

Trabajo Fin de Máster Máster en Ingeniería de Telecomunicación

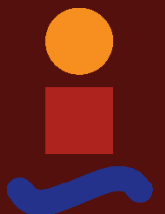
Técnicas de reducción del factor de cresta aplicadas a señales 5G New Radio

Autor: Diego López Morilla

Tutores: María José Madero Ayora y Juan Antonio Becerra González

**Dpto. Teoría de la Señal y Comunicaciones
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla**

Sevilla, 2020



Trabajo Fin de Máster
Máster en Ingeniería de Telecomunicación

Técnicas de reducción del factor de cresta aplicadas a señales 5G New Radio

Autor:

Diego López Morilla

Tutores:

María José Madero Ayora

Profesor Titular

Juan Antonio Becerra González

Profesor Sustituto Interino

Dpto. Teoría de la Señal y Comunicaciones
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2020

Trabajo Fin de Máster: Técnicas de reducción del factor de cresta aplicadas a señales 5G New Radio

Autor: Diego López Morilla

Tutores: María José Madero Ayora y Juan Antonio Becerra González

El tribunal nombrado para juzgar el trabajo arriba indicado, compuesto por los siguientes profesores:

Presidente:

Vocal/es:

Secretario:

acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:

Agradecimientos

Este documento cierra una de las etapas más importantes e influyentes en mi vida por lo que me gustaría dedicar estas líneas a todas las personas que han hecho que esto sea posible.

En primer lugar, a todos los profesores que han contribuido a mi formación, desde el que me enseñó lo más básico hasta el que hizo lo propio con los conocimientos más complejos. En este punto me gustaría destacar a los tutores de este trabajo, María José y Juan Antonio, quienes han sabido transmitirme sus conocimientos en todo momento y con los que siempre es un placer trabajar. Gracias por la confianza que habéis depositado en mí y por la dedicación de todos estos años.

Por otro lado, todos los compañeros de clase con los que, además de horas en las aulas, he compartido tiempo fuera de ellas. Abraham, Dani, Guille e Ilde, gracias por estos años juntos y el apoyo que me habéis dado. También agradecer a todos mis amigos y conocidos que en algún momento han estado ahí para darme consejos y tranquilizarme. En especial, Eva, Joserra y Roberto, que han estado conmigo desde el primer día que llegué a la Escuela y con los que sé que voy a poder contar siempre.

Por último, darle las gracias a mi familia por siempre apoyarme en todo lo que he necesitado ya que sin ella no estaría escribiendo ahora mismo estas líneas. Es una suerte poder contar con una familia así, ya que me da la confianza y fuerza necesaria para conseguir todo lo que me propongo. Me gustaría hacer especial mención a mis padres, Diego y Manuela, y a mi hermana Raquel, que son los que más de cerca han vivido todo. También a mis abuelas, Carmela y Carmelita, que no se han cansado de repetirme lo orgullosas que siempre han estado de mí.

*Diego López Morilla
Sevilla, 2020*

Resumen

En este trabajo se propone una técnica para la reducción del factor de cresta o *Crest Factor Reduction* (CFR) y se analizan los resultados obtenidos al aplicarla sobre señales *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* (OFDM).

En primer lugar, se introduce este tipo de modulación, haciendo énfasis en el problema de su elevado factor de cresta o *Crest Factor* (CF) y se explican las no linealidades existentes en los amplificadores de potencia, las cuales afectan de manera importante en las señales con un alto valor de relación potencia pico a potencia promedio o *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR). A continuación se expondrá la solución adoptada para solventar esto, la predistorsión, la cual se basa en las series de Volterra para modelar los amplificadores. Además, es posible combinar esto con técnicas CFR las cuales optimizan la solución. Se ha realizado una revisión de las diferentes técnicas más utilizadas en la actualidad con el objetivo de seleccionar una para aplicarla. Para finalizar, se han llevado a cabo las pruebas experimentales en las que se emplean señales *5G New Radio* a las que se les aplican predistorsión y la técnica *Scaled Peak Cancellation* (SPC) para reducir sus factores de cresta.

Abstract

This work proposes a technique to apply Crest Factor Reduction (CFR) and analyzes the results obtained when applying it on Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) signals.

First of all, this type of modulation is introduced, emphasizing the problem of its high crest factor (CF), and the non-linearities existing in power amplifiers are explained, which significantly affect signals with high Peak-to-Average Power Ratio (PAPR). Next, the solution adopted to solve this will be presented, the predistortion, which is based on Volterra series to model the amplifiers. Furthermore, it is possible to combine this with CFR techniques which optimize the solution. A review of the different techniques currently used has been performed in order to select one to apply. Finally, experimental tests have been carried out using 5G New Radio signals to which predistortion and the Scaled Peak Cancellation (SPC) technique are applied to reduce their crest factors.

Índice Abreviado

<i>Resumen</i>	III
<i>Abstract</i>	V
<i>Índice Abreviado</i>	VII
1 Introducción	1
1.1 Objetivos y alcance	1
1.2 Organización y estructura de la memoria	2
2 Modulación OFDM y no linealidades	3
2.1 Aspectos básicos de OFDM	3
2.2 Linealidad en los sistemas	6
2.3 Principales técnicas para caracterizar la distorsión no lineal	9
2.4 Amplificadores de potencia	14
3 Linealización y predistorsión	15
3.1 Series de Volterra	15
3.2 Linealización	17
3.3 Concepto de predistorsión	17
3.4 Proceso de identificación de coeficientes	18
3.5 Reducción del factor de cresta	20
4 Revisión de las técnicas para la reducción del factor de cresta	21
4.1 Técnicas que distorsionan la señal	21
4.2 Técnicas de aleatorización	24
4.3 Técnicas de codificación	28
4.4 Criterios para la selección de la técnica de reducción de PAPR	29
5 Pruebas experimentales	31
5.1 Pruebas básicas	31
5.2 Pruebas combinadas con DPD	37
6 Conclusiones y líneas futuras	45
Apéndice A Códigos utilizados	47
A.1 Implementación del algoritmo SPC	47
A.2 Implementación del algoritmo RSPC	48
<i>Índice de Figuras</i>	51
<i>Índice de Tablas</i>	53
<i>Índice de Códigos</i>	55

Bibliografía
Glosario

57
61

Índice

<i>Resumen</i>	III
<i>Abstract</i>	V
<i>Índice Abreviado</i>	VII
1 Introducción	1
1.1 Objetivos y alcance	1
1.2 Organización y estructura de la memoria	2
2 Modulación OFDM y no linealidades	3
2.1 Aspectos básicos de OFDM	3
2.1.1 Beneficios de OFDM	5
2.1.2 Desventajas de OFDM	5
2.1.3 Problema de la PAPR	6
2.2 Linealidad en los sistemas	6
2.2.1 Sistemas lineales y no lineales	7
2.2.2 Distorsión no lineal	7
2.3 Principales técnicas para caracterizar la distorsión no lineal	9
2.3.1 Prueba de un tono	9
Caracterización AM/AM	10
Caracterización AM/PM	10
Caracterización de la THD	11
2.3.2 Prueba de dos tonos	11
Distorsión en banda	12
Distorsión fuera de banda	12
2.3.3 Prueba multitono	12
Relación de potencia del canal adyacente	12
Magnitud del vector error	13
Error cuadrático medio normalizado	13
2.4 Amplificadores de potencia	14
2.4.1 Ganancia	14
2.4.2 Eficiencia	14
2.4.3 Eficiencia de potencia añadida	14
2.4.4 Efectos de memoria	14
3 Linealización y predistorsión	15
3.1 Series de Volterra	15
3.1.1 Modelos basados en series de Volterra	16
3.2 Linealización	17
3.3 Concepto de predistorsión	17
3.4 Proceso de identificación de coeficientes	18
3.4.1 Arquitectura de aprendizaje indirecto	18

3.4.2	Arquitectura de aprendizaje directo	19
3.5	Reducción del factor de cresta	20
4	Revisión de las técnicas para la reducción del factor de cresta	21
4.1	Técnicas que distorsionan la señal	21
4.1.1	Clipping	21
4.1.2	Clipping and Filtering	22
4.1.3	Peak Windowing	22
4.1.4	Peak Cancellation	23
4.2	Técnicas de aleatorización	24
4.2.1	Selective Mapping	24
4.2.2	Partial Transmit Sequence	25
4.2.3	Tone Reservation	26
4.2.4	Tone Injection	27
4.3	Técnicas de codificación	28
4.4	Criterios para la selección de la técnica de reducción de PAPR	29
5	Pruebas experimentales	31
5.1	Pruebas básicas	31
5.2	Pruebas combinadas con DPD	37
5.2.1	Montaje utilizado	37
5.2.2	Prueba de ancho de banda de filtrado	38
5.2.3	Prueba para establecer el punto de operación	40
5.2.4	Prueba final y comparativa	42
5.2.5	Modificación de la señal generada	43
6	Conclusiones y líneas futuras	45
Apéndice A	Códigos utilizados	47
A.1	Implementación del algoritmo SPC	47
A.2	Implementación del algoritmo RSPC	48
	<i>Índice de Figuras</i>	51
	<i>Índice de Tablas</i>	53
	<i>Índice de Códigos</i>	55
	<i>Bibliografía</i>	57
	<i>Glosario</i>	61

1 Introducción

Hay una fuerza motriz más poderosa que el vapor, la electricidad y la energía atómica: la voluntad.

ALBERT EINSTEIN

Las comunicaciones inalámbricas son ya esenciales en la vida diaria de una gran parte de la población proporcionando conexión sin interrupciones en todo el mundo. Esto ha significado un crecimiento muy rápido en lo relativo al diseño y fabricación de sistemas inalámbricos debido a que el incremento del número de usuarios ha requerido importantes cambios y evolución en la entrega de estos servicios. De esta manera, los operadores necesitan soluciones más eficientes con el transcurso del tiempo para satisfacer las exigencias de la sociedad.

En este sentido, las estaciones base adquieren un importante rol en las relaciones entre los suscriptores y los operadores ya que son los componentes físicos que más energía consumen de toda la red. Desde un punto de vista energético, más de la mitad de la energía empleada es desperdiciada en forma de calor, siendo esto bastante poco eficiente desde varios puntos de vista. Por un lado, se produce una radiación innecesaria para el medioambiente y por otro, se tiene que gastar dinero en enfriar los elementos de las estaciones base, reduciéndose así el beneficio.

Si se realiza un análisis del consumo energético por componentes incluidos en las estaciones base, se encuentra que los amplificadores de potencia o *Power Amplifier* (PA) consumen la mayor parte de la energía. Normalmente estos operan en la zona de saturación ya que ofrecen una mayor eficiencia a potencias altas. Sin embargo, en esta zona, los PA sufren distorsión no lineal causando distorsión en banda y distorsión fuera de banda [1].

Por un lado, la distorsión en banda dañará la calidad de la señal degradando las características de la comunicación dentro de la banda del usuario. Por otro, la distorsión fuera de banda se traducirá en un recrecimiento espectral causando interferencia indeseada en las bandas adyacentes por lo que se deberá actuar de cierta forma para que dicha distorsión no exista, de una forma ideal, o se minimice lo máximo posible.

1.1 Objetivos y alcance

Tradicionalmente, modificar el *back-off* de operación del amplificador es una técnica que se ha empleado para mejorar la linealidad de los PA. Sin embargo, esto se traduce en un cambio en la eficiencia de este, es decir, los efectos de las no linealidades debidas a los amplificadores de potencia pueden verse reducidas trabajando con elevados *back-off*, lo que se corresponde con mover el punto de operación a la zona lineal disminuyendo así su eficiencia. En diferentes sistemas inalámbricos basados en OFDM como *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX) o *Long-Term Evolution* (LTE) se emplea mucho esto debido a su alto valor de PAPR dando lugar a una baja eficiencia.

En este proyecto, se van a analizar y poner en práctica técnicas que permiten reducir la PAPR de la señal de trabajo con el objetivo de poder situar al amplificador en un punto de operación que ofrezca una alta eficiencia a la vez que se obtiene una linealidad aceptable. Además, estas técnicas serán combinadas con predistorsión digital o *Digital Pre-Distortion* (DPD) ya que un uso combinado de ambas de forma adecuada ayudan a alcanzar una eficiencia aún mayor.

1.2 Organización y estructura de la memoria

En este Trabajo Fin de Máster se pueden diferenciar dos grandes partes. En primer lugar, desde el Capítulo 2 hasta el Capítulo 4 se realizará una descripción teórica de los conocimientos necesarios para comprender el tema que se está abordando poniendo en situación de la problemática existente. A continuación, en el Capítulo 5 se presentarán los resultados obtenidos mediante las pruebas experimentales y se llevará a cabo un análisis de estos.

Más concretamente, a partir del presente Capítulo 1 introductorio se encuentran los siguientes:

- **Capítulo 2: Modulación OFDM y no linealidades:** Se llevará a cabo un análisis breve de la modulación OFDM comentando los aspectos básicos de la misma. Por otro lado, también se explicarán las características básicas del amplificador de potencia, principalmente aquellas relacionadas con su distorsión no lineal y las pruebas más empleadas para medirla.
- **Capítulo 3: Linealización y predistorsión:** Se realizará una introducción a las series de Volterra, herramienta matemática muy utilizada a la hora de modelar los amplificadores de potencia, paso previo necesario a la hora de realizar predistorsión. También se expondrán las diferentes arquitecturas existentes que se utilizan al realizar el aprendizaje para identificar los parámetros del predistorsionador realizada y la importancia del factor de cresta en este contexto.
- **Capítulo 4: Revisión de las técnicas para la reducción del factor de cresta:** Se recopilarán las diferentes técnicas más utilizadas y conocidas actualmente a la hora de reducir el factor de cresta de una señal y se analizarán los diferentes aspectos clave a tener en cuenta a la hora de elegir una técnica en función de la aplicación.
- **Capítulo 5: Pruebas experimentales:** Los resultados obtenidos de las diferentes pruebas realizadas serán presentados en este capítulo. Principalmente se hará un análisis de la técnica SPC la cual será introducida en el Capítulo 4.
- **Capítulo 6: Conclusiones y líneas futuras de trabajo:** Se ofrecerá una recapitulación de los conocimientos adquiridos tras completar el trabajo y se propondrán ideas hacia donde orientar los trabajos futuros relacionados con la misma temática.

2 Modulación OFDM y no linealidades

La confianza en sí mismo es el primer secreto del éxito.

RALPH WALDO EMERSON

Este capítulo pretende realizar una introducción a OFDM, llevando a cabo un breve resumen de los aspectos más importantes de esta modulación. El propósito principal es proporcionar una visión global de las ventajas que ofrece y comentar los aspectos más relevantes que afectarán a este trabajo, de esta forma, se pretende contextualizar el problema existente y la razón de la realización del mismo.

Por otro lado, se explicará teóricamente el concepto de no linealidad, además de analizar las causas de su aparición así como las posibles consecuencias que puede provocar. Por último, se comentarán las principales técnicas experimentales existentes para medir los efectos que produce sobre una señal la existencia de no linealidades en el sistema.

2.1 Aspectos básicos de OFDM

La modulación OFDM está basada en *Frequency-Division Multiplexing* (FDM) empleado como método de modulación digital multiportadora. La idea principal radica en la división del espectro disponible en un número determinado de subportadoras muy próximas entre sí en frecuencia para el envío de información obteniendo de esta manera subcanales de banda estrecha. Al realizar esto, existirán tantos desvanecimientos planos diferentes como subcanales haya, lo cual facilitará la ecualización.

Para realizar el envío de los datos, la información se divide en flujos paralelos que serán enviados empleando cada una de las subportadoras las cuales serán moduladas con un esquema de modulación convencional como *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM) o *Phase-Shift Keying* (PSK) a bajo régimen binario.

A grandes rasgos, una señal OFDM consiste en aplicar la transformada discreta de Fourier inversa al resultado de mapear los coeficientes en las portadoras. De esta definición, se obtiene de igual forma el resultado opuesto, es decir, los coeficientes pueden ser calculados realizando la transformada directa de Fourier de la señal OFDM. Por este motivo, son ampliamente usados para modular y demodular en estos casos los algoritmos *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) y *Fast Fourier Transform* (FFT), respectivamente, provocando una eficiencia computacional muy alta a la hora de la implementación. Estos procesos siguen los esquemas mostrados en la Figura 2.1.

Tal y como se ha explicado anteriormente, el espectro es dividido en subcanales. Eligiendo el pulso conformador de una manera adecuada, es decir, rectangular en tiempo, se consigue una forma de seno cardinal en frecuencia que, al ser ubicados de manera estratégica, es posible realizar una superposición de todos ellos pero logrando ortogonalidad entre sí, de ahí el nombre de la modulación, esto es, el máximo de la representación en frecuencia de cada subcanal coincide con un nulo en frecuencia del resto de subcanales tal y como se representa en la Figura 2.2. Además, dependiendo de la dispersión introducida por el canal, los símbolos OFDM podrían interferir entre ellos. Para evitar este efecto, se introduce el concepto de prefijo cíclico.

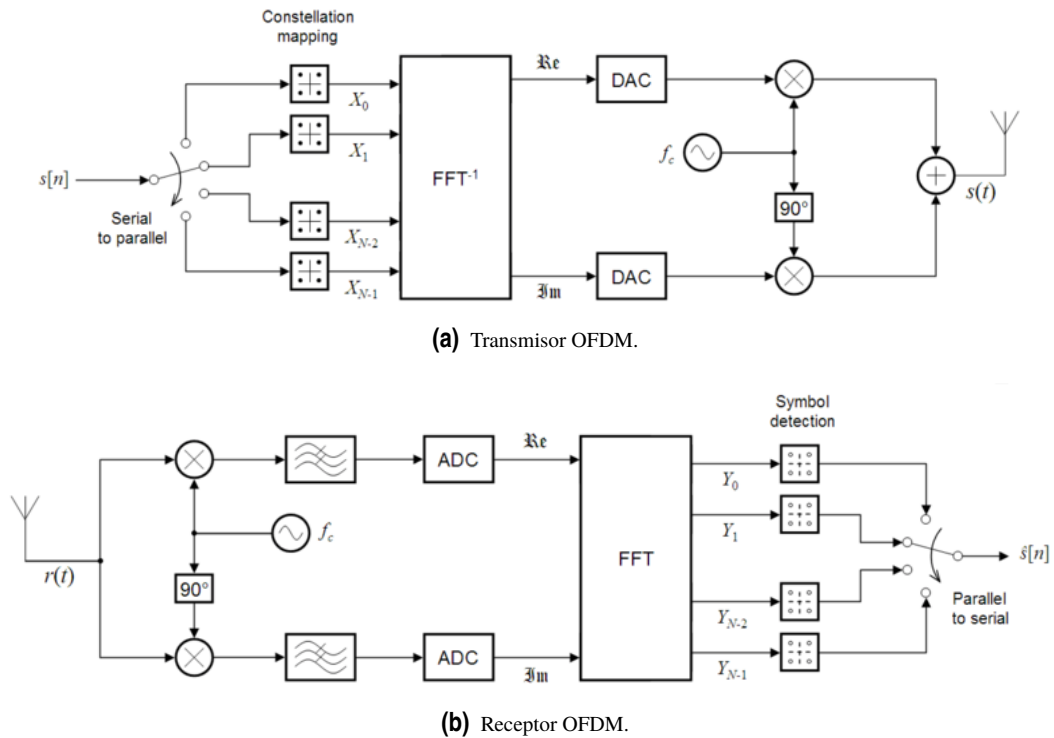


Figura 2.1 Esquemas básicos OFDM [2].

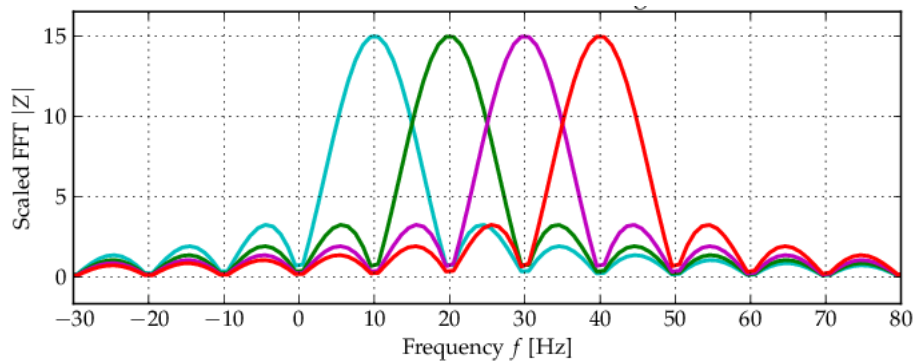


Figura 2.2 Espectro de las subportadoras OFDM [3].

Este prefijo cíclico se utiliza con el objetivo de asegurar la ausencia de ISI, ya que actúa como espacio de guarda y de ICI, manteniendo la ortogonalidad de las subportadoras y consiste en añadir las últimas muestras del símbolo OFDM en el principio del mismo, las cuales serán retiradas del mismo en recepción. La longitud de dicho prefijo vendrá dado por la cantidad de dispersión que introduzca el canal siendo uno de los elementos más importantes de esta modulación.

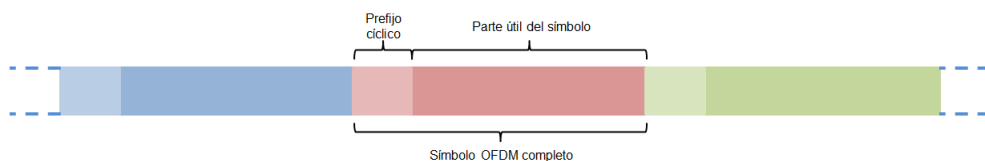


Figura 2.3 Estructura de un símbolo OFDM [4].

2.1.1 Beneficios de OFDM

La modulación OFDM proporciona una serie de importantes beneficios los cuales la hacen muy atractiva de usar en numerosas aplicaciones. A continuación se recopilan las principales características que la definen.

- **Robustez frente a desvanecimientos selectivos:**
Al existir una división en subcanales, en el caso de que ocurra un desvanecimiento selectivo en frecuencia, este solo afectará a algunos de ellos y no a todos, por lo que la información existente en el resto de subcanales seguirá intacta.
- **Muy alta eficiencia espectral:**
Al superponer múltiples subportadoras con una separación frecuencial entre ellas muy reducida, se consigue una eficiencia relativa al uso del espectro muy elevada. Por contra, otras técnicas de transmisión suelen necesitar una cierta separación espectral reduciendo de esta manera el porcentaje de uso de la banda asignada y la eficiencia de la modulación.
- **Eliminación de la interferencia:**
Tal y como se ha explicado anteriormente, la introducción de cierta redundancia en los símbolos enviados (prefijo cíclico) consigue que dicha interferencia sea eliminada.
- **Facilidad de implementación:**
Es posible implementar dicha modulación de una forma muy sencilla y eficiente empleando pocos recursos mediante los algoritmos de IFFT y FFT. De esta manera, se obtiene un método de procesamiento de señales en tiempo discreto para modular y demodular sin emplear generadores sinusoidales ni demoduladores coherentes.

En resumen, se está obteniendo una modulación que ofrece una buena tasa de transmisión evitando ISI, haciendo un uso del espectro de una manera eficiente y empleando una baja complejidad computacional. Lamentablemente y como es lógico, no todo son ventajas ya que también existen una serie de inconvenientes resultantes al usar OFDM los cuales serán explicados a continuación.

2.1.2 Desventajas de OFDM

Es cierto que la modulación OFDM aporta numerosos beneficios a la hora de trabajar, principalmente los explicados anteriormente, sin embargo, es necesario ser conscientes de que habrá que tener en cuenta algunas dificultades las cuales se encontrarán a la hora de trabajar con la misma. A continuación se expondrán las principales.

- **Sensibilidad a errores en frecuencia:**
Se trata de uno de los aspectos más importantes ya que esta modulación es muy sensible al *offset* frecuencial y al ruido de fase por lo que la existencia de un mínimo de dicho desplazamiento provoca una degradación importante en las prestaciones del sistema.
- **Reducción de la eficiencia energética:**
La necesidad de introducir un prefijo cíclico para reducir la interferencia como se ha explicado anteriormente se ve traducido en un aumento del coste energético a la hora de trabajar, lo que supone una disminución de la eficiencia energética de la modulación al tener que enviar datos redundantes que no aportan información.
- **Señal con alta relación potencia pico a potencia media:**
Las señales generadas con esta modulación poseen una relación de este tipo muy alta traduciéndose en potencias instantáneas bastante superiores a la potencia media de la señal. Esto es un problema a la hora de elegir el punto de trabajo, por ejemplo, con amplificadores de potencia, ya que en caso de trabajar en zona no lineal se produciría distorsión. Este aspecto se verá a continuación en más detalle ya que adquiere mucha relevancia en este proyecto.

En definitiva, a pesar de las nombradas desventajas que aparecen al emplear la modulación OFDM, es sin duda una de las mejores opciones en ciertos casos ya que permite evitar muchos problemas asociados al canal transmitiendo información en grandes anchos de banda de una forma muy eficiente.

2.1.3 Problema de la PAPR

La PAPR es la relación entre la potencia máxima de cualquier muestra de una señal y la potencia media de dicha señal. En otras palabras, se trata de la relación que hay entre la potencia de pico y media de una señal.

De acuerdo a la Figura 2.1, en OFDM la secuencia binaria generada es mapeada empleando una constelación mediante un esquema de modulación como puede ser una QAM. Los símbolos obtenidos son divididos en fragmentos de longitud N y convertidos de serie a paralelo para aplicar la IFFT a los símbolos X_k modulados con el objetivo de generar la señal OFDM. De esta manera, para un sistema con N subportadoras, la muestra n vendrá dada por

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad \text{donde } 0 \leq n \leq N-1. \quad (2.1)$$

Una vez definida la señal OFDM en términos matemáticos, la PAPR de esta señal se calcula

$$\text{PAPR}[\text{dB}] = 20 \log_{10} \left(\frac{\max\{|x(t)|\}}{E\{x(t)\}} \right), \quad (2.2)$$

siendo $E\{\cdot\}$ la esperanza matemática.

En el caso de OFDM, se tienen múltiples subportadoras desfasadas entre sí adquiriendo diferentes valores cada una de ellas en cada instante de tiempo. Sin embargo, sabiendo que la señal OFDM es la suma de todas ellas, es lógico pensar que dicho sumatorio adquiera un alto valor en algún momento, provocando un pico en la potencia instantánea de la señal muy elevado.

Para poner en situación al lector de la situación, la PAPR de una señal OFDM puede estar en un rango entre los 11 dB y los 14 dB, un valor bastante alto que debe ser reducido en la mayoría de las ocasiones ya que, en caso de no hacerlo, el amplificador de potencia empleado dejaría de trabajar en zona lineal provocando efectos no deseados, los cuales se analizarán a continuación durante este capítulo. Debido a esto, en caso de no reducir la PAPR, se tendría que trabajar con un nivel de potencia medio menor, degradando la eficiencia del equipo.

Para llevar a cabo esto, existen múltiples técnicas que reducen la PAPR de la señal como se expone en [5] donde se analiza las consecuencias de aplicar una técnica de reducción de la PAPR como por ejemplo, el aumento de la complejidad computacional empleada o el aumento de la potencia de la señal transmitida. Se llega a la conclusión de que no existe una técnica perfecta para llevar a cabo esto sino que la misma debe ser elegida dependiendo de la aplicación y las características del sistema donde va a ser empleada. Más adelante, en el Capítulo 4, se hará una revisión de las principales técnicas existentes más empleadas en la actualidad para llevar a cabo la reducción de la PAPR.

Es muy usual al trabajar con este tipo de señales el uso de la *Complementary Cumulative Distribution Function* (CCDF) [6]. Esta función es normalmente empleada para evaluar el rendimiento de las técnicas de reducción de PAPR. La CCDF es la probabilidad de que la PAPR de una señal exceda un cierto valor umbral PAPR_0 y puede ser escrita como

$$\text{CCDF}[\%] = P(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0) = 1 - (1 - e^{-\text{PAPR}_0})^N. \quad (2.3)$$

2.2 Linealidad en los sistemas

Se puede definir un sistema como la combinación de ciertos elementos relacionados entre sí los cuales forman un conjunto. Relativo a los sistemas de comunicación, estos elementos pueden ser amplificadores, moduladores, detectores... los cuales también se tratan de subsistemas formados por elementos como resistencias, condensadores...

En definitiva, un sistema está compuesto por diferentes componentes que en su conjunto actuarán de cierta manera la cual es necesario conocer para trabajar en consecuencia. En términos de linealidad, los sistemas pueden clasificarse en lineales y en no lineales. Estos últimos serán objeto de estudio de este trabajo y serán analizados en mayor profundidad.

2.2.1 Sistemas lineales y no lineales

Un sistema es lineal si cumple lo que se conoce como principio de superposición, lo cual se traduce en que cumple las propiedades de proporcionalidad y aditividad.

Por un lado, que sea proporcional significa que, al multiplicar la entrada por un factor determinado, la salida del sistema se verá multiplicada por dicho factor de igual forma. Por otro lado, la propiedad de aditividad se basa en que, al introducir una señal la cual es suma de dos señales independientes, el resultado debe ser el mismo que si se introducen las dos señales por separado y finalmente se suman. En resumen, un sistema es lineal si se obtiene a la salida

$$y(t) = \sum_k \alpha_k y_k(t), \quad (2.4)$$

al introducir en la entrada

$$x(t) = \sum_k \alpha_k x_k(t), \quad (2.5)$$

cuando $y_k(t)$ representa la k -ésima salida del sistema para la entrada $x_k(t)$, siendo α_k una constante. Todo sistema que no cumpla esta característica será considerado un sistema no lineal, los cuales son los más habituales en los sistemas reales y físicos.

Relativo a los sistemas de comunicaciones, la ganancia en potencia de un sistema lineal va a tener la forma de una recta por lo que la potencia de entrada y la potencia de salida guardan una relación directamente proporcional como se muestra en la Figura 2.4.

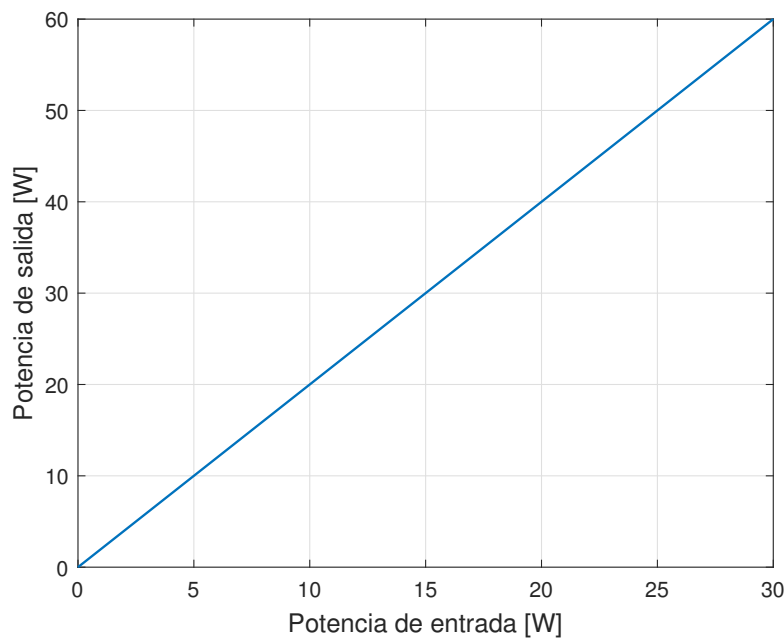


Figura 2.4 Relación potencia entrada-salida de un sistema lineal.

2.2.2 Distorsión no lineal

La distorsión, según se define en [7], es "la alteración no deseada de la forma de onda de la señal. Expresa la diferencia entre la señal que entra a un equipo o sistema y la salida del mismo, debido a una respuesta imperfecta, la cual altera la señal debido a las características propias del sistema. Esta puede afectar en amplitud, fase o frecuencia".

Al tratarse de una alteración no deseada de la señal, se buscará que esta no aparezca o que sus efectos se minimicen en la medida de lo posible sobre la señal de trabajo.

Relativo a la distorsión, esta puede ser, al igual que los sistemas, lineal o no lineal, dependiendo de las características que modifique de la señal introducida. La primera es aquella que no modifica las componentes espectrales de la señal sobre la que se está trabajando, es decir, el ancho de banda de la señal no varía una vez la señal es distorsionada.

Existen diferentes tipos de distorsión lineal las cuales pueden afectar a la señal. Dado un sistema de transmisión cuya función de transferencia sea

$$H(f) = |H(f)|e^{j\angle H(f)}. \quad (2.6)$$

Dicho sistema puede experimentar

- **Distorsión de amplitud:**

Si el módulo de la función de transferencia no es constante. Por lo tanto, para que un sistema no posea esta distorsión, deberá cumplir la condición

$$|H(f)| = A, \quad (2.7)$$

siendo A una constante.

- **Distorsión de fase:**

Si la fase de la función de transferencia no es lineal respecto a la frecuencia, lo cual introducirá un retraso en la señal. Todo sistema que no sufra distorsión de fase cumple

$$\angle H(f) = \alpha f, \quad (2.8)$$

donde α es una constante.

Por otro lado, la distorsión no lineal es aquella que genera componentes frecuenciales nuevas, es decir, a la salida del sistema existirán frecuencias que la señal original no tenía, ensanchando el espectro de la misma. Muchos de los sistemas reales poseen grados de saturación, lo cual implica una pérdida de la relación lineal existente entre la entrada y la salida, obteniéndose

$$y(t) = \alpha_1 x(t - \tau_1) + \alpha_2 x^2(t - \tau_2) + \dots + \alpha_n x^n(t - \tau_n), \quad (2.9)$$

siendo α_i el coeficiente por el que se multiplica cada una de las potencias de la señal de entrada y τ_i los retrasos que estas sufren.

Al trabajar con ondas senoidales, en el dominio temporal esto se traduce en que la forma de onda se degenera de una onda senoidal pura a una deformada, y en el dominio frecuencial, en la aparición de componentes frecuenciales nuevas. Cuanto mayor es la distorsión, mayor será el número de componentes que formen el espectro de la señal resultante [8].

Para realizar esta demostración [9], se va a partir de una señal senoidal, la cual es la más típica en los sistemas de comunicaciones y se expresa

$$x(t) = A(t) \cos[2\pi f_c t + \theta(t)], \quad (2.10)$$

donde la información de la señal se encuentra contenida en la variación de la amplitud $A(t)$ y/o mediante la variación de la fase $\theta(t)$. De esta forma, la salida obtenida tras un sistema no lineal, tendrá la forma indicada en la Ecuación (2.9). Simplificando el resultado realizando un truncado al tercer grado para realizar el proceso más sencillo, se obtiene

$$y(t) = \alpha_1 x(t - \tau_1) + \alpha_2 x^2(t - \tau_2) + \alpha_3 x^3(t - \tau_3). \quad (2.11)$$

De esta manera, si la señal de entrada es la indicada en la Ecuación (2.10), a la salida del sistema se obtiene

$$\begin{aligned} y(t) = & \alpha_1 A(t - \tau_1) \cos[2\pi f_c t + \theta(t - \tau_1) - \phi_1] \\ & + \alpha_2 A^2(t - \tau_2) \cos[2\pi f_c t + \theta(t - \tau_2) - \phi_2]^2 \\ & + \alpha_3 A^3(t - \tau_3) \cos[2\pi f_c t + \theta(t - \tau_3) - \phi_3]^3, \end{aligned} \quad (2.12)$$

donde se ha sustituido $2\pi f_c \tau_i = \phi_i$ para $i = 1, 2, 3$. Desarrollando de forma matemática esta expresión haciendo uso de la propiedad trigonométrica del producto de coseno se llega a la expresión

$$\begin{aligned}
 y(t) = & \frac{1}{2} \alpha_2 A^2(t) \\
 & + \alpha_1 A(t) \cos[2\pi f_c t + \theta(t) - \phi_1] + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3(t) \cos[2\pi f_c t + \theta(t) - \phi_3] \\
 & + \frac{1}{2} \alpha_2 A^2(t) \cos[2\pi(2f_c)t + 2\theta(t) - 2\phi_2] \\
 & + \frac{1}{4} \alpha_3 A^3(t) \cos[2\pi(3f_c)t + 3\theta(t) - 3\phi_3].
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

En contraposición de la salida lineal, la cual viene representada como

$$y(t) = \alpha_1 A(t) \cos[2\pi f_c t + \theta(t) - \phi_1]. \tag{2.14}$$

De esta manera, se pueden observar mucho mejor las componentes frecuenciales de la señal, ya que cada senoide está expresada en la potencia unidad. Para llegar a este resultado, se ha tenido en cuenta el caso práctico que tiene mayor interés en las comunicaciones que es cuando las funciones que contienen la información de la señal (amplitud y fase) varían mucho más lentamente que la portadora de radiofrecuencia, por lo que el retraso del sistema en estas señales es despreciable, llevando en el desfase los efectos de este retraso.

Tal y como se había comentado anteriormente, en la salida del sistema han aparecido términos con frecuencias distintas a las existentes en la entrada (de hecho, solo había una frecuencia). Este es el efecto que produce la distorsión no lineal en las señales, modificar el espectro de la señal en su contenido armónico. Además, de la Ecuación (2.13) se observa que todas las componentes generadas están moduladas por distintas versiones de $A(t)$ lo que da nombre a este tipo de distorsión, denominada distorsión armónica no lineal.

En definitiva, la distorsión no lineal va a producir efectos no deseados en la señal de salida obtenida por lo que se intentarán evitar en la medida de lo posible. No obstante, están muy presentes en la mayoría de los experimentos reales y será necesario realizar medidas de ellos de forma experimental. Las técnicas más utilizadas y conocidas para realizar esto se dividen entre las que realizan pruebas con un tono y dos tonos.

2.3 Principales técnicas para caracterizar la distorsión no lineal

Tan importante es conocer la existencia de las distorsiones que puede sufrir una señal cuando atraviesa un sistema como cuantificar dicha distorsión. Es por ello que, tras haber analizado los efectos que producen, a continuación se procederá a explicar las principales pruebas experimentales que se llevan a cabo a la hora de realizar la caracterización de estos efectos no lineales.

2.3.1 Prueba de un tono

Se trata de la forma más simple que hay para determinar si una señal ha sufrido distorsión al pasar a través de un sistema. Dada una senoide pura de entrada a un dispositivo bajo prueba o *Device Under Test* (DUT)

$$x(t) = A_i \cos(2\pi f_c t). \tag{2.15}$$

La salida, relativa a un sistema lineal, solo producirá cambios en la amplitud y en la fase a la misma frecuencia, denominada frecuencia fundamental obteniéndose

$$y(t) = A_o(f) \cos[2\pi f_c t + \phi_o(f)]. \tag{2.16}$$

Sin embargo, tal y como se ha analizado previamente, esto llevado a un dispositivo no lineal se traduce en que la amplitud de salida en este caso no será un escalado de la amplitud de entrada A_i , ni la fase relativa ϕ_0 vendrá dada solo por la frecuencia de la senoide de entrada, si no que variarán con el estímulo recibido. Además, tal y como se ha estudiado, el DUT generará nuevas componentes frecuenciales denominadas armónicos. En

el caso no lineal, la salida será

$$y(t) = \sum_{r=0}^{\infty} A_{o_r}(f, A_i) \cos[r2\pi f_c t + \phi_o(f, A_i)]. \quad (2.17)$$

De esta manera, la variación de la amplitud de entrada puede manifestarse en variaciones en la amplitud o fase de la señal a la salida. A continuación, se describen las principales formas de cuantificar los resultados obtenidos de este tipo de ensayos.

Caracterización AM/AM

En esta gráfica representa cómo las posibles variaciones asociadas a la amplitud de la señal de entrada afectan a la amplitud de la señal de salida, es decir, se produce una conversión AM/AM. Analizar esto, es muy importante principalmente en sistemas basados en modulaciones en amplitud.

Un ejemplo de característica AM/AM puede observarse en la Figura 2.5, la cual permite evaluar una de las figuras de mérito más importantes, el punto de compresión de 1 dB. Este punto se define como el nivel de potencia de salida al cual la señal de salida es reducida 1 dB respecto a un sistema lineal o lo que es lo mismo, el punto donde la ganancia cae 1 dB respecto a la ganancia lineal.

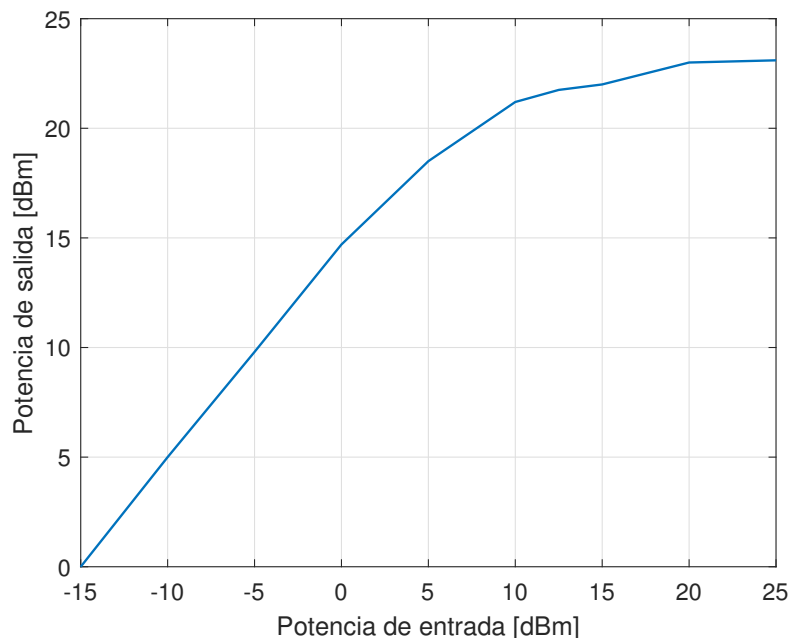


Figura 2.5 Amplitud a la salida del DUT en función de la potencia de entrada.

Caracterización AM/PM

Mediante esta caracterización, es posible conocer cómo las variaciones de la amplitud de la señal de entrada afectan a la fase de la señal a la salida del sistema, en otras palabras, permite conocer cómo se produce la conversión AM/PM.

La característica AM/PM es propia solo de sistemas dinámicos, es decir, aquellos que tienen memoria. La gráfica Figura 2.6 da una idea de la forma de que adopta este tipo de característica para un amplificador real. En la Figura 2.7 se puede observar cómo afectan las variaciones AM/AM y AM/PM sobre una señal, donde $y_1(t)$ es la componente lineal, $y_3(t)$ es la componente de distorsión de tercer orden, $y_r(t)$ la resultante y ϕ la fase de la misma.

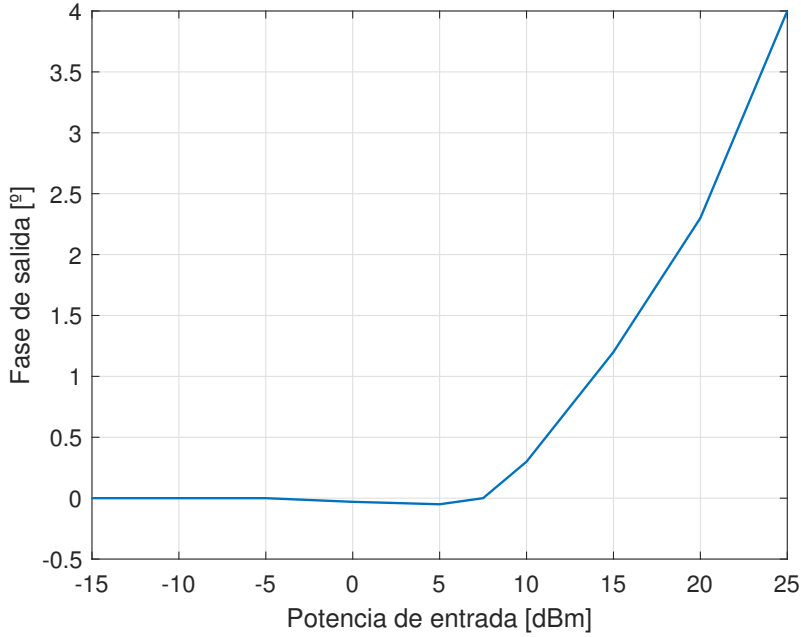


Figura 2.6 Fase a la salida del DUT en función de la potencia de entrada.

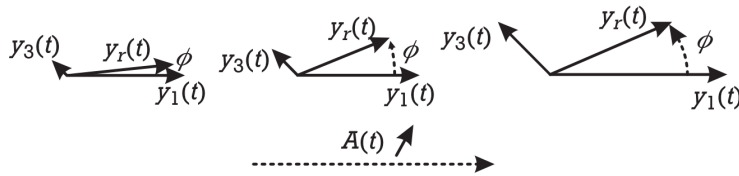


Figura 2.7 Resultados de las variaciones AM/AM y PM/PM al aumentar su amplitud [9].

Caracterización de la THD

La distorsión armónica total o *Total Harmonic Distortion* (THD) es la figura de mérito definida como la relación entre la potencia de los armónicos a la salida y la potencia de entrada, es decir, expresa la capacidad del dispositivo de generar armónicos. El THD se puede calcular como

$$THD = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{r=2}^{\infty} A_{o_r}(f, A_i) \cos[r2\pi ft + \phi_{o_r}(f, A_i)] \right]^2 dt}}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [A_{o_1}(f, A_i) \cos[2\pi ft + \phi_{o_1}(f, A_i)]^2 dt}} \tag{2.18}$$

2.3.2 Prueba de dos tonos

Debido a que la prueba de un tono solo puede producir armónicos a frecuencias relacionadas con la frecuencia de entrada, este tipo de pruebas no dan una caracterización muy completa de los sistemas, por ejemplo, no se puede medir la interferencia entre canales. Para solucionar esto, se sustituye la prueba de un tono por la prueba de dos tonos en la que se aplican dos tonos de igual potencia ubicados en los extremos de un cierto ancho de banda. En este caso, la señal de entrada al sistema tendría la forma

$$x(t) = A_{i_1} \cos(2\pi f_1 t) + A_{i_2} \cos(2\pi f_2 t) \tag{2.19}$$

Lo que significa que, a la entrada, se están ubicando dos tonos de amplitudes A_{i_1} y A_{i_2} a frecuencias f_1 y f_2 respectivamente. Esto provocará que a la salida aparezcan componentes frecuenciales las cuales son combinación de las frecuencias de entrada de la siguiente manera:

$$x(t) = \sum_{r=1}^{\infty} A_{o_r} \cos(2\pi f_r t) + \phi_{o_r} \quad \text{con} \quad f_r = mf_1 + nf_2 \quad \text{para} \quad m, n \in \mathbb{Z}. \quad (2.20)$$

Por lo que se produce una mezcla de todas las posibles combinaciones de términos de $\pm f_1$ y $\pm f_2$. Estas combinaciones pueden dar lugar a términos de orden impar o de orden par, las cuales causarán distintos tipos de distorsión para las señales de banda estrecha, que serán explicadas a continuación.

Distorsión en banda

Los términos que producen la distorsión en banda son aquellos que caen dentro del ancho de banda de la señal. De acuerdo a (2.20), estos son los de orden impar, es decir, aquellos que cumplen

$$|m| + |n| = 2k + 1, \quad (2.21)$$

siendo k un número entero. Los cuales también satisfagan

$$m + n = 1. \quad (2.22)$$

Este concepto permite definir una de las figuras de mérito más importantes a la hora de cuantificar la distorsión en banda, el Punto de Intercepción de Tercer orden o *Third-Order Intercept Point* (IM3) el cual es un punto ficticio que se obtiene de la intersección de las rectas teóricas de potencia de señal útil y de potencia de intermodulación, es decir, se trata del valor que debe tener la amplitud de la señal de entrada para que el término de tercer orden tenga la misma amplitud que la señal.

Distorsión fuera de banda

Este tipo de distorsión es causada por las componentes frecuenciales de orden par, es decir, los índices de la Ecuación (2.20) cumplen que

$$|m| + |n| = 2k, \quad (2.23)$$

siendo k un número entero. Ya que estas componentes siempre van a estar más alejadas de la frecuencia fundamental, cumpliendo que

$$m + n \neq 1. \quad (2.24)$$

Además, los armónicos impares, es decir, los que satisfagan la Ecuación (2.21), que no cumplan la Ecuación (2.22) y por tanto sí la Ecuación (2.24) también contribuirán a la distorsión fuera de banda. En este caso se incluyen armónicos de las componentes fundamentales como en el caso de un tono o el término relativo a la componente de dc.

2.3.3 Prueba multitono

A pesar de que las pruebas de un tono y de dos tonos explicadas previamente son las más conocidas relativas a la caracterización de la distorsión, las señales de telecomunicaciones actuales normalmente están compuestas por una o más portadoras moduladas por la información ocupando un espectro limitado en banda, como por ejemplo, la modulación OFDM, por lo que se necesitan técnicas de caracterización que se adapten a ello.

De igual forma que en la prueba de dos tonos presentada anteriormente, al extender el caso a un espectro continuo, también aparecen los dos tipos de distorsión explicados previamente, en banda y fuera de ella. A continuación, se explicarán las figuras de mérito más utilizadas para cuantificar cada una de ellas.

Relación de potencia del canal adyacente

La distorsión del canal adyacente está compuesta por todas las componentes espectrales que se crean y se ubican en el canal adyacente, comportándose como una interferencia para ellos. Existen diferentes figuras de mérito usadas en la actualidad pero en este proyecto se usará el *Adjacent-Channel Power Ratio* (ACPR), el cual relaciona la potencia total en el canal con la introducida en el adyacente. Teniendo en cuenta que $S_o(f)$

es el espectro de la señal de salida se tiene que

$$\text{ACPR}_T[\text{dBc}] = 10 \log \left(\frac{\int_{f_{L1}}^{f_{L2}} S_o(f) df + \int_{f_{U1}}^{f_{U2}} S_o(f) df}{\int_{f_{C1}}^{f_{C2}} S_o(f) df} \right), \quad (2.25)$$

donde las frecuencias mínima y máxima vienen dadas por f_{L1} y f_{L2} para el canal inferior, f_{U1} y f_{U2} para el canal superior y f_{C1} y f_{C2} para el canal propio. Como se puede observar, la mínima frecuencia del canal propio no coincide exactamente con la frecuencia máxima del canal inferior ni la máxima del propio con la mínima del superior debido a que se deja una banda de transición a la hora de realizar las medidas. También es usual encontrarlo de manera que proporcione la relación respecto al canal superior (ACPR_U) e inferior (ACPR_L) por separado como

$$\text{ACPR}_L[\text{dBc}] = 10 \log \left(\frac{\int_{f_{L1}}^{f_{L2}} S_o(f) df}{\int_{f_{C1}}^{f_{C2}} S_o(f) df} \right) \quad (2.26)$$

$$\text{ACPR}_U[\text{dBc}] = 10 \log \left(\frac{\int_{f_{U1}}^{f_{U2}} S_o(f) df}{\int_{f_{C1}}^{f_{C2}} S_o(f) df} \right). \quad (2.27)$$

Siguiendo las Ecuaciones (2.26)-(2.27) y extrapolando, se puede llegar a obtener la relación de potencias respecto a cualquier canal adyacente, no solo respecto al primero. Es habitual en algunos casos también analizar dicha relación respecto al segundo canal aunque en muchos casos es innecesario debido a que el recrecimiento en estas zonas es mínimo.

Magnitud del vector error

Al trabajar con señales digitales moduladas, la representación de los símbolos se realiza en una constelación, es decir, una vez los símbolos son obtenidos tras la demodulación de la señal recibida, estos son representados como vectores en el espacio de señal. En ausencia de ruido, la dispersión de los puntos de la constelación recibida respecto a la transmitida es causada principalmente por la distorsión no lineal en banda [10]. Para caracterizarla, se obtiene el *Error Vector Magnitude* (EVM), el cual calcula la magnitud de la diferencia entre los vectores transmitidos y recibidos y se obtiene como

$$\text{EVM}[\%] = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N |\hat{y}[k] - \hat{x}[k]|^2}{\sum_{k=1}^N |\hat{x}[k]|^2}} \cdot 100. \quad (2.28)$$

Error cuadrático medio normalizado

Esta figura de mérito es más simple que las anteriores y consiste en calcular la diferencia entre la señal obtenida con una de referencia. Por ejemplo, relativo a una linealización, esta referencia sería la señal ideal que se tendría si el sistema fuera lineal por lo que se obtendría el NMSE de linealización. Por otro lado, relativo a un modelado, dicha referencia sería la señal modelada. En definitiva, el *Normalized Mean Squared Error* (NMSE) se trata de calcular el error entre la señal de referencia y la experimental para posteriormente normalizarlo y se calcula

$$\text{NMSE}[\text{dB}] = 10 \log \left(\frac{\sum_{k=1}^N (y_{\text{ref}}[k] - y_{\text{exp}}[k])^2}{\sum_{k_1}^N |y_{\text{exp}}[k]|^2} \right). \quad (2.29)$$

2.4 Amplificadores de potencia

En este trabajo, principalmente se va a focalizar el estudio en los amplificadores de potencia o *Power Amplifier* (PA) por lo que se analizarán a continuación brevemente las métricas y características concretas más importantes de estos. Los PA son la parte más importante de un transmisor en comunicaciones ya que elevan la potencia de una señal a la máxima posible para poder ser transmitida por la antena.

Existen diferentes tipos de amplificadores entre los cuales varían las características de linealidad y eficiencia por lo que habrá que llegar a una relación de compromiso entre ambas dependiendo de la aplicación en la que se esté usando el dispositivo. A continuación se analizarán las principales propiedades de los PA.

2.4.1 Ganancia

Uno de los aspectos más característicos de los amplificadores de potencia es la ganancia. Se trata de una magnitud que relaciona la amplitud de la señal a la entrada con la amplitud de la señal a la salida del mismo. La ganancia de un amplificador es fácilmente calculable como

$$G[\text{dB}] = 10 \log \left(\frac{P_{\text{salida}}}{P_{\text{entrada}}} \right), \quad (2.30)$$

donde P_{entrada} y P_{salida} son la potencia a la entrada y a la salida del amplificador respectivamente. Aunque desde el punto de vista ideal la ganancia debería comportarse linealmente, tal y como se ha explicado en los apartados anteriores, efectos no lineales provocan que esto no ocurra.

2.4.2 Eficiencia

Una de las formas más importantes de caracterizar un amplificador de potencia es su eficiencia dada por

$$\eta[\%] = \frac{P_{\text{salida}}}{P_{\text{fuente}}} \cdot 100, \quad (2.31)$$

donde P_{fuente} es la obtenida de la alimentación del circuito por lo que la eficiencia da una idea de cómo el dispositivo aprovecha la potencia que se está extrayendo de la fuente. De forma ideal, la eficiencia sería unitaria, traducido a porcentaje, el 100%, lo cual significaría que toda la potencia de la fuente está siendo convertida en potencia de RF a la salida del amplificador, aunque en la realidad esto no ocurre.

2.4.3 Eficiencia de potencia añadida

Otra de las formas mediante la que se caracteriza un PA es la eficiencia de potencia añadida o *Power Added Efficiency* (PAE) dada por

$$\text{PAE}[\%] = \frac{P_{\text{salida}} - P_{\text{entrada}}}{P_{\text{fuente}}} \cdot 100. \quad (2.32)$$

Mediante esta medida, también se caracteriza la eficiencia del dispositivo pero, tal y como se puede diferenciar en la Ecuación (2.32) de la Ecuación (2.31), en este caso se tiene en cuenta la ganancia del amplificador. Si la ganancia es muy alta, la PAE y la eficiencia tenderán al mismo valor.

2.4.4 Efectos de memoria

Por último, el comportamiento de los amplificadores de potencia se puede diferenciar en tres grupos relativos a la memoria del mismo [11], esto es, la influencia de las muestras anteriores de señal en la muestra presente.

- **Efectos no lineales sin memoria:** Los cuales son inherentes al dispositivo y pueden ser expresados mediante expansión en serie de Taylor.
- **Efectos lineales con memoria:** Son comportamientos de memoria no correlacionados con la respuesta no lineal del amplificador y pueden ser modelados como un filtro *Finite Impulse Response* (FIR).
- **Efectos no lineales con memoria:** Proviene de elementos lineales como condensadores en combinación con el comportamiento no lineal de elementos no lineales como por ejemplo, transistores. Existen otras fuentes de este tipo de efectos aunque esta es la principal.

3 Linealización y predistorsión

Educación es formar personas aptas para gobernarse a sí mismas, y no para ser gobernadas por otros.

HERBERT SPENCER

Una vez descritos los problemas existentes relativos a la distorsión de los sistemas no lineales, el principal objetivo se focaliza en saber modelar dichos comportamientos, por lo que habrá que emplear herramientas para ello. Relativas a la caracterización de un amplificador de potencia en concreto, los modelos de comportamiento basados en series de Volterra son de los más utilizados actualmente porque proporcionan un buen rendimiento aunque exigen cierta complejidad computacional. En este capítulo se explicará este concepto en detalle.

3.1 Series de Volterra

Esta herramienta matemática permite realizar un modelo de los dispositivos no lineales teniendo en cuenta los efectos de memoria, es decir, con las series de Volterra, la salida de un sistema no lineal en un instante no solo depende de la entrada en dicho instante. En el ámbito de las comunicaciones, esta herramienta provee la habilidad de capturar efectos de memoria introducidos en el sistema por elementos como inductancias o capacidades.

En términos matemáticos, la señal a la salida de un sistema invariante en el tiempo cuya entrada es $x(t)$ puede ser expandida en serie de Volterra como

$$y(t) = h_0 + \sum_{p=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{j=1}^n x(t - \tau_j) d\tau_j \quad (3.1)$$

donde $h_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$ es el n -ésimo *kernel* de la serie de Volterra. En la práctica, a pesar de que las series de Volterra incluyen órdenes hasta infinito, esta se suele truncar hasta cierto orden P por motivos prácticos. De igual manera, en la práctica se suele trabajar con equipos que tienen memoria finita por lo que el límite superior de las integrales adquieren el valor de la longitud de memoria. Por último, también se da por supuesto la causalidad del sistema, estableciendo el límite inferior de la integral a cero obteniéndose

$$y(t) = h_0 + \sum_{p=1}^P \int_0^M \dots \int_0^M h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{j=1}^n x(t - \tau_j) d\tau_j \quad (3.2)$$

De igual forma, para el caso discreto:

$$y(n) = h_0 + \sum_{p=1}^P \sum_{m_1=0}^b \dots \sum_{m_p=a}^b h_p(m_1, \dots, m_p) \prod_{j=1}^p x(n - m_j), \quad (3.3)$$

donde $h_p(m_1, \dots, m_p)$ es el p -ésimo coeficiente en tiempo discreto de la serie de Volterra. De esta manera, se expresan todas las combinaciones posibles existentes de la señal de entrada con ella misma, teniendo en

cuenta también todos los retardos. Cada elemento de esta combinación se multiplica por un factor denominado *kernel* el cual le da el peso adecuado a cada uno de ellos. Por otro lado, dos de los parámetros más importantes de las series de Volterra son: la longitud de memoria (b) y el orden de la serie (P). En la Figura 3.1 se muestra la estructura que sigue esta serie, donde el subíndice indica el orden del término en cuestión.

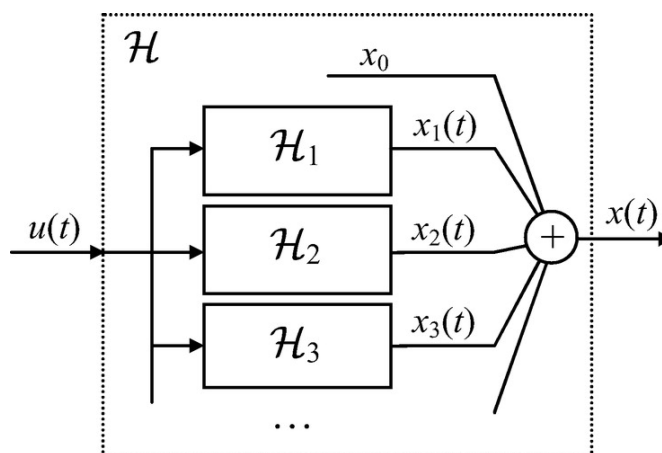


Figura 3.1 Esquema de la serie de Volterra [12].

3.1.1 Modelos basados en series de Volterra

El más conocido en este ámbito es el modelo *Memory Polynomial* (MP) [13]. Este modelo puede verse como una reducción de la serie de Volterra en el cual solo los productos con el mismo desfase temporal son incluidos y se obtiene

$$y_{MP}(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M a_{pm} x(n-m) |x(n-m)|^{p-1}, \quad (3.4)$$

donde a_{pm} son los coeficientes del modelo. P se trata del orden del modelo como se indicó anteriormente y la longitud de memoria se ha limitado a M .

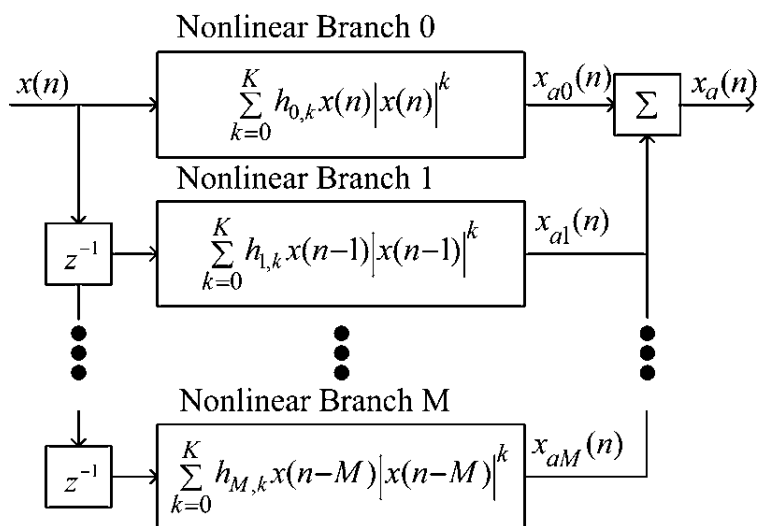


Figura 3.2 Esquema del modelo MP [14].

Por otro lado, otro de los modelos más importantes que se basa también en series de Volterra es el denominado *Generalized Memory Polynomial* (GMP) [15] el cual consiste en una extensión del modelo MP ya que parte de la misma idea pero difiere en que se introducen productos con diferentes retardos en la ecuación a los cuales se les denomina términos cruzados debido a que truncar demasiado los términos de la serie de Volterra en ciertas ocasiones puede no dar buenos resultados. De esta forma, el modelo GMP se

expresa como

$$\begin{aligned}
y_{\text{GMP}}(n) &= \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M a_{pm} x(n-m) |x(n-m)|^{p-1} \\
&+ \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M \sum_{s=1}^S b_{pms} x(n-m) |x(n-m-s)|^{p-1} \\
&+ \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M \sum_{s=1}^S c_{pms} x(n-m) |x(n-m+s)|^{p-1},
\end{aligned} \tag{3.5}$$

donde se introduce el nuevo concepto de longitud de memoria cruzada, representada por la S . Se puede diferenciar claramente en la Ecuación (3.5) que el primer término se basa en el modelo MP descrito en la Ecuación (3.4) y el segundo y el tercero añaden los términos cruzados ya mencionados. Estos dos últimos tienen sus propios *kernels* los cuales se representan con b_{pms} y c_{pms} . A los términos del segundo sumatorio se les conoce como términos de envolvente retrasada (*lagging envelope terms*), mientras que a los términos del tercer sumatorio se les llama términos de envolvente adelantada (*leading envelope terms*).

3.2 Linealización

Existen numerosas técnicas de linealización en la actualidad [16], diferenciándose principalmente entre aquellas que reducen la distorsión y aquellas las cuales la evitan.

Las primeras buscan implementar un mecanismo para compensar o eliminar la distorsión introducida. Para ello, existen diferentes formas de hacerlo, como por ejemplo eliminar la distorsión tomando una muestra de los productos de intermodulación generados por el amplificador e inyectándolos desfasados a la salida (*feedforward*) o a la entrada (*feedback*) o mediante una alteración de la envolvente de la señal de entrada (*predistortion*).

Las segundas, por contra, aplican otras estrategias a la señal original. Por ejemplo, *Linear amplification using Nonlinear Components* (LINC) se basa en transformar dicha señal, la cual posee una envolvente variable en dos señales con envolventes constantes, las cuales se amplifican por separado para posteriormente ser recombinadas.

Dependiendo de la clase del amplificador de potencia con el cual se esté operando, unas técnicas u otras serán más recomendables para tratar la distorsión. En este proyecto, se emplearán el tipo de técnicas que reducen la distorsión, más concretamente, se trabajará con predistorsión digital en banda base.

3.3 Concepto de predistorsión

El principal objetivo de la predistorsión digital es encontrar una función que realice la compensación del efecto de la distorsión producida por el amplificador, también se puede conocer como predistorsionador, el cual se denota por $F_{\text{DPD}}[x(n), \boldsymbol{\theta}]$. Al poner en cascada ambos dispositivos, en una situación ideal el resultado sería la obtención de la señal deseada a la salida sin distorsión, sin embargo, en la práctica esto resulta imposible por lo que el objetivo será minimizar en lo posible dicha distorsión. Gráficamente, el problema de la predistorsión se puede observar en la Figura 3.3. Si se define un sistema compuesto únicamente por un amplificador de potencia, la salida se puede expresar

$$y(n) = F_{\text{PA}}[u(n)]. \tag{3.6}$$

En definitiva, se trata de un problema de optimización en el que se busca minimizar el error entre la salida deseada, $y_d(n) = Gx(n)$ y la salida del sistema, compuesta por el amplificador y el predistorsionador por lo que se llega a que

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}} \|e(n)\| = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}} \|y_d(n) - F_{\text{PA}}[F_{\text{DPD}}[y_d(n), \boldsymbol{\theta}]]\|. \tag{3.7}$$

Por lo tanto, realizar la síntesis en un predistorsionador digital se divide en dos principales tareas [17]: elegir un modelo adecuado para realizar la función que predistorsiona e identificar los parámetros $\boldsymbol{\theta}$ del modelo. Básicamente, lo que se está haciendo al predistorsionar es crear componentes de señal que son de la misma

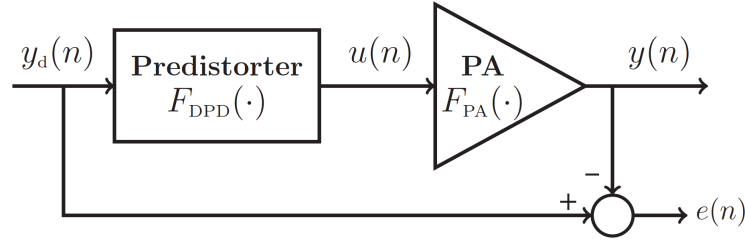


Figura 3.3 Planteamiento del DPD [17].

amplitud pero en contrafase comparada con los productos de distorsión que produce el amplificador. De esta manera, se consigue anular su efecto y que la distorsión quede lo más reducida posible.

3.4 Proceso de identificación de coeficientes

A la hora de realizar predistorsión digital, uno de los aspectos claves que se deben tener en cuenta es de qué manera se realiza la realimentación para perfeccionar el proceso de predistorsión ya que, en el momento inicial, no se tiene información del dispositivo con el que se está trabajando por lo que será necesario iterar en consecuencia de la salida obtenida. En esta sección se presentarán los dos tipos de arquitecturas existentes a la hora de realizar este proceso: aprendizaje indirecto y directo.

3.4.1 Arquitectura de aprendizaje indirecto

La arquitectura de aprendizaje indirecto o *Indirect Learning Architecture* (ILA) [18] [19] es la técnica más usada actualmente para la identificación de coeficientes. Tal y como se observa en la Figura 3.4, se emplea la salida del amplificador para modelar la entrada basándose en el cálculo de la inversa. Una vez que el postdistorsionador está definido, los parámetros se copian al predistorsionador para realizar una nueva iteración.

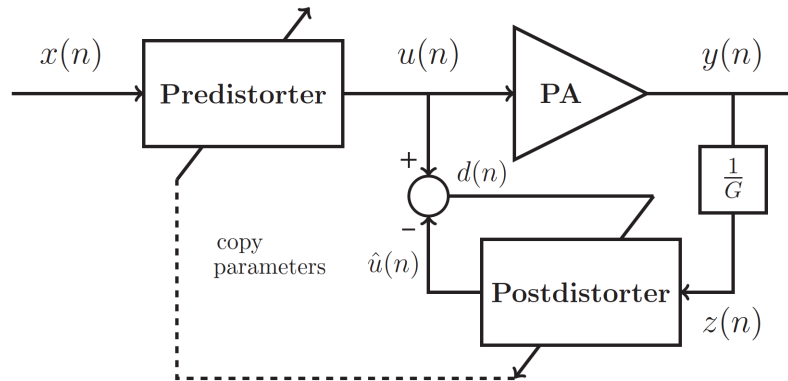


Figura 3.4 Arquitectura de aprendizaje indirecto [17].

De manera matemática, el ILA busca

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta} \|d(n)\|, \quad (3.8)$$

donde

$$d(n) = u(n) - \hat{u}(n) = F_{DPD}[x(n), \theta] - F_{POSTD}[y(n)/G, \theta], \quad (3.9)$$

donde $F_{POSTD}[y(n)/G, \theta]$ denota la salida del postdistorsionador.

Si el error $d(n) = 0$, se encontraría el caso ideal en el que la salida no tendría distorsión y se podría representar

$$y(n) = Gx(n). \quad (3.10)$$

Sin embargo, en la práctica, normalmente el error no llega a anularse por completo debido a que el modelo del predistorsionador puede presentar imperfecciones por lo que, usando mínimos cuadrados o *Least Squares*

(LS) [20] se puede converger a una solución sesgada debido a la existencia de ruido en la salida donde

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}} \|\mathbf{u} - \hat{\mathbf{u}}\|_2^2. \quad (3.11)$$

Asumiendo que el predistorsionador contiene parámetros lineales

$$\hat{\mathbf{u}} = \mathbf{H}\boldsymbol{\theta}, \quad (3.12)$$

donde \mathbf{H} es la matriz de regresión que contiene las funciones base del modelo. Entonces la solución LS se puede obtener como

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{u}, \quad (3.13)$$

donde $(\cdot)^H$ indica el operador hermítico. En aplicaciones reales, se llega a que la matriz de regresión es función de la señal de salida y del nivel de ruido medido, representados por \mathbf{H}_s y \mathbf{H}_n respectivamente, llegando a que

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = ((\mathbf{H}_s + \mathbf{H}_n)^H (\mathbf{H}_s + \mathbf{H}_n))^{-1} (\mathbf{H}_s + \mathbf{H}_n)^H \mathbf{u} \quad (3.14)$$

Después de algunos cálculos realizados en [20] se llega a que

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\mathbf{H}_s^H \mathbf{H}_s)^{-1} \mathbf{H}_s^H \mathbf{u} + \mathbf{B}, \quad (3.15)$$

donde \mathbf{B} es el término de sesgo el cual depende del nivel medido de ruido.

3.4.2 Arquitectura de aprendizaje directo

Otra forma de plantear el problema es la solución que emplea una arquitectura de aprendizaje directo o *Direct Learning Architecture* (DLA). Mediante esta técnica, el error es calculado directamente entre la salida deseada y la salida real del amplificador tal y como se puede observar en la Figura 3.5, donde se muestra este tipo de arquitectura.

La manera de proceder en estos casos es en dos pasos: primero se elabora un modelo del amplificador y a continuación un algoritmo no lineal se emplea para estimar los parámetros del predistorsionador de forma iterativa, los cuales minimizan el error que se ha comentado previamente. Una vez que el algoritmo encuentra la solución, se genera la señal que se introduce al amplificador. Este proceso es repetido hasta que se converge a la mejor solución posible. Los algoritmos basados en DLA son complejos de implementar y requieren una alta carga computacional, además de converger lentamente [21] [22], sin embargo, este tipo de arquitectura ofrece un rendimiento bastante bueno como se comprueba en [23].

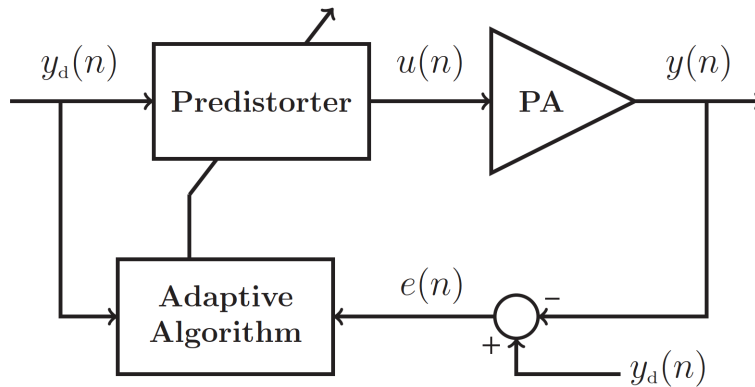


Figura 3.5 Arquitectura de aprendizaje directo [17].

3.5 Reducción del factor de cresta

Tal y como se explicó en el Capítulo 2, más concretamente en la Subsección 2.1.3, el factor de cresta de cierto tipo de señales como pueden ser las señales OFDM, resultan un problema a la hora de trabajar con amplificadores de potencia y, por lo tanto, realizar predistorsión. Por este motivo, se emplean bloques que implementan CFR en los esquemas previamente expuestos con el objetivo de asegurar que la PAPR de la señal, también conocida como factor de cresta, no resulta excesivamente alta. Con esto, se asegura que las limitaciones de potencias de pico instantáneas son cumplidas antes de que la señal entre al amplificador de potencia.

Este bloque se comporta de manera que las muestras que superan cierto umbral objetivo el cual depende de la PAPR deseada de señal, son recortadas. Con esto lo que se consigue es que el máximo de la señal se reduzca traduciéndose en una disminución del factor de cresta según la Ecuación (2.2).

Existen numerosas técnicas en la actualidad para realizar esto, desde las más simples hasta las más complejas de implementar. Cada una de ellas tendrá un rendimiento distinto dependiendo de la aplicación objetivo por lo que habrá que elegirla y aplicarla de forma adecuada en cada caso en particular ya que esto puede afectar a las prestaciones en banda y fuera de banda como se analizará en el Capítulo 5. En el siguiente capítulo se realizará una revisión de las técnicas más conocidas y empleadas para realizar CFR.

4 Revisión de las técnicas para la reducción del factor de cresta

La inteligencia es la habilidad de adaptarse al cambio.

STEPHEN HAWKING

Muchas técnicas han sido propuestas para reducir la PAPR de las señales con el objetivo de conseguir mejores resultados que cumplan los requerimientos de distorsión en banda y fuera de ella al operar en una potencia promedio mayor para conseguir mayor eficiencia, ya que si se reduce, por ejemplo, la PAPR en 3 dB, la potencia promedio de la señal puede aumentarse en dicha cantidad consiguiendo que el amplificador sea más eficiente.

En este capítulo se hará una revisión de las principales técnicas del estado de arte, las cuales se pueden dividir en tres grandes categorías: las que distorsionan la señal, las que emplean técnicas de aleatorización y las que usan técnicas de codificación. Se hará especial énfasis en la que se ha empleado en los experimentos que se van a presentar en el Capítulo 5, analizando sus ventajas e inconvenientes como por ejemplo, la facilidad de implementación o el rendimiento proporcionado.

4.1 Técnicas que distorsionan la señal

Este grupo de técnicas engloba aquellas las cuales añaden cierta cantidad de distorsión a la señal, la cual puede ser tolerable en cierta medida, a cambio de la reducción del valor de los picos de la misma o las muestras alrededor de ellos, lo cual se verá traducido en una reducción del factor de cresta.

4.1.1 Clipping

Se trata de una de las técnicas más tradicionales para realizar CFR debido a que se implementa de una manera muy sencilla en el sistema. La técnica de *clipping* o *Hard Clipping* (HC) [24], denominada así porque no se realiza ningún tipo de suavizado al realizar el recorte, es la forma más básica con la que se puede reducir la PAPR de una señal, sin embargo, es necesario su estudio y análisis para poder comprender las técnicas más avanzadas que se explicarán posteriormente. La salida del bloque que implementa el HC se representa como

$$x_{\text{clipped}}[n] = \begin{cases} x[n] & \text{si } |x[n]| \leq A \\ Ae^{j\angle x[n]} & \text{si } |x[n]| > A, \end{cases} \quad (4.1)$$

donde $x[n]$ es la señal original y A es el umbral o valor máximo de envolvente permitido. Como se puede observar, simplemente se realiza un corte a la señal, mediante el cual se reduce su módulo en las muestras que sobrepasa el umbral introducido y mantiene el mismo en las que no, como representa la Figura 4.1. Sin embargo, esto genera mucha distorsión no deseada en banda y fuera de ella, lo que degrada las prestaciones del sistema por lo que será necesario aplicar otras técnicas que mejoren este aspecto.

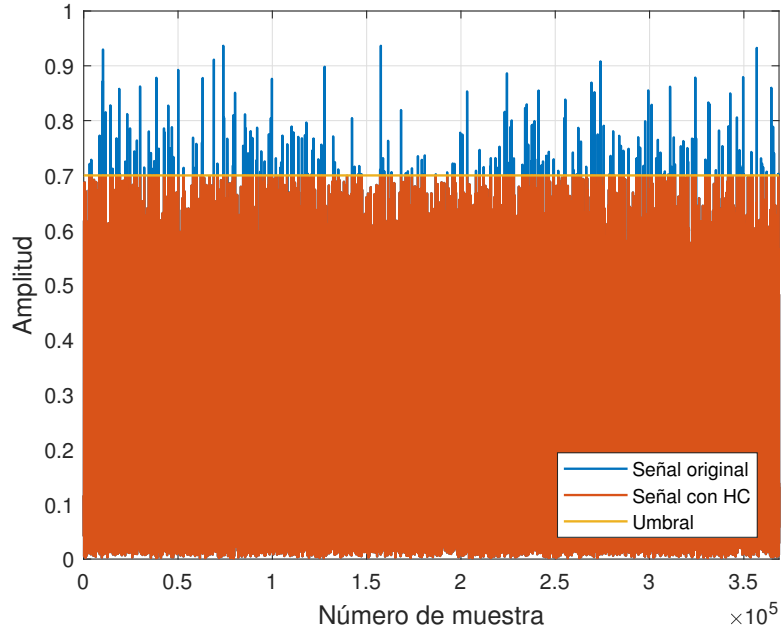


Figura 4.1 Magnitud de la envolvente compleja de la señal con disminución de la PAPR empleando HC.

4.1.2 Clipping and Filtering

Con el objetivo de eliminar la distorsión fuera de banda producida por el HC, surge el concepto de *Clipping and Filtering* (CAF) [25] el cual combina *clipping*, explicado anteriormente, y filtros para realizar un suavizado de los recortes de la señal con el objetivo de que los cortes sean menos abruptos lo que se traducirá en una menor distorsión provocada en los canales adyacentes. Cabe destacar que la distorsión en banda provocada por el *clipping* no puede ser solventada por ningún proceso de filtrado, por lo que esta seguirá presente. Además, el aplicar un filtrado, provoca cierto recrecimiento espectral el cual se traduce en un exceso del valor de algunas muestras por encima del umbral deseado. Esto hace que la PAPR final no sea exactamente la deseada por lo que dependiendo del caso, se aplicarán distintas formas de actuación si fuera necesario, ya que como se indica en [25] el recrecimiento es mínimo respecto a la mejora que se obtiene.

4.1.3 Peak Windowing

Se trata de otra técnica muy efectiva para realizar CFR. En lugar de filtrar la señal recortada, esta técnica se basa en la multiplicación de los picos de señal por una ventana no rectangular con el objetivo de suavizar los bordes de los picos en cada punto donde se ha producido un recorte, minimizando así la distorsión causada por el *clipping*. Asumiendo que la envolvente de la señal a transmitir es $x_E[n]$, se multiplica esta por una función de ponderación $f[n]$, obteniéndose la ventana de picos $x'_E[n]$ como

$$x'_E[n] = x_E[n] * f[n], \quad (4.2)$$

donde la función de ponderación viene dada por

$$f[n] = 1 - \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k w[n-k], \quad (4.3)$$

donde $w[n]$ es la ventana a aplicar y a_k el coeficiente k -ésimo de escalado, el cual se elegirá en consecuencia de la envolvente resultante para que no se exceda el umbral. Cualquier forma de ventana puede ser empleada en esta técnica como la ventana de Kaiser o la de Hamming. Idealmente, esta ventana sería muy estrecha con el objetivo de reducir al máximo la interferencia fuera de banda. Por otro lado, el tamaño de la ventana no puede ser excesivamente grande en el tiempo debido a que muchas muestras de la señal se verán afectadas, degradando la *Bit Error Rate* (BER) como se demuestra en [26].

4.1.4 Peak Cancellation

Esta técnica se centra en obtener un balance entre la emisión fuera de banda y la calidad de señal dentro de la banda, por ello es una de las más utilizadas actualmente ya que establece un compromiso entre ambas. En primer lugar, se identifican las posiciones donde la señal excede el umbral, es decir, se localizan los picos. Posteriormente, un filtrado paso de baja es aplicado en los picos para después sustraer una versión escalada de estos picos filtrados a la señal original.

En este grupo de técnicas se encuentra una de las más empleadas al trabajar con señales OFDM e integradas en sistemas que realizan DPD denominada SPC. Los experimentos realizados en este proyecto, los cuales se encuentran en el Capítulo 5, se basan en esta técnica por lo que se va a realizar una explicación más en detalle de su funcionamiento.

De forma práctica, se procede de la siguiente manera. Al igual que en el HC, la señal original es recortada de forma brusca fijando un umbral. En este caso, se define una función que implementa esta reducción de magnitud como

$$c[n] = \begin{cases} \frac{A}{|x[n]|} & \text{si } |x[n]| > A \\ 1 & \text{si } |x[n]| \leq A. \end{cases} \quad (4.4)$$

Y se define una señal $p[n]$ la cual almacena la diferencia entre la señal original y la recortada como

$$p[n] = x[n] - x_{clipped}[n] = x[n] - x[n] \cdot c[n]. \quad (4.5)$$

Esta señal puede verse como una señal de error entre las dos señales, ya que es la diferencia entre ambas. A continuación, dicha señal es filtrada con un filtro paso bajo del mismo ancho de banda que la señal $x[n]$. En el caso de que esta sea multibanda, cada banda debe ser filtrada individualmente como se muestra en la Figura 4.2 y luego recombinada. Este filtrado se realiza sobre esta señal en lugar de la señal recortada para obtener más flexibilidad a la hora de realizar el diseño del filtro [27].

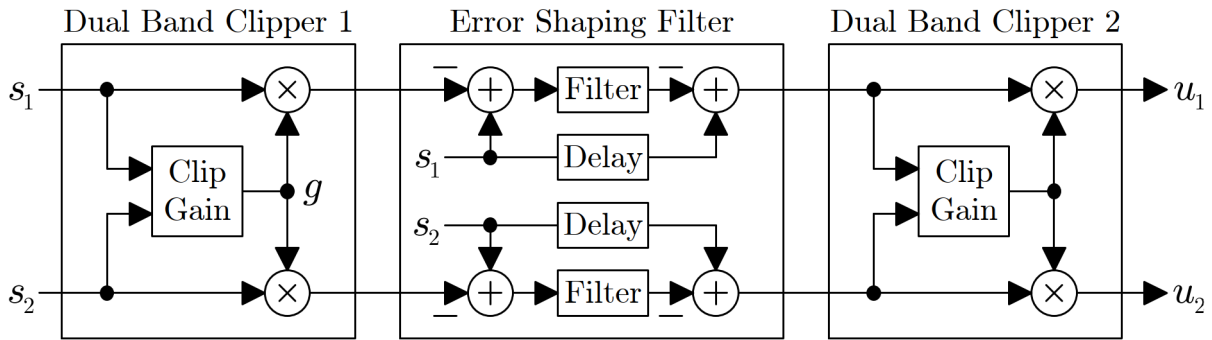


Figura 4.2 Diagrama de bloques de SPC para dos bandas [27].

Una vez hecho esto, la señal resultante $z[n]$ con la PAPR reducida se obtiene como

$$z[n] = x[n] - \alpha p[n] * h[n], \quad (4.6)$$

donde $h[n]$ representa la respuesta al impulso del filtro, $*$ denota el operador convolución y α es un factor de escala que se define como

$$\alpha = \frac{\max\{|p[n]|\}}{\max\{|p[n] * h[n]|\}}. \quad (4.7)$$

Tal y como se ha mencionado anteriormente, tras el filtrado puede producirse cierto recrecimiento espectral, provocando que la PAPR final no sea la deseada. Por ello, usualmente se vuelve a realizar un tratamiento a la señal resultante como por ejemplo, aplicar HC con el mismo umbral que se realizó SPC [27] lo cual provocará cierta distorsión la cual será mínima y no necesitará de nuevo un proceso de filtrado.

Otra alternativa es implementar un algoritmo iterativo en el que se le vuelva a aplicar el SPC con el objetivo de volver a reducir la PAPR de dicha señal. Esto se denomina *Repeated Scaled Peak Cancellation (RSPC)*

[28] el cual se puede obtener como

$$\begin{aligned}
 z_1[n] &= z_0[n] - \alpha_1 p_1[n] * h_1[n] \\
 z_2[n] &= z_1[n] - \alpha_2 p_2[n] * h_2[n] = z_0[n] - \alpha_1 p_1[n] * h_1[n] - \alpha_2 p_2[n] * h_2[n] \\
 &\vdots \\
 z_i[n] &= z_{i-1}[n] - \alpha_i p_i[n] * h_i[n] = z_0[n] - \sum_{j=1}^i \alpha_j p_j[n] * h_j[n],
 \end{aligned}
 \tag{4.8}$$

donde el factor de escala en cada iteración puede ser calculado como

$$\alpha_i = \frac{\max\{|p_i[n]|\}}{\max\{|p_i[n] * h_i[n]|\}}.
 \tag{4.9}$$

4.2 Técnicas de aleatorización

Este grupo está compuesto por técnicas que modifican los bloques de datos de entrada, es decir, actúan sobre el proceso de generación de la señal por lo que en los casos donde la generación de señal sea fija, no podrán ser usados lo cual es su principal inconveniente. Por contra, la mayor ventaja que presentan es que a diferencia de las técnicas explicadas en la sección anterior, estas no añaden distorsión a la señal [27].

Mediante estas técnicas se determina cómo se van a mezclar los datos de entrada o cómo se van a modificar sus fases con el objetivo de que la PAPR resultante disminuya. La distorsión fuera de banda es reducida al usar este tipo de técnicas pero aparece el inconveniente de que la eficiencia espectral disminuye notablemente y que el sistema se vuelve más complejo al incrementar el número de subportadoras por lo que se requiere más ancho de banda. Además, este tipo de técnicas no pueden asegurar que la PAPR logre estar por debajo de cierto umbral determinado. Por lo tanto, se llega a la conclusión de que las técnicas de aleatorización no son muy eficientes pero reducen la probabilidad de tener una PAPR alta.

4.2.1 Selective Mapping

En la técnica *Selective Mapping* (SLM), se genera un conjunto de bloques diferentes en el transmisor los cuales todos representan la misma información que el bloque de datos original y a continuación se selecciona el más conveniente a transmitir [29]. Tal y como se muestra en la Figura 4.3, el bloque con menor PAPR es seleccionado.

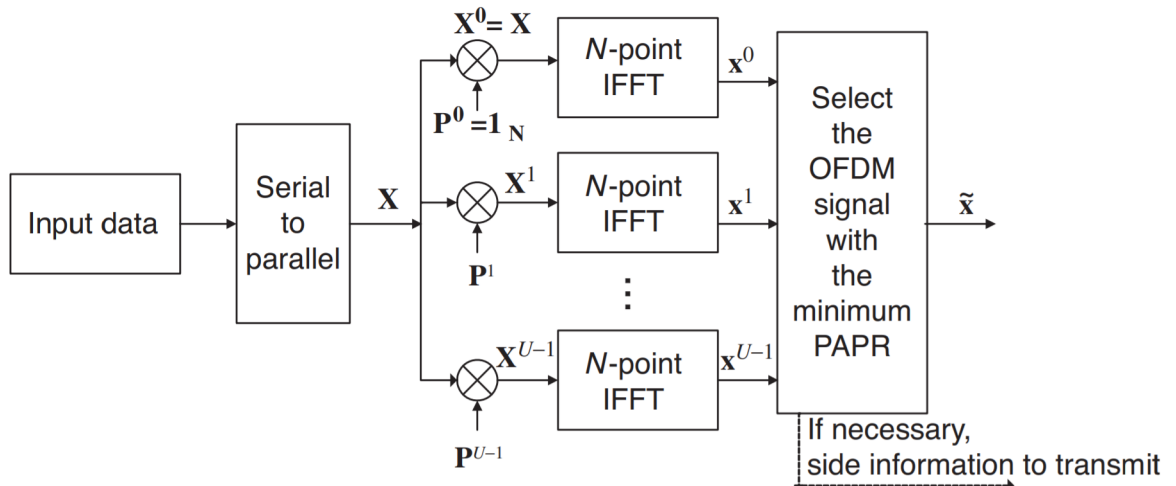


Figura 4.3 Diagrama de bloques de SLM [30].

De forma matemática, a la entrada se tiene

$$\mathbf{X} = [X[0], X[1], \dots, X[N-1]],
 \tag{4.10}$$

donde N es el número de muestras. Estos bloques son multiplicados por U diferentes fases las cuales se denotan por

$$\mathbf{P}^u = [P_0^u, P_1^u, \dots, P_{N-1}^u], \quad (4.11)$$

donde cada elemento puede denotarse $P_v^u = e^{j\phi_v^u}$ con $\phi_v^u \in [0, 2\pi]$. Esto da lugar a una secuencia de datos modificada

$$\mathbf{X}^u = [X^u[0], X^u[1], \dots, X^u[N-1]]. \quad (4.12)$$

Al calcular la IFFT a cada una de estas secuencias obtenidas, se obtendrá a la salida el vector

$$\mathbf{x}^u = [x^u[0], x^u[1], \dots, x^u[N-1]], \quad (4.13)$$

del cual se selecciona el bloque cuya PAPR sea la menor para proceder a su transmisión, lo cual se puede representar matemáticamente como

$$\hat{u} = \arg \min_{u=1,2,\dots,U} \left(\max_{n=0,1,\dots,N-1} |x^u[n]| \right). \quad (4.14)$$

Como es lógico, la información acerca de la fase seleccionada debe transmitirse para que el receptor deshaga la operación para recuperar la información original. Además, la capacidad de reducción del factor de cresta dependerá del número de veces que se aplique la IFFT, lo que se traducirá en mayor número de fases.

4.2.2 Partial Transmit Sequence

La técnica denominada *Partial Transmit Sequence* (PTS) [31] se basa en la división de la secuencia de entrada de los datos de N símbolos en V subbloques disjuntos de igual tamaño como

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}^0, \mathbf{X}^1, \dots, \mathbf{X}^{V-1}]. \quad (4.15)$$

En este caso, la aleatorización se produce sobre cada subbloque generado como se observa en la Figura 4.4. Cada uno de los subbloques es multiplicado por un cierto valor de fase no como en SLM donde esto se aplicaba sobre cada muestra. Matemáticamente, se puede expresar como

$$\mathbf{x} = IFFT \left\{ \sum_{v=1}^V b^v \mathbf{X}^v \right\} = \sum_{v=1}^V b^v IFFT \{ \mathbf{X}^v \} = \sum_{v=1}^V b^v \mathbf{x}^v, \quad (4.16)$$

donde $b^v = e^{j\phi^v}$ para $v = 1, 2, \dots, V$. Para reducir la PAPR, en este caso se seleccionará un vector que contenga los desfases a aplicar como

$$[\hat{b}^1, \dots, \hat{b}^V] = \arg \min_{[b^1, \dots, b^V]} \left(\max_{n=0,1,\dots,N-1} \left| \sum_{v=1}^V b^v \mathbf{x}^v \right| \right). \quad (4.17)$$

En el dominio del tiempo, la señal después de recombinarse se obtiene como

$$\hat{\mathbf{x}} = \sum_{v=1}^V \hat{b}^v \mathbf{x}^v. \quad (4.18)$$

La selección de las fases está limitada a la complejidad que se quiera introducir en el sistema. El conjunto de factores de fase permitidos viene dado por $\mathbf{P} = e^{\frac{j2\pi k}{W}}$ con $k = 0, 1, \dots, W-1$ donde W es el número de fases. Además, otro factor que entra en juego a la hora de la complejidad es el número de subbloques en el que se dividen los datos inicialmente ya que cada uno de ellos requiere una IFFT. Esto provoca una relación de compromiso entre la reducción de PAPR y la complejidad que depende de estos dos factores. También hay que destacar que la forma de dividir en bloques influye en la reducción del factor de cresta [32].

Tal y como se ha explicado, la complejidad computacional se ve incrementada si se imponen requisitos altos de reducción de la PAPR por lo que se han desarrollado técnicas como [33] en la que se presenta un algoritmo adaptativo en el que se actualiza el conjunto de factores de fase según como varíe la PAPR.

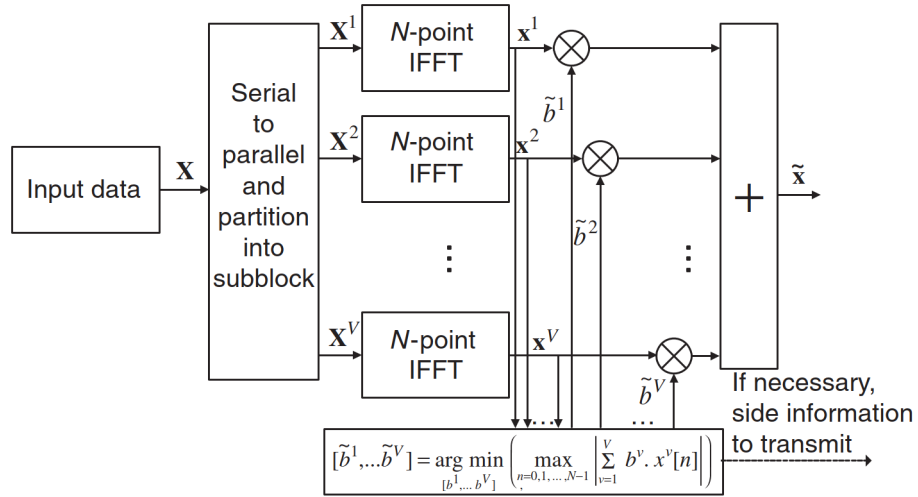


Figura 4.4 Diagrama de bloques de PTS [30].

4.2.3 Tone Reservation

La técnica *Tone Reservation* (TR) divide las N subportadoras de datos en dos tipos distintos de tonos ya que estos pueden ser tono de datos o tono de reducción de picos o *Peak Reduction Tone* (PRT) [34]. Los símbolos PRT son escogidos de manera que se reduzca la PAPR de la señal mediante la resolución de un problema de optimización convexo el cual puede convertirse fácilmente en un problema de programación lineal. Es posible la reducción de la complejidad de resolución de dicho problema con la implementación de algoritmos que trabajan con el gradiente como el presentado en [34].

Para llevar a cabo esta técnica, el transmisor no envía datos en un pequeño conjunto de subportadoras las cuales serán las que se empleen como PRT de manera que a la entrada del bloque IFFT se tiene

$$X[k] + C[k] = \begin{cases} C[k] & \text{si } k \in R \\ X[k] & \text{si } k \in R^c \end{cases} \quad (4.19)$$

donde $X[k]$ y $C[k]$ representan el símbolo de datos y el símbolo PRT respectivamente y R^c el complementario de R , el cual es el conjunto de las posiciones PRT. Esto significa que, al aplicar la IFFT se obtiene a la salida

$$x[n] + c[n] = \frac{1}{N} \sum_{k \in R^c} X[k] e^{j2\pi kn/N} + \frac{1}{N} \sum_{k \in R} C[k] e^{j2\pi kn/N} \quad (4.20)$$

Por lo tanto, tal y como es característico de este grupo de técnicas, la señal no sufre ninguna distorsión causada por los símbolos PRT debido a la ortogonalidad existente entre ellas. Tal y como se puede observar en la Figura 4.5, si el prefijo cíclico tiene una longitud adecuada para evitar la interferencia, el receptor recibe

$$H[k](X[k] + C[k]) + Z[k] = \begin{cases} H[k]C[k] + Z[k] & \text{si } k \in R \\ H[k]X[k] + Z[k] & \text{si } k \in R^c \end{cases} \quad (4.21)$$

donde $H[k]$ es la respuesta del canal en frecuencia y $Z[k]$ representa el ruido aditivo en el dominio frecuencial. El receptor en este caso solo tendrá que decodificar los tonos de datos y no los PRT puesto que solo servían para reducir el factor de cresta. El mayor inconveniente de esta técnica es la potencia adicional requerida para transmitir los símbolos PRT y la degradación de la tasa de transmisión efectiva ya que estos símbolos no transmiten información útil. Además, introduce cierta complejidad debido a la dificultad de encontrar una señal que cancele los picos con un número limitado de portadoras en frecuencia reservado para ello.

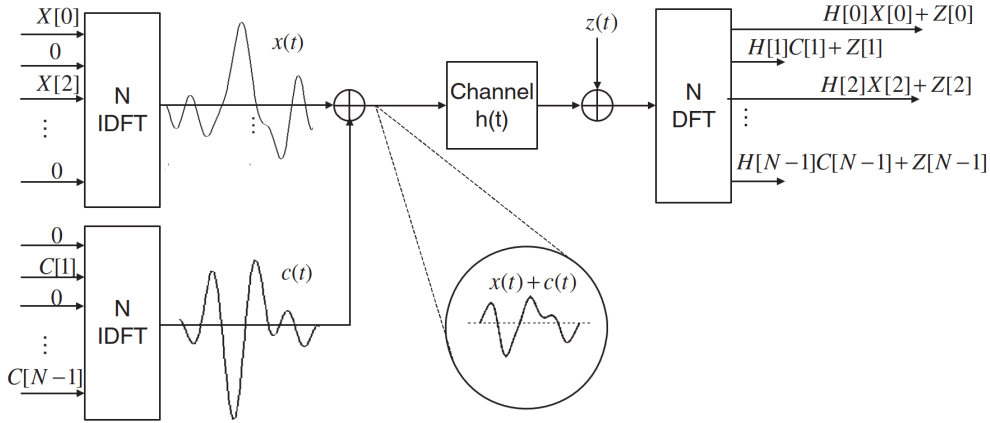


Figura 4.5 Diagrama de bloques de TR [30].

4.2.4 Tone Injection

La idea de la técnica *Tone Injection* (TI) se basa en el concepto introducido previamente de los diferentes tipos de tonos, sin embargo, en este caso se busca reducir la PAPR sin degradar la tasa de transmisión efectiva solapando los PRT con los tonos de datos como se puede observar en la Figura 4.6.

El concepto básico consiste en aumentar el tamaño de la constelación para que cada punto de la constelación original pueda ser mapeado en muchos puntos de la constelación expandida [34], como se ilustra en la Figura 4.7, donde los grados de libertad pueden ser aprovechados para reducir la PAPR.

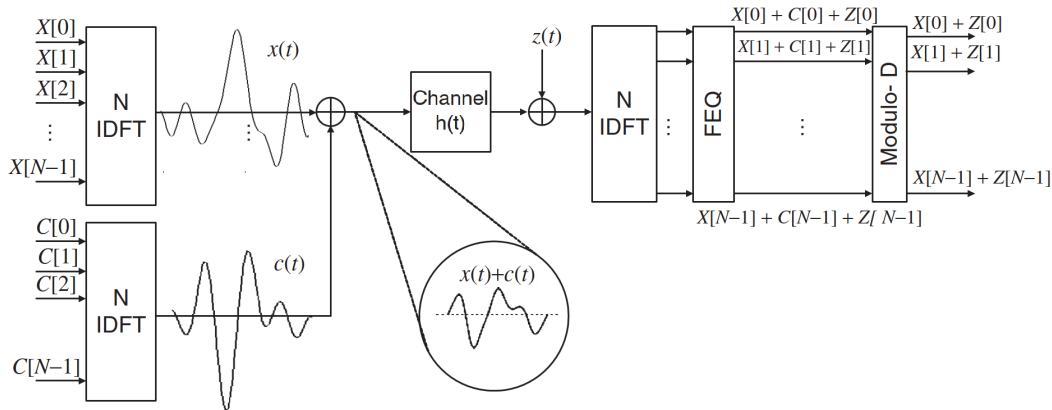


Figura 4.6 Diagrama de bloques de TI [30].

Matemáticamente, se obtiene que la señal a transmitir es, de nuevo, la combinación de las dos secuencias

$$x[n] + c[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} (X[k] + C[k]) e^{j\frac{2\pi kn}{NL}} \quad (4.22)$$

Como en este caso la información de ambos tipos de tonos está mezclada, no como en el caso anterior, es necesario eliminar en el receptor los efectos de la secuencia \$C[k]\$ para obtener la secuencia original. Relativo a esta secuencia, es construida de manera que se minimiza la PAPR y sigue la siguiente estructura

$$C[k] = D(p[k] + jq[k]) \quad (4.23)$$

En definitiva, la técnica TI es más problemática que la TR debido a que la constelación expandida tiene una energía mucho mayor y a su vez la complejidad computacional de implementación aumenta para obtener una solución óptima.

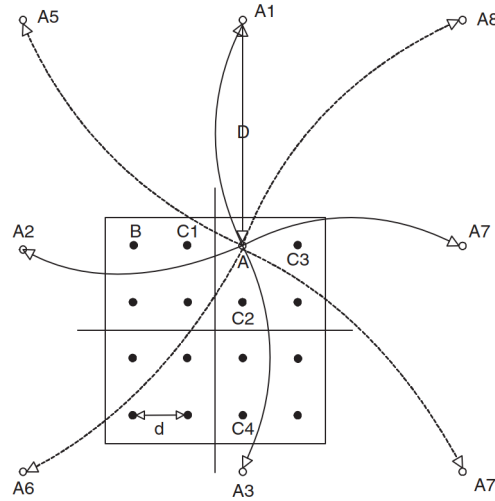


Figura 4.7 Constelación 16-QAM expandida usando TI [30].

4.3 Técnicas de codificación

Los dos anteriores grupos de técnicas tienen muchas limitaciones como la degradación de la señal en exceso o que son más propensos a errores, por lo que para reducir estos efectos se emplean diversas técnicas de codificación como *Forward Error Correction* (FEC) [35]. La idea es simple, se escogen las palabras de codificación de manera que se reduzca la PAPR de la señal aunque resulta complejo buscar dichos códigos y almacenarlos en tablas para codificar y decodificar posteriormente. Además, cuando el número de portadoras aumenta, esto se vuelve aún más difícil de realizar, aumentando la complejidad de manera exponencial. Por otro lado, la tasa de transmisión se reduce acompañada de una BER baja, por ello es muy empleado en investigación [36].

Otra estructura muy interesante en este sentido se plantea en [37] donde se analiza, por un lado, un sistema precodificado T-OFDM [38] basado en una matriz *Walsh-Hadamard* la cual resulta en una baja complejidad computacional. En este esquema, dicha matriz es combinada con la transformada discreta de Fourier para construir una nueva matriz en el transmisor. Además, en [37] se plantea una mejora al esquema T-OFDM la cual reduce la PAPR de la señal y la complejidad computacional proponiendo una nueva matriz de transformación. También es usual el trabajar con la combinación del esquema T-OFDM en conjunto de alguna de las técnicas previamente presentadas como en [39] donde se plantea un sistema T-SLM-OFDM.

Por otro lado, otra de las soluciones más empleadas son las *Golay Complementary Sequences* (GCS) las cuales pueden emplearse como palabras de código para sistemas como OFDM. Combinando dichas secuencias con códigos *Reed-Muller* (RM) [40] se obtiene un sistema con alta capacidad de corregir los errores y de controlar la PAPR aunque con un número limitado de subportadoras. En sistemas como OFDM, al aumentar el número de estas, estos métodos provocan una pérdida de la tasa de transmisión efectiva y un aumento de la carga computacional importante debido a la búsqueda de los códigos que optimicen la solución.

En definitiva, la codificación puede ser empleada para la reducción de la PAPR si se implementa de una forma adecuada. Algunos otros casos destacados son el uso de turbo códigos *Turbo Codes* (TC) combinados con métodos como SLM como en [41] o la propuesta elaborada en [42] donde se utilizan códigos *Bose-Chaudhuri-Hocquenghem* (BCH) para reducir el factor de cresta demostrando la mejora en la reducción de la PAPR sin perder tasa de transmisión efectiva. Como se puede ver, existen infinitas opciones que tienen el mismo objetivo, aunque todas ellas requieren normalmente una carga computacional alta que hay que tener en cuenta a la hora de elegir las.

4.4 Criterios para la selección de la técnica de reducción de PAPR

El principal punto a tener en cuenta a la hora de elegir una de las técnicas es tener claro qué necesidades existen en cada caso particular, esto es, si es posible acceder a la generación de la señal o no, si hay margen para aumentar la potencia o no... En definitiva, hay que adaptar la selección de la técnica a cada situación ya que cada método tiene sus ventajas e inconvenientes. Existen diversos factores que se han ido discutiendo en cada una de las técnicas los cuales son:

- **Capacidad de reducción de la PAPR:**
Claramente es uno de los aspectos clave a tener en cuenta ya que es el principal objetivo de aplicar una técnica de reducción de PAPR. En este sentido, hay que tener cuidado ya que hay que asegurar que una alta capacidad de reducción de la misma no vaya acompañado de una alta distorsión en banda y/o fuera de ella.
- **Incremento de potencia de transmisión:**
Algunas técnicas consiguen una reducción de la PAPR pero requieren un aumento de la potencia de transmisión. Por ejemplo, TR para enviar los PRT o TI para extender la constelación original como fue explicado anteriormente
- **Incremento de la BER y del EVM:**
Es uno de los factores más importantes y está muy relacionado con la potencia de transmisión. Algunas técnicas, como se ha indicado, requieren el aumento de la potencia de transmisión tras ser aplicadas para mantener la tasa de errores, sin embargo, si dicha potencia es fija la BER y el EVM se verán degradados inevitablemente.
- **Pérdida en la tasa de transmisión:**
Como se ha visto anteriormente, algunas técnicas como SLM o PTS requieren de la reducción de la tasa de transmisión efectiva para operar.
- **Modificación de la carga computacional:**
Se trata de un aspecto clave también a la hora de seleccionar un método para la reducción del factor de cresta ya que en numerosas de las técnicas enunciadas, buscar la solución no es tan trivial y requiere de muchas iteraciones. Normalmente, a mayor carga computacional, mayor es la capacidad de reducción de la PAPR.

Como se puede observar, son numerosos los factores que entran en juego a la hora de elegir una técnica para la reducción de la PAPR. Tal y como se indicó anteriormente, SPC es la técnica seleccionada para este proyecto debido a dos razones principalmente. Por un lado, no se tiene acceso a la generación de la señal por lo que esto limita la selección a una de las del grupo de las técnicas que añaden cierta distorsión a la señal. Por otro lado, entre las existentes en dicho grupo, esta proporciona un buen balance entre la distorsión en banda y fuera de ella, algo interesante al realizar DPD. En el siguiente capítulo se explicarán los experimentos realizados y sus resultados.

5 Pruebas experimentales

La vida es y siempre seguirá siendo una ecuación incapaz de resolver, pero tiene ciertos factores que conocemos.

NIKOLA TESLA

El propósito de este capítulo es presentar y analizar los resultados obtenidos mediante los experimentos realizados. El principal objetivo del proyecto es implementar de manera eficiente una técnica de reducción de la PAPR en conjunto con la aplicación de técnicas de DPD.

Tal y como se ha introducido en el capítulo anterior, la técnica escogida para su implementación ha sido SPC, la cual pertenece al grupo de las que añaden cierta distorsión a la señal. Como consecuencia de ello, los experimentos realizados irán orientados principalmente hacia cómo implementar el algoritmo de una manera eficiente para conseguir lograr una reducción del factor de cresta pero sin degradar en exceso las prestaciones del sistema. El código desarrollado para implementar este algoritmo se incluye en el Apéndice A.

Se va a partir de una señal OFDM la cual se puede observar en la Figura 5.1, que se ha generado empleando los datos mostrados en la Tabla 5.1. En esta, N_{PRB} indica el número de bloques de recursos activos, Δf la separación entre subportadoras, f_{off} la frecuencia de *offset* de la banda, f_s la frecuencia de muestreo de la señal y N_{slots} el número de *slots* empleados, el cual contendrá catorce símbolos cada uno de ellos. Esta señal presenta una PAPR de 11 dB aproximadamente.

Tabla 5.1 Parámetros de generación de la señal.

Parámetro	Valor
N_{PRB}	75
Δf	15 kHz
f_{off}	0 MHz
f_s	200 MHz
N_{slots}	4
P_{RMS}	-24.5 dBm

5.1 Pruebas básicas

En primer lugar, es necesario probar y asegurar el correcto funcionamiento del algoritmo desarrollado que implementa el SPC. Por ello, a continuación se expondrán los resultados de las pruebas que se han realizado aislando del sistema completo la implementación de la reducción de la PAPR, es decir, sin aplicar predistorsión digital.

Inicialmente se ha llevado a cabo una reducción de la PAPR hasta los 9 dB, es decir, 2 dB menos de los que la señal original tiene. El resultado se muestra en la Figura 5.2. Tal y como se puede observar, la señal, tras el proceso de filtrado, ha sufrido un recrecimiento lo que se traduce en que algunos picos quedan por encima del umbral marcado. Como consecuencia, la PAPR de la señal no va a ser la deseada, en este caso 9 dB, sino que será un poco mayor a esta.

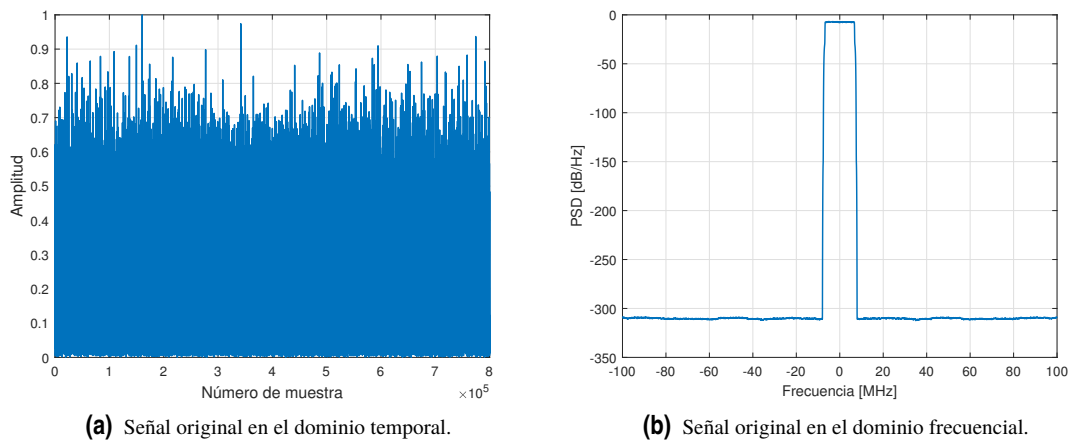


Figura 5.1 Señal OFDM generada para las pruebas.

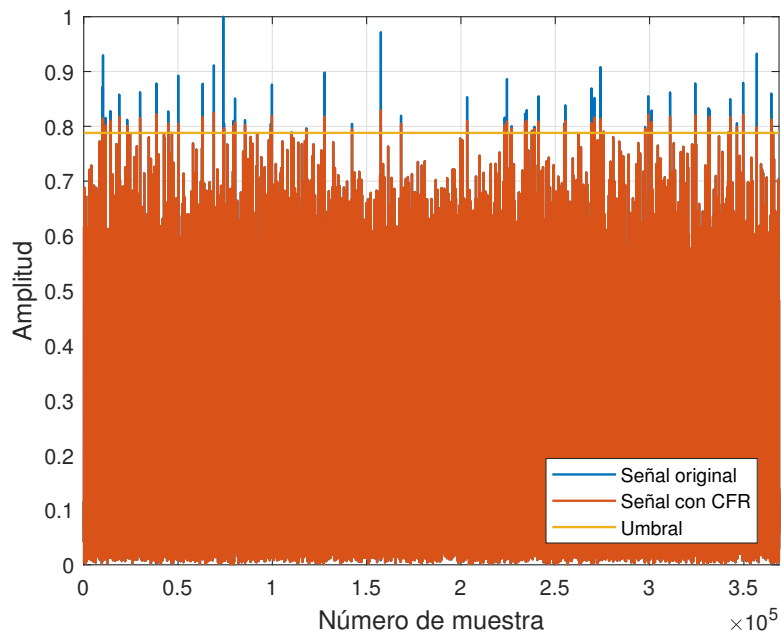


Figura 5.2 Magnitud de la envolvente compleja de la señal con disminución de la PAPR y recrecimiento.

Como se explicó en el capítulo anterior, para solucionar esto se puede aplicar un HC tras el SPC para terminar de afinar el resultado final. Al ser los picos de la señal sobre la que se aplica muy pequeños, el recrecimiento producido por el HC no requiere otro proceso de filtrado y la señal se ajusta al umbral establecido como puede observarse en la Figura 5.3.

Por último, es muy útil representar la CCDF de la señal cuando se está trabajando con reducción de la PAPR ya que permite observar de forma muy clara la diferencia entre ambas y ver si la disminución del factor de cresta se ha realizado correctamente tal y como se puede hacer en la Figura 5.4, en la que se observa una bajada abrupta en cuanto se llega a los decibelios establecidos para realizar el corte.

Como resultado del experimento anterior, se obtiene que la PAPR obtenida es exactamente la que se desea, es decir, el algoritmo proporciona una capacidad de disminuirla muy precisa pero no se está teniendo en cuenta la distorsión que se está causando. Por ello, es posible realizar un barrido con distintos valores de PAPR objetivo, el cual cada uno de ellos equivaldrá a un umbral distinto. Para cada valor de recorte obtenido, se producirá una distorsión en banda y fuera de ella diferente la cual puede observarse en la Figura 5.5 y en la Figura 5.6 respectivamente. Dependiendo de los requerimientos en cada aplicación para la que se esté utilizando, el recorte de la señal se realizará empleando distinto umbral.

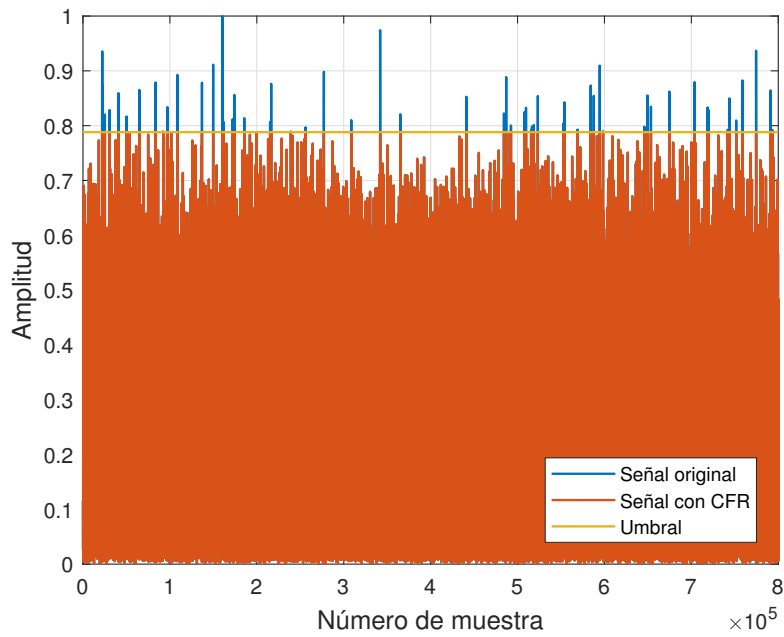


Figura 5.3 Magnitud de la envolvente compleja de la señal con disminución de la PAPR y ajustada al umbral.

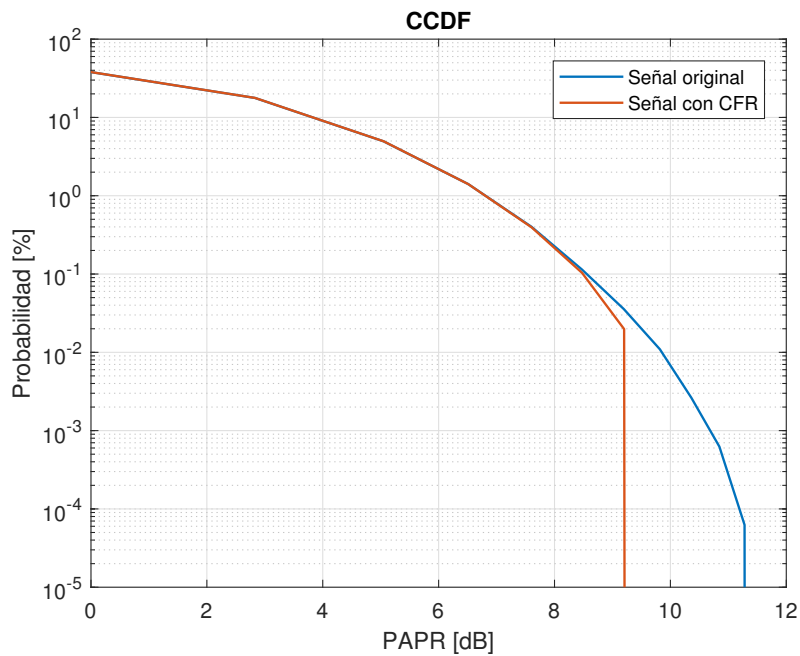
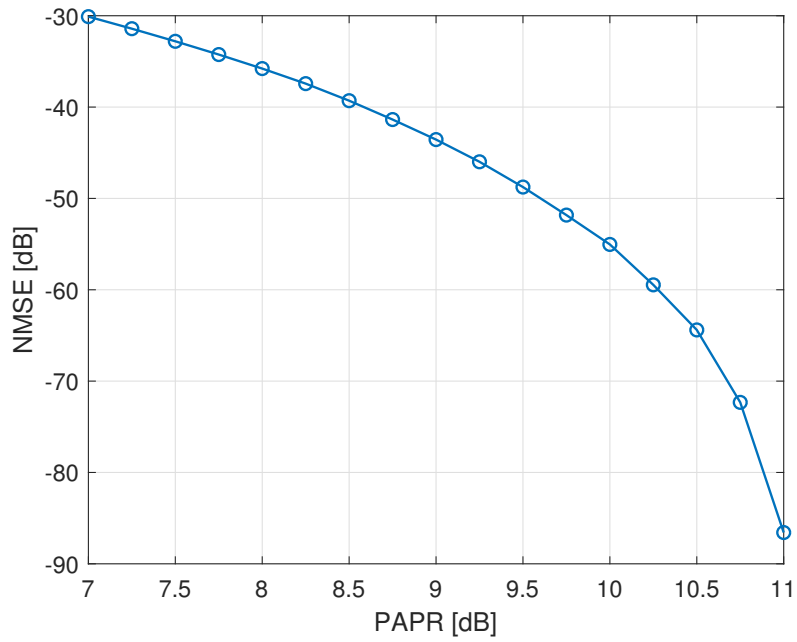
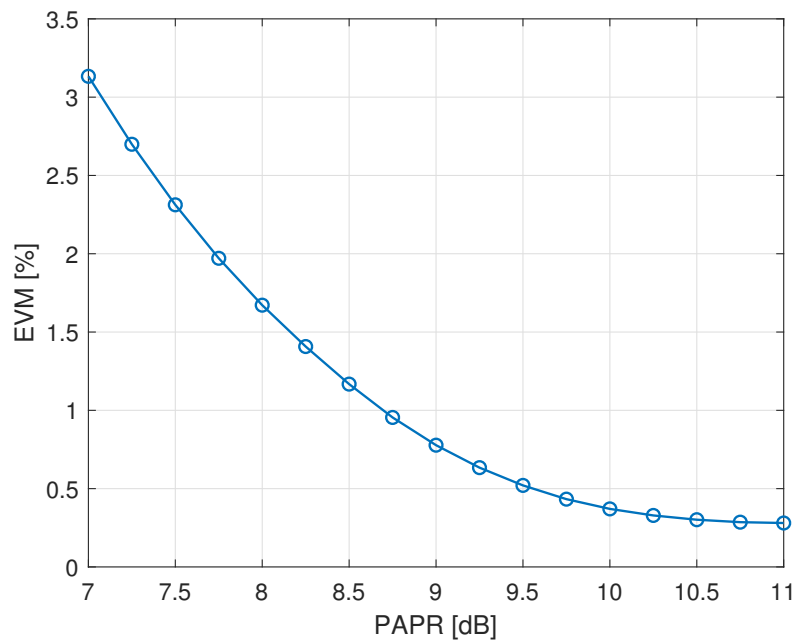


Figura 5.4 CCDF de la señal original y recortada.



(a) Valores obtenidos de NMSE.



(b) Valores obtenidos de EVM.

Figura 5.5 Distorsión en banda para distintos valores de PAPR aplicando SPC.

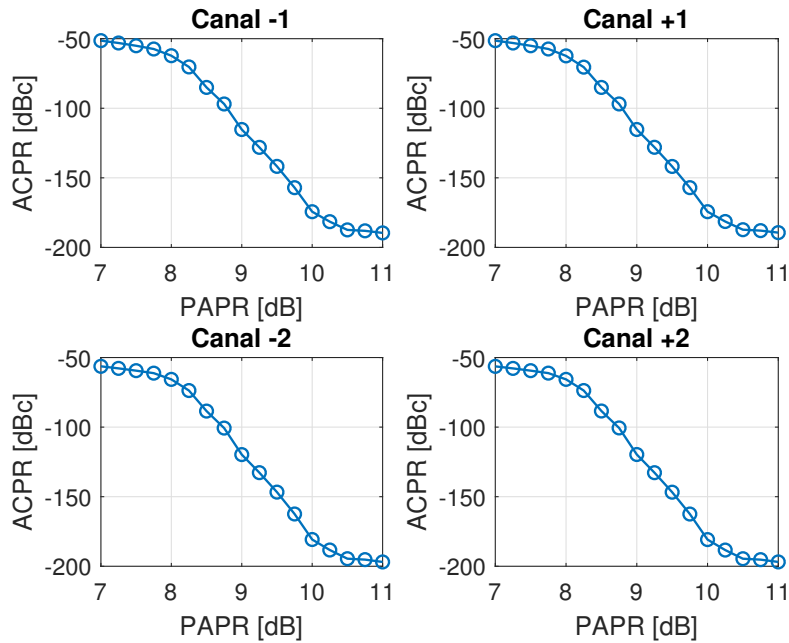
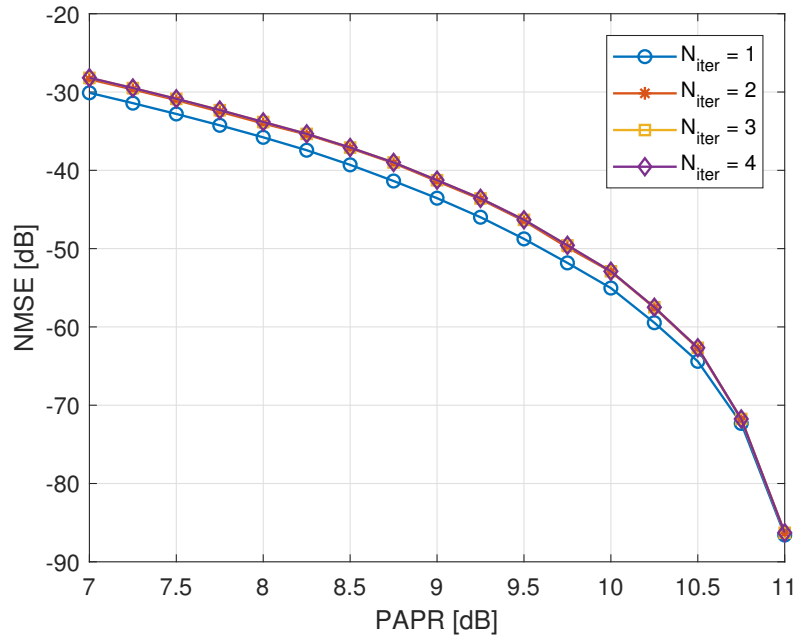


Figura 5.6 Distorsión fuera de banda para distintos valores de PAPR aplicando SPC.

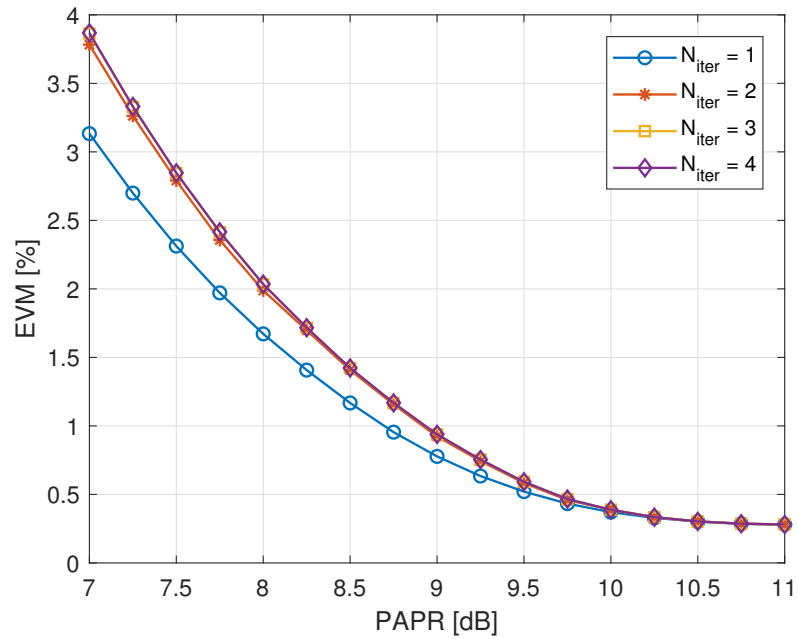
De una forma similar, y como se ha explicado en el capítulo previo, en lugar de usar HC para ajustar los posibles recrecimientos espectrales que puedan ocurrir, se puede emplear SPC de forma iterativa, lo que daría lugar a RSPC. Los resultados relativos a la distorsión en banda pueden observarse en este caso en la Figura 5.7 y a los producidos fuera de la banda en la Figura 5.8.

Al aumentar el número de iteraciones del algoritmo, los picos debidos al recrecimiento se vuelven a recortar de una forma suave y no tan plana como al aplicar HC. Al realizarlo de esta manera, la distorsión fuera de banda no se produce en tanta medida, como se puede observar en la gráfica Figura 5.8 donde para valores mayores del número de iteraciones, el ACPR es mejor para un valor fijo de PAPR. Por contra, como representa la Figura 5.7, la distorsión en banda sufre el efecto contrario para un valor fijo de PAPR por lo que habrá que establecer una relación de compromiso.

Por otro lado, cuando la PAPR a la que se quiere realizar el recorte comienza a aumentar, adquiriendo valores más cercanos a la PAPR que tiene la señal original, las gráficas para el número de iteraciones tienden a juntarse. De esta manera, no se aprecian apenas diferencias en el valor de las figuras de mérito para cualquier número de iteraciones por lo que se llega a la conclusión de que si el recorte es pequeño, usar más de una iteración simplemente añade complejidad computacional al algoritmo. También es cierto y destacable que las gráficas relativas a más de una iteración poseen todas un comportamiento muy similar en todo el rango de valores de PAPR lo que proporciona como información que aumentar mucho este número también aumentará la complejidad computacional sin apenas mejora.



(a) Valores obtenidos de NMSE.



(b) Valores obtenidos de EVM.

Figura 5.7 Distorsión en banda para distintos valores de PAPR aplicando RSPC.

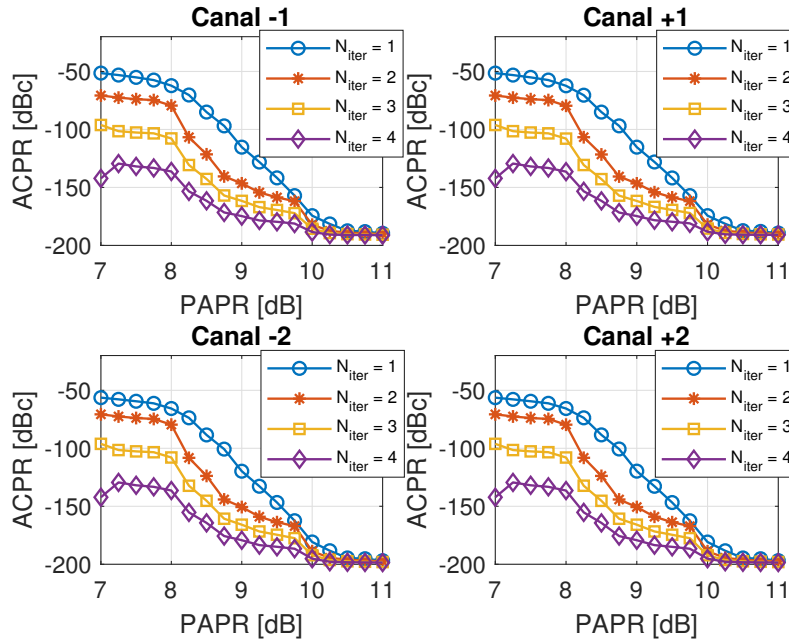


Figura 5.8 Distorsión fuera de banda para distintos valores de PAPR aplicando RSPC.

5.2 Pruebas combinadas con DPD

Una vez que se ha probado el funcionamiento del algoritmo de forma aislada y se ha comprobado que tiene un correcto comportamiento, se va a incorporar a un sistema donde se realiza DPD empleando un PA. Para modelar este dispositivo, se ha empleado un modelo GMP empleando la Ecuación (3.5) con la configuración presentada en la Tabla 5.2 utilizando una arquitectura de aprendizaje indirecto para la identificación de coeficientes. A continuación se explicarán los experimentos prácticos realizados para buscar una optimización de los parámetros del algoritmo que den lugar a una solución aceptable.

Tabla 5.2 Parámetros de configuración del GMP.

Kernel	Variable	Valor
a_{pm}	p	[0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13]
	m	[15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15 15]
b_{pms}	p	[1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13]
	m	[10 10 10 10 10 10 10 10 10 10 10 10 10]
	s	[10 10 10 10 10 10 10 10 10 10 10 10 10]
c_{pms}	p	[1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13]
	m	[10 10 10 10 10 10 10 10 10 10 10 10 10]
	s	[10 10 10 10 10 10 10 10 10 10 10 10 10]

5.2.1 Montaje utilizado

Todas las pruebas que se van a exponer se han realizado empleando la plataforma *WebLab* de la Universidad de Chalmers [43]. Esta herramienta permite realizar medidas de forma remota para realizar predistorsión digital y caracterización de un amplificador de potencia. La principal ventaja que ofrece esto y por la que se ha escogido es que no es necesario estar físicamente presente en la localización del montaje.

Básicamente, el laboratorio virtual funciona de manera que un archivo de datos con la información del usuario es enviado a un servidor web para que un ordenador que se encarga de descargarlo, verifique que los niveles de potencia son correctos para no dañar el DUT. Posteriormente, y si todo es correcto, el ordenador envía la información al generador de señal, que la empleará para modular una portadora e inyectarla al amplificador el cual tendrá un analizador de señal a la salida. De igual forma, se puede enviar y recibir la información mediante un *script* de MATLAB como puede observarse en la Figura 5.9 que se comunica con

una web. Los equipos permiten trabajar con señales de hasta 160 MHz de ancho de banda, suficiente para señales 5G. Por otro lado, la frecuencia central de trabajo es 2.14 GHz.

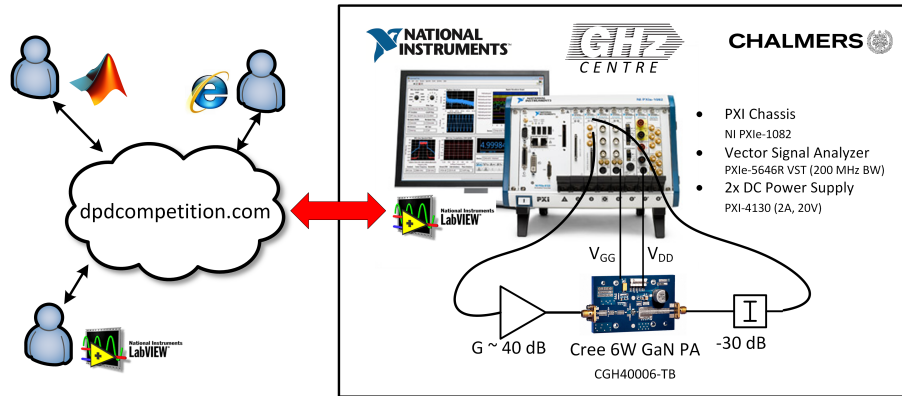


Figura 5.9 Esquema del WebLab de Chalmers.

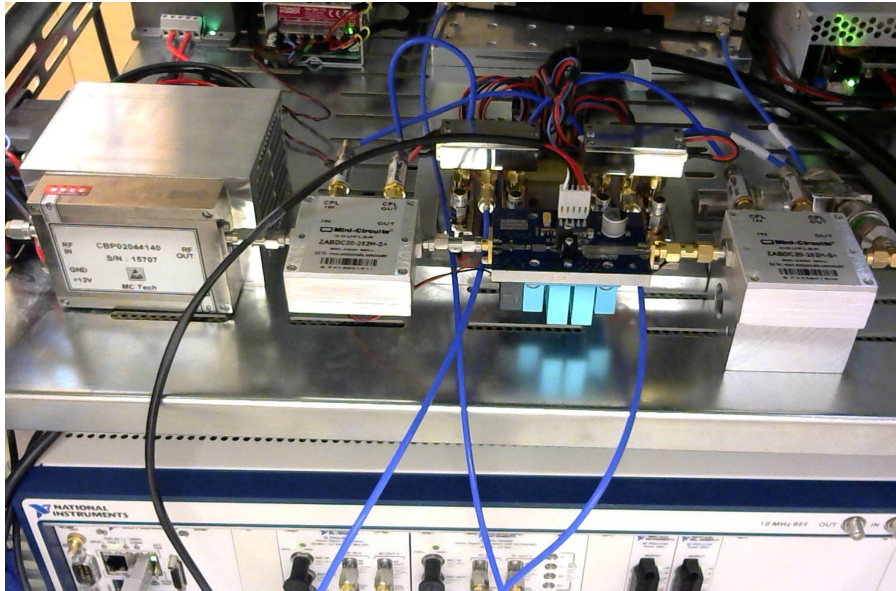


Figura 5.10 Montaje para las pruebas experimentales.

5.2.2 Prueba de ancho de banda de filtrado

En primer lugar, es necesario aclarar que antes de realizar DPD la señal original entra en el amplificador sin que se le aplique ningún proceso de predistorsión con el objetivo de medir a la salida el efecto que provoca el dispositivo en ella. En ese caso, al aplicar el algoritmo SPC, el ancho de banda de filtrado de la señal que contiene los picos que se utiliza es el ancho de banda de la señal original. El problema surge en las sucesivas iteraciones posteriores ya que, una vez que se ha llevado a cabo la predistorsión de la señal, su ancho de banda aumenta con el objetivo de que al atravesar el PA, el resultante quede parecido al de la señal original. Por ello, en esta prueba se va a realizar DPD sobre una señal fijando el modelo y variando dicho ancho de banda con el objetivo de averiguar cuál es el que ofrece mejores resultados.

Siendo BW_x el ancho de banda de filtrado utilizado para la señal de la primera iteración, también denominada señal de entrenamiento y BW_z el utilizado para filtrar las señales con predistorsión, la Figura 5.11 representa los espectros de las señales predistorsionadas tras haber sufrido un proceso de recorte aplicándoles SPC con distintos anchos de banda de filtrado. Aunque aparentemente no hay apenas diferencia, en la Figura 5.12 se observa cómo dicha ligera diferencia se traduce en una modificación principalmente en el espectro fuera de la banda, es decir, la distorsión fuera de banda empeora cuando este parámetro aumenta. Esto es debido a que cuanto mayor sea dicho valor, el filtrado tenderá a parecerse más a un HC.

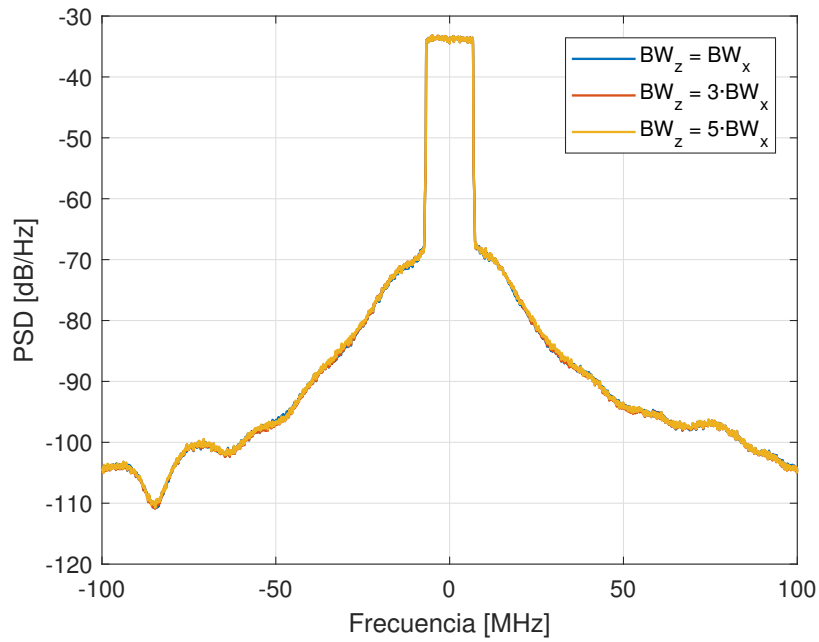


Figura 5.11 Espectros de la señal predistorcionada para distintos anchos de banda de filtrado.

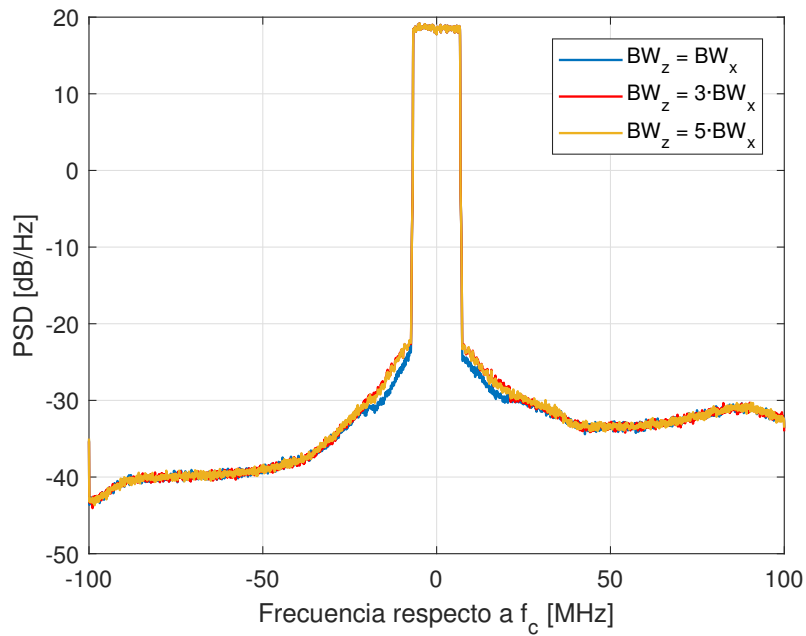


Figura 5.12 Espectros de la señal de salida para distintos anchos de banda de filtrado.

5.2.3 Prueba para establecer el punto de operación

Este experimento se realiza con el objetivo de analizar el rango de recorte que puede aplicarse sobre la señal con la que se está trabajando. Al tener una PAPR de 11 dB aproximadamente, se analizará el rango de 7 dB a 10 dB de PAPR objetivo. Para cada uno de estos umbrales, se obtendrán diferentes valores de las figuras de mérito que caracterizan la distorsión en banda y fuera de banda por lo que una vez observados estos y analizando los requerimientos, será posible decidir en qué punto de operación se quiere trabajar. Se han elaborado experimentos utilizando RSPC desde una a cuatro iteraciones, correspondiéndose el primer caso con el algoritmo SPC.

En la Figura 5.14 se observan las gráficas relativas a la distorsión en banda y en la Figura 5.13 a la fuera de banda. Como se puede observar, para valores de PAPR menores a 9 dB, el ACPR empeora en el caso de una iteración respecto al resto, pero hablando de la distorsión en banda, esta adquiere valores más favorables. También se aprecia que en el rango de 10 dB a 11 dB, todas las figuras de mérito para cualquier número de iteraciones adquieren el mismo valor aproximadamente. En la zona de los 9 dB a los 10 dB, los valores de distorsión fuera de banda permanecen casi constantes para cualquier número de iteraciones pero la distorsión causada en la banda mejora ligeramente si se establece una única iteración.

En este punto, se ha decidido trabajar con una única iteración debido a que, a pesar de que trabajar con más mejora los valores de ACPR, es necesario realizar un recorte demasiado grande para obtener dicha mejora lo que se traduce en una alta distorsión en banda. Además, al trabajar con una sola iteración, la complejidad computacional disminuye ya que el algoritmo solo es ejecutado una vez.

Relativo al tamaño del recorte, se ha elegido como umbral los 9 dB debido a que trabajar en esa zona proporciona un equilibrio entre distorsión en banda y fuera de ella bastante bueno y da un margen de mejora de la potencia media de 2 dB lo que provocará que la eficiencia del amplificador de potencia mejore bastante, lo cual se cuantificará más adelante mediante la PAE.

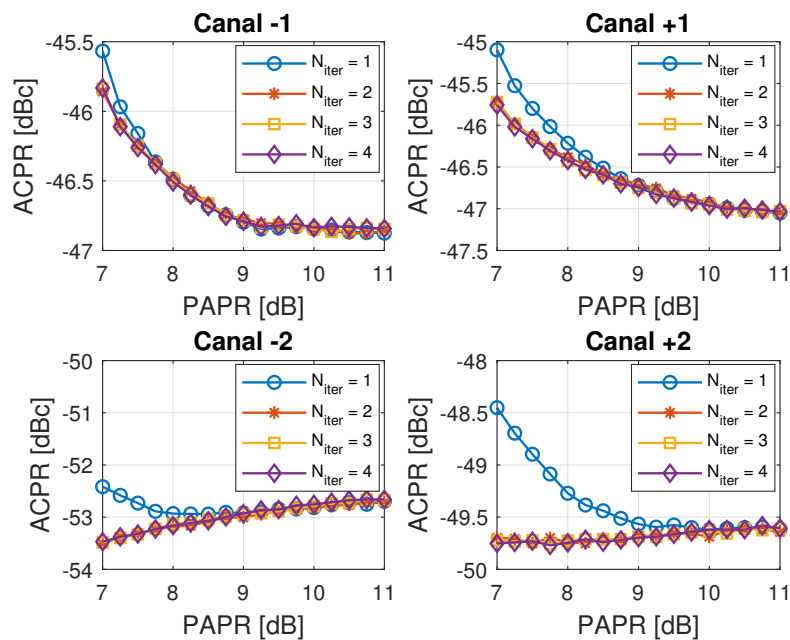
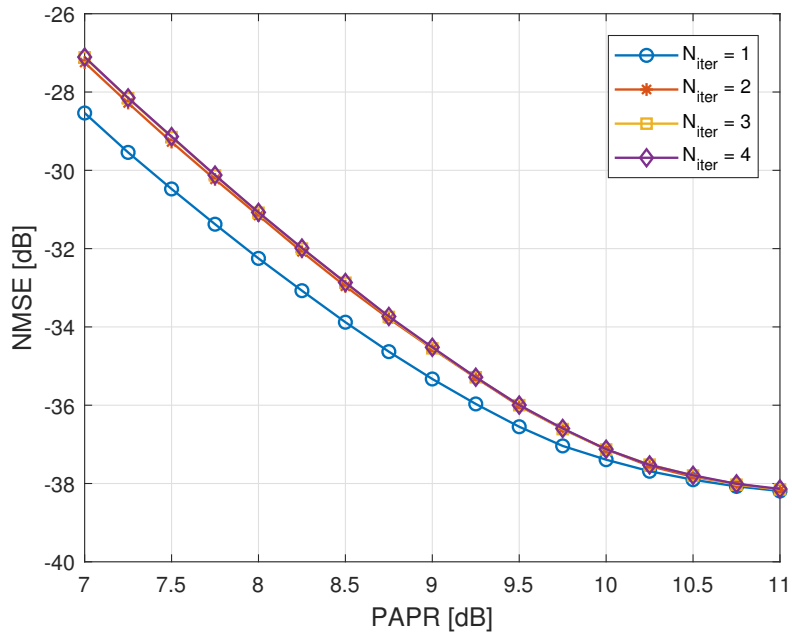
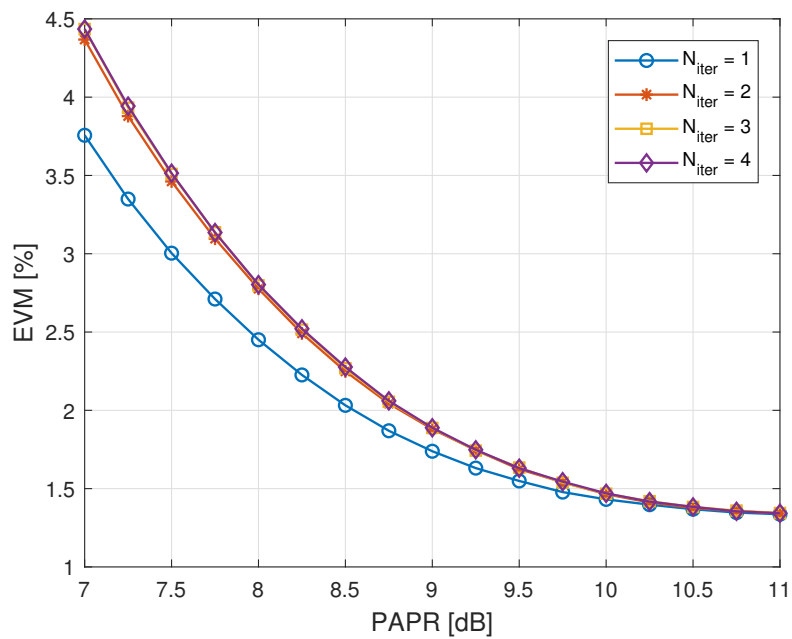


Figura 5.13 Distorsión fuera de banda para distintos valores de PAPR aplicando RSPC combinado con DPD.



(a) Valores obtenidos de NMSE.



(b) Valores obtenidos de EVM.

Figura 5.14 Distorsión en banda para distintos valores de PAPR aplicando RSPC combinado con DPD.

5.2.4 Prueba final y comparativa

Tras establecer mediante la prueba anterior el punto de trabajo, a continuación se va a proceder a medir el rendimiento de la aplicación del algoritmo desarrollado en este punto. También se va a realizar una comparación con otros posibles casos en los que se incluye la utilización de un algoritmo de reducción del factor de cresta menos suave como es el HC.

Tabla 5.3 Comparativa de resultados obtenidos empleando una señal de 15 MHz de ancho de banda.

DPD	No CFR				SPC				HC			
	✗		✓		✗		✓		✗		✓	
P_{entrada} [dBm]	-24.5		-24.5		-22.5		-22.5		-22.5		-22.5	
PAPR deseada [dB]	-		-		9		9		9		9	
ACPR [dBc]	-37.9	-37.5	-47.8	-47.6	-36.6	-36.1	-46.3	-46.1	-36.5	-35.9	-44.6	-44.7
ACPR ₂ [dBc]	-49.1	-46.9	-55.3	-52.1	-46.5	-44.5	-54.4	-51.3	-46.5	-44.4	-53.8	-51.1
NMSE [dB]	-29.2		-38.9		-28.1		-35.4		-28.1		-37.3	
EVM [%]	3.36		1.27		3.92		2.10		3.86		1.57	
PAE [%]	43.3		43.5		53.4		54.1		53.4		53.1	
P_{salida} [dBm]	27.7		27.8		29.5		29.5		29.5		29.7	

Como se puede observar en la Tabla 5.3, se han realizado diferentes experimentos que involucran aplicar el algoritmo estudiado de SPC con y sin DPD. También se han incluido experimentos con una técnica más simple como el HC para comparar la mejora introducida al implementar un algoritmo más elaborado. Se han realizado reducciones de la PAPR de 2 dB, por lo que en los casos de uso de técnicas de reducción del factor de cresta, la potencia se ha aumentado en 2 dB para mejorar el rendimiento.

Valorando las diferentes alternativas, como es lógico, cuando se emplea DPD las prestaciones obtenidas son bastante mejores en cualquiera de los casos, se utilice SPC, HC o sin aplicar CFR. Al realizar una comparación entre emplear SPC o HC, se observa que las figuras de mérito relativas a la distorsión fuera de banda son mejores en el primer caso a costa de una degradación de la distorsión en banda. En este caso, la distorsión en banda es bastante baja y que empeore un poco no supone inconveniente ya que aún así sigue adoptando valores aceptables para comunicaciones digitales mientras que en ACPR el margen no es tan grande por lo que mejorarlo es bastante positivo.

Por otro lado, la PAE en el caso del uso de SPC es mayor que al usar HC por lo que significa que se va a obtener un rendimiento mejor al usarlo. Además, al mejorar la eficiencia, se ve reflejado que la potencia de salida se ve ligeramente incrementada. Por supuesto, en ambos casos es mejor que no usar ninguna técnica de reducción del factor de cresta ya que en este último caso la potencia media no es incrementada y, aunque el algoritmo SPC proporcione peores valores en las figuras que representan la distorsión, la diferencia de eficiencia que se obtiene es mucho mejor que al no reducir la PAPR por lo que introducir una pequeña degradación en términos de distorsión compensa.

Los espectros de la señal a la salida del PA se presentan en la Figura 5.15, donde se aprecia que la opción de aplicar solo DPD es la que mejor se posiciona en lo relativo a la distorsión como se había analizado anteriormente. Sin embargo, al emplear SPC la potencia media se puede aumentar tal y como se aprecia, aprovechando mejor el rendimiento del amplificador.

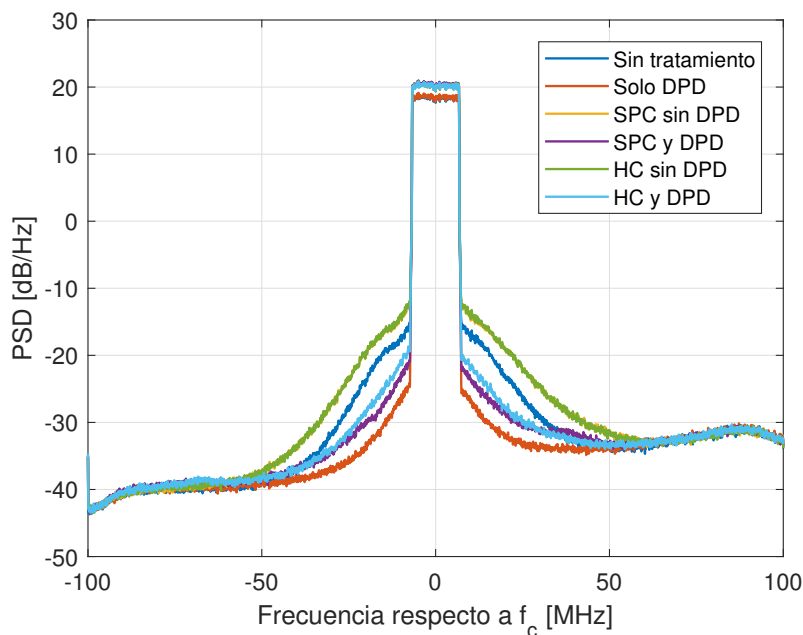


Figura 5.15 Comparativa de espectros de salida en diferentes escenarios empleando una señal de 15 MHz.

5.2.5 Modificación de la señal generada

Una vez realizadas todas las pruebas anteriores las cuales han demostrado el correcto funcionamiento del algoritmo, se ha decidido poner a prueba este realizando cambios en la señal OFDM generada con el objetivo de comprobar su efectividad ante señales de un mayor ancho de banda. Los parámetros de generación de la señal en este caso se incluyen en la Tabla 5.4, la cual se representa en el dominio temporal y frecuencial en la Figura 5.16. Esta señal tiene una PAPR de aproximadamente unos 11 dB también, con el objetivo de que ambas tengan las características más similares posibles.

Tabla 5.4 Parámetros de generación de la señal modificada.

Parámetro	Valor
N_{PRB}	75
Δf	30 kHz
f_{off}	0 MHz
f_s	200 MHz
N_{slots}	8
P_{RMS}	-24.5 dBm

En este caso, el recorte se hará exclusivamente aplicando DPD y SPC, con una PAPR objetivo de 9 dB para realizar una comparativa lo más justa posible. De igual manera que en el caso anterior, al realizar un recorte de la PAPR de 2 dB, la potencia con la que se genera la señal se puede incrementar en la misma cantidad. En la Tabla 5.5 se presentan los resultados de este experimento al aplicar SPC y al no hacerlo, incluyendo los casos en los que se emplea DPD y en los que no. Para realizar la comparativa, se tendrán en cuenta los valores obtenidos anteriormente y representados en la Tabla 5.3. Como era de esperar, las prestaciones relativas a la distorsión fuera y dentro de la banda son peores al estar empleando una señal de mayor ancho de banda, aunque todavía se encuentran en un rango aceptable por lo que la solución se puede considerar como buena. Se puede observar que, al aplicar SPC, la distorsión empeora también en este nuevo experimento aunque dicha degradación es similar de forma porcentual a la causada en la prueba con la señal anterior teniendo en cuenta que en este caso las figuras de mérito al no aplicar CFR son peores. Por otro lado, respecto a la predistorsión, al comparar los casos sin aplicar DPD con los que sí se aplica, se aprecia como las figuras de mérito mejoran de forma considerable. El espectro a la salida en todos estos casos se representan en la Figura 5.17.

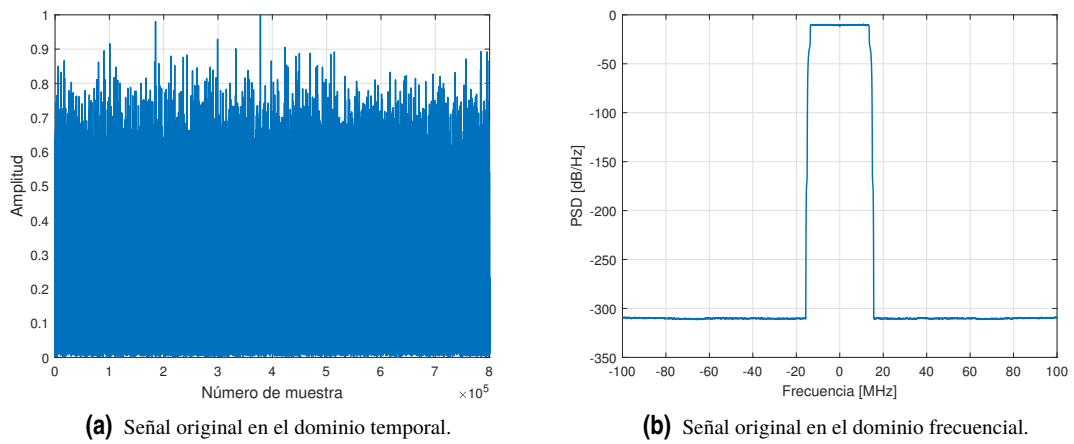


Figura 5.16 Señal OFDM modificada generada para las pruebas.

Tabla 5.5 Comparativa de resultados obtenidos empleando una señal de 30 MHz de ancho de banda.

DPD	No CFR				SPC			
	✗		✓		✗		✓	
P_{entrada} [dBm]	-24.5		-24.5		-22.5		-22.5	
PAPR deseada [dB]	-		-		9		9	
ACPR [dBc]	-37.5	-36.3	-43.5	-42.3	-35.8	-34.4	-42.0	-40.9
ACPR ₂ [dBc]	-48.9	-43.9	-52.2	-47.4	-47.2	-42.6	-51.1	-46.3
NMSE [dB]	-27.3		-33.2		-26.1		-31.2	
EVM [%]	4.23		2.19		4.93		2.89	
PAE [%]	43.2		43.6		55.3		54.7	
P_{salida} [dBm]	27.7		27.7		29.7		29.7	

Por otro lado, al comparar los experimentos empleando ambas señales, se observa que se obtienen potencias de salida y eficiencias muy similares, por lo que en este caso emplear el algoritmo sigue siendo muy beneficioso en términos energéticos ya que permite mejorar el rendimiento del sistema.

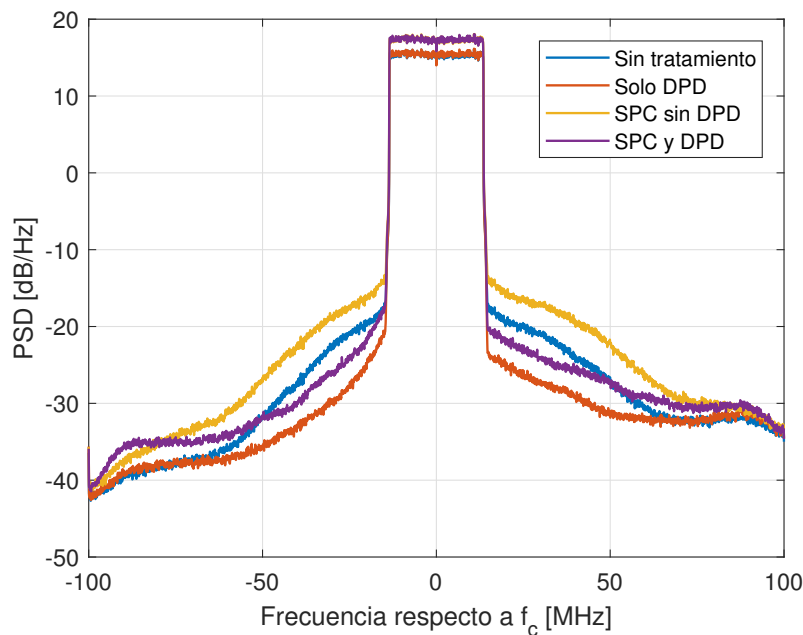


Figura 5.17 Comparativa de espectros de salida en diferentes escenarios empleando una señal de 30 MHz.

6 Conclusiones y líneas futuras

Lo único constante es el cambio.

HERÁCLITO

En este trabajo se ha analizado la importancia que tiene la reducción del factor de cresta en cierto tipo de señales, desarrollando el algoritmo SPC el cual implementa esto añadiendo cierta distorsión a la señal. Se han llevado a cabo múltiples experimentos para optimizar su funcionamiento en un sistema empleando una señal OFDM en conjunto con una etapa de predistorsión basada en el algoritmo GMP. Como resultado se ha llegado a que la utilización de este algoritmo permite mejorar la eficiencia del amplificador de potencia a cambio de introducir cierta distorsión. Esta distorsión puede ser minimizada tal y como se ha demostrado eligiendo un punto de trabajo correcto en función de las necesidades. También se ha podido realizar un estudio de otro tipo de técnicas que no añaden distorsión y reducen la probabilidad de una PAPR elevada las cuales también son válidas en casos donde se tiene acceso a la generación de la señal.

Las posibles líneas futuras de trabajo relacionadas con este proyecto podrían ser muchas. Por un lado, sería posible analizar más en profundidad el algoritmo desarrollado realizando distintas pruebas que analicen y comprueben la eficiencia del mismo empleando otro tipo de escenarios, esto es, aplicándose a otro tipo de señales o realizando predistorsión con otros algoritmos o arquitecturas. Por otro lado, sería interesante también realizar el mismo análisis utilizando otro tipo de técnicas para poder realizar una comparación de los resultados obtenidos y así, seleccionar la solución óptima.

Apéndice A

Códigos utilizados

A.1 Implementación del algoritmo SPC

Código A.1 Algoritmo SPC.

```
function y = SPC(x,th,BW,fs)
    if th < max(abs(x)) % Si el recorte es necesario
        c = zeros(size(x,1),size(x,2)); % Inicialización de la señal de recorte
        c(abs(x)>th) = th./abs(x(abs(x)>th)); c(abs(x)<=th) = 1; % Cálculo de
            la señal de recorte
        p = x.*c; % Señal recortada
        e = x-p; % Señal diferencia
        y = cfr_filter(fs,0,BW,e,'LP'); % Filtrado de la señal diferencia
        alpha = max(abs(e))/max(abs(y)); % Factor de peso
        y = x-alpha*y; % Señal con PAPR reducido
        x = y; % Actualización de la señal de entrada
        % Aplicación de HC por si quedara algún pico
        c = zeros(size(y,1),size(y,2)); % Inicialización de la señal de recorte
        c(abs(y)>th) = th./abs(y(abs(y)>th)); c(abs(y)<=th) = 1; % Cálculo de
            la señal de recorte
        y = y.*c; % Señal recortada
    else % Si el recorte no es necesario
        y = x; % La señal de entrada no se modifica
    end
end
```

A.2 Implementación del algoritmo RSPC

Código A.2 Algoritmo RSPC.

```

function y = RSPC(x,th,BW,fs,Niter)
    if th < max(abs(x)) % Si el recorte es necesario
        for k = 1:Niter % Para cada iteración
            c = zeros(size(x,1),size(x,2)); % Inicialización de la señal de
                recorte
            c(abs(x)>th) = th./abs(x(abs(x)>th)); c(abs(x)<=th) = 1; % Cálculo
                de la señal de recorte
            p = x.*c; % Señal recortada
            e = x-p; % Señal diferencia
            y = cfr_filter(fs,0,BW,e,'LP'); % Filtrado de la señal diferencia
            alpha = max(abs(e))/max(abs(y)); % Factor de peso
            y = x-alpha*y; % Señal con PAPR reducido
            x = y; % Actualización de la señal de entrada
        end
        % Aplicación de HC por si quedara algún pico
        c = zeros(size(y,1),size(y,2)); % Inicialización de la señal de
            recorte
        c(abs(y)>th) = th./abs(y(abs(y)>th)); c(abs(y)<=th) = 1; % Cálculo
            de la señal de recorte
        y = y.*c; % Señal recortada
    else % Si el recorte no es necesario
        y = x; % La señal de entrada no se modifica
    end
end
end

```


Código A.3 Implementación del filtrado.

```

function y = cfr_filter(Fs,Fo,BWa,x,tipo)
L = length(x);
% Implementación del filtro según el tipo
switch tipo
    case 'LP'
        % Cálculo frecuencial
        BW = ceil(L*BWa/Fs); % Ancho de banda

        % Elaboración de la plantilla
        template_fft = zeros(L,1);
        template_fft(1:1:BW,1) = ones(BW,1);
        template_fft(L-BW+1:1:L,1) = ones(BW,1);
        tf = fft(x);
        y = ifft(template_fft.*tf);

    case 'BP'
        % Cálculo frecuencial
        BW = ceil(L*BWa/Fs);
        Wo = round(L*Fo/Fs);
        W1 = round(Wo-0.5*BW);

        % Elaboración de la plantilla
        template_fft = zeros(L,1);
        template_fft(1:1:(W1+BW))=[zeros(W1,1);ones(BW,1)];
        template_fft(end:-1:end+2-(W1+BW),1)=[zeros(W1-1,1);ones(BW,1)];

        % Señal a la salida
        tf=fft(x);
        y=ifft(template_fft.*tf);

    case 'COMPLEX_BP'
        % Cálculo frecuencial
        BW = floor(L*BWa/Fs)+1;
        if (L*Fo/Fs>0)
            Wo = ceil(L*Fo/Fs);
        else
            Wo = floor(L*Fo/Fs)+L;
        end
        W1 = round(Wo-0.5*BW);

        % Elaboración de la plantilla
        template_fft = zeros(L,1);
        template_fft(W1+1:1:W1+BW,1) = ones(BW,1);

        % Señal a la salida
        tf = fft(x);
        y = ifft(template_fft.*tf);
    otherwise
end

% Conversión a señal real
if (isreal(x)==1)
    y = real(y);
end

```


Índice de Figuras

2.1	Esquemas básicos OFDM [2]	4
2.2	Espectro de las subportadoras OFDM [3]	4
2.3	Estructura de un símbolo OFDM [4]	4
2.4	Relación potencia entrada-salida de un sistema lineal	7
2.5	Amplitud a la salida del DUT en función de la potencia de entrada	10
2.6	Fase a la salida del DUT en función de la potencia de entrada	11
2.7	Resultados de las variaciones AM/AM y PM/PM al aumentar su amplitud [9]	11
3.1	Esquema de la serie de Volterra [12]	16
3.2	Esquema del modelo MP [14]	16
3.3	Planteamiento del DPD [17]	18
3.4	Arquitectura de aprendizaje indirecto [17]	18
3.5	Arquitectura de aprendizaje directo [17]	19
4.1	Magnitud de la envolvente compleja de la señal con disminución de la PAPR empleando HC	22
4.2	Diagrama de bloques de SPC para dos bandas [27]	23
4.3	Diagrama de bloques de SLM [30]	24
4.4	Diagrama de bloques de PTS [30]	26
4.5	Diagrama de bloques de TR [30]	27
4.6	Diagrama de bloques de TI [30]	27
4.7	Constelación 16-QAM expandida usando TI [30]	28
5.1	Señal OFDM generada para las pruebas	32
5.2	Magnitud de la envolvente compleja de la señal con disminución de la PAPR y recrecimiento	32
5.3	Magnitud de la envolvente compleja de la señal con disminución de la PAPR y ajustada al umbral	33
5.4	CCDF de la señal original y recortada	33
5.5	Distorsión en banda para distintos valores de PAPR aplicando SPC	34
5.6	Distorsión fuera de banda para distintos valores de PAPR aplicando SPC	35
5.7	Distorsión en banda para distintos valores de PAPR aplicando RSPC	36
5.8	Distorsión fuera de banda para distintos valores de PAPR aplicando RSPC	37
5.9	Esquema del WebLab de Chalmers	38
5.10	Montaje para las pruebas experimentales	38
5.11	Espectros de la señal predistorsionada para distintos anchos de banda de filtrado	39
5.12	Espectros de la señal de salida para distintos anchos de banda de filtrado	39
5.13	Distorsión fuera de banda para distintos valores de PAPR aplicando RSPC combinado con DPD	40
5.14	Distorsión en banda para distintos valores de PAPR aplicando RSPC combinado con DPD	41

5.15	Comparativa de espectros de salida en diferentes escenarios empleando una señal de 15 MHz	43
5.16	Señal OFDM modificada generada para las pruebas	44
5.17	Comparativa de espectros de salida en diferentes escenarios empleando una señal de 30 MHz	44

Índice de Tablas

5.1	Parámetros de generación de la señal	31
5.2	Parámetros de configuración del GMP	37
5.3	Comparativa de resultados obtenidos empleando una señal de 15 MHz de ancho de banda	42
5.4	Parámetros de generación de la señal modificada	43
5.5	Comparativa de resultados obtenidos empleando una señal de 30 MHz de ancho de banda	44

Índice de Códigos

A.1	Algoritmo SPC	47
A.2	Algoritmo RSPC	48
A.3	Implementación del filtrado	49

Bibliografía

- [1] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House Publishers, 2006. [Online]. Available: https://www.ebook.de/de/product/5318905/steve_c_cripps_rf_power_amplifiers_for_wireless_communications.html
- [2] M. H. Martínez and M. P. Pereira, “Simulation of the OFDM technique for the transmission of digital radio,” *TECCIENCIA*, vol. 7, no. 14, pp. 49–53, feb 2013.
- [3] D. Sharma and D. C. S. Kumar, “An Overview of Elastic Optical Networks and its Enabling Technologies,” *International Journal of Engineering and Technology*, vol. 9, no. 3, pp. 1643–1649, jun 2017.
- [4] P. Vila, *Modulación OFDM*, 2013 (accessed June 24, 2020). [Online]. Available: <https://albertia.wordpress.com/2013/09/05/modulacion-ofdm-wimax-madrid/>
- [5] S. H. Han and J. H. Lee, “An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission,” *IEEE wireless communications*, vol. 12, no. 2, pp. 56–65, 2005.
- [6] M. H. Aghdam and A. A. Sharifi, “PAPR reduction in OFDM systems: An efficient PTS approach based on particle swarm optimization,” *ICT Express*, vol. 5, no. 3, pp. 178–181, sep 2019.
- [7] R. Ramírez, *Sistemas de radiocomunicaciones*, ser. CEDI 2005. Paraninfo, 2005. [Online]. Available: <https://books.google.es/books?id=uNISCgAAQBAJ>
- [8] P. Facundo, “Medición de distorsión en amplificadores de audio,” Universidad Tecnológica Nacional Facultad Regional Mendoza, Tech. Rep., 2005.
- [9] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation distortion in microwave and wireless circuits*. Boston: Artech House, 2003.
- [10] A. Pérez, “Comparación de técnicas de selección de coeficientes en modelos de comportamiento basados en series de Volterra para sistemas de comunicaciones,” Bachelor’s thesis, Universidad de Sevilla, 2018.
- [11] V. N. Manyam, “Mixed-signal predistortion for small-cell 5G wireless nodes,” Theses, Université Paris-Saclay, Nov. 2018. [Online]. Available: <https://pastel.archives-ouvertes.fr/tel-01997230>
- [12] L. Carassale and A. Kareem, “Modeling Nonlinear Systems by Volterra Series,” *Journal of Engineering Mechanics*, vol. 136, no. 6, pp. 801–818, jun 2010.
- [13] J. Kim and K. Konstantinou, “Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory,” *Electronics Letters*, vol. 37, no. 23, p. 1417, 2001.
- [14] A. Kwan, F. Ghannouchi, O. Hammi, M. Helaoui, and M. Smith, “Look-up table-based digital predistorter implementation for field programmable gate arrays using long-term evolution signals with 60 MHz bandwidth,” *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 6, no. 3, p. 181, 2012.
- [15] D. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. Zierdt, and J. Pastalan, “A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 10, pp. 3852–3860, oct 2006.

- [16] P. Kenington, *High-linearity RF amplifier design*. Boston, MA: Artech House, 2000.
- [17] J. Chani-Cahuana, "Digital Predistortion for the Linearization of Power Amplifiers," Bachelor's thesis, Chalmers University of Technology, 2015.
- [18] D. Psaltis, A. Sideris, and A. Yamamura, "A multilayered neural network controller," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 8, no. 2, pp. 17–21, apr 1988.
- [19] C. Eun and E. Powers, "A new Volterra predistorter based on the indirect learning architecture," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 1, pp. 223–227, 1997.
- [20] S. Amin, E. Zenteno, P. N. Landin, D. Ronnow, M. Isaksson, and P. Handel, "Noise impact on the identification of digital predistorter parameters in the indirect learning architecture," in *2012 Swedish Communication Technologies Workshop (Swe-CTW)*. IEEE, oct 2012.
- [21] H. Paaso and A. Mammela, "Comparison of direct learning and indirect learning predistortion architectures," in *2008 IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems*. IEEE, oct 2008.
- [22] M. A. Hussein, V. A. Bohara, and O. Venard, "On the system level convergence of ILA and DLA for digital predistortion," in *2012 International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*. IEEE, aug 2012.
- [23] T. Magesacher and P. Singerl, "Benchmarking of learning architectures for digital predistortion," in *2016 50th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. IEEE, nov 2016.
- [24] R. O'Neill and L. Lopes, "Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals," in *Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. IEEE, 1995.
- [25] X. Li and L. Cimini, "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 5, pp. 131–133, may 1998.
- [26] R. K. Singh and M. Fidele, "An efficient PAPR reduction scheme for OFDM system using peak windowing and clipping," in *2015 Third International Conference on Image Information Processing (ICIIP)*. IEEE, dec 2015.
- [27] H. Enzinger, "Behavioral Modeling and Digital Predistortion of Radio Frequency Power Amplifiers," Ph.D. dissertation, Graz University of Technology, 2018.
- [28] W.-J. Kim, K.-J. Cho, S. P. Stapleton, and J.-H. Kim, "An efficient crest factor reduction technique for wideband applications," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 51, no. 1, pp. 19–26, apr 2007.
- [29] R. Bäuml, R. Fischer, and J. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 22, p. 2056, 1996.
- [30] C.-G. K. Cho, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB®*. John Wiley & Sons, 2010.
- [31] S. Müller and J. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 5, p. 368, 1997.
- [32] S. Müller and J. Huber, "A novel peak power reduction scheme for OFDM," in *Proceedings of 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - PIMRC '97*. IEEE.
- [33] A. Jayalath and C. Tellambura, "Adaptive PTS approach for reduction of peak-to-average power ratio of OFDM signal," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 14, p. 1226, 2000.
- [34] J. Tellado, "Peak Power Reduction for Multicarrier Transmission," Ph.D. dissertation, Stanford University, 2000.
- [35] A. Joshi, D. Bhardwaj, and D. S. Saini, "PAPR reduction in OFDM with FEC (RS-CC and turbo coding) using DHT preceding," in *2012 International Symposium on Instrumentation & Measurement, Sensor Network and Automation (IMSNA)*. IEEE, aug 2012.

- [36] T. Jiang and Y. Wu, "An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 54, no. 2, pp. 257–268, jun 2008.
- [37] S.-H. Wang, C.-P. Li, K.-C. Lee, and H.-J. Su, "A Novel Low-Complexity Precoded OFDM System With Reduced PAPR," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 63, no. 6, pp. 1366–1376, mar 2015.
- [38] M. S. Ahmed, S. Boussakta, B. S. Sharif, and C. C. Tsimenidis, "OFDM Based on Low Complexity Transform to Increase Multipath Resilience and Reduce PAPR," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 12, pp. 5994–6007, dec 2011.
- [39] M. S. Ahmed, S. Boussakta, A. Al-Dweik, B. Sharif, and C. C. Tsimenidis, "Efficient Design of Selective Mapping and Partial Transmit Sequence Using T-OFDM," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 3, pp. 2636–2648, mar 2020.
- [40] J. Davis and J. Jedwab, "Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementary sequences, and Reed-Muller codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 7, pp. 2397–2417, 1999.
- [41] M.-C. Lin, K.-C. Chen, and S.-L. Li, "Turbo coded OFDM system with peak power reduction," in *2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall (IEEE Cat. No.03CH37484)*. IEEE, 2003.
- [42] A. Zolghadrasli and M. H. Ghamat, "A new blind PAPR reduction and error correction method in OFDM system using BCH codes," in *2007 IEEE International Conference on Signal Processing and Communications*. IEEE, 2007.
- [43] P. N. Landin, S. Gustafsson, C. Fager, and T. Eriksson, "WebLab: A web-based setup for PA digital predistortion and characterization [application notes]," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, no. 1, pp. 138–140, feb 2015.

Glosario

- ACPR** *Adjacent-Channel Power Ratio*. 12, 35, 40, 42
- BCH** *Bose-Chaudhuri-Hocquenghem*. 28
- BER** *Bit Error Rate*. 22, 28, 29
- CAF** *Clipping and Filtering*. 22
- CCDF** *Complementary Cumulative Distribution Function*. 6, 32, 33, 51
- CF** *Crest Factor*. III, V
- CFR** *Crest Factor Reduction*. III, V, 20–22, 42–44
- DLA** *Direct Learning Architecture*. 19
- DPD** *Digital Pre-Distortion*. VII, X, 1, 18, 23, 29, 31, 37–44, 51
- DUT** *Device Under Test*. 9–11, 37, 51
- EVM** *Error Vector Magnitude*. 13, 29, 34, 36, 41
- FDM** *Frequency-Division Multiplexing*. 3
- FEC** *Forward Error Correction*. 28
- FFT** *Fast Fourier Transform*. 3, 5
- FIR** *Finite Impulse Response*. 14
- GCS** *Golay Complementary Sequence*. 28
- GMP** *Generalized Memory Polynomial*. 16, 37, 45, 53
- HC** *Hard Clipping*. 21–23, 32, 35, 38, 42, 51
- ICI** *InterCarrier Interference*. 4
- IFFT** *Inverse Fast Fourier Transform*. 3, 5, 6, 25, 26
- ILA** *Indirect Learning Architecture*. 18
- IM3** *Third-Order Intercept Point*. 12
- ISI** *InterSymbol Interference*. 4, 5
- LINC** *LInear amplification using Nonlinear Components*. 17
- LS** *Least Squares*. 18, 19

LTE *Long-Term Evolution*. 1

MP *Memory Polynomial*. 16, 17, 51

NMSE *Normalized Mean Squared Error*. 13, 34, 36, 41

OFDM *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*. III, V, VII, IX, 1–6, 8, 10, 12, 14, 20, 23, 28, 31, 32, 43–45, 51, 52

PA *Power Amplifier*. 1, 14, 37, 38, 42

PAE *Power Added Efficiency*. 14, 40, 42

PAPR *Peak-to-Average Power Ratio*. III, V, VII, IX, X, 1, 6, 20–29, 31–37, 40–43, 45, 51

PRT *Peak Reduction Tone*. 26, 27, 29

PSK *Phase-Shift Keying*. 3

PTS *Partial Transmit Sequence*. X, 25, 26, 29, 51

QAM *Quadrature Amplitude Modulation*. 3, 6

RM *Reed-Muller*. 28

RSPC *Repeated Scaled Peak Cancellation*. VII, X, 23, 35–37, 40, 41, 48, 49, 51

SLM *SeLective Mapping*. 24, 25, 28, 29, 51

SPC *Scaled Peak Cancellation*. III, V, VII, X, 2, 23, 29, 31, 32, 34, 35, 38, 40, 42–45, 47, 51

TC *Turbo Code*. 28

THD *Total Harmonic Distortion*. IX, 11

TI *Tone Injection*. X, 27–29, 51

TR *Tone Reservation*. X, 26, 27, 29, 51

WiMAX *Worldwide Interoperability for Microwave Access*. 1