



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**  
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA  
INGENIERÍA ELÉCTRICA –TELECOMUNICACIONES

AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE ALTA EFICIENCIA BASADO EN  
TECNOLOGÍA GaN CON PERSPECTIVAS DE UTILIZACIÓN EN EL SISTEMA  
DE RADIOCOMUNICACIONES DE A BORDO DEL MICROSATÉLITE QUETZAL

TESIS  
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE  
MAESTRA EN INGENIERÍA

PRESENTA:  
ZAIRA SANCHEZ OMAÑA

TUTOR PRINCIPAL  
DR. JOSÉ ALBERTO RAMÍREZ AGUILAR, FACULTAD DE INGENIERÍA

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD. MX., DICIEMBRE 2018



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

**JURADO ASIGNADO:**

Presidente: Dr. Landeros Ayala Salvador

Secretario: Dra. Moumtadi Fátima

Vocal: Dr. Ramírez Aguilar José Alberto

1<sup>er.</sup> Suplente: Dr. Ceballos Herrera Daniel Enrique

2<sup>d o.</sup> Suplente: Dr. Matías Maruri José María

Lugar o lugares donde se realizó la tesis: Ciudad Universitaria, Cd.Mx.

**TUTOR DE TESIS:**

DR. JOSÉ ALBERTO RAMÍREZ AGUILAR

-----  
**FIRMA**

## AGRADECIMIENTOS

A Miguel Alonso por apoyarme incondicionalmente, porque siempre estas para mí dando lo mejor de ti, eres mi inspiración y motivación.

Gracias papá y mamá por todo el amor y apoyo que siempre tengo de ustedes, son el ejemplo más claro que tengo sobre perseverar y trabajar para lograr mis metas, los admiro mucho y los amo con todo mi corazón.

A mi hermana y a Oscar por siempre apoyarme, los momentos que paso con ustedes son los mejores.

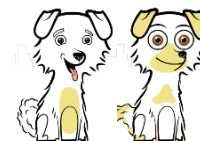
A la Universidad Nacional Autónoma de México por la oportunidad que me otorga de cursar un posgrado de calidad y por la gran diversidad de actividades culturales y deportivas de la que pude ser participe durante mi estancia en C.U., así mismo porque en este maravilloso lugar conocí gente invaluable, como mi tutor, Dr. José Alberto Ramírez Aguilar quien es una fuente de inspiración para mí.

Agradezco también la dedicación de todos los profesores que me acompañaron durante mi formación, a mis compañeros, sin lugar a dudas me llevo buenos recuerdos de ustedes.

Pero sobre todo, gracias a Dios, que ha sido bueno conmigo y con mi familia.

*“Todo lo puedo en Cristo que me fortalece”*

*Filipenses 4:13*



## RESUMEN

En el presente trabajo de tesis se presenta la propuesta de diseño de un amplificador de potencia de alta eficiencia clase E empleando un dispositivo activo comercial GaN HEMT CGH40010, el cual opera a una frecuencia de 2.25 GHz. Se realizó la simulación y verificación de resultados por medio del software Advanced Design System™. Los resultados muestran la obtención de una alta eficiencia de potencia añadida PAE del 75% y una potencia de salida de 42 dBm, por lo que de acuerdo a las necesidades del sistema de radiocomunicaciones del microsatélite Quetzal, se afirma que el diseño es buen candidato para su realización física e implementación al sistema. Se expone además, un breve pero conciso resumen de conceptos importantes a tener en cuenta de las comunicaciones satelitales, tecnología GaN y sus aplicaciones espaciales.

Palabras clave: Amplificador de Potencia, Alta Eficiencia, Nitruro de Galio (GaN)

## **ABSTRACT**

This thesis presents the design proposal of a class-E high efficiency power amplifier using a GaN HEMT power transistor CGH40010 which operates at a frequency of 2.25 GHz. The simulation and verification of results was performed by means of software Advanced Design System™. The results show the obtaining of a high efficiency of added power efficiency PAE of 75% and an output power of 42 dBm, so according to the needs of the radiocommunication system of the microsatellite Quetzal, it's affirmed that the design is a good candidate for its physical realization and implementation to the system. This thesis work also presents a brief but concise summary of important concepts of satellite communications, GaN technology and space applications.

Key words: Power Amplifier, High Efficiency, Gallium Nitride (GaN).

# ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTOS .....	i
RESUMEN .....	ii
ABSTRACT .....	iii
ÍNDICE GENERAL .....	iv
ÍNDICE DE FIGURAS .....	vi
ÍNDICE DE TABLAS .....	viii
LISTA DE ACRÓNIMOS.....	ix
CAPÍTULO I INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Antecedentes .....	1
1.2 Planteamiento del problema.....	3
1.3 Justificación .....	4
1.4 Objetivo General .....	4
1.5 Objetivos específicos .....	4
1.6 Metodología .....	5
1.7 Estructura de la tesis .....	6
1.8 Estado del Arte.....	7
CAPÍTULO II SATELITES ARTIFICIALES .....	9
2.1 Satélites artificiales .....	9
2.2 Subsistemas satelitales .....	10
2.3 Elementos activos en la etapa de potencia del subsistema de comunicaciones en satélites.....	17
CAPÍTULO III TEORÍA DE LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA .....	19
3.1 Clasificación de los Amplificadores de Potencia.....	19
3.2 Definición de potencia ( $P$ ) y eficiencia ( $\eta$ ).....	27
3.3 Parámetros-S y ganancias de potencia de dos puertos.....	29
3.4 Estabilidad y Alta Ganancia.....	33
3.5 Linealidad y características I-V .....	37
3.6 Análisis del Funcionamiento del Amplificador de Potencia de Alta Eficiencia Clase E .....	39
3.6.1 Requisitos de los dispositivos de clase E.....	44
3.7 Líneas de transmisión .....	44

3.7.1 Línea de transmisión de microcinta.....	45
3.7.2 Efectos de blindaje.....	46
CAPÍTULO IV TECNOLOGÍA GaN EN AMPLIFICADORES DE POTENCIA PARA APLICACIONES ESPACIALES.....	47
4.1 Transistores de alta movilidad de electrones (HEMT) .....	47
4.2 Características del Nitruro de Galio (GaN) .....	48
4.3 Ventajas y aplicaciones del GaN sobre otros semiconductores .....	49
CAPÍTULO V DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE E CON TECNOLOGÍA GaN .....	55
5.1 Elección del transistor y especificaciones de diseño .....	55
5.2 Diseño y Simulación .....	56
5.2.1 Curvas características I-V y punto de polarización .....	57
5.2.2 Diseño de las redes de estabilización, adaptación de entrada y salida .....	59
5.2.3 Simulación del amplificador de potencia clase E con líneas de transmisión ideales .....	64
5.2.4 Simulación del amplificador de potencia clase E con líneas de transmisión microstrip.....	66
5.2.5 Representaciones CAD del circuito con líneas microstrip .....	70
CAPÍTULO VI ANÁLISIS Y DISCUSIÓN DE RESULTADOS.....	72
6.1 Resultados de las simulaciones.....	72
6.1.1 Comparación de resultados con otros trabajos .....	73
6.2 Conclusiones.....	74
6.3 Trabajo a futuro.....	75
REFERENCIAS .....	76



## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura I.1. Estructura propuesta para el microsatélite Quetzal.....	2
Figura I.2. Presupuestos de algunas agencias espaciales en millones de dólares.....	3
Figura I.3. Desarrollo del trabajo de tesis.....	5
Figura II.1. Componentes del subsistema de energía eléctrica.....	11
Figura II.2. Sistema de aislamiento pasivo del subsistema de control térmico.....	12
Figura II.3. Sistema de aislamiento activo del subsistema de control térmico.....	12
Figura II.4. Componentes del subsistema de posicionamiento y orientación.....	13
Figura II.5. Subsistema de propulsión para cubesat.....	14
Figura II.6. Subsistema estructural de un cubesat.....	14
Figura II.7. Transmisor y antena de banda Ka.....	15
Figura II.8. Representación de componentes de los diferentes subsistemas satelitales.....	16
Figura II.9. Enlace satelital.....	17
Figura II.10. Diagrama de bloques de un transpondedor satelital.....	18
Figura III.1. Clasificación de los PA.....	19
Figura III.2. Potencia disipada vs eficiencia en diferentes clases de PA.....	20
Figura III.3. Amplificador clase A y sus formas de onda.....	21
Figura III.4. Amplificador clase B y sus formas de onda.....	21
Figura III.5. Formas de ondas típicas de los amplificadores clase AB.....	22
Figura III.6. Amplificador clase C y sus formas de onda.....	23
Figura III.7. Amplificador clase D y sus formas de onda.....	24
Figura III.8. Amplificador clase E y sus formas de onda.....	25
Figura III.9. Amplificador clase F y sus formas de onda.....	26
Figura III.10. Amplificador clase S y sus formas de onda.....	26
Figura III.11. Red general de dos puertos.....	29
Figura III.12. Red de dos puertos con fuente e impedancias de carga arbitrarias.....	31
Figura III.13. Círculos de estabilidad para un dispositivo condicionalmente estable.....	36
Figura III.14. Curvas características I-V de un transistor.....	38
Figura III.15. Circuito del amplificador clase E original.....	40
Figura III.16. Formas de onda conceptuales de corriente y voltaje del amplificador clase E.....	42
Figura III.17. Representación esquemática de las líneas de transmisión.....	45
Figura III.18. Línea de transmisión microcinta.....	45
Figura III.19. Blindaje de un PA.....	46
Figura IV.1. Transistor AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> .....	48
Figura IV.2. Estructura cristalina del Ga <sub>N</sub> .....	49
Figura IV.3. Ventajas del Ga <sub>N</sub> en subsistemas de RF para aplicaciones espaciales.....	51
Figura IV.4. Porcentaje estimado de reemplazo de aplicación TWT por dispositivos Ga <sub>N</sub> .....	52
Figura V.1. Circuito utilizado para la simulación DC.....	58
Figura V.2. Curva del punto de polarización del transistor CGH40010.....	58
Figura V.3. Diagrama de bloques del amplificador de potencia de RF.....	59

Figura V.4. Representación gráfica de parámetros S obtenidos en la frecuencia de 2.25 GHz para $V_{gs}=-2.92V$ y $V_{ds}=28V$ .....	60
Figura V.5. Circuito de estabilización.....	61
Figura V.6. Resultados de las simulaciones de estabilidad.....	62
Figura V.7. Configuración de las herramientas Impedance Matching Utility y Smith Chart Utility.....	63
Figura V.8. Circuito completo simulado con líneas de transmisión ideales.....	64
Figura V.9. Gráficas resultantes de la simulación del amplificador clase E con líneas ideales de transmisión.....	65
Figura V.10. Formas de onda de voltaje de drenador y corriente de drenador.....	66
Figura V.11. Herramienta LineCalc para obtener las dimensiones físicas de las líneas de transmisión a partir de la longitud eléctrica.....	67
Figura V.12. Circuito completo simulado con líneas microstrip.....	68
Figura V.13. Gráficas resultantes de la simulación del amplificador clase E con líneas microstrip.....	69
Figura V.14. Representación CAD del circuito impreso con líneas microstrip.....	71
Figura V.15. Representación 3D del circuito.....	71

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla II.1 Clasificación de los pequeños satélites en función de su peso .....	9
Tabla II.2 Frecuencias asignadas para comunicaciones satelitales .....	16
Tabla III.1 Resumen de parámetros básicos de rendimiento de las diferentes clases de PA .....	27
Tabla IV.1 Propiedades materiales de los semiconductores de microondas .....	53
Tabla IV.2 Pruebas de fiabilidad a transistores GaN.....	54
Tabla V.1 Parámetros de diseño.....	56
Tabla V.2 Parámetros S obtenidos en la frecuencia de 2.25 GHz para $V_{gs}=-2.92V$ y $V_{ds}=28V$ .....	60
Tabla V.3 Características del sustrato de la marca Rogers RO4350 .....	67
Tabla VI.1 Resultados con líneas de transmisión ideales.....	72
Tabla VI.2 Resultados con líneas de transmisión microstrip .....	72
Tabla VI.3 Comparación de resultados con otros trabajos.....	73

## LISTA DE ACRÓNIMOS

ADS	Advanced Design System
BJT	Bipolar Junction Transistor
CAD	Computer-Aided Design
Cinvestav	Centro de Investigación y de Estudios Avanzados
COTS	Commercial Off-The-Shelf
E <sub>g</sub>	Energy Gap
FET	Field Effect Transistor
FET	Field-Effect Transistor
FI	Facultad de Ingeniería
FOM	Figure of Merit
G	Power Gain
Ga	Galio
G <sub>A</sub>	Available Power Gain
GaAs	Arseniuro de Galio
GaN	Nitruro De Galio
G <sub>MSG</sub>	Maximum Stable Gain
G <sub>T</sub>	Transducer Power Gain
HEMT	High Electron Mobility Transistor
I <sub>ds</sub>	Drain Current
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LEO	Low Earth Orbit
LET	Linear Energy Transfer
MESFET	Metal-semiconductor field-effect transistor
MIT	Massachusetts Institute of Technology
MTTF	Mean Time To Failure
N	Nitrógeno
PA	Power Amplifier
PAE	Power-Added Efficiency
RF	Radiofrequency
SEE	Single Event Effect
Si	Silicio
SSPA	Solid State Power Amplifiers
TID	Total Ionization Dose
TWTA	Traveling Wave Tube Amplifiers
UAT	Unidad de Alta Tecnología
V <sub>ds</sub>	Drain to Source Voltage
V <sub>gs</sub>	Gate Voltage
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

# CAPÍTULO I

## INTRODUCCIÓN

### 1.1 Antecedentes

Desde la puesta en órbita del primer satélite artificial el *Sputnik 1* el 4 de octubre de 1957, por la entonces Unión Soviética, se desató una lucha por conquistar el espacio. Durante mucho tiempo debido a la complejidad y tamaño de los sistemas satelitales solo empresas privadas y organizaciones internacionales con grandes fondos económicos participaban en el diseño, puesta en órbita y previsión de servicios satelitales, sin embargo, los avances tecnológicos han permitido crear sistemas igual de complejos a tamaños reducidos, lo que abrió las puertas a que instituciones como las universidades pudieran desarrollar sus propios satélites [1], [2].

Quetzal es el proyecto de microsatélite mexicano que se diseña y construye con la participación de investigadores y estudiantes de la Unidad de Alta Tecnología (UAT) de la Facultad de Ingeniería (FI) de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM) y se desarrolla en colaboración principalmente con el Instituto Tecnológico de Massachusetts (MIT, por sus siglas en inglés) y el Centro de Investigación y de Estudios Avanzados (Cinvestav) Campus Guadalajara, entre otras instituciones de educación superior del país.

La misión espacial que se establece en el proyecto es medir la columna de gases contaminantes en las principales ciudades del país, además de fotografiar el territorio nacional en espectro visible e infrarrojo, utilizando instrumentación científica y componentes COTS (Commercial Off-The-Shelf). Se prevé que sea puesto en una órbita baja (LEO), cerca de los 1000 km de altura; esta órbita es muy utilizada por satélites meteorológicos y de percepción remota. Se estima que el microsatélite tendrá un peso de entre 50 y 70 kilogramos [3].



*Figura I.1 . Estructura propuesta para el microsatélite Quetzal [3]*

Actualmente, uno de los principales retos que enfrentan los sistemas de comunicaciones de a bordo de satélites es contar con elementos del canal que presenten alta eficiencia energética, en respuesta a la tendencia de miniaturizar los dispositivos espaciales. Ante este panorama, se están desarrollando sistemas de comunicaciones cuya base son los dispositivos tipo HEMT (High Electron Mobility Transistor, Transistor de Alta Movilidad de Electrones) en tecnología GaN (Nitruro De Galio), los cuales se caracterizan por tener un alto voltaje de ruptura, son capaces de trabajar a altas temperaturas de unión y tienen mayor tolerancia a la radiación [4].

## 1.2 Planteamiento del problema

México tiene una variedad de problemas de orden económico, entre los más importantes se encuentra la falta de desarrollo tecnológico. Nuestro país es aún dependiente de la tecnología que se genera en otras partes del mundo debido a la escasez de desarrollo científico nacional que derive en nuevas tecnologías aplicadas a la producción [5].

Las áreas de investigación científica y desarrollo tecnológico son cruciales para impulsar el crecimiento de capacidades específicas en un país, entre ellas la aeroespacial. Tomando en cuenta el panorama internacional en esta materia y considerando el desarrollo de los países emergentes y los montos otorgados para la investigación científica y desarrollo tecnológico espacial, se muestra en la figura I.2 los presupuestos gubernamentales de algunos países. México ocupa el último lugar en la gráfica, reflejo del inicio de sus actividades en el escenario espacial [6].

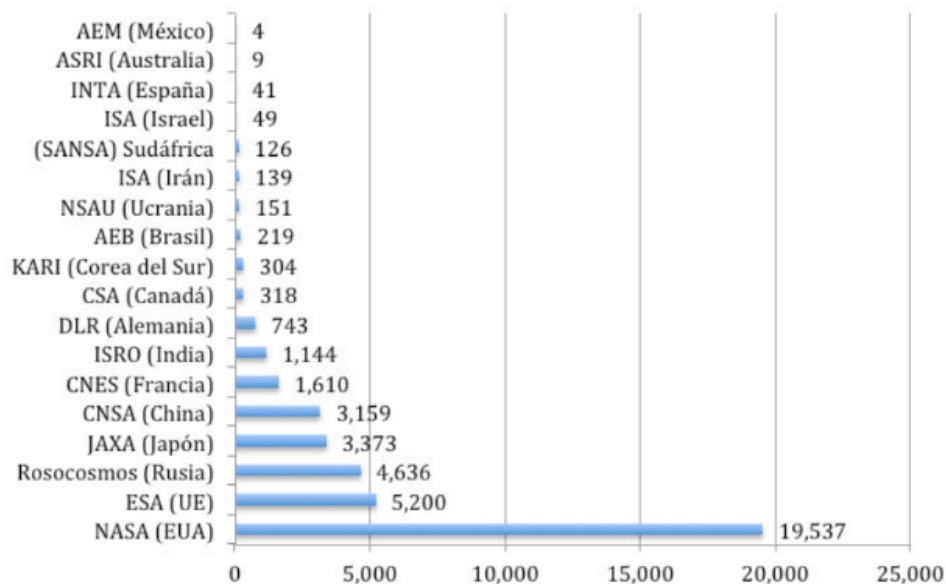


Figura I.2 Presupuestos de algunas agencias espaciales en millones de dólares (USD) [6]

### **1.3 Justificación**

En los últimos años, el desarrollo de la ciencia y tecnología espacial en México se han constituido como una prioridad, aunque aún se encuentra en una etapa de desarrollo en los sectores académico, privado y público, cada sector ha generado una cadena de valor en el proceso de la investigación y desarrollo espacial [6].

Por lo anterior se deben implementar tecnologías vanguardistas que se generen por mexicanos en el sector aeroespacial del país, con la visión de competir a nivel mundial. Al lograr este objetivo, la academia y las empresas mexicanas podrán adquirir nuevas certificaciones y estándares internacionales de calidad, lo que nos abrirá las puertas a la exportación de nuestros productos. Razón por la cual se propone en este trabajo el diseño de un amplificador de potencia de alta eficiencia con el objetivo de que sea probado y aprobado para su utilización en el sistema de radiocomunicaciones de a bordo del microsatélite científico Quetzal.

### **1.4 Objetivo General**

Diseñar un amplificador de potencia de alta eficiencia en base a un transistor de tecnología GaN con perspectivas a su implementación dentro del sistema de radiocomunicaciones de a bordo en el microsatélite científico Quetzal.

### **1.5 Objetivos específicos**

- Diseñar en base a los requerimientos del microsatélite Quetzal, un amplificador de potencia de alta eficiencia que opere en la banda S y entregue en promedio 2 Watts a la salida.
- Modelar y dimensionar las redes de acoplamiento de entrada, salida y de polarización.
- Implementar el diseño en base al modelo de pequeña señal haciendo uso de software especializado (ADS™, Matlab™).
- Verificar y documentar los resultados obtenidos.



## 1.6 Metodología

Realizar el estudio del Estado del Arte revisando bibliografía especializada en amplificadores de alta eficiencia, como libros, artículos y tesis desarrolladas en este tema, que complementadas con la dirección adecuada, nos permitan acceder a los conocimientos necesarios para la ejecución del proyecto. Como segunda etapa se llevará a cabo la selección y caracterización del transistor de potencia que será utilizado en el diseño del amplificador de potencia de alta eficiencia.

Por las características multidisciplinarias e interinstitucionales del desarrollo del microsátélite Quetzal, así como por el paralelismo en el desarrollo de las etapas de diseño y manufactura de los subsistemas satelitales, los requerimientos de diseño se definirán durante el proceso de elaboración. Posteriormente, se desarrollarán los modelos teóricos que incluyan el diseño de redes de acoplamiento de entrada y salida del transistor de potencia seleccionado, así como el diseño de redes de polarización para comprobar el resultado de las simulaciones con el propósito de validar su funcionamiento. La figura I.3 muestra resumidamente los pasos para el desarrollo del trabajo de tesis.



Figura I.3 Desarrollo del trabajo de tesis

## 1.7 Estructura de la tesis

Este trabajo de tesis se divide en seis capítulos, los cuales se resumen a continuación:

El *capítulo I introducción*, contiene los aspectos metodológicos para la elaboración de este trabajo de tesis, compuesto por la presentación del tema, el planteamiento del problema y la justificación de la investigación, los objetivos y la aplicación de la metodología.

En el *capítulo II satélites artificiales*, se presentan conceptos clave para entender que es un satélite artificial y los subsistemas que lo componen, haciéndose énfasis en el sistema de radiocomunicaciones.

El *capítulo III teoría de los amplificadores de potencia*, inicia exponiendo la clasificación de los amplificadores de potencia según su modo de operación, así mismo se mencionan definiciones basadas en el amplificador de microondas de dos puertos caracterizado por sus parámetros de dispersión [S], como son ganancia, eficiencia y estabilidad.

El *capítulo IV tecnología GaN en amplificadores de potencia para aplicaciones espaciales*, muestra las características, aplicaciones y ventajas del Nitruro de Galio (GaN) empleado en amplificadores de potencia para subsistemas de comunicaciones de abordo de satélites.

En el *Capítulo V diseño del amplificador de potencia clase E con tecnología GaN*, se aplican los conceptos teóricos estudiados en capítulos anteriores para el diseño y simulación del amplificador de potencia clase E basado en el dispositivo activo de la marca Cree® GaN HEMT CGH40010.

Finalmente, en el *capítulo VI análisis y discusión de resultados*, se muestran los resultados obtenidos a partir de las simulaciones realizadas en el software especializado ADS®, las conclusiones del trabajo y la exposición del trabajo a futuro.

## 1.8 Estado del Arte

El espacio provee oportunidades únicas para la creación de bienes y servicios útiles y redituables, tanto públicos como comerciales, con una diversidad de actividades, tales como las comunicaciones y posicionamiento vía satélite, la observación del territorio y del universo, el uso del ambiente de microgravedad, el transporte desde y hacia el medio ambiente espacial, entre otras [6].

Un satélite es un sistema complejo con un gran número de componentes electrónicos que trabajan en condiciones ambientales adversas. Por lo tanto, la robustez y la fiabilidad son características clave que deben ser garantizadas para asegurar el éxito general de la misión. Además, debido al alto costo por kilogramo de la carga útil, el peso de cada subsistema debe reducirse en la medida de lo posible para maximizar la compensación costo-beneficio.

En este contexto, el amplificador de potencia del sistema de comunicaciones de abordaje representa uno de los bloques más críticos, ya que afecta fuertemente a la masa, al consumo de energía y a la gestión térmica y mecánica. Desde un punto de vista ingenieril, un dispositivo de potencia debe proporcionar alta potencia de salida, debe poder operar a un alto voltaje y frecuencia, tener alta eficiencia y bajo nivel de ruido, así como la capacidad de trabajar a altas temperaturas [4].

Comúnmente los amplificadores más utilizados son los TWTA (Traveling Wave Tube Amplifiers -Amplificadores de Tubo de Onda de Progresiva) debido a su capacidad de potencia de RF, sin embargo, requieren voltajes de DC muy altos y costosos procesos de fabricación. Además, necesitan gran volumen y pesadez especialmente en las bandas de frecuencia más bajas como L y S.

Recientemente con el desarrollo de tecnologías de estado sólido de banda ancha, se ha introducido la utilización de los SSPA (Solid State Power Amplifiers, Amplificadores de Potencia de Estado Sólido) los cuales utilizan Transistores de Efecto de Campo de Arseniuro de Galio (FETs de GaAs); Sin embargo, los amplificadores de GaN en la última década se han posicionado como uno de los materiales más prometedores en el campo de los transistores para aplicaciones espaciales ya que varias pruebas de laboratorio han demostrado que este material cubre todas las necesidades antes citadas, las cuales no son alcanzables con

ninguna otra tecnología, proporcionando así suficiente fiabilidad para ser implementado en aplicaciones de satelitales [7], [8].

Los amplificadores en base a GaN se emplean típicamente en la industria militar, principalmente en radares puesto que incrementan la vida útil de la batería, son de tamaño y peso reducido y tienen gran ancho de banda [9].

Respecto a la región de frecuencia de microondas, la tecnología de dispositivos GaN ha mostrado en diversas pruebas de laboratorio una mayor ganancia que los dispositivos GaAs comparables, esto conduce a una mayor eficiencia añadida de potencia, que es un parámetro importante en el diseño del amplificador. Junto con la mayor densidad de potencia viene una mayor operación y confiabilidad. La falla de voltaje de los dispositivos GaN supera los 100V en comparación con los 7-20V de los dispositivos GaAs de potencia equivalente.

Las características clave de la tecnología GaN son:

Ofrecen alta potencia de salida, alta tensión de ruptura y alta capacidad de corriente máxima; buena eficiencia; combinación de tensión de ruptura de baja tensión de rodilla, bajas pérdidas de semiconductores; poseen capacidad para cortar corriente a alta tensión; son de alta fiabilidad y tienen buen desempeño en altas temperaturas así como alta resistencia térmica.

Estas características hacen del GaN una excelente opción para el diseño de amplificadores de alta potencia en frecuencias que van desde la banda S hasta la banda Ka. La capacidad de banda ancha del GaN incluso ha demostrado ser enormemente beneficioso en el diseño de amplificadores en las regiones VHF (30-300 MHz) y UHF (300 MHz-3 GHz) [10], [11], [12].

En la actualidad, los SSPA basados en GaN superan, por lejos, sus equivalentes TWTA ya que alcanzan niveles de potencia con ancho de banda amplio que no son posibles con ninguna otra tecnología, alta eficiencia debida a su baja capacitancia y alta potencia lo que implica alta densidad de potencia y alta conductividad térmica. Se espera que GaN sustituya en el futuro la mayor parte del transceptor de radio en aplicaciones espaciales, incluso existe la posibilidad de que esta tecnología tenga un impacto en el TWTA tradicional porque cubre perfectamente las necesidades de las comunicaciones satelitales, además de ser la base de todos los desarrollos nuevos y emocionantes que están a la vuelta de la esquina [13], [14].

# CAPÍTULO II

## SATELITES ARTIFICIALES

Los satélites artificiales pueden ser utilizados en un gran número de misiones que han facilitado en gran escala la forma de vida de las personas porque han permitido explorar y conocer con mayor detalle los recursos naturales de la Tierra, estudiar fenómenos meteorológicos, trazar mapas y establecer comunicación a grandes distancias. Un satélite artificial está integrado por varios subsistemas, cada uno de ellos es igualmente importante, ya que su probable falla podría causar la inutilidad parcial o total del conjunto. El satélite necesita energía eléctrica, disipar calor, corregir sus movimientos y mantenerse en equilibrio, además de ser capaz de regular su temperatura, ser resistente al medio y comunicarse con la tierra.

Los sistemas de comunicaciones satelitales exigen soluciones de amplificación compactas, de bajo costo y de alta eficiencia. Se sabe que la etapa final del amplificador de potencia de RF es uno de los bloques de construcción más críticos y que consumen más energía, por lo que ha habido un esfuerzo significativo para aumentar la eficiencia de los amplificadores de potencia [15], [16], [17].

### 2.1 Satélites artificiales

Los satélites artificiales pueden ser clasificados en función de su peso, generalmente en dos grandes categorías: los grandes satélites que se caracterizan por pesos arriba de los 500kg y los pequeños satélites que están por debajo de los 500kg y que a su vez, como lo muestra la tabla II.1, se clasifican en mini, micro, nano y pico satélites [15].

Tabla II.1 Clasificación de los pequeños satélites en función de su peso [15]

Denominación	Peso (en Kg)	
Grandes satélites	>1000	Grandes satélites
Medianos satélites	500-1000	
Mini satélites	100-500	Pequeños satélites
Micro satélites	10-100	
Nano satélites	1-10	
Pico satélites	≤1	

Según los autores de [16], los satélites artificiales también pueden clasificarse dependiendo su aplicación en:

**Telecomunicaciones:** es una de las aplicaciones más rentables en la actualidad. Se utilizan para la transmisión de voz, datos y video.

**Observación de la tierra:** Se utilizan para obtener información de los elementos de la superficie y atmósfera terrestres, y tiene diversas aplicaciones como la prevención y evaluación de desastres naturales, cambio climático, control de fronteras, piratería marítima, estudio de la atmósfera y del clima, organización del territorio, predicción de cosechas, contaminación en los mares, entre otras.

**Navegación:** Fueron desarrollados originalmente con fines militares, ya que con éstos se pretendía marcar el rumbo de misiles, submarinos y tropas. En la actualidad se utilizan para sistemas de posicionamiento global.

**Científicos:** Tienen como principal objetivo estudiar los planetas y el Universo. Estos satélites permiten obtener un conocimiento más preciso, ya que gracias al desarrollo de la tecnología se pueden alcanzar datos exactos e incluso imágenes a una resolución excepcional, siendo algunas de las principales aplicaciones, las estaciones espaciales y la astronomía.

**Tecnológicos:** Algunas de sus aplicaciones son la demostración en órbita de nuevas tecnologías, es decir, ayudan a fortalecer la investigación y la experimentación con demostraciones y calificaciones, en órbita, de tecnologías emergentes.

## 2.2 Subsistemas satelitales

Los satélites cuentan con un conjunto de subsistemas integrados para llevar a cabo todas sus funciones, entre las cuales se encuentran suministrar energía eléctrica a todo el sistema, disipar calor, corregir su posición y movimiento, mantenerse en equilibrio, regular su temperatura y comunicarse con la Tierra. Cada subsistema es importante y permite que la carga útil, la cual consiste en los elementos dedicados de forma directa a realizar la misión del satélite, opere adecuadamente.

Los principales subsistemas que componen un sistema satelital se enlistan a continuación:

**Subsistema de energía eléctrica.** Suministra energía eléctrica a todo el satélite procurando que no existan variaciones significativas en los niveles de corriente y voltaje, bajo condiciones normales y en eclipses. Este subsistema consiste principalmente en una fuente primaria de energía que convierte la energía disponible en energía eléctrica (como son los arreglos de celdas solares), una fuente secundaria de energía (baterías) que entra en funcionamiento si la fuente primaria no funciona, por ejemplo durante un eclipse; y un acondicionador de potencia que se encarga de la regulación y distribución eléctrica con los niveles adecuados para cada circuito del satélite.

En la figura II.1a se pueden observar diferentes tamaños de paneles solares, y en II.1b un ejemplo de una batería COTS de Li-ion.

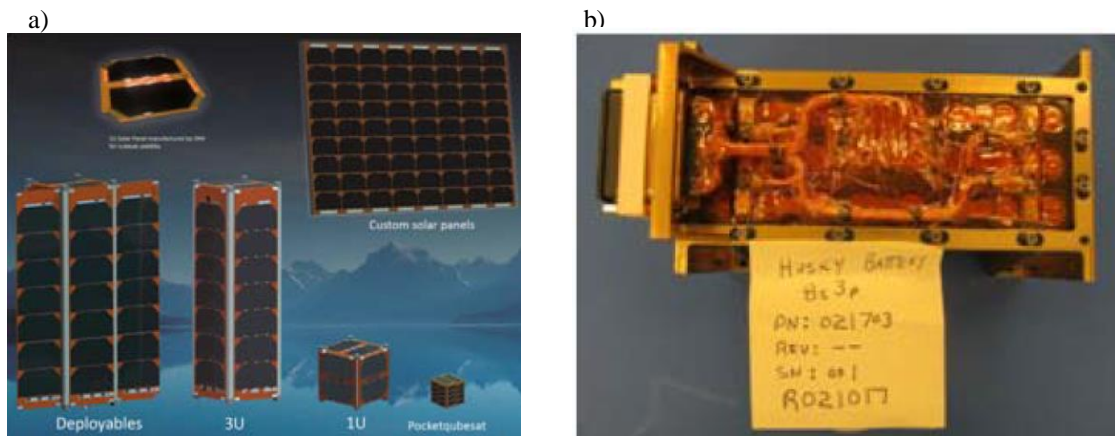


Figura II.1. Componentes del subsistema de energía eléctrica, a) paneles solares, b) batería COTS de Li-ion. [18]

**Subsistema de control térmico:** Su principal función es mantener al equipo satelital dentro de los rangos de temperatura operacionales, aportando rendimiento e impidiendo algún deterioro cuando no se está en funcionamiento. De esta manera, se debe ajustar la conducción térmica entre los diferentes componentes del satélite, ya sea para favorecer o limitar los intercambios de calor por conducción entre un punto y otro mediante el uso de materiales aislantes.

Los sistemas de aislamiento pasivo o de mantas de múltiples capas son muy eficaces porque reducen al mínimo el intercambio de radiación en el vacío del espacio, se componen típicamente de varias capas de película de plástico aluminizado, por ejemplo, Mylar y

Kapton, que actúan como blindajes de radiación, cada uno separado por un espaciador de baja conductancia (por ejemplo red de seda, nylon o fibra de vidrio).

La figura II.2 ilustra el uso de películas aluminizadas para la regulación térmica de la estructura de un satélite.

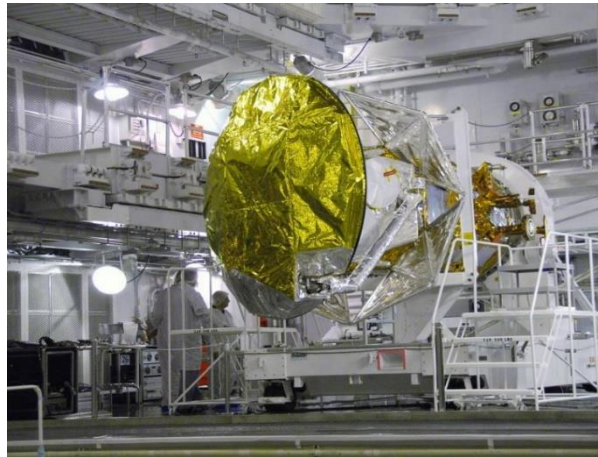


Figura II.2. Sistema de aislamiento pasivo del subsistema de control térmico [18]

En los casos en que un sistema pasivo no es suficiente para la gestión térmica, los dispositivos térmicos activos como calentadores y enfriadores de resistencia eléctrica, refrigeradores y materiales criogénicos se conectan a equipos específicos para mantener las temperaturas operativas.

En la figura II.3 se observa la configuración de un refrigerador con componentes criogénicos-mecánicos, el cual está diseñado para operar a temperaturas de frío de  $-243^{\circ}\text{C}$  a  $-203^{\circ}\text{C}$ , con cargas de hasta 3W.

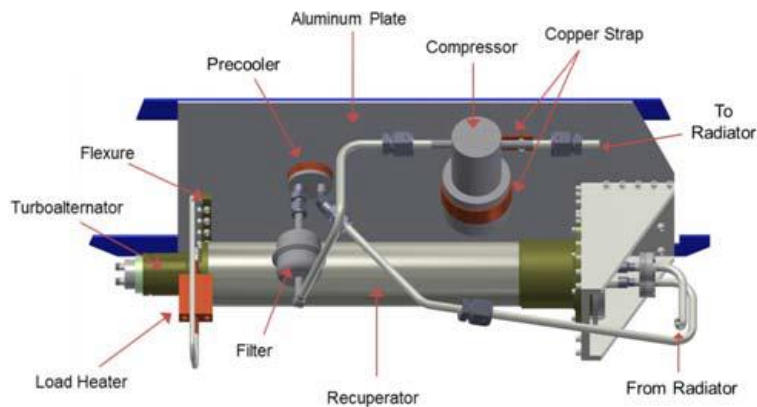


Figura II.3. Sistema de aislamiento activo del subsistema de control térmico [18]



**Subsistema de posicionamiento y orientación:** Por medio de actuadores montados en el satélite se determina y mantiene la posición en órbita y la orientación respecto a la tierra del satélite. Este subsistema también se encarga de la estabilización y orientación de las antenas y paneles solares.

Comúnmente se combinan múltiples componentes con el objetivo de proporcionar la altitud, longitud y la velocidad del satélite. Los componentes típicos son ruedas de reacción, magnetómetros, imanes magnéticos, sensores de horizonte, solares y seguidores de estrellas. Estos a menudo incluyen determinación de posición incorporada y algoritmos de gestión de momento.

La siguiente figura muestra algunos de los sensores utilizados en el subsistema de posicionamiento y orientación, como son un magnetómetro, un sensor seguidor de estrellas y un sensor seguidor del sol, respectivamente.

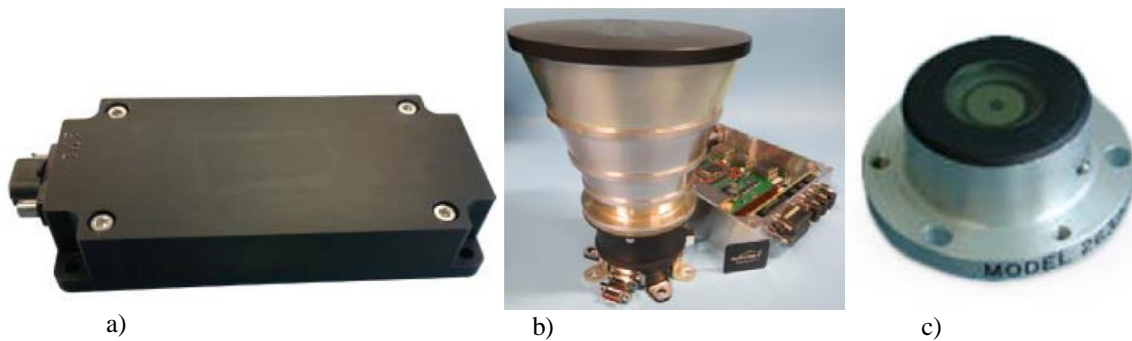
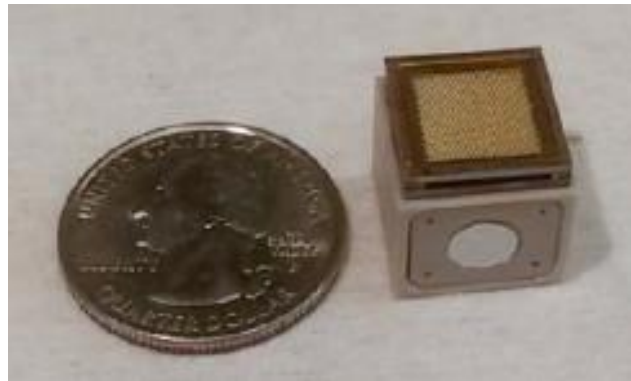


Figura II.4. Componentes del subsistema de posicionamiento y orientación: a) magnetómetro, b) sensor seguidor de estrellas, c) sensor seguidor del sol. [18]

**Subsistema de propulsión:** Es empleado para la colocación del satélite en órbita al inicio de su vida útil y para impulsarlo a una órbita más alta cuando esté llegue al final de su funcionamiento. Genera fuerzas resultantes de propulsores químicos y eléctricos para proporcionar incrementos de velocidad que asisten al subsistema de posicionamiento y orientación, para corregir las desviaciones en órbita generados por fuerzas perturbadoras.

En la figura II.5 se puede observar un propulsor electrospray desarrollado en MIT para aplicaciones cubesat. Los sistemas de propulsión por electrospray utilizan el principio de extracción electrostática y aceleración de iones desde un propulsor que consiste en una sal

conductor de presión de vapor, los iones expulsados alcanzan velocidades muy altas que se traducen en un alto impulso específico.



*Figura II.5. Subsistema de propulsión para cubesat [18]*

***Subsistema de rastreo, telemetría y comando (TTC):*** Se encarga de enviar resultados de mediciones realizadas con diversos tipos de sensores instalados en cientos de puntos de prueba lo que permite conocer el “estado de salud” del satélite; de transmitir varias señales piloto denominadas tonos, desde la estación terrena de control hacia el satélite y viceversa, para calcular la distancia a la que se encuentra el satélite con respecto a la estación terrena; y recibe señales de comando que permiten efectuar las correcciones en la operación y funcionamiento del satélite a control remoto. Cabe señalar que los satélites modernos cuentan con un procesador de control a bordo, que internamente genera determinados comandos para realizar funciones autónomas.

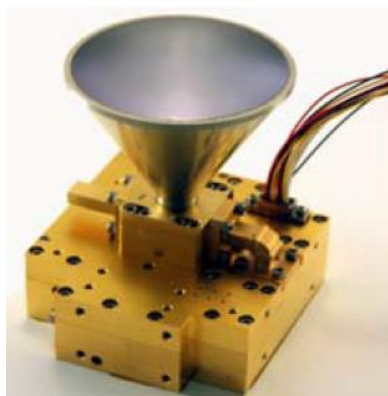
***Subsistema estructural:*** Proporciona el espacio para alojar y soportar todos los equipos a bordo y provee rigidez al conjunto, tanto en su lanzamiento como en su medio de trabajo.



*Figura II.6. Subsistema estructural de un cubesat [18]*

***Subsistema de Comunicaciones:*** La función principal es enviar y recibir tramas de datos y comandos para la operación del satélite, de la carga útil y la obtención de telemetría entre otros. El requerimiento energético de este subsistema depende generalmente del ancho de banda y potencia necesaria para transmisión de datos.

A este subsistema lo componen las antenas y los transpondedores. La antena, como la ilustrada en la figura II.7, es el elemento que debe radiar de manera eficiente la energía electromagnética y sus parámetros definen muchos parámetros de cobertura y aplicaciones. El transpondedor o transmisor respondedor, es un arreglo de amplificadores que cambian de portadora y establece el canal de comunicación. Primero recibe y amplifica la señal en una banda, después cambia de banda para el enlace de bajada. Algunos satélites procesan la información, es decir, la información en banda base puede ser direccionada, corregir errores y posiblemente cambiar modulación.



*Figura II.7. Transmisor y antena de banda Ka [18]*

Tradicionalmente, la comunicación entre la Tierra y la nave espacial se basa en el espectro radioeléctrico (aproximadamente 30 MHz a 40 GHz). Las diferentes bandas de comunicación definidas en el año 2009 por el Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (IEEE, por sus siglas en inglés) que suelen utilizarse para las comunicaciones satelitales se resumen en la tabla II.2.

Si bien el uso de radiofrecuencias (RF) para las comunicaciones satelitales sigue siendo lo más utilizado, en los últimos años se han logrado avances hacia el uso de frecuencias de portadora más altas, lo que permite un aumento en la velocidad de datos [2], [15], [16], [18], [19].

Tabla II.2. Frecuencias asignadas para comunicaciones satelitales [18]

Nombre de la Banda	frecuencia
Very High Frequency (VHF)	30-300 MHz
Ultra High Frequency (UHF)	300 MHz-3 GHz
L	1-2 GHz
S	2-4 GHz
C	4-8 GHz
X	8-12 GHz
Ku	12-18 GHz
K	18-27 GHz
Ka	27-40 GHz

Una vez resumidas las características de los subsistemas de un satélite, en la figura II.8 se representan algunos de los componentes de los diferentes subsistemas y la forma en la que se encuentran distribuidos en el satélite.

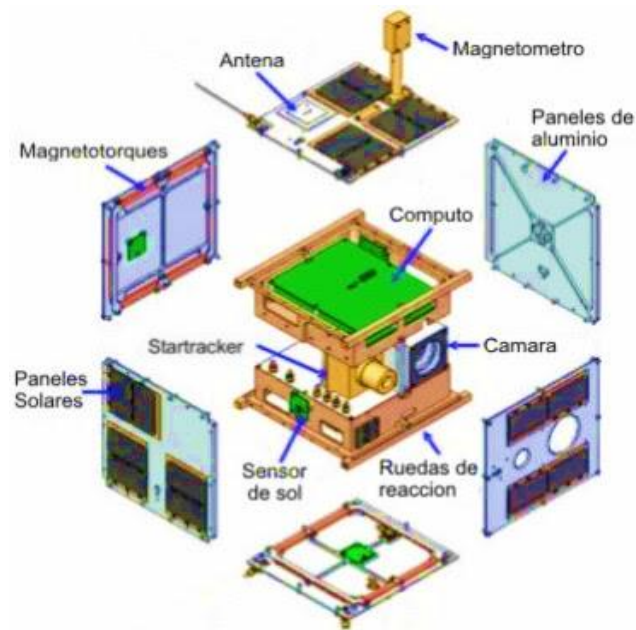


Figura II.8. Representación de componentes de los diferentes subsistemas satelitales [21]

## 2.3 Elementos activos en la etapa de potencia del subsistema de comunicaciones en satélites

Los dispositivos activos son aquellos que necesitan de alimentación DC exterior para poder realizar su función. El circuito más común, el amplificador de potencia, es un elemento fundamental como etapa de salida, esto se debe a que proporciona ganancia en tensión y ganancia en corriente. Su principal función es convertir la energía procedente de una fuente de potencia de DC en potencia de RF, amplificando la señal de RF disponible a la entrada del componente [20].

El subsistema de comunicaciones satelital consiste básicamente en tres tipos de enlaces: de subida, un satélite transpondedor y un enlace de bajada, como se ilustra en la figura II.9.

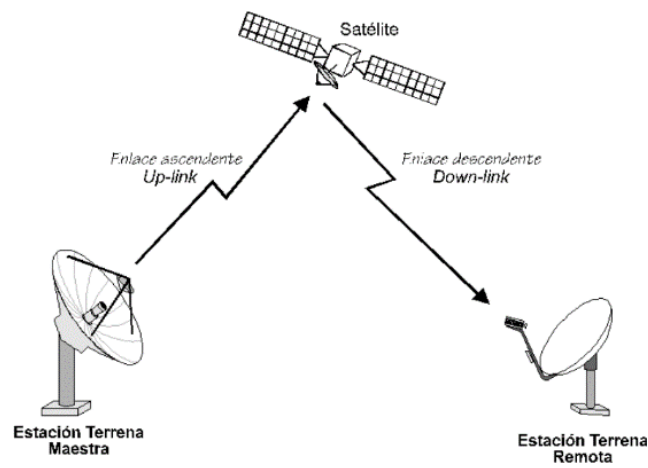


Figura II.9. Enlace satelital [21]

El enlace de subida se lleva a cabo por la estación terrestre transmisora hacia el satélite. Un transpondedor satelital típico contiene distintos bloques que ejercen una función específica para llevar a cabo la transmisión de datos (enlace de bajada) del satélite a la estación terrestre receptora, entre estos se tiene al amplificador de bajo ruido, moduladores, filtros, mezcladores, osciladores, amplificador de potencia y la antena transmisora.

En cuanto a la etapa del amplificador de potencia, este se encarga de aumentar la potencia “ignorando” el ruido térmico, lo que interesa es tener la mayor ganancia en una sola etapa de amplificación. Es una etapa muy importante, ya que nos permite controlar la

potencia de las señales de tal forma que el uso de la potencia del satélite sea lo más eficiente posible, esto determinará la capacidad del satélite para manejar el mayor número de señales con niveles apropiados de potencia.

Si se llega a amplificar mucho más de lo establecido a las señales, se pueden tener problemas con el ruido de intermodulación, que no es más que las señales adicionales e indeseables producidas por la no linealidad de los amplificadores. Por esta razón es preciso operar al amplificador de potencia (PA, Power Amplifier) en un punto de trabajo inferior al de saturación para reducir así el ruido de intermodulación y su efecto sobre la información original. Su funcionamiento se ve muy limitado respecto a la eficiencia que ofrece, teniendo en cuenta que en esta etapa se convierte la potencia DC en potencia RF; de tal modo que los trabajos de investigación actualmente están enfocados en mejorar las características de rendimiento de esta etapa, pues al lograr una mayor eficiencia se disminuyen los costos de transmisión [19], [20], [21], [22], [23].

En la siguiente figura se muestra un diagrama de bloques de los principales componentes de un transpondedor satelital, en el cual se resalta al amplificador de potencia por ser tema de estudio de este trabajo.

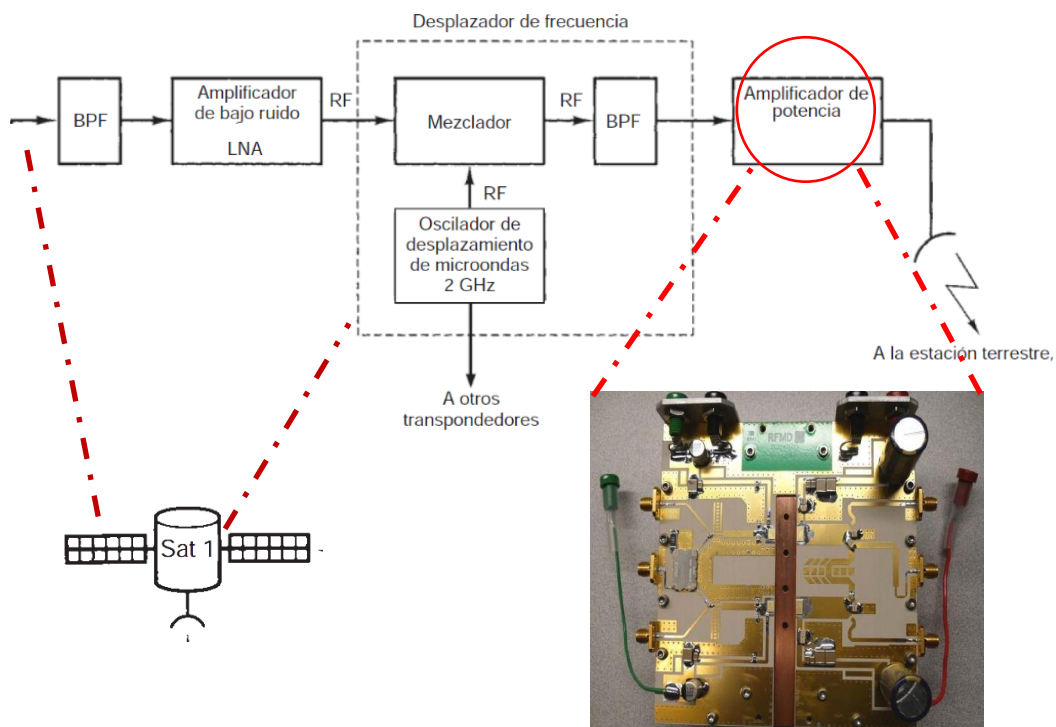


Figura II.10. Diagrama de bloques de un transpondedor satelital [9], [23]

# CAPÍTULO III

## TEORÍA DE LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA

En los sistemas de microondas empleados en las telecomunicaciones, los amplificadores de potencia son de vital importancia porque cumplen la función de convertir la potencia DC en potencia de RF, dicha conversión implica que una porción de la potencia suministrada se pierda y se disipe en el dispositivo activo de potencia, razón por la cual se debe buscar alta eficiencia en el diseño del PA, pues al mejorar el consumo de la energía se reducirán los efectos térmicos y se incrementará la vida útil de los dispositivos, lo que se traduce en una reducción en los costos de transmisión de la información [24], [25].

### 3.1 Clasificación de los Amplificadores de Potencia

Los amplificadores de potencia se clasifican de acuerdo al método de operación del dispositivo activo en clase A, B, AB, C, D, E, F, J y S. Las clases de operación difieren en el método de operación, eficiencia, linealidad y capacidad de salida de potencia.

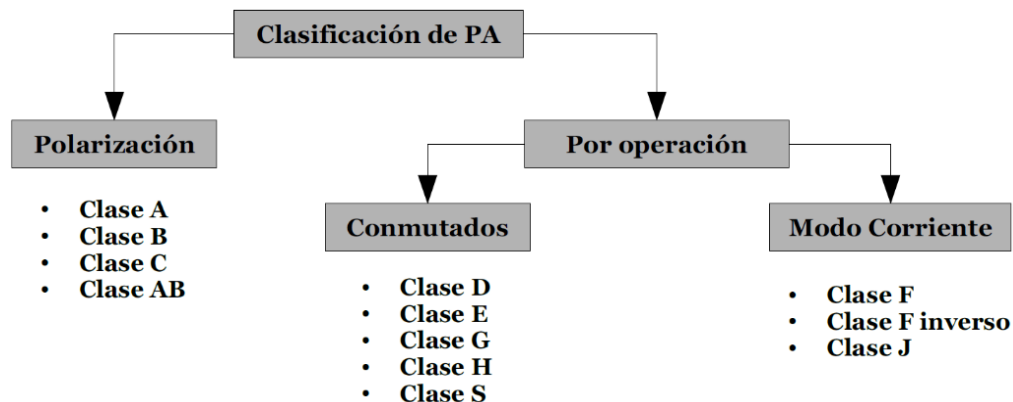


Figura III.1. Clasificación de los PA [27]

Existen dos formas de operación: Los amplificadores de clase A-C operan con el transistor como una fuente de corriente y exhiben eficiencias aceptables para algunas aplicaciones, mientras que las clases D, E y S llamados amplificadores de conmutación de alta eficiencia, presentan altas frecuencias que permiten aplicaciones en radiocomunicaciones donde es muy importante la potencia de salida en relación con la

potencia disipada por el amplificador. Aunque no está bien definido, se considera que existe un tercer modo de operación que resulta ser un híbrido entre el modo de fuente de corriente y de conmutador, en esta clasificación se encuentran los amplificadores de clase F y J.

A medida que el ángulo de conducción de drenaje/colector del transistor disminuye, la eficiencia del amplificador aumenta, es decir, aumentar la eficiencia reduce la potencia disipada. Como se muestra en la figura III.2, las configuraciones de amplificadores en modo conmutado pueden operar con una eficiencia superior al 80% [17], [26], [27].

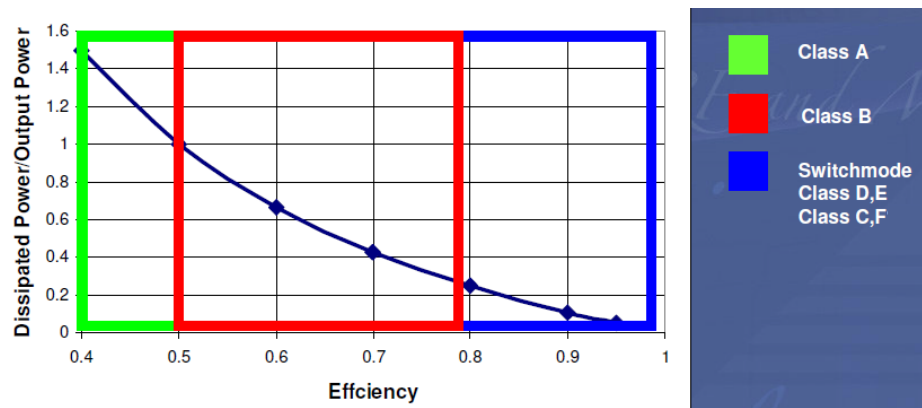
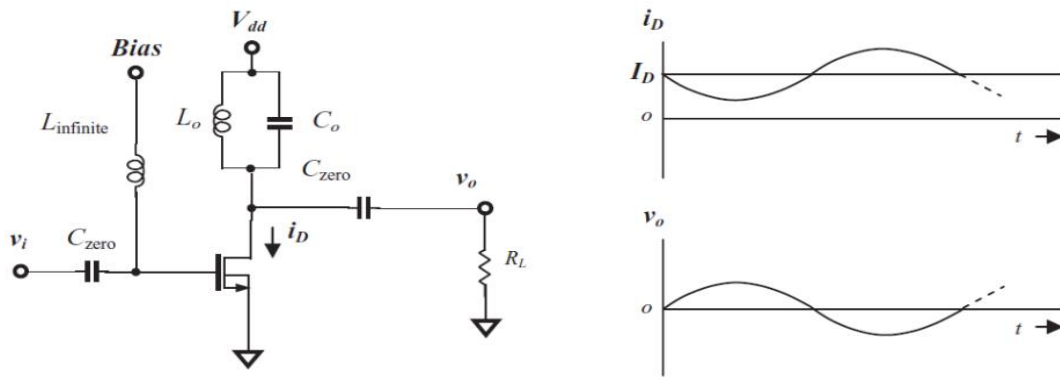


Figura III.2. Potencia disipada vs eficiencia en diferentes clases de PA [38]

**Amplificador de potencia Clase A:** El transistor se encuentra siempre polarizado en la región de saturación, debido a una inyección de DC en el drenador, este actúa como una fuente de corriente controlada por la tensión de entrada. La ventaja de esta clase es que proporciona una amplificación más lineal y un mayor factor de ganancia lo que permite además su utilización a frecuencias próximas a la máxima de operación del transistor, debido a que no hay armónicos en el proceso de amplificación.

Polarizar el transistor en la zona de saturación tiene como inconveniente, la baja eficiencia debido a una elevada disipación de potencia, incluso sin señal de entrada. En un amplificador de potencia de clase A ideal, la eficiencia máxima que se consigue es del 50%. El circuito básico y sus formas de onda se ilustran en la figura III.3



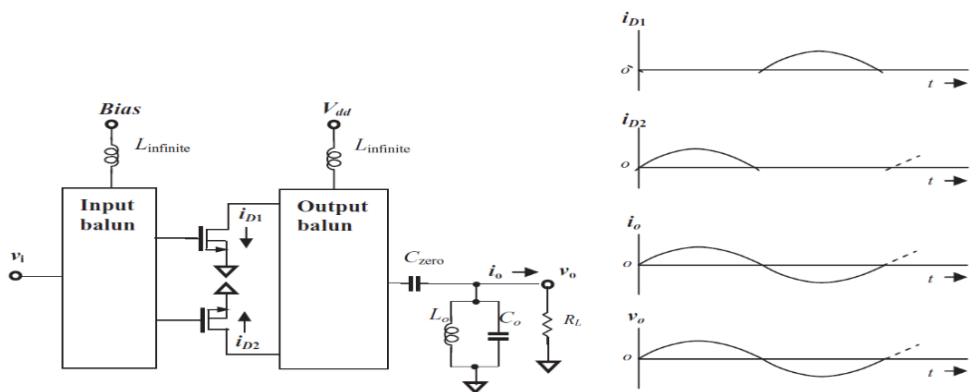


(a) Simple circuit of class A power amplifier  
 $L_{infinite}$  = RF choke,  
 $C_{zero}$  = DC blocking capacitor.

(b) Waveforms of  $i_D$  and  $v_o$

Figura III.3. Amplificador clase A y sus formas de onda [30]

**Amplificador de Potencia Clase B:** El transistor se encuentra polarizado en el límite entre la región de saturación y la región de corte y actúa como una fuente de corriente cuando se le aplica una señal a la entrada. Como lo muestran las formas de onda de la figura III.4, en esta clase, el transistor conduce durante medio ciclo de señal, es decir, el transistor sólo está conduciendo durante  $180^\circ$ . A diferencia del amplificador clase A, en la clase B si no hay señal no se consume potencia por lo que no hay problema de disipación de energía cuando no hay señal y el máximo rendimiento se consigue cuando  $V_p = V_{dd}$ , a cambio el amplificador no es tan lineal. En cuanto a las prestaciones, la clase B tiene un pico de eficiencia ideal del 78%.



(a) Simple circuit of class B power amplifier  
 $L_{infinite}$  = RF choke  
 $C_{zero}$  = DC blocking capacitor

(b) Waveforms of  $i_{D1}$ , and  $i_{D2}$ ,  $i_o$  and  $v_o$

Figura III.4. Amplificador clase B y sus formas de onda [30]

**Amplificador de Potencia Clase AB:** Esta clase de amplificador trata de corregir la distorsión de cruce (crossover distortion), recurriendo al montaje en contrafase mediante el uso de diodos. En este caso el punto de trabajo se encuentra entre  $180^\circ$  y  $360^\circ$ , como resultado, el punto de polarización para los amplificadores de clase AB se elige entre el sesgo de los puntos de polarización para amplificadores clase A y clase B, es decir, el punto de polarización se encuentra en la zona de saturación, pero bastante más cerca del de corte, que de la zona lineal.

Tiene un peor rendimiento en comparación a la clase B, debido a que consume la potencia necesaria para la polarización en reposo. En este caso si se aplica a la entrada una señal sinusoidal, la señal de salida será cero en un intervalo de tiempo inferior a medio período. Su comportamiento en distorsión es diferente y algo peor que el de clase A, por eso, esta clase de amplificación se utiliza en amplificadores lineales en los que las exigencias de linealidad no son tan duras como las que se requieren en la clase A pura. La eficiencia ideal de este tipo de amplificador varía de 50% a 78%. La figura III.5 muestra las formas de ondas típicas de corriente de drenador y voltaje drenador-fuente que caracterizan a los amplificadores de clase AB.

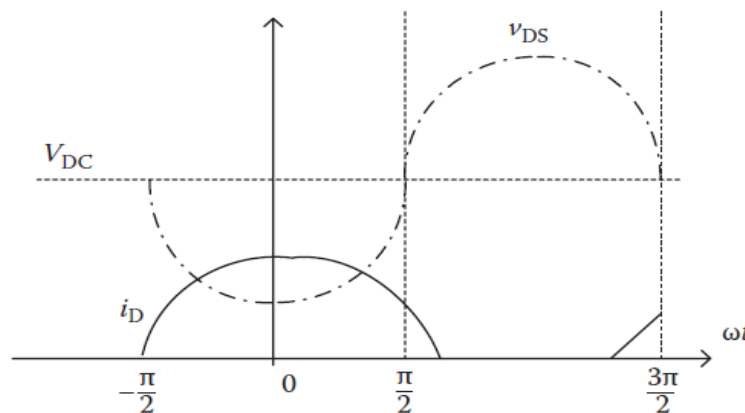


Figura III.5. Formas de ondas típicas de los amplificadores clase AB [31]

**Amplificador de Potencia Clase C:** El dispositivo se polariza por debajo del corte, acoplándose la carga mediante un circuito LC paralelo, sintonizándose a la frecuencia de la señal de entrada como se ilustra en la figura III.6, de esta forma, el dispositivo se encuentra en estado de corte la mayor parte del período de dicha señal y amplifica sólo durante

pequeños intervalos, por lo que se puede decir que funciona de forma similar a un conmutador.

En esta clase de amplificador la corriente en el punto de polarización es igual a cero, de tal forma que  $V_{dd} < V_p$  y conduce durante menos de medio período. Este amplificador es no lineal, incluso para la frecuencia fundamental, pero se pueden alcanzar eficiencias que se sitúan en torno al 90% idealmente, a medida que el ángulo de conducción se aproxima a cero. Esto produce que la ganancia vaya disminuyendo, por lo que la potencia de excitación va aumentando.

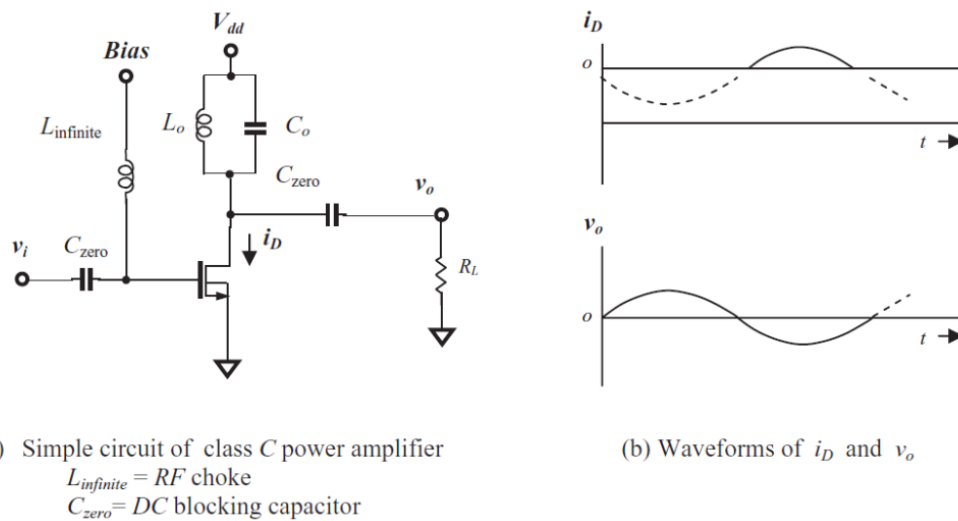


Figura III.6. Amplificador clase C y sus formas de onda [30]

**Amplificador de Potencia Clase D.** En este tipo de amplificador los transistores trabajan en conmutación, o sea que pasan del estado de corte al de conducción y viceversa idealmente de forma instantánea. El resultado teórico es una onda cuadrada de tensión, de la cual se selecciona su componente fundamental mediante filtrado. La señal de entrada es una senoide lo suficientemente fuerte como para provocar la conmutación de un estado a otro.

Como puede observarse en la figura III.7, las formas de onda de tensión y corriente están completamente desfasadas, de tal forma que sólo circula corriente cuando la tensión en el transistor es nula, y viceversa. Este es el principio básico de funcionamiento en modo conmutado y permitiría idealmente, conseguir que no existan pérdidas de potencia en el transistor. Los tiempos de conmutación finitos y el valor real distinto de cero de la resistencia

en estado ON, hace que las formas de onda se solapen y no se alcance la eficiencia ideal del 100%, aunque se consiguen muy buenos resultados.

Cabe señalar que este tipo de amplificadores no son lineales, sólo se pueden aplicar a señales de amplitud constante, como por ejemplo las moduladas en PM o en FM (pero de banda muy estrecha), o a señales digitales. En RF no se suelen emplear debido a que las pérdidas de conmutación en los transistores son elevadas.

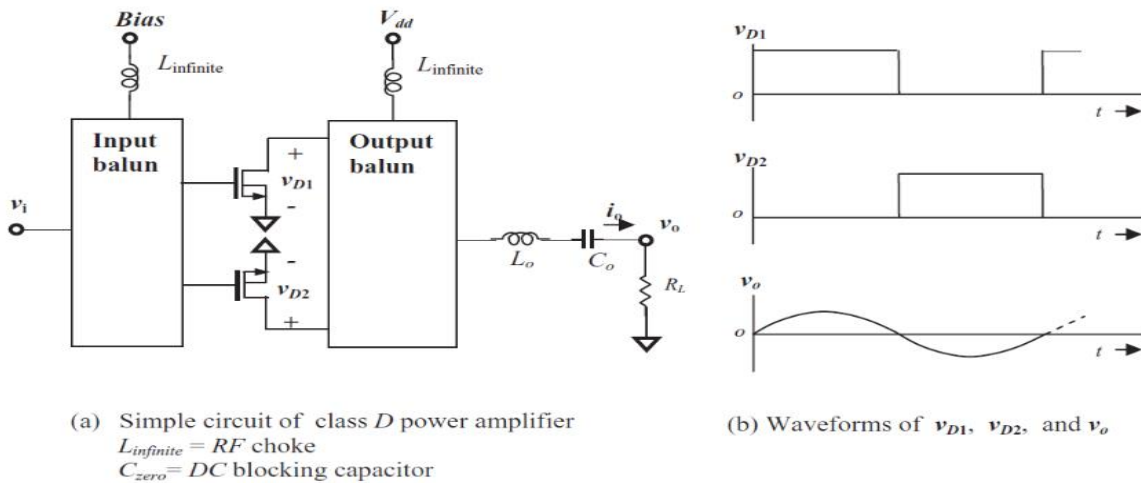


Figura III.7. Amplificador clase D y sus formas de onda [30]

**Amplificador de Potencia Clase E:** El cual se detalla más adelante por ser objeto principal de estudio de este trabajo de tesis, utiliza un solo transistor energizado para operar como un conmutador conectado a una red de carga pasiva. La red de carga menos complicada consiste en un circuito sintonizado en serie (Lo-Co) que como se muestra en la figura III.8a, conecta al colector a la carga y a una capacitancia que desvía a tierra el colector. Esta capacitancia en derivación está conformada por una capacitancia C1 inherente al transistor y a C2 que se agrega para hacer que el amplificador opere en forma deseada.

Como el amplificador clase E puede utilizar la capacitancia en derivación con el conmutador, las pérdidas de potencia que ocurrirían en la operación clase C a causa de esa capacitancia pueden eliminarse, mejorando así la eficiencia global del amplificador. Existen dos clases de amplificadores clase E, amplificador clase E original, con conmutación a

tensión cero y el amplificador clase E inverso, con conmutación a corriente cero. En ambos casos, el dispositivo activo actúa como un conmutador.

Las principales ventajas que presenta, con respecto al resto de las clases son fundamentalmente una alta eficiencia (idealmente puede llegar al 100%), una mayor fiabilidad, tamaño y peso reducidos. En la topología planteada por [28] las formas de onda de tensión y corriente en el conmutador aparecen desplazadas en el tiempo, lo que supone una pérdida de potencia mínima en el dispositivo y como consecuencia un elevado incremento en la eficiencia.

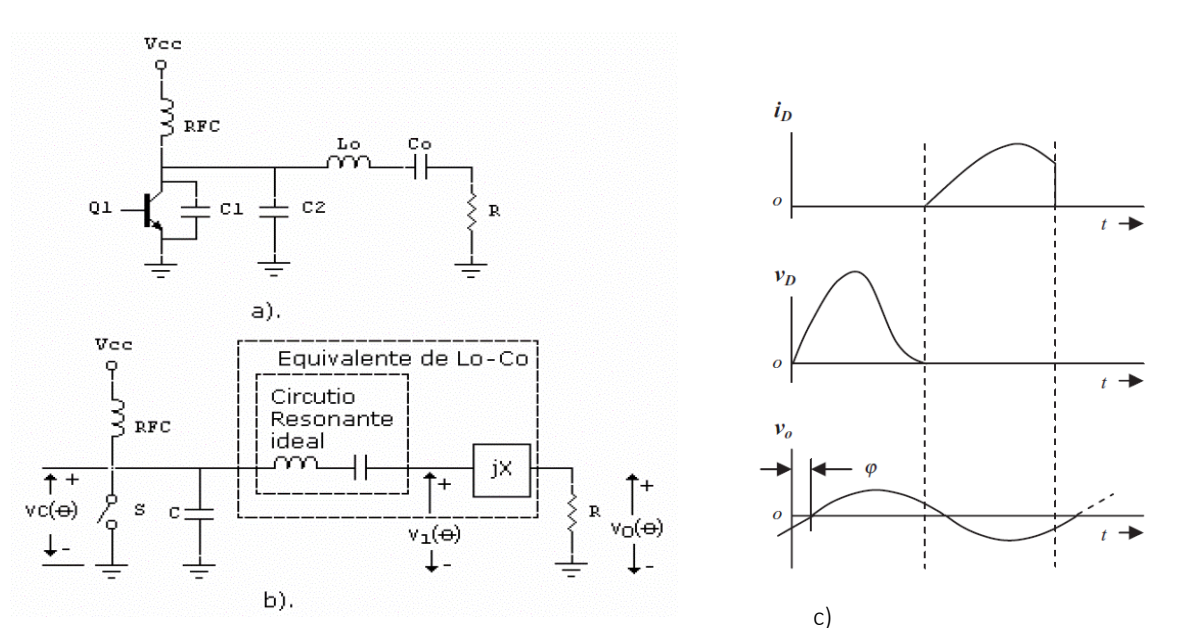


Figura III.8. Amplificador clase E y sus formas de onda. a) Circuito b) circuito equivalente c) formas de onda. [28], [29]

**Amplificador de Potencia Clase F.** Se trata de una clase de amplificador propuesta, en un principio para mejorar la eficiencia de los amplificadores no lineales. Esta topología planteaba el uso de resonadores múltiples a los distintos armónicos, para conformar la tensión  $V_{DS}(t)$  y mejorar de esta forma la eficiencia. En la clase F original,  $V_{DS}(t)$  está constituido únicamente por los armónicos impares y el fundamental, presentando una forma de onda casi cuadrada. Por otra parte  $i_{DS}(t)$  sólo tiene los armónicos pares y el fundamental y presenta una forma de onda semisinusoidal.

Si fuese posible controlar un número infinito de armónicos, la clase F podría alcanzar una eficiencia teórica del 100%, pero resulta complicado hacer un control de los armónicos

superiores al tercero, debido a que introducen pérdidas en los circuitos resonantes y su efecto negativo en la eficiencia del amplificador. En la figura III.9a se muestra el circuito básico del amplificador clase F, en el cual se observan dos circuitos resonantes colocados en el drenador del transistor. En la figura III.9b se muestran las formas de onda resultantes.

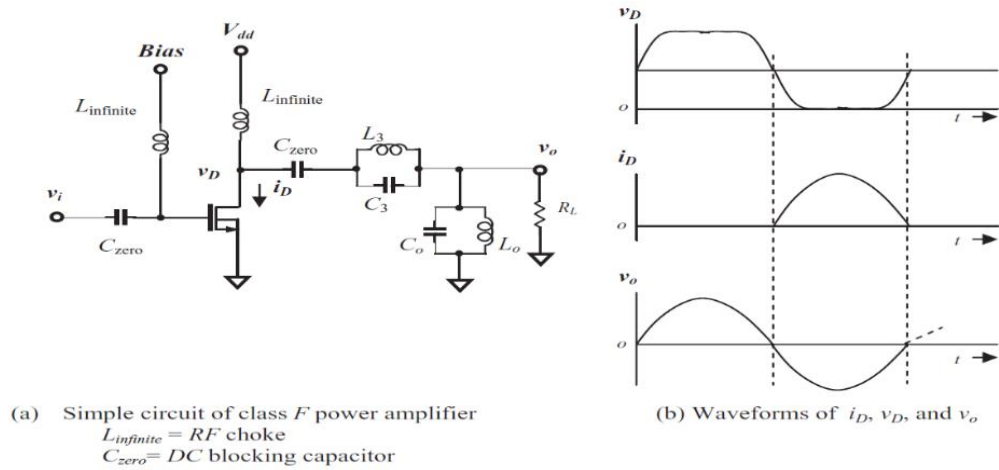


Figura III.9. Amplificador clase F y sus formas de onda [30]

**Amplificador de Potencia Clase S.** Un PA de clase S, como lo muestra la figura III.10, es un interruptor de dos posiciones con una forma de onda rectangular aplicada a un filtro pasa bajas, que permite que la corriente DC de variación lenta o el componente promedio aparezcan en la carga. El voltaje de drenador  $v_{D2}$  es una forma de onda rectangular, sin embargo, la forma de onda del voltaje de salida  $v_o$  es una onda sinusoidal normal. La eficiencia que ofrece esta clase es del 90% aunque teóricamente podría acercarse a un porcentaje más alto [26], [27], [28], [29], [30], [31].

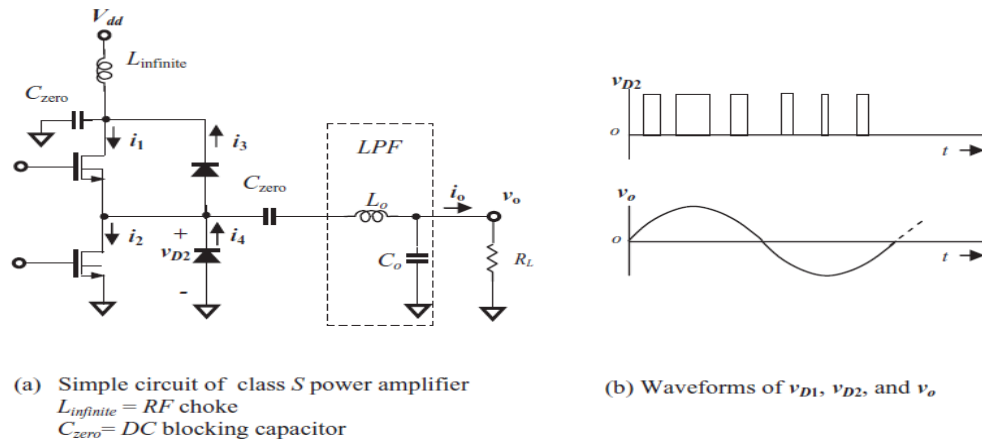


Figura III.10. Amplificador clase S y sus formas de onda [30]

En resumen, la tabla III.1 extraída de [31], compara cada clase de PA en función del modo de operación y aplicación del transistor, se muestran también las ventajas y desventajas de cada clase.

Tabla III.1 Resumen de parámetros básicos de rendimiento de las diferentes clases de PA [31]

Amplifier Class	Mode	Transistor (Q) Operation	Pros	Cons
A	Linear	Always conducting	Most linear, lowest distortion	Poor efficiency
B	Linear	Each device is on half cycle	$\eta_B > \eta_A$	Worse linearity than class A
AB	Linear	Mid-conduction	Improved linearity with respect to class B	Power dissipation for low signal levels higher than class B
C	Nonlinear	Each device is on half cycle	High $P_o$	Inherent harmonics
D	Switch mode	$Q_1$ and $Q_2$ switched on/off alternately	Max efficiency and best power	Device parasitics are issued at high frequencies
E	Switch mode	Transistor is switched on/off	Max efficiency, no loss due to parasitics	High voltage stress on transistor
F	Switch mode	Transistor is switched on/off	Max efficiency and no harmonic power delivered	Power loss due to discharge of output capacitance
S	Switch mode	$Q_1$ and $Q_2$ are switched on/off with a modulated signal	Wider DR and high efficiency	Upper frequency range is limited

### 3.2 Definición de potencia ( $P$ ) y eficiencia ( $\eta$ )

Al trabajar con componentes eléctricamente grandes es más útil el parámetro de la potencia que los parámetros de voltaje o corriente, debido a que la potencia de la señal o el producto corriente-voltaje se mantiene constante a pesar de la longitud de la línea de transmisión. Por ende, se trabaja con la potencia de entrada ( $P_{in}$ ), potencia de salida ( $P_{out}$ ) y potencia de corriente directa ( $P_{DC}$ ), las cuales se definen mediante las siguientes ecuaciones:

$$P_{in} = \frac{1}{2} Re(V_{in} I_{in}^*) \quad [\text{W}] \quad (3.1)$$

$$P_{out} = \frac{1}{2} Re(V_{out} I_{out}^*) \quad [\text{W}] \quad (3.2)$$

$$P_{DC} = V_{DC} I_{DC} \quad [\text{W}] \quad (3.3)$$

donde  $V_{in}, I_{in}$  Voltaje y corriente de entrada

$V_{out}, I_{out}$  Voltaje y corriente de salida

$V_{DC}, I_{DC}$  Voltaje y corriente de DC

Es conveniente utilizar las potencias  $P_{in}$  y  $P_{out}$  en términos de dBm, derivado de la capacidad de expresar valores muy grandes o pequeños en dBm y como ventaja al utilizar

unidades logarítmicas porque los cálculos de potencias cuando hay ganancias o atenuaciones se reducen a sumas y restas. Esta conversión se define como:

$$P_{dBm} = 10 \log_{10} \left( \frac{P [W]}{1mW} \right) \quad (3.4)$$

La eficiencia es un parámetro fundamental en un amplificador de potencia y se puede expresar en eficiencia de drenador ( $\eta_D$ ), de potencia añadida (PAE) y eficiencia total ( $\eta_{total}$ ).

La eficiencia de drenador ( $\eta_D$ ) a la que también se conoce como eficiencia de conversión DC-RF, representa en qué medida la potencia de DC se convierte en potencia de salida de RF, como puede observarse en la ecuación 3.5:

$$\eta_D(\%) = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \times 100 \quad (3.5)$$

Cuando se incluye la potencia de entrada de RF en el cálculo de la eficiencia, se denomina eficiencia de potencia añadida (PAE, Power-Added Efficiency), esto es la relación de la diferencia entre la potencia de salida de RF ( $P_{out}$ ) y la potencia de entrada de RF ( $P_{in}$ ) dividida por la potencia de la fuente de DC ( $P_{DC}$ ).

$$PAE(\%) = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \times 100 \quad (3.6)$$

La eficiencia en un amplificador, como se mencionó antes, permite conocer la medida en que éste cumple la función de transformar potencia DC en potencia RF. Así, la eficiencia total compara la potencia recibida por el amplificador ( $P_{in} + P_{DC}$ ) con la potencia entregada a la salida. Se define como se muestra en las ecuaciones 3.7 y 3.8. [17], [22], [27], [29], [31].

$$\eta_{total} = \frac{P_{out}}{P_{in} + P_{DC}} \quad (3.7)$$

$$\eta_{total}(\%) = \frac{P_{out}}{P_{in} + P_{DC}} \times 100 \quad (3.8)$$



### 3.3 Parámetros-S y ganancias de potencia de dos puertos

Aunque una red puede tener  $n$ -número de puertos, los parámetros de red pueden explicarse más fácilmente considerando una red con solo dos puertos, uno de entrada y uno de salida, como la red que se muestra en la figura III.11.

Para caracterizar el rendimiento de dicha red, se puede usar cualquiera de los varios conjuntos de parámetros, como los parámetros de dispersión [S], admitancia [Y], impedancia [Z], híbridos [H] y ABCD.

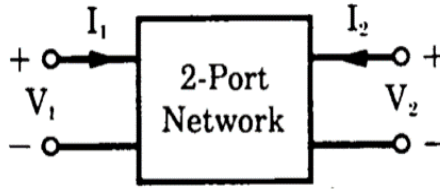


Figura III.11.Red general de dos puertos [33]

Cada conjunto de parámetros está relacionado con un conjunto de cuatro variables asociadas con el modelo de dos puertos. Dos de estas variables representan la excitación de la red (variables independientes) y las dos restantes representan la respuesta de la red a la excitación (variables dependientes).

Suponiendo que la red de la figura III.11 se comporta de forma lineal y es excitada por las fuentes de tensión  $V_1$  y  $V_2$ , las corrientes de red  $I_1$  e  $I_2$  estarán relacionadas por las siguientes ecuaciones:

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \quad (3.9)$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \quad (3.10)$$

Cabe señalar que la única diferencia para las ecuaciones 3.9 y 3.10 entre los diferentes conjuntos de parámetros (S, Y, Z, H y ABCD) es la elección de variables independientes y dependientes. De esta forma, por ejemplo, para los parámetros Z se tiene:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (3.11)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (3.12)$$

A bajas frecuencias, las representaciones más comunes de las redes de dos puertos son la matriz Y, la matriz Z, la matriz H y la matriz ABCD. Estas representaciones son muy útiles a bajas frecuencias porque los parámetros se miden fácilmente mediante pruebas de circuito abierto y circuito en corto en los terminales de la red. En cambio, en las frecuencias de microondas son difíciles de medir. La razón es que los circuitos en corto y abiertos para señales de AC son difíciles de implementar a frecuencias de microondas, además de que se pueden producir oscilaciones. Por lo tanto, la representación apropiada es la matriz de dispersión.

El término 'dispersión' (scattering) es probablemente más común en ingeniería óptica que en ingeniería de RF, pues se refiere al efecto que se observa cuando una onda electromagnética plana incide sobre una obstrucción o atraviesa medios dieléctricos distintos.

En el contexto de RF y microondas, dispersión se refiere a la forma en que las corrientes y tensiones que se desplazan en una línea de transmisión son afectadas cuando se encuentran con una discontinuidad debida por la introducción de una red en una línea de transmisión. Esto equivale a la onda encontrándose con una impedancia diferente de la impedancia característica de la línea.

En general, los parámetros S cambian con la frecuencia a la que se miden, razón por la cual ésta debe especificarse para cualquier medición junto con la impedancia característica o la impedancia del sistema. Los parámetros S se representan en una matriz como la mostrada en la ecuación 3.13 y por lo tanto obedecen las reglas del álgebra matricial.

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Un transistor con un terminal común puede caracterizarse mediante una matriz de dimensión 2 x 2 donde  $S_{11}$  y  $S_{22}$  son los coeficientes de reflexión a la entrada y la salida si se carga con la impedancia de referencia, los cuales pueden representarse sobre la carta de Smith.  $S_{12}$  y  $S_{21}$  son las ganancias de transferencia en sentido directo e inverso y pueden representarse sobre una carta polar o sus módulos sobre ejes cartesianos. Todos ellos dependientes del punto de polarización y la frecuencia [32], [33], [34].

Muchas propiedades eléctricas útiles de las redes de dos puertos pueden expresarse por medio de los parámetros S, como por ejemplo la ganancia y estabilidad. Considerando una

red arbitraria de dos puertos, caracterizada por su matriz de dispersión, conectada a las impedancias de fuente y de carga  $Z_S$  y  $Z_L$ , respectivamente, como se muestra en la figura III.12, se obtienen expresiones para tres tipos de ganancia de potencia en términos de los parámetros de dispersión de la red de dos puertos y los coeficientes de reflexión  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  de la fuente y la carga, estas son:

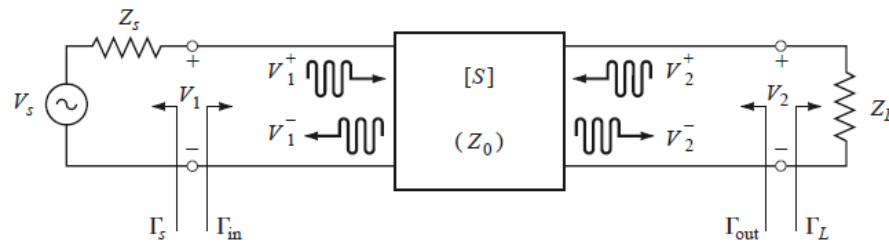


Figura III.12. Red de dos puertos con fuente e impedancias de carga arbitrarias [35]

**Ganancia de potencia (G).** Es la figura de mérito que caracteriza el factor de amplificación y se define como la relación entre la potencia disipada en la carga  $Z_L$  y la potencia entregada a la entrada de la red de dos puertos. Esta ganancia es independiente de  $Z_S$ , aunque las características de algunos dispositivos activos pueden depender de  $Z_S$ .

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} \quad (3.14)$$

donde  $P_L$  Potencia entregada a la carga

$P_{in}$  Potencia de entrada de la red

Se puede definir en términos de decibeles como:

$$G(dB) = 10 \log \left( \frac{P_L}{P_{in}} \right) \quad (3.15)$$

La unidad de la ganancia se da en términos de decibeles porque es la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada. Sin embargo, es importante tener en cuenta que el decibel no es una unidad que define la potencia. En la terminología de los PA, dBm se usa para definir la potencia. Para obtener dBm se utiliza la siguiente ecuación:

$$dBm = 10 \log \left( \frac{P}{1mW} \right) \quad (3.16)$$

**Ganancia de potencia disponible ( $G_A$ ).** Es la relación de la potencia disponible a la salida de la red de dos puertos y la potencia disponible desde la fuente.

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} \quad (3.17)$$

donde  $P_{avn}$  Potencia disponible de la red

$P_{avs}$  Potencia disponible de la fuente

**Ganancia de potencia del transductor ( $G_T$ ).** Es la relación entre la potencia disponible en la carga y la máxima potencia que es capaz de entregar el generador. Esto depende tanto de  $Z_S$  como de  $Z_L$  [35] [36].

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} \quad (3.18)$$

donde  $P_L$  Potencia disponible en la carga

$P_{avs}$  Potencia disponible de la fuente

Podemos definir también estas ganancias en función de los parámetros-S y de los coeficientes de reflexión en la fuente ( $\Gamma_S$ ) y en la carga ( $\Gamma_L$ ), como se muestra a continuación en las ecuaciones 3.17-3.19:

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2)|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.19)$$

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2(1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (3.20)$$

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.21)$$

Estas definiciones difieren principalmente en la forma en que la fuente y la carga coinciden con el dispositivo de dos puertos; las diferentes situaciones que se den de relación entre impedancias de generador y carga y las impedancias de entrada y salida del dispositivo hacen que podamos definir diferentes cifras de ganancia. Si la entrada y la salida coinciden

conjuntivamente con el dispositivo de dos puertos, entonces la ganancia se maximiza y  $G = G_A = G_T$ . Si no es este el caso, la definición más adecuada para caracterizar un amplificador es la de ganancia del transductor, que tiene en cuenta tanto la desadaptación en la entrada como en la salida.

Los coeficientes de reflexión pueden ser deducidos también a partir de la figura III.12, así el coeficiente de reflexión hacia la carga es

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.22)$$

Mientras que el coeficiente de reflexión hacia la fuente es

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (3.23)$$

Donde  $Z_0$  es la impedancia característica para los parámetros de dispersión de la red de dos puertos, generalmente igual a  $50\Omega$  [22], [35], [36], [37].

### 3.4 Estabilidad y Alta Ganancia

La oposición a oscilar de un amplificador, la estabilidad, es una consideración importante a tomar en cuenta para el diseño. Cabe mencionar que la estabilidad depende de la frecuencia, así que un amplificador puede ser estable a ciertas frecuencias y hacerse inestable en otras, manteniendo las mismas impedancias de generador y carga.

En un bipuerto, las oscilaciones son posibles cuando cualquiera de los dos puertos, el de entrada o el de salida, presenta una resistencia negativa. Esto ocurre cuando  $|\Gamma_{IN}| > 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| > 1$ , lo que en el caso de un transistor unilateral ocurre cuando  $|S_{11}| > 1$  o  $|S_{22}| > 1$ . En el primer caso, el transistor presentaría una resistencia negativa a la entrada, y en el segundo caso se presentaría una resistencia negativa a la salida.

Una red de dos puertos (como el mostrado en la figura III.12), se puede decir que es incondicionalmente estable a una frecuencia dada si las partes reales de  $Z_{IN}$  y  $Z_{OUT}$  son positivas para todas las impedancias de fuente y de carga. En caso contrario, se dice que la red de dos puertos es condicionalmente inestable, es decir, que algunas impedancias de fuente y de carga pueden producir impedancias de entrada y de salida con parte real negativa.

En términos de los coeficientes de reflexión, las condiciones para que una red sea incondicionalmente estable a una frecuencia dada, donde se ha supuesto que todos los coeficientes están normalizados a la misma impedancia característica  $Z_0$ , son las siguientes:

$$|\Gamma_S| < 1 \text{ y } |\Gamma_L| < 1 \quad (3.24)$$

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12} + S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (3.25)$$

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12} + S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (3.26)$$

Las ecuaciones mostradas en 3.24 indican que la fuente y la carga son pasivas, las ecuaciones 3.25 y 3.26 muestran que las impedancias de entrada y de salida también deben ser pasivas, de igual forma definen las condiciones requeridas para satisfacer la estabilidad incondicional.

La estabilidad se puede establecer gráficamente trazando círculos de estabilidad a la entrada y salida del transistor en función de sus parámetros-S, sobre la carta de Smith, tal como se ilustra en la figura III.13. Para el desarrollo de los círculos de estabilidad, se utilizan las ecuaciones 3.25 y 3.26 las cuales tienen el objetivo de buscar todos los  $\Gamma_{IN}$  y  $\Gamma_{OUT}$  cuyas magnitudes sean iguales o menores a uno, es decir,  $|\Gamma_{IN}| \leq 1$  y  $|\Gamma_{OUT}| \leq 1$ . De este modo, el círculo de estabilidad a la salida viene dado por las siguientes expresiones de radio  $R_L$  y centro  $C_L$ :

$$R_L = \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.27)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.28)$$

Donde  $\Delta$  es el determinante de la matriz de dispersión y se expresa mediante:

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (3.29)$$

El círculo de estabilidad a la entrada viene dado por las siguientes expresiones de radio  $R_S$  y centro  $C_S$ :

$$R_S = \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.30)$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.31)$$

De este modo, se pueden dibujar los círculos que definen donde se encuentran  $|\Gamma_{IN}| = 1$  y  $|\Gamma_{OUT}| = 1$  a partir de los parámetros-S del transistor. A un lado de la circunferencia de estos círculos se tendrá que  $|\Gamma_{IN}| < 1$  mientras que del otro lado ocurre que  $|\Gamma_{IN}| > 1$ , de igual manera, si  $|\Gamma_{OUT}| < 1$  al otro lado ocurre o  $|\Gamma_{OUT}| > 1$ .

Considerando los círculos de estabilidad de salida trazados en el plano  $\Gamma_L$  para  $|S_{11}| < 1$  y  $|S_{11}| > 1$  como los mostrados en la Figura III.13, se establece que  $Z_L = Z_0$ , entonces  $\Gamma_L = 0$  y con la ecuación 3.35 se demuestra que  $|\Gamma_{IN}| = |S_{11}|$ . Ahora si  $|S_{11}| < 1$  y  $|\Gamma_{IN}| < 1$ , entonces  $\Gamma_L = 0$  y debe estar en una región estable. Esto significa que en el centro de la carta de Smith donde  $\Gamma_L = 0$  se encuentra la región estable, por lo tanto,  $|\Gamma_L| < 1$  y se representa al exterior del círculo de estabilidad, tal como lo muestra la región sombreada en la Figura III.13a.

Alternativamente, si establecemos que  $Z_L = Z_0$  pero tenemos que  $|S_{11}| > 1$  y  $|\Gamma_{IN}| > 1$  para  $\Gamma_L = 0$ , el centro de la carta de Smith debe estar en una región inestable. En este caso, la región estable es el interior del círculo de estabilidad que cruza la carta de Smith como se ilustra en la Figura III.13b. Si el dispositivo es incondicionalmente estable, los círculos de estabilidad deben estar completamente fuera de la carta de Smith. Estos resultados son aplicables también al círculo de estabilidad de entrada.

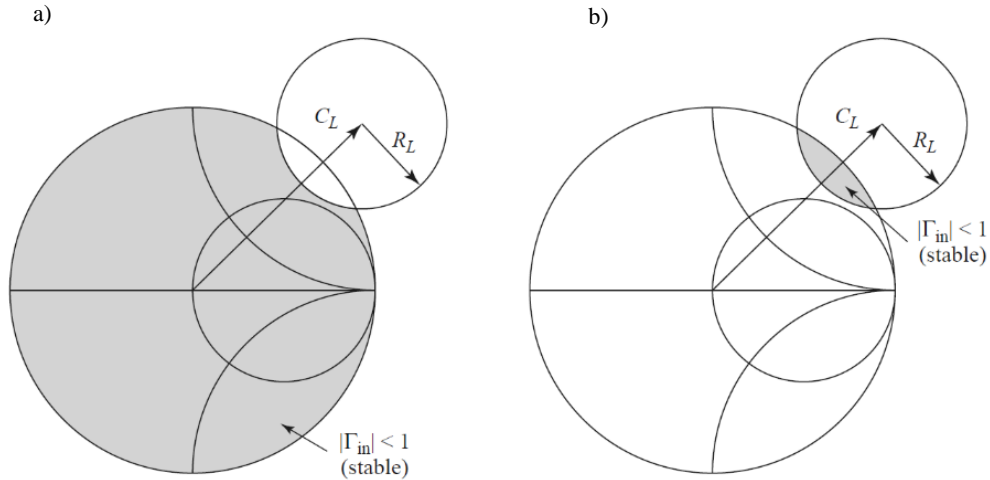


Figura III.13. Círculos de estabilidad para un dispositivo condicionalmente estable [35]

La estabilidad del amplificador se verifica y garantiza analíticamente mediante el uso del factor de Rollet (o factor K) que permite valorar numéricamente si un transistor es incondicionalmente o condicionalmente estable. El transistor es incondicionalmente estable si se cumple que:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|^2} > 1 \quad (3.32)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \leq 1 \quad (3.33)$$

Otra posibilidad para verificar la estabilidad es emplear el factor de Edwards-Sinsky, si  $\mu > 1$  el transistor es incondicionalmente estable. Se puede decir que la estabilidad del transistor es mayor a mayores valores de  $\mu$ .

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.34)$$

Si el transistor es incondicionalmente estable, es posible la adaptación conjugada simultánea en donde la transferencia máxima de potencia desde la red de adaptación de entrada al transistor sucede cuando se cumple la condición de la expresión 3.35 y la transferencia máxima de potencia desde el transistor a la red de adaptación de salida ocurrirá cuando se cumpla la condición mostrada en la expresión 3.36:



$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^* \quad (3.35)$$

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* \quad (3.36)$$

Suponiendo que hay coincidencia sin pérdida, dichas condiciones maximizarán la ganancia general del transductor. De esta manera, la ganancia máxima del transductor ( $G_{Tmax}$ ) está dada por:

$$G_{Tmax} = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} |\Gamma_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.37)$$

En términos de K, la ecuación 3.37 puede ser reescrita como:

$$G_{Tmax} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (3.38)$$

La ganancia máxima no proporciona un resultado significativo si el dispositivo solo es condicionalmente estable ya que la coincidencia conjugada simultánea de la fuente y la carga no es posible si  $K < 1$ . En este caso, se fija una cota de seguridad en el cálculo de la máxima ganancia estable ( $G_{MSG}$ , Maximum Stable Gain) definida como la ganancia máxima de potencia del transductor cuando  $K = 1$ . Por lo tanto: [22], [32], [35].

$$G_{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (3.39)$$

### 3.5 Linealidad y características I-V

La linealidad se define como la capacidad del dispositivo activo para reproducir correctamente a la salida la amplitud y fase de la señal de entrada. En la práctica, la linealidad de un amplificador se mide de una manera muy diferente; se mide al comparar la potencia establecida de un amplificador con la potencia de salida.

Para comprobar la linealidad de un dispositivo a la frecuencia de trabajo, se debe comprobar si la amplitud de la señal a la salida varía linealmente con la amplitud de la señal a la entrada por lo que se debe cumplir que la diferencia entre la fase de la señal de salida y la señal de entrada permanezca constante. Es importante señalar que es a la frecuencia de

trabajo a la que se hace la comprobación, ya que puede que la condición de linealidad solo se cumpla para un rango de frecuencias específico.

La linealidad de un dispositivo está definida por la porción de tiempo que el amplificador se encuentra en la zona lineal de funcionamiento, por ello se recurre a las curvas características I-V del elemento activo, como las representadas en la figura III.14. Si lo que se desea es un amplificador lo más lineal posible, el objetivo es conseguir que trabaje en la zona lineal.

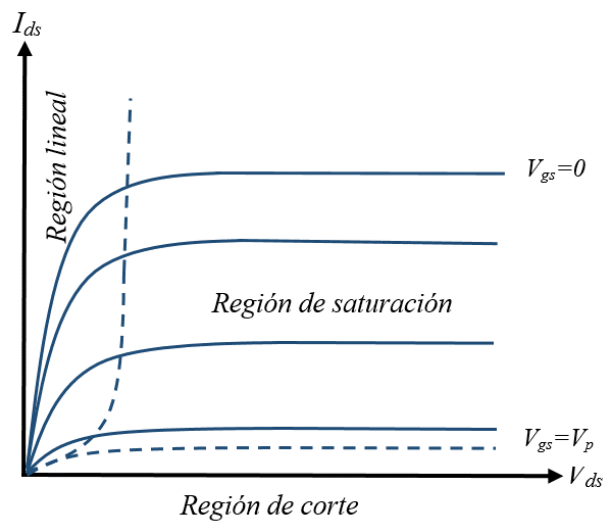


Figura III.14. Curvas características I-V de un transistor [29]

La no linealidad provocada por la amplitud, que por lo general es ocasionada por la saturación del transistor utilizado para la amplificación, suele conllevar una mayor distorsión que la provocada por la variación de fase de la señal de salida, la cual también es función del grado de saturación del dispositivo y ocurre cuando la amplitud de referencia produce un desplazamiento de fase de la señal de salida, generalmente causado por los efectos parásitos del dispositivo activo cuando está operando a frecuencias elevadas. Por ende, la distorsión de la señal es más significativa a medida que el amplificador se aproxima a la zona de funcionamiento en saturación.

Para obtener una amplificación lineal, el nivel pico de potencia debe mantenerse dentro de la región lineal del amplificador. Por lo tanto, si lo que se pretende es conseguir una amplificación lineal, la opción más común consiste en trabajar lejos del punto de compresión, aunque la eficiencia del amplificador de potencia puede verse afectada.

Cuando se amplifican señales de amplitud constante no influye la no linealidad del amplificador de potencia. Esto es debido a que la saturación de dicho amplificador es función de la amplitud de la señal de entrada, por lo que, si ésta se mantiene constante, la saturación también se produce a un nivel constante y la ganancia del amplificador no varía. Este hecho, se puede aprovechar en el diseño de esquemas de transmisión de alta eficiencia, sin embargo, al trabajar en zonas de alta eficiencia, es decir, cerca del punto de compresión, el amplificador se comporta como un dispositivo altamente no lineal lo que implica que la señal de salida esté distorsionada [22], [29].

### 3.6 Análisis del Funcionamiento del Amplificador de Potencia de Alta Eficiencia Clase E

Los amplificadores de potencia Clase E logran una eficiencia significativamente más alta que los PA convencionales (clases A, B y C). En la Clase E, el transistor funciona como un interruptor de encendido/apagado y la red de carga da forma a las formas de onda de voltaje y corriente para evitar que trabajen simultáneamente en el transistor, lo que minimiza la disipación de potencia, especialmente durante las transiciones de conmutación.

Generalmente pueden operar con pérdidas de potencia más pequeñas en un factor de aproximadamente de 2.3, en comparación con los amplificadores de clase B o C aun utilizando el mismo transistor a la misma frecuencia y potencia de salida.

Por ejemplo, una etapa de potencia Clase B o C que funciona con un 65% de eficiencia de colector, o sea que tiene pérdidas del 35% de potencia de entrada, tendría una eficiencia de aproximadamente 85% con pérdidas del 15% de potencia de entrada si se cambiara por uno de clase E. La ecuación 3.40 muestra cómo se obtiene el factor de pérdidas de potencia a partir de las pérdidas de potencia de entrada entre las clases de PA comparadas:

$$PP_{in} AP_{clase B} - PP_{in} AP_{clase E} = \text{factor de pérdida de potencia} \quad (3.40)$$

donde  $PP_{in}$  = pérdidas de potencia de entrada.

Otro beneficio de usar la Clase E es que cuando el amplificador se construye según lo diseñado, funciona como se espera, sin necesidad de "ajustar" como se tiene que hacer con los PA convencionales.

El amplificador de potencia clase-E original, como el mostrado en la figura III.15, funciona con un solo transistor en modo conmutado y un circuito sintonizado a la salida que filtra los armónicos no deseados generados en el proceso de amplificación no lineal, el producto de la tensión y corriente en el dispositivo conmutador es idealmente nulo en todo momento. La eficiencia está limitada por la resistencia de saturación de drenador-fuente del transistor y por las propiedades de sus elementos parásitos. Trabajando a bajas frecuencias se han conseguido eficiencias que llegan hasta el 96%.

Las reactancias parásitas del elemento activo están incluidas en el diseño del circuito sintonizado por lo que no degradan las prestaciones del amplificador. El capacitor  $C_s$  que se muestra en el circuito de la figura III.15 puede representar la capacidad de salida intrínseca del transistor, mientras que parte de la inductancia  $L$ , estaría relacionada con el efecto del empaquetado del transistor.

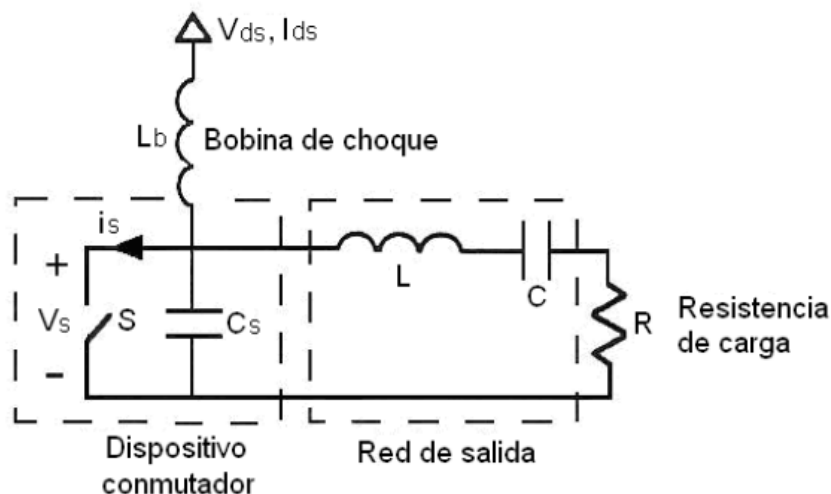


Figura III.15 Circuito del amplificador clase E original [39]

Para realizar un análisis simplificado del circuito del amplificador clase E, es necesario realizar una serie de suposiciones:

- El ciclo de trabajo (duty cycle) debe ser del 50% para obtener un modo de operación óptimo, así, el conmutador está en estado ON durante medio período y en estado OFF durante el medio período restante.
- El dispositivo tiene una resistencia nula en el estado ON,  $R_{ON}$  e infinita en el estado OFF,  $R_{OFF}$ . En la práctica, se trata de conseguir que la resistencia ofrecida por el

dispositivo cuando está en el estado ON sea lo más pequeña posible y lo suficientemente alta cuando está en el estado OFF.

- El capacitor  $C_S$ , corresponde con la capacidad parásita de salida del transistor y se asume lineal aunque en la realidad, frecuentemente es no lineal y cambia en función del voltaje aplicado.
- La corriente que circula a través de la carga será idealmente sinusoidal a la frecuencia fundamental de trabajo ( $f_S$ ) y la corriente de drenador ( $I_{ds}$ ) que fluye por la bobina de choque ( $L_b$ ) se asume constante.

El transistor se comportaría bajo estas condiciones como un interruptor, que conmuta entre los estado ON y OFF. Este comportamiento se consigue polarizando el dispositivo en un punto cercano al corte y aplicando a la entrada una señal de gran amplitud.

La eficiencia se maximiza al minimizar la disipación de potencia, al tiempo que proporciona una potencia de salida deseada. En la mayoría de los amplificadores de potencia de RF y microondas, la mayor disipación de potencia se encuentra en el transistor el cual debe soportar un alto voltaje durante parte del período de RF y conducir una corriente alta durante parte del período de RF, el circuito puede organizarse de manera que no existan alta tensión y alta corriente al mismo tiempo.

De esta manera, el funcionamiento de un amplificador en modo conmutado se basa en intentar impedir que la corriente de drenador ( $I_{ds}$ ) y el voltaje drenador-fuente ( $V_{ds}$ ) sean distintas de cero simultáneamente, para que la potencia disipada sea nula en todo momento.

En la topología planteada por [28] mostrada en la figura III.16, las formas de onda de tensión y corriente en el conmutador aparecen desplazadas en el tiempo, lo que supone una pérdida de potencia mínima en el dispositivo y como consecuencia un elevado incremento de la eficiencia.

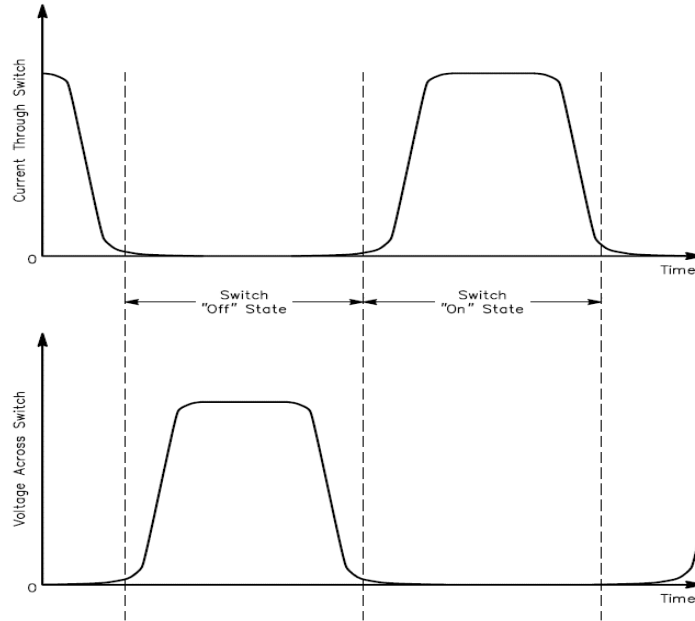


Figura III.16 Formas de onda conceptuales de corriente y voltaje del amplificador clase E [28]

La solución exacta de este circuito en el dominio del tiempo asumiendo elementos ideales y  $C_s$  lineal, requiere la solución de un sistema de ecuaciones diferenciales de tercer orden variante en el tiempo, pero tomando en cuenta las suposiciones expuestas anteriormente, se puede representar al circuito con un sistema de ecuaciones diferenciales de primer orden, de esta manera, cuando el interruptor se encuentra encendido, puede ser descrito por:

$$V_{cc} = L \frac{di_R(t)}{dt} + i_R(t)R \quad (3.41)$$

$$i(t) = I_0 + i_R(t) \quad (3.42)$$

Donde  $L$  es la inductancia en serie,  $R$  la resistencia de carga,  $i_R$  es la corriente que fluye a través de la resistencia de carga y el voltaje  $V_{cc}$  se aplica al capacitor de bloqueo  $C$ .

Tomando en cuenta la condición inicial para la corriente de colector  $i(0)=0$ , la corriente  $i(t)$  que fluye a través del interruptor se puede obtener con:

$$i_s(t) = \frac{V_{cc} + I_0 R}{R} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{R}{L}t\right) \right] \quad (3.43)$$

Cuando el interruptor se encuentra apagado en el momento  $t=t_1$  y tomando en cuenta las condiciones iniciales  $i_R(t_1)=i(t_1)-I_0$  y  $v(t_1)=0$ , las ecuaciones diferenciales de primer orden que describen el circuito son las siguientes:

$$V_{cc} = v(t) + L \frac{di_R(t)}{dt} + i_R(t)R \quad (3.44)$$

$$C \frac{dv(t)}{dt} = I_0 + i_R(t) \quad (3.45)$$

El voltaje  $v(t)$  que circula a través del interruptor se obtiene con:

$$v(t) = (V_{cc} + I_0R) \left[ 1 + \frac{1}{\omega} \sqrt{d^2 + \omega^2} \exp(-\delta t) \sin(\omega t + \varphi) \right] \quad (3.46)$$

Donde  $\omega_0$  representa la frecuencia fundamental,  $d$  y  $\delta$  representan parámetros desconocidos propios de la expresión 3.45 y  $\varphi$  es el desplazamiento de fase, los cuales se calculan como se muestra en las ecuaciones 3.46 a 3.49.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.47)$$

$$\delta = \frac{R}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q_L} \quad (3.48)$$

$$d = \frac{i(t_1)}{(V_{cc} + I_0R)C} - \delta \quad (3.49)$$

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega}{d} = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} \quad (3.50)$$

### 3.6.1 Requisitos de los dispositivos de clase E

- Se requiere una alta velocidad de conmutación (relacionada con la capacitancia de entrada) para minimizar la pérdida del tiempo de transición.
- Baja corriente de sobretensión/alta corriente de pico para aproximarse al interruptor ideal y aumentar la frecuencia operativa máxima.
- Alto voltaje de ruptura para más de 50 watts de potencia de salida.

Como se verá en el capítulo IV, los transistores GaN HEMT son la única tecnología actualmente disponible que proporciona estos atributos [28], [38], [39], [40].

### 3.7 Líneas de transmisión

Las líneas de transmisión son un medio confinado que permiten transportar señales electromagnéticas en forma de onda de un punto a otro determinado; la línea está formada por conductores eléctricos con una disposición geométrica determinada que condiciona las características de las ondas electromagnéticas en ella.

Físicamente la línea de transmisión se define como un sistema de dos o más conductores dispuestos paralelamente, separados por un medio dieléctrico y con una sección transversal que no cambia a lo largo de su recorrido.

La representación esquemática de las líneas de transmisión se puede apreciar en la figura III.17, donde a) representa a las líneas de transmisión bifilares, las cuales están formadas por dos hilos conductores en paralelo; b) líneas de transmisión planas, formadas por dos o más planos en disposición paralela, utilizadas para diseñar líneas microstrip y stripline; y c) representa a líneas de transmisión concéntricas, formadas por dos conductores concéntricos uno respecto al otro, ejemplo de estas líneas son los cables coaxiales.

Estos medios no solo permiten conducir la señal sino también son útiles porque variando su longitud se pueden utilizar como adaptadores o cargas.

Los parámetros que caracterizan a las líneas de transmisión son la impedancia característica ( $Z_0$ ), longitud ( $l$ ) y el coeficiente de propagación ( $\beta$ ) el cual nos define el comportamiento de la línea en función de las características de la onda que circula por ella [41], [42], [43].



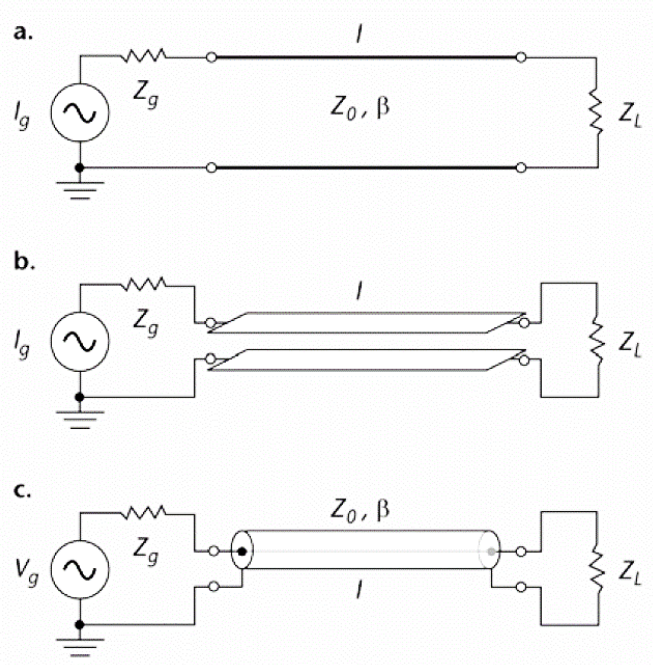


Figura III.17. Representación esquemática de las líneas de transmisión [41]

### 3.7.1 Línea de transmisión de microcinta

Una línea de transmisión de microcinta (del inglés microstrip) consiste en una fina tira conductora colocada en uno de los lados de un sustrato dieléctrico, que tiene un plano de tierra sólido en el otro lado, como se observa en la figura III.18.

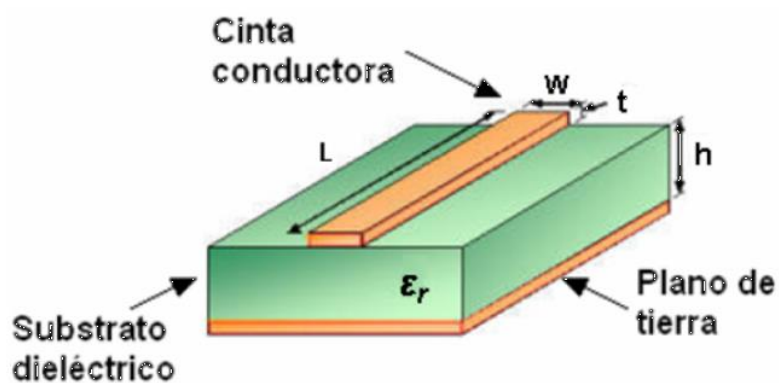


Figura III.18. Línea de transmisión microcinta [21]

Entre sus ventajas esta que al no tener otra capa de dieléctrico encima, es mucho más sencillo realizar circuitos más avanzados montando los elementos en la superficie de la placa,

y también que gracias a su diseño, es fácil de fabricar, obteniendo buenos resultados de interconexión tanto en circuitos activos como pasivos. Los circuitos de microcinta pueden ser hechos con diferentes tecnologías, película delgada o gruesa o imprimiendo el circuito sobre el material. Los sustratos deben tener propiedades acordes a la tecnología usada, usualmente materiales cerámicos son usados con tecnología de película y los plásticos con impresión.

Estas líneas no se emplean como medios de transmisión para distancias convencionales, sino que son útiles en la fabricación de secciones que forman parte de circuitos integrados de estado sólido que operan a altas frecuencias [21], [41], [44].

### 3.7.2 Efectos de blindaje

Los circuitos con microcintas son ubicados normalmente en cajas metálicas para protección eléctrica y mecánica. Las características de los circuitos pueden cambiar de acuerdo a las dimensiones de las cajas, ya que las resonancias eléctricas pueden afectar seriamente su comportamiento. Para sustratos con una constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) alta, una relación de cinco veces entre el espesor del sustrato y la altura de la caja es suficiente [42].

La figura III.19 muestra un ejemplo de blindaje para una placa de circuito de PA.

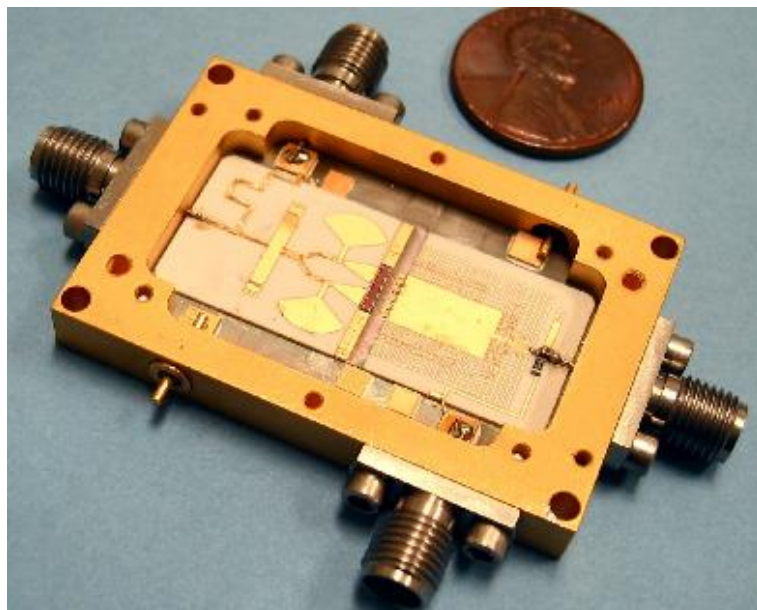


Figura III.19. Blindaje de un PA [38]

## CAPÍTULO IV

# TECNOLOGÍA GAN EN AMPLIFICADORES DE POTENCIA PARA APLICACIONES ESPACIALES

Los transistores GaN se expusieron por primera vez en la década de 1990 y actualmente están ampliamente disponibles para aplicaciones comerciales. La creciente popularidad del GaN está arraigada en sus capacidades de alto voltaje y alta corriente, lo que hace a este material valioso para aplicaciones de microondas y conmutación de energía, además, esta tecnología supera a otras tecnologías de RF porque puede ofrecer simultáneamente la combinación más alta de potencia, ganancia y eficiencia a una frecuencia dada y porque opera a una tensión de funcionamiento más alta para una corriente de sistema reducida [45].

### 4.1 Transistores de alta movilidad de electrones (HEMT)

Los HEMT, dependen del uso de heterojunturas para su operación. A diferencia de los transistores de unión bipolar (BJT) y de efecto de campo (FET) convencionales, los HEMT poseen heterojunturas que están formadas entre semiconductores de diferentes compuestos y bandas prohibidas (bandgap), por ejemplo AlGaAs/GaAs, AlGaN/GaN y GaN/Si.

La discontinuidad en la banda de conducción determina una transferencia de carga que modifica el potencial a lo largo de la estructura, dando lugar a un pozo de potencial de forma casi triangular donde los electrones son confinados, como se muestra en la figura IV.1a. El material del gap más ancho es el que hace la barrera, mientras que al de gap más estrecho se le denomina canal ya que es por donde circulan los portadores.

Debido a las dimensiones del pozo, con una anchura aproximada de 10nm, los niveles energéticos son discretos y los electrones confinados forman un gas que se podría considerar bidimensional (2DEG, 2 dimensión electrón gas). La movilidad del 2DEG es muy superior a la de los portadores en un material en volumen, como un dispositivo MESFET (Metal-semiconductor field-effect transistor - transistor de efecto de campo semiconductor de metal) tradicional, donde la región del canal debe estar dopada para obtenerlos portadores, lo que reduce la movilidad de estos considerablemente.

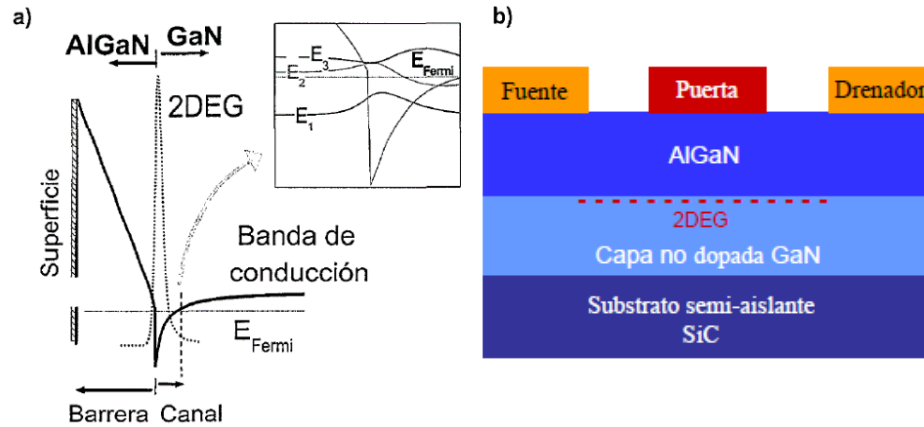


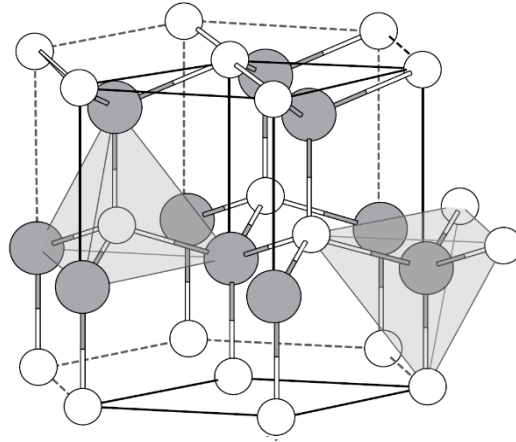
Figura IV.1. Transistor AlGaIn/GaN: a) Esquema del diagrama de bandas. b) estructura de capas [46]

La figura IV.1b muestra la estructura de capas y contactos de un transistor AlGaIn/GaN, donde se ilustra la puerta, fuente y drenador del dispositivo. La carga acumulada en el canal (2DEG) se controla mediante la aplicación de un potencial al metal de la barrera Schottky que se deposita sobre la capa de AlGaIn; es lo que se denomina puerta. El flujo de corriente tiene lugar entre los contactos óhmicos del drenador y la fuente, situados a ambos lados de la metalización de puerta y paralelos a esta.

Los HEMT ofrecen mejores ventajas en microondas porque ofrecen una alta movilidad de electrones, resistencia de salida alta y resistencia de fuente baja, alta frecuencia de transición debido a la elevada velocidad de electrones en campos eléctricos grandes y alta conductancia por tener una pequeña separación entre compuerta y canal [46].

## 4.2 Características del Nitruro de Galio (GaN)

El nitruro de galio es una aleación binaria de semiconductores III/V porque el Galio (Ga) y el Nitrógeno (N) pertenecen a los grupos III y V de la Tabla Periódica, respectivamente. En ese material los átomos de Ga y N pueden acomodarse de modo que forman una estructura cristalina que puede ser imaginada como un conjunto de subredes geoméricamente idénticas que difieren en su posición y en la especie atómica constituyente. Sus átomos están unidos por un enlace químico de iones de Galio muy iónico que produce un bandgap de 3.4 electrón-volt (eV). En la figura IV.2 se ilustra la estructura cristalina del GaN.



*Figura IV.2 Estructura cristalina del GaN [45]*

En física de semiconductores, la banda prohibida se refiere a la energía requerida para liberar el electrón de su órbita alrededor del núcleo y permitir que se mueva libremente a través del sólido. La banda prohibida es un parámetro importante que finalmente determina la masa de los electrones que se mueven libremente y el campo eléctrico que el sólido puede soportar. GaN tiene una banda prohibida de 3.4 eV, que es un gran número en comparación con el GaAs que tiene un margen de banda de 1,4 eV y el Si que tiene un margen de banda de solo 1,1 eV. Es por eso que el GaN es un semiconductor de banda ancha.

GaN es un material muy duro, mecánicamente estable, con alta capacidad de transmisión de calor y con baja sensibilidad a la radiación ionizante por lo que es adecuado para fabricar componentes satelitales, aunque se utiliza con más frecuencia en fuentes de luz basadas en tecnología LED y reproductores DVD y Blu-ray [45], [47], [48].

### **4.3 Ventajas y aplicaciones del GaN sobre otros semiconductores**

Aunque el crecimiento y el desarrollo de materiales basados en GaN fue impulsado por el enorme potencial del mercado óptico, la tecnología de semiconductores de potencia de GaN ha madurado rápidamente en los últimos años, como lo demuestra el hecho de que los GaN HEMT han estado disponibles como dispositivos comerciales listos para usar (COTS) desde 2005. Estos han contribuido a mejorar significativamente los niveles de rendimiento en la amplificación de potencia de RF y microondas al reducir los elementos parásitos del dispositivo y utilizar longitudes de compuerta más cortas, y al usar tensiones de operación

más altas han alcanzado densidades de potencia de salida más altas, anchos de banda más amplios y eficiencias mejoradas.

GaN es una tecnología relativamente nueva en comparación con otros semiconductores como Silicio (Si) y GaAs, pero su capacidad de ofrecer una alta potencia de salida en un alto rango de frecuencias a propiciado su investigación y aplicación en sistemas de RF de alta potencia, como son las comunicaciones satelitales, aplicaciones militares y sistemas de radar, por varias razones entre las que destacan:

***Campo de desglose alto:*** debido al gran intervalo de banda del GaN, tiene un campo de desglose alto, que permite que los dispositivos GaN funcionen a voltajes mucho más altos que otros dispositivos semiconductores. Cuando se someten a campos eléctricos suficientemente altos, los electrones en el semiconductor pueden adquirir suficiente energía cinética para romper la unión química (un proceso llamado ionización por impacto o ruptura de voltaje). Si la ionización de impacto no se controla, puede degradar el dispositivo. Debido a que los dispositivos GaN pueden operar a voltajes más altos, se pueden usar en aplicaciones de mayor potencia.

***Alta velocidad de saturación:*** los electrones en GaN tienen una alta velocidad de saturación cuando se combina con la gran capacidad de carga, esto significa que los dispositivos GaN pueden entregar una densidad de corriente mucho más alta. La salida de potencia de RF es el producto de la tensión y las oscilaciones de corriente, por lo que una mayor tensión y densidad de corriente puede producir una mayor potencia de RF en un transistor de tamaño pequeño. En pocas palabras, los dispositivos GaN pueden producir una densidad de potencia mucho mayor.

***Excelentes propiedades térmicas:*** los dispositivos GaN, exhiben propiedades térmicas sobresalientes, debido en gran parte a la alta conductividad térmica del material. En términos prácticos, esto significa que los dispositivos GaN no se calientan tanto como los dispositivos GaAs o Si al disipar la misma potencia [9], [45], [46], [49], [50], [51].

En la región de frecuencia de microondas, la tecnología del dispositivo GaN ha exhibido una mayor ganancia que los dispositivos GaAs comparables. Esto conduce a una mayor eficiencia de potencia añadida, que es un parámetro muy importante en el diseño de

amplificadores. La PAE permite que un amplificador dado se diseñe con menos dispositivos que conduzcan a un amplificador que consuma una cantidad mínima de potencia de entrada principal. Esto lleva al concepto de que GaN proporciona una alternativa de amplificador "verde".

Podemos afirmar así que GaN tiene un maravilloso conjunto de características mutuamente beneficiosas para aplicaciones de amplificador de alta potencia, como son mayor ganancia, mayor densidad de potencia de salida, posibilidad de operar a temperaturas más altas, eficiencia agregada de mayor potencia y más inmune a la sobrecarga de RF. Algunas de las prestaciones y beneficios de la tecnología GaN se resumen en la figura IV.3, mostrada a continuación:

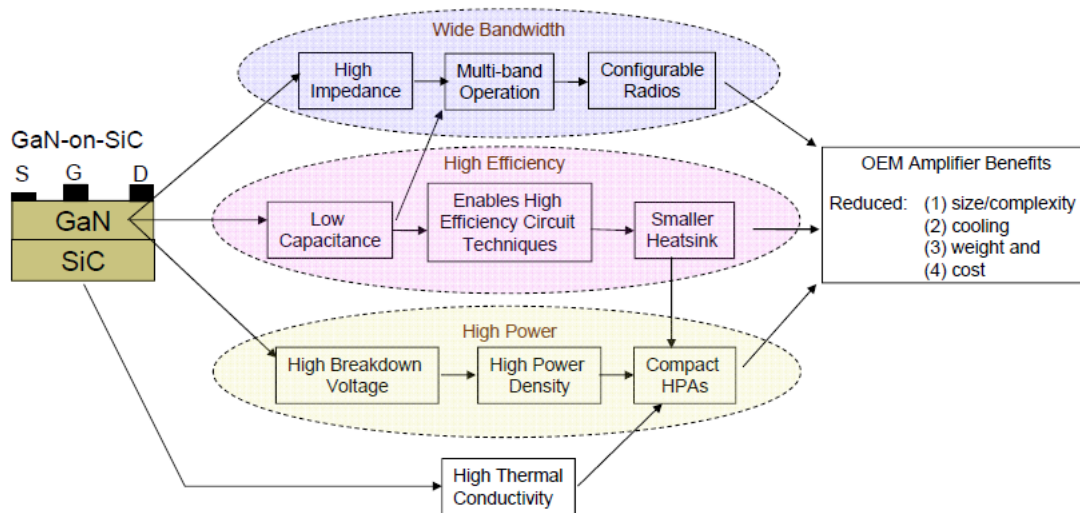


Figura IV.3. Ventajas del GaN en subsistemas de RF para aplicaciones espaciales [9]

En el campo de los transistores para aplicaciones espaciales, los transistores GaN HEMT en la última década se han posicionado como uno de los materiales más prometedores, ya que varias pruebas de laboratorio han demostrado que este material es más tolerante a la radiación y a sus efectos en comparación con el Si (silicio) y GaAs, incluso, se ha planteado y estimado como lo muestra la figura IV.4, que es buen candidato para reemplazar los TWTA, que hasta el momento son los amplificadores más utilizados en los sistemas de RF satelital, como resultado de una mayor fiabilidad, menor peso y costo, proporcionando así suficiente fiabilidad para ser implementado en aplicaciones espaciales.

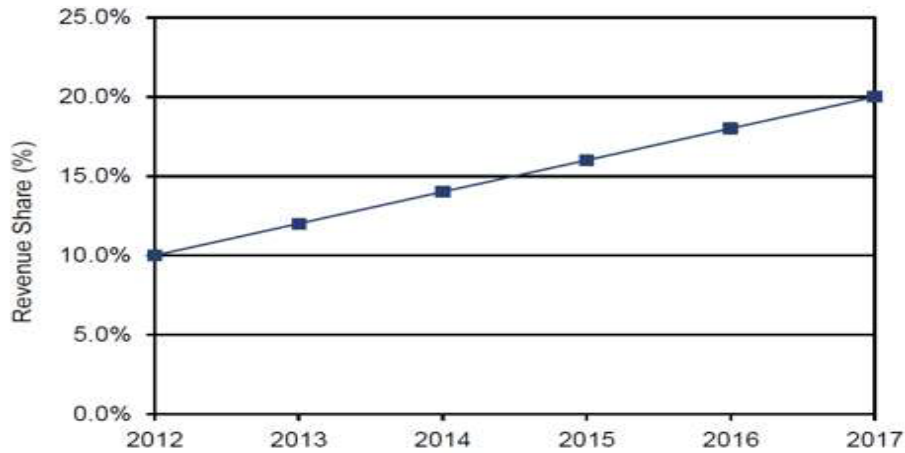


Figura IV.4. Porcentaje estimado de reemplazo de aplicación TWT por dispositivos GaN [9]

Los principales parámetros clave del GaN en comparación con otros materiales semiconductores, como son la movilidad de electrones ( $\mu$ ), la constante dieléctrica ( $\epsilon$ ), la energía de gap ( $E_g$ ), el campo eléctrico de ruptura (EBD) y la temperatura máxima de operación ( $T_{max}$ ), se presentan en la Tabla IV.1.

Para comparar los diferentes semiconductores a partir de las propiedades del material, se definen distintas figuras de mérito o parámetros de referencia (FOM), como la figura de mérito de Baliga, que suele utilizarse para dispositivos de potencia. Introduciendo en la expresión de la FOM los parámetros de distintos semiconductores, se observa que los mayores valores de este parámetro están contenidos en los semiconductores de mayor gap, como en GaN, lo cual está estrechamente relacionado con la tensión máxima de funcionamiento y con la temperatura máxima de la unión. Sin embargo, la movilidad de los electrones ( $\mu$ ) es menor en comparación con la tecnología GaAs. Para solventar estos problemas se emplean estructuras HEMT. [46]

GaN también tiene un mayor campo eléctrico de rotura lo que permite a los dispositivos fabricados con este material soportar mayores potencias de trabajo. Respecto a la constante dieléctrica ( $\epsilon$ ) de los semiconductores, si es alta, será muy difícil realizar líneas de adaptación. Este no es el caso para el GaN dado que presenta un valor 20% menor que las tecnologías convencionales. [46], [48], [49].



Actualmente GaN ha demostrado un rendimiento muy interesante en aplicaciones terrestres y se ha destacado de manera importante en el desarrollo y diseño de amplificadores de potencia porque ofrece un rendimiento, fiabilidad y eficiencia inigualables. Estas propiedades abren una nueva gama de oportunidades para el mercado de las aplicaciones espaciales no solo para potencia sino también para amplificadores de bajo ruido y mezcladores.

Tabla IV.1 Propiedades materiales de los semiconductores de microondas [49]

Material	Mobility $\mu$ , cm <sup>2</sup> /V.s	Dielectric constant, $\epsilon$	Bandgap, Eg, eV	Breakdown Field, Eb 10 <sup>6</sup> V/cm	BFOM Ratio*	Tmax °C
Si	1300	11.9	1.12	0.3	1.0	300
GaAs	5000	12.5	1.42	0.4	9.6	300
4H-SiC	260	10	3.2	3.5	3.1	600
GaN	1500	9.5	3.4	2	24.6	700

El alto nivel de sostenibilidad térmica de los transistores de GaN, como se muestra en la tabla IV.1, es la ventaja más notable para su uso en el espacio. Por supuesto, la aplicación espacial depende de la demostración completa de fiabilidad y esto constituye otro campo de investigación, aunque de manera introductoria, citaremos el trabajo realizado por [8] para verificar la confiabilidad en la vida a largo plazo de los transistores GaN.

En ese trabajo se determinó el MTTF (Mean Time To Failure-tiempo medio hasta el fallo sin mantenimiento), que representa numéricamente el tiempo de vida del producto, a partir de la realización de pruebas de diferentes ciclos de temperatura, pruebas de vibración y tensión física, pruebas de radiación SEE (Single Event Effect-efectos de eventos individuales), LET (Linear Energy Transfer- transferencia lineal de energía) y TID (Total Ionization Dose- dosis total de ionización).

---

\* Figura de mérito de Baliga, para rendimiento de dispositivos de potencia ( $\mu^* \epsilon^* E_g^3$ )

Los resultados de todas estas pruebas de fiabilidad resumidas en la tabla IV.2 fueron satisfactorios y arrojaron un MTTF aproximado de un millón de horas, lo que indica que hay suficiente fiabilidad para la utilización de GaN en el espacio exterior, [7], [8] , [36].

Tabla IV.2. Pruebas de fiabilidad a transistores GaN

Category	Item	Test conditions	Result
Mechanical test	Mechanical	Temperature cycling Vibration/ Shock Constant acceleration, etc.	No failure
Life test	MTTF (C.L.90%)	Tch = 250°C Vds = 47V	2,000 hrs
		Tch = 260°C Vds = 47V	1,000 hrs
		Tch = 270°C Vds=45V	832 hrs
	RF Life	Tch = 230°C	No failure
		Vds = 45V @P2dB	
		1,000 hrs	
DC Life	Tch = 230°C	No failure	
	Vds = 45V		
	5,000 hrs		
Radiation test	Single event burnout	(RF) Vds = 45V Pout = P2dB→P13dB (DC) Vds = 175V, Vgs = -5V Br ion for each test LET: 31.2 MeV/(mg/cm <sup>2</sup> ) Fluence: 1×10 <sup>6</sup> ions/cm <sup>2</sup>	No failure
	Total dose effect	12 Mrad of Co 60 γ-rays during DC operation with Vds = 45V	No failure

# CAPÍTULO V

## DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE E CON TECNOLOGÍA GAN

Los amplificadores de potencia de modo conmutado han tenido una aplicación extendida debido a su simplicidad de diseño y operación de alta eficiencia. En el amplificador de potencia Clase E, el transistor funciona como un interruptor encendido/apagado, de tal manera que el tiempo relativo de las formas de onda de corriente y voltaje son tales que la alta corriente y el alto voltaje no ocurren simultáneamente, lo que minimiza la disipación de potencia y maximiza la eficiencia del amplificador.

Los amplificadores de potencia Clase E con una línea de transmisión de un cuarto de onda ofrecen un nuevo desafío para la amplificación de potencia de RF y microondas, proporcionando una alta eficiencia y supresión de armónicos.

### 5.1 Elección del transistor y especificaciones de diseño

Una vez conocidos los requerimientos de potencia del sistema de comunicaciones de a bordo del microsatélite Quetzal, los cuales se resumen en la tabla V.1, y después del estudio de los fundamentos teóricos de los amplificadores de potencia, se propone el diseño de un amplificador de potencia de alta eficiencia clase E, el cual representa una atractiva solución para el diseño de amplificadores a frecuencias bajas porque proporciona altas eficiencias con una mejor linealidad que los amplificadores clase A, B, C y F. Su alta eficiencia es mantenida en un gran rango de potencias de salida y utiliza un solo transistor energizado para operar como un conmutador conectado a una red de carga pasiva.

El transistor utilizado para el diseño es el GaN HEMT CGH40010 de CREE®. Opera desde los 28V en una frecuencia de operación de 1 GHz a 6 GHz, perfecto para su uso en banda S, brinda una solución de banda ancha de uso general para una variedad de aplicaciones de RF y microondas, además de ofrecer capacidades de gran ancho de banda, alto rendimiento y alta eficiencia, que hacen al CGH40010 ideal para circuitos amplificadores de alta eficiencia [52].

Tabla V.1 Parámetros de diseño

Banda de operación:	Banda S (2-4 GHz)
Potencia de salida:	1 W
Ancho de banda:	2.2-2.3 GHz
Frecuencia de funcionamiento	2.25 GHz
Clase del transistor de acuerdo a su configuración:	Clase E
Eficiencia:	la más grande posible en toda la banda de operación
Transistor:	CGH40010 RF Power GaN HEMT, 10W, DC-6 GHz

## 5.2 Diseño y Simulación

Para la realización del diseño y la simulación se utilizó el software de automatización de diseño electrónico Advanced Design System™ (ADS) de Keysigh Technologies, utilizado a nivel mundial para aplicaciones de comunicaciones, automotriz, industria energética, aplicaciones aeroespaciales y militares.

Se puede resumir el proceso de diseño realizado en este trabajo de tesis siguiendo la metodología propuesta por [53], la cual consiste básicamente de 4 pasos:

1. Examinar las curvas características I-V del transistor para obtener el punto de polarización  $V_{gs}$  cuando la corriente  $I_{ds} = 100\text{mA}$ .
2. Examinar la estabilidad del circuito y determinar las redes de estabilización.
3. Determinar los circuitos de acoplamiento de entrada, salida y polarización usando líneas de transmisión.
4. Examinar completamente el circuito.

El procedimiento general descrito se realizó haciendo uso de las siguientes simulaciones y herramientas que ofrece ADS:

**Simulación DC:** Permite calcular las características de funcionamiento en DC útil para obtener las curvas características I-V del transistor y poder así, determinar su punto de operación.

**Simulación de parámetros S:** Permite caracterizar la respuesta de un componente eléctrico de 'n' puertos a una frecuencia dada. Es útil para obtener los parámetros S del

amplificador que se pretende diseñar y con dichos parámetros, calcular el factor de estabilidad, las redes de adaptación de impedancias y la máxima ganancia que puede aportar el amplificador.

***Simulación de balance armónico:*** Es una técnica de análisis en el dominio de la frecuencia que calcula la magnitud y la fase de los voltajes o corrientes en un circuito potencialmente no lineal con múltiples frecuencias de entrada. Esto incluye frecuencias de intermodulación, armónicos y conversión de frecuencia entre armónicos. Realiza simulaciones de circuitos de RF y microondas como son amplificadores de potencia, multiplicadores de frecuencia, mezcladores, osciladores y moduladores.

***Smith Chart Utility:*** Proporciona capacidades completas de la carta de Smith para realizar síntesis de redes de adaptación, permitiendo la coincidencia de impedancias y el trazado de círculos de ganancia, VSWR (Voltage Standing Wave Ratio, Relación de Onda Estacionaria de Voltaje) y ruido.

***Impedance Matching Utility:*** Herramienta para el diseño y análisis de redes de adaptación de impedancias.

***LineCalc:*** Proporciona el ancho (W) y la longitud (L) de las líneas de transmisión a partir de su longitud eléctrica (E) y viceversa. Para ello es necesario indicar el tipo de substrato con el que se quiere trabajar [54], [55], [56], [57].

### 5.2.1 Curvas características I-V y punto de polarización

La importancia de obtener las curvas características I-V del transistor reside en determinar su punto de polarización. Tomando en cuenta que el transistor GaN HEMT CGH40010 opera a una tensión de polarización  $V_{ds}=28V$ , para obtener el punto de polarización del transistor se realizó un barrido de la tensión  $V_{gs}$  desde -4V hasta 3V, y se tomó como valor de  $V_{gs}$  aquel punto que proporcionó una corriente de drenador  $I_{ds}=100$  mA.

En la figura V.1 se representa el circuito utilizado para la simulación DC que proporciona las curvas I-V. Se puede observar que se han añadido otros elementos como bobinas y capacitores. Estos elementos sirven para desacoplar al transistor del resto de los

elementos, es decir, cuando se trabaja en DC las bobinas actúan como cortocircuitos y los capacitores como circuitos abiertos. Se han puesto cargas de 50 Ohm en los puertos de entrada y salida, así como un amperímetro para medir la corriente  $I_{ds}$ .

Los resultados de la simulación se muestran en la figura V.2 con la curva correspondiente a  $I_{ds}$  vs.  $V_{gs}$ , en la cual se puede visualizar la marca “m1” la cual señala el punto de polarización elegido, que corresponde a  $V_{ds}=28V$ ,  $V_{gs}=-2.924V$  e  $I_{ds}=100$  mA.

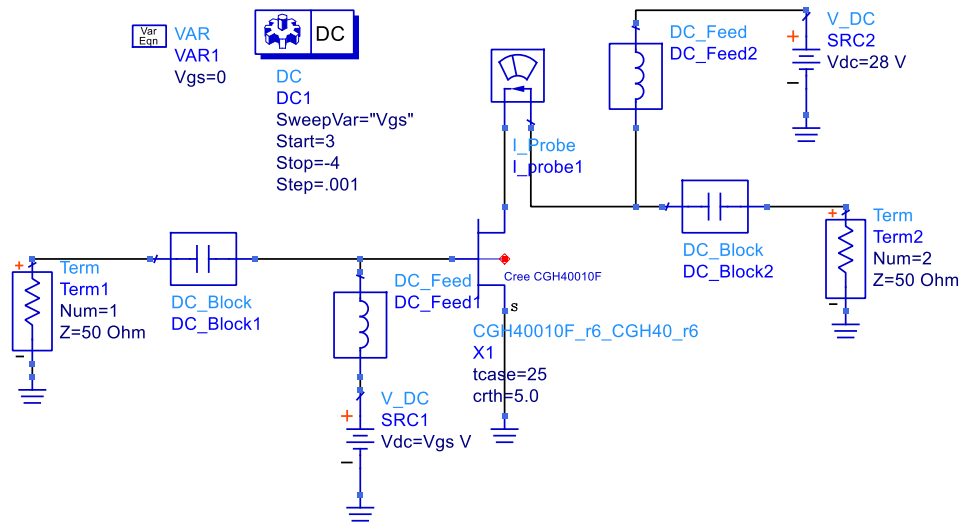


Figura V.1. Circuito utilizado para la simulación DC

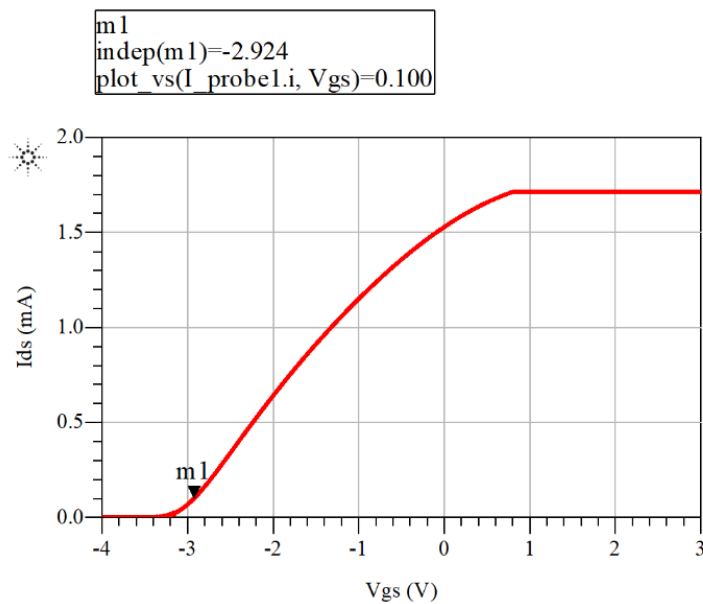


Figura V.2. Curva del punto de polarización del transistor CGH40010

### 5.2.2 Diseño de las redes de estabilización, adaptación de entrada y salida

Para realizar el diseño de las redes de adaptación de entrada y salida, fue necesario llevar a cabo una serie de simulaciones, tanto en ADS™ como en Matlab™, aunque no todas resultaron indispensables para el diseño final del amplificador, si fueron de gran ayuda para aprender la metodología de diseño.

El diagrama de bloques del amplificador de potencia se muestra en la figura V.3. La red de adaptación de entrada se diseña para hacer coincidir con la impedancia de entrada la terminal gate del transistor, generalmente con una impedancia del sistema de  $50\Omega$ .

La red de estabilidad puede ser un circuito resistivo o capacitivo que se utiliza para evitar cualquier tendencia a la oscilación y para aumentar el factor de estabilidad del amplificador. Finalmente para diseñar la red de adaptación de entrada, la impedancia de entrada del dispositivo de potencia de RF debe evaluarse primero sobre el ancho de banda deseado con las redes de carga y estabilidad insertadas en el circuito amplificador [58].

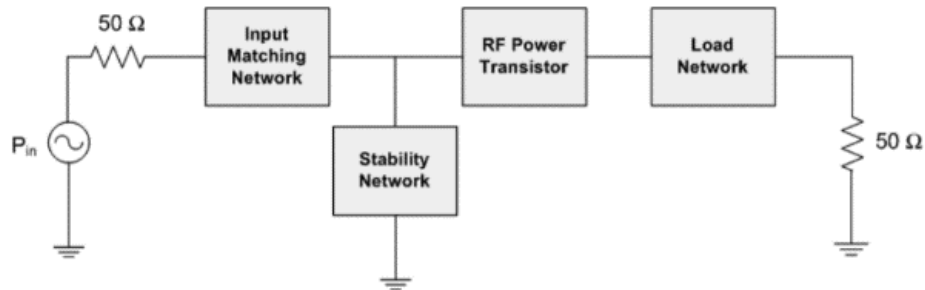


Figura V.3. Diagrama de bloques del amplificador de potencia de RF [58]

Una vez conocido el punto de polarización del transistor, se realizó en primer lugar la simulación de los parámetros S a la frecuencia de operación del transistor que para nuestra aplicación es de 2.25 GHz. Los resultados se muestran en la tabla V.2. La representación gráfica de los parámetros S en toda la banda de operación del transistor (de 1 GHz a 6 GHz) se muestran en la figura V.4, donde V.4a es la representación sobre la carta de Smith y V.4b es la representación en módulo (dB).

Tabla V.2 Parámetros S obtenidos en la frecuencia de 2.25 GHz para  $V_{gs}=-2.92V$  y  $V_{ds}=28V$

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
2.250 GHz	0.892 / 171.605	0.026 / -24.358	4.256 / 49.810	0.387 / -141.628

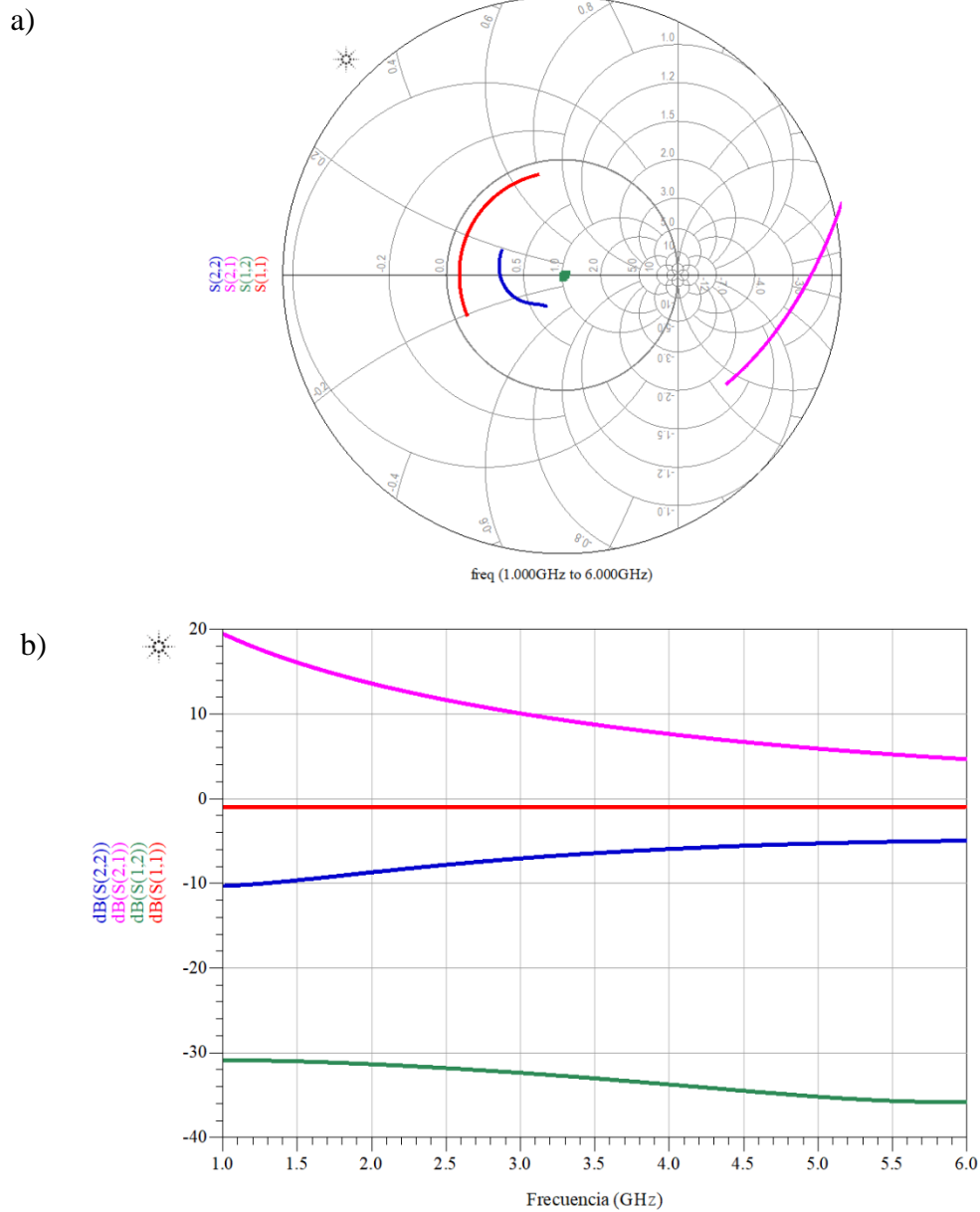


Figura V.4 Representación gráfica de parámetros S obtenidos en la frecuencia de 2.25 GHz para  $V_{gs}=-2.92V$  y  $V_{ds}=28V$ . a) Carta de Smith. b) Representación en módulo (dB).



Sobre esta misma simulación se realizaron las pruebas correspondientes para comprobar la estabilidad y se verificó que el factor de estabilidad  $K$  era menor que la unidad en toda la banda de operación del transistor y con un valor de .48 para la frecuencia de operación de 2.25GHz.

Como primera solución y haciendo referencia a la metodología mostrada por [53] y [36], se modificó el punto de polarización  $V_{gs}$  tomando diferentes lecturas de voltajes comprendidos entre -3.5V y -2.9V, manteniendo la condición de que el valor de la corriente  $I_{ds}$  estuviera entre 10 y 100 mA. Los resultados no fueron favorables porque no se encontró ningún valor para  $V_{gs}$  que hiciera que  $K > 1$ , por lo que se concluyó que modificar el punto de polarización no era el camino para lograr la estabilidad.

La segunda solución propuesta fue añadir elementos resistivos y capacitivos a la red de polarización. Los valores de estos elementos fueron elegidos a través de la experiencia reportada en la literatura a partir de prueba y error, hasta que se obtuvo que el factor de estabilidad  $K$  fuera mayor a 1 dentro y fuera de la frecuencia de operación del amplificador. La figura V.5 muestra el circuito final de estabilización mientras que la figura V.6 muestra los resultados de la simulación en donde se observa que los factores  $K$  y  $\mu$  son mayores a 1 en toda la banda de operación del transistor, por lo tanto es incondicionalmente estable.

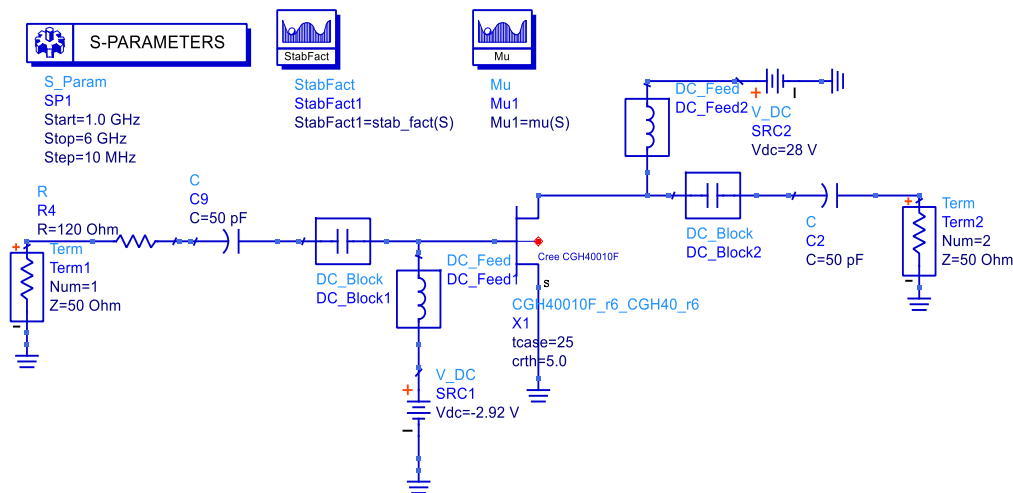


Figura V.5. Circuito de estabilización

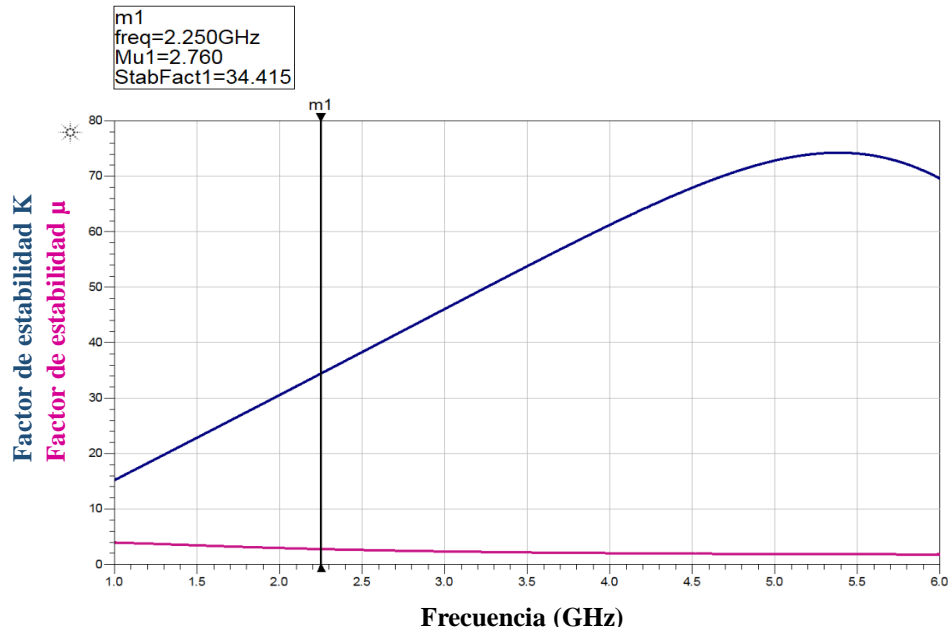
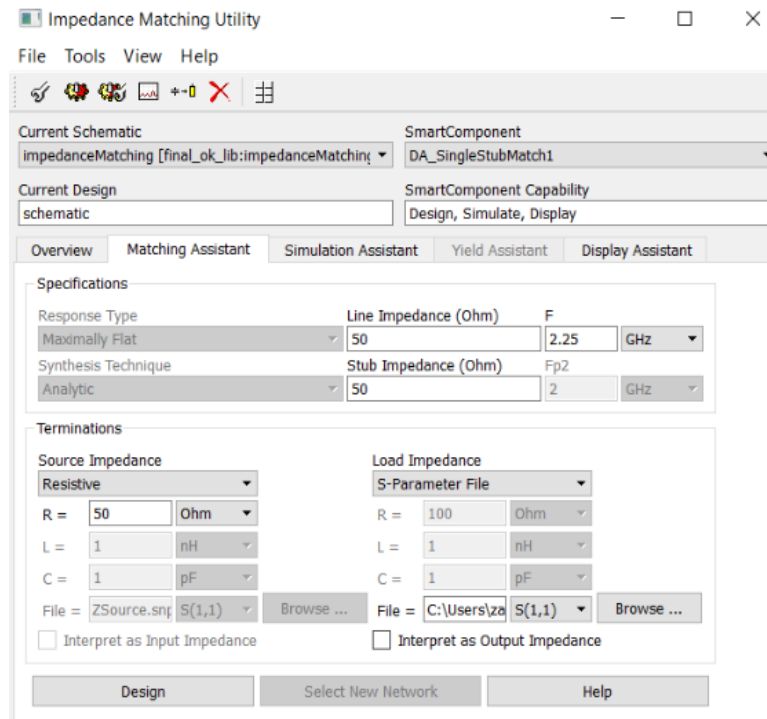


Figura V.6. Resultados de las simulaciones de estabilidad

Para calcular las redes de adaptación tanto de entrada como de salida se utilizaron las herramientas antes descritas “Impedance Matching Utility” y “Smith Chart”. La figura V.7 muestra una de las configuraciones realizadas al hacer uso de las herramientas. Se ha elegido una impedancia de fuente y una de carga con valor de  $50\Omega$  para ambas. Interpolando los valores de las impedancias de carga y fuente, se obtuvo que la impedancia de carga  $Z_L$  tiene un valor de  $22.26-j13.29$  y la impedancia de fuente  $Z_{gs}$  es  $4.55-j4.11$ .

Cabe señalar que se obtuvieron diversas posibilidades de diseño para las redes de adaptación en ambas herramientas, los resultados obtenidos entre uno y otro fueron muy parecidos, con la diferencia de que la herramienta Smith Chart muestra los resultados con redes de parámetros concentrados, es decir, elementos resistivos, capacitivos e inductivos. Motivo por el cual se eligió de entre las redes diseñadas con Impedance Matching Utility que muestra parámetros distribuidos, como son las líneas de transmisión.

a)



b)

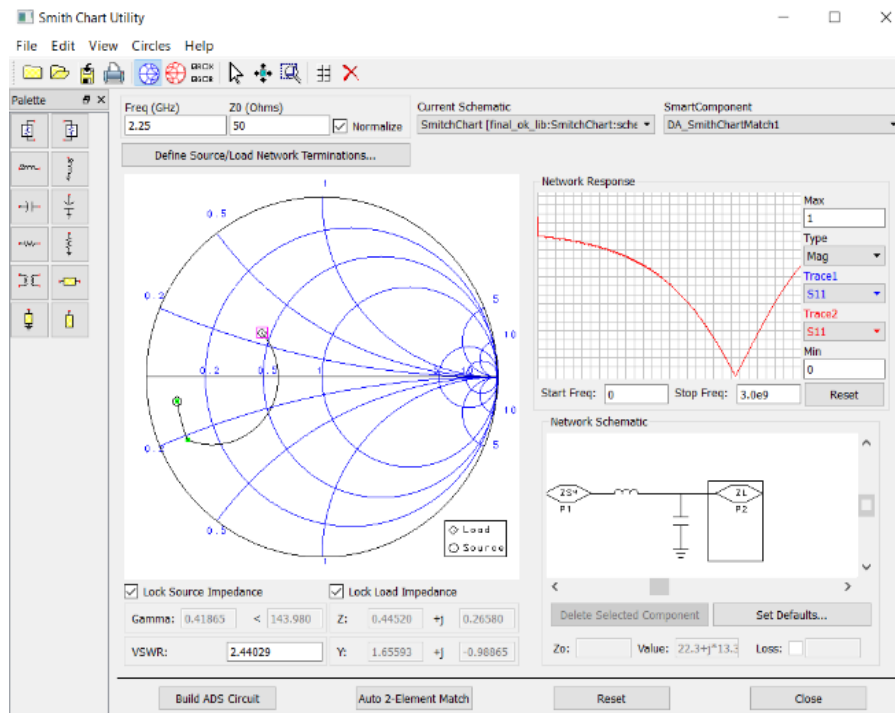


Figura V.7. Configuración de las herramientas: a) Impedance Matching Utility. b) Smith Chart Utility

### 5.2.3 Simulación del amplificador de potencia clase E con líneas de transmisión ideales

La figura V.8 muestra el esquemático del circuito simulado una vez implementadas las redes de adaptación a la entrada y salida del transistor así como sus líneas de polarización con líneas de transmisión ideales, a las cuales definiremos como un sistema de dos conductores perfectos inmersos en un medio dieléctrico sin pérdidas.

Se puede observar una red de líneas de transmisión ideales de carga con ajuste para el segundo y el tercer armónico. El circuito de adaptación de entrada proporciona una adaptación compleja conjugada de la impedancia  $Z_{gs}=4.55+j4.11$  del transistor con corriente estándar de  $50 \Omega$ . La topología de adaptación de entrada se diseñó de acuerdo con [40] en forma de un transformador de tipo L con una línea de transmisión en serie y un stub abierto. Se observa también una aproximación equivalente a la red parasita de salida del transistor utilizado que incluye no solo la capacitancia en derivación  $C_{ds}$  y una inductancia en serie, sino también dos secciones de filtros pasa bajas LC correspondientes al modelo interno del GaN HEMT CGH40010.

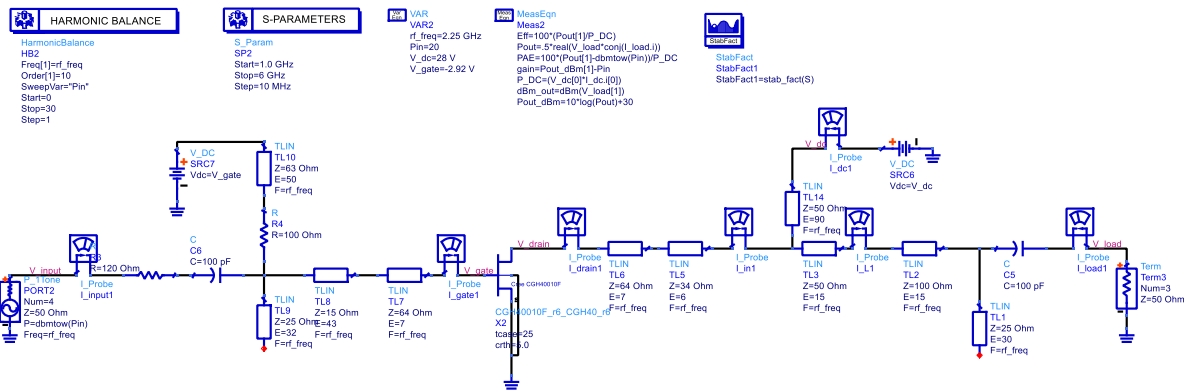


Figura V.8. Circuito completo simulado con líneas de transmisión ideales

La figura V.9 muestra los resultados de la simulación anterior. Se puede observar que la potencia máxima de salida es de 42.5 dBm. La eficiencia con una potencia disponible en la fuente de 28 dBm es del 80% y la PAE es de 85%.

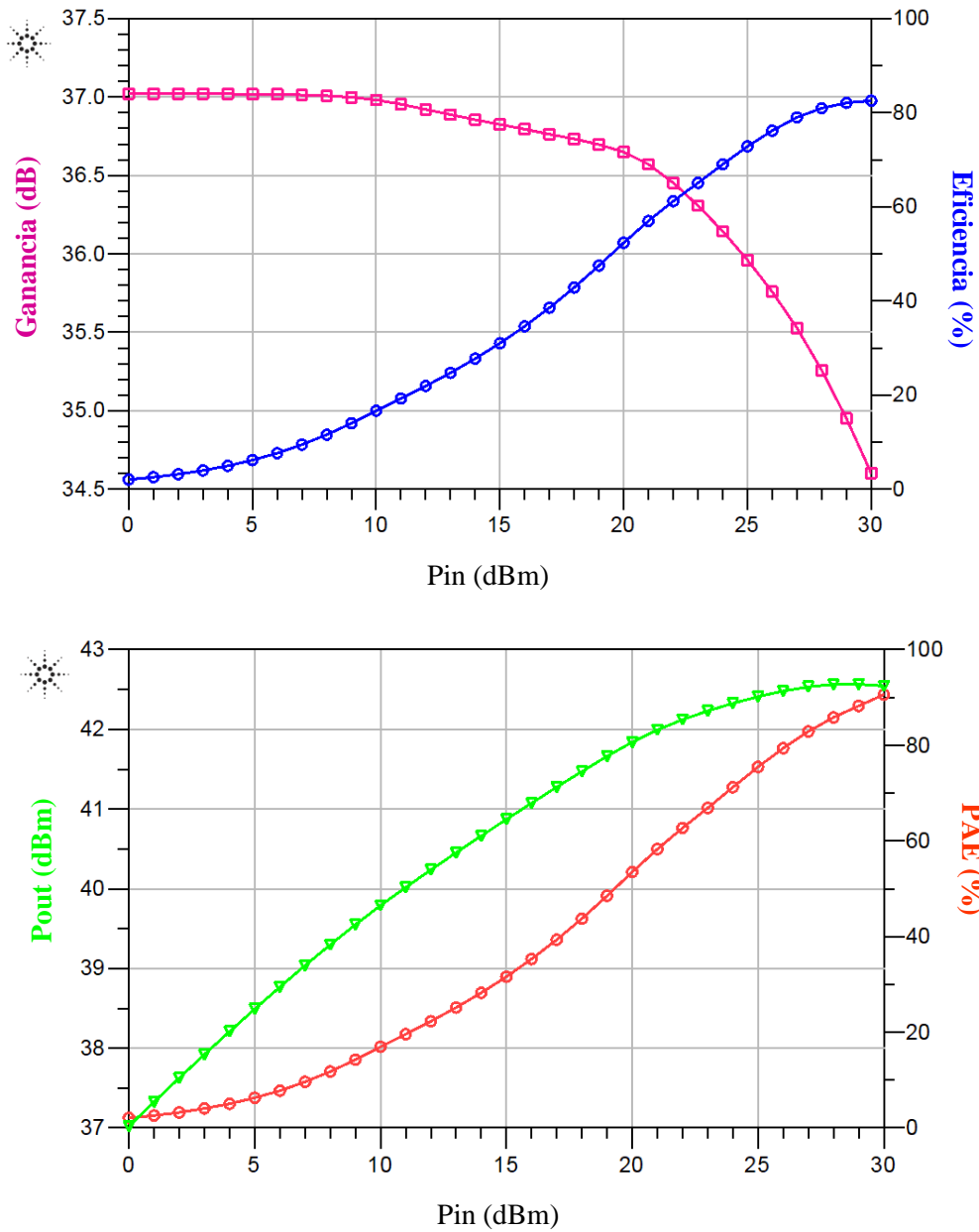


Figura V.9. Gráficas resultantes de la simulación del amplificador clase E con líneas ideales de transmisión

La figura V.10 muestra las formas de onda de corriente y voltaje de drenador ( $I_{drain}$  y  $V_{drain}$  respectivamente) resultantes de la simulación. Estas formas de onda son muy similares a las formas de onda idealizadas que se muestran en la teoría de [40] para los amplificadores clase E, en las que la corriente que fluye a través del capacitor de salida del dispositivo durante el estado off, contribuye a la forma de onda de corriente total del drenador.

Puede observarse en la figura a continuación que la forma de onda de  $I_{\text{drain}}$  parece estar desfasada con la forma de onda de  $V_{\text{drain}}$ , este comportamiento no superpuesto reduce la disipación de potencia en el drenador del transistor y aumenta la eficiencia del amplificador de potencia.

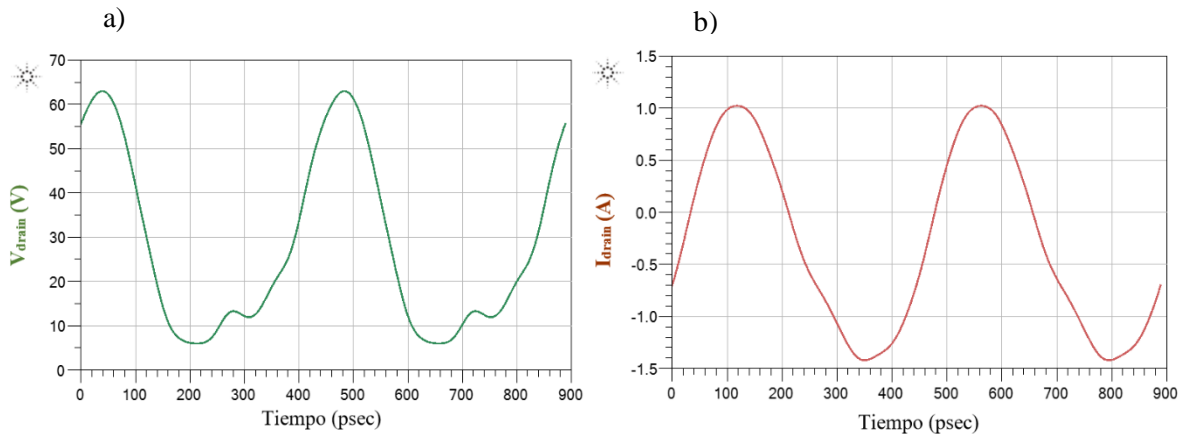


Figura V.10 Formas de onda a) voltaje de drenador, b) corriente de drenador

## 5.2.4 Simulación del amplificador de potencia clase E con líneas de transmisión microstrip

A continuación, se presenta la simulación del amplificador de potencia clase E con líneas de transmisión microstrip. Para realizarlo se utilizaron las mismas redes de adaptación de entrada y salida diseñadas con líneas ideales. Con este diseño se pretende incorporar todas las pérdidas que pueden existir en un diseño real considerando los efectos del sustrato así como longitud y la anchura de cada línea.

Para conocer el ancho (W) y la longitud (L) de cada línea de transmisión a partir de su longitud eléctrica (E) se utilizó la herramienta “LineCalc” que proporciona ADS. Para realizarlo es necesario indicar el tipo de sustrato con el que se quiere trabajar, en este caso, tras consultar los trabajos [22], [29] y [36], se optó por utilizar el sustrato de la marca Rogers RO4350, del cual se resumen sus principales características en la tabla V.3.

Tabla V.3 Características del sustrato de la marca Rogers RO4350 [59]

Constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ )	3.48
Grosor del sustrato (H)	30 mil
Espesor del cobre (T)	10 $\mu\text{m}$
Factor de disipación ( $\tan\delta$ )	0.0037
Tangente dieléctrica de pérdidas del material (TanD)	0.002
Conductividad del cobre (Cond)	5.1e7

En la figura V.11 se muestra un ejemplo del uso de la herramienta *LineCalc* para la conversión de las líneas ideales a líneas de microcinta. En esta herramienta se proporcionan datos como son las características del sustrato, la impedancia característica y la longitud eléctrica de la línea ideal.

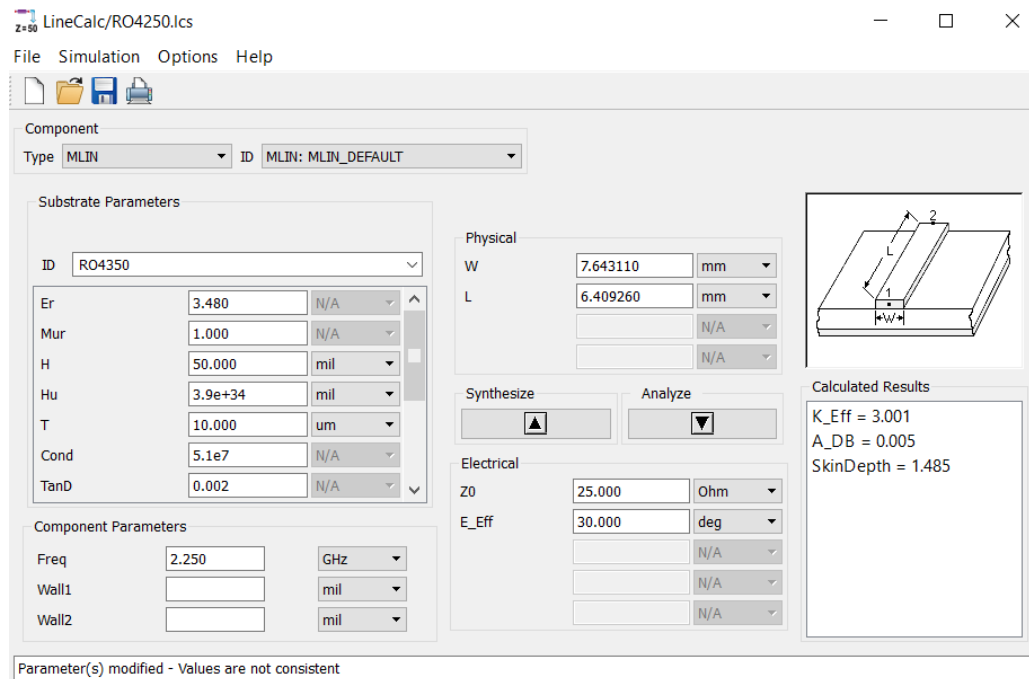


Figura V.11 Herramienta *LineCalc* para obtener las dimensiones físicas de las líneas de transmisión a partir de la longitud eléctrica

La figura V.12 muestra el esquemático de la simulación del circuito completo con líneas microstrip. Cabe señalar que para realizarlo, al igual que con el diseño de líneas ideales, el circuito se realizó por partes (acoplamientos de entrada, salida y polarización), obteniendo valores que fueron verificados para cada etapa y posteriormente completaron todo el circuito.

Una característica importante de los circuitos con líneas microstrip es que se deben añadir elementos que representen discontinuidades, como son las uniones entre líneas y stubs.

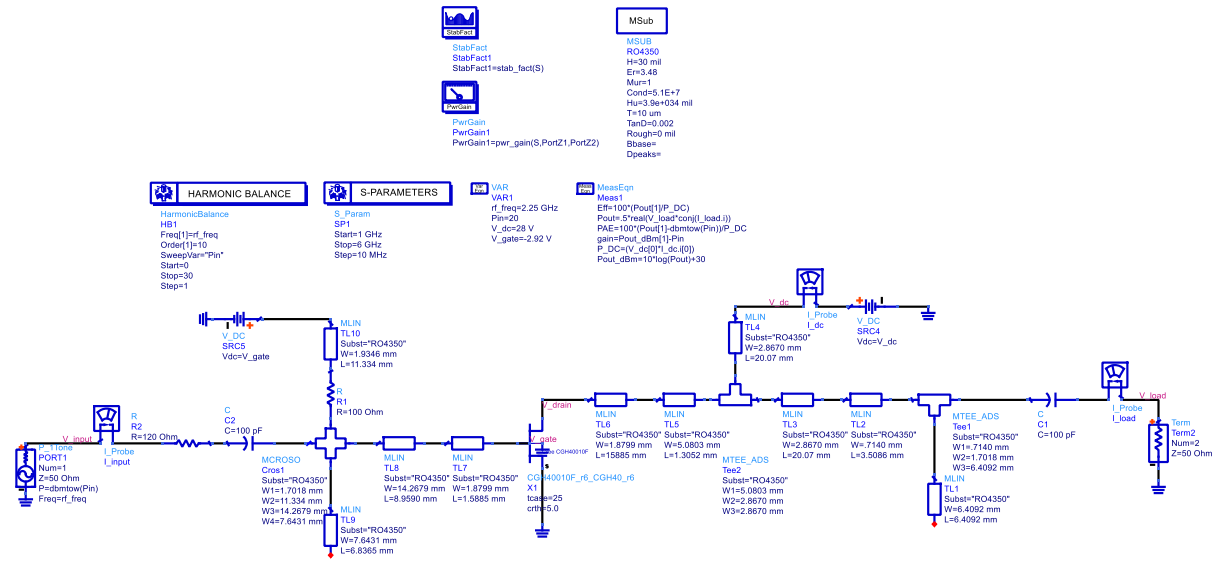


Figura V.12. Circuito completo simulado con líneas microstrip

Los resultados de la simulación nos indican que la potencia máxima de salida es de 42 dBm. La eficiencia con una potencia disponible en la fuente de 28 dBm es del 67% y la PAE es de 75%. Estos resultados se ilustran a continuación:



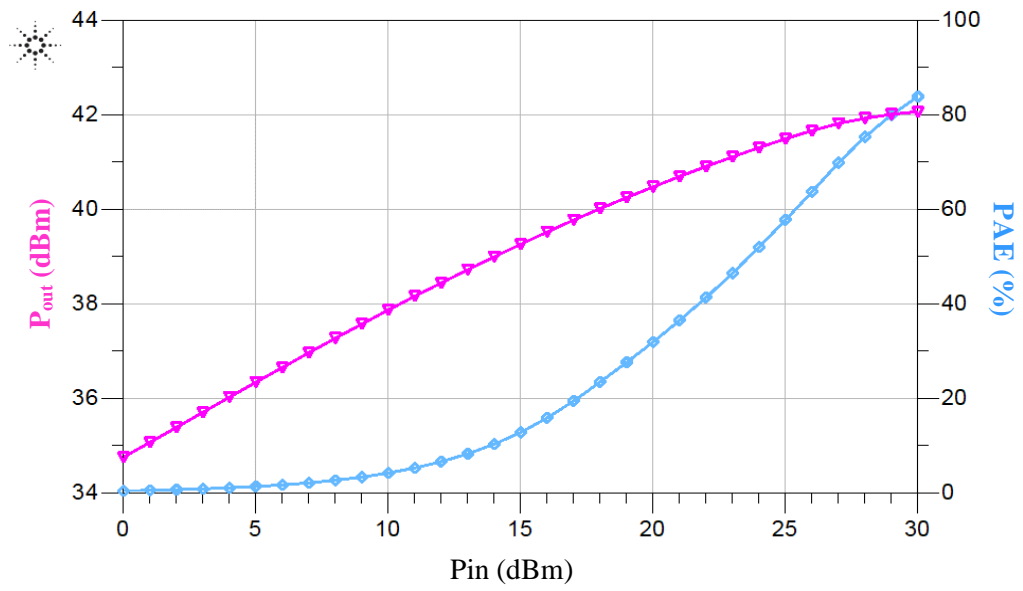
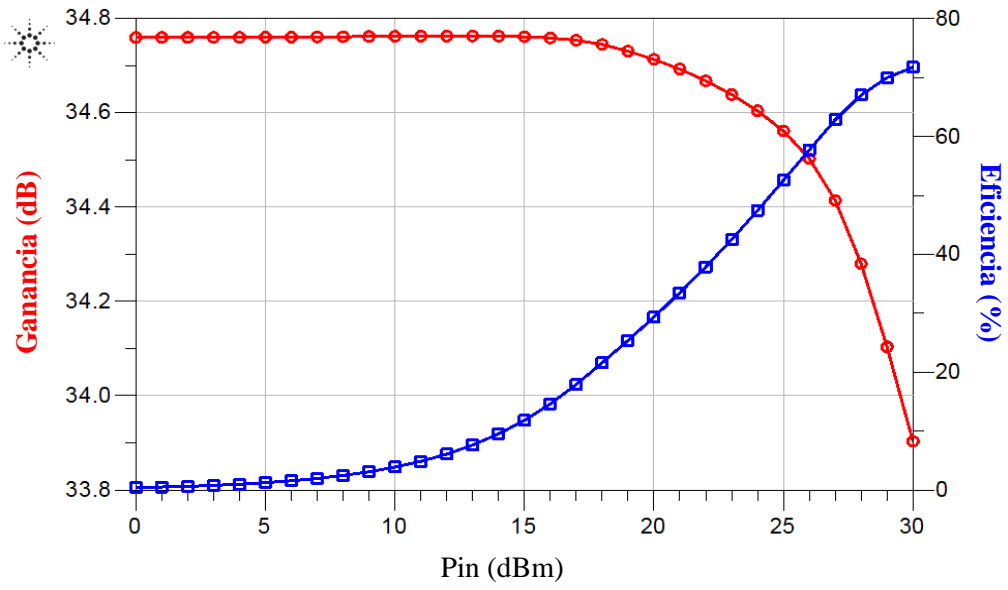


Figura V.13 Gráficas resultantes de la simulación del amplificador clase E con líneas microstrip

### **5.2.5 Representaciones CAD del circuito con líneas microstrip**

Debido a que este trabajo se limitó al diseño y simulación de un PA clase E, en este apartado se presenta el diseño asistido por computadora (CAD Computer-Aided Design) del circuito realizado con líneas de transmisión microstrip, el cual servirá para proyectar al circuito físicamente.

La figura V.14 representa al circuito impreso así como las dimensiones (largo y ancho) de las líneas, los valores numéricos de los elementos concentrados utilizados y el detalle de dimensiones del GaN HEMT CGH40010. La figura V.15 ejemplifica con un diseño 3D el circuito realizado en PCB.

Cabe señalar que con el propósito de realizar una simulación de onda completa, esta proyección deberá someterse a la simulación de Momentum en ADS™, la cual tiene la capacidad de analizar formas arbitrarias en múltiples capas y considerar geometrías de diseño y su comportamiento en el mundo real, al simular acoplamientos y efectos parásitos.

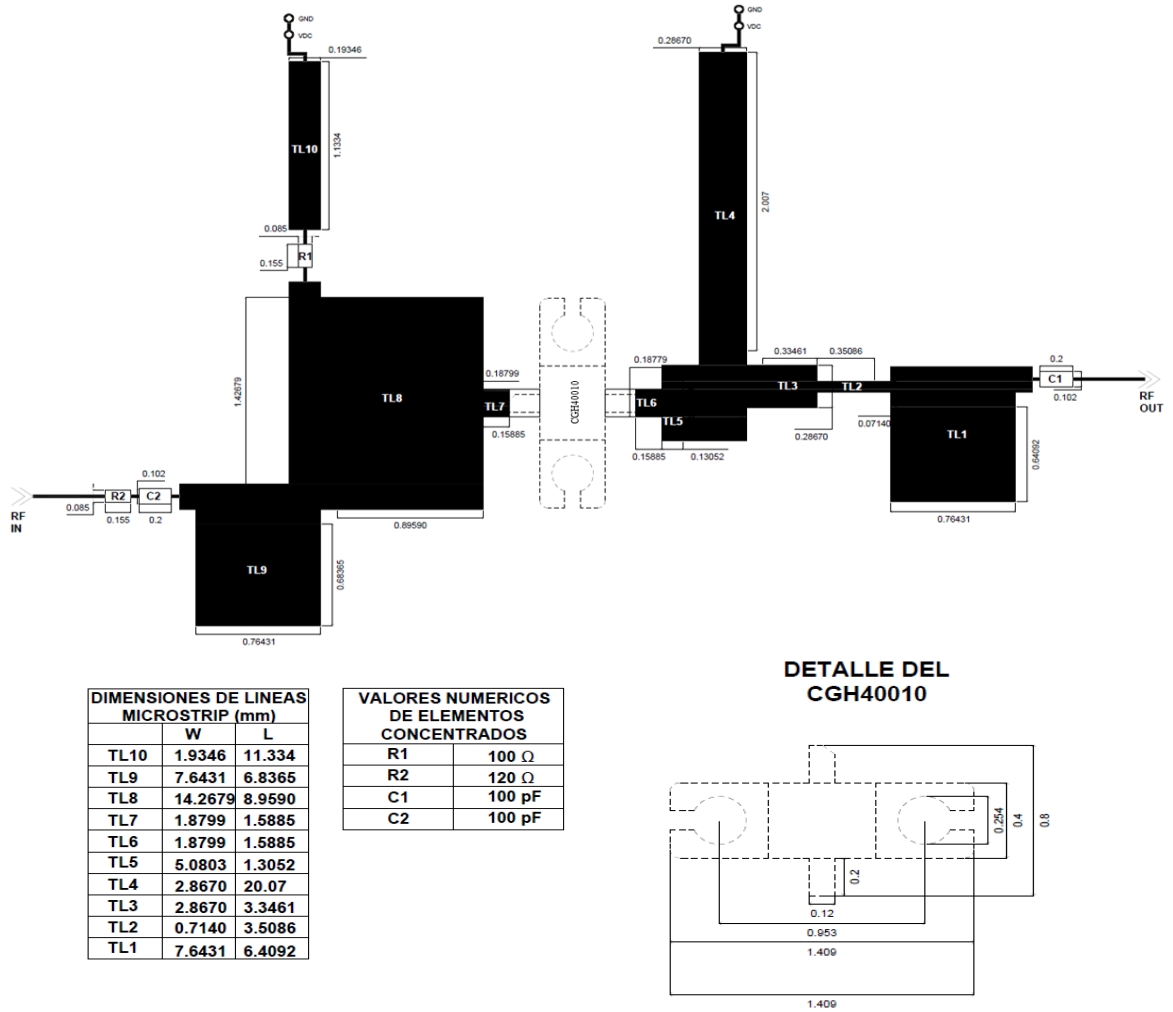


Figura V.14. Representación CAD del circuito impreso con líneas microstrip

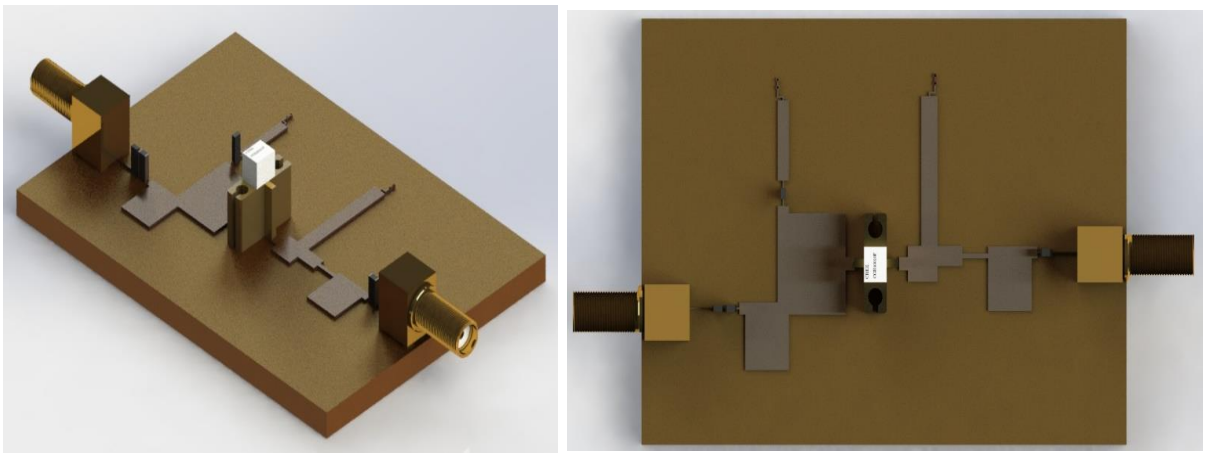


Figura V.15. Representación 3D del circuito

# CAPÍTULO VI

## ANÁLISIS Y DISCUSIÓN DE RESULTADOS

El análisis y discusión de resultados que se detallan en este capítulo se basa en la comparación de resultados entre los diseños realizados con líneas de transmisión ideales y líneas de transmisión microstrip obtenidos en el presente trabajo de tesis. También se presenta una comparación de los resultados anteriores vs. otros de referencias consultadas.

### 6.1 Resultados de las simulaciones

En las tablas VI.1 y VI.2 se muestra una comparación entre los resultados que se obtuvieron producto de las simulaciones del diseño del amplificador clase E con líneas de transmisión ideales y líneas de transmisión microstrip, ambas con una potencia disponible en la fuente de 28 dBm.

*Tabla VI.1 Resultados con líneas de transmisión ideales*

Eficiencia	80%
$P_{out}$	42.5 dBm
Ganancia	35 dB
PAE	85%

*Tabla VI.2 Resultados con líneas de transmisión microstrip*

Eficiencia	67%
$P_{out}$	42 dBm
Ganancia	34 dB
PAE	75%

Como se puede observar, se obtuvieron mejores resultados en cuanto a eficiencia y PAE en la simulación con líneas de transmisión ideales, valores que con líneas de transmisión microstrip disminuyeron 13% y 10% respectivamente.

Estas pérdidas pueden ser causadas debido a que en las líneas de transmisión ideales no existen pérdidas de energía y el diseño con líneas microstrip incorpora las pérdidas que pueden existir en un diseño real, como son las pérdidas en el conductor debido a la

conductividad finita de la microcinta y del plano de tierra, pérdidas de energía por disipación en el dieléctrico del sustrato, pérdidas por radiación en discontinuidades y la dispersión de ondas en la superficie del sustrato, así como la longitud eléctrica y ancho de cada línea.

### 6.1.1 Comparación de resultados con otros trabajos

Con el fin de encontrar oportunidades, evaluar fortalezas y debilidades de diseño del amplificador de potencia clase E planteado en este trabajo de tesis, se realizó una comparación entre los resultados obtenidos con otros proyectos de universidades en los cuales también han apostado por el diseño de amplificadores de potencia clase E, empleando los transistores GaN HEMT CGH40010 y GaN HEMT CGH35030 de Cree™ y NE3210S01 de NEC™, con parámetros de diseño muy similares a los estipulados en este proyecto, como son la frecuencia de operación (de 1 GHz a 3 GHz) y el punto de polarización ( $V_{ds}=28V$ ,  $V_{gs}=-2.924V$  e  $I_{ds}=100$  mA.).

Para realizar las comparaciones se tomaron en cuenta los resultados obtenidos del diseño con líneas de transmisión microstrip. Para el caso de los trabajos consultados, se tomaron en cuenta solo los valores de sus simulaciones.

Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente tabla:

Tabla VI.3 Comparación de resultados con otros trabajos

Referencia	Eficiencia (%)	Pout (dBm)	Ganancia(dB)	PAE (%)
[29]	85	41.7	21	75
[39]	64	14	11	74
[60]	86	†	26	80
Este trabajo	67	42	34	75

Evidentemente los resultados comparados son muy semejantes, con lo que podemos deducir que la metodología planteada en la literatura para analizar y realizar diseños de amplificadores de alta eficiencia clase E es muy eficaz y permite alcanzar buenos resultados de funcionamiento.

Nos encontramos frente a un área de oportunidad al conocer la teoría de los amplificadores de potencia, lo que permitirá a futuras generaciones adentrarse en el análisis,

---

† Dato no especificado

diseño e implementación física, sin embargo, también al consultar otros trabajos encontramos que en México hay pocas instituciones que emplean recursos humanos y económicos al desarrollo de amplificadores de potencia de alta eficiencia y es menor todavía la cantidad de instituciones que realizan desarrollos espaciales. Se espera que con más experiencia en el campo, este trabajo pueda ser llevado a su implementación física.

## 6.2 Conclusiones

La principal motivación de realizar este trabajo de tesis en el cual se diseñó un amplificador de potencia de alta eficiencia clase E a partir del transistor GaN HEMT CGH40010, es contribuir con la generación de tecnología mexicana que impulse al sector espacial en el país. Aunque no fue posible presentar resultados del amplificador implementado físicamente debido a que es solo una parte de un sistema más grande (el sistema de radiocomunicaciones del microsatélite Quetzal), al finalizar el presente trabajo se concluye que se obtuvieron las bases teóricas para avanzar al siguiente paso que es la construcción y proceso de precertificación para vuelo espacial del amplificador.

De esta forma, los resultados obtenidos en las simulaciones muestran que el diseño del amplificador de potencia de alta eficiencia clase E que opera a una frecuencia de 2.25 GHz puede alcanzar hasta 85% de PAE, 42 dBm de potencia de salida y eficiencia de 80% con líneas de transmisión ideales. Este resultado se comparó con el diseño realizado con líneas de transmisión microstrip, el cual alcanza 75% de PAE, 41 dBm de potencia de salida y eficiencia del 67%. Estos resultados aunque tienen ligeras variaciones debido a la naturaleza de las líneas de transmisión, demuestran que el diseño cumple de manera satisfactoria con los requerimientos del sistema.

La realización del estudio del estado del arte y la comparación de resultados obtenidos, los cuales compiten satisfactoriamente con los resultados alcanzados por otros desarrollos en esta dirección, nos permiten corroborar que estamos trabajando con tendencias mundiales para aplicaciones de RF y microondas puesto que los GaN HEMT ofrecen una alta eficiencia, alta ganancia y alta capacidad de ancho de banda, al mismo tiempo que por sus inigualables propiedades físicas son más resistentes a la radiación, lo cual es muy interesante para el

desarrollo de este tipo de amplificadores con perspectivas de utilización a bordo de aparatos de vuelo espacial para México

### **6.3 Trabajo a futuro**

Como extensión de la investigación y las simulaciones realizadas en este proyecto, se plantea la implementación física del amplificador con el fin de verificar experimentalmente los resultados obtenidos. Para ello, será necesario realizar un estudio más detallado sobre cuál sería el proceso óptimo para generar las máscaras del amplificador, así como del proceso a utilizar para producir el circuito impreso, como puede ser la fotolitografía. Posterior a esto, se recomienda también verificar los efectos de blindaje para proteger al circuito final.

Una vez que el amplificador sea implementado, probado y validado, se sugiere someterlo a pruebas de desempeño de potencia, térmicas, vibración y compatibilidad electromagnética para comprobar su funcionamiento en el ambiente espacial y justificar que puede ser parte del sistema de radiocomunicaciones del microsatélite Quetzal.

## REFERENCIAS

- [1] Instituto Federal de T, «Regulación Satelital en México, estudio y acciones,» Instituto Federal de Telecomunicaciones, Ciudad de México, 2014.
- [2] R. Monroy Gomez, «"Experiencias de las universidades en el desarrollo de pequeños satélites" Tesis,» FI, UNAM, Ciudad Universitaria, CDMX, 2013.
- [3] T. M. Hernández Robles, «Conacyt,» 24 junio 2015. [En línea]. Available: <http://www.conacytprensa.mx/index.php/ciencia/ambiente/1997-satelite-para-medicion-de-gases-contaminantes-quetzal>. [Último acceso: 2016].
- [4] R. Walp, «High Power S-Band Experiment Study,» Hughes Aircraft Company, Los Angeles, California, 1980.
- [5] S. Medina Ramirez, «La dependencia tecnológica en México,» *Economía Informa*, n° 330, Octubre 2004.
- [6] Agencia Espacial Mexicana, «Catálogo y análisis de capacidades de investigación y desarrollo tecnológico espacial en México,» Agencia Espacial Mexicana, Ciudad de México, 2014.
- [7] R. Danieli y R. Giofre, «Development of High Efficiency and High Linearity PA for space applications,» Universisad de Roma, Roma, Italia, 2015.
- [8] Y. Takashi, M. Hiroaki y H. Atsushi, «GaN HEMT Amplifier for C-band Space Applications,» *Technical Reports-Mitsubishi Electric ADVANCE*, p. 8, 2012.
- [9] D. Runton, «Defining Applications Spaces for High Power GaN,» RF MD Report, 2015.
- [10] T. Yamasaki, «A 68% Efficiency C-band 100W GaN Amplifiers for Space Applications,» IEEE MTT, 2010.
- [11] S. Turner, «Proceedings of the 2007 AMSAT-North America Space Applications,» *AMSAT-North America Space Applications*, pp. 155-168, 2007.
- [12] S. Turner, «The GaN era has arrived in SATCOM powers amplifiers,» Journal of Siberian Federal University, Pennsylvania, USA, 2015.
- [13] T. Yamasaki, «GaN HEMT Amplifier for C-band space applications,» Mitsubishi Electric, 2012.
- [14] C. Damian, «Linearity Of GaN-Based SSPAs: An Advantech Technology Focus,» *SatMagazine*, n° 3, p. 104, 2015.



- [15] S. De la Rosa Nieves, *Apuntes de clase: Diseño de Instrumentación Electrónica de a bordo de Satélites*, Ciudad Universitaria, Ciudad de México, 2017.
- [16] R. Neri Vela y S. Landeros Ayala, *Comunicaciones por satélite*, Xalapa Veracruz: Universidad Veracruzana, 2015.
- [17] K. Bumjin, D. Derickson y C. Sun, «A High Power, High Efficiency Amplifier using GaN HEMT,» California Polytechnic State University –Electrical Engineering Department, San Luis Obispo, CA, 2007.
- [18] NASA, «Small Spacecraft Technology State of the Art,» Ames Research Center, California, USA, 2015.
- [19] Facultad de Ingeniería, «Repositorio digital de la Facultad de Ingeniería - UNAM,» [En línea]. Available: [www.ptolomeo.unam.mx](http://www.ptolomeo.unam.mx). [Último acceso: Octubre 2017].
- [20] Z. Gurutzeaga, «Microondas,» 2009. [En línea]. Available: [https://dadun.unav.edu/bitstream/10171/18746/3/Tema1\\_Introducción\\_2009v1.pdf](https://dadun.unav.edu/bitstream/10171/18746/3/Tema1_Introducción_2009v1.pdf). [Último acceso: 2018].
- [21] J. A. Ramírez Aguilar, *Apuntes de clase: Antenas y dispositivos de RF*, Ciudad de México, México, 2017.
- [22] J. Tinjacá Soler, «"Diseño de un Amplificador Doherty con etapa de Pre-Amplificación para aplicaciones WiMAX" Tesis,» Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia. Facultad Seccional Sogamoso, Escuela de ingeniería Electrónica Sogamoso, Boyacá, Colombia, 2015.
- [23] W. Tomasi, *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*. Cuarta Edición, México: Pearson Educación, 2003.
- [24] J. J. Moreno Rubio, W. Cuevas y J. Tinjacá Soler, «Diseño de un amplificador clase F inverso a 3.5 GHz utilizando tecnología GaN-HEMT,» *Ingeniería, negocios e innovación*, vol. 1, n° 1, 2015.
- [25] J. I. Martínez López, *Apuntes de clase "Circuitos para Microondas"*, Ciudad Universitaria, Ciudad de México, Ciudad Universitaria, Ciudad de Mexico, 2017.
- [26] N. Becerra Carrillo y J. López Rincon, «Amplificadores de Alta Eficiencia,» Facultad de Ingenierías, Universidad del Quindío, Armenia, Colombia, 2005.
- [27] J. C. Quiñones Corral, «"Diseño de un Amplificador de Alta Eficiencia y Alta Frecuencia con el Método del Sintonizador Armónico". Tesis,» Centro de Investigación y Estudios Superiores del Instituto Politécnico Nacional, Guadalajara, Jalisco, 2013.

- [28] N. O. Sokal, «Class E RF Power Amplifiers,» IEEE, Baltimore, USA, 2001.
- [29] F. Moreno Díaz, «Amplificador Clase E de Alta Eficiencia en Condiciones de Carga Variable. Tesis,» Escuela Técnica Superior de Ingenieros, Universidad de Cantabria, Cantabria, España, 2017.
- [30] R. Chi-Hsi Li, RF Circuit Design, New Jersey, USA: Wiley & Sons, inc., 2009.
- [31] A. Eroglu, Introduction to RF Power Amplifier Design and Simulation, Boca Raton, FL. USA. : CRC Press Taylor and Francis Group, 2016.
- [32] G. González, Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design. 2a edición, New Jersey, USA: Prentice Hall, 1997.
- [33] A. Technologies, «S-Parameter Design, Agilent Application Note AN 154,» Agilent Technologies, USA, 2000.
- [34] Hewlett-Packard, «S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design, Test & Measurement Application Note 95-1,» Hewlett-Packard Company, Palo Alto California, USA, 1997.
- [35] D. M. Pozar, Microwave Engineering. 4a Edición., USA: John Wiley & Sons, 2012.
- [36] J. M. Díaz Madrid, «Caracterización de transistores para alta potencia,» Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, 2012.
- [37] I. Gurutzeaga Zubillaga, «Deposito Académico Digital Universidad de Navarra,» 2017. [En línea]. Available: <https://dadun.unav.edu/handle/10171/18746>. [Último acceso: septiembre 2017].
- [38] W. Pribble, M. J. y R. Pengelly, «High Efficiency Class-E Amplifier Utilizing GaN HEMT,» Cree Inc, Durham, NC, 2015.
- [39] R. Peña y J. Á. Garcia, «Diseño de un amplificador de alta eficiencia clase E 2GHz,» Universidad de Cantabria, Cantabria, España, 2015.
- [40] A. Grebennikov, N. O. Sokal y M. Franco, Switchmode RF and microwave power amplifiers. 2nd edition, Oxford, UK: Academic Press, 2012.
- [41] X. X. Aleixandre, Líneas de Transmisión, Catalunya, España: Universidad Oberta de Catalunya, 2015.
- [42] J. A. Bava y A. J. Sanz, «Técnicas de diseño de Amplificadores en Microondas,» CEILP, Buenos Aires, Argentina, 2000.
- [43] C. Perez Vega, J. M. Zamarillo Sáinz y A. Sacanueva López, «Sistemas de Telecomunicación,» 2007. [En línea]. Available:

[https://books.google.com.mx/books?id=y5s3XIaE46UC&printsec=frontcover&source=gbs\\_ge\\_summary\\_r&cad=0#v=onepage&q&f=false](https://books.google.com.mx/books?id=y5s3XIaE46UC&printsec=frontcover&source=gbs_ge_summary_r&cad=0#v=onepage&q&f=false).

- [44] R. Neri Vela, *Líneas de Transmisión*, Ciudad de México, México: McGraw-Hill, 1999.
- [45] J. J. Andrew Moore, *GaN RF Technology for dummies® Qorvo Special Edition*, New Jersey: John Wiley & Sons Inc, 2015.
- [46] A. Jimenez Martin, «"Crecimiento y fabricacion de transistores HEMT de AlGaN/GaN". Tesis,» Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, España, 2003.
- [47] J. Dario, «Mundo Nano UNAM,» Junio 2012. [En línea]. Available: [www.mundonano.unam.mx](http://www.mundonano.unam.mx). [Último acceso: 2017].
- [48] W. Phillips y R. Davies, «Gallium Nitride High-Power Transistors for Space Applications,» Marconi Caswell Technology, Caswell Northants, UK, 2015.
- [49] R. Pengelly, S. Wood y e. al, «A Review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012.
- [50] R. Pengelly y C. Harris, «A Review of Applications for High Power Gan HEMT Transistors and MMIC's,» Cree, Inc., USA, 2013.
- [51] V. Dupuy y N. Deltimple, «A Compact Wideband High Power Amplifier in GaN Technology,» University of Bordeaux, Talence, Francia, 2015.
- [52] I. Mouser Electronics, «Mouser Electronics,» [En línea]. Available: [www.mouser.mx/ProductDetail/Wolfspeed-Cree/CGH40010F/?qs=TL5Wro6K1ZBfOSFYBcoexg==](http://www.mouser.mx/ProductDetail/Wolfspeed-Cree/CGH40010F/?qs=TL5Wro6K1ZBfOSFYBcoexg==). [Último acceso: julio 2017].
- [53] E. Niehenke, «GaN Power Amplifier Design,» IEEE, Niehnke Consulting Inc., Baltimore, USA, 2014.
- [54] Agilent Technologies, «Smith Chart Utility,» Agilent Technologies Inc., Santa Clara, California, USA., 2011.
- [55] Agilent Technologies, «Impedance Matching Utility,» Agilent Technologies Inc., Santa Clara, California, USA., 2009.
- [56] Agilent Technologies, «ADS Fundamentals: Harmonic Balance Simulations.,» Agilent Technologies Inc., Santa Clara, California, USA., 2009.

- [57] Keysight Technologies, «Advance Design System (ADS),» [En línea]. Available: <https://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?cc=US&lc=eng>. [Último acceso: 2018].
- [58] A. Firas M., «Class-F RF Power Amplifier with a New Load Network Configuration,» University of Technology Iraq, Iraq, 2017.
- [59] Rogers Corporation, «RO4000® Series. High Frequency Circuit Materials,» 2018. [En línea]. Available: <https://www.rogerscorp.com/documents/726/acs/RO4000-LaminatesData-Sheet.pdf>. [Último acceso: 2018].
- [60] R. Miranda G., «Amplificador clase E de banda ancha entecnologia GaN HEMT,» Universidad de Cantabria, Cantabria, España, 2016.