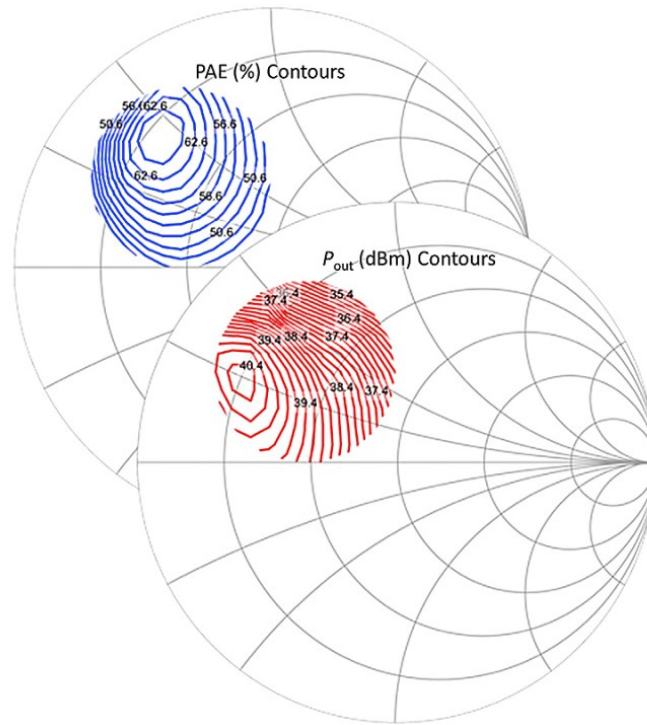


Figura 2.27: Contornos de potencia de salida (rojo) y de PAE (azul).

La prueba de *load-pull* es completamente empírica y se realiza con analizadores de redes vectoriales (VNA por sus siglas en inglés), no obstante, este equipo es muy caro y la configuración de una prueba de *load-pull* es más complicada y sofisticada que la mostrada en la figura 2.26. Es por este problema que se opta por simular esta prueba en un software CAD empleando modelos en señal grande del transistor que pueden ser proporcionados por el fabricante del transistor.

#### 2.4.2. Modelado del transistor en señal grande

Los amplificadores de potencia, para extraer máxima potencia con mayor eficiencia, operan en condiciones de sobrecarga o compresión, es decir, operan en señal grande, por ende, para el diseño y simulación de un amplificador de potencia se emplean modelos no lineales o modelos en señal grande de transistores de potencia, donde se busca modelar el transistor ante una señal arbitraria [2].

Davis *et al* en [2] menciona que la mayoría de modelos de señal grande son transformaciones de muchos modelos lineales que dependen de la polarización del transistor, para así generar un solo circuito equivalente de señal grande. Al generar este circuito equivalente, por consecuencia, se asume al transistor como un elemento cuasi-estático como se asumió en el análisis de los modos de operación

(ver suposiciones del modelo ideal de la Figura 2.9). Que el transistor sea un elemento cuasi-estático, nos dice que es un dispositivo sin memoria y desprecia efectos térmicos y de dispersión que cambian los valores del circuito equivalente en señal grande con el tiempo.

Davis entonces nos desglosa algunas de las características que debe de presentar un modelo en señal grande y algunos modelos bien documentados. Un modelo en señal grande debe tener la capacidad de:

- Replicar las curva I-V de DC para replicar cualquier punto de operación.
- Modelar adecuadamente la excursión de la señal RF, es decir, modelar los efectos de dispersión en el transistor.
- Representar la dependencia del voltaje de polarización en las capacitancias.
- Reproducir los valores absolutos de aquellos parámetros dependientes del voltaje de polarización.
- Incluir los efectos térmicos.
- Incluir retardos en el tiempo para modelos de alta frecuencia.

Y algunos de los modelos más utilizados como para MESFETS o HEMTS son:

- El modelo Trinquet "TOM" [16]
- El modelo Angelov/Chalmers [17]
- El modelo Parker-Skellern [18]
- El modelo embebido de OSU [19]

Ya sea empleando un modelo en señal grande o emplear la prueba de *load-pull* nos permitirá determinar el acoplamiento de impedancias a la frecuencia fundamental, sin embargo, ya se ha mencionado que en un amplificador clase AB no basta maximizar la potencia y eficiencia a la frecuencia fundamental, sino también importa manejar la distorsión generada por los armónicos. Por lo tanto para finalizar el planteamiento y análisis del amplificador de potencia en clase AB, nos queda definir la topología final del amplificador, ya que la figura 2.25 es solo el primer paso al planteamiento de un amplificador de potencia y nos queda completar el planteamiento para poder iniciar con el proceso de diseño.

### 2.5. Topología del amplificador de potencia

Retomamos el circuito de la figura 2.25 para finalizar el planteamiento del amplificador de potencia, que para ser uno necesita una fuente de DC y una red de polarización para inyectar al circuito esa corriente de DC, como se muestra en la figura 2.28:

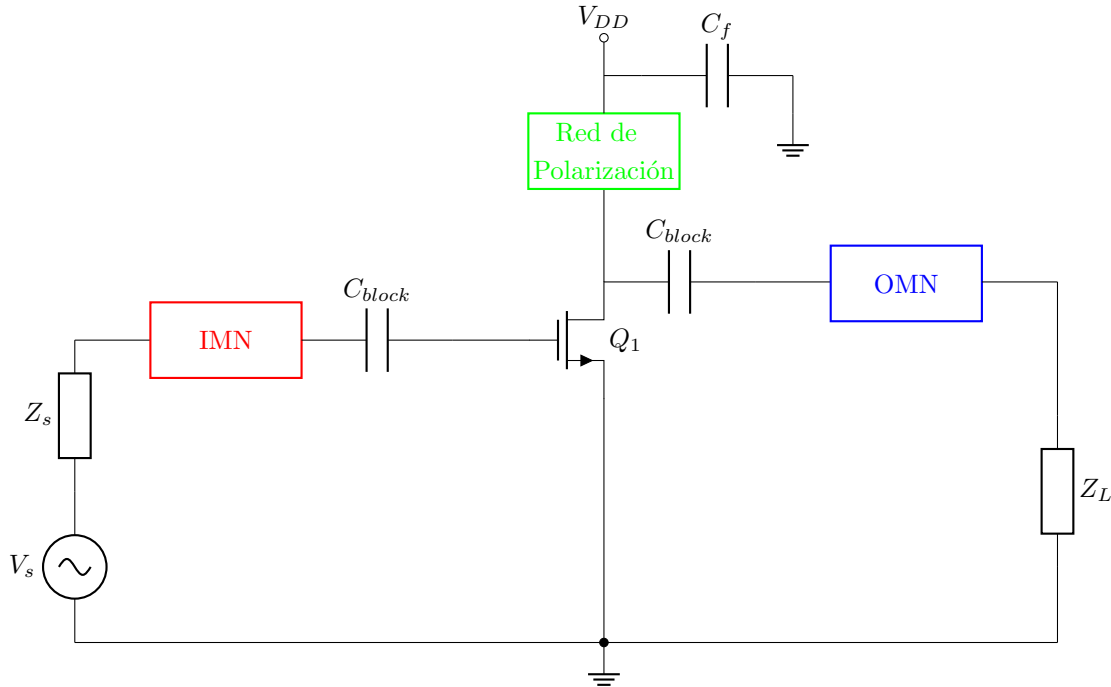


Figura 2.28: Primer planteamiento para el amplificador de potencia.

La red de polarización deberá poseer las características de un RFC para evitar el flujo de la señal de RF hacia la fuente, no obstante no todo RFC es perfecto, por lo tanto, se agrega el capacitor  $C_f$  como protección extra además de funcionar como un filtro para la fuente de DC.

Ahora bien, a la salida mencionamos que la OMN será para el acoplamiento a la frecuencia fundamental para maximizar la generación de potencia de  $Q_1$ , y si  $Q_1$  estará operando en clase AB, la señal de salida presentará armónicos que no son tomados en cuenta por la OMN, por lo tanto, necesitamos una red a la salida que nos permita terminar los armónicos, similar al circuito tanque de la figura 2.14.

Y a la entrada, como todo amplificador de microondas, requiere de una red de estabilización con el objetivo de cumplir con el criterio de estabilización de Rollet dentro y fuera del ancho de banda del amplificador [20]. Agregamos estas dos redes en la Figura 2.29:



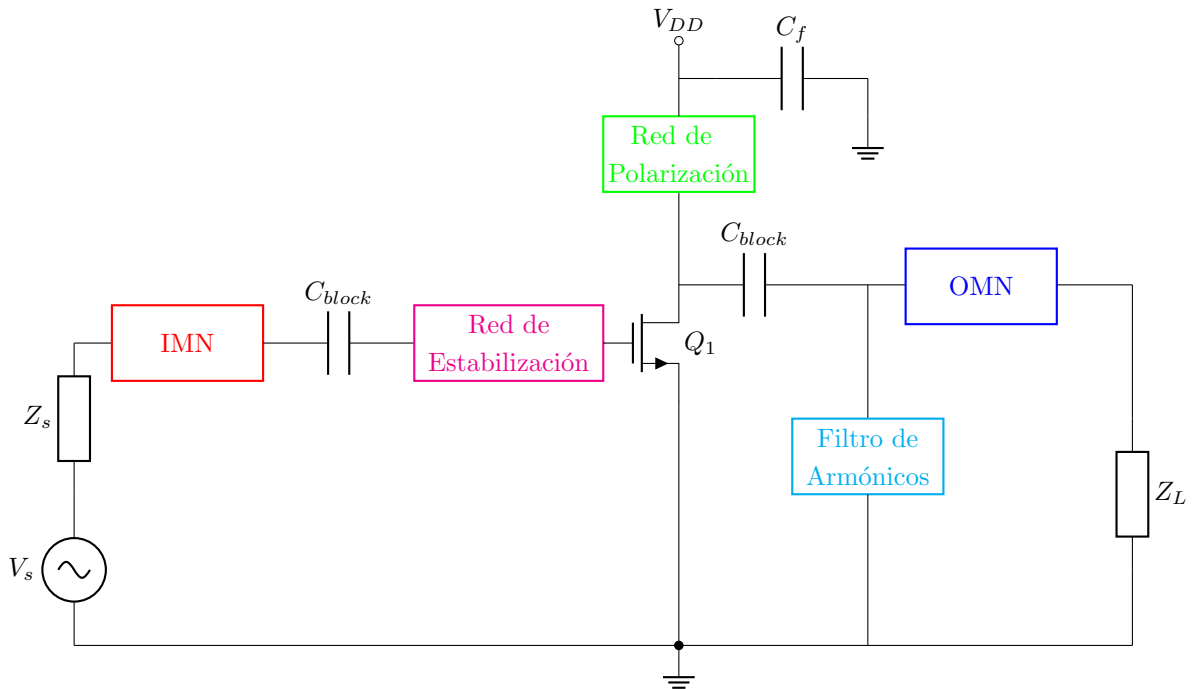


Figura 2.29: Planteamiento final para el amplificador de potencia.

La figura 2.29 es un planteamiento para un amplificador de potencia clase AB de alta frecuencia en su forma más general y cada una de estas redes tomará diferente forma dependiendo de las especificaciones del diseño y de la facilidad de implementar estas redes a un circuito de microcinta, ya que la finalidad principal del diseño de estos circuitos es con la intención de fabricarlos y caracterizarlos, entonces también será nuestro trabajo como diseñadores facilitar el proceso de fabricación con un diseño simple pero funcional procurando acatar las especificaciones de diseño como prioridad.

# Capítulo 3

## 3. Diseño y simulación

A partir de los conceptos revisados en el capítulo 2, nos compete detallar el diseño del amplificador clase AB, a partir del análisis y planteamiento realizado en las secciones 2.3 y 2.5 respectivamente. Para eso, este capítulo expone la metodología y las herramientas por emplear en el diseño y simulación del amplificador; los pasos seguidos para el diseño del amplificador y los resultados de la simulación final del amplificador diseñado.

### 3.1. Metodología

El amplificador clase AB será diseñado empleando el software CAD ADS proporcionado por *Keysight Technologies* que presenta desde simulación de circuitos de parámetros concentrados en alta frecuencia, simulación de circuitos de parámetros distribuidos en las bandas de microondas e incluso simulación electromagnética de circuitos de microcinta. Y lo más importante, es la facilidad de implementar modelos lineales y no lineales de transistores para efectuar el diseño de amplificadores de microondas.

ADS presenta un sinfín de capacidades que pretendemos explotar para el diseño del amplificador de potencia y así como planteamos el amplificador por diseñar en la figura [2.29](#), debemos de plantear una secuencia lógica para poder efectuar el diseño y que a partir de esta metodología se puedan diseñar más amplificadores convencionales, sin importar el transistor utilizado o las especificaciones de diseño. El diagrama de flujo de la figura [3.1](#), representan la secuencia de pasos y decisiones tomadas para alcanzar el diseño del amplificador clase AB.

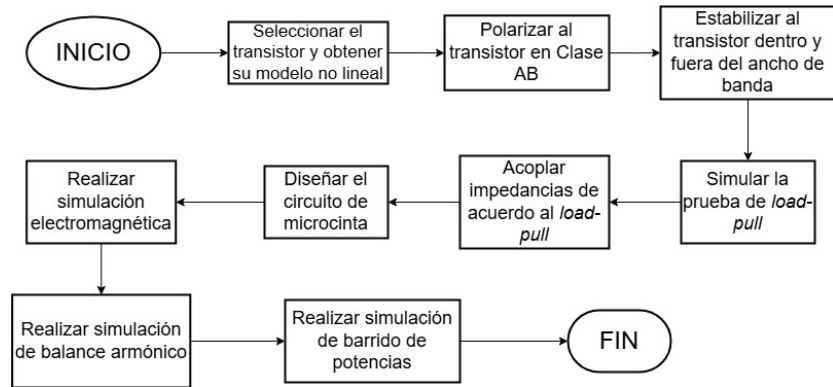


Figura 3.1: Diagrama de flujo para diseño de amplificador clase AB.

A grandes rasgos, después de seleccionar el transistor por utilizar, se debe polarizar y estabilizar dentro y fuera del ancho de banda. Esto implica diseñar una red de polarización y estabilización. Utilizando el modelo del transistor seleccionado, simulamos la prueba de *load-pull* para así obtener las impedancias necesarias para optimizar el desempeño del amplificador y diseñar 2 redes de acoplamiento a la entrada y salida, que esta última incluye un corto de armónicos.

### 3.2. Diseño

Para empezar el diseño, detallamos las especificaciones de diseño del amplificador clase AB:

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

Tabla 3.1: Especificaciones de diseño.

De acuerdo con las especificaciones de la tabla 3.1, destacamos que el diseño de las redes mencionadas en la propuesta de la figura 2.29 serán diseñadas con elementos de parámetros distribuidos, debido a la frecuencia de operación y ancho de banda del amplificador. Por lo tanto, el diseño preliminar de estas redes será empleando líneas de transmisión ideales que posteriormente deben ser traducidas a líneas de microcinta. Finalmente, teniendo el circuito en microcinta, se realiza una simulación electromagnética,

que está dentro de las capacidades de ADS, para finalmente realizar el balance armónico y barrido de potencias para evaluar las figuras de mérito del amplificador diseñado. A continuación, se reporta todo el proceso de diseño.

### 3.2.1. Selección del transistor

El transistor es el corazón del amplificador, por lo que no puede ser seleccionado a la ligera. Para el diseño del amplificador de potencia de alta frecuencia, por como dice el nombre, nos interesa que el transistor pueda soportar corrientes altas, y por lo tanto, potencias altas en el rango de microondas, específicamente 10 W @ 2GHz según la tabla 3.1, por lo tanto debemos analizar la tecnología disponible para alcanzar estas metas.

El desempeño de los transistores en las frecuencias de microondas está directamente relacionada con las dimensiones físicas del dispositivo y, más importante aún, la velocidad de los portadores de carga en el material semiconductor del que está hecho [2]. Y la potencia que soportan estos dispositivos está relacionado al campo eléctrico de ruptura y a la anchura de la banda prohibida del material semiconductor. Este primero nos permite manejar voltajes más altos y el segundo, temperaturas de operación más altas; ambas fundamentales en el manejo de potencias altas [21]. Las especificaciones anteriores nos llevan a descartar los transistores bipolares de juntura (BJT) y los transistores de efecto de campo (FET) que sean fabricados sobre Silicio (Si), GaAs (Arseniuro de Galio) y InP (Fosforo de Indio), ya que ninguno de estos materiales son capaces de soportar voltajes y corrientes muy altas.

La tecnología que cumple con todas las especificaciones que buscamos en nuestro transistor son transistores fabricados sobre Nitruro de Galio (GaN) o Carburo de Silicio (SiC), que poseen la capacidad de soportar potencias en un grado de magnitud mayor que los hechos en Si y GaAs [2]. Y para la operación en alta frecuencia, empleamos un HEMT que tenga un buen desempeño en la banda S de las microondas (2-4 GHz).

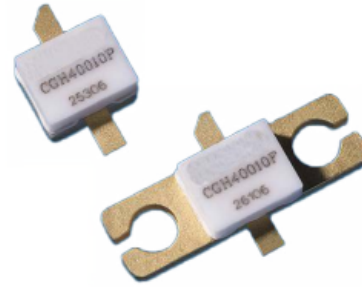
La empresa Macom, maneja dispositivos semiconductores en una variedad de bandas de frecuencia, dentro de la banda S, se encuentra el transistor CGH40010F que después de analizar su hoja de datos [5], determinamos que este transistor es adecuado para el diseño del amplificador porque, además de cumplir con todas las especificaciones de la tabla 3.1, Macom tiene una librería en ADS que contiene el modelo no lineal de este transistor. En la Figura 3.2 se puede observar la descripción, aplicaciones y algunas características del transistor CGH40010:

## CGH40010

10 W, DC - 6 GHz, RF Power GaN HEMT

### Description

The CGH40010 is an unmatched, gallium nitride (GaN) high electron mobility transistor (HEMT). The CGH40010, operating from a 28 volt rail, offers a general purpose, broadband solution to a variety of RF and microwave applications. GaN HEMTs offer high efficiency, high gain and wide bandwidth capabilities making the CGH40010 ideal for linear and compressed amplifier circuits. The transistor is available in both screw-down, flange and solder-down, pill packages.



Package Type: 440166 & 440196  
PNs: CGH40010F & CGH40010P

### Features

- Up to 6 GHz Operation
- 16 dB Small Signal Gain at 2.0 GHz
- 14 dB Small Signal Gain at 4.0 GHz
- 13 W typical  $P_{SAT}$
- 65 % Efficiency at  $P_{SAT}$
- 28 V Operation

### Applications

- 2-Way Private Radio
- Broadband Amplifiers
- Cellular Infrastructure
- Test Instrumentation
- Class A, AB, Linear amplifiers suitable for OFDM, W-CDMA, EDGE, CDMA waveforms

Figura 3.2: Características principales del CGH40010. [5]

En la misma descripción y en las aplicaciones podemos observar que este transistor es excelente para amplificadores clase AB.

### 3.2.2. Polarización y estabilización del transistor

Habiendo seleccionado el transistor, ahora debemos obtener su modelo no lineal y empezar el proceso de diseño polarizando y estabilizando al CGH40010F. El modelo no lineal del dispositivo nos lo proporcionó el fabricante, Macom.

Para la polarización, debemos obtener las curvas IV haciendo un barrido en DC en ADS, empleando el esquemático de la figura 3.3. El esquemático emplea una simulación anidada para realizar el barrido de las dos fuentes de DC, y como resultado del barrido obtenemos las curvas IV del transistor ( $V_{DS}$  vs  $I_{DS}$ ) que se pueden observar en la plantilla de datos de la figura 3.4. Fijamos el voltaje  $V_{GS}$  en voltajes negativos al tratarse de un transistor FET y de -2V a -4V, debido al valor especificado en la hoja de datos del transistor  $V_{GSQ} = -2.7V$ . Y el voltaje  $V_{DS}$  lo escogemos en el rango de 0 a 70V para barrer hasta más del doble del voltaje de operación según la hoja de datos  $V_{DC} = 28V$  [5].

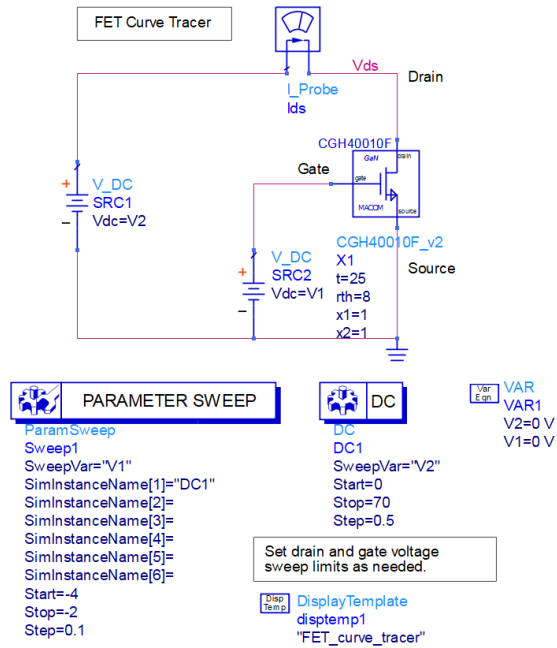


Figura 3.3: Esquemático para obtener las curvas IV.

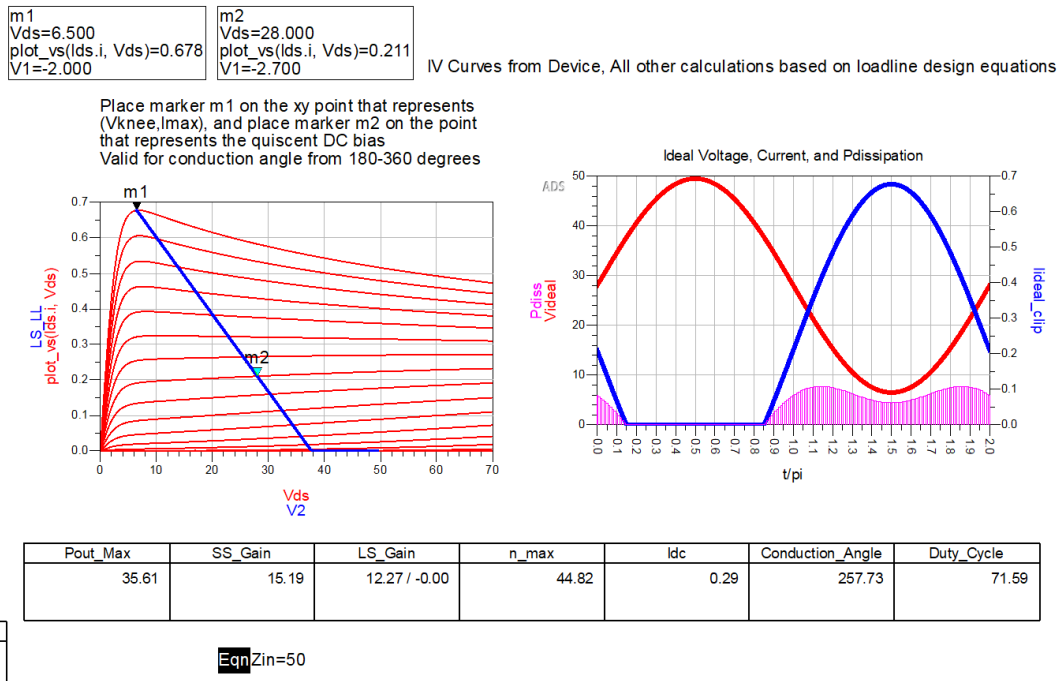


Figura 3.4: Plantilla de datos para la polarización del CGH40010F. [6]

La plantilla de la figura 3.4 muestra una interfaz de usuario que nos permite polarizar al transistor en

cualquier región de operación. Fijando un marcador en el voltaje de rodilla, que funciona como nuestro límite de la región lineal, y otro punto en el punto de operación, la plantilla nos generará una línea de carga. A partir de la línea de carga y del punto de operación, no solo se aproximan las formas de onda de voltaje y corriente en el transistor, sino que también se aproximan algunas figuras de mérito como la potencia de salida (en dBm), ganancia a señal pequeña y señal grande, eficiencia y ángulo de conducción. Cabe destacar que los valores de dicha plantilla son aproximados y no fueron calculados empleando un balance armónico, además que los valores de potencia y eficiencia no son finales ya que todavía no se ha realizado ni las pruebas de *load-pull* ni la terminación de armónicos. Si quisiéramos obtener valores más característicos de nuestro amplificador clase AB, podemos emplear las ecuaciones del balance armónico (ecuaciones 2.29 y 2.30), que para computarlas solo necesitamos  $I_{max}$  y  $\alpha$  las cuales podemos extraer de la figura 3.4. Teniendo los siguientes datos:

$$\begin{cases} V_{DD} = 28V \\ \alpha = 257.73^\circ \approx 1.4317\pi \\ I_{max} = 0.678A \end{cases} .$$

Calculamos  $I_{DC}$  e  $I_1$ :

$$I_{DC} = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} = \frac{0.678}{2\pi} \cdot \frac{2 \sin\left(\frac{1.4317\pi}{2}\right) - 1.4317\pi \cos\left(\frac{1.4317\pi}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{1.4317\pi}{2}\right)} = 0.2904 A,$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} = I_1 = \frac{0.678}{2\pi} \cdot \frac{1.4317\pi - \sin(1.4317\pi)}{1 - \cos\left(\frac{1.4317\pi}{2}\right)} = 0.3630 A.$$

Calculamos la eficiencia con la potencia de la fundamental y la potencia de DC:

$$P_1 = P_{out} = \frac{V_{DD}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_1}{\sqrt{2}} = \frac{28}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0.3630}{\sqrt{2}} = 5.082 W \approx 37 dBm,$$

$$P_{DC} = V_{DD} I_{DC} = 28 \cdot 0.2904 = 8.1312 W,$$

$$\eta = \frac{P_1}{P_{DC}} = \frac{5.082}{8.1312} \cdot 100 = 62.5\%.$$

Observamos que de nuestro análisis de balance armónico nos proporciona una potencia de fundamental y eficiencia más altas que la aproximación hecha por la plantilla, indicándonos que los valores aproximados no son finales y pueden ser mejorados, por lo tanto, servirán como referencia de diseño. Ya que

a pesar de que estos dos valores son mayores, podemos observar que las ganancias en señal pequeña y señal grande son aceptables y en concordancia a lo que la hoja de datos nos proporciona. Entonces, dado que se cumplen algunas de nuestras especificaciones, y que algunas pueden ser mejoradas, seleccionamos como punto de operación  $V_{GS} = -2.7V$  y  $V_{DS} = 28V$ , dando una corriente  $I_{DS} = 210$  mA. Habiendo polarizado el transistor, debemos estabilizarlo dentro y fuera del ancho de banda especificado en 3.1. Empleando un analizador de redes dentro de ADS, podemos analizar los parámetros S del transistor y evaluar ya sea el criterio de Rollet o el criterio  $\mu$  20. El esquemático para evaluar estabilidad se muestra en la figura 3.5. Polarizamos el transistor en el punto de operación elegido ( $V_{Bias1} = -2.7V$  y  $V_{Bias2} = 28V$ ) y realizamos la simulación de parámetros S dentro y fuera del ancho de banda especificado, para así obtener los círculos de estabilidad y los criterios de estabilidad  $\mu$ . Los resultados de la simulación del esquemático de la figura 3.5 se pueden observar en la figura 3.6.

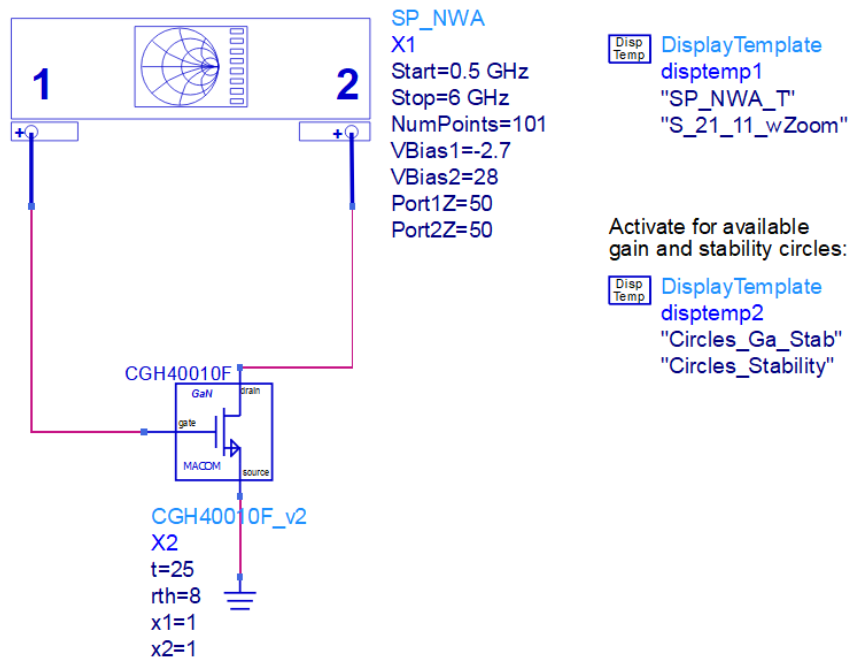


Figura 3.5: Analizador de redes para evaluar estabilidad.

Los círculos de estabilidad de la figura 3.6 se encuentran parcialmente dentro de la carta Smith indicando que el transistor es condicionalmente estable a 2 GHz y determinamos que este será el caso hasta, aproximadamente, 4 GHz cuando  $\mu_L$  o  $\mu_S$  son mayor que 1.



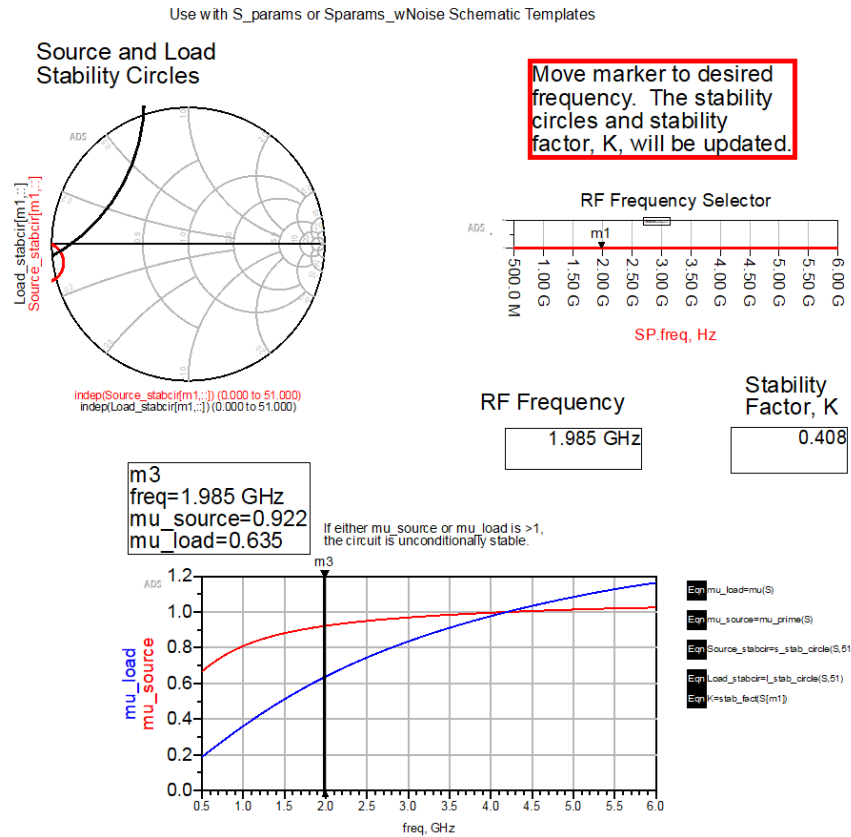


Figura 3.6: Circuitos de estabilidad del CGH40010F polarizado en  $V_{GS} = -2.7V$  y  $V_{DS} = 28V$ .

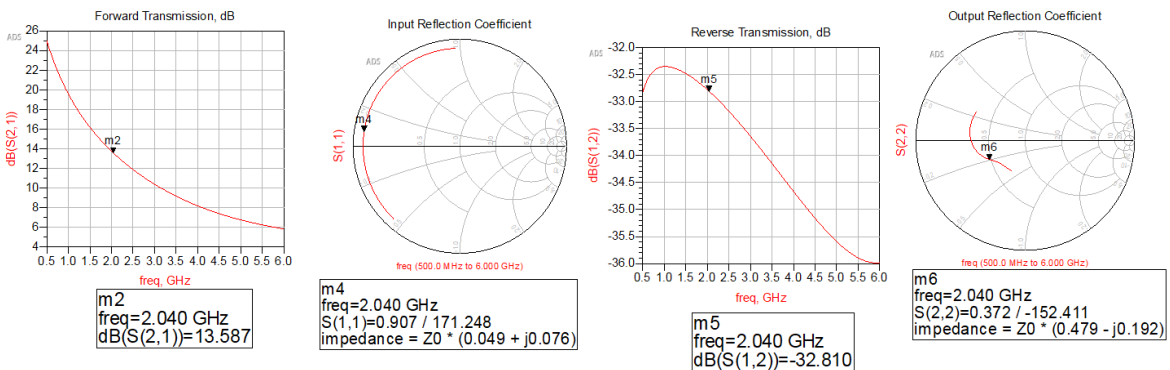


Figura 3.7: Parámetros S del CGH40010F sin estabilizar.

Buscamos que a 2 GHz y para bandas superiores e inferiores el transistor sea incondicionalmente estable, para lograrlo introducimos una red estabilizadora como mostramos en la propuesta de la figura 2.29. Esta red tiene como objetivo modificar los parámetros S del transistor; y puede estar compuesta de componentes pasivos o reactivos y a su vez puede estar ubicada en la compuerta o drenador del

transistor, o incluso en la fuente del mismo. En la propuesta, fijamos esta red a la entrada, para evitar componentes pasivos a la salida, ya que estos pueden generar efectos de carga y a su vez disipar parte de la potencia de salida que está siendo enviada a la carga.

Por lo tanto, fijamos la red estabilizadora en la compuerta del transistor y como menciona la hoja de datos, para estabilizar a más bajas frecuencias, empleamos un resistor en serie [5], verificando que a la frecuencia de operación, la ganancia  $S_{21}$  de la figura 3.7 no caiga a menos de 10 dB al ser esta una especificación de diseño. El valor del resistor será el mínimo suficiente para cumplir el criterio  $\mu$ . El nuevo esquemático del transistor con el resistor estabilizador se puede observar en la figura 3.8 y los resultados de la simulación de parámetros S en las figuras 3.9 y 3.10.

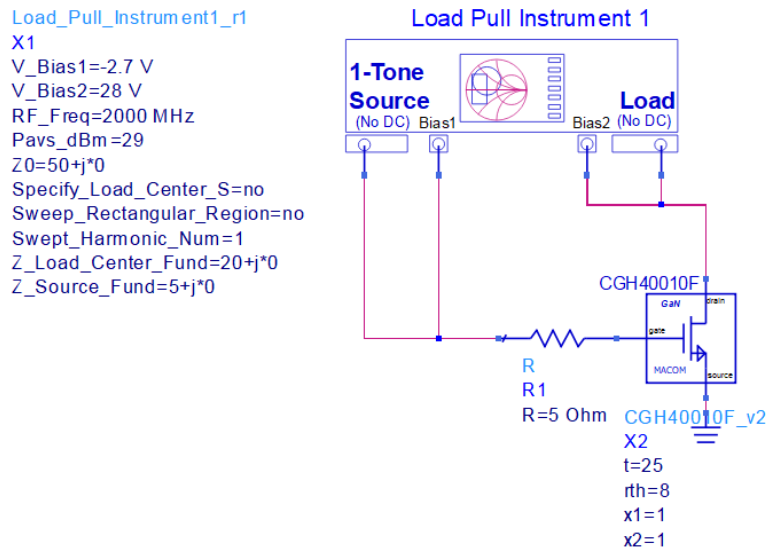


Figura 3.8: Transistor con red estabilizadora.

Destacamos que la carta Smith de la figura 3.9, se encuentra vacía, o bien, no se observan los círculos de estabilidad en ella, por lo tanto indicamos que a 2 GHz el transistor es incondicionalmente estable, esto corroborado por el criterio  $\mu$ , ya que  $\mu_L$  y  $\mu_S$  son mayores que 1, de 1 GHz en adelante, indicando estabilidad incondicional fuera del ancho de banda. También verificamos que el resistor de  $5\Omega$  no atenúe drásticamente la ganancia en señal pequeña  $S_{21}$ . En la figura 3.10 esta ganancia sigue siendo mayor a 10dB, previo a las pruebas de *load-pull*.

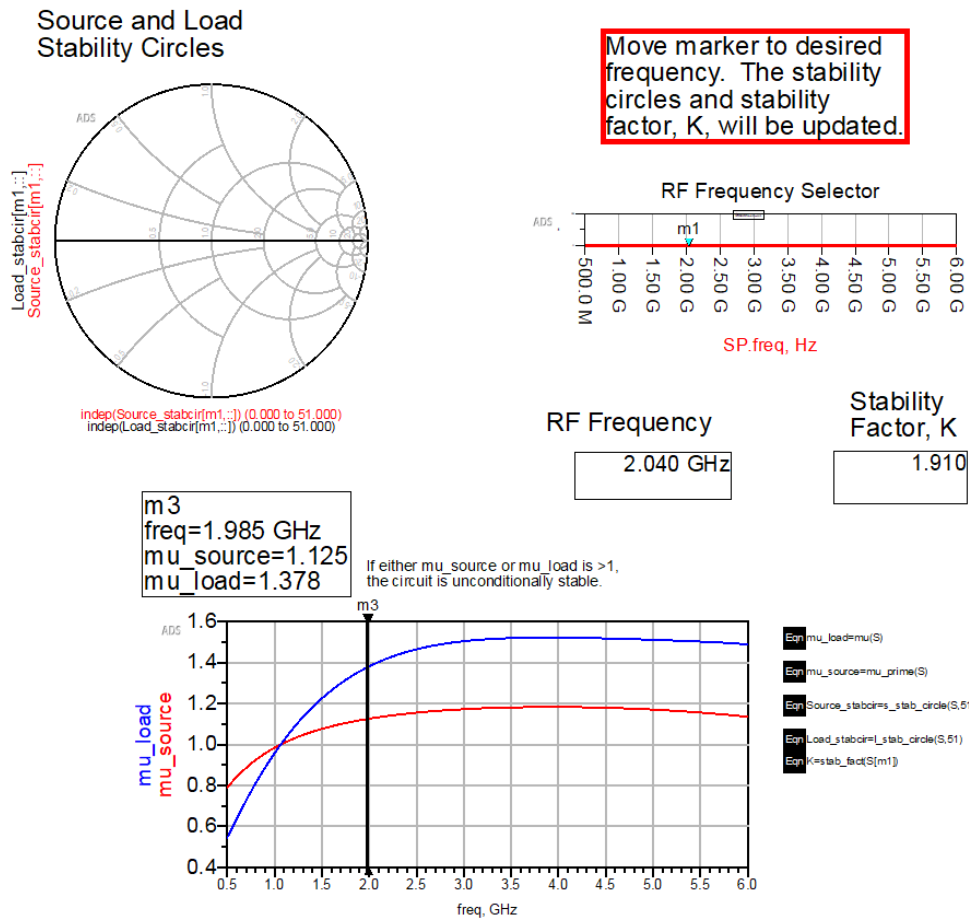


Figura 3.9: Círculos y criterio de estabilidad con red estabilizadora.

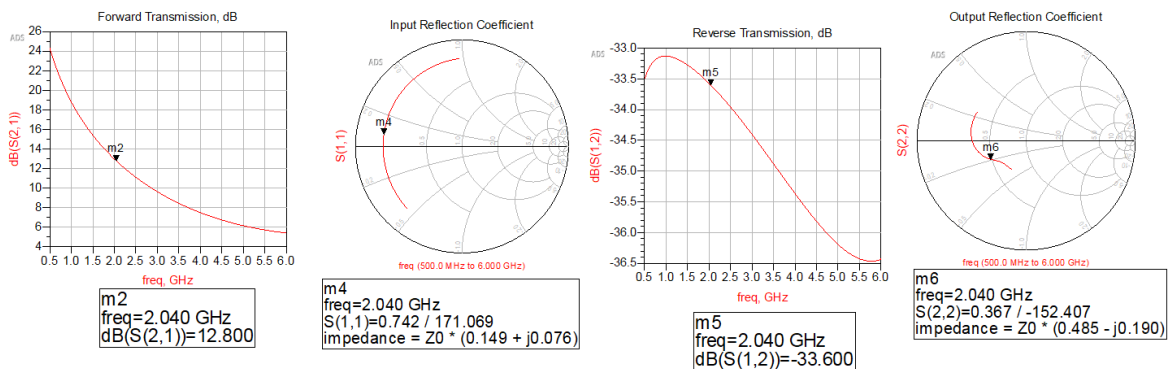


Figura 3.10: Parámetros S del CGH40010F estabilizado.

### 3.2.3. Pruebas de *load-pull*

Con el transistor polarizado y estabilizado, podemos realizar las pruebas de *load-pull*. Así como ADS tiene instrumentos como el analizador de redes empleado para estabilizar al transistor, también posee instrumentos y plantillas para simular pruebas de *load-pull*. Para empezar las pruebas, utilizaremos una plantilla que nos permita realizar el *load-pull* a un solo tono y a un nivel de entrada constante, figura 3.11. El instrumento consta de un sintonizador a la salida que nos permite variar la impedancia presentada al transistor, y mediante una simulación de balance armónico, calcular la potencia de salida y eficiencia para cada impedancia.

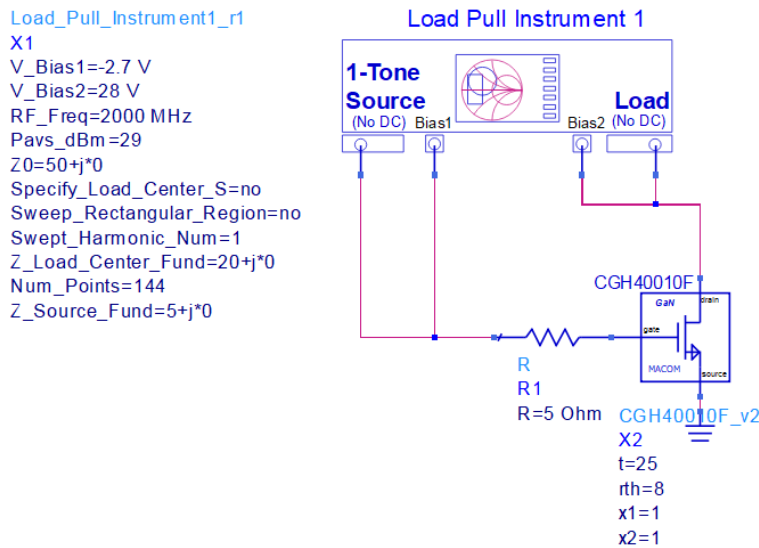


Figura 3.11: Esquemático para prueba de *load-pull*.

Para realizar la prueba de *load-pull* debemos de especificar, además de los valores de polarización y frecuencia, el nivel de entrada al que se realizará el balance armónico; ya que se está realizando una prueba a nivel de entrada constante, y el rango de impedancias del sintonizador. Este rango lo representamos como una región en la carta Smith ya sea rectangular o circular. Como especificamos en la figura 3.11, consiste en una región circular con centro en la impedancia de carga a la frecuencia fundamental y esa región dividida en N puntos. La impedancia de carga se obtuvo de la hoja de datos del CGH40010 donde nos estipulan impedancias de entrada y salida aproximadas para el transistor a diferentes frecuencias [5], que nos servirá como referencia para seleccionar la región en la carta Smith. Habiendo especificado lo necesario para hacer la prueba, los resultados de la simulación se muestran

en la figura 3.12:

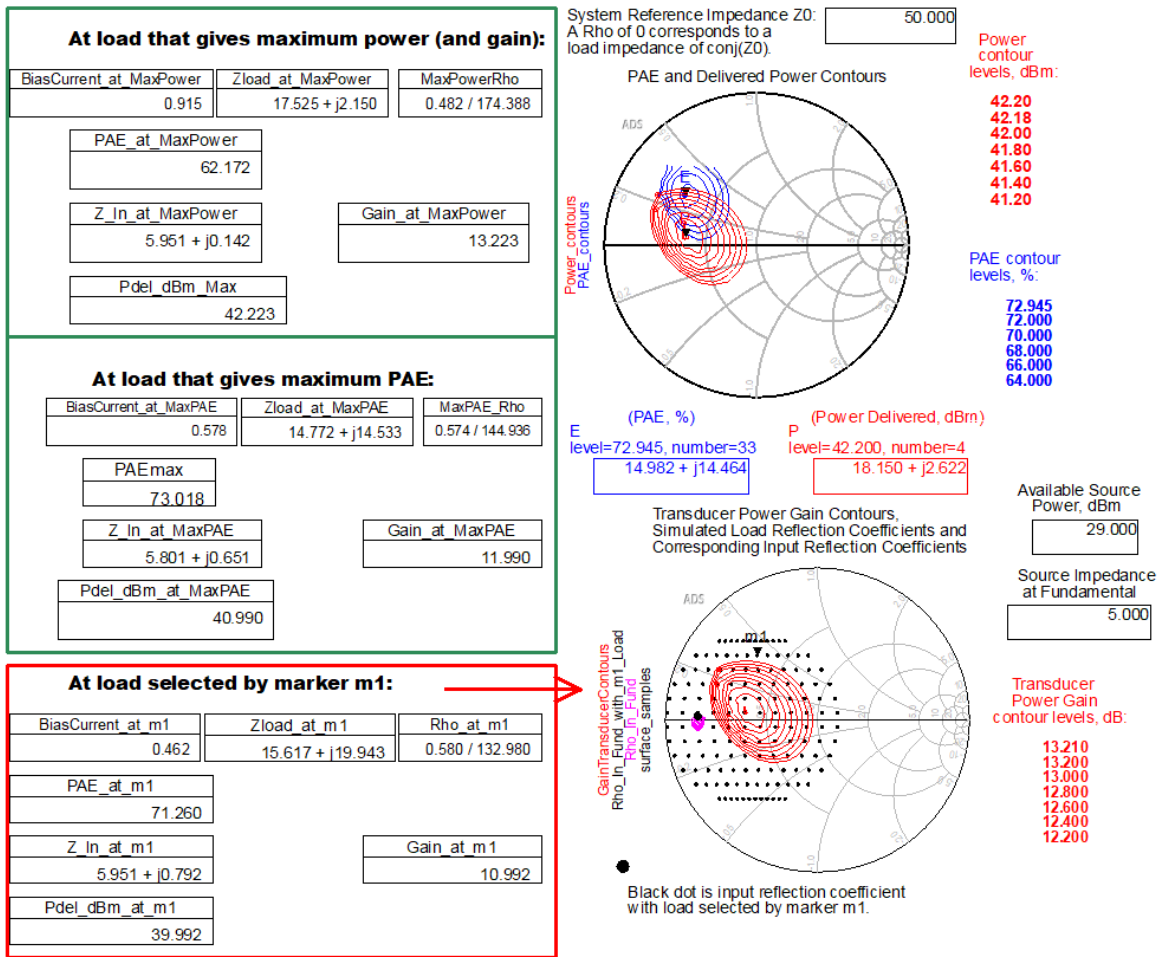


Figura 3.12: Resultados de prueba de *load-pull* a nivel de entrada constante  $P_{avb} = 29$  dBm.

En la primera gráfica observamos los contornos de potencia en rojo y los contornos de eficiencia en azul. Los contornos más pequeños representan los de mayor potencia y eficiencia y conforme se agrandan la potencia va disminuyendo en 0.2 dBm y la eficiencia en 2%. Los recuadros verdes de la figura 3.12 resumen la información que nos brindan los contornos rojos y azules, nos proporcionan las impedancias de carga donde se obtuvieron la mayor eficiencia y potencia, al igual que el valor de la impedancia de entrada a esos valores críticos. Es decir, los recuadros nos resumen los casos más extremos, por si nos compete priorizar ya sea la eficiencia o la potencia. No obstante, si quisiéramos buscar un punto medio entre ellos, la segunda carta Smith nos lo permitirá hacer. En esa gráfica, empleando un marcador, podemos seleccionar cualquiera de las impedancias dentro del área donde hicimos el barrido

de impedancias y obtener, para esa impedancia, todas las figuras de mérito que se visualizan en el recuadro rojo de la figura 3.12. De acuerdo a las especificaciones de la tabla 3.1, requerimos de una eficiencia mayor a 50% y una potencia mayor a 40 dBm. En cualquiera de los dos casos extremos, se cumplen estas especificaciones de diseño, por lo tanto, podemos seleccionar la impedancia de salida para la máxima eficiencia o máxima potencia resumidas en los recuadros verdes de la figura 3.12.

La prueba de *load-pull* realizada es una primera aproximación, ya que únicamente se hizo a un nivel constante de potencia a la entrada. Ese nivel de entrada se seleccionó con base en la ganancia del transistor obtenida en las aproximaciones de la figura 3.4, donde la potencia de 29 dBm más la ganancia en señal grande aproximada de 12.27 dBm, daría una potencia a la salida mayor a 40 dBm como se especifica. El detalle recae en la compresión de ganancia a esa potencia de entrada, es decir, que tan comprimido se encuentra el amplificador a esa potencia de entrada. Si se encuentra en una compresión muy grave, los valores extraídos del *load-pull* de la figura 3.12 conllevarán a errores de convergencia en el simulador [22].

Howard en [22] nos proporciona una prueba gráfica de *load-pull* que, de forma general, realiza un barrido de potencia para cada impedancia que se le presenta al amplificador durante el *load-pull*, hasta un punto de compresión especificado (1 o 3 dB). El esquemático se puede visualizar por partes en las figuras 3.13, 3.14 y 3.15. El banco de pruebas de la figura 3.13 es la forma desglosada del instrumento de *load-pull* del esquemático de la figura 3.11.

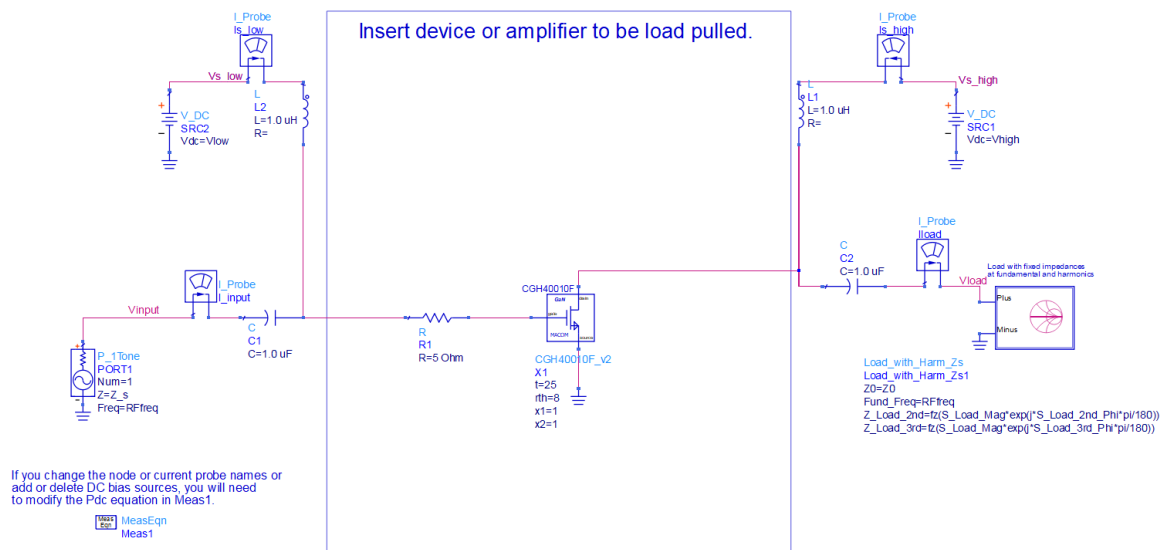


Figura 3.13: Banco de prueba para *load-pull*.

Specify the load harmonic reflection magnitudes and phases, or specify load harmonic impedances on the load pull tuner.  
Specify the source impedances at the fundamental and harmonic frequencies

```

VAR
VAR6
S_Load_Mag=0.95
S_Load_2nd_Phi=-180
S_Load_3rd_Phi=-180
Z_s_fund =5.9-j*0.14
Z_s_2=fz(Src_2nd)
Z_s_3 =fz(Src_3rd)
Z_s_4 = Z0 + j*0
Z_s_5 =Z0 + j*0
S_Src_Mag=0.95
S_Src_2nd_Phi=-180
S_Src_3rd_Phi=-180
Src_2nd=S_Src_Mag*exp(j*S_Src_2nd_Phi*pi/180)
Src_3rd=S_Src_Mag*exp(j*S_Src_3rd_Phi*pi/180)
    
```

Enter Zs calculated during nominal Load Pull

Specify the available source power, Pavs\_dBm, used to calculate the reference gain. Ideally, this Pavs\_dBm should be near (or slightly less than) the value that causes the maximum gain.  
Specify the desired amount of gain compression, X\_dB\_target.

```

VAR
VAR2
Pavs_dBm=28
X_dB_target=3
    
```

Enter proper inputs here

Specify the source frequency, bias voltages, and characteristic impedance as needed:

```

VAR
VAR1
RFfreq=2000 MHz
Vhigh=28 V
Vlow=-2.7 V
    
```

Figura 3.14: Variables para segunda prueba de *load-pull*.

Los valores para la impedancia de entrada, el nivel de potencia a la entrada y el área de la carta Smith donde se realizará el *load-pull* se seleccionan a partir de los resultados de la figura 3.12. La compresión deseada puede ser a 1dB o a 3dB, entre mayor sea la compresión, más potencia y más eficiencia podremos extraer, por lo tanto seleccionamos 3dB especificados en *X-dB-Target* en la figura 3.14.

The screenshot shows a software interface for configuring an optimizer. At the top, it says "No need to change anything inside this box." Below this, there are several sections:

- PARAMETER SWEEP:** Includes "ParamSweep" and "Set\_Opt\_Sequence".
- OPTIM:** Three optimization blocks with settings like "Optim\_Assign\_Data", "Optim\_Find\_XdB\_Gain\_Comp\_coarse", and "Optim\_Find\_XdB\_Gain\_Comp\_fine".
- HARMONIC BALANCE:** Includes "HarmonicBalance" and "HB1".
- GOAL:** Three goal blocks: "Goal\_Assignment\_Goal", "Goal\_X\_dB\_Goal\_coarse", and "Goal\_X\_dB\_Goal\_fine".
- HARMONIC BALANCE:** Includes "HarmonicBalance" and "HB\_BO\_Sweep".
- SWEEP PLAN:** Includes "SweepPlan" and "SweepPlan1" with detailed sweep parameters like "Start=-25 Stop=-10 Step=2.5 Lin".
- GOAL:** Includes "Goal\_Reset\_Goal".
- DC:** Includes "DC" and "DC1".

Figura 3.15: Configuración del optimizador.

El optimizador, a partir del nivel de entrada especificado, irá aumentando la potencia hasta encontrar

el punto de compresión a los X dB especificados (en nuestro caso 3dB). Una vez que encuentra dicho punto, el optimizador disminuirá la potencia hasta cierto nivel y realizará un barrido de potencia hasta ese punto de compresión encontrado para cada una de las impedancias que se le presentarán, obteniendo así una curva de potencia para la impedancia que proporciona mayor eficiencia o mayor potencia de salida. Los contornos de potencia y eficiencia se observan en la figura 3.16 y las gráficas de potencia para todas las impedancias se muestran en la figura 3.18.

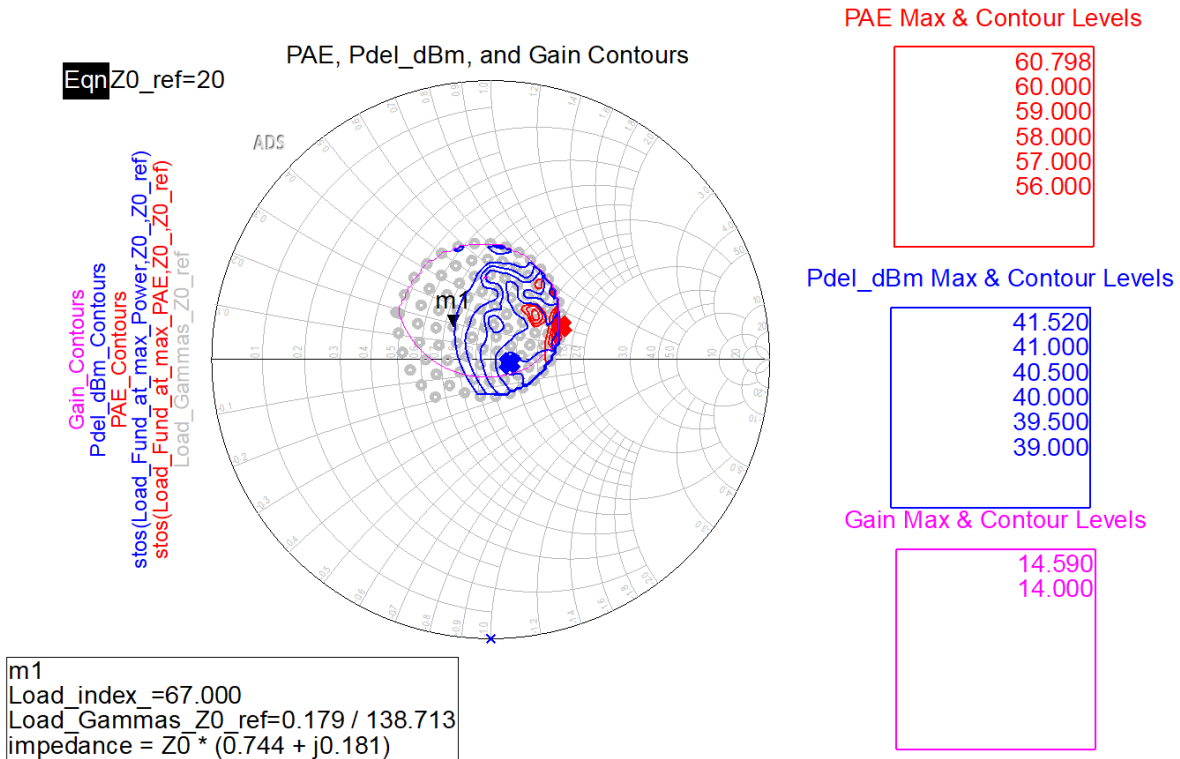


Figura 3.16: Contornos de ganancia en azul y eficiencia en rojo.

Los contornos de la figura 3.16 nos definen el comportamiento del dispositivo a una compresión de 3 dB, a diferencia de los contornos de la figura 3.12 donde la compresión del dispositivo era desconocido. Las cruces marcan las impedancias donde se obtuvieron los valores críticos, dentro de la zona muestreada, es decir, la cruz azul marca la impedancia donde se obtuvo la potencia de salida máxima a una compresión de 3dB y la cruz roja marca la impedancia con la que se obtuvo la máxima eficiencia a 3dB de compresión, los datos de estos puntos críticos se resumen en la figura 3.17.



These are the maximum PAE and Power data:

Pdel_dBm_at_max_PAE	Pdel_dBm_at_XdB_max	Pdel_dBm_at_m1
41.008	41.516	38.924
PAE_at_XdB_max	PAE_at_max_Power	PAE_at_m1
61.744	54.217	37.070
Zload_Fund_at_max_PAE	Zload_Fund_at_max_Power	Zload_Fund_at_m1
$32.180 + j8.354$	$22.894 - j0.571$	$14.889 + j3.626$
Zin_Fund_at_max_PAE	Zin_Fund_at_max_Power	Zin_Fund_at_m1
$6.707 + j0.022$	$6.855 - j0.339$	$6.531 - j0.608$
Gain_at_max_PAE	Gain_at_max_Power	Gain_at_m1
14.060	14.113	14.374
Pavs_dBm_at_max_PAE	Pavs_dBm_at_max_Power	Pavs_dBm_at_m1
26.948	27.403	24.550

Figura 3.17: Impedancias de entrada y salida para potencia y eficiencia máxima y su respectiva potencia de entrada.

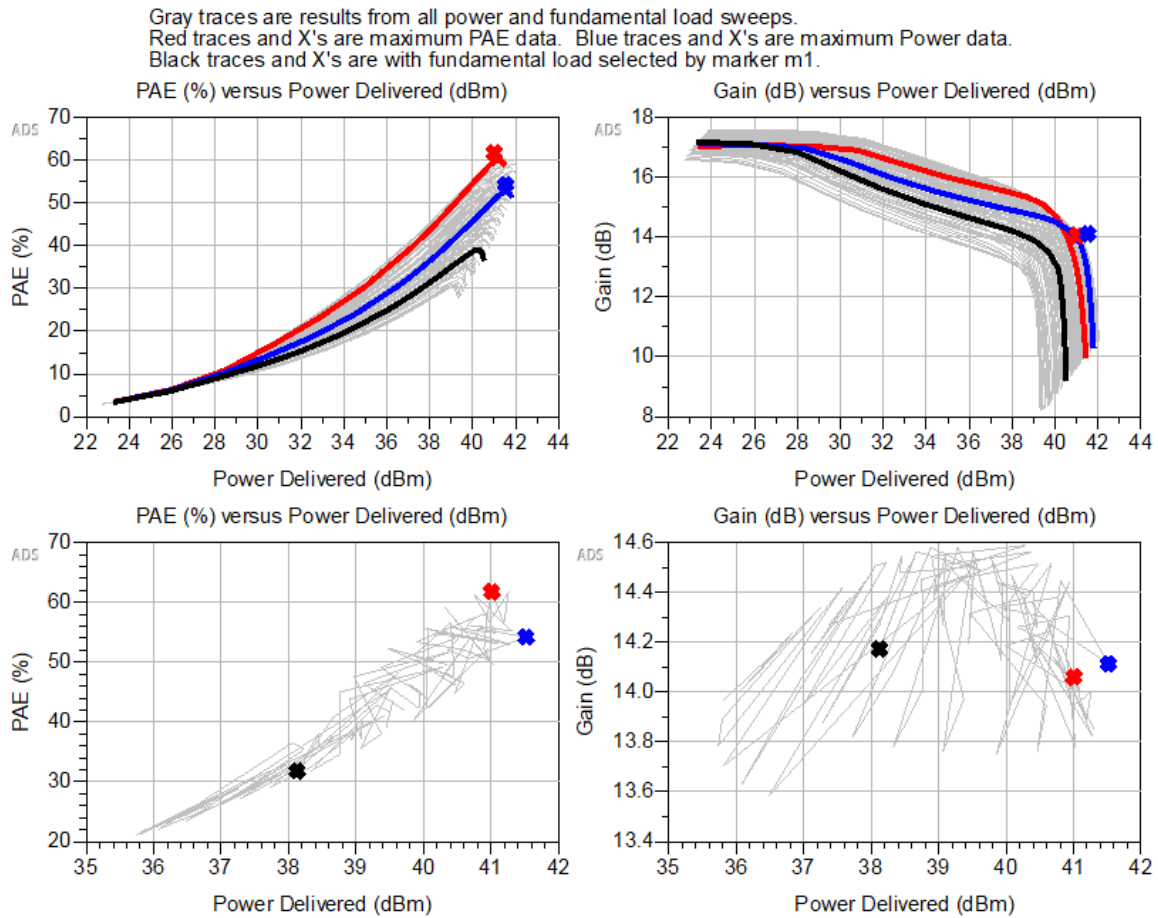


Figura 3.18: Curvas de potencia vs eficiencia y vs ganancia.

Observamos que la compresión a 3 dB arroja valores menores a los realizados en el *load-pull* nominal indicando que la prueba nominal se realizó a niveles de compresión muy altos, por lo tanto, seleccionaremos la impedancia para diseñar las redes de acoplamiento a partir de los resultados de esta segunda prueba de *load-pull*. Debido a que, nuevamente, ambos puntos críticos satisfacen las especificaciones de diseño, podemos emplear cualquiera de las dos impedancias mostradas. No obstante, al ser más importante en un sistema de transmisión el ahorro de energía, le daremos prioridad a la eficiencia, por lo tanto, las impedancias por acoplar y la potencia de entrada al amplificador serán:

$$\begin{cases} Z_{out} = 32.18 + j8.354 \\ Z_{in} = 6.707 + j0.022 \\ P_{in_{3dB}} = 26.94 \text{ dBm} \end{cases}$$

Por simple verificación de los resultados de *load-pull*; empleando el esquemático de la figura 3.19, podemos realizar una simulación de balance armónico y de parámetros S bajo las condiciones especificadas anteriormente.

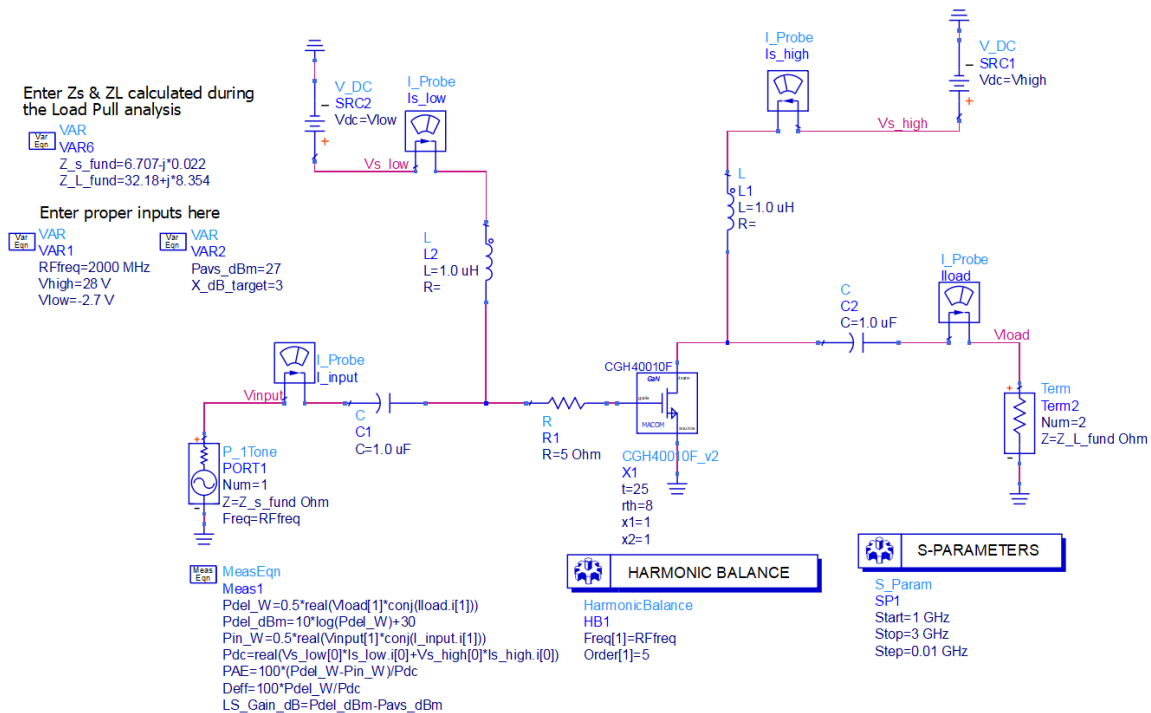


Figura 3.19: Esquemático para simulación de balance armónico.

Debido a que se cumple el acoplamiento conjugado,  $Z_s = Z_{in}^*$ , por esto, empleamos el conjugado en

el valor de la fuente, y redondeamos la entrada a 27 dBm. Los resultados se pueden observar en la figura 3.20

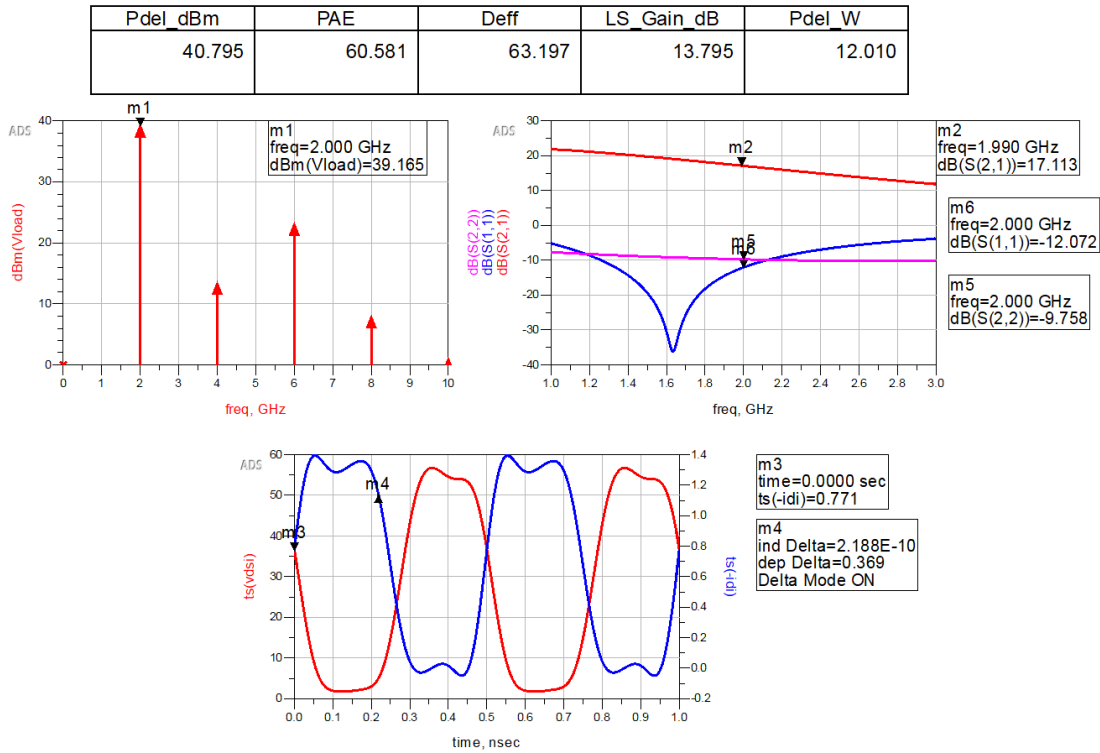


Figura 3.20: Resultados de balance armónico y parámetros S en condiciones ideales a 3dB de compresión.

Los resultados del balance armónico concuerdan con los resultados del *load-pull*. A aproximadamente 26.94 tenemos una compresión de 3dB; esto lo confirmamos con  $S_{21} - LS_{gain} \approx 3dB$ . La potencia de salida y eficiencia varían con respecto a los valores de *load-pull* en menos del 5%, y las figuras de mérito cumplen con todas las especificaciones, por lo tanto, esta simulación funcionará como nuestra primera aproximación al amplificador de potencia real.

Las gráficas en el dominio de la frecuencia evidencia el contenido armónico y en la gráfica en el dominio del tiempo se puede observar; además de los armónicos en forma de distorsión, la alta compresión del amplificador. Tal es la saturación de las señales que no se puede discernir la clase de operación del amplificador, para determinar si se trata de un amplificador clase AB realizaremos la misma simulación de balance armónico la figura especificando una potencia de entrada menor.

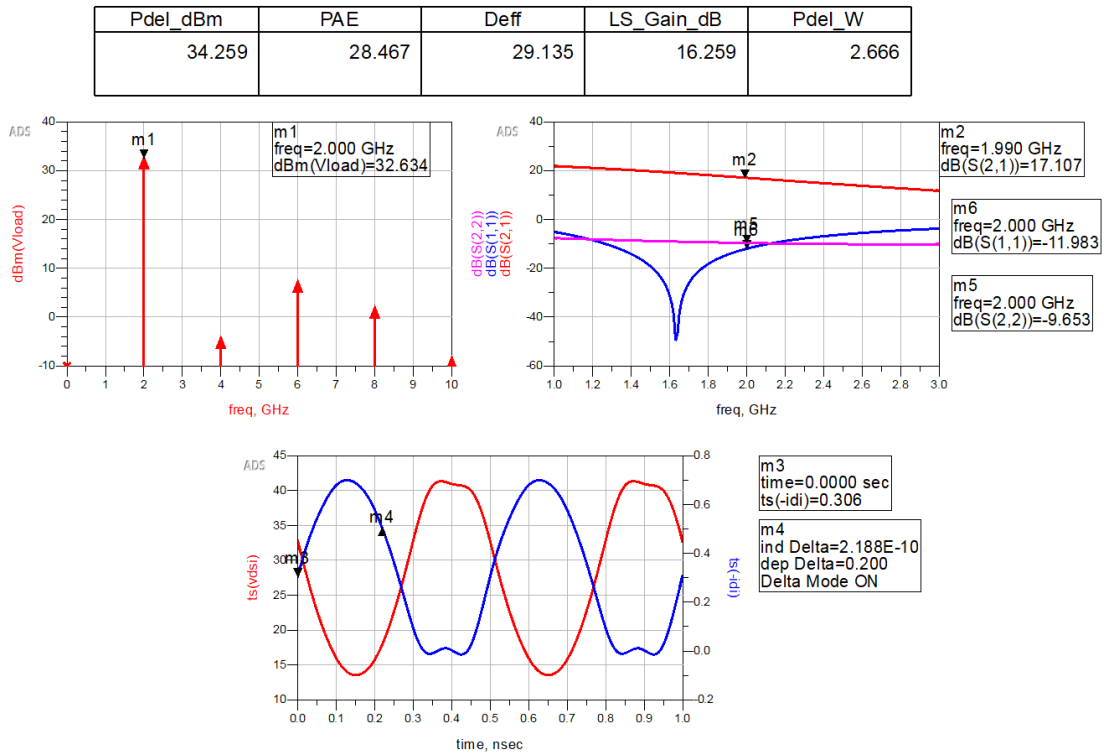


Figura 3.21: Resultados de balance armónico y parámetros S en condiciones ideales a 1 dB de compresión.

Con las formas de onda de la simulación de la figura 3.21 podemos identificar la forma sinusoidal de las ondas de corriente y voltaje, a pesar de seguir teniendo contenido armónico, podemos concluir que si se trata de un amplificador clase AB.

Habiendo hecho la comprobación de la clase de operación; y a partir de los resultados de la figura 3.20 podemos determinar los objetivos y características que debe de cumplir las redes de acoplamiento. La red de acoplamiento a la salida, no solo deberá acoplar la impedancia especificada, sino también suprimir el contenido armónico y suprimir las pérdidas de retorno a la salida a un valor más aceptable  $S_{22} < -15dB$  en nuestro ancho de banda. Mientras que la red de acoplamiento a la entrada también debe suprimir las pérdidas de retorno a la entrada  $S_{11} < -15dB$ .

### 3.2.4. Redes de acoplamiento

Como herramienta principal para el diseño de redes de acoplamiento se emplea la carta Smith y mediante un proceso gráfico podemos acoplar cualquier impedancia siempre y cuando éstas tengan una parte real [20]. ADS posee una herramienta de carta Smith que nos permitirá generar cualquier

tipo de red de acoplamiento ya sea de parámetros concentrados o distribuidos. No obstante, para la red de acoplamiento a la salida, no emplearemos este método, en particular debido a que no sólo nos compete acoplar la impedancia de la frecuencia fundamental, sino también nos interesa introducir un cortocircuito de armónicos. Para lograr estos dos objetivos simultáneamente, emplearemos el optimizador de ADS como herramienta principal de diseño.

Para emplear este método con el optimizador, introducimos una topología usual de red de acoplamiento, como puede ser una topología pasa-bajas, como la mostrada en la figura 3.22(a), o su equivalente en líneas de transmisión como se muestra en la figura 3.22(b).

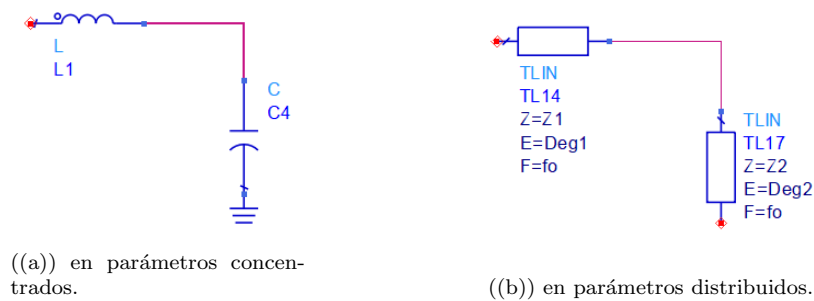


Figura 3.22: Red de acoplamiento con topología pasa bajas.

Como discutimos al principio del diseño, las redes de acoplamiento se realizarán empleando líneas de transmisión, ya que a la frecuencia de operación del amplificador, los componentes tendrán valores muy pequeños y estos deberán de ser de factores de calidad muy altos para evitar pérdidas de potencia en ellos. Por lo tanto, emplearemos líneas de transmisión para realizar las redes de acoplamiento.

Para un mejor desempeño del optimizador de ADS y poder cumplir todos los objetivos de esta red ( $S_{22} < -15\text{dB}$ ), a la red de acoplamiento le agregaremos más etapas pasa-baja a la red de la figura 3.22(b), esto nos permite dar más grados de libertad al optimizador de ADS. La topología para la red de acoplamiento a la salida se muestra en la figura 3.23.

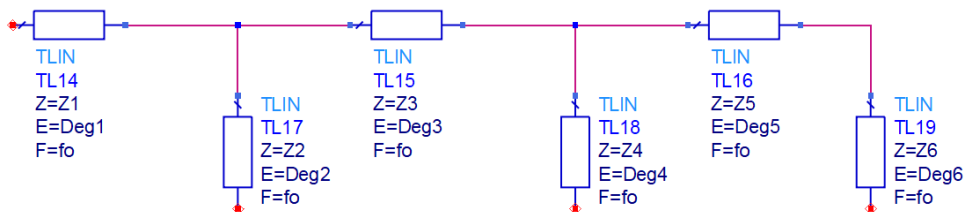


Figura 3.23: Red de acoplamiento a la salida con múltiples etapas pasa-baja.

Observamos en el análisis del amplificador clase AB, en la figura 2.23, que el 2do armónico es el que proporciona la mayor distorsión. Para realizar el corto del segundo armónico, emplearemos un stub cerrado de longitud  $\lambda/4$ . Si medimos la impedancia de un transformador de  $\lambda/4$  a la frecuencia fundamental, observaremos que no solo al segundo armónico presenta un corto circuito, sino a la frecuencia fundamental presenta un circuito abierto, la comprobación en ADS se muestra en la figura 3.24

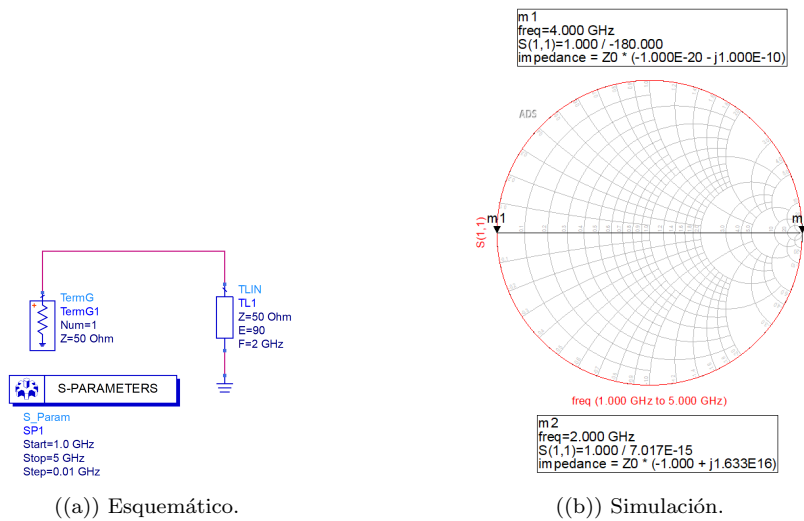


Figura 3.24: Medición de la impedancia de un transformador de  $\lambda/4$ .

Dado que el transformador de  $\lambda/4$  a tierra presenta esta dualidad en la frecuencia fundamental y en el segundo armónico, éste nos puede servir como nuestra red de polarización. Para emplearlo de ambas formas requerimos de capacitores de desacoplo en uno de los extremos de la línea a tierra, para que a la frecuencia fundamental y al segundo armónico se vea un stub cerrado y al mismo tiempo bloqueen DC. Introducimos esta red lo más cercano al transistor, es decir en el extremo izquierdo de la red de la figura 3.23

Para finalizar la red de acoplamiento, le agregaremos un par de líneas de transmisión en serie en cada uno de los extremos. Estas líneas nos servirán como conexión al transistor y a la carga mediante un conector SMA. Además de agregar el capacitor de acoplamiento en DC. Resultando en una topología que se muestra en la figura 3.25

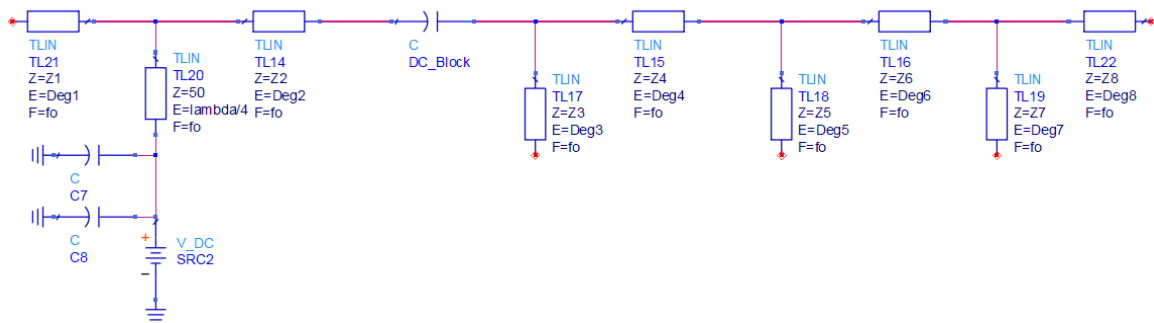


Figura 3.25: Red de acoplamiento a la salida por optimizar.

Destacamos de la red finalizada que la impedancia característica del transformador de  $\lambda/4$  es de  $50\Omega$ . Usualmente, estas líneas son de mayor impedancia característica lo cual implica una línea de transmisión más delgada. No obstante, requerimos de una línea más gruesa debido a que circulará por ella la corriente de drenador y para soportar el incremento de temperatura debido a la circulación de esa corriente, dejamos esta línea en  $50\Omega$ . Esto último resulta importante ya que al emplear el optimizador de ADS, debemos especificar qué variables éste puede modificar y dentro de qué rango pueden modificarlos.

Pero antes de especificar valores, debemos de configurar el optimizador y sus objetivos. A la frecuencia fundamental, la red debe presentar la impedancia  $Z_{out} = 32.18 + j8.354\Omega$  y a los armónicos se le debe presentar un cortocircuito. A la red de la figura 3.25 se le debe realizar una simulación de parámetros S a una sola frecuencia y con un solo puerto para así medir la impedancia de la red a solo esa frecuencia. Y el objetivo del optimizador es modificar los valores de la red necesarios para llegar a ese valor de impedancia para la frecuencia fundamental, y para los armónicos realizaremos sus respectivas simulaciones y fijar como objetivo un cortocircuito a esas frecuencias. Lo descrito anteriormente se muestra en la figura 3.26.

OPTIMIZE CIRCUIT TO MATCH THESE IMPEDANCES

Fundamental	Second Harmonic	Third Harmonic	Fourth Harmonic
<p>S-PARAMETERS</p> <p>S_Param SP1 Freq=1f</p> <p>Fundamental (Real)    Fundamental (Imag)</p> <p>GOAL    GOAL</p> <p>Goal OptimGoal1 Exp="real(atozS11)" SimInstanceName="SP1" Weight=10 Lim (Type) ["=EqualTo" Lim (Min) ["=21_real Lim (Max) ["=21_imag</p> <p>Goal OptimGoal2 Exp="imag(atozS11)" SimInstanceName="SP1" Weight=10 Lim (Type) ["=Inside" Lim (Min) ["=22_imag Lim (Max) ["=22_imag</p>	<p>S-PARAMETERS</p> <p>S_Param SP2 Freq=2*1f</p> <p>Z 2fo (Real)    Z 2fo (Imag)</p> <p>GOAL    GOAL</p> <p>Goal OptimGoal6 Exp="real(atozS11)" SimInstanceName="SP2" Lim (Type) ["=Inside" Lim (Min) ["=50_22_real Lim (Max) ["=1.05*22_real+1</p> <p>Goal OptimGoal3 Exp="imag(atozS11)" SimInstanceName="SP2" Lim (Type) ["=Inside" Lim (Min) ["=50_22_imag Lim (Max) ["=1.05*22_imag</p>	<p>S-PARAMETERS</p> <p>S_Param SP3 Freq=3*1f</p> <p>Z 3fo (Imag)</p> <p>GOAL    GOAL</p> <p>Goal OptimGoal7 Exp="real(atozS11)" SimInstanceName="SP3" Lim (Type) ["=Inside" Lim (Min) ["=89*23_real Lim (Max) ["=1.05*23_real+Lim (Max) ["=1.01*23_imag</p> <p>Goal OptimGoal4 Exp="imag(atozS11)" SimInstanceName="SP3" Lim (Type) ["=Inside" Lim (Min) ["=89*23_imag Lim (Max) ["=1.15*23_imag</p>	<p>S-PARAMETERS</p> <p>S_Param SP4 Freq=4*1f</p> <p>Z 4fo (Imag)</p> <p>GOAL</p> <p>Goal OptimGoal5 Exp="imag(atozS11)" SimInstanceName="SP4" Lim (Type) ["=Inside" Lim (Min) ["=89*24_imag Lim (Max) ["=1.15*24_imag</p>

**OPTIM**

Optim  
Optim Type=Gradient  
MaxIter=20000  
UseAKOpt=yes  
UseAKGoal=yes  
EnableCockpit=yes  
SaveAt=Results

Here are the variables (Optimization Targets)

VAR VAR2	VAR VAR1
Z1_real=32.2	#=2000E6
Z1_imag=8.4	
Z2_real=0	
Z2_imag=0	
Z3_real=0	
Z3_imag=0	
Z4_real=0	
Z4_imag=0	

Figura 3.26: Banco de optimización para la red de acoplamiento a la salida.

Finalmente en la configuración del optimizador fijamos las variables y el rango en las que éste puede manipularlos. Dentro de las variables que no queremos modificar se encuentran la impedancia y longitud eléctrica del transformador de  $\lambda/4$ , la carga de  $50 \Omega$  y todos los capacitores. El resto de las líneas si pueden ser modificadas. Nos queda definir el rango en el que el optimizador pueda manipular los valores de la red. El esquemático por optimizar se muestra en la figura [3.27](#)

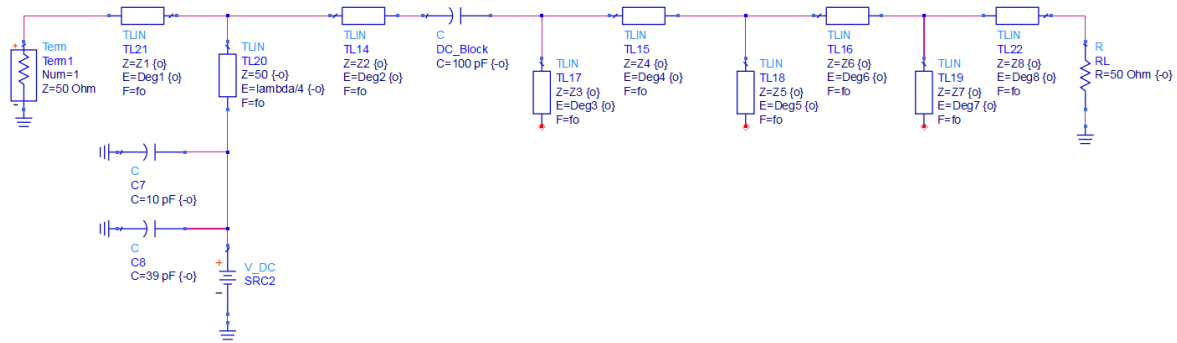


Figura 3.27: Esquemático de la red de acoplamiento a la salida.

La impedancia características de las líneas se verán afectadas en el grosor de las mismas en una relación inversamente proporcional, es decir, entre mayor sea la impedancia de la línea más delgada ésta será. Qué tan delgada o qué tan gruesa dependerá del sustrato dieléctrico que se utilizará en el diseño de microcinta. El detalle radica en la facilidad de fabricación de las líneas de microcinta, si ésta es muy delgada, podría haber problemas de resolución al fabricarla, y si es muy gruesa, caemos en problemas de espacio en el sustrato.

Una buena regla práctica es no superar los  $100 \Omega$  para no obtener líneas muy delgadas, y como límite inferior, fijamos  $50 \Omega$  ( $50 \leq Z_o \leq 100 \Omega$ ). En longitud eléctrica no queremos líneas muy cortas ni muy largas por las mismas razones que en la impedancia, por lo tanto, fijamos como límite inferior  $30^\circ$  y como límite superior  $120^\circ$  ( $30 \leq E \leq 120$ ). Fijado los límites optimizamos la red de acoplamiento. La red optimizada y la comprobación se muestran en las figuras [3.28](#) y [3.29](#) respectivamente.



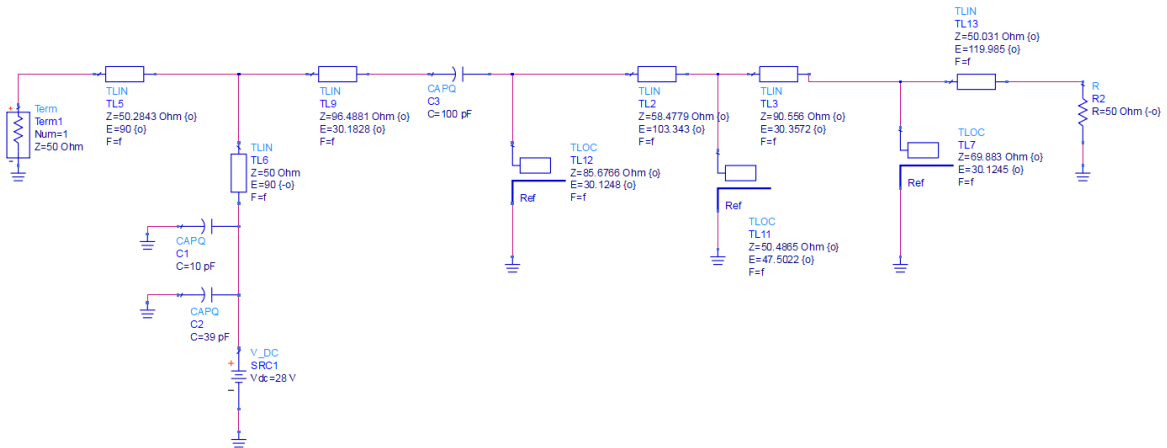


Figura 3.28: Red de acoplamiento optimizada a  $Z_1 = 32.18 + j8.354 \Omega$  y  $Z_2 = Z_3 = 0 \Omega$ .

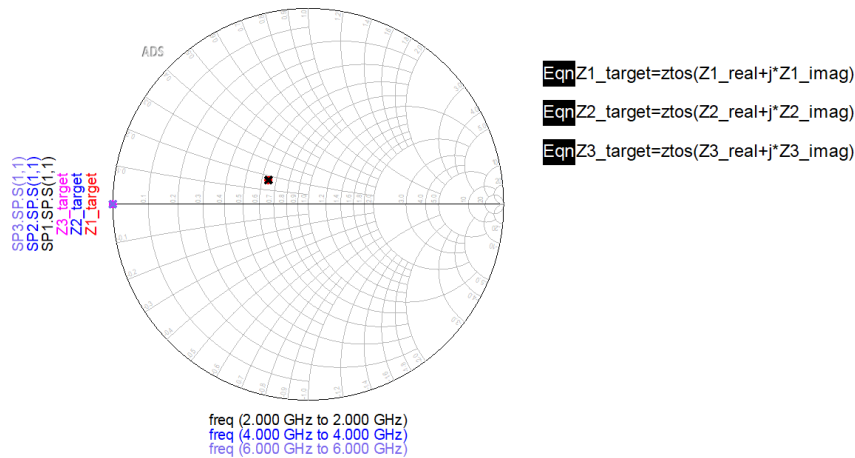


Figura 3.29: Comprobación del acoplamiento de impedancias.

Como un paso adicional en el diseño de la red de acoplamiento, introduciremos esta red en el esquemático de la figura 3.19 y verificar así el comportamineto de la red en el amplificador. Para eso, generamos un símbolo que contenga a la red de la figura 3.28. El esquemático en cuestión se muestra a continuación:

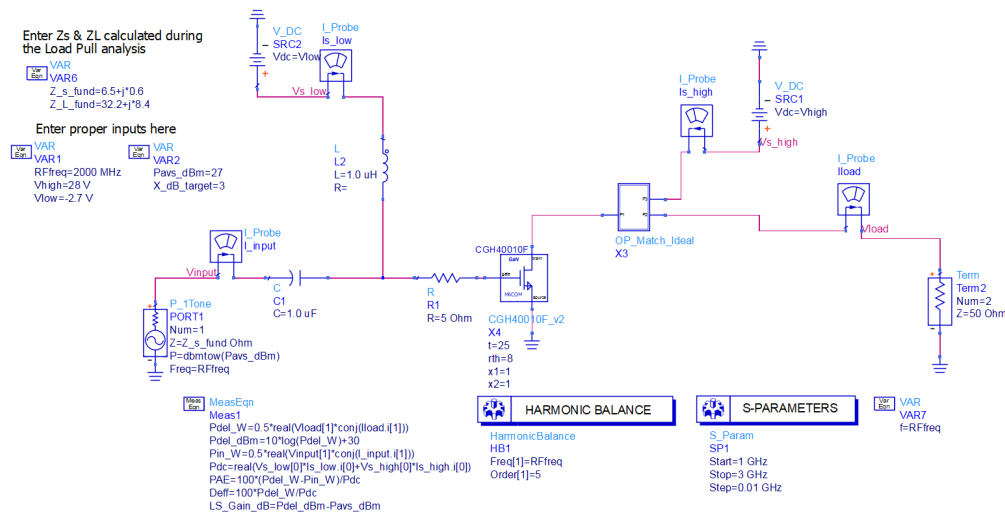


Figura 3.30: Amplificador con red de acoplamiento a la salida.

Destacamos el objeto *OP-Match-Ideal*, que contiene la red de la figura 3.28, sin las terminaciones resistivas y sin la fuente de DC. Y a la salida de éste se encuentra la terminación de 50 Ω en contraste con la figura 3.19. Los resultados de la simulación de balance armónico con la red de acoplamiento a la salida se detallan en la figura 3.31

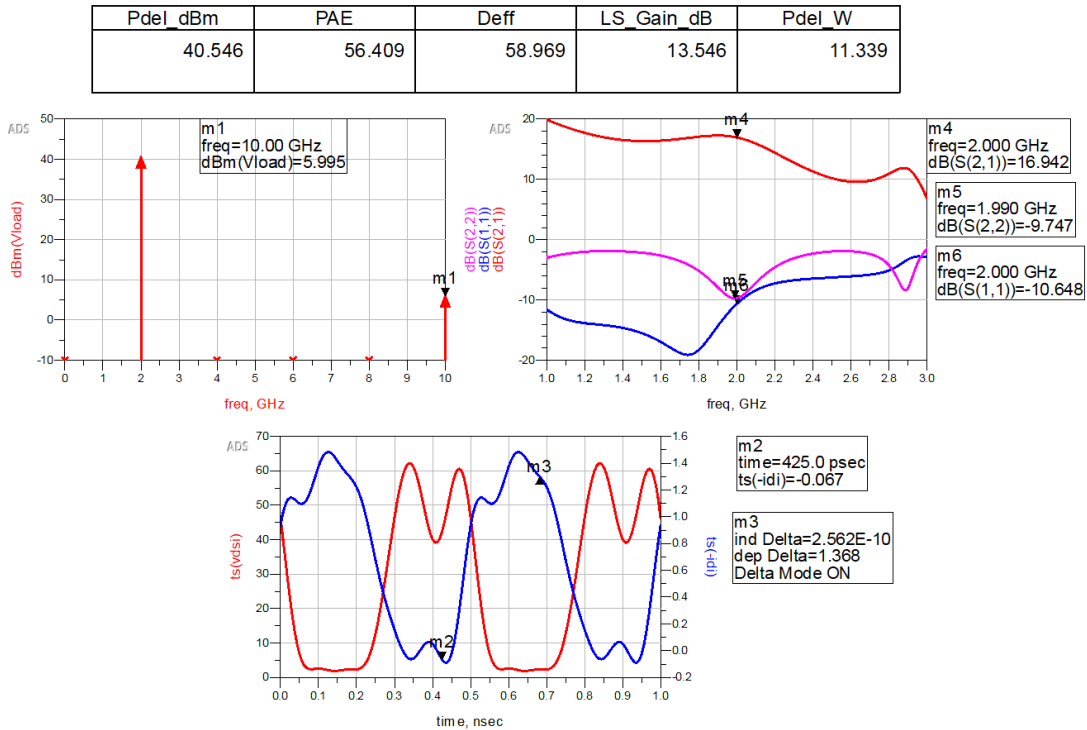


Figura 3.31: Simulación de balance armónico del amplificador con red de acoplamiento ideal a la salida.

De los resultados anteriores destacamos que el corto de armónicos funciona perfectamente y el acoplamiento a la fundamental se puede observar en las pérdidas de retorno a la salida  $S_{22}$ . Sin embargo, tenemos menor potencia y eficiencia a comparación del caso ideal de la figura 3.31

Para mejorar el desempeño de la red de acoplamiento, anidaremos otro banco de optimización a esta simulación de balance armónico, que nos permita mejorar la potencia a la salida sin tener que aumentar la potencia de entrada y mejorar las pérdidas de retorno en nuestro ancho de banda a un nivel aceptable  $S_{22} < -15$  dB. El banco de optimización para el esquemático de la figura 3.30 se muestra a continuación:

OPTIM	GOAL	GOAL	GOAL	GOAL
Optim Optim1 OptimType=Gradient MaxIters=2500 UseAllOptVars=yes UseAllGoals=yes SaveAllTrials=no	Goal OptimGoal1 Expr="Pdel_dBm" SimInstanceName="HB1" Weight=1.0 LimitType[1]="GreaterThan" LimitMin[1]=41 LimitMax[1]=	Goal OptimGoal2 Expr="dBm(Vload[2])" SimInstanceName="HB1" Weight=1.0 LimitType[1]="LessThan" LimitMin[1]= LimitMax[1]=0	Goal OptimGoal3 Expr="dBm(Vload[3])" SimInstanceName="HB1" Weight=1.0 LimitType[1]="LessThan" LimitMin[1]= LimitMax[1]=0	Goal OptimGoal5 Expr="dB(S22)" SimInstanceName="SP1" Weight=1.0 LimitType[1]="LessThan" LimitMin[1]= LimitMax[1]=-15

Figura 3.32: Banco de optimización para la simulación de balance armónico.

El banco de la figura 3.32 modificará la red de acoplamiento para cumplir con 3 objetivos:

- Una potencia entregada mayor a 41 dBm.
- Una amplitud de segundo y tercer armónico menor a 0 dBm.
- Pérdidas de retorno a la salida menor a 15 dB en el ancho de banda del amplificador.

Se realizó una primera optimización del amplificador con los mismos rangos especificados para el banco de la figura 3.26, no obstante, el optimizador no convergió. Esto nos dice que el mejor resultado obtenido por el optimizador, dado los rangos, no cumplieron los objetivos especificados. Para lograr una convergencia, modificamos los rangos del optimizador. Permitiremos líneas más gruesas ( $40 \leq Z_o \leq 100 \Omega$ ) y más cortas ( $20 \leq E \leq 120$ ).

Habiendo hecho esta modificación y al correr de nuevo el optimizador, éste convergió y la red de acoplamiento optimizada por segunda vez, se puede observar a continuación:

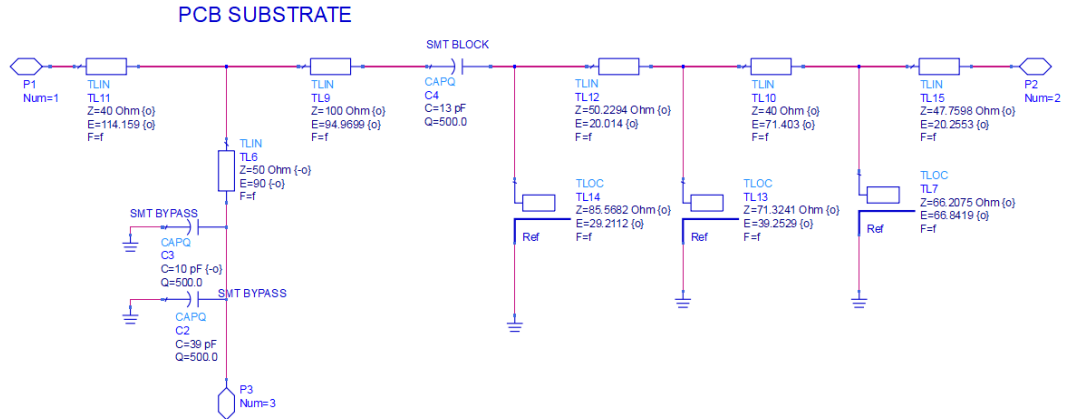


Figura 3.33: Segunda optimización de la red de acoplamiento a la salida.

Verificamos el comportamiento de la red optimizada realizando la simulación de balance armónico nuevamente:

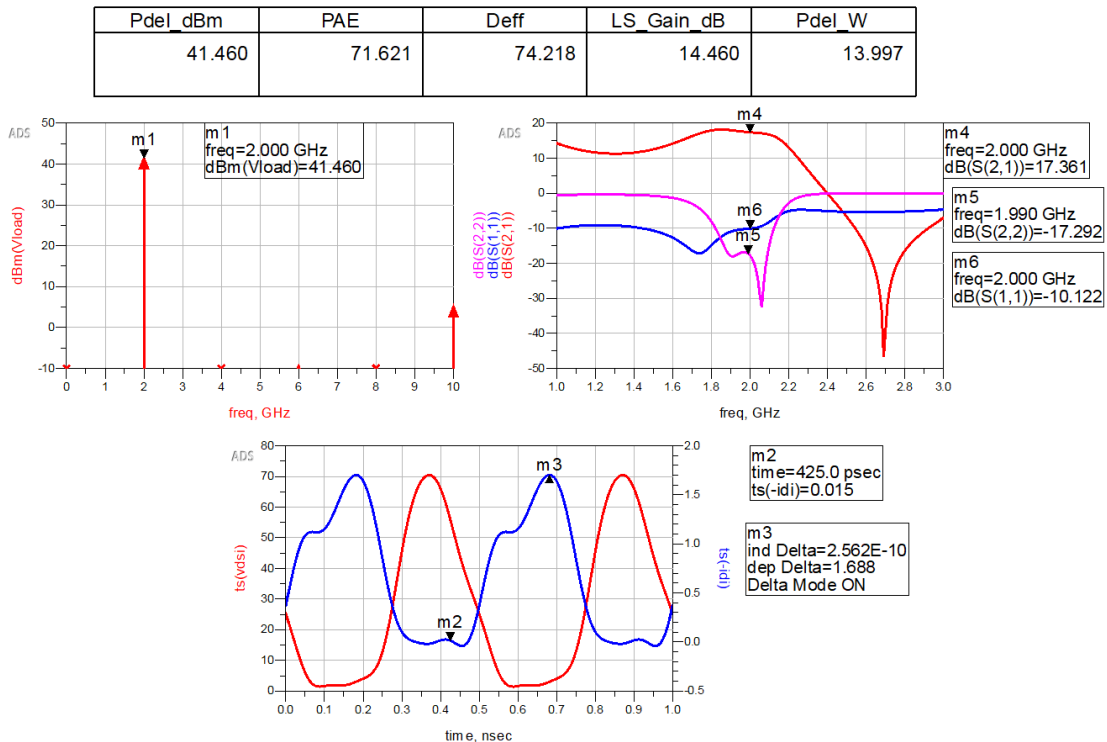


Figura 3.34: Resultados con la red de acoplamiento de la figura 3.33

Con la simulación de la figura 3.34 corroboramos el cumplimiento de todos los objetivos de la red de

acoplamiento y observamos un mejor desempeño que incluso el de la simulación de la figura 3.20. Con estos resultados optimizados de la red de acoplamiento a la salida, damos por concluida el diseño de esta red.

El diseño de la red de acoplamiento a la entrada puede ser diseñada empleando métodos tradicionales, porque a diferencia de la red de la salida, a la entrada no requerimos de una terminación armónica determinada. ADS posee una herramienta de carta Smith para el diseño de redes acopladoras ya sea en parámetros concentrados o distribuidos. En la figura 3.35 se puede observar las características de la herramienta y en la figura 3.36 el diseño de la red de acoplamiento a la entrada en la herramienta.

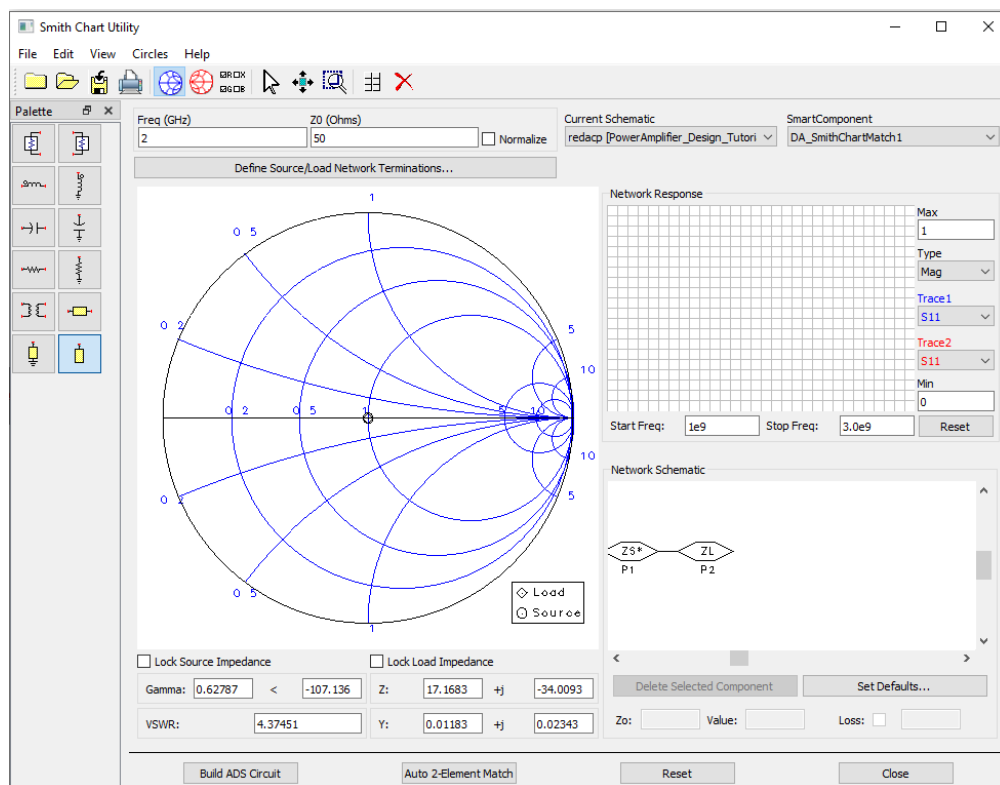


Figura 3.35: Herramienta de Carta Smith de ADS.

Primero en la parte superior se especifica la frecuencia de operación de la red y la impedancia característica de referencia. En la sección de *Network Schematic* se seleccionan las impedancias de carga y de fuente que, para nuestro caso,  $Z_L = 6.707 + j0.022 \Omega$  y  $Z_S^* = 50 \Omega$ . En la paleta de elementos podemos nosotros seleccionar el elemento de nuestra red y de acuerdo al elemento que seleccionemos, se trazará el contorno en la carta Smith. En la sección inferior derecha se mostrará la topología de la red acopladora y en la parte superior la respuesta de la red diseñada.

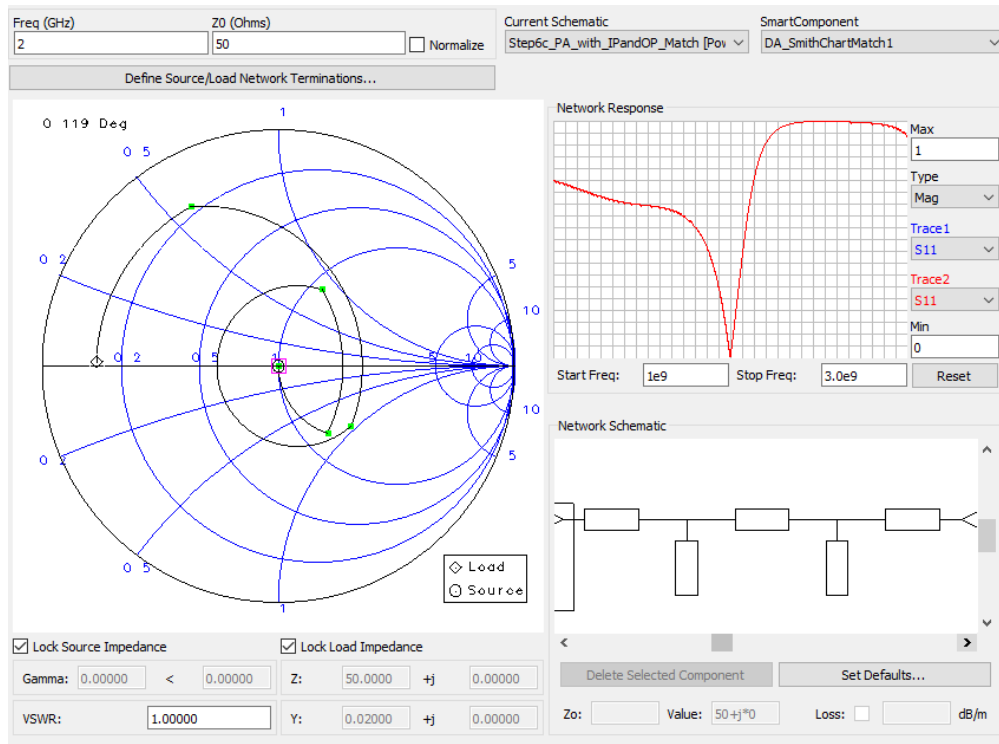


Figura 3.36: Diseño de la red de acoplamiento a la entrada.

Después de obtener la respuesta deseada de la red, el botón *Build ADS Circuit*, nos permitirá implementar la red en nuestro amplificador, el objeto creado por ADS se observa en la figura 3.37(a) y la red diseñada en la figura 3.37(b).

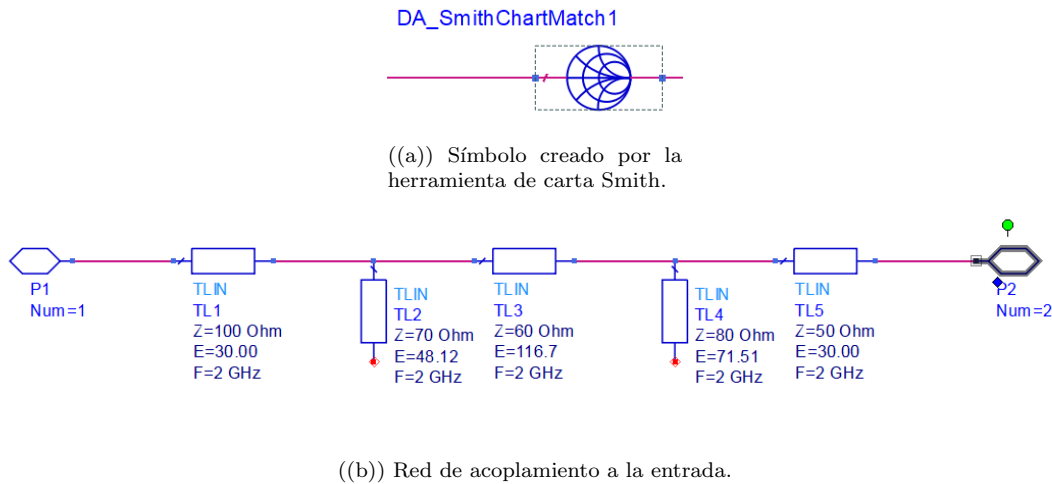


Figura 3.37: Primer diseño de la red acopladora a la entrada.

Para probar el desempeño de la red acopladora a la entrada en el amplificador, debemos de añadir

la red de polarización a la entrada del amplificador, para alimentar  $V_{GS} = -2.7V$ . Emplearemos un transformador de  $\lambda/4$  con sus capacitores de desacoplo, que a diferencia con el que implementamos en la red de salida, éste será de una mayor impedancia característica debido a que la corriente de compuerta es muy pequeña a comparación de la corriente de drenador, teniendo efectos de calentamiento despreciables. De igual forma, agregamos el capacitor de acoplamiento en DC antes de la red de polarización. El esquemático por simular se presenta en la figura 3.38.

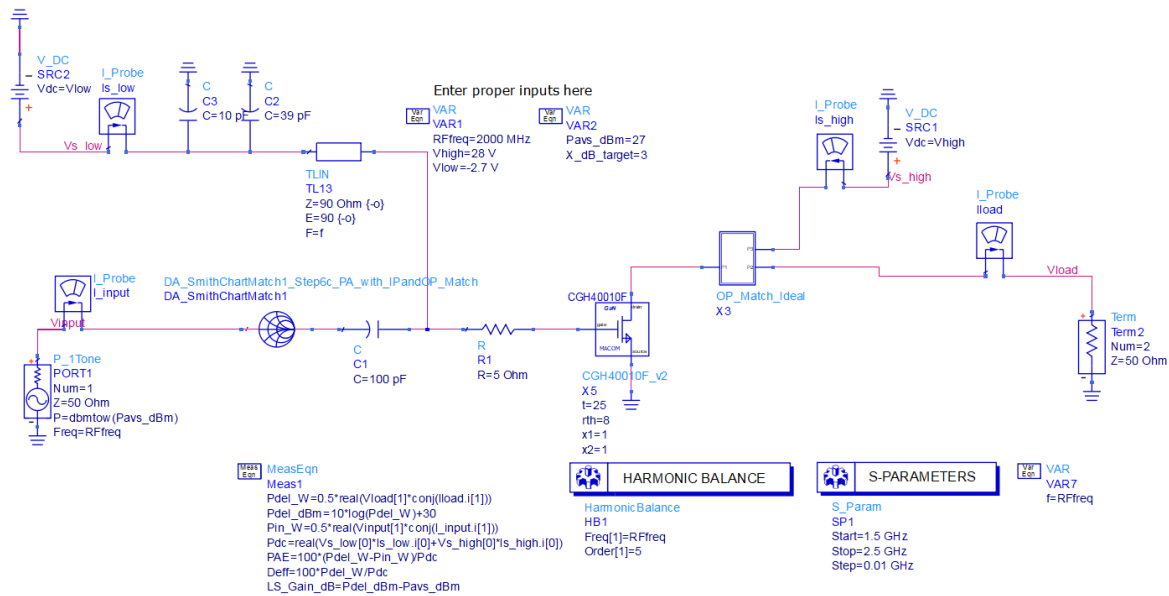


Figura 3.38: Amplificador con redes acopaldoras ideales.

El acoplamiento de impedancias a la entrada fue realizado correctamente, ya que las simulaciones de la figura 3.34 y los de la figura 3.39 son prácticamente idénticos y aunque las pérdidas de retorno a la salida se vieron afectadas por la inclusión de la red a la entrada, siguen estando en un rango aceptable dentro del ancho de banda del amplificador. Sin embargo, para la fabricación del amplificador debemos de tener un par de consideraciones que consternan a la red de estabilización y al transistor.

El amplificador será implementado en microcinta, y para facilitar la fabricación del amplificador, debemos de agregar líneas de transmisión que nos servirán como terminales para soldar los componentes como resistores de montaje superficial (SMD) e incluso, requerimos de terminales para fijar el CGH40010F. La red acopladora a la salida posee líneas en los extremos para montar al transistor de un lado y del otro un conector SMA para conectar cualquier carga. Pero no es el caso de la red de la entrada que únicamente posee un línea para conectar la fuente mediante otro conector SMA y en el

otro extremo tiene el transformador de  $\lambda/4$  sin una línea pequeña que conecta al resistor. Además que en el esquemático no se tiene una línea para montar el transistor con la terminal del resistor. Estos cambios se pueden observar en la figura 3.40 y debemos de observar los cambios que estos tienen en el acoplamiento a la entrada.

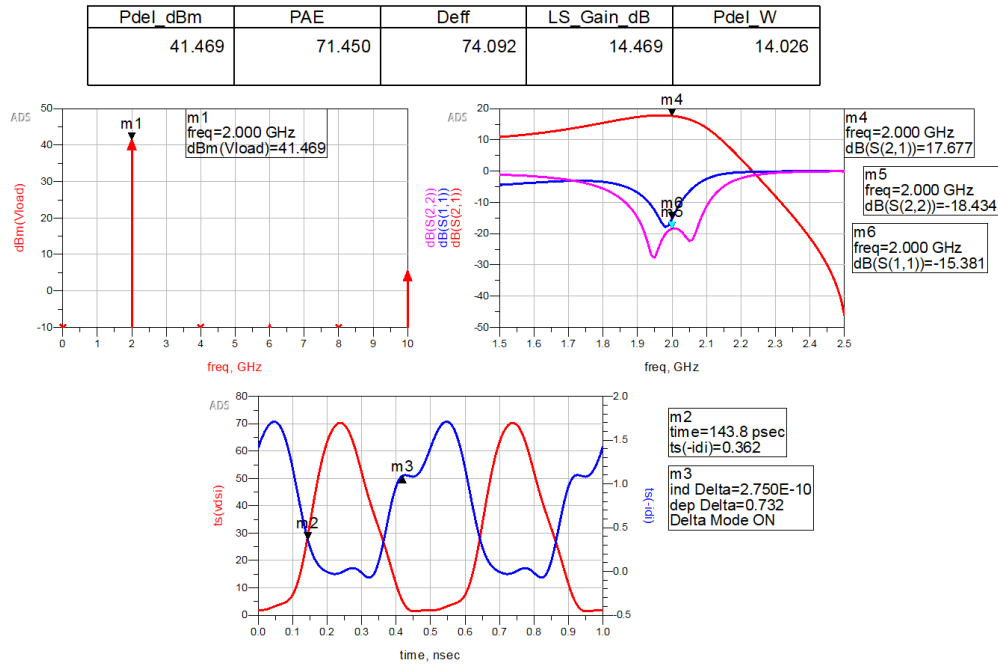


Figura 3.39: Balance armónico con redes de acoplamiento ideales.

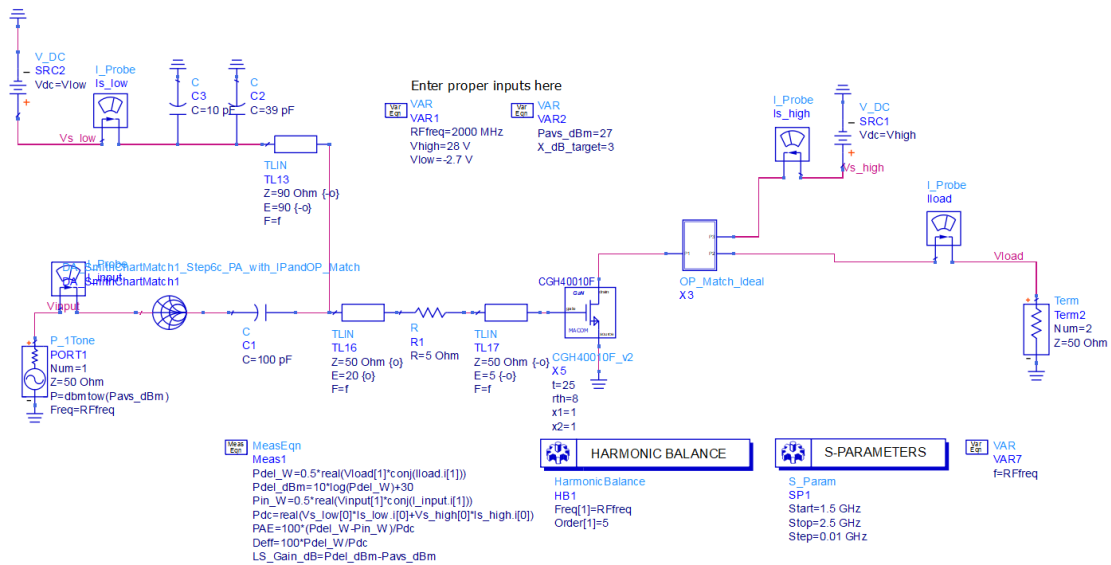


Figura 3.40: Amplificador modificado con líneas de transmisión para soldar componentes SMD.



La simulación del amplificador con las nuevas líneas de transmisión se visualizan a continuación:

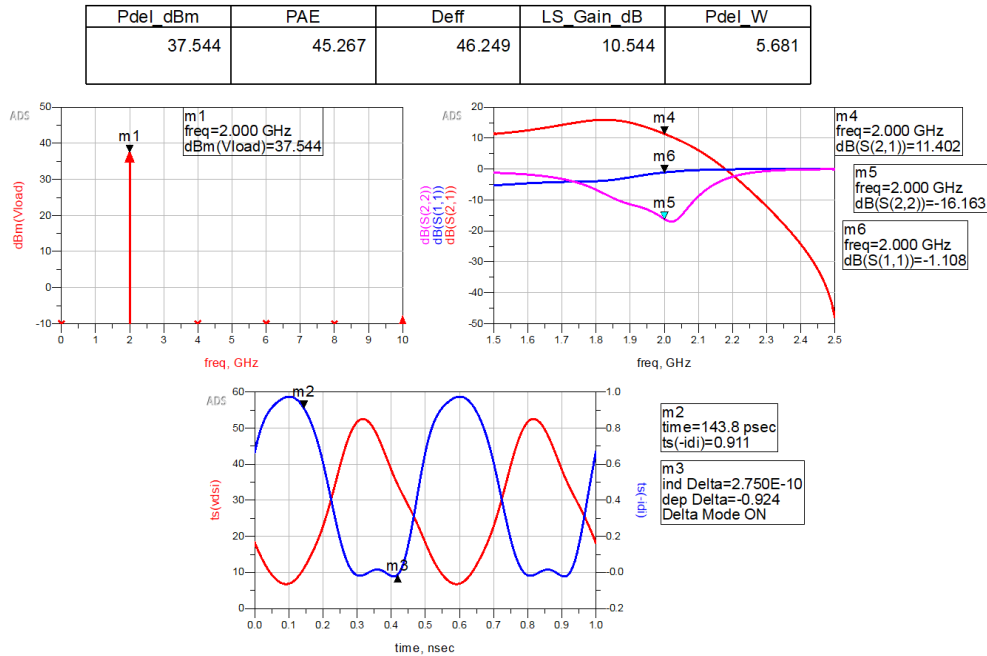


Figura 3.41: Balance armónico con las líneas de transmisión auxiliares.

A pesar de agregar dos líneas de transmisión cortas, los resultados de la figura 3.41 nos muestran que el desempeño del amplificador empeora drásticamente, debido a que estas líneas empobrecen el acoplamiento realizado en la carta Smith. Antes de realizar cualquier modificación, incorporaremos la red de acoplamiento, la red de polarización y la línea nombrada TL16 de la figura 3.40 en un solo símbolo, como lo hicimos con la red acopladora a la salida.

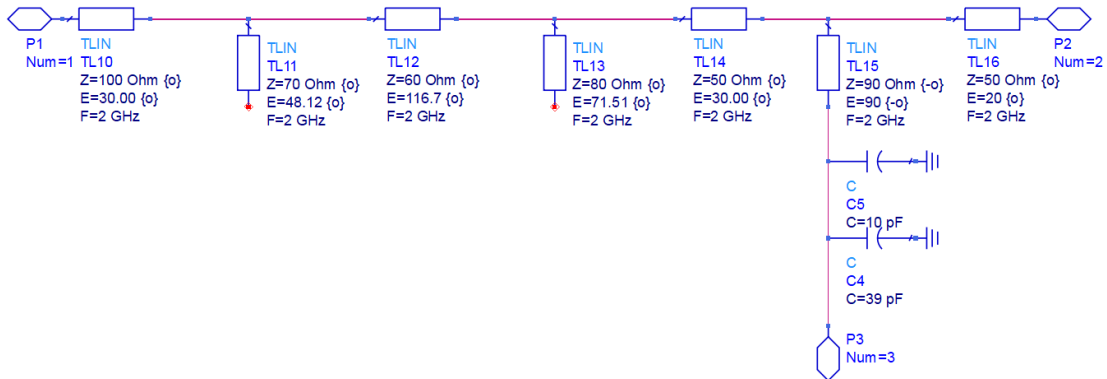


Figura 3.42: Red acopladora a la entrada con red de polarización.

Para corregir los errores de acoplamiento introducidos por las líneas de transmisión auxiliares, em-

plearemos un banco de optimización similar al de la figura 3.32, agregando como objetivo adicional mejorar el comportamiento de las pérdidas de retorno a la entrada  $S_{11} < -15\text{dB}$ .

OPTIM	GOAL	GOAL	GOAL	GOAL	GOAL
Optim Optim1 OptimType=Gradient MaxIters=10000 UseAllOptVars=yes UseAllGoals=yes SaveAllTrials=no	Goal OptimGoal1 Expr="Pdel_dBm" SimInstanceName="HB1" Weight=1.0 LimitType[1]="GreaterThan" LimitMin[1]=41 LimitMax[1]=	Goal OptimGoal2 Expr="dBm(Vload[2])" SimInstanceName="HB1" Weight=1.0 LimitType[1]="LessThan" LimitMin[1]= LimitMax[1]=0	Goal OptimGoal3 Expr="dBm(Vload[3])" SimInstanceName="HB1" Weight=1.0 LimitType[1]="LessThan" LimitMin[1]= LimitMax[1]=0	Goal OptimGoal5 Expr="dB(S22)" SimInstanceName="SP1" Weight=1.0 LimitType[1]="LessThan" LimitMin[1]= LimitMax[1]=-15	Goal OptimGoal6 Expr="dB(S11)" SimInstanceName="SP1" Weight=1.0 LimitType[1]="LessThan" LimitMin[1]= LimitMax[1]=-15

Figura 3.43: Configuración del optimizador para el amplificador con las redes acopladoras a la entrada y salida.

El optimizador al manipular la red de la figura 3.42 no convergió a un error de 0, debido a dos parámetros que llegaron a los puntos críticos establecidos, la TL16 y TL14 toparon en los límites inferiores de la impedancia característica y de longitud eléctrica. Y después de nuevamente modificar estos límites en el optimizador, como se hizo en la optimización de la red a la salida, a  $30 \leq Z_o \leq 100 \Omega$  y  $10 \leq E \leq 120$ , el resultado no cambió.

Para no modificar de nuevo los límites inferiores, le agregaremos un grado de libertad a la red acopladora a la entrada. De esta forma, el optimizador tendrá más componentes para maniobrar y generar el acoplamiento que nos permita cumplir con los objetivos del banco de la figura 3.43. Con este nuevo cambio, el optimizador convergió y generó la siguiente red acopladora a la entrada:

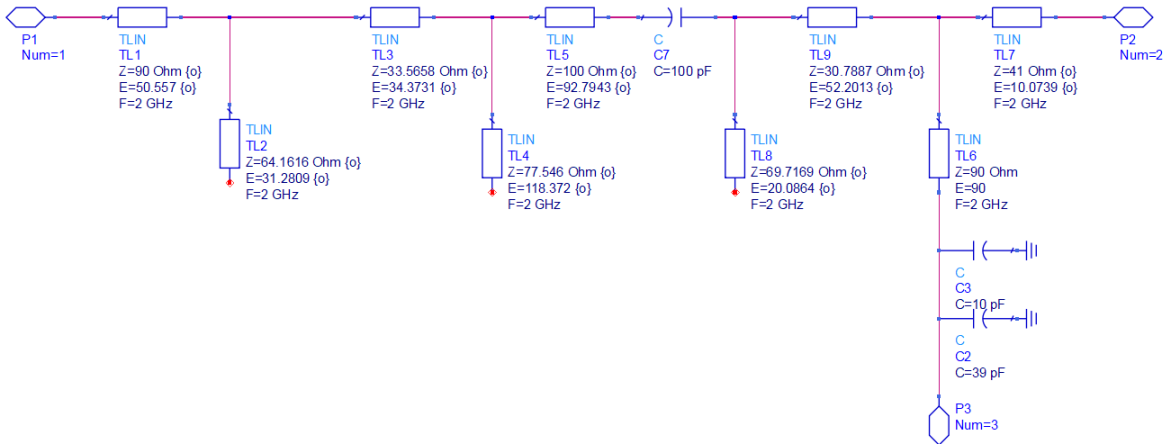


Figura 3.44: Red acopladora a la entrada optimizada con un grado de libertad mayor.

Volvemos a realizar la simulación de balance armónico, ahora con la red de la figura 3.44.

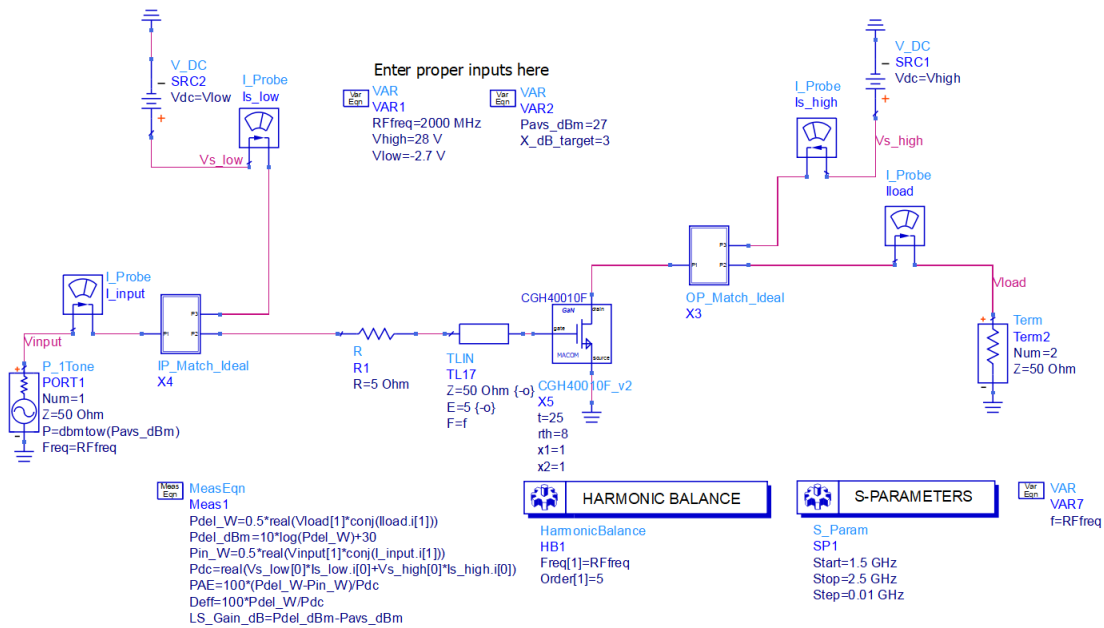


Figura 3.45: Amplificador con redes acopladoras ideales optimizadas.

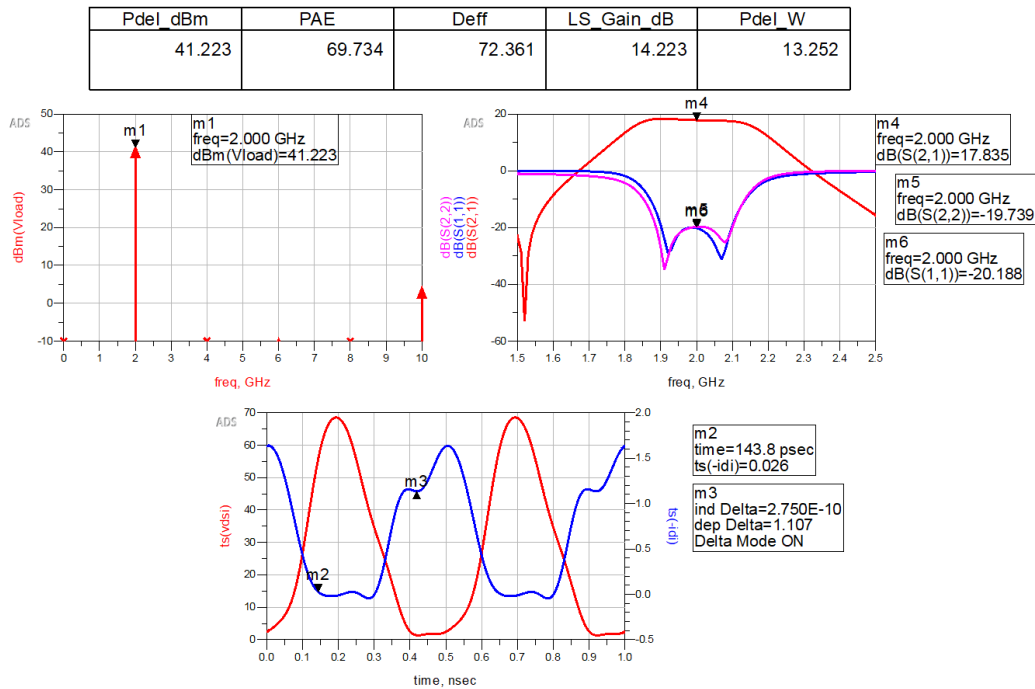


Figura 3.46: Balance armónico con redes acopladoras ideales optimizadas.

Dado que los resultados del balance armónico de la figura 3.46 cumplen con todos los objetivos del optimizador y las especificaciones de diseño. El circuito de la figura 3.45 es nuestro amplificador de

potencia clase AB ideal y es nuestra segunda aproximación a un diseño real.

3.2.5. Diseño en microcinta

El último paso del diseño del amplificador de potencia es convertir nuestro circuito con líneas de transmisión ideal a un circuito de microcinta. Otra de las muchas capacidades de ADS es la conversión de líneas de transmisión a equivalentes reales como son las líneas de microcinta. Antes de realizar cualquier cambio o diseño en ADS, debemos seleccionar un sustrato dieléctrico en donde se fabricará el circuito. El sustrato seleccionando es el RO4003C de Rogers Corporation que posee las siguientes características dieléctricas [23]:

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

Tabla 3.2: Especificaciones del RO4003C.

Empleando la herramienta de *LineCalc* en ADS, introducimos los valores de la tabla [3.2] y podemos ya sea analizar o sintetizar líneas de transmisión en la siguiente ventana:

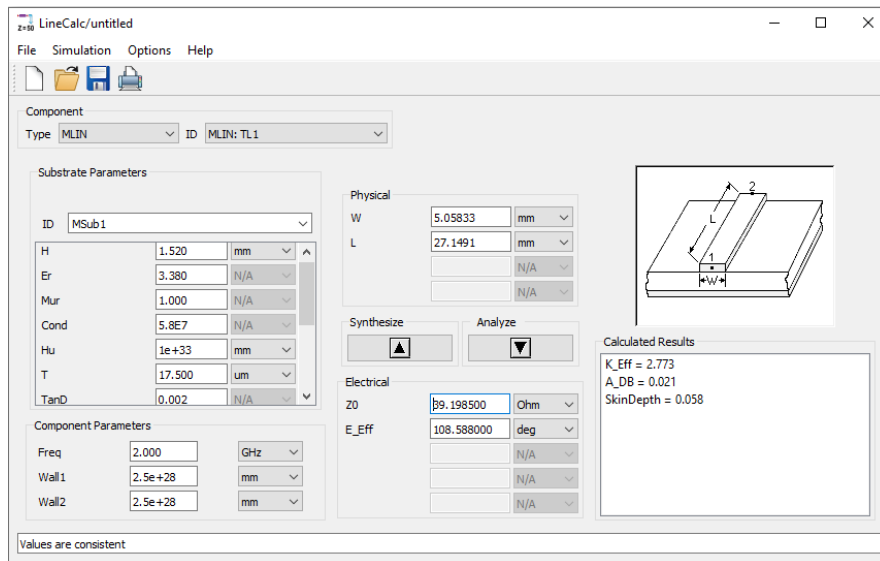


Figura 3.47: Ventana principal de LineCalc.

Una vez especificado el sustrato, en la parte inferior izquierda especificamos la frecuencia de operación de las líneas de transmisión, y en la parte inferior derecha especificamos la impedancia característica y su longitud eléctrica. Al seleccionar en *Synthesize*, la utilidad nos especificará el largo y ancho de la línea de microcinta con esas especificaciones y a partir de estas especificaciones se pueden construir un esquemático de ADS empleando líneas de microcinta.

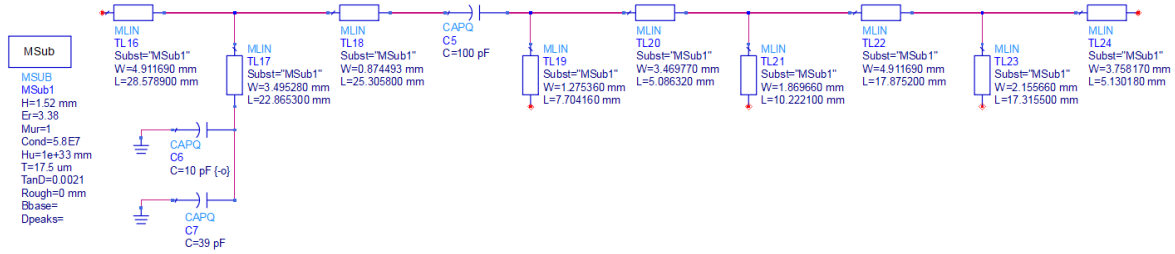


Figura 3.48: Red de acoplamiento a la salida en líneas de microcinta.

En la figura 3.48 se empleó la ventana de la figura 3.47 para efectuar la síntesis de la red acopladora a la salida ideal de la figura 3.33. Si bien, la herramienta proporcionó la equivalencia de cada línea de transmisión en microcinta, *LineCalc* no produce el modelado de las discontinuidades entre ellas, que se presentan en la intersección con los stub abiertos, tampoco se modela la separación necesaria para soldar el capacitor de acoplamiento. Tomando en cuenta estas consideraciones, nos compete agregar el modelo de las discontinuidades en T y de los *gap*, para este último, basta con dividir alguna de las líneas de transmisión en 2 partes iguales, mientras que para el primero acudimos a la librería de microcinta de ADS.

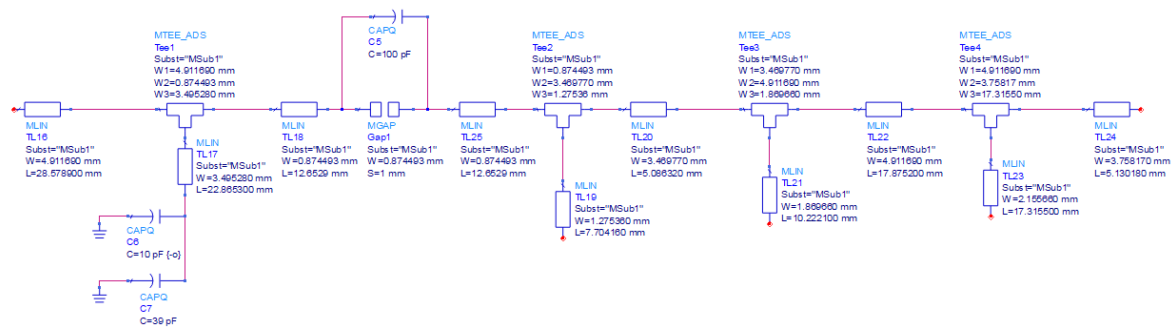


Figura 3.49: Red de acoplamiento a la salida con discontinuidades.

Efectuamos el mismo procedimiento con la red acopladora a la entrada ideal de la figura 3.44

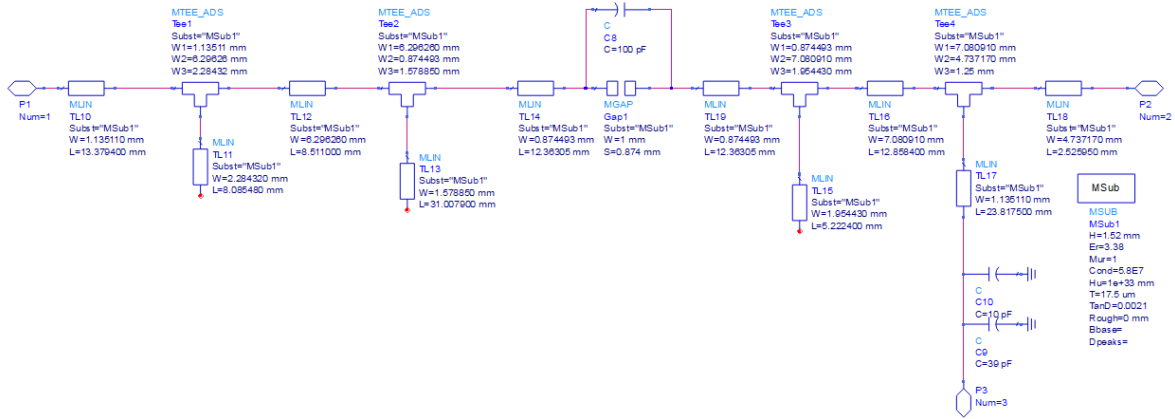


Figura 3.50: Red acopladora a la entrada con líneas de microcinta.

Verificamos el desempeño del amplificador con las redes de las figuras 3.49 y 3.50.

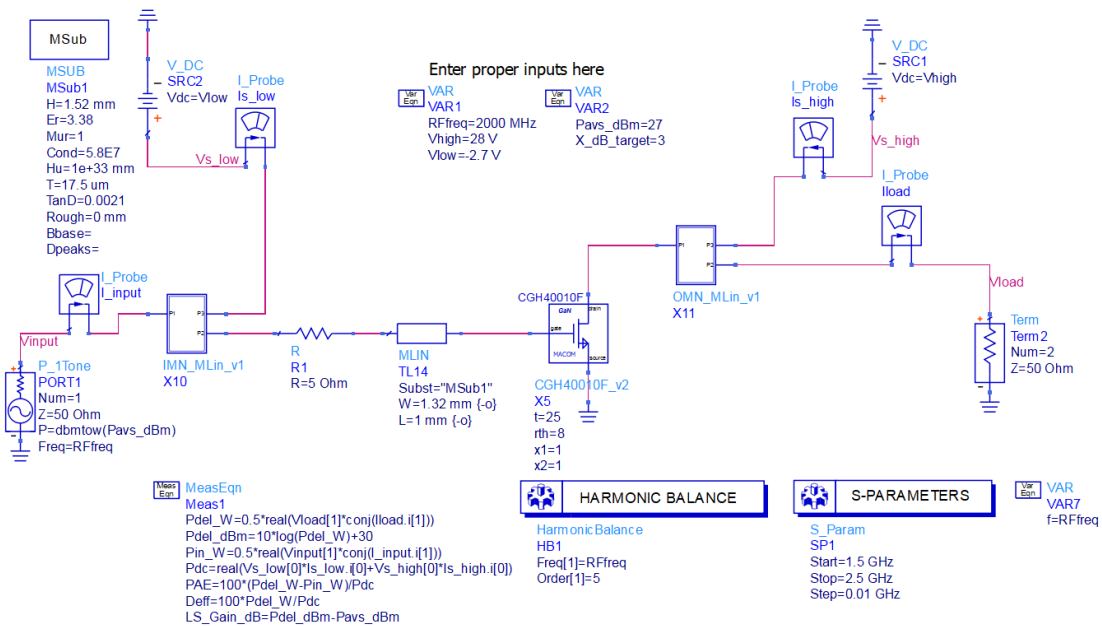


Figura 3.51: Amplificador con redes acopladoras en microcinta.

De acuerdo a los resultados de la figura 3.52, el amplificador de la figura 3.51 no cumple con las especificaciones de diseño de la tabla 3.1 y a comparación de nuestra segunda aproximación real de la figura 3.46 el amplificador con líneas de microcinta muestra un desempeño considerablemente pobre. A partir de los resultados de parámetros S podemos inferir que el acoplamiento se encuentra desplazado en frecuencia, indicando que las redes en microcinta no demuestran un comportamiento idéntico al de las redes ideales cuando son equivalentes.

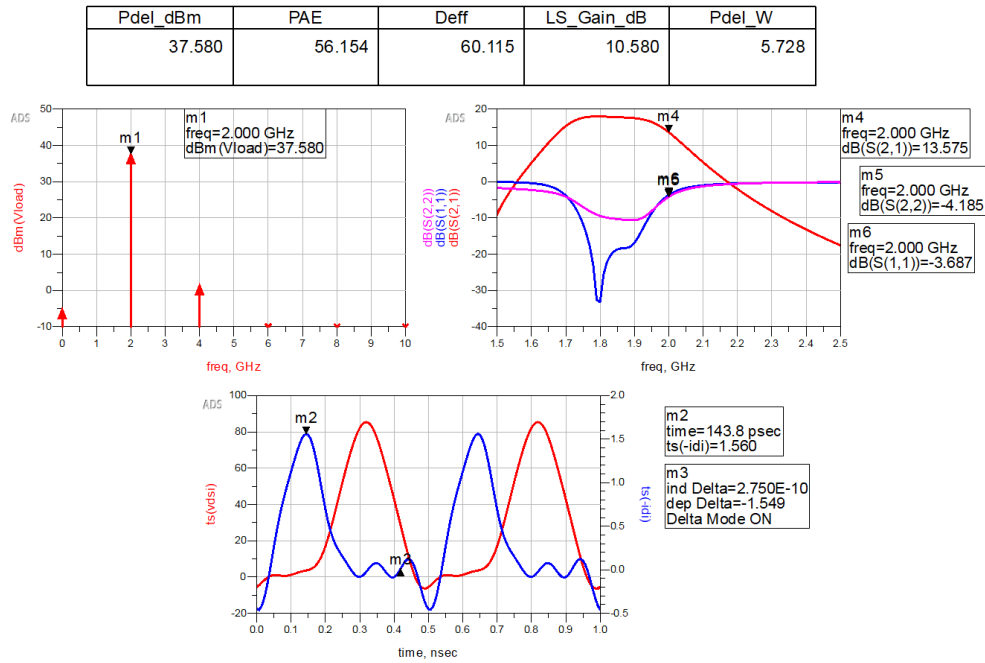


Figura 3.52: Balance armónico del amplificador con redes en microcinta.

Por lo tanto, antes de realizar algún proceso de optimización, compararemos el comportamiento de las redes ideales con las de microcinta empleando un analizador de redes. Primero analizamos la red acopladora a la salida.

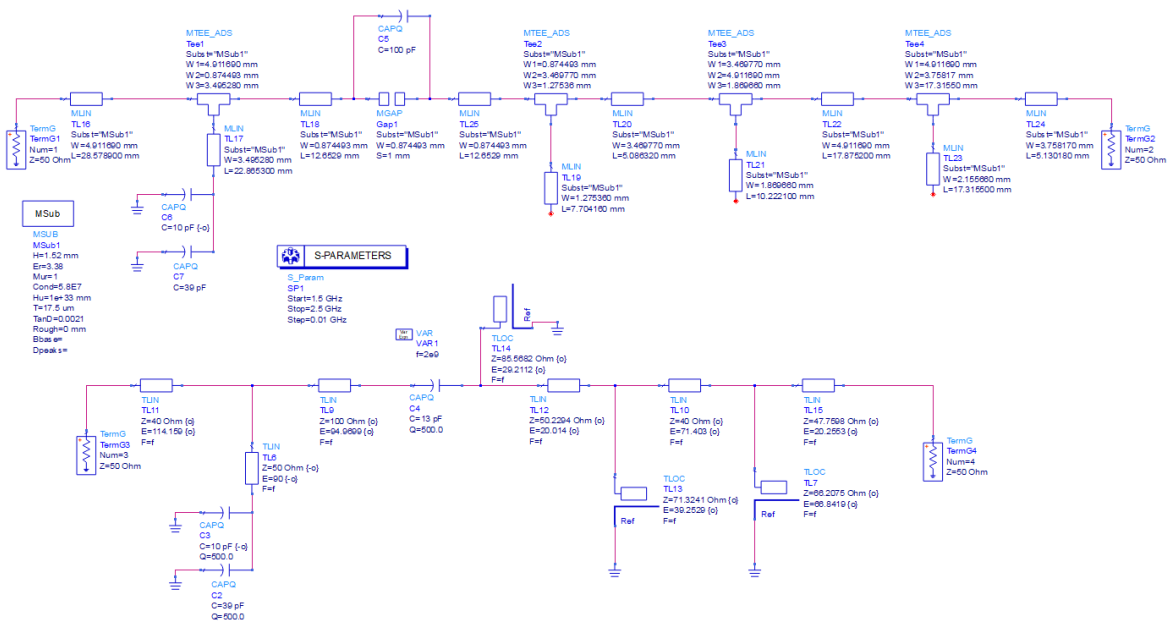


Figura 3.53: Esquemático para comparar acoplamiento a la salida.

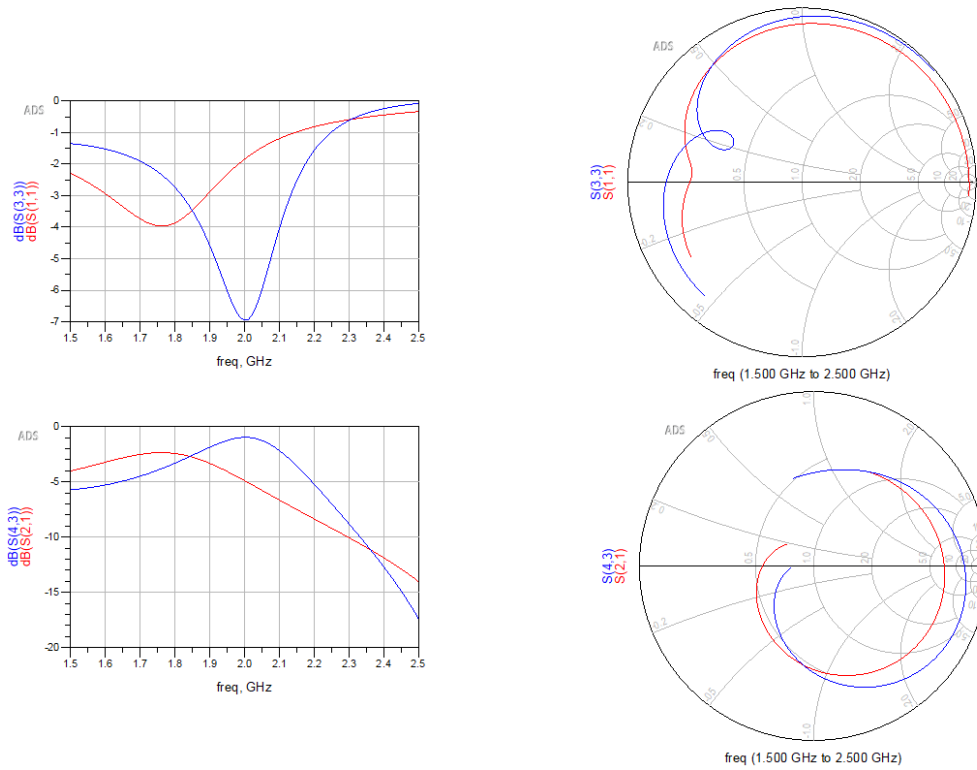


Figura 3.54: Coeficiente de reflexión y transmisión de la red acopladora a la salida ideal y con micro-cinta.

Analizando la red de acoplamiento a la entrada:

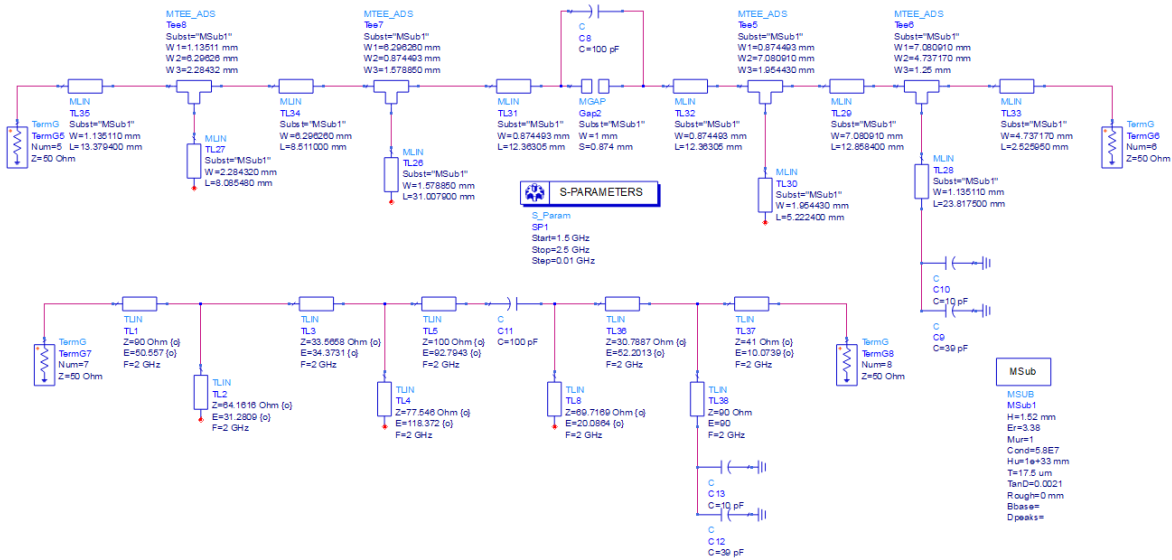


Figura 3.55: Esquemático para comparar acoplamiento a la entrada.



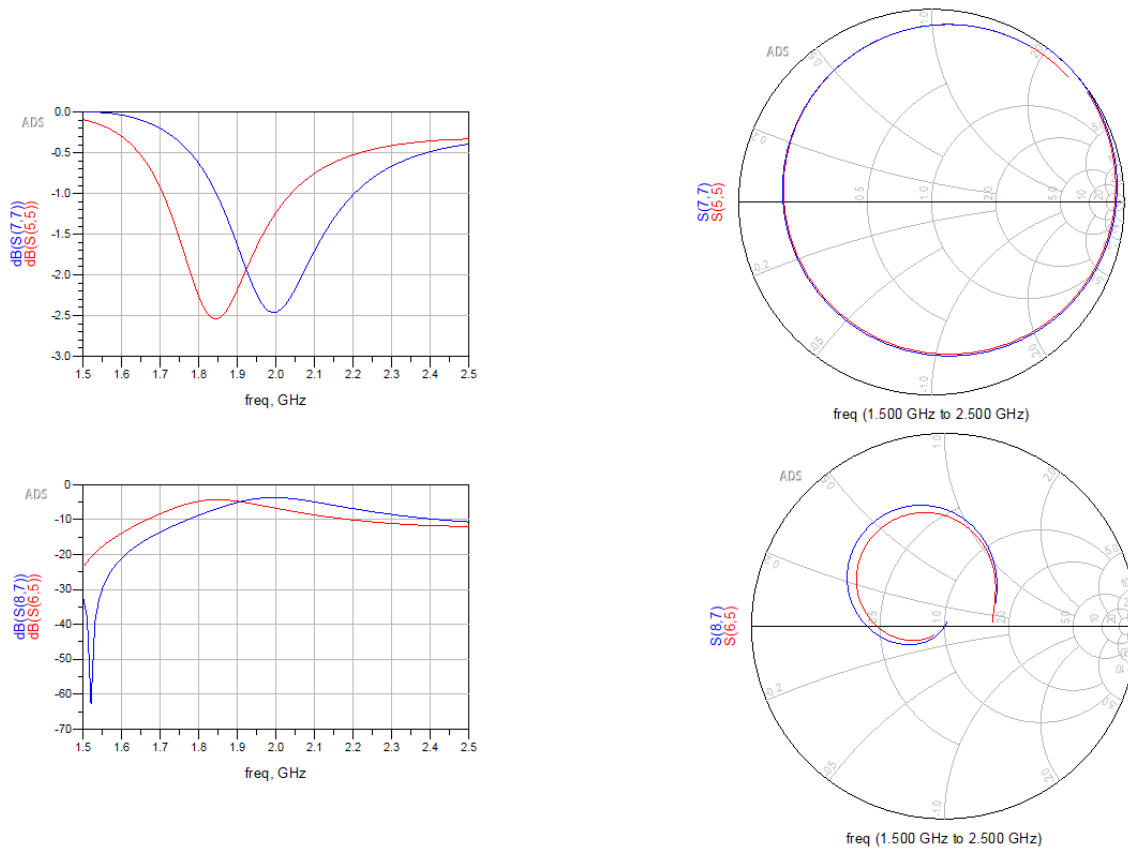


Figura 3.56: Coeficiente de reflexión y transmisión de la red acopladora a la entrada ideal y con microcinta.

Los resultados en rojo son los coeficientes correspondiendo a la red de microcinta y destacamos como, efectivamente, la red en microcinta muestra un acoplamiento desplazado en frecuencia para ambas redes e incluso un acoplamiento más pobre en el caso de la red de acoplamiento a la salida. Para resolver esta discrepancia entre las dos redes emplearemos otra de las utilidades de ADS que es su sintonizador. El sintonizador permite modificar los parámetros de la red y al mismo tiempo observar los cambios en sus parámetros S, es una forma manual de optimizar el circuito. No obstante, ambas redes poseen cuatro etapas pasa baja, además de las líneas auxiliares para conectar componentes, lo cual vuelve la sintonización del total de la red una tarea complicada. En otras palabras, a simple vista será difícil determinar el efecto de la modificación de alguna de estas líneas ya sea en anchura (impedancia característica) o longitud (longitud eléctrica) en los parámetros S de las redes. Para esto realizaremos la sintonización por partes. El objetivo de la sintonización será, emparar las gráficas azules y rojas de las figuras [3.54](#) y [3.56](#).

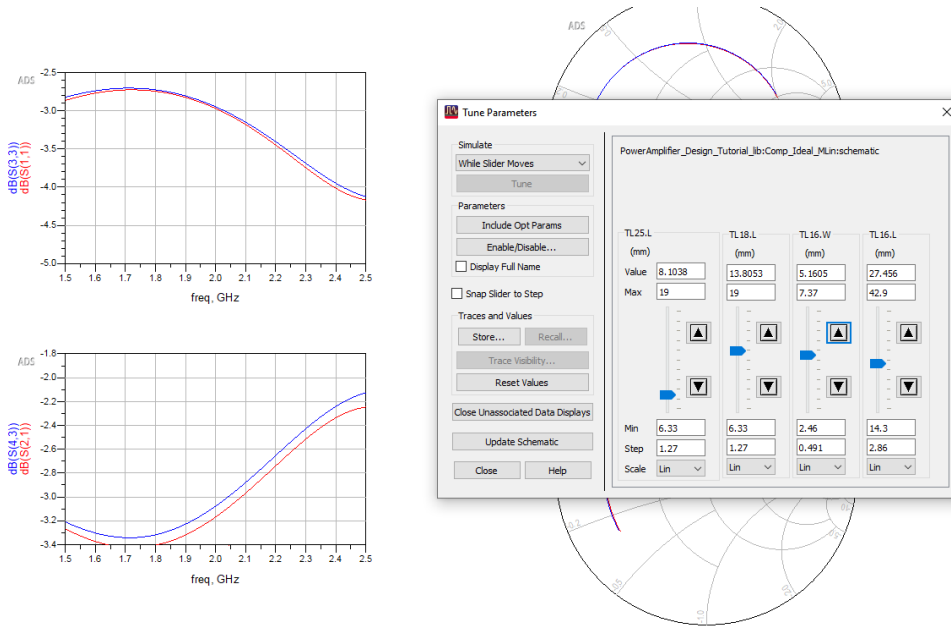


Figura 3.57: Sintonización del primer segmento T de la red acopladora a la salida.

En la figura 3.57 empatamos los coeficientes de transmisión y reflexión modificando la anchura y la longitud de las líneas en serie del primer segmento T, esto porque el stub a tierra es la línea de  $\lambda/4$  y está no debe ser modificada para no comprometer el corto de armónicos. Los valores actualizados del segmento T se observa en la figura 3.58.

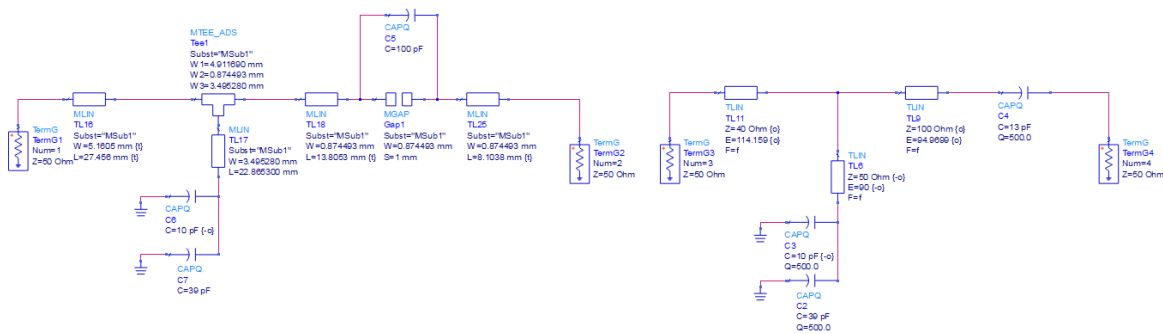


Figura 3.58: Primer segmento T con valores actualizados.

Seguimos este procedimiento de sintonización hasta lograr que la respuesta de ambas redes en su totalidad sean equivalentes. Las redes sintonizadas y sus respuestas se pueden observar a continuación.

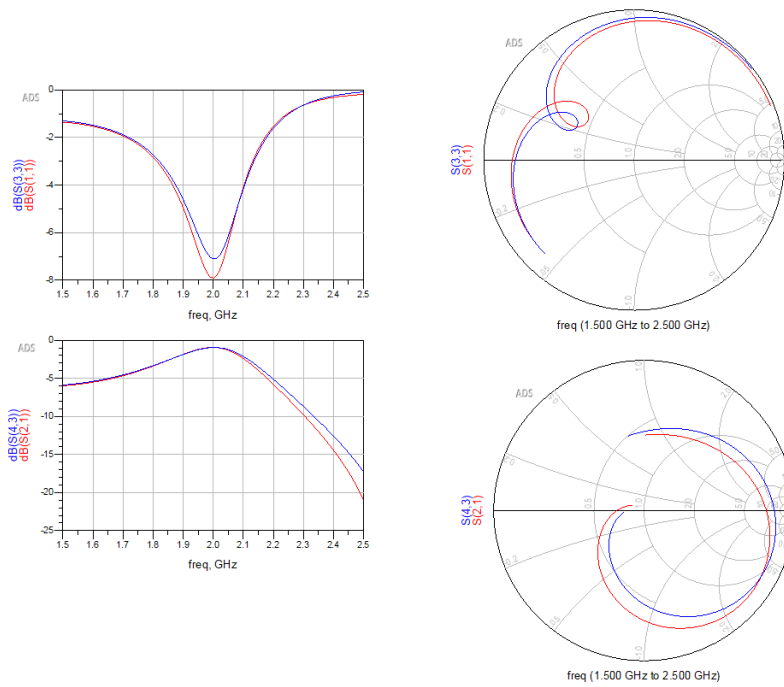


Figura 3.59: Parámetros de transmisión y reflexión de la red de acoplamiento a la salida ideal y red de microcinta sintonizada.

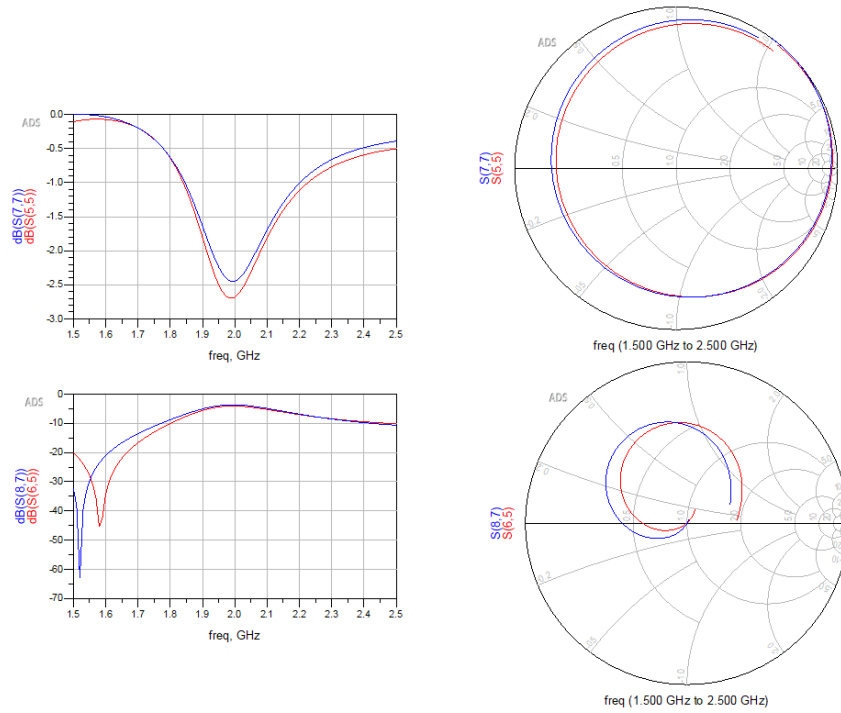


Figura 3.60: Parámetros de transmisión y reflexión de la red de acoplamiento a la entrada ideal y red de microcinta sintonizada.

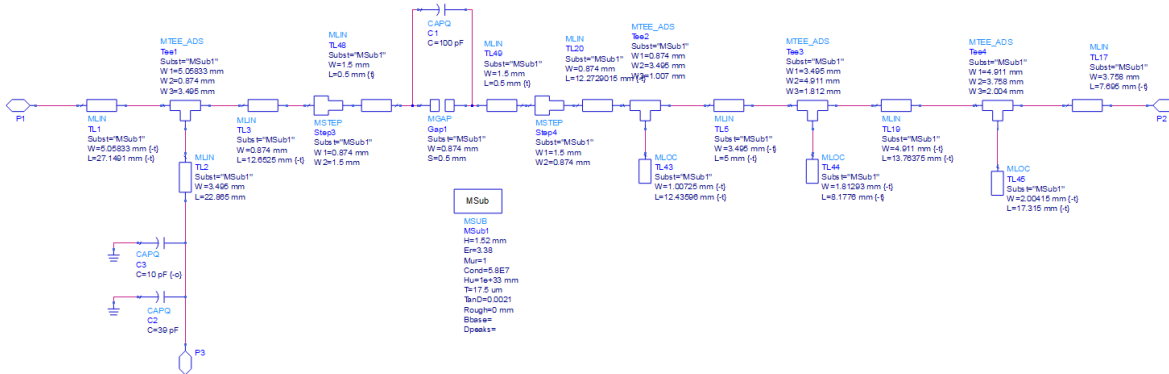


Figura 3.61: Red acopladora a la salida sintonizada.

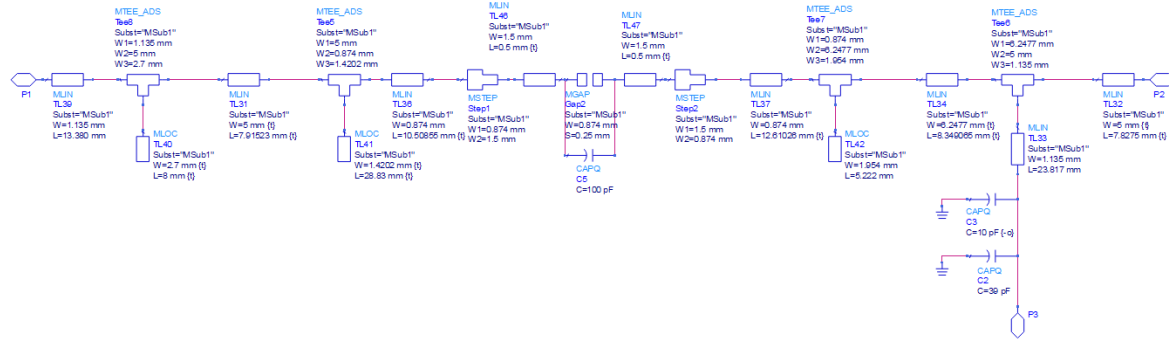


Figura 3.62: Red acopladora a la entrada sintonizada.

Un cambio se realizó a las redes sintonizadas durante el proceso de sintonización fue la adición de dos líneas de mayor grosor en las líneas donde se va a soldar el capacitor de acoplamiento de DC, esto para asegurar que el grosor de la línea sea mayor al del capacitor para una fabricación más sencilla. Realizados las modificaciones y visto que el comportamiento de ambas redes están empatadas lo mejor posible en las figuras 3.59 y 3.60. Realizamos el balance armónico del amplificador con las redes sintonizadas de las figuras 3.61 y 3.62.

Los resultados de balance armónico se pueden observar en la figura 3.63. Destacamos que la sintonización mejoró la potencia de salida y la eficiencia a un punto donde cumplen las especificaciones de diseño, y este amplificador ya podría ser nuestra segunda aproximación al amplificador clase AB real. No obstante, podemos realizar un paso extra de optimización de estas redes acopladoras visto que las pérdidas de retorno no se encuentran en niveles aceptables.

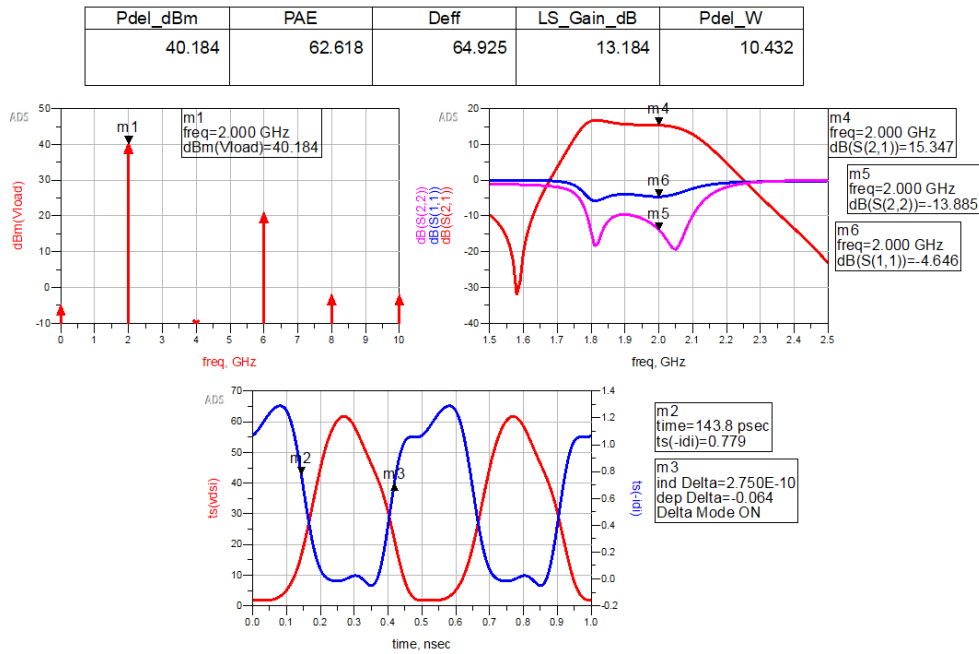


Figura 3.63: Balance armónico y parámetros S del amplificador con redes de microcinta sintonizadas.

Empleando el banco de optimización de la figura 3.43 optimizamos las redes acopladoras sintonizadas. Cambiando los límites del optimizador a la anchura y longitud de las líneas, los límites se tradujeron de ideal a microcinta empleando *LineClac* a  $0.85\text{mm} < W < 6.5\text{mm}$  y  $7.5\text{mm} < L < 32\text{mm}$

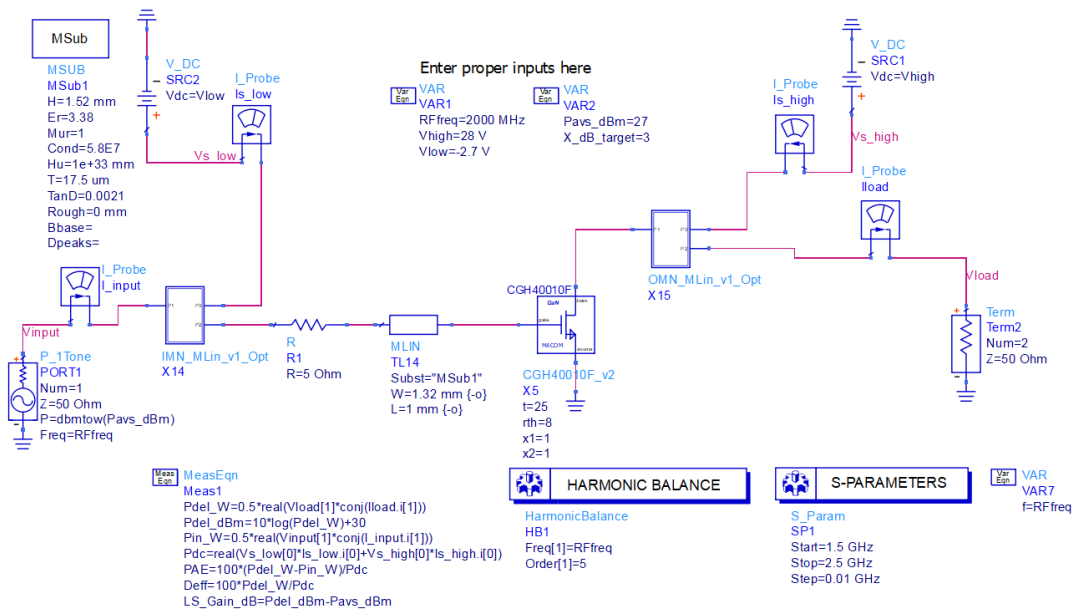


Figura 3.64: Amplificador con redes de microcinta optimizadas.

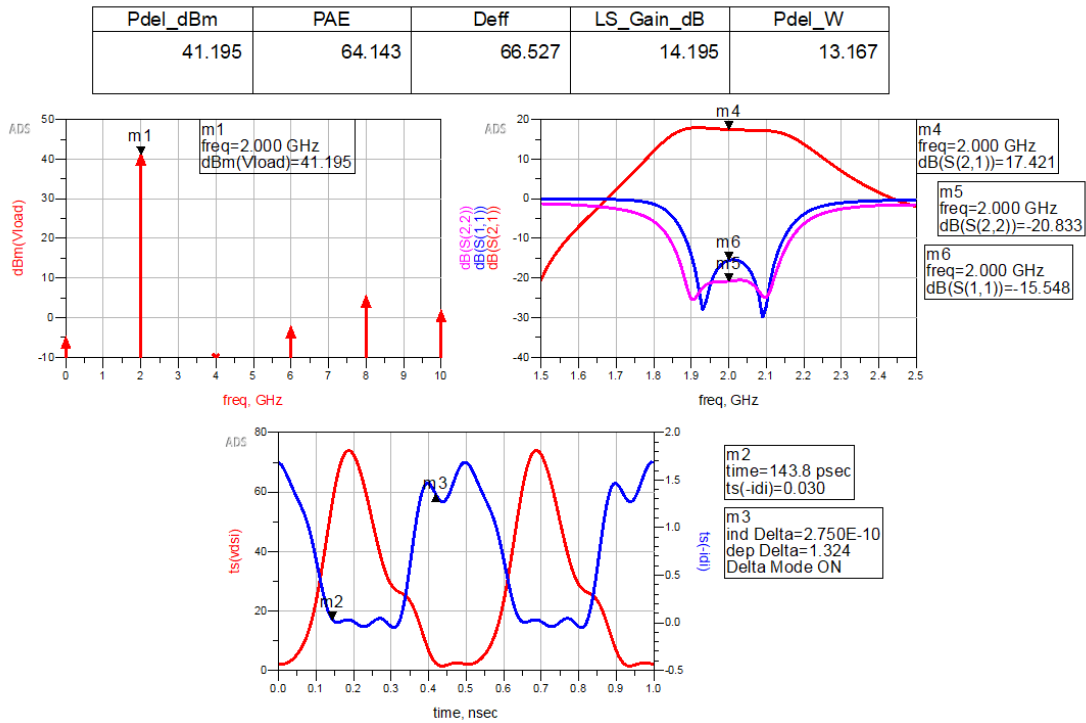


Figura 3.65: Balance armónico y parámetros S del amplificador con redes de microcinta optimizadas.

Habiendo obtenido pérdidas de retorno aceptables en la simulación de balance armónico y parámetros S de la figura 3.65, decimos que el amplificador de la figura 3.64 será nuestra tercera aproximación al amplificador clase AB real. El último paso para llegar a una última aproximación será implementar las redes de acoplamiento en microcinta de las figuras 3.66 y 3.67 en Momentum de ADS. Esto con la finalidad de utilizar la simulación electromagnética que genera Momentum empleando el Método de Momentos en cosimulación con el modelo no lineal del transistor y llegar a una simulación muy cercana al comportamiento real del amplificador.

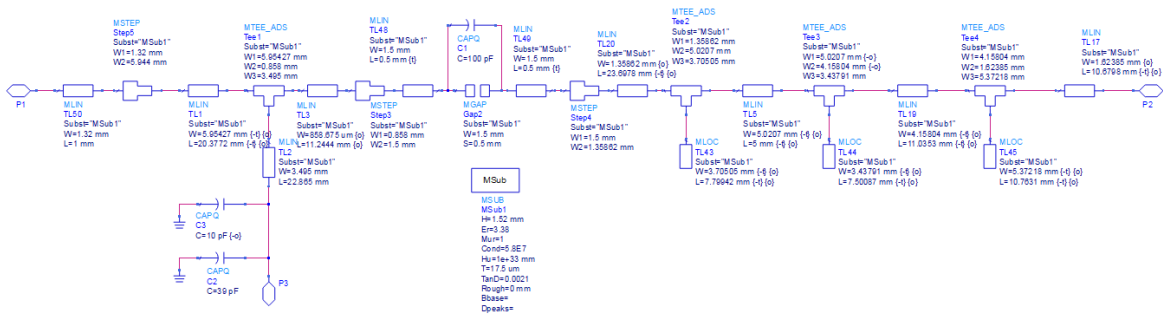


Figura 3.66: Red acopladora a la salida optimizada en microcinta.

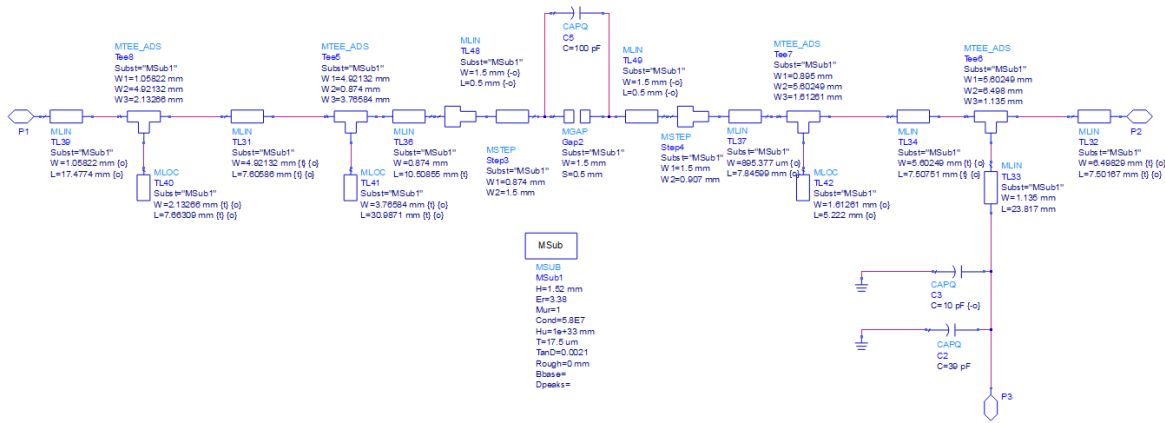


Figura 3.67: Red acopladora a la entrada optimizada en microcinta.

3.2.6. Diseño en Momentum

Para implementar las redes de microcinta en Momentum, así como en un esquemático de ADS, debemos definir las características del sustrato en el que se fabricará el amplificador, es decir, plasmar en Momentum además de las características de la tabla 3.2, las características del plano de tierra y las vías.

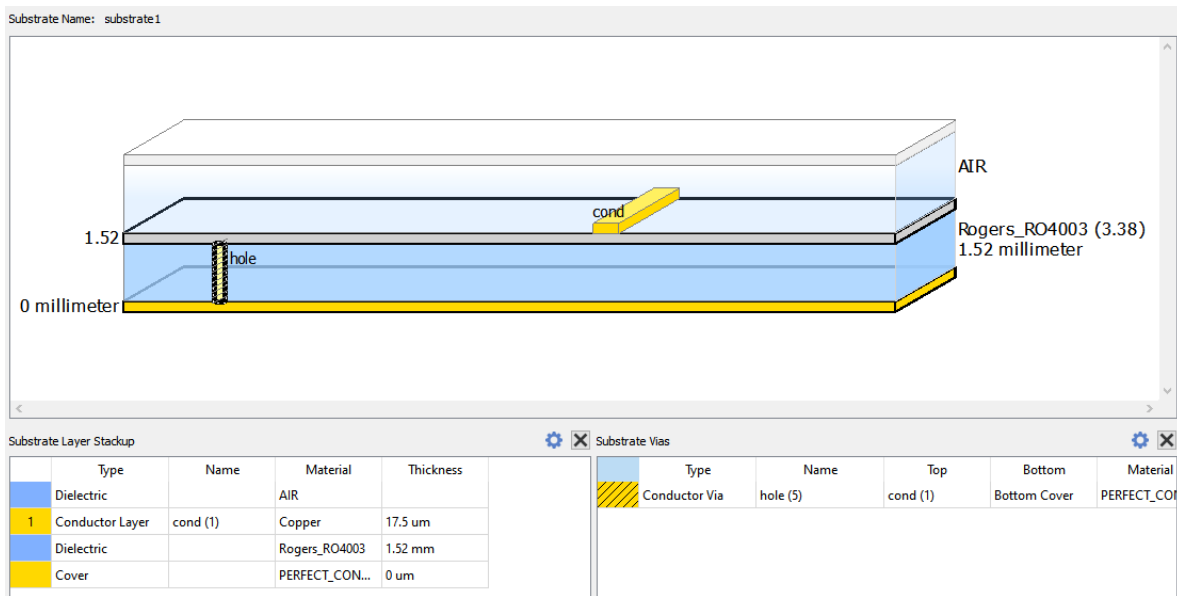


Figura 3.68: Definición del RO4003C en Momentum.

Después de definir el *stack-up* en la figura 3.68 plasmamos las líneas de microcinta con sus debidas discontinuidades y espacios para soldar los componentes SMD. Se especificarán puertos diferenciales en

donde se necesiten soldar componentes y pines terminales en donde se colocará el transistor, los puntos de polarización y los puertos SMA para la entrada y la carga. Para el caso de la red de acoplamiento a la entrada, para su definición en Momentum incluiremos la red de estabilización.

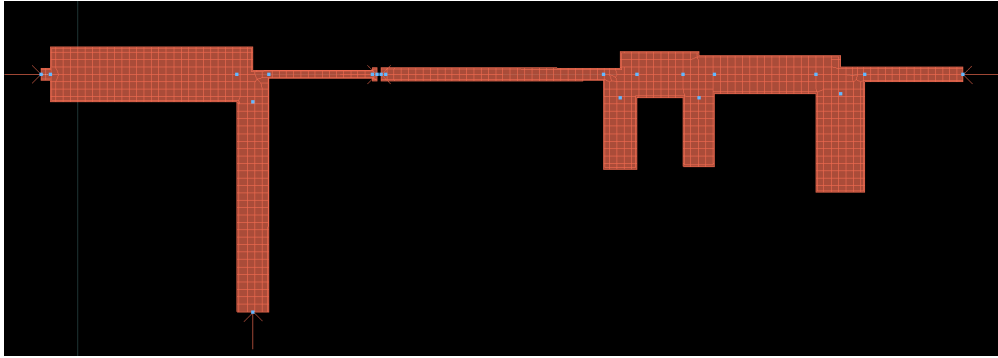


Figura 3.69: Red de acoplamiento a la salida en Momentum.

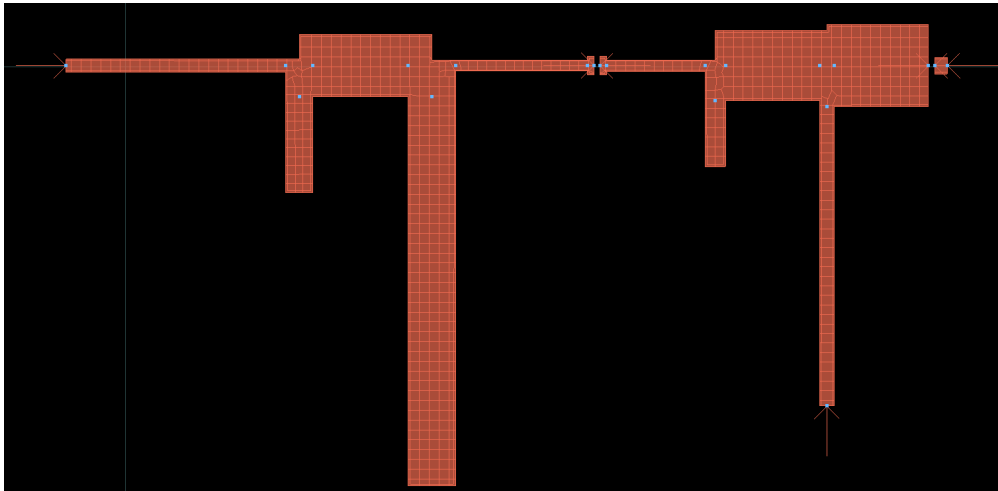


Figura 3.70: Red de acoplamiento a la entrada en Momentum.

Posterior a la simulación del método de momentos de las redes de la figura [3.69](#) y [3.70](#), podemos generar su modelo electromagnético y símbolo en ADS, para emplearlo en simulaciones de balance armónico con el modelo no lineal del transistor; y así generar una mejor aproximación al comportamiento real del amplificador. La cosimulación con ADS se realiza en el esquemático de la figura [3.71](#) y los resultados de balance armónico y parámetros S en [3.72](#).



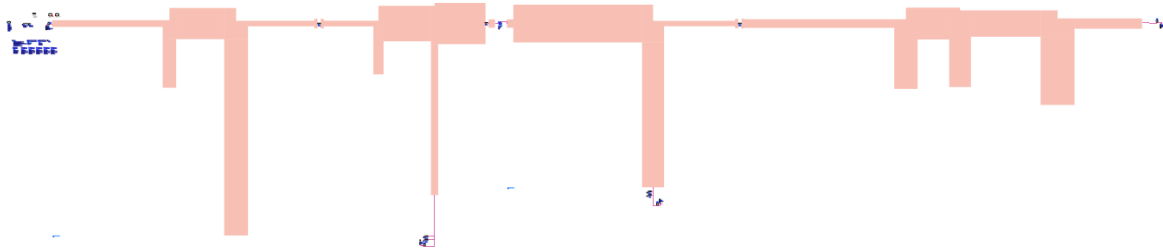


Figura 3.71: Cosimulación del amplificador con ADS y Momentum.

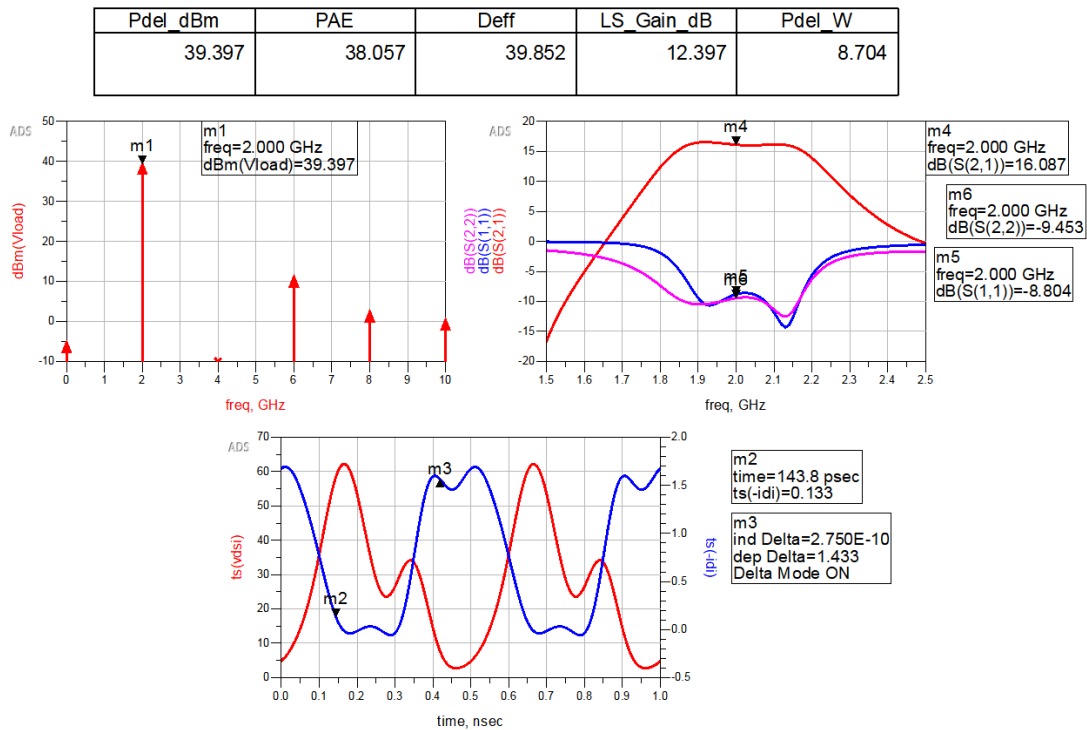


Figura 3.72: Resultados de cosimulación.

Los resultados de la cosimulación nos muestran que el rendimiento del amplificador, considerando efectos electromagnéticos en la línea de microcinta, es terrible en el ancho de banda especificado y no cumple con ninguna de las especificaciones de diseño. Una hipótesis que puede explicar el bajo rendimiento del amplificador, es por las discontinuidades entre las líneas de transmisión en serie. Se puede visualizar en la red acopladora a la salida y entrada de las figuras 3.69 y 3.70 respectivamente, que se presentan cambios muy drásticos en el grosor de las líneas en serie. Por ejemplo en la red a la entrada hay cambios de grosor de 4mm a 0.8mm y en la red a la salida de 5mm a 0.8mm. Corroboraremos esta hipótesis realizando un rediseño del amplificador desde la tercera aproximación

del amplificador, es decir, replantearemos las redes de las figuras 3.66 y 3.67.

3.2.7. Rediseño

Partimos de la suposición de que las redes acopladoras en microcinta de las figuras 3.66 y 3.67 presentan variaciones muy grandes en el grosor de las líneas de transmisión en serie. Utilizaremos el optimizador como principal herramienta del rediseño, empleando el mismo banco de la figura 3.43. Para asegurarnos de no tener líneas en serie ni muy gruesas ni muy delgadas, fijaremos los límites en la anchura como  $1.8mm < W < 4.2mm$  en las líneas en serie y la longitud tendrá los mismos límites  $7.5mm < L < 32mm$ . Los stub abiertos tendrán mayor grado de libertad en la anchura y para estas líneas los límites no tendrán modificaciones y serán  $0.8mm < W < 6.2mm$  y  $7.5mm < L < 32mm$ . Ahora bien, dado que el grosor de las líneas en un mínimo será de 1.8mm, podremos omitir las líneas auxiliares para soldar los capacitores que fueron agregados únicamente por el grosor de las líneas en donde irían colocados y, de igual forma, la línea donde se colocará el transistor en la red a la salida también puede ser omitida.

Así como se estipuló en optimizaciones anteriores, los transformadores de  $\lambda/4$  no serán modificados, al igual que la red estabilizadora, que incluye la línea donde se colocará el transistor a la entrada. Después de realizar la optimización, se obtuvieron los siguientes resultados de balance armónico y de parámetros S.

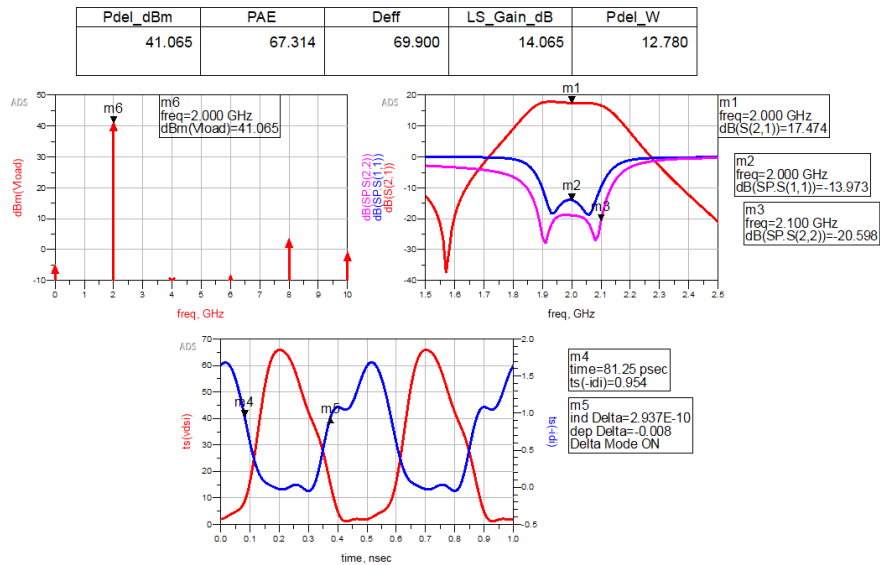


Figura 3.73: Balance armónico y parámetros S del amplificador rediseñado.

Destacamos un muy buen desempeño del amplificador con las redes rediseñadas y este nos servirá como nuestra nueva referencia para el diseño en Momentum, las redes optimizadas en esquemático se pueden observar en la figura 3.74 y 3.75. Mientras que las redes rediseñadas en Momentum se pueden ver en las figuras 3.76 y 3.77.

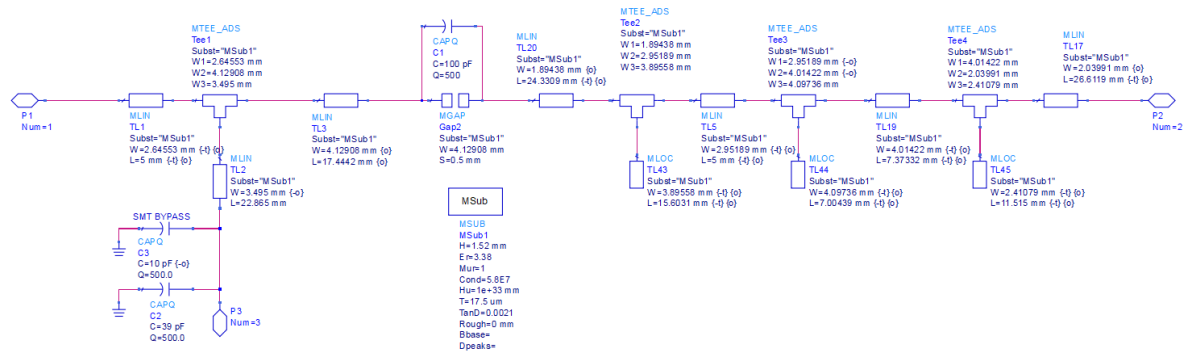


Figura 3.74: Red acopladora a la salida rediseñada.

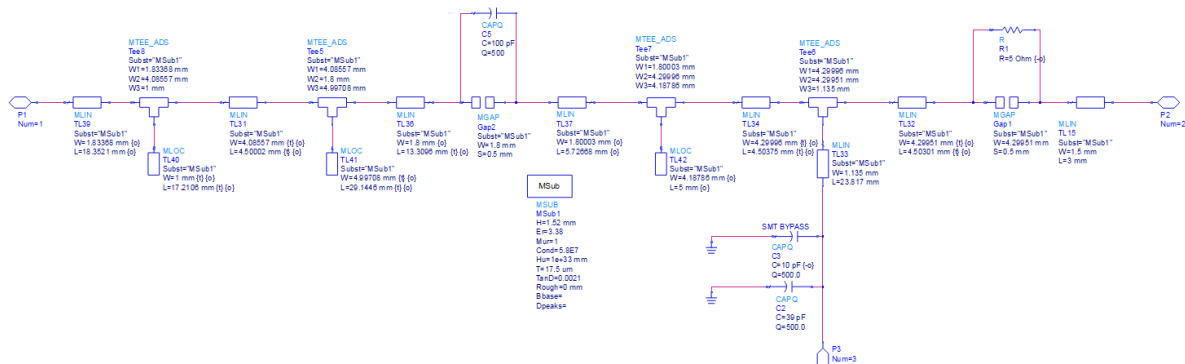


Figura 3.75: Red acopladora a la entrada rediseñada.

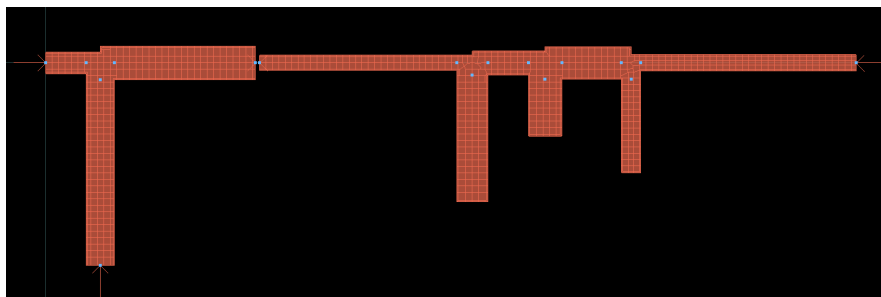


Figura 3.76: Red acopladora a la salida rediseñada, implementada en Momentum.

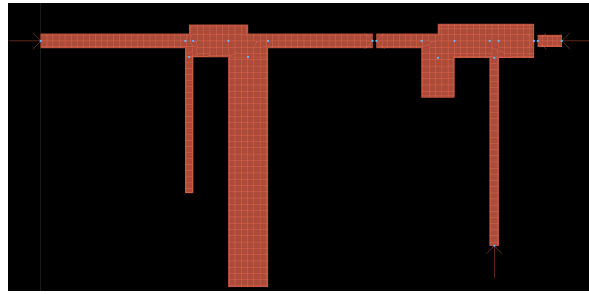


Figura 3.77: Red acopladora a la entrada rediseñada, implementada en Momentum.

Después de generar los símbolos y los modelos electromagnéticos de las redes de Momentum, volvemos a realizar la cosimulación del amplificador.

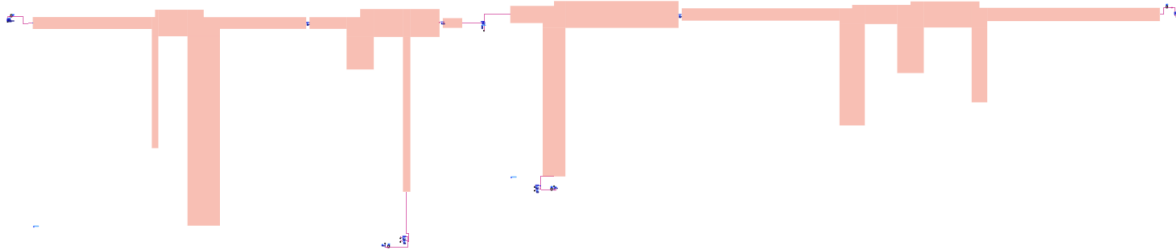


Figura 3.78: Amplificador de potencia clase AB rediseñado.

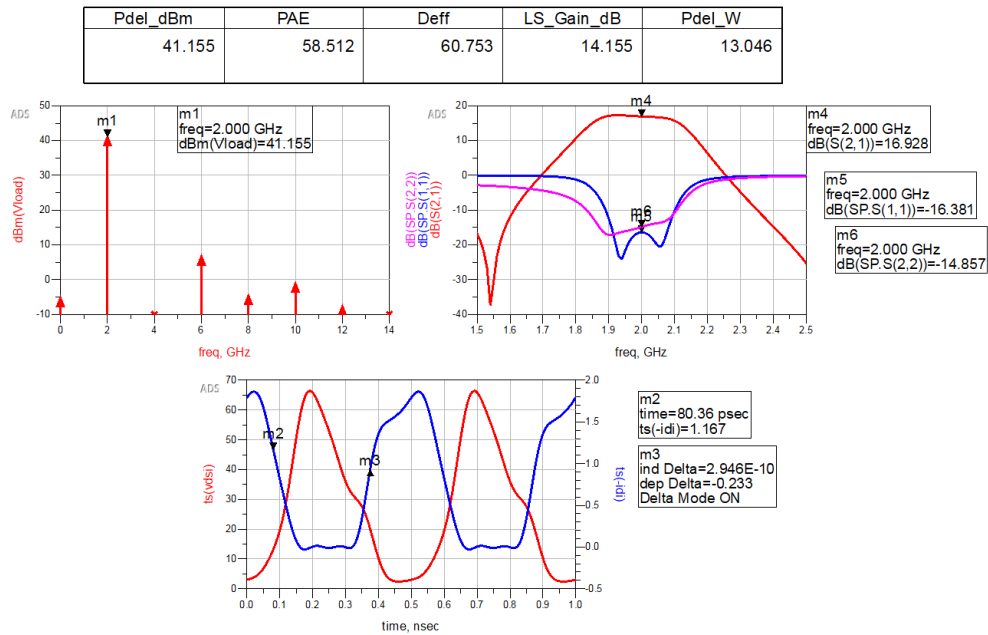


Figura 3.79: Balance armónico y parámetros S del amplificador clase AB rediseñado.

Habiendo determinado que el amplificador rediseñado posee un desempeño considerablemente mejor que al del primer diseño de la figura 3.72 y que cumple con todas las especificaciones de diseño, este será nuestra cuarta y última aproximación al amplificador clase AB real.

Además, podemos aceptar la hipótesis sobre las discontinuidades del amplificador. Si el amplificador presenta variaciones muy drásticas en el grosor de las líneas de transmisión en serie. Estas comprometerán el rendimiento del amplificador y resulta imperativo reducir estas variaciones de primera instancia.

### 3.3. Resultados de Simulación

Después de un largo proceso de diseño que involucró múltiples simulaciones de balance armónico y de parámetros S, se llegó al diseño de la figura 3.78 que cumple con las especificaciones de diseño a la frecuencia fundamental. A continuación, se plasman los resultados de las simulaciones realizadas al amplificador diseñado en la figura 3.78, empezando con la simulación de parámetros S y el barrido de potencia. A partir de este último, determinamos el rango de operación del amplificador y la potencia de entrada necesaria para comprimir el amplificador a 1 dB y 3 dB. Con estos resultados, realizamos dos simulaciones de balance armónico a la frecuencia fundamental, para determinar las figuras de mérito del amplificador a 1 dB y a 3 dB de compresión. Finalmente, concluimos con una simulación de barrido en frecuencia para determinar el ancho de banda real del amplificador.

#### 3.3.1. Simulación de parámetros S

A pesar de que el amplificador trabaja en régimen de señal grande, la simulación de parámetros S nos brinda información importante del circuito. Esta simulación nos permitirá determinar el comportamiento del amplificador en señal pequeña, como es su ganancia lineal ( $S_{21}$ ), pérdidas de retorno a la entrada ( $S_{11}$ ) y a la salida ( $S_{22}$ ), así como el ancho de banda en señal pequeña.

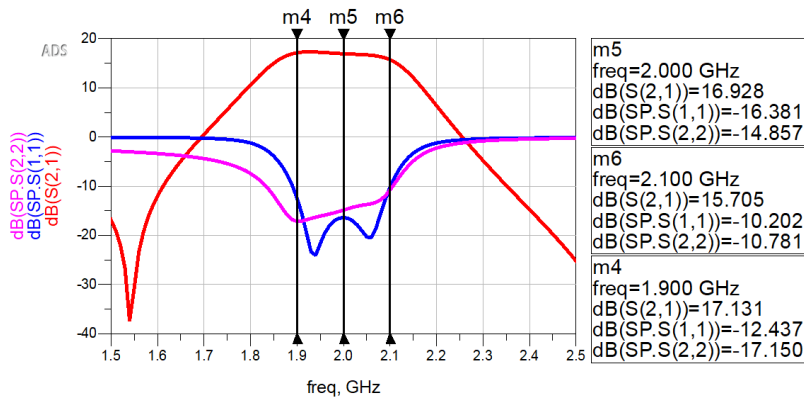


Figura 3.80: Parámetros S del amplificador clase AB.

A partir de los resultados de la figura 3.80, observamos pérdidas de retorno a la entrada y a la salida en el ancho de banda especificado de 200 MHz (1.9 a 2.1 GHz) menores a 10 dB y a la frecuencia de operación (2 GHz) posee 14.8 dB de pérdidas de retorno a la salida y 16.3 a la entrada. El amplificador posee una ganancia lineal mayor a los 15.7 dB en el ancho de banda especificado con un máximo de 17.1 dB a 1.9 GHz y a la frecuencia de operación tiene 16.9 dB de ganancia lineal.

**3.3.2. Simulación de barrido de potencia**

La simulación de barrido de potencia es una simulación de balance armónico, donde la frecuencia se mantiene constante y se varía la potencia de entrada para así determinar el comportamiento del amplificador conforme la amplitud de la señal de entrada aumenta. Esto nos permitirá determinar la compresión del amplificador así como obtener valores máximos de operación.

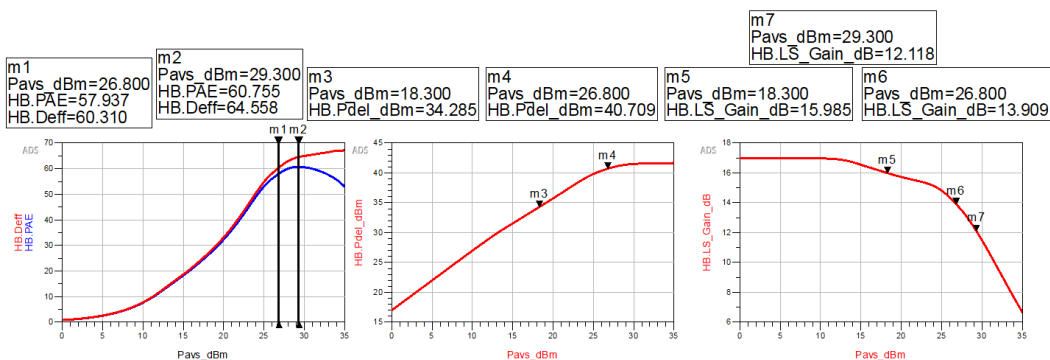


Figura 3.81: Barrido de potencia del amplificador cosimulado en Momentum @ 2GHz.

Podemos extraer información importante a partir de los marcadores de la figura 3.81. Como son los

puntos de compresión a 1 y 3 dB, la potencia de entrada donde se exhibe la mayor eficiencia y la compresión a dicha potencia. Estas figuras de mérito se exponen en la siguiente tabla.

Figura de Mérito	Resultado
$P_{in}$ @ 1dB de compresión (m5)	18.3 dB
$P_{in}$ @ 3dB de compresión (m6)	26.8 dBm
PAE @ 3dB de compresión (m1)	57.93 %
$P_{in}$ @ $PAE_{max}$ (m2)	29.3 dBm para 60 %
Compresión @ $PAE_{max}$ (m7)	4.869 dB

Tabla 3.3: Resultados del barrido de potencia del amplificador clase AB cosimulado.

A partir de los datos de la tabla 3.3 podemos definir los límites de operación del amplificador clase AB diseñado. Si a partir de 29.3 dBm la eficiencia no aumentará más del 60 %, podemos fijar esta potencia de entrada como la entrada máxima que pueda recibir el amplificador.

### 3.3.3. Simulación de balance armónico a 1 dB de compresión

Después de obtener los puntos de compresión del amplificador, realizamos el balance armónico a frecuencia y a nivel de entrada constante. Para así obtener las figuras de mérito del amplificador a la frecuencia fundamental. Al alimentar al amplificador de la figura 3.78 con 18.3 dBm a la entrada, obtenemos los siguientes resultados de balance armónico:

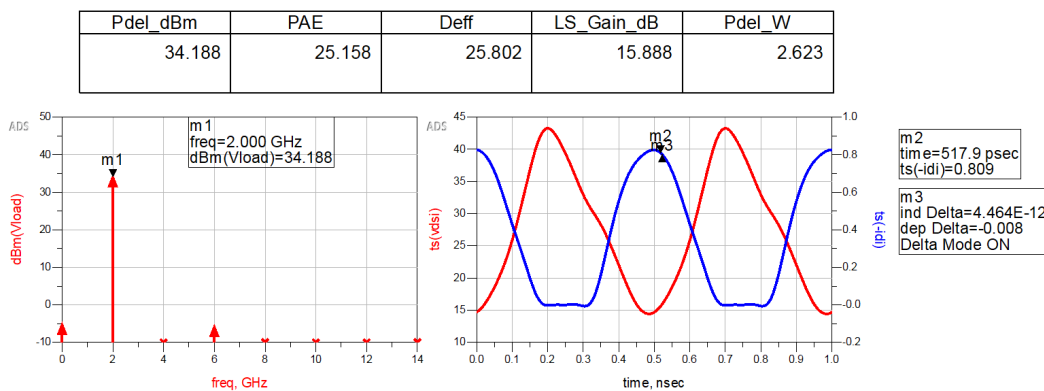


Figura 3.82: Balance armónico del amplificador clase AB a 1 dB de compresión y a 2 GHz.

Los resultados del balance armónico a 1 dB de compresión de la figura 3.82 se resumen en la siguiente tabla

Figura de Mérito	Resultado
$P_{out}$ @ 2GHz	34.188 dBm $\approx$ 2.62 W
$P_{out}$ @ 4GHz	-23.953 dBm $\approx$ 4.02 $\mu$ W
$P_{out}$ @ 6GHz	-5.737 dBm $\approx$ 266.8 $\mu$ W
Ganancia en señal grande	15.8 dB
PAE	25.15 %
Eficiencia de Drain	25.8 %
Compresión a 18.3dBm	1.02dB

Tabla 3.4: Resultados de balance armónico del amplificador clase AB cosimulado en Momentum @ 2 GHz y 1 dB de compresión.

El amplificador diseñado a 1 dB de compresión no cumple con ninguna de las especificaciones de diseño, ni en potencia ni en eficiencia. Por definición, el punto de 1 dB de compresión es el límite entre la operación lineal y no lineal, esto se evidencia en la formas de onda de la figura 3.82 y en la amplitud de los armónicos de la tabla 3.4. Para explicar la eficiencia y potencia baja, podemos graficar la línea de carga dinámica, donde se pueda visualizar la excursión de la señal de salida.

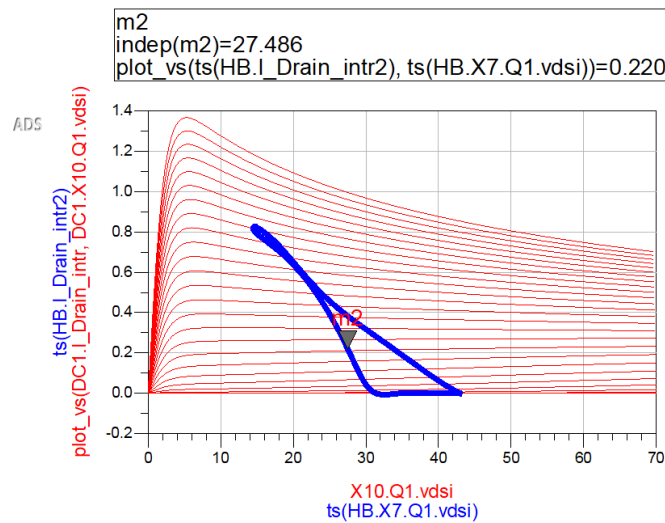


Figura 3.83: Línea de carga dinámica del amplificador clase AB a 1 dB de compresión y 2 GHz.

La línea de carga de la figura 3.83 nos muestra que la señal de salida únicamente tiene excursión en la región de corte y en la región lineal, como un típico amplificador clase AB. Pero observamos que no se maximiza la excursión en la región lineal, es decir, la señal no llega hasta el voltaje de rodilla. Para



maximizar eficiencia, la señal debe de tener una excursión máxima en la región lineal, es decir, para aumentar las eficiencias bajas de la tabla 3.4 debemos aumentar el nivel de potencia a la entrada.

### 3.3.4. Simulación de balance armónico a 3 dB de compresión

Visto que a 1 dB de compresión no se cumplieron las especificaciones de diseño, realizamos la simulación de balance armónico a una compresión mayor; como se realizó en todo el proceso de diseño, a una compresión de 3dB. Al alimentar al amplificador de la figura 3.78 con 18.3 dBm a la entrada, obtenemos los siguientes resultados de balance armónico:

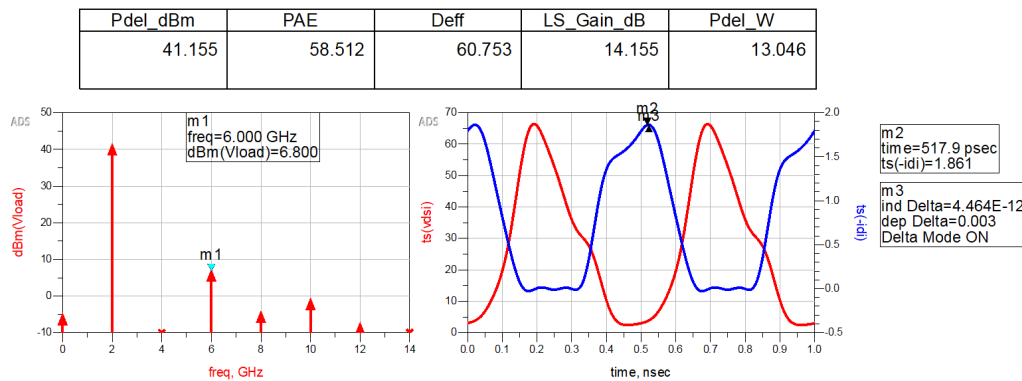


Figura 3.84: Balance armónico del amplificador clase AB a 3 dB de compresión y a 2 GHz.

Los resultados del balance armónico a 1 dB de compresión de la figura 3.84, se resumen en la siguiente tabla

Figura de Mérito	Resultado
$P_{out}$ @ 2GHz	41.155 dBm $\approx$ 13 W
$P_{out}$ @ 4GHz	-14.12 dBm $\approx$ 38.72 $\mu$ W
$P_{out}$ @ 6GHz	6.8 dBm $\approx$ 4.786 mW
Ganancia en señal grande	14.155 dB
PAE	58.51 %
Eficiencia de Drain	60.75 %
Compresión a 18.3 dBm	2.773 dB

Tabla 3.5: Resultados de balance armónico del amplificador clase AB cosimulado en Momentum @ 2 GHz y 3 dB de compresión.

Observamos que a diferencia de 1 dB de compresión, para 2 GHz las especificaciones de diseño se cumplen con aumentar el nivel de entrada de 18.3 dBm a 27 dBm, no obstante destacamos una distorsión considerable de las ondas de voltaje y corriente en las formas de onda de la figura 3.84 a comparación de la figura 3.82. Esto se evidencia aún más en la línea de carga dinámica del amplificador comprimido a 3dB de la figura 3.85

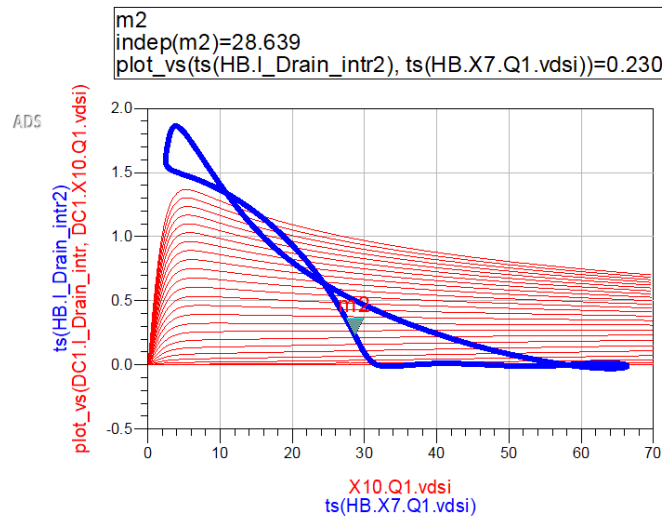


Figura 3.85: Línea de carga dinámica del amplificador a una compresión de 3 dB.

Observamos que la señal tiene un excursión dentro de las regiones de saturación y corte que, de acuerdo al diseño, la señal entra a la región de corte por la proximidad del punto de operación (m2) a esta región. Y por la gran amplitud de la señal de entrada, la señal de salida tiene una excursión dentro de la región de saturación, que no se apreciaba en la línea de carga de la figura 3.83. Al invadir la región de saturación, introducimos más armónicos y por consecuencia aumenta la eficiencia. Por lo tanto, para cumplir todas las especificaciones de diseño, debemos operar al amplificador clase AB a 3 dB de compresión.

Finalmente, nos compete comparar los resultados de la figura 3.84 con los realizados en la figura 3.73. Estos últimos son los resultados ideales de microcinta, sin considerar los resultados de la simulación electromagnética de Momentum. Dichos resultados se resumen en la siguiente tabla:

Figura de Mérito	Resultado
$P_{out}$ @ 2GHz	41.065 dBm $\approx$ 12.7 W
$P_{out}$ @ 4GHz	-24.079 dBm $\approx$ 4 $\mu$ W
$P_{out}$ @ 6GHz	-8.4 dBm $\approx$ 144 $\mu$ W
Ganancia en señal grande	14.065 dB
PAE	67.31 %
Eficiencia de Drain	69.9 %
Compresión a 27dBm	3.4 dB

Tabla 3.6: Resultados de balance armónico del amplificador simulado únicamente en ADS @ 2GHz a 3 dB de compresión.

La mayor discrepancia entre la simulación ideal y la cosimulación con Momentum, es la eficiencia del amplificador y la amplitud de los armónicos, que este primero puede ser consecuencia del último. El incremento en amplitud de los armónicos es debido a que la terminación de armónicos no es perfecta y según Cripps en [3], el culpable de que los amplificadores de potencia no presenten las formas de onda clásicas, discutidas en la sección 2.2, es por el corto de armónicos. Mostramos una solución para cortocircuitar el segundo armónico con los transformadores de  $\lambda/4$ . No obstante, para el tercer armónico, el optimizador fue el encargado de suprimirlo en los múltiples procesos de optimización, y observamos un amplitud considerable de 3er armónico en la tabla [3.5] a comparación con [3.6] donde se cuenta con un mejor corto de armónicos.

### 3.3.5. Simulación de barrido de frecuencia

Para la simulación de barrido de potencia anterior, realizamos un *parameter sweep* en la simulación de balance armónico, donde se barrió la potencia de entrada y se mantuvo la frecuencia constante a la frecuencia central de 2 GHz. Es decir, los resultados detallados en las tablas [3.3], [3.4], [3.5] y [3.6] son a una sola frecuencia, y aunque confirmamos un ancho de banda de 200 MHz en la figura [3.80] esta es a señal pequeña.

Para corroborar el ancho de banda del amplificador, o ancho de banda en señal grande, mantenemos constante la potencia a la entrada y realizamos un barrido de frecuencias, y a cada una de esas frecuencias, realizamos una simulación de balance armónico. Para así obtener gráficas de potencia a la salida y eficiencia, respecto a la frecuencia. La potencia constante la fijamos a 27 dBm obteniendo

una compresión del amplificador aproximada de 3 dB.

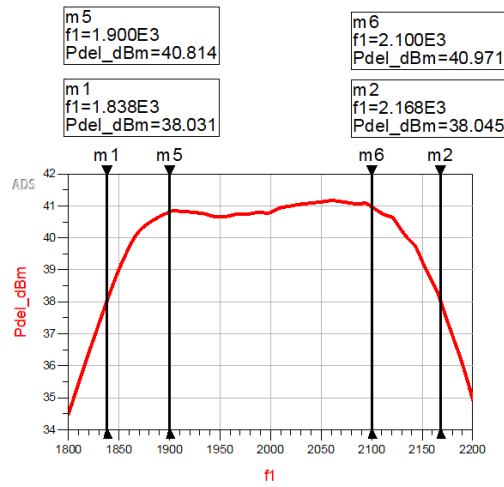


Figura 3.86: Frecuencia ( $f_1$  [MHz]) vs Potencia de salida ( $P_{del}$  [dBm]).

Los marcadores m5 y m6 de la figura 3.86 están fijados en los límites superior e inferior del ancho de banda especificado, 1.9 GHz y 2.1 GHz, en este ancho de banda de 200 MHz obtuvimos una potencia de salida aproximado de 41 dBm  $\pm$  0.5 dBm. A partir de este resultado, determinamos las frecuencias de -3 dB que limitan el ancho de banda en señal grande del amplificador. El marcador m1 está fijado en la frecuencia inferior  $f_L = 1.838$  GHz y m2 en la superior  $f_H = 2.168$  GHz, resultando en un ancho de banda de 330 MHz.

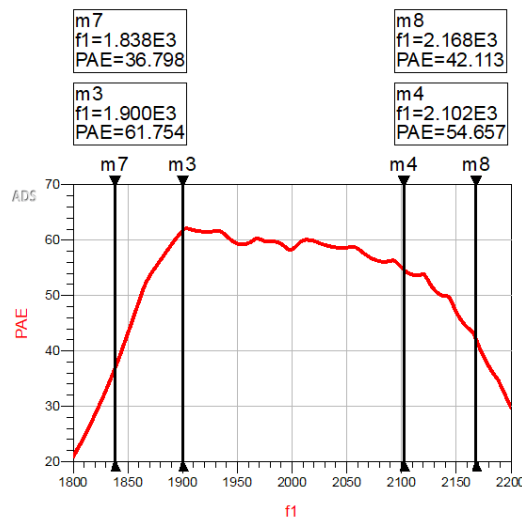


Figura 3.87: Frecuencia ( $f_1$  [MHz]) vs Eficiencia ( $PAE$  [%]).

Habiendo obtenido el ancho de banda en señal grande, ahora analizamos la gráfica de la figura 3.87 que muestra el comportamiento de la eficiencia dentro del ancho de banda especificado (marcadores m3 y m4) y en el ancho de banda de señal grande (marcadores m7 y m8). A diferencia del comportamiento de la potencia de salida, la eficiencia del amplificador cambia considerablemente. Esto se debió a las redes de acoplamiento, estas redes presentan una impedancia óptima únicamente a la frecuencia de 2 GHz, corroborado por las pruebas de *load-pull* que fueron realizadas a la frecuencia central.

En el ancho de banda de 200 MHz, tenemos una eficiencia máxima de 61.7% a 1.9 GHz y un mínimo de 54.6% a 2.1 MHz. Mientras que en el ancho de banda de señal grande de 330 MHz, obtuvimos una eficiencia mínima del 36.8% a 1.838 GHz. Si bien en todo el ancho de banda de señal grande no cumplimos con una eficiencia mayor al 50%. En el ancho de banda especificado de 200 MHz si se cumple. Por lo tanto, podemos garantizar que en 200 MHz el amplificador clase AB, comprimido a 3dB, satisface la potencia mayor a 40 dBm y la eficiencia mayor al 50%.

# Capítulo 4

## 4. Conclusiones y trabajo a futuro

Se detallaron los conocimientos mínimos requeridos para el análisis y diseño de un amplificador de potencia, como son sus modos de operación y sus formas de onda. Se completó el análisis de balance armónico de los amplificadores de potencia convencionales, con énfasis en el amplificador clase AB y se obtuvo una aproximación de series de Fourier para cualquier ángulo de conducción dentro del intervalo de los amplificadores clase AB, así como expresiones para calcular sus figuras de mérito a partir de estas formas de onda idealizadas. Se especificaron las herramientas necesarias para el diseño del amplificador como son el acoplamiento de impedancias y las pruebas de *load-pull*.

A partir de las herramientas de diseño de redes de acoplamiento descritas, se diseñó un amplificador de potencia clase AB a 2 GHz con un ancho de banda de 200 MHz. Detallando esquemáticos e interpretación de resultados de simulaciones intermedias, y en caso necesario, se rediseñaron partes del amplificador para cumplir con las especificaciones de diseño. Auxiliado de ADS y Momentum, diseñamos el amplificador en un circuito de microcinta y capturamos sus características electromagnéticas para una simulación más completa. A partir de simulaciones de balance armónico, parámetros S y barridos de potencia; se simuló el rendimiento del amplificador diseñado y se obtuvieron sus figuras de mérito más significativas como su potencia a la salida, su ganancia en señal grande y su eficiencia.

El amplificador clase AB diseñado a 2 GHz y operando a una compresión de 3 dB, es capaz de entregar más de 40 dBm de potencia a la salida a una eficiencia mayor al 50% en un ancho de banda de 200 MHz. Alcanzando una potencia a la salida de 41 dBm a una eficiencia (PAE) del 58.5%.

### 4.1. Trabajo a futuro

A partir de la última aproximación generada en la figura 3.78 se puede generar una aproximación adicional donde se incluya las conexiones de los capacitores de desacoplo a un plano de tierra, que incluiría agregar el plano de tierra en Momentum con sus respectivas vías y realizar una simulación electromagnética del amplificador con el plano de tierra.

Adicional a las simulaciones realizadas, se le puede agregar una simulación de productos de intermodulación de 3er orden para evaluar con mayor precisión la linealidad del amplificador, y a partir de los resultados de esta simulación, concluir si el amplificador puede ser linealizado empleando algún esquema de linealización como es el *feedback*, *feed-forward* o una predistorsión digital, que caen fuera del alcance de este trabajo [7].

Para comprobar los resultados obtenidos en las simulaciones de balance armónico y barrido de potencia, se puede fabricar el amplificador, empleando procesos de fotolitografía, y caracterizar el amplificador empleando fuentes de voltaje programables, medidores de potencia, fuentes de potencia de RF y un analizador de espectros.

Como se mencionó al principio de este trabajo, la principal motivación de esta tesis es el acercamiento al estado del arte de los amplificadores de potencia. Por lo que a partir de este amplificador clase AB, se puede extender el diseño a una arquitectura compuesta como es la arquitectura Doherty, que emplea dos amplificadores; un amplificador principal y uno auxiliar, donde el principal típicamente es un amplificador clase AB.

# Apéndice

## 1. Desarrollo de expresión de $i_D(\theta)$

Primero sustituimos [2.22](#) en [2.21](#):

$$i_D(\theta) = I_q + I_p \cos(\theta)$$

$$i_D(\theta) = I_q + (I_{max} - I_q) \cos(\theta)$$

$$i_D(\theta) = I_q + I_{max} \cos(\theta) - I_q \cos(\theta)$$

$$i_D(\theta) = I_q \cos(\theta) \cdot \left( \frac{1}{\cos(\theta)} + \frac{I_{max}}{I_q} - 1 \right) \quad (\text{A.1})$$

Sustituyendo [2.24](#) en [A.1](#):

$$i_D(\theta) = \left[ -\frac{I_{max} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \cos(\theta) \right] \left[ \frac{1}{\cos(\theta)} + I_{max} \cdot \left( -\frac{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{I_{max} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \right) - 1 \right]$$

$$i_D(\theta) = \left[ -\frac{I_{max} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \cos(\theta) \right] \left[ \frac{1}{\cos(\theta)} - \left( \frac{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \right) - 1 \right]$$

$$i_D(\theta) = \left[ -\frac{I_{max} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \cos(\theta) \right] \left[ \frac{1}{\cos(\theta)} - \left( \frac{1}{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} - \frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \right) - 1 \right]$$

$$i_D(\theta) = \left[ -\frac{I_{max} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \cos(\theta) \right] \left[ \frac{1}{\cos(\theta)} - \frac{1}{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} + 1 - 1 \right]$$

$$i_D(\theta) = \left[ -\frac{I_{max} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \cos(\theta) \right] \left[ \frac{1}{\cos(\theta)} - \frac{1}{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \right]$$



$$\begin{aligned}
i_D(\theta) &= -\frac{I_{max} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos(\theta)}{\left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right] \cos(\theta)} + \frac{I_{max} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos(\theta)}{\left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right] \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \\
i_D(\theta) &= -\frac{I_{max} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} + \frac{I_{max} \cos(\theta)}{\left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \\
i_D(\theta) &= \frac{I_{max}}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \left[\cos(\theta) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]. \tag{A.2}
\end{aligned}$$

## 2. Análisis de Fourier

### 2.1. Componente de directa $I_{DC}$

Comenzamos resolviendo para la corriente de DC sustituyendo la ecuación [2.26](#) en la ecuación [2.27](#):

$$\begin{aligned}
I_{DC} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \frac{I_{max}}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \left[\cos(\theta) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right] d\theta, \\
I_{DC} &= \frac{I_{max}}{2\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(\theta) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) d\theta, \\
I_{DC} &= \frac{I_{max}}{2\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \left[ \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(\theta) d\theta - \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) d\theta \right], \\
I_{DC} &= \frac{I_{max}}{2\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \left[ \sin(\theta) \Big|_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \theta \Big|_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \right], \\
I_{DC} &= \frac{I_{max}}{2\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \left[ \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \sin\left(-\frac{\alpha}{2}\right) \right] - \left[ \frac{\alpha}{2} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \left[-\frac{\alpha}{2} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right] \right] \right]. \tag{A.3}
\end{aligned}$$

Empleando la identidad trigonométrica de  $\sin(-\gamma) = -\sin(\gamma)$  en la ecuación [A.3](#):

$$\begin{aligned}
I_{DC} &= \frac{I_{max}}{2\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \left[ \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \left[-\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right] \right] - \left[ \alpha \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right] \right], \\
I_{DC} &= \frac{I_{max}}{2\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \left[ 2 \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right], \\
I_{DC} &= \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}. \tag{A.4}
\end{aligned}$$

2.2. Componente del enésimo armónico  $I_N$ 

Resolviendo para la corriente del enésimo armónico, sustituimos la ecuación 2.26 en la 2.28:

$$\begin{aligned}
 I_N &= \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \frac{I_{max}}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \left[ \cos(\theta) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right] \cdot \cos(N\theta) d\theta, \\
 I_N &= \frac{I_{max}}{\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(\theta) \cos(N\theta) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos(N\theta) d\theta, \\
 I_N &= \frac{I_{max}}{\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \left[ \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(\theta) \cos(N\theta) d\theta - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(N\theta) d\theta \right]. \quad (A.5)
 \end{aligned}$$

Utilizamos la identidad trigonométrica de la multiplicación de dos cosenos

$\cos(x) \cos(y) = \frac{1}{2} [\cos(x+y) + \cos(x-y)]$  en la ecuación A.5:

$$\begin{aligned}
 I_N &= \frac{I_{max}}{\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \left[ \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \frac{1}{2} [\cos(\theta + N\theta) + \cos(\theta - N\theta)] d\theta - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(N\theta) d\theta \right], \\
 I_N &= \frac{I_{max}}{\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \left[ \frac{1}{2} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos[\theta(1+N)] d\theta + \frac{1}{2} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos[(\theta(1-N))] d\theta - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(N\theta) d\theta \right], \\
 I_N &= \frac{I_{max}}{\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \left[ \frac{1}{2(1+N)} \sin(\theta(1+N)) \Big|_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} + \frac{1}{2(1-N)} \sin(\theta(1-N)) \Big|_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} - \frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{N} \sin(\theta N) \Big|_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \right], \\
 I_N &= \frac{I_{max}}{\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \left[ \frac{1}{2(1+N)} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1+N)\right) - \sin\left(\frac{-\alpha}{2}(1+N)\right) \right] + \dots \right. \\
 &\quad \left. \dots \frac{1}{2(1-N)} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1-N)\right) - \sin\left(\frac{-\alpha}{2}(1-N)\right) \right] - \frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{N} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}N\right) - \sin\left(\frac{-\alpha}{2}N\right) \right] \right]. \quad (A.6)
 \end{aligned}$$

Volviendo a aplicar la identidad trigonométrica de  $\sin(-\gamma) = -\sin(\gamma)$  en la ecuación A.6:

$$\begin{aligned}
 I_N &= \frac{I_{max}}{\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \left[ \frac{1}{2(1+N)} \left[ 2 \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1+N)\right) \right] + \frac{1}{2(1-N)} \left[ 2 \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1-N)\right) \right] - \frac{1}{N} \left[ 2 \sin\left(\frac{\alpha}{2}N\right) \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right] \right], \\
 I_N &= \frac{I_{max}}{\pi \left[1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right]} \left[ \frac{1}{(1+N)} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1+N)\right) \right] + \frac{1}{(1-N)} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1-N)\right) \right] - \dots \right. \\
 &\quad \left. \dots \frac{1}{N} \left[ 2 \sin\left(\frac{\alpha}{2}N\right) \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right] \right]. \quad (A.7)
 \end{aligned}$$

Aplicando la identidad trigonométrica  $2 \sin(x) \cos(y) = \sin(x+y) + \sin(x-y)$  en la ecuación [A.7](#):

$$I_N = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{1}{(1+N)} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1+N)\right) \right] + \frac{1}{(1-N)} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1-N)\right) \right] - \dots \right. \\ \left. \dots \frac{1}{N} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}N + \frac{\alpha}{2}\right) + \sin\left(\frac{\alpha}{2}N - \frac{\alpha}{2}\right) \right] \right],$$

$$I_N = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{1}{(1+N)} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1+N)\right) \right] + \frac{1}{(1-N)} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1-N)\right) \right] - \dots \right. \\ \left. \dots \frac{1}{N} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}(N+1)\right) + \sin\left(\frac{\alpha}{2}(N-1)\right) \right] \right],$$

$$I_N = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2}(1+N)\right)}{(1+N)} + \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2}(1-N)\right)}{(1-N)} - \frac{1}{N} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1+N)\right) + \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1-N)\right) \right] \right],$$

$$I_N = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2}(1+N)\right)}{(1+N)} + \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2}(1-N)\right)}{(1-N)} - \frac{1}{N} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1+N)\right) - \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1-N)\right) \right] \right],$$

$$I_N = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2}(1+N)\right)}{(1+N)} + \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2}(1-N)\right)}{(1-N)} - \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2}(1+N)\right)}{N} + \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2}(1-N)\right)}{N} \right],$$

Factorizando  $\sin\left(\frac{\alpha}{2}(1+N)\right)$  y  $\sin\left(\frac{\alpha}{2}(1-N)\right)$ :

$$I_N = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1+N)\right) \left[ \frac{1}{(1+N)} - \frac{1}{N} \right] + \sin\left(\frac{\alpha}{2}(1-N)\right) \left[ \frac{1}{(1-N)} + \frac{1}{N} \right] \right]. \quad (\text{A.8})$$

### 2.3. Componente fundamental $I_1$

La ecuación [A.8](#) nos permitirá determinar la corriente del  $n$ -ésimo armónico, solo para  $N \geq 2$ , ya que cuando  $N = 1$ , o bien, para la frecuencia fundamental, la ecuación [A.8](#) se indetermina. Para encontrar la corriente a la frecuencia fundamental debemos retomar la resolución de la integral de  $I_N$  y evaluar  $N = 1$  en la ecuación ??:

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(\theta) \cos(N\theta) d\theta - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(N\theta) d\theta \right],$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(\theta) \cos(\theta) d\theta - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(\theta) d\theta \right],$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos^2(\theta) d\theta - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(\theta) d\theta \right]. \quad (\text{A.9})$$

Aplicando la identidad trigonométrica del coseno cuadrado  $\cos^2(x) = \frac{1}{2}[\cos(2x) + 1]$  en la ecuación

**A.9:**

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \frac{1}{2} [\cos(2\theta) + 1] d\theta - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(\theta) d\theta \right],$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{1}{2} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(2\theta) d\theta + \frac{1}{2} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} d\theta - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \cos(\theta) d\theta \right],$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{1}{2} \sin(2\theta) \Big|_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} + \frac{1}{2} \theta \Big|_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \sin(\theta) \Big|_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \right],$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{1}{4} \sin(2\theta) \Big|_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} + \frac{1}{2} \theta \Big|_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \sin(\theta) \Big|_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \right],$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{1}{4} \left[ \sin\left(2\frac{\alpha}{2}\right) - \sin\left(2\frac{-\alpha}{2}\right) \right] + \frac{1}{2} \left[ \frac{\alpha}{2} - \frac{-\alpha}{2} \right] - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \sin\left(\frac{-\alpha}{2}\right) \right] \right],$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{1}{4} [\sin(\alpha) - \sin(-\alpha)] + \frac{\alpha}{2} - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \sin\left(\frac{-\alpha}{2}\right) \right] \right]. \quad (\text{A.10})$$

De nuevo aplicamos la identidad trigonométrica del argumento negativo de un seno  $\sin(-\gamma) = -\sin(\gamma)$  en la ecuación **A.10:**

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{1}{4} [2\sin(\alpha)] + \frac{\alpha}{2} - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \left[ 2\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right] \right],$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{\sin(\alpha)}{2} + \frac{\alpha}{2} - 2\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right]. \quad (\text{A.11})$$

De igual forma, empleamos la identidad trigonométrica  $2\sin(x)\cos(y) = \sin(x+y) + \sin(x-y)$ , ahora en la ecuación **A.11:**

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{\sin(\alpha)}{2} + \frac{\alpha}{2} - \left[ \sin\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\alpha}{2}\right) + \sin\left(\frac{\alpha}{2} - \frac{\alpha}{2}\right) \right] \right],$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{\sin(\alpha)}{2} + \frac{\alpha}{2} - \sin(\alpha) \right],$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{\alpha}{2} - \frac{\sin(\alpha)}{2} \right],$$

$$I_1 = \frac{I_{max}}{\pi [1 - \cos(\frac{\alpha}{2})]} \left[ \frac{1}{2} (\alpha - \sin(\alpha)) \right],$$
$$I_1 = \frac{I_{max}}{2\pi} \cdot \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})}. \quad (\text{A.12})$$

# Bibliografía

- [1] A. Eroglu, *Introduction to RF Power Amplifier Design and Simulation*. Taylor Francis Group, 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1201/9781315215297>
- [2] 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 Amplifier*. Cambridge University Press, 2012.
- [3] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, 2006.
- [4] Rhode and Schwarz, “Amplifier characterization using load pull,” 2020, consultado el 25 de febrero del 2025. [Online]. Available: [https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl\\_downloads/dl.application/pdfs/Amplifier-characterization\\_ac\\_en.3608-5570-92\\_v0100.pdf](https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl.application/pdfs/Amplifier-characterization_ac_en.3608-5570-92_v0100.pdf)
- [5] Macom, “CGH40010,” 2022, consultado el 17 de octubre del 2024. [Online]. Available: <https://cdn.macom.com/datasheets/CGH40010.pdf>
- [6] M. Ozalas, “How to design an RF power amplifier: Class A, AB and B,” 2015, consultado el 26 de octubre del 2024. [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=GhPqPVIDRPY&list=PLtq84kH8xZ9GjCYai-C-2D6G-t6z5IEiH&index=3>
- [7] F. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. Kenington, Z. Popović, N. Potheary, J. Sevic, and N. Sokal, “Power amplifiers and transmitters for rf and microwave,” *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 814–826, 2002.
- [8] J. M. Gómez, *Diseño de un amplificador de potencia clase F para microondas*. UNAM-Dirección General de Bibliotecas, 2017.
- [9] R. Dorf, *Circuitos Eléctricos*. Alfaomega, 2011.

- [10] M. Ozalas, “How to Design an RF Power Amplifier: The Basics,” 2015, consultado el 16 de octubre del 2024. [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=WAingaHfBMs&list=PLtq84kH8xZ9GjCYai-C-2D6G-t6z5IEiH&index=2>
- [11] A. Banerjee, *Practical RF Amplifier Design and Performance Optimization with SPICE and Load- and Source-pull Techniques*. Springer, 2021. [Online]. Available: <https://link.springer.com/book/10.1007/978-3-030-62512-2>
- [12] J. R. Smith, *Modern Communication Circuits*. McGrawHill, 1998.
- [13] D. Zhao and P. Reynaert, *CMOS60-GHz and E-band Power Amplifiers and Transmitters*. Springer, 2015. [Online]. Available: <https://link.springer.com/book/10.1007/978-3-319-18839-3>
- [14] A. Grebennikov, *RF and Microwave Power Amplifier Design*. McGrawHill, 2005.
- [15] Verspecht and D. Root, “Polyharmonic distortion modeling,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 7, no. 3, pp. 44–57, 2006.
- [16] A. McCamant, G. McCormack, and D. Smith, “An improved GaAs MESFET model for SPICE,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 6, pp. 822–824, 1990.
- [17] I. Angelov, H. Zirath, and N. Rosman, “A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 12, pp. 2258–2266, 1992.
- [18] A. Parker and D. Skellern, “A realistic large-signal MESFET model for SPICE,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 9, pp. 1563–1571, 1997.
- [19] H. Jang, P. Roblin, and Z. Xie, “Model-based nonlinear embedding for power-amplifier design,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 9, pp. 1986–2002, 2014.
- [20] D. Pozar, *Microwave Engineering: Theory and Techniques*, ser. Titolo collana. Wiley, 2021. [Online]. Available: <https://books.google.com.mx/books?id=PYPPEAAAQBAJ>
- [21] 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.

- [22] A. Howard, “Load-pull to X-dB gain compression using optimization,” 2020, consultado el 11 de noviembre del 2024. [Online]. Available: <https://docs.keysight.com/eesofkads/how-to-run-sequential-and-x-db-gain-compression-load-pull-simulations-501061004.html>
- [23] Rogers, “RO4000 Series,” 2022, consultado el 18 de noviembre del 2024. [Online]. Available: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4003c-laminates>