

**Centro de Investigación Científica y de Educación
Superior de Ensenada, Baja California**



**Maestría en Ciencias
en Electrónica y Telecomunicaciones
con orientación en Alta Frecuencia**

**Análisis no lineal con señales moduladas para la
caracterización de amplificadores de potencia**

Tesis

para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
Maestro en Ciencias

Presenta:

José Antonio Inclán

Ensenada, Baja California, México
2022

Tesis defendida por

Jose Antonio Inclán

y aprobada por el siguiente Comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Codirectora de tesis

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Codirector de tesis

Dr. José Luis Medina

Dr. Jaime Sánchez García

Dr. Heriberto Márquez Becerra



Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Coordinadora del Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

Dr. Pedro Negrete Regagnon
Director de Estudios de Posgrado

José Antonio Inclán © 2022

Queda prohibida la reproducción parcial o total de esta obra sin el permiso formal y explícito del autor y director de la tesis.

Resumen de la tesis que presenta **José Antonio Inclán** como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en **Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Alta Frecuencia**.

Análisis no lineal con señales moduladas para la caracterización de amplificadores de potencia

Resumen aprobado por:

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Codirectora de tesis

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Codirector de tesis

En este trabajo de investigación se analiza el comportamiento de un amplificador de potencia (PA) y un transistor en régimen no-lineal, empleando el software Advanced Design System (ADS) en donde se obtienen las curvas de distorsión AM-AM y AM-PM por medio del software ya mencionado para describir el comportamiento del PA y el transistor. Además, se describen algunas clases en las que se pueden operar los PA que son la clase A, clase B, clase AB y clase C, dependiendo del valor de voltaje entre compuerta y fuente (V_{gs}) del transistor que se utiliza para su diseño e identificar qué tan lineal y eficiente se puede comportar. Se utiliza el simulador ADS para hacer un análisis no lineal empleando el método de balance armónico para realizar simulaciones a 1 tono y a 2 tonos. Por otro lado, se realizan simulaciones de señales moduladas para excitar el PA y el transistor, utilizando la modulación de amplitud en cuadratura (QAM) y la multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM), para de esta manera determinar las curvas de distorsión AM-AM y AM-PM.

Palabras Claves: AM-AM, AM-PM, Amplificador de potencia, Transistor, ADS, QAM, OFDM, Balance armónico.

Abstract of the thesis presented by **José Antonio Inclán** as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in High Frequency.

Nonlinear analysis with modulated signals for the characterization of power amplifiers

Abstract approved by:

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Codirectora de tesis

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Codirector de tesis

In this research work, the behavior of the power amplifier (PA) and a transistor in a non-linear regime is analyzed. The Advanced Design System (ADS) software is used to obtain the distortion curves AM-AM and AM-PM to describe the behavior of the PA and the transistor. In addition, several classes are described in which the PAs can be operated, which are class A, class B, class AB, and class C, depending on the voltage value between gate and source (V_{gs}) of the transistor that is used for its design and identify how linear and efficient it can behave. The ADS simulator is used to make a nonlinear analysis using the harmonic balance method to perform simulations at 1-tone and 2-tones. On the other hand, simulations using modulated signal are also performed to excite the PA and the transistor, where quadrature amplitude modulation (QAM) and Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) are used in this way in order to determine the AM-AM and AM-PM distortion curves.

Keywords: AM-AM, AM-PM, Power amplifier, Transistor, ADS, QAM, OFDM, Harmonic balance.

Dedicatoria

A mis padres:

Gildardo y María Elena

A mis hermanos:

Gildardo, Juan Pablo, Natalia y Xiomara

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a mi director de mi tesis, el Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández por aceptarme para realizar esta tesis bajo su dirección. Con sus conocimientos, apoyo y paciencia me guiaron a culminar esta tesis con éxito y también me ayudó en mi formación como investigador. Le agradezco también el haberme facilitado siempre los medios suficientes para llevar a cabo todas las actividades propuestas durante el desarrollo de esta tesis.

Agradezco también a la codirectora de mi trabajo de tesis Dr. María del Carmen Maya Sánchez, por su importante aporte y participación activa en el desarrollo de esta tesis. Por su disponibilidad y paciencia que me brindó durante el desarrollo de esta tesis.

A los miembros de mi comité, el Dr. Jose Luis Medina, el Dr. Jaime Sánchez García, y el Dr. Heriberto Márquez Becerra. Por sus comentarios y recomendaciones que amablemente me hicieron durante la revisión, los cuales fueron de gran ayuda para el contenido y la redacción de mi tesis.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE) por brindarme la oportunidad de realizar una maestría, así como todos los recursos y herramientas que fueron necesarios para llevar a cabo el proceso de investigación.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por brindarme el apoyo económico durante el desarrollo de mi proyecto de maestría.

Por último, quiero agradecer a mi familia por apoyarme cuando más lo necesitaba.

Tabla de contenido

Resumen en español.....	ii
Resumen en inglés.....	iii
Dedicatoria.....	iv
Agradecimientos.....	v
Lista de figuras.....	ix
Lista de tablas.....	xii
Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1. Antecedentes.....	1
1.2. Planteamiento del problema.....	2
1.3. Objetivo general.....	3
1.3.1. Objetivos específicos.....	3
Capítulo 2. Marco teórico.....	4
2.1. Introducción.....	4
2.2. Amplificador de potencia.....	5
2.3. Clasificación de los amplificadores de potencia.....	6
2.3.1. Amplificador clase A.....	6
2.3.2. Amplificador clase B.....	9
2.3.3. Amplificador clase AB.....	11
2.3.4. Amplificador clase C.....	12
2.4. Parámetros de los amplificadores de potencia.....	13
2.4.1. Eficiencia.....	13
2.4.2. Ganancia.....	14

2.4.3. Punto de compresión de 1 dB.....	15
2.5. Armónicos.....	16
Capítulo 3. Señales moduladas.....	18
3.1. Introducción.....	18
3.2. Modulación en amplitud.....	18
3.3. Limitaciones y modificaciones de la modulación de amplitud.....	22
3.4. Modulación de fase.....	23
3.4.1. Definición.....	24
3.5. Modulación en frecuencia.....	28
3.6. Modulación QAM.....	29
3.6.1. Introducción.....	30
3.6.2. Modulaciones QAM cuadradas.....	32
3.6.3. Modulaciones PSK.....	33
3.6.4. Modulación 32-QAM.....	33
3.6.5. Ancho de banda de las modulaciones QAM.....	34
3.6.6. Probabilidad de error de las modulaciones QAM.....	35
3.7. Multiplexación por división de frecuencia ortogonal, OFDM.....	36
3.7.1. Introducción.....	36
3.7.2. Definición.....	37
3.7.3. Tiempo de guardia y extensión cíclica.....	39
3.7.4. Modelo general.....	41
3.7.5. Intercalado.....	43
3.7.6. Elección de los parámetros OFDM.....	43

3.7.7. Simulación de una Señal OFDM Matlab.....	44
Capítulo 4. Simulación de amplificadores y transistores excitados con señales moduladas	49
4.1. Introducción.....	49
4.2. Herramientas del simulador Advanced Design System.....	49
4.2.1. Tipos de análisis que se pueden realizar en ADS.....	50
4.3. Caracterización del amplificador de potencia.....	52
4.4. Caracterización a dos tonos.....	54
Capítulo 5. Resultados.....	57
5.1. Introducción.....	57
5.2. Balance armónico a un tono.....	57
5.3. Balance armónico a dos tonos.....	60
5.4. Generación de la modulación QAM 16.....	62
Capítulo 6. Conclusión.....	69
6.1. Conclusiones generales.....	69
6.2. Trabajo futuro.....	70
Literatura citada.....	71

Lista de figuras

Figura 1. Desarrollo de los amplificadores de potencia en función de la evolución de los sistemas de comunicaciones.....	5
Figura 2. (a) Esquema de un amplificador clase A. (b) Circuito equivalente en pequeña señal.....	7
Figura 3. Punto de polarización de un amplificador de potencia clase A.....	7
Figura 4. Esquema de un amplificador clase B.....	10
Figura 5. Punto de funcionamiento de un amplificador de clase B.....	10
Figura 6. Punto de funcionamiento de un amplificador de clase AB.....	11
Figura 7. Punto de funcionamiento de un amplificador de clase C.....	12
Figura 8. Punto de compresión a 1 dB para amplificadores.....	15
Figura 9. Distorsión en intermodulación de tercer orden.....	17
Figura 10. Señal banda base.....	20
Figura 11. Banda AM para $K_a m(t) < 1$ para todo t	20
Figura 12. Onda AM para $ K_a m(t) > 1$ para algún instante t	20
Figura 13. Espectro de la señal banda base.....	21
Figura 14. Espectro de la onda AM.....	21
Figura 15. Onda portadora.....	26
Figura 16. Señal moduladora sinusoidal.....	26
Figura 17. Señal de amplitud modulada.....	26
Figura 18. Señal de fase modulada.....	27
Figura 19. Señal de frecuencia modulada.....	27
Figura 20. Configuración para generar una onda FM mediante el uso de un modulador de fase.....	27
Figura 21. Configuración para generar una onda PM mediante el uso de un modulador de frecuencia.....	28
Figura 22. (a) Onda I (en fase o seno) y (b) onda Q (cuadratura o coseno).....	30
Figura 23. Esquema de un modulador de amplitud en cuadratura (QAM).....	31

Figura 24. (a) Espectro de FDM que muestra bandas de guardia. (b) Espectro de OFDM que muestra subportadoras superpuestas.....	37
Figura 25. (a) Representación en tiempo (b) Representación espectral.....	48
Figura 26. Desvanecimiento plano de frecuencia versus desvanecimiento selectivo de frecuencia.....	49
Figura 27. Desvanecimiento selectivo de frecuencia en el sistema OFDM.....	40
Figura 28. Efecto de multitrayectorias con señal cero en el tiempo de guardia; la subportadora dos retrasadas causa ICI en la subportadora 1 y viceversa.....	40
Figura 29. Símbolo OFDM con extensión cíclica.....	41
Figura 30. Diagrama de bloques de un transceptor OFDM.....	42
Figura 31. Simulación de generación de símbolos OFDM.....	45
Figura 32. Respuesta de tiempo de portadores de señal.....	45
Figura 33. Respuesta en frecuencia de portadores de señal.....	45
Figura 34. Forma de pulso $g(t)$	46
Figura 35. Respuesta de tiempo de la señal U	46
Figura 36. Respuesta de frecuencia de la señal U	46
Figura 37. Respuesta de filtro D/A.....	47
Figura 38. Respuesta de tiempo de la señal UOFT.....	47
Figura 39. Respuesta de frecuencia de la señal UOFT.....	47
Figura 40. Respuesta de tiempo de señal $s(t)$	48
Figura 41. Respuesta de frecuencia de señal $s(t)$	48
Figura 42. Distorsión AM/AM.....	53
Figura 43. Distorsión AM/PM.....	53
Figura 44. Punto de intercepción de tercer orden.....	53
Figura 45. Espectro de intermodulación de dos portadoras.....	55
Figura 46. Espectro de intermodulación para una señal típica modulada digitalmente de banda limitada.....	55
Figura 47. Transferencia de potencia de una sola portadora y característica del amplificador de potencia IM3 de dos portadoras.....	56

Figura 48. Esquemático realizando análisis de 1 tono.....	57
Figura 49. Tonos a 2 GHz con sus armónicos.....	58
Figura 50. Curva de ganancia a un tono.....	59
Figura 51. Curva de ganancia con un barrido de frecuencia a un tono.....	59
Figura 52. Curvas de distorsión a un tono (a) AM-AM, (b) AM-PM.....	60
Figura 53. Bloque de análisis del balance armónico.....	61
Figura 54. Productos de intermodulación a dos tonos.....	61
Figura 55. Curva de ganancia con un barrido de frecuencia a dos tonos.....	62
Figura 56. Curvas de distorsión a dos tonos (a) AM-AM, (b) AM-PM.....	62
Figura 57. Esquemático para generar señal QAM-16.....	63
Figura 58. Espectro de la señal QAM-16.....	63
Figura 59. Esquemático alimentado por la señal QAM-16.....	64
Figura 60. Espectro del transistor con un $V_{DS} = 27.5 \text{ V}$ y $V_{GS} = -0.9\text{V}$ (rojo), -2.9V (Azul), -4V (Verde).....	65
Figura 61. Curvas de ganancia con un $V_{DS} = 27.5 \text{ V}$ y $V_{GS} = -0.9 \text{ V}$	65
Figura 62. Curvas de ganancia con un $V_{DS} = 27.5 \text{ V}$ y $V_{GS} = -2.9\text{V}$	66
Figura 63. Curvas de ganancia con un $V_{DS} = 27.5 \text{ V}$ y $V_{GS} = -4\text{V}$	66
Figura 64. Curvas de distorsión con un $V_{DS} = 27.5 \text{ V}$ y $V_{GS} = -0.9\text{V}$ (a) AM-AM, (b) AM-PM.....	67
Figura 65. Curvas de distorsión con un $V_{DS} = 27.5 \text{ V}$ y $V_{GS} = -0.9\text{V}$ (a) AM-AM, (b) AM-PM.....	67
Figura 66. Curvas de distorsión con un $V_{DS} = 27.5 \text{ V}$ y $V_{GS} = -0.9\text{V}$ (a) AM-AM, (b) AM-PM.....	68

Lista de tablas

Tabla 1. Características de los amplificadores de potencia.....	13
Tabla 2. Valores numéricos para los parámetros OFDM para el modo 2k.....	44
Tabla 3. Rendimiento típico 2.3 - 2.7 GHz ($T_c = 25C^\circ$).....	49
Tabla 4. Puntos de polarización.....	64

Capítulo 1. Introducción

En este capítulo se introduce al tema objeto de la tesis, en donde se presentan en primer lugar los antecedentes, sobre el tema, continuando con el planteamiento del problema donde se resalta la importancia de los amplificadores de potencia en los sistemas de comunicaciones inalámbricas. Posteriormente se mencionan los objetivos generales y los objetivos específicos.

1.1. Antecedentes

El sistema que realiza la función de comunicación de un punto a otro punto utilizando como medio el espacio libre, es el transmisor/receptor. El amplificador de potencia es el último bloque del transmisor y es el responsable de que la señal a transmitir pueda llegar a mayor distancia. Por lo tanto, el amplificador de potencia es el bloque que consume la mayor cantidad de energía, siendo así el elemento que se busca hacer más eficiente para optimizar su consumo. Sin embargo, al mejorar la eficiencia de un amplificador de potencia, la linealidad se ve disminuida, así como la potencia. Es por ello que el diseño del amplificador de potencia representa un gran reto y, por lo tanto, se necesita definir los requerimientos que debe satisfacer dicho amplificador de potencia para poder establecer un compromiso entre linealidad, eficiencia y potencia de salida. Para mejorar la linealidad de los amplificadores se utilizan técnicas de linealización en amplificadores altamente eficientes.

Para mejorar la linealidad de los amplificadores que tienen un alto grado de no linealidad, como es el caso de los amplificadores clase E, F y J, se han propuesto diversos esquemas de linealización por ejemplo los pre-distorsionadores (Westesson y Sundstrom, 2001). Esta técnica modifica la señal de entrada del amplificador en función de la característica no-lineal de amplitud (AM-AM) y fase (AM-PM) del transistor que se está utilizando en el amplificador.

Para evaluar el rendimiento de los amplificadores de potencia se utilizan modelos no-lineales del tipo circuito eléctrico equivalente y medida de AM-AM, de AM-PM y de dos tonos. En el Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones del Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada B.C. (CICESE) se han desarrollado métodos para medir las características AM-AM y AM-PM de amplificadores utilizando un solo tono (Sánchez Muñiz, 2005).

1.2. Planteamiento del Problema

Los sistemas de comunicación inalámbrica están evolucionando continuamente para dar mejores servicios a un mayor número de usuarios y proveer altas velocidades de datos dentro de una banda limitada y congestionada de radio-frecuencia. Los amplificadores de potencia son un componente esencial en estos sistemas de comunicación, razón por lo cual se requieren que sean eficientes, lineales y de banda ancha. Desafortunadamente estos amplificadores de potencia se consideran que son no-lineales ya que operan en gran señal.

En este proyecto se plantea analizar la respuesta del amplificador de potencia al ser excitado con señales moduladas. Para ello se utiliza la simulación no lineal y para analizar el circuito y determinar las características de distorsión AM-AM y AM-PM, así como para observar la no linealidad presente en este dispositivo.

Para evaluar el rendimiento de los amplificadores de potencia se utilizan modelos tipo comportamiento y la medida de AM-AM, AM-PM utilizando señales moduladas y de multi-tonos.

En los últimos años se han propuesto modelos basados en el comportamiento de los transistores o amplificadores de potencia (Pengelly y otros, 2012).

Para indicar el grado de linealidad de un amplificador de potencia, o bien para definir el modelo basado en el comportamiento, se han definido algunos parámetros como, por ejemplo:

- 1) Conversión AM-AM,
- 2) Conversión AM-PM,
- 3) Separación de la portadora al producto de intermodulación de tercer orden (C/3IM),
- 4) Relación ruido potencia (NPR),
- 5) Adjacent Channel Power Ratio (ACPR),

6) Error Vector Magnitud (EVM).

Cuando la ganancia de un amplificador o transistor es dependiente de la amplitud de la señal de entrada ocurre el fenómeno de compresión de la ganancia conocido como conversión AM-AM. Por otra parte, cuando existe una variación en la fase de la ganancia de un amplificador o transistor y ésta varía con la amplitud de la señal de entrada se presenta el fenómeno de conversión AM-PM. En el caso de señales no moduladas, la conversión AM-AM y AM-PM se puede medir con un analizador de redes vectorial o utilizando un sistema de medición formado con un Analizador de Señales Vectorial (VSA), un Generador Arbitrario de Señales (AWG) y un Sintetizador de señales que incluye un Modulador I-Q. Con el propósito de efectuar una investigación sobre el modelado del tipo comportamiento de amplificadores de potencia se busca desarrollar un sistema de medida AM-AM y AM-PM utilizando señales moduladas, objetivo principal de este trabajo de tesis.

1.3. Objetivos generales y objetivos específicos

El objetivo de esta tesis es desarrollar mediante la simulación en ADS un sistema de medición de ganancia y fase de amplificadores de potencia utilizando señales moduladas. Para ello se utiliza como herramienta el software ADS para generar las señales moduladas y señales multi-tonos que serán utilizadas en la caracterización de amplificadores de potencia para aplicaciones (5G).

1.3.1. Objetivos específicos

- Aprender a generar señales moduladas utilizando Matlab y un simulador comercial de RF y microondas.
- Generar señales de un tono y obtener la respuesta del dispositivo bajo prueba (DBP) que puede ser el amplificador de potencia o transistor.
- Obtener la respuesta del DBP empleando multitonos a la entrada.
- Obtener la respuesta del DBP utilizando señales moduladas a la entrada.

Capítulo 2. Marco teórico

2.1. Introducción

Un amplificador de potencia es un componente esencial que desempeña un papel clave en el desarrollo de muchos sistemas de comunicación que operan a frecuencias de RF, microondas y de ondas milimétricas. Las aplicaciones de amplificadores de potencia abarcan una amplia gama de áreas, entre las cuales se tienen las telecomunicaciones, el radar, la calefacción y las imágenes médicas por microondas las cuales representan sólo algunos ejemplos (Colantonio, 2009).

Los sistemas de comunicaciones inalámbricas están evolucionando continuamente para ofrecer mejores servicios a un mayor número de usuarios y proveer altas velocidades de datos dentro de una banda limitada y congestionada de radio-frecuencia. Para asegurar la eficiencia espectral, en los sistemas modernos de comunicación de tercera y cuarta generación se utilizan diferentes esquemas de modulación de acceso múltiple como, por ejemplo: CDMA (Code Division Multiple Access), OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) y TDMA (Time Division Multiple Access). Esta eficiencia espectral se logra sacrificando de manera significativa los requerimientos en el rendimiento de los amplificadores de potencia.

La no-linealidad se genera principalmente en los amplificadores de potencia que operan cerca de la saturación con el propósito de alcanzar mayores eficiencias. Operar a los amplificadores de potencia en modo lineal con señales con relación de potencia pico-promedio alta (PAPR, del inglés, peak-to-average power ratio), resultará en una baja eficiencia. En consecuencia, el diseño de amplificadores de potencia frecuentemente se percibe, en la mayoría de los casos, como un compromiso entre linealidad y eficiencia en potencia.

En el estado del arte actual, los sistemas de amplificación de potencia utilizan transmisores con tecnología del tipo Doherty para obtener una alta eficiencia y alta potencia. Para restablecer la linealidad se requiere un pre-distorsionador, como se muestra en la figura 1 (Kim, 2018). La pre-distorsión digital consiste en aplicar una no-linealidad complementaria a la mostrada por el amplificador de potencia. Así la conexión en serie del pre-distorsionador con el amplificador de potencia hace que el amplificador de potencia se comporte como un sistema de amplificación lineal. En este contexto, el modelado del tipo de

comportamiento (*Behavioral Modeling*) es total para predecir en particular la no-linealidad de los amplificadores de potencia y de los transmisores en general.

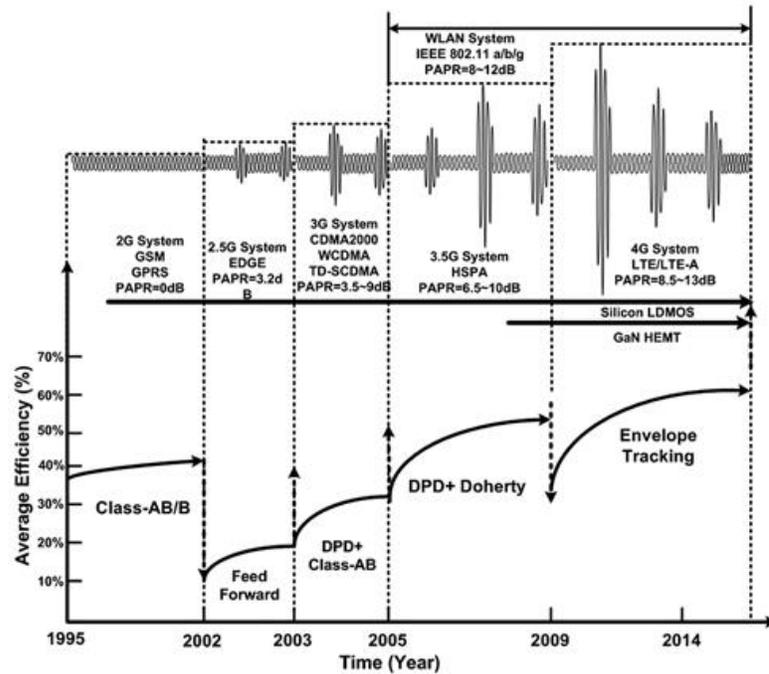


Figura 1. Desarrollo de los amplificadores de potencia en función de la evolución de los sistemas de comunicaciones (Kim, 2018).

El modelado del tipo de comportamiento simplifica el modelado de circuitos de radio frecuencia (RF) a la identificación de la formulación matemática, que relacione la entrada y la salida del dispositivo bajo prueba (DUT) el cual que puede ser considerado como caja negra.

2.2. Amplificador de potencia

El amplificador de potencia es un componente esencial que juega un papel clave en los sistemas de microondas independientemente de su realización física. La tarea de un amplificador de potencia es aumentar el nivel de potencia de la señal en su entrada en una banda de frecuencia dada, hasta un nivel máximo impuesto por el dispositivo activo (transistor de potencia) utilizado. Un amplificador de potencia

es un componente eléctrico diseñado para convertir la potencia de DC aplicada, a una potencia de radiofrecuencia mediante un proceso llamado eficiencia de drenador. A diferencia de los amplificadores de voltaje / corriente, un amplificador de potencia está diseñado para convertir la potencia de DC a potencia de radiofrecuencia y amplificar una señal de entrada.

En el diseño de un amplificador de potencia se trata de cumplir varios requisitos para obtener una alta linealidad con alta eficiencia o el nivel de potencia de salida alta contra la baja distorsión.

2.3. Clasificación de los amplificadores de potencia

Los amplificadores de potencia tradicionales emplean dispositivos activos que se comportan como fuentes de corriente controladas por tensión. Estos se clasifican atendiendo a la fracción del periodo de la señal en que los dispositivos permanecen en el estado de conducción como:

- Clase A $\theta = 360^\circ$ Este tipo de amplificador siempre están conduciendo.
- Clase AB Este tipo de amplificador el ángulo de conducción la señal es mayor a 90 y menor a 180.
- Clase B $\theta = 180^\circ$ Este tipo de amplificador conduce en la mitad del periodo.
- Clase C $\theta < 180^\circ$ Este tipo de amplificador conduce menos del medio periodo.

Es importante menciona que cuanto menor es θ mayor es la eficiencia, pero menor la linealidad.

2.3.1. Clase A

En este tipo de amplificador, el elemento activo está siempre en zona activa. De todos los tipos es el que produce menos distorsión, pero también el que tiene menor rendimiento. En consecuencia, el ángulo de conducción es de 360° y produce una réplica amplificada de voltaje de la señal de entrada.

Su esquema es similar al de un amplificador de pequeña señal. El circuito se muestra en la figura 2.

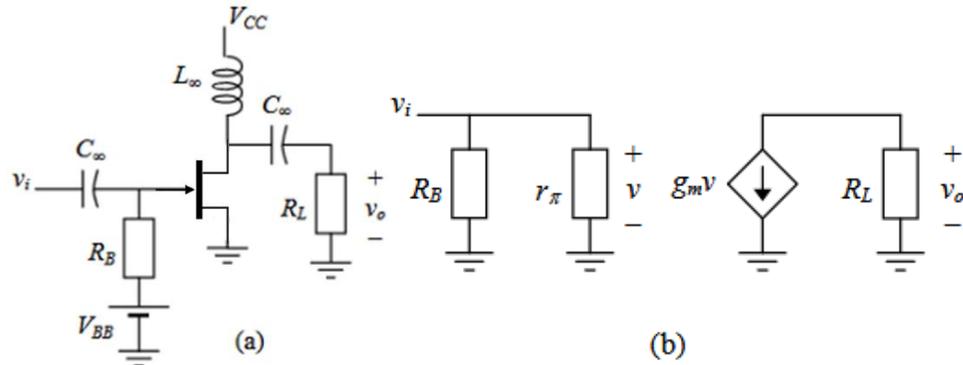


Figura 2. (a) Esquema de un amplificador clase A. (b) Circuito equivalente en pequeña señal.

Generalmente, los amplificadores de clase A usan un transistor conectado en una configuración de fuente común para ambas mitades de la forma de onda y el transistor siempre tiene corriente que fluye a través de él. Esto significa que la etapa de salida, ya sea que utilice un dispositivo Bipolar, MOSFET, o HEMT nunca conduce completamente en sus regiones de corte o saturación, sino que tiene un punto de polarización Q de base en el centro de su línea de carga como se muestra en la figura 3. Entonces el transistor siempre está disipando potencia aun en ausencia de una señal de excitación.

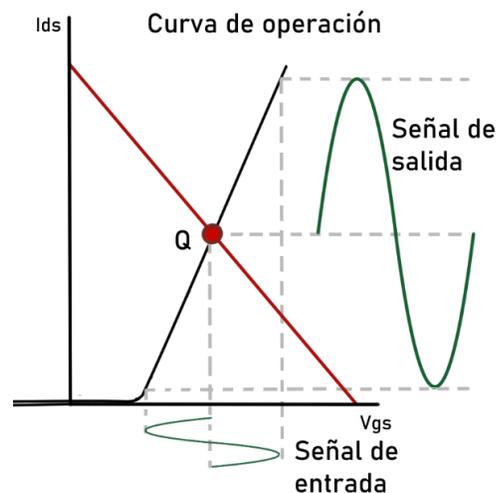


Figura 3. Punto de polarización de un amplificador de potencia clase A.

La ganancia de potencia de un amplificador es igual a la relación de potencias de entrada y salida:

$$G = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} \quad (1)$$

Además, la ganancia de potencia se puede expresar como el producto de la ganancia de tensión y corriente.

$$G = A_v * A_i \quad (2)$$

Los amplificadores de potencia deben trabajar con tensiones y corrientes de gran magnitud; por ello, este tipo de amplificadores se diseñan para que proporcionen buenas ganancias de potencia.

La potencia de corriente alterna C.A. que se desarrolla en la carga R_L , depende de la tensión V_L que aparezca en la misma. Para calcularla se puede aplicar directamente la siguiente expresión:

$$P_{sal} = \frac{V_L^2}{R_L} \quad (3)$$

Para aplicar esta fórmula correctamente se debe operar con valores eficaces de la tensión. En muchos casos interesa trabajar con los valores que mide un osciloscopio; es decir, con los picos máximos de la señal (V_p), o voltaje pico a pico (V_{pp}).

El valor eficaz se define como V_L y se expresa en función del voltaje pico V_p , como:

$$V_L = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (4)$$

Por otro lado, el voltaje pico máximo se define por la ecuación (5) como:

$$V_p = \frac{V_{pp}}{2} \quad (5)$$

Sustituyendo los valores de las ecuaciones (4) y (5) en la (3), se puede comprobar que se obtiene la expresión:

$$P_{sal} = \frac{V_{pp}^2}{8 R_L} \quad (6)$$

En ausencia de señal, el transistor pierde una potencia que debe disipar en forma de calor. Esta potencia es ocasionada por la tensión estática (V_{DSQ}) entre el drenador y la fuente, y por la corriente estática (I_{DSQ}) de drenador fuente, que aparecen en el punto de operación Q del mismo:

$$P_p = V_{DSQ}I_{DSQ} \quad (7)$$

Para poder determinar el rendimiento de un amplificador es necesario conocer la potencia de corriente directa D.C. que cede la fuente de alimentación al mismo. Esta potencia es igual a:

$$P_{Dc} = V_{Dc}I_{Dc} \quad (8)$$

Siendo I_{Dc} el valor total de la corriente de D.C. consumida por el amplificador. La fuente debe proporcionar una corriente I_1 para alimentar el divisor de tensión y una corriente I_2 para el circuito del drenador. De tal forma que:

$$I_{Dc} = I_1 + I_2 \quad (9)$$

$$I_1 = \frac{V_{Dc}}{R_1 + R_2} \quad y \quad I_2 = I_{DSQ} \quad (10)$$

El rendimiento del amplificador se determina según la expresión:

$$\eta\% = \frac{P_{sal(max)}}{P_{cc}} 100 \quad (11)$$

Siendo $P_{sal(max)}$ la potencia máxima en la carga sin distorsión.

2.3.2. Amplificador clase B

En el amplificador clase B los elementos activos están en la zona activa durante la mitad del tiempo en cada ciclo de la señal. Es posible utilizar el mismo esquema de la clase A que se muestra en la figura 2, pero ahora con $V_{BB} \approx 0.7$, de forma que solo conduce cuando $v_i > 0$. En este caso es imprescindible poner en paralelo con R_L un circuito LC sintonizado que elimina todos los armónicos y deja pasar a la carga únicamente la componente fundamental como se muestra en la figura 4.

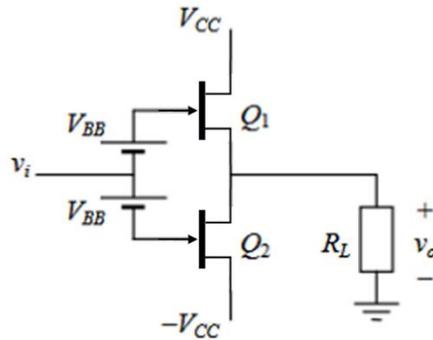


Figura 4. Esquema de un amplificador clase B.

En un amplificador clase B el punto de funcionamiento del transistor se sitúa en el corte de la recta de carga, tal como se muestra en la figura 5.

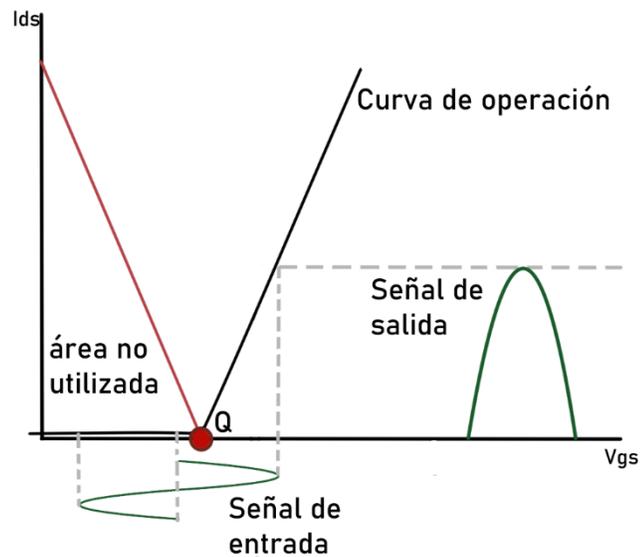


Figura 5. Punto de funcionamiento de un amplificador de clase B.

Para conseguir este punto de operación, la corriente de drenador - fuente debe ser nula y esto se alcanza ocluyendo al transistor con una polarización inversa igual al voltaje de oclusión. En consecuencia, el transistor no comenzara a conducir sino hasta que la señal de entrada proporcione la polarización adecuada. Con esta forma de trabajo se consigue eliminar el consumo constante de potencia suministrado por la fuente de alimentación, por lo que la eficiencia es mayor que la de la clase A. Sin embargo, se

presenta un inconveniente: la tensión que aparece en la salida es únicamente la correspondiente a los semiciclos positivos de la señal de entrada y, en consecuencia, la distorsión que se produce es muy grande.

2.3.3. Amplificador de potencia clase AB

En la figura 6 se puede apreciar como el punto de trabajo de un amplificador de clase AB se encuentra entre el de corte y el centro de la recta de carga.

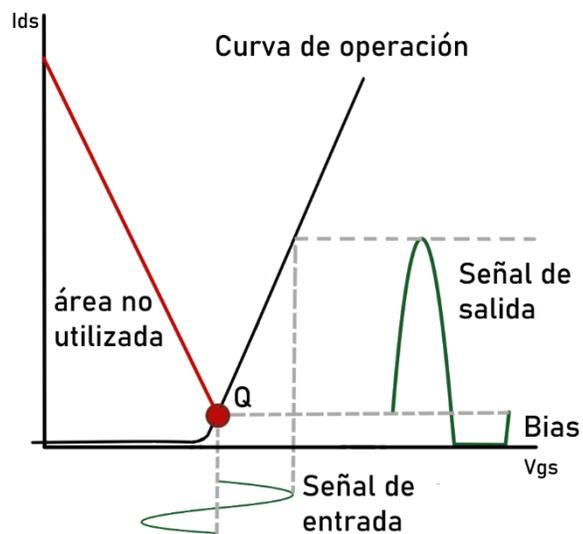


Figura 6. Punto de funcionamiento de un amplificador de clase AB.

Con este amplificador se consigue un punto de funcionamiento muy próximo al corte. Así, se consigue que el punto de trabajo de este amplificador este situado entre el A y el B.

El rendimiento de este tipo de amplificadores es algo más pequeño que el de clase A y algo más grande que el de clase B.

2.3.4. Amplificador de potencia clase C

El diseño del amplificador de clase C es el más eficiente, pero presenta la linealidad más pobre de las clases de amplificadores mencionados aquí. Las clases anteriores, A, B y AB se consideran amplificadores lineales, ya que la amplitud y fase de las señales de salida están relacionadas linealmente con la amplitud y fase de las señales de entrada.

Sin embargo, el amplificador de clase C está fuertemente polarizado, de modo que la corriente de salida es cero durante más de la mitad de un ciclo de señal sinusoidal de entrada con el transistor inactivo en su punto de corte. En otras palabras, el ángulo de conducción del transistor es significativamente menor de 180 grados y generalmente está alrededor del área de 90 grados. Esto se puede apreciar en la figura 7.

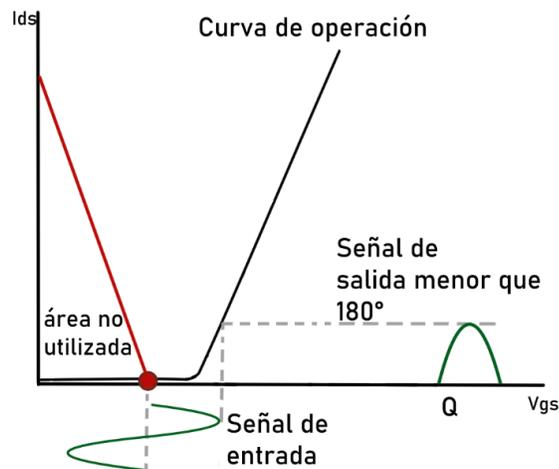


Figura 7. Punto de funcionamiento de un amplificador de clase C.

Si bien esta forma de polarización de transistores proporciona una eficiencia muy mejorada de alrededor del 80% al amplificador, introduce una distorsión muy fuerte de la señal de salida.

En la tabla 1 se muestra un cuadro el cual se resumen las características de los amplificadores de potencia.

Tabla 1. Características de los amplificadores de potencia.

	Clase A	Clase B	Clase AB	Clase C
Distorsión	Muy pequeña.	Elevada.	Pequeña.	Elevada.
Rendimiento	Hasta el 50%.	Hasta el 78.5%.	Entre las clases A y B.	Hasta el 80%.
Aplicaciones	Amplificadores de pequeña señal.	No se utilizan en equipos de audio por su gran distorsión. Amplificadores de gran potencia.	Etapas finales de potencia en equipos de audio.	No son adecuados para su uso como amplificadores de audio.

2.4. Parámetros de los amplificadores de potencia

Como se ha mencionado, el amplificador de potencia es una parte clave en los sistemas de comunicación ya que se emplea en la etapa de salida de un transmisor inalámbrico, en donde tiene la función de proporcionar ganancia en tensión o ganancia en corriente, entre otras.

2.4.1. Eficiencia

La eficiencia es un parámetro fundamental en un amplificador de potencia. La eficiencia en drenador, también conocida como eficiencia de conversión DC-RF, representa en qué medida la potencia de DC se convierte en potencia de salida de RF, la cual se define por la siguiente expresión.

$$\eta = \frac{P_{RFout}}{P_{DCin}} * 100 \quad (12)$$

Otro parámetro del amplificador es la eficiencia de potencia agregada PAE (power added efficiency) que se puede expresar con la ecuación 13. En esta ecuación G es la ganancia en gran señal, la cual se puede expresar de la siguiente forma:

$$\eta(\%) = \frac{1}{1 + \left(\frac{P_{diss}}{P_{out}}\right) - \left(\frac{1}{G}\right)} * 100 \quad (13)$$

La máxima eficiencia es posible cuando no se tiene potencia disipada, es decir, $P_{diss} = 0$. La máxima eficiencia de la ecuación 13 es igual a:

$$\eta(\%) = \frac{1}{1 - \left(\frac{1}{G}\right)} * 100 \quad (14)$$

Cuando la potencia de entrada en RF se incluye en el cálculo de la eficiencia, entonces a la eficiencia se le llama eficiencia de potencia agregada (power-added efficiency), η_{PAE} , donde la ecuación tiene la siguiente forma:

$$\eta(\%) = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} * 100 \quad (15)$$

2.4.2. Ganancia

La potencia de salida en un amplificador de potencia representa la potencia suministrada a la carga externa, a una frecuencia específica o dentro de una banda de frecuencia, mientras que la potencia de entrada es la potencia disponible a la entrada en la misma frecuencia. La ganancia de potencia G del amplificador de potencia se define como la relación entre la potencia de salida y entrada:

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (16)$$

La cual puede definirse en términos de decibeles como:

$$G(dB) = 10 \log \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) [dB] \quad (17)$$

Debido a la amplia dinámica de las señales que intervienen en un amplificador de potencia, las cantidades de energía son expresadas normalmente en unidades logarítmicas. En particular suponiendo como referencia 1 mW, los niveles de potencia se expresan en decibeles referidas a 1 mW, es decir en dBm, como se indica continuación:

$$P_{dBm} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1mW} \right) = 10 \log_{10}(P_{mW}) \quad (18)$$

2.4.3. Punto de compresión de 1 dB

Los amplificadores están preparados para trabajar en un régimen de funcionamiento lineal, el cual se caracteriza por un aumento de la potencia de salida proporcional al incremento de la potencia de entrada. La diferencia en dB entre ambos niveles de potencia constituye la ganancia del amplificador. Sin embargo, conforme aumenta la potencia de señal a la entrada, llega un momento en el que el amplificador comienza a saturarse y la potencia a la salida ya no aumenta proporcionalmente (comportamiento no lineal). Se dice entonces que el amplificador ha entrado en compresión.

El punto de compresión de 1dB de un amplificador es el punto donde la ganancia del amplificador está 1 dB por debajo de su ganancia lineal ideal, como se muestra en la figura 8.

La ganancia en el punto de compresión de 1 dB se puede encontrar en:

$$P_{1dB,out} - P_{1dB,in} = G_{1dB} = G_0 - 1 \quad (19)$$

Donde G_0 es la ganancia lineal o de pequeña señal del amplificador a la frecuencia fundamental.

El punto de compresión de 1 dB también se puede expresar mediante la relación de la potencia de entrada contra la potencia de salida, como se puede apreciar en la figura 8.

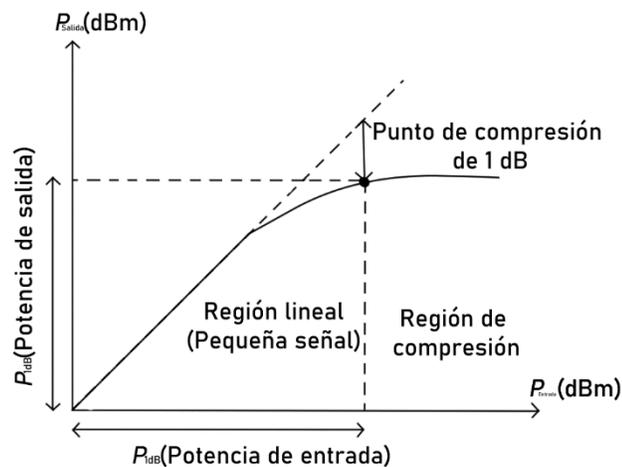


Figura 8. Punto de compresión a 1 dB para amplificadores.

2.5. Armónicos

Dado que puede ser deseable operar un amplificador de potencia con no linealidades significativas (de modo que la potencia de salida y la eficiencia se puedan maximizar), es importante cuantificar el efecto de las no linealidades en la señal de salida. Un método muy común de caracterizar la no linealidad de un amplificador es medir la distorsión armónica. Para comprender como las no linealidades afectan a la salida de un amplificador, primero se considera la función de transferencia general de un amplificador como se muestra en la ecuación 20.

$$V_{out} = \sum_{n=0}^{\infty} a_n (V_{in})^n \quad (20)$$

Cuando la entrada es una sola frecuencia o un tono ω_0 , la salida consistirá generalmente de armónicos de la frecuencia de entrada en la forma de $n\omega_0$, para $n = 0, 1, 2, \dots$. Usualmente estos armónicos se encuentran fuera de la banda de frecuencia de operación del amplificador, y entonces no interfiere con la señal deseada a la frecuencia ω_0 . La situación es diferente, cuando la señal de entrada consiste de dos frecuencias cercanas (análisis a dos tonos).

Considerando un voltaje de entrada a dos tonos, donde los dos tonos se encuentran cercanos en frecuencia, ω_1 y ω_2 se tiene:

$$v_{in} = A_0 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \quad (21)$$

Si la entrada al amplificador es de dos tonos, entonces la salida será de la forma:

$$V_{out} = a_0 + a_1 V_0 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + a_2 V_0^2 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^2 + a_3 V_0^3 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^3 + \dots \quad (22)$$

Se puede apreciar que la salida del espectro consiste de armónicos de la forma:

$$n\omega_1 + n\omega_2 \quad (23)$$

Con $m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ Estas combinaciones de las dos frecuencias de entrada son conocidas como productos de intermodulación. Del resultado anterior en (23) se obtienen los siguientes cuatro productos de intermodulación del segundo orden:

$2\omega_1$	(segundo armónico de w_1)	$m = 2 \quad n = 0$	$orden = 2$
$2\omega_2$	(segundo armónico de w_2)	$m = 0 \quad n = 2$	$orden = 2$
$\omega_1 - \omega_2$	(frecuencia de diferencia)	$m = 1 \quad n = -1$	$orden = 2$
$\omega_1 + \omega_2$	(frecuencia de suma)	$m = 2 \quad n = 0$	$orden = 2$

Todos estos productos de segundo orden no se desean en un amplificador.

La figura 9 presenta un espectro típico de tercer orden para productos de intermodulación de dos tonos, en donde el resultado de los productos de intermodulación causará una distorsión en la señal de salida. El producto de intermodulación de tercer orden es el más severo porque usualmente se manifiesta próximo a la frecuencia deseada y no puede ser filtrado en su totalidad (Pozar, 2000).

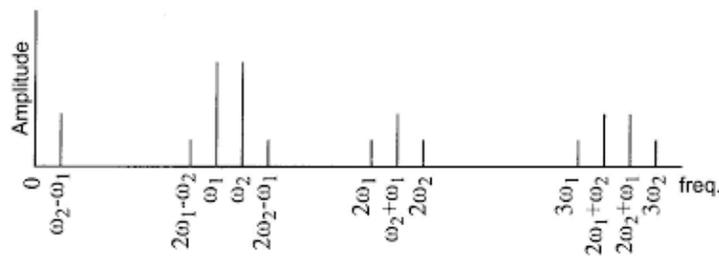


Figura 9. Distorsión en intermodulación de tercer orden.

Capítulo 3. Señales moduladas

3.1. Introducción

El proceso de modulación puede definirse de varias formas:

- 1) Traslado del espectro de una señal en banda base a una señal en banda de paso.
- 2) Variación de los parámetros (amplitud, frecuencia o fase) de una señal designada como portadora, de acuerdo a las variaciones de una señal de información o moduladora.

El término banda base se emplea para designar la banda de frecuencias que ocupa la señal de entrada procedente de una fuente, o de un transductor cuya salida es una señal eléctrica.

Las señales en banda base, son generalmente de baja frecuencia, lo que hace prácticamente imposible su transmisión por radio, ya que las dimensiones de las antenas serían imprácticas. Por ello es necesario modular la señal primero, con el fin de posibilitar la transmisión de varias señales con la misma banda base desplazándolas en frecuencia, de modo que no se interfieran entre sí. Por otra parte, en el caso de canales de radiofrecuencia (RF), permitir el empleo de antenas con dimensiones razonables físicamente.

Para llevar a cabo la modulación es necesaria una señal senoidal de frecuencia ω , superior a la de la señal de información, designada como portadora que, cuando se mezcla con una señal de información en banda base producirá una señal de amplitud, frecuencia o fase variables.

3.2. Modulación en amplitud

Considerando una onda portadora sinusoidal $c(t)$ definida por

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) \quad (24)$$

donde A_c es la amplitud de la portadora y f_c es la frecuencia de la portadora. Para simplificar la exposición sin afectar los resultados obtenidos y las conclusiones alcanzadas, se supone que la fase de la onda

portadora es cero en la ecuación 24. Definiendo con $m(t)$ a la señal en banda base que transporta la especificación del mensaje, la fuente de la onda portadora $c(t)$ es físicamente independiente de la fuente responsable de la generación de $m(t)$. La modulación de amplitud (AM) está definida como un proceso en el cual la amplitud de la portadora $c(t)$ se varía linealmente con respecto a un valor medio, con la señal en banda base $m(t)$ (Haykin, 2001). Una onda de amplitud modulada (AM) puede por consiguiente ser descrita, en su forma más general, como una función del tiempo:

$$s(t) = A_c[1 + k_a m(t)] \cos(2\pi f_c t) \quad (25)$$

donde k_a es una constante llamada sensibilidad de amplitud de la moduladora responsable de la generación de la señal modulada $s(t)$. Típicamente, la amplitud de la portadora A_c y la señal-mensaje $m(t)$ están medidas en Volts, en cuyo caso la sensibilidad de amplitud k_a está medida en Volt^{-1} .

La figura 10 muestra una señal en banda base $m(t)$, y las figuras 11 y 12 muestran las correspondientes a las ondas de AM $s(t)$ para dos valores de sensibilidad de amplitud k_a y una portadora de amplitud $A = 1$ Volt. Se puede observar que la envolvente de $s(t)$ tiene esencialmente la misma forma que la señal en banda base $m(t)$ a condición de que se satisfagan dos requerimientos:

1. La amplitud de $k_a m(t)$ es siempre menor que la unidad, esto es,

$$|k_a m(t)| < 1 \quad \forall t \quad (26)$$

Esta condición se ilustra en la Fig. 11; donde se asegura que la función $1 + k_a m(t)$ sea siempre positiva, y puesto que una envolvente es una función positiva, se puede expresar la envolvente de la onda AM $s(t)$ de la ecuación 25 como $A_c[1 + k_a m(t)]$. Cuando la sensibilidad de amplitud k_a de la moduladora es lo suficientemente grande para hacer

$$|k_a m(t)| > 1 \quad (27)$$

En algún instante t , la onda portadora se vuelve sobre modulada, resultando en inversiones de fase cuando el factor $1 + k_a m(t)$ cruza cero. La onda modulada exhibe entonces una distorsión de envolvente, como se puede expresar en la Fig. 12. Es por lo tanto evidente que evitando la sobre modulación, se mantiene una relación uno a uno entre la envolvente de la onda AM y la onda moduladora para todos los

instantes de tiempo, una característica útil, como veremos más adelante. El valor absoluto máximo de $k_a m(t)$ multiplicado por 100 se conoce como el porcentaje de modulación.

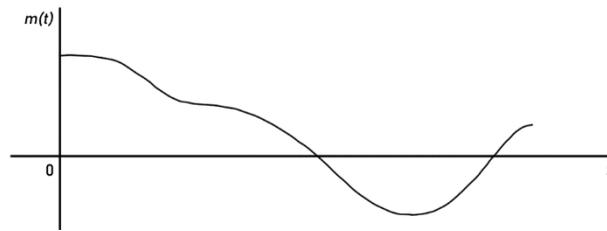


Figura 10. Señal en banda base.

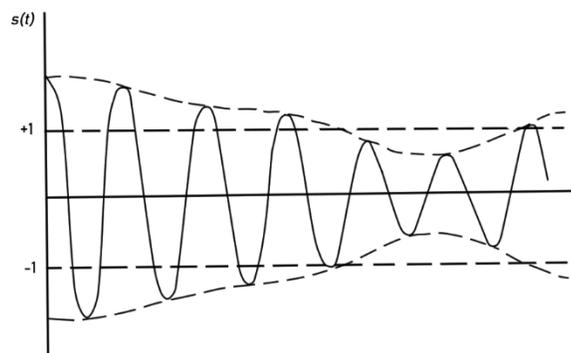


Figura 11. Banda AM para $K_a m(t) < 1$ para todo t .

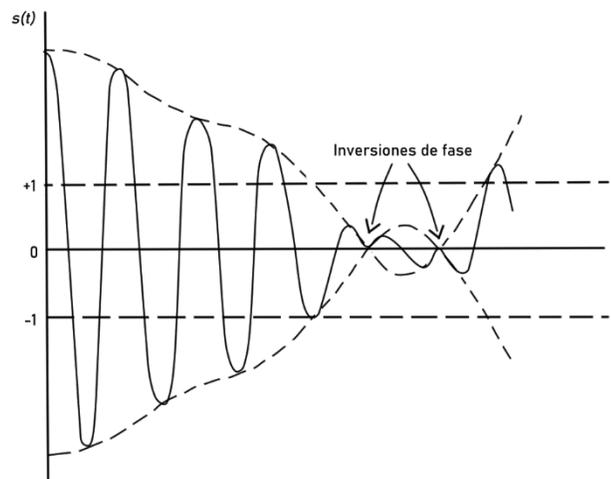


Figura 12. Onda AM para $|K_a m(t)| > 1$ para algún instante t .

2. La frecuencia de la portadora f_c es mucho mayor que la frecuencia, ω , más alta de las que componen la señal-mensaje $m(t)$, esto es

$$2\pi f_c \gg \omega \quad (28)$$

Llamando a ω frecuencia angular. Si la condición de la ecuación 28 no se satisface, no puede visualizarse (y por lo tanto detectarse) una envolvente en forma satisfactoria. De la ecuación 25, se ha encontrado que la transformada de Fourier de la onda AM $s(t)$ está dada por

$$S(f) = \frac{A_c}{2} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + \frac{k_a A_c}{2} [M(f - f_c) + M(f + f_c)] \quad (29)$$

Suponiendo que la señal en banda base $m(t)$ está limitada en banda dentro del intervalo $-\omega \leq 2\pi f \leq \omega$, como se muestra en la figura 13. La forma del espectro mostrado en esta figura tiene el único propósito de la ilustración. Se ha encontrado de la ecuación 29 que el espectro $S(f)$ de la onda AM es similar al mostrado en la Fig. 14 para el caso en que $2\pi f_c > \omega$.

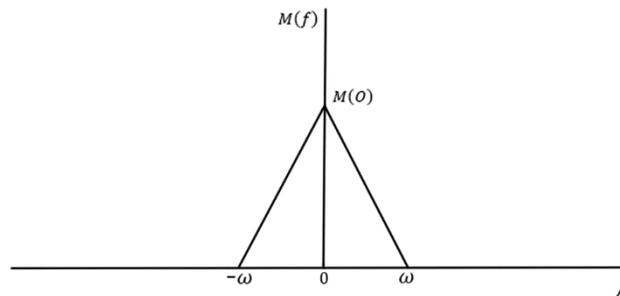


Figura 13. Espectro de la señal en banda base.

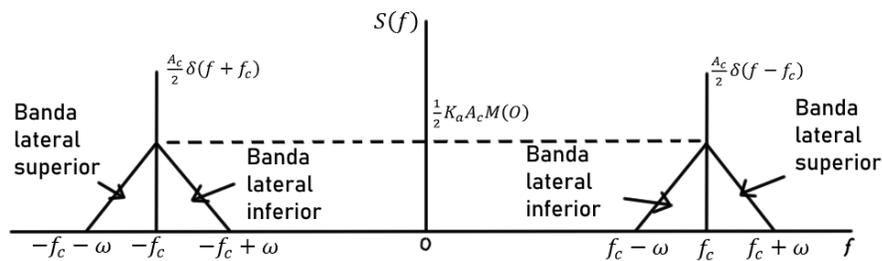


Figura 14. Espectro de la onda AM.

Este espectro consiste de dos impulsos multiplicados por el factor $\frac{A_c}{2}$ y ubicados en $\pm f_c$, y dos versiones del espectro de la señal en banda base trasladadas en frecuencia por $\pm f_c$ y escaladas por $k_a \frac{A_c}{2}$. A partir del espectro de la Fig. 14, se puede notar lo siguiente:

- Como resultado del proceso de modulación, el espectro de la señal-mensaje $m(t)$ para frecuencias negativas extendiéndose desde $-\omega$ hasta 0 se vuelve completamente visible para

frecuencias positivas, a condición de que la frecuencia de la portadora satisfaga la condición $2\pi f_c \gg \omega$; aquí yace la importancia de la idea de frecuencias “negativas”.

- Para frecuencias positivas, la porción del espectro de una onda AM que yace por encima de la frecuencia de la portadora $2\pi f_c$ se denomina banda lateral superior, mientras que la porción simétrica por debajo de $2\pi f_c$ se denomina banda lateral inferior. Para frecuencias negativas, la banda lateral superior se representa por la porción del espectro debajo de $-2\pi f_c$ y la banda lateral inferior se representa por la porción por encima de $-2\pi f_c$. La condición $2\pi f_c > \omega$ asegura que las bandas laterales no se superpongan.
- Para frecuencias positivas, la componente de frecuencia más alta de la onda de AM es igual a $2\pi f_c + \omega$, y la componente de frecuencia más baja es igual a $2\pi f_c - \omega$. La diferencia entre estas dos frecuencias define el ancho de banda de la transmisión B_T para una onda AM, el cual es exactamente dos veces el ancho de banda del mensaje ω , esto es

$$B_T = 2\omega \quad (30)$$

3.3. Limitaciones y modificaciones de la modulación de amplitud

La modulación de amplitud es el método más antiguo para implementar la modulación. Su mayor virtud es la facilidad con la que se genera y se revierte. La modulación se logra en forma bastante sencilla en el transmisor utilizando un modulador de conmutación o un modulador de ley cuadrática. Por otro lado, la demodulación se logra con la misma sencillez en el receptor utilizando un detector de envolvente o un detector de ley cuadrática. El resultado final es que un sistema de modulación de amplitud es relativamente barato de construir, razón por la que las emisiones de radio AM han sido tan populares por tanto tiempo y es bastante probable que se mantengan también en el futuro.

Partiendo de la forma estándar de modulación de amplitud, podemos distinguir tres formas modificadas:

Modulación de doble banda lateral-portadora suprimida (Double Sideband-Suppressed Carrier), en la cual la onda transmitida consiste de únicamente las bandas laterales superior e inferior. Se ahorra

potencia transmitida mediante la eliminación de la onda portadora, pero el requerimiento de ancho de banda del canal es el mismo que antes (el doble del ancho de banda del mensaje).

Modulación de banda lateral residual (VSB: Vestigial Sideband Modulation), en la cual una banda lateral se hace pasar casi completamente y únicamente una pequeña parte (residuo) de la otra banda lateral es retenida. El ancho de banda de canal requerido es por lo tanto superior al ancho de banda del mensaje en una cantidad igual al ancho de la banda lateral residual. Esta forma de modulación es conveniente para la transmisión de señales de banda ancha tales como señales de TV que contienen componentes importantes a frecuencias extremadamente bajas. En emisiones comerciales de televisión, una portadora considerable es transmitida conjuntamente con la onda modulada, lo que hace posible demodular la señal modulada entrante mediante un detector de envolvente en el receptor y simplificar de esta forma el diseño del receptor.

Modulación de banda lateral simple (Single Sideband modulation). En este tipo de modulación, la onda modulada consiste únicamente en la banda lateral superior o en la banda lateral inferior. La función esencial de la SSB es por lo tanto trasladar el espectro de la señal moduladora (con o sin inversión) a una nueva ubicación en el dominio frecuencial. La modulación de banda lateral simple es particularmente conveniente para la transmisión de señales de voz en virtud del hueco energético que existe en el espectro de señales de voz entre cero y unos cuantos cientos de Hz. Es una forma óptima de modulación en la que se requiere el mínimo de potencia transmitida y el mínimo de ancho de banda del canal; su principal desventaja es su elevado costo y complejidad.

3.4. Modulación de fase

Hay otra forma de modular una onda portadora sinusoidal, a saber, la modulación de fase o ángulo, en la cual el ángulo de la onda portadora varía de acuerdo con la señal en banda base. En este método de modulación, la amplitud de la onda portadora se mantiene constante. Una característica importante de la modulación de ángulo es que puede proveer mejor discriminación contra el ruido y las interferencias que el método de modulación de amplitud. La modulación de fase nos provee de un medio práctico de

intercambiar ancho de banda del canal por un mejor desenvolvimiento frente al ruido. Tal compromiso no es posible para la modulación de amplitud.

3.4.1. Definición

Definiendo como $\theta_i(t)$ al ángulo de una portadora sinusoidal modulada, asumiendo que sea una función de la señal mensaje. Se expresa la onda modulada en ángulo resultante como

$$s(t) = A_c \cos[\theta_i(t)] \quad (31)$$

donde A_c es la amplitud de la portadora. Una oscilación completa ocurre cada vez que $\theta_i(t)$ cambia 2π radianes. Si $\theta_i(t)$ se incrementa monótonamente con el tiempo, la frecuencia promedio en Hz, sobre un intervalo que va de t a $t + \Delta t$, está dada por

$$f_{\Delta t} = \frac{\theta_i(t+\Delta t) - \theta_i(t)}{2\pi\Delta t} \quad (32)$$

Se puede de esta manera definir la frecuencia instantánea de la señal modulada en ángulo $s(t)$ como sigue:

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_i(t)}{dt} \quad (33)$$

De esta manera, de acuerdo a la ecuación 31, es posible interpretar a la señal modulada en ángulo $s(t)$ como un fasor rotante de módulo A_c y ángulo $\theta_i(t)$. La velocidad angular de dicho fasor es $\frac{d\theta_i(t)}{dt}$ medida en radianes/segundo, de acuerdo con la ecuación 33. En el caso simple de una portadora no modulada, el ángulo $\theta_i(t)$ es

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \phi_c \quad (34)$$

y el fasor correspondiente rota con una velocidad angular constante igual a $2\pi f_c$. La constante ϕ_c es el valor de $\theta_i(t)$ en $t = 0$. Existe un número infinito de maneras en la cual el ángulo $\theta_i(t)$ puede ser variado en alguna forma con la señal mensaje (señal en banda base). Sin embargo, se considera sólo dos métodos

comúnmente utilizados: la modulación de fase y la modulación de frecuencia, como se definen en seguida:

- Modulación de fase (Phase Modulation, PM) es aquella forma de modulación de ángulo en la cual el ángulo $\theta_i(t)$ es varia linealmente con la señal mensaje $m(t)$, de la siguiente manera

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + k_p m(t) \quad (35)$$

El término $2\pi f_c t$ representa el ángulo de la portadora no modulada; y la constante k_p representa la sensibilidad de fase del modulador, expresada en radianes/Volt con la suposición de que $m(t)$ es una forma de onda de voltaje. Por conveniencia, se supone en la ecuación 34 que el ángulo de la portadora no modulada es cero en $t = 0$. La señal modulada en fase $s(t)$ es de esta manera descrita en el dominio temporal por:

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_p m(t)] \quad (36)$$

- Modulación de frecuencia (Frequency Modulation, FM) es aquella forma de modulación en la cual la frecuencia instantánea $f_i(t)$ es varia linealmente con la señal mensaje $m(t)$ de la siguiente manera:

$$f_i(t) = f_c k_f m(t) \quad (37)$$

El término f_c representa la frecuencia de la portadora no modulada, y la constante k_f representa la sensibilidad de frecuencia del modulador, expresada en Hz por Volt con la suposición de que $m(t)$ es una forma de onda de voltaje. Integrando la ecuación 36 con respecto al tiempo y multiplicando el resultado por 2π , se obtiene

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \quad (38)$$

donde, por conveniencia se supone que el ángulo de la onda portadora no modulada es cero en $t = 0$. La señal de frecuencia modulada es por lo tanto descrita en el dominio temporal por:

$$s(t) = A_c \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \right] \quad (39)$$

Una consecuencia de permitir que el ángulo $\theta_i(t)$ se convierta en dependiente de la señal mensaje $m(t)$ como en la ecuación 35 o de su integral como en la ecuación 38 es que los “cruces por cero” de una señal PM o una señal FM no tienen más una regularidad perfecta en su espaciado. Esta es una característica importante que distingue tanto a las señales PM como FM de una señal AM. Otra diferencia importante es que la envolvente de una señal PM o FM es constante (igual a la amplitud de la portadora), mientras que la envolvente de una señal AM es dependiente de la señal mensaje. Las figuras 15 y 16 se refieren a las ondas portadora sinusoidal y moduladora, respectivamente. Las figuras 17, 18, y 19 muestran las correspondiente señales AM, PM y FM, respectivamente.

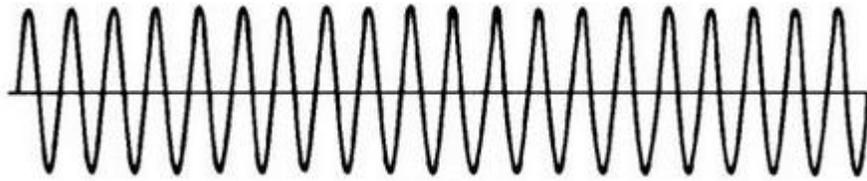


Figura 15. Onda portadora.

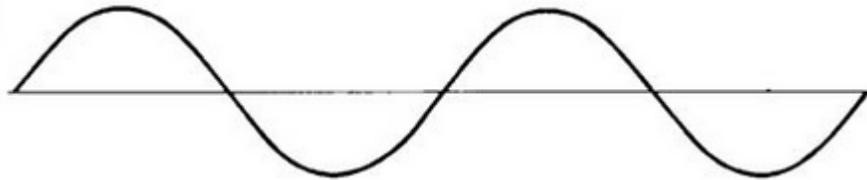


Figura 16. Señal moduladora sinusoidal.

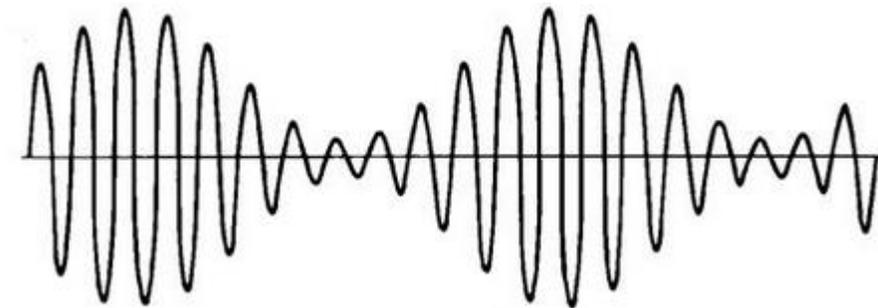


Figura 17. Señal de amplitud modulada.

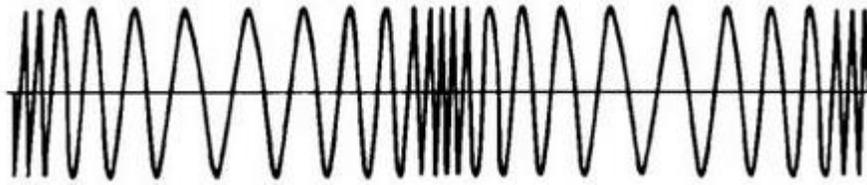


Figura 18. Señal de fase modulada.

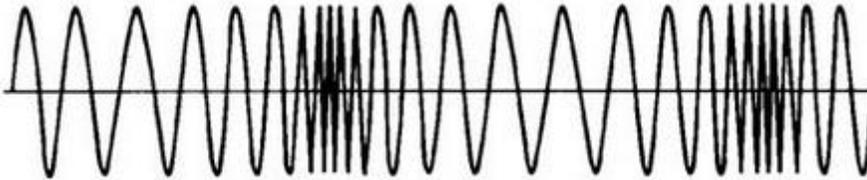


Figura 19. Señal de frecuencia modulada.

Estas formas de onda indican que puede hacerse una distinción entre las ondas PM y FM sólo cuando se comparan con la señal moduladora original, la cual muestra que existe una relación cercana entre las señales PM y FM. Resulta importante la comparación de la ecuación 35 con la ecuación 38 lo que revela que una señal FM puede ser considerada como una señal PM en la cual la onda moduladora es $\int_0^t m(t)dt$ en lugar de $m(t)$. Esto significa que una señal FM puede ser generada integrando en primer lugar $m(t)$ y luego utilizando el resultado como la entrada de un modulador de fase, como en la Fig. 20. A la inversa, una señal PM puede ser generada diferenciando en primer término $m(t)$ y luego utilizar el resultado como entrada de un modulador de frecuencia, como en la Fig. 21. De esta manera es posible deducir todas las propiedades de las señales PM a partir de las de señales FM y viceversa. En lo sucesivo, se concentra la atención en señales FM.

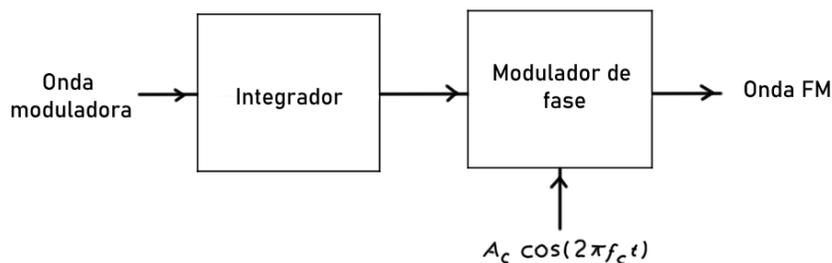


Figura 20. Configuración para generar una onda FM empleando el uso de un modulador de fase.

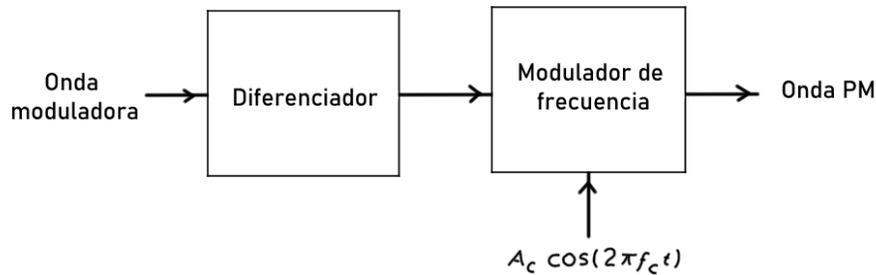


Figura 21. Configuración para generar una onda PM utilizando el uso de un modulador de frecuencia.

3.5. Modulación en frecuencia

La señal FM $s(t)$ definida por la ecuación 39 es una función no lineal de la señal moduladora $m(t)$, lo que hace de la modulación de frecuencia un proceso de modulación no lineal (Haykin, 2001). Consecuentemente, a diferencia de la modulación de amplitud, el espectro de una señal FM no está relacionado de manera simple al de la señal moduladora, sino por el contrario, su análisis es mucho más difícil que el de una señal AM.

Considerando entonces una señal moduladora sinusoidal definida por

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t) \quad (40)$$

La frecuencia instantánea de la señal FM resultante es igual a

$$f_i(t) = f_c + \Delta f \cos(2\pi f_m t) \quad (41)$$

donde

$$\Delta f = k_f A_m \quad (42)$$

A la cantidad Δf se le llama desviación de frecuencia, y representa la máxima diferencia de la frecuencia instantánea de la señal FM respecto de la frecuencia de la portadora f_c . Una característica fundamental de una señal FM es que la desviación de frecuencia Δf es proporcional a la amplitud de la señal

moduladora y es independiente de la frecuencia moduladora. Utilizando la ecuación 41, el ángulo $\theta_i(t)$ de la señal FM se obtiene como

$$\theta_i(t) = 2\pi \int_0^t f_i(t) dt = 2\pi f_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin(2\pi f_m t) \quad (43)$$

La relación de la desviación de frecuencia Δf y la frecuencia de modulación f_m es llamada comúnmente índice de modulación de la señal FM. Se define como β , y de esta manera resulta

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (44)$$

Y

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t) \quad (45)$$

De la ecuación 45 se puede observar que, en un sentido físico, el parámetro β representa la desviación de fase de la señal FM, esto es, la máxima separación del ángulo $\theta_i(t)$ respecto del ángulo $2\pi f_c t$ de la portadora no modulada; de aquí, β se mide en radianes. La señal FM propiamente dicha está dada por

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)] \quad (46)$$

Dependiendo del valor del índice de modulación β , se pueden distinguir dos casos de modulación de frecuencia:

- FM de banda estrecha, para la cual β es pequeño comparado con un radián.
- FM de banda ancha, para la cual β es grande comparado con un radián.

3.6. Modulación QAM

La modulación de Amplitud en Cuadratura (QAM acrónimo del inglés *Quadrature Amplitude Modulation*) es una modulación digital en la que el mensaje está contenido tanto en la amplitud como en la fase de la señal transmitida. Se basa en la transmisión de dos mensajes independientes por un único camino. Esto

se consigue modulando una misma portadora, desfasada 90° entre uno y otro mensaje. Con ello se supone la formación de dos canales ortogonales en el mismo ancho de banda, con lo cual se mejora en eficiencia de ancho de banda que se consigue con esta modulación.

3.6.1. Introducción

QAM se basa en la aplicación de Modulación por desplazamiento de amplitud (ASK acrónimo del inglés *Amplitude-Shift Keying*) y Modulación por desplazamiento de fase (PSK acrónimo del inglés *Phase-Shift Keying*) a dos ondas sinusoidales de la misma frecuencia, pero con una diferencia de fase de 90° . Es habitual referirse a una de estas ondas como la onda "I", u onda o componente en fase, y la otra como la onda "Q", u onda o componente de cuadratura.

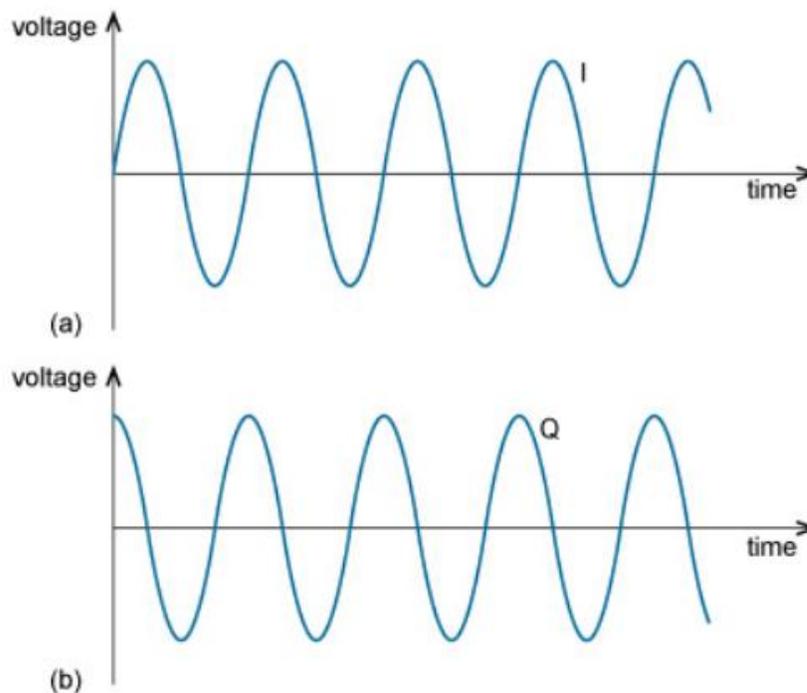


Figura 22. (a) Onda I (en fase o seno) y (b) onda Q (cuadratura o coseno).

Estas funciones entre si se dice que son ortogonales. Si dos señales son ortogonales, cuando se transmiten simultáneamente, una se puede recuperar por completo en el receptor sin ninguna interferencia de la otra.

Las modulaciones QAM abarcan un conjunto muy amplio de diferentes tipos de modulaciones. Un modulador digital QAM está formado por un modulador digital en banda base, cuya entrada es una secuencia de bits y tiene dos señales de salida consistentes en dos modulaciones de pulsos de tipo Modulación por amplitud de pulsos (PAM acrónimo del inglés Pulse- Amplitude Modulation). Las dos modulaciones PAM a su vez corresponden a las componentes en fase y en cuadratura de un modulador I/Q (Carlson, 2001). El proceso se describe con la siguiente figura

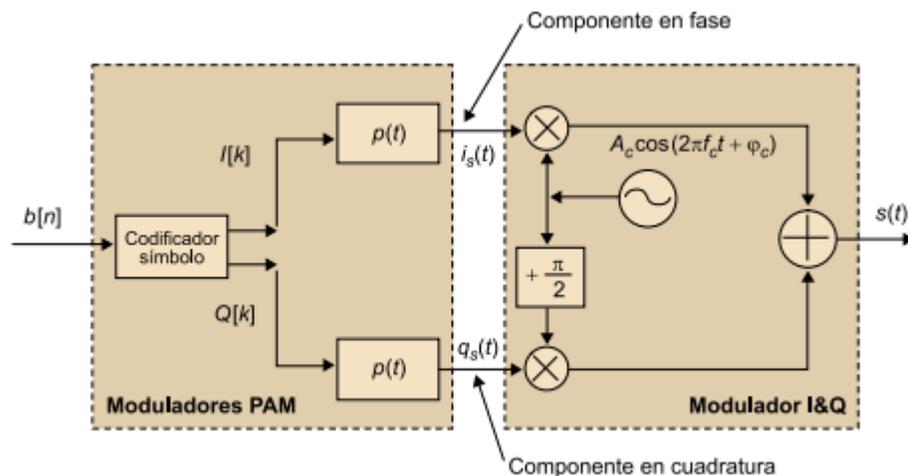


Figura 23. Esquema de un modulador de amplitud en cuadratura (QAM).

QAM es el tipo de modulación más popular en combinación con multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM acrónimo del inglés Orthogonal Frequency-Division Multiplexing). Las constelaciones especialmente rectangulares son fáciles de implementar ya que se pueden dividir en componentes independientes de modulación de amplitud de pulso (PAM) tanto para la parte en fase como en cuadratura (Margarita y Francesc).

Las componentes en fase y en cuadratura de la modulación se expresan cada una de ellas como una modulación de tipo PAM

$$i_s(t) = \sum_{N=-\infty}^{+\infty} I[n]p(t - nT) \quad (47)$$

$$q_s = \sum_{N=-\infty}^{+\infty} Q[n]p(t - nT) \quad (48)$$

En la fórmula las secuencias $I[n]$ y $Q[n]$, representan respectivamente la secuencia de símbolos de la componente en fase y la secuencia de símbolos de la componente en cuadratura. La forma $p(t)$ es la función elegida para el pulso base. Las dos componentes I/Q, correspondientes cada una de ellas a una modulación PAM, se modulan mediante una modulación I/Q y se obtiene la señal modulada QAM:

$$s(t) = A_c \sum_{N=-\infty}^{+\infty} I[n]p(t - nT) \cos(2\pi f_c t + \omega_c) - A_c \sum_{N=-\infty}^{+\infty} Q[n]p(t - nT) \text{sen}(2\pi f_c t + \omega_c) \quad (49)$$

Una modulación QAM es una señal paso banda cuyo equivalente paso bajo complejo está formado por dos modulaciones de tipo PAM. Una de ellas corresponde con la parte real del equivalente paso bajo y por tanto se denomina componente en fase, mientras que la otra corresponde con la parte imaginaria del equivalente paso bajo y por tanto se denomina componente en cuadratura.

3.6.2. Modulaciones QAM cuadradas

En las modulaciones QAM de tipo cuadrado, se tienen M símbolos disponibles, siendo M potencia de 4, es decir, el número de bits asignado a la codificación de cada símbolo es par. Al particularizar el número de símbolos M , se suele denominar a la modulación mediante el número de símbolos como cifra previa a las siglas QAM. Así, por ejemplo, 4-QAM es la modulación QAM de cuatro bits y 16-QAM es la modulación QAM de 16 bits.

Se denomina espacio de señal, o también, constelación de la señal, a la representación geométrica de símbolos complejos de una modulación QAM sobre un sistema de ejes de coordenadas cartesianas. Se representa la parte imaginaria o símbolo de la componente en cuadratura en función de la parte real o símbolo de la componente en fase. Se dibuja un punto o cualquier otro signo sencillo en cada par de coordenadas.

3.6.3. Modulaciones PSK

En las modulaciones digitales en fase denominadas PSK, la asignación de los bits determina directamente la fase del símbolo complejo $a_m = I_m + jQ_m$, dejando siempre el valor absoluto constante. Para el caso general, en que se requiere un alfabeto de $M = 2^b$ símbolos, se realiza la siguiente asignación.

$$a_m = I_m + jQ_m = e_m^{j\varphi} = \cos\varphi_m + j\sin\varphi_m; \quad \varphi_m = m \frac{2\pi}{M}; \quad m = 0 \dots M - 1$$

En esta ecuación cada fase posible resulta de la agrupación particular de "b" bits disponibles a la entrada del codificador de símbolo.

En las modulaciones de fase y pulso rectangular, la envolvente de la señal modulada se mantiene constante en el tiempo. Esta característica hace que las modulaciones PSK sean adecuadas en aplicaciones en las que se debe amplificar la señal mediante amplificadores de alta potencia, como es el caso de algunos sistemas de comunicaciones por satélite.

Cuando se amplifican señales con elevado nivel de amplificación, si esto funciona en régimen de no linealidad, las modulaciones que son de envolvente constante resultan más robustas frente a las no linealidades. Es decir, se tienen menos distorsiones que las que no son de tipo PSK.

3.6.4. Modulación 32-QAM

Además de las modulaciones de constelaciones totalmente cuadradas o de las modulaciones de constelaciones circulares, existen otros tipos de codificación de símbolo de tipo QAM, cuyo espacio o constelación de señal presenta una forma geométrica distinta. Uno de los formatos más populares es el 32-QAM. Este tipo de modulaciones se desarrollaron ampliamente con la digitalización de las redes telefónicas en las décadas de los setentas y ochentas.

3.6.5. Ancho de banda de las modulaciones QAM

Una vez presentada la descripción de las modulaciones digitales pasa bandas más básicas, se aborda otro aspecto de interés, que es el análisis de su ancho de banda. El ancho de banda que ocupan es siempre un parámetro crítico en las modulaciones de este tipo, porque normalmente estas señales se multiplexan en los sistemas de comunicaciones. Es decir, se transmiten simultáneamente, pero ocupando cada una de ellas una parte diferente del ancho de banda adjudicado a todo el sistema.

La señal que se presenta en la siguiente fórmula

$$s(t) = i_s(t)A_c \cos(2\pi f_c t + \varphi_c) - q_s(t)A_c \sin(2\pi f_c t + \varphi_c) \quad (50)$$

resulta ser un proceso aleatorio debido a que las señales $i_s(t)$, $q_s(t)$ son dos procesos aleatorios y la fase es una variable aleatoria.

En los tres tipos de modulación, QAM cuadrada, PSK y Modulación por desplazamiento de amplitud y fase (APSK acrónimo en inglés Amplitude and Phase-Shift Keying), la función de densidad espectral de la modulación se puede expresar en función de la densidad espectral de la componente en fase, y de la densidad espectral de la componente en cuadratura.

$$S_s(f) = A_c 2 \frac{1}{4} \left(S_{i_s}(f - f_c) + S_{q_s}(f - f_c) + S_{i_s}(f + f_c) + S_{q_s}(f + f_c) \right) \quad (51)$$

Así, el desarrollo que se requiere para analizar la función de densidad espectral de las modulaciones QAM, radica directamente en el cálculo de la función de densidad espectral de sus componentes en fase y en cuadratura. Dado que ambas señales son modulaciones de tipo PAM, su función de densidad espectral es proporcional a la transformada de Fourier del pulso base elevada al cuadrado. Si esta característica se aplica a la ecuación anterior, la densidad espectral de una modulación de tipo QAM queda reducida a:

$$S_s(f) = A_c 2K(P^2(f - f_c) + P^2(f + f_c)) \quad (52)$$

Donde $P(f)$ es la transformada de Fourier del pulso base, $P(t)$ en el dominio del tiempo y K es una constante que depende del tipo de modulación.

Cualquier modulación QAM que utiliza pulsos rectangulares:

$$P(f) = TF \left[\Pi \left(\frac{t}{T} \right) \right] = \frac{\text{sen}(\pi f T)}{\pi f} \quad (53)$$

Presenta una función de densidad espectral de la forma:

$$S_s(f) = A_c 2K \left(\left| \frac{\text{sen}(\pi(f-f_c)T)}{\pi(f-f_c)} \right|^2 + \left| \frac{\text{sen}(\pi(f+f_c)T)}{\pi(f+f_c)} \right|^2 \right) \quad (54)$$

No todos los sistemas de comunicaciones basados en modulaciones QAM utilizan el pulso rectangular Non-Return-to-Zero (NRZ). Si las restricciones de ancho de banda son importantes, se suelen utilizar pulsos de raíz de coseno alzado, mediante los cuales se ha observado que el ancho de banda del pulso es igual a la mitad de la velocidad de símbolo, r , incrementada en un tanto por ciento denominado factor de rolloff (Margarita y Francesc).

El ancho de banda de una modulación QAM $s(t)$ resulta el doble que el ancho de banda del pulso $p(t)$.

$$B_s = 2B_p \quad (55)$$

Lo que debe tenerse en cuenta a la hora de implementar un estándar de diferentes señales moduladas QAM.

3.6.6. Probabilidad de error de las modulaciones QAM

Se analiza la calidad de las modulaciones QAM, basada en el cálculo de la probabilidad de error de símbolo SER, y de la probabilidad de error de bit BER, en función del cociente de energías $\frac{E_b}{N_0}$. Al formular ambas probabilidades en función del cociente dado, resulta de utilidad la expresión de la energía media de bit.

3.7. Multiplexación por división de frecuencia ortogonal, OFDM

3.7.1. Introducción

La OFDM es una técnica de modulación inspirada en la modulación de múltiples portadoras donde un flujo de bits de entrada se convierte en múltiples flujos de bits con velocidades de datos más bajas y estos se modulan en una serie de portadoras llamadas subportadoras (Gharaibeh, 2012). La razón principal para utilizar OFDM es aumentar la robustez frente al desvanecimiento selectivo o la interferencia de banda estrecha. En el sistema de una sola portadora, si la señal se desvanece o interfiere, el enlace completo falla, mientras que en el sistema de múltiples portadoras solo se verá afectado un pequeño porcentaje de las subportadoras.

OFDM es una combinación de modulación y multiplexación. La multiplexación generalmente se refiere a señales independientes, aquellas producidas por diferentes fuentes. Entonces se trata de como compartir el espectro con estos usuarios. En OFDM, la cuestión de la multiplexación se aplica a señales independientes, pero estas señales independientes son un subconjunto de la señal principal. En OFDM, la señal misma se divide primero en canales independientes, se modula por datos y luego se vuelve a multiplexar para crear la portadora OFDM.

El ancho de banda total de la señal, se puede dividir en N subcanales de frecuencia no superpuestos. Cada subcanal se modula con un símbolo separado y luego N subcanales se multiplexan en frecuencia. Para eliminar el efecto de la interferencia entre operadores (ICI) se aplica la práctica general de evitar la superposición espectral de subcanales, como se muestra en la figura 24 (a). Esto resulta en una utilización insuficiente del espectro existente. A mediados de la década de 1960 se propuso una idea para tratar con este gasto excesivo mediante el desarrollo de multiplexación por división de frecuencia o por sus siglas en inglés Frequency Division Multiplexing (FDM) con subcanales superpuestos. Los subcanales se organizaron de manera que las bandas laterales de los portadores individuales se superpongan sin causar ICI. Este principio se muestra en la figura 24 (b). Para lograr esto los portadores deben ser matemáticamente ortogonales. De esta restricción nació la idea de la (OFDM).

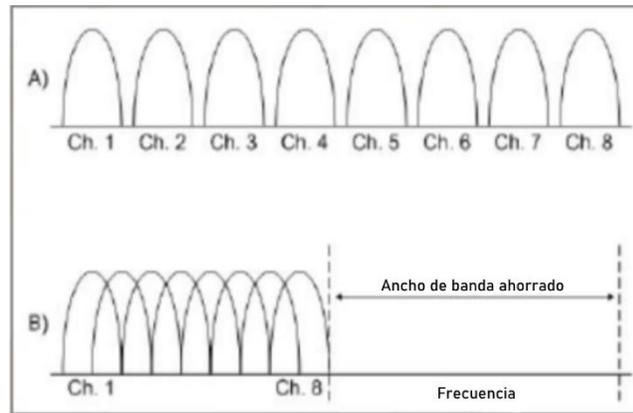


Figura 24. (a) Espectro de FDM que muestra bandas de guardia. (b) Espectro de OFDM que muestra subportadoras superpuestas.

3.7.2. Definición

La OFDM, es una modulación que consiste en enviar información modulando con los métodos QAM o PSK un conjunto de portadoras de diferente frecuencia.

Debido al problema técnico que supone la generación y la detección en tiempo continuo de los cientos o miles de portadoras equiespaciadas que forman una modulación OFDM, los procesos de modulación y demodulación se realizan en tiempo discreto mediante la IDFT y la DFT respectivamente.

La modulación OFDM es muy robusta frente al efecto de multitrayectorias, que es muy habitual en los canales de radiodifusión, frente al desvanecimiento debido a las condiciones meteorológicas y frente a las interferencias de RF.

El OFDM consiste en enviar la información no sobre una portadora única, sino sobre un multiplexor de muchas portadoras adecuadamente espaciadas en frecuencia, repartiendo la información entre todas ellas, de forma que, aunque la velocidad de modulación del conjunto sea muy elevada, la de cada portadora individual es pequeña, simplificando el problema de propagación multitrayectorias.

Lo que diferencia a la OFDM de otros procedimientos de multiplexación en frecuencia es la ortogonalidad, ya que el espaciado adecuado entre portadoras es un espaciado óptimo. Este espaciado consiste en la separación espectral entre portadoras consecutivas es siempre la misma e igual al inverso del periodo de símbolo, de forma que la señal OFDM se puede expresar, en notación compleja, como (Gharaibeh, 2012):

$$s(t) = \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} d_i \exp \left[j2\pi \left(f_c + \frac{i}{T} \right) t \right] \quad (56)$$

Donde:

- f_c es la frecuencia central.
- T es el periodo de símbolo.
- d_i es el símbolo que lleva la información.
- $s(t)$ es la señal OFDM en el tiempo.

En la figura 25 se muestra una representación de cuatro portadoras, donde se puede apreciar que la señal OFDM en el tiempo tiene un periodo de la portadora más baja donde caben varios periodos de las otras portadoras, alineadas todas en fase, mientras que en la representación espectral el máximo de cada portadora coincide con un nulo de las demás.

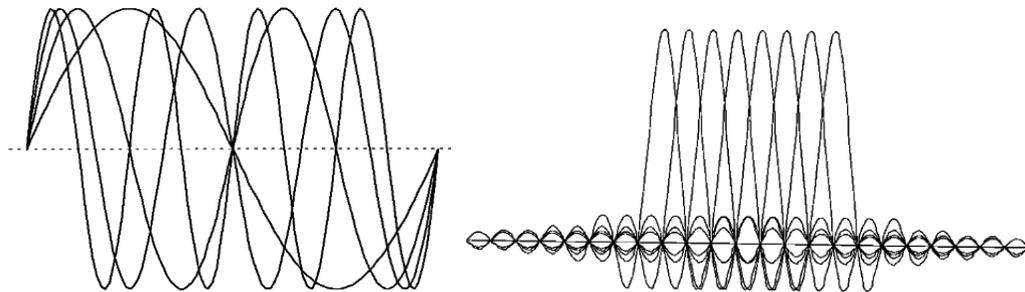


Figura 25. (a) Representación en tiempo

(b) Representación espectral.

Si se examina la ecuación 56, se comprueba que una señal OFDM es la transformada inversa de Fourier de los coeficientes d_i , y, en consecuencia, los coeficientes son la transformada directa de $s(t)$. Por consiguiente, la acción de modular y demodular todas las portadoras a la vez de una señal OFDM consiste básicamente en aplicar los algoritmos de la transformada rápida de Fourier.

3.7.3. Tiempo de guardia y extensión cíclica

Una de las razones más importantes para utilizar OFDM es la forma eficiente en que se ocupa de la propagación de retardo de rutas múltiples. Al dividir el flujo de datos de entrada en N subportadoras, la duración del símbolo se hace N veces menor, lo que también reduce la propagación relativa del retardo de rutas múltiples, en relación con el tiempo del símbolo, por el mismo factor. Para eliminar la interferencia entre símbolos casi por completo, se introduce un tiempo de protección para cada símbolo OFDM.

Los efectos más comunes que ocurren por trayectoria múltiple es el desvanecimiento selectivo de frecuencia y la interferencia entre símbolos o por sus siglas en inglés ISI.

Desvanecimiento selectivo de frecuencia es una anomalía de propagación de radio causada por la cancelación parcial de una señal de radio por sí misma: la señal llega al receptor por dos caminos diferentes, y al menos uno de los caminos está cambiando (alargamiento o acortamiento) figuras 26 y 27.

- En el desvanecimiento plano, el ancho de banda de coherencia del canal es mayor que el ancho de banda de la señal. Por lo tanto, todos los componentes de frecuencia de la señal experimentarían la misma magnitud de desvanecimiento.
- En el desvanecimiento selectivo de frecuencia, el ancho de banda de coherencia del canal es menor que el ancho de banda de la señal. Por lo tanto, los diferentes componentes de frecuencia de la señal experimentan un desvanecimiento no correlacionado.

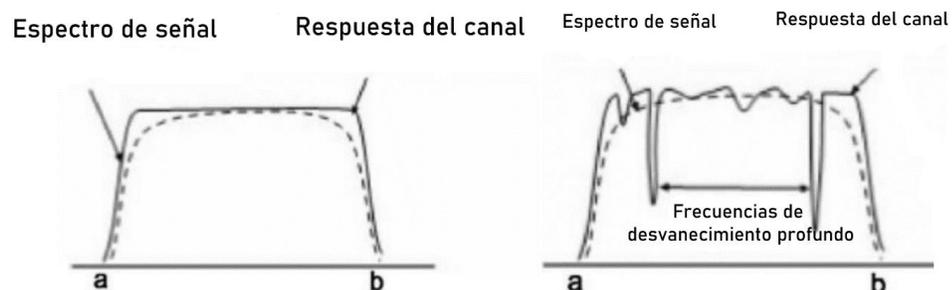


Figura 26. Desvanecimiento plano de frecuencia versus desvanecimiento selectivo de frecuencia.

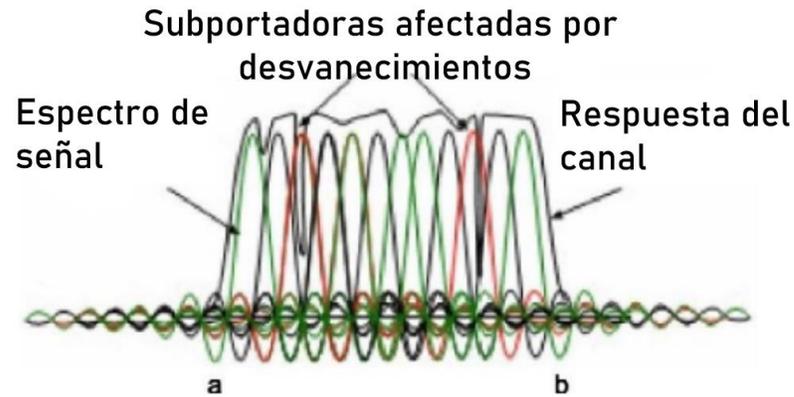


Figura 27. Desvanecimiento selectivo de frecuencia en el sistema OFDM.

Esto se puede combatir mediante codificación de errores, ecualización simple o carga de bits adaptativa.

La interferencia entre símbolos es una forma de distorsión de una señal en la que un símbolo interfiere con los símbolos posteriores. Este es un fenómeno no deseado ya que los símbolos anteriores tienen un efecto similar al ruido, lo que hace que la comunicación sea menos confiable.

El tiempo de protección se elige, más que la extensión de retardo esperada, de modo que los componentes de rutas múltiples de un símbolo no pueden interferir con el siguiente símbolo. El tiempo de guardia podría consistir en ninguna señal en absoluto. En ese caso, sin embargo, surgiría el problema de la interferencia entre operadores (ICI). ICI es una diafonía entre diferentes subportadoras, lo que significa que ya no son ortogonales.

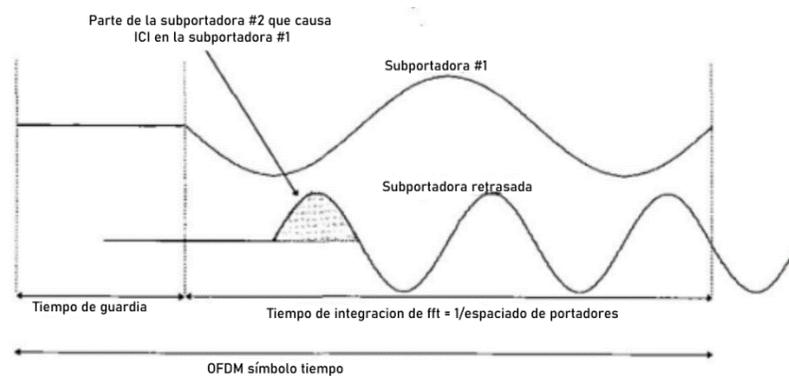


Figura 28. Efecto de multitrayectoria con señal cero en el tiempo de guardia; la subportadora 2 retrasada causa ICI en la subportadora 1 y viceversa.

Para eliminar ICI, el símbolo OFDM se extiende cíclicamente en el tiempo de protección, como se muestra en la figura 28. Esto garantiza que las réplicas retrasadas del símbolo OFDM siempre tengan un número entero de ciclos dentro del intervalo FFT, siempre que el retraso sea menor que el tiempo de protección. Como resultado, las señales de trayectos múltiples con demoras menores que el tiempo de protección no pueden causar ICI.

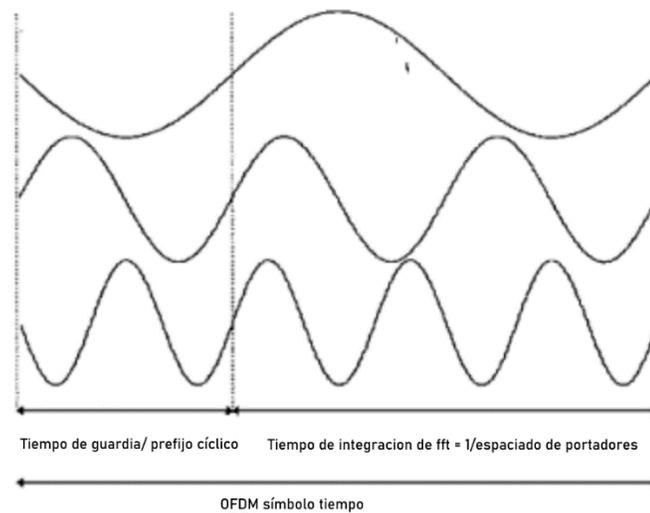


Figura 29. Símbolo OFDM con extensión cíclica.

La ortogonalidad se pierde si la demora por trayectos múltiples es mayor que el tiempo de guarda. En ese caso, las transiciones de fase de la ruta retrasada caen dentro del intervalo FFT del receptor. La suma de las ondas sinusoidales del primer camino con las ondas de fase modulada del camino retardado ya no proporciona un conjunto de ondas sinusoidales ortogonales puras, lo que resulta en un cierto nivel de interferencia.

3.7.4. Modelo general

La figura 30 muestra el diagrama de bloques de una señal OFDM, donde la ruta superior es la cadena del transmisor y la ruta inferior corresponde a la cadena del receptor. En el centro se tiene el IFFT, que modula

un bloque de valores QAM de entrada en varias subportadoras. En el receptor, las subportadoras son demoduladas por una FFT, que realiza la operación inversa de una IFFT.

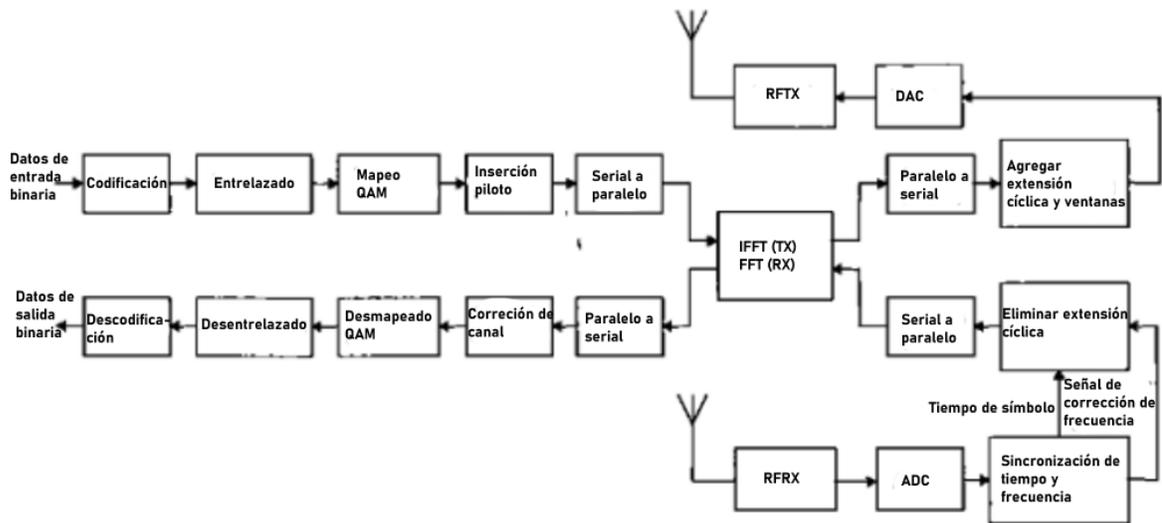


Figura 30. Diagrama de bloques de un transceptor OFDM.

Los datos de entrada binarios se codifican primero mediante un código de corrección de error directo. Los datos codificados se intercalan y se asignan a los valores de QAM.

En la ruta del receptor, después de pasar la parte de RF y la conversión de analógico a la digital, el procesamiento de la señal digital comienza con una fase de entrenamiento para determinar el tiempo del símbolo y el desplazamiento de frecuencia. Un FFT se utiliza para demodular todas las subportadoras. La salida del FFT contiene N valores, QAM, que se asignan a valores binarios y se decodifican para producir datos de salida binarios. Para mapear con éxito los valores de QAM en valores binarios, primero deben adquirirse las fases de referencia y las amplitudes de todas las subportadoras. Alternativamente, se pueden aplicar técnicas diferenciales.

3.7.5. Intercalado

Debido al desvanecimiento selectivo de frecuencia de los canales de radio típicos, las subportadoras OFDM generalmente tienen diferentes amplitudes. Los desvanecimientos profundos en el espectro de frecuencia pueden hacer que los grupos de subportadoras sean menos confiables que otros, causando errores de bits en ráfagas en lugar de dispersarse aleatoriamente. La mayoría de los códigos de corrección de errores no están diseñados para tratar ráfagas de errores. Por lo tanto, el intercalado se aplica para hacer aleatoria la aparición de errores de bit antes de la decodificación. En el transmisor, los bits codificados se permutan en cierta manera, lo que garantiza que los bits adyacentes estén separados por varios bits después del intercalado. En el receptor, la permutación inversa se realiza antes de la decodificación. Un esquema de entrelazado comúnmente utilizado es el entrelazado de bloques, donde los bits de entrada se escriben en una matriz columna por columna y se leen fila por fila.

3.7.6. Elección de los parámetros OFDM

La elección de varios parámetros OFDM es una compensación entre varios requisitos. Por lo general, se tienen tres requisitos principales para comenzar: ancho de banda, tasa de bits y propagación de retraso. La propagación de retraso dicta directamente el tiempo de guardia. Como regla general, el tiempo de guardia debe ser de dos a cuatro veces mayor que la propagación de la demora cuadrática media. Este valor depende del tipo de codificación y modulación QAM. La modulación QAM de orden superior (como 64-QAM) es más sensible a ICI e ISI que QPSK; mientras que una codificación más pesada obviamente reduce la sensibilidad a dicha interferencia.

Una vez que se ha establecido el tiempo de guardia, se puede fijar la duración del símbolo. Para minimizar la pérdida de la relación señal/ruido (SNR) causada por el tiempo de guardia, es deseable que la duración del símbolo sea mucho mayor que el tiempo de guardia. Sin embargo, no puede ser arbitrariamente grande, porque una mayor duración del símbolo significa más complejidad de implementación y más sensibilidad al ruido de fase y al desplazamiento de frecuencia, así como a un aumento de pico a promedio en la relación de potencia. Por lo tanto, una opción de diseño recomendado en la práctica es hacer que la duración del símbolo sea al menos cinco veces el tiempo de guardia, lo que implica una pérdida de SNR de 1 dB debido al tiempo de protección.

Después de que la duración del símbolo y el tiempo de guardia se fijan, el número de subportadoras como el ancho de banda requerido de -3 dB dividido por el espacio de la subportadora, que es el inverso de la duración del símbolo menos el tiempo de guardia. Alternativamente, el número de subportadoras puede determinarse por la tasa de bits requerida dividida por la velocidad binaria por subportadora. La tasa de bits por subportadora se define por el tipo de modulación, la tasa de codificación y la tasa de símbolos.

3.7.7. Simulación de una señal OFDM en Matlab

La siguiente simulación está centrada en el modo 2k del estándar DVB-T. Los valores numéricos específicos para los parámetros OFDM para el modo 2k se dan en la siguiente tabla.

Tabla 2 Valores numéricos para los parámetros OFDM para el modo 2k.

Parámetro	Modo 2k			
Período elemental T	7/64 μ s			
Número de portadores K	1,705			
Valor del número de portador K_{min}	0			
Valor del número de portador K_{max}	1,704			
Duración T_u	224 μ s			
Espaciado de portadores $1/T_u$	4,464 Hz			
Espacio entre portadoras K_{min} y $K_{max}(K-1)/T_u$	7.61 MHz			
Intervalo de guardia permitido Δ/T_u	1/4	1/8	1/16	1/32
Duración de la parte del símbolo T_u	2,048xT 224 μ s			
Duración del intervalo de guarda Δ	512xT 56 μ s	256xT 28 μ s	128xT 14 μ s	64xT 7 μ s
Duración del símbolo $T_s=\Delta+T_u$	2,560xT 280 μ s	2,304xT 252 μ s	2,176xT 238 μ s	2,112xT 231 μ s

Una manera simple de lograr el centrado es usar un 2N-IFFT y T/2 como periodo elemental. En la tabla 2 se muestra que la duración del símbolo OFDM, T_u , se especifica considerando un 2048-IFFT; por lo tanto, se usara 4096-IFFT. El diagrama de bloques de la figura 31 muestra los pasos que se siguieron para implementarlo en Matlab.

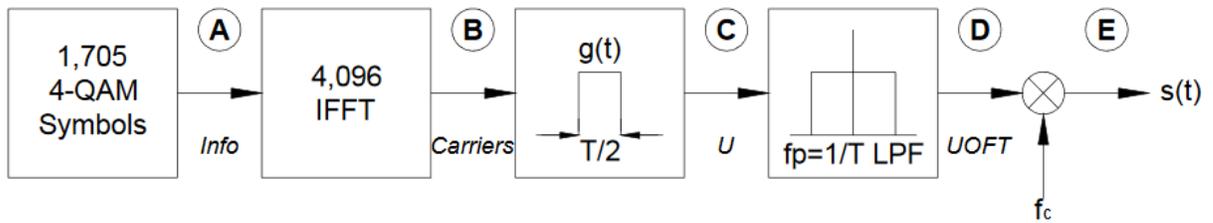


Figura 31. Simulación de generación de símbolos OFDM.

Se agrega $4096 - 1705 = 2391$ ceros a la señal info para lograr un muestreo excesivo o sobre muestreo (oversampling), y para centrar el espectro. Se simuló y se obtuvieron los resultados que se muestran en las figuras 32 a la 33.

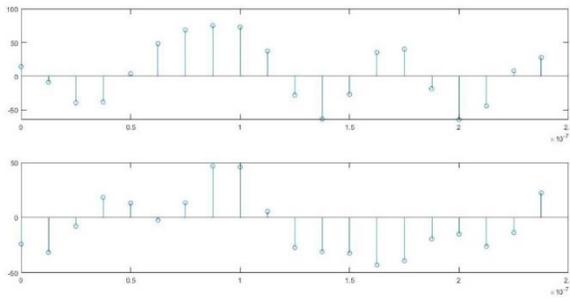


Figura 32. Respuesta en el tiempo de portadores de señal.

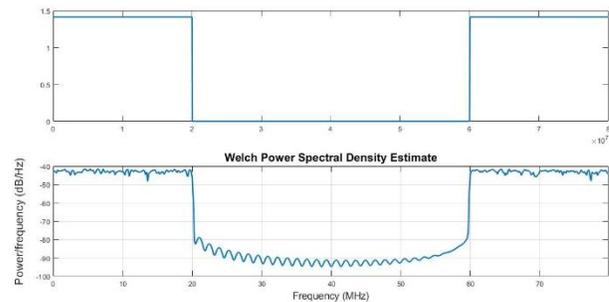


Figura 33. Respuesta en frecuencia de portadores de señal.

Se puede notar que los operadores son la de banda base de tiempo discreto. Podríamos usar esta señal en simulaciones en el dominio del tiempo discreto de banda base, pero los principales inconvenientes de OFDM ocurren en el dominio del tiempo continuo. El primer paso para producir una señal de tiempo continuo es aplicar un filtro de transmisión, $g(t)$, a los portadores de señal complejos. La respuesta al impulso, o forma de pulso, de $g(t)$ se muestra en la figura 34.

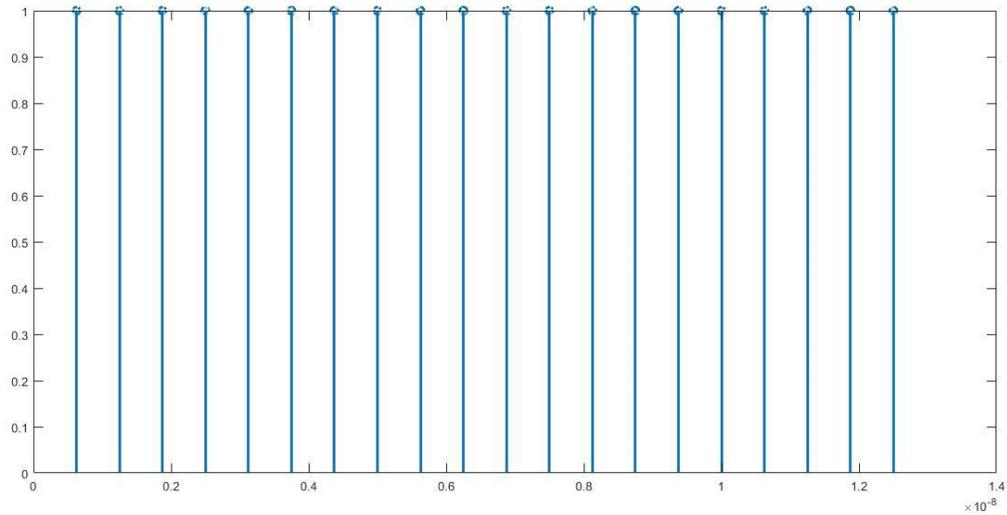


Figura 34. Forma de pulso $g(t)$.

La salida de este filtro de transmisión se muestra en la figura 35 en el dominio del tiempo y en la figura 36 en el dominio de la frecuencia. La respuesta de la figura es periódica según se requiera de la respuesta de frecuencia de un sistema de tiempo discreto. $U(t)$'s el periodo es $2/T$ ($=18.286\text{MHz}$), y su ancho de banda de transición para el filtro de reconstrucción $18.286\text{ MHz} - 7.61\text{ MHz} = 10.675\text{ MHz}$.

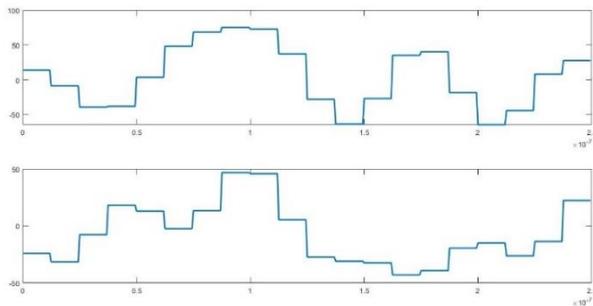


Figura 35. Respuesta de tiempo de la señal U.

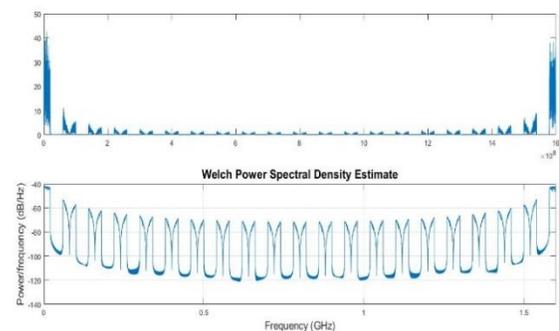


Figura 36. Respuesta de frecuencia de

la señal U.

La figura 37 muestra la respuesta de filtro D/A, el cual es un filtro Butterworth de orden 13 y una frecuencia de corte de aproximadamente $1/T$. En las figuras 37 y 38 se muestra la salida del filtro en su respuesta en el dominio del tiempo y en frecuencia respectivamente.

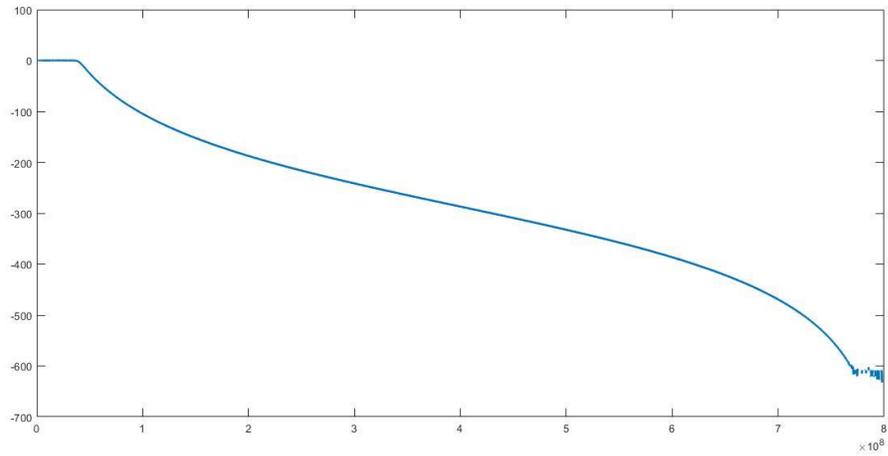


Figura 37. Respuesta de filtro D/A.

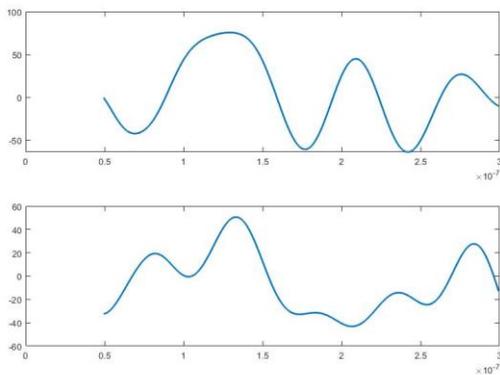


Figura 38. Respuesta en tiempo de la señal UOFT.

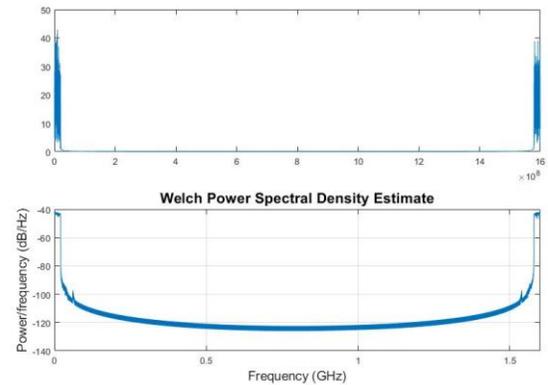


Figura 39. Respuesta de frecuencia de la
señal UOFT.

El siguiente paso es realizar la modulación de amplitud de doble banda lateral multiplex en cuadratura de $uoft(t)$. En esta modulación, se modula una señal en fase $m_I(t)$ y una señal en cuadratura $m_Q(t)$ utilizando la fórmula:

$$s(t) = m_I(t) \cos(2\pi f_c t) + m_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (57)$$

La ecuación se puede expandir como sigue:

$$s(t) = \sum_{k=K_{min}}^{K_{max}} \text{Re}(C_{0,0,k}) \cos \left[2\pi \left(\left(\frac{k - \frac{K_{max} + K_{min}}{2}}{T_u} + f_c \right) t - \frac{\Delta}{T_u} \right) \right] - \sum_{k=K_{min}}^{K_{max}} \text{Im}(C_{0,0,k}) \sin \left[2\pi \left(\left(\frac{k - \frac{K_{max} + K_{min}}{2}}{T_u} + f_c \right) t - \frac{\Delta}{T_u} \right) \right] \quad (58)$$

Donde se pueden definir las señales en fase y en cuadratura como las partes real e imaginaria de $C_{m,i,k}$, los símbolos 4-QAM, respectivamente.

La operación correspondiente para el proceso IFFT es:

$$s(t) = uof t_i(t) \cos(2\pi f_c t) - uof t_q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (59)$$

Las respuestas en el tiempo y frecuencia para la señal completa, $s(t)$, se muestran en la figura 3.30 y en la figura 40. Se puede observar el gran valor del mencionado PAR en la respuesta de tiempo de la figura 41.

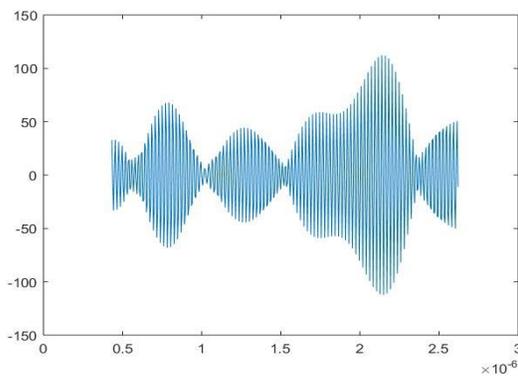


Figura 40. Respuesta en el tiempo de señal $s(t)$.

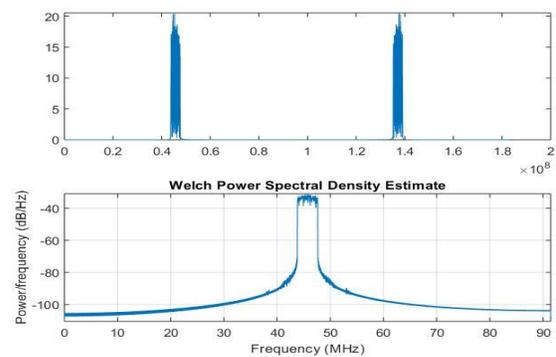


Figura 41. Respuesta de frecuencia de señal $s(t)$.

4. Simulación de amplificadores y transistores excitados con señales moduladas

4.1. Introducción

En este capítulo se describe la implementación en el software Advanced Design System (ADS) de las simulaciones de transistores de potencia, que puede extenderse a amplificadores de potencia. Se explicarán las herramientas de simulación que se utilizaron y el modelo del transistor que será objeto de estudio.

El transistor que se utiliza en esta tesis es el CGH27015, es un transistor de alta movilidad de electrones de nitruro de galio (GaN) diseñado específicamente para capacidades de alta eficiencia, alta ganancia y ancho de banda amplio.

Tabla 3. Rendimiento típico 2.3 - 2.7 GHz ($T_c = 25C^\circ$)

Parameter	2.3 GHz	2.4 GHz	2.5 GHz	2.6 GHz	2.7 GHz	Units
Small Signal Gain	16.9	16.0	15.1	14.6	14.3	dB
EVM at $P_{AVE} = 33$ dBm	1.69	1.51	1.50	1.66	1.93	%
Drain Efficiency at $P_{AVE} = 33$ dBm	27.1	27.8	28.4	28.0	28.0	dB

4.2. Herramientas del simulador Advanced design system

El software de simulación que se ha utilizado es Advanced Design System (ADS). Se trata de un software de diseño electrónico y análisis lineal y no lineal para aplicaciones de RF, microondas, etc. Abarca las tecnologías más actuales en diversas aplicaciones, entre las que destacan las comunicaciones inalámbricas.

Con este software se realizan simulaciones avanzadas de alta precisión sobre modelos circuitos constituidos por todo tipo de elementos pertenecientes a las extensas librerías de componentes que posee el ADS. Mediante simulaciones sucesivas y con la ayuda de diversas herramientas de análisis de circuitos es posible optimizar el circuito de acuerdo a nuestra necesidad.

Los diseños disponen de la posibilidad de realizarse a partir de un esquemático o de un layout, teniendo la capacidad de crear el otro por asociación. Los diseños pueden someterse a diversos tipos de simulación como análisis de DC, AC, transitorios, de parámetros S o de balance armónico. Los resultados de estos análisis se llevan a una interfaz separada, denominada Display, que permite la representación, análisis y tratamiento de los datos obtenidos.

4.2.1 Tipos de análisis que se pueden realizar en ADS

ADS dispone de varios controles de simulación para realizar diferentes tipos de análisis del circuito.

- DC: es el análisis más común, imprescindible en simulaciones analógicas, que realiza una comprobación de la topología del circuito y determina diferentes puntos de operación en DC. Este controlador es adecuado para determinar las características de operación en tensión continua, e identificar si son apropiadas del diseño bajo estudio, así como determinar el consumo de la potencia del circuito, verificar los parámetros del modelo comparando las características de transferencia (curvas I-V) con las medidas reales y para representar las tensiones y las corrientes tras la simulación. Suele ser el primer análisis que se hace en la mayoría de los casos. Hace uso de un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias no lineales para encontrar el punto de equilibrio.
- AC: El análisis lineal AC realiza un estudio de pequeña señal, para ello primero busca el punto de polarización u operación mediante una exploración DC y sobre este punto, introduce una señal sinusoidal de pequeña amplitud para proceder al estudio del comportamiento del sistema. Esta simulación desprende resultados tales como la ganancia de tensión o la de corriente, también presenta algunas de las fuentes de corriente y tensión de ruido equivalente y demás parámetros de pequeña señal. Las fuentes de ruido que puede considerar el ADS son las de tipo térmico, las de dispositivos no lineales dependientes de la temperatura y de la corriente e incluso ruido de dispositivos activos lineales de dos puertos especificados por los archivos de datos.
- S-Parámetros: El análisis de los parámetros S, esencialmente muestra los parámetros de reflexión o transmisión que caracterizan a los dispositivos. Su utilización está muy extendida en la caracterización de componentes de RF, es decir, en alta frecuencia, y básicamente realiza un

análisis de pequeña señal en unas condiciones determinadas de temperatura y polarización. Permite la obtención además de los parámetros S, de la impedancia (o admitancia), del retardo de grupo, de la figura de ruido y permite simular los efectos de la conversión de frecuencia en circuitos con mezcladores. Se suele usar en conjunto con un controlador de opciones que entre otras funciones permite fijar la temperatura del entorno en pruebas.

- Balance armónico: El balance armónico es una técnica de análisis en el dominio de la frecuencia para simular circuitos y sistemas no lineales. Es muy adecuado para simular circuitos de microondas y RF analógicos, ya que estos se manejan de forma más natural en el dominio de la frecuencia. Los circuitos que se analizan de mejor manera con el método de balance armónico en condiciones de gran señal son:
 - Amplificadores de potencia
 - Multiplicadores de frecuencia
 - Mezcladores
 - Osciladores
 - Moduladores

La simulación con balance armónico puede calcular la magnitud y la fase de los voltajes o corrientes en un circuito potencialmente no lineal.

Por lo contrario, los modos de simulación de parámetro S o CA no proporcionan ninguna información sobre las no linealidades de los circuitos. El análisis de transitorios, en el caso de que haya armónicos o frecuencias poco espaciadas, consume mucho tiempo y memoria, ya que el intervalo de tiempo mínimo debe ser compatible con la frecuencia más alta, mientras que la simulación debe ejecutarse durante el tiempo suficiente para observar un periodo completo de la frecuencia más baja presente.

La simulación con balance armónico hace posible la simulación de circuitos con múltiples frecuencias de entrada. Esto incluye frecuencias de intermodulación, armónicos y conversión de

frecuencia entre armónicos. No solo el circuito en si puede producir armónicos, sino que cada fuente de señal también puede producir armónicos.

La herramienta *Tune Parameters* se trata de un controlador que permite seleccionar las características deseadas de un componente, como puede ser la resistencia, capacidad, longitud, anchura, etc, y con un simple desplazamiento de una barra en una ventana es posible variar este componente y observar el resultado de este ajuste en las gráficas que se tengan en la ventana.

La herramienta *Linecalc* que se trata de un controlador de utilidad para analizar y sintetizar líneas de transmisión, en este trabajo se utilizan microcintas, aunque admite una gran variedad de diferentes líneas de transmisión. Esta herramienta proporciona la equivalencia entre anchura de la línea e impedancia característica, así como la que existe entre longitud física y eléctrica.

La herramienta *smart simulation wizard* permite implementar la simulación paso a paso y de forma guiada por ADS.

4.3. Caracterización del amplificador de potencia

Los amplificadores de potencia se han caracterizado tradicionalmente con respecto a la linealidad utilizando señales de onda continua de barrido de potencia (CW) para encontrar la distorsión AM/AM y AM/PM y el punto de compresión de 1 dB, o mediciones simples de dos tonos para encontrar el punto de intercepción de tercer orden (IP3). Las trazas típicas de AM/AM y AM/PM se muestran en la figura 42 y la figura 43, respectivamente. La medición se toma en una frecuencia a la vez y existe una estricta relación uno a uno entre la potencia de entrada y AM/AM y AM/PM.

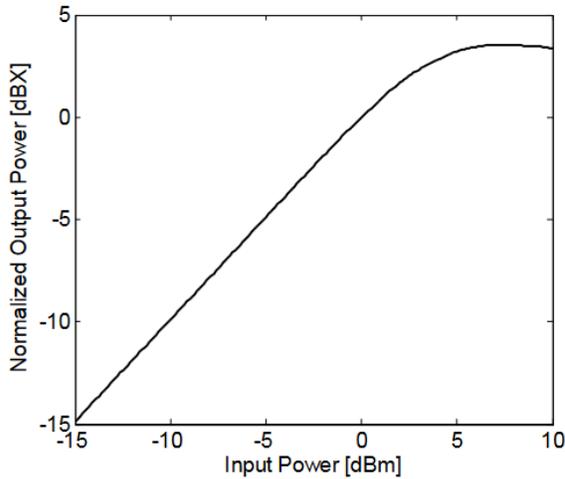


Figura 42. Distorsión AM/AM.

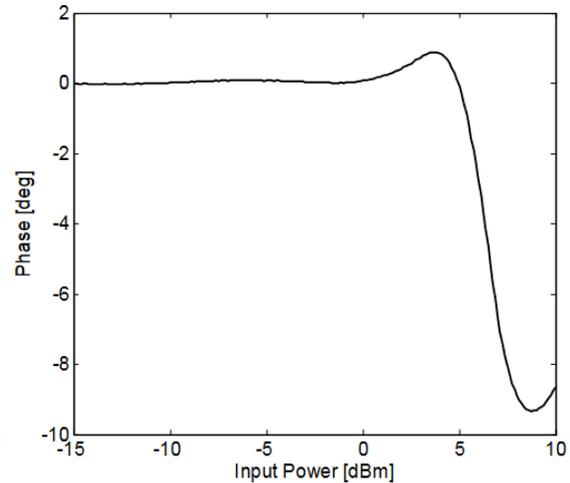


Figura 43. Distorsión AM/PM.

El punto de compresión de 1 dB es el nivel de potencia en el que la ganancia es un dB menor que la ganancia de señal pequeña.

El punto de intercepción de tercer orden se observa en la figura 44. Es el punto en el que los productos de intermodulación de tercer orden (IM3) en una prueba de dos tonos, igualan al fundamental. El IP3 puede estar relacionado con el nivel de potencia de entrada o salida. En el caso de los amplificadores, normalmente se hace referencia al nivel de potencia de salida. Estas mediciones siguen siendo válidas e importantes, en algunos aspectos no brindan información sobre el amplificador que se necesita al implementar varias de las técnicas de linealización y mejora de la eficiencia que ahora se utilizan ampliamente (Cripp, 2002) (Berglund y otros, 2005).

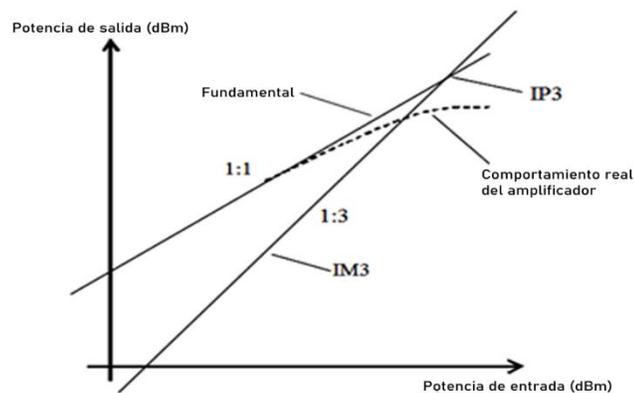


Figura 44. Punto de intercepción de tercer orden.

Las mediciones de onda continua de barrido de potencia se han utilizado tradicionalmente para la caracterización no lineal de los amplificadores de potencia. Ahora es bien conocido que tales mediciones no revelaran el comportamiento real del amplificador cuando se somete a una señal modulada digitalmente que tiene PAPR grande, una envolvente que cambia rápidamente y un ancho de banda de varios MHz. Esto fue observado por Bösch en 1989 (Bösch y otro, 1989). En (Heutmaker y otros, 1997) se realizó una medición de dos tonos con diferente separación de tonos y grabación de la distorsión AM-AM y AM-PM.

Un método que se propuso para eludir las limitaciones de la prueba de dos tonos para la caracterización no lineal de los amplificadores de potencia fue el barrido de dos tonos en frecuencia y amplitud. El barrido de dos tonos en frecuencia es una extensión del barrido de dos tonos en potencia, al variar tanto la frecuencia como la potencia, se obtiene una matriz del nivel de intermodulación tanto para el IM3 superior como para el inferior.

4.4. Caracterización a dos tonos

El análisis de dos portadoras, basado en una serie de potencia o Volterra, representa el enfoque tradicional para analizar efectos no lineales en amplificadores de RF (Cripps, 1999). Suponiendo un amplificador débilmente no lineal, cuya salida y voltaje de entrada se pueden relacionar utilizando la formulación de serie de potencia estándar.

$$v_o = a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \dots \quad (60)$$

Donde v_i , v_o son pequeños, cantidades variables en el tiempo que representan las señales de entrada y salida de RF. Por el momento los coeficientes a_m se toman como cantidades escalares que caracterizan al amplificador y se determinan experimentalmente. En términos generales, un conjunto de coeficientes solo se aplicará para una sola frecuencia y un conjunto fijo de condiciones de polarización y sintonización.

Ahora sustituyendo una señal de entrada que consta de dos señales RFC en banda de igual amplitud, cuyo espaciado es mucho menor que cualquiera de las frecuencias de RF.

$$v_i(t) = v \cos(w_1 t) + v \cos(w_2 t) \quad (61)$$

Entonces el voltaje de salida es

$$v_o(t) = a_1 v(\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)) + a_2 v^2(\cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t))^2 + a_3 v^3(\cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t))^3 + \dots etc \quad (62)$$

Cada grado de distorsión genera una serie de productos de distorsión, que tienen “ordenes” iguales o inferiores. En términos generales, los términos de distorsión de orden par estarán fuera de banda y son menos preocupantes que los productos de distorsión de orden impar.

Los productos de mayor interés, en términos de sus posibles efectos perjudiciales, son los productos de intermodulación (IM). Un espectro típico se muestra en forma de diagrama en la figura 4.4. Las bandas laterales de intermodulación aparecen a ambos lados de cada portadora, con un espaciado de frecuencia igual al de las dos portadoras de entrada. En la figura 46 se puede observar.

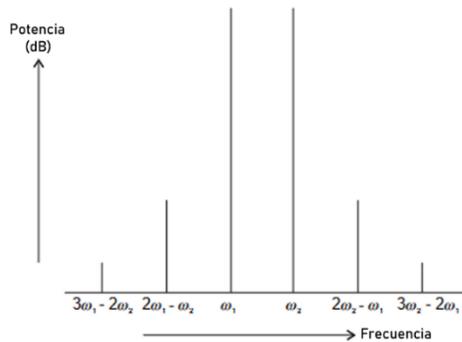


Figura 45. Espectro de intermodulación de dos portadoras.

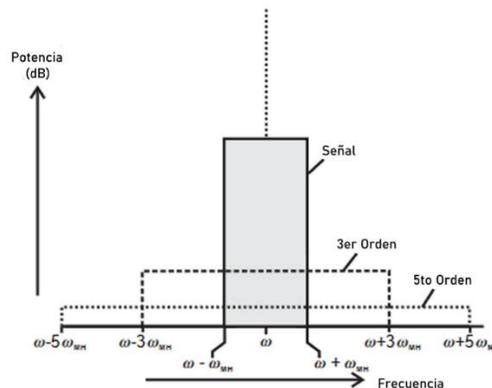


Figura 46. Espectro de intermodulación para una señal típica modulada digitalmente de banda limitada.

La región espectral de mayor preocupación en una banda de comunicaciones regulada es el paso de tercer orden, que es el más cercano a la señal principal. Esto generalmente se conoce como el canal adyacente, y una especificación de mucha importancia es la potencia integrada que se encuentra dentro de este canal, conocida como potencia del canal adyacente, o ACP.

El punto de intersección (IP) es un concepto ampliamente utilizado por los diseñadores de receptores, cuyos componentes operan muy por debajo del punto de compresión físico. Representa la intersección entre la pendiente extrapolada 1:1 de la ganancia fundamental y la pendiente 3:1 de los productos IM de tercer orden, como se indica en la figura 47. Si ambas extrapolaciones se realizan dentro de la región lineal y se aplica la no linealidad de tercer grado ideal, el punto de intersección (“IP3”) se convierte en una especificación útil de un solo punto a partir de la cual los niveles de IM se pueden calcular fácilmente en diferentes niveles de señal.

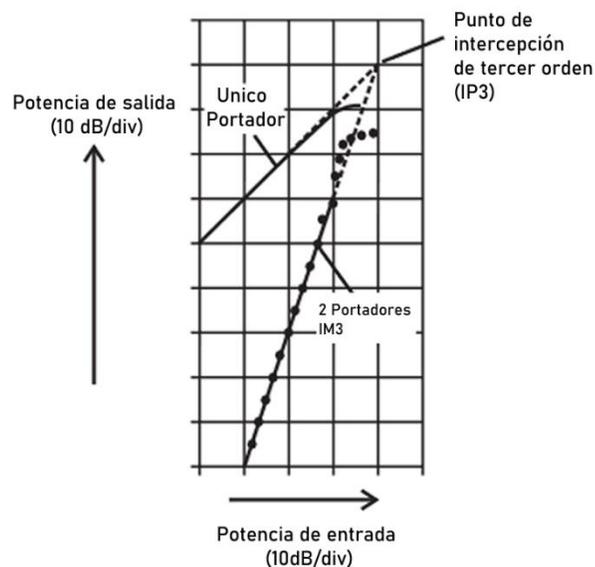


Figura 47. Transferencia de potencia de una sola portadora y característica del amplificador de potencia IM3 de dos portadoras.

Un derivado bien conocido del concepto de punto de intersección es una relación entre el punto de intersección de tercer orden, IP3, y el punto de compresión de 1 dB, P1 dB. Esta “prueba” asume que la serie de potencias se puede aproximar para incluir términos solo hasta el tercer orden. En este caso, el gráfico del punto de intersección será de hecho una línea recta con una pendiente de 3:1, y la compresión de ganancia será causada únicamente por efectos de tercer orden.

5. Resultados

5.1. Introducción

Una vez mencionadas algunas de las modulaciones que existen y observar el comportamiento de los transistores dependiendo del punto de polarización en el que se trabajen, el siguiente paso consiste en realizar simulaciones por medio del software ADS.

Para finalizar el capítulo se expondrán los resultados obtenidos y sus correspondientes conclusiones.

5.2. Balance armónico a 1 tono

El método de balance armónico depende del cálculo de corrientes y voltajes en muchas frecuencias relacionadas para cada señal fundamental considerada. Dado el interés en la solución de estado estable de un problema no lineal, se debe permitir que el simulador de balance armónico utilice suficientes armónicos para que una serie de Fourier construida a partir de estas amplitudes y fases armónicas pueda reproducir una réplica razonable de la solución en el dominio del tiempo.

Se realizó la simulación a 1 tono para observar el comportamiento del transistor CGH27015 de la compañía CREE en donde se obtiene la ganancia, AM-AM y AM-PM. Para esto se utilizó el diagrama esquemático dado en la figura 48.

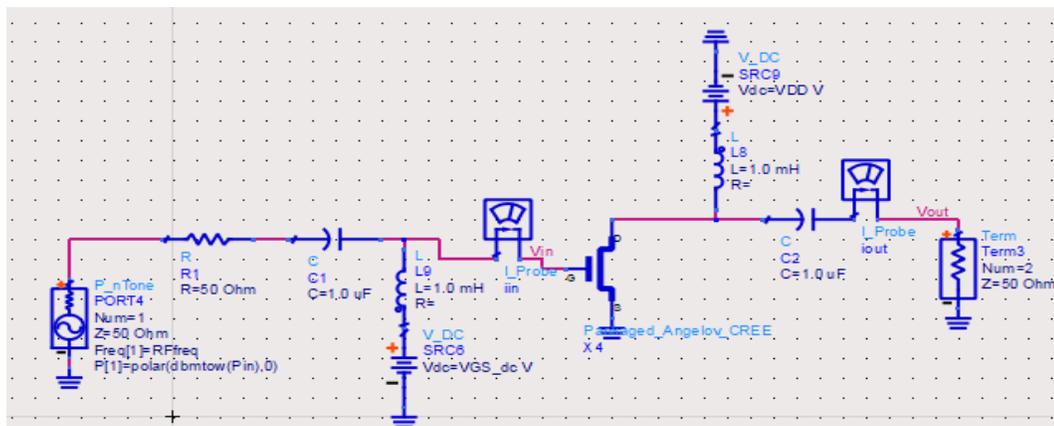


Figura 48. Diagrama esquemático para realizar el análisis de 1 tono.

En este esquemático se tiene en la entrada el símbolo “P_nTone”, esta fuente de poder puede tener un numero de tonos independientes de 1, 2, 3... ∞ . La frecuencia que se utiliza es de 2 GHz con una potencia de entrada de 10 dB.

Los medidores “I_Probe” miden la corriente que pasa a través de sus terminales, esto nos sirve para obtener los resultados que se quieren. El voltaje VGS es de -2.7 V y VDS de 27.5 V respectivamente, esto para obtener un punto de operación central.

Al realizar la simulación se obtuvieron los siguientes resultados

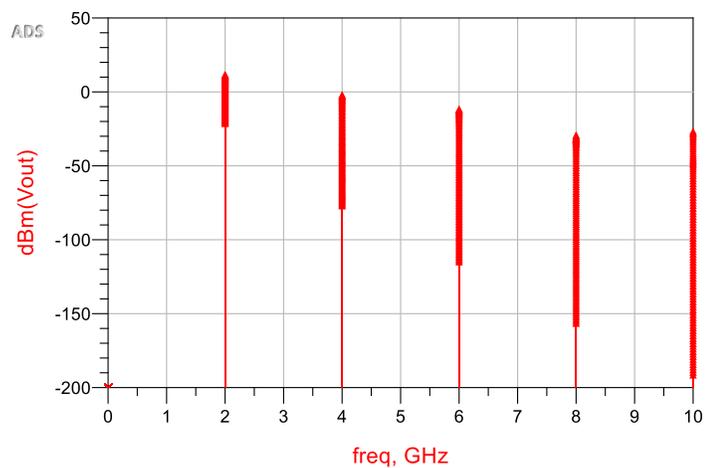


Figura 49. Tonos a 2 GHz con sus armónicos.

Los voltajes y corrientes de salida calculados por el análisis no lineal empleando el método de balance armónico contienen muchos componentes de frecuencia. Este análisis se realiza con un voltaje VGS de -2.7 V y un VDS de 27.5 V con una frecuencia central de 2 GHz esto significa que se tendrán armónicos en 4 GHz, 6GHz. En la figura 50 se muestra la ganancia del transistor a 1 tono.

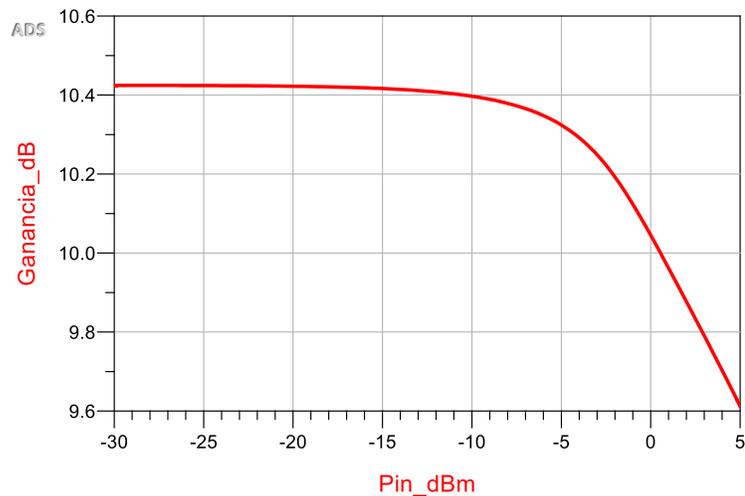


Figura 50. Curva de ganancia a un tono.

Se puede observar que la ganancia disminuye drásticamente a partir de la potencia de entrada de -10 dBm, mostrando que a partir de este punto la ganancia es menor a mayor potencia de entrada, fenómeno que se conoce como compresión de ganancia.

En la figura 51 se muestra una gráfica la cual varía su frecuencia de 1.9 GHz hasta 2.1GHz, esto nos ayuda a observar que la ganancia varía dependiendo de la frecuencia que se utilice en el transistor, entonces si se utiliza una frecuencia de 1.9 GHz se puede notar tiene que se tiene una ganancia mayor.

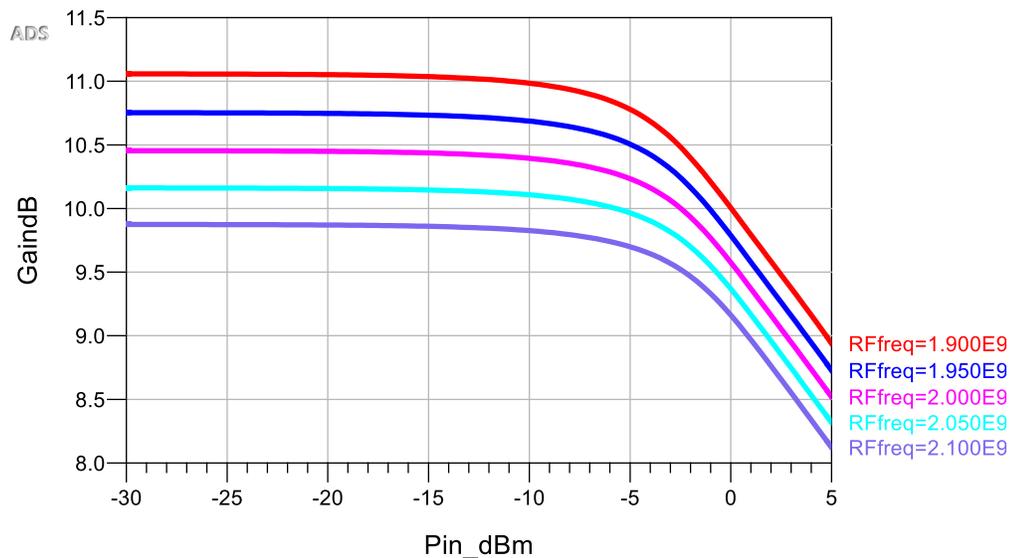


Figura 51. Curva de ganancia con un barrido de frecuencia a un tono.

En la siguientes graficas dadas en la figura 52, se presenta el resultado AM-AM y AM-PM, en el intervalo de frecuencias de 1.9 GHz a 2.1 GHz, observándose la dependencia en frecuencia y potencia.

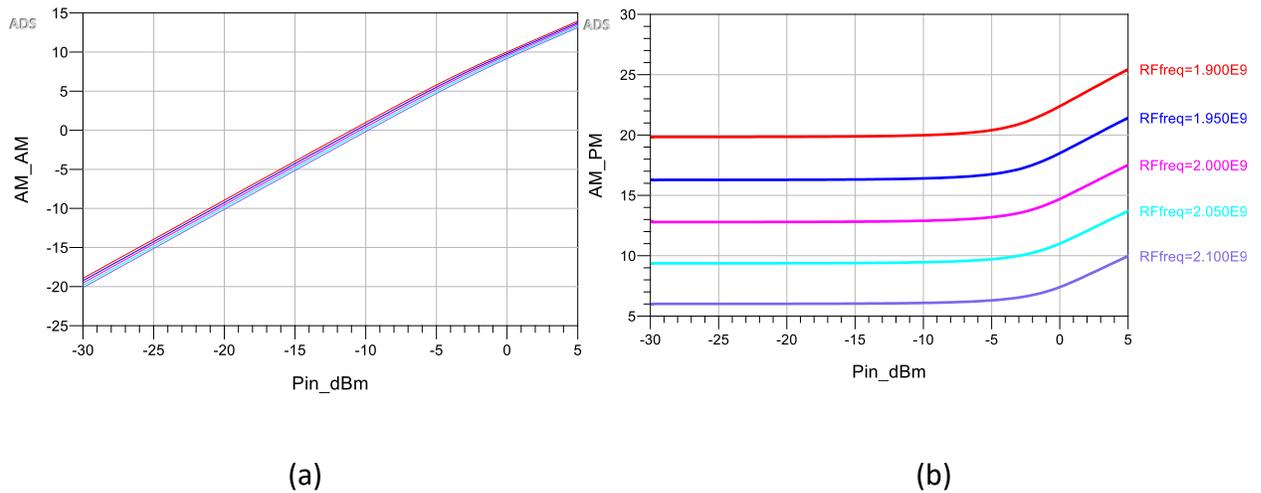


Figura 52. Curvas de distorsión a un tono (a) AM-AM, (b) AM-PM.

Se puede observar en los resultados AM-AM que al trabajar a 1 tono el comportamiento de la gráfica es muy lineal, la no linealidad se observa de mejor manera en la gráfica del AM-PM que a partir de una potencia de entrada de valor -8 dBm se empieza a presentar distorsión.

5.3. Balance armónico 2 tonos

Las frecuencias múltiples o “tonos” (principalmente 2 tonos) se utilizan ampliamente para evaluar la distorsión de intermodulación en amplificadores o mezcladores. Para esto se necesita seleccionar dos frecuencias en el análisis de balance armónico con un $RFfreq = 2$ GHz y con $Spacing = 1$ MHz, como se muestra a continuación.

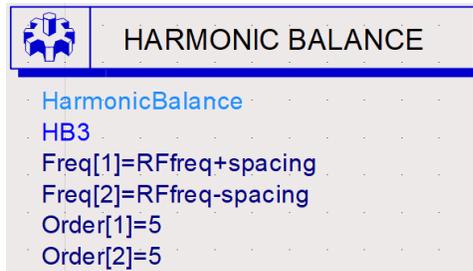


Figura 53. Bloque de análisis del balance armónico.

La distorsión de intermodulación ocurre cuando más de una frecuencia de entrada está presente en el circuito. Por lo tanto, es necesario especificar frecuencias adicionales al configurar este tipo de simulación. Las simulaciones de dos tonos se realizan generalmente con dos frecuencias de entrada muy cercanas. La separación entre las dos frecuencias debe ser lo suficientemente pequeño como para que los dos tonos estén dentro del ancho de banda de la señal del circuito bajo prueba.

En la figura 54 se observan los 2 tonos y sus productos de intermodulación. Mientras que al graficar la ganancia en la figura 55 se obtiene lo siguiente: Se puede observar que la ganancia es muy similar comparando con la gráfica de 1 tono, la diferencia que presenta esta grafica es la no linealidad, la ganancia cae a una potencia de entrada alrededor de un valor de -17 dBm. Enseguida se obtienen las gráficas de AM-AM y AM-PM como se muestra en la figura 56. Con estos resultados se puede concluir que al trabajar con 2 tonos la linealidad que presenta es menor comparando con el trabajo hecho a 1 tono, en estas graficas de AM-AM y AM-PM se aprecia más pronunciada la no linealidad.

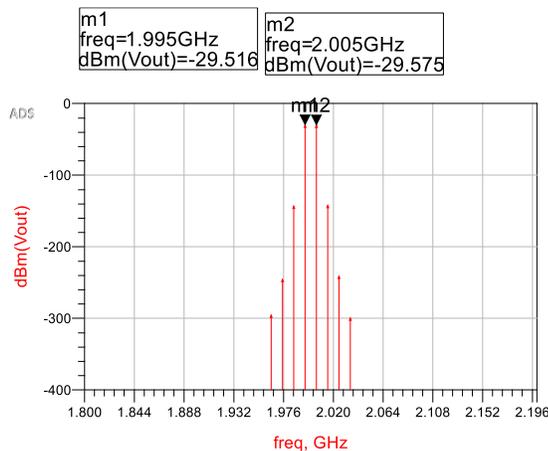


Figura 54. Productos de intermodulación a dos tonos.

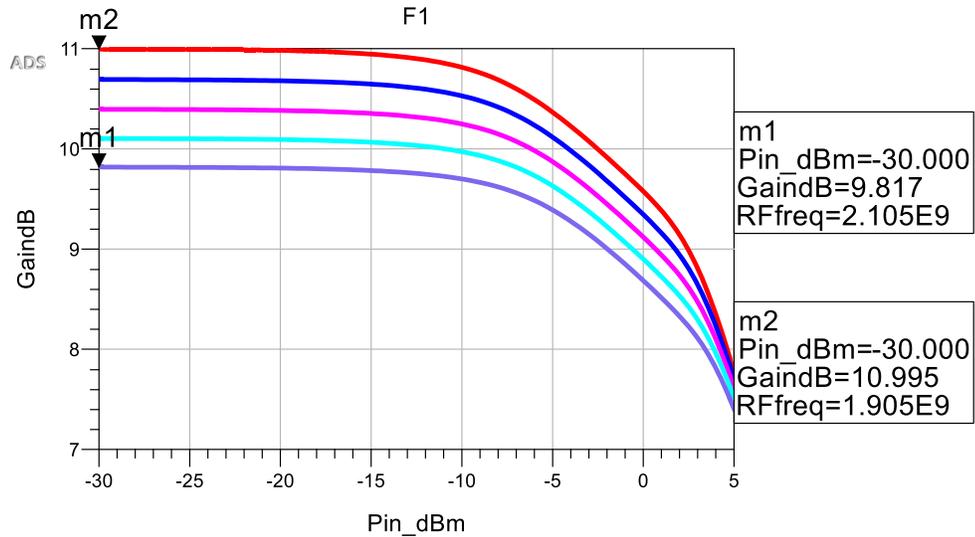


Figura 55. Curva de ganancia con un barrido de frecuencia a dos tonos.

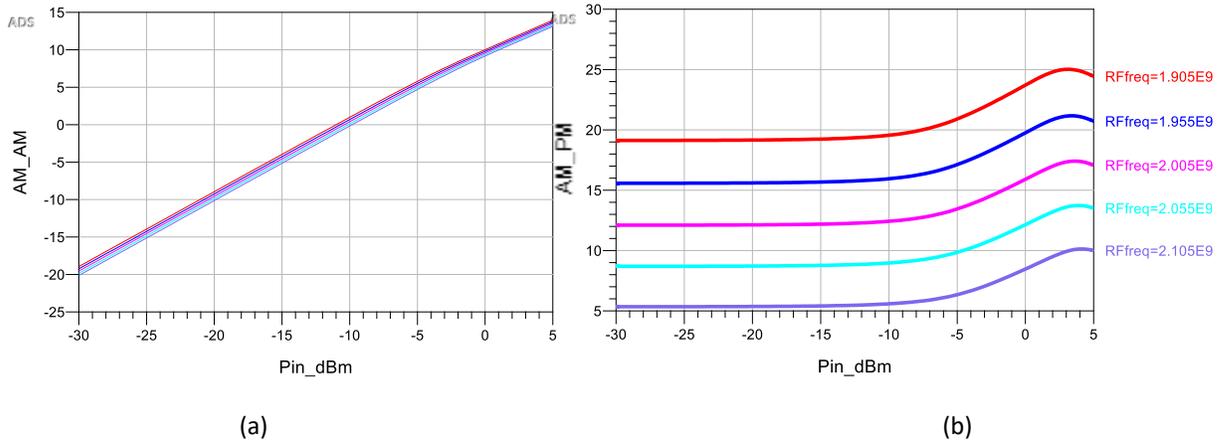


Figura 56. Curvas de distorsión a dos tonos (a) AM-AM, (b) AM-PM.

5.4. Generación de la modulación QAM 16

En el siguiente diagrama esquemático dado en la figura 5.10, se genera la señal QAM-16 como muestra en la figura 58.

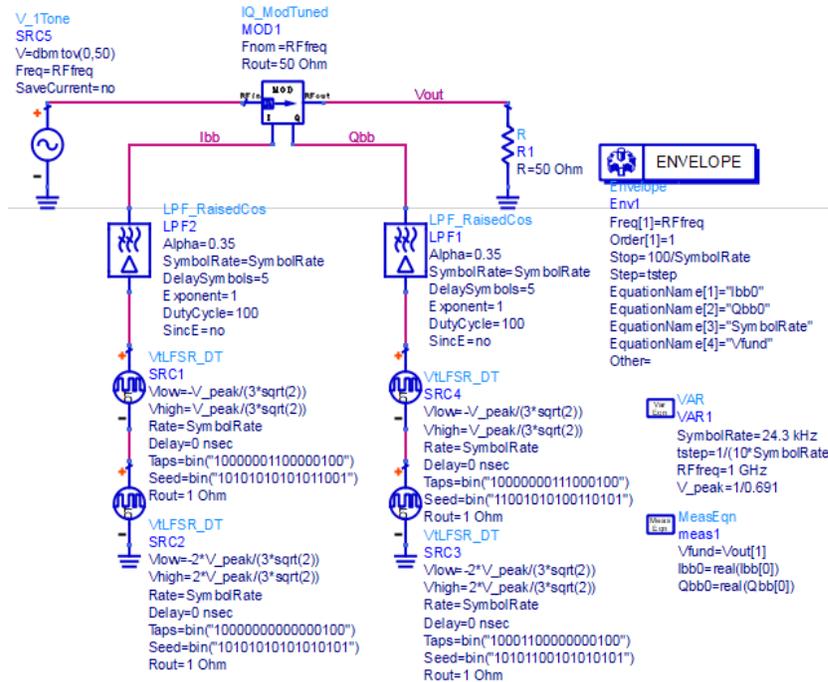


Figura 57. Diagrama esquemático para generar una señal QAM-16.

El sistema se alimenta por una fuente “V_1Tone” con una frecuencia de 1 GHz, enseguida se conecta el IQ mod tuned que es un modulador sintonizado que selecciona el armónico de entrada definido por la frecuencia “Fnom” especificada y lo modula de acuerdo con las entradas de modulación I (en fase) y Q (cuadratura). Las terminales I (en fase) y Q (cuadratura) se refieren a dos sinusoides que tienen la misma frecuencia y están desfasados 90° . Por convención, la señal I es una forma de onda coseno y la señal Q es una forma de onda sinusoidal.

Al simular el esquemático se generó el espectro de una señal QAM-16, éste describe la magnitud y las características de fase de una señal en función de la frecuencia.

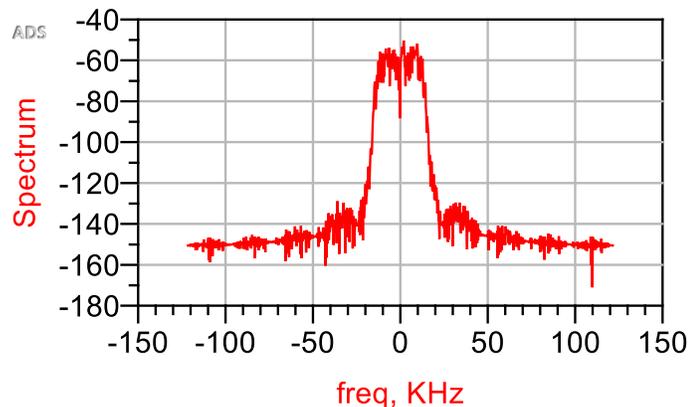


Figura 58. Espectro de la señal QAM-16.

Después de obtener los resultados de la señal QAM-16 se guardó el archivo para utilizarlo en otro esquemático. El siguiente esquemático presenta el uso de la señal QAM-16 en el dispositivo bajo prueba (DBP) en este caso el transistor.

La fuente de alimentación del esquemático es la señal QAM-16 donde la expresión "Vfund" representa la salida de la figura 58.

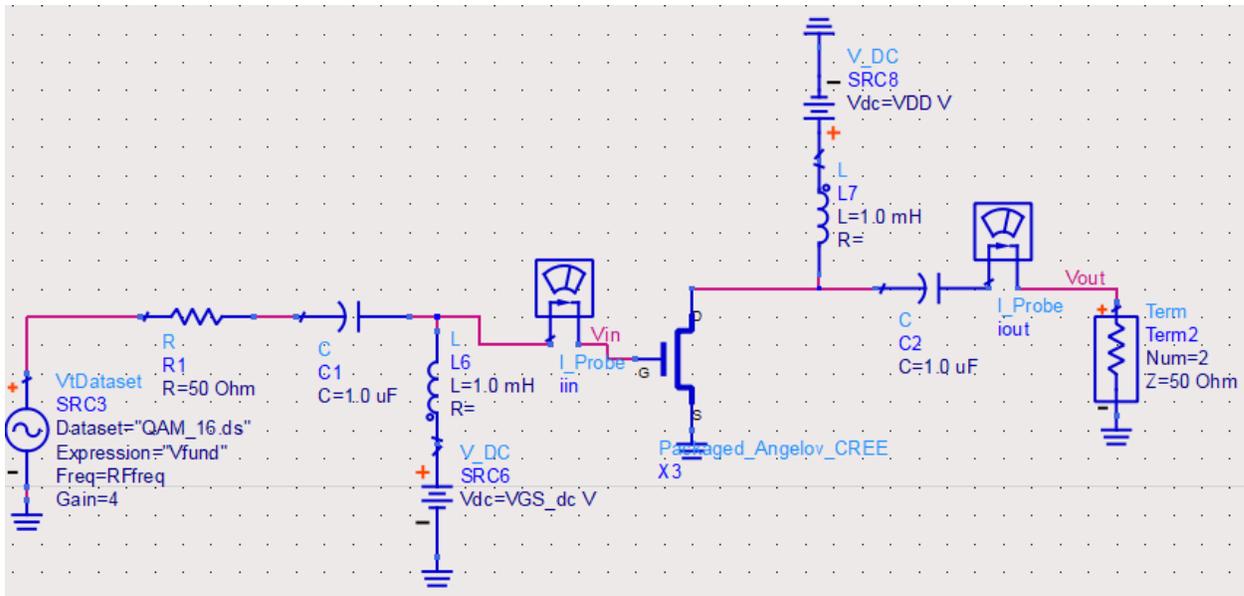


Figura 59. Esquemático alimentado por la señal QAM-16.

Al simular se utilizaron diferentes voltajes para presentar al transistor en sus diferentes clases de operación. Se utilizaron los siguientes puntos de polarización para trabajar el transistor en diferentes clases a una frecuencia de 2 GHz, según se indica en la tabla 4.

Tabla 4. Puntos de polarización.

	VDS	VGS
Tipo A	27.5 V	-0.9 V
Tipo B	27.5 V	-2.9 V
Tipo C	27.5 V	-4 V

Con estos puntos de polarización se obtuvieron los resultados que se muestran en la figura 5.13:

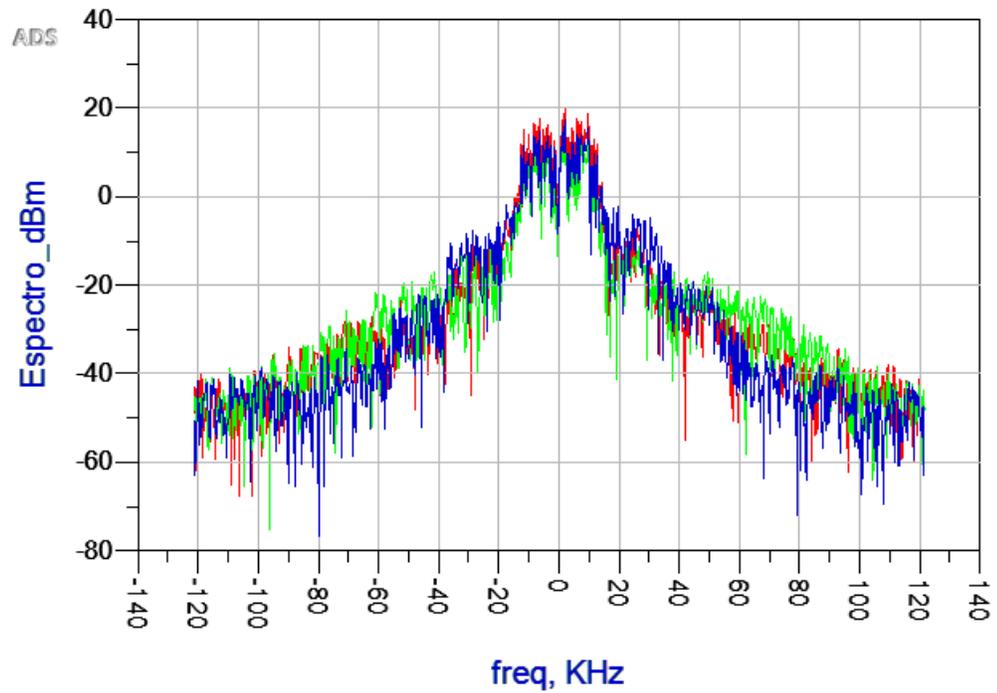


Figura 60. Espectro del transistor con un $V_{DS} = 27.5$ V y $V_{GS} = -0.9$ V (rojo), -2.9 V (Azul), -4 V (Verde)

En la figura 61 se presenta el espectro que representa el transistor CGH27015 alimentado con diferentes V_{GS} de esta forma se puede ver como varia el espectro cuando se trabaja en cada clase.

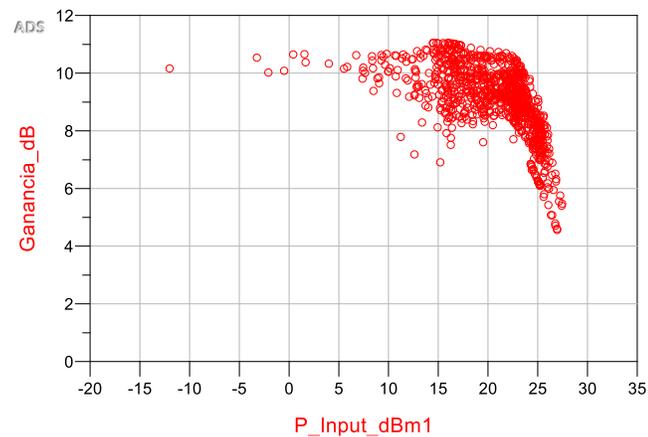


Figura 61. Curvas de ganancia con un $V_{DS} = 27.5$ V y $V_{GS} = -0.9$ V.

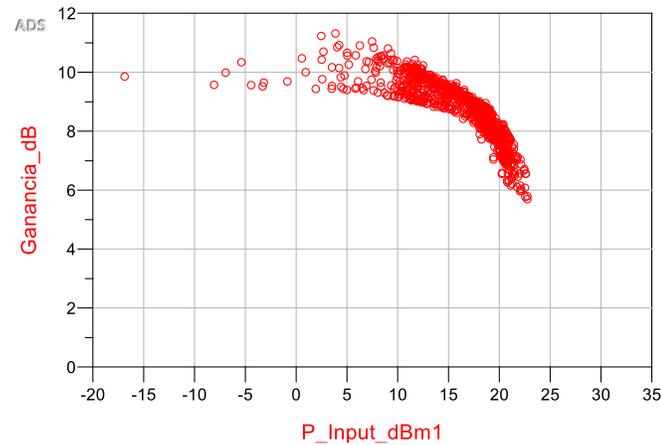


Figura 62. Curvas de ganancia con un $V_{DS} = 27.5$ V y $V_{GS} = -2.9$ V.

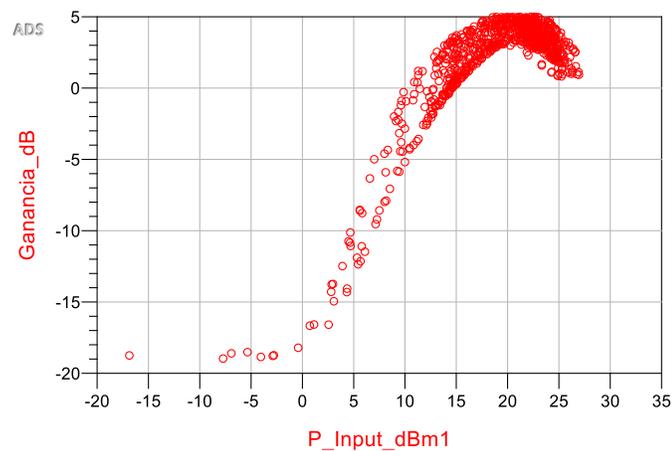
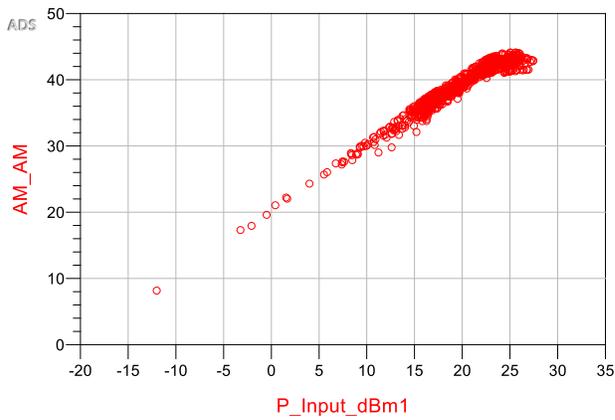


Figura 63. Curvas de ganancia con un $V_{DS} = 27.5$ V y $V_{GS} = -4$ V.

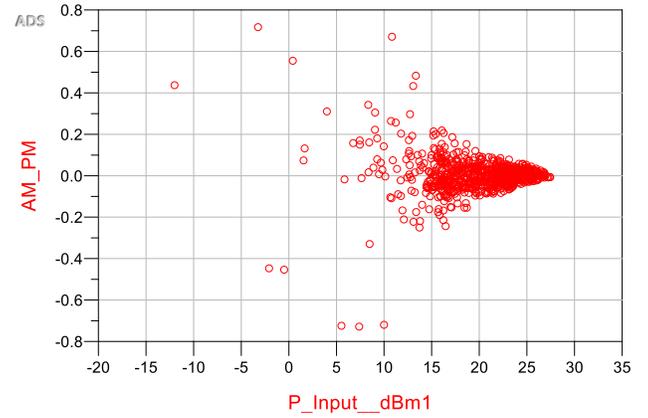
Al variar el voltaje de polarización de compuerta V_{GS} la ganancia también varía, mientras el voltaje V_{GS} entra a la zona de oclusión del transistor, es decir, si el voltaje se vuelve más negativo la ganancia se disminuye como se puede observar en los resultados anteriores. De esta manera se puede observar el comportamiento del transistor a medida que se opera con diferentes V_{GS} . En la figura 61 el comportamiento mostrado no es muy lineal mientras que en la figura 62 se tiene un comportamiento más lineal y con una ganancia muy similar con la figura anterior, mientras que la figura 63 correspondiente a un $V_{GS} = -4$ V se tiene una ganancia muy pequeña, pero con más linealidad.

La curva de distorsión AM-AM y AM-PM en radianes se muestra en las figuras 64 a 66. En donde se puede apreciar que al aumentar la potencia de entrada se puede observar un cambio en la curva. Al trabajar con

diferentes valores de VGS la curva AM-AM muestra mayor distorsión mientras el voltaje es más negativo, esto muestra la linealidad que tiene el transistor cuando se trabaja en diferentes clases.

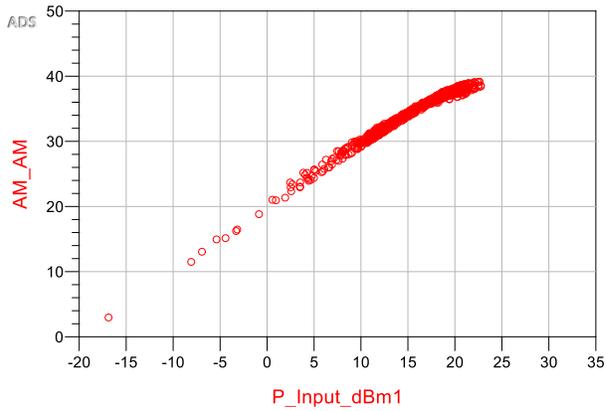


(a)

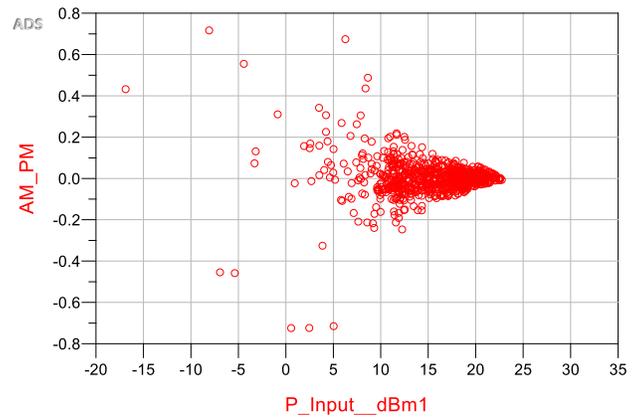


(b)

Figura 64. Curvas de distorsión con un VDS = 27.5 V y VGS = -0.9V (a) AM-AM, (b) AM-PM.

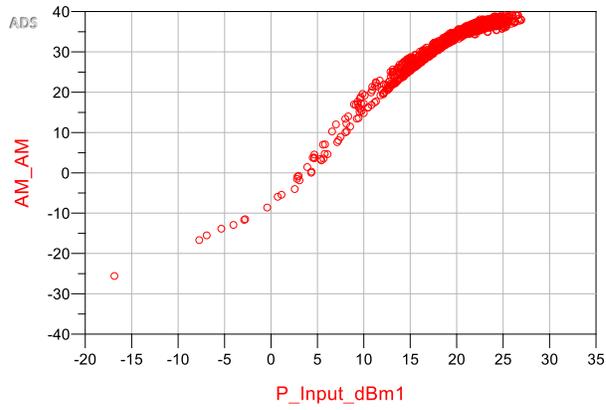


(a)

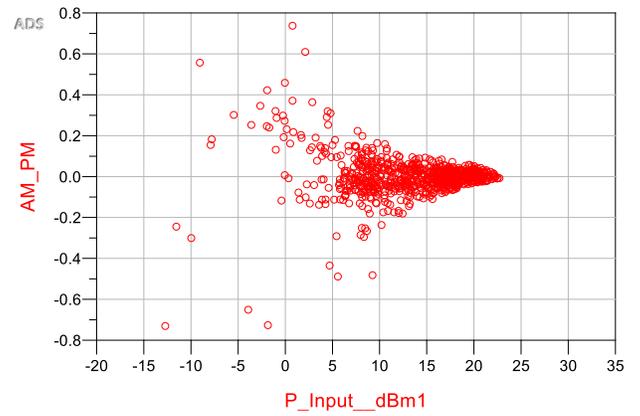


(b)

Figura 65. Curvas de distorsión con un VDS = 27.5 V y VGS = -2.9V (a) AM-AM, (b) AM-PM.



(a)



(b)

Figura 66. Curvas de distorsión con un $V_{DS} = 27.5$ V y $V_{GS} = -4$ V (a) AM-AM, (b) AM-PM.

Capítulo 6. Conclusiones y trabajo futuro

6.1. Conclusiones generales

En esta investigación se estudió la teoría para generar señales moduladas y observar el comportamiento de amplificadores de potencia y transistores de RF excitados por estas señales. Analizando su respuesta mediante las curvas de distorsión AM-AM y AM-PM.

Respecto al análisis de las señales moduladas se observaron algunos de sus parámetros como limitaciones. Como aplicación de las señales moduladas nos centramos en las modulaciones QAM y la modulación OFDM para aplicarla al transistor.

También para el desarrollo de esta investigación, se tuvo que familiarizar con el software Advanced Design System como se mencionó que es un simulador comercial de RF. Se implementó la simulación para obtener las curvas de distorsión AM-AM y AM-PM mediante el simulador que realiza el análisis no lineal con el método de balance armónico a un tono y dos tonos y señales moduladas.

Por otra parte, se trabajó con el transistor CGH27015 de la compañía CREE con el software ya mencionado para realizar los análisis de balance armónico a un tono y dos tonos y señales moduladas en este caso QAM-16, con esto se observó el comportamiento del transistor por medio de las curvas de distorsión AM-AM y AM-PM. Estos análisis se realizaron a diferentes voltajes de V_{GS} para que el transistor se comportara como un amplificador de clase A, clase B y clase C, de esta forma obtener los resultados deseados, al utilizar voltajes más negativos de V_{GS} el comportamiento del amplificador empieza a tener menor linealidad por lo tanto de igual manera su eficiencia.

En general esta tesis presenta el comportamiento de los amplificadores de potencia y transistores alimentados con alguna señal modulada para analizar las curvas de distorsión AM-AM y AM-PM, obteniendo resultados interesantes en su desarrollo. Es interesante trabajar con el diseño de un amplificador y ver el comportamiento de este por medio del simulador ADS, ya que se puede excitar a diferentes voltajes como con diferentes señales moduladas para obtener diferentes resultados, de esta manera antes de trabajar en físico se tiene una idea de un funcionamiento del diseño del amplificador cercano a la realidad.

6.2. Trabajo futuro

A continuación, se mencionan algunas recomendaciones para trabajos futuros:

- Implementar otras señales moduladas a los amplificadores de potencia de RF en el simulador comercial ADS.
- Utilizar diferentes PAs para comparar resultados de las curvas de distorsión AM-AM y AM-PM.
- Generar señales moduladas utilizando un generador arbitrario de señales (AWG) para realizar mediciones en los PAs.
- Realizar los análisis de un tono, dos tonos y multi-tonos como implementar señales moduladas en el laboratorio a PAs para comparar los resultados del simulador ADS.

Literatura citada

- Aparin, V., Dunworth, J., Entesari, K., Park, H., Shakib, S., 2016, A 28GHz efficient linear power amplifier for 5G phased arrays in 28nm bulk CMOS, IEEE International Solid-State Circuits Conference, pp. 352-354.
- Berglund, B., Englund, B., Lundstedt, J., 2005, Third design release of ericsson's WCDMA macro radio base stations, ResearchGate, Ericsson Review.
- Bösch, W., Gatti, G., 1989, Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers, IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Consultado el 11 de marzo de 2020, de <https://ieeexplore.ieee.org/document/44098>.
- Cabrera, M., Tarres, F., 2012, Comunicaciones digitales paso banda, Fundació para la Universitat Oberta de Catalunya, Eureka Media, SL.
- Carlson, A. B., 2001, Communication systems: An introduction to signals and noise in electrical communication. McGraw Hill.
- Colantonio, P., Giannini, F., Limiti, E. 2009. High efficiency RF and microwave solid state power amplifiers. Wiley.
- Cripps, S., 2002, Advanced techniques in RF power amplifier design. Artech House.
- Cripps, S. C., 1999, RF Power amplifiers for wireless communications. Artech House.
- Ding, J., Fang, J., Huang, L., Li, J., Li, P., Li, W., Miao, Q., Tan, H., Wang, T., Wang, Y. 2017 Spectrum analysis and regulations for 5G, 5G Mobile communications, Springer.
- Gharaibeh, K., 2012, Nonlinear distortion in wireless systems, John Wiley & Sons, Ltd.
- Haykin, S., 2001, Communication Systems, John Wiley & Sons, Inc.
- Heutmaker, M. S., Welch, J. R., and Wu, E., 1997, Using digital modulation to measure and model RF amplifier distortion, Applied Microwave & Wireless, vol. 9, 34 – 39.
- Hu, S., Wang, F., Wang, H., 2017, A 28GHz/37GHz/39GHz multiband linear doherty power amplifier for 5G massive MIMO applications, IEEE International Solid-State Circuits Conference, pp. 32-35.
- Kim, B. 2018. Doherty power amplifiers from fundamentals to advanced design methods. Academic Press.

- Pengelly, R. S., Wood, S. M., Milligan, J. W., Sheppard, S. T., y Pribble, W. L., 2012, A review of GaN on SiC high electron-mobility power transistors and MMICs. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 60(6), 1764-1783.
- Pozar, D., 2000, Microwave and RF design of wireless systems, United States of America: Wiley.
- Roblin, P. 2011, Nonlinear RF circuits and nonlinear vector network analyzers. Cambridge University Press.
- Sánchez Muñiz, M. 2005, Estudio comparativo de técnicas de linealización de amplificadores de potencia. Tesis de maestría, Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California.
- Schuh, P., et al., 2010, GaN-based amplifiers for wideband applications, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, Vol. 2 (1) 135-141.
- Westesson, E., Sundstrom, L., 2001, Low-power complex polynomial predistorter circuit in CMOS for RF power amplifier linearization", 27th European solid-state circuits conference.
- 5G Americas, White Paper on 5G Spectrum Recommendations – April 2017. Consultado el 5 de marzo de 2021, https://5gamericas.org/wp-content/uploads/2019/07/5GA_5G_Spectrum_Recommendations_2017_FINAL.pdf