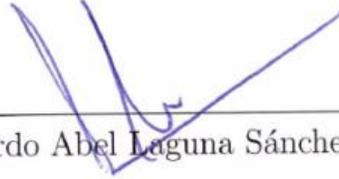


TESIS DEFENDIDA POR

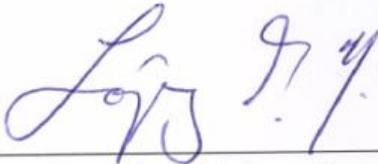
Paulino de Jesús Mendoza Valencia

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ



Dr. Gerardo Abel Laguna Sánchez

Director de Tesis



Dr. Miguel López Guerrero

Miembro del Comité



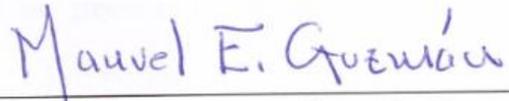
Dr. Alfonso Prieto Guerrero

Miembro del Comité



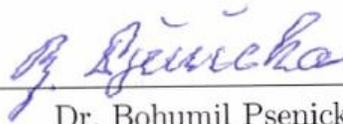
Dr. Fausto Marcos Casco Sánchez

Miembro del Comité



Dr. Manuel Edgardo Guzmán Rentería

Miembro del Comité



Dr. Bohumil Psenicka

Miembro del Comité

13 de diciembre del 2017

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA
UNIDAD IZTAPALAPA**



**Programa de Posgrado en Ciencias
y Tecnologías de la Información,**

**Desarrollo de técnicas de procesamiento digital de señales para la
cancelación de señales de interferencia en presencia de no linealidades en
transceptores de radiofrecuencia**

DOCTORADO EN CIENCIAS

Presenta:

PAULINO DE JESÚS MENDOZA VALENCIA

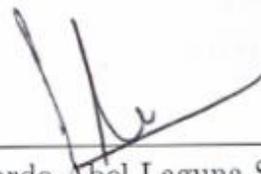
Director de Tesis: Dr. Gerardo Abel Laguna Sánchez

Ciudad de México, México, 13 de diciembre del 2017

RESUMEN de la tesis de **PAULINO DE JESÚS MENDOZA VALENCIA**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de **DOCTORADO EN CIENCIAS Y TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN**, Redes de comunicaciones. Iztapalapa, Ciudad de México, México, 13 de diciembre del 2017.

DESARROLLO DE TÉCNICAS DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES PARA LA CANCELACIÓN DE SEÑALES DE INTERFERENCIA EN PRESENCIA DE NO LINEALIDADES EN TRANSCÉPTORES DE RADIOFRECUENCIA

Resumen aprobado por:



Dr. Gerardo Abel Laguna Sánchez

Director de Tesis

En el presente documento se muestran los resultados obtenidos de la investigación realizada sobre métodos de compensación de los efectos no lineales en los transceptores de RF. La investigación arrojó como resultado un par de algoritmos que cubren dos de los principales problemas no lineales del transceptor. El primero tiene la capacidad de cancelar los efectos de las señales de interferencia que se encuentran fuera del ancho de banda de interés y sus productos no lineales caen en la banda de la señal de interés, en éste se extendieron algoritmos existentes y se utilizó la teoría del muestreo pasa banda para recuperar la información de la señal de interferencia. El segundo se propone como alternativa para mejorar el desempeño del transmisor al predistorsionar la señal para que la respuesta conjunta predistorsionador y amplificador de potencia sea más lineal, mejorando con ello la calidad de la señal transmitida. Ambas propuestas se compararon con algoritmos en el estado del arte.

Palabras Clave: Cancelación de interferencia, comportamiento no lineal en circuitos de radiofrecuencia

*A mis padres, que por
ellos soy quien soy.*

Agradecimientos

Gracias a mis padres, por haberme mostrado el camino a seguir.

Gracias mi esposa, Nayeli, por su apoyo incondicional y por acompañarme en este viaje.

Gracias a mi director de tesis, Dr. Gerardo, por la paciencia que me ha tenido estos años.

Gracias a todos los investigadores, estudiantes y personal del programa de Posgrado en Ciencias y Tecnologías de la Información, por su enseñanza académica.

Gracias al CONACyT y a la UAM, por su apoyo económico.

Contenido

	Página
Dedicatoria	III
Agradecimientos	v
Contenido	vii
Lista de figuras	xi
Lista de tablas	xv
I. Introducción	1
I.1. Hipótesis del trabajo	3
I.1.1. Hipótesis general	3
I.1.2. Hipótesis particulares	4
I.1.3. Idea principal	4
I.2. Objetivos	4
I.2.1. Objetivo general	4
I.2.2. Objetivos específicos	5
I.3. Aportaciones	5
I.4. Metodología	6
I.5. Estructura del documento	8
II. Marco de referencia	11
II.1. El problema de las distorsiones no lineales	11
II.2. Radio cognitivo y radio definido por software	14
II.3. Imperfecciones, no linealidades y sus efectos	15
II.3.1. Las arquitecturas de radio y su relación con las imperfecciones	16
II.3.2. Efectos de las imperfecciones de los componentes en RF y banda base	17
II.4. Estado del arte	21
II.4.1. Clasificación de las propuestas reportadas en la literatura . .	21
II.4.2. Análisis del estado del arte para las propuestas que emplean procesamiento digital de señales	23
II.5. Conclusiones del capítulo	27
III. Algoritmo propuesto para la cancelación de distorsiones no lineales generadas por interferencias fuera de banda	29

Contenido (continuación)

	Página
III.1. Modelo del sistema	31
III.1.1. Distorsión no lineal causada por el amplificador de bajo ruido	31
III.1.2. Distorsión no lineal producida por la etapa de conversión de bajada en un receptor de conversión directa	34
III.1.3. Análisis de relación señal a ruido	38
III.2. Recuperación de la información de la señal de interferencia	42
III.2.1. Método para recuperar la información del interferente mediante circuitería adicional	42
III.2.2. Método para recuperar la información del interferente mediante el uso de las propiedades del muestreo pasa banda	43
III.3. Esquema propuesto para la cancelación de la señal de interferencia .	50
III.3.1. Optimización heurística para encontrar los valores de α_2'' y α_3''	55
III.3.2. Evolución diferencial	56
III.3.3. Algoritmo propuesto para la cancelación de la interferencia .	59
III.4. Simulaciones por computadora y análisis de resultados	61
III.4.1. Características del modelo y de la señal: condiciones de simulación	61
III.4.2. Resultados	62
III.4.3. Efectos de la autointerferencia en el desempeño del compensador	64
III.5. Conclusiones del capítulo	66
IV. Propuesta para un predistorsionador con base en una red neuronal	67
IV.1. Algoritmo para la cancelación de los efectos no lineales en la señal transmitida	67
IV.1.1. Algoritmo propuesto	68
IV.2. Análisis de resultados	71
IV.2.1. Entrenamiento del distorsionador	71
IV.2.2. Punto de operación del amplificador de potencia	72
IV.2.3. Resultados en modo de posdistorsionador	74
IV.2.4. Resultados en modo de predistorsionador	78
IV.3. Conclusiones de capítulo	80
V. Plataforma para la evaluación de los algoritmos de procesamiento digital	85
V.1. La plataforma USRP más GNU-radio	85
V.2. Algoritmos básicos	87
V.2.1. Detección de la trama entrante	89
V.2.2. Estimación de ganancia y de CFO	89
V.2.3. Detección de símbolo de entrenamiento largo	90

Contenido (continuación)

	Página
V.3. Conclusiones de capítulo	94
VI. Conclusiones y perspectivas	95
VI.1. Conclusiones	95
VI.2. Perspectivas	97
REFERENCIAS	97
A. Deducción de la ecuación (9)	105
B. Deducción de σ_{wi}^2	107

Lista de figuras

Figura	Página
1. Imágenes espectrales generadas por la respuesta de un amplificador operando en la región no lineal.	3
2. Diagrama de flujo de la metodología seguida durante la investigación.	8
3. Estructura de compensación propuesto por [48].	24
4. Estructura de compensación propuesto por [22] y [23].	24
5. Estructura de compensación propuesto por [54] y [53].	25
6. Estructura de compensación propuesto por [15] y [14].	26
7. Estructura implementada por [12].	27
8. Ejemplificación del muestreo pasa banda para recuperar la información de la señal interferente. a) Señal después de la conversión de bajada. b) Espectro de la señal después del muestreo pasa banda.	30
9. Representación esquemática de un receptor de conversión directa.	34
10. IP2 calculada como función de $\Delta R'$ para diferentes valores de η	37
11. Gráfica SNR_0 contra $SNR_{efectivo}$ para diferentes valores de IP2, en presencia de una señal interferente 50 dB más grande que la señal de interés.	40
12. Gráfica SNR_0 contra $SNR_{efectivo}$ para diferentes valores de IP2, en presencia de una señal interferente 60 dB más grande que la señal de interés.	41
13. Esquema propuesto por [54] para recuperar la información de la señal interferente.	43
14. Esquema del método propuesto para obtener la información del interferente.	44
15. Espectro obtenido por simulación de la señal antes de usar muestreo pasa banda.	49
16. Espectro obtenido por simulación de la señal después de usar muestreo pasa banda.	50

Lista de figuras (continuación)

Figura		Página
17.	Error cuadrático medio normalizado de la estimación de α_2'' y α_3'' usando el algoritmo de evolución diferencial	57
18.	Diagrama esquemático del compensador.	60
19.	Espectro de la señal deseada afectada por la interferencia.	62
20.	Desempeño de tasa de bit erróneo no codificado: Comparativa entre el algoritmo propuesto y el algoritmo de referencia [54] incluyendo la distorsión de segundo orden.	63
21.	Comparación de constelación de la señal sin compensar contra la constelación de señal compensada.	64
22.	Desempeño de tasa de bit erróneo no codificado: impacto en el desempeño de autodistorsión de la señal interferente	65
23.	Compensador propuesto con base a una red neuronal lineal.	72
24.	Principio de aprendizaje indirecto [10].	73
25.	Caracterización de la respuesta del transmisor.	74
26.	Comparación de la respuesta de la capa analógica, el compensador y la respuesta conjunta de ambos.	75
27.	Comparación de espectro obtenido con PWELCH de las señales a la salida del compensador después de entrenarlos.	76
28.	Constelación recibida sin compensar.	80
29.	Constelación 16QAM recibida a la salida del compensador propuesto por [2].	81
30.	Constelación recibida a la salida del compensador propuesto en este trabajo.	83
31.	Comparación del espectro obtenido, con PWELCH, de las señales después de usar el predistorsionador.	84
32.	Señal OFDM con preámbulos del estándar 802.11a, usada para probar los algoritmos.	88
33.	Salida del detector de símbolo corto (STS).	91

Lista de figuras (continuación)

Figura		Página
34.	Salida del detector del símbolo largo (LTS).	92
35.	Respuesta estimada del canal.	93

Lista de tablas

Tabla	Página
I. ACPR, medido con periodograma para los canales derecho e izquierdo, usando el posdistorsionador	77
II. EVM para cada algoritmo con uso del posdistorsionador	78
III. ACPR después de aplicar el predistorsionador	79
IV. EVM después de aplicar el predistorsionador	82

Capítulo I

Introducción

En esta tesis se estudia la cancelación de la interferencia generada por señales bloqueantes (interferentes) que, por efecto del comportamiento no lineal, interfiere con la señal deseada. Se desarrolla la propuesta para recuperar la información de señal interferente mediante las propiedades del muestreo pasa banda y, así, se realiza la compensación completamente en el dominio digital. Con esta técnica se evita agregar más circuitos analógicos para obtener dicha información.

El comportamiento no lineal de los dispositivos de radiofrecuencia (RF) es un problema importante tanto para el receptor como para el transmisor, sin embargo, el efecto sobre la señal es diferente en cada uno de ellos. En el transmisor, el comportamiento no lineal produce ensanchamiento espectral y una distorsión en banda, como consecuencia la calidad de la señal transmitida es baja. En el receptor la distorsión producida por las no linealidades reduce la capacidad de detección de la información contenida en la señal recibida. En general, el sistema se diseña para que trabaje en la región de operación más lineal, en el receptor esta región sólo puede asegurarse en condiciones controladas. Los receptores que se diseñan sin un filtro SAW (del inglés *surface acoustic wave*) son especialmente sensibles al efecto de otros usuarios en bandas adyacentes. Por todo lo

anterior, es necesario el desarrollo de algoritmos especializados para la cancelación de los efectos que se producen por el comportamiento no lineal de circuito receptor.

Existen múltiples condiciones de operación que pueden llevar al receptor a trabajar en la región no lineal. Para esta investigación se considerará el caso donde la señal no deseada, que provoca la interferencia, se encuentra fuera del ancho de banda ocupado por la señal deseada. También, se considera que la señal no deseada llega a la antena del receptor con mucha mayor potencia que la señal de interés. Más adelante, en el presente documento, se analizan las implicaciones de estas condiciones. Como se sabe, el filtro SAW es usado para remover señales no deseadas fuera de banda. En los diseños que no utilizan el filtro SAW, una señal no deseada puede hacer que el amplificador de bajo ruido trabaje en su región no lineal, provocando que los productos de intermodulación alcancen una potencia considerable. En la figura 1 se ilustran los productos de intermodulación producidos al trabajar en la zona no lineal de los dispositivos. También, se muestra el producto de intermodulación que puede producir interferencia y cómo cae exactamente en la frecuencia central de la señal deseada. Existe un caso específico en el que la interferencia puede comprometer la recepción de la señal, este caso ocurre cuando la potencia de la señal deseada es pequeña y la potencia de la señal que provoca la interferencia es mucho mayor. En este caso, la potencia de la interferencia podría ser comparable con la potencia de la señal deseada. Adicionalmente, si se desea utilizar un receptor de conversión directa, es necesario considerar como fuente de distorsión el producto de intermodulación de orden dos. De hecho, para que este término se vuelva relevante, es necesario que exista un desbalance en el mezclador, lo que se

vuelve aún más problemático en presencia de una fuerte interferencia. Finalmente, en los sistemas de banda ancha que no cuentan con un filtro SAW, la señal que produce la interferencia puede localizarse en cualquier lugar del ancho de banda de operación. En el presente trabajo se supone que el filtro SAW fue remplazado por un filtro de menores prestaciones, pero más fácil de integrar.

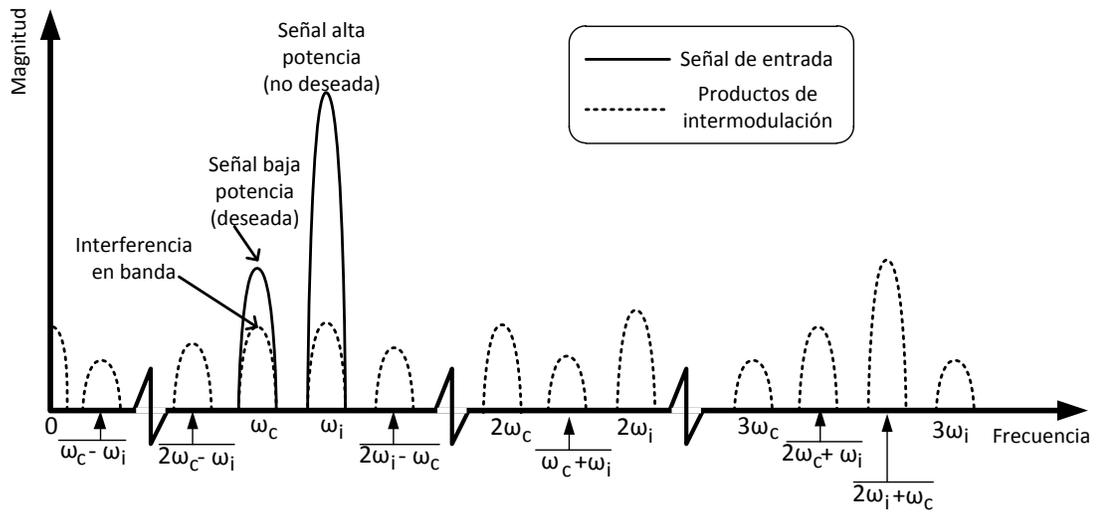


Figura 1: Imágenes espectrales generadas por la respuesta de un amplificador operando en la región no lineal.

I.1. Hipótesis del trabajo

I.1.1. Hipótesis general

Los algoritmos bioinspirados, combinados con técnicas de procesamiento de señales, representan una opción viable para cancelar las interferencias provocadas por señales

que se encuentran fuera de la banda de la señal deseada.

I.1.2. Hipótesis particulares

- Es posible diseñar algoritmos que cancelen el efecto de la señal de interferencia sobre la señal deseada mediante el empleo de la teoría del muestreo pasa banda.
- Es posible diseñar una red neuronal que permita cancelar los efectos de la interferencia producida por el comportamiento no lineal de los dispositivos de radio frecuencia.

I.1.3. Idea principal

La señal de interferencia puede ser manipulada mediante la aplicación de la teoría del muestreo pasa banda. La idea consiste en cambiar la frecuencia del reloj del ADC, en un rango pequeño, para poder capturar tanto a la señal deseada como a la señal interferente. En todo momento, las frecuencias de muestreo serán elegidas de acuerdo a las restricciones que imponga dicha teoría.

I.2. Objetivos

I.2.1. Objetivo general

Desarrollar algoritmos capaces de cancelar la distorsión, que afecta a la señal de interés, producida por las señales de interferencia en bandas adyacentes debidas a la no

linealidad del circuito de recepción. Todo lo anterior, mediante el empleo del procesamiento digital de señales y heurísticas bioinspiradas.

I.2.2. Objetivos específicos

- Desarrollar un algoritmo, con base en la teoría del muestreo pasa banda, para eliminar la necesidad de convertidores de bajada para cada una de las señales que producen interferencia en un receptor de RF.
- Desarrollar un algoritmo para cancelar la distorsión inducida, sobre la señal de interés, por las señales de alta potencia fuera de la banda de interés en un receptor de RF.
- Desarrollar un banco de pruebas que emule el comportamiento de la no linealidad de los circuitos analógicos de recepción y transmisión para, con ello, poder evaluar el desempeño de los algoritmos propuestos.

I.3. Aportaciones

La aportación más importante de este trabajo de investigación es la propuesta de un algoritmo capaz de cancelar la distorsión producida por un interferente fuera de banda. El punto de partida consistió en encontrar las condiciones para que la señal de referencia pudiera ser obtenida mediante muestreo pasa banda. Así, la señal de referencia se utilizó para realizar la cancelación de la interferencia. Se pudo comprobar, mediante simulación

por computadora, que la teoría empleada tiene un gran potencial de aplicación práctica.

Específicamente, del presente trabajo de investigación, se derivan las siguientes aportaciones:

- El análisis de las condiciones de muestreo pasa banda para obtener la información de la señal interferente en un receptor de RF.
- Un algoritmo para la cancelación de la interferencia producida, en receptores de RF, por no linealidades de orden dos y orden tres en un receptor de RF.
- Un algoritmo, para generar la predistorsión del amplificador de potencia, con base en una red neuronal, en un transmisor de RF.

Cabe destacar que estas aportaciones derivaron en el siguiente artículo:

- **Mendoza-Valencia, P.**, Laguna-Sanchez, G. and Prieto-Guerrero, A. (2016), *Digital compensation of second- and third-order nonlinear distortions generated by blocker signals*. IEEJ Transaction on Electrical and Electronic Engineering, 11: 457–466. doi:10.1002/tee.22271

I.4. Metodología

La metodología utilizada en el proyecto de investigación, que da como resultado el presente documento, se muestra en el diagrama de flujo de la figura 2. A continuación, se describen las tareas que componen cada una de las etapas.

- **Planteamiento del problema.** En esta etapa se delimita el problema con base en el conocimiento obtenido durante la revisión de la literatura existente del área de interés. en nuestro caso la aplicación de algoritmos bioinspirados para la mitigación de los efectos de los defectos de la circuitería analógica en los radios usados en comunicaciones inalámbricas digitales.
- **Hipótesis.** En esta etapa, con base en la información obtenida y en las soluciones encontradas en la literatura al problema planteado, se genera una hipótesis sobre una nueva solución al problema planteado. Ésta ha de ser puesta a prueba.
- **Desarrollo de la solución propuesta.** En esta etapa se genera la base teórica y matemática para dar solución al problema planteado que permita confirmar o refutar la hipótesis. En esta etapa se continúa con la investigación bibliográfica.
- **Validación de la solución propuesta mediante simulación.** Se construye un simulador mediante el uso del software Matlab, o similar, para comprobar el desempeño de la solución propuesta. También, debe ser posible evaluar otras soluciones del estado al problema en cuestión, las que servirán de referencia.
- **Comparación con las soluciones reportadas en la literatura.** Sólo se llega a esta etapa cuando la hipótesis es válida, si el algoritmo o solución propuesta no ofrece una mejora cuantitativa respecto de las soluciones reportadas en la literatura será necesario replantear la hipótesis. Si hay una mejora cuantitativa entonces se procede a la publicación de los resultados encontrados.

- **Publicación de resultados.** Al ser satisfactorios, los resultados obtenidos se divulgan sometiendo un artículo a una revista arbitrada, esto valida los resultados obtenidos.

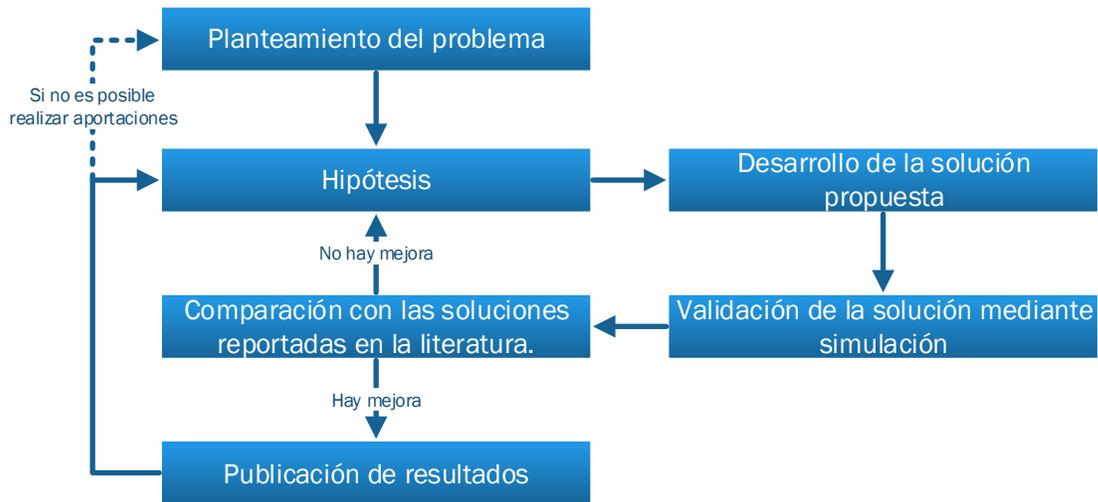


Figura 2: Diagrama de flujo de la metodología seguida durante la investigación.

I.5. Estructura del documento

Esta tesis se desarrolla como sigue: en el capítulo 2 se presenta el marco teórico y el estado del arte en que se sustenta el presente documento; en el capítulo 3 se muestra el desarrollo y los resultados obtenidos con el primer algoritmo propuesto, el algoritmo de cancelación de distorsiones generadas por interferentes fuera de banda es presentado aquí; en el capítulo 4 se muestra el desarrollo y resultados del segundo algoritmo propuesto, el algoritmo propuesto como predistorsionador con base en una

red neuronal lineal; en el capítulo 5 se presenta la plataforma que se ha utilizado para probar experimentalmente algunos algoritmos; finalmente, en el capítulo 6 se presentan las conclusiones de este trabajo de investigación y se proponen las rutas posibles que esta investigación puede tomar.

Capítulo II

Marco de referencia

II.1. El problema de las distorsiones no lineales

La industria de la electrónica integrada detonó una revolución en todas las áreas con las que se relaciona, incluyendo los sistemas de comunicaciones inalámbricas. Esta revolución tiene como principal motor la reducción de los costos de producción. En este sentido, la tendencia principal sigue la premisa de integrar todos los subsistemas en el mismo dado de silicio. Esto significa que cualquier componente discreto será eventualmente integrado en el mismo chip.

Actualmente, es fácil encontrar circuitos de radio integrados con los circuitos digitales. Este tipo de tecnologías posibilitan la próxima generación de sistemas de comunicación inalámbricos [54], que involucran esencialmente dos paradigmas: 1) El *radio cognitivo*, propuesto originalmente en [30], que posibilita el uso más eficiente del espectro, pero requiere de diseños cada vez más complejos para poder explotar todas las ventajas de este paradigma. 2) Los *radios definidos por software* (SDR, por sus siglas en inglés), que son muy flexibles y toman ventaja del procesamiento digital de señales para mejorar el desempeño de la circuitería de radio frecuencia (RF). De hecho, este

paradigma ayuda a hacer posible la cristalización del ideal del radio cognitivo.

En la actualidad, los dispositivos de RF trabajan en anchos de banda muy amplios, con varios estándares de comunicación y diferentes modos de operación [33]. Comúnmente, los radios modernos utilizan conmutadores para seleccionar los subsistemas con los que trabaja en un modo de operación dado. La integración de los componentes necesarios para sintonizar los circuitos de radio, aunado a los efectos de la alta integración, disminuyen el desempeño del dispositivo a consecuencia del incremento en la variabilidad del proceso de manufactura.

En este contexto, surge el enfoque del *radio sucio* [11], que sugiere que todos los efectos indeseables de la circuitería analógica pueden ser eventualmente compensados con la ayuda del procesamiento digital. Actualmente, es conveniente que la circuitería de RF sea diseñada con capacidades de sintonización, además de incluir capacidad de cómputo para realizar el procesamiento digital de señales que permita compensar los efectos de las imperfecciones, así como calibrar la circuitería analógica [7].

Especialmente, sería muy conveniente diseñar un procesador digital de señales que permita limpiar la señal de la distorsión inducida al trabajar en regiones con respuestas no lineales (*no linealidades*) [49]. Sin embargo, se enfrentan algunas dependencias, muy complicadas de caracterizar, cuando se intenta mitigar varias imperfecciones al mismo tiempo. Ejemplos de estas imperfecciones son la respuesta no lineal, desbalance entre las rama I (del inglés *In phase*) y Q (del inglés *in Quadrature*) y la presencia de corriente directa.

El comportamiento no lineal en los receptores es producto de algunas imperfecciones

de la electrónica y tiene consecuencias potencialmente catastróficas en presencia de interferentes fuertes. El control de estas imperfecciones se vuelve crítico si aunamos el hecho de que es común que los radios modernos no incluyan un filtro SAW.

La función del filtro SAW es remover señales fuera de banda. Sin éste, la protección que tiene el receptor ante la presencia de señales fuertes fuera de banda es menor [54, 53, 27]. Las señales de interferencia son potencialmente peligrosas si la señal deseada es débil. En estas condiciones, los productos de intermodulación producidos, que aparecen como resultado de las imperfecciones de la circuitería analógica, tienen una potencia comparable con la potencia de la señal de interés.

Más adelante veremos que, en la literatura especializada, ya se han propuesto diversas técnicas de procesamiento digital de señales para compensar este tipo de distorsión. En particular, vale la pena mencionar que las primeras ideas para cancelar productos de intermodulación cruzada fueron presentadas en [48] y que publicaciones subsecuentes han mejorado el algoritmo propuesto. La propuesta original se encuentra limitada al rango de frecuencia definido por la frecuencia de Nyquist pero, como veremos, ésta es una consideración poco práctica, sobre todo, si se toma en cuenta que los sistemas se encuentran limitados a un rango finito de operación. Por ejemplo, no siempre es posible incrementar la frecuencia de muestreo, para muestrear la información de señal interferente, especialmente en aquellos casos con fuertes restricciones de consumo de potencia.

II.2. Radio cognitivo y radio definido por software

En el estado actual de la tecnología, el diseño e implementación de los sistemas de RF se han beneficiado al poder desarrollar sistemas más flexibles y altamente configurables por software. Estos sistemas son capaces de trabajar con diferentes tipos de forma de onda, diferentes interfaces de radio y diferentes bandas de frecuencia. En consecuencia, esta flexibilidad operativa posibilita la fabricación de dispositivos que pueden trabajar con los diferentes estándares existentes.

La flexibilidad resultante es muy conveniente, sobre todo, en un contexto donde prevalece la necesidad de adaptar, en muy corto plazo, los diseños a los estándares que van surgiendo. Términos tales como *radio multimodal*, *radio multiestándar* y *radio multibanda* son usados en la literatura especializada [5] y, todos ellos, se pueden agrupar dentro del concepto *radio definido por software*.

Adicionalmente, a fin de poder disminuir los tiempos en los que un producto llega al mercado, han surgido paradigmas de diseño como el que se denomina *radiofrecuencia sucia* o *radio sucio*. El concepto de radiofrecuencia sucia fue propuesto originalmente por Michael Löhning *et al.*, en el año de 2005, en el artículo intitulado *Dirty RF: A New Paradigm* [11]. Los autores de este artículo proponen que, mediante procesamiento digital de señales, se pueden mitigar todos los efectos *sucios*. Incluso, es posible relajar los requerimientos de diseño analógico asumiendo la existencia de una etapa de procesamiento digital de señales. Todo esto ha supuesto un reto importante para las técnicas de procesamiento digital de señales avanzadas y su implementación en los dispositivos

digitales de banda base.

Dentro de la misma tendencia, de radios altamente configurables, también surge el concepto de *radio cognitivo*. Propuesto por Joseph Mitola III *et al.*, en el año de 1999 [30]. Este concepto propone cambiar el paradigma de diseño de los radios para hacer un uso más eficiente del espectro electromagnético. En este nuevo paradigma, la interfaz de radio debería ser diseñada para ejecutar algoritmos complejos que le permitan maximizar la eficiencia en el uso del espectro radioeléctrico. La idea es que el radio pueda trabajar en un amplio rango del espectro electromagnético, desde unos cientos de mega Hertz hasta algunas decenas de giga Hertz [4]. En esencia, el radio cognitivo debe ser consciente de su entorno y adaptarse a éste. De hecho, tal flexibilidad puede ser alcanzada por un SDR.

Desde la perspectiva que nos ocupa, el reto de la implementación del radio cognitivo consiste en que se requieren interfaces de radio altamente configurables y de algoritmos avanzados de procesamiento digital señales [17]. Tal es el nicho de oportunidad en el que nos hemos enfocado.

II.3. Imperfecciones, no linealidades y sus efectos

Hemos señalado que la evolución de las comunicaciones inalámbricas está elevando significativamente la complejidad de la circuitería de RF. En la actualidad, los circuitos analógicos de RF están altamente integrados con la circuitería digital, la circuitería del mezclador y la circuitería analógica de banda base. Es por ello que los dispositivos de RF

presentan problemas que se exacerban al migrarse hacia geometrías más pequeñas. Estos problemas se deben a las variaciones de temperatura, voltaje y del proceso de fabricación [16, 52, 39, 43]. Adicionalmente, los circuitos de RF utilizan elementos pasivos tienen factores de calidad impredecibles y elementos parásitos con tolerancias muy amplias [49]. No obstante, la industria sigue empujando hacia una mayor integración de los sistemas. Por todo ello, son bien acogidas todas las propuestas con nuevas técnicas que permitan operar estos radios, en forma eficiente, a pesar de todas las imperfecciones mencionadas.

II.3.1. Las arquitecturas de radio y su relación con las imperfecciones

El proceso de diseño de la circuitería de la parte analógica de un radio se vuelve sumamente complejo debido a que ésta debe cumplir los requerimientos de linealidad, selectividad y adaptabilidad. Las características en la tecnología de integración determinan el proceso de diseño de la circuitería analógica del radio y de la arquitectura del circuito de radio.

Las arquitecturas para los dispositivos de radio se clasifican en dos grupos: radios superheterodinos y radios de conversión directa. Los radios con arquitectura de superheterodino realizan la conversión de bajada, desde radiofrecuencia a banda base, con al menos dos conversiones de frecuencia. Por su parte, los radios con arquitectura de conversión directa, también llamada Zero-IF u homodino, realizan la conversión de bajada,

desde RF a banda base, con sólo una conversión de frecuencia.

Actualmente, también se emplea una versión de la arquitectura de radio superheterodino llamada Low-IF, en ésta la señal se lleva muy cerca de banda base para, luego, ser digitalizada y, una vez en el dominio digital, es llevada a banda base por un demodulador digital.

De acuerdo a la arquitectura elegida, los radios pueden desempeñarse mejor ante ciertas imperfecciones. El radio superheterodino fue ampliamente implementado, durante décadas, debido a que es más robusto ante varias imperfecciones. Específicamente, tenemos el rechazo de productos de intermodulación de orden dos, que se lograba gracias a la presencia de filtros SAW entre las etapas de conversión de bajada.

Por su parte, el radio homodino gana terreno en la actualidad, ya que la tecnología reciente hace que las ventajas del radio heterodino desaparezcan debido a la alta integración [13]. El principal obstáculo de la arquitectura heterodina es la necesidad del filtro SAW entre las etapas de conversión de frecuencia.

A continuación, presentamos las principales imperfecciones que se observan en cada uno de los bloques funcionales del radio.

II.3.2. Efectos de las imperfecciones de los componentes en RF y banda base

Desplazamiento de corriente directa (DC offset)

Debido a que el aislamiento entre los puertos del oscilador local y el puerto de entrada

de la señal de RF no es perfecto, así como entre las etapas de amplificación (por ejemplo, el LNA (del inglés *low noise amplifier*)), el automezclado de la señal del oscilador local, consigo misma, puede generar señales de interferencia con componentes en corriente continua o muy cercanas a ésta, como se refiere en algunos trabajos [49, 13, 29, 48].

Estas señales interferentes degradan la calidad de la señal deseada que se encuentra en el mismo rango de frecuencias. Este caso ocurre típicamente en los escenarios de recepción de conversión directa, en los que la señal deseada aparece en banda base, después de la conversión de bajada realizada por los mezcladores. Por lo tanto, es necesario realizar la compensación del desplazamiento de corriente directa.

En el caso de desplazamientos dinámicos de corriente directa, éstos pueden ser vistos como casos especiales de distorsión no lineal de segundo orden, que son explicados con más detalle en [28, 8].

El modelo para el desplazamiento en corriente directa. Puede ser expresado por

$$y(t) = x(t) + c, \quad (1)$$

donde $x(t)$ es la representación compleja pasa bajas de la señal deseada y c es una constante compleja.

Desbalance entre ramas I y Q

Cualquier implementación para el procesamiento de una señal compleja, incluyendo, por ejemplo, el mezclado de I/Q , se realiza con base en el procesamiento de dos señales reales paralelas. Entonces cualquier desviación en la amplitud nominal o fase característica se denomina desbalance entre ramas I y Q (I/Q *imbalance* o I/Q *mismatch*)

y resulta de una modulación cruzada entre las frecuencias espejo de la señal compleja correspondiente, como se explica en [49].

Los desbalances en amplitud pueden ser del orden del 10% y el desbalance de fase puede ser del orden de 10 grados [46, 18].

No linealidades

La señal es distorsionada por cualquier falta de linealidad que se encuentre en la ruta de propagación. Las fuentes típicas de esta distorsión, tanto en el transmisor como en el receptor, son los amplificadores y los mezcladores. En el receptor, los componentes que pueden presentar respuesta no lineal son principalmente el amplificador de bajo ruido y el mezclador. En el transmisor, típicamente es el amplificador de potencia. Adicionalmente, existen otras dos fuentes de distorsión: a) la distorsión armónica de señal modulada y b) la distorsión provocada por otras señales que caen dentro de la banda de interés.

Es común modelar las no linealidades mediante una expansión en series. En nuestro caso, la expresión matemática para representar la no linealidad sin memoria es

$$y(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x(t)^2 + \alpha_3 x(t)^3 + \dots + \alpha_n x(t)^n \quad (2)$$

donde $\alpha_1, \dots, \alpha_n$ representan las ganancias de cada una de las componentes y $x(t)$ es la señal real que pasa por el componente que carece de linealidad.

En el caso de los componentes que se encuentran en la etapa de radio frecuencia, puede ser extraído, a partir de la ecuación 2, un modelo complejo pasa bajas. El modelo complejo pasa bajas sirve para proponer el filtro que cancela el efecto de la no linealidad.

Si también se desean cancelar los efectos de memoria en el dispositivo, es necesario considerar un modelo que contemple estos efectos, por ejemplo, un modelo con base en una serie de Volterra [10].

Uno de los supuestos de diseño es que el dispositivo trabaje en la región lineal, de tal forma que la respuesta no lineal es significativa únicamente cuando se utiliza una señal de gran magnitud, en cuyo caso el producto de intermodulación provocado por la no linealidad interfiere con la señal deseada.

Para caracterizar el comportamiento no lineal se utilizan algunas medidas propuestas en la literatura especializada. Para empezar, la distorsión se denomina de acuerdo al orden de la no linealidad que la genera.

La distorsión por intermodulación de tercer orden (IMD3, del inglés *third order intermodulation distortion*), es producida principalmente por la respuesta no lineal del amplificador de bajo ruido. La distorsión por intermodulación de segundo orden (IMD2, del inglés *second order intermodulation distortion*) es producida por la respuesta no lineal del mezclador, aunque también el amplificador de bajo ruido puede contribuir.

Por otra parte, las figuras de mérito usadas para caracterizar la respuesta no lineal de los sistemas son las denominadas como IIP2 e IIP3 (IIP n , del inglés *input referred intersection point of order n*). Éstas se definen como el punto ideal donde la señal producida por la ganancia lineal y la distorsión de intermodulación (IMD) tienen la misma potencia a la salida, medido respecto a la potencia de entrada. El dígito n hace referencia al grado de la no linealidad que se está caracterizando. En la práctica, la potencia a la salida del sistema está limitada por el punto de saturación. Estas figuras

de mérito se relacionan con las ganancias de las componentes de la ecuación 2 [19, 36].

II.4. Estado del arte

La idea de que un dispositivo puede corregir, en el dominio digital, los efectos de las no linealidades ya ha sido propuesta con anterioridad. Por ejemplo, S.P. Stapleton *et al.* [44, 34] propusieron, en 1992, utilizar una técnica de poscompensación para corregir en el receptor la distorsión de amplitud y fase provocada por el amplificador de potencia en el transmisor. Sin embargo, la idea seminal para nuestro trabajo de investigación fue publicada por Valkama *et al.*, en 2006 [48], los autores propusieron usar un posdistorsionador digital para cancelar la interferencia producida por señales fuera de banda. A continuación, se presenta una clasificación de otras soluciones propuestas en la literatura especializada.

II.4.1. Clasificación de las propuestas reportadas en la literatura

Las soluciones propuestas a nuestro problema se pueden clasificar en tres grupos, los que se enlistan a continuación:

1.- Corrección analógica. Propuestas para mejorar la linealidad de la circuitería analógica. La intermodulación cruzada ocurre debido a la no linealidad en el circuito del amplificador de bajo ruido. Por consiguiente, entre más lineal sea el circui-

to, menor será la componente de distorsión que se genere a la salida del mismo. Por lo tanto, una buena parte de los esfuerzos están dirigidos hacia el diseño de circuitos cada vez más lineales. Varios trabajos relacionados con esta clasificación pueden ser encontrados en la literatura, por ejemplo, [21].

2.- Cancelación digital pura. Propuestas para cancelar el efecto de la interferencia exclusivamente mediante procesamiento digital de señales puro. Los algoritmos propuestos por los autores en esta clasificación son de especial importancia para nuestra investigación, ya que éstos proporcionan la base teórica necesaria, además de servir como punto de referencia para comparar las propuestas desarrolladas en esta investigación, por ejemplo, [48], [15] y [14].

3.- Cancelación híbrida. Propuestas para cancelar el efecto de la interferencia mediante procesamiento digital de señales combinado con circuitería analógica. En esta rama se engloban las soluciones en las que se agrega circuitería analógica (que pueden ser generadores de términos no lineales, mezcladores, dispositivos ADC, entre otros) para facilitar la compensación mediante procesamiento digital de señales. Los avances en esta área son de gran interés en el tema que nos ocupa, como se verá más adelante. La compensación final se realiza por el procesador digital de señales, por ejemplo, [54], [22], [23] y [53].

II.4.2. Análisis del estado del arte para las propuestas que emplean procesamiento digital de señales

Iniciaremos el análisis con la solución propuesta en el artículo [48], publicado en 2006. Los autores presentan las ideas generales de la cancelación de señales interferentes; analizan las ventajas y desventajas de un dispositivo de cancelación de interferencias; y desarrollan un marco teórico, bastante sólido, que se ha convertido en una referencia obligada dentro de las publicaciones del tema. El diagrama simplificado de la solución propuesta se muestra en la figura 3. Se trata de desarrollar un mecanismo de cancelación de interferencias que sea puramente digital. Sin embargo, la principal limitación de la propuesta reside en que sólo puede cancelar interferencias provocadas por señales que están dentro del ancho de banda que el dispositivo de muestreo puede convertir. De acuerdo con los autores, el artículo presenta una demostración de concepto, por lo que muchos aspectos prácticos de implementación no fueron abordados. No obstante, este trabajo sentó las bases para otros análisis. Esta publicación es considerada como el artículo seminal de nuestra investigación.

En el trabajo reportado en los artículos [22] y [23], publicados en 2008 y 2009 respectivamente, los autores proponen el diseño de una interfaz de radio con arquitectura de conversión directa, para sistemas de banda ultra ancha, y logran mejorar la linealidad al implementar un generador de términos cúbicos en el dominio analógico. A la señal, generada por el generador de términos cúbicos, se le realiza una conversión de bajada y, finalmente, se pasa del dominio analógico al dominio digital, en una rama alterna a

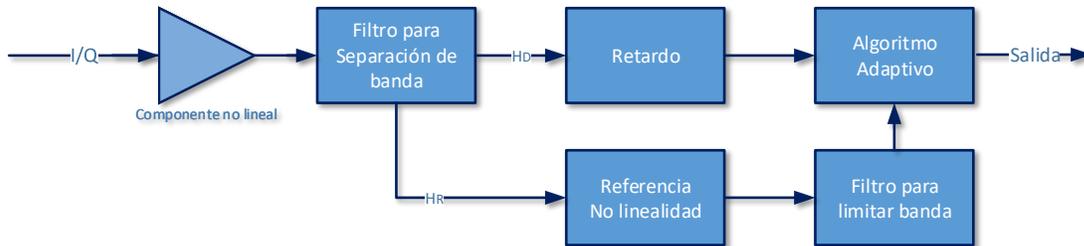


Figura 3: Estructura de compensación propuesto por [48].

la que sigue la señal deseada. El diagrama simplificado de la propuesta se muestra en la figura 4. Aunque esta propuesta resulta interesante, sólo tiene valor práctico cuando se combinan dos señales interferentes y su producto de intermodulación cae en la banda de interés, por lo que sólo mejorara el desempeño en este caso particular.

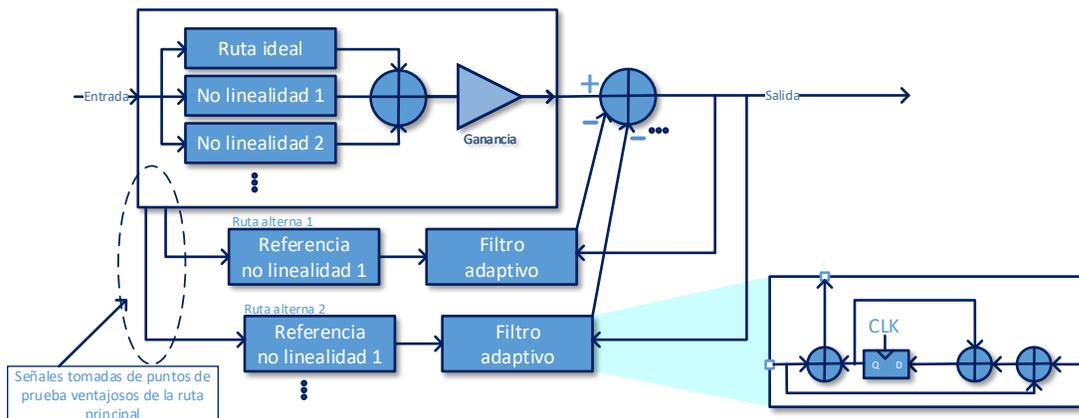


Figura 4: Estructura de compensación propuesto por [22] y [23].

Por su parte, los autores de los artículos [54] y [53], publicados en 2008 y 2009 respectivamente, proponen hacer la conversión de bajada de la señal interferente en

una ruta paralela. El diagrama simplificado de la solución propuesta se muestra en la figura 5. Los autores proponen un esquema de mínimos cuadrados como función de costo y comparan el desempeño del estimador con la cota de Cramér-Rao. Si bien el análisis matemático resulta interesante, ya que describe perfectamente al problema, éste sigue teniendo el problema de que requiere una ruta de conversión de bajada para cada interferente.

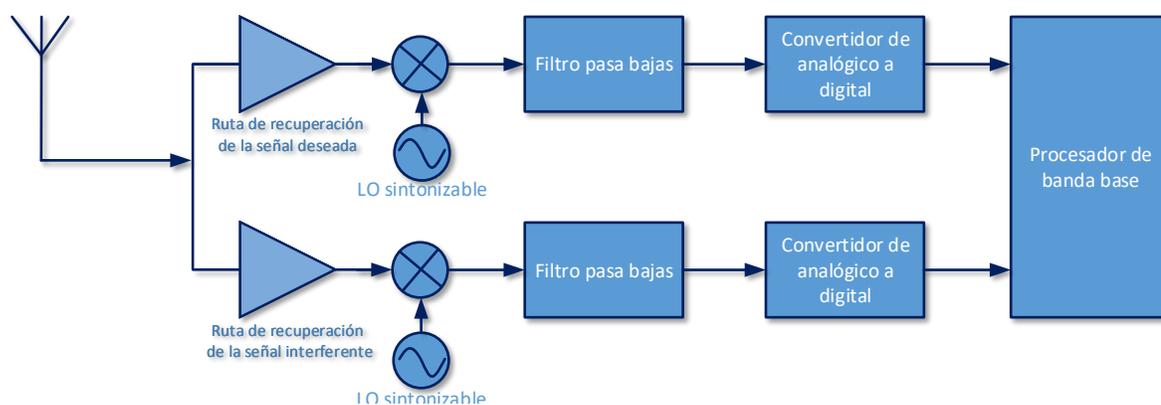


Figura 5: Estructura de compensación propuesto por [54] y [53].

Por otra parte, en el artículo [27], publicado en 2010, los autores presentan un análisis amplio para el problema de modulación cruzada e intermodulación provocadas por no linealidades de tercer orden. El contexto resulta atractivo ya que se plantea el problema para la tecnología de radios cognitivos y televisión digital terrestre. Este artículo deja en claro la necesidad de contar con soluciones altamente eficientes al problema de interferentes, ya que se afirma que éstas se convertirán en la piedra angular para la convivencia, en el espectro electromagnético, de los dispositivos que aprovechen las ventajas que ofrece el radio cognitivo.

Los autores de [15] y [14], trabajos publicados en 2012, presentan una nueva perspectiva del problema. Se aborda el problema de que un mismo dispositivo transmita y reciba por diferentes antenas al mismo tiempo. En este caso, la señal de la antena transmisora llega con gran potencia a la receptora. La solución propuesta consiste en proveer la información que se está transmitiendo al dispositivo de cancelación de la etapa receptora. El diagrama simplificado de la propuesta se muestra en la figura 6. Aunque reciente, se trata de una solución con un avance marginal en el estado del arte del problema.

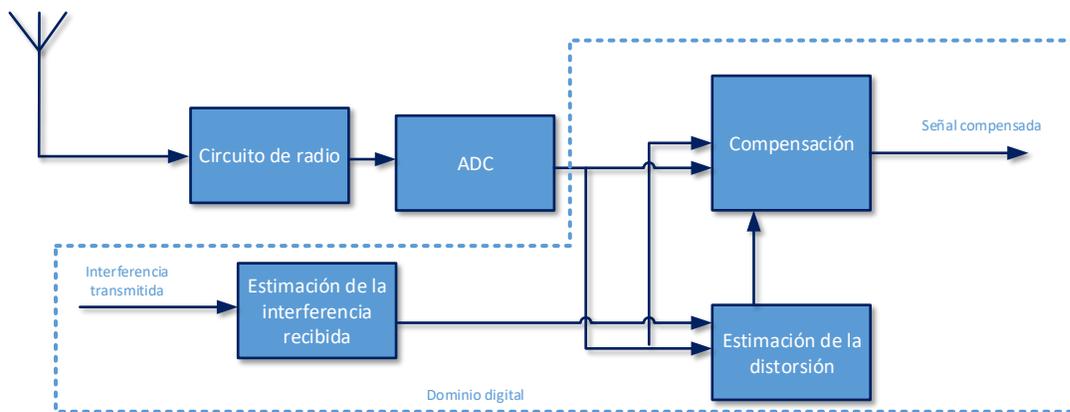


Figura 6: Estructura de compensación propuesta por [15] y [14].

En otro esfuerzo, los autores de [12] presentan una implementación de un cancelador para las tarjetas USRP (del inglés *universal software radio peripheral*). El diagrama simplificado de la solución propuesta se muestra en la figura 7. Si bien la implementación del cancelador se hace de una manera clásica, el aporte del trabajo se encuentra en la demostración práctica del cancelador en sí. Sin embargo, las condiciones de prueba están lejos de las condiciones reales y las señales de prueba pueden no ser las óptimas

para atacar el problema.

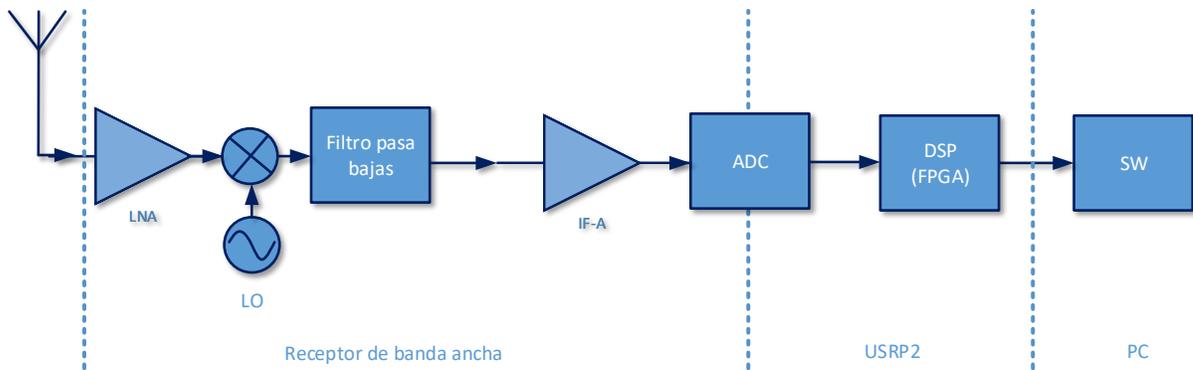


Figura 7: Estructura implementada por [12].

II.5. Conclusiones del capítulo

Como se puede apreciar, el mismo problema puede ser abordado desde diferentes perspectivas. De hecho, existe más trabajo reportado en la literatura relacionado con el tema, por ejemplo, los que abordan problemas similares con modelos [20] o circuitos altamente lineales [21]. Sin embargo, las publicaciones que son comentadas aquí con más detalle representan suficientemente al estado de arte de las propuestas de solución al problema de interferencias generadas por señales fuera del ancho de banda de interés.

En este punto, es pertinente recalcar que dos son las ideas que distinguen la propuesta de solución de nuestra investigación con respecto a las soluciones existentes: la aplicación de técnicas bioinspiradas y el empleo de la teoría del muestreo pasa banda.

En nuestra propuesta, por una parte, se demuestra la utilidad de las técnicas bio-

inspiradas para la solución al problema. Por la otra, se sugiere aprovechar la teoría de muestreo pasa banda para resolver el problema de la conversión de bajada de la señal que genera la interferencia. Se trata de emplear la teoría del muestreo pasa banda para superar la limitación de la teoría del muestreo pasa bajas (más utilizada en la práctica), que sólo nos permite ver las señales dentro del ancho de banda del ADC.

Capítulo III

Algoritmo propuesto para la cancelación de distorsiones no lineales generadas por interferencias fuera de banda

En este capítulo se presenta nuestra propuesta para obtener la información de la señal interferente, por medio de submuestreo (un procedimiento sencillo de diezrado). Se trata de emplear procesamiento digital de señales en lugar de agregar otro convertidor de bajada. La idea consiste en tomar ventaja de las propiedades del submuestreo, para recuperar la información de la señal interferente, moviendo el espectro de la señal dentro de la frecuencia de Nyquist. Esta idea se muestra en la figura 8, la señal bloqueante se submuestra de tal forma que la imagen producida no interfiera a la señal deseada. Con el algoritmo propuesto es posible compensar los efectos no lineales, de segundo y tercer orden, introducidos en banda base. De acuerdo a nuestra investigación, en la literatura no se ha propuesto ningún otro algoritmo capaz de compensar la interferencia generada por señales que se encuentran fuera del ancho de banda de Nyquist y que utilice la teoría de submuestreo para hacer frente a esa limitación.

El capítulo se divide en cinco secciones. En la sección 1 se presenta la extracción del modelo con no linealidades para el receptor de conversión directa que considera tanto

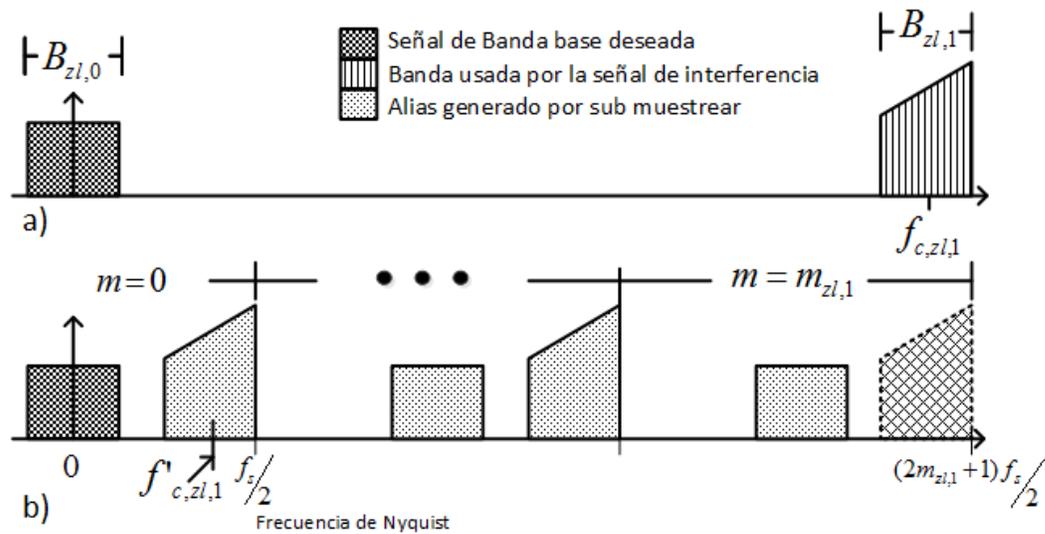


Figura 8: Ejemplificación del muestreo pasa banda para recuperar la información de la señal interferente. a) Señal después de la conversión de bajada. b) Espectro de la señal después del muestreo pasa banda.

no linealidades de orden 2 como de orden 3. Este modelo será utilizado para construir el filtro de cancelación. En la sección 2 se trata el problema de la adquisición de las señales usando un único convertidor de analógico a digital. En esta sección se propone el uso que se le dio a la teoría de muestreo pasa banda y se obtienen las condiciones de muestreo para recuperar ambos anchos de banda sin traslape. La sección 3 presenta la teoría para la construcción del filtro de cancelación. La sección 4 presenta los resultados obtenidos mediante simulación por computadora. Por último, la sección 5 presenta las conclusiones del capítulo.

III.1. Modelo del sistema

En la circuitería, de un receptor de RF, se conocen algunas fuentes típicas de distorsión no lineal. El amplificador de bajo ruido (LNA, del inglés *Low Noise Amplifier*) es la principal fuente de distorsión no lineal de orden tres. La magnitud de esta distorsión puede ser muy grande si la potencia señal de interferencia es muy alta. Por otro lado, En los receptores que utilizan conversión directa, los productos de intermodulación de orden dos también son relevantes. Esta interferencia es producida por algunos desbalances en la circuitería del mezclador [28]. En la literatura, es posible encontrar algunas técnicas para mejorar el rechazo de los productos de intermodulación de segundo orden. Estas técnicas hacen uso de nodos de calibración, en la circuitería, para compensar el desbalance [9, 38]. La compensación digital puede ayudar a mejorar el rechazo de la distorsión residual debida a las limitaciones que tienen los nodos de calibración, pero la ventaja de contar con compensación digital puede ser mayor si se trabaja con señales interferentes fuertes.

III.1.1. Distorsión no lineal causada por el amplificador de bajo ruido

Para propósitos de análisis, se propone el empleo de un modelo polinómico sin memoria. De acuerdo con [48], una buena aproximación del comportamiento no lineal del LNA se puede representar por

$$y_p(t) = \alpha_1 v(t) + \alpha_2 v(t)^2 + \alpha_3 v(t)^3 + \omega_p(t) \quad (3)$$

donde $v(t)$ y $y_p(t)$ son las señales de entrada y de salida, respectivamente; $\omega_p(t)$ representa el ruido aditivo Gaussiano; y α_1 , α_2 , α_3 son constantes reales. α_1 representa la ganancia lineal del LNA, α_2 se relaciona con el *IP2* (del inglés *second-order interception point*) por

$$IP2 = \frac{|\alpha_1|}{|\alpha_2|}, \quad (4)$$

y α_3 se relaciona con el *IP3* (del inglés *third-order interception point*) por

$$IP3 = \sqrt{\frac{4|\alpha_1|}{3|\alpha_3|}}, \quad (5)$$

que puede ser expresado como función de punto de compresión de 1 dB. Típicamente, el punto de compresión de 1 dB se encuentra aproximadamente 10 dB por debajo del *IP3*.

La señal de entrada $v(t)$ está definida por

$$v(t) = \text{Re}\{z_{l,0}(t)e^{j\omega_0 t} + z_{l,1}(t)e^{j\omega_1 t} + \dots + z_{l,n}(t)e^{j\omega_n t}\}, \quad (6)$$

donde $z_{l,0}(t)$ es la envolvente compleja pasa bajas de la señal, después de ser distorsionada por el canal, que corresponde a la señal transmitida $x_{l,0}(t) = x_{l,0I}(t) + jx_{l,0Q}(t)$, centrada en la frecuencia ω_0 , y $z_{l,1}(t), \dots, z_{l,n}(t)$ son las envolventes complejas pasa bajas de la señal de interferencia, centradas en las frecuencia $\omega_1, \dots, \omega_n$, respectivamente.

La relación entre $z_{l,0}(t)$ y la señal transmitida $x_{l,0}(t)$ está definida por

$$z_{l,0}(t) = x_{l,0}(t) \star h_{l,0}(t), \quad (7)$$

donde $h_{l,0}(t)$ es la respuesta equivalente pasa bajas del canal. En esta investigación, la envolvente compleja pasa bajas $x_{l,0}(t)$ se asumió como una señal modulada por división

de frecuencias ortogonales, OFDM (del inglés *orthogonal frequency division multiplexing*) y \star representa el operador convolución. Con propósitos de análisis, también se supone que la señal recibida únicamente incluye a la señal deseada más las distorsiones generadas por una única señal de interferencia. Bajo esta última suposición, la señal a la entrada del LNA está definida por

$$v(t) = \text{Re}\{z_{l,0}(t)e^{j\omega_0 t} + z_{l,1}(t)e^{j\omega_1 t}\}, \quad (8)$$

después del LNA, por efecto de la respuesta no lineal, cada componente producirá productos de autodistorsión y productos de modulación cruzada. La respuesta del LNA está descrita por (ver apéndice A)

$$v_{lna}(t) = \text{Re}\{z'_{l,0}e^{j\omega_0 t} + z'_{l,1}e^{j\omega_1 t}\} + \omega_p(t), \quad (9)$$

donde

$$z'_{l,0}(t) = \alpha_1 z_{l,0}(t) + \frac{3}{4}\alpha_3 z_{l,0}(t)|z_{l,0}(t)|^2 + \frac{3}{2}\alpha_3 z_{l,0}(t)|z_{l,1}(t)|^2, \quad (10)$$

$$z'_{l,1}(t) = \alpha'_1 z_{l,1}(t) + \frac{3}{2}\alpha'_3 |z_{l,0}(t)|^2 z_{l,1}(t) + \frac{3}{4}\alpha'_3 |z_{l,1}(t)|^2 z_{l,1}(t), \quad (11)$$

α'_1 es la ganancia lineal y α'_3 la ganancia de la no linealidad de tercer orden en la banda ocupada por la señal interferente. Existen algunos otros productos no lineales, pero son despreciables por que caen fuera de la banda de interés y se espera que los

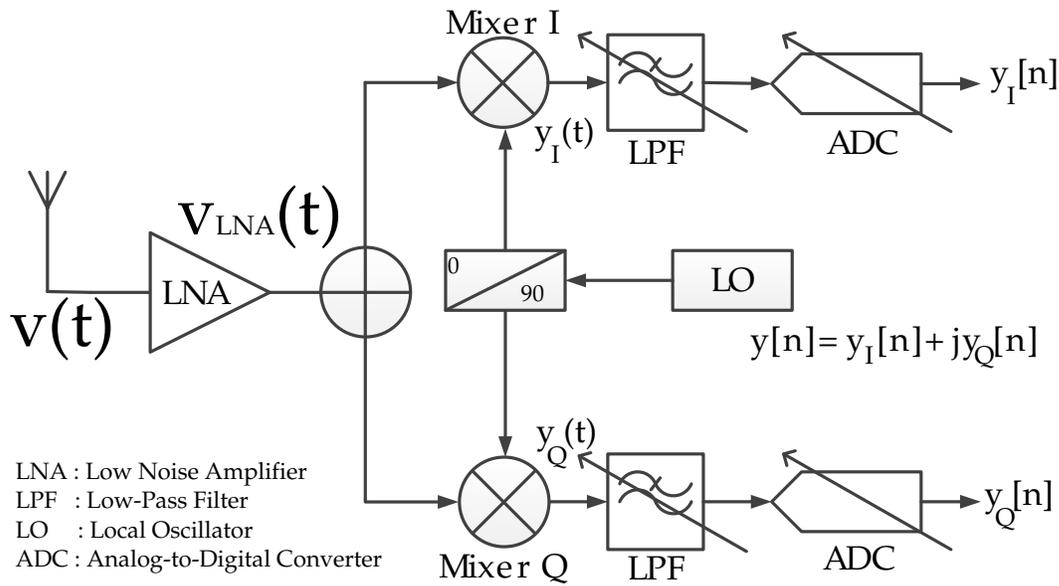


Figura 9: Representación esquemática de un receptor de conversión directa.

circuitos analógicos, a la salida del LNA, tengan una respuesta pasa banda [13]. Todos los términos no lineales producidos se muestran con detalle en el apéndice A.

III.1.2. Distorsión no lineal producida por la etapa de conversión de bajada en un receptor de conversión directa

El modelo de comportamiento empleado fue propuesto en [24]. Éste explica que el amplificador de transconductancia es la principal fuente de distorsión no lineal. De hecho, la respuesta de la etapa inicial de transconductancia se puede expresar como

$$i_{RF} = g_m[v_{in}(t) + \alpha_{2mix}v_{in}(t)^2 + \alpha_{3mix}v_{in}(t)^3 + \dots], \quad (12)$$

donde i_{RF} es la corriente de salida; g_m es la ganancia de transconductancia; α'_2 y α'_3 son las ganancias no lineales; y $v_{in}(t)$ es el voltaje de entrada. Es bien conocido que, en

la circuitería del mezclador, los productos no lineales impares no son tan significativos como los productos no lineales pares [36]. Entonces, el análisis en esta investigación toma como base el siguiente modelo de señal

$$i_{RF} = g_m[v_{lna} + \alpha_{2mix}v_{lna}(t)^2], \quad (13)$$

asumiendo que $g_m R = 1$, con R la resistencia de carga a la salida del mezclador, es decir que no existe ganancia por conversión de corriente a voltaje o por conversión de voltaje a corriente.

Tal y como se sugiere en [37], en esta investigación se adopta el modelo básico de un receptor de conversión directa (como se muestra en la figura 9), en el que la etapa del mezclador es simulada con un mezclador diferencial. También, se supone que hay desbalances tanto en el ciclo de trabajo del oscilador local como en las resistencias de carga.

Es conveniente hacer notar que un mezclador perfectamente balanceado produce un rechazo infinito a los productos de intermodulación de segundo orden. Entonces, los desbalances mencionados anteriormente permiten a los productos no lineales de segundo orden pasar a la salida del mezclador. Otro supuesto es que la forma de onda del oscilador local es una señal cuadrada perfecta, lo que es difícil de generar en la práctica. Por lo anterior, se busca que la señal del oscilador cambie lo más rápido posible para obtener una mejor ganancia por conversión. Un cambio suave en el oscilador local puede producir que los transistores se encuentren encendidos al mismo tiempo y la señal de entrada se desperdicia debido a que no produce salida diferencial, este comportamiento

se explica en detalle en el capítulo 3 de [37].

Para generar desbalance en el multiplicador se requiere de una señal con forma de onda cuadrada y un ciclo de trabajo diferente de 50%. Entonces, en cada rama del convertidor de bajada en cuadratura, las formas de onda de las señales cuadradas del oscilador local son expresadas mediante expansión en series de Fourier, como función del ciclo de trabajo, esto es

$$LO_{PI}(t) = \frac{1+\eta}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_k G_1 \cos(k\omega_0 t), \quad (14)$$

$$LO_{NI}(t) = \frac{1-\eta}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_k G_1 \cos(k\omega_0 t), \quad (15)$$

$$LO_{PQ}(t) = \frac{1+\eta}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_k (G_2 \cos(k\omega_0 t) + G_3 \sin(k\omega_0 t)), \quad (16)$$

$$LO_{NQ}(t) = \frac{1-\eta}{2} - \frac{1}{\pi} \sum_k (G_2 \cos(k\omega_0 t) + G_3 \sin(k\omega_0 t)), \quad (17)$$

donde k es el índice del armónico, η modifica el ciclo de trabajo de la forma de onda, $-1 < \eta < 1$, $G_1 = \{\sin(\frac{k\pi\eta+k\pi}{2})\}/k$, $G_2 = \{\sin(\frac{\pi\eta k}{2} - k\pi) + \sin(\frac{\pi\eta k}{2})\}/k$ y $G_3 = \{-\cos(\frac{\pi\eta k}{2} - k\pi) + \cos(\frac{\pi\eta k}{2})\}/k$. Las ecuaciones (14) y (15) son, respectivamente, la parte positiva y negativa de la señal diferencial del oscilador local que alimenta al convertidor en fase. Las ecuaciones (16) y (17) son, respectivamente, la parte positiva y negativa de la señal diferencial del oscilador local que alimenta al convertidor en cuadratura. La figura 10 muestra la métrica $IP2$ como función de los desbalances, tanto en la resistencia de carga como en el ciclo de trabajo. Las salidas de los mezcladores en fase

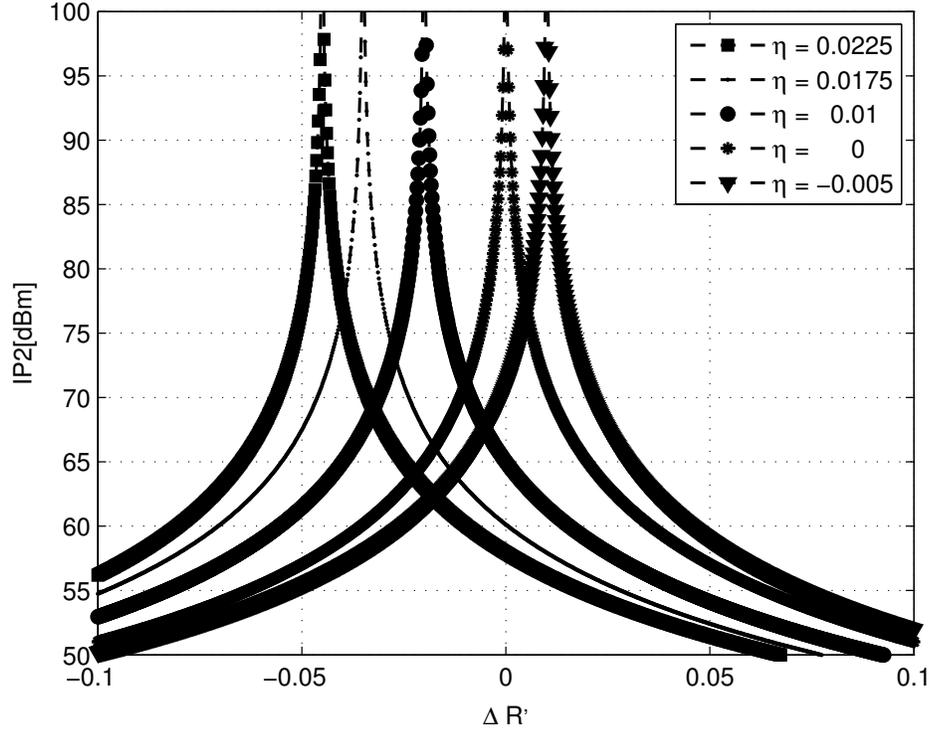


Figura 10: IP2 calculada como función de $\Delta R'$ para diferentes valores de η .

y en cuadratura son, respectivamente,

$$V_{outI}(t) = R_P (i_{RF}(t)LO_{PI}(t)) - R_N (i_{RF}(t)LO_{NI}(t)), \quad (18)$$

$$V_{outQ}(t) = R_P (i_{RF}(t)LO_{PQ}(t)) - R_N (i_{RF}(t)LO_{NQ}(t)), \quad (19)$$

donde $R_P = R + R\Delta R'$, $R_N = R - R\Delta R'$, R es el valor de la resistencia de carga esperada y $\Delta R'$ es el porcentaje de desbalance en las resistencias de carga. La salida

de los mezcladores es $y(t) = V_{outI}(t) + jV_{outQ}(t)$ y puede ser reescrita como

$$y(t) = \left(\frac{\alpha_2(2\eta + \Delta R')}{2} \right) (|z'_{i,0}(t)|^2 + |z'_{i,1}(t)|^2) (1 + j) + (z'_{i,0}(t) + z'_{i,1}(t)e^{j(\omega_1 - \omega_0)t}) \left(\frac{G'}{\pi} \right) + \omega(t), \quad (20)$$

donde $G' = \cos(\pi\eta)$. Entonces, la señal de (20) muestreada por el ADC es

$$y[n] = \left(\frac{\alpha_2(2\eta + \Delta R')}{2} \right) (|z'_{i,0}[n]|^2 + |z'_{i,1}[n]|^2) (1 + j) + (z'_{i,0}[n] + z'_{i,1}[n]e^{j(\omega_1 - \omega_0)[n]}) \left(\frac{G'}{\pi} \right) + \omega[n], \quad (21)$$

donde

$$z'_{i,0}[n] = \alpha_1 z_{i,0}[n] + \frac{3}{4} \alpha_3 z_{i,0}[n] |z_{i,0}[n]|^2 + \frac{3}{2} \alpha_3 z_{i,0}[n] |z_{i,1}[n]|^2, \quad (22)$$

$$z'_{i,1}[n] = \alpha'_1 z_{i,1}[n] + \frac{3}{2} \alpha'_3 |z_{i,0}[n]|^2 z_{i,1}[n] + \frac{3}{4} \alpha'_3 |z_{i,1}[n]|^2 z_{i,1}[n]. \quad (23)$$

III.1.3. Análisis de relación señal a ruido

Ahora, se mostrará el análisis respecto de la influencia, de las componentes de distorsión, en la relación señal a ruido (SNR, del inglés *signal to noise ratio*). La SNR se define como

$$SNR = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_w^2}, \quad (24)$$

donde σ_s^2 es la varianza de la señal y σ_w^2 es la varianza del ruido. Para propósitos de análisis, se asumen $z_{l,0}(t)$ y $z_{l,1}(t)$ como procesos Gaussianos circulares (señal modulada OFDM). Se define SNR_0 como la relación de señal a ruido en ausencia de componentes de distorsión y está expresada por

$$SNR_0 = \frac{(G'\alpha_1/\pi)^2\sigma_{zl,0}^2}{\sigma_w^2}. \quad (25)$$

Finalmente, la relación de señal a ruido efectiva $SNR_{efectivo}$, en presencia de las componentes de interferencia, se expresa como

$$SNR_{efectivo} = \frac{(G'\alpha_1/\pi)^2\sigma_{zl,0}^2}{\sigma_{wi}^2}, \quad (26)$$

donde σ_{wi}^2 se define como la varianza del ruido más la interferencia. El procedimiento para calcular σ_{wi}^2 se explica con detalle en el apéndice B.

Las figuras 11 y 12 comparan SNR_0 contra $SNR_{efectivo}$ y muestran el impacto de la señal interferente en varios escenarios. Los parámetros del modelo fueron elegidos para mostrar resultados similares a los reportados en [54] y, así, poder comparar el desempeño de nuestra propuesta. El conjunto de parámetros es: $\alpha_1 = 56.23$, $\alpha_{2mix} = 0.1$, $\alpha_3 = -7497.33$ y $\sigma_{zl,0}^2 = 5 \times 10^{-10}$. Estos parámetros simulan un receptor con 32 dB de ganancia lineal, -20 dB de $IP3$ en el LNA y 25 dB de $IP2$ en el amplificador de

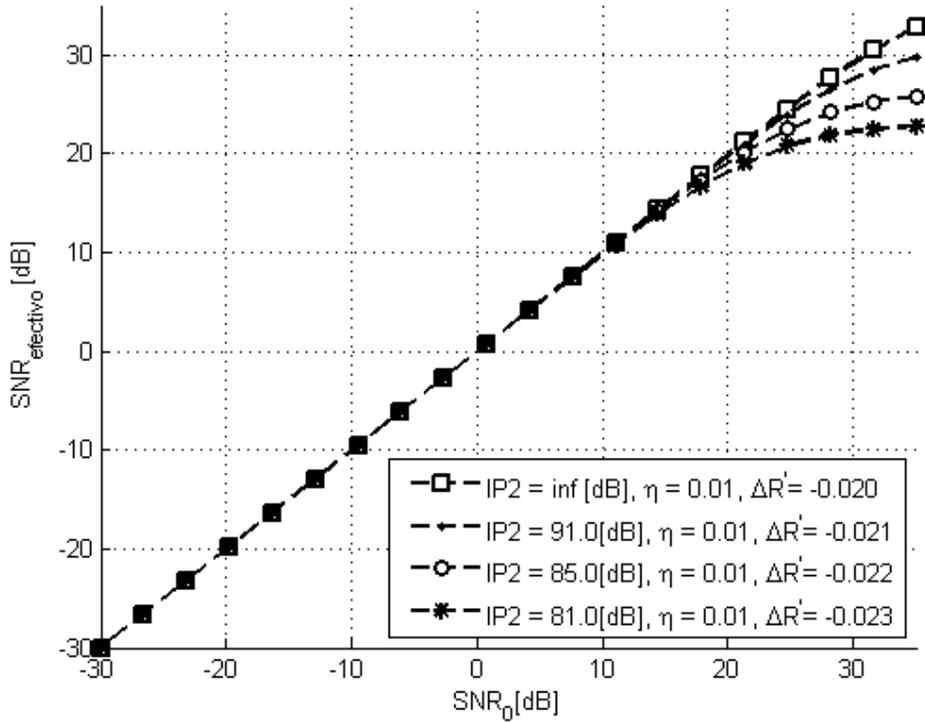


Figura 11: Gráfica SNR_0 contra $SNR_{efectivo}$ para diferentes valores de IP2, en presencia de una señal interferente 50 dB más grande que la señal de interés.

transconductancia, en el amplificador antes del mezclador diferencial. En estas figuras, $SNR_{efectivo}$ se grafica en función de SNR_0 para diferentes valores de los desbalances en el mezclador que modifican el $IP2$ efectivo.

Debido a que los requerimientos de $IP2$ se incrementan con la ganancia del LNA [9], el comportamiento del modelo es consistente con el comportamiento de una implementación física. La figura 11 muestra la $SNR_{efectivo}$ para una señal interferente con $\sigma_{z,1}^2 = 0.5 \times 10^{-4}$ (50 dB más grande que la señal de interés) y la figura 12 muestra la

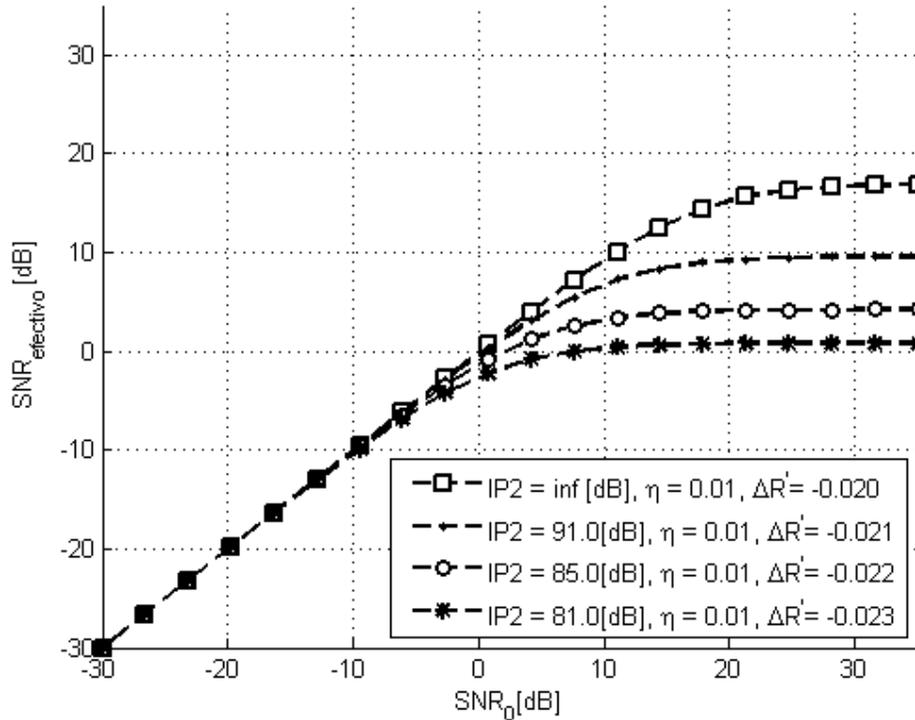


Figura 12: Gráfica SNR_0 contra $SNR_{efectivo}$ para diferentes valores de $IP2$, en presencia de una señal interferente 60 dB más grande que la señal de interés.

$SNR_{efectivo}$ para una señal interferente con $\sigma_{z,1}^2 = 5 \times 10^{-4}$ (60 dB más grande que la señal de interés).

Como se puede observar, la $SNR_{efectivo}$ presenta una mayor degradación en presencia de una señal interferente más fuerte. También, es posible observar la influencia de los términos de segundo y tercer orden. En caso de que el $IP2$ sea infinito, el modelo se comporta como el modelo reportado en [54]. De estas figuras se puede deducir que, para mejorar el desempeño de un convertidor de conversión, se necesita cancelar

los productos no lineales de segundo y tercer orden producidos por un interferente de magnitud significativa.

III.2. Recuperación de la información de la señal de interferencia

En esta sección, se discuten dos métodos para recuperar la información de la señal interferente a fin de construir el dispositivo de cancelación: el primero propone agregar circuitería en la sección de RF y el segundo es el punto de partida para la propuesta de este trabajo de investigación, donde se propone tomar ventaja de las propiedades de la teoría de muestreo pasa banda. Los detalles son discutidos a continuación.

III.2.1. Método para recuperar la información del interferente mediante circuitería adicional

El método de compensación propuesto en [54] requiere de un convertidor de bajada para cada señal interferente, como se indica en la figura 13. El problema es que agregar un convertidor de bajada para cada interferente resulta impráctico. Otra solución se presenta en [22], donde se propone generar la señal de referencia mediante circuitería analógica y, finalmente, muestrearla con un ADC. Desafortunadamente, como ya se mencionó, no es deseable agregar circuitería en la sección de RF, especialmente en sistemas altamente integrados.

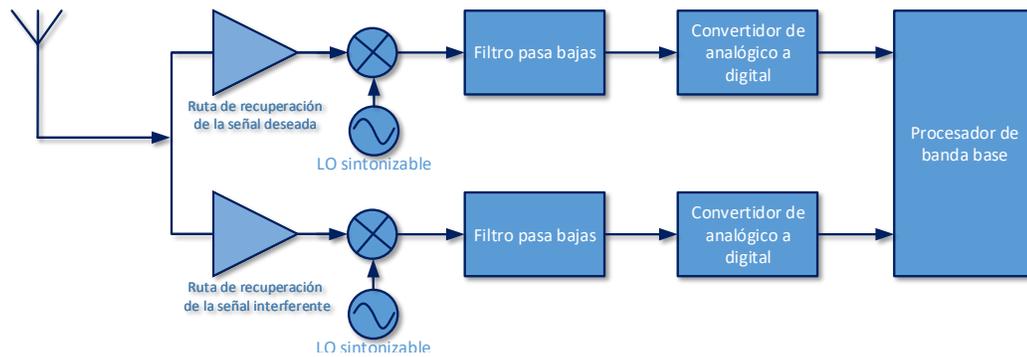


Figura 13: Esquema propuesto por [54] para recuperar la información de la señal interferente.

III.2.2. Método para recuperar la información del interferente mediante el uso de las propiedades del muestreo pasa banda

Otro método para recuperar la información de la señal interferente fue propuesto por [48]. Esta solución no requiere de circuitería adicional, pero requiere que la señal interferente y la señal deseada se encuentren debajo de la frecuencia de Nyquist para poder ser muestreadas simultáneamente.

Se trata de recuperar la información de la señal interferente, $z_{l,1}(t)e^{j(\omega_1-\omega_0)t}$, con una $(\omega_1 - \omega_0)$ grande. Partimos del hecho de que cualquier solución que use frecuencias de muestreo mayores se vuelve impráctica. Es así que, en este trabajo de investigación, se propone usar las propiedades del muestreo pasa banda para recuperar tanto la señal deseada como la señal interferente.

Primero, se requiere contar con una versión muestreada de $z_{l,0}(t)$ y $z_{l,1}(t)$ para

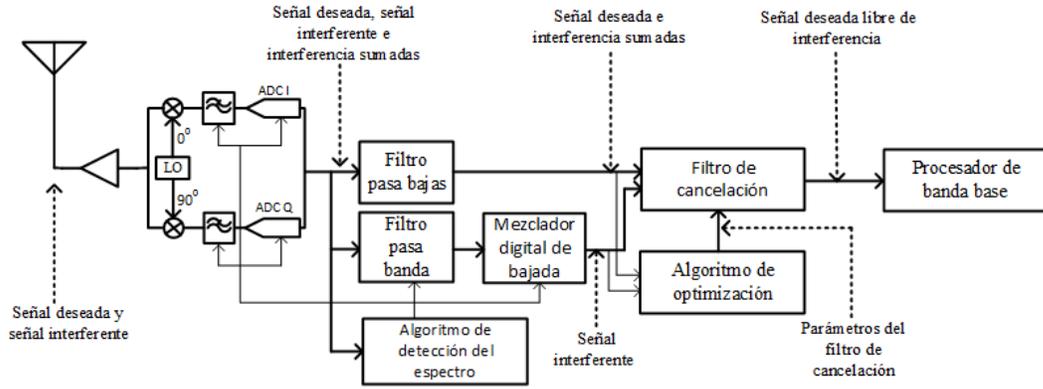


Figura 14: Esquema del método propuesto para obtener la información del interferente.

construir el filtro de cancelación de interferencia. De la ecuación (20), se puede notar que $z_{l,0}(t)$ y $z_{l,1}(t)$ son, respectivamente, pasa bajas y pasa banda. Las propiedades del muestreo pasa banda permiten submuestrear una señal para utilizar la información disponible en una de sus imágenes fantasma (*alias*, en inglés). La idea consiste en obtener tanto la señal de interés $z_{l,0}(t)$ como un alias de la señal interferente $z_{l,1}(t)$, ambas debajo de la frecuencia de Nyquist y ocupando anchos de banda adyacentes sin traslape. Un esquema simplificado del método propuesto se muestra en la figura 14.

La tasa de muestreo uniforme válida f_s para submuestrear una señal pasa banda es

$$\frac{2f_u}{n} \leq f_s \leq \frac{f_l}{n-1}, \quad (27)$$

donde n cumple con

$$1 \leq n \leq \lfloor \frac{f_u}{B} \rfloor, \quad (28)$$

f_u es la componente de frecuencia más alta, f_l es la componente de frecuencia más baja y B es el ancho de banda de la señal. Si se cumple con (27), se asegura la reconstrucción

de señal pasa banda sin enmascaramiento espectral [50].

Con fines de análisis, sólo dos señales son muestreadas. Cabe señalar que es necesario agregar bandas de guarda para evitar cualquier traslape entre la señal de interés y la señal interferente. En la figura 8.a, el espectro centrado en $f_{c,zl,1}$ representa a la señal interferente enmascarada $z_{l,1}(t)$. Nótese que se trata de una señal pasa banda y que tiene un ancho de banda $B_{zl,1}$.

El componente de mayor frecuencia de $z_{l,1}(t)$ está definido por $f_{u,zl,2}$. En una implementación práctica es necesario agregar una banda de guarda para evitar las desviaciones producidas por imperfecciones en la fabricación. La señal de interés $z_{l,0}(t)$ es una señal en banda base, está centrada en $f_{c,zl,0} = 0$ y tiene un ancho de banda de $B_{zl,0}$. Después del proceso de muestreo, el espectro de la señal recibida se puede representar como en la figura 8.b. Las subbandas m_i , tienen un ancho de banda igual a la frecuencia de muestreo seleccionada f_s y m_0 es la subbanda que corresponde al ancho de banda definido por la frecuencia de Nyquist. El espectro dibujado con línea punteada representa al espectro enmascarado por el proceso de muestreo. $m_{zl,1}$ es la subbanda donde la información de la señal interferente $z_{l,1}(t)$ se encuentra.

Después de un proceso de muestreo, con una tasa seleccionada convenientemente, la señal interferente aparece en la subbanda m_0 , que es la primera imagen enmascarada de $z_{l,1}(t)$ con frecuencia central $f'_{c,zl,1}$. Entonces, $f_{c,zl,1}$ y $B_{zl,1}$ pueden ser obtenidos por un algoritmo de detección de espectro, tal como los propuestos en [51, 25] y, por lo tanto, se pueden asumir como conocidos.

Como el ancho de cada subbanda m_i depende de la frecuencia de muestreo f_s , si f_s

es sintonizable, entonces es posible mover el espectro enmascarado que se encuentre en cualquier subbanda m_i . Así, el problema se reduce a encontrar la frecuencia de muestreo mínima tal que el espectro de la señal deseada $z_{l,0}(t)$ y el espectro fantasma (*alias*) de la señal interferente $z_{l,1}(t)$ se encuentren en anchos de banda adyacentes en la subbanda m_0 .

Como se explica en [26], el muestreo pasa banda propuesto obtiene simultáneamente las dos señales. También evita que el espectro de $z_{l,0}(t)$ y $z_{l,1}(t)$ se traslapen. Para ello, se asume que $f'_{c,zl,1}$ es

$$f'_{c,zl,1} \geq \frac{B_{zl,0} + B_{zl,1}}{2}, \quad (29)$$

y

$$f_s/2 \geq \frac{B_{zl,0}}{2} + B_{zl,1}. \quad (30)$$

También se debe considerar que $z_{l,1}(t)$ puede tener una frecuencia central negativa.

Ambas regiones, la positiva y la negativa, se definen por

$$|f'_{c,zl,1}| \geq \frac{B_{zl,0} + B_{zl,1}}{2}. \quad (31)$$

f_s puede ser encontrado con

$$f'_{c,zl,1} + m_{zl,1}f_s = f_{c,zl,1}. \quad (32)$$

Partiendo de la ecuación (30), si $f_s = f'_{c,zl,1}$, entonces el límite superior de $f'_{c,zl,1}$ se define por

$$|f'_{c,zl,1}| \leq \frac{f_s - B_{zl,1}}{2}. \quad (33)$$

Con todo ello, considerando los límites expresados por las ecuaciones (31) y (33), tenemos

$$\frac{f_s - B_{zl,1}}{2} \geq |f'_{c,zl,1}| \geq \frac{B_{zl,0} + B_{zl,1}}{2}. \quad (34)$$

Luego, sustituyendo (32) en (34), resulta

$$\frac{f_s - B_{zl,1}}{2} \geq |f_{c,zl,1} - m_{zl,1}f_s|, \geq \frac{B_{zl,0} + B_{zl,1}}{2}, \quad (35)$$

lo que reduce el espacio de búsqueda para frecuencia de muestreo mínima a tan solo dos incógnitas, $m_{zl,1}$ y f_s . La solución para $f'_{c,zl,1}$ se calcula con

$$f'_{c,zl,1} = f_{c,zl,1} - m_{zl,1}f_s. \quad (36)$$

Para esto requerimos de un ADC y filtros pasa bajas altamente configurables. Algunos prototipos han sido propuestos en la literatura [32]. Estos son necesarios para obtener una atenuación conveniente en la banda de la señal interferente y, así, evitar que el ADC se sature. También, es importante mantener una relación a señal a ruido mínima para garantizar que la señal interferente sea detectada. En este trabajo, se propone que tanto los coeficientes de los filtros como las tasas de diezmado sean programados en tiempo de ejecución del algoritmo, ya que la tasa de muestreo final se puede definir una vez que el algoritmo de detección del espectro localiza la señal interferente. Finalmente, las condiciones para muestrear más de una señal interferente pueden ser obtenidas siguiendo la metodología propuesta en [3].

La figura 15 muestra el espectro obtenido por simulación de la señal antes de usar el muestreo pasa banda, mientras que la figura 16 muestra el espectro obtenido por simulación de la señal después de usar el muestreo pasa banda. Se puede observar que el proceso de conversión, del dominio analógico al dominio digital, recupera la información de la señal interferente sin que su espectro se traslape con el espectro de la señal de interés. Los parámetros de simulación empleados son: $B_{zl,0} = 20 \times 10^6$ Hz, $B_{zl,1} = 20 \times 10^6$ Hz, $f_{c,zl,1} = 280 \times 10^6$ Hz y $SNR = 40$ dB. Lo que, después del muestreo pasa banda, resulta en $f_s = 60 \times 10^6$ Hz, $m_{zl,1} = 5$ y $f'_{c,zl,1} = -20 \times 10^6$ Hz.

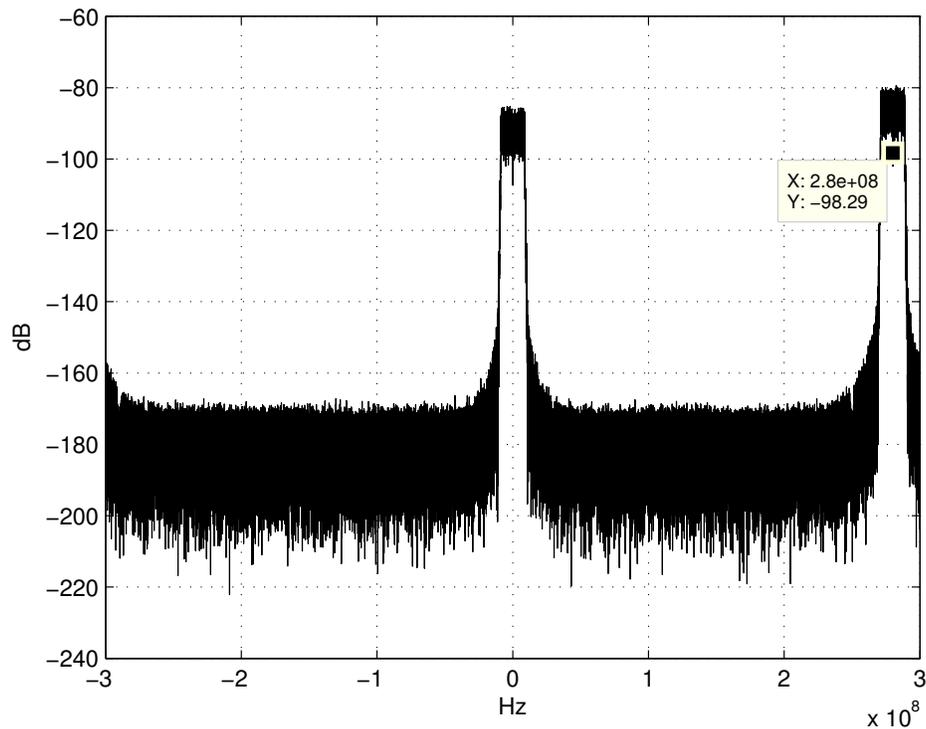


Figura 15: Espectro obtenido por simulación de la señal antes de usar muestreo pasa banda.

Es importante recalcar que, en la implementación del algoritmo propuesto, se asume que se ejecuta un algoritmo de detección del espectro antes de iniciar la detección de paquete entrante, el algoritmo de detección del espectro se encargaría de buscar una señal que por su potencia podrían generar interferencia significativa y entregaría como salida la frecuencia la que se encuentra centrada.. Entonces, la frecuencia de muestreo del ADC puede ser ajustada antes que la secuencia de símbolos piloto arribe y, así, tener disponible la información para que el algoritmo de cancelación de interferencia sea entrenado durante la recepción de la secuencia de los símbolos pilotos. Es importante

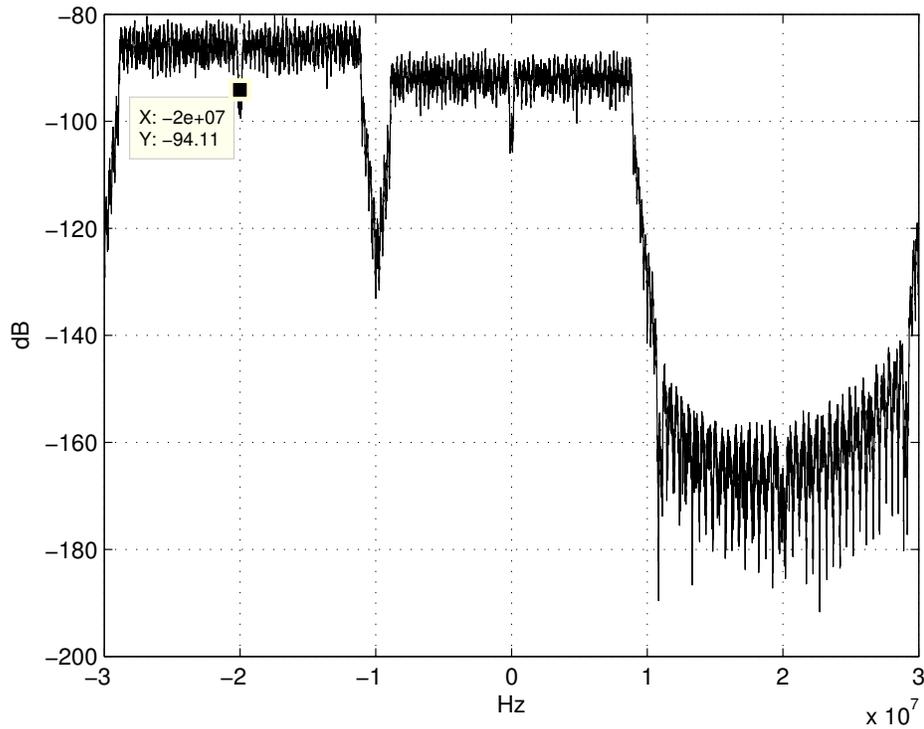


Figura 16: Espectro obtenido por simulación de la señal después de usar muestreo pasa banda.

reconocer que, en el caso de que la señal de interferencia aparezca en medio de la recepción de un paquete, el algoritmo propuesto no es capaz de adaptarse.

III.3. Esquema propuesto para la cancelación de la señal de interferencia

Partiendo de las ecuaciones (21), (22) y (23), es posible recuperar la señal de interés y la información de la señal interferente después del proceso de conversión, del dominio

analógico al dominio digital. La señal de interés puede ser extraída haciendo uso de un filtro pasa bajas y la información de la señal interferente mediante el uso combinado de un filtro pasa altas y un convertidor de bajada digital. La representación de la señal deseada, ya en el dominio digital, está expresada por

$$\begin{aligned}
y_0[n] = & \left(\frac{\alpha_2(2\eta + \Delta R')}{2} \right) (|z_{l,0}[n]|^2 + |z_{l,1}[n]|^2) (1 + j) \\
& + \frac{G'}{\pi} \alpha_1 z_{l,0}[n] + \frac{3G'}{4\pi} \alpha_3 z_{l,0}[n] |z_{l,0}[n]|^2 \\
& + \frac{3G'}{2\pi} \alpha_3 z_{l,0}[n] |z_{l,1}[n]|^2 + \omega[n].
\end{aligned} \tag{37}$$

Por otra parte, la señal de interferencia, que se produce por la excitación de productos de intermodulación no lineales debidos a una señal interferente, se expresa por

$$y_1[n] = \frac{G'}{\pi} \alpha'_1 \{z_{l,1}[n]\} + \frac{3H_1}{2\pi} \alpha'_3 \{|z_{l,0}[n]|^2 z_{l,1}[n]\} + \frac{3G'}{4\pi} \alpha'_3 \{|z_{l,1}[n]|^2 z_{l,1}[n]\}. \tag{38}$$

Considerando que $\sigma_{z_{l,0}}^2 \ll \sigma_{z_{l,1}}^2$ (situación en que la distorsión generada por el producto de intermodulación se vuelve significativo), entonces la señal de interferencia que depende de $z_{l,0}(t)$ se vuelve despreciable. Así, la señal deseada puede ser reescrita como

$$\begin{aligned}
y_o[n] \approx & \left(\frac{\alpha_2(2\eta + \Delta R')}{2} \right) (|z_{l,1}[n]|^2) (1 + j) \\
& + \frac{G'}{\pi} \alpha_1 z_{l,0}[n] + \frac{3G'}{2\pi} \alpha_3 z_{l,0}[n] |z_{l,1}[n]|^2 + \omega[n].
\end{aligned} \tag{39}$$

Por lo tanto, la representación muestreada de la señal que produce la interferencia es

$$y_1[n] \approx \frac{G'}{\pi} \alpha'_1 \{z_{l,1}[n]\} + \omega[n]. \quad (40)$$

Es importante señalar que la ecuación (40) puede no ser totalmente válida si la autodistorsión se vuelve significativa. El efecto de dicha autodistorsión será analizado en la próxima sección. Por ahora, con base en la ecuación (39), el problema puede ser expresado como la minimización del error cuadrático medio. Ya se comentó que los símbolos piloto de los preámbulos, que se usan en la gran mayoría de los estándares de comunicación inalámbrica, pueden ser usados para el entrenamiento. Entonces el problema puede ser formulado como

$$\min_{\hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{\alpha}_3, \hat{\mathbf{h}}} \sum_{n=0}^{N-1} |y_0[n] - \hat{\alpha}_1 z_{l,0}[n] - \hat{\alpha}_2 |z_{l,1}[n]|^2 - \hat{\alpha}_3 z_{l,0}[n] |z_{l,1}[n]|^2|^2 \quad (41)$$

donde $\hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{\alpha}_3$ son constantes reales y los valores óptimos están dados por

$$\hat{\alpha}_1 = \frac{G'}{\pi} \alpha_1, \quad (42)$$

$$\hat{\alpha}_2 = \frac{\alpha_2(2\eta + \Delta R')}{2}, \quad (43)$$

$$\hat{\alpha}_3 = \frac{3G'}{2\pi} \alpha_3. \quad (44)$$

Retomando la ecuación (7) y suponiendo que $y_1[n] = \hat{\alpha}'_1 z_{l,1}$, donde $\hat{\alpha}'_1 = (G'/\pi)\alpha'_1$ es el valor óptimo, la ecuación (41) puede ser reescrita como

$$\min_{\alpha''_2, \alpha''_3, \hat{\mathbf{h}}'} \sum_{n=0}^{N-1} |y_0[n] - \alpha''_2 |y_1[n]|^2 - (1 + \alpha''_3 |y_1[n]|^2) x_{l,0}[n] \star h'[l]|^2, \quad (45)$$

donde $h'[l] = \hat{\alpha}_1 h[l]$, $l = \{0, 1, \dots, L-1\}$, L es la longitud del filtro y los parámetros de escalamiento están definidos por

$$\alpha''_2 = \frac{\hat{\alpha}_2}{\hat{\alpha}'_1{}^2}, \quad (46)$$

y

$$\alpha''_3 = \frac{\hat{\alpha}_3}{\hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}'_1{}^2}. \quad (47)$$

Finalmente, sabemos que existe un filtro óptimo (canal) $h'[n]$ asociado a cada combinación de $\hat{\alpha}''_2$ y $\hat{\alpha}''_3$, aunque el problema es no lineal y no convexo. El óptimo $h'[n]$ asociado a cada par fijo de (α''_2, α''_3) se puede calcular resolviendo

$$\min_{\hat{\mathbf{h}}'} \sum_{n=0}^{N-1} |y_0[n] - \alpha''_2 |y_1[n]|^2 - (1 + \alpha''_3 |y_1[n]|^2) x_{l,0}[n] \star h'[l]|^2, \quad (48)$$

que puede ser formulado como un problema de mínimos cuadrados lineal [31],

$$\min_{\mathbf{h}} \|\mathbf{y} - \mathbf{A}\mathbf{X}\mathbf{h}\|^2, \quad (49)$$

donde \mathbf{y} , \mathbf{A} , \mathbf{X} , y \mathbf{h} se definen como sigue:

$$\mathbf{y} = \begin{pmatrix} y_0[0] - \alpha_2''|y_1[0]|^2 \\ y_0[1] - \alpha_2''|y_{l,0}[1]|^2 \\ \vdots \\ y_0[N-1] - \alpha_2''|y_1[N-1]|^2 \end{pmatrix}, \quad (50)$$

$$\mathbf{A} = \text{diag}\{1 + \alpha_3''|y_1[0]|^2, 1 + \alpha_3''|y_1[1]|^2, \dots, 1 + \alpha_3''|y_1[N-1]|^2\}, \quad (51)$$

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} x_{l,0}[0] & x_{l,0}[N-1] & \cdots & x_{l,0}[N-L+1] \\ x_{l,0}[1] & x_{l,0}[0] & \cdots & x_{l,0}[N-L+2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{l,0}[N-2] & x_{l,0}[N-3] & \cdots & x_{l,0}[N-L-1] \\ x_{l,0}[N-1] & x_{l,0}[N-2] & \cdots & x_{l,0}[N-L] \end{pmatrix}, \quad (52)$$

$$\mathbf{h} = \begin{pmatrix} h'[0] \\ h'[1] \\ \vdots \\ h'[L-1] \end{pmatrix}. \quad (53)$$

La solución a la ecuación (58) es

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}} = (\mathbf{X}^* \mathbf{A}^* \mathbf{A} \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^* \mathbf{A}^* \mathbf{y}, \quad (54)$$

y la suma residual de cuadrados es

$$RSS = \mathbf{y}^* \mathbf{y} - \mathbf{y}^* \mathbf{A} \mathbf{X} (\mathbf{X}^* \mathbf{A}^* \mathbf{A} \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^* \mathbf{A}^* \mathbf{y}, \quad (55)$$

donde RSS es una función de α_2'' y α_3'' , esto es:

$$RSS = f_{LS}(\alpha_2'', \alpha_3''). \quad (56)$$

Sólo resta estimar los valores α_2'' y α_3'' . El algoritmo propuesto para encontrar estos valores será discutido en la siguiente subsección.

III.3.1. Optimización heurística para encontrar los valores de

$$\alpha_2'' \text{ y } \alpha_3''$$

Para encontrar los valores de α_2'' y α_3'' , se seleccionó un algoritmo de evolución diferencial [45, 6], ya que dicho algoritmo obtuvo muy buenos resultados, respecto de otras alternativas, en un tiempo de ejecución aceptable.

El algoritmo de evolución diferencial es una heurística bioinspirada dentro del cómputo evolutivo. Fue diseñada para encontrar buenas soluciones para problemas de optimización en tiempo polinomial. El término *evolutivo* hace referencia al uso de operadores de *mutación* y *cruza* a fin de realizar exploración y explotación del espacio de búsqueda. Debido a que la complejidad del algoritmo de evolución diferencial es baja, este algoritmo es conveniente para ser ejecutado en procesadores con recursos limitados. Específicamente, en el caso de las comunicaciones digitales, puede ser utilizado en procesadores de banda base. La figura 17 muestra el error cuadrático medio normalizado utilizando el filtro $h[0] = 0.4101 + 0.0076j$, $h[1] = -0.1228 - 0.1058j$, $h[2] = -0.5993 - 0.6085j$, y $h[3] = 0.3251 + 0.0649j$. La estimación para α_2'' y α_3'' está en función del SNR_0 , alcanzado por nuestro algoritmo de evolución diferencial suponiendo que la autointerferencia de la señal interferente es despreciable.

III.3.2. Evolución diferencial

Un individuo es un vector \mathbf{X} que se forma con un conjunto de parámetros D , la población total es NP , los individuos pueden ser modificados cada generación G , un individuo que existe en una generación dada se denota por $\mathbf{X}_{i,G}$, donde $i = 1, 2, \dots, NP$. Usualmente, NP no cambia entre generaciones. Tenemos tres tipos de operaciones: mutación, cruza y selección. La población inicial se elige de manera aleatoria con distribución uniforme sobre el espacio de búsqueda.

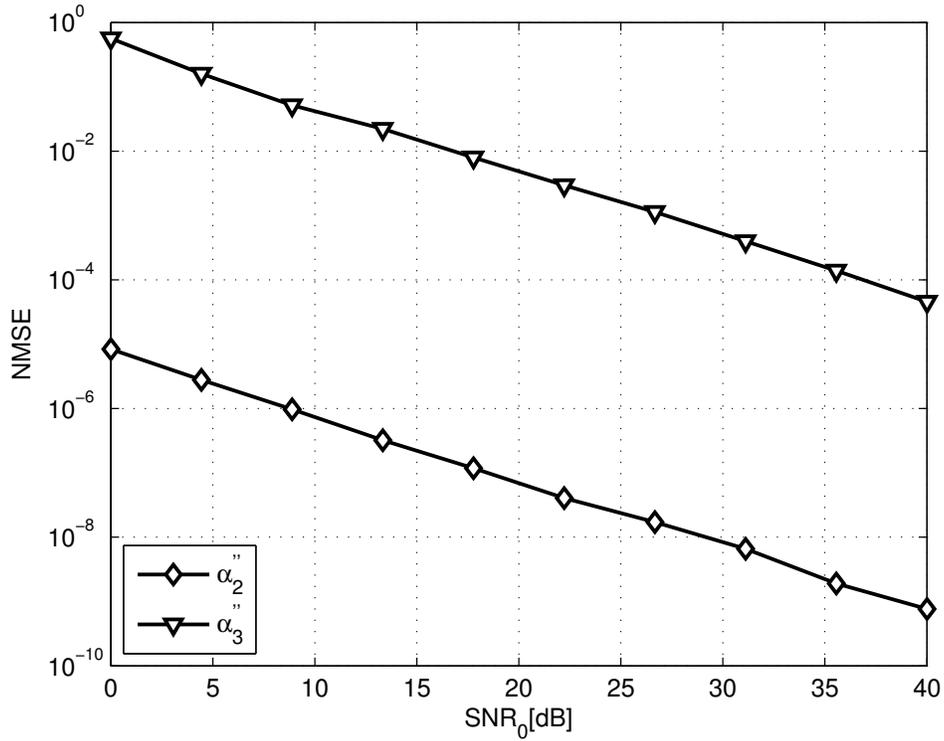


Figura 17: Error cuadrático medio normalizado de la estimación de α_2'' y α_3'' usando el algoritmo de evolución diferencial

Mutación

Un vector mutante \mathbf{v} se genera para cada vector $\mathbf{x}_{i,G}$. Se utiliza la ecuación (57) como función de costo y se desea encontrar los parámetros α_2'' y α_3'' .

$$\mathbf{v}_{i,G+1} = \mathbf{X}_{r_1,G} + \lambda(\mathbf{X}_{\text{Best}} - \mathbf{X}_{i,G}) + F(\mathbf{X}_{r_2,G} - \mathbf{X}_{r_3,G}), \quad (57)$$

donde $r_1 \neq r_2 \neq r_3 \neq i$ y r_1, r_2, r_3 son seleccionadas de la población. Los hiperparámetros λ y F , que controlan la amplificación de la diferencia, usualmente se seleccionan

en el intervalo $[0, 2]$. Si el vector mutante sale del espacio de búsqueda los valores se saturan.

Cruza

En la cruce el vector objetivo $\mathbf{x}_{i,G}$ es mezclado con el vector $\mathbf{v}_{i,G}$ para generar un candidato nuevo para la generación $G + 1$ el esquema que se sigue es

$$\mathbf{U}_{i,G+1} = (\mathbf{u}_{1,i,G+1}, \mathbf{u}_{2,i,G+1}, \dots, \mathbf{u}_{D,i,G+1}) \quad (58)$$

donde

$$u_{j,i,G+1} = \begin{cases} u_{j,i,G+1} & \text{si } r(j) \leq CR \text{ o } j = rn(i) \\ x_{j,i,G} & \text{si } r(j) > CR \text{ y } j \neq rn(i) \end{cases} \quad (59)$$

donde $j \in [0, 1, \dots, D]$ y $r(j)$ son aleatorios y uniformemente distribuidos sobre $(0, 1)$, CR es el parámetro conocido constante de cruce y $rn()$ devuelve un valor en el intervalo $\in [1, 2, \dots, D]$ que es elegido aleatoriamente para asegurar la utilización de al menos un elemento del vector $\mathbf{v}_{i,G+1}$.

Selección

El esquema de selección usado es

$$\mathbf{X}_{i,G+1} = \begin{cases} \mathbf{U}_{i,G+1}, & \text{si } f(\mathbf{U}_{i,G+1}) < f(\mathbf{X}_{i,G}), \\ \mathbf{X}_{i,G}, & \text{otro caso.} \end{cases} \quad (60)$$

donde $f()$ es la evaluación de la función de costo. Los parámetros F , CR y se eligen aleatoriamente tal que $F \in [0.5, 1]$, $CR \in [0.8, 1]$ y $NP = 10$.

III.3.3. Algoritmo propuesto para la cancelación de la interferencia

Una vez que contamos con los valores estimados para α_2 y α_3 , la ecuación (39) puede ser reescrita como

$$y_0[n] = (1 + j)\alpha_2''|y_1[n]|^2 + (1 + \alpha_3''|y_1[n]|^2)x_{l,0}[n] \star h'[l] + \omega[n], \quad (61)$$

de tal forma que el compensador propuesto para la distorsión no lineal está dado por

$$z'_{l,0}[n] = (y_0[n] - \alpha_2''(|y_1[n]|^2)(1 + j)) / (1 + \alpha_3''|y_1[n]|^2), \quad (62)$$

donde $z'_{l,0}[n]$ sólo presenta la distorsión producida por la respuesta del canal. La figura 18 muestra un diagrama esquemático del compensador. La ecualización del canal puede ser realizada, como es usual, en el dominio de la frecuencia por medio de un ecualizador de canal de mínimos cuadrados:

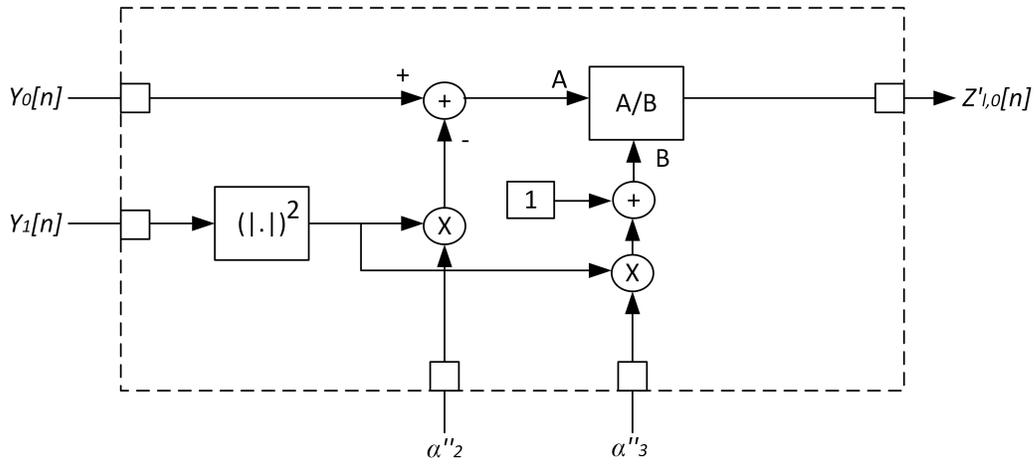


Figura 18: Diagrama esquemático del compensador.

$$\hat{H}_{LS}[i] = \frac{Z'_{l,0}[i]}{X_{l,0}[i]} \quad (63)$$

donde i es el índice de la subportadora, $Z'_{l,0}[i]$ y $X_{l,0}[i]$ es la transformada de Fourier de los símbolos OFDM $z'_{l,0}[n]$ y $x_{l,0}[n]$, respectivamente. Finalmente, el ecualizador de la respuesta del canal es

$$\hat{X}_{l,0}[i] = \frac{Z'_{l,0}[i]}{\hat{H}_{LS}[i]}. \quad (64)$$

III.4. Simulaciones por computadora y análisis de resultados

III.4.1. Características del modelo y de la señal: condiciones de simulación

Las simulaciones por computadora fueron realizadas con una señal OFDM compuesta por 64 subportadoras, con 2 portadoras de guarda y un prefijo cíclico con longitud de 16 muestras. La varianza de la señal de interés fue $\sigma_{z,l,0}^2 = 5 \times 10^{-10}$, mientras que la potencia de la señal interferente fue $\sigma_{z,l,1}^2 = 3.0 \times 10^{-4}$. Los símbolos OFDM fueron acondicionados mediante una ventana Tukey, con un perfil de subida igual a la longitud del prefijo cíclico.

A fin de comparar el desempeño de nuestra propuesta, con respecto al referente de [54], los parámetros del modelo fueron seleccionados como sigue: La ganancia del LNA igual a 35 dB, LNA $IP3 = -20$ dB y la ganancia del amplificador de transconductancia $IP2 = 20$ dB. Por otra parte, se fijó la atenuación del canal de la señal interferente en banda base igual a 40 dB, mientras que los desbalances del mezclador $\Delta R' = 0.022$; y $\eta = 0.010$. El canal fue modelado con un filtro de respuesta finita, con longitud de 4 etapas, y las magnitudes de dichas etapas fueron seleccionadas con distribución Rayleigh. Finalmente, la ganancia total promedio fue normalizada a 1. La figura 19 muestra el espectro de la señal deseada afectada por la interferencia.

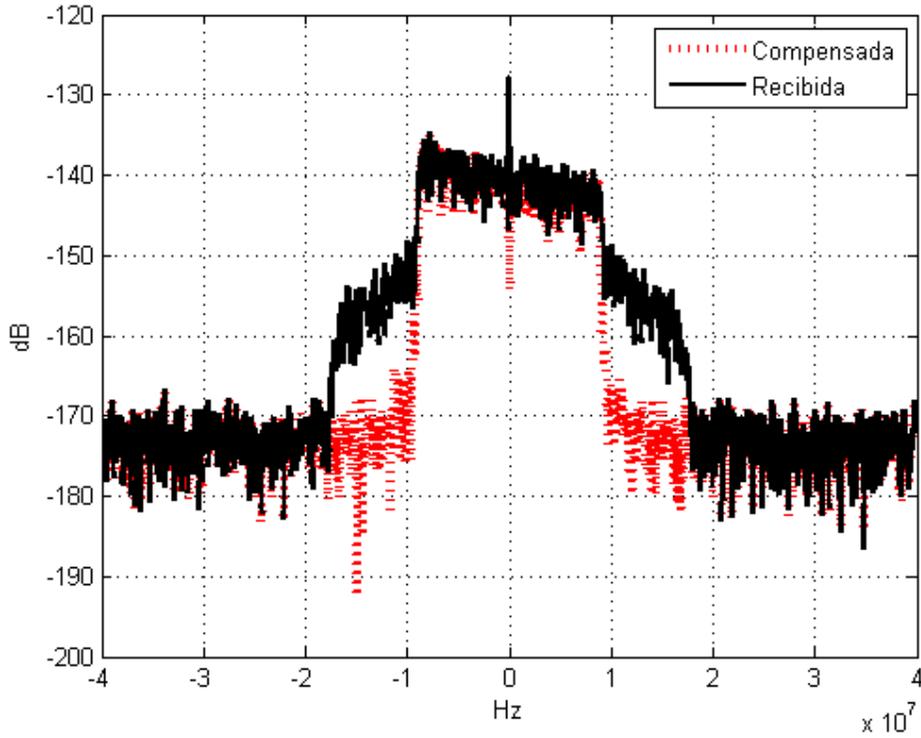


Figura 19: Espectro de la señal deseada afectada por la interferencia.

III.4.2. Resultados

La figura 20 muestra la tasa de bits erróneos contra SNR_0 para cinco diferentes escenarios. El primer escenario (marcadores de punto) corresponde al desempeño con ecualizador de canal sin incluir distorsión alguna. Este escenario define la cota máxima de desempeño, tanto para el algoritmo propuesto como para el algoritmo de referencia.

El segundo escenario (marcadores cuadrados) corresponde al desempeño del algoritmo propuesto. Nótese que el desempeño es cercano al ideal y, también, al del algoritmo de referencia [54], tanto en presencia de distorsiones no lineales de segundo y tercer orden (marcadores en forma de diamante) o con la presencia exclusiva de una distorsión

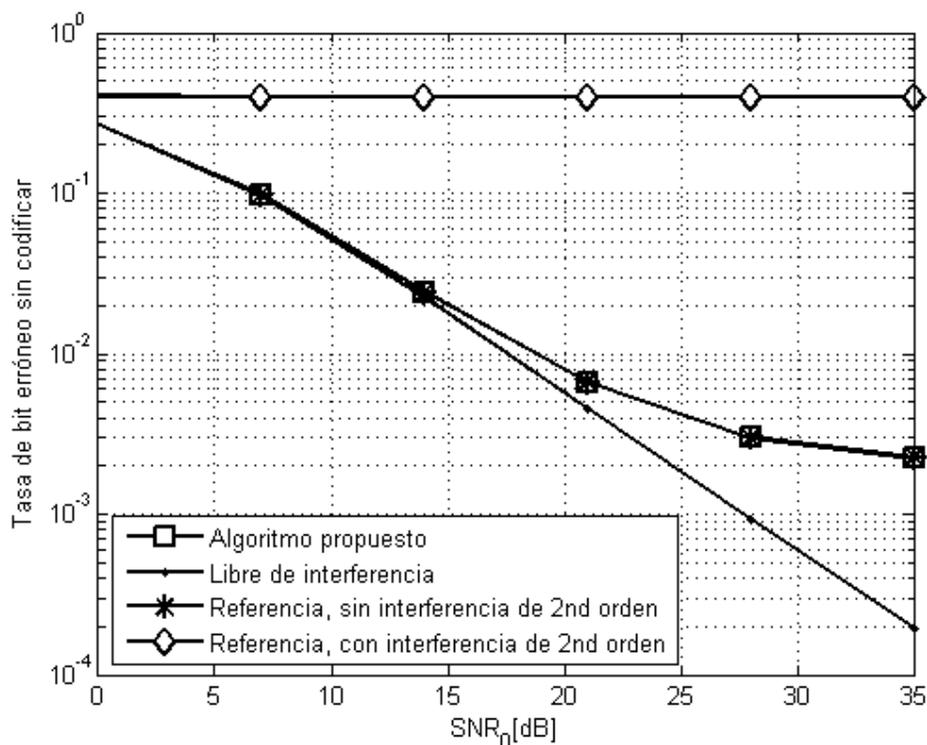


Figura 20: Desempeño de tasa de bit erróneo no codificado: Comparativa entre el algoritmo propuesto y el algoritmo de referencia [54] incluyendo la distorsión de segundo orden.

no lineal de tercer orden (marcadores en forma de asterisco).

Es claro que el algoritmo de referencia tiene problemas al compensar la distorsión no lineal de segundo orden. En contraste, el algoritmo propuesto alcanza prácticamente el mismo desempeño que el algoritmo de referencia incluso en presencia de ambas distorsiones no lineales. Por lo tanto, es clara la ventaja que tiene el algoritmo propuesto, ya que es capaz de compensar simultáneamente ambas distorsiones. La figura 21 muestra la comparación de constelación de la señal sin compensar contra la constelación de señal

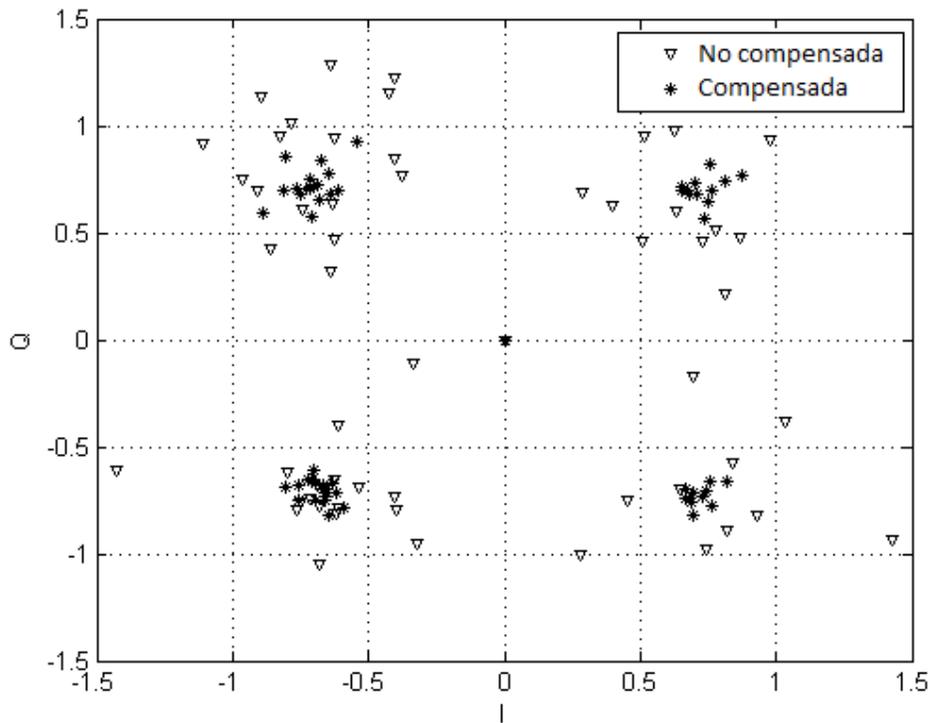


Figura 21: Comparación de constelación de la señal sin compensar contra la constelación de señal compensada.

compensada.

III.4.3. Efectos de la autointerferencia en el desempeño del compensador

La figura 22 muestra las gráficas de desempeño del algoritmo propuesto en presencia del interferente con diferentes potencias. Debido a que una señal interferente muy fuerte puede llegar a alcanzar la región no lineal del LNA, la autodistorsión implícita puede producir una pérdida en el desempeño del compensador. Dichos efectos se muestran

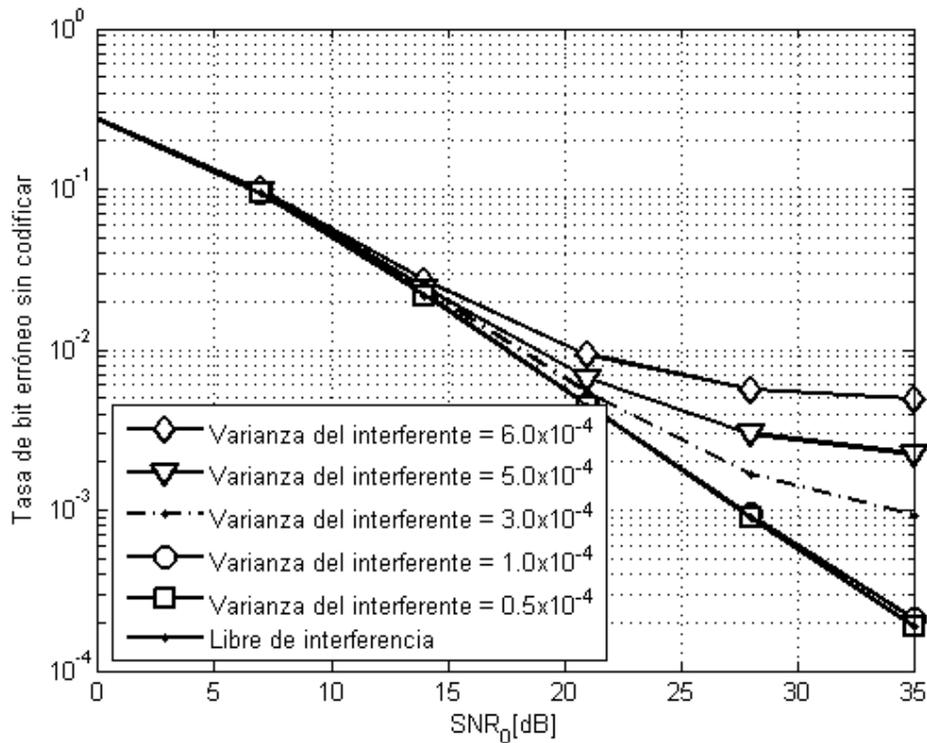


Figura 22: Desempeño de tasa de bit erróneo no codificado: impacto en el desempeño de autodistorsión de la señal interferente

en la figura 22. Se simularon cinco casos: los que corresponden a señales interferentes con las varianzas $\sigma_{z,1}^2 = 6 \times 10^{-4}$, $\sigma_{z,1}^2 = 5 \times 10^{-4}$, $\sigma_{z,1}^2 = 3 \times 10^{-4}$, $\sigma_{z,1}^2 = 1 \times 10^{-4}$ y $\sigma_{z,1}^2 = 0.5 \times 10^{-4}$, mientras que la varianza de la señal de interés se fijó en $\sigma_{z,0}^2 = 5 \times 10^{-10}$. En estas simulaciones también se utilizaron los parámetros empleados para producir la figura 20. En la figura 22 se pueden apreciar los efectos de la autointerferencia. Es importante remarcar que este fenómeno puede afectar a todos los algoritmos del estado del arte.

III.5. Conclusiones del capítulo

En este capítulo se presentaron los resultados de la investigación y el desarrollo de un algoritmo para la cancelación de distorsiones no lineales generadas por interferentes fuera de banda. El algoritmo desarrollado fue concebido para ser aplicado en radios con conversión directa que, además, carecen de un filtro SAW.

Se muestra la mejora lograda en el desempeño después de cancelar, de manera simultánea, tanto a los productos no lineales de tercer orden como los de segundo orden, y se hace evidente la conveniencia de la aplicación práctica del compensador propuesto.

La idea principal de nuestra propuesta consiste en recuperar la información de señal interferente mediante las propiedades del muestreo pasa banda y, así, realizar la compensación completamente en el dominio digital. Esta propuesta evita agregar más circuitos analógicos para obtener dicha información, tal como se ha propuesto en algunos artículos que se encuentran en la literatura especializada.

Capítulo IV

Propuesta para un predistorsionador con base en una red neuronal

En este capítulo se presenta el desarrollo y resultados de un nuevo predistorsionador para el amplificador de potencia de un transmisor. El predistorsionador sirve para contrarrestar las no linealidades del amplificador y se implementa en el dominio digital del transmisor. Nuestra propuesta tiene su fundamento en una red neuronal y por estar en el dominio digital se ha implementado como un algoritmo. En el capítulo V, se explica la plataforma USRP usada para probar el algoritmo propuesto y la forma en la que se obtiene la secuencia de datos, así como los algoritmos que son necesarios para calibrar el radio antes de recibir los datos de usuarios.

IV.1. Algoritmo para la cancelación de los efectos no lineales en la señal transmitida

En la literatura especializada, existen algoritmos para cancelar el desbalance en las ramas I/Q , la distorsión no lineal y el corrimiento en corriente directa simultáneamente. Este capítulo se centra en el desarrollo de un algoritmo capaz de realizar la cancelación

de los efectos no lineales, se espera que el algoritmo sea capaz también de compensar desbalance entre ramas y corrimiento en corriente directa. Pero se omite la evaluación de desempeño para estos últimos porque se utiliza la plataforma USRP como vehículo de prueba. El radio de la plataforma USRP utiliza la arquitectura de radio Low-IF, por lo que el desbalance en ramas I y Q, así como el desplazamiento en corriente directa son despreciables.

Se tomarán dos algoritmos del estado del arte para comparar el desempeño del algoritmo propuesto. El primero, se presenta en [2] y propone cancelar tanto los desbalances en las ramas I y Q, como el corrimiento en corriente directa y la respuesta no lineal de amplificador de potencia, todo mediante el empleo de un filtro no lineal. El segundo algoritmo, realizado a partir de una red neuronal multicapa, fue presentado en [35] para compensar los mismos efectos.

IV.1.1. Algoritmo propuesto

La idea principal consiste en generar los términos no lineales necesarios antes de que la señal sea presentada a la entrada de la red neuronal, de esta manera la red únicamente tiene que aprender las relaciones entre estos términos. De otra manera, como en el caso de una red neuronal no lineal (por ejemplo, la presentada en [35]), los términos no lineales también tienen que ser aprendidos y ello incrementa significativamente la complejidad del problema.

La expresión para obtener los términos no lineales que afectan la señal en banda

base está dada por

$$Y[n] = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_{2p+1} |x[n]|^{2p} x[n], \quad (65)$$

donde P es número de términos del polinomio tal que $Q = (2P - 1)$ es el orden polinomio. Estos términos no lineales de orden impar son calculados a partir de la ecuación (65). Las entradas a la red neuronal lineal, son calculadas a partir de la ecuación (65), de la que se separa la parte real e imaginaria de cada término. Entonces, la entrada de cada componente está definida por

$$\psi_{\text{Re},2p+1}[n] = \text{Re} (|x[n]|^{2p} x[n]), \quad (66)$$

y

$$\psi_{\text{Im},2p+1}[n] = \text{Im} (|x[n]|^{2p} x[n]), \quad (67)$$

donde $2p + 1$ representa el orden de la no linealidad, $\text{Re}(\cdot)$ regresa la parte real e $\text{Im}(\cdot)$ regresa la parte imaginaria. Posteriormente, los términos $\psi_{\text{Re},2p+1}[n]$ y $\psi_{\text{Im},2p+1}[n]$, son pasados por una línea de retardos de longitud L .

La línea de retardos para cada uno de los términos puede ser expresada en forma

matricial de la forma

$$\Psi_{c,2p+1} = \begin{bmatrix} \psi_{c,2p+1}[0] & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \psi_{c,2p+1}[1] & \psi_{c,2p+1}[0] & 0 & \cdots & 0 \\ \psi_{c,2p+1}[2] & \psi_{c,2p+1}[1] & \psi_{c,2p+1}[0] & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \psi_{c,2p+1}[N-1] & \psi_{c,2p+1}[N-2] & \psi_{c,2p+1}[N-3] & \cdots & \psi_{c,2p+1}[0] \\ 0 & \psi_{c,2p+1}[N-1] & \psi_{c,2p+1}[N-2] & \cdots & \psi_{c,2p+1}[1] \\ 0 & 0 & \psi_{c,2p+1}[N-1] & \cdots & \psi_{c,2p+1}[2] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \psi_{c,2p+1}[N-1] \end{bmatrix} \quad (68)$$

donde $c \in \{\text{Re}, \text{Im}\}$ y la salida total de las líneas de retardo está expresada por

$$\Psi = [\Psi_{\text{Re},1}, \Psi_{\text{Re},3}, \cdots, \Psi_{\text{Re},Q}, \Psi_{\text{Im},1}, \Psi_{\text{Im},3}, \cdots, \Psi_{\text{Im},Q}, \mathbf{1}]. \quad (69)$$

donde $\mathbf{1}$ es una matriz de tamaño $(N+L, 1)$. Los pesos para la línea de retardo de cada término están definidos por

$$\Gamma_{c,2p+1}^{(s)} = [\gamma_{c,2p+1}^{(s)}[0], \gamma_{c,2p+1}^{(s)}[1], \cdots, \gamma_{c,2p+1}^{(s)}[L-1]], \quad (70)$$

donde $s \in \{\text{Re}, \text{Im}\}$, $\Gamma_{c,2p+1}^{(s)}$ es la línea de retardos que toma los datos de la entrada c y los entrega a la red de la neurona que produce la salida s , la matriz de pesos se define por

$$W = \begin{bmatrix} \Gamma_{\text{Re},1}^{(\text{Re})} & \Gamma_{\text{Re},3}^{(\text{Re})} & \cdots & \Gamma_{\text{Re},Q}^{(\text{Re})} & \Gamma_{\text{Re},1}^{(\text{Im})} & \Gamma_{\text{Re},3}^{(\text{Im})} & \cdots & \Gamma_{\text{Re},Q}^{(\text{Im})} & b^{(\text{Re})} \\ \Gamma_{\text{Im},1}^{(\text{Re})} & \Gamma_{\text{Im},3}^{(\text{Re})} & \cdots & \Gamma_{\text{Im},Q}^{(\text{Re})} & \Gamma_{\text{Im},1}^{(\text{Im})} & \Gamma_{\text{Im},3}^{(\text{Im})} & \cdots & \Gamma_{\text{Im},Q}^{(\text{Im})} & b^{(\text{Im})} \end{bmatrix}^T \quad (71)$$

donde b_{Re} y b_{Im} , son los vectores de pesos para descentralizar. Por último, la salida de la red neuronal está expresada por

$$\hat{Y} = \begin{bmatrix} y_{\text{Re}}[0] & y_{\text{Re}}[1] & \cdots & y_{\text{Re}}[N + L - 1] \\ y_{\text{Im}}[0] & y_{\text{Im}}[1] & \cdots & y_{\text{Im}}[N + L - 1] \end{bmatrix}^T \quad (72)$$

De tal forma que la salida se expresa como

$$\hat{Y} = \Psi W. \quad (73)$$

Usando la ecuación (73) y suponiendo que conocemos el vector Y , es posible estimar los pesos de la red neuronal utilizando mínimos cuadrados:

$$\hat{W} = \Psi^{-1} Y. \quad (74)$$

La estructura de la red neuronal lineal resultante se muestra en la figura 23. En este punto, cabe destacar que la red neuronal lineal tiene una estructura más simple que la red neuronal multicapa [35] y semejante a la de un filtro no lineal [2].

IV.2. Análisis de resultados

IV.2.1. Entrenamiento del distorsionador

Para la estimación de los parámetros, se utilizó aprendizaje indirecto [10], tal y como se ejemplifica en la figura 24, donde $x[n]$ es la señal deseada y $s[n]$ la señal de entrenamiento. El predistorsionador y el posdistorsionador tienen la misma estructura. Durante el entrenamiento el predistorsionador se encuentra desactivado, por lo que

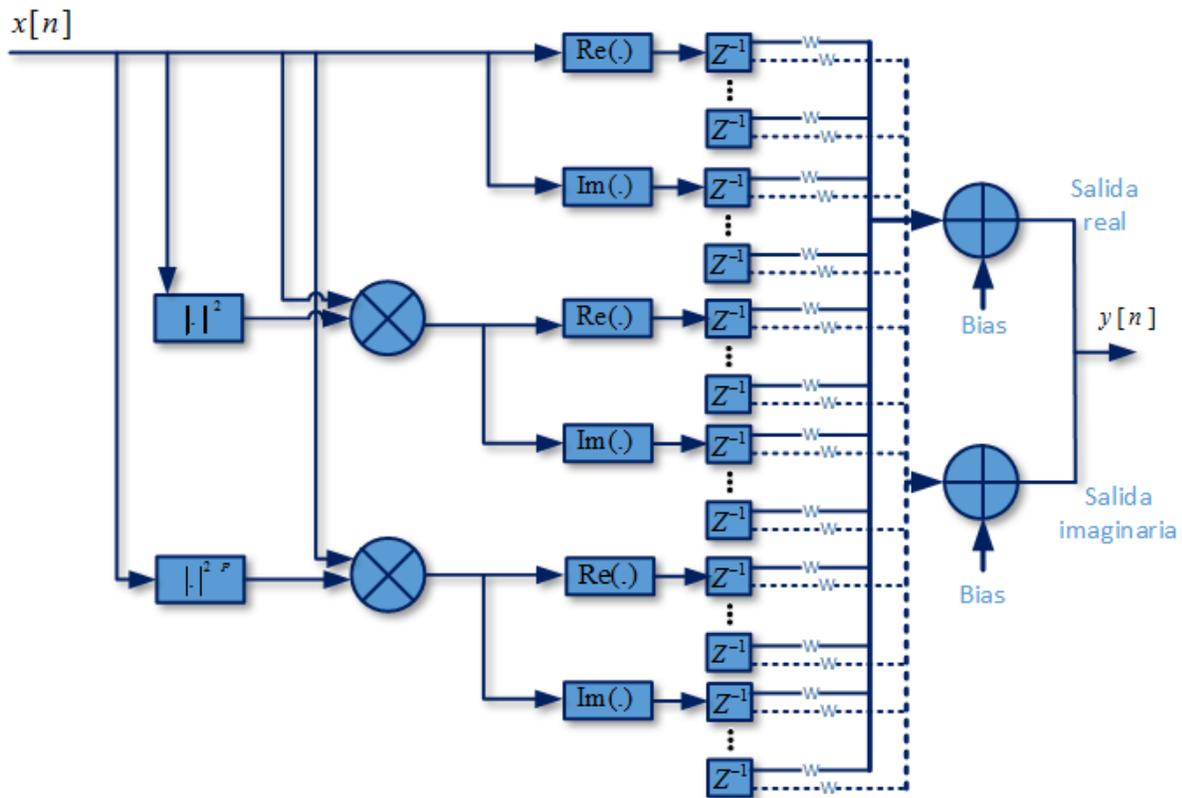


Figura 23: Compensador propuesto con base a una red neuronal lineal.

la señal $z[n]$ es idéntica a $x[n]$. Shetzen demostró que para una no linealidad Volterra invertible, la preinversa es igual a la posinversa [40], lo que justifica el uso del aprendizaje indirecto. Por lo que, una vez estimados los parámetros en el posdistorcionador, éstos son copiados al predistorcionador para su posterior activación.

IV.2.2. Punto de operación del amplificador de potencia

La modulación OFDM tiene el inconveniente de generar señales con una alta *relación de potencia pico a potencia promedio*, por lo que no es posible operar el amplificador a máxima potencia sin distorsionar, en sobre medida, la señal OFDM. Por otra parte, es

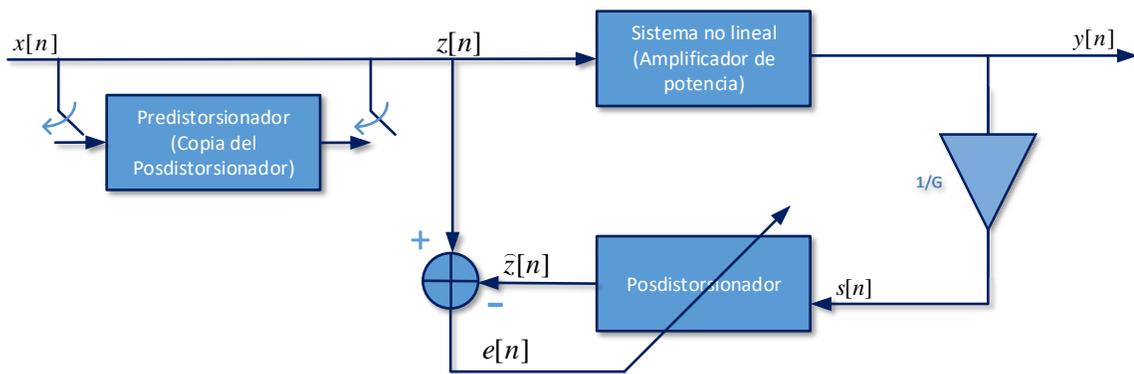


Figura 24: Principio de aprendizaje indirecto [10].

deseable que el amplificador trabaje a máxima potencia, por cuestiones de eficiencia. En la figura 25, se muestra el comportamiento del transmisor de la plataforma USRP empleada. El punto de operación elegido, para realizar los experimentos, es el de máxima potencia de salida en banda, a saber -10 dB.

La caracterización se realizó midiendo la potencia en banda de una señal OFDM. En la figura 25 es posible observar una respuesta altamente lineal para el transmisor. Se eligió la potencia de entrada de -10 dB ya que no se presenta una compresión significativa de la ganancia antes de este punto.

En la figura 26, se puede apreciar el efecto de los compensadores no lineales en la cancelación del efecto no lineal de los amplificadores. Se muestran las gráficas de entrada contra salida con el propósito de realizar una comparación de la respuesta, tanto de la capa analógica, como del compensador y la respuesta conjunta (respuesta en serie). Se puede apreciar con claridad que la respuesta final es lineal. La mejora también puede ser apreciada en el dominio de la frecuencia. Debido a que la respuesta

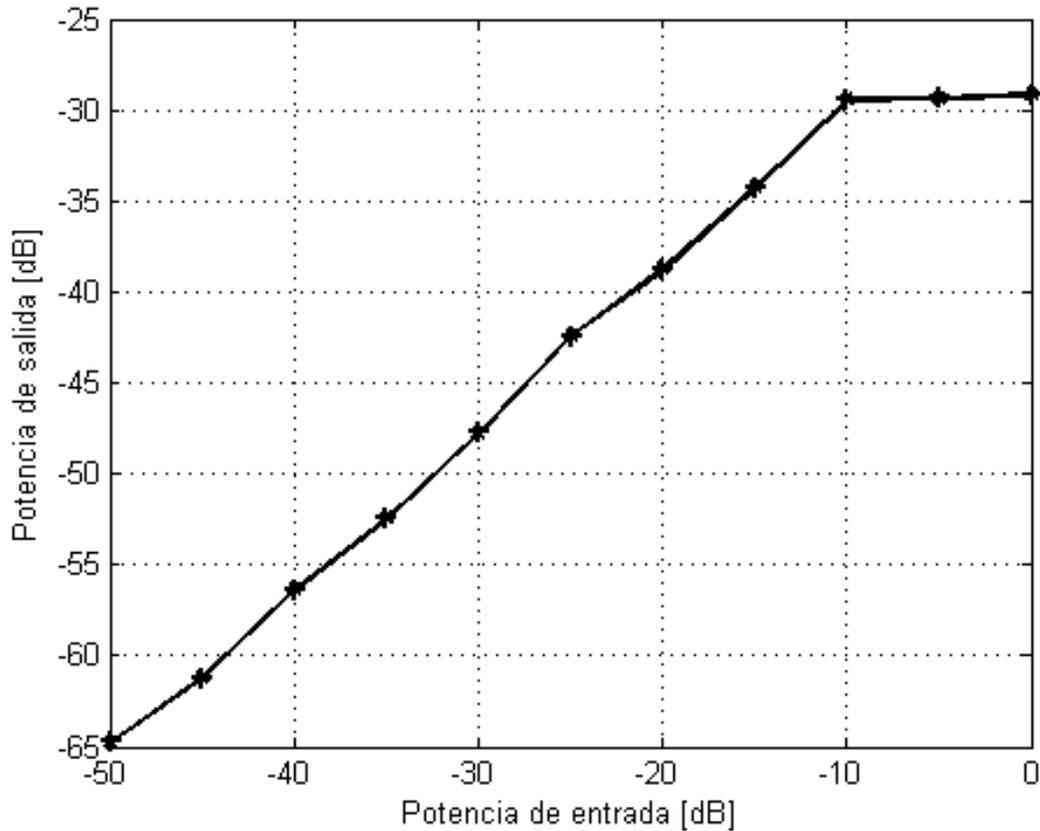


Figura 25: Caracterización de la respuesta del transmisor.

no lineal del amplificador de potencia provoca cierto engrosamiento del espectro, es deseable que el compensador reduzca este engrosamiento al máximo. A continuación se presenta el desempeño del algoritmo propuesto, tanto en modo de posdistorsionador como predistorsionador.

IV.2.3. Resultados en modo de posdistorsionador

Los resultados mostrados en esta sección son obtenidos utilizando el compensador en modo posdistorsionador. La figura 27 muestra el efecto de reducción de engrosamiento

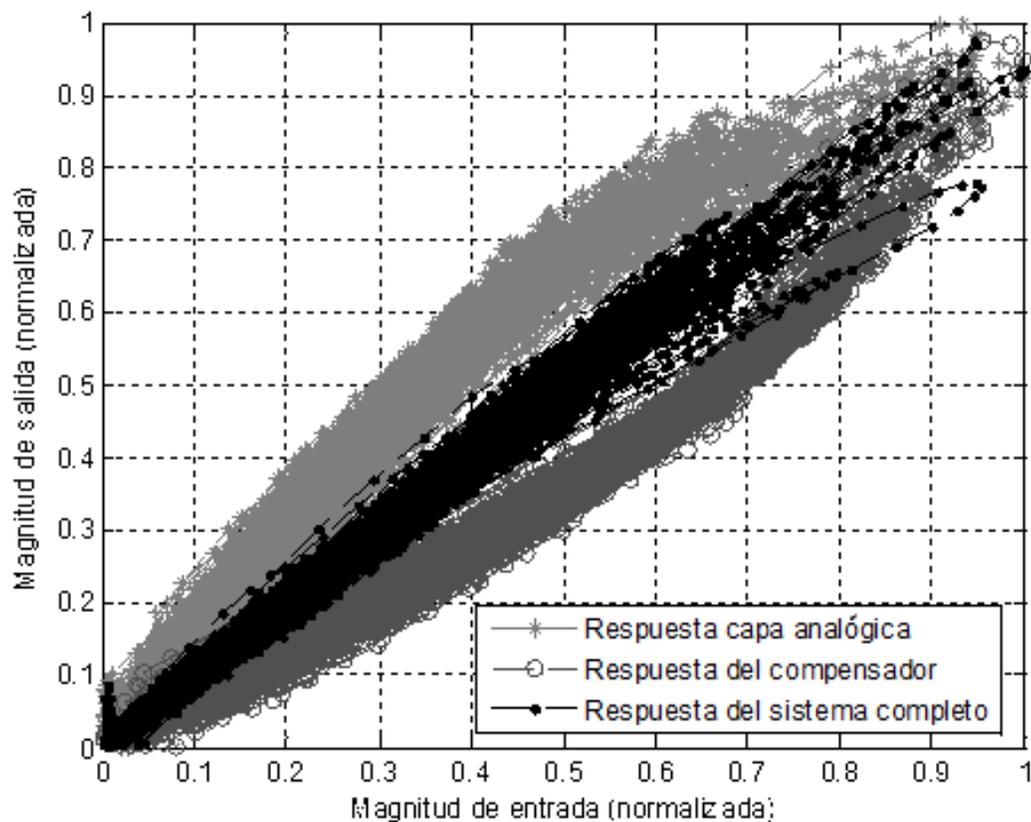


Figura 26: Comparación de la respuesta de la capa analógica, el compensador y la respuesta conjunta de ambos.

espectral. Es de esperarse que el filtro de compensación reduzca el ensanchamiento del espectro al compensar el efecto de la no linealidad. Esta es la razón por la que existe gran interés, por parte de la industria, hacia este tipo de algoritmos, ya que ayudan a cancelar la distorsión no lineal en banda y ello permite cumplir con la máscara de transmisión de potencia que imponen los estándares. En la figura 27 se aprecia con claridad que el algoritmo propuesto tiene un desempeño comparable, e incluso mejor, a los algoritmos propuestos por [2] y [35]. La ventaja para nuestra propuesta es que el

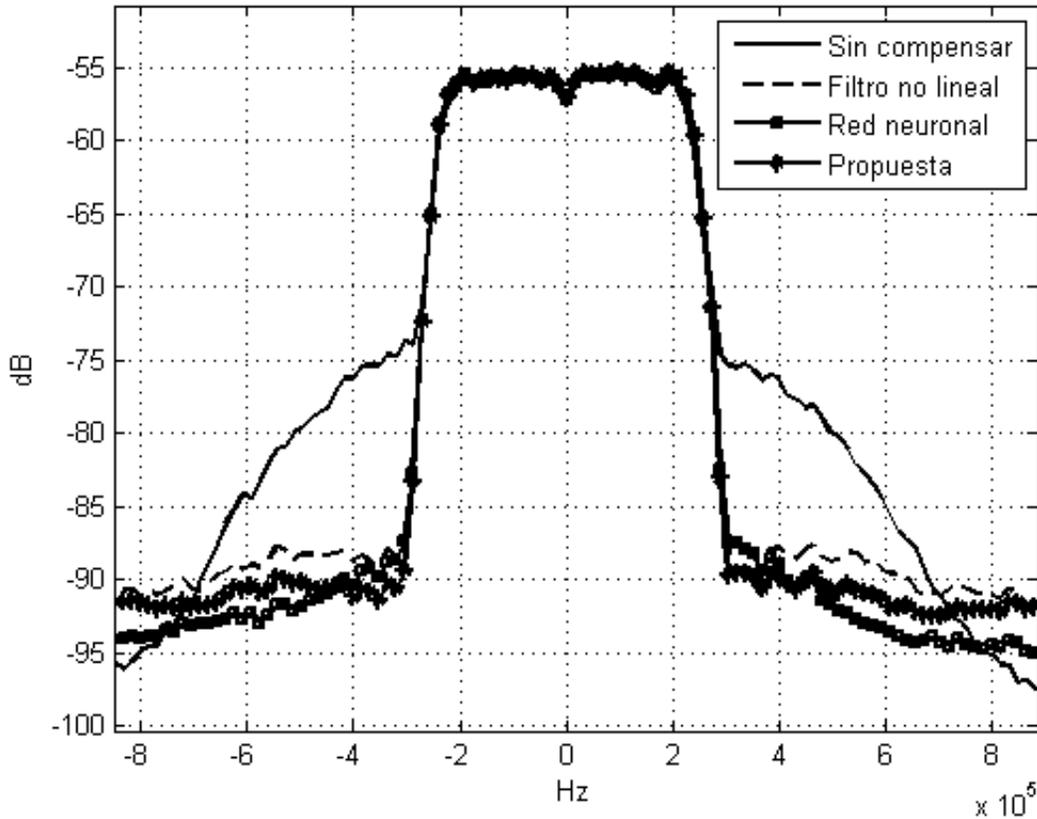


Figura 27: Comparación de espectro obtenido con PWELCH de las señales a la salida del compensador después de entrenarlos.

entrenamiento de una red neuronal lineal es más simple que el entrenamiento de una red neuronal multicapa, como la propuesta en [35], y es similar al entrenamiento de un filtro no lineal, como el propuesto en [2]. El engrosamiento del espectro es medido por la figura de mérito llamada *relación de potencia al canal adyacente* (ACPR, del inglés *Adjacent Channel Power Ratio*). La tabla I muestra el ACPR para cada uno de los casos.

Como ya se ha comentado, el hecho de utilizar este tipo de algoritmos ayuda también

Tabla I: ACPR, medido con periodograma para los canales derecho e izquierdo, usando el posdistorsionador

Algoritmo	ACPR izquierda	ACPR derecha
Filtro no lineal [2]	25.1386 dB	24.3309 dB
Red neuronal [35]	25.3630 dB	24.5586 dB
Sin compensar	20.5002 dB	20.6197 dB
Propuesta	25.4430 dB	24.6131 dB

a reducir la distorsión en banda que sufre la señal. La mejora en la calidad de la señal es altamente deseable, ya que con ello se logra reducir la distorsión con que se trasmite, a la vez que se mejora la máscara espectral.

Para mostrar el efecto positivo en la reducción en la distorsión de la señal, se incluyen las figuras 28, 29 y 30, con las constelaciones recibidas. La figura 28 muestra la constelación recibida sin realizar la compensación de la respuesta no lineal. La figura 29, muestra la constelación resultante después de aplicar el algoritmo propuesto en [2]. Finalmente, la figura 30 muestra la constelación que resulta después de aplicar el algoritmo propuesto en este trabajo. Es notable que la figura 30 presenta una constelación muy parecida a la constelación reportada en [2] (ver figura 29), por lo que se puede deducir que los dos algoritmos cancelan apropiadamente la distorsión en banda y, como consecuencia, el algoritmo que proponemos es una buena opción para una implementación real.

La figura de mérito para medir la distorsión en una constelación es la *magnitud del vector de error*, (*Error Vector Magnitud* o EVM). El EVM mide el valor RMS del error en la constelación recibida, con respecto al valor ideal transmitido más cercano. La tabla II muestra, para cada uno de los algoritmos, el EVM de las cuatro constelaciones definidas en el estándar 802.11a. Los resultados mostrados en la tabla II confirman que la red neuronal lineal propuesta alcanza un buen desempeño.

Tabla II: EVM para cada algoritmo con uso del posdistorsionador

Modulación \ Algoritmo	BPSK	QPSK	16QAM	64QAM
Filtro no lineal [2]	-19.02 dB	-19.42 dB	-20.69 dB	-19.62 dB
Red neuronal [35]	-19.87 dB	-18.13 dB	-21.12 dB	-20.35 dB
Sin compensar	-12.98 dB	-16.97 dB	-13.75 dB	-18.39 dB
Propuesto	-19.06 dB	-21.06 dB	-20.85 dB	-19.74 dB

IV.2.4. Resultados en modo de predistorsionador

Como se mencionó, el filtro obtenido puede ser usado como predistorsionador para mejorar el desempeño del transmisor. La tabla III y la tabla IV muestran las medidas de ACPR y EVM cuando el compensador entrenado es usado como predistorsionador. Se puede notar una ligera pérdida en el desempeño con respecto al resultado compensador

en forma de posdistorsionador. Esta ligera degradación también se manifiesta en el espectro de potencia de cada uno de los casos mostrados en la figura 31.

Por otra parte, el estándar 802.11a, que se toma como base para el sistema, impone un EVM mínimo de -8 dB, -16 dB, -19 dB y -25 dB para las constelaciones BPSK, QPSK, 16QAM y 64QAM, respectivamente. De la tabla IV, se puede deducir que es posible transmitir sin problemas en BPSK, QPSK y 16QAM a máxima potencia, mientras que para 64QAM no es posible disminuir la distorsión a un nivel aceptable. También, es conveniente destacar que la reducción en el espectro es significativa y esta ventaja puede hacer la diferencia entre cumplir con la máscara de transmisión o no.

Por último, cabe recordar que, para obtener las figuras de las constelaciones, se ejecutaron todos los algoritmos explicados en el capítulo V sobre la plataforma USRP.

Tabla III: ACPR después de aplicar el predistorsionador

Algoritmo	ACPR izquierda	ACPR derecha
Sin compensar	20.50 dB	20.61 dB
Filtro no lineal [2]	23.88 dB	22.59 dB
Red Neuronal [35]	23.64 dB	22.62 dB
Propuesta	23.67 dB	22.39 dB

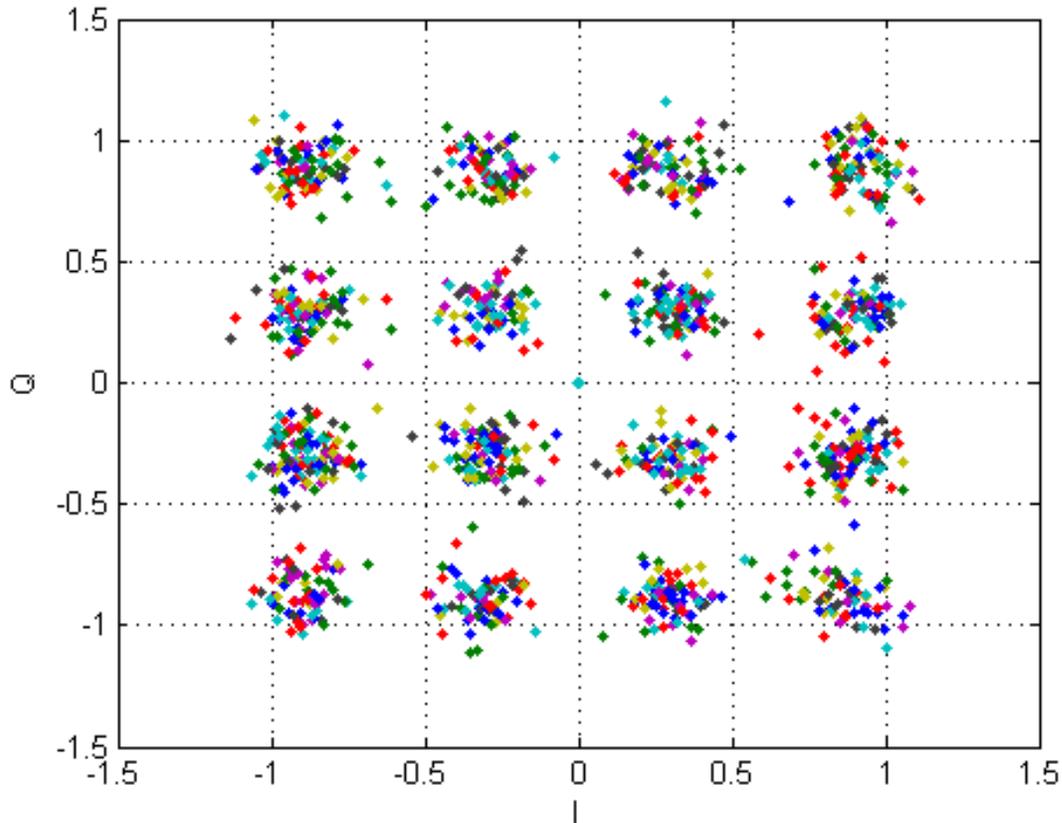


Figura 28: Constelación recibida sin compensar.

IV.3. Conclusiones de capítulo

En este capítulo se presentó un algoritmo para cancelar la distorsión no lineal del transmisor, con base en una red neuronal lineal, y se mostró que el desempeño del algoritmo propuesto es comparable, bajo las mismas condiciones experimentales, con respecto al desempeño de dos algoritmos del estado del arte (uno con base a una red neuronal multicapa y otro con base en un filtro no lineal) pero con la ventaja de que el entrenamiento de una red neuronal lineal es más simple que el entrenamiento de una red neuronal multicapa y similar al entrenamiento de un filtro no lineal.

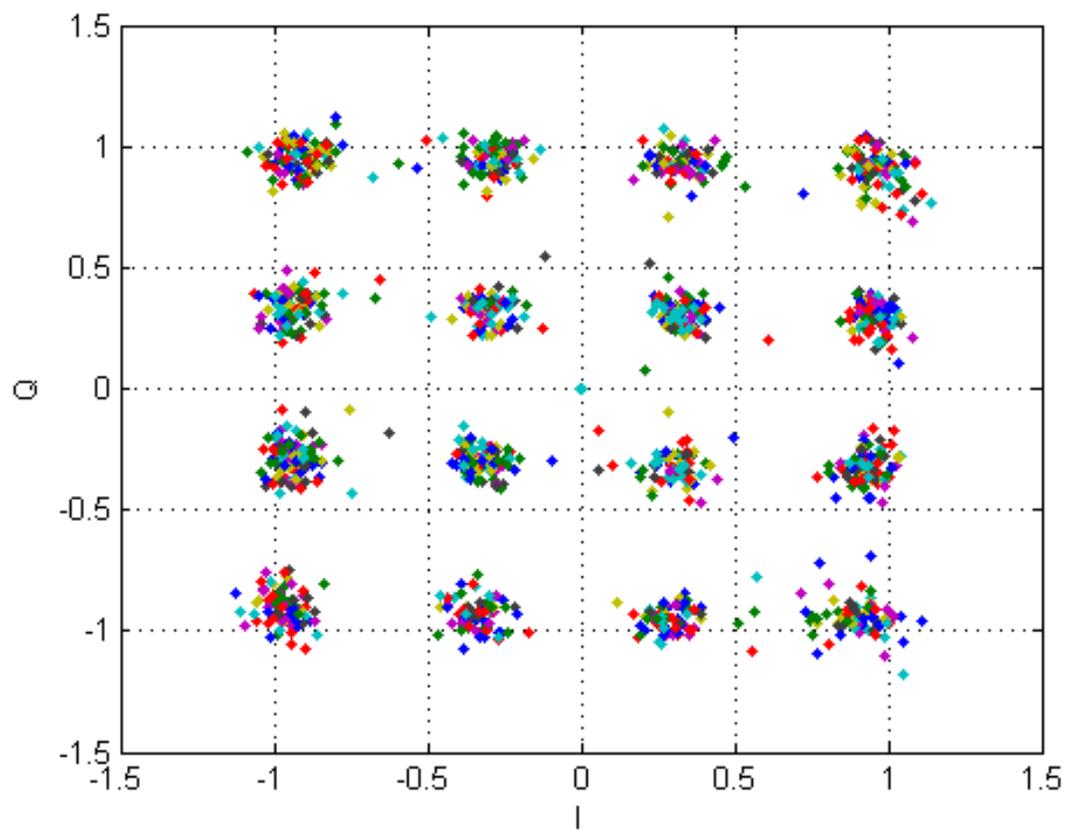


Figura 29: Constelación 16QAM recibida a la salida del compensador propuesto por [2].

Tabla IV: EVM después de aplicar el predistorsionador

Algoritmo	Modulación	BPSK	QPSK	16QAM	64QAM
Sin compensar		-12.98 dB	-16.97 dB	-13.75 dB	-18.39 dB
Filtro no lineal [2]		-19.50 dB	-19.56 dB	-19.30 dB	-19.85 dB
Red neuronal [35]		-18.55 dB	-18.59 dB	-18.57 dB	-19.60 dB
Propuesto		-18.53 dB	-18.52 dB	-18.72 dB	-20.19 dB

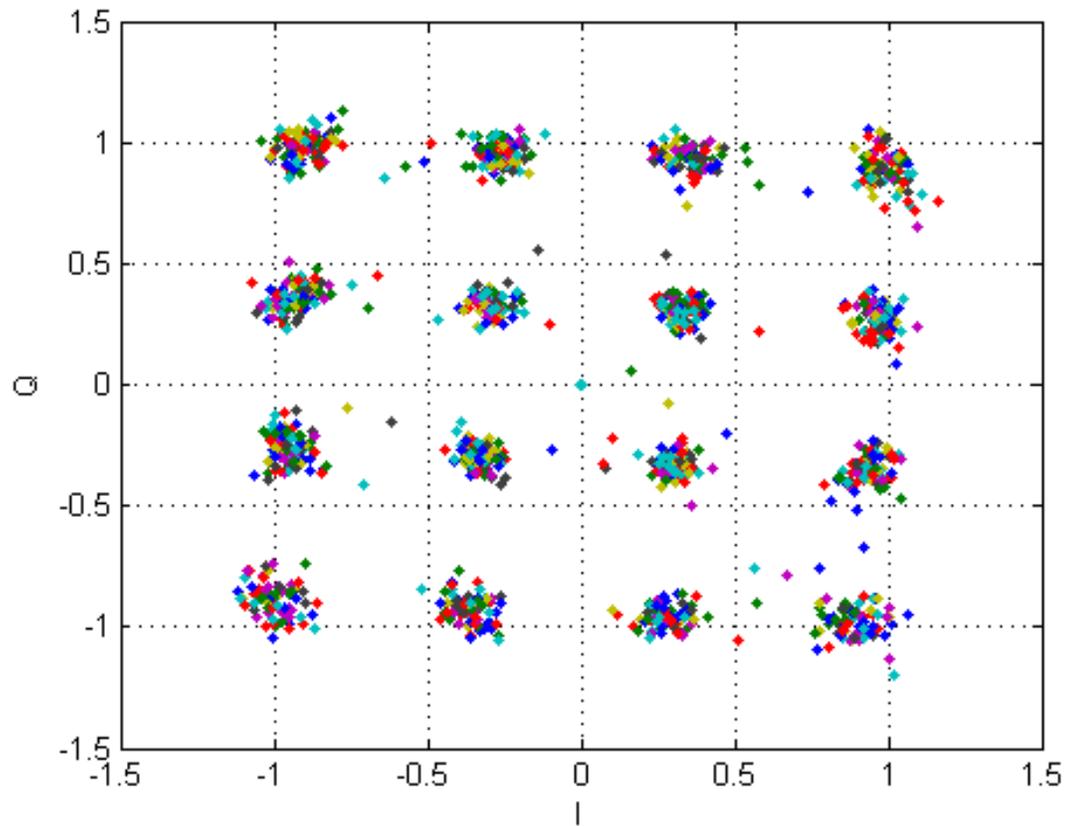


Figura 30: Constelación recibida a la salida del compensador propuesto en este trabajo.

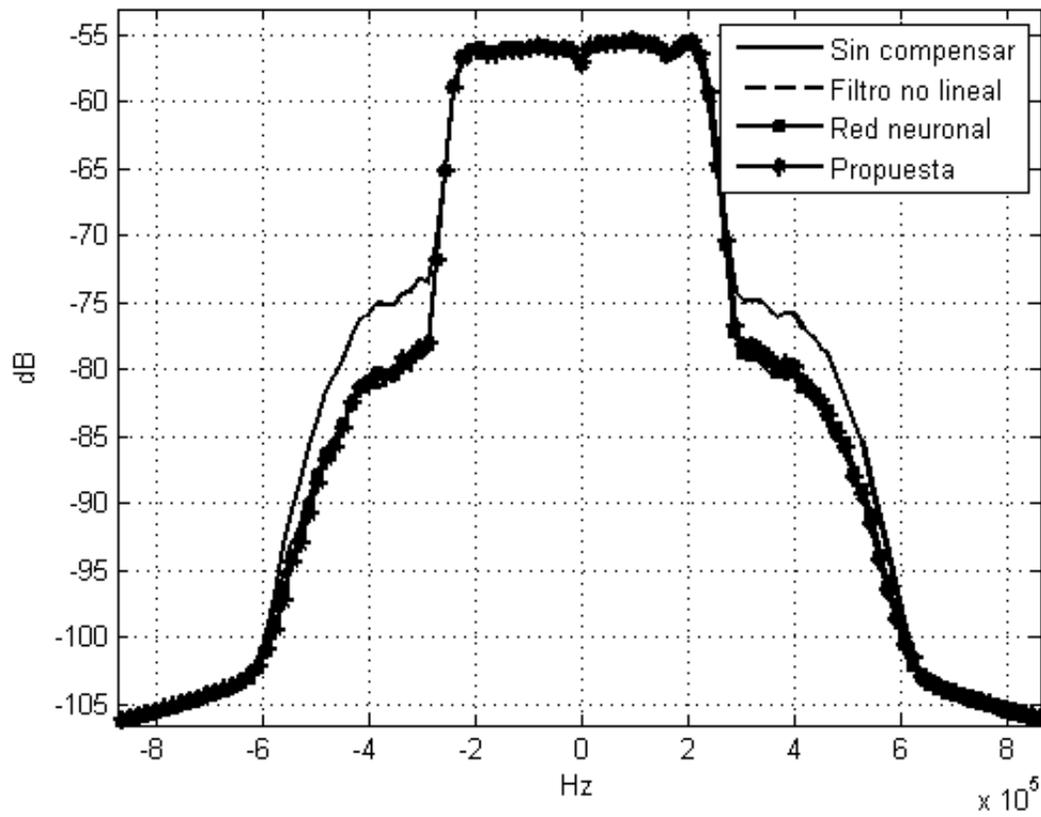


Figura 31: Comparación del espectro obtenido, con PWELCH, de las señales después de usar el predistorcionador.

Capítulo V

Plataforma para la evaluación de los algoritmos de procesamiento digital

En este capítulo se comenta brevemente la plataforma SDR que hemos utilizado durante el diseño, la prueba y la validación de los algoritmos presentados en los capítulos anteriores. Específicamente, se propone el empleo de la plataforma USRP, como banco de pruebas y validación de aplicaciones *radio definido por software* (SDR), para los algoritmos propuestos para cancelar los efectos indeseables de las imperfecciones y no linealidades. Entonces, expondremos la integración de algunos algoritmos, tanto básicos como avanzados, entre ellos: sincronización a nivel de trama y muestra, estimación de canal, estimación fina y burda del corrimiento en la frecuencia de portadora (CFO, del inglés *Carrier frequency Offset*), y la cancelación de la distorsión no lineal.

V.1. La plataforma USRP más GNU-radio

El reciente desarrollo de hardware híbrido que incluye FPGA con procesadores altamente configurables ha contribuido al diseño de unidades aceleradoras, definidas por software, con capacidades para la ejecución en tiempo real de algoritmos complejos. Esto permite cumplir con la promesa de flexibilidad del paradigma de *radio definido por*

software y, sin duda, abatirá por completo la limitación que tienen las computadoras personales para ejecutar algoritmos de alto desempeño en tiempo real.

Aunque muchos de los algoritmos propuestos en la literatura son probados en ambientes de simulación o con equipos altamente especializados, resulta que apoyarse únicamente en simulaciones conlleva el riesgo de que los supuestos del modelo no sean realistas. Además, algunas plataformas de laboratorio (referidas en algunas publicaciones) no están al alcance de una buena parte de la comunidad, debido al alto costo que implica la adquisición de estos equipos especializados. En este sentido, una plataforma de desarrollo de SDR, como la USRP, es una opción asequible para la validación de algoritmos de la capa física propuestos para la cancelación del efecto de las imperfecciones de capa física.

GNU-radio es una plataforma de software disponible para soportar el desarrollo de aplicaciones bajo el concepto SDR. En específico, la plataforma de GNU-radio permite la implementación de sistemas completos de radio y una forma rápida de evaluar algoritmos de capas superiores [47]. No obstante, se trata de una primera aproximación, ya que sabemos que se requiere de procesamiento en tiempo real, a fin de poder evitar la pérdida de información. A final de cuentas, la implementación exitosa de algoritmos avanzados, con un alto costo computacional, depende en gran medida de las capacidades computacionales del hardware empleado. Como atenuante al reto planteado, podemos mencionar que existe la posibilidad de guardar los datos en un archivo para, posteriormente, procesarlos fuera de línea. Esto posibilita que, durante el diseño de los algoritmos avanzados (en nuestro caso, los que se requieren para la cancelación de los

efectos indeseados), no es necesario trabajar en tiempo real. En los sistemas de radio comerciales, los algoritmos de capa física son ejecutados en aceleradores específicamente diseñados para la ejecución de algoritmos con alto costo computacional [7], algo que en la plataforma de desarrollo de GNU-radio aún no es posible.

En la siguiente sección, se exponen algunos algoritmos que se requirieron en nuestra investigación y que fueron implementados en la plataforma USRP, con ayuda del software de GNU-radio, a fin de contar con un banco de pruebas y validación.

V.2. Algoritmos básicos

Los algoritmos de entrenamiento mencionados en el capítulo IV requieren de sincronización a nivel de las muestras, por lo tanto, es necesario contar con un sistema de sincronización robusto para lograr que el desempeño del algoritmo propuesto alcance su máximo desempeño. Adicionalmente, es necesario ejecutar algunos otros algoritmos para cancelar algunos efectos indeseados específicos, tales como son el corrimiento de frecuencia del oscilador local o los efectos del canal. Debido a que todos estos son problemas típicos dentro de un sistema de comunicación inalámbrico estándar, se eligieron los símbolos de preámbulo propuesto para el estándar 802.11a [1]. La magnitud de dichos símbolos se muestra en la figura 32.

Los símbolos de preámbulo de la norma 802.11a proporcionan información suficiente para calibrar el radio antes iniciar la recepción de los datos de usuario. Con ellos, es posible detectar si hay energía entrante, calcular los estados para los amplificadores de

ganancia programable. Estos símbolos también permiten estimar el valor CFO, tanto de manera burda (estimación inicial, con los preámbulos cortos) como de manera fina (estimación final, con los preámbulos largos). Una vez que se cancela la mayoría de las imperfecciones, es posible estimar de manera precisa el instante de muestreo correcto y la sincronización a nivel de símbolo OFDM y, con ello, obtener una buena aproximación del estado del canal. A continuación se describen cada uno de los algoritmos usados en nuestra investigación.

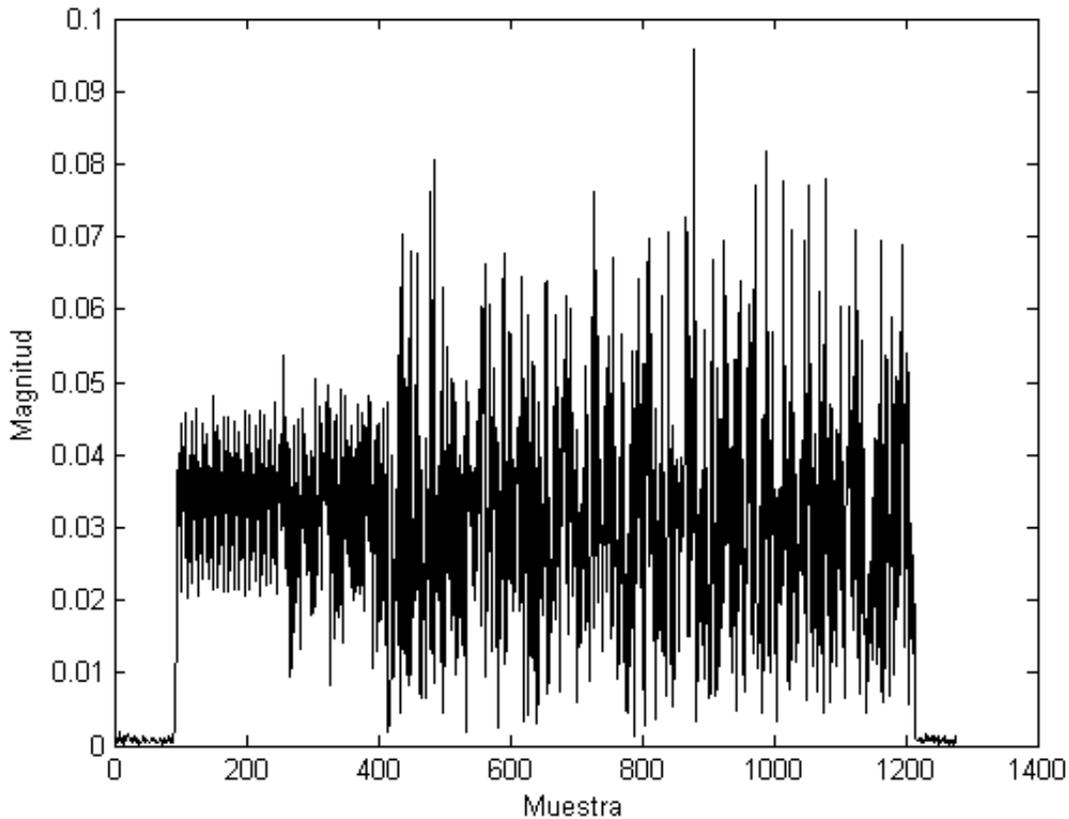


Figura 32: Señal OFDM con preámbulos del estándar 802.11a, usada para probar los algoritmos.

V.2.1. Detección de la trama entrante

La figura 33 muestra el detector de energía para la identificación del preámbulo de símbolos cortos. Este preámbulo se compone de 10 símbolos con duración igual a $1/5$ del tiempo de un símbolo OFDM normal. El algoritmo usado es el reportado en [41], que se expresa como

$$m(n) = \frac{|P(n)|^2}{(R(n))^2}, \quad (75)$$

donde

$$P(n) = \sum_{m=0}^{L-1} r_{n+m}^* r_{n+m+L}, \quad (76)$$

y

$$R(n) = \left| \sum_{m=0}^{L-1} r_{n+m+L} \right|, \quad (77)$$

r_n representa a las muestras de entrada y L es el periodo, en número de muestras, del símbolo de entrenamiento corto. En este caso, la señal está sobre muestreada por 16.

V.2.2. Estimación de ganancia y de CFO

Una vez que se ha detectado la trama entrante, es necesario estimar el valor de la ganancia programable. En nuestro caso, deseamos que la señal tenga varianza igual a 1, por conveniencia para la validación de algunos algoritmos, por lo que se aplica la ecuación

$$y(t) = \frac{x(t)}{E[|x(t)|]}, \quad (78)$$

para normalizar los datos de entrada. La aproximación al valor esperado se obtiene a partir de los datos que se encuentran en el búfer de entrada.

La estimación de CFO se realiza con el algoritmo reportado en [42]. Este algoritmo requiere que se le proporcionen dos tramas idénticas antes de que ocurra el corrimiento en frecuencia. Como el símbolo de entrenamiento corto proporciona 10 secciones idénticas, entonces es factible obtener una estimación del CFO. El alcance y la resolución de la estimación dependen del periodo del símbolo: a menor número de muestras mayor alcance pero menor precisión, por lo que esta estimación se considera una estimación burda. La estimación fina se obtendrá una vez que arriben los símbolos largos de entrenamiento. El estimador se calcula mediante

$$\hat{\phi} = \angle(p(d)) \quad (79)$$

donde $\hat{\phi}$ es la fase estimada y $p(d)$ está dado por

$$p(d) = \sum_{m=0}^{L-1} r_{d+m}^* r_{d+m+L} \quad (80)$$

donde r_m son las muestras complejas recibidas, asumiendo que $|\hat{\phi}| < \pi$. Finalmente, la estimación CFO es $\hat{f} = \frac{\hat{\phi}}{\pi T}$, donde T es el periodo de la secuencia.

V.2.3. Detección de símbolo de entrenamiento largo

En la figura 34, se muestra la detección del símbolo largo de preámbulo. Este algoritmo es una modificación al algoritmo original, propuesto en [42], con el que se detecta la energía entrante. En nuestro caso, disponemos de dos tramas idénticas más un prefijo

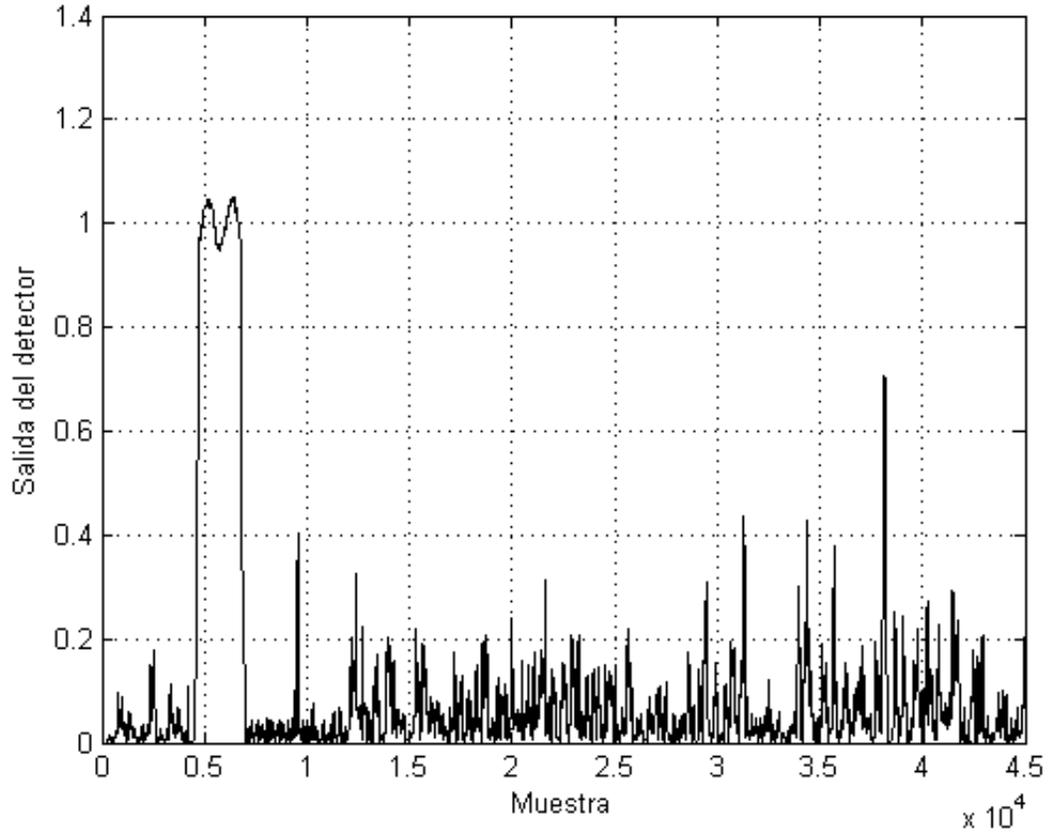


Figura 33: Salida del detector de símbolo corto (STS).

cíclico de la mitad del tiempo de un símbolo. Para detectar la presencia del símbolo largo, se realiza un empalme de la mitad de símbolo en la línea de retardos a la entrada con el de salida, así se logra que la detección alcance el máximo únicamente cuando el símbolo largo de entrenamiento ha llenado ambas líneas de retardo. Esto se expresa como

$$m(n) = \frac{|P(n)|^2}{(R(n))^2}, \quad (81)$$

donde

$$P(n) = \sum_{m=0}^{L-1} r_{n+m}^* r_{n+m+L-P}, \quad (82)$$

y

$$R(n) = \left| \sum_{m=0}^{L-1} r_{n+m+L-P} \right|, \quad (83)$$

donde r_n son las muestras de entrada y L es la longitud de línea de retardos (símbolo y medio, es decir 96 muestras) y P es la longitud del traslape (en este caso, 32 muestras).

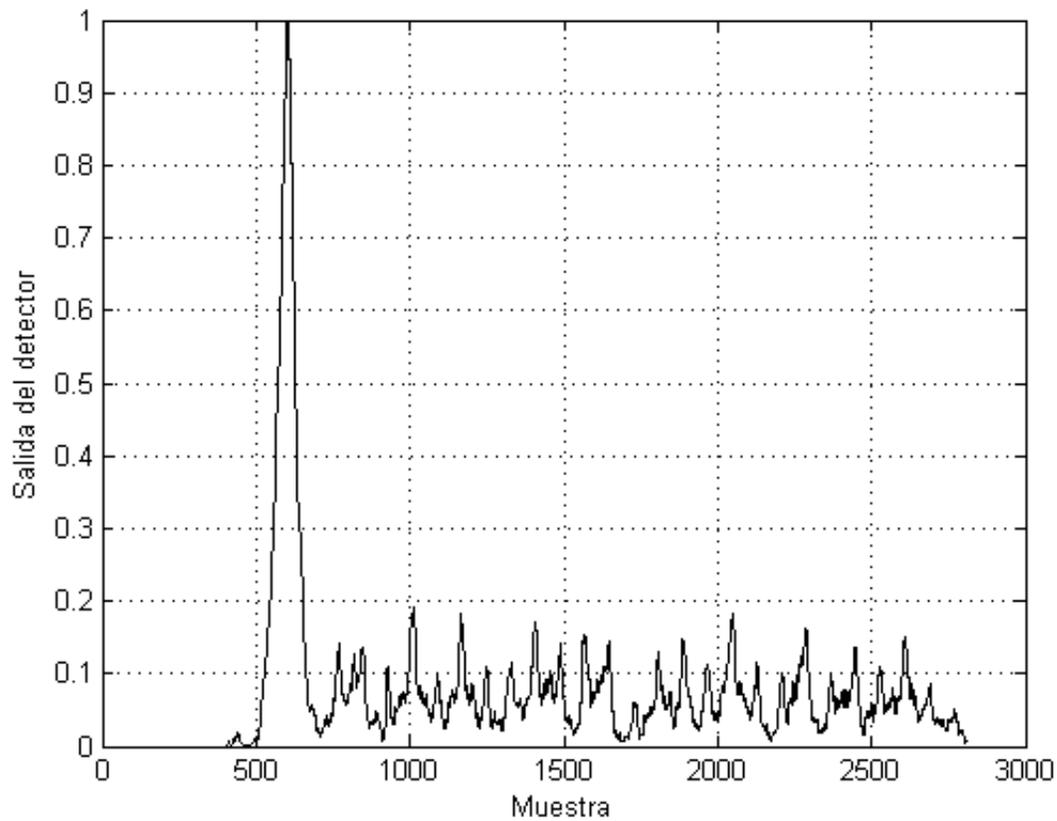


Figura 34: Salida del detector del símbolo largo (LTS).

Una vez detectado el símbolo largo de entrenamiento, es posible hacer el cálculo fino de CFO, así como obtener una estimación inicial del estado del canal. El canal estimado

se muestra en la figura 35. La estimación del canal se obtiene por

$$\hat{H}_{LS}[n] = \frac{X_{rx}[n]}{X_{tx}[n]}, \quad (84)$$

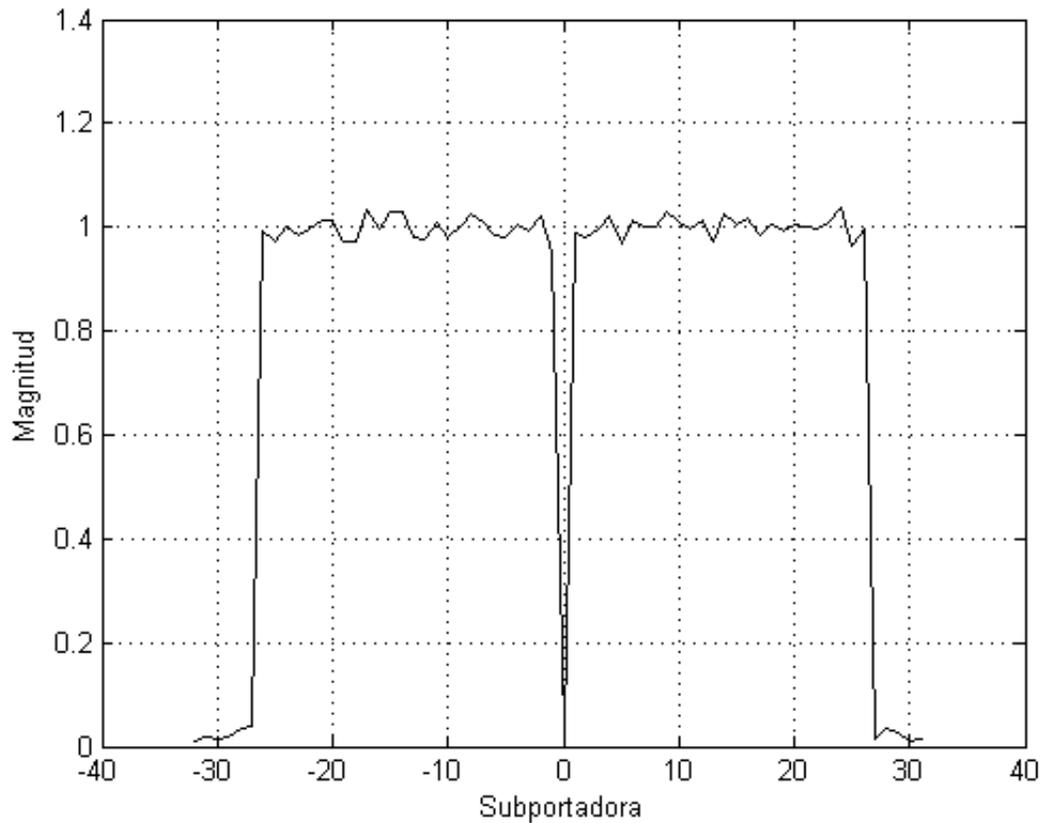


Figura 35: Respuesta estimada del canal.

donde $X_{rx}[n]$ es la secuencia recibida y $X_{tx}[n]$ es la secuencia transmitida, ambas en el dominio de la frecuencia. El igualamiento se realiza mediante

$$\hat{X}_{tx}[t] = \frac{X_{rx}[n]}{\hat{H}_{LS}[n]}. \quad (85)$$

El proceso de igualación de canal no se aplica a las secuencias de datos cuando se evalúan los algoritmos propuestos en esta investigación para la cancelación de los efectos

indeseables atribuibles a las imperfecciones de la capa física, únicamente se emplea en el momento de detectar los símbolos de las constelaciones.

V.3. Conclusiones de capítulo

En este capítulo se presentó la plataforma SDR que se ha utilizado durante el diseño, la prueba y la validación de algunos de los algoritmos propuestos. Se muestran los resultados obtenidos para algunos algoritmos básicos como son: sincronización, cálculo del desplazamiento de frecuencia portadora y estimación de canal, es importante subrayar que resultados de los capítulos anteriores fueron validados usando esta plataforma. Se puede constatar que la plataforma USRP, en combinación con GNU radio y paqueterías como Matlab u Octave, puede ser una opción asequible para la validación experimental tanto de algoritmos básicos como avanzados.

Capítulo VI

Conclusiones y perspectivas

VI.1. Conclusiones

En el presente trabajo se han realizado aportaciones, tanto teóricas como prácticas, en el área relativa a la cancelación de los efectos no lineales en los transceptores inalámbricos, con base en la aplicación exitosa de algoritmos bioinspirados y técnicas metaheurísticas para aprovechar al máximo el desempeño de los algoritmos propuestos.

En la parte teórica, se presentó un algoritmo de cancelación para la distorsión generada por señales interferentes fuera de banda con alta potencia pero que debido al comportamiento no lineal del receptor, sus productos de intermodulación caen en la banda de interés. Para ello, se propuso un método que hace uso de las propiedades del muestreo pasa banda, de tal forma que sea posible la recuperación simultánea tanto de la información de la señal de interés como de la información de la señal interferente. También se propuso un algoritmo de cancelación de los efectos indeseables de imperfecciones a nivel físico. Para este fin se realizaron mejoras a un algoritmo existente en la literatura, de tal forma que en la versión propuesta es posible cancelar productos de intermodulación de diferente orden que se generan en diferentes etapas del receptor.

Para este segundo cancelador, se utilizó un algoritmo de evolución diferencial a fin de estimar los parámetros de operación óptimos. Estas propuestas se probaron mediante simulación por computadora.

En esta investigación, también se desarrolló la propuesta de un algoritmo, soportado por una red neuronal lineal, para predistorsionar la señal antes de sea afectada por las imperfecciones y no linealidades del amplificador de potencia en el transmisor. Esta propuesta se implementó y se probó mediante la plataforma USRP de SDR. Se pudo demostrar que el efecto conjunto de la propuesta mejora la calidad de la señal transmitida. Mediante señales transmitidas con la plataforma USRP, se pudo medir y comparar el desempeño del algoritmo propuesto con respecto a un par de algoritmos en el estado del arte. Finalmente, se pudo comprobar que la propuesta alcanzó un desempeño comparable a las referencias, pero con una menor complejidad, ya que no se requiere de las funciones no lineales de activación.

En la parte práctica, se usó la plataforma USRP, en conjunto con el software de GNU-radio, para contar con un banco de prueba y validación de los algoritmos desarrollados. Para ello se implementaron diferentes algoritmos de sincronización y estimación de canal.

Con base en las aportaciones realizadas, podemos afirmar que las heurísticas bioinspiradas son una herramienta útil que pueden contribuir a mejorar, de forma práctica, la cancelación y compensación de los efectos de las imperfecciones sobre la señal en la circuitería analógica.

VI.2. Perspectivas

Con base en los resultados obtenidos y en la revisión del estado del arte, es posible vislumbrar cuál es el camino que debe de seguir la presente investigación. La compensación de los efectos de las imperfecciones mediante procesamiento digital de señales es un tema relevante.

Una vertiente, que puede ser considerada como viable para continuar la investigación, es el caso en que la señal de interés enfrenta la presencia de un señal de interferencia modulada y otra no modulada. En este caso, como resultado del efecto no lineal el producto de intermodulación de estas dos señales, la interferencia generada también cae en banda de interés. De hecho, la sensibilidad respecto de este fenómeno es parte de la especificación de algunos estándares.

Por último, las posibles aplicaciones de las heurísticas bioinspiradas en esta área son innumerables. El potencial que se tiene es grande, ya que, hasta el momento, existen pocas publicaciones en este sentido.

Bibliografía

- [1] (2003). IEEE Standard for Information Technology- Telecommunications and Information Exchange Between Systems- Local and Metropolitan Area Networks- Specific Requirements- Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. *ANSI/IEEE Std 802.11, 1999 Edition (R2003)*, páginas i-513.
- [2] Anttila, L., Handel, P., y Valkama, M. (2010). Joint mitigation of power amplifier and I/Q modulator impairments in broadband direct-conversion transmitters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **58**(4): 730-739.
- [3] Bae, J. y Park, J. (2008). A searching algorithm for minimum bandpass sampling frequency in simultaneous down-conversion of multiple RF signals. *Communications and Networks, Journal of*, **10**(1): 55-62.
- [4] Bagheri, R., Mirzaei, A., Chehrazi, S., y Abidi, A. A. (2007). Architecture and clock programmable baseband of an 800MHz-6GHz software-defined wireless receiver. En *20th International Conference on VLSI Design held jointly with 6th International Conference on Embedded Systems (VLSID'07)*, páginas 135-140.
- [5] Brandolini, M., Rossi, P., Manstretta, D., y Svelto, F. (2005). Toward multistandard mobile terminals - fully integrated receivers requirements and architectures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **53**(3): 1026-1038.
- [6] Brest, J., Greiner, S., Boskovic, B., Mernik, M., y Zumer, V. (2006). Self-adapting control parameters in differential evolution: A comparative study on numerical benchmark problems. *Evolutionary Computation, IEEE Transactions on*, **10**(6): 646-657.
- [7] Carballido, J., Hermosillo, J., Veloz, A., Arditti, D., del Rio, A., Borrayo, E., Guzman, M., Lakdawala, H., y Verhelst, M. (2013). A programmable calibration/BIST engine for RF and analog blocks in socs integrated in a 32 nm cmos WiFi transceiver. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, **48**(7): 1669-1679.
- [8] Dufrene, K., Boos, Z., y Weigel, R. (2007). A 0.13 micrometers 1.5v cmos i/q down-converter with digital adaptive iip2 calibration. En *Solid-State Circuits Conference, 2007. ISSCC 2007. Digest of Technical Papers. IEEE International*, páginas 86 -589.
- [9] Dufrene, K., Boos, Z., y Weigel, R. (2008). Digital adaptive iip2 calibration scheme for cmos downconversion mixers. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, **43**(11): 2434-2445.
- [10] Eun, C. y Powers, E. J. (1997). A new Volterra predistorter based on the indirect learning architecture. *IEEE Transactions on Signal Processing*, **45**(1): 223-227.

- [11] Fettweis, G., Lohning, M., Petrovic, D., Windisch, M., Zillmann, P., y Rave, W. (2005). Dirty RF: a new paradigm. En *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2005. PIMRC 2005. IEEE 16th International Symposium on*, Vol. 4, páginas 2347 –2355 Vol. 4.
- [12] Grimm, M., Sharma, R. K., Hein, M., y Thoma, R. (2012). Non-linearly induced interference and its mitigation in cognitive wideband receivers. *European Wireless, 2012. EW. 18th European Wireless Conference*, páginas 1 –6.
- [13] Gu., Q. (2005). *RF Systems Design of Transceivers for Wireless Communications*. Springer. ISBN 0-387-24161-2.
- [14] Habibi, H., Janssen, E., Yan, W., y Bergmans, J. (2012a). Digital compensation of cross-modulation distortion in multimode transceivers. *Communications, IET*, **6**(12): 1724 –1733.
- [15] Habibi, H., Wu, Y., Bergmans, J., y Janssen, E. (2012b). Digital compensation of cross-modulation distortion in multimode transceivers. En *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2012 IEEE 75th*, páginas 1 –4.
- [16] Han, D. y Chatterjee, A. (2005). Robust built-in test of RF ICs using envelope detectors. En *14th Asian Test Symposium (ATS'05)*, páginas 2–7.
- [17] Haykin, S. (2005). Cognitive radio: brain-empowered wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **23**(2): 201–220.
- [18] Horlin, F. (2008). *Digital Compensation for Analog Front End: A New Approach to Wireless Transceiver Designs*. John Wiley and Sons Ltd, England.
- [19] Hueber, G., Zou, Y., Dufrene, K., Stuhlberger, R., y Valkama, M. (2009). Smart front-end signal processing for advanced wireless receivers. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, **3**(3): 472–487.
- [20] Janssen, E., Milosevic, D., Baltus, P., y Habibi, H. (2011). Modeling and analysis of nonlinearities and bandwidth limitations in RF receivers. En *Circuits and Systems (ISCAS), 2011 IEEE International Symposium on*, páginas 1836 –1839.
- [21] Kaltiokallio, M., Saari, V., Kallioinen, S., Parssinen, A., y Ryyanen, J. (2012). Wideband 2 to 6 GHz RF front-end with blocker filtering. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, **47**(7): 1636 –1645.
- [22] Keehr, E. y Hajimiri, A. (2008). Equalization of third-order intermodulation products in wideband direct conversion receivers. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, **43**(12): 2853 –2867.
- [23] Keehr, E. y Hajimiri, A. (2009). Analysis of internally bandlimited multistage cubic-term generators for rf receivers. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, **56**(8): 1758 –1771.

- [24] Kivekas, K., Parssinen, A., y Halonen, K. A. I. (2001). Characterization of IIP2 and DC-offsets in transconductance mixers. *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, **48**(11): 1028–1038.
- [25] Lopez-Benitez, M. y Casahevall, F. (2010). Spectrum occupancy in realistic scenarios and duty cycle model for cognitive radio. *Advances in Electronics and Telecommunications*, **1**(1): 26–34.
- [26] Lyons, R. (2010). *Understanding Digital Signal Processing*. Prentice-Hall accounting series. Pearson Education. ISBN 9780137028528.
- [27] Mahrof, D., Klumperink, E., Haartsen, J., y Nauta, B. (2010). On the effect of spectral location of interferers on linearity requirements for wideband cognitive radio receivers. En *New Frontiers in Dynamic Spectrum, 2010 IEEE Symposium on*, páginas 1–9.
- [28] Manstretta, D., Brandolini, M., y Svelto, F. (2003). Second-order intermodulation mechanisms in cmos downconverters. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, **38**(3): 394–406.
- [29] Mirabbasi, S. y Martin, K. (2000). Classical and modern receiver architectures. *Communications Magazine, IEEE*, **38**(11): 132–139.
- [30] Mitola, J., I. y Maguire, G.Q., J. (1999). Cognitive radio: making software radios more personal. *Personal Communications, IEEE*, **6**(4): 13–18.
- [31] Moon, T. y Stirling, W. (2000). *Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing*. Prentice Hall. ISBN 9780201361865.
- [32] Okada, K. y Kousai, S. (2011). *Digitally-Assisted Analog and RF CMOS Circuit Design for Software-Defined Radio*. SpringerLink : Bücher. Springer. ISBN 9781441985149.
- [33] Parssinen, A. (2011). Multimode-multiband transceivers for next generation of wireless communications. En *ESSCIRC (ESSCIRC), 2011 Proceedings of the*, páginas 25–36.
- [34] Quach, L. D. y Stapleton, S. (1993). A postdistortion receiver for mobile communications. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, **42**(4): 604–616.
- [35] Rawat, M. y Ghannouchi, F. (2012). A mutual distortion and impairment compensator for wideband direct-conversion transmitters using neural networks. *Broadcasting, IEEE Transactions on*, **58**(2): 168–177.
- [36] Razavi, B. (1997). Design considerations for direct-conversion receivers. *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, **44**(6): 428–435.

- [37] Razavi, B. (2011). *RF Microelectronics*. Prentice Hall International Series in the Physical and Chemical Engineering Sciences. Pearson Education. ISBN 9780132851824.
- [38] Rodriguez, S., Rusu, A., Zheng, L.-R., y Ismail, M. (2008a). Cmos rf mixer with digitally enhanced iip2. *Electronics Letters*, **44**(2): 121–122.
- [39] Rodriguez, S., Rusu, A., Zheng, L.-R., y Ismail, M. (2008b). A novel BiST and calibration technique for CMOS down-converters. En *Circuits and Systems for Communications. ICCSC 2008. 4th IEEE International Conference on*, páginas 828–832.
- [40] Schetzen, M. (1976). Theory of pth-order inverses of nonlinear systems. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, **23**(5): 285–291.
- [41] Schmidl, T. M. y Cox, D. C. (1996). Low-overhead, low-complexity [burst] synchronization for OFDM. En *Communications, 1996. ICC '96, Conference Record, Converging Technologies for Tomorrow's Applications. 1996 IEEE International Conference on*, Vol. 3, páginas 1301–1306 vol.3.
- [42] Schmidl, T. M. y Cox, D. C. (1997). Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Transactions on Communications*, **45**(12): 1613–1621.
- [43] Sleiman, S. B., Akour, A., Khalil, W., y Ismail, M. (2010). Millimeter-wave BiST and BiSC using a high-definition sub-ranged detector in 90nm CMOS. En *2010 53rd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, páginas 477–480.
- [44] Stapleton, S. y Quach, L. (1992). Reduction of adjacent channel interference using postdistortion. En *Vehicular Technology Conference, 1992, IEEE 42nd*, páginas 915–918 vol.2.
- [45] Storn, R. y Price, K. (1997). Differential evolution - a simple and efficient adaptive scheme for global optimization over continuous spaces. *Journal of Global Optimization*, **11**: 341–359.
- [46] Tubbax, J., Come, B., Van der Perre, L., Donnay, S., Engels, M., Man, H. D., y Moonen, M. (2005). Compensation of IQ imbalance and phase noise in OFDM systems. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, **4**(3): 872–877.
- [47] Tucker, D. C. y Tagliarini, G. A. (2009). Prototyping with GNU radio and the USRP - where to begin. En *IEEE Southeastcon 2009*, páginas 50–54.
- [48] Valkama, M., Shahed hagh ghadam, A., Anttila, L., y Renfors, M. (2006). Advanced digital signal processing techniques for compensation of nonlinear distortion in wideband multicarrier radio receivers. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, **54**(6): 2356–2366.

- [49] Valkama, M., Springer, A., y Hueber, G. (2010). Digital signal processing for reducing the effects of RF imperfections in radio devices; an overview. En *Circuits and Systems (ISCAS), Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on*, páginas 813–816.
- [50] Vaughan, R., Scott, N., y White, D. (1991). The theory of bandpass sampling. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, **39**(9): 1973–1984.
- [51] Yucek, T. y Arslan, H. (2009). A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications. *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, **11**(1): 116–130.
- [52] Zhang, G., Mora, M. S., y Farrell, R. (2006). A Built-In-Test circuit for functional verification PVT variations monitoring of cmos rf circuits. En *Irish Signals and Systems Conference, 2006. IET*, páginas 217–222.
- [53] Zou, Q., Mikhemar, M., y Sayed, A. (2008). Digital compensation of RF nonlinearities in software-defined radios. En *Acoustics, Speech and Signal Processing, 2008. ICASSP 2008. IEEE International Conference on*, páginas 2921–2924.
- [54] Zou, Q., Mikhemar, M., y Sayed, A. (2009). Digital compensation of cross-modulation distortion in software-defined radios. *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of*, **3**(3): 348–361.

Apéndice A

Deducción de la ecuación (9)

Usando las ecuaciones (6) y (3), resulta

$$\begin{aligned} y_p(t) = & \alpha_1 \operatorname{Re} \{ z_0(t)e^{j\omega_0 t} + z_1(t)e^{j\omega_1 t} \} \\ & + \alpha_2 \operatorname{Re} \{ z_0(t)e^{j\omega_0 t} + z_1(t)e^{j\omega_1 t} \}^2 \\ & + \alpha_3 \operatorname{Re} \{ z_0(t)e^{j\omega_0 t} + z_1(t)e^{j\omega_1 t} \}^3, \end{aligned} \quad (86)$$

al expandir (86),

$$\begin{aligned}
y_p(t) = & \frac{\alpha_2}{2}|z_0(t)|^2 + \frac{\alpha_2}{2}|z_1(t)|^2 \\
& + Re \left\{ \left(\alpha_1 z_0(t) + \frac{3}{4} \alpha_3 z_0(t) |z_0(t)|^2 + \frac{3}{2} \alpha_3 z_0(t) |z_1(t)|^2 \right) e^{j\omega_0 t} \right\} \\
& + Re \left\{ \left(\alpha_1 z_1(t) + \frac{3}{4} \alpha_3 z_1(t) |z_1(t)|^2 + \frac{3}{2} \alpha_3 z_1(t) |z_0(t)|^2 \right) e^{j\omega_1 t} \right\} \\
& + Re \left\{ \frac{\alpha_2}{2} [z_0(t)]^2 e^{j2\omega_0 t} \right\} \\
& + Re \left\{ \frac{\alpha_2}{2} [z_1(t)]^2 e^{j2\omega_1 t} \right\} \\
& + Re \left\{ \frac{\alpha_3}{4} [z_0(t)]^3 e^{j3\omega_0 t} \right\} \\
& + Re \left\{ \frac{\alpha_3}{4} [z_1(t)]^3 e^{j3\omega_1 t} \right\} \\
& + Re \left\{ \alpha_2 z_0(t) z_1(t) e^{j(\omega_0 + \omega_1)t} \right\} \\
& + Re \left\{ \alpha_2 z_0(t) z_1(t) e^{j(\omega_0 - \omega_1)t} \right\} \\
& + Re \left\{ \frac{3\alpha_3}{4} z_0(t) [z_1(t)]^2 e^{j(\omega_0 + 2\omega_1)t} \right\} \\
& + Re \left\{ \frac{3\alpha_3}{4} z_0(t) [z_1^*(t)]^2 e^{j(\omega_0 - 2\omega_1)t} \right\} \\
& + Re \left\{ \frac{3\alpha_3}{4} [z_0(t)]^2 z_1(t) e^{j(2\omega_0 + \omega_1)t} \right\} \\
& + Re \left\{ \frac{3\alpha_3}{4} [z_0^*(t)]^2 z_1(t) e^{j(2\omega_0 - \omega_1)t} \right\}, \tag{87}
\end{aligned}$$

Si se usa un filtro pasa banda a la salida del LNA, la salida del filtro puede ser escrita como

$$\begin{aligned}
y_p(t) = & Re \left\{ \left(\alpha_1 z_0(t) + \frac{3}{4} \alpha_3 z_0(t) |z_0(t)|^2 + \frac{3}{2} \alpha_3 z_0(t) |z_1(t)|^2 \right) e^{j\omega_0 t} \right\} \\
& + Re \left\{ \left(\alpha_1 z_1(t) + \frac{3}{4} \alpha_3 z_1(t) |z_1(t)|^2 + \frac{3}{2} \alpha_3 z_1(t) |z_0(t)|^2 \right) e^{j\omega_1 t} \right\}, \tag{88}
\end{aligned}$$

Finalmente, la ecuación (88) es equivalente a la ecuación (9) sin tomar en cuenta el ruido aditivo blanco y gaussiano .

Apéndice B

Deducción de σ_{wi}^2

La potencia de la señal interferente se calcula con

$$\begin{aligned} \sigma_{wi}^2 = & E \left[\left(\frac{\alpha_2(2\eta + \Delta R')}{2} \right) (|z'_{i,0}[n]|^2 + |z'_{i,1}[n]|^2) (1 + j) \right. \\ & \left. + \alpha_1 z_1(t) + \frac{3}{4} \alpha_3 z_1(t) |z_1(t)|^2 + \frac{3}{2} \alpha_3 z_1(t) |z_0(t)|^2 + \omega_p \right]^2 \end{aligned} \quad (89)$$

si se expande la ecuación (89) y se usan las propiedades del valor esperado

$$\begin{aligned} \sigma_{wi}^2 = & 2 \left(\frac{\alpha_2(2\eta + \Delta R')}{2} \right)^2 E \left[(|z'_{i,0}[n]|^2 + |z'_{i,1}[n]|^2)^2 \right] \\ & + \frac{9}{16} \alpha_3^2 E [|z_{i,0}|^6] \\ & + \frac{9}{4} \alpha_3^2 E [|z_{i,0}|^2] E [|z_{i,1}|^4] \\ & + \frac{18}{8} \alpha_3^2 E [|z_{i,0}|^4] E [|z_{i,1}|^2] \\ & + E [|\omega_p|^2], \end{aligned} \quad (90)$$

y expandiendo (90)

$$\begin{aligned}
\sigma_{wi}^2 = & 2 \left(\frac{\alpha_2(2\eta + \Delta R')}{2} \right)^2 \left(15|\alpha_1|^3|\alpha_3|E[|z_{l,0}|^4]E[|z_{l,1}|^2] \right. \\
& + (225/8)|\alpha_1|^2|\alpha_3|^2E[|z_{l,0}|^6]E[|z_{l,1}|^2] \\
& + (117/2)|\alpha_1|^2|\alpha_3|^2E[|z_{l,0}|^4]E[|z_{l,1}|^4] \\
& + 15|\alpha_1|^3|\alpha_3|E[|z_{l,0}|^2]E[|z_{l,1}|^4] \\
& + (225/8)|\alpha_1|^2|\alpha_3|^2E[|z_{l,0}|^2]E[|z_{l,1}|^6] \\
& + (81/4)|\alpha_1||\alpha_3|^3E[|z_{l,0}|^8]E[|z_{l,1}|^2] \\
& + (1107/16)|\alpha_1||\alpha_3|^3E[|z_{l,0}|^6]E[|z_{l,1}|^4] \\
& + (1107/16)|\alpha_1||\alpha_3|^3E[|z_{l,0}|^4]E[|z_{l,1}|^6] \\
& + (81/4)|\alpha_1||\alpha_3|^3E[|z_{l,0}|^2]E[|z_{l,1}|^8] \\
& + |\alpha_1|^4E[|z_{l,1}|^4] + (81/256)|\alpha_3|^4E[|z_{l,0}|^{12}] \\
& + (81/256)|\alpha_3|^4E[|z_{l,1}|^{12}] + |\alpha_1|^4E[|z_{l,0}|^4] \\
& + 3|\alpha_1|^3|\alpha_3|E[|z_{l,0}|^6] + 2|\alpha_1|^4E[|z_{l,0}|^2]E[|z_{l,1}|^2] \\
& + (405/16)|\alpha_3|^4E[|z_{l,0}|^8]E[|z_{l,1}|^4] + (81/16)|\alpha_3|^4E[|z_{l,0}|^{10}]E[|z_{l,1}|^2] \\
& + (5265/128)|\alpha_3|^4E[|z_{l,0}|^6]E[|z_{l,1}|^6] + (27/8)|\alpha_1|^2|\alpha_3|^2E[|z_{l,0}|^8] \\
& + 3|\alpha_1|^3|\alpha_3|E[|z_{l,1}|^6] + (27/8)|\alpha_1|^2|\alpha_3|^2E[|z_{l,1}|^8] \\
& + (27/16)|\alpha_1||\alpha_3|^3E[|z_{l,1}|^{10}] + (405/16)|\alpha_3|^4E[|z_{l,0}|^4]E[|z_{l,1}|^8] \\
& + (81/16)|\alpha_3|^4E[|z_{l,0}|^2]E[|z_{l,1}|^{10}] + (27/16)|\alpha_1||\alpha_3|^3E[|z_{l,0}|^{10}] \left. \right) \\
& + \frac{9}{16}\alpha_3^2E[|z_{l,0}|^6] + \frac{9}{4}\alpha_3^2E[|z_{l,0}|^2]E[|z_{l,1}|^4] \\
& + \frac{18}{8}\alpha_3^2E[|z_{l,0}|^4]E[|z_{l,1}|^2] \\
& + E[|\omega_p|^2], \tag{91}
\end{aligned}$$

donde $E[|z_{l,x}|^p]$, con $x \in \{0, 1\}$, se evalúa con

$$E [|z_{l,x}|^p] = \begin{cases} 0 & \text{si } p = 0 \\ \sigma^p(p-1)!!, & \end{cases} \quad (92)$$

donde $(.)!!$ calcula el doble factorial.



Casa abierta al tiempo

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA

ACTA DE DISERTACIÓN PÚBLICA

No. 00007

Matrícula: 2113802478

DESARROLLO DE TÉCNICAS DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES PARA LA CANCELACIÓN DE SEÑALES DE INTERFERENCIA EN PRESENCIA DE NO LINEALIDADES EN TRANSCPTORES DE RADIOFRECUENCIA

En la Ciudad de México, se presentaron a las 14:00 horas del día 13 del mes de diciembre del año 2017 en la Unidad Iztapalapa de la Universidad Autónoma Metropolitana, los suscritos miembros del jurado:

- DR. MIGUEL LOPEZ GUERRERO
- DR. FAUSTO MARCOS CASCO SANCHEZ
- DR. MANUEL EDGARDO GUZMAN RENTERIA
- DR. BOHUMIL PSENICKA
- DR. ALFONSO PRIETO GUERRERO



Paulino de Jesus M.V.

PAULINO DE JESUS MENDOZA VALENCIA
ALUMNO

Bajo la Presidencia del primero y con carácter de Secretario el último, se reunieron a la presentación de la Disertación Pública cuya denominación aparece al margen, para la obtención del grado de:

DOCTOR EN CIENCIAS (CIENCIAS Y TECNOLOGIAS DE LA INFORMACION)

DE: PAULINO DE JESUS MENDOZA VALENCIA

y de acuerdo con el artículo 78 fracción IV del Reglamento de Estudios Superiores de la Universidad Autónoma Metropolitana, los miembros del jurado resolvieron:

Aprobar

Acto continuo, el presidente del jurado comunicó al interesado el resultado de la evaluación y, en caso aprobatorio, le fue tomada la protesta.

REVISÓ
[Signature]
LIC. JULIO CESAR DE LARA ISASSI
DIRECTOR DE SISTEMAS ESCOLARES

DIRECTOR DE LA DIVISIÓN DE CBI
[Signature]
DR. JOSE GILBERTO CORDOBA HERRERA

PRESIDENTE
[Signature]
DR. MIGUEL LOPEZ GUERRERO

VOCAL
[Signature]
DR. FAUSTO MARCOS CASCO SANCHEZ

VOCAL
[Signature]
DR. MANUEL EDGARDO GUZMAN RENTERIA

VOCAL
[Signature]
DR. BOHUMIL PSENICKA

SECRETARIO
[Signature]
DR. ALFONSO PRIETO GUERRERO