



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE TIJUANA



DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE LINEALIZACIÓN DE
COMPORTAMIENTO PARA UN AMPLIFICADOR DE
POTENCIA DE LTE**

TRABAJO DE TESIS PRESENTADO POR:

Ing. Leonardo Flores Hernández

PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA

DIRECTOR DE TESIS:

Dr. José Ricardo Cárdenas Valdez

CO-DIRECTOR DE TESIS:

Dr. Jose Alejandro Galaviz Aguilar

TIJUANA, BAJA CALIFORNIA, MÉXICO. DICIEMBRE DE 2021



Tijuana Baja California, 03/Enero/2022
Asunto: **Autorización de impresión de trabajo de tesis**

DR. GUADALUPE HERNÁNDEZ ESCOBEDO
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
PRESENTE

En lo referente al trabajo de tesis, **“DISEÑO DE UN SISTEMA DE LINEALIZACIÓN DE COMPORTAMIENTO PARA UN AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE LTE”** presentado por el **Ing. Leonardo Flores Hernández**, alumno del programa de Maestría en Ciencias de la Ingeniería, con número de control **M20210039** informamos a usted que después de una minuciosa revisión e intercambio de opiniones, los miembros del comité manifiestan **APROBAR LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias, por lo que se autoriza al interesado para que proceda de inmediato a la impresión del mismo.

ATENTAMENTE

*Excelencia en Educación Tecnológica®
Por una juventud integrada al desarrollo de México®*

DR. JOSÉ RICARDO CÁRDENAS VALDEZ
DIRECTOR DE TESIS

DR. JOSE ALEJANDRO GALAVIZ AGUILAR
CO-DIRECTOR DE TESIS

DR. LEONARDO TRUJILLO REYES
MIEMBRO DEL COMITÉ

DR. EVERARDO INZUNZA GONZÁLEZ
MIEMBRO DEL COMITÉ

ccp. Archivo
Dr. José Ricardo Cárdenas Valdez – Coordinador Académico de la Maestría en Ciencias de la Ingeniería.





Instituto Tecnológico de Tijuana

Tijuana, Baja California,

06/enero/2022

OFICIO No. 001/DEPI/2022

Asunto: **Autorización de Impresión de Tesis**

MARIBEL GUERRERO LUIS
JEFA DEL DEPARTAMENTO DE SERVICIOS ESCOLARES
PRESENTE

En lo referente al trabajo de tesis, "Diseño de un sistema de Linealización de comportamiento para un amplificador de potencia de LTE". Presentado por C. **Leonardo Flores Hernández**, alumno de la Maestría en Ciencias de la Ingeniería con número de control **M20210039**; informo a usted que a solicitud del comité de tutorial, tengo a bien **Autorizar la impresión de Tesis**, atendiendo las disposiciones de los Lineamientos para la Operación de Estudios de Posgrado del Tecnológico Nacional de México.

Sin más por el momento le envío un cordial saludo.

A T E N T A M E N T E

*Excelencia en Educación Tecnológica®
Por una juventud integrada al desarrollo de México®*



GUADALUPE HERNANDEZ ESCOBEDO
JEFE DE DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

ccp. Archivo
GHE/lap





CARTA DE CESIÓN DE DERECHOS

En la ciudad de Tijuana, Baja California, el día **3** del mes de **Enero** del año **2022**, el que suscribe **Leonardo Flores Hernández**, con número de control **M20210039**, alumno de **Maestría** del programa de Posgrado en Ciencias de la Ingeniería, manifiesta que es autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del **Dr. José Ricardo Cárdenas Valdez** y del **Dr. Jose Alejandro Galaviz Aguilar**, cede los derechos para su difusión, en su totalidad o en partes, con fines académicos o de investigación del documento de tesis titulado **“Diseño de un sistema de linealización de comportamiento para un amplificador de potencia de LTE”** al Tecnológico Nacional de México.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas, código, fórmulas o datos del trabajo sin permiso expreso del autor o directores del trabajo. Este debe ser obtenido escribiendo a cualquiera de las siguientes direcciones de correo electrónico leonardo.flores201@tectijuana.edu.mx, jose.cardenas@tectijuana.edu.mx y galaviz@tec.mx, o bien, dirigirse a las instalaciones del Instituto Tecnológico de Tijuana en Calzada del Tecnológico S/N Esq. Av. Castillo de Chapultepec y calle Cuauhtemotzin, Fracc. Tomás Aquino C.P. 22414, Tijuana, Baja California, conmutador 664-6078400.

Si se otorga el permiso, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo como lo indique el autor intelectual o el director del trabajo de Tesis.

ATENTAMENTE

Ing. Leonardo Flores Hernández

ALUMNO DEL POSGRADO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA



Resumen

La predistorsión digital (DPD, Digital Pre-Distortion) es un método común para compensar las no linealidades de amplificadores de potencia (PA, Power Amplifier) de radiofrecuencia (RF, Radio-Frequency) que le permite trabajar con una alta eficiencia de potencia cercana de su zona de saturación. En este trabajo se presenta un esquema de linealización para modulación digital tipo QPSK y 64-QAM desarrollado en un transceptor de RF. La etapa de modelado se basa en un modelo polinomial de memoria con profundidad de memoria flexible y orden de no linealidad, además se adapta un esquema de enfoque de aprendizaje indirecto (ILA, Indirect Learning Architecture) para la corrección espectral. En este caso, se realiza un barrido para caracterizar el amplificador de potencia de RF comercial del AD9361. Se presentan resultados experimentales para validar el QPSK con una frecuencia portadora de 2.4 GHz con un ancho de banda de 18 MHz, y para un 64-QAM multiplexado por LTE con un ancho de banda de 4.5 MHz y 9 MHz. Se logra la mejora del recrecimiento espectral de 8 dB para una señal QPSK de 18 MHz y se demuestra como empeora en 10 dBm/Hz debido al comportamiento no lineal del amplificador para la señal LTE con un ancho de banda de 4.5 MHz y 12 dBm/Hz dB para la señal LTE con un ancho de banda de 9 MHz. El sistema desarrollado es aplicable para estaciones base de femtocélulas, picocélulas y microcélulas y representa el punto de partida de un sistema de predistorsión digital para RF-PA de potencia media y alta. Se logra un excelente rendimiento de linealización con implementación de hardware de baja complejidad computacional.

Palabras Claves: 64-QAM, LTE, QPSK, RF-PAs, Transceptor.

Abstract

Digital predistortion is a common method of compensating for radio frequency RF power amplifier non-linearities allowing you to work with high power efficiency near its saturation zone. In this work, a linearization scheme for QPSK and 64-QAM type digital modulation developed in an RF transceiver is presented. The modeling stage is based on a polynomial memory model with flexible memory depth and non-linearity order. In addition, an indirect learning approach scheme is adapted for spectral correction. In this case, a sweep is performed to characterize the commercial RF power amplifier of the AD9361. Experimental results are presented to validate the QPSK with a carrier frequency of 2.4 GHz with a bandwidth of 18 MHz, and for a 64-QAM multiplexed by LTE with a bandwidth of 4.5 MHz and 9 MHz. The improvement of the spectral growth of 8 dB for a QPSK signal of 18 MHz and it is demonstrated that it worsens by 10dBm/Hz dB due to the non-linear behavior of the amplifier for LTE signal with a bandwidth of 4.5 MHz and 12 dBm/Hz for LTE signal with a bandwidth of 9 MHz. The developed system is applicable for base stations of femtocells, picocells, and microcells. It represents the starting point of DPD system for medium and high-power RF-PA. Excellent linearization performance is achieved with low computational complexity hardware implementation.

Keywords: 64-QAM, LTE, QPSK, RF-PAs, Transceiver.

Dedicatoria

A mis padres:

Dinorah Hernández Luciano y Ernesto Flores Castillo

A mi esposa:

Hanny Lena Pérez Carballosa

A mi familia entera.

Agradecimientos

Al Instituto Tecnológico de Tijuana durante estos 2 años por darme la oportunidad de superarme profesionalmente y en especial al Posgrado en Ciencias de la Ingeniería.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por la beca de manutención que ha posibilitado mi estancia y realizar mis estudios.

Un agradecimiento especial a los Doctores: Paul Valle Trujillo que me dio la oportunidad de ingresar al posgrado y ha posibilitado que cumpla este sueño y meta, Leonardo Trujillo Reyes que me asesoró para encontrar mi tema de investigación, José Ricardo Cárdenas Valdez que me abrió las puertas para este proyecto de investigación, me ha orientado en todo momento en estos que son mis primeros pasos en el mundo de la investigación y me ha hecho sentir como un familiar por su gran calidad humana, Jose Alejandro Galaviz Aguilar por impulsar mi aprendizaje, aconsejarme y regalarme de su conocimiento y experiencia.

Al comité de tutores por recomendaciones y comentarios durante los avances de tesis permitiéndome evaluar el proyecto desde una perspectiva diferente.

A mis compañeros del ITT Joel, Sandra Milena, Maria y Manuel por su amistad y apoyo.

A mis profesores de los cursos recibidos en estos 2 años que han sido excelentes.

Contenido

Resumen.....	i
Abstract.....	ii
Lista de Figuras.....	viii
Lista de Tablas.....	xi
Lista de acrónimos y siglas	xii
Glosario de términos	xv
Capítulo 1. Introducción	1
1.1 Antecedentes.....	1
1.2 Planteamiento del problema	2
1.3 Justificación	4
1.4 Objetivo General.....	4
1.4.1 <i>Objetivos Específicos</i>	4
1.5 Aportaciones de la Tesis	5
1.6 Organización de la Tesis	5
Capítulo 2. Marco Teórico	7
2.1 Sistemas de comunicación de RF	7
2.2 Sistemas de comunicación para aplicaciones WCDMA/LTE.....	9
2.2.1 <i>Tarjetas de desarrollo y transceptores</i>	10
2.3 Esquemas de modulación y multiplexación digital.....	12
2.3.1 <i>Modulación Digital QPSK</i>	12
2.3.2 <i>Modulación Digital QAM</i>	14
2.3.3 <i>Formato de transmisión MIMO</i>	16
2.3.4 <i>Técnica de transmisión OFDM</i>	17

2.3.5 OFDMA/WCDMA	19
2.3.6 Estándar para Comunicaciones inalámbricas LTE.....	20
2.4 Amplificador de potencia de RF.....	20
2.4.1 Función y características.....	22
2.4.2 Curvas AM-AM y AM-PM.....	24
2.5 Modelado del Amplificador de Potencia.....	26
2.5.1 Modelos basados en Series de Volterra	27
2.5.2 Modelo polinomial con memoria.....	27
2.6 Linealización con Predistorsión Digital	29
2.6.1 Aprendizaje Directo.....	30
2.6.2 Aprendizaje Indirecto	30
2.7 Reducción del factor de cresta	32
Capítulo 3. Desarrollo de simulación y algoritmos	34
3.1 FPGA.....	34
3.2 Plataforma de Radiofrecuencia con Transceptor ágil de frecuencia.....	35
3.3 Interfaz de comunicación FPGA	36
3.4 Amplificador virtual de Matlab.....	42
3.5 Modelo polinomial con memoria	42
3.6 Modelado de un predistorsionador digital con técnica de aprendizaje indirecto	44
Capítulo 4. Implementación en transceptor en la banda de los 2.5 GHz.....	47
4.1 Señal QPSK transmisión y recepción	47
4.2 Señal LTE transmisión y recepción	48
Capítulo 5. Resultados	55
5.1 Resultados para la señal QPSK	56

5.2 Resultados para la señal LTE.....	59
Capítulo 6. Conclusiones	63
6.1 Trabajo a futuro	64
Referencias Bibliográficas.....	65

Lista de Figuras

Figura 1. Diagrama a bloques del procedimiento básico de transmisión – recepción en comunicaciones digitales.....	8
Figura 2. Sistema de comunicación inalámbrico con transmisor y receptor digital.....	8
Figura 3. Diagrama general de la arquitectura de un FPGA.	10
Figura 4. Diagrama a bloques de radio definida por software.	11
Figura 5. Representación compleja para la amplitud y fase del vector de error de una señal digital modulada QPSK.....	14
Figura 6. Diagrama de constelación en el plano IQ para una modulación a) 4-QAM, b) 16-QAM, c) 64-QAM.	15
Figura 7. Diagrama a bloques de un sistema 64-QAM.....	15
Figura 8 Estructura general de un Sistema MIMO.	16
Figura 9. Estructura de un transceiver para un Sistema típico.....	18
Figura 10. Esquemas de multiplexación por acceso múltiple, a) CDMA, b) OFDMA.	19
Figura 11. Representación característica del punto de compresión de 1dB de un amplificador de potencia.	21
Figura 12. La salida de un PA no depende solamente de la entrada instantánea, también incluye contribuciones de entradas anteriores.....	24
Figura 13. Curvas de distorsión medidas en un PA, a) AM/AM, b) AM/PM.....	25
Figura 14. Diagrama a bloques del MPM.....	28
Figura 15. Diagrama a bloques del proceso de linealización con la curva de comportamiento de cada etapa.	29
Figura 16. Principio de operación de la arquitectura de aprendizaje directo.	30
Figura 17. Principio de operación de la arquitectura de aprendizaje indirecto.	31
Figura 18. Tarjeta de desarrollo FPGA Cyclone V.	34
Figura 19. Componentes de la tarjeta ARRadio.....	35
Figura 20. Diagrama de alto nivel de la arquitectura del sistema.....	36

Figura 21. ARRadio + SoCKit + PC (host), a) Descripción general de la plataforma desarrollada b) Tarjetas ARRadio+SoCKit y análisis espectral en el banco de pruebas.....	37
Figura 22. Bloque de configuración del AD9361 en Simulink.....	39
Figura 23. Ventana de propiedades del bloque AD9361 en Simulink.	40
Figura 24. Frecuencia de portadora de 2.4 GHz seleccionada en Simulink.....	40
Figura 25 Ventana ADI IIO para configurar el scaneo conexión.	41
Figura 26. Ventana ADI IIO, con la conexión establecida vía ethernet.	41
Figura 27. Modelo polinomial con memoria en Matlab-Simulink.	43
Figura 28. Bloques dentro de cada memoria del modelo polinomial, memoria 1.	43
Figura 29. Subsistema Tx.	44
Figura 30. Subsistema Rx.	44
Figura 31. Bloques del DPD y el PA.....	45
Figura 32. Diagrama de flujo para el proceso de linealización del PA.	46
Figura 33. Señal QPSK de 18 MHz con la constelación de los símbolos y el espectro a la entrada y salida del PA.	48
Figura 34. Diagrama de constelación para factor de escala 0.05 y factor de escala 1.0 para la señal LTE 5 de 4.5 MHz y modulación 64 QAM.	49
Figura 35. EVM (%) para la señal LTE 5 de 4.5 MHz y modulación 64 QAM, a) factor de escala 0.05, b) factor de escala 1.0.....	50
Figura 36. EVM (%) vs subportadora para la señal LTE 5 de 4.5 MHz y modulación 64 QAM, a) factor de escala 0.05, b) factor de escala 1.0.	50
Figura 37. Espectro de la señal LTE 5 de 4.5 MHz y modulación 64 QAM, a) factor de escala 0.05, b) factor de escala 1.0.....	51
Figura 38. Diagrama de constelación para factor de escala 0.05 y factor de escala 1.0 para la señal LTE 10 de 9 MHz y modulación 64 QAM.	52
Figura 39. EVM (%) para la señal LTE 10 de 9 MHz y modulación 64 QAM, a) factor de escala 0.05, b) factor de escala 1.0.....	52
Figura 40. EVM (%) vs subportadora para la señal LTE 10 de 9 MHz y modulación 64 QAM, a) factor de escala 0.05, b) factor de escala 1.0.	53

Figura 41. Espectro de la señal LTE 10 de 9 MHz y modulación 64 QAM, a) factor de escala 0.05, b) factor de escala 1.0.....	53
Figura 42. Plataforma experimental. Los instrumentos relevantes son. A: SoCKit FPGA con Altera Cyclone V. B: Transceptor ágil de frecuencias diferentes AD9361. C: Amplificador de Mini-Circuits ZX60-5916MA+. D: Fuente de potencia GW INSTEK GPS- 3303. E: Monitor de la PC-HOST con MATLAB. F: Analizador de espectros SIGLENT SSA3032X.....	55
Figura 43. Espectro de la señal QPSK 18-MHz, a) en el receptor sin DPD, b) con DPD (K=4, M=1), c) con DPD (K=6, M=2).....	56
Figura 44. Espectro de la señal QPSK de 18 MHz de ancho de banda sin amplificador.....	57
Figura 45. Espectro de la señal QPSK de 18 MHz de ancho de banda amplificada.....	58
Figura 46. Espectro de la señal QPSK de 18 MHz de ancho de banda predistorsionada y amplificada.....	59
Figura 47. Señal LTE 10 de 9 MHz de ancho de banda original y recortada.	60
Figura 48. CCDF de la señal OFDM con CFR para la forma de onda de LTE 10.	62

Lista de Tablas

Tabla 1. Arquitecturas de los amplificadores de potencia asociados con el número de usuarios y estaciones bases.	3
Tabla 2. Características espaciales de la señal QPSK.	13
Tabla 3. Características de los casos de estudio.	54
Tabla 4. EVM para la señal QPSK con 18-MHz de ancho de banda.	57
Tabla 5. Linealidad de la señal para diferentes factores de CFR, LTE 5 MHz.	61
Tabla 6. Linealidad de la señal para diferentes factores de CFR, LTE 10 MHz.	61

Lista de acrónimos y siglas

ACPR:	Relación de Potencia del Canal Adyacente, Adjacent Channel Power Ratio
ADC:	Convertidor de Analógico a Digital, Analog-to-Digital Converter
ASK:	Modulación por Desplazamiento de Amplitud, Amplitude Shift Keying
BPSK:	Modulación por Desplazamiento de Fase Binario, Binary Phase Shift Keying
CDMA:	Acceso Múltiple por División de Código, Code Division Multiple Access
CFR:	Reducción del Factor de Cresta, Crest Factor Reduction
DAC:	Convertidor de Digital a Analógico, Digital-to-Analog Converter
DLA:	Arquitectura de Aprendizaje Directo, Direct Learning Architecture
DPD:	Predistorsión Digital, Digital Pre-Distortion
EVM:	Magnitud del Vector de Error, Error Vector Magnitude
FPGA:	Arreglo de Puertas Lógicas Programables en Campo, Field-Programmable Gate Arrays
FSK:	Modulación por Desplazamiento de Frecuencia, Frequency Shift Keying
GUI:	Interfaz Gráfica de Usuario, Graphical User Interface
LNA:	Amplificador de Bajo Ruido, Low Noise Amplifier
LTE:	Evolución a Largo Plazo, Long Term Evolution

IF:	Frecuencia Intermedia, Intermediate Frequency
ILA:	Arquitectura de Aprendizaje Indirecto, Indirect Learning Architecture
ISI:	Interferencia Intersímbolo, Inter-Symbol Interference
LSM:	Método de mínimos cuadrados, Least Square Method
MIMO:	Múltiples Entradas y Múltiples Salidas, Multiple-Input Multiple-Output
MPM:	Modelo Polinomial con Memoria, Memory Polynomial Model
NLD:	Distorsión No Lineal, Non-Linear Distortion
OFDM:	Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales, Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA:	Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales, Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OL:	Oscilador Local
PA:	Amplificador de Potencia, Power Amplifier
PAPR:	Relación de Potencia Pico a Potencia Promedio, Peak-to-Average Power Ratio
PSK:	Modulación por Desplazamiento de Fase, Phase Shift Keying
QAM:	Modulación de Amplitud en Cuadratura, Quadrature Amplitude Modulation
QoS:	Servicio de Calidad, Quality of Service

QPSK: Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura, Quadrature Phase Shift Keying

RF: Radiofrecuencia, Radio-Frequency

SDR: Radio Definida por Software, Software Defined Radio

TDMA: Acceso Múltiple por División de Tiempo, Time Division Multiple Access

WCDMA: Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha, Wideband Code Division Multiple Access

Glosario de términos

Amplificador de potencia para RF

Dispositivo electrónico que aumenta la magnitud de la potencia de una señal de RF antes de ser transmitida, la amplificación es importante permite detectar la señal en el receptor.

Ancho de banda

Se refiere a la cantidad de espectro requerido para transmitir la señal sin distorsión o pérdida de información y determina la velocidad a la que se transmite la información a través de un medio.

Curva de distorsión AM-AM

Gráfica que representa el comportamiento de la amplitud de salida en el dispositivo respecto a las variaciones de amplitud a la entrada del mismo.

Curva de distorsión AM-PM

Gráfica que representa el comportamiento de la fase de salida en el dispositivo respecto a las variaciones de amplitud a la entrada del mismo.

Distorsión de señal

La modificación no uniforme e indeseable de señales que producen un efecto final no deseado, un ejemplo son las no linealidades en la función de transferencia de un dispositivo activo, como un transistor o un amplificador operacional.

Espectro de frecuencias

Es el rango de frecuencias de una señal eléctrica y que se refiere al conjunto de todas las frecuencias posible dentro del ancho de banda de la señal.

Frecuencia

Es el número de ciclos o eventos por unidad de tiempo, medido en ciclos por segundo (c/s) o Hertz (Hz), es el inverso al periodo.

.

Ganancia en amplitud

La relación entre la magnitud de la señal salida de corriente, voltaje o potencia respecto a la magnitud de corriente, voltaje o potencia de entrada, respectivamente.

Magnitud del vector de error

Medida de la diferencia entre la forma de onda ideal y la forma de onda medida. La diferencia se denomina vector de error, generalmente referido con respecto a esquemas de modulación, y se muestra en una gráfica de constelación los símbolos demodulados.

Modelo matemático de esquema tipo caja negra (black box)

Representación de un proceso o sistema mediante una expresión matemática, que implica varias variables. El conjunto de ecuaciones explica el comportamiento del sistema en diversas condiciones de funcionamiento, también está asociado con la recopilación de datos, la interpolación de datos, la estimación de parámetros, la optimización y proporciona herramientas para identificar posibles enfoques de control.

Modulación

El proceso, o resultado del proceso, de variar una característica ya sea de amplitud, frecuencia o fase de una portadora, para transmitir información de una señal deseada.

Multiplexación

El proceso de combinar varios canales individuales en una banda de frecuencia común o en un flujo de bits común para la transmisión. El equipo o proceso inverso para separar un flujo multiplexado en canales individuales se denomina demultiplexor.

Capítulo 1. Introducción

El desarrollo continuo de las redes de comunicaciones móviles encaminadas a proveer un servicio de calidad a un gran número de usuarios conlleva al desafío de diseñar sistemas que garanticen altas tasas de transmisión de voz y datos [1], y dado que el espectro radioeléctrico es un recurso finito un aumento del ancho de banda no es viable como la solución. Por esta razón, los formatos de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) requieren una amplia gama de datos para las señales utilizadas en acceso múltiple por división de código de banda ancha (WCDMA, Wideband Code Division Multiple Access) y la evolución a largo plazo (LTE, Long Term Evolution), que es el estándar empleado por las redes de comunicación de banda ancha 5G [2].

1.1 Antecedentes

Este desarrollo ha aumentado el número de bandas necesarias para ser utilizado en un dispositivo de teléfono móvil inteligente, estos actualmente tienen más de 40 bandas LTE de 700 MHz a 5GHz, en paralelo hay otras radios y bandas que se utilizan al mismo tiempo, como WiFi de 2,4 GHz / 5 GHz, sistema de posicionamiento global (GPS) a 1,57 GHz y Bluetooth a 2,4 GHz, estas radios tienen que compartir antenas y necesitan funcionar sin entorpecer a las otras radios del dispositivo [3].

Además, debido a la demanda de una alta eficiencia para anchos de banda [4], y la necesidad de una alta eficiencia de potencia, para reducir costos de dinero y consumo de energía, se usan las técnicas de DPD, que ofrecen una flexibilidad digital para linealizar el comportamiento no lineal de los PA. Dado que los PA son un componente importante en los sistemas de transmisión de RF, y genera la mayoría de los efectos de memoria durante una transmisión de información digital, produciendo los productos de intermodulación y recrecimiento espectral en las bandas adyacentes [5].

En la actualidad, existen varios estudios en el estado del arte relacionados con la linealización y la regulación del recrecimiento espectral aplicados a LTE y WCDMA. Se presenta un cubic-spline (CS), un modelado con memoria de lazo cerrado utilizando DPD para una señal WCDMA con un ancho de banda de 5 MHz y 10 MHz de LTE en [6]. Una arquitectura de DPD en tiempo real se implementa en una matriz de puertas lógicas programable en campo (FPGA, Field-Programmable Gate Arrays), que se linealiza para la banda de 2.4 GHz [7]. En el mismo contexto, algunos trabajos con polinomios de Gegenbauer parametrizados se optimizan para una máxima eficiencia y estabilidad del predistorsionador bajo diferentes distribuciones de la señal de entrada [8], donde la predistorsión propuesta es adecuada para la linealización de transmisores inalámbricos multimodo y no lineales de banda ancha.

1.2 Planteamiento del problema

La amplificación de señales de envolvente no constante como LTE por PA es de una eficiencia óptima cuando el PA opera cerca de su punto de saturación de 1 dB, lo cual también introduce una distorsión no lineal (NLD, Non-Linear Distortion), en su comportamiento; esta distorsión es más significativa proporcionalmente a la relación de potencia pico a potencia promedio (PAPR, Peak-to-Average Power Ratio) de la señal de entrada, por lo que NLD aumentará en las redes de comunicación 5G [9]. Con el auge de internet, se utilizan miles de millones de conexiones de dispositivos inalámbricos; por lo tanto, los efectos no lineales de los PA en los sistemas de comunicación inalámbrica no pueden ser ignorados [10]. Por estas razones, el interés por linealizar el comportamiento de los amplificadores ha crecido últimamente.

La Tabla 1 muestra los valores de potencia de salida requeridas para aplicaciones de celdas pequeñas y grandes de 5G [11]. Los PA de 5G utilizados en femtoceldas y picoceldas requieren de una potencia de salida relativamente baja, menor a 20 dBm, lo cual permite que los PA sean basados en silicio. Una macrocelda para 5G necesita GaN o GaAs para el PA porque requiere niveles de potencia de salida más altos. La eficiencia

energética, la solidez y el costo determinarán la tecnología adecuada para el dispositivo PA en aplicación de 5G determinada.

Tabla 1. Arquitecturas de los amplificadores de potencia asociados con el número de usuarios y estaciones bases.

Tipo de celda	RF P_{OUT} (dBm)	Número de usuario	RF P_{OUT} por PA (dBm)	Tecnología de fabricación para el PA
Femtocelda	0-24	1 to 20	<20	CMOS/SOI, SiGe, GaAs
Picocelda	24-30	20 to 100	<20	CMOS/SOI, SiGe, GaAs
Microcelda	30-40	100 to 1000	<27	GaAs, GaN, CMOS/SOI, SiGe
Macrocelada	40-47	1000+	>27	GaN, GaAs

Los sistemas de comunicación inalámbrica utilizan señales de RF para conectar las estaciones bases con los usuarios móviles, lo que permite la transferencia de datos digitales. El PA-RF se encuentra dentro del transmisor de la estación base, por lo que es un componente imprescindible del enlace descendente, de la estación base al móvil. Los PAs-RF son más eficientes cuando operan cerca de su zona de saturación. El requisito de amplificación lineal restringe que tan cerca de la saturación pueden operar los PAs-RF.

La propuesta en esta tesis es linealizar el amplificador High isolation Mini-Circuits ZX60-5916MA+, para lo cual se pone en funcionamiento un banco de pruebas con una PC con Matlab/Simulink que se conecta vía ethernet con el FPGA de Altera con una placa de desarrollo Cyclone V, y una tarjeta acoplada AD9361 RF Transceiver, para ello primero en simulación se realiza la linealización de un amplificador virtual de Matlab, donde su comportamiento no lineal es producto del modelo de Saleh, para la DPD se utilizará ILA, y así verificar su utilidad con la implementación de una señal modulada por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK, Quadrature Phase Shift Keying), en un primer caso de estudio, para luego hacer la implementación con una señal LTE de 10 MHz de ancho de banda.

1.3 Justificación

La comunicación inalámbrica está en todas partes en nuestra vida diaria, como la televisión por satélite, el sistema de navegación, los teléfonos celulares y los GPS. La forma digital de comunicación inalámbrica se elige sobre la forma analógica debido a las diversas ventajas, como la robustez, seguridad, fácil detección y corrección de errores, rendimiento mejorado el sistema de comunicación.

La linealización del comportamiento de amplificadores de potencia es de suma importancia al ser un componente fundamental en las estaciones bases, representando el mayor porcentaje de consumo de energía en dichas estaciones bases dentro de las redes de comunicación. La técnica ILA es una técnica de DPD que ofrece una buena relación complejidad-exactitud, donde la cantidad de coeficientes en el MPM es relevante.

1.4 Objetivo General

Diseñar una etapa de linealización para RF-PA basada en un esquema de aprendizaje indirecto para un sistema de modelado dinámico para lograr reducción espectral en la banda de los 2.5 GHz.

1.4.1 Objetivos Específicos

1) Desarrollar un algoritmo de predistorsión digital basado en aprendizaje indirecto para linealización de un RF-PA con información LTE.

2) Diseñar una etapa de linealización adaptable con una etapa de modelado dinámico ajustables a variaciones eléctricas del RF-PA.

3) Desarrollar una cadena de retroalimentación basada en una tarjeta de adquisición, atenuadores y dispositivo bajo prueba.

4) Evaluar el desempeño en una cadena de implementación de RF de reducción espectral y precisión en etapas de modelado y linealización.

1.5 Aportaciones de la Tesis

1) Puesta en marcha de una plataforma de implementación de transmisión - recepción en la banda de los 2.5 GHz para señales LTE de 4.5 MHz y 9 MHz de ancho de banda.

2) Evaluación del rendimiento amplificador de RF Minicircuits comercial en transmisiones de señales LTE con multiplexaciones digitales 64 -QAM para diferentes factores de escala.

3) Integración de una etapa de modelado y linealización con una arquitectura de aprendizaje indirecto con un amplificador de potencia que opera en la banda de los 2 GHz.

4) Linealización de amplificador virtual de MATLAB en una transmisión con señal modulada en QPSK de 18 MHz de ancho de banda.

5) Se desarrolló un algoritmo basado en recortes para reducir el PAPR de señales LTE en la plataforma de implementación en la banda de los 2.5 GHz.

1.6 Organización de la Tesis

Este trabajo de tesis está compuesto de 6 capítulos. En el Capítulo 2 correspondiente al MARCO TEÓRICO, a partir de la revisión del estado del arte se abordan los temas de sistemas de comunicación de RF para aplicaciones WCDMA/LTE, la utilidad de las tarjetas de desarrollo y transceptores, los esquemas de modulación y multiplexación digital. Así como las características y funciones de los PAs, su modelado de comportamiento y las técnicas de DPD y CFR. En el Capítulo 3 de DESARROLLO DE SIMULACIÓN Y ALGORITMOS, se muestran las características de los componentes

utilizados en el banco de pruebas, dígame FPGA, transceiver, así como la comunicación entre ellos. Se trata además como se llevó la simulación para la arquitectura ILA para la señal modulada en QPSK y la señal bajo el estándar LTE. En el Capítulo 4 IMPLEMENTACIÓN EN TRANSCHEPTOR EN LA BANDA DE LOS 2.5 GHZ, se muestra el comportamiento del amplificador en ambos casos de estudio tanto para la señal modulada en QPSK y la señal bajo el estándar LTE, a través de sus constelaciones y espectros. En el Capítulo 5 RESULTADOS se observan los resultados, en cuanto disminución del recrecimiento espectral para el caso de la señal modulada en QPSK, y la reducción del PAPR para la señal LTE gracias al CFR que contribuye a reducir las no linealidades del PA. En el Capítulo 6 se dan las CONCLUSIONES, además de recomendaciones y posibilidades para investigaciones futuras.

Capítulo 2. Marco Teórico

Los RF-PAs se han convertido en un componente fundamental de la tecnología más reciente 5G, donde la tendencia es hacia las aplicaciones inalámbricas por su movilidad y velocidad de datos [12]. Por lo tanto, los RF-PAs son esenciales en los sistemas de comunicación actuales debido a que permite elevar al nivel de potencia necesario de la señal a transmitir. Sin embargo, su característica no lineal introduce distorsión y recrecimiento espectral en las señales, para solucionar este problema en el estado del arte existen determinadas técnicas y arquitecturas para compensar de diversas maneras el comportamiento no lineal de los RF-PAs conocidas como técnicas de linealización. Donde destaca los algoritmos DPD, que idealmente deberían ser una función inversa a la del RF-PAs, DPD es una función matemática que se implementa en la señal para revertir el efecto no lineal de los PAs. Este proceso es robusto e iterativo, ya que sus coeficientes se adaptan según la entrada y el tiempo de la señal.

2.1 Sistemas de comunicación de RF

La gran mayoría de las redes inalámbricas que operan actualmente se basa en el procesamiento digital, donde las señales analógicas entrantes como la voz, se convierten en flujos de bits digitales. Las comunicaciones digitales llegaron junto con el desarrollo de sistemas integrados a pequeña escala, circuitos que hicieron factible el despliegue de implementaciones rentables y eficientes en el tiempo. En la Figura 1 se muestra un diagrama típico de los procedimientos básicos en procesamiento y transmisión digital. La señal entrante de una fuente analógica se muestrea en un tiempo discreto y las muestras de salida se cuantifican. Denotando a f_{\max} como la frecuencia máxima de la señal de entrada analógica, T_s el intervalo de muestreo y $f_s = 1/T_s$ la frecuencia de muestreo, entonces de acuerdo al teorema de Nyquist se debe cumplir la condición de $f_s = 2f_{\max}$ para reconstruir la señal en el receptor. Además, la señal a transmitir RF signal, debe tener un nivel de potencia suficiente para ser percibida en el receptor, lo cual es la función del PA [13].

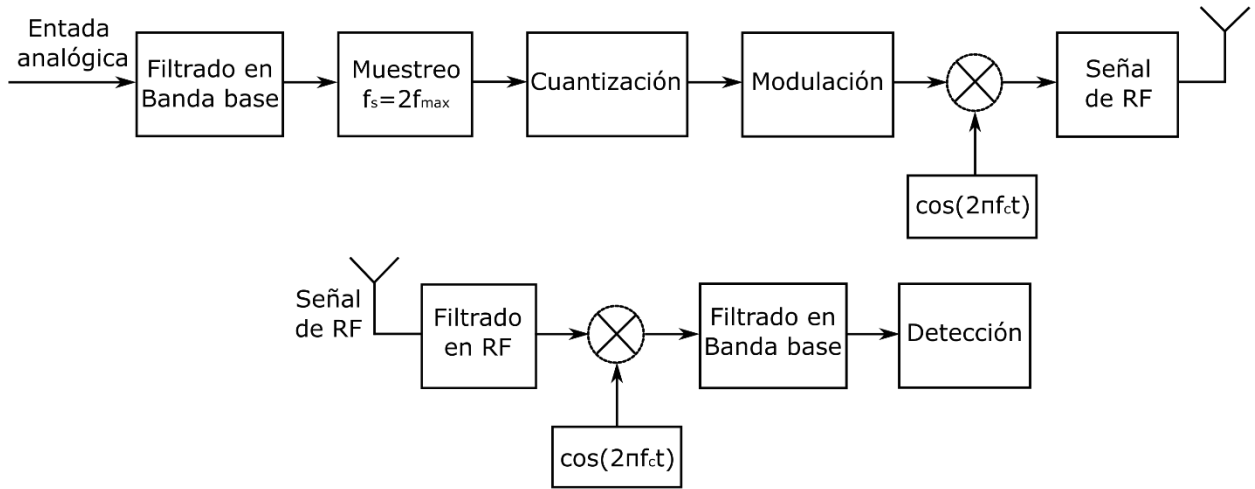


Figura 1. Diagrama a bloques del procedimiento básico de transmisión – recepción en comunicaciones digitales.

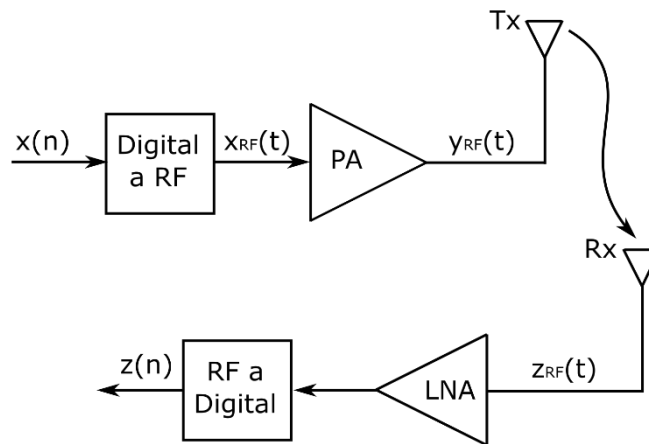


Figura 2. Sistema de comunicación inalámbrico con transmisor y receptor digital.

En la Figura 2 se muestra un sistema de comunicación inalámbrica, las señales digitales en el transmisor y el receptor se denotan por $x(n)$ y $z(n)$, respectivamente. En el transmisor la información digital, la secuencia de datos muestreados $x(n)$ se convierte de

digital a RF y amplificado por un PA. En el receptor, la señal de RF se amplifica por un amplificador de bajo ruido (LNA, Low Noise Amplifier) y convertido de nuevo al dominio digital, creando una secuencia de datos muestreados $z(n)$, que idealmente es la misma que la transmitida, es decir, $x(n) = z(n)$ [5].

En un sistema lineal, la mayor parte de la potencia transmitida por la estación base está confinada al ancho de banda asignado, que se conoce como canal. Las no linealidades en el transmisor generan un espectro distorsionado más amplio que el canal asignado, lo que se denomina como recrecimiento espectral. Además, genera distorsión en las bandas adyacentes, provocando que $x(n)$ y $z(n)$ no sean idénticas. La distorsión en las bandas es medida por la cantidad de potencia de distorsión que se adiciona en los canales adyacentes vecinos, se mide como la relación de potencia del canal adyacente (ACPR, Adjacent Channel Power Ratio).

2.2 Sistemas de comunicación para aplicaciones WCDMA/LTE

Los sistemas de comunicación inalámbricos son posiblemente el componente más importante del mundo de las tecnologías de la información y la comunicación (TIC), junto con la industria de la aviación, son los sectores más dinámicos y de más rápido crecimiento [14]. La tecnología inalámbrica en las redes de comunicaciones móviles dirigida por el estándar LTE ha evolucionado constantemente para cumplir con los usuarios cada vez más exigentes, demandando una mayor velocidad de datos para transmisión de videos, video conferencias, aplicaciones emergentes del Internet de las cosas (IoT); además de una calidad estricta de servicio (QoS, Quality of Service), mejoría en el retraso, mayor eficiencia espectral, eficiencia energética y mayor fiabilidad.

A medida que crece la necesidad del uso de redes inalámbricas para más aplicaciones diversas, con gran cantidad de datos y retardo mínimo, los protocolos inalámbricos deben adaptarse para satisfacer las diversas necesidades de estas aplicaciones incluyendo costo, menor consumo de energía, y velocidades de datos más altas [15]. A medida que aumenta el número de usuarios se incrementan los anchos de banda móviles comúnmente accedidos, por lo que la congestión se vuelve otro problema,

y se deben aplicar métodos más versátiles para manejar la disputa inherente al acceso múltiple. En la actualidad los estándares de comunicaciones inalámbricas avanzan constantemente. para adaptarse a las necesidades de un número creciente de dispositivos. El último estándar para la tecnología de teléfonos móviles es el estándar LTE.

2.2.1 Tarjetas de desarrollo y transceptores

Dentro los dispositivos que permiten el procesamiento digital destaca el FPGA [16], chips que contienen arreglos de bloques lógicos, que se programan para realizar diferentes funciones digitales. En el FPGA el hardware admite funciones de procesamiento de señales por separado para diferentes operaciones, lo que permite la personalización de dichas operaciones, son ideales en aplicaciones de altas velocidades de datos, y ofrecen una gran flexibilidad para componentes de entrada y salida. Además, los FPGA son compatibles para aplicaciones en tiempo real que gestionan tareas múltiples.

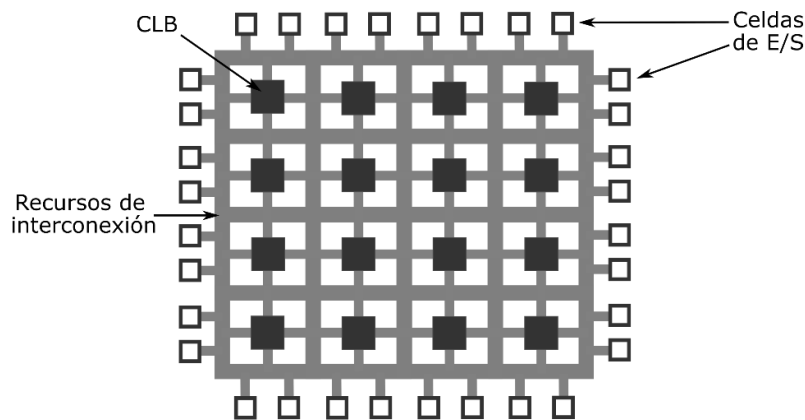


Figura 3. Diagrama general de la arquitectura de un FPGA.

Los FPGA consta de componentes como bloques lógicos configurables (CLB), elementos de entrada-salida (E / S) a alta velocidad y matrices de conmutación para los

recursos de interconexión, ver Figura 3. El CLB es el componente fundamental de un FPGA, lo que permite al usuario implementar prácticamente cualquier funcionalidad lógica dentro del chip.

El transceptor de radio digital, ver Figura 4, es una arquitectura de conversión de dos etapas, donde en primera etapa una señal de RF se convierte a una frecuencia intermedia (IF, Intermediate Frequency), y en una segunda etapa se convierte de IF a banda base [17]. Las partes de hardware en las secciones de RF, IF y banda base son controlables y reconfigurables por software. Este tipo de arquitectura de transceptor de radio se conoce como radio definida por software (SDR, Software Defined Radio).

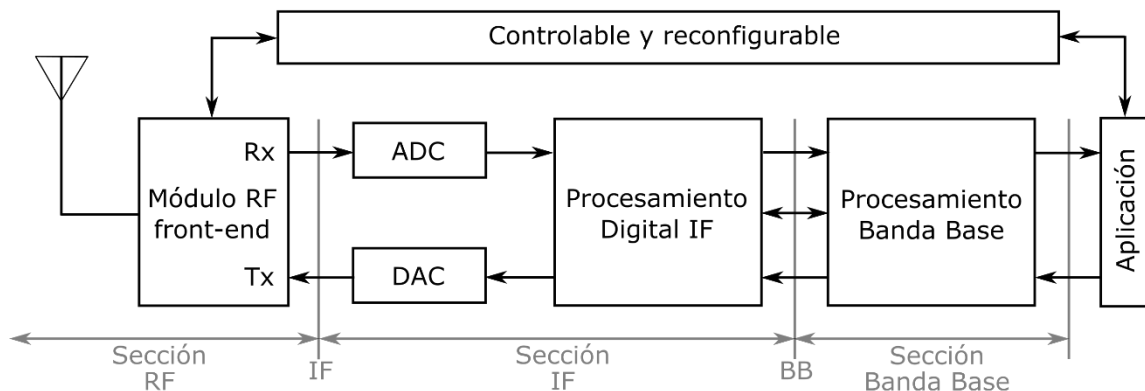


Figura 4. Diagrama a bloques de radio definida por software.

Una SDR es una forma de evolución de la arquitectura de radio, que incluye una amplia gama de diseños y métodos para realizar un flexible sistema transceptor. SDR es un campo amplio que abarca: diseño de sistemas, IF, RF y diseño de hardware analógico de banda base, diseño de hardware digital y software. En el transceptor donde todas las características de su funcionamiento están determinadas por hardware accesible, flexible y cuya configuración es controlado por software se define como SDR.

La arquitectura de SDR requiere que las etapas de conversión analógico a digital (ADC, Analog-to-Digital Converter) y de digital a analógico (DAC, Digital-to-Analog

Converter) deben ubicarse cerca de la antena, lo que permite muestreo de RF o IF directo. El alto rango dinámico, ADC y DAC de alta velocidad, amplificadores, mezcladores, dispositivos y núcleos PLL posibilitan una arquitectura SDR práctica y robusta.

2.3 Esquemas de modulación y multiplexación digital

En los sistemas de transmisión digital, el esquema de modulación es una parte importante, que se clasifica en tres aspectos: Modulación por desplazamiento de amplitud (ASK, Amplitude Shift Keying), Modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK, Frequency Shift Keying) y Modulación por desplazamiento de fase (PSK, Phase Shift Keying). Alternativamente, la modulación de PSK a veces se conoce como M-ary PSK, donde si $M = 2$ o 4 , entonces se llama PSK binario (BPSK, Binary Phase Shift Keying) o QPSK, respectivamente [18]. Se deben considerar algunos factores al seleccionar estos esquemas de modulación, tales como eficiencia energética, eficiencia de ancho de banda, baja radiación fuera de banda, baja sensibilidad al desvanecimiento por trayectos múltiples, envolvente constante. Dado que cada uno de los esquemas mencionados anteriormente tiene limitaciones prácticas y están interrelacionados, no es posible seleccionar un esquema de modulación permanente que cumpla simultáneamente con todos los factores anteriores. Básicamente, el rendimiento de QPSK es mejor que el de BPSK en el caso del ancho de banda, pero tiene una limitación de desplazamiento de fase de 180° , lo que afecta la propiedad de envolvente constante.

2.3.1 Modulación Digital QPSK

En QPSK, la fase de portadora cambia a los datos del mensaje. La expresión general para definir QPSK se expresa como:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[2\pi f_c t + \varphi_i(t)], \quad 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

donde i puede ir tomando los valores de 1,2 hasta M , según el símbolo, E se refiere a la energía de la señal transmitida por símbolo, T se refiere a la duración del símbolo, f_c es la frecuencia portadora, $\varphi_i(t)$ denota la fase de la señal modulada para valores de M según:

$$\varphi_i(t) = \frac{2\pi}{M}(i - 1), \quad i = 1,2, \dots, M \quad (2)$$

para la modulación QPSK, la fase de la señal portadora puede tomar cuatro valores posibles:

$$\varphi_i(t) = (2i - 1) \frac{\pi}{4}, \quad i = 1,2,3,4. \quad (3)$$

Por tanto, la señal QPSK tiene cuatro símbolos posibles; cada uno lleva dos bits; estos 2 bits y sus correspondientes fases de señal se muestran en la Tabla 2 [18].

Tabla 2. Características espaciales de la señal QPSK.

Information of bits	Phase of QPSK signal
10	$\pi/4$
00	$3\pi/4$
01	$5\pi/4$
11	$7\pi/4$

La medición de degradaciones dentro de la banda de la señal incluye la magnitud del vector de error (EVM, Error Vector Magnitude), que se especifica como un porcentaje. Las mediciones de EVM requieren un receptor para demodular la señal de RF $x(n)$ a una señal digital compleja $z(n)$. En la Figura 5 se ilustra que representa el EVM para una señal QPSK, y se define como:

$$EVM = \sqrt{\frac{E[|z(n) - x(n)|^2]}{E[|x(n)|^2]}}. \quad (4)$$

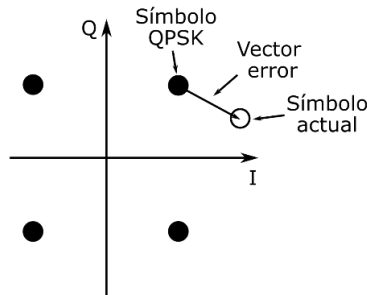


Figura 5. Representación compleja para la amplitud y fase del vector de error de una señal digital modulada QPSK.

2.3.2 Modulación Digital QAM

La modulación de amplitud en cuadratura (QAM, Quadrature Amplitude Modulation) es un método eficiente de codificación digital de datos en un ancho de banda relativamente estrecho. Los flujos de datos digitales I y Q son amplitud modulada individualmente [13]. Si los componentes I y Q se modulan cada uno con 2 estados de amplitud, obtenemos cuatro símbolos en el plano IQ, conocido como 4-QAM. Con estados de amplitud adicionales, podemos generar datos modulados con muchos estados de símbolos, las constelaciones 4-QAM, 16-QAM y 64-QAM se muestran en la Figura 6.

En general la constelación de señales viene dada por $Ae^{j\varphi}$, donde A es la amplitud y φ la fase. En 4-QAM por ejemplo la amplitud se fija y la fase varía, 45° , 135° , 225° y 315° respectivamente para cada uno de los 4 símbolos. En general, las modulaciones de alto orden como las QAM, proporcionan mayor velocidad de datos, en la Figura 7 se observa el diagrama a bloques del funcionamiento de la modulación 64-QAM.

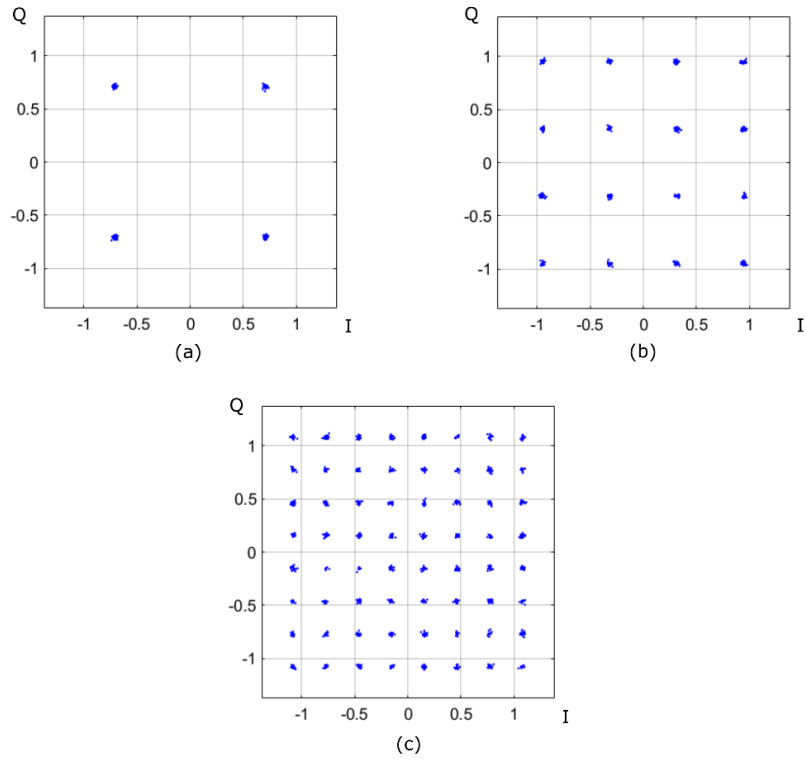


Figura 6. Diagrama de constelación en el plano IQ para una modulación a)4-QAM, b)16-QAM, c) 64-QAM.

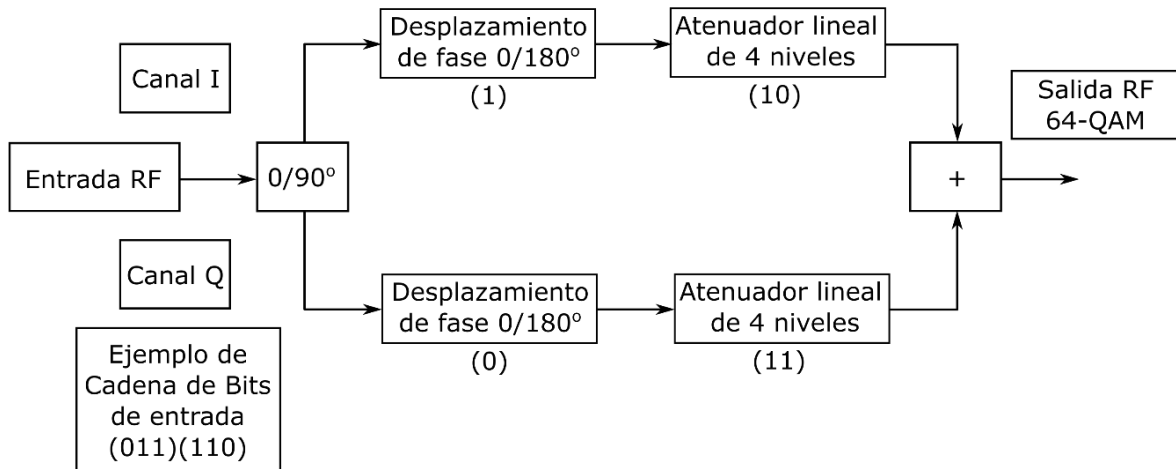


Figura 7. Diagrama a bloques de un sistema 64-QAM.

2.3.3 Formato de transmisión MIMO

La tecnología de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO, Multiple-Input Multiple-Output) es un gran avance en los sistemas de comunicación inalámbrica [7]. Esta tecnología mejora la capacidad y rendimiento del sistema. En un sistema MIMO, se utilizan múltiples antenas en el transmisor y el receptor como se ilustra en la Figura 8, además del dominio del tiempo y de la frecuencia, los recursos espaciales también son explotados en un sistema MIMO.

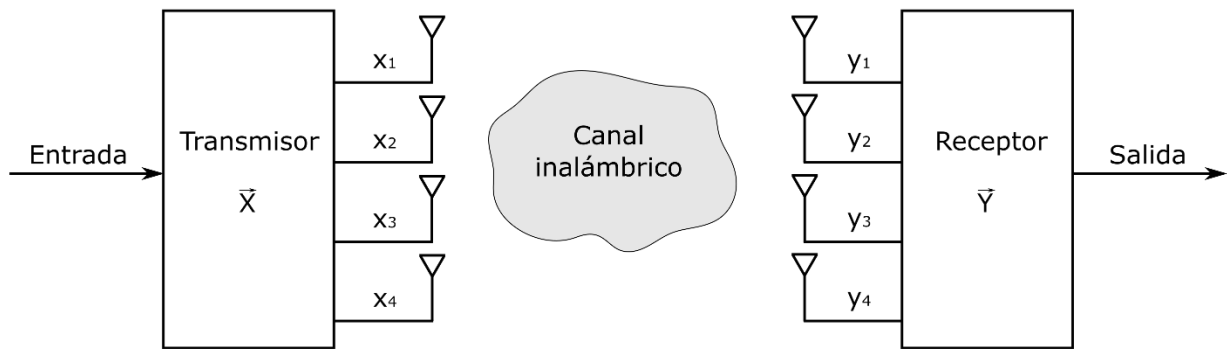


Figura 8 Estructura general de un Sistema MIMO.

Aunque las técnicas de múltiples antenas aumentan la complejidad computacional de la implementación, se utilizan para lograr un mejor rendimiento del sistema, en cuanto a su capacidad, es decir, más usuarios por celdas, y una mejor cobertura o la posibilidad de transmitir a través de celdas más grandes [19]. Al contar con múltiples antenas en el transmisor o el receptor se emplean en diferentes formas para lograr diferentes objetivos.

En cada subportadora, la relación entre los elementos de recursos recibidos \vec{Y} y transmitidos \vec{X} en diferentes antenas se describe como:

$$\vec{Y} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{41} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{41} & \cdots & h_{44} \end{bmatrix} \vec{X} \quad (5)$$

donde $h_{n,k}$ corresponde a cada uno de los enlaces entre antena transmisora y receptora. En este sistema, el vector de recursos recibidos en las antenas receptoras son el resultado de la multiplicación de la matriz del canal MIMO por el vector de elementos de recursos transmitidos en las antenas transmisoras.

2.3.4 Técnica de transmisión OFDM

La multiplexación OFDM es una técnica de múltiples portadoras para lograr una alta velocidad de datos en un entorno de desvanecimiento de múltiples rutas. La idea clave es dividir el total de canales inalámbricos disponibles en muchos subcanales. Con la disminución del ancho de banda en cada subcanal, aumenta la duración del símbolo por subcanal. Los diseños de modulación OFDM enfrentan muchos retos, que incluyen consumo de energía, linealidad, rechazo de imagen, distorsión de fase y ruido [20].

OFDM es un esquema de multiplexación que permite una comunicación de alta velocidad de datos con una eficiencia espectral alta, incluso en condiciones de canal severamente degradadas. Esto es posible debido a la conversión del flujo de datos en serie de alta velocidad, modulado con cualquier esquema de modulación de banda base, como QAM o QPSK, en N paralelos flujos de datos de baja velocidad, modulados por N subportadoras ortogonales distintas. Debido a la ortogonalidad entre las diferentes subportadoras, no se usa banda de guarda en OFDM, lo que la hace una técnica de modulación eficiente en ancho de banda.

Un diagrama a bloques de un transceptor OFDM se muestra en la Figura 9; donde en el transmisor un flujo de bits de alta velocidad de datos, es primero modulado con cualquiera de los varios esquemas de modulación de banda base, ya sea QAM, QPSK, etc., luego se divide en bloques de N símbolos, donde N es el número de subportadoras, mediante conversión de serie a paralelo (S/P). Lo siguiente es realizar la transformada de Fourier rápida inversa de N puntos (IFFT) en cada bloque de datos, haciendo que las subportadoras sean ortogonales entre ellas. Un prefijo cíclico (CP) que tiene una longitud mayor o igual que la respuesta al impulso del canal se agrega en cada bloque de datos para compensar la interferencia intersímbolos (ISI, Inter-Symbol Interference), que se

produce debido a la propagación por trayectos múltiples de la señal a través del canal de comunicación inalámbrica. Finalmente, todos los bloques se multiplexan en serie y luego se transmite. En el receptor, se realiza el proceso inverso para recuperar la información de la señal recibida, seguido por un bloque de transformada rápida de Fourier (FFT), un bloque de conversión de paralelo a serie (P/S) y por último la demodulación.

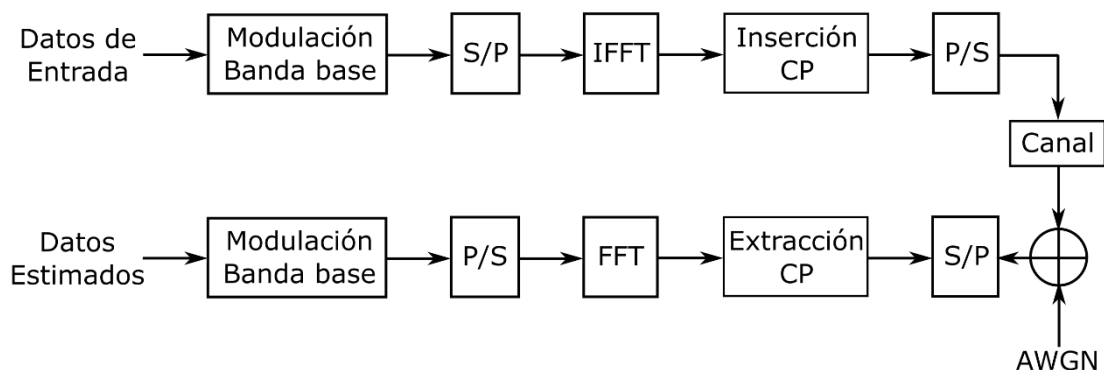


Figura 9. Estructura de un transceiver para un Sistema típico.

Diferentes técnicas han sido adoptadas por varios estándares de comunicación, como acceso múltiple por división de tiempo (TDMA, Time Division Multiple Access) y acceso múltiple por división de código (CDMA, Code Division Multiple Access), que son tecnologías que compiten con OFDM. Desde la 3G, la industria del celular generalmente ha adoptado CDMA, sobre TDMA a pesar de su evolución. Sin embargo, ambas técnicas son adecuadas para sistemas de banda estrecha y proporcionan aproximadamente el mismo grado de eficiencia espectral, utilizando los mismos bloques de procesamiento. Para lograr una mayor eficiencia espectral para sistemas de banda ancha, OFDM proporciona ventajas inherentes que no se logran con TDMA o CDMA. Para sistemas de banda ancha, es decir, anchos de banda superiores de 10 a 20 MHz, OFDM en combinación con MIMO reduce la complejidad de la implementación en comparación con los basados en CDMA, debido a esta menor complejidad, OFDM ha sido elegido para el estándar LTE.

2.3.5 OFDMA/WCDMA

El WCDMA y el acceso múltiple por división de frecuencias ortogonales (OFDMA, Orthogonal Frequency Division Multiple Access) son protocolos de capa física adoptados por la mayoría de las aplicaciones digitales inalámbricas [13]. En WCDMA todos los usuarios transmiten simultáneamente ocupando todo el ancho de banda de transmisión, con el uso de diferentes códigos por usuario que multiplexan la señal transmitida en banda base. El protocolo de capa física OFDMA se basa en la transmisión con múltiples portadoras, donde el flujo de datos se divide en varios flujos de datos paralelos que se transmiten sobre diferentes subportadoras, a cada usuario se le asigna un conjunto diferente de subportadoras, en la Figura 10 se observa una comparación de los protocolos de acceso múltiple.

La capa física WCDMA, se adoptó por primera vez para redes móviles de tercera generación (3G), para así ofrecer mayor razón de transmisión de datos y comunicación multimedia en comparación con dispositivos móviles de generaciones anteriores. Sin embargo, como la demanda de velocidad de datos aumenta constantemente, la investigación sobre arquitecturas de capa física eficientes en cuanto al espectro es constante, apareciendo así la capa física OFDMA, utilizado para el estándar LTE, tanto en las redes actuales de 5G y las que aún operan de 4G.

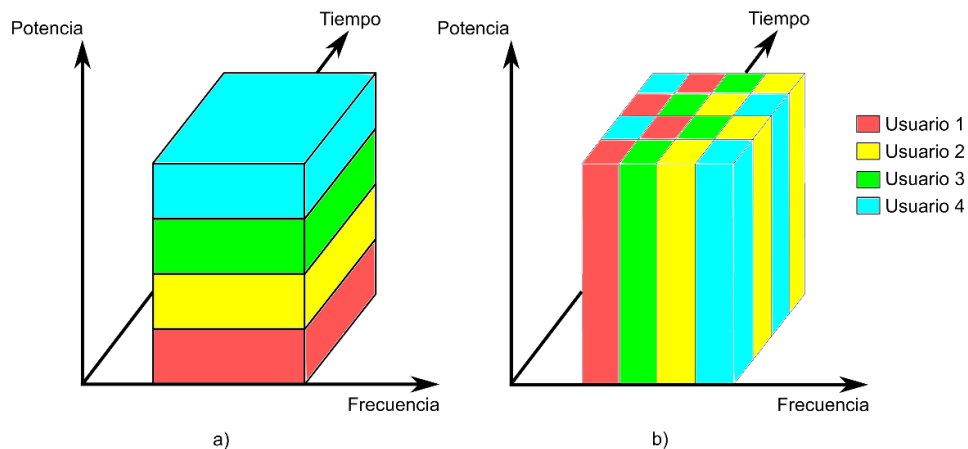


Figura 10. Esquemas de multiplexación por acceso múltiple, a) CDMA, b) OFDMA.

2.3.6 Estándar para Comunicaciones inalámbricas LTE

El estándar LTE y LTE-Advanced son los estándares utilizados en las comunicaciones móviles actuales, desarrollados por el Third Generation Partnership Project (3GPP). Estos estándares representan un cambio transformador en la evolución de la tecnología móvil, las infraestructuras de red y los terminales móviles se han desarrollado y actualizado para trabajar con los estándares LTE. Dado que estos sistemas se implementan en todos los rincones del mundo, los estándares LTE finalmente han hecho realidad el sueño de proporcionar un servicio de tecnología de acceso móvil de banda ancha verdaderamente global [19]. Los estándares LTE proporcionan una transmisión robusta de señales de alta velocidad de datos, como transmisión de video y acceso web interactivo, etc.

Los estándares de LTE y su evolución incluyen OFDM, MIMO, turbo de codificación y técnicas dinámicas de adaptación de enlaces. Las principales razones por las que LTE selecciona OFDM es por su robustez al canal de desvanecimiento por multitrayecto, alta eficiencia espectral, implementación de baja complejidad, y la capacidad de proporcionar anchos de banda de transmisión flexibles y soporte avanzado de características como programación selectiva de frecuencia, transmisión MIMO y coordinación de interferencia.

MIMO es una de las tecnologías claves implementadas en los estándares LTE, las técnicas MIMO aportan las ventajas de utilizar múltiples antenas para cumplir con los ambiciosos requisitos de LTE en términos de pico de velocidad de datos y rendimiento. Los métodos MIMO mejoran la comunicación móvil de dos formas: impulsando las velocidades de datos en general e incrementando la fiabilidad del enlace de comunicación.

2.4 Amplificador de potencia de RF

El amplificador de potencia de RF es el componente en los sistemas de transmisión encargado de aumentar el nivel de la señal modulada para que la señal pueda llegar al

receptor con el nivel adecuado para ser detectada [21]. Idealmente, el PA-RF debería realizar esta tarea sin agregar ningún tipo de distorsión adicional y usando tan poca energía como sea posible; linealidad y eficiencia son especificaciones clave, dado que el PA-RF tiene la mayor demanda dentro de las estaciones bases, el uso eficiente de corriente en la generación de la señal transmitida es esencial para minimizar los costos operativos o maximizar la duración de la batería.

El PA es un componente integral de cualquier sistema de comunicación inalámbrico moderno, ya que soluciona el problema de las pérdidas de la trayectoria o canal, aumentando el nivel de potencia de la señal transmitida en el sistema transmisor. El PA consume la mayor parte de la potencia disponible del sistema y es responsable de la potencia perdida debido a la utilización ineficiente de la energía. Para condiciones de donde la señal es baja en potencia, el PA funciona como un dispositivo lineal, sin embargo, su característica de transferencia se vuelve no lineal a niveles de potencia altos de señal. Después del punto de saturación, ver Figura 11, no se observa ningún incremento en la potencia de salida, con respecto a un aumento en la potencia de entrada, entonces se dice que el PA está en su zona de saturación. La máxima eficiencia del PA se logra cerca de su punto de saturación, pero conduce a la no linealidad en los datos transmitidos. Esto introduce una distorsión no deseada dentro de la banda de la señal y recrecimiento espectral en los canales adyacentes.

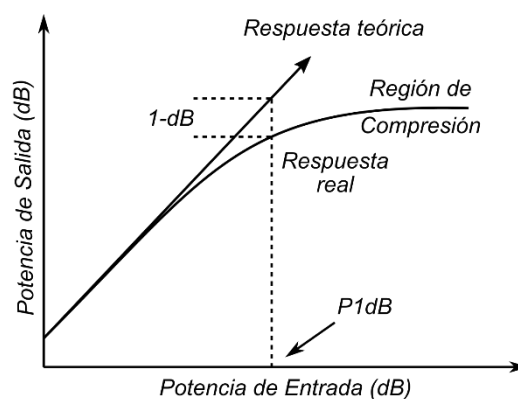


Figura 11. Representación característica del punto de compresión de 1dB de un amplificador de potencia.

2.4.1 Función y características

El PA tiene como objetivo aumentar la intensidad de la señal de entrada, pero no toda la energía es transferida a la señal de salida, ahí es donde entra la eficiencia, que es el porcentaje de energía transferida de la cantidad de energía suministrada. Donde podemos definir la eficiencia de potencia añadida **PAE** mediante:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (6)$$

donde P_{out} es la potencia entregada a la carga, P_{in} la potencia de entrada y P_{DC} la energía tomada de la fuente.

La ganancia de potencia de un amplificador, es la relación entre la potencia de salida P_{out} y la potencia de entrada P_{in} , y se representa en decibelios:

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right). \quad (7)$$

Los PAs se clasifican como clase A, B, AB, C, D, E entre otras [10]. Los de clase A son los amplificadores más comunes por tener una estructura simple y de mayor linealidad, su configuración de circuito emisor todo el tiempo activo le permite que la corriente fluya durante el ciclo completo creando baja distorsión y alta amplitud. Los amplificadores de clase B son más útiles que los de clase A, ya que no tienen polarización DC, por lo tanto, la corriente no fluye cuando la señal de entrada tiene un rango muy bajo, cerca de 0. Además, son más eficientes que los de clase A que se disipa una gran cantidad de calor debido al flujo constante en los de clase A; el problema de los de clase B en su rendimiento es el fenómeno de distorsión cruzada. Una mezcla entre clase A y B da como resultado la clase AB, se genera una diferencia de voltaje entre la base y el emisor colocando dos diodos en el medio, que reduce o elimina el problema de distorsión de la clase B, pero la eficiencia es menor también, al estar en un término medio entre la clase A y B. Los amplificadores clase C, D y E muestran alta no linealidad, los de clase

C y D proporcionan casi 100% de eficiencia en algunos aspectos. Los de clase C también muestran distorsión cruzada como los de clase B.

La potencia de salida de un amplificador es definida como la potencia máxima entregada a la carga (R_L) dentro de la banda de frecuencia deseada. Para un solo tono, la potencia máxima de salida de un amplificador se define como:

$$P_{o,peak} = \frac{V_{o,p}^2}{2R_L} \quad (8)$$

donde $V_{o,p}$ es el voltaje máximo en la resistencia de carga R_L .

La potencia promedio de un amplificador $P_{o,avg}$ es definida como la potencia de salida instantánea promediada durante un período de modulación; mientras la potencia de salida pico $P_{o,peak}$ se define como el máximo de potencia entregada a la carga dentro de la banda de frecuencia deseada. Por lo tanto, **PAPR** se define como la relación de salida pico a promedio del amplificador de potencia expresada en decibelios como:

$$PAPR = 20 \log_{10} \left(\frac{P_{o,peak}}{P_{o,avg}} \right). \quad (9)$$

Para un rango de frecuencias específico, la ganancia de la mayoría de los PA lineales permanece fija. El comportamiento lineal de la relación entrada salida del PA es una característica deseada. Sin embargo, a medida que aumenta la potencia de entrada, la ganancia comienza a disminuir, después del punto de saturación, hay un incremento nulo o muy pequeño de la potencia de salida respecto a la potencia de entrada, es decir, el PA está en saturación. Por lo tanto, es útil conocer a qué nivel de potencia de entrada inicia la compresión, para restringir la potencia de entrada aplicada y evitar la distorsión. En la comunicación inalámbrica, el punto de 1dB (P1dB) es una métrica importante para la especificación del PA; está definido como la potencia de entrada a la que la ganancia del amplificador cae por debajo de 1dB de su especificación de ganancia lineal, ver Figura 11.

El ACPR es también una métrica de rendimiento importante que caracteriza el recrecimiento espectral causado por la no linealidad del PA. Además de amplificar el canal principal de la señal, debido a la no linealidad, una parte de la energía se filtra a los canales adyacentes debido a la distorsión de intermodulación cuantificada a través del ACPR. Por lo tanto, el ACPR se define como la relación entre la energía filtrada a los canales adyacentes desde el canal principal y la raíz cuadrada promedio (rms) de la potencia de la señal del canal principal:

$$ACPR = \frac{\text{Potencia en los canales adyacentes}}{\text{Potencia rms en el canal principal}} \quad (10)$$

Los efectos de memoria son la dependencia del comportamiento no lineal de un PA no solo de la amplitud actual de la señal [22], sino también de sus valores pasados, como se observa en la Figura 12.

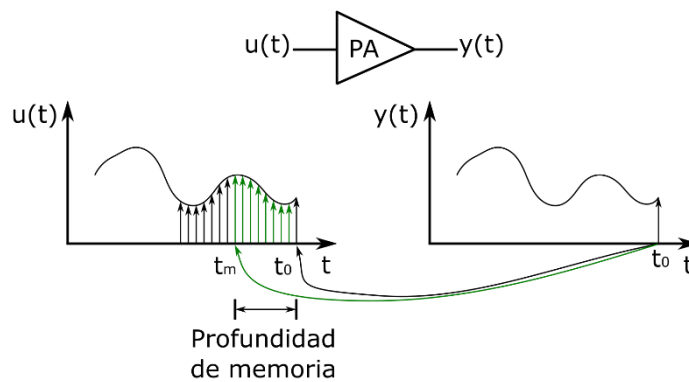


Figura 12. La salida de un PA no depende solamente de la entrada instantánea, también incluye contribuciones de entradas anteriores.

2.4.2 Curvas AM-AM y AM-PM

La característica AM/AM representa la relación que existe entre la amplitud de la señal modulada a la entrada y la amplitud de la señal modulada a la salida del PA. La

desviación en la amplitud se produce por la distorsión no lineal, y esto se debe a cambios de temperatura, así como a variaciones en la potencia de alimentación. La conversión AM/AM se expresa como la relación entre la potencia de la señal a la entrada y a la salida del sistema en dBm, ó como la relación entre la ganancia del sistema, potencia de entrada (P_i) – potencia de salida (P_o), en dB y la potencia de la señal a la entrada en dBm. Por otro lado, la característica AM/PM mide la desviación indeseada que se produce en la fase debida a variaciones en la amplitud del sistema provocada por la distorsión. Es decir, la conversión de modulación de amplitud en la entrada a modulación de fase en la señal de salida del sistema [23]. En la Figura 13 se muestra las curvas de distorsión medidas en un PA.

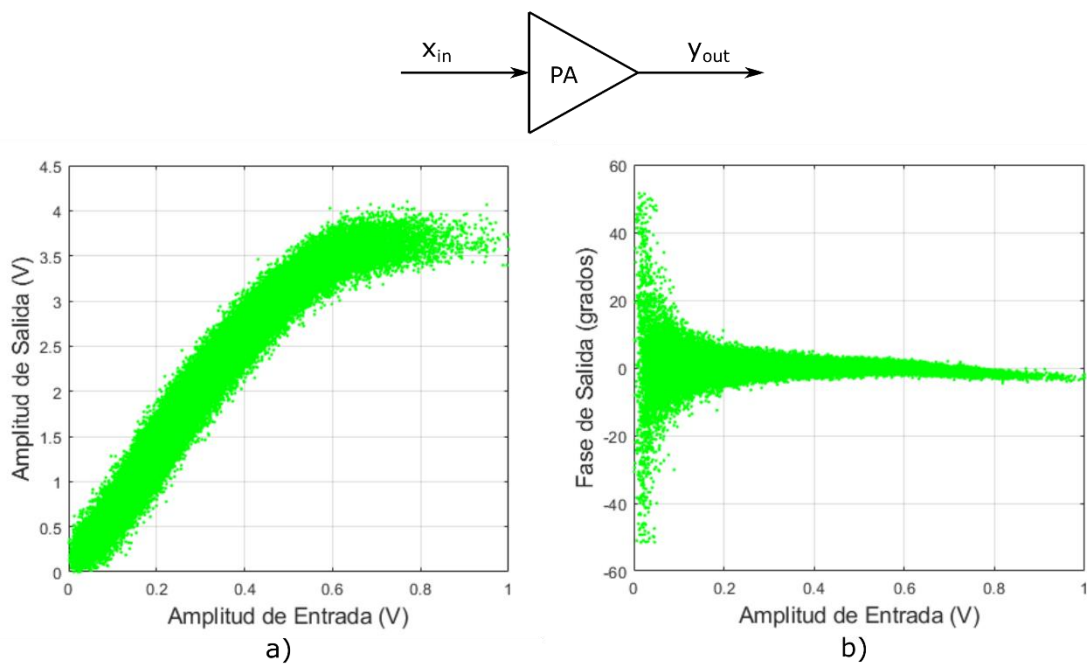


Figura 13. Curvas de distorsión medidas en un PA, a) AM/AM, b) AM/PM.

Donde la entrada x_{in} y la salida del PA y_{out} en sus formas de ondas compleja se describen como:

$$\begin{cases} x_{in} = I_{in} + jQ_{in} \\ y_{out} = I_{out} + jQ_{out} \end{cases} \quad (11)$$

2.5 Modelado del Amplificador de Potencia

El análisis del comportamiento no lineal de un PA es factible utilizando diferentes modelos, como la representación matemática empleando un modelo de comportamiento. Este modelo requiere los datos medidos en la entrada y salida para obtener los parámetros necesarios que describen el circuito. Las diversas técnicas de modelado con efectos de memoria basadas en el trabajo de Volterra se utilizan para implementar de manera eficiente un sistema de linealización con predistorsión digital debido a la precisión que proporciona a la hora de representar comportamientos no lineales y efectos de memoria [1].

El modelado del comportamiento no lineal y los efectos de memoria del PA es una etapa crucial en la identificación del algoritmo para linealizar y compensar. Los modelos de comportamiento son también conocidos como modelos de caja negra que relacionan las señales de entrada y salida del PA matemáticamente. Además, el modelado de comportamiento juega un papel importante en la función de predistorsión utilizada para encontrar el modelo inverso del PA, con el fin de compensar su distorsión debido a la no linealidad y al efecto de memoria. Esta compensación para linealizar basada en la forma de onda a la entrada y salida del PA mediante DPD, en cuanto a simulación reduce significativamente el nivel de complejidad del diseño del circuito para la linealización.

Debido al constante incremento de la demanda de transmisiones móviles, la tecnología de las telecomunicaciones ha crecido tanto como el uso de técnicas de multiplexación como CDMA y OFDM, ya que su desarrollo es vital para la comunicación entre dispositivos inalámbricos con un rango alto de eficiencia espectral [24]. El PA es un circuito diseñado para aumentar la potencia de la señal, por lo que es un componente importante en la cadena de transmisión de RF. La no linealidad es una propiedad intrínseca para el PA generando cuatro consecuencias: recrecimiento espectral, efectos de memoria, intermodulación e interferencia en canales adyacentes.

2.5.1 Modelos basados en Series de Volterra

La serie Volterra consta de un modelo no lineal con memoria, es común expresar la relación entrada-salida en términos de envolventes complejas de las señales bajo análisis [5]. La gran cantidad de coeficientes que implica el modelo de Volterra, para sistemas con fuerte no linealidad y larga memoria, ha fomentado durante años la búsqueda de modelos derivados donde el mismo sistema de modelado pueda expresarse con menos coeficientes:

$$D(t) = \sum_{n=0}^{\infty} D_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1 \dots \tau_n) x(t - \tau_n) \dots x(-\tau_n) d\tau_1 \dots d\tau_n \quad (12)$$

donde $x(t)$ es la señal de entrada, $D(t)$ la señal de salida compleja y $h_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$ son los núcleos de Volterra de n-ésimo orden.

La serie de Volterra se puede considerar como una serie de Taylor con memoria. Las no linealidades descritas por una serie de este tipo deben satisfacer algún criterio de suavidad para que la serie sea convergente. Esta es otra forma de decir que la serie se aproximará al valor real de la función dentro de una tolerancia especificada, por lo que el error de truncamiento se vuelve mientras menor sea este valor de tolerancia.

2.5.2 Modelo polinomial con memoria

La estructura del modelo polinomial con memoria (MPM, Memory Polynomial Model) consta de varias etapas que introducen retrasos y funciones estáticas no lineales, no es más que un truncamiento de la serie general de Volterra [25]. Esto solo considera los términos diagonales de los kernels de Volterra, logrando así reducir la cantidad de coeficientes utilizados en relación a las series Volterra. De esta manera, el MPM introduce pares de muestras rezagadas para la entrada hasta el orden k para describir efectos no lineales y de memoria [26], existen diferentes técnicas alternativas de modelado ponderado o dinámico que incluyen técnicas que consideran las

características eléctricas de los dispositivos y su cálculo se automatizan mediante iteraciones hasta lograr el error deseado.

El sistema general de MPM se define como:

$$y(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K a_{k-1,m} \cdot x(n-m) |x(n-m)|^{k-1}. \quad (13)$$

Los coeficientes que determinan el comportamiento se obtienen por el método de mínimos cuadrados (LSM, Least Square Method). El MPM se subdivide en diferentes etapas, formando un diagrama a bloques, donde cada etapa tiene su estructura y un retraso en el tiempo [22]. La Figura 14 muestra el diagrama a bloques del MPM.

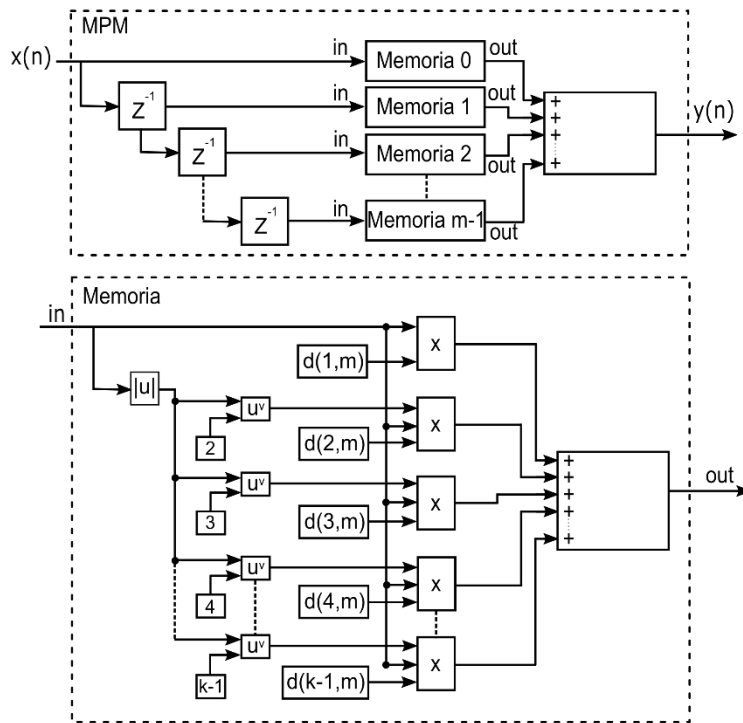


Figura 14. Diagrama a bloques del MPM.

El MPM es una estructura elegante y sencilla para incorporar efectos de memoria en el modelo polinomial no lineal estático. El modelo consta de una línea de retardo y una

función polinomial, como se ilustra en la Figura 14. La señal de entrada pasa a través de la línea de retardo, y en cada etapa, la señal entra en la función polinomial. Como en la serie clásica de Volterra, en la estructura polinomial de memoria todos los polinomios tienen el mismo grado. La salida se toma como la suma de las salidas de las funciones polinomiales.

2.6 Linealización con Predistorsión Digital

El predistorsionador digital genera una característica de transferencia no lineal que se considera como la inversa de la respuesta de transferencia de un PA en magnitud y fase, por lo que la señal de salida del PA es contrarrestada en gran medida por su comportamiento no lineal en la Figura 15 se muestra el proceso de linealización de un PA, en donde en la etapa DPD se obtiene la respuesta de transferencia inversa a la obtenida en la etapa PA (HPA), por lo que al final obtendremos una respuesta lineal.

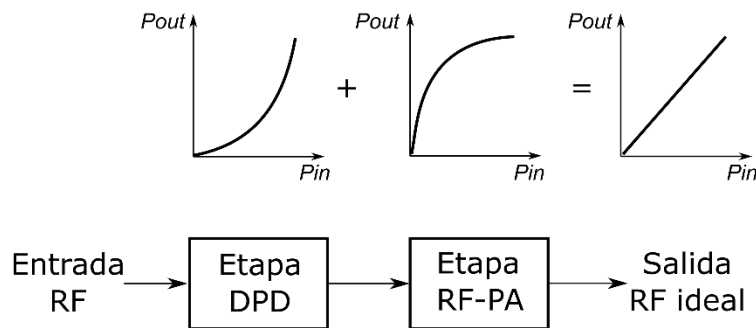


Figura 15. Diagrama a bloques del proceso de linealización con la curva de comportamiento de cada etapa.

DPD utiliza técnicas de procesamiento de señales digitales para compensar la distorsión no lineal inducida por PA en transmisores inalámbricos, DPD permite que los PA operen a altas velocidades en la región no lineal y logren una alta eficiencia energética durante un proceso de transmisión. El principio de DPD es construir una

función no lineal dentro del dominio digital que es la inversa de la función de distorsión descrita por el PA.

2.6.1 Aprendizaje Directo

La arquitectura de aprendizaje directo (DLA, Direct Learning Architecture) es una técnica de DPD que se caracteriza por minimizar el error entre la señal lineal buscada $u(n)$ y la salida $y(n)$ del PA físico [27]. En la Figura 16 se observa el diagrama a bloques de un DLA. Esta arquitectura se implementa identificando un modelo del comportamiento del PA, y luego mediante un algoritmo no lineal se actualiza hasta minimizar el error entre el modelo y el PA. Cuando se encuentra la solución, los coeficientes estimados se utilizan para obtener un DPD que aplica al PA. Este es un proceso iterativo hasta que a la salida del PA sea lineal.

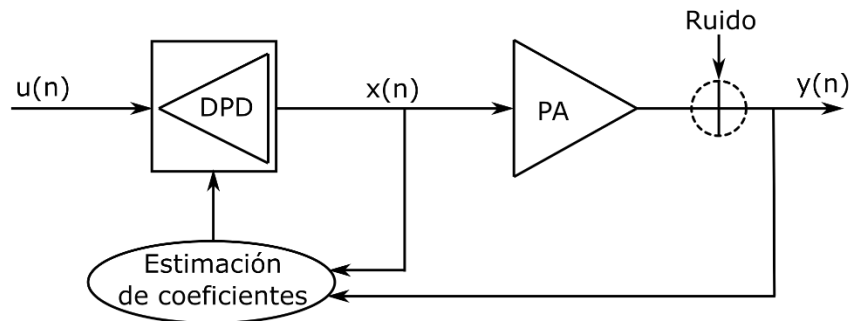


Figura 16. Principio de operación de la arquitectura de aprendizaje directo.

2.6.2 Aprendizaje Indirecto

Si el PA se ve como una caja negra, el modelado del PA generalmente puede tratarse como un problema de identificación del sistema no lineal [28]. Se podría pensar que debería haber muchos modelos disponibles para usar en DPD porque la identificación

del sistema no lineal es muy activa, por lo que existe un gran campo de investigación y donde ya se han desarrollado muchos modelos a lo largo de los años. En las últimas décadas se han propuesto muchos modelos de comportamiento avanzados.

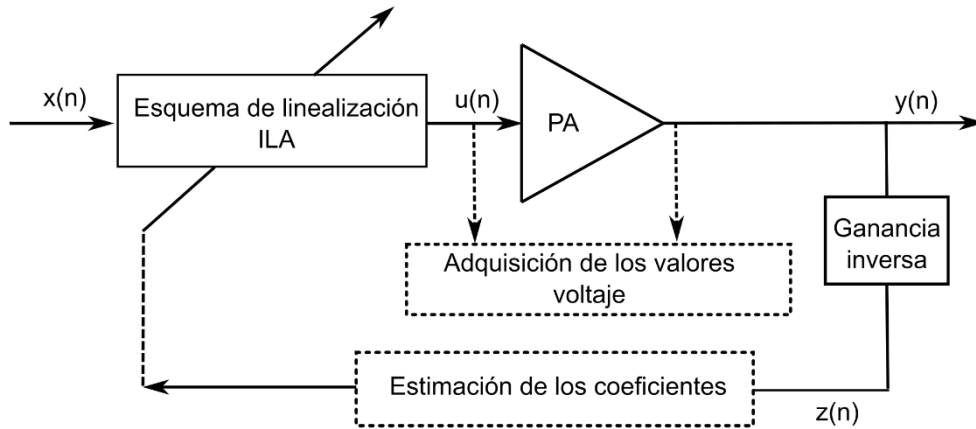


Figura 17. Principio de operación de la arquitectura de aprendizaje indirecto.

El modelado de comportamiento para derivar el modo predistorsionador se realiza a partir de las características del dispositivo, medición y modelado de un RF-PA, que considera efectos de memoria y no linealidad, donde la función de la entrada y la salida se intercambian [29], para modelar la función no lineal del DPD como:

$$u(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{k=1}^K d_{k-1,m} \cdot y_d(n-m) |y_d(n-m)|^{k-1}. \quad (14)$$

Antes de estimar los coeficientes de DPD, y_d debe normalizarse a la entrada:

$$y_d(n) = \frac{y(n)}{G}. \quad (15)$$

A partir del valor máximo de $\mathbf{x}(n)$ y $\mathbf{y}(n)$, se calcula el valor de G , utilizando una relación de ganancia basada como:

$$G = \frac{y(n) * \max[x(n)]}{\max[y(n)]} \quad (16)$$

donde $y(n)$ es la salida del amplificador, $x(n)$ la señal de entrada y G es la ganancia inversa. El resultado de esta etapa, al obtener la ganancia inversa, la señal de salida del PA será lineal, como en la Figura 15. La arquitectura ILA, ver principio de operación en la Figura 17, es una técnica en la que la señal de entrada alimenta al DPD, que en un principio funciona como un buffer, luego su salida $u(n)$ se entrega al PA, para calcular la ganancia inversa $1/G$, y finalmente, $z(n)$ alimenta al post-distorsionador, el cual tiene el algoritmo ILA que se encarga de calcular los valores de memoria y de no linealidad. En última instancia, estos valores se utilizan en el DPD.

2.7 Reducción del factor de cresta

La reducción del factor de cresta (CFR, Crest Factor Reduction) es una técnica aplicada a la señal digital de entrada en el transmisor para reducir el PAPR permitiendo que el PA funcione con una mayor eficiencia, y por lo tanto el rendimiento de dicho transmisor [30]. El comportamiento no lineal del PA se compensa con técnicas de linealización, como DPD; como resultado el pico de la señal de entrada se acerca al punto de saturación del PA sin afectar la linealidad del transmisor. Sin embargo, el nivel de potencia promedio debe reducirse de la saturación en una cantidad igual a la relación de potencia pico a promedio de la señal de entrada; este retroceso disminuye la eficiencia del PA para condiciones de polarización. Por lo que la reducción del PAPR de la señal de entrada mediante el procesamiento de señales digitales como las técnicas de CFR permite que el PA funcione con mayor eficiencia. Comúnmente, se utiliza una combinación de CFR y DPD para cumplir con los requisitos de la señal a la salida del PA-RF dentro de la cadena de transmisión.

Una alternativa para la linealización de RF-PA es incorporar una etapa de CFR; el principio de *clipping* se basa en la detección de un voltaje pico a partir de un nivel de

referencia relacionada a la región lineal de un RF-PA con una señal x para una potencia definida P_{ref} .

$$cp(n) = \begin{cases} x(n) \frac{P_{ref}}{|x(n)|} & \text{if } |x(n)| \geq P_{ref} \\ 0 & \text{otros.} \end{cases} \quad (17)$$

El procedimiento de recorte incluye un filtro para compensar el componente fuera de banda relacionado con $cp(\mathbf{n})$, la señal se define de la siguiente manera:

$$x_c(n) = x(n) - \text{filtro}(cp(n)). \quad (18)$$

Clip y *filter* como método alternativo de linealización reduce significativamente el tiempo de procesamiento requerido en el momento de la implementación; el PAPR se reduce según el CFR y el proceso de recorte bajo la misma estructura. La linealización de un sistema transceptor que involucra *clipping* y *filter* se expresa como:

$$cp(n) = \gamma_\alpha[x(n)] \quad (19)$$

$$z(n) = \gamma_\beta[x(n)] \quad (20)$$

donde $x(\mathbf{n})$ se define como la señal de entrada, $cp(\mathbf{n})$ es la función de CFR y $z(\mathbf{n})$ la señal linealizada. La señal recortada $z_c(\mathbf{n})$ se expresa como:

$$z_c(n) = z(n) - cp(n) = \gamma_\theta[u(n)]. \quad (21)$$

Capítulo 3. Desarrollo de simulación y algoritmos

En este capítulo se describe como se realiza la intercomunicación entre los diferentes componentes del banco de pruebas, así como las características y funciones que van a desempeñar dichos componentes, FPGA, transceiver y PC con Matlab/Simulink. Además, se trata como se realizó la arquitectura ILA como etapa de DPD con sus diferentes bloques del MPM.

3.1 FPGA

El kit de desarrollo SoCKit de la Figura 18 utilizado en la implementación, presenta una sólida plataforma de diseño de hardware construida alrededor de Altera. FPGA System-on-Chip (SoC), que combina los últimos núcleos integrados Cortex-A9 de doble núcleo con lógica programable líder en la industria para una máxima flexibilidad de diseño. Los usuarios ahora aprovechan el poder de reconfiguración junto con un procesador de alto rendimiento y bajo consumo.

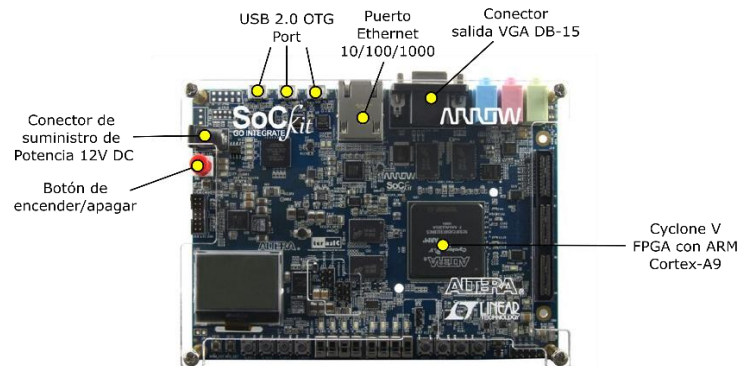


Figura 18. Tarjeta de desarrollo FPGA Cyclone V.

El SoC de Altera integra un sistema de procesador duro (HPS) basado en ARM que consta de un procesador, periféricos e interfaces de memoria vinculados a la perfección con la estructura FPGA. La placa de desarrollo SoCKit incluye hardware como el de alta velocidad Memoria DDR3, capacidades de video y audio, redes Ethernet y mucho más. Además, un conector HSMC integrado con transceptores de alta velocidad que permite una gama aún mayor de configuraciones de hardware.

3.2 Plataforma de Radiofrecuencia con Transceptor ágil de frecuencia

El AD9361, ver Figura 19, fue el transceptor utilizado, que es un transceptor ágil ideal para una amplia gama de aplicaciones por su alto rendimiento, programabilidad, capacidad de banda ancha y radiofrecuencia integrada. Una interfaz de RF combinado con una sección de banda base de señal mixta maleable, una interfaz digital configurable al procesador para simplificar el diseño y los sintetizadores de frecuencia integrados hacen el dispositivo completo. Para digitalizar las señales, hay dos convertidores de alto rango dinámico ADC para cada canal, donde las señales I y Q recibidas pasan a través de los filtros, que produce una señal de salida de 12 bits.

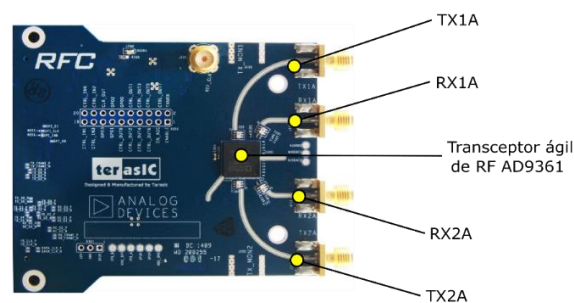


Figura 19. Componentes de la tarjeta ARRRadio.

El receptor (70MHz - 6GHz) y el transmisor (47MHz - 6GHz) LO funcionan en un rango que cubre todas las bandas, con licencia o sin licencia y menos de 200 KHz a 56

MHz anchos de banda de canal son soportados. Hay conversión directa en los receptores que funcionan de forma independiente que integran linealidad y ruido de última generación. Estos subsistemas del receptor incorporan control automático de ganancia, compensación de CC corrección, filtrado digital, corrección de cuadratura que eventualmente elimina la necesidad de dispositivos que tengan estas funciones.

3.3 Interfaz de comunicación FPGA

La comunicación se realizó enviando los datos desde Matlab/Simulink a la tarjeta SoCKit y de ahí a la tarjeta ARRadio, que realiza la transmisión – recepción, haciendo el proceso inverso los datos recibidos para llegar a Matlab/Simulink de nuevo, lo cual es posible gracias al IIO System Object, que se basa en las especificaciones de Matlab System Objects, diseñado para intercambiar datos a través de Ethernet, entre un sistema de hardware ADI conectado a una plataforma FPGA/ SoC que ejecuta ADI Linux. IIO System Object está disponible para Matlab y Simulink, utiliza la biblioteca Libiio y permite que un modelo en Matlab o Simulink transmita datos hacia y desde la tarjeta, controle la configuración de la tarjeta y monitoree diferentes parámetros de la tarjeta. En la Figura 20 se presenta un diagrama de alto nivel que muestra la arquitectura del sistema.

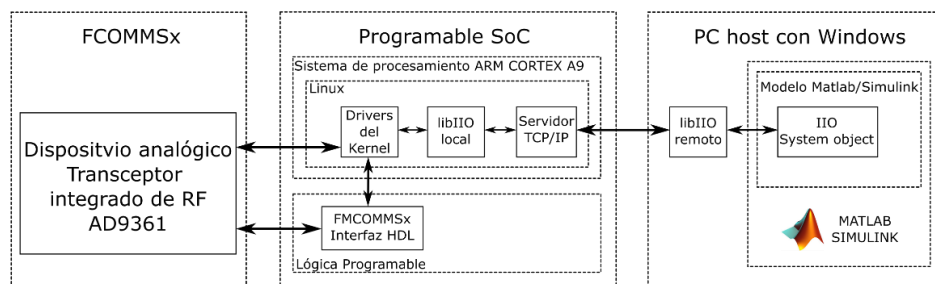


Figura 20. Diagrama de alto nivel de la arquitectura del sistema.

Libii es una biblioteca de software que permitió interconectar la PC (host) con Matlab/Simulink y las tarjetas ARRadio y SoCKit. El objetivo de libii es facilitar el proceso de desarrollo de aplicaciones utilizando dispositivos IIO, por dejar que la biblioteca sea el intermediario entre el programa y el kernel de Linux. La pieza central y más compleja de la biblioteca libii es el backend local. El backend local interactuará con el hardware a través de la interfaz sysfs del kernel de Linux. IIO Daemon es el backend de red que permite a las aplicaciones usando libii transmitir muestras en la red a cualquier dispositivo conectado [15]. En la Figura 21 se observa la interconexión plataforma desarrollada con las tarjetas ARRadio, SoCKit y la PC (host).

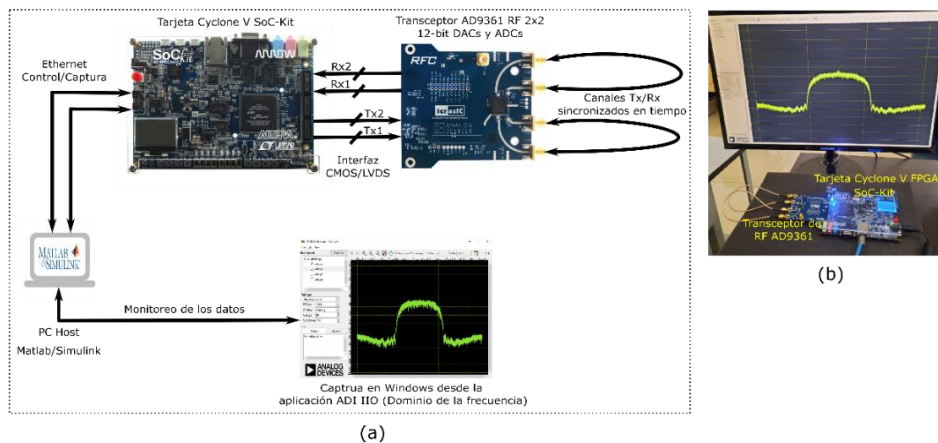


Figura 21. ARRadio + SoCKit + PC (host), a) Descripción general de la plataforma desarrollada b) Tarjetas ARRadio+SoCKit y análisis espectral en el banco de pruebas.

Una vez llegan los datos a la tarjeta ARRadio, la ruta de transmisión proporciona procesamiento digital, mezclador de señal y bloques de RF necesarios para implementar un sistema de conversión directa. Los datos digitales recibidos del procesador en banda base pasan a través de un Filtro FIR programable. La salida FIR se envía a una serie de filtros de interpolación que proporciona filtrado adicional e interpolación de velocidad de datos antes de llegar al DAC. Cada DAC de 12 bits tiene una tasa de muestreo, ambos canales I y Q alimentan al Bloque de RF para conversión ascendente. Después de la conversión a banda base señales analógicas, las señales I y Q se filtran para eliminar

espurias de muestreo y alimentar a los mezcladores de conversión ascendente. En este punto, las señales I y Q se recombinan y modulan en la frecuencia portadora para la transmisión a la etapa de salida. Esta señal combinada también pasa a través de filtros analógicos que proporcionan formación de banda adicional, y luego la señal se transmite al amplificador de salida. En la sección del receptor contiene un LNA, emparejado en fase (I) y en cuadratura (Q) amplificadores, mezcladores y filtros de conformación de banda que convierten las señales recibidas a banda base para su digitalización. Los ADC de 12 bits del receptor tienen razón de muestreo ajustable que producen flujos de datos a partir de las señales recibidas.

Para la configuración del dispositivo se utilizó un archivo con extensión .cfg y el nombre debe coincidir con el nombre del dispositivo establecido en el diálogo de configuración del bloque de Simulink. Es un archivo de texto que contiene un conjunto de campos que definen los controladores de Linux para el dispositivo de destino y los canales de configuración observados en el bloque de Simulink o el script de MATLAB. Las entradas en el archivo de configuración se comentan colocando # al principio de una línea. Las siguientes entradas se encuentran en un archivo de configuración: data_in_device, nombre del controlador de Linux utilizado para enviar datos al dispositivo; data_out_device, nombre del controlador de Linux utilizado para leer datos del dispositivo; ctrl_device, nombre del controlador de Linux utilizado para controlar y supervisar el dispositivo; channel, define un canal de control/monitoreo; mientras que un canal se define mediante una secuencia de parámetros como la siguiente <channel name, channel type, Linux attribute, associated device>; donde channel name representa el nombre del canal que se mostrará en el puerto del bloque Simulink correspondiente, channel type puede ser IN o OUT, Linux attribute es el atributo de Linux que será llamado para establecer los datos para el canal, associated device es el dispositivo al que se asocia el atributo Linux. Este parámetro puede tener los valores 'data_in_device', 'data_out_device' o 'ctrl_device'. El parámetro es opcional, si no se especifica implica que es 'ctrl_device'.

Los puertos de entrada y salida del bloque de Simulink correspondiente a IIO System Object se definen a través de la ventana de diálogo de propiedades del bloque del objeto,

así como a través del archivo de configuración que es específico para el dispositivo ADI. Los puertos de entrada y salida se clasifican como puertos de datos y de control. Los puertos de datos se utilizan para recibir/transmitir búferes de datos continuos desde/hacia el sistema de destino en un modo de procesamiento basado en tramas, mientras que los puertos de control se utilizan para configurar y monitorizar diferentes parámetros del sistema de destino. El número y el tamaño de los puertos de datos se configuran desde la ventana de diálogo de configuración del bloque, mientras que los puertos de control se definen en el archivo de configuración. En la Figura 22 se presenta el bloque IIO System Object Simulink para el dispositivo AD9361 en simulink, mientras que en la Figura 23 se observa la ventana de diálogo de propiedades del bloque AD9361 en simulink.

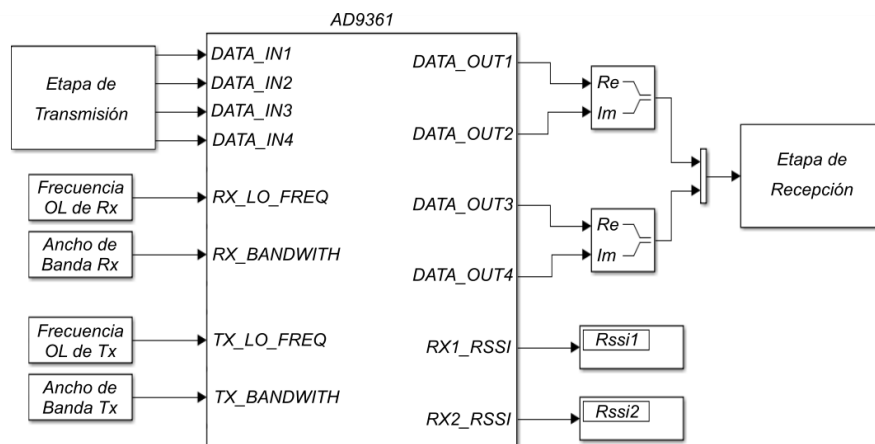


Figura 22. Bloque de configuración del AD9361 en Simulink

La ventana de diálogo de propiedades del bloque AD9361, ver Figura 23, contiene los siguientes parámetros: IP address que representa la dirección IP de la plataforma de destino; device name es el nombre del dispositivo ADI con el que se comunicará el bloque, determina el archivo de configuración que se asociará al bloque, además el nombre del archivo de configuración y el nombre del dispositivo deben ser iguales. El number of input data channels representa el número de puertos de datos de entrada que

tendrá el bloque; input data channel size es el número de muestras que tendrá el búfer de datos de entrada; number of output data channels representa el número de puertos de datos de salida que tendrá el bloque y output data channel size es el número de muestras que tendrá un búfer de datos de salida. Además, podemos seleccionar la frecuencia portadora con la que deseamos trabajar como se observa en la Figura 24.

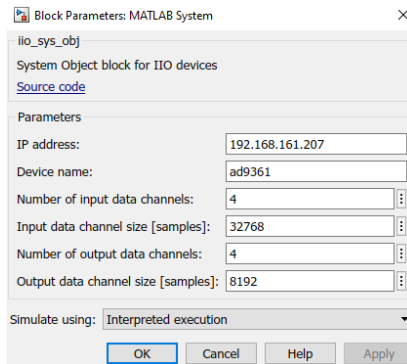


Figura 23. Ventana de propiedades del bloque AD9361 en Simulink.

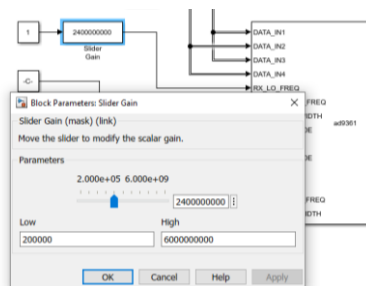


Figura 24. Frecuencia de portadora de 2.4 GHz seleccionada en Simulink.

En la implementación se utilizó el osciloscopio ADI IIO para observar la señal recibida, el osciloscopio, ADI IIO es una interfaz gráfica de usuario (GUI, Graphical User Interface), que soporta el trazado de los datos capturados en cuatro modos diferentes (dominio del tiempo, dominio de la frecuencia, constelación y correlación cruzada). La

aplicación también permite ver y modificar varios ajustes de los dispositivos de la placa de evaluación. En la Figura 25 se observa la ventana de configuración de la plataforma para escanear la conexión de la PC con las tarjetas ARRradio y SoCKit.

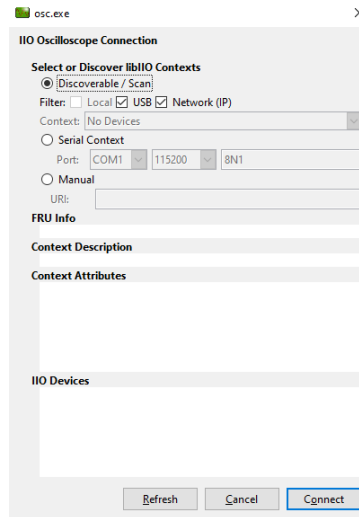


Figura 25 Ventana ADI IIO para configurar el scaneo conexión.

Una vez conectada la SoCKit a la red ethernet la Gui reconoce los componentes de la ARRradio: ad9361-phy, cf-ad9361-dds-core-lps y cf-ad9361-lpc; indicando que estamos listo para establecer la conexión, ver Figura 26.

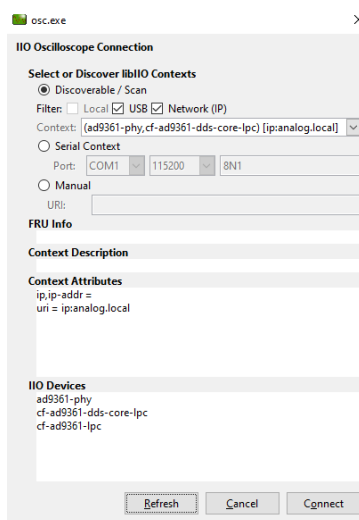


Figura 26. Ventana ADI IIO, con la conexión establecida vía ethernet.

3.4 Amplificador virtual de Matlab

El bloque amplificador en Matlab emula el comportamiento no lineal de un amplificador de potencia utilizando un modelo tipo Saleh para generar la no linealidad y memoria sobre la señal modulada a amplificar. Cuando se selecciona el modelo de Saleh para el parámetro Método de modelado de no linealidad, el parámetro Escalado de entrada (dB) escala la señal de entrada antes de que se aplique la no linealidad.

Los parámetros de AM / AM, α y β , se utilizan para calcular la ganancia de amplitud para una señal de entrada como:

$$F_{AM/AM}(u) = \frac{\alpha u}{1 + \beta u^2} \quad (22)$$

donde u es la magnitud de la señal escalada, los parámetros AM / PM, α y β , se usan para calcular el cambio de fase para una señal de entrada usando la función:

$$F_{AM/PM}(u) = \frac{\alpha u^2}{1 + \beta u^2} \quad (23)$$

donde u es la magnitud de la señal de entrada. Tenga en cuenta que los parámetros AM / AM y AM / PM, aunque se denominan α y β de manera similar, son distintos.

3.5 Modelo polinomial con memoria

Para obtener los coeficientes que determinan el comportamiento se utiliza LSM. El MPM se subdivide en diferentes etapas conformando un diagrama a bloques, donde cada etapa posee su propia estructura y un retardo en el tiempo. La Figura 27 muestra el diagrama a bloques del MPM, donde se observan las distintas etapas de memoria con un retardo de la transformada z de z^{-1} , de cada memoria respecto a la anterior.

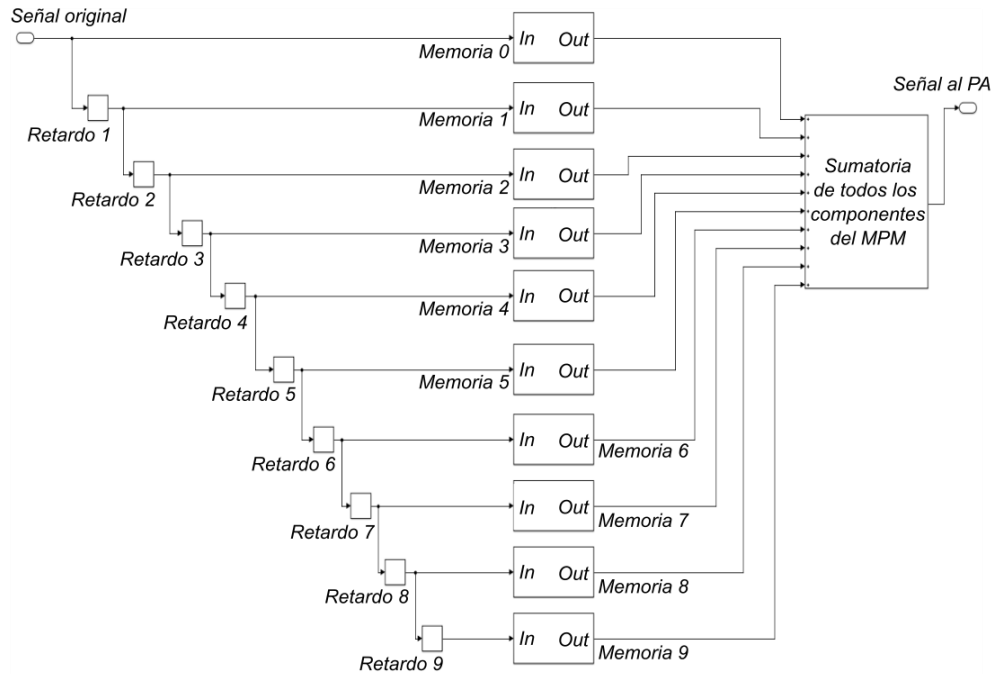


Figura 27. Modelo polinomial con memoria en Matlab-Simulink.

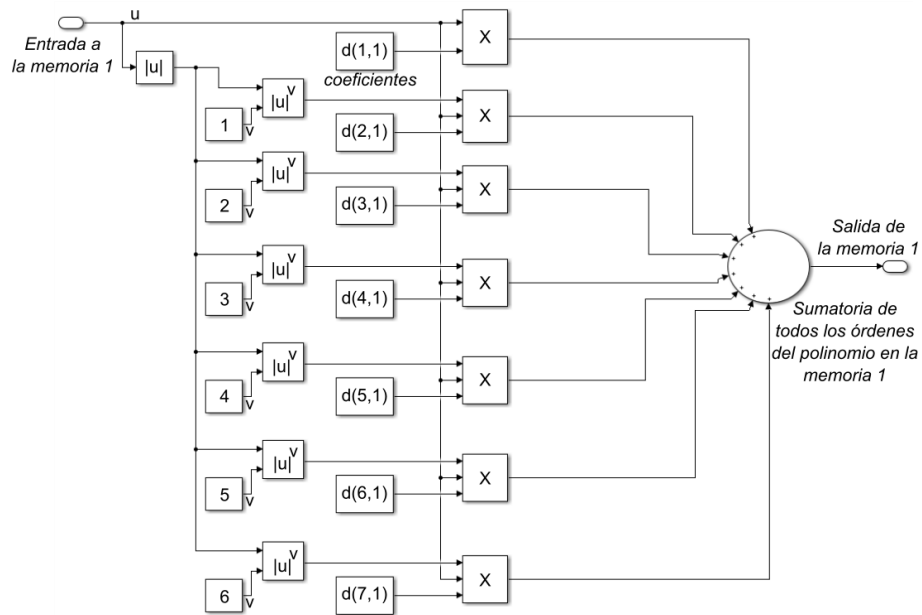


Figura 28. Bloques dentro de cada memoria del modelo polinomial, memoria 1.

En la Figura 28 se muestra el diagrama a bloques dentro de cada memoria del MPM, determinando por la profundidad de memoria de cada etapa, y donde cada coeficiente está multiplicado por el módulo del valor de la instantáneo de la señal elevado a su respectivo coeficiente del polinomio.

3.6 Modelado de un predistorsionador digital con técnica de aprendizaje indirecto

Se realizó una transmisión y recepción QPSK, estas señales se transmiten desde la tarjeta a Simulink a través del bloque AD9361. El modelo de Simulink de los bloques de Tx y Rx se agrupan en dos subsistemas, ver Figuras 29 y 30 respectivamente.

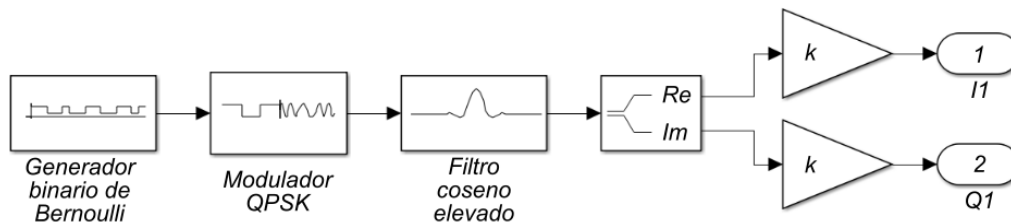


Figura 29. Subsistema Tx.

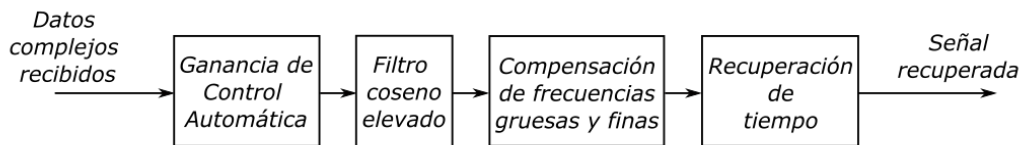


Figura 30. Subsistema Rx.

El transmisor QPSK mostrado en la Figura 29 consiste principalmente en un modulador QPSK de banda base, un filtro de coseno elevado y un bloque de ganancia para escalar las señales antes de la transmisión. El receptor QPSK se muestra en la

Figura 30, que consta de los siguientes bloques: un bloque de control de ganancia automática, un bloque de filtro de coseno elevado del receptor, un bloque de compensación de frecuencias gruesas, un bloque de compensación de frecuencia fina y un bloque de recuperación de tiempo. Como se observa en la Figura 31 un amplificador virtual de MATLAB se incluye en la cadena de transmisión para emular el comportamiento de un amplificador configurando sus parámetros de no linealidad y memoria. Además, el bloque DPD que contiene los bloques de MPM con los coeficientes obtenidos para realizar la predistorsión a partir del comportamiento del amplificador.

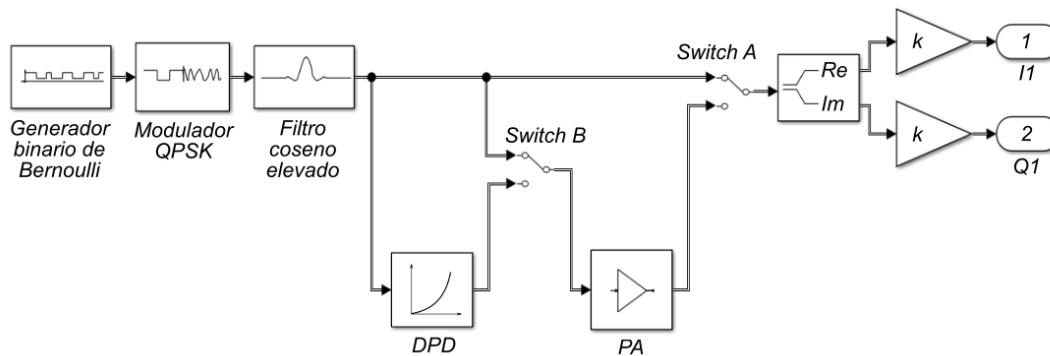


Figura 31. Bloques del DPD y el PA.

En la Figura 32 se aprecia el diagrama de flujo de como se realizó el proceso de linealización del PA. En una primera corrida con los switch de la Figura 31 en la posición que se muestran, se obtienen desde simulink a Matlab los valores obtenidos a la entrada y a la salida del amplificador, esos datos con los modelos de MPM se obtienen los coeficientes del comportamiento del PA, luego con la función de transferencia inversa o ganancia inversa del PA se obtienen los coeficientes del MPM del bloque de DPD, luego se cambian el estado de ambos switchs en la Figura 31 y se valida el proceso de linealización a partir de la comparación de los espectros obtenidos, donde la potencia en las bandas debe reducirse.

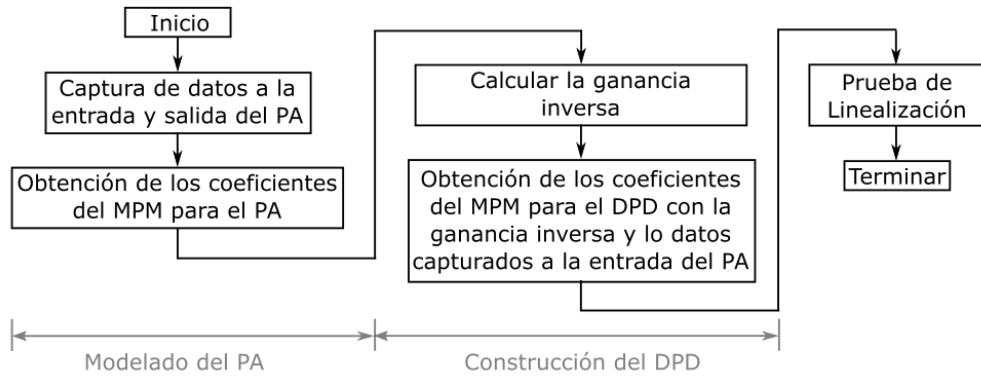


Figura 32. Diagrama de flujo para el proceso de linealización del PA.

Capítulo 4. Implementación en transceptor en la banda de los 2.5 GHz

En la implementación en transceptor en la banda de los 2.5 GHz, se busca caracterizar el comportamiento del PA, en el primer caso de estudio el PA virtual, donde se realiza la transmisión – recepción de una señal modulada en QPSK, y en el segundo caso de estudio para el PA de Mini-Circuits ZX60-5916MA+, donde se transmite y se recibe una señal LTE 5 y una señal LTE 10, de 4.5 MHz y 9 MHz de ancho de banda respectivamente. Se obtienen los espectros de frecuencias de las señales para analizar el efecto que produce el PA al trabajar en saturación, así como también se observan las constelaciones de los símbolos.

4.1 Señal QPSK transmisión y recepción

La transmisión de la señal modula en QPSK se realiza con frecuencia portadora de 2,4 GHz, razón de muestreo de 30,72 MHz y ancho de banda de 18 MHz, el amplificador que tiene un comportamiento no lineal hacia su zona de saturación, siguiendo el método Saleh, en la Figura 33 se observa en el dominio del tiempo las constelaciones antes y después de la etapa de amplificación, cada constelación se observa los símbolos agrupados en 4 puntos, cada símbolo corresponde a las codificaciones 00, 01, 10 y 11 de QPSK. Antes de ser amplificada la señal se observa como los símbolos están cerca de la referencia ideal y solo un ligero desfasamiento de fase y prácticamente ningún desfasamiento de amplitud. Sin embargo, después de la amplificación la constelación muestra una gran dispersión de los símbolos capturados con dispersión tanto en fase como amplitud, producto del comportamiento no lineal del amplificador virtual.

En el dominio de la frecuencia se aprecian los espectros de la señal antes y después de la etapa de amplificación, la señal original se observa su espectro con toda la potencia concentra en la banda de señal, sin recrecimiento espectral, con una baja potencia en esas bandas laterales, por lo que no va a introducir distorsión ni va a provocar interferencias; pero después de ser amplificada se observa como también se amplifica potencia en las bandas laterales, es decir, un recrecimiento espectral, por lo que en

recepción esas bandas donde no hay información van a ser detectadas al tener la suficiente potencia superior a la sensibilidad del receptor, esto provoca ruido en la señal y posibles interferencias.

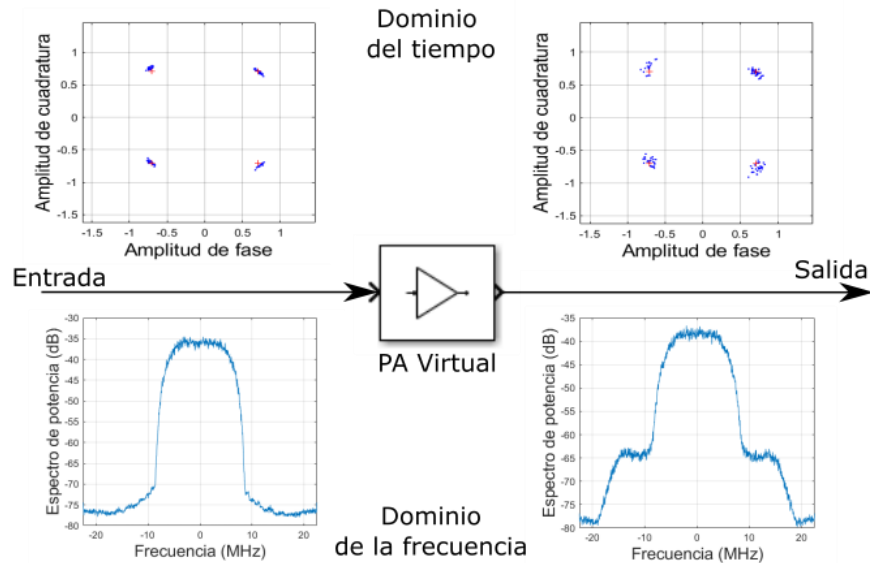


Figura 33. Señal QPSK de 18 MHz con la constelación de los símbolos y el espectro a la entrada y salida del PA.

4.2 Señal LTE transmisión y recepción

En este caso caracterizamos el comportamiento del PA de Mini-Circuits ZX60-5916MA+, a través de una señal LTE 5 y LTE 10 con una frecuencia de oscilador local (OL) de 2.5 GHz. Para la señal LTE 5 de 4.5 MHz de ancho de banda, razón de muestreo de 7.68 MHz y una modulación de 64 QAM, vemos en la Figura 34 las constelaciones de los símbolos y los espectros de frecuencia para un factor de escala de 0.05 que hace que el amplificador trabaje en zona lineal, pero de muy baja eficiencia y para un factor de escala de 1.0, llevando el amplificador a saturación, respectivamente. En el caso del factor de escala 0.05, en el dominio del tiempo vemos que la constelación 64 QAM los símbolos están agrupados en su referencia y es posible identificarlos a simple vista, y en

el dominio de la frecuencia, el espectro de la señal muestra como la potencia está concentrada en los 4.5 MHz de ancho de banda, reflejando un comportamiento casi ideal del amplificador, pero fruto de que trabaja en su zona lineal, y por lo tanto de muy baja eficiencia energética. Cuando se lleva al amplificador a trabajar en su zona de saturación, con un factor de escala de 1.0, y donde su comportamiento no es lineal como era de esperar, aumenta significativamente el error en la constelación de los símbolos respecto a su referencia ideal, ya no es posible distinguir los 64 símbolos, por otra parte, el espectro de la señal muestra un recrecimiento de potencia en las bandas fuera del ancho de banda.

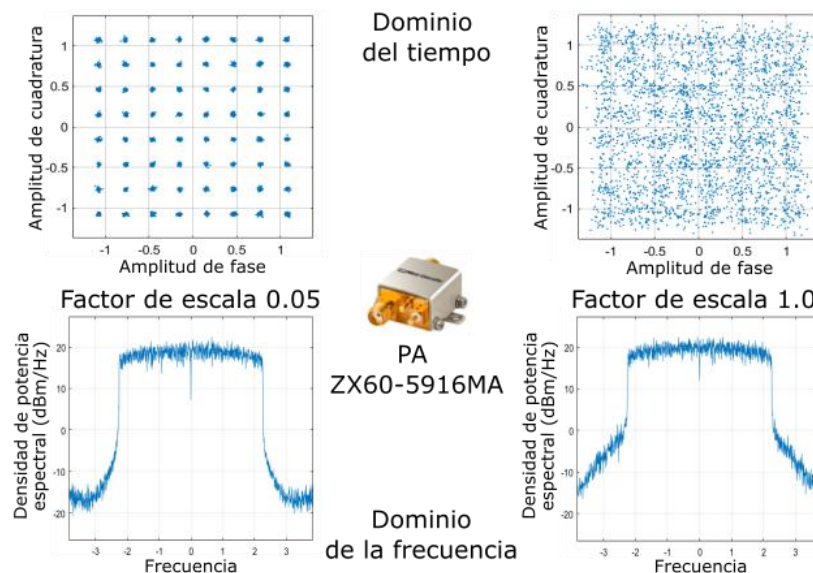


Figura 34. Diagrama de constelación para factor de escala 0.05 y factor de escala 1.0 para la señal LTE 5 de 4.5 MHz y modulación 64 QAM.

En la Figura 35, se mide la estadística en 3D relacionada con el EVM en por ciento, de cada símbolo OFDM y su subportadora, sabiendo que el EVM nos indica cuan separado está el símbolo recibido de su referencia ideal, queremos que sea lo más bajo posible tendiendo a cero, para el factor de escala de 0.05 el EVM es bajo cercano al 2%, es decir, los símbolos recibidos prácticamente no se desvían de su posición esperada,

mientras que para el factor de escala de 1.0 aumenta considerablemente hasta casi el 20% de media, algunos símbolos incluso sobrepasándolo, es decir, los símbolos recibidos se desvían de su posición esperada debido a la no linealidad causada por la PA.

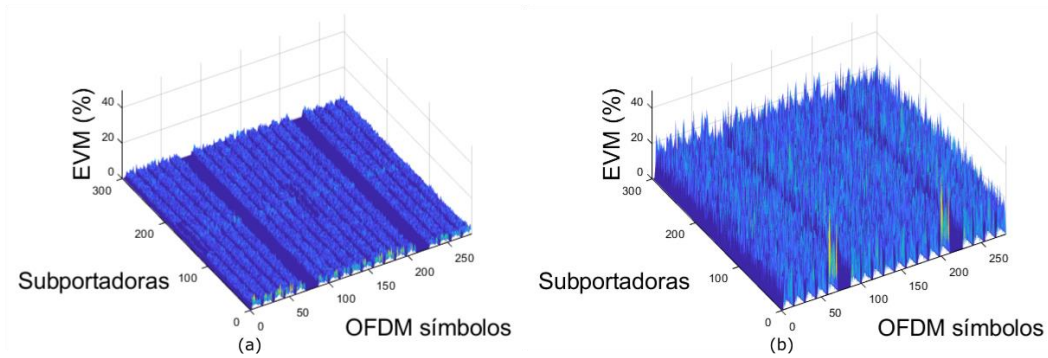


Figura 35. EVM (%) para la señal LTE 5 de 4.5 MHz y modulación 64 QAM, a) factor de escala 0.05, b) factor de escala 1.0.

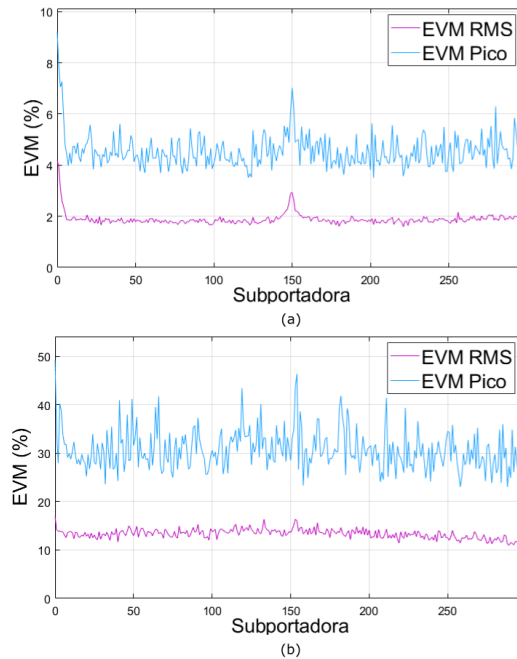


Figura 36. EVM (%) vs subportadora para la señal LTE 5 de 4.5 MHz y modulación 64 QAM, a) factor de escala 0.05, b) factor de escala 1.0.

También se observa en la Figura 36, el EVM pico de trama y EVM RMS promediado sobre toda la forma de onda OFDM recibida. Para el caso del factor de escala de 0.05, el PA trabajando en zona lineal el EVM pico promedia el 5%, siendo de hasta un 35% para el factor de escala de 1.0, donde el comportamiento del PA no es lineal.

La Figura 37 muestra el espectro de la señal recibida para los 2 factores de escala analizados, donde vemos que en la zona de saturación del PA su comportamiento no lineal implica un incremento en potencia en las bandas fuera del ancho de banda de 4.5 MHz, lo que nos lleva a la problemática en cuestión en este trabajo de investigación y por lo tanto linealizar su comportamiento.

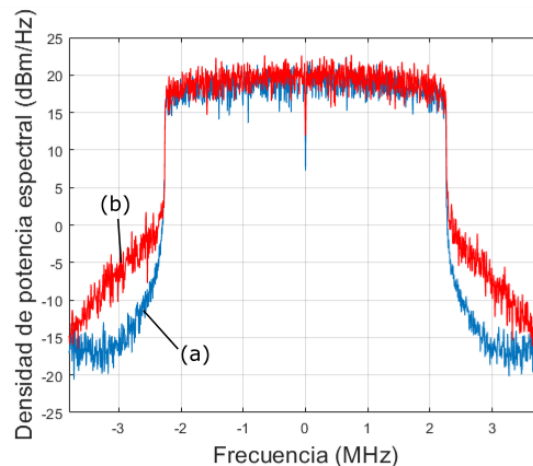


Figura 37. Espectro de la señal LTE 5 de 4.5 MHz y modulación 64 QAM, a) factor de escala 0.05, b) factor de escala 1.0.

Un estudio similar se realiza para una señal señal LTE 10 de 9 MHz de ancho de banda, razón de muestreo de 15.36 MHz y una modulación de 64 QAM, en la Figura 38 vemos un comportamiento como el de la señal LTE 5, es decir, para el factor de escala de 0.05 en el dominio del tiempo podemos observar una constelación de 64 símbolos bien agrupados, no así para el factor de escala de 1.0; por otro lado en el dominio de la frecuencia se observa el recrecimiento espectral de la señal cuando llevamos el PA a su zona de saturación.

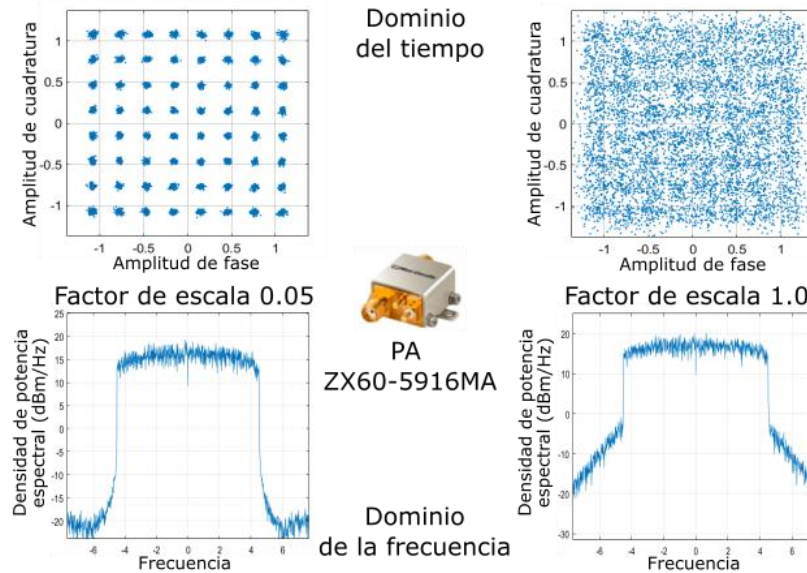


Figura 38. Diagrama de constelación para factor de escala 0.05 y factor de escala 1.0 para la señal LTE 10 de 9 MHz y modulación 64 QAM.

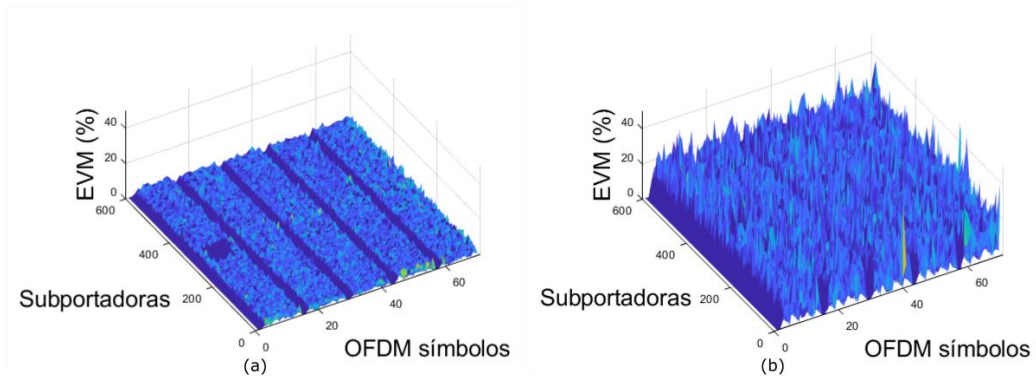


Figura 39. EVM (%) para la señal LTE 10 de 9 MHz y modulación 64 QAM, a) factor de escala 0.05, b) factor de escala 1.0.

En las gráficas EVM (%) de los símbolos de la modulación versus las subportadoras, ver Figura 39, el porcentaje de EVM crece desde un 2% hasta más de un 20%, del factor de escala de 0.05 respecto al factor de escala 1.0. Además, en la Figura 40 se aprecia como el EVM pico de trama va desde un 6% a un 30%, producto de las no linealidades.

Así como los espectros de frecuencias en la Figura 41, un recrecimiento en potencias en las bandas laterales provocando la aparición de ruido en el receptor y dificultad para detectar y recomponer la señal original transmitida.

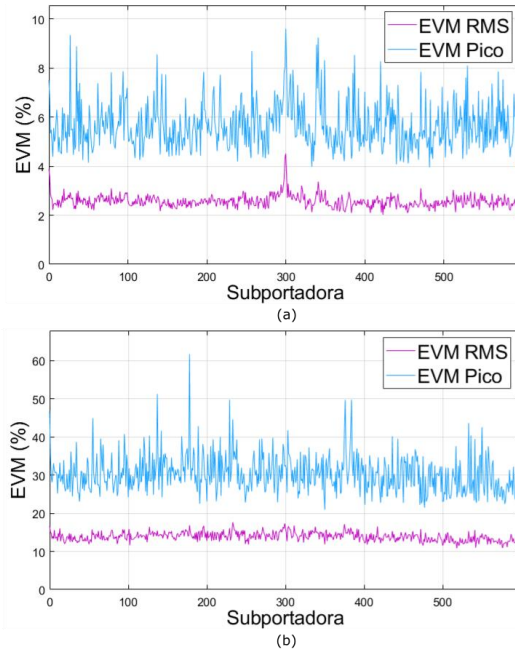


Figura 40. EVM (%) vs subportadora para la señal LTE 10 de 9 MHz y modulación 64 QAM, a) factor de escala 0.05, b) factor de escala 1.0.

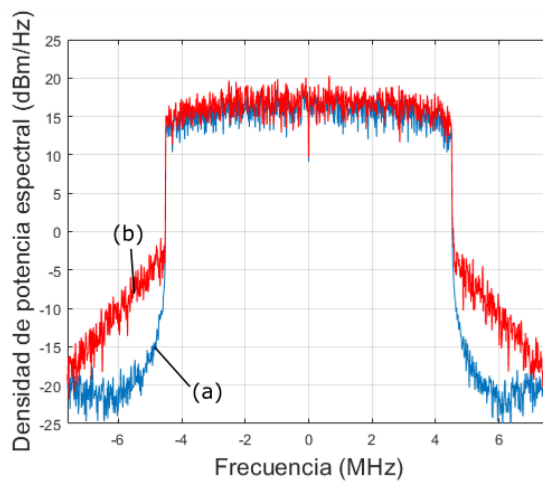


Figura 41. Espectro de la señal LTE 10 de 9 MHz y modulación 64 QAM, a) factor de escala 0.05, b) factor de escala 1.0.

En la tabla 3, observamos las características de modulación, razón de muestreo, frecuencia del OL y ancho de banda de las tres señales transmitidas en los 2 casos de estudio.

Tabla 3. Características de los casos de estudio.

Características	Caso de estudio QPSK	Caso de estudio LTE	
		LTE 5	LTE 10
Modulación	QPSK	64 QAM	64 QAM
Razón de muestreo	30.72 MHz	7.68 MHz	15.36 MHz
Frecuencia del OL	2.4 GHz	2.45 GHz	2.45 GHz
Ancho de Banda	18MHz	4.5 MHz	9 MHz

Para verificar el rendimiento general del sistema, un analizador de espectro se ha utilizado, SIGLENT SSA3032X para sensar la potencia de entrada y salida de cada uno de los componentes del banco de pruebas. El sistema MATLAB se desarrolló utilizando LTE Toolbox para ejecutarse en un entorno del lenguaje M, en este caso. Los datos de entrada se envían desde una computadora host, el ARRradio funciona con un transceptor de RF (AD9361 de Analog Devices). El sistema en una placa de chip funciona con un sistema operativo Linux, que se ejecuta en la placa SoC.

Capítulo 5. Resultados

Para la implementación en el transceptor en la banda de los 2.5 GHz se utiliza el banco de pruebas de la Figura 42, en la misma se aprecian los diferentes componentes utilizados: la Altera Cyclone V FPGA SoCKit, el transceptor ágil AD9361 RF trabajando a una frecuencia central de 2.45 GHz, un amplificador de Mini-Circuits ZX60-5916MA+, una fuente de potencia GW INSTEK GPS-3303 encargada de alimentar al amplificador, el display de la PC host con Matlab y el Spectrum Analyzer SIGILENT SSA3032X. El propósito de usar esta placa de desarrollo es integrar aplicaciones de RF con sistemas capaces de estar programado con anchos de banda variables para aplicaciones LTE. El dispositivo bajo prueba utiliza un amplificador ZX60-5619MA+ con una impedancia de salida de 50 ohmios, que se utiliza con polarización de 5 V con una ganancia típica de 17,27 dB para aplicaciones de banda de 2 GHz.

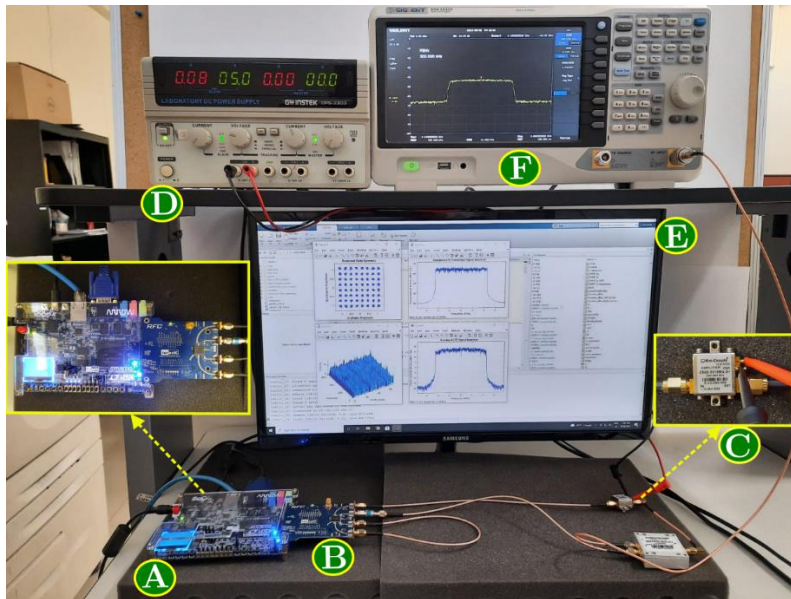


Figura 42. Plataforma experimental. Los instrumentos relevantes son. A: SoCKit FPGA con Altera Cyclone V. B: Transceptor ágil de frecuencias diferentes AD9361. C: Amplificador de Mini-Circuits ZX60-5916MA+. D: Fuente de potencia GW INSTEK GPS-3303. E: Monitor de la PC-HOST con MATLAB. F: Analizador de espectros SIGILENT SSA3032X.

Para el caso de la señal modulada en QPSK desde simulink y para el caso de la señal LTE desde Matlab, viajan los datos vía ethernet hacia la ARRradio, el transceptor transmite la señal hacia el amplificador, luego va al splitter con el objetivo de reducir la potencia a la entrada en la recepción de la ARRradio, luego son procesados esos datos en la PC host, para el caso de la señal QPSK se conecta directo el puerto transmisor y el receptor. El spectrum analyzer nos permite corroborar que todas las conexiones están bien sensando la potencia en los diferentes puntos de la cadena, además permite visualizar el espectro en frecuencias en dichos puntos.

5.1 Resultados para la señal QPSK

Para la linealización del amplificador virtual Matlab (modelo de Saleh), se utiliza como método de DPD la técnica ILA; en la Figura 43 observamos el espectro de la señal recibida cuando no utilizamos la técnica de DPD, y 2 casos cuando utilizamos la técnica para linealizar el comportamiento del PA con diferente cantidad de coeficientes, el caso crítico muestra un recrecimiento espectral de -65 dB en las bandas laterales al amplificar la señal sin DPD.

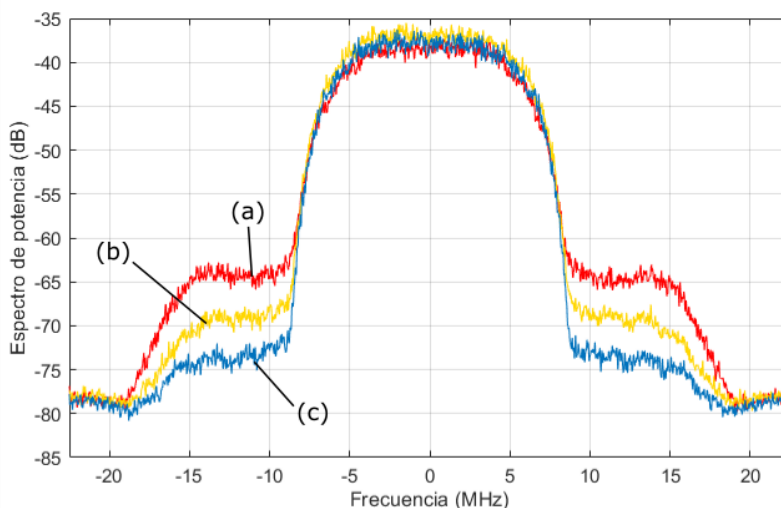


Figura 43. Espectro de la señal QPSK 18-MHz, a) en el receptor sin DPD, b) con DPD (K=4, M=1), c) con DPD (K=6, M=2).

Una vez utilizamos la técnica ILA un primer caso con 2 etapas de memoria ($M=1$) y 4 de profundidad de memoria ($K=4$), para un total de 8 coeficientes, la potencia en las bandas laterales se reduce hasta -69 dB, luego al aumentar la cantidad de coeficientes hasta 18 del MPM, con 3 etapas de memoria ($M=2$) y 6 de profundidad de memoria ($K=6$), sigue disminuyendo la potencia en las bandas hasta -73 dB.

El número de coeficientes determina la precisión del modelo polinomial; vemos en la tabla 4 la comparación de EVM, en los 3 casos anteriores, donde el EVM RMS y el EVM promedio disminuye al utilizarse la técnica ILA como DPD, para linealizar el comportamiento del PA, y se reduce también al aumentar el número de coeficientes del MPM.

Tabla 4. EVM para la señal QPSK con 18-MHz de ancho de banda.

Caso	RMS EVM (%)	Avg EVM (dB)
Sin DPD	8.4	-21.5
Con DPD K=4 M=1	8.1	-21.9
Con DPD K=6 M=2	7.6	-22.4

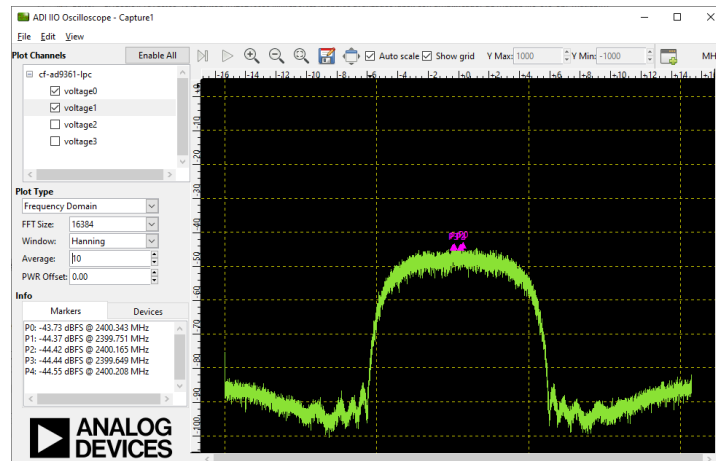


Figura 44. Espectro de la señal QPSK de 18 MHz de ancho de banda sin amplificador.

En la GUI estos resultados también son apreciables para la transmisión de la señal QPSK con frecuencia de portadora de 2.4 GHz y ancho de banda 18 MHz, en la recepción el nivel de potencia sensado mediante el indicador RSSI asciende de -28.75 hasta -23 cuando la señal es amplificada. En las Figuras 44, 45 y 46 correspondientes a screenshots de la GUI, podemos observar en la Figura 44 la señal recibida sin amplificar la señal original en la etapa de transmisión, con toda la potencia en la banda de la señal, sin recrecimiento espectral.

En la Figura 45 correspondiente a la señal recibida cuando se amplifica la señal antes de transmitir con el amplificador virtual de Matlab, se aprecia como incrementa la potencia en las bandas, el llamado recrecimiento espectral, esto produce que el receptor procese el ruido de las bandas como parte de la información también, por lo que obtendremos la señal transmitida pero con mucho ruido, y además excede el ancho de banda de señal, dando lugar a que esas bandas laterales con mucha potencia interfieran en las bandas del espectro de otras señales.

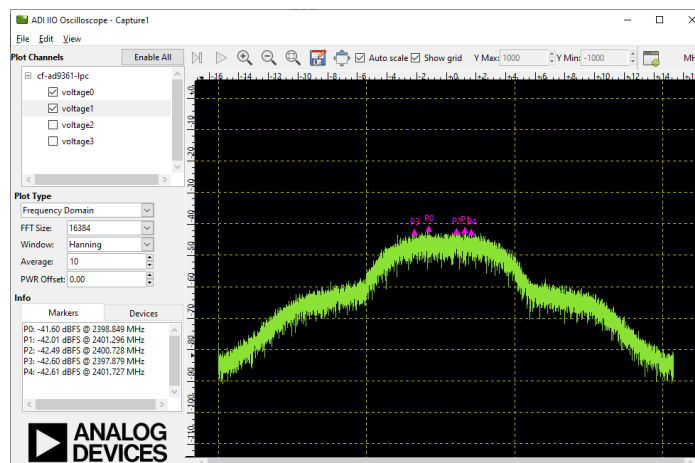


Figura 45. Espectro de la señal QPSK de 18 MHz de ancho de banda amplificada.

En la Figura 46, vemos la señal recibida cuando en transmisión antes de amplificar la señal se realizó la predistorción digital con la arquitectura ILA, a partir de los valores sensados a la entrada y a la salida del amplificador, se observa como ya no hay un

exceso de potencia en las bandas lateras, entonces el receptor solo va a procesar como información lo que corresponde a la banda de la señal, por lo que podremos obtener la señal original y evitar interferencia en el espectro de otras señales.

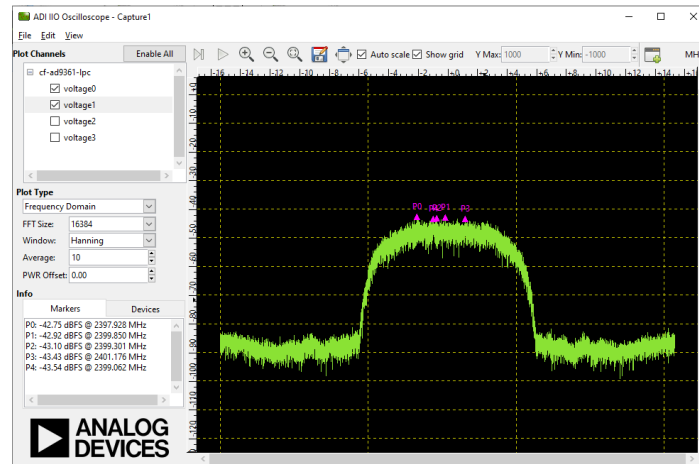


Figura 46. Espectro de la señal QPSK de 18 MHz de ancho de banda predistorsionada y amplificada.

5.2 Resultados para la señal LTE

Para la señal LTE se utilizará el CFR como otra técnica de linealización basado en *clipping*: recorte aplicado a la señal preservando su forma original, con el fin de disminuir el PAPR de la señal OFDM y conseguir una amplificación más eficiente, al recortar el nivel de la señal se garantiza que el PA no entre en saturación. La Figura 47 muestra la señal LTE 10 de 9 MHz de ancho banda real comparada con la señal recortada, en ambos casos usando 76800 datos de muestras de valor complejo.

Para evaluar el desempeño del PAPR obtenido en este trabajo de investigación, el CCDF se utiliza para representar la probabilidad que tiene la señal de envolvente de superar un valor definido, umbral del sistema. El parámetro PAPR se utiliza para la evaluación de señales LTE bajo el esquema de modulación digital 64-QAM que es expresado como:

$$PAPR = \frac{|x(n)|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2}. \quad (24)$$

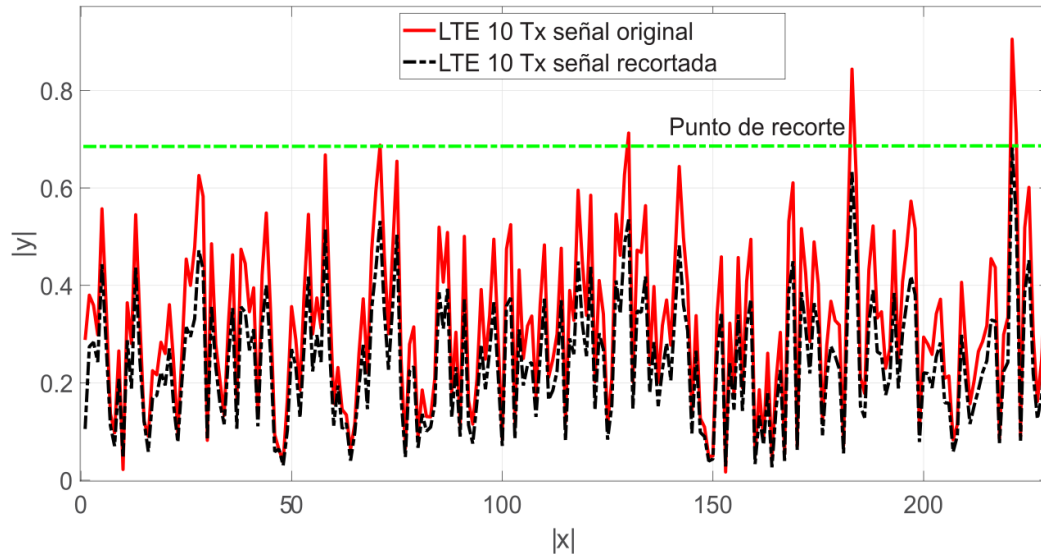


Figura 47. Señal LTE 10 de 9 MHz de ancho de banda original y recortada.

CCDF está relacionado con el cálculo de **PAPR** basado en la relación:

$$CCDF = P_r(PAPR > P_{th}) \quad (25)$$

donde P_r proporciona información sobre la cantidad de tiempo que la señal pasa en o por encima de un nivel de potencia específico, en este caso denotado como P_{th} . Una vez que se ha establecido la frecuencia de muestreo y el ancho de banda de RF, la señal a implementar en MATLAB se diseña bajo el esquema de modulación 64-QAM. En las tablas 5 y 6 se muestran los valores de PAPR para diferentes iteraciones del CFR para la señal LTE 5 de 4.5MHz de ancho de banda y la señal LTE 10 de 9 MHz de ancho de banda respectivamente.

Tabla 5. Linealidad de la señal para diferentes factores de CFR, LTE 5 MHz.

Case	PAPR Tx con CFR (dB)	Avg EVM (dB)	ACPR (dBc)
CFR1	6.8891	-56.7773	-57.0019
CFR2	8.3794	-56.5820	-55.3417
CFR3	8.6690	-56.1328	-57.0800
CFR4	8.7082	-55.5761	-56.4892
CFR5	9.2298	-54.6728	-55.3906
CFR6	8.5254	-56.4208	-56.1035
CFR7	9.2126	-55.8105	-54.0429
CFR8	9.8257	-54.7705	-56.3281

Tabla 6. Linealidad de la señal para diferentes factores de CFR, LTE 10 MHz.

Case	PAPR Tx con CFR (dB)	ACPR (dBc) Banda Izquierda	ACPR (dBc) Banda Derecha
CFR1	6.5793	-46.2060	-44.9072
CFR2	7.7362	-42.0117	-43.8183
CFR3	9.3411	-44.5800	-48.8574
CFR4	8.8803	-45.6347	-45.7128
CFR5	8.9608	-46.2890	-47.6757
CFR6	8.3621	-41.9726	-43.7451
CFR7	8.872	-43.9257	-45.1904
CFR8	9.8794	-46.0693	-45.4785

El ACPR se calcula como en (26), para los 5 MHz anchos de banda de canal superior e inferior:

$$ACPR(dB) \triangleq 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{n=1}^N |y|^2 e^{(jwn)}}{\sum_{n=1}^N |y_{low}|^2 Y e^{(jw_1n)} + \sum_{n=1}^N |y_{up}|^2 Y e^{(jw_2n)}} \right). \quad (26)$$

La Figura 48 muestra el CCDF de la señal transmitida, la señal transmitida con CFR y señal del receptor, respectivamente. Como se muestra, la etapa CFR reduce el PAPR de la señal a transmitir de 11 dB a 8 dB, y a su vez reduce el PAPR de la señal recibida

a 5 dB. Este proceso impacta en una mejora en el EVM, el PAPR del sistema LTE deseado de 5 dB, se observa que después de 10 iteraciones CCDF alcanzan la probabilidad entre 10^{-3} y 10^{-4} , en esta condición, se alcanza el nivel óptimo de PAPR.

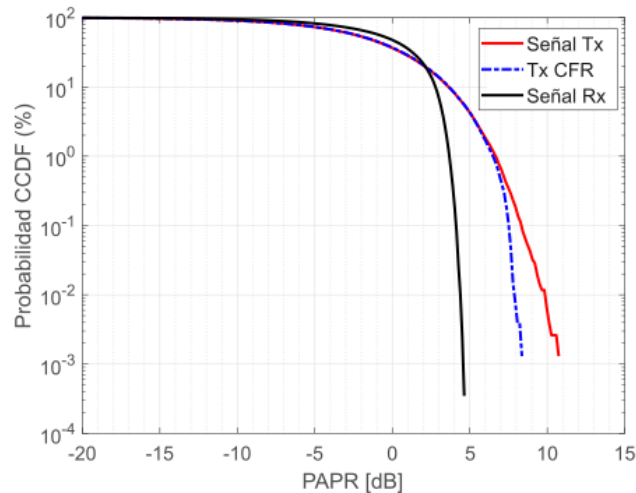


Figura 48. CCDF de la señal OFDM con CFR para la forma de onda de LTE 10.

En este trabajo, se desarrolló un sistema basado en *clipping* para reducir la PAPR de un sistema basado en una tarjeta de desarrollo Cyclone V FPGA SoC-Kit. Para aplicaciones de un Transceptor LTE con frecuencia central de 2,45 GHz. Se obtiene una reducción de 3,3 dB para el transmisor en los 9 MHz y 2,93 dB para el Tx para un ancho de banda de 4.5 MHz. En la evaluación en el banco de pruebas se realiza un estudio EVM que permite evaluar la EVM para los portadores y símbolos del sistema basado en OFDM de 64 QAM. El CFR con el *clip* para reducir el PAPR se aplica para operar el PA con mejor energía eficiencia para afectar la señal amplificada e introducirla en su región lineal. Un El algoritmo CFR es una opción viable, en este sentido, se realiza en un amplificador comercial para aplicaciones LTE con anchos de banda de 4.5 MHz y 9 MHz.

Capítulo 6. Conclusiones

En este trabajo se desarrolló un sistema de linealización asociado con aplicaciones de femtoceldas, picoceldas y microceldas. Los sistemas de telefonía celular actuales requieren modulaciones con altas velocidades de transmisión, como LTE y WCDMA. En este contexto, a través de esta plataforma se desarrolló una metodología completa para linealizar la aplicación de QPSK y 64-QAM.

El presente trabajo presenta una plataforma y metodología completa basada en la linealización del aprendizaje indirecto de RF-PA comerciales con aplicaciones LTE. La metodología se basó en barrer la señal del transceptor PA dual AD9361 para modulación QPSK y 64-QAM con anchos de banda de 18 MHz, 4.5 MHz y 9MHz. La métrica lograda para evaluar el sistema es de 8 dB de reducción espectral utilizando la arquitectura de aprendizaje indirecto como predistorsión digital. La efectividad de esta arquitectura para reducir el crecimiento espectral producto del comportamiento no lineal del PA, donde se verificó que el número de coeficientes permite mejorar la precisión del sistema lineal disminuyendo el EVM, el sistema desarrollado alcanzó un valor del 7,5% de EVM, que es la principal especificación que cuantifica el rendimiento de la modulación digital. El sistema representa una plataforma completa para aplicaciones DPD basada en esquemas de multiplexación digital LTE que operan en la banda de 2.5 GHz.

EVM se evaluó para QPSK utilizando un ancho de banda de 18 MHz, y el rendimiento se compara antes y después del proceso ILA. En este caso, se alcanzó un modelo altamente no lineal con un orden de no linealidad de 6 y una profundidad de memoria de 2 y un promedio de 7,6 RMS EVM y -22,4 dB EVM. Se realizó una prueba adicional para un modelo ILA reducido utilizando un orden de no linealidad de 4 y una profundidad de memoria de 1 y se alcanzó un promedio de EVM de 8.1 RMS y EVM de -21.9 dB. Los resultados de las mediciones confirman que la técnica ILA propuesta como DPD para linealizar el comportamiento del PA reduce la potencia en las bandas del espectro de frecuencia de la señal desde -65 dB hasta -73 dB.

En [28] se presenta una técnica de DPD basada en una cascada de ILA y DLA, el banco de prueba consta de un FPGA Zedboard, un transceptor FMC150 y una cadena

de amplificadores, los resultados experimentales muestran que el DPD propuesto linealiza el PA y se alcanza un EVM por debajo del 6%.

6.1 Trabajo a futuro

De este trabajo se puede partir para en el futuro:

1. Emigrar el sistema a un dispositivo bajo prueba con tecnología InGaP/GaAs de PAs, debido a sus características de alta linealidad y eficiencia de los transistores bipolares hetéreos (HBT) de InGaP/GaAs se utilizan como amplificadores de potencia en varios sistemas inalámbricos [32]. En consecuencia, se han realizado análisis exhaustivos para aclarar los mecanismos no lineales de los HBT.
2. Emigrar a frecuencias que operen en la banda de los 5G, en los últimos años el desarrollo en las comunicaciones ha llevado a la migración a la tecnología inalámbrica 5G, con bandas de frecuencia en el rango de 15 GHz, 28 GHz, 39 GHz a 86 GHz con ancho de banda mayor que 100 MHz [33]. Los sistemas de comunicaciones 5G inalámbricos proporcionan múltiples Gbps de tasas de transferencia de datos. En estos sistemas de alta velocidad de datos, el elevado PAPR de señales moduladas digitalmente impone grandes desafíos en el diseño de amplificadores de potencia
3. Comparar con trabajos del estado del arte relacionados con otras técnicas de DPD como: los métodos de compensación del sistema no lineal en el canal de retroalimentación (FB), utilizando un algoritmo adaptativo para actualizar los coeficientes del modelo de DPD [34], estimación de coeficientes de una arquitectura de DPD de tabla de búsqueda (LUT) basada en mínimos cuadrados parciales (PLS) como método de regresión [35], reducción del número de coeficientes para DPD asignando tablas de búsqueda de manera no uniforme en función de las características no lineales del PA, con más tablas para la región lineal y menos para la región lineal del PA[36].

Referencias Bibliográficas

- [1] Devi, R. S., & Kurup, D. G. Behavioral modeling of RF power amplifiers for designing energy efficient wireless systems. International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET), Chennai, India, Febrero, 2018.
- [2] Franco, I. B., Mendes, L. L., Rodrigues, J., & Cruz, M. 5G Waveforms for IoT Applications. IEEE Communications Surveys and Tutorials
- [3] , vol. 21, no. 3, pp. 2554 – 2567, abr., 2019.
- [4] Balteanu, F. Linear Front End Module for 4G/5G LTE Advanced Applications. European Microwave Conference, Septiembre, 2018.
- [5] Becerra, J. A., Madero, M. J., Reina, J., & Crespo, C. Sparse Identification of Volterra Models for Power Amplifiers Without Pseudoinverse Computation. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 68, no. 11, Noviembre, 2020.
- [6] Wood, J. Behavioral Modeling and Linearization of RF Power Amplifiers. Artech House, 2014.
- [7] Galaviz, J. A., Vargas, C., & Tlelo, E. Automated Driving of GaN Chireix Power Amplifier for the Digital Predistortion Linearization. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, Noviembre, 2020.
- [8] Huang, H., Xia, J., & Boumaiza, S. Novel Parallel-Processing-Based Hardware Implementation of Baseband Digital Predistorters for Linearizing Wideband 5G Transmitters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 68, no. 9, Septiembre, 2020.
- [9] Manai, M., Chenini, H., Harguem, A., Boulejfen, N., & Ghannouchi, F. M. Robust digital predistorter for RF power amplifier linearization. IET Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 14, no. 7, pp. 649 – 655, Junio, 2020.
- [10] Lee, J., Kim, Y., Kwak, Y., Zhang, J., Papasakellariou, A., Novlan, T., Sun, C., & Li, Y. LTE-advanced in 3GPP Rel -13/14: an evolution toward 5G. IEEE Communications Magazine, vol. 54, no. 3, pp. 36-42, Marzo, 2016.

- [11] Singya, P. K., Kumar, N., & Bhatia, V. Mitigating NLD for Wireless Networks: Effect of Nonlinear Power Amplifiers on Future Wireless Communication Networks. *IEEE Microwave Magazine*, vol. 18, no. 5, pp. 73-90, Julio, 2017.
- [12] Lie, D. Y. C., Mayeda J. C., Li Y., & Lopez J. A Review of 5G Power Amplifier Design at cm-Wave and mm-Wave Frequencies. *Wireless Communications and Mobile Computing*, Julio, 2018.
- [13] Zhu, A. Behavioral modeling for digital predistortion of RF power amplifiers: from Volterra series to CPWL functions. 2016 IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR), Austin, TX, USA, mar., 2016.
- [14] Luo, F. L., *Digital Front-End in Wireless Communications and Broadcasting*. Cambridge University, 2011.
- [15] Idowu-Bismark, O., Kennedy, O., Husbands, R., & Adedokun, M. 5G Wireless Communication Network Architecture and Its Key Enabling Technologies. *I.RE.AS.E*, vol. 12, no.2, Abril, 2019.
- [16] Govekar, L. V., Patil, P. C., & Rao, Y. S. Evaluation of SDR using open source technology. *First International Conference on Information Technology, Communications and Computing*, Diciembre, 2017.
- [17] Becker, J., Hubner, M., Hettich, G., Constapel, R., Eisenmann, J., & Luka, J. Dynamic and Partial FPGA Exploitation. *Proceeding of the IEEE*, vol. 95, no.2, Febrero, 2007.
- [18] Tripathi, G. Ch., Jaraut, P., Rawat, M., & Reddy, L.N. Low cost implementation of software defined radio for improved transmit quality of 4G signals. *IEEE Communication, Control and Intelligent Systems*, Noviembre, 2015.
- [19] Noman M.A., Ullah M. R., Hoque S., & Monirul Md. Design of an improved QPSK modulation technique in wireless communication systems. *International Conference on Electrical Information and Communication Technology*, Febrero, 2018.
- [20] Zarrinkoub, H. *Understanding LTE with MATLAB From Mathematical Modeling to Simulation and Prototyping*. John Wiley & Sons, 2014.
- [21] Knill, C., Roos, F., Schweizer, B., Schindler D., & Waldschmidt, C. Random Multiplexing for an MIMO-OFDM Radar With Compressed Sensing-Based

- Reconstruction. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 29, no. 4, pp. 300-302, apr., 2019.
- [22] Borel, A., Barzdenas, V., & Vasjanov, A. Linearization as a Solution for Power Amplifier Imperfections: A Review of Methods. Electronics, vol. 10, 2021.
- [23] Katz, A., Wood, J., & Chokola, D. The Evolution of PA Linearization: From Classic Feedforward and Feedback Through Analog and Digital Predistortion. IEEE Microwave Magazine, vol. 17, no. 2, pp. 32-40, Febrero, 2016.
- [24] Chen, P., Alsaahli, S., Alt, A., Lees, J., & Tasker, J. Behavioral Modeling of GaN Power Amplifiers Using Long Short-Term Memory Networks. International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMIC), Brive La Gaillarde, France, ago., 2018.
- [25] Melendez, A., Juárez, S. A., Galaviz, J. A., Cárdenas, J. R., Garcia, M. J., Calvillo, A., Roblin, P., & Núñez, J. C. Behavioral Modeling for Power Amplifiers Comparing MPM, Wiener and Hammerstein with FPGA-Based Implementation. International Conference on Mechatronics, Electronics and Automotive Engineering (ICMEAE), Cuernavaca, México, dic., 2016.
- [26] Abdelrahman, A. E., Hammi, O., Kwan, A. K., Zerguine, A., & Ghannouchi, F. M. A Novel Weighted Memory Polynomial for Behavioral Modeling and Digital Predistortion of Nonlinear Wireless Transmitters. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 3, pp. 1745-1753, mar., 2016.
- [27] Crespo, C., Madero, M. J., & Becerra, J. A. Volterra-based behavioral modeling, parameter estimation, and linearization. IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC), Arequipa, Perú, Abril, 2019.
- [28] Le Duc, H., Feuvrie, B., Pastore, M., & Wang, Y. An Adaptive Cascaded ILA- and DLA-Based Digital Predistorter for Linearizing an RF Power Amplifier. IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 66, no. 3, mar., 2019.
- [29] Reina, J., Allegue, M., Crespo, C., Yu, Ch., & Cruces, S. Behavioral Modeling and Predistortion of Power Amplifiers Under Sparsity Hypothesis. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 2, pp. 745-753, Febrero, 2015.
- [30] Rezgui, H., Rouissi, F., & Ghazel, A. FPGA implementation of the predistorter stage for memory polynomial-based DPD for LDMOS power amplifier in DVB-T

- transmitter. International Conference on Advanced Systems and Electric Technologies (IC_ASET), Hammamet, Tunisia, jul., 2017.
- [31] Anoh, K., Tanriover, C., Adebisi, B., & Hammoudeh, M. A New Approach to Iterative Clipping and Filtering PAPR Reduction Scheme for OFDM Systems. IEEE Access, vol. 6, pp. 17533-17544, 2017.
- [32] Ahn, H., Oh, K., Nam, I., & Lee, O. Highly Efficient HBT Power Amplifier Using High-Q Single- and Two-Winding Transformer With IMD3 Cancellation. IEEE Access, vol. 9, pp. 85060-85070, jun., 2021.
- [33] Pham, A. V., Nguyen, D., Darwish, & M. High efficiency power amplifiers for 5G wireless communications. Global Symposium on Millimeter-Waves, ago., 2017.
- [34] Ren, J. Digital Predistortion Architecture With Feedback Channel Nonlinear Blind Identification and Compensation. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 30, no. 2, pp. 1112 – 1115, nov., 2020.
- [35] Pham, Q. A., López-Bueno, D., Wang, T., Montoro, G., & Gilabert, P. Partial Least Squares Identification of Multi Look-Up Table Digital Predistorters for Concurrent Dual-Band Envelope Tracking Power Amplifiers. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 66, no. 12, pp. 5143-5150, dic., 2018.
- [36] Jo, S. M., & Jeong, E. R. Digital Pre-distortion Based on Non-uniform LUT. International Journal of Pure and Applied Mathematics, vol.118, no. 119, pp. 2039-2050, 2018.