
This is the **published version** of the bachelor thesis:

López Martín-Pero, Julio; Verdú Tirado, Jordi , dir. Sistema de caracterización de amplificadores de potencia. 2025. 114 pag. (Grau en Enginyeria de Sistemes de Telecomunicació)

This version is available at <https://ddd.uab.cat/record/318675>

under the terms of the  license



TREBALL DE FI DE GRAU

GRAU EN ENGINYERIA DE SISTEMES DE TELECOMUNICACIÓ

SISTEMA DE CARACTERIZACIÓN DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Julio López Martín-Pero

DIRECTOR: Jordi Verdú Tirado

DEPARTAMENT DE TELECOMUNICACIÓ I ENGINYERIA DE SISTEMES
UNIVERSITAT AUTÒNOMA DE BARCELONA

Bellaterra, Juny 29, 2025

Abstract

This Final Degree Project presents the design and implementation of a broadband Power Amplifier (PA) characterization system. The study is motivated by the growing importance of high-efficiency RF components in applications such as 5G, satellite communications, and radar systems. The project involves the setup of a complete test bench, including passive and active components, the use of instruments such as VNAs, spectrum analyzers, and power meters, and the development of MATLAB scripts for automation and data analysis. Key performance metrics such as gain and power added efficiency (PAE) are measured across different frequencies and input power levels. This work serves as a foundational step toward advanced RF system validation in high-frequency telecommunications.

Resumen

Este Trabajo de Fin de Grado presenta el diseño e implementación de un sistema de caracterización de amplificadores de potencia (PA) de banda ancha. El estudio responde a la creciente demanda de componentes RF eficientes para aplicaciones como 5G, comunicaciones satelitales y radares. Se desarrolla un banco de pruebas completo con elementos pasivos y activos, empleando instrumentos como analizadores de redes vectoriales, analizadores de espectros y medidores de potencia. Además, se programan herramientas en MATLAB para automatizar la adquisición y análisis de datos. Se evalúan parámetros clave como ganancia y eficiencia de potencia añadida (PAE) bajo distintas frecuencias y niveles de potencia. Este sistema sienta las bases para futuras implementaciones de técnicas como la predistorsión digital (DPD) y la modulación en fuente, contribuyendo a la validación de sistemas RF de alto rendimiento.

Agradecimientos

Quiero expresar mi agradecimiento a mi tutor Jordi Verdú por darme la oportunidad de trabajar en el laboratorio WavesLab, donde he podido aprender mucho. También me gustaría agradecer a Sergio López por compartir una versión preliminar de algunos códigos, por su paciencia y por tomarse el tiempo de explicarme las cosas, incluso más de una vez, siempre con disposición, especialmente en los momentos en que cometía errores en el laboratorio, que no fueron pocos. Finalmente, gracias a mis amigos por estar a mi lado y acompañarme durante esta etapa tan especial que culmina con este proyecto.

Contents

Abstract	i
Resum	iii
Agradecimientos	v
List of Figures	xi
List of Tables	xv
Lista de Acrónimos	xvii
1 Introduction	1
1.1 Motivación	1
1.2 Objetivos	2
1.2.1 Diseño y configuración experimental	2
1.2.2 Caracterización del sistema	3
1.2.3 Validación del sistema	3
1.3 Alcances	3
1.4 Cronograma del Trabajo	4
2 Fundamentos Teóricos	5
2.1 Principios de los Amplificadores de Potencia	5
2.2 Eficiencia y linealidad en PAs	6
2.3 Tecnologías: GaN, LDMOS y GaAs	8

2.4 Aplicaciones prácticas	8
3 Estado del arte	11
3.1 Topologías de Amplificadores	11
3.1.1 Clase A	11
3.1.2 Clase B	12
3.1.3 Clase C	13
3.1.4 Clase D	13
3.1.5 Clase E	14
3.1.6 Clase F	15
3.2 Importancia de la caracterización de amplificadores de potencia en banda ancha .	15
3.2.1 Influencia de las pérdidas de inserción del sistema	16
3.3 Metodología de búsqueda y selección bibliográfica	17
4 Equipo de medición	19
4.1 VNA (Vector Network Analyzer)	19
4.2 SA (Spectrum Analyzer)	20
4.3 PM	21
4.4 Generador de RF	22
4.5 Fuentes DC	23
5 Configuración del Banco de Pruebas	25
5.1 Ejemplo y comprobación	25
5.2 Set Up fase 1	28
5.3 SetUp fase 2	28
6 Metodología	31
6.1 Calibración y medida en pequeña señal	31
6.2 Elementos pasivos	32
6.2.1 Cables RF	32
6.2.2 Transiciones	32

6.2.3	Atenuadores	33
6.2.4	Acoplador direccional	35
6.2.5	Filtros Paso Bajo	37
6.3	Elementos activos	39
6.3.1	Driver ZHL-2W-63X-S+	39
6.3.2	Amplificador en potencia	43
7	Códigos de MATLAB	47
7.1	Extraer los datos del VNA	47
7.1.1	Procesamiento de archivos .s2p (dos puertos)	47
7.1.2	Procesamiento de archivos .s3p (tres puertos)	48
7.2	Función de interpolación	49
7.2.1	Splitter	50
7.2.2	Coupler	50
7.2.3	Cable u otro	51
7.3	Adquisición de datos fase 1	52
7.3.1	Inicialización del Entorno	52
7.3.2	Conexión a Instrumentos	53
7.3.3	Configuración de Instrumentos	54
7.3.4	Bucle Principal de Adquisición de Datos	54
7.3.5	Finalización	56
7.4	Adquisición de datos fase 2	56
7.4.1	Inicialización del Entorno	56
7.4.2	Conexión a Instrumentos	58
7.4.3	Configuración de Instrumentos	58
7.4.4	Bucle Principal de Adquisición de Datos	59
7.4.5	Finalización del Script	59
7.5	Unificación de Medidas de Dos Etapas con Filtros Diferentes	59
7.6	Caracterización	61

7.6.1	Cálculo de Potencias de la fase 1	64
7.6.2	Cálculo de Potencias de la fase 2	65
7.6.3	Parámetros de rendimiento	66
7.7	Alternativa en la metodología de adquisición y caracterización	67
8	Resultados y Discusión de la primera fase	69
8.1	Caracterización del Amplificador Bajo Diferentes Condiciones	69
8.1.1	Tension $V_g = -2.7V$	69
8.1.2	Tension $V_g = -2.6V$	71
8.1.3	Tension $V_g = -2.5V$	72
8.1.4	Tension $V_g = -2.4V$	74
9	Resultados y Discusión de la segunda fase	77
9.1	Potencia en la entrada	77
9.2	Potencia de salida	78
9.3	Ganancia	79
9.4	Eficiencia	79
9.5	PAE	81
10	Conclusiones y trabajo futuro	83
10.1	Conclusión	83
10.2	Trabajo futuro	84
10.3	Consideraciones normativas y de seguridad	85
Bibliography		87

List of Figures

2.1	Estructura básica de un amplificador [16]	6
2.2	Ejemplo grafico potencia de saturación [17]	6
2.3	Ejemplo de armónicos y productos de intermodulación hasta orden 3 [18]	7
3.1	Topología de un amplificador de Clase A [14]	12
3.2	Forma de onda en un amplificador clase A [17]	12
3.3	Forma de onda de corriente y voltaje en un amplificador clase B [17]	12
3.4	Topología de un amplificador de Clase B [14]	12
3.5	Topología de un amplificador clase C [17]	13
3.6	Forma de onda cuadrada de clase D con filtrado de salida [17]	14
3.7	Topología de un amplificador clase E [17]	14
3.8	Forma de onda optimizada en un amplificador clase E [17]	14
3.9	Topología y funcionamiento de un amplificador de clase F [17]	15
3.10	Diagrama de flujo PRISMA 2020 para la metodología de búsqueda y selección bibliográfica	17
4.1	VNA PNA-X del laboratorio	20
4.2	Analizador de espectros del laboratorio	21
4.3	Power Meter Keysight U2002H	22
4.4	Power Meter Keysight U2000B	22
4.5	Agilent N5183A MXG [35]	23
4.6	Fuente DC Keysight E36232A del laboratorio	24
4.7	Fuente DC Agilent E3646A del laboratorio	24

5.1	Set Up de pruebas	25
5.2	Comparación de mediciones entre Power Meter y Spectrum Analyzer	26
5.3	Set up de la primera fase	28
5.4	Set up ideal de medida	29
5.5	Set up real del laboratorio	29
6.1	Ejemplo de parámetros de transmisión del cable 4D	32
6.2	Parámetros de Scattering de una transición female to female	33
6.3	Comparación de los atenuadores medidos	34
6.4	Esquemático del acoplador utilizado [46]	35
6.5	Caracterización y datos técnicos del acoplador direccional Mini-Circuits	36
6.6	Comparativa entre respuesta teórica y medida de filtros de paso bajo.	37
6.7	Setup de medida del ZHL-2W-63-S+	39
6.8	Ganancia del datasheet [53]	40
6.9	Ganancia medida	40
6.10	Potencia de salida del datasheet [53]	41
6.11	Potencia de salida medida	41
6.12	Matriz de ganancia del driver para distintas potencias de entrada	42
6.13	Orden para polarizar correctamente el transistor del PA	45
7.1	Diagrama de flujo de la función de interpolación	49
7.2	Medición de potencia sin corrección por las pérdidas de inserción a la salida, de los sensores de potencia: U2002H en la entrada (traza azul) y U2002B en la salida (traza negra).	57
8.1	Comparación de mediciones de salida mediante distintos instrumentos	70
8.2	Ganancia del amplificador en función de la frecuencia	70
8.3	Evaluación de la eficiencia del amplificador	71
8.4	Salida del power meter para una tensión de puerta de -2.6 V	71
8.5	Ganancia del amplificador con $V_g = -2.6$ V	72
8.6	Evaluación de eficiencia del PA con $V_g = -2.6$ V	72

8.7	Salida del power meter con $V_g = -2.5 \text{ V}$	73
8.8	Ganancia del amplificador con $V_g = -2.5 \text{ V}$	73
8.9	Evaluación de eficiencia del PA con $V_g = -2.5 \text{ V}$	74
8.10	Comparación de mediciones con $V_g = -2.4 \text{ V}$	75
8.11	Ganancia del amplificador con $V_g = -2.4 \text{ V}$	75
8.12	Evaluación de eficiencia del PA con $V_g = -2.4 \text{ V}$	76
9.1	Potencias de entrada con el driver ecualizado, ploteado a partir del calculo 7.4 . .	78
9.2	Potencia de salida	78
9.3	Curva de transferencia	78
9.4	Ganancia	79
9.5	Eficiencia	80
9.6	Eficiencia máxima para cada potencia de entrada	80
9.7	PAE máxima para cada potencia de entrada	81
9.8	Trazas de la PAE para todas las potencias de entrada	81

List of Tables

3.1	Tabla de clases y características. [17]	15
6.1	Especificaciones técnicas de los atenuadores Mini-Circuits VAT	34
6.2	Especificaciones técnicas de los filtros paso bajo Mini-Circuits	38
6.3	Resumen de etapas de filtrado y características de los filtros	38
6.4	Errores comunes de polarización y sus consecuencias	44
7.1	Potencia de entrada necesaria para obtener 22 dBm a la salida del driver	57
8.1	Comparativa del rendimiento del PA para distintas tensiones de puerta V_g	76

Lista de Acrónimos

- PA** Power Amplifier (Amplificador de Potencia)
- RF** Radio Frequency (Frecuencia de Radio)
- VNA** Vector Network Analyzer (Analizador de Redes Vectorial)
- SA** Spectrum Analyzer (Analizador de Espectros)
- PM** Power Meter (Medidor de Potencia)
- DUT** Device Under Test (Dispositivo Bajo Prueba)
- CW** Continuous Wave (Onda Continua)
- FFT** Fast Fourier Transform (Transformada Rápida de Fourier)
- EVM** Error Vector Magnitude
- ACPR** Adjacent Channel Power Ratio
- AM/AM** Amplitude-to-Amplitude Modulation
- AM/PM** Amplitude-to-Phase Modulation
- DPD** Digital Predistortion (Predistorsión Digital)
- ET** Envelope Tracking (Seguimiento de Envolvente)
- APT** Average Power Tracking (Seguimiento de Potencia Promedio)
- S-parameters** Scattering Parameters (Parámetros de Dispersión)
- LDMOS** Laterally Diffused Metal-Oxide Semiconductor
- GaN** Gallium Nitride (Nitruro de Galio)
- GaAs** Gallium Arsenide (Arseniuro de Galio)
- PAE** Power Added Efficiency (Eficiencia de Potencia Añadida)
- IP3** Third-Order Intercept Point

P1dB 1 dB Compression Point

VISA Virtual Instrument Software Architecture

SCPI Standard Commands for Programmable Instruments

ECal Electronic Calibration

SOLT Short-Open-Load-Thru

TRL Thru-Reflect-Line

QAM Quadrature Amplitude Modulation

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

RBW Resolution Bandwidth

Chapter 1

Introduction

1.1 Motivación

Los amplificadores de potencia (PAs) son componentes fundamentales en los sistemas modernos de comunicaciones y de alta frecuencia. Su capacidad para amplificar señales de RF sin comprometer la linealidad ni la eficiencia energética los convierte en piezas clave de infraestructuras tecnológicas cada vez más complejas y exigentes.

En el ámbito de las telecomunicaciones, los PAs son esenciales para el despliegue de redes 5G y futuras redes 6G, donde deben operar en bandas de frecuencia elevadas (como mmWave) y bajo condiciones de alta densidad de tráfico, como en redes de *small cells* o sistemas IoT [1]. En estos contextos, la caracterización se vuelve crítica, ya que incluso mejoras modestas en el rendimiento pueden traducirse en ahorros significativos de consumo y optimización de desempeño.

Más allá de la telefonía móvil, los PAs se emplean ampliamente en enlaces satelitales, sistemas Wi-Fi (6 y 7), broadcasting digital, radioenlaces, sistemas punto a punto etc. En aplicaciones militares y aeroespaciales, su uso se extiende a radares, guerra electrónica y comunicaciones seguras [2]. En automoción, son la base de radares para asistencia al conductor (ADAS), sensores LiDAR y sistemas de comunicación vehicular [3]. En el sector médico, se integran en equipos de resonancia magnética, ultrasonido terapéutico y dispositivos implantables con transmisión inalámbrica [4].

Uno de los avances tecnológicos más significativos en los últimos años ha sido el desarrollo y adopción de transistores HEMT basados en nitruro de galio (GaN). Los amplificadores GaN-HEMT destacan por su alta densidad de potencia, eficiencia de drenador, mayor ancho de banda y robustez térmica, superando ampliamente a tecnologías como LDMOS o GaAs [5]. Esto ha impulsado su integración en sistemas de alta exigencia, incluyendo estaciones base, satélites, radares y comunicaciones tácticas [6]. Según estudios de mercado recientes, el segmento de amplificadores RF basados en GaN muestra un crecimiento anual superior al 20%, lo que refuerza su papel como estándar emergente en la industria [7].

Asimismo, técnicas como la modulación en fuente (Envelope Tracking, APT) permiten mejorar significativamente la eficiencia de los PAs al ajustar dinámicamente la alimentación según la envolvente de la señal [8]. Sin embargo, estas arquitecturas requieren una caracterización experimental detallada, especialmente para señales con alto PAPR (como OFDM y QAM) [9], donde es esencial conocer la ganancia, eficiencia y distorsión bajo condiciones realistas.

Este proyecto busca establecer una infraestructura experimental robusta para la caracterización de PAs de banda ancha, evaluando sus principales métricas en escenarios prácticos. Esta caracterización es una etapa clave para habilitar técnicas de predistorsión digital (DPD) y para el diseño de arquitecturas de modulación en fuente en sistemas 5G y más allá.

1.2 Objetivos

El objetivo general de este trabajo es crear un sistema de caracterización de amplificadores de potencia (PA) de banda ancha, analizando su comportamiento en frecuencia y su rendimiento en términos de potencia de salida, eficiencia y ganancia. Para ello, se han establecido los siguientes objetivos específicos:

1.2.1 Diseño y configuración experimental

- **Diseñar un banco de pruebas completo:** Seleccionar, integrar y documentar adecuadamente los instrumentos de medida, así como los elementos pasivos y activos de la cadena de señal (cables, transiciones, filtros, atenuadores, acopladores, etc.) para construir un sistema de caracterización coherente y preciso estudiando las limitaciones de los instrumentos del laboratorio para protegerlos adecuadamente.
- **Cuantificar y compensar las pérdidas de inserción:** Medir individualmente las pérdidas introducidas por cada componente de la cadena de medida para poder corregir los resultados obtenidos y calcular de forma precisa la potencia entregada al y desde el amplificador bajo prueba.
- **Implementar herramientas en MATLAB para la interpolación de datos:** Automatizar el tratamiento de datos experimentales mediante scripts que alineen vectores de distintas resoluciones frecuenciales, facilitando la comparación entre pasivos del sistema.
- **Desarrollar un sistema de adquisición de datos:** Controlar la medición y procesamiento de datos mediante MATLAB, incluyendo rutinas para la obtención y representación de parámetros clave como potencia de salida, eficiencia y ganancia.
- **Programar código de caracterización:** Crear scripts que generen gráficas de rendimiento (ganancia, eficiencia, potencia de salida) a partir de los barridos de potencia de entrada y frecuencia, con el objetivo de identificar patrones de comportamiento del PA.

1.3. Alcances

1.2.2 Caracterización del sistema

- **Analizar el comportamiento del PA en frecuencia:** Realizar un barrido de frecuencia sobre la banda de interés para estudiar la respuesta en ganancia y eficiencia del PA.
- **Evaluar el rendimiento frente a variaciones de potencia de entrada:** Observar cómo se comporta el PA a medida que se aumenta la potencia de entrada, identificando su punto de compresión y eficiencia máxima.

1.2.3 Validación del sistema

- **Verificar la coherencia del sistema de medida:** Contrastar los datos adquiridos por distintos instrumentos (p. ej., medidor de potencia y analizador de espectros) para validar la consistencia de las mediciones y del proceso de compensación de pérdidas.

1.3 Alcances

Este trabajo se centra en el sistema de caracterización de un amplificador de potencia (PA) en condiciones de alimentación fija. Aunque no incluye la variación dinámica del voltaje de alimentación —como en las arquitecturas de modulación en fuente (supply modulation) o Envelope Tracking (ET)—, los resultados obtenidos aportan información valiosa y validan una fase preliminar crítica para ese tipo de sistemas.

- **Definición de comportamiento no lineal AM/AM:** Mediante barridos de potencia de entrada y frecuencia, se han obtenido curvas características del PA que permiten derivar la distorsión de amplitud (AM/AM). Este parámetro es esencial para modelar el comportamiento de un PA en sistemas de modulación avanzada y optimización [10].
- **Fundamento para estudio de eficiencia in-band y fuera de banda:** La información sobre ganancia, eficiencia y distorsión medida con señales moduladas (OFDM, QAM) permitiría evaluar figuras de mérito como la eficiencia de drenador (PAE), el error de vector (EVM) o la potencia fuera de banda (ACPR). Estos parámetros son clave para justificar la futura implementación de moduladores de fuente, en especial en comunicaciones 5G y sistemas con altas exigencias de eficiencia espectral [11].
- **Potencial de aplicación en arquitecturas de modulación en fuente:** Aunque el sistema desarrollado no implementa variación dinámica de alimentación, el banco de pruebas actual, proporciona una base robusta para caracterizaciones completas de PAs. Esta infraestructura podría ser compatible con futuras extensiones orientadas a la modulación en fuente, como Envelope Tracking (ET) o Average Power Tracking (APT), mediante la incorporación de moduladores de tensión. Además, los modelos de comportamiento

del PA obtenidos permiten derivar funciones de “shaping” que relacionan la tensión de alimentación con la potencia de salida, lo cual es fundamental para el diseño de arquitecturas ET, APT o híbridas, donde la alimentación se adapta en tiempo real al envelope de la señal [12], [13].

1.4 Cronograma del Trabajo

A continuación se presenta la planificación temporal seguida durante el desarrollo del Trabajo de Fin de Grado:

- **Noviembre – Diciembre: Familiarización con el entorno de medida**

Se realizaron las primeras mediciones de componentes pasivos y se tomó contacto con el banco de pruebas disponible en el laboratorio, así como con el código inicial de adquisición de datos.

- **Enero – Febrero: Optimización del sistema de adquisición**

Se mejoró el código de adquisición de medidas y la función de interpolación basado en lo proporcionado por el doctorando Sergio López.

- **Febrero – Marzo: Investigación y desarrollo del código de caracterización**

Se llevó a cabo una búsqueda bibliográfica centrada en el funcionamiento de los amplificadores de potencia (PA) y se inició el desarrollo del script de caracterización.

- **Marzo – Abril: Medidas preliminares y validación del montaje**

Con la llegada de los acopladores direccionales y filtros, se realizaron mediciones individuales de los nuevos componentes y se probaron diferentes configuraciones de montaje para validar el primer set-up experimental.

- **Abril – Mayo: Caracterización del PA y análisis de rendimiento**

Se llevó a cabo la caracterización del amplificador de potencia principal (PA), incluyendo mejoras en el código para calcular parámetros clave de rendimiento como ganancia, eficiencia y PAE.

- **Mayo – Junio: Caracterización final y diseño completo del sistema**

Se ideó el set up para la segunda fase. Se caracterizó el amplificador driver, extrayendo la matriz de ganancias. Con estos datos, se diseñó e implementó el sistema de caracterización completo, capaz de trabajar con un amplio rango de potencias de entrada y frecuencias, logrando una configuración estable y repetible para el análisis del PA.

- **Junio – Julio: Finalización y entrega del trabajo**

Se completaron las derivaciones teóricas pendientes, se integraron todos los capítulos, se incorporaron los resultados de simulación, se generaron las figuras y tablas necesarias. Finalmente, se consolidó y pulió el documento completo para su entrega.

Chapter 2

Fundamentos Teóricos

En este capítulo se establecen las bases conceptuales necesarias para entender los amplificadores de potencia, los parámetros de rendimiento mas comunes en cuanto eficiencia energética y espectral, diferentes tecnologías y sus aplicaciones prácticas.

2.1 Principios de los Amplificadores de Potencia

Un amplificador de potencia o PA, forma una sección muy crucial en cualquier sistema de transmisión de señales RF.

Son el elemento final de una cadena transmisora de RF, encargados de elevar la señal modulada proveniente de etapas anteriores a un nivel suficiente y eficiente para su transmisión por antena [15]. Normalmente la cadena de un transmisor RF incluye etapas de baseband, mezcladores (up-conversion) y filtrado, culminando en uno o varios PAs que proveen la ganancia necesaria para irradiar la señal. La ganancia de potencia del PA se define como:

$$G_p = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \quad (2.1)$$

o en dB:

$$G_{\text{dB}} = P_{\text{out}}(\text{dBm}) - P_{\text{in}}(\text{dBm}) \quad (2.2)$$

Garantiza que las señales sean lo suficientemente fuertes para superar la atenuación, la interferencia y el ruido, y lleguen a sus receptores con la calidad y potencia requeridas.

La estructura básica de un amplificador es la siguiente:

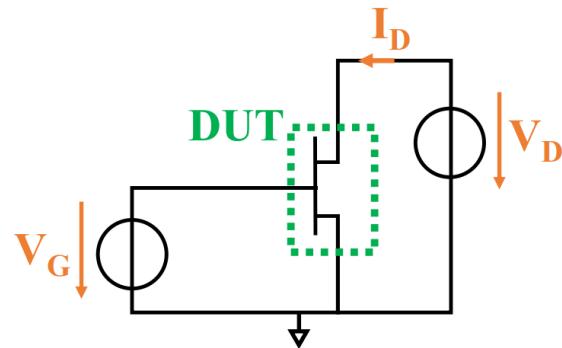


Figure 2.1: Estructura básica de un amplificador [16]

La potencia saturada de salida se define como el nivel máximo de potencia de salida que un amplificador puede entregar. Este punto se identifica en la curva cuando la pendiente de la curva se aproxima a cero. En muchos casos, la potencia de saturación puede también especificarse en términos de una caída de 3 dB por debajo del máximo pico teórico de salida, lo que indica una medida más práctica y estándar.

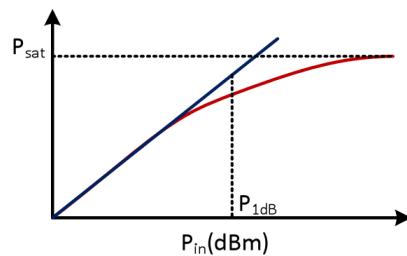


Figure 2.2: Ejemplo grafico potencia de saturación [17]

El amplificador opera de manera más eficiente y lineal antes de alcanzar la región de saturación, ya que en esta región la amplificación se vuelve no lineal, introduciendo distorsión en la señal. Se define como el punto donde la potencia de salida real cae 1dB por debajo de la que se esperaría en un amplificador ideal que mantuviera una ganancia constante. Esta desviación indica que el amplificador ha comenzado a comprimir la señal 2.2, reduciendo su ganancia, y por tanto, ya no se comporta como un sistema lineal. [18]

2.2 Eficiencia y linealidad en PAs

La eficiencia es una métrica interesante de varias maneras. La eficiencia espectral describe cuán eficientemente se utiliza el espectro disponible para un operador. Hay muchas formas diferentes

2.2. Eficiencia y linealidad en PAs

de cuantificar esto, la mayoría se basa en la forma de tasa de datos por ancho de banda [19]. Los esfuerzos para aumentar esta eficiencia influyen en el diseño del estándar de modulación y, por lo tanto, tienen un impacto directo en el amplificador de potencia. En el campo de los amplificadores de potencia, la eficiencia tiene otra definición. Utiliza la definición general de eficiencia energética, es decir, la relación entre la potencia utilizada y la potencia consumida, y proporciona una métrica de la proporción de potencia utilizada para el propósito previsto. En los amplificadores de potencia, existen múltiples definiciones de eficiencia:

Eficiencia de drenador (η_{Drain}): Describe cuánta de la potencia de corriente continua (CC) que entra en el amplificador se convierte en potencia de radiofrecuencia (RF).

$$\eta_{\text{Drain}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{dc}}} \quad (2.3)$$

Eficiencia de potencia agregada (PAE): Es una definición alternativa que tiene en cuenta la potencia de entrada, resultando en valores más bajos que la eficiencia de drenador. La PAE considera el término de ganancia medida linealmente en lugar de en dB.

$$\text{PAE} = \frac{P_{\text{out}} - P_{\text{in}}}{P_{\text{dc}}} \quad (2.4)$$

$$\text{PAE} = \eta_{\text{Drain}} \left(1 - \frac{1}{G} \right) \quad (2.5)$$

donde:

- $\eta_{\text{Drain}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{dc}}}$ es la eficiencia de drenador.

- $G = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}}$ es la ganancia del amplificador.

Los PAs reales son dispositivos no lineales cuando operan cerca de saturación. Su comportamiento puede modelarse mediante una expansión en potencias:

$$v_{\text{out}}(t) = a_1 v_{\text{in}}(t) + a_2 v_{\text{in}}^2(t) + a_3 v_{\text{in}}^3(t) + \dots \quad (2.6)$$

Esta no linealidad genera armónicos y productos de intermodulación. Por ejemplo, al aplicar una señal de doble tono f_1 y f_2 , se generan componentes espurios como $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$, etc. El

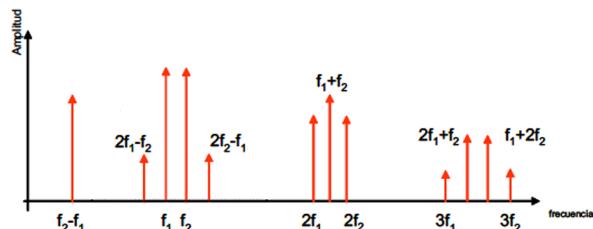


Figure 2.3: Ejemplo de armónicos y productos de intermodulación hasta orden 3 [18]

producto de intermodulación de tercer orden (IM3) se relaciona con el punto de interceptación de tercer orden (IP3) mediante:

$$P_{IM3}(\text{dBm}) = 3P_{\text{fund}}(\text{dBm}) - 2P_{I3}(\text{dBm}) \quad (2.7)$$

Además, se presentan efectos como:

- AM/AM: variación de ganancia con la amplitud.
- AM/PM: desplazamiento de fase con la amplitud.

Estas distorsiones provocan regrowth espectral, aumentan el EVM y generan interferencias en bandas adyacentes [20].

2.3 Tecnologías: GaN, LDMOS y GaAs

LDMOS

Basado en silicio, es robusto y económico. Ideal para frecuencias hasta 3–4 GHz. Es ampliamente usado en estaciones base 2G/3G/4G, FM y TV [21]. Limitado a frecuencias moderadas.

GaAs

Material III-V clásico, muy usado en móviles, enlaces punto a punto y satélites. Buena ganancia y linealidad. Su voltaje de ruptura es bajo, limitando su potencia máxima [21].

GaN

Material de banda ancha (WBG). Alta eficiencia y potencia de salida. Operan a frecuencias altas (Sub-6, mmWave) y se están adoptando en 5G, radar y defensa [15]. Más costoso, pero mucho más eficiente.

2.4 Aplicaciones prácticas

Los PAs se usan en múltiples entornos:

- **5G:** estaciones base con múltiples transmisores MIMO y beamforming; uso de GaN [15].
- **Radar:** radares automotrices y militares; pulsos potentes con eficiencia elevada.

2.4. Aplicaciones prácticas

- **Satélite:** enlaces ascendentes y descendentes; se emplean GaAs y GaN por su resistencia a radiación [21].
- **Broadcasting:** FM, TV y radio digital con LDMOS de gran potencia.

Las técnicas como el amplificador Doherty y el envelope tracking se aplican para aumentar la eficiencia sin degradar la linealidad [22].

Chapter 3

Estado del arte

El continuo avance en las comunicaciones inalámbricas ha impulsado la investigación y, por consiguiente, la medición y caracterización de amplificadores de potencia para lograr mayor eficiencia energética y rendimiento espectral. Son los sistemas de alta frecuencia, cada vez más utilizados, los que han intensificado el uso de amplificadores y también las técnicas de amplificación han evolucionado desde configuraciones convencionales hasta arquitecturas avanzadas que maximizan la transferencia de energía a la carga, minimizando las pérdidas y la generación de calor.

Las topologías de amplificadores van desde la Clase A, con alta linealidad pero baja eficiencia, hasta las Clases D, E y F, que emplean commutación para maximizar la eficiencia, cada arquitectura tiene ventajas y desventajas según la aplicación. Este apartado analiza sus principios, estructuras, características y aplicaciones en telecomunicaciones.

3.1 Topologías de Amplificadores

3.1.1 Clase A

El transistor permanece siempre en la región activa y conduce durante todo el ciclo de entrada (360°). La forma de onda de corriente y voltaje es idealmente sinusoidal [17].

- **Alta linealidad:** Ideal para aplicaciones donde la calidad de la señal es crucial.
- **Baja eficiencia:** Máximo ideal del 50% debido a la disipación constante de energía, incluso en ausencia de señal.

$$\eta_{\max} = \frac{P_{L,\max}}{P_{dc}} = \frac{1}{2} = 50\% \quad (3.1)$$

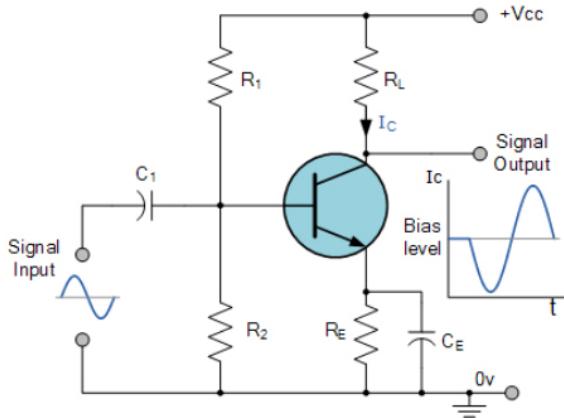


Figure 3.1: Topología de un amplificador de Clase A [14]

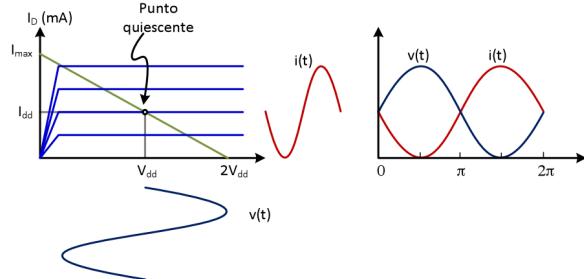


Figure 3.2: Forma de onda en un amplificador clase A [17]

Siempre se disipa energía dado que el producto de la corriente y voltaje de drenador/colector es siempre positivo.

3.1.2 Clase B

El transistor conduce solo durante medio ciclo (180°), lo que reduce significativamente la disipación de energía, haciendo que I_D y V_D no sean nulos, mejorando así la eficiencia [17].

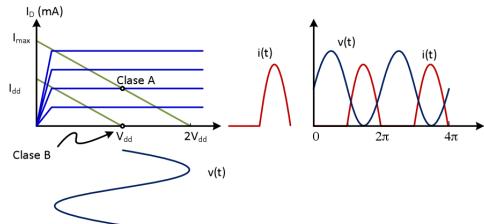


Figure 3.3: Forma de onda de corriente y voltaje en un amplificador clase B [17]

$$P_{dc} = I_{dc} V_{dd} = \frac{2V_{dd}^2}{\pi R_L} \quad (3.2)$$

$$P_{L,max} = \frac{V_{dd}^2}{2R_L} \quad \text{Amplitud voltaje: } V_{DD} \quad (3.3)$$

$$\eta_{max} = \frac{P_{L,max}}{P_{dc}} = \frac{\pi}{4} \approx 79\% \quad (3.4)$$

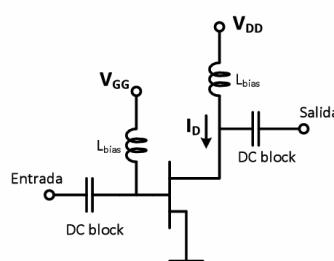
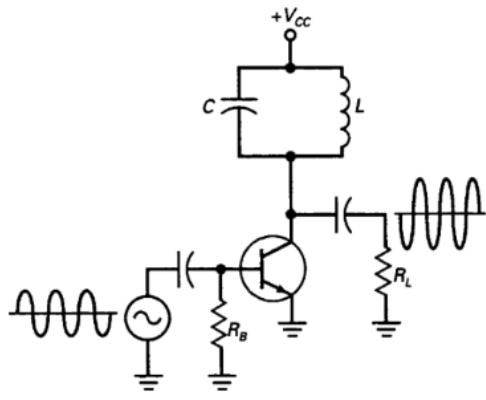


Figure 3.4: Topología de un amplificador de Clase B [14]

3.1.3 Clase C

El transistor conduce menos de la mitad del ciclo (150°), produciendo un tren de pulsos en la salida [17].

- **Eficiencia muy alta:** Idealmente cercana al 100% pero en la realidad suele rondar los 85%.
- **Baja potencia de salida y linealidad:** Aceptable para aplicaciones donde la eficiencia es más importante que la calidad de la señal.
- **El filtro de salida:** Cortocircuita los armónicos, reduciendo las interferencias no deseadas.



$$\eta_{\max} = \frac{V_{DD} I_1}{V_{DD} \bar{I}_D} = \frac{\frac{2\phi - \sin 2\phi}{4}}{\sin \phi - \phi \cos \phi} \quad (3.5)$$

$$I_1 = \frac{I_{\max}}{2\pi} (2\phi - \sin 2\phi), \quad \bar{I}_D = \frac{I_{\max}}{\pi} (\sin \phi - \phi \cos \phi) \quad (3.6)$$

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{2} \frac{I_{\max}}{2\pi} (2\phi - \sin 2\phi) V_{DD} \quad (3.7)$$

Figure 3.5: Topología de un amplificador clase C [17]

3.1.4 Clase D

Los transistores alternan rápidamente entre encendido y apagado. El filtro de salida (LCR) permite que solo la componente fundamental llegue a la carga [17].

- **Eficiencia:** Idealmente, del 100% con conmutadores ideales.
- **Distorsión armónica:** Genera distorsión armónica, lo que requiere un filtrado adecuado.

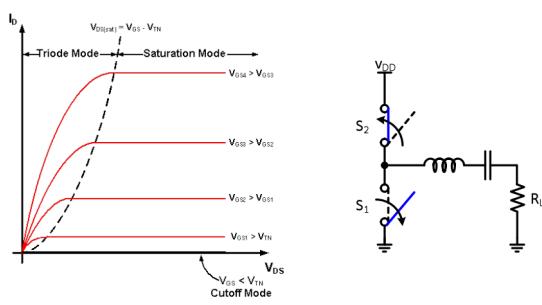


Figure 3.6: Forma de onda cuadrada de clase D con filtrado de salida [17]

$$V_L = \frac{4}{\pi} V_{dd} \quad (3.8)$$

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{V_L^2}{R_L} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{dd}^2}{R_L} \quad (3.9)$$

$$I_{dc} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{dd}}{R_L} \quad (3.10)$$

$$P_{dc} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{dd}^2}{R_L} \quad (3.11)$$

$$P_N = \frac{1}{\pi} \quad (3.12)$$

$$\eta = 100\% \quad (3.13)$$

3.1.5 Clase E

Optimizado para minimizar las pérdidas durante las transiciones de conmutación, asegurando que el voltaje y la corriente sean cero simultáneamente [17].

- **Eficiencia muy alta:** Teóricamente del 100%.
- **Topología simple:** Utiliza un solo transistor como conmutador.

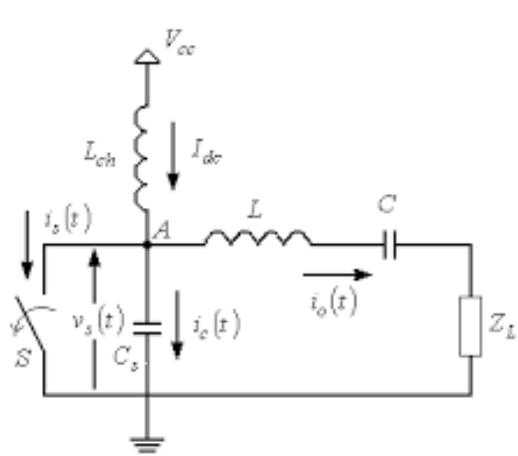


Figure 3.7: Topología de un amplificador clase E [17]

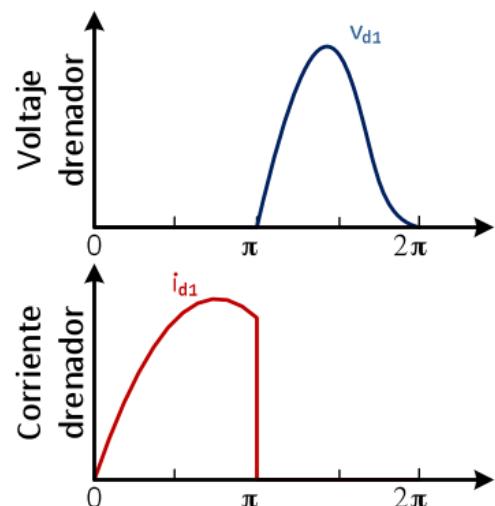


Figure 3.8: Forma de onda optimizada en un amplificador clase E [17]

3.1.6 Clase F

Emplea resonadores armónicos en la salida para modificar las formas de onda de corriente y voltaje, maximizando la eficiencia [17].

- **Alta eficiencia:** Debido al control de armónicos.
- **Complejidad elevada:** Requiere redes de salida complejas.

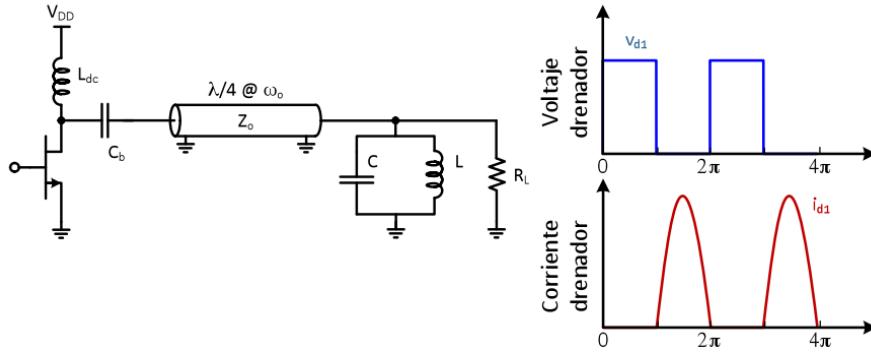


Figure 3.9: Topología y funcionamiento de un amplificador de clase F [17]

Clase	Modo	Ángulo de conducción	Potencia de salida	Máxima eficiencia	Ganancia	Linealidad
A	Fuente de corriente	100%	Media	50%	Grande	Buena
B	Fuente de corriente	50%	Media	78,5%	Media	Media
C	Fuente de corriente	<50%	Pequeña	85%	Pequeña	Pobre
D	Commutación	50%	Grande	100%	Pequeña	Pobre
E	Commutación	50%	Grande	100%	Pequeña	Pobre
F	Commutación	50%	Grande	100%	Pequeña	Pobre

Table 3.1: Tabla de clases y características. [17]

3.2 Importancia de la caracterización de amplificadores de potencia en banda ancha

La caracterización de amplificadores de potencia en banda ancha es fundamental en el diseño y validación de sistemas de comunicaciones modernos, donde el PA debe operar eficientemente sobre un amplio rango de frecuencias.

Un PA en banda ancha debe presentar una ganancia relativamente plana, potencia de salida adecuada, eficiencia alta y buen comportamiento frente a señales moduladas complejas en todo el espectro de operación. Para evaluar estos parámetros, se requiere una caracterización detallada que incluya:

- **Ganancia y respuesta en frecuencia:** la ganancia debe medirse a lo largo de la banda para verificar su uniformidad.
- **Linealidad:** parámetros como P1dB determinan el comportamiento no lineal del amplificador.
- **Eficiencia de conversión:** indica qué fracción de la energía de entrada DC se convierte en potencia útil de RF.
- **Estabilidad:** se debe verificar que el amplificador no presenta oscilaciones en ninguna frecuencia de la banda.

Esta caracterización permite, entre otras cosas, predecir el comportamiento del sistema en presencia de señales complejas y garantizar la integridad de las transmisiones digitales, especialmente en configuraciones que operan cerca del punto de compresión [23].

3.2.1 Influencia de las pérdidas de inserción del sistema

Durante la caracterización, es esencial considerar las pérdidas de inserción provocadas por componentes pasivos del sistema de medida: cables coaxiales, atenuadores, acopladores, adaptadores o conectores. Estas pérdidas afectan tanto la potencia de entrada al PA como la potencia de salida medida, alterando así los resultados de ganancia, eficiencia y linealidad.

Por ejemplo, si la salida del PA se mide mediante un acoplador, la potencia leída en la salida acoplada es inferior a la real. Para obtener una caracterización precisa, es necesario compensar estas pérdidas teniendo el pasivo medido y sumándoselas a la medida tomada [24].

De no aplicarse esta corrección, se produce:

- Subestimación de la potencia real de salida del PA.
- Error en la ganancia calculada del sistema.
- Disminución aparente de la eficiencia.
- Falsas conclusiones sobre el rendimiento del amplificador, como compresión anticipada o distorsión excesiva.

La caracterización de un amplificador de potencia debe corregir las pérdidas de los componentes pasivos, lo cual puede hacerse mediante calibración por sustitución, interpolación de pérdidas en dB o funciones de compensación del VNA o medidores de potencia [25].

3.3 Metodología de búsqueda y selección bibliográfica

La revisión de literatura se planteó y ejecutó como un proceso transparente y trazable, cuya síntesis se representa en el diagrama PRISMA 2020 de la figura 3.10. Aunque el presente trabajo se ha centrado en el diseño, implementación y validación experimental de un sistema de caracterización de amplificadores de potencia en laboratorio, se realizó una revisión sistemática de literatura con el fin de contextualizar y respaldar las decisiones técnicas adoptadas.

Esta revisión no ha constituido el eje principal del proyecto, pero sí cumplió un papel complementario clave para:

- Identificar tecnologías emergentes; como GaN-HFETs frente a otras como LDMOS o GaAs.
- Comprender métricas críticas de rendimiento como la eficiencia de potencia añadida (PAE), IP3, P1dB, entre otros.
- Establecer los criterios de caracterización bajo señales moduladas (ej. OFDM, QAM) y enfoques como Envelope Tracking (ET) y Digital Predistortion (DPD).

La metodología aplicada se resume en:

- **Fuentes consultadas:** IEEE Xplore, ScienceDirect, Springer, MDPI y Google Scholar, priorizando artículos entre 2015 y 2025.
- **Criterios de selección:** Relevancia técnica directa con amplificadores RF de banda ancha, eficiencia, y su aplicabilidad en entornos 5G o satelitales.

De forma complementaria, se llevó a cabo una segunda vía de búsqueda no incluida en la figura 3.10. Esta incluyó hojas de datos, informes técnicos de fabricantes (Mini-Circuits, Pasrernak), blogs especializados, documentación de MATLAB y recursos de instrumentación Keysight. Este segundo bloque, de naturaleza más aplicada, proporcionó detalles esenciales sobre el comportamiento práctico de componentes como acopladores, filtros o drivers, así como sobre el uso correcto de los instrumentos de laboratorio.

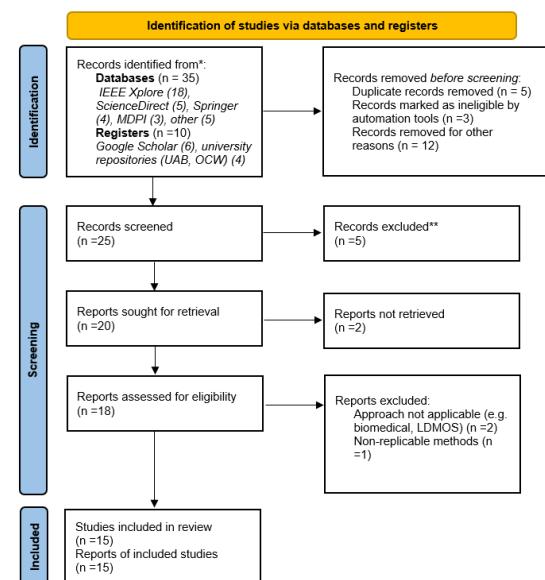


Figure 3.10: Diagrama de flujo PRISMA 2020 para la metodología de búsqueda y selección bibliográfica

Esta revisión bibliográfica fue especialmente útil en la fase inicial del proyecto, permitiendo alinear el diseño experimental con el estado del arte, y establecer métricas comparables con estudios académicos previos.

Chapter 4

Equipo de medición

En este apartado se repasa el equipo de medición disponible en el laboratorio Waveslab de la UAB, utilizado para la caracterización completa del sistema. La selección del instrumental es clave para garantizar la precisión y fiabilidad de las mediciones en todas las fases experimentales. Cada dispositivo cumple una función específica dentro del banco de pruebas, desde la generación y análisis de señales RF hasta la adquisición de parámetros como potencia, ganancia y eficiencia. También se describe la metodología de calibración empleada para minimizar errores sistemáticos y asegurar la trazabilidad. Finalmente, se detallan las especificaciones técnicas relevantes de cada instrumento, esenciales para operar dentro de márgenes seguros y proteger tanto el equipo como el dispositivo bajo prueba.

4.1 VNA (Vector Network Analyzer)

El analizador de redes vectorial (VNA) se empleó para caracterizar los componentes pasivos del sistema de medida mediante la obtención de los parámetros de dispersión (S-parameters), lo cual permitió evaluar pérdidas por inserción, reflexiones y desadaptaciones de impedancia en elementos como cables, atenuadores o acopladores. Gracias a estas mediciones, se identificaron y cuantificaron las contribuciones individuales de cada componente al sistema, y esta información se utilizó para compensar sus efectos en las mediciones del dispositivo bajo prueba (DUT). Para garantizar la precisión, el VNA fue calibrado con el método SOLT (Short-Open-Load-Thru), eliminando errores sistemáticos y asegurando una correcta adaptación del entorno de medida.

Se utilizó un analizador de redes vectorial (VNA) de la serie PNA de Keysight Technologies, entre sus características técnicas más relevantes se encuentran:

- **Rango de frecuencia:** desde 900 Hz hasta 67 GHz, dependiendo de la configuración específica del modelo [26], mas que de sobra para todos los pasivos.
- **Rango dinámico:** hasta 134 dB a 20 GHz, lo cual permite la medición de dispositivos



Figure 4.1: VNA PNA-X del laboratorio

con altos niveles de atenuación [27].

- **Potencia de salida:** hasta +13 dBm (a 1 GHz), adecuada para excitación directa de dispositivos sin necesidad de amplificación externa [27].
- **Ruido de traza:** tan bajo como 0,002 dB RMS, garantizando una alta precisión en mediciones de ganancia o pérdidas mínimas [27].
- **Velocidad de barrido:** hasta 35 μ s por punto, permitiendo una alta eficiencia en la adquisición de datos [26].
- **Funciones de medición avanzada:** capacidad para realizar análisis de compresión de ganancia, retardo de grupo e intermodulación, entre otras funciones útiles para caracterización de amplificadores [28].
- **Métodos de calibración:** compatibles con procedimientos SOLT, TRL y calibración electrónica (ECal), necesarios para garantizar mediciones precisas y trazables [28].

4.2 SA (Spectrum Analyzer)

El analizador de espectros es un instrumento esencial para la caracterización de amplificadores de RF, ya que permite observar el comportamiento de la señal en el dominio de la frecuencia. A través de una representación tipo FFT, es posible identificar el tono fundamental, los armónicos, espurios y el nivel de ruido, así como diagnosticar posibles oscilaciones no deseadas en la salida del amplificador [29].

El analizador de espectros utilizado en este trabajo es el Keysight CSA N1996A, disponible en el laboratorio WavesLab. Este equipo resulta adecuado para la caracterización de amplificadores de potencia debido a sus prestaciones clave [30]:

- **Rango de frecuencia:** hasta 3 GHz, adecuado para aplicaciones RF convencionales, en



Figure 4.2: Analizador de espectros del laboratorio

el caso de que se mida en un futuro un rango mas amplio de frecuencias tendremos que usar el Power Meter.

- **Sensibilidad:** hasta -158 dBm/Hz, permitiendo visualizar señales débiles [29].
- **Precisión de amplitud:** ± 0.5 dB, crítica para medir correctamente ganancia y potencia de salida [29].
- **RBW:** configurable entre 10 Hz y 5 MHz, útil para observar desde detalles finos hasta bandas anchas [29].
- **Capacidad para detectar armónicos, espurios y nivel de ruido,** fundamentales para evaluar el comportamiento del PA, con máximo de 33dBm [29], sera importante tenerlo en cuenta a la hora de configurar el banco de pruebas.

4.3 PM

El medidor de potencia es un instrumento que mide la potencia de una señal en el dominio del tiempo, integrando la energía de todas las frecuencias dentro de su rango operativo para proporcionar una lectura única de la potencia total. Es especialmente útil para señales moduladas o de banda ancha, ya que suma la energía en todo el ancho de banda. No obstante, cualquier señal o interferencia dentro del rango también afecta la medición, por lo que se emplean filtros para diferentes etapas [31].

En el sistema de caracterización se utilizarán dos, de la serie U2000 de Keysight: el U2002H y el U2000B, ambos conectados mediante interfaz USB a un equipo de control.



Figure 4.3: Power Meter Keysight U2002H



Figure 4.4: Power Meter Keysight U2000B

- **Keysight U2002H [32]:**

- Rango de frecuencia: 10 MHz a 24 GHz.
- Rango dinámico de potencia: -50 dBm a +30 dBm.

- **Keysight U2000B [33]:**

- Rango de frecuencia: 10 MHz a 18 GHz.
- Rango dinámico de potencia: -30 dBm a +44 dBm, por este motivo sera el que se sitúe en la salida del sistema.

- Ambos modelos permiten autocalibración interna (auto-zero) y conexión directa por USB, facilitando su integración en bancos de medida automatizados.

4.4 Generador de RF

El generador de señales RF, primer elemento de la cadena de medida, proporciona una señal de entrada controlada en frecuencia y amplitud para estimular el amplificador bajo prueba. Esto permite analizar su respuesta en frecuencia, ganancia, punto de compresión y comportamiento ante distintos niveles de potencia. Para ello, el generador debe ser estable, con bajo ruido y un rango dinámico adecuado. En este trabajo, se utilizó para barrer en frecuencia y potencia, simulando condiciones de operación y permitiendo una caracterización precisa del amplificador [34].

Para la caracterización del amplificador de potencia, se emplea el generador de señales de microondas Agilent N5183A MXG [35]:

- **Rango de frecuencia:** 100 kHz a 20 GHz (opción 520).
- **Potencia de salida:** hasta +15dBm a 20GHz, lo cual resulta adecuado para excitar amplificadores de potencia. Sin embargo, en nuestro caso representa una limitación, ya que se pretende inyectar mayor potencia a la entrada del amplificador para disponer de un sistema capaz de caracterizar una gama más amplia de dispositivos.

4.5. Fuentes DC



Figure 4.5: Agilent N5183A MXG [35]

- **Resolución de frecuencia:** 0.01 Hz, permitiendo ajustes precisos en la frecuencia de operación.

4.5 Fuentes DC

En la caracterización de amplificadores de potencia con transistores, se requieren fuentes DC precisas y estables para polarizar correctamente las terminales del dispositivo, especialmente el drenador y la puerta.

Para alimentar el drenador, se utiliza la fuente de alimentación *Keysight E36232A* [36], que ofrece una salida de hasta 60 V y 10 A, con una potencia máxima de 200 W. Esta fuente autorregulable proporciona una alta precisión y bajo nivel de ruido, características esenciales para suministrar la corriente necesaria al drenador del transistor sin introducir perturbaciones en la señal. Sus especificaciones técnicas más relevantes incluyen:

- **Precisión de programación:** 0.03% + 8 mV en tensión; 0.1% + 3 mA en corriente.
- **Interfaces de comunicación:** USB, LAN (LXI), y GPIB opcional. Nos permitirá la adquisición de datos como la corriente de drenador para evaluar parámetros clave.
- **Funciones avanzadas:** registro de datos, modo LIST, control de velocidad de subida (slew rate) ajustable y medición de corriente de bajo rango.

Por otro lado, la puerta del transistor requiere una tensión de polarización precisa y de bajo nivel de corriente. Para esta función, se emplea la fuente de alimentación *Agilent E3646A* [37], que dispone de dos salidas con rangos de 0 a 8 V/3 A o 0 a 20 V/1.5 A. Su capacidad de ajuste fino y estabilidad la hacen adecuada para establecer la tensión de polarización en la puerta, asegurando el correcto funcionamiento del transistor en su región activa. Las especificaciones técnicas más destacadas de esta fuente son:

- **Precisión de programación:** 0.05% + 2 mV en tensión; 0.2% + 5 mA en corriente.



Figure 4.6: Fuente DC Keysight E36232A del laboratorio

- **Rizado y ruido:** menor que $350 \mu\text{V}\text{rms} / 2 \text{mVpp}$ en tensión; menor que 2mA rms en corriente.
- **Funciones adicionales:** protección contra sobrevoltaje y sobrecorriente, y capacidad de operación en modo *tracking*.



Figure 4.7: Fuente DC Agilent E3646A del laboratorio

Chapter 5

Configuración del Banco de Pruebas

La configuración del banco de pruebas se ha dividido en dos fases diferenciadas, con el objetivo de caracterizar el comportamiento del amplificador de potencia (PA) bajo condiciones controladas, y posteriormente incorporar un driver para extender el rango dinámico de las señales de entrada.

5.1 Ejemplo y comprobación

Para una primera toma de contacto y sin haber caracterizado ningún pasivo, comprobamos cómo afectan las pérdidas de inserción de cada componente , configuramos el siguiente banco de pruebas en el laboratorio; consta de un generador RF conectado a la entrada de un splitter, este a la salida tiene conectados, por medio de coaxiales ya medidos, el analizador de espectros y un power meter vistos en el chapter 4.

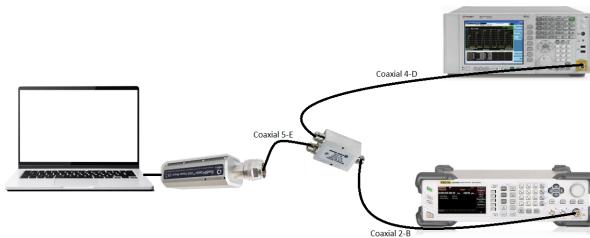


Figure 5.1: Set Up de pruebas

Nuestro objetivo es comprobar las pérdidas de inserción y la diferencia de medida entre el Analizador de Espectros y el Power Meter.

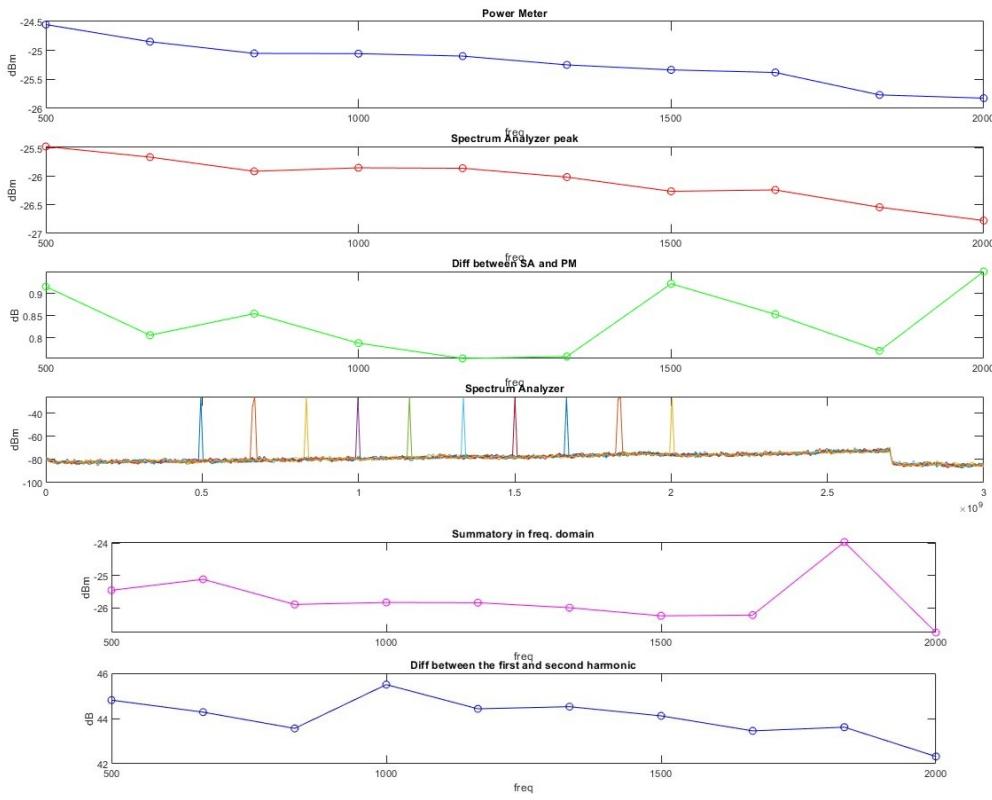


Figure 5.2: Comparación de mediciones entre Power Meter y Spectrum Analyzer

El Power Meter hace la medición de potencias absolutas haciendo una integración en tiempo de la señal recibida section 4.3. Esto quiere decir que mide la energía total de la señal durante un periodo de tiempo, haciendo que si en la banda de frecuencia se encuentra la portadora y algún producto de intermodulación, no haya distinción en la medición, lo que puede dar valores inexactos para la señal de interés. Por eso podemos apreciar que en el primer gráfico de la 5.2 da valores mas grandes, porque la integración incluye:

1. **Tono fundamental:** señal principal.
2. **Armónicos:** múltiplos de la fundamental por no linealidades, no presentes en este caso porque no hay elementos activos en este ejemplo.
3. **Ruido de fondo:** señales de bajo nivel.

El analizador de espectros (section 4.2) mide la potencia relativa entre el pico de señal y el nivel de ruido, pero su enfoque en el pico y el uso de un ancho de banda amplio (3,GHz) provoca variaciones en la medida. Esto, junto con la integración distinta del medidor de potencia (PM) mostrada en la Figure 5.2, explica la diferencia de aproximadamente 1,dB entre ambas mediciones a 0.5,GHz. Además, pequeñas diferencias también pueden deberse al uso de cables distintos en el montaje, ya que cada uno presenta pérdidas ligeramente diferentes; por ello, se

5.1. Ejemplo y comprobación

ha procurado caracterizar todos los cables y utilizar siempre los mismos en el sistema de medida para minimizar este efecto.

Evaluando las pérdidas de inserción para ver si se corresponden con las mediciones especificadas por el fabricante; nos damos cuenta que si en el generador configuramos un tono a -20dBm, al analizador de espectros llegan al PM aproximadamente -24.5dBm en el primer tono debido a las pérdidas de inserción del splitter, que son de aproximadamente -3.5dB a 0.5GHz porque divide la señal a la mitad, como especifica el fabricante [38] y los dos cables de RF que típicamente tienen unas pérdidas de inserción de 0.5dB, aunque dependerá del cable.

$$P_{PM} = P_{Gen} - L_{splitter} - 2 \cdot L_{cable} \quad (5.1)$$

Donde:

- P_{PM} : Potencia medida en el Power Meter (-24.5 dBm).
- P_{Gen} : Potencia configurada en el generador (-20 dBm).
- $L_{splitter}$: Pérdida de inserción del splitter (-3.5 dB a 0.5 GHz).
- L_{cable} : Pérdidas de inserción de cada cable RF (-0.5 dB c/u).

Sustituyendo valores:

$$P_{PM} = -20 \text{ dBm} - 3.5 \text{ dB} - 2 \times 0.5 \text{ dB} \quad (5.2)$$

$$P_{PM} = -24.5 \text{ dBm} \quad (5.3)$$

El último gráfico de la 5.2 hace el plot del valor de la diferencia entre el primer armónico y el segundo, que al estar al nivel del ruido, tiene un valor equivalente al que podría tener el nivel de portadora a ruido que mide la relación entre la potencia de la señal útil y la densidad espectral de potencia del ruido en un ancho de banda unitario, expresándose en dB-Hz:

$$C/N_0 = \frac{C}{N_0}$$

Es clave para evaluar la calidad de la señal, afectando el rendimiento de enlaces RF, GPS y satelitales. Además, se relaciona con la **SNR** mediante el ancho de banda de recepción:

$$SNR = C/N_0 - 10 \log_{10}(B)$$

Un **C/N alto** indica mejor recepción y menor error en la comunicación.

5.2 Set Up fase 1

En la primera fase, se realiza un barrido de potencia de entrada desde 0 hasta 13 dBm, límite elegido deliberadamente por debajo de los 15 dBm que puede proporcionar la fuente de señal RF [34].

El set up de esta fase consta de la fuente de RF conectada a un acoplador direccional, en la salida directa el DUT y seguidamente otro acoplador igual que divide la señal por un lado, al puerto acoplado tiene un filtro y después el power meter, y a la otra salida tiene el SA.

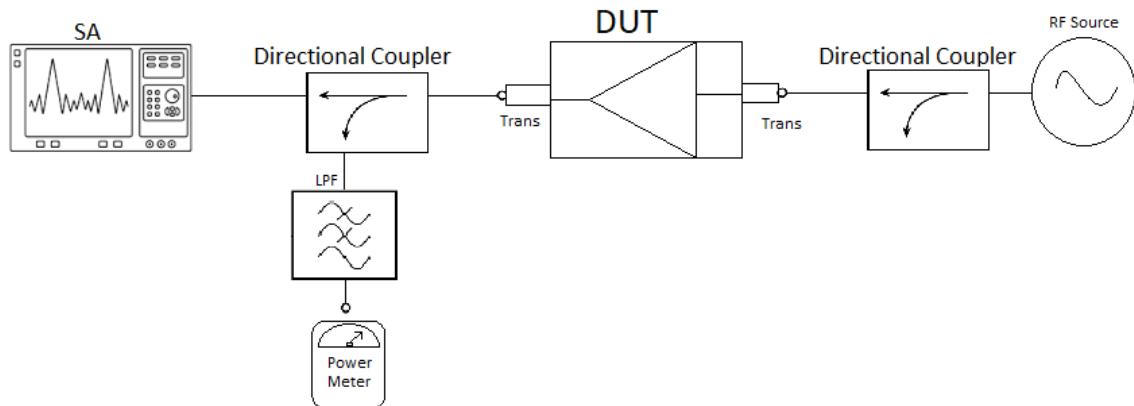


Figure 5.3: Set up de la primera fase

El objetivo de esta fase es obtener una primera aproximación del rango dinámico operativo del PA, permitiendo identificar su punto de máxima eficiencia de drenador (*drain efficiency*) y establecer una región de funcionamiento óptima.

5.3 SetUp fase 2

En la segunda fase, se incorpora un amplificador driver entre la fuente de RF y el PA con el objetivo de alcanzar niveles de potencia de entrada suficientes para llevar al PA a saturación, algo que no sería posible con la fuente de señal por sí sola, dado su límite de salida de 15 dBm [34]. Esta ampliación de rango es esencial para estudiar el comportamiento del PA bajo condiciones reales de operación de alta potencia.

Sin embargo, la incorporación del driver introduce nuevas consideraciones: su ganancia no será constante en frecuencia ni potencia, lo que provoca un rizado en la señal entregada al PA. Esto genera una entrada no uniforme al dispositivo bajo prueba (DUT), afectando la precisión de la caracterización. Por ello, es necesario realizar una ecualización detallada de la potencia de salida del driver (P_{out}) a lo largo de todo su rango frecuencial y de entrada (P_{in}), garantizando que la señal aplicada al PA sea plana y reproducible.

5.3. Set Up fase 2

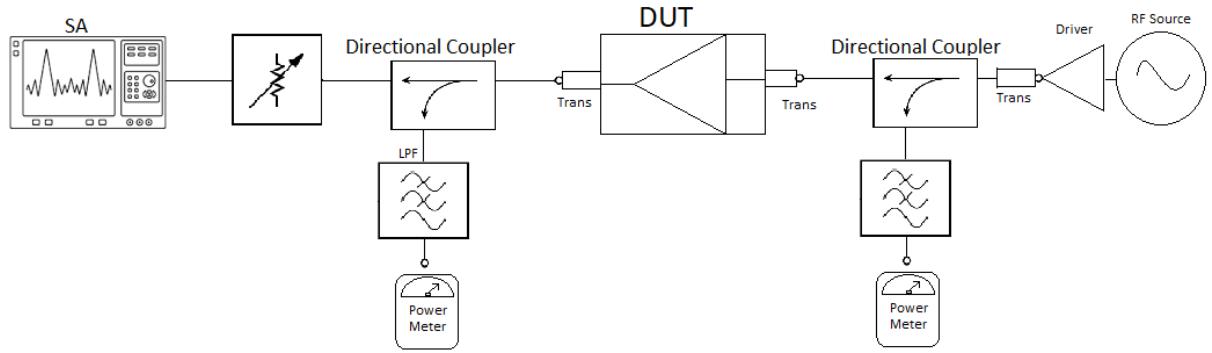


Figure 5.4: Set up ideal de medida

Tras algunas pruebas, este es el *setup* de medida ideal para caracterizar un amplificador de potencia de gran ancho de banda (Figure 5.4). Primero tenemos la fuente de RF, seguido de un driver. Queremos una medida precisa; por esta razón, se han incluido dos filtros paso bajo subsection 6.2.5: uno en la entrada, para evitar modificar constantemente las frecuencias de operación desde el código de adquisición 7.4, y otro en la salida, con el fin de atenuar las no linealidades generadas por el propio amplificador, ambos en los puertos acoplados de los acopladores direccionales para protegerlos. De este modo, al medir la potencia de entrada y salida con el *power meter*, se obtiene un resultado más representativo de la señal fundamental, sin que se integren armónicos o espurios, especialmente aquellos situados en torno a $2f_0$. A la salida del amplificador, en el puerto directo del segundo acoplador direccional, tenemos un atenuador subsection 6.2.3 para proteger al SA que viene después.

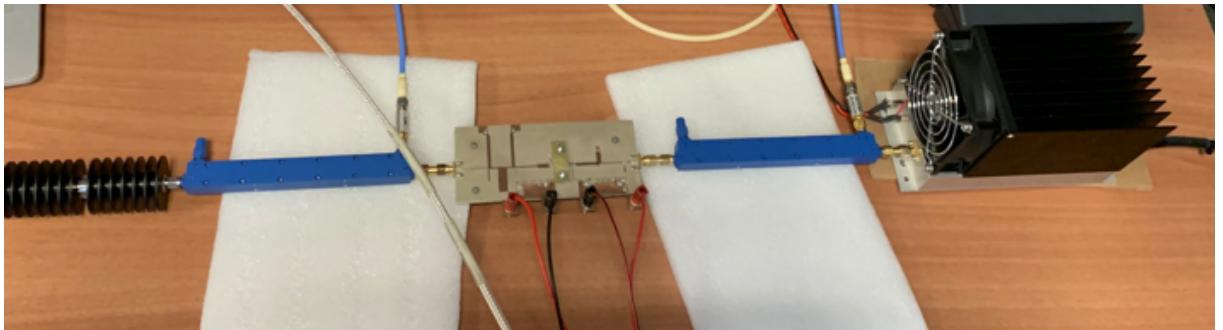


Figure 5.5: Set up real del laboratorio

Disponemos de dos métodos para medir la potencia de salida (P_{out}), tal como se describe en las secciones section 4.2 y section 4.3.

Chapter 6

Metodología

En este apartado se describe el procedimiento seguido para medir componentes pasivos en pequeña señal y la caracterización del driver. Se detallan los elementos del banco de pruebas, las calibraciones y el modelo empleado para asegurar la coherencia de los resultados.

6.1 Calibración y medida en pequeña señal

Se realizó la calibración del analizador de redes vectorial (VNA) para garantizar precisión en la medición de parámetros S.

Rango de frecuencias y barrido

- **Rango de calibración:** 10 MHz hasta 12 GHz, abarcando respuestas en baja y alta frecuencia, aunque dependerá del componente.
- **Resolución:** Barrido de 4001 puntos, ideal para detectar variaciones sutiles en la respuesta del dispositivo.

Potencia de medición

- **Nivel de salida:** 0 dBm, suficiente para minimizar el ruido sin introducir distorsión en los dispositivos bajo prueba.

Uso del kit de calibración

- Aplicación del método *SOLT* para eliminar errores sistemáticos (pérdidas, reflexiones y desadaptaciones), asegurando mediciones precisas del VNA en todo el rango de frecuencias.

6.2 Elementos pasivos

Al medir la ganancia de un dispositivo bajo prueba (DUT), como un amplificador, es fundamental considerar los efectos de los elementos pasivos del sistema de medición, como cables, conectores y transiciones, ya que introducen pérdidas, reflexiones y desfases que afectan la precisión de los resultados. Estas pérdidas pueden reducir la potencia medida, subestimando la ganancia real, mientras que las desadaptaciones de impedancia alteran las condiciones de operación. Para evitarlo, se caracterizan los elementos pasivos, permitiendo compensar sus efectos en los resultados finales.

6.2.1 Cables RF

En las mediciones de amplificadores de potencia (PAs), el comportamiento de los cables RF puede influir significativamente en la precisión y fiabilidad de los resultados.

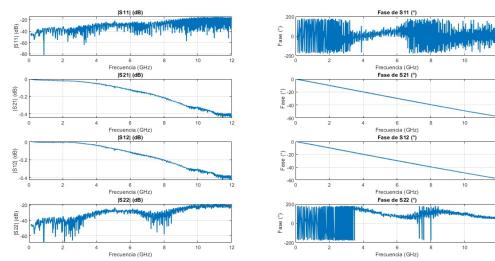


Figure 6.1: Ejemplo de parámetros de transmisión del cable 4D

Resumen de parámetros S:

- **S_{11} y S_{22} (reflexiones):** Buen comportamiento en frecuencias bajas y medias, pero con desadaptación creciente por encima de los 10 GHz. Esto puede afectar la ganancia, estabilidad y eficiencia del PA al alterar las condiciones de impedancia.
- **S_{21} (transmisión directa):** Muestra pérdidas crecientes con la frecuencia, típicas de cables coaxiales.
- **S_{12} (transmisión inversa):** Similar a S_{21} , lo cual indica un comportamiento simétrico del cable.

6.2.2 Transiciones

En este caso, al tratarse de una transición, los parámetros de scattering muestran características que deben analizarse debido al impacto que pueden tener en una medición precisa, aunque a continuación veremos que no es tan significativo. Aquí te detallo las consideraciones y cómo esta transición afecta las mediciones de un DUT, como un amplificador de potencia (PA):

6.2. Elementos pasivos

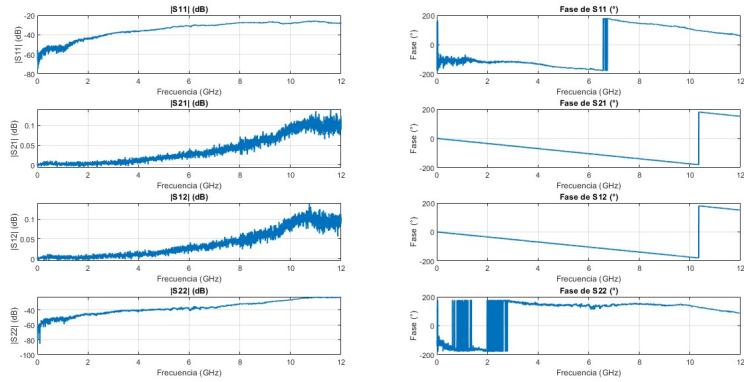


Figure 6.2: Parámetros de Scattering de una transición female to female

La transición presenta una excelente adaptación en el puerto de entrada ($|S_{11}| \approx -30$ dB), garantizando mínimas reflexiones. Las pérdidas de inserción son ($|S_{21}| \approx 0.05\text{--}0.1$ dB), aunque podrían considerarse pérdidas nulas, deben corregirse para no afectar la ganancia medida. La simetría es adecuada ($|S_{12}|$ bajo), evitando retroalimentación no deseada.

6.2.3 Atenuadores

Se han medido atenuadores desde 3 a 30 dB, en cierta medida nos puede servir a la hora de:

- **Protección de instrumentos sensibles:** Reducen la señal a niveles seguros para evitar daños en equipos sensibles como analizadores de espectro, receptores o el amplificador que no puede tener una potencia de salida mayor a 33dBm.
- **Adaptación de impedancias:** Ayudan a minimizar desadaptaciones al controlar reflexiones, especialmente en líneas de transmisión o sistemas RF.
- **Control de ganancia:** Permiten ajustar el nivel de una señal para calibrar sistemas o evitar la saturación de amplificadores o dispositivos activos.
- **Simulación de pérdidas:** Pueden usarse en pruebas y simulaciones para replicar condiciones reales, como pérdidas por distancia en enlaces inalámbricos.
- **Mejora de linealidad:** Reducen señales fuertes para evitar que distorsionen un sistema o afecten la respuesta de otros componentes.

En el sistema de medida se han medido varios atenuadores pasivos de Mini-Circuits 6.3 con distintas pérdidas nominales. Estas pérdidas deben ser tenidas en cuenta a si en algun momento queremos corregir las mediciones de potencia de salida/entrada del DUT o a la salida del driver.

Table 6.1: Especificaciones técnicas de los atenuadores Mini-Circuits VAT

Modelo	Atenuación	Rango	Pot. máx	Impedancia	Referencia
VAT-30+	30 dB	DC–6 GHz	0.5 W	50 Ω	[40]
VAT-20+	20 dB	DC–6 GHz	0.5 W	50 Ω	[41]
VAT-10+	10 dB	DC–6 GHz	1 W	50 Ω	[42]
VAT-6+	6 dB	DC–6 GHz	1 W	50 Ω	[43]
VAT-3+	3 dB	DC–6 GHz	1 W	50 Ω	[44]

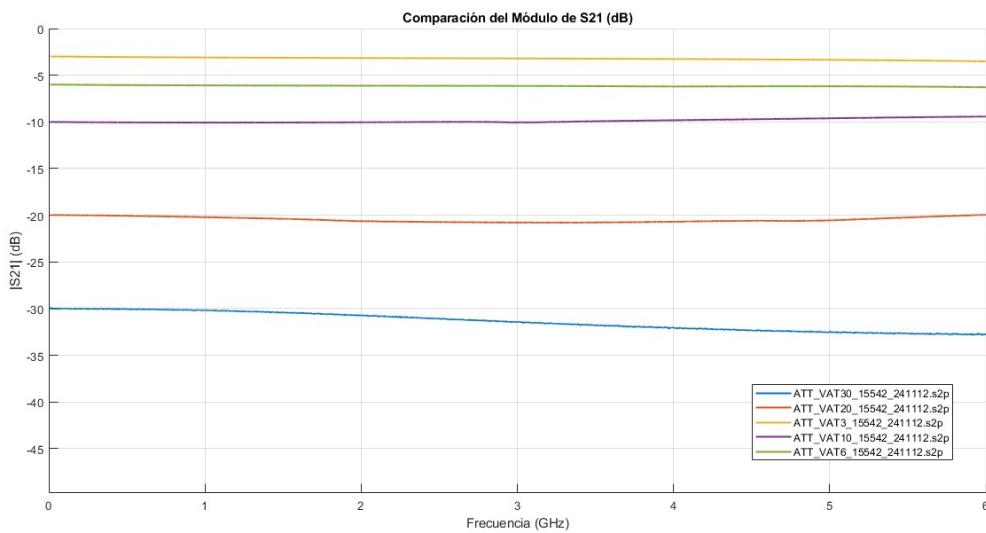


Figure 6.3: Comparación de los atenuadores medidos

Este tipo de atenuadores, tienen potencias máximas de entrada muy contenidas y por eso finalmente se usó el atenuador fijo *Pasternack PE-7427-30* [45] que tiene una atenuación de 30 dB para proteger el analizador de espectros, el cual tiene un límite máximo de entrada de 33 dBm.

6.2.4 Acoplador direccional

Un acoplador direccional es un dispositivo pasivo de RF/microondas que se utiliza para extraer una pequeña parte de una señal de una línea de transmisión sin interrumpir significativamente su propagación. Este dispositivo tiene típicamente cuatro puertos. [39]

El acoplador tiene típicamente cuatro puertos:

1. **Puerto de entrada (Input):** por donde entra la señal.
2. **Puerto de salida (Output):** donde continúa la mayor parte de la señal.
3. **Puerto acoplado (Coupled):** donde se extrae una porción conocida de la señal propagada hacia el puerto de salida/directo.
4. **Puerto aislado (Isolated):** idealmente no recibe energía si la señal viaja en dirección directa.

En este caso lo usaré para dividir la señal a la entrada y a la salida, el modelo utilizado es el ZUDC30-83-S+ [46].

Características del acoplador direccional ZUDC30-83-S+

Este modelo está diseñado para trabajar en un rango de frecuencia de 0.8 a 8 GHz y es más que adecuado para aplicaciones de medición en un banco de pruebas de RF como el utilizado en este trabajo.

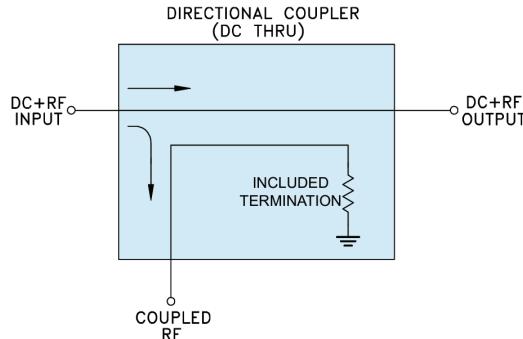


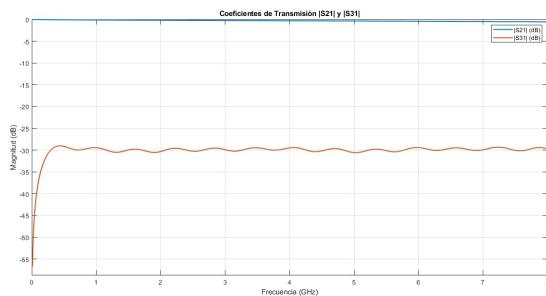
Figure 6.4: Esquemático del acoplador utilizado [46]

- **Directividad:** ≥ 13 dB (mín.). Suficiente para distinguir entre la señal directa y las reflejadas en entornos de laboratorio.
- **Aislamiento:** ≥ 13 dB (mín.). Cuanto mayor sea el aislamiento, mejor se separan las señales deseadas de las no deseadas.

- **Atenuación de acoplamiento:** 30 ± 1.5 dB. El puerto acoplado extrae aproximadamente el 0.1% de la señal, lo que permite realizar mediciones sin afectar el funcionamiento del dispositivo bajo prueba (DUT).
- **VSWR (SWR):** $\approx 1.25:1$ típico. Indica una buena adaptación de impedancias, minimizando las reflexiones.
- **Manejo de potencia:** Hasta 50 W (CW), de sobra para situarlo después del PA.

Análisis de los parámetros de dispersión del acoplador direccional

La Figura 6.5a muestra los coeficientes de transmisión del acoplador direccional entre sus puertos en el rango de 0 a 10 GHz:



(a) Parámetros S del acoplador direccional

Frequency (MHz)	Mainline Loss ¹ (dB)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	TYPICAL PERFORMANCE DATA		
				In	Out	Cpl
300	0.07	29.83	31.14	29.19	29.24	29.26
500	0.09	29.09	31.47	32.56	34.10	29.14
1000	0.14	29.28	29.71	28.94	29.59	27.07
1500	0.17	29.60	39.93	30.43	31.11	30.01
2000	0.20	30.14	37.02	37.12	38.27	39.39
2500	0.23	30.18	35.88	38.76	39.60	34.19
3000	0.26	29.89	36.60	32.76	34.16	36.01
4000	0.31	29.44	25.24	37.88	34.12	28.50
5000	0.37	30.35	32.35	36.89	35.40	26.95
6000	0.42	29.41	28.78	35.97	32.04	29.32
7000	0.47	29.98	33.33	35.60	37.65	30.63
8000	0.56	29.43	23.05	20.49	20.41	23.47

(b) Información del acoplador [46]

Figure 6.5: Caracterización y datos técnicos del acoplador direccional Mini-Circuits

1. **S_{21} (Through):** Línea azul, cercana a 0 dB, indica mínima pérdida de inserción y alta eficiencia en la transmisión directa.
2. **S_{31} (Coupled):** Línea roja, estable en -30 dB, lo que concuerda con un acoplamiento del 0.1% de la potencia, ideal para mediciones no invasivas.
3. **S_{12} , S_{13} , S_{23} , S_{32} :** Permanecen por debajo de -60 dB, mostrando excelente aislamiento y directividad. Las oscilaciones menores se atribuyen a resonancias internas sin impacto relevante.

6.2. Elementos pasivos

6.2.5 Filtros Paso Bajo

En la primera y segunda etapa de amplificación, el driver (subsection 6.3.1) y el PA generan espurios a la frecuencia $2f_0$ que afectarían la medición del tono fundamental. Para mitigarlos, se emplean filtros paso bajo, que atenúan las frecuencias por encima del punto de corte. Estos filtros son más simples y económicos que los paso banda.

Las principales características de un filtro paso bajo incluyen:

- **Frecuencia de corte:** Punto donde la transmisión de la señal cae 3 dB respecto a la banda de paso.
- **Pérdidas de inserción:** Atenuación introducida dentro de la banda de paso, por eso es importante caracterizarlos.
- **Rechazo fuera de banda:** Nivel de atenuación aplicado a las señales fuera de la banda de paso.

Estos filtros se emplean en diversas aplicaciones, especialmente en sistemas de radiofrecuencia (RF), donde ayudan a eliminar señales no deseadas, reducir interferencias y mejorar la calidad de la señal en los receptores. [18]

Filtros de paso bajo Mini-Circuits

A continuación, se resumen las características principales de los filtros VLF y VLFG utilizados para limitar el contenido espectral superior en sistemas de RF, especialmente para supresión de armónicos en amplificadores de potencia:

La configuración con filtros paso bajo escalonados (VLF-630+, VLF-800+, VLF-1525+, VLF-1700+, VLFG-2750+ y VLFG-3500+) resulta adecuada para caracterizaciones en el rango de 0 a 4 GHz debido a la cobertura aislada del espectro, buenas prestaciones en banda, una buena estabilidad térmica y potencia soportada

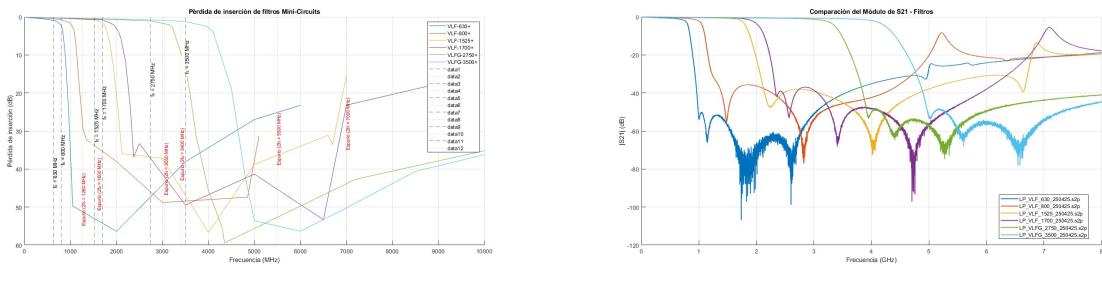


Figure 6.6: Comparativa entre respuesta teórica y medida de filtros de paso bajo.

Table 6.2: Especificaciones técnicas de los filtros paso bajo Mini-Circuits

Modelo	Especificaciones
VLF-630+	Paso hasta 630 MHz; pérdida de inserción de 0.89 dB a 630 MHz y 3.34 dB a 830 MHz; rechazo > 35 dB a 1000 MHz; potencia máxima 8.5 W. [47]
VLF-800+	Paso hasta 800 MHz; 0.71 dB a 800 MHz y 3.38 dB a 1075 MHz; rechazo > 40 dB desde 1350 MHz; potencia hasta 10 W. [48]
VLF-1525+	Paso hasta 1525 MHz; 0.77 dB a 1525 MHz y 2.23 dB a 1750 MHz; rechazo de 30–50 dB entre 2 y 7 GHz; potencia hasta 10 W. [49]
VLF-1700+	Paso hasta 1700 MHz; 0.77 dB a 1700 MHz y 3.98 dB a 2050 MHz; rechazo > 50 dB por encima de 3500 MHz; potencia hasta 10 W. [50]
VLFG-2750+	Paso hasta 2750 MHz; pérdida de inserción de 1.06 dB; rechazo > 40 dB entre 4 y 7.2 GHz; potencia máxima 4.5 W. [51]
VLFG-3500+	Paso hasta 3500 MHz; pérdida de inserción de 1.22 dB; rechazo > 40 dB entre 5 y 8.5 GHz; potencia máxima 4.5 W. [52]

Table 6.3: Resumen de etapas de filtrado y características de los filtros

Filtro	Banda de paso [MHz]	IL min–max [dB]	Espurios [MHz]	Rechazo [dB]
VLF-630+	400–630	0.5–0.89	800, 1260	35, 50
VLF-800+	600–1000	0.46–1.0	1200, 1800	29, 36
VLF-1525+	1000–1525	0.45–0.77	2000, 3050	25, 37
VLFG-1700+	1500–1700	0.60–0.77	3000, 3400	49, 66
VLFG-2750+	1700–2750	0.60–0.61	3400, 5500	20, 55
VLFG-3500+	2750–3500	1.00–1.22	5500, 7000	55, 50

6.3 Elementos activos

En los sistemas de medición, los elementos activos desempeñan un papel crucial en la amplificación y procesamiento de señales. A diferencia de los elementos pasivos, que solo pueden modificar la señal mediante atenuación, filtrado o división, los elementos activos incluyen dispositivos capaces de amplificar, modular o comutar señales eléctricas.

En esta sección se analizará un amplificador de potencia de banda ancha específico, el ZHL-2W-63X-S+, fabricado por Mini-Circuits. Este dispositivo es particularmente relevante en aplicaciones que requieren la amplificación de señales en el rango de 600 MHz a 6000 MHz, funcionando como una etapa de preamplificación (driver) para pruebas de amplificadores que no pueden manejar señales de muy baja potencia de manera eficiente.

También repasaremos el método de polarización del transistor, que es esencial para garantizar el funcionamiento del amplificador.

6.3.1 Driver ZHL-2W-63X-S+

El ZHL-2W-63X-S+ es un amplificador de potencia de banda ancha fabricado por Mini-Circuits [53], diseñado para aplicaciones que requieren amplificación de señales en el rango de 600 MHz a 6000 MHz. Este dispositivo es ideal como etapa de preamplificación (driver), como es nuestro caso .

Este es el *setup* utilizado para caracterizar el *driver* 6.7. Es muy parecido al utilizado para la caracterización del PA de la figura 5.3, quitando un acoplador direccional porque aquí no querremos la salida acoplada, y añadiendo el atenuador de 30 dB [45] a la salida directa del acoplador para proteger al SA que soporta una potencia de hasta 33 dBm section 4.2. Luego tenemos conectado el filtro LPF seguido del power meter al puerto acoplado para protegerlos de la misma manera.

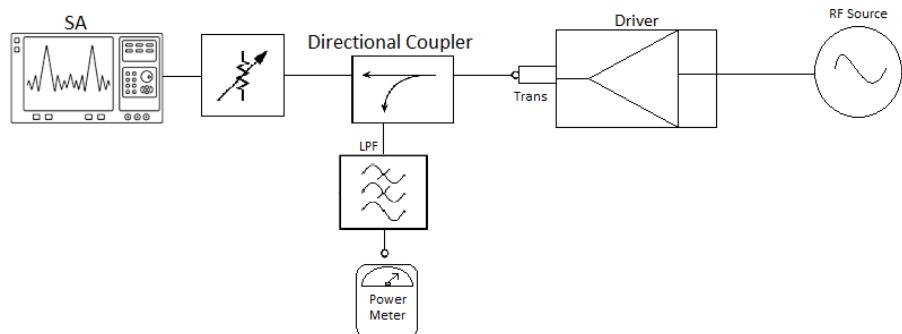


Figure 6.7: Setup de medida del ZHL-2W-63X-S+

El código utilizado para la caracterización es similar al de la fase 1 del PA (7.6.1), con ligeras modificaciones adaptadas al nuevo montaje:

```

1 % Driver
2 Pout_driver = data.P_PowerMeter_meas - coupler_loss2 - trans_loss -
    Blue_wire_loss + VLF_loss;
3 G_driver = Pout_driver - (data.p_start + wire1_loss);

```

$$P_{\text{out,driver}}(f) = P_{\text{PM}}(f) - L_{\text{coupler}}(f) - L_{\text{trans}}(f) - L_{\text{cable,salida}}(f) + L_{\text{VLF}}(f) \quad (6.1)$$

$$G_{\text{driver}}(f) = P_{\text{out,driver}}(f) - (P_{\text{in}}(f) + L_{\text{cable,entrada}}(f)) \quad (6.2)$$

Donde:

- `data.p_start + wire1_loss` representa la potencia de entrada corregida, es decir, la potencia generada por el generador menos las pérdidas introducidas por el cable coaxial de entrada.
- `Pout_driver` es la potencia de salida real del driver, obtenida al corregir la medida del medidor de potencia con las pérdidas en el puerto acoplado del acoplador, el conector de transición, el cable adicional y el filtro paso bajo. Los vectores de $L_{\text{coupler}}(f)$, $L_{\text{trans}}(f)$ y $L_{\text{cable,salida}}(f)$ son negativos, por eso se restan cuando se tienen que sumar

Esta caracterización permite calcular la ganancia del driver (`G_driver`) de forma precisa, tomando en cuenta todas las pérdidas pasivas que afectan a la señal tanto en la entrada como en la salida del dispositivo.

- Amplio rango de frecuencias: Me permite trabajar desde 600 MHz hasta 6000 MHz, en las mediciones para realizar la comparación, se medirá hasta el rango en el que sabemos que nuestro PA opera (2GHz) .
- Alta ganancia: Con una ganancia típica de 41-42 dB, amplifica señales débiles lo suficiente para que el amplificador principal las procese correctamente.

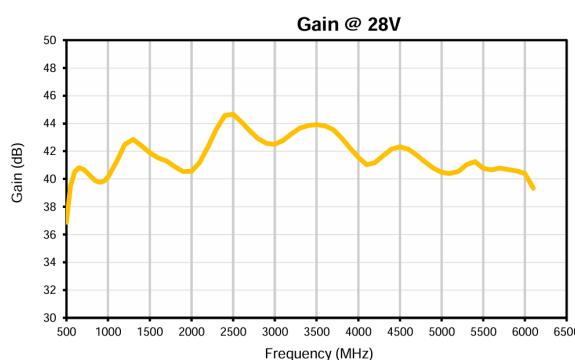


Figure 6.8: Ganancia del datasheet [53]

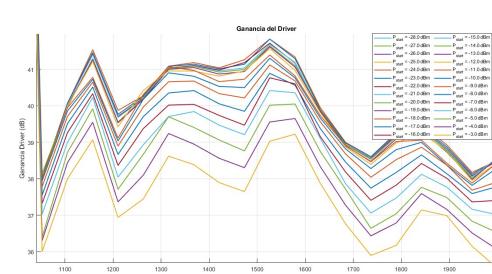


Figure 6.9: Ganancia medida

6.3. Elementos activos

- Potencia de salida adecuada; asegurando que la etapa siguiente reciba una señal fuerte y estable, aunque no lo suficiente.

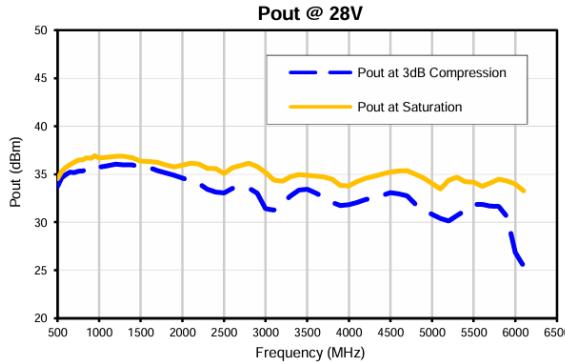


Figure 6.10: Potencia de salida del datasheet [53]

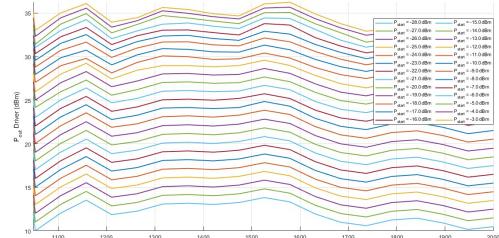


Figure 6.11: Potencia de salida medida

La potencia medida sigue una distribución similar a la del datasheet, con valores escalonados según el nivel de entrada.

Ambas gráficas muestran un aumento inicial de la potencia de salida con la frecuencia y una estabilización en un rango alto.

A pesar de estas similitudes, pueden existir diferencias debido a factores como pérdidas en el sistema de medición, dispersión en los componentes y variaciones en la calibración de los equipos.

- Buena linealidad: Su OIP3 de +38 dBm reduce la distorsión, lo que es clave para mantener la calidad de la señal.
- Compatibilidad con mis equipos: Opera con 50 ohmios de impedancia y usa conectores SMA, facilitando la conexión en mi configuración de pruebas.
- Alimentación: Necesita 28V DC y 1.5 A, lo cual puedo suministrar fácilmente en mi sistema.

Construcción de la Matriz de Ganancia del Driver

El propósito de medir y caracterizar el driver es ecualizar su respuesta para asegurar que la potencia entregada al amplificador de potencia (PA) sea constante a lo largo de la banda. Para lograrlo, es necesario conocer su ganancia efectiva para cada nivel de potencia de entrada. Para ello, se construye una matriz de ganancia, donde cada columna representa una potencia de entrada distinta; la primera columna corresponde a -3 dBm, la segunda a -4 dBm, y así sucesivamente.

Listing 6.1: Construcción de la matriz de ganancia del driver

```

1 % Crear matriz de ganancia del driver: 20 frecs x k medidas
2 n_medidas = length(plots_data);
3 n_freqs = length(plots_data(1).G_driver);
4
5 G_driver_matrix = zeros(n_freqs, n_medidas);
6 Pstart_vector = zeros(1, n_medidas);
7
8 for i = 1:n_medidas
9     G_driver_matrix(:, i) = plots_data(i).G_driver(:);
10    Pstart_vector(i) = plots_data(i).p_start;
11 end
12
13 % Reordenar columnas: la 10 pasa a ser la 1, ..., la 9 pasa a ser la 16
14 offset = 9;
15 G_driver_matrix = G_driver_matrix(:, mod((0:n_medidas-1) + offset, n_medidas) +
16 1);
16 Pstart_vector = Pstart_vector(mod((0:n_medidas-1) + offset, n_medidas) + 1);

```

Este bloque de código, que se incorpora al final del script de caracterización de la Fase 1 descrito en la subsection 7.6.1, genera una matriz de ganancia con dimensiones 20×26 , donde 26 es el número total de potencias de entrada analizadas y 20 el numero de muestras que hemos tomado a lo largo de la banda. En esta estructura, la columna 1 se asocia con una entrada de -3 dBm, mientras que la última columna representa -28 dBm. Este último valor, sumado a la ganancia aproximada del driver (~ 40 dB), da como resultado una potencia de entrada al PA de aproximadamente 14 dBm, que es precisamente donde comenzaría la Fase 2 de caracterización, ya con el driver integrado.

G_driver_matrix											
20x26 double											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1	63.1088	63.5413	63.6329	64.2552	64.5157	64.7215	64.8460	64.9177	64.9177	64.9177	64.917
2	36.0060	36.3067	36.4049	37.0302	37.3248	37.5556	37.7896	38.0285	38.0285	38.0285	38.028
3	38.0017	38.4399	38.7219	38.9946	39.2638	39.5114	39.7102	40.0560	40.0560	40.0560	40.056
4	39.0703	39.5505	39.9205	40.2319	40.3335	40.5158	40.6484	41.5388	41.5388	41.5388	41.538
5	36.9407	37.3687	37.7149	38.0457	38.3682	38.6664	38.8975	39.8753	39.8753	39.8753	39.875
6	37.4490	38.1013	38.6709	38.9327	39.3768	39.7049	39.9679	40.2739	40.2739	40.2739	40.273
7	38.6231	39.2420	39.6998	39.7067	40.0209	40.3525	40.6597	41.0877	41.0877	41.0877	41.087
8	38.3880	38.9514	39.4088	39.8438	40.0418	40.4173	40.6790	41.1845	41.1845	41.1845	41.184
9	37.8972	38.5639	39.0647	39.4709	39.7381	40.0555	40.3353	41.0418	41.0418	41.0418	41.041
10	37.6508	38.3060	38.7653	39.2092	39.4700	39.8515	40.2175	41.2627	41.2627	41.2627	41.262
11	39.0289	39.5578	40.0193	40.4202	40.7675	40.8913	41.1224	41.8304	41.8304	41.8304	41.830
12	39.2246	39.6525	40.0501	40.3576	40.6043	40.5644	40.6840	41.3382	41.3382	41.3382	41.338
13	37.8774	38.3338	38.7486	39.1044	39.1573	39.3777	39.5647	39.9492	39.9492	39.9492	39.949
14	36.7647	37.2763	37.7170	37.8648	38.1852	38.4578	38.6818	38.9988	38.9988	38.9988	38.998
15	35.8996	36.4377	36.6427	37.0624	37.4110	37.7455	38.0439	38.6073	38.6073	38.6073	38.607
16	36.1771	36.7900	37.0433	37.4741	37.8260	38.1751	38.5252	39.2591	39.2591	39.2591	39.259
17	37.1480	37.5956	37.7681	38.1253	38.4209	38.6574	38.8669	39.4657	39.4657	39.4657	39.465
18	36.9913	37.1634	37.4896	37.7744	38.0171	38.1407	38.3759	38.9316	38.9316	38.9316	38.931
19	36.1542	36.5179	36.8393	37.1661	37.3685	37.5954	37.6888	38.1764	38.1764	38.1764	38.176
20	35.5489	36.0624	36.5249	37.0155	37.4095	37.7875	37.9142	38.5009	38.5009	38.5009	38.500

Figure 6.12: Matriz de ganancia del driver para distintas potencias de entrada

6.3. Elementos activos

6.3.2 Amplificador en potencia

Polarizar un amplificador RF consiste en fijar sus voltajes y corrientes de reposo (DC) para que el dispositivo activo (transistor o FET) opere en la región deseada de su curva característica, garantizando linealidad, eficiencia y estabilidad térmica. Una polarización incorrecta puede producir distorsión excesiva, baja ganancia, baja eficiencia, inestabilidad térmica (*thermal runaway*), oscilaciones no deseadas e incluso destrucción del dispositivo por sobrecorriente o sobretemperatura [54, 55].

Polarizar un amplificador RF es fijar las condiciones de corriente y voltaje en reposo (DC) en las terminales del dispositivo activo, de modo que la señal de RF (AC) se superponga a ese punto de reposo y se amplifique correctamente [54].

6.3.2.1 Métodos de polarización

1. **Red de resistencias (self-bias):** usa divisores de voltaje y resistencias en emisor/base (o source/gate) para fijar la corriente de reposo [57].
2. **Bias-tee:** inserta la componente DC a través de un inductor y mantiene la ruta de RF separada mediante capacitores, muy común en microondas [55].
3. **Polarización activa (active bias):** emplea circuitos con amplificadores operacionales o transistores adicionales para regular dinámicamente la corriente de bias y compensar deriva térmica [56].

La polarización determina la clase de operación (A, AB, B, C...), lo que a su vez controla la porción del ciclo de señal que el dispositivo activa. Una clase A bien polarizada ofrece excelente linealidad, mientras que en clase AB/B/C un ajuste erróneo puede cortar la señal o generar distorsiones armónicas [58].

Cada clase de operación tiene un compromiso entre linealidad y eficiencia. Si la corriente de reposo es demasiado alta en clase B/C, se reduce la eficiencia energética; si es muy baja, el dispositivo puede no entregar la potencia nominal [59].

6.3.2.2 Consecuencia de una mala polarización

Un bias incorrecto (especialmente sin compensación automática) puede provocar *thermal runaway*: al aumentar la temperatura, la ganancia interna sube, incrementando más corriente y temperatura hasta destruir el transistor [57].

Redes de polarización mal diseñadas pueden introducir ruido extra o filtrar insuficientemente la DC, degradando la relación señal-ruido y provocando interferencias en la red RF [60].

Tipo de error	Síntoma principal	Riesgo
Sobrepoliarización	Exceso de corriente de reposo	Sobretemperatura, quema de transistor [61]
Subpolarización	Baja ganancia, cercanía a corte	Distorsión, salida insuficiente [58]
Retroalimentación positiva	Aumento de corriente con RF	Oscilaciones, saturación catastrófica

Table 6.4: Errores comunes de polarización y sus consecuencias

Polarización del PA medido

El procedimiento de polarización se llevó a cabo utilizando dos fuentes de alimentación independientes: la Agilent N5183A [35] para controlar la puerta y la Keysight E36232A [36] para el drenador del transistor montado en la PCB.

1. Configuración de la fuente de puerta (Agilent) en -4 V:

- Se selecciona el modo de salida de -25V y se ajusta a -4 V.
- Este voltaje se conecta a los pines de la derecha de la PCB, se aprecia en la 6.13, correspondientes a la puerta del transistor.
- Esta tensión negativa garantiza que el canal esté cerrado, evitando el flujo de corriente por el drenador cuando se aplica la fuente principal.

Este paso inicial es fundamental para asegurar que el transistor esté en corte y no se dañe al energizar el drenador.

2. Encendido de la fuente del drenador (Keysight) y fijación en 28 V:

- Se conecta la fuente Keysight a los terminales de la izquierda, correspondientes al drenador del transistor.
- En este punto, no fluye corriente porque la puerta sigue en un nivel negativo que mantiene el dispositivo apagado.

3. Ajuste progresivo de la tensión de puerta hasta -2.7 V:

- Se incrementó lentamente la tensión de puerta desde -4 V hacia valores menos negativos.

6.3. Elementos activos

- Se observó la corriente suministrada por la fuente del drenador; cuando esta comenzó a registrar consumo, se estabilizó la tensión de puerta alrededor de -2.7 V, aunque se harán pruebas para ver el mejor punto de polarización en cuanto eficiencia.
- A este valor, el transistor entra en conducción parcial y se establece la corriente de reposo deseada.

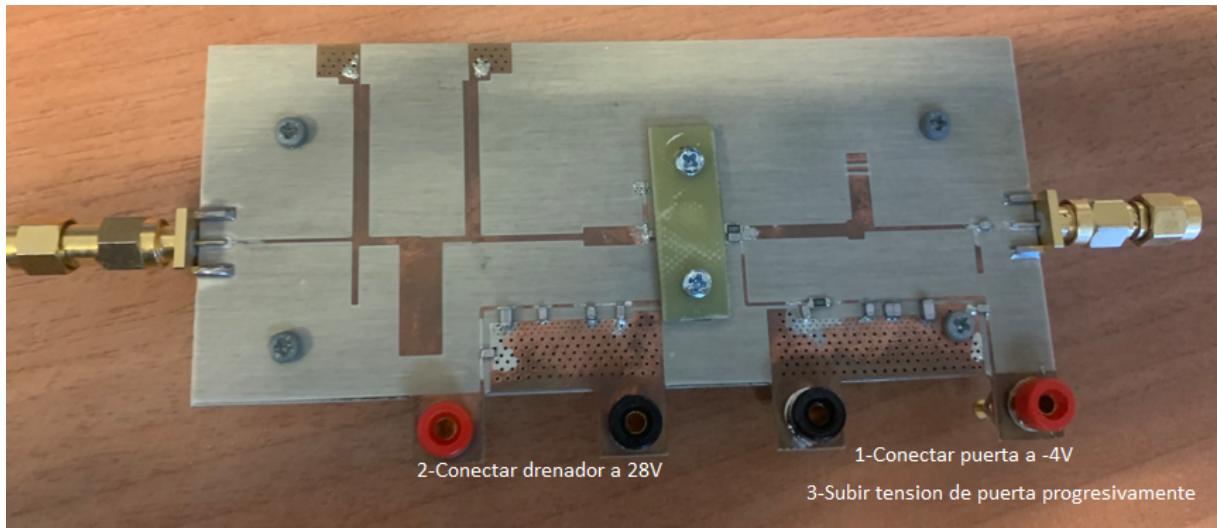


Figure 6.13: Orden para polarizar correctamente el transistor del PA

Este proceso define el punto de operación (bias point) del amplificador y es fundamental para su correcto funcionamiento. Un error en la secuencia de encendido o en los valores aplicados puede provocar sobrecorriente, saturación térmica o destrucción permanente del dispositivo activo.

Chapter 7

Códigos de MATLAB

En este capítulo se recopilan los scripts desarrollados en MATLAB para la caracterización del sistema. Se incluyen rutinas para la lectura de archivos `.sNp`, la adquisición en tiempo real desde los instrumentos de medida, unión de etapas de filtrado y el cálculo de parámetros como la ganancia, la eficiencia de drenador y la PAE. Además, se implementan correcciones por pérdidas e interpolaciones en frecuencia, permitiendo automatizar todo el proceso de análisis con trazabilidad y precisión.

7.1 Extraer los datos del VNA

Para caracterizar los componentes pasivos vistos en section 6.2, se parte de archivos de parámetros S medidos con un analizador de redes. Estos archivos, típicamente con extensión `.s2p` para dispositivos de dos puertos o `.s3p` para dispositivos de tres puertos, contienen información sobre las pérdidas y reflexiones en el dominio de frecuencia. A continuación se describe el procesamiento de estos archivos y su relación dentro de la función de interpolación `func_fitting_meas`.

7.1.1 Procesamiento de archivos `.s2p` (dos puertos)

El siguiente código se emplea para leer archivos `.s2p` mediante la RF Toolbox de MATLAB:

Listing 7.1: Procesamiento de archivo `.s2p`

```
1 sparams = sparameters(archivo);
2 S = sparams.Parameters;
3 S21 = squeeze(S(2,1,:));
4 S21_dB = -20*log10(abs(S21));
5 P_PowerMeter_meas = [freq'; zeros(1, length(freq)); S21_dB'];
```

Este procedimiento realiza las siguientes operaciones:

- Utiliza la función `sparameters` para cargar los parámetros S de un dispositivo de dos puertos.
- Extrae la magnitud del parámetro S_{21} , que representa la transmisión desde el puerto 1 al 2, se utiliza $20 \log_{10}$ porque los parámetros S_{ij} representan amplitudes de voltaje, no potencias.
- Convierte dicha magnitud a dB negativos (representando así las pérdidas del dispositivo).
- Organiza la información en una matriz llamada `P_PowerMeter_meas` de tres filas:
 - Fila 1: frecuencias en Hz.
 - Fila 2: ceros (no utilizados, por convención).
 - Fila 3: pérdidas en dB.

Este formato es requerido por la función de interpolación `func_fitting_meas`, particularmente en la parte donde se procesan componentes de tipo `'cable'` o `'default'`:

Listing 7.2: Relacion con la funcion interpolacion que se vera en el apartado 7.2

```

1 % Cables
2 if isfield(data, 'P_PowerMeter_meas')
3     freq_data = data.P_PowerMeter_meas(1, :);
4     loss_data = data.P_PowerMeter_meas(3, :);
5 else
6     error('Los datos del cable no contienen "P_PowerMeter_meas".');
7 end

```

Si los datos no están organizados de este modo, la función fallará o proporcionará resultados incorrectos. Por ello, al procesar archivos `.s2p`, es esencial construir la matriz de forma que se alinee con esta expectativa estructural.

Esta estandarización garantiza compatibilidad con las rutinas de interpolación y permite una integración uniforme de las pérdidas de todos los componentes en la cadena de medida.

7.1.2 Procesamiento de archivos `.s3p` (tres puertos)

En el caso de los acopladores, que son dispositivos de tres puertos, se emplea el siguiente código:

Listing 7.3: Procesamiento de archivo `.s3p`

```

1 sparams_data = read(rfdata.data, file_path);
2 sparams = sparams_data.S_Parameters;
3 S21 = squeeze(sparams(2, 1, :));
4 S31 = squeeze(sparams(3, 1, :));
5 mod_S21_dB = 20*log10(abs(S21));
6 mod_S31_dB = 20*log10(abs(S31));

```

7.2. Función de interpolación

Este código realiza:

- Lectura del archivo `.s3p` con `rfdata.data`.
- Extracción de los coeficientes S_{21} (salida directa) y S_{31} (puerto acoplado).
- Conversión de ambas magnitudes a decibelios, que luego se almacenan como `mod_S21_dB` y `mod_S31_dB`.

7.2 Función de interpolación

La función `func_fitting_meas` permite ajustar e interpolar las pérdidas de componentes pasivos (como cables, divisores o acopladores) dentro de un rango de frecuencias especificado, para obtener una representación uniforme con un número fijo de puntos. Esto resulta útil para combinar componentes o compensar sus efectos en simulaciones o mediciones.

Entrada de la función

- `data`: estructura de MATLAB o nombre de archivo con los datos de pérdidas.
- `freq_start`, `freq_stop`: frecuencia inicial y final (en Hz).
- `n_points`: número de puntos deseado para la interpolación.
- `device_type`: tipo de componente ('`cable`', '`splitter`', '`coupler`').

Selección según el tipo de dispositivo

La función adapta el tratamiento de los datos según el tipo de componente, usando una estructura condicional `switch`.

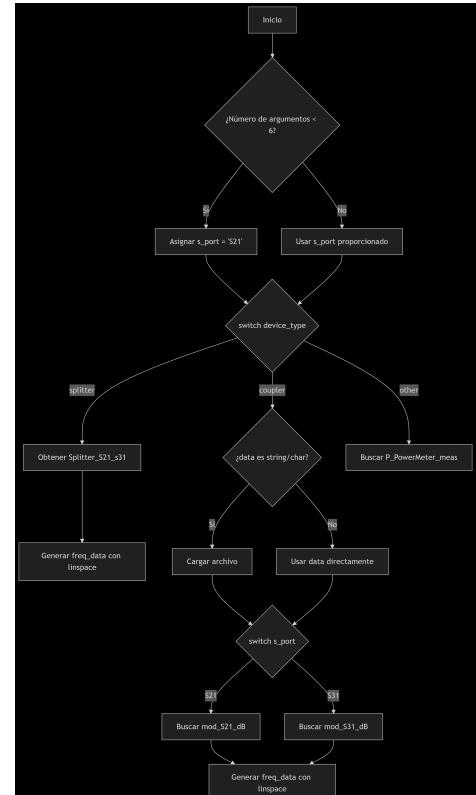


Figure 7.1: Diagrama de flujo de la función de interpolación

7.2.1 Splitter

Se accede directamente al campo `Splitter_S21_s31`, que contiene las pérdidas simuladas. Como no hay vector de frecuencia, se genera uno equiespaciado:

```
1 loss_data = data.Splitter_S21_s31;
2 freq_data = linspace(freq_start, freq_stop, length(loss_data))';
```

7.2.2 Coupler

1. Carga de datos:

```
1 % Verificar tipo de entrada y cargar datos
2 if ischar(data) || isstring(data)
3     loaded = load(data); % Carga desde archivo
4 else
5     loaded = data; % Usa estructura directamente
6 end
```

Detecta si la entrada es un nombre de archivo (lo carga) o una estructura de MATLAB (la usa directamente).

2. Selección de puerto:

```
1 % Seleccionar puerto S21 (directo) o S31 (acoplado)
2 switch upper(s_port)
3     case 'S21'
4         loss_data = loaded.mod_S21_dB; % Extrae datos puerto directo
5     case 'S31'
6         loss_data = loaded.mod_S31_dB; % Extrae datos puerto acoplado
7     otherwise
8         error('s_port debe ser "S21" o "S31"');
9 end
```

Implementa un selector de puertos con validación básica.

3. Validación de campos:

```
1 % Verificar existencia de campos requeridos
2 if strcmp(s_port,'S21') && ~isfield(loaded,'mod_S21_dB')
3     error('El archivo no contiene mod_S21_dB');
4 elseif strcmp(s_port,'S31') && ~isfield(loaded,'mod_S31_dB')
5     error('El archivo no contiene mod_S31_dB');
6 end
```

Garantiza que los datos requeridos existan en la estructura cargada.

Todo esto permite procesar mediciones de acopladores direccionales, diferenciando entre puerto acoplado y directo, con manejo de errores y soporte para múltiples formatos de entrada.

7.2. Función de interpolación

7.2.3 Cable u otro

Se extraen los datos de una matriz con tres filas, donde:

- Fila 1: frecuencias (Hz)
- Fila 3: pérdidas medidas (dB)

```
1 freq_data = data.P_PowerMeter_meas(1, :);
2 loss_data = data.P_PowerMeter_meas(3, :);
```

Filtrado del rango de frecuencias

Se seleccionan únicamente los puntos de datos que caen dentro del intervalo deseado:

```
1 idx_start = find(freq_data >= freq_start, 1);
2 idx_stop = find(freq_data <= freq_stop, 1, 'last');
3 freq_filt = freq_data(idx_start:idx_stop);
4 loss_filt = loss_data(idx_start:idx_stop);
```

Interpolación

Se crea un nuevo vector de frecuencias con `n_points` puntos equiespaciados y se interpola la pérdida:

```
1 freq_new = linspace(freq_start, freq_stop, n_points);
2 loss_new = interp1(freq_filt, loss_filt, freq_new, 'linear', 'extrap');
```

Se utiliza interpolación lineal con extrapolación permitida en los extremos.

Salida

La función devuelve una matriz de dos filas:

- Fila 1: frecuencias interpoladas.
- Fila 2: pérdidas interpoladas.

```
1 data_out = [freq_new; loss_new];
```

7.3 Adquisición de datos fase 1

El código tiene como objetivo realizar mediciones y análisis de señales en un rango específico de frecuencias y potencias constantes utilizando varios instrumentos conectados mediante VISA (Virtual Instrument Software Architecture). Los instrumentos principales que se emplean son: el generador de señales para definir frecuencia y potencia, el analizador de espectro para medir el contenido espectral, y un medidor de potencia para registrar la salida de señal.

El programa realiza las siguientes tareas:

- Configura parámetros iniciales (frecuencias, potencias, tiempo de adquisición, etc.).
- Establece conexión con los instrumentos para hacer un barrido de frecuencias y potencias en múltiples iteraciones.
- Visualiza y analiza los datos en tiempo real.
- Calcula la diferencia entre el primer y segundo armónico, así como la diferencia entre las lecturas del analizador de espectro y el medidor de potencia.

Este script se ha utilizado para caracterizar el PA con el set up Figure 5.3, y para caracterizar el driver, porque lo que tienen en común es que requieren de una potencia de entrada constante.

A continuación, se explica detalladamente cada parte del código.

7.3.1 Inicialización del Entorno

Antes de iniciar la secuencia de mediciones, se realiza la limpieza del entorno de trabajo para evitar conflictos con datos o configuraciones previas. Además, se definen los parámetros clave que controlarán el barrido de frecuencias y potencias del sistema.

Listing 7.4: Inicialización del entorno

```

1 clear;
2 clc;
3 close all;
4
5 n_iters          = 20;           % Número de puntos del barrido
6 f_start_tone     = 1000;         % Frecuencia inicial del tono (MHz)
7 f_stop_tone      = 2000;         % Frecuencia final del tono (MHz)
8 freq_tone        = linspace(f_start_tone, f_stop_tone, n_iters); % Barrido
   de frecuencias del generador
9
10 p_start          = -18;          % Potencia de inicio en dBm
11 p_stop           = -18;          % Potencia de fin (constante en este caso)
12 powerGen_sweep   = linspace(p_start, p_stop, n_iters); % Barrido de potencia
   del generador

```

7.3. Adquisición de datos fase 1

```
13
14 f_start = 0.001e9; % Frecuencia mínima del analizador de
15   espectro (1 MHz)
16 f_stop = 3e9; % Frecuencia máxima del analizador de
17   espectro (3 GHz)
18
19 acquisition_time = 1.7; % Tiempo total de adquisición (s)
20 num_samples = 10; % Número de muestras para promediar
21 sample_time = acquisition_time / num_samples; % Tiempo entre muestras
```

- `n_iters`: determina cuántos pasos de frecuencia/potencia se tomarán.
- `freq_tone`: vector de frecuencias en MHz sobre las cuales se aplicará el tono de prueba.
- `powerGen_sweep`: vector de potencias fijas en este caso (-18 dBm).
- `f_start` y `f_stop`: delimitan el ancho de banda observado en el analizador de espectro.
- `acquisition_time`: duración total de la adquisición por punto de barrido.

7.3.2 Conexión a Instrumentos

A través del objeto `visadev`, se establece la comunicación con los instrumentos remotos (LAN/USB), configurando también tamaños de buffer y tiempos de espera adecuados para evitar errores de transmisión.

Listing 7.5: Conexión a instrumentos

```
1 SignalGen = visadev('TCPIPO::158.109.72.9::inst0::INSTR'); % Generador de
2   señales
3 SpectrumAnalyzer = visadev('TCPIPO::158.109.73.131::inst0::INSTR'); % Analizador
4   de espectro
5 SpectrumAnalyzer.InputBufferSize = 8388608; % Buffer de entrada para trazas
6 SpectrumAnalyzer.OutputBufferSize = 100000; % Buffer de salida
7
8 PowerMeter = visadev('USBO::0x2A8D::0x3218::MY50000124::0::INSTR'); % Medidor de
9   potencia USB
10 PowerMeter.Timeout = 5000; % Timeout en milisegundos
11
12 DC_Source = visadev('TCPIPO::158.109.77.158::inst0::INSTR'); % Fuente de
13   alimentación Keysight E36232A
14 writeline(DC_Source, '*CLS'); % Limpieza del buffer interno
```

- El buffer grande del analizador permite almacenar trazas de alta resolución.
- El comando `*CLS` limpia estados de error previos en la fuente de alimentación.

7.3.3 Configuración de Instrumentos

Antes de adquirir datos, se configuran los instrumentos clave para garantizar una medición coherente y reproducible.

Listing 7.6: Configuración de instrumentos

```

1 err_SpectrumAnalyzer = writeread(SpectrumAnalyzer, 'SYST:ERR?'); % Lectura de
2 errores
3 fprintf('Error/es en el SpectrumAnalyzer: %s', err_SpectrumAnalyzer);
4 writeline(SpectrumAnalyzer, '*CLS'); % Limpieza de errores previos
5 writeline(SpectrumAnalyzer, ':INIT:CONT OFF'); % Desactiva modo continuo
6 scopeID = writeread(SpectrumAnalyzer, "*IDN?");
7 disp(['ID del instrumento: ', scopeID]);
8
9 writeline(SpectrumAnalyzer, sprintf(':FREQ:START %.0f', f_start));
10 writeline(SpectrumAnalyzer, sprintf(':FREQ:STOP %.0f', f_stop));
11 writeline(SpectrumAnalyzer, ':BAND:RES 100 kHz'); % Resolución de 100 kHz
12
13 writeline(PowerMeter, ':FREQ:STAR 10MHz');
14 writeline(PowerMeter, ':FREQ:STOP 3GHz');
15 PM.freq_start = writeread(PowerMeter, ':FREQ:STAR?');
16 PM.freq_stop = writeread(PowerMeter, ':FREQ:STOP?');
17 PM.err_read = writeread(PowerMeter, 'SYST:ERR?');
18 fprintf('Error/es en el PowerMeter: %s', PM.err_read);
19 writeline(PowerMeter, '*CLS');
```

- Se configura el analizador para que cubra el espectro completo de interés.
- La resolución de banda permite distinguir armónicos próximos.
- El medidor de potencia se calibra en el rango de operación del sistema.

7.3.4 Bucle Principal de Adquisición de Datos

Este bloque constituye el núcleo del experimento. Por cada frecuencia, se configuran los instrumentos, se adquieren medidas del espectro, se calculan los armónicos, y se registra la corriente consumida por el PA.

Listing 7.7: Bucle de adquisición

```

1
2 Idrain_meas = zeros(1, n_iters); % Prealocar vector
3
4 for n = 1:n_iters
5 % Configurar frecuencia y potencia en el generador
6 writeline(SignalGen, sprintf('FREQuency %f MHz; POW %f DBM', ...
7 freq_tone(n), powerGen_sweep(n)));
```

7.3. Adquisición de datos fase 1

```
8
9  % Activar captura en el analizador de espectro
10 writeline(SpectrumAnalyzer, ':INIT:CONT ON');
11 pause(acquisition_time);
12 writeline(SpectrumAnalyzer, ':INIT:CONT OFF');

13
14 % Captura de datos de la traza
15 writeline(SpectrumAnalyzer, ':INIT:IMM');
16 writeline(SpectrumAnalyzer, ':MEAS:IMME:ALL');
17 data_SA_instant = writeread(SpectrumAnalyzer, ':TRAC:DATA? TRACE1');
18 data_SA_instant = str2num(data_SA_instant);
19 data_SA(:, :) = data_SA_instant;

20
21 % An lisis de arm nicos (pico principal y segundo)
22 writeline(SpectrumAnalyzer, 'CALC:MARK1:MAX');
23 writeline(SpectrumAnalyzer, 'CALC:MARK2:MAX');
24 M1_read = writeread(SpectrumAnalyzer, 'CALC:MARK1:Y?');
25 M1_vec(n) = str2double(M1_read);
26 writeline(SpectrumAnalyzer, 'CALC:MARK2:MAX:NEXT');
27 M2_read = writeread(SpectrumAnalyzer, 'CALC:MARK2:Y?');
28 M2_vec(n) = str2double(M2_read);
29 Delta_harm(n) = M1_vec(n) - M2_vec(n);

30
31 % Suma de potencia total del espectro
32 data_SA_instant_W = 10.^((data_SA_instant-30)./10);
33 sum_freq_SA(n) = 10*log10(sum(data_SA_instant_W)) + 30;
34

35 % Pico de potencia
36 SA_peak(n) = max(data_SA_instant);

37
38 % Medic i n del PowerMeter
39 writeline(PowerMeter, ':MEAS:POW?');
40 p_PowerMeter_C = fscanf(PowerMeter);
41 P_PowerMeter_meas(n) = str2double(p_PowerMeter_C);

42
43 % Medic i n de corriente del PA
44 writeline(DC_Source, ':MEAS:CURR?');
45 Idrain_meas(n) = str2double(readline(DC_Source));

46
47 % Diferencia entre PowerMeter y pico del SA
48 diff_power_vec(n) = P_PowerMeter_meas(n) - SA_peak(n);

49
50 % Se sigue con figures etc.

51 end
```

7.3.5 Finalización

Para evitar estados indeseados en los instrumentos, se restablece el generador de señales a una configuración neutra y se libera memoria.

Listing 7.8: Finalización del script

```
1 writeline(SignalGen, sprintf('FREQuency %f MHz; POW %f DBM', 1000, -20));
2 writeline(SpectrumAnalyzer, ':INIT:CONT ON');
3 clear SpectrumAnalyzer;
```

7.4 Adquisición de datos fase 2

Esta segunda fase del sistema de adquisición de datos tiene como objetivo caracterizar el amplificador de potencia (PA) cuando es excitado a niveles de potencia más elevados. Para ello, se introduce el driver ZHL-2W-63X-S+, descrito en la sección 6.3.1, cuya función es amplificar la señal del generador para alcanzar valores que no puede proporcionar directamente la fuente de RF y seguir así con el barrido en potencia.

Se implementa mediante la matriz de ganancia previamente medida y cargada desde un archivo externo. Esta matriz permite ajustar la potencia de entrada al driver para que su salida se mantenga constante en todo el barrido frecuencial y para cada potencia de entrada. Así, se garantiza una excitación uniforme al PA, minimizando errores derivados del rizado natural de la ganancia del driver con la frecuencia.

Otra diferencia clave es la incorporación de un segundo medidor de potencia (**PowerMeter2**) section 4.3 para monitorizar la salida del driver. Esto permite medir de forma simultánea la potencia entregada al PA (salida del driver) y la potencia de salida del propio PA, mejorando la visibilidad del comportamiento del sistema completo.

A continuación se describe detalladamente la estructura del código implementado para esta fase.

7.4.1 Inicialización del Entorno

Se definen los parámetros de adquisición y se carga la matriz de ganancia del driver para aplicar la ecualización deseada:

Listing 7.9: Inicialización y ecualización del driver

```
1 clear;
2 clc;
3 close all;
4
5 n_iters          = 20;
```

7.4. Adquisición de datos fase 2

```

6 f_start_tone      = 1000;
7 f_stop_tone       = 2000;
8 freq_tone         = linspace(f_start_tone, f_stop_tone, n_iters);
9
10 f_start          = 0.001e9;
11 f_stop           = 3e9;
12
13 acquisition_time = 1.7;
14 num_samples       = 10;
15 sample_time       = acquisition_time / num_samples;
16
17 % Cargar matriz de ganancia del driver
18 load('D:\Driver\Gdriver_matrix.mat'); % Contiene G_driver_matrix
19
20 % Ecualización: potencia deseada a la salida del driver
21 desired_driver_out_dBm = 22;
22 columna = 16; % Columna para -18 dBm de entrada
23 PowerGen_sweep = desired_driver_out_dBm - G_driver_matrix(:, columna);

```

La fila número 16 de la matriz de ganancia se ha seleccionado como representativa para el ajuste del sistema. Esta fila proporciona los valores de ganancia más coherentes con el comportamiento real del driver para una salida objetivo de 22 dBm.

Fila (frecuencia)	Ganancia (dB)	Potencia de entrada requerida (dBm)
2	37.7313	-15.7313
3	39.7811	-17.7811
4	41.2668	-19.2668

Table 7.1: Potencia de entrada necesaria para obtener 22 dBm a la salida del driver

Aunque los valores de entrada no son completamente exactos 7.2, ya que el generador de RF ajusta dinámicamente su potencia de salida (alrededor de -18 dBm en este caso), y el driver presenta ligeras variaciones de ganancia debidas a esa compensación. Por eso y porque un amplificador no mantiene siempre el mismo comportamiento debido a variaciones de temperatura, fluctuaciones en la tensión de polarización por las fuentes etc.

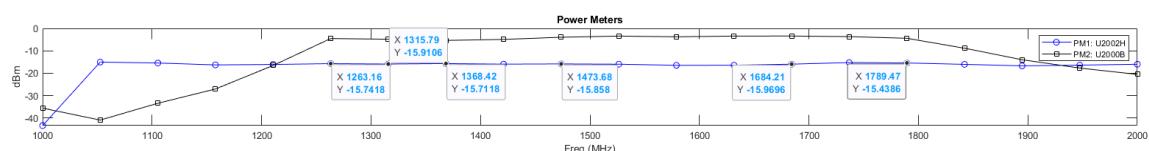


Figure 7.2: Medición de potencia sin corrección por las pérdidas de inserción a la salida, de los sensores de potencia: U2002H en la entrada (traza azul) y U2000B en la salida (traza negra).

El uso de esta fila permite compensar eficazmente el rizado en la salida del driver, proporcionando un perfil de ganancia suficientemente plano a lo largo del ancho de banda de interés.

7.4.2 Conexión a Instrumentos

Se establecen las comunicaciones vía VISA con todos los instrumentos, incluyendo ahora un segundo medidor de potencia:

Listing 7.10: Conexión a instrumentos fase 2

```

1 SignalGen      = visadev('TCPIPO::158.109.78.135::inst0::INSTR');
2 SpectrumAnalyzer = visadev('TCPIPO::158.109.73.131::inst0::INSTR');
3 PowerMeter1    = visadev('USBO::0x2A8D::0x3218::MY50000124::0::INSTR');
4 PowerMeter2    = visadev('USBO::0x2A8D::0x3118::MY64030003::0::INSTR');
5 DC_Source      = visadev('TCPIPO::158.109.77.158::inst0::INSTR');

6
7 SpectrumAnalyzer.InputBufferSize = 8388608;
8 SpectrumAnalyzer.OutputBufferSize = 100000;
9 PowerMeter1.Timeout = 5000;
10 PowerMeter2.Timeout = 5000;

11
12 % Limpieza de buffers
13 writeline(SpectrumAnalyzer, '*CLS');
14 writeline(DC_Source, '*CLS');
15 writeline(PowerMeter1, '*CLS');
16 writeline(PowerMeter2, '*CLS');
```

7.4.3 Configuración de Instrumentos

Se configuran los rangos de frecuencia de los instrumentos y se deja el analizador de espectros listo para realizar capturas bajo demanda:

Listing 7.11: Configuración del analizador y power meters

```

1 writeline(PowerMeter1, ':FREQ:STAR 10MHz');
2 writeline(PowerMeter1, ':FREQ:STOP 3GHz');
3 writeline(PowerMeter2, ':FREQ:STAR 10MHz');
4 writeline(PowerMeter2, ':FREQ:STOP 3GHz');

5
6 scopeID = writeread(SpectrumAnalyzer, "*IDN?");
7 disp(['ID del instrumento: ', scopeID]);
8
9 writeline(SpectrumAnalyzer, ':INIT:CONT OFF');
10 writeline(SpectrumAnalyzer, sprintf(':FREQ:START %.0f', f_start));
11 writeline(SpectrumAnalyzer, sprintf(':FREQ:STOP %.0f', f_stop));
12 writeline(SpectrumAnalyzer, ':BAND:RES 100 kHz');
```

7.4.4 Bucle Principal de Adquisición de Datos

Por cada frecuencia se configura el generador, se realiza la captura y análisis de los datos, incluyendo el cálculo de armónicos y diferencias entre instrumentos. Lo único que se añade a este bucle respecto del anterior 7.7 es la adquisición de datos del segundo PM.

Listing 7.12: Bucle principal de adquisición fase 2

```

1 %----- POWER METER 1 (U2002H) -----
2 writeline(PowerMeter1, ':MEAS:POW?');
3 p_PowerMeter_C = fscanf(PowerMeter1);
4 P_PowerMeter_meas(n) = str2double(p_PowerMeter_C);
5
6 %----- POWER METER 2 (U2000B) -----
7 writeline(PowerMeter2, ':MEAS:POW?');
8 p_PM2_str = fscanf(PowerMeter2);
9 P_PM2(n) = str2double(p_PM2_str);

```

7.4.5 Finalización del Script

Se reinician los valores de salida del generador para evitar estados peligrosos tras el experimento:

Listing 7.13: Finalización del script

```

1 writeline(SignalGen, sprintf('FREQuency %f MHz; POW %f DBM', 1000, -20));
2 writeline(SpectrumAnalyzer, ':INIT:CONT ON');
3
4 clear PowerMeter1 PowerMeter2 SpectrumAnalyzer SignalGen DC_Source;

```

7.5 Unificación de Medidas de Dos Etapas con Filtros Diferentes

Para evitar que se cuelen espurios fuera de banda entre 1 y 2 GHz, que es donde sabemos que opera el PA, se han utilizado dos filtros paso bajo distintos:

- **VLF1525**: Cubre la primera mitad del barrido (aproximadamente 1–1.5 GHz) [49].
- **VLF1700**: Cubre la segunda mitad del barrido (aproximadamente 1.5–2 GHz) [50].

Ambas etapas se han medido con el mismo barrido de frecuencia y condiciones. Este script combina los datos correspondientes a cada mitad, extrayendo la primera parte de la etapa 1 y la segunda parte de la etapa 2, garantizando así una cobertura limpia en toda la banda de interés.

Listing 7.14: Combinación de mediciones de dos etapas

```

1 % Rutas de carpetas

```

```

2 carpeta_etapa1 = 'C:\Users\20131\Downloads\TFG\MEDICIONES PA\Vgs=2,5 dc source
   etapa 1\';
3 carpeta_etapa2 = 'C:\Users\20131\Downloads\TFG\MEDICIONES PA\Vgs=2,5 dc source
   etapa 2\';
4 carpeta_salida = 'C:\Users\20131\Downloads\TFG\MEDICIONES PA\Vgs=2,5 dc source\' ;
5
6 % Crear carpeta de salida si no existe
7 if ~exist(carpetasalida, 'dir')
8   mkdir(carpetasalida);
9 end
10
11 % Lista de archivos a combinar, correspondientes a distintas potencias de
   entrada
12 nombres_archivos = {
13   'Data_PA_13dBm_1_2GHz_Vg_2.5.mat'
14 ...
15   'Data_PA_0dBm_1_2GHz_Vg_2.5.mat'
16 };
17
18 % Variables que se desean combinar si existen en ambos archivos
19 vars_interes = {
20   'P_PowerMeter_meas'           % Potencia medida por el medidor de potencia
21   'freq_tone'                  % Frecuencias del barrido
22   'data_SA'                    % Datos del analizador de espectro
23   'Idrain_meas'                % Corriente de drenador
24   'p_start'                    % Potencia de inicio
25   'P_PM2'                      % Segunda medida del PM (si existe)
26   'desired_driver_out_dBm'     % Potencia de salida deseada del driver
};
27
28
29 % Bucle para cada archivo .mat
30 for i = 1:length(nombres_archivos)
31   archivo = nombres_archivos{i};
32
33   % Cargar datos de ambas etapas
34   datos1 = load(fullfile(carpetas1, archivo));
35   datos2 = load(fullfile(carpetas2, archivo));
36
37   combinado = struct(); % Estructura para almacenar los datos fusionados
38
39   % Procesar cada variable de interes
40   for v = 1:length(vars_interes)
41     nombre_var = vars_interes{v};
42
43     if isfield(datos1, nombre_var) && isfield(datos2, nombre_var)
44       try
45         % Unir la primera mitad de etapa 1 y la segunda mitad de etapa 2
46         combinado.(nombre_var) = [datos1.(nombre_var)(1:10, :); ...

```

7.6. Caracterización

```
47                               datos2.(nombre_var)(end-9:end, :)];
48
49     catch
50         warning('No se pudo combinar la variable "%s" en el archivo %s (
51             posible tama o incompatible)', ...
52             nombre_var, archivo);
53
54     end
55
56
57 % Guardar archivo combinado en carpeta de salida
58 save(fullfile(carpeta_salida, archivo), '-struct', 'combinado');
59 end
```

Este procedimiento asegura que cada archivo de medición final tenga la mejor calidad espectral posible en todo el rango de, eliminando cualquier efecto de las zonas de transición o atenuación de los filtros.

7.6 Caracterización

En esta sección se presenta el código común empleado para la caracterización del DUT. El procedimiento consiste en realizar un barrido en la potencia de entrada, desde 0 hasta 13 dBm y después con la inclusión del driver previamente caracterizado en la subsection 6.3.1 desde 14 dBm hasta 28 dBm. Esta fase permite analizar el comportamiento del amplificador en función de la potencia constante suministrada, obteniendo parámetros clave como la ganancia, la eficiencia y la potencia de salida.

Configuración Inicial

```
1 % Rutas
2 base_path = 'C:\Users\20131\Downloads\TFG\Mediciones_PA\Vgs=2,5_dc_source\' ;
3 passive_elem_path = 'C:\Users\20131\Downloads\TFG\PASSIVE_ELEM_MEAS\' ;
```

Estas líneas definen las rutas donde se almacenan los datos de medición:

- **base_path**: Carpeta que contiene los ficheros **.mat** correspondientes a las mediciones del amplificador bajo distintas potencias de entrada.
- **passive_elem_path**: Ruta que contiene los archivos de caracterización de los elementos pasivos utilizados (cables, acopladores, etc.).

```

1 % Inicializar arrays din micos
2 input_powers = [];
3 Pout_values = [];
4 Pin_corrected_avg = [];
5 DE_avg = [];

```

Se inicializan vectores vacíos que se irán llenando con las mediciones de potencia y eficiencia para cada nivel de potencia de entrada del amplificador.

```

1 % Colores nicos RGB (reutilizables)
2 colors = lines(30);

```

Estas variables definen el rango de frecuencias para la interpolación:

- **freq_start**: Frecuencia inicial, 1GHz.
- **freq_stop**: Frecuencia final, 2GHz.
- **n_points**: Número de puntos interpolados, que coincide con los puntos de muestreo de las mediciones.

Dado que el amplificador presenta una banda de operación estrecha, este rango permite centrarse en la región de interés y descartar otras frecuencias con poca o nula ganancia.

Carga y cálculo de pérdidas pasivas

```

1 % Cargar p rdidas
2 wire1 = load(fullfile(passive_elem_path, '1A_wire_att_0.1_12_GHz.mat'));
3 wire2 = load(fullfile(passive_elem_path, '2B_wire_att_0.1_12_GHz.mat'));
4 wire3 = load(fullfile(passive_elem_path, '3C_wire_att_0.1_12_GHz.mat'));
5 Blue = load(fullfile(passive_elem_path, 'Blue_wire_att_0.1_12_GHz.mat'));
6 coupler = load(fullfile(passive_elem_path, 'S21_Coupler_ZDUC30_83_0_3_8_GHz.mat'));
7 trans = load(fullfile(passive_elem_path, 'Trans_male_male_att_0.5_12_GHz.mat'));
8 coupler2 = load(fullfile(passive_elem_path, 'S31_Coupler_ZDUC_83_0.3_8_GHz.mat'));
9 ATT_30dB = load(fullfile(passive_elem_path, 'ATT_30dB_0.1_12GHz.mat'));
10
11 % Filtros VLF
12 VLF630 = load(fullfile(passive_elem_path, 'Data_VLF_630_0.1_8GHz.mat'));
13 VLF800 = load(fullfile(passive_elem_path, 'Data_VLF_800_0.1_8GHz.mat'));
14 VLF1525 = load(fullfile(passive_elem_path, 'Data_VLF_1525_0.1_8GHz.mat'));
15 VLF1700 = load(fullfile(passive_elem_path, 'Data_VLF_1700_0.1_8GHz.mat'));
16 VLF2750 = load(fullfile(passive_elem_path, 'Data_VLF_2750_0.1_8GHz.mat'));
17 VLF3500 = load(fullfile(passive_elem_path, 'Data_VLF_3500_0.1_8GHz.mat'));

```

7.6. Caracterización

Se cargan los archivos de pérdidas de cada componente pasivo del banco de medida. A continuación, se interpola cada respuesta en frecuencia al rango definido:

```
1 % Calcular pérdidas (interpoladas)
2 wire1_loss = func_fitting_meas(wire1, freq_start, freq_stop, n_points, false);
3 wire2_loss = func_fitting_meas(wire2, freq_start, freq_stop, n_points, false);
4 wire3_loss = func_fitting_meas(wire3, freq_start, freq_stop, n_points, false);
5 Blue_wire_loss = func_fitting_meas(Blue, freq_start, freq_stop, n_points, false)
6 ;
7 trans_loss = func_fitting_meas(trans, freq_start, freq_stop, n_points, false);
8 coupler_loss = func_fitting_meas(coupler, freq_start, freq_stop, n_points, 'coupler', 'S21');
9 coupler_loss2 = func_fitting_meas(coupler2, freq_start, freq_stop, n_points, 'coupler', 'S31');
10 att_loss30 = func_fitting_meas(ATT_30dB, freq_start, freq_stop, n_points, false)
11 ;
12 VLF630_loss = func_fitting_meas(VLF630, freq_start, freq_stop, n_points, false)
13 ;
14 VLF800_loss = func_fitting_meas(VLF800, freq_start, freq_stop, n_points, false)
15 ;
16 VLF1525_loss = func_fitting_meas(VLF1525, freq_start, freq_stop, n_points, false)
17 ;
18 VLF1700_loss = func_fitting_meas(VLF1700, freq_start, freq_stop, n_points, false)
19 ;
20 VLF2750_loss = func_fitting_meas(VLF2750, freq_start, freq_stop, n_points, false)
21 ;
22 VLF3500_loss = func_fitting_meas(VLF3500, freq_start, freq_stop, n_points, false)
23 ;
```

Posteriormente, se extraen solo los valores de pérdida (segunda fila de la matriz devuelta por la función) y se almacenan para su uso en la corrección de potencias medidas.

```
1 % Solo las pérdidas
2 wire1_loss = wire1_loss(2,:);
3 wire2_loss = wire2_loss(2,:);
4 wire3_loss = wire3_loss(2,:);
5 Blue_wire_loss = Blue_wire_loss(2,:);
6 trans_loss = trans_loss(2,:);
7 coupler_loss = coupler_loss(2,:);
8 coupler_loss2 = coupler_loss2(2,:);
9 att_loss30 = att_loss30(2,:);
10
11 VLF630_loss = VLF630_loss(2,:);
12 VLF800_loss = VLF800_loss(2,:);
13 VLF1525_loss = VLF1525_loss(2,:);
14 VLF1700_loss = VLF1700_loss(2,:);
15 VLF2750_loss = VLF2750_loss(2,:);
16 VLF3500_loss = VLF3500_loss(2,:);
17 VLF_loss = [VLF1525_loss(1:10), VLF1700_loss(11:20)]; %Union de etapas
```

```
especificas en las que sabemos que opera este PA
```

Se segmentan las perdidas de los filtros utilizados de tal manera que coinciden con las dos etapas unidas del archivo que vamos a cargar ahora:

7.6.1 Cálculo de Potencias de la fase 1

En la primera fase del sistema de caracterización el medidor Keysight U2002H, ubicado a la salida, se conectado al puerto acoplado del primer acoplador direccional, es el que mide la señal y la guarda en la variable `P_PowerMeter_meas`). La configuración completa se muestra en la Figura 5.3.

```
1 % Voltaje de alimentación
2 Vdd = 28;
3
4 for p = 0:13
5     file_name = sprintf('%sData_PA_%ddBm_1_2GHz_Vg_2.5.mat', base_path, p);
6     if isfile(file_name)
7         data = load(file_name, 'P_PowerMeter_meas', 'freq_tone', 'data_SA', 'I
8             drain_meas', 'p_start');
9         if all(isfield(data, {'P_PowerMeter_meas', 'freq_tone', 'I
10             drain_meas', 'p_start'}))
11             p_in_dBm = data.p_start;
```

Se recorren todos los archivos de medida correspondientes a niveles de potencia de entrada de 0dBm a 13dBm. Para cada uno:

- Se corrige la potencia de salida sumando las pérdidas en el trayecto desde la salida del PA hasta el medidor de potencia.

$$P_{\text{out, corr}}(f) = P_{\text{medida}}(f) + L_{\text{wire1}}(f) - L_{\text{coupler2}}(f) - L_{\text{trans}}(f) + L_{\text{filtro}}(f) \quad (7.1)$$

- Se corrige la potencia de entrada restando las pérdidas desde el generador hasta la entrada del PA. Son pocas debido al buen coeficiente de transmisión S21 de los coaxiales y acoplador como se vio en las figuras 6.1 y 6.5a respectivamente, pero es importante para que el calculo de la ganancia sea fiel.

$$P_{\text{in, real}}(f) = P_{\text{input}} - L_{\text{wire3}}(f) + L_{\text{coupler}}(f) + L_{\text{trans}}(f) \quad (7.2)$$

- Los valores de los vectores del acoplador y la transición son negativos, por eso cuando se tienen que sumar, se restan.

```
1 Pout_corr = data.P_PowerMeter_meas + wire1_loss - coupler_loss2 -
2     trans_loss + VLF_loss;
3 Pin_real = p_in_dBm - wire3_loss + coupler_loss + trans_loss;
4 gain = Pout_corr - Pin_real;
```

7.6. Caracterización

Además, si están disponibles, se corrigen las medidas del analizador de espectros utilizando la pérdida del puerto directo:

```
1     if isfield(data, 'data_SA')
2         SA_peaks = max(data.data_SA, [], 2);
3         SA_corr = SA_peaks - coupler_loss + wire2_loss - trans_loss;
```

- Se calcula el valor máximo del espectro medido por el analizador de espectros.
- Se corrige restando la pérdida del puerto directo del acoplador direccional.
- Se visualiza el espectro corregido por cada nivel de potencia.

$$SA_{corrected}(f) = SA_{peaks}(f) - L_{coupler}(f) + L_{wire2}(f) - L_{trans}(f) \quad (7.3)$$

Estas correcciones permiten visualizar de forma precisa los picos espetrales reales a la salida del amplificador, compensando las pérdidas del trayecto entre el DUT y el analizador.

7.6.2 Cálculo de Potencias de la fase 2

En la segunda fase del sistema de caracterización se ha añadido un segundo medidor de potencia. El medidor Keysight U2000B, previamente ubicado a la salida, se conecta ahora al puerto acoplado del primer acoplador direccional, justo después del driver (referenciado en el código como `P_PowerMeter_meas`). La salida final del sistema se monitoriza mediante un segundo sensor, Keysight U2002H, identificado como `P_PM2` en el código. La configuración completa se muestra en la Figura 5.4.

```
1
2 for k = 1:length(archivos)
3     nombre_archivo = archivos(k).name;
4     data = load(fullfile(base_path, nombre_archivo), ...
5                 'P_PowerMeter_meas', 'P_PM2', 'freq_tone', 'Idrain_meas', ...
6                 'desired_driver_out_dBm', 'SA_peak');
7
8 if all(isfield(data, {'P_PowerMeter_meas', 'P_PM2', 'freq_tone', ...
9                 'Idrain_meas', 'desired_driver_out_dBm', 'SA_peak'}))
10    idx_color = mod(k-1, size(colors,1)) + 1;
11
12    Pin_corr = data.P_PowerMeter_meas - coupler_loss2 + coupler_loss - ...
13        trans_loss - Blue_wire_loss+ VLF_loss;
14
15    Pout_corr = data.P_PM2 - coupler_loss2 - Blue_wire_loss + VLF_loss;
16
17    gain = Pout_corr - Pin_corr;
18
19    peaks_corr = data.SA_peak + att_loss30- coupler_loss+wire3_loss;
```

```

17
18    SA_peaks = [SA_peaks; peaks_corr];

```

Para obtener los valores reales de potencia de entrada y salida, se aplican correcciones a las medidas registradas por los sensores, compensando las pérdidas de los distintos componentes pasivos del banco de medida. Las potencias corregidas se calculan como:

$$P_{\text{in,corr}} = P_{\text{PowerMeter,meas}} - L_{\text{cpl2}} + L_{\text{cpl1}} + L_{\text{trans}} - L_{\text{cable}} + L_{\text{VLF}} \quad (7.4)$$

Salida del puerto directo y transición se restan porque si no se considerasen, estaríamos midiendo la potencia a la salida del driver, nos interesa saber justo la entrada del PA.

$$P_{\text{out,corr}} = P_{\text{PM2}} - L_{\text{cpl2}} - L_{\text{cable}} + L_{\text{VLF}} \quad (7.5)$$

En paralelo, también se realiza una corrección sobre los picos del analizador de espectros para su posterior análisis espectral. Esta corrección incluye el atenuador [45]

$$P_{\text{SA,peak,corr}} = P_{\text{SA,peak}} + L_{\text{att}} - L_{\text{cpl1}} + L_{\text{cable3}} \quad (7.6)$$

7.6.3 Parámetros de rendimiento

En ambos casos y para ambas fases de la medición calcula la eficiencia de drenador:

```

1    Pout_W = 10.^((Pout_corr)/10) / 1000;
2    Idrain_A = data.Idrain_meas;
3    Pdc_W = Vdd .* Idrain_A;
4    DE = Pout_W ./ Pdc_W;
5    PAE = (Pout_W - Pin_W) ./ Pdc_W;

```

$$P_{\text{dc}}(f) = V_{\text{dd}} \cdot I_{\text{drenador}}(f) \quad \eta_D(f) = \frac{P_{\text{out}}(f)}{P_{\text{dc}}(f)} \quad (7.7)$$

Ademas para esta última fase se añade la PAE:

$$\text{PAE} = \frac{P_{\text{out}} - P_{\text{in}}}{P_{\text{dc}}} \quad (7.8)$$

$$\text{PAE} = \eta_{\text{Drain}} \left(1 - \frac{1}{G} \right) \quad (7.9)$$

Los valores de potencia de salida, entrada real y eficiencia máxima se almacenan para graficarlos posteriormente.

7.7 Alternativa en la metodología de adquisición y caracterización

De forma alternativa, también se pueden cargar las pérdidas de cada uno de los pasivos en el script como se hace en 7.6 y habérselas sumado a la adquisición en tiempo real de la siguiente manera para la potencia de entrada de la fase 1:

```

1 % Corrección para obtener potencia deseada en el DUT de -18dBm
2 powerGen_sweep = -18 - (- wire3_loss(n) + coupler_loss(n) + trans_loss(n));

```

De esta manera, el generador va compensando las pérdidas de los pasivos automáticamente; de todas formas, la potencia de entrada no variaría más de 0.2 dB respecto al código de adquisición de la 7.4. También sería aplicable para implementarlo en el código 7.9.

De igual manera en la salida:

```

1
2      % Correcciones por pérdidas (indexadas seg n el punto actual)
3 loss_corr = -coupler_loss2(n) + VLF1700_loss(n) + Blue_wire_loss(n) -trans_loss(
4      n);
5 %----- POWER METER 1 (U2002H) -----
6 writeline(PowerMeter1, ':MEAS:POW?');
7 p_PowerMeter_C = fscanf(PowerMeter1);
8 P_PowerMeter_meas(n) = str2double(p_PowerMeter_C) + loss_corr;
9
10 %----- POWER METER 2 (U2000B) -----
11 writeline(PowerMeter2, ':MEAS:POW?');
12 p_PM2_str = fscanf(PowerMeter2);
13 P_PM2(n) = str2double(p_PM2_str) + loss_corr;

```

Pero finalmente esto se realizó con códigos separados para ver de forma más controlada el impacto individual de cada pérdida en la respuesta del sistema, y evitar la necesidad de modificar constantemente el código durante la fase experimental, en la que se realizaron numerosas configuraciones de prueba setups.

Chapter 8

Resultados y Discusión de la primera fase

En esta primera fase se caracteriza el comportamiento del amplificador de potencia (PA) ante niveles de entrada entre 0 y 13 dBm. Esta limitación viene impuesta por el generador de señal, que restringe el análisis a esta ventana de operación sin la inclusión del driver.

8.1 Caracterización del Amplificador Bajo Diferentes Condiciones

Uno de los objetivos principales es determinar la tensión de puerta (V_g) óptima para operar el transistor. Esta caracterización es esencial para, en fases posteriores, a la hora de implementar el driver, que el PA esté operando en el mejor punto de polarización en cuanto a eficiencia. La metodología empleada consistió en variar progresivamente V_g y observar el efecto sobre la eficiencia, linealidad y ganancia del PA.

8.1.1 Tension $V_g=-2.7V$

Potencia de salida Aunque el PM (section 4.3) y el SA (section 4.2) miden de forma distinta, los valores obtenidos son similares debido a la ausencia de espurios en la banda de interés. Se observa una potencia de salida moderadamente constante en el rango de 1200 MHz a 1800 MHz. La estabilidad sugiere un buen comportamiento en banda, aunque la potencia de salida se encuentra algo limitada, posiblemente por la corriente de reposo baja impuesta por $V_g = -2.7$ V.

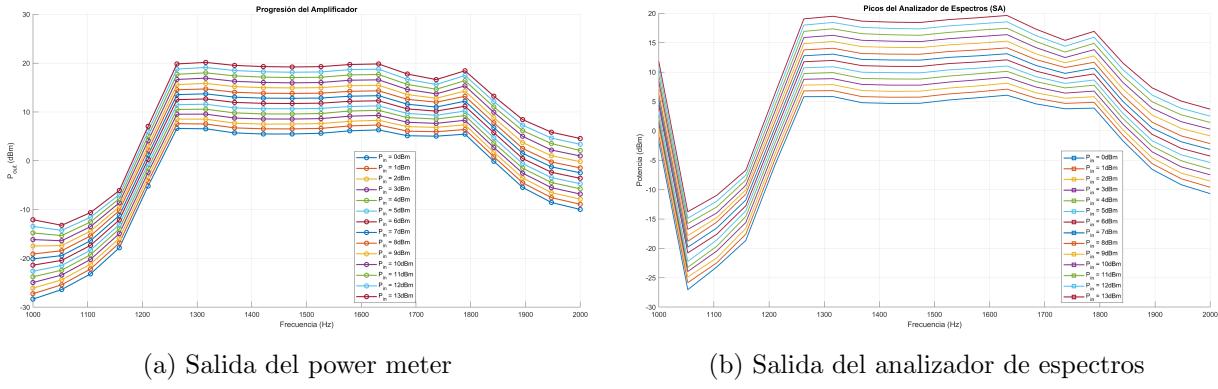


Figure 8.1: Comparación de mediciones de salida mediante distintos instrumentos

Ganancia La ganancia mostrada en la Figure 8.2 permanece cercana a los 6-7 dB a lo largo del barrido en frecuencia, lo cual es coherente con la diferencia entre P_{in} y P_{out} observada en las figuras anteriores. Se aprecia una leve mejora con el incremento de potencia de entrada, lo que indica que el transistor se está acercando a una zona más activa, aunque aún lejos del punto de compresión.

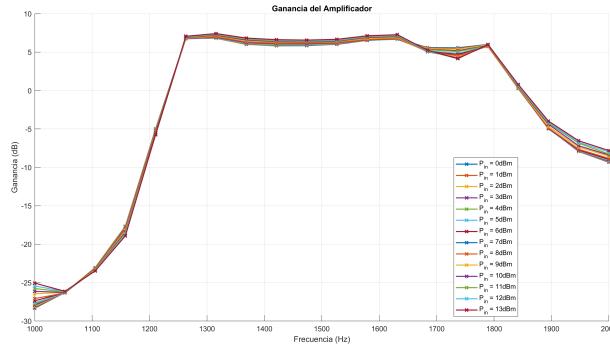
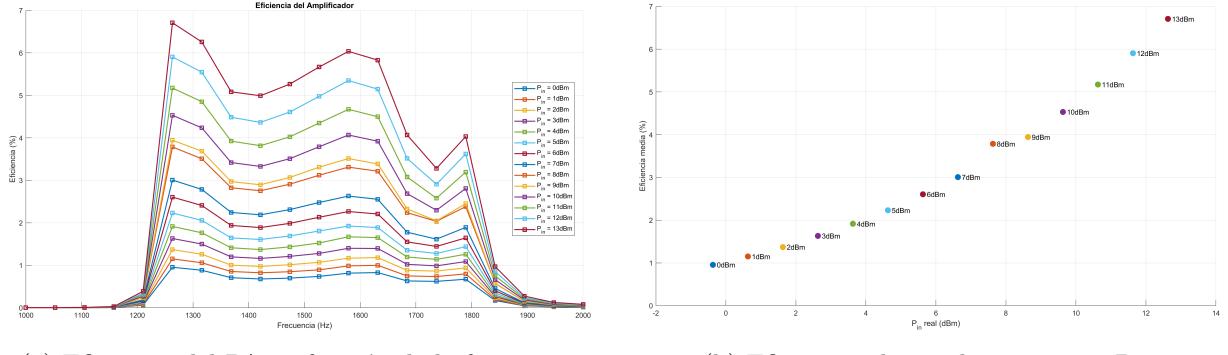


Figure 8.2: Ganancia del amplificador en función de la frecuencia

Eficiencia de drenador La eficiencia del PA, tanto en función de la frecuencia como de la potencia de entrada, se presenta en la Figure 8.3. Pese a que los valores absolutos no son elevados (máximo en torno al 6-7%), hay varios aspectos destacables:

- El consumo de corriente permanece limitado (menor a 60 mA según la fuente [36]), lo que implica baja disipación térmica pero también potencia de salida contenida.
- La eficiencia presenta un pico claro alrededor de los 1250 MHz, seguido de una disminución gradual. Esto puede deberse a que la red de adaptación está optimizada para esa frecuencia, logrando máxima transferencia de potencia. A frecuencias superiores, el desajuste y las pérdidas parásitas aumentan, reduciendo la eficiencia global.
- La eficiencia máxima aumenta con la potencia de entrada, como era esperable.

8.1. Caracterización del Amplificador Bajo Diferentes Condiciones



(a) Eficiencia del PA en función de la frecuencia

(b) Eficiencia alcanzada respecto a P_{in}

Figure 8.3: Evaluación de la eficiencia del amplificador

8.1.2 Tension $V_g = -2.6\text{V}$

Potencia de salida Al aumentar ligeramente la tensión de puerta de -2.7 V a -2.6 V , se observa una mejora en la potencia de salida en toda la banda de operación. La figura 8.4 confirma que esta mejora se manifiesta.

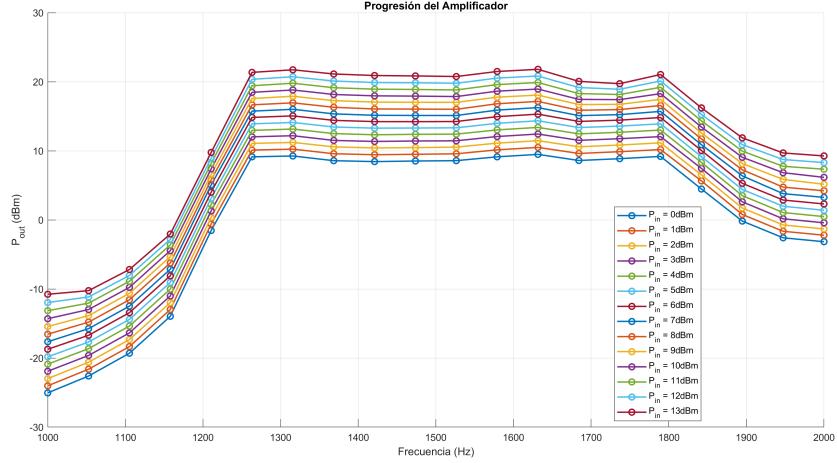
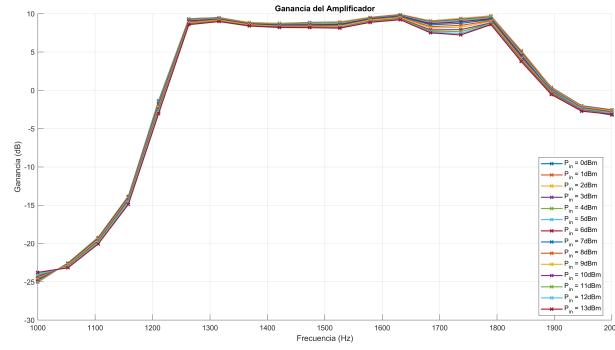


Figure 8.4: Salida del power meter para una tensión de puerta de -2.6 V

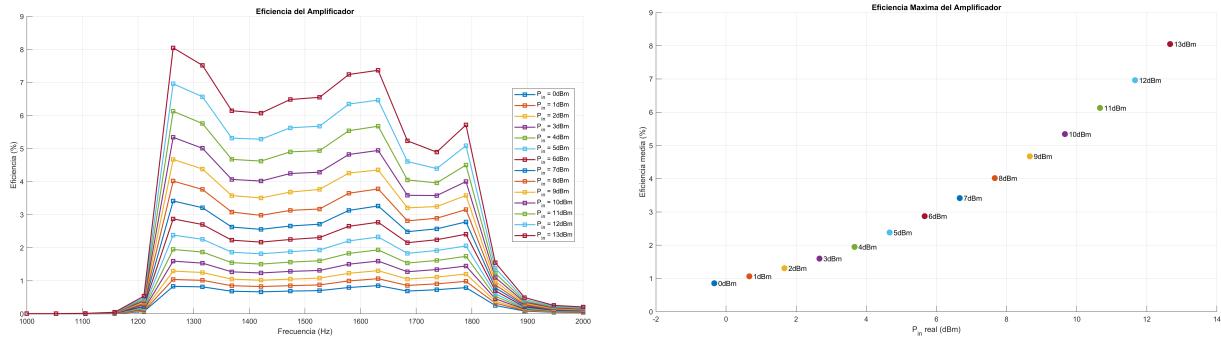
Esta mejora se explica por el aumento en la corriente de reposo del transistor, que al reducir el corte en la compuerta, permite una mayor conducción del canal, lo que se traduce en una mayor amplitud de señal de salida antes de entrar en compresión.

Ganancia La ganancia, por consiguiente, también presenta una ligera mejora con respecto al caso anterior, alcanzando valores por encima de 7 dB en la mayoría del espectro, como se aprecia en la Figure 8.5. Este aumento es coherente con el incremento de P_{out} , manteniéndose un comportamiento progresivo en función del P_{in} .

Esto indica que el transistor comienza a operar en una región más activa y menos resistiva, aumentando la eficiencia en la conversión de energía DC a RF.


 Figure 8.5: Ganancia del amplificador con $V_g = -2.6$ V

Eficiencia de drenador Las gráficas de eficiencia (Figure 8.12) muestran una mejora notable, tanto en función de la frecuencia como respecto a la potencia de entrada. El pico de eficiencia sigue estando cercano a los 1250 MHz, pero con valores superiores a los registrados para $V_g = -2.7$ V. Esto confirma que la optimización del bias contribuye a un uso más eficiente de la potencia DC suministrada.


 Figure 8.6: Evaluación de eficiencia del PA con $V_g = -2.6$ V

Esta mejora se debe a una mejor adaptación entre el transistor y el circuito de salida, junto con un aumento moderado en la disipación de potencia que permite alcanzar mejores niveles de P_{out} sin comprometer aún la linealidad.

Por este motivo, se seguirá incrementando la tensión de polarización de forma gradual, para proteger el transistor, evitar sobrecorrientes, prevenir posibles oscilaciones y garantizar un funcionamiento estable.

8.1.3 Tension $V_g = -2.5$ V

Potencia de salida Como se observa en la Figura 8.7, al ajustar la tensión de compuerta a $V_g = -2.5$ V, la potencia de salida aumenta respecto a los casos anteriores. En comparación:

8.1. Caracterización del Amplificador Bajo Diferentes Condiciones

- Para $V_g = -2.7$ V, la salida se mantiene limitada, alcanzando típicamente ganancias entre 6 y 7 dBm con poca variación a lo largo del ancho de banda 8.2.
- Con $V_g = -2.6$ V, se aprecia un incremento progresivo en Pout, atribuible a la mayor corriente de reposo del transistor.
- Finalmente, con $V_g = -2.5$ V, se alcanza el valor máximo de salida registrado gracias a que el transistor entra en una región de operación más activa, con una mayor conductividad del canal.

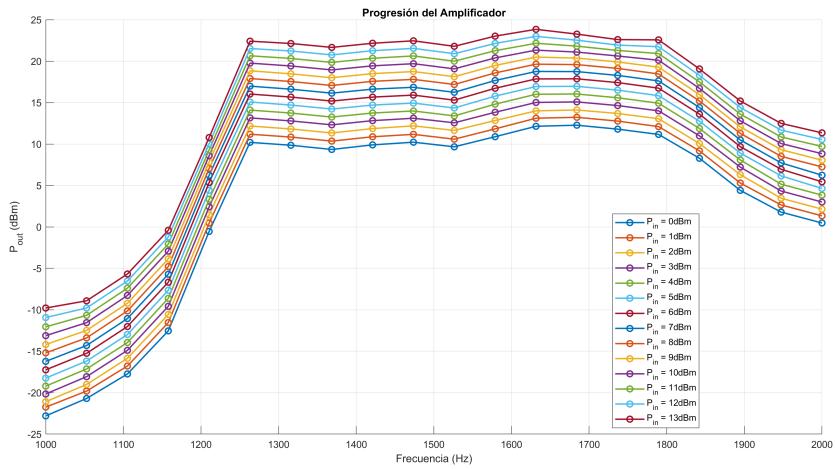


Figure 8.7: Salida del power meter con $V_g = -2.5$ V

Ganancia La ganancia muestra un comportamiento coherente con la potencia de salida. Tal como se ve en la Figura 8.8, con $V_g = -2.5$ V, se logran valores de ganancia cercanos a los 10 dB, superiores a los 8 dB obtenidos con $V_g = -2.6$ V y a los 6 dB observados con $V_g = -2.7$ V.



Figure 8.8: Ganancia del amplificador con $V_g = -2.5$ V

Un aumento en la corriente de conducción, lo que sitúa al transistor más cerca de la zona de compresión, pero sin alcanzarla, lo que maximiza la ganancia lineal sin distorsión.

Eficiencia de drenador

- Con $V_g = -2.7$ V, la eficiencia máxima ronda el 6–7% , pero limitada por la baja corriente de reposo.
- Con $V_g = -2.6$ V, mejora notablemente , debido a una mejor adaptación de impedancia y mayor disipación controlada.
- En $V_g = -2.5$ V, se optimiza aún más la eficiencia sin llegar a comprometer la linealidad del sistema.

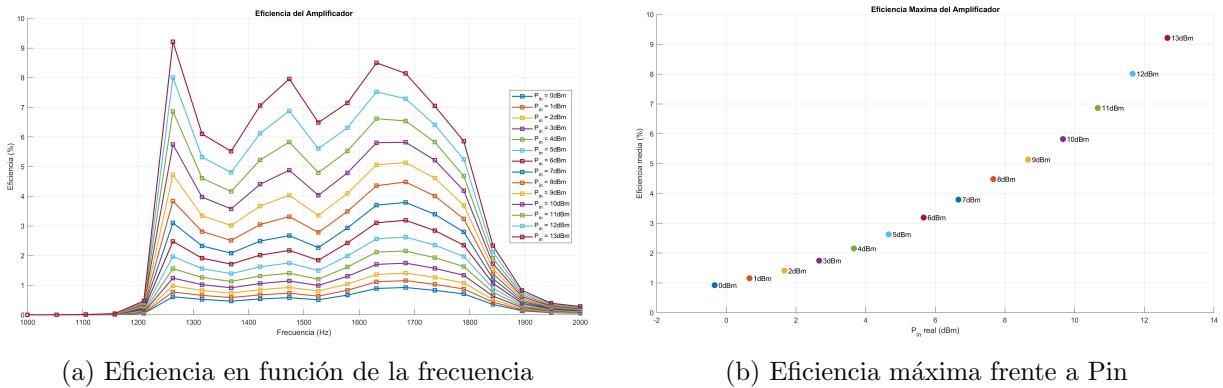


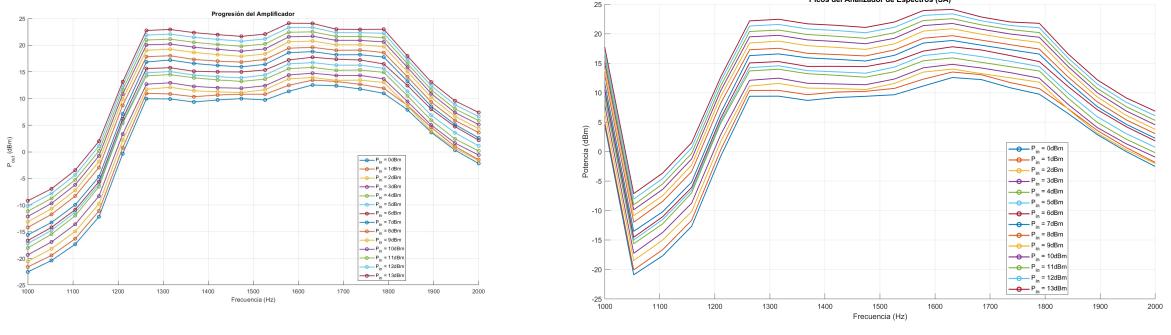
Figure 8.9: Evaluación de eficiencia del PA con $V_g = -2.5$ V

La tensión de puerta $V_g = -2.5$ V representa el punto de polarización óptimo para el amplificador en la fase sin driver. Esto se debe a que maximiza simultáneamente la potencia de salida, la ganancia y la eficiencia, al colocar al transistor en una región activa adecuada para una operación eficiente. A este nivel de polarización, se logra una mejor conducción, reducción de pérdidas y adaptación óptima con la red de salida, lo que justifica su elección como configuración de referencia para fases posteriores del diseño.

8.1.4 Tension Vg=-2.4V

Potencia de salida En la Figura 8.10a y la Figura 8.10b se observa que la potencia de salida con $V_g = -2.4$ V se mantiene en niveles similares, e incluso ligeramente superiores en alguna region, respecto al caso de $V_g = -2.5$ V.

8.1. Caracterización del Amplificador Bajo Diferentes Condiciones



(a) Salida del power meter

(b) Salida del analizador de espectros

Figure 8.10: Comparación de mediciones con $V_g = -2.4$ V

Ganancia La Figura 8.11 muestra que la ganancia del amplificador para $V_g = -2.4$ V se mantiene muy similar a la obtenida con $V_g = -2.5$ V, rondando los 10 dB en la región central de la banda (alrededor de 1.3–1.5 GHz). Se puede notar una ligera mejora en algunas frecuencias. Esto se debe a que el aumento de la corriente de reposo permite una mejor amplificación de la señal, al operar en una región más activa del transistor.

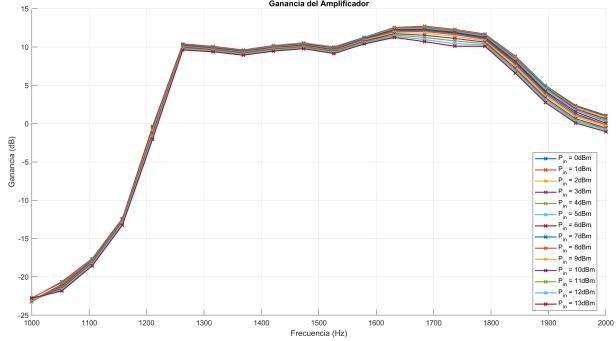


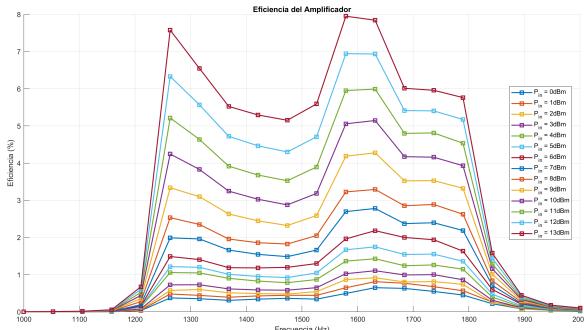
Figure 8.11: Ganancia del amplificador con $V_g = -2.4$ V

Eficiencia de drenador A pesar de los relativos buenos valores de ganancia y potencia de salida, las Figuras 8.12a y 8.12b reflejan una disminución clara en la eficiencia de drenador al utilizar $V_g = -2.4$ V. Esta caída de eficiencia se explica directamente por el incremento significativo en la corriente de drenador (I_D) en toda la banda, como se observa a continuación:

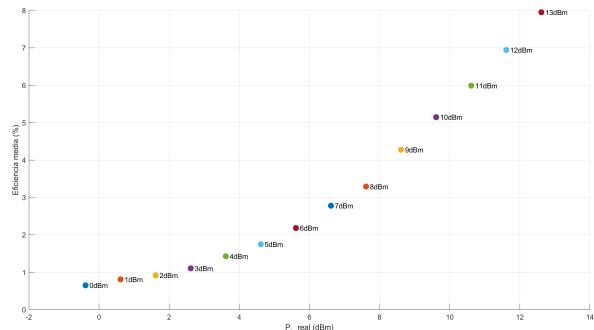
Tensión V_g	Valores de I_D [A] en toda la banda (1–2 GHz)
-2.4 V	0.1102, 0.1092, 0.1053, 0.1020, 0.1095, 0.0893, 0.1079, 0.1115, 0.1066, 0.1017, 0.1033, 0.1163, 0.1170, 0.1186, 0.1183, 0.1238, 0.1420, 0.1638, 0.1798, 0.1892
-2.5 V	0.0832, 0.0815, 0.0770, 0.0747, 0.0910, 0.0675, 0.0955, 0.0949, 0.0832, 0.0789, 0.0832, 0.1001, 0.1017, 0.0929, 0.0923, 0.1102, 0.1232, 0.1430, 0.1606, 0.1723

Este aumento de corriente implica un mayor consumo de potencia DC sin una ganancia proporcional en la potencia de salida, lo que reduce el cociente $\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{DC}}}$. Por ello, a pesar de que

el rendimiento en potencia y ganancia sigue siendo bueno, la eficiencia energética del sistema se ve perjudicada.



(a) Eficiencia en función de la frecuencia



(b) Eficiencia máxima frente a Pin

Figure 8.12: Evaluación de eficiencia del PA con $V_g = -2.4$ V

El punto de polarización $V_g = -2.4$ V ofrece ganancias marginales en potencia de salida y ganancia respecto al caso anterior, pero a costa de una penalización en eficiencia. Esto se debe al fuerte incremento en la corriente de drenador, que incrementa las pérdidas energéticas del sistema. Por tanto, aunque el transistor está más activo, la eficiencia global del PA se ve reducida, y no se justifica su uso frente a $V_g = -2.5$ V, el cual se mantiene como el punto de operación más equilibrado.

Table 8.1: Comparativa del rendimiento del PA para distintas tensiones de puerta V_g

V_g [V]	P_{out}	Ganancia (G)	Eficiencia	Comentarios
-2.7	Baja (6–7 dBm)	~ 6 dB	~ 6–7 %	Corriente baja, limitado pero estable
-2.6	Moderada (mejora visible)	~ 7–8 dB	~ 8 %	Buen equilibrio, sin distorsión notable
-2.5	Alta (máxima alcanzada)	~ 10 – 11 dB	~ 11–13 %	Óptimo: alta eficiencia y buena linealidad
-2.4	Similar o algo mayor	~ 10 – 11 dB	~ 6–8 %	Mayor I_D , caída clara de eficiencia

Chapter 9

Resultados y Discusión de la segunda fase

El objetivo de esta fase es evaluar el comportamiento del amplificador cuando se empieza a encontrar en su régimen no lineal, es decir, cerca de la saturación. Por recomendación de Sergio López de Pablo Oya, se ha alcanzado la saturación del amplificador, no superando los 28 dBm en la entrada para prevenir daños térmicos o estructurales, ya que no se obtiene ganancia adicional y se genera distorsión no deseada que deteriora la calidad de la señal.

Por estas razones, se ha limitado el barrido de entrada a un máximo de 28 dBm, asegurando un funcionamiento seguro del sistema y una caracterización fiable dentro de un rango donde aún se puede considerar útil su comportamiento.

9.1 Potencia en la entrada

En la Figura 9.1 se muestra la potencia real de entrada al DUT, teniendo en cuenta la ecualización aplicada al driver para compensar el rizado en su salida. La traza es relativamente plana en frecuencia, con un rizado residual bajo, no superando 1 dB entre el mejor y peor caso, si lo comparamos con el rizado original de la figura 6.11, que superaba los 3 dB. Esto indica que el sistema de ecualización ha funcionado correctamente, manteniendo una entrada coherente para todas las frecuencias del barrido.

Por tanto, una vez comprobamos que el barrido en potencias desde 14 dBm hasta 28 dBm es mayoritariamente estable, podemos observar cómo evolucionan la potencia de salida, ganancia y eficiencia. Viendo si lo hacen de forma coherente respecto al capítulo anterior.

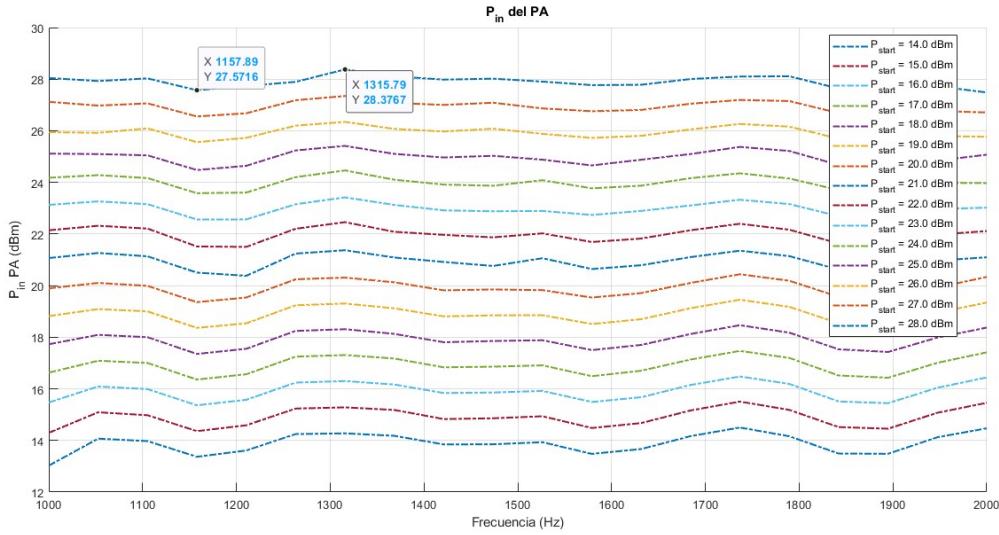


Figure 9.1: Potencias de entrada con el driver ecualizado, ploteado a partir del calculo 7.4

9.2 Potencia de salida

En la Figura 9.2 se observa la potencia de salida del amplificador a lo largo de todo el barrido de frecuencias y niveles de entrada. Teniendo en cuenta que es una continuación de la fase anterior, los resultados son coherentes; para una potencia de entrada de 13 dBm tiene una potencia de salida de 24 dBm (8.7), teniendo una ganancia media de 11 dB (8.8). Para una potencia de entrada de 14 dBm tiene una potencia de salida de 25-26 dBm 9.2, obteniendo una ganancia media de 11-12 dB 9.4, esto tiene sentido puesto que sabemos que el amplificador va teniendo mas ganancia progresivamente a medida que se acerca a la región de saturación.

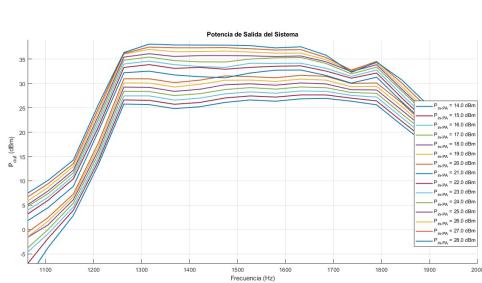


Figure 9.2: Potencia de salida

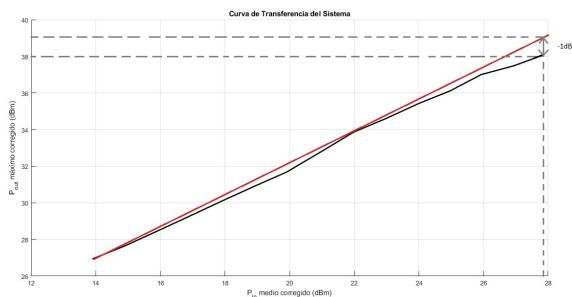


Figure 9.3: Curva de transferencia

Como se esperaba, la respuesta no es completamente lineal: a medida que se alcanza el umbral de saturación, la potencia de salida se estabiliza. Esto evidencia la limitación física del amplificador para entregar más potencia más allá de cierto punto, lo cual es característico del comportamiento no lineal.

En la figura 9.3 se aprecia el punto de compresión a 1 dB que indica el inicio del comportamiento no lineal del amplificador. En esta región, el dispositivo deja de mantener una relación

9.3. Ganancia

lineal constante entre la señal de entrada y la de salida. Aclarar que esta figura enfrenta el Pin medio de la figura 9.1 con la Pout máxima de la figura 9.2, por lo tanto los valores de la potencia de salida serán mayores a los que serían si se hiciera la media de Pout, lo cual no tendría sentido porque tomaría valores de la banda en los que el PA no opera.

En este caso, se observa que para una potencia de entrada de $P_{in} = 28$ dBm, la potencia de salida real es $P_{out} = 38$ dBm. Sin embargo, si el amplificador hubiese mantenido una ganancia lineal constante, la salida esperada habría sido $P_{out} = 39$ dBm. Esta diferencia de 1 dB representa el punto de compresión, donde el amplificador comienza a saturarse y pierde linealidad, lo que afecta la fidelidad y eficiencia para señales de mayor amplitud.

Además, se aprecia una leve atenuación en torno a los 1750 MHz, especialmente para los niveles de entrada más altos. Este fenómeno puede deberse a una combinación de efectos, como variaciones en la respuesta en frecuencia del amplificador, una entrada en saturación no uniforme con la frecuencia o desadaptaciones de impedancia internas que se hacen más críticas bajo condiciones de alta potencia.

9.3 Ganancia

La Figura 9.4 presenta la ganancia del sistema, se puede apreciar una reducción de la ganancia en los niveles altos de entrada, indicando el inicio de la compresión del amplificador. Esta caída progresiva en la ganancia es otro signo claro del comportamiento no lineal cuando el PA se aproxima a saturación.

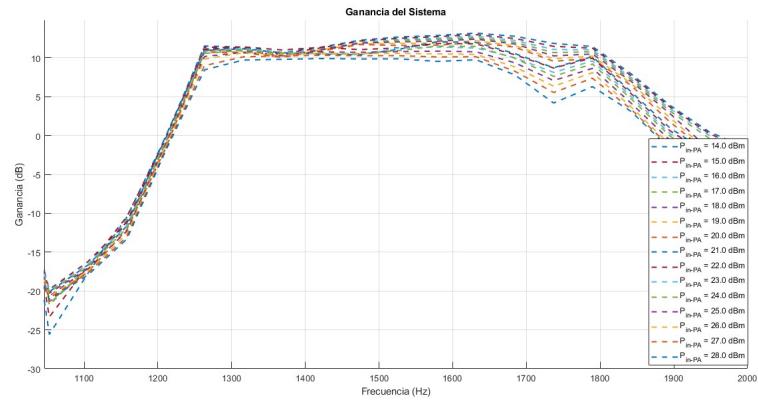


Figure 9.4: Ganancia

9.4 Eficiencia

Las Figuras 9.5 y 9.6 muestran, respectivamente, la eficiencia global y la eficiencia máxima alcanzada por frecuencia para cada potencia de entrada. Como se observa, la eficiencia mejora

al aumentar la potencia de entrada hasta que el PA se acerca a saturación, donde se estabiliza o incluso cae. Esto es esperable, ya que en saturación la eficiencia tiende a disminuir debido al incremento de distorsión y calentamiento del dispositivo.

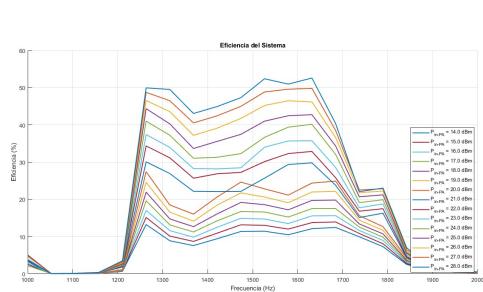


Figure 9.5: Eficiencia

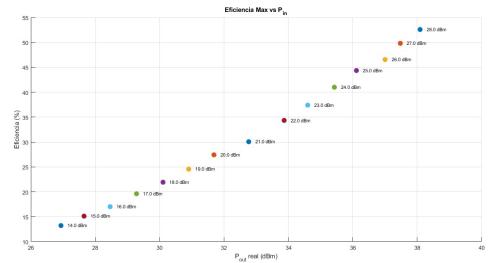


Figure 9.6: Eficiencia máxima para cada potencia de entrada

A diferencia de la ganancia, que refleja el nivel de amplificación de la señal, la eficiencia depende únicamente de cuánta potencia útil se entrega a la carga en comparación con el consumo eléctrico del dispositivo. A niveles altos de entrada, como 28 dBm, la potencia de salida se approxima al punto de saturación del amplificador, momento en el cual se maximiza el aprovechamiento de corriente para generar señal de RF.

La media de corriente es:

$$\bar{I}_{DD} = \frac{1}{20} \sum_{i=1}^{20} I_{DD,i} = \frac{8.13}{20} = 0.4065 \text{ A}$$

Suponiendo una tensión de alimentación $V_{DD} = 28 \text{ V}$, la potencia consumida media es:

$$P_{DC} = V_{DD} \cdot \bar{I}_{DD} = 28 \cdot 0.4065 \approx 11.38 \text{ W}$$

Este comportamiento es característico de un amplificador de clase AB, en el cual la corriente de reposo no es nula y crece de forma continua con la potencia de entrada. La clase AB es habitual en aplicaciones de RF de media o alta potencia, donde se busca un compromiso entre eficiencia (típicamente entre 30 % y 60 %) y linealidad. Por tanto, el consumo observado es coherente y esperable, dado que se trabaja con potencias de salida del orden de los 27 a 38 dBm.

Como puede observarse, el aumento de eficiencia se debe principalmente a un crecimiento de P_{out} , mientras que el consumo de corriente se mantiene en un rango controlado. Esto indica una mejora en la conversión de energía DC en potencia de RF cerca del punto de saturación.

9.5 PAE

La PAE, como bien se explica en la section 2.2, tomará valores más pequeños al tener en cuenta la potencia de entrada y así lo vemos.

$$\text{PAE} = \frac{P_{\text{out}} - P_{\text{in}}}{P_{\text{DC}}} \times 100$$

Con esta formula sabemos que la PAE no solo depende de la potencia de salida y del consumo de corriente continua, sino también de la potencia de entrada. Esto implica que, para un amplificador con baja ganancia, el término $P_{\text{out}} - P_{\text{in}}$ será relativamente pequeño, reduciendo así la eficiencia añadida.

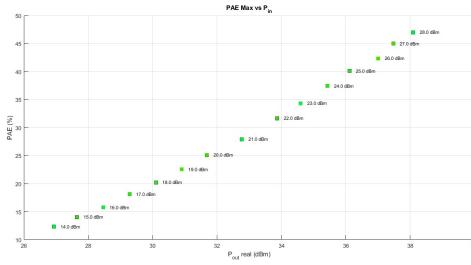


Figure 9.7: PAE máxima para cada potencia de entrada

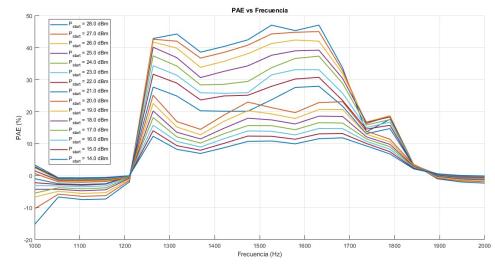


Figure 9.8: Trazas de la PAE para todas las potencias de entrada

En la Figure 9.7 se ve la PAE máxima varía en función de la potencia de entrada. Se observa que no alcanza valores especialmente altos, lo cual es coherente con un diseño donde la ganancia no es el principal atributo. La Figure 9.8, por otro lado, presenta la evolución de la PAE en toda la banda para diferentes niveles de entrada.

En resumen, la PAE toma valores modestos debido a la combinación de una ganancia contenida y la influencia directa del término P_{in} en el numerador de la fórmula, lo cual penaliza al rendimiento cuando este valor no es despreciable frente a P_{out} .

Chapter 10

Conclusiones y trabajo futuro

10.1 Conclusión

Con la creciente adopción de amplificadores de potencia en sistemas de comunicaciones avanzadas, resulta esencial contar con metodologías precisas para su caracterización. A lo largo del proyecto se han abordado múltiples aspectos críticos que intervienen en la caracterización de dispositivos RF, integrando tanto fundamentos teóricos como desafíos prácticos reales.

En los capítulos 2 y 3 se expusieron los fundamentos teóricos, parámetros de rendimiento, las arquitecturas clasificadas de los PA y la influencia de las pérdidas de inserción de un sistema de medida. Todo ello para saber interpretar los resultados expuestos más adelante.

El capítulo 4 se usó para explicar los instrumentos del laboratorio. Se tuvieron en cuenta las características técnicas para identificar sus limitaciones, en base a las cuales se ideó el banco de pruebas, haciendo todo lo posible para proteger la instrumentación.

En el capítulo 5 se tuvo una primera toma de contacto en el laboratorio y se ideó un primer set up de medida, donde la principal limitación fue que la fuente de RF solo podía llegar a inyectar 15 dBm en la entrada. Este primer banco de pruebas fue el que me sirvió para entender el comportamiento en banda del PA y, por lo tanto, me ayudó a escoger tanto los filtros utilizados en ambas etapas, como a hacer la elección de los pasivos medidos en el capítulo 6. La principal motivación era hacer un sistema de caracterización para un PA que tuviera una potencia de saturación relativamente elevada. Por este motivo, en el set up de la fase 2, se incorpora el driver a la entrada. El principal problema a solucionar fue el rizado que este tenía, que provocaba una potencia de entrada al DUT muy variable, afectando así a la precisión de la medida. Se solucionó en el capítulo 6 con la caracterización de este, creando una matriz de ganancias que especificaba la ganancia que tenía para cada potencia de entrada.

En el capítulo 7 se agrupan y explican los códigos de MATLAB utilizados, desde el procesamiento de archivos SNP, los códigos de adquisición de datos, implementando la caracterización

del driver en la cadena, pasando por la función que ajusta los vectores de los pasivos medidos, para después implementarlos en la caracterización para el calculo de las potencias y los parametros de rendimiento.

Finalmente en los capítulos 8 y 9 se representan los resultados y se compara la primera fase donde sabemos que la potencia es constante a la entrada del PA y la segunda donde añadimos el otro elemento activo de la cadena que nos generaba inestabilidad a la entrada del DUT, demostrando que se ha corregido el rizado y evidenciando una cohesión entre la primera y segunda fase. Se evidenció una respuesta típica de un amplificador clase AB, con comportamiento no lineal progresivo al acercarse a la saturación, disminución de la ganancia y generación de distorsión. La eficiencia, aunque mejorable, se mantuvo dentro de los márgenes esperados, lo que refuerza la validez del banco de pruebas para su propósito inicial.

Desde el diseño del banco de pruebas hasta la adquisición y análisis de datos, se ha demostrado un enfoque sistemático y riguroso. Se seleccionaron e integraron instrumentos de alta precisión —VNA, analizadores de espectro, power meters— y elementos pasivos y activos clave. Las pérdidas de inserción fueron cuantificadas y compensadas mediante técnicas de interpolación, garantizando así la validez de las mediciones. Asimismo, se desarrollaron herramientas y códigos en MATLAB que automatizaron el flujo de datos y facilitaron la obtención de métricas como ganancia, potencia de salida y eficiencia de potencia añadida (PAE).

10.2 Trabajo futuro

Como posible línea de trabajo futuro para completar y mejorar este proyecto, y tal como se menciona en la section 7.7, sería conveniente integrar la caracterización y la implementación del banco de medida en un único código automatizado. Esto permitiría optimizar el flujo de trabajo, reducir errores y facilitar el análisis de resultados.

Además, este proyecto ha establecido una base sólida sobre la que pueden desarrollarse nuevas funcionalidades. En particular, se propone la incorporación de arquitecturas de modulación en fuente, como *Envelope Tracking* (ET) o *Average Power Tracking* (APT), así como la aplicación de técnicas de linealización mediante predistorsión digital (DPD). También se plantea la posibilidad de extender el banco de pruebas a la caracterización con señales moduladas complejas, de alto PAPR, propias de tecnologías como 5G, sistemas satelitales o enlaces punto a punto con alta eficiencia espectral.

10.3 Consideraciones normativas y de seguridad

Durante el desarrollo se han tenido en cuenta aspectos normativos y de seguridad aplicables a la caracterización de amplificadores de potencia de radiofrecuencia (RF), tanto desde el punto de vista de la instrumentación utilizada como del tipo de señales generadas.

En primer lugar, los equipos empleados en el laboratorio, como el VNA (Vector Network Analyzer), analizadores de espectros y fuentes de alimentación de alta potencia, se han operado conforme a las recomendaciones de seguridad de la norma EN 61010-1, relativa a requisitos de seguridad en equipos eléctricos de medida y laboratorio. Esto incluye procedimientos de conexión y desconexión seguros mencionados en la subsubsection 6.3.2.1, límites de corriente y tensión y la protección frente a cortocircuitos.

Por otro lado, al trabajar con señales de alta frecuencia y amplificadores de potencia, es necesario considerar la compatibilidad electromagnética (EMC) para evitar interferencias con otros dispositivos del entorno. Aunque este trabajo se ha desarrollado en un entorno controlado de laboratorio, en la medida de lo posible se ha tenido en cuenta la normativa ETSI EN 301 489, que regula la emisión y susceptibilidad electromagnética de equipos de comunicación electrónica, es una referencia profesional útil, esto aplicaría para un uso comercial/industrial. Asimismo, se ha procurado mantener un entorno libre de acoplamientos espurios y se han utilizado filtros de paso bajo para mitigar componentes armónicas.

Además, el diseño de los banco de pruebas y los procedimientos de medida están alineados con las prácticas recogidas en estándares internacionales de medición como los definidos por el IEEE, especialmente en relación con la automatización de instrumentos mediante comandos SCPI/VISA como se menciona en la subsection 7.3.2, lo que facilita la trazabilidad y repetibilidad de las pruebas.

Por último, para futuras fases del proyecto que pudieran derivar en prototipos funcionales para aplicaciones en telecomunicaciones, será necesario contemplar otras normativas relevantes como la directiva europea RED 2014/53/EU, aplicable a equipos de radio y telecomunicaciones, así como regulaciones de exposición a campos electromagnéticos como las directrices de la IC-NIRP.

Anexo: Códigos y Mediciones de Laboratorio

En el siguiente enlace se puede acceder al conjunto completo de archivos utilizados durante el desarrollo del trabajo, incluyendo los scripts de MATLAB explicados en el chapter 7, datos experimentales obtenidos en el laboratorio y ficheros .snp:

<https://drive.google.com/file/d/1YvBWpX0nUFrXI8PPBXecPXaF9PWESFun/view?usp=sharing>

Bibliography

- [1] Wang, J., Li, J., Wang, Z., & Chen, Y. (2020). *GaN-Based Power Amplifiers for 5G Applications: Design Challenges and Recent Advances*. IEEE Microwave Magazine, 21(6), 43–56.
- [2] Raab, F. H., et al. (2003). *Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 50(3), 814–826.
- [3] Ghannam, R., & Wicaksana, I. (2022). *Power Amplifiers for Automotive LiDAR and Radar Systems*. Sensors, 22(9), 3423.
- [4] Liu, W., et al. (2017). *RF Power Amplifier Design for Wireless Biomedical Applications*. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 64(6), 660–664.
- [5] Huang, Y., & Palico, D. (2021). *Review of GaN HEMT Technology and Applications in RF Power Amplifiers*. IEEE Transactions on Electron Devices, 68(4), 1443–1456.
- [6] Angelov, I., et al. (2019). *GaN HEMT Technology for High-Efficiency RF Power Amplifiers: State-of-the-Art and Future Trends*. IEEE Microwave Magazine, 20(10), 24–39.
- [7] Strategy Analytics (2023). *GaN RF Market Forecast: 2023–2028*. Available: <https://www.strategyanalytics.com>
- [8] Kim, J., & Yang, Y. (2008). *Envelope Tracking Power Amplifiers for RF and Microwave Communication Systems*. Artech House.
- [9] Wu, Y., & Zhang, W. (2005). *Low PAPR Techniques for OFDM Systems in Wireless Communications: An Overview*. IEEE Transactions on Broadcasting, 50(2), 204–212.
- [10] MathWorks. *Power Amplifier Characterization – MATLAB & Simulink*. Disponible en: <https://www.mathworks.com/help/comm/examples/power-amplifier-characterization.html> (Consultado en junio 2025).
- [11] Cavazos, J. (2020). *5G testing: Modulation distortion method speeds power amplifier characterization*. EDN Network. Disponible en: <https://www.edn.com/5g-testing-modulation-distortion-method-speeds-pa-characterization/>

- [12] Wimpenny, G. (2024). *Understand and characterize envelope-tracking power amplifiers*. EE Times. Disponible en: <https://www.eetimes.com/understand-and-characterize-envelope-tracking-power-amplifiers/>
- [13] U.S. Patent No. 10,181,825 B2. (2018). *Method and system for power amplifier characterization and digital predistortion*. Disponible en: <https://patents.google.com/patent/US10181825B2/en>
- [14] Administrador (Centro Integrado de Formación Profesional N.º1 de Santander). *Electricidad-Electrónica*. Entrada del 9 de mayo de 2018, “Electricidad-Electrónica”. CIFPN1. Disponible en: <https://cifpn1.com/electronica/?p=4060> (consultado el 14 de junio de 2025).
- [15] R. Hall, *5G and GaN: The shift from LDMOS to GaN*, Embedded.com, 2019. Disponible en: <https://www.embedded.com/5g-and-gan-the-shift-from-ldmos-to-gan/>
- [16] Alexander Alt, *Supply Modulated GaN HEMT Power Amplifiers – From Transistor to System Integration*, PhD Thesis, Cardiff University, 2021.
- [17] OCW Universidad de Cantabria, “Divisores de Potencia y Acopladores Direccionales,” Tema 03: *Componentes Pasivos de Microondas*, disponible: https://ocw.unican.es/pluginfile.php/2396/course/section/2403/tema_03.pdf.
- [18] J. Verdú Tirado, “Transmisores y Receptores de Telecomunicaciones,” Material de asignatura, Universitat Autònoma de Barcelona, 2022/2023.
- [19] P. Rysavy, “Challenges and Considerations in Defining Spectrum Efficiency,” *Proc. IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 386–392, 2014.
- [20] Universidad de Cartagena, *Distorsión y ruido (Tema 1)*, Apuntes de Comunicaciones Inalámbricas, 2020.
- [21] J. Keely, *GaN, GaAs, and LDMOS: A Secure Place for All*, High Frequency Electronics, Feb. 2017.
- [22] Highleap Electronics, *Comprendión de los amplificadores de potencia de RF en la comunicación inalámbrica*, 2021. Disponible en: <https://www.hilectronic.com/blog/rf-power-amplifiers/>
- [23] Rohde & Schwarz, “Verificación de amplificadores de potencia de banda ancha,” Nota de aplicación, mayo 2020. Disponible: https://www.rohde-schwarz.com/es/aplicaciones/verificacion-de-amplificadores-de-potencia-de-banda-ancha-ficha-de-aplicacion_56279-828992.html
- [24] S.Sarkar, A.Sarrafinazhad y A.Ghoncheh, “Introduction to Measuring Insertion Loss and Gain,” *Rahsoft Blog*, 9 feb. 2024. Disponible: <https://rahsoft.com/2024/02/09/introduction-to-measuring-insertion-loss-and-gain/>

Bibliography

- [25] Copper Mountain Technologies, “Amplifier Measurements,” Tutorial técnico. Disponible: <https://coppermountaintech.com/amplifier-measurements/>
- [26] Keysight Technologies, “PNA and PNA-X Series Microwave Network Analyzers,” [En línea]. Disponible en: <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-02294/brochures/5990-4592.pdf>. [Accedido: 25-may-2025].
- [27] Keysight Technologies, “Keysight 2-Port and 4-Port PNA Network Analyzer Technical Specifications,” [En línea]. Disponible en: <https://www.keysight.com/zz/en/assets/9018-04179/technical-specifications/9018-04179.pdf>. [Accedido: 25-may-2025].
- [28] Keysight Technologies, “PNA Network Analyzers Overview,” [En línea]. Disponible en: <https://www.keysight.com/us/en/products/network-analyzers/pna-network-analyzers.html>. [Accedido: 25-may-2025].
- [29] ACMAX, “¿Qué es un analizador de espectro?,” *ACMAX Instrumentación y Medición*, 2024. Disponible: <https://acmax.mx/que-es-un-analizador-de-espectro/>
- [30] Keysight Technologies, “CSA N1996A Spectrum Analyzer – Data Sheet,” 5989-3678EN. Disponible: <https://www.keysight.com/us/en/product/N1996A/keysight-csa-spectrum-analyzer.html>
- [31] Rohde & Schwarz, “Entiendo las mediciones de potencia de canal,” 2024. Disponible: https://www.rohde-schwarz.com/lat/productos/prueba-y-medicion/essentials-test-equipment/spectrum-analyzers/entiendo-las-mediciones-de-potencia-de-canal_256006.html
- [32] Keysight Technologies, “U2002H USB Power Sensor,” *Datasheet*, Disponible: <https://www.keysight.com/us/en/product/U2002H/u2002h-usb-power-sensor-10-mhz-to-24-ghz.html>
- [33] Keysight Technologies, “U2000B USB Power Sensor,” *Datasheet*, Disponible: <https://www.keysight.com/us/en/product/U2000B/u2000b-usb-power-sensor-10-mhz-to-6-ghz.html>
- [34] Keysight Technologies, “What Is a RF Signal Generator? Different Types, Applications & More!” [En línea]. Disponible: <https://www.keysight.com/used/us/en/knowledge/guides/signal-generator-buying-guide/what-is-a-rf-signal-generator>
- [35] Keysight Technologies, “Agilent N5183A MXG Microwave Analog Signal Generator – Data Sheet,” [En línea]. Disponible: <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-08250/data-sheets-archived/5989-7572.pdf>
- [36] Keysight Technologies, “E36232A 200W Autoranging Power Supply, 60V, 10A,” [En línea]. Disponible: <https://www.keysight.com/us/en/product/E36232A/200w-autoranging-power-supply-60v-10a.html>

- [37] Agilent Technologies, *E3646A Dual Output Power Supply User's Guide*, Agilent Technologies, 2006.
- [38] Mini-Circuits, *ZFSC-2-2500+ Datasheet*, Disponible en: <https://www.digikey.es/es/products/detail/mini-circuits/ZFSC-2-2500-S/16682815>
- [39] Universitat Autònoma de Barcelona, "Apuntes de Microondas: Parámetros Scattering," Departament d'Enginyeria Electrònica, 2024. [En línea]. Disponible en: https://e-aules.uab.cat/2024-25/pluginfile.php/335287/mod_resource/content/1/Apuntes_Microondas_Par%C3%A1metrosScattering.pdf. [Accedido: 29-abr-2025].
- [40] Mini-Circuits, "VAT-30+ Fixed Attenuator, 30 dB, DC to 6 GHz," Datasheet. Disponible: <https://www.minicircuits.com/pdfs/VAT-30+.pdf>
- [41] Mini-Circuits, "VAT-20+ Fixed Attenuator, 20 dB, DC to 6 GHz," Datasheet. Disponible: <https://www.minicircuits.com/pdfs/VAT-20+.pdf>
- [42] Mini-Circuits, "VAT-10+ Fixed Attenuator, 10 dB, DC to 6 GHz," Datasheet. Disponible: <https://www.minicircuits.com/pdfs/VAT-10+.pdf>
- [43] Mini-Circuits, "VAT-6+ Fixed Attenuator, 6 dB, DC to 6 GHz," Datasheet. Disponible: <https://www.minicircuits.com/pdfs/VAT-6+.pdf>
- [44] Mini-Circuits, "VAT-3+ Fixed Attenuator, 3 dB, DC to 6 GHz," Datasheet. Disponible: <https://www.minicircuits.com/pdfs/VAT-3+.pdf>
- [45] Pasternack Enterprises, "30dB Fixed Attenuator, SMA Male–Female (PE-7427-30)," *Pasternack Datasheet*, Disponible: <https://www.digikey.com/en/products/detail/pasternack/PE7427-30/21710299> :contentReference[oaicite:2]index=2.
- [46] Mini-Circuits, "ZUDC30-83-S+ Directional Coupler – Data Sheet," Disponible: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZUDC30-83-S+.pdf>
- [47] Mini-Circuits, "VLF-630+ Low Pass Filter Datasheet," disponible en <https://www.minicircuits.com/pdfs/VLF-630.pdf> :contentReference[oaicite:2]index=2
- [48] Mini-Circuits, "VLF-800+ Low Pass Filter Datasheet," disponible en <https://www.minicircuits.com/pdfs/VLF-800%2B.pdf> :contentReference[oaicite:3]index=3
- [49] Mini-Circuits, "VLF-1525+ Low Pass Filter Datasheet," disponible en <https://www.minicircuits.com/pdfs/VLF-1525.pdf> :contentReference[oaicite:4]index=4
- [50] Mini-Circuits, "VLF-1700+ Low Pass Filter Datasheet," disponible en <https://www.minicircuits.com/pdfs/VLF-1700.pdf> :contentReference[oaicite:5]index=5
- [51] Mini-Circuits, "VLFG-2750+ Low Pass Filter Datasheet," disponible en <https://www.minicircuits.com/pdfs/VLFG-2750%2B.pdf> :contentReference[oaicite:6]index=6

Bibliography

- [52] Mini-Circuits, “VLFG-3500+ Low Pass Filter Datasheet,” disponible en la web de Mini-Circuits (modelo VLFG-3500+) :contentReference[oaicite:7]index=7
- [53] Mini-Circuits, “ZHL-2W-63+ High Power Amplifier Datasheet,” Disponible en: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZHL-2W-63-S+.pdf>
- [54] Wikipedia, “Biasing,” *Wikipedia*, Disponible: <https://en.wikipedia.org/wiki/Biasing>.
- [55] Mini-Circuits, “RF/Microwave Bias Tees: From Theory to Practice,” *Mini-Circuits Blog*, Disponible: <https://blog.minicircuits.com/rf-microwave-bias-tee-basics/>.
- [56] Cadence, “Active Biasing in RF Amplifiers,” *Cadence PCB Resources*, Disponible: <https://resourcespcb.cadence.com/blog/2024-active-biasing-in-rf-amplifiers>.
- [57] QSL.net, “Bias Circuits for RF Devices,” *QSL.net*, Disponible: https://www.qsl.net/va3iul/Bias/Bias_Circuits_for_RF_Devices.pdf.
- [58] Electronics Tutorials, “Amplifier Distortion in Transistor Amplifiers,” *Electronics Tutorials*, Disponible: https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amp_4.html.
- [59] Google Patents, “RF amplifier with current mirror bias-boosting,” *WO2003050946A1*, Disponible: <https://patents.google.com/patent/WO2003050946A1/en>.
- [60] Knowles Capacitors, “What are Bias Filter and Self-Bias Networks?,” *Knowles Blog*, Disponible: <https://blog.knowlescapacitors.com/blog/what-are-bias-filter-and-self-bias-networks>.
- [61] Stack Exchange, “RF High Power Amp Bias Scheme,” *Electronics Stack Exchange*, Disponible: <https://electronics.stackexchange.com/questions/617567/rf-high-power-amp-bias-scheme>.

