



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR

TESIS DE DOCTOR EN INGENIERÍA

**Procesamiento de señales para mejorar la eficiencia
energética y la seguridad en internet de las cosas**

Santiago Fernández

BAHÍA BLANCA

ARGENTINA

2023

Prefacio

Esta tesis se presenta como parte de los requisitos para acceder al grado académico de Doctor en Ingeniería, de la Universidad Nacional del Sur y no ha sido presentada previamente para la obtención de otro título en esta Universidad u otra. La misma contiene los resultados en investigaciones llevadas a cabo en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras (DIEC) de la Universidad Nacional del Sur, durante el período comprendido entre el 1 de abril de 2018 al 1 de diciembre de 2022, bajo la dirección del Dr. Fernando H. Gregorio, de la Universidad Nacional del Sur; y la co-dirección del Dr. Juan E. Cousseau, de la Universidad Nacional del Sur.

Ing. Santiago Fernández



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR
Secretaría General de Posgrado y Educación Continua

La presente tesis ha sido aprobada el/...../.....,
mereciendo la calificación de (.....)

A Fer, mis padres y mi hermano.

Resumen

En la historia de la humanidad las comunicaciones siempre han sido de vital importancia, pero es en estos últimos años que la necesidad de la hiperconectividad se ha vuelto una realidad. Diversos dispositivos, ya sean electrónicos o no, cuentan con elementos que les permiten conectarse a internet y ser monitoreados. Es a partir de estos conceptos que nace el paradigma de Internet de las Cosas (Internet of Things, IoT). Esta intrincada red de comunicaciones plantea varios desafíos en términos de conectividad y alimentación, y más aún, cuando se espera que el número de estos dispositivos llegue a los casi 100 mil millones en un futuro muy cercano.

Considerando este enorme y acelerado incremento del número de dispositivos de IoT se hace necesaria la implementación de técnicas eficientes para proveerlos de energía para su funcionamiento. Una manera alternativa al uso de las clásicas baterías, tan contaminantes para el medio ambiente, es por medio de la cosecha de energía a través de señales de radio frecuencia (RF). En este sentido, y tratándose de señales RF, pueden aprovecharse las mismas tanto para la transferencia de energía como para la de información. Para poder realizar simultáneamente esta transferencia de energía e información es necesario aplicar ciertas técnicas que permitan separar estos dos tipos de señales, tanto en la transmisión como en la recepción. En la práctica, esta transferencia de energía no es un asunto trivial, debido a las limitaciones que existen en la transmisión y recepción de este tipo de señales, como así también a las grandes pérdidas que provocan los canales inalámbricos. Es por esto que es necesario proveer técnicas que mejoren la eficiencia desde el punto de vista tanto del transmisor como del cosechador de energía, localizado en el receptor. Por otro lado, desde el punto de vista de las pérdidas ocasionadas por el canal, pueden aprovecharse técnicas nuevas que mitiguen esta problemática, extendiendo el rango de trabajo de los sistemas.

Como requisito adicional en el camino hacia las tecnologías de Sexta Generación (6G), la provisión de seguridad es una preocupación importante en el contexto de las futuras redes inalámbricas, y aquellas que operan bajo el paradigma de la cosecha de energía no son una excepción. La inherente naturaleza de las comunicaciones inalámbricas de esparcir la señal en todas direcciones (broadcast) las hace vulnerables a amenazas de agentes externos capaces de robar información. Pero, en el contexto de IoT donde los nodos de bajo costo/complejidad, con limitaciones estrictas de energía y recursos, son los componentes principales, las técnicas tradicionales para la transmisión segura de información no son compatibles. Por esto, es necesario proveer técnicas que no necesiten de un costo computacional tan elevado y puedan ser aprovechadas por cualquier dispositivo.

Abstract

In the history of mankind, communications have always been of vital importance, but it is in recent years that the need for hyperconnectivity has become a reality. Various devices, whether electronic or not, have elements that allow them to connect to the Internet and be monitored. It is from these concepts that the Internet of Things (IoT) paradigm is born. This intricate communications network poses several challenges in terms of connectivity and power, and even more so, when the number of these devices is expected to reach almost 100 billion in the very near future.

Considering this huge and accelerated increase in the number of IoT devices, it becomes necessary to implement efficient techniques to provide them with power for their operation. An alternative to the use of classic batteries, so polluting for the environment, is by means of energy harvesting through radio frequency (RF) signals. In this sense, RF signals can be used for both energy and information transfer. In order to carry out this energy and information transfer simultaneously, it is necessary to apply certain techniques that allow separating these two types of signals, both in transmission and reception. In practice, this energy transfer is not a trivial matter, due to the limitations that exist in the transmission and reception of this type of signals, as well as the high losses caused by wireless channels. This is why it is necessary to provide techniques that improve efficiency from the point of view of both the transmitter and the energy harvester, located at the receiver. On the other hand, from the point of view of the losses caused by the channel, new techniques can be used to mitigate this problem, extending the working range of the systems.

As an additional requirement on the road to Sixth Generation (6G) technologies, the provision of security is a major concern in the context of future wireless networks, and those operating under the energy harvesting paradigm are no exception. The inherent nature of wireless communications to spread the signal in all directions (broadcast) makes them vulnerable to threats from external agents capable of stealing information. But, in the context of IoT where low-cost/complexity nodes, with strict energy and resource constraints, are the main components, traditional techniques for secure information transmission are not compatible. Therefore, it is necessary to provide techniques that do not require such a high computational cost and can be exploited by any device.

Índice

Lista de figuras	15
Lista de tablas	23
Acrónimos	25
1. Introducción	33
1.1. Motivación de la Tesis	33
1.2. Contribuciones de la Tesis	36
1.2.1. Contribuciones principales	36
1.2.2. Otras contribuciones	39
1.2.3. Resumen de publicaciones	42
2. Modelos de sistemas de comunicaciones	45
2.1. Aspectos generales de los canales inalámbricos de comunicaciones	46
2.1.1. Path loss	48
2.1.2. Modelos estadísticos	48
2.1.3. Tiempo y frecuencia de coherencia	52
2.1.3.1. Dispersión Doppler y tiempo de coherencia	52
2.1.3.2. Dispersión de retardo de multitrayecto y ancho de banda de coherencia	53
2.2. Modulación multiportadora	54
2.2.1. Señal OFDM	55
2.2.1.1. Ecuación del canal	60
2.2.1.2. PAPR de una señal OFDM	62
2.3. Resumen	64

3. Transmisión y cosecha de energía utilizando señales de RF	67
3.1. Problemática actual	67
3.2. SWIPT	69
3.2.1. Protocolos de conmutación de tiempo (TS) y de división de potencia (PS)	70
3.3. Amplificadores de potencia de RF	72
3.3.1. Modelos de amplificadores de potencia	74
3.3.1.1. Modelos de amplificadores de potencia sin memoria	75
3.3.2. Eficiencia de los amplificadores de potencia	79
3.3.2.1. <i>Back-off</i>	80
3.4. Modelos de cosechadores de energía de RF	82
3.5. Técnicas de formación de haces (<i>beamforming</i>)	88
3.6. Resumen	90
4. Extensión del rango de alcance de sistemas inalámbricos	93
4.1. Repetidores	94
4.1.1. Repetidores con alimentación inalámbrica	95
4.1.2. Eficiencia en la transferencia de energía	100
4.1.2.1. Señales multiseno	101
4.1.2.2. Optimización de la señal para la transferencia de energía	102
4.1.2.3. Optimización de la señal para la transferencia de energía utilizando el CSI	106
4.1.2.4. Resultados numéricos	109
4.1.2.5. Resumen	113
4.2. Superficies inteligentes reconfigurables	113
4.2.1. Eficiencia energética utilizando RIS	117
4.2.1.1. Modelo del sistema	118
4.2.1.2. Optimización de la matriz de precodificación . . .	120
4.2.1.3. Resolución de cambio de fase restringida	123
4.2.1.4. Evaluación del desempeño del sistema	124
4.2.1.5. Resumen	129

5. Mejora de la eficiencia energética en sistemas de SWIPT	131
5.1. Problemática actual	132
5.2. Métricas: distorsión y eficiencia energética	135
5.2.1. Magnitud del vector de error (EVM)	135
5.2.2. Relación de potencia del canal adyacente (ACPR)	137
5.2.3. Eficiencia energética de extremo a extremo	137
5.3. Protocolo de división de potencia (PS) para la transferencia inalámbrica simultánea de energía e información (SWIPT)	139
5.4. Sistema SWIPT con amplificación no lineal	140
5.4.1. Distorsión no lineal del PA	140
5.4.1.1. Tasa de información	141
5.4.1.2. Energía cosechada	142
5.5. Técnicas de procesamiento de señales para sistemas de WPT eficientes	145
5.5.1. Técnica de predistorsión	146
5.5.2. Técnica de compansión	150
5.6. Diseño de las técnicas de DPD y compansión para la WPT	153
5.6.1. Técnica de predistorsión	154
5.6.2. Técnica de compansión de ley μ	155
5.6.2.1. Compromiso entre las funciones de tasa de información y potencia	161
5.7. Evaluación general de la eficiencia energética	165
5.7.1. Canal AWGN	165
5.7.1.1. Técnica de predistorsión	165
5.7.1.2. Técnica de compansión de ley μ	168
5.7.1.3. Combinando las técnicas de predistorsión y compansión	169
5.7.2. Canales con desvanecimiento	170
5.7.3. Pros y contras de ambas técnicas	174
5.8. Resumen	175
6. Seguridad en dispositivos IoT	177
6.1. Problemática actual	178

6.2. Comunicaciones seguras	179
6.2.1. Modelo de Shannon de un sistema de confidencialidad . . .	180
6.2.2. Modelo de Wyner de un canal de escuchas	181
6.2.3. Capacidad de confidencialidad	182
6.3. Seguridad de la capa física: capacidad de confidencialidad	184
6.3.1. PB operando en modo FD	186
6.3.1.1. Diseño del vector de formación de haces sujeto al conocimiento del canal	188
6.4. Correlación entre enlaces y capacidad de confidencialidad	190
6.4.1. Envejecimiento del canal	193
6.5. Caso práctico	196
6.5.1. Modelo de los canales	199
6.5.2. Modelo de señal para la fase de transferencia de energía . .	201
6.5.3. Modelo de señal para la fase de transferencia de información	202
6.5.4. Capacidad de confidencialidad y eficiencia energética de confidencialidad	203
6.5.5. Resultados numéricos	206
6.5.5.1. Efectos del diseño del vector formador de haces .	206
6.5.5.2. Estrategias de asignación de potencia y división de tiempo	210
6.6. Resumen	228
7. Conclusiones generales y líneas futuras de investigación	231
7.1. Conclusiones generales	231
7.2. Líneas futuras de investigación	236
Bibliografía	239

Lista de figuras

1.1. Sistema de SWIPT con mejoras en la WPT.	37
1.2. Sistema de WPC al que se le incorpora PLS.	38
1.3. Sistema de SWIPT para alimentar a un repetidor con energía de RF.	40
1.4. Esquema SDMA asistido por una RIS.	41
2.1. Sistema de comunicaciones inalámbrico afectado por la dispersión por multitrayecto.	46
2.2. Path loss, shadowing y multitrayecto en función de la distancia.	47
2.3. Respuesta impulsiva del canal.	49
2.4. Interferencia entre símbolos (ISI).	54
2.5. Paralelización de símbolos de datos en serie.	55
2.6. Concepto de partición del canal. La transmisión se divide en diferentes subportadoras transmitidas simultáneamente.	55
2.7. Espectro de un grupo de subportadoras de la señal OFDM.	56
2.8. Prefijo Cíclico. Las últimas muestras del símbolo OFDM son copiadas al inicio del mismo.	58
2.9. Diagrama en bloques de la generación de señales OFDM.	58
2.10. Diagrama en bloques de la recepción de señales OFDM.	59
2.11. CCDF de la PAPR de señales OFDM en banda base en tiempo discreto.	64
3.1. Esquema simplificado de un sistema de SWIPT que utiliza el protocolo de TS.	71
3.2. Esquema simplificado de un sistema de SWIPT que utiliza el protocolo de PS.	71

3.3. Respuesta no lineal de un amplificador de potencia práctico.	75
3.4. Definición de IBO y OBO.	81
3.5. Esquema simplificado de un sistema de WPT que utiliza señales de RF transmitidas por una PB.	82
3.6. Circuitos rectificadores de uno y dos diodos.	83
3.7. Circuitos rectificadores de dos y cuatro diodos.	83
3.8. Eficiencia de conversión de RF a CC ($\eta_{\text{RF-CC}}$) vs. Potencia de RF de entrada ($P_{\text{RF,in}}$).	84
3.9. Funciones de transferencia para el modelo de cosechador lineal ideal y el modelo de cosechador lineal con saturación.	85
3.10. Funciones de transferencia para el modelo de cosecha lineal ideal y el modelo de cosecha no lineal práctico.	86
3.11. Simulación y ajuste polinomial de las curva de eficiencia de conversión de RF a CC ($\eta_{\text{RF-CC}}$) y la potencia de CC cosechada ($P_{\text{CC,out}}$) vs. la potencia de RF de entrada ($P_{\text{RF,in}}$).	88
3.12. Enlaces de energía e información en un sistema compuesto por una PB multiantena y un EH de antena simple.	90
4.1. Situación en la que un obstáculo bloquea la linea de vista entre el transmisor y el receptor.	93
4.2. Comunicación a través de un repetidor entre un transmisor y un receptor.	94
4.3. Esquema en donde el repetidor implementa el protocolo de TS para obtener energía.	96
4.4. Esquema en donde el repetidor implementa el protocolo de PS para obtener energía.	96
4.5. División del intervalo de tiempo total de transmisión para el protocolo TS/TS-R.	97
4.6. División del intervalo de tiempo total de transmisión para el protocolo TS/PS-R.	99
4.7. Señales multiseno con 4, 8, 16 y 32 tonos constitutivos.	102
4.8. Señal multiseno con 8 tonos activos ubicados equiespaciadamente.	103
4.9. Señal multiseno con 4 tonos activos ubicados de manera contigua.	103
4.10. Rectificación de una señal multiseno con $N_a = 8$ tonos contiguos.	104

4.11. Rectificación de una señal multiseno con $N_a = 8$ tonos equiespaciados.	105
4.12. Rectificación de una señal OFDM con 60 subportadoras activas.	105
4.13. Asignación de subportadoras en función de la respuesta del canal utilizando la asignación de subportadoras equiespaciadas (sin CSI) y basada en CSI.	106
4.14. Potencia de cosecha en función del número de tonos constitutivos de la señal multiseno. La potencia total transmitida es de 30 dBm.	110
4.15. Rendimiento promedio en función de la potencia transmitida para los sistemas TS/TS-R y TS/PS-R.	111
4.16. Probabilidad de corte en función de la potencia transmitida para los sistemas TS/TS-R y TS/PS-R.	112
4.17. Eficiencia energética en función de la potencia transmitida para los sistemas TS/TS-R y TS/PS-R.	112
4.18. Comunicación a través de una RIS entre un transmisor y un receptor.	117
4.19. Modelo del sistema, compuesto por una BS, una RIS y un conjunto de usuarios. K_I usuarios reciben información (región roja) y K_E usuarios cosechan energía (región verde).	118
4.20. Potencia transmitida por la BS en función del número de elementos reflectantes que componen la RIS.	126
4.21. Comparación del rendimiento de los algoritmos de optimización de búsqueda exhaustiva (ESO) y optimización alternante (AO).	127
4.22. Análisis de convergencia para el algoritmo de optimización alternante.	128
4.23. Eficiencia energética del sistema BS-RIS-usuarios.	129
5.1. Definición de la EVM.	136
5.2. Tasa de información R en función de ρ para varios valores de IBO. Con $P_{RF,Tx} = 1$, $h_{PE} = 1$, $\eta = 0,5$ y $\sigma_a^2 = \sigma_p^2 = 10^{-3}$	144
5.3. Potencia cosechada Q en función de ρ para varios valores de IBO. Con $P_{RF,Tx} = 1$, $h_{PE} = 1$, $\eta = 0,5$ y $\sigma_a^2 = \sigma_p^2 = 10^{-3}$	144
5.4. Relación entre la tasa de información y la potencia cosechada para varios valores de IBO.	145
5.5. Diagrama en bloques del transmisor de OFDM propuesto en el cual se aplican diferentes técnicas de compensación.	147

5.6. Función de transferencia de un SSPA, un predistorsionador y la salida linealizada.	148
5.7. Diagrama en bloques del proceso de predistorsión.	148
5.8. Perfiles de compresión de la ley μ	151
5.9. Expansión del espectro de la señal debida a la compresión de la ley μ	152
5.10. Comparación a través de la PDF de las amplitudes de una señal OFDM básica y una señal OFDM comprimida usando diferentes valores de μ , antes de ser amplificadas por el PA.	152
5.11. Comparación entre las PDF de las amplitudes de una señal OFDM básica y señales OFDM comprimidas usando diferentes valores de μ después de ser amplificadas por el PA.	153
5.12. Eficiencia del PA en función del factor de reducción de IBO y del IBO.	154
5.13. EVM en función del factor de reducción de IBO y del IBO.	155
5.14. Reducción de la PAPR de una señal OFDM utilizando compresión de ley μ	156
5.15. Eficiencia del PA en función del μ y del IBO.	156
5.16. Variación de $K_{L,c}$ en función de μ y del IBO.	157
5.17. Potencia asociada con el término de ruido en función de μ y del IBO.	160
5.18. Potencia asociada con el término de distorsión en función de μ y del IBO.	161
5.19. Variación de la SNR en función de μ y del IBO.	162
5.20. Tasa de información en función de ρ para varios valores de μ	163
5.21. Potencia de cosecha en función de ρ para varios valores de μ	163
5.22. Relación entre la tasa de información y la potencia cosechada aplicando la técnica de compansión de ley μ	164
5.23. Eficiencia energética de extremo a extremo para la técnica de DPD para diferentes valores de factor de reducción (FR) de IBO.	166
5.24. Eficiencia del EH para diferentes valores de factor de reducción (FR) de IBO.	167
5.25. BER para diferentes valores de factor de reducción (FR) de IBO.	167
5.26. Eficiencia del EH para diferentes valores de μ	168
5.27. BER para diferentes valores de μ	169

5.28. Eficiencia energética de extremo a extremo para la técnica de expansión de ley μ	170
5.29. Comparación de la eficiencia del EH para las técnicas de DPD, expansión y DPD+expansión.	171
5.30. Comparación del rendimiento de la BER para las técnicas de DPD, expansión y DPD+expansión.	171
5.31. Eficiencia energética de extremo a extremo para las técnicas de DPD, expansión y DPD+expansión.	172
5.32. Eficiencia del EH (η_3) en canales con desvanecimiento.	173
5.33. Eficiencia energética de extremo a extremo ($\eta_1\eta_3$) en canales con desvanecimiento.	173
5.34. BER en canales con desvanecimiento.	174
6.1. Modelo de Shannon de un sistema de confidencialidad (<i>secrecy</i>).	180
6.2. Modelo de Wyner de un canal de escuchas (<i>wiretap channel</i>).	181
6.3. Sistema de comunicaciones basado en SWIPT en presencia de un usuario espía. El PB opera en modo FD y es capaz de recibir información al mismo tiempo que inyecta señales de AN.	187
6.4. Sistema de comunicaciones basado en SWIPT en presencia de un usuario espía donde existe correlación entre los enlaces de energía e información.	191
6.5. Envejecimiento del canal.	195
6.6. Sistema de comunicaciones basado en SWIPT en presencia de un usuario espía.	198
6.7. Capacidad de confidencialidad promedio bajo diferentes estrategias de formación de haces con $P_1 = P_2$, $\varphi = 0,1$ y $0,99$ y $K_r = 0$ y 4	208
6.8. Eficiencia energética de confidencialidad promedio bajo diferentes estrategias de formación de haces con $P_1 = P_2$, $\varphi = 0,1$ y $0,99$ y $K_r = 0$ y 4	208
6.9. Comparación entre las respuestas de un EH no lineal vs. la de un EH lineal con saturación.	210

6.10. Evolución de la capacidad de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de α con $P_1 = P_2 = 0$ dBm, $\varphi = 0,1$ y $0,99$, $K_r = 0$ y 4 , y donde el error de estimación aleatorio ϵ_{SI} toma diferentes valores. 212

6.11. Evolución de la eficiencia energética de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de α con $P_1 = P_2 = 0$ dBm, $\varphi = 0,1$ y $0,99$, $K_r = 0$ y 4 , y donde el error de estimación aleatorio ϵ_{SI} toma diferentes valores. 212

6.12. Evolución de la capacidad de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de P_2 con $P_1 = 0$ dBm, $\varphi = 0,1$ y $0,99$, $K_r = 0$ y 4 , y donde el error de estimación aleatorio ϵ_{SI} toma diferentes valores. 214

6.13. Evolución de la eficiencia energética de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de P_2 con $P_1 = 0$ dBm, $\varphi = 0,1$ y $0,99$, $K_r = 0$ y 4 , y donde el error de estimación aleatorio ϵ_{SI} toma diferentes valores. 214

6.14. Diagrama en bloques del algoritmo genético para la maximización de $\overline{C}_s / \overline{SEE}$ 216

6.15. Evolución de P_1 y P_2 optimizando la capacidad de confidencialidad promedio para un EH lineal y otro no lineal en función de ϵ_{SI} , con $\varphi = 0.99$ y $K_r = 4$ 218

6.16. Evolución de α optimizando la capacidad de confidencialidad promedio para un EH lineal y otro no lineal en función de ϵ_{SI} , con $\varphi = 0.99$ y $K_r = 4$ 218

6.17. Evolución de P_1 y P_2 optimizando la eficiencia energética de confidencialidad promedio para un EH lineal y otro no lineal en función de ϵ_{SI} , con $\varphi = 0.99$ y $K_r = 4$ 219

6.18. Evolución de α optimizando la eficiencia energética de confidencialidad promedio para un EH lineal y otro no lineal en función de ϵ_{SI} , con $\varphi = 0.99$ y $K_r = 4$ 219

6.19. Capacidad de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de P_1 y P_2 . Con $K_r = 0$, $\varphi = 0,99$ y $\epsilon_{SI} = -40$ dB. 220

6.20. Capacidad de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de P_1 y P_2 . Con $K_r = 4$, $\varphi = 0,99$ y $\epsilon_{SI} = -40$ dB.	221
6.21. Eficiencia energética de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de P_1 y P_2 . Con $K_r = 0$, $\varphi = 0,99$ y $\epsilon_{SI} = -40$ dB.	221
6.22. Eficiencia energética de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de P_1 y P_2 . Con $K_r = 4$, $\varphi = 0,99$ y $\epsilon_{SI} = -40$ dB.	222
6.23. Capacidad de confidencialidad promedio: operación <i>full-duplex</i> vs. <i>half-duplex</i> , en función de ϵ_{SI} y P_2 , Con $\varphi = 0,1$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, y $\alpha = 0.05$	223
6.24. Capacidad de confidencialidad promedio: operación <i>full-duplex</i> vs. <i>half-duplex</i> , en función de ϵ_{SI} y P_2 , Con $\varphi = 0,99$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, y $\alpha = 0.05$	224
6.25. Eficiencia energética de confidencialidad promedio: operación <i>full-duplex</i> vs. <i>half-duplex</i> , en función de ϵ_{SI} y P_2 , Con $\varphi = 0,1$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, y $\alpha = 0.05$	224
6.26. Eficiencia energética de confidencialidad promedio: operación <i>full-duplex</i> vs. <i>half-duplex</i> , en función de ϵ_{SI} y P_2 , Con $\varphi = 0,99$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, y $\alpha = 0.05$	225
6.27. Variación de la distancia entre Eve y Alice y entre Eve y Bob. La distancia entre Alice y Bob se mantiene constante.	225
6.28. Capacidad de confidencialidad promedio en función de P_2 y d_{AE} . Con $\varphi = 0,1$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, $\epsilon_{SI} = -40$ dB y $\alpha = 0.05$	227
6.29. Capacidad de confidencialidad promedio en función de P_2 y d_{AE} . Con $\varphi = 0,99$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, $\epsilon_{SI} = -40$ dB y $\alpha = 0.05$	227
6.30. Eficiencia energética de confidencialidad promedio en función de P_2 y d_{AE} . Con $\varphi = 0,1$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, $\epsilon_{SI} = -40$ dB y $\alpha = 0.05$	228
6.31. Eficiencia energética de confidencialidad promedio en función de P_2 y d_{AE} . Con $\varphi = 0,99$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, $\epsilon_{SI} = -40$ dB y $\alpha = 0,05$	228

Lista de tablas

3.1. Parámetros del circuito rectificador.	87
4.1. Pseudocódigos para la asignación de las subportadoras activas de las señales multiseno.	107
4.2. Parámetros de simulación para el sistema BS-RIS-usuarios.	125
5.1. Mejoras en la eficiencia energética - canal AWGN. Eficiencia del EH medida con $P_{\text{RF,Rx}} = 0$ dBm. Eficiencia energética de extremo a extremo medida con $P_{\text{RF,Tx}} = 30$ dBm.	170
6.1. Conjunto de parámetros generales de simulación para la evaluación de la capacidad de confidencialidad y la eficiencia energética de confidencialidad.	207

Acrónimos

5G 5ta. Generación de redes móviles (<i>5th Generation mobile networks</i>) . . .	33
6G 6ta. Generación de redes móviles (<i>6th Generation mobile networks</i>) . . .	114
ACPR relación de potencia del canal adyacente (<i>adjacent channel power ratio</i>)	135
ADC conversor analógico a digital (<i>analog-to-digital conversor</i>)	59
AF amplificar y reenviar (<i>amplify-and-forward</i>)	94
AN ruido artificial (<i>artificial noise</i>)	177
AO optimización alternante (<i>alternating optimization</i>)	121
AWGN ruido Gaussiano blanco aditivo (<i>additive white Gaussian noise</i>) .	109
BER tasa de error de bit (<i>bit error rate</i>)	135
BS estación base (<i>base station</i>)	39

CB formación de haces complementarios (<i>complementary beamforming</i>) . . .	189
CC corriente continua	37
CCDF función de distribución acumulativa complementaria (<i>complementary cumulative distribution function</i>)	63
CP prefijo cíclico (<i>cyclic prefix</i>)	57
CSI información del estado del canal (<i>channel state information</i>)	39
CW onda continua (<i>continuous wave</i>)	133
DAC conversor digital a analógico (<i>digital-to-analog conversor</i>)	58
DF decodificar y reenviar (<i>decode-and-forward</i>)	94
DFT transformada discreta de Fourier (<i>discrete Fourier transform</i>)	60
DPD predistorsionador digital (<i>digital predistorter</i>)	134
EH cosechador de energía (<i>energy harvester</i>)	65
ESO optimización de búsqueda exhaustiva (<i>exhaustive search optimization</i>)	121
EVM magnitud del vector de error (<i>error vector magnitude</i>)	135

FD comunicación bidireccional simultánea (<i>full-duplex</i>)	177
FEC corrección de errores hacia adelante (<i>forward error correction</i>)	184
FFT transformada rápida de Fourier (<i>fast Fourier transform</i>)	60
GA algoritmo genético (<i>genetic algorithm</i>)	211
GD gradiente descendente (<i>gradient descent</i>)	148
GSM sistema global para las comunicaciones móviles (Global System for Mobile communications)	140
HD comunicación bidireccional no simultánea (<i>half-duplex</i>)	206
IBI interferencia entre bloques (<i>interblock interference</i>)	57
IBO factor de atenuación de la entrada (<i>input back-off</i>)	79
ICI interferencia entre portadoras (<i>intercarrier interference</i>)	57
IDFT transformada inversa discreta de Fourier (<i>inverse discrete Fourier transform</i>)	57
IFFT transformada rápida inversa de Fourier (<i>inverse fast Fourier transform</i>)	60

IoT Internet de las cosas (<i>Internet of Things</i>)	33
ISI interferencia entre símbolos (<i>intersymbol interference</i>)	53
LMS mínimos cuadrados medios (<i>least mean squares</i>)	148
LNA amplificador de bajo ruido (<i>low noise amplifier</i>)	59
LOS línea de vista (<i>line-of-sight</i>)	46
LS mínimos cuadrados (<i>least squares</i>)	148
LTE <i>Long Term Evolution</i>	56
MIMO entrada múltiple y salida múltiple (<i>multiple-input and multiple-output</i>)	114
MISO entrada múltiple y salida simple (<i>multiple-input and single-output</i>)	89
MMSE error cuadrático medio mínimo (<i>minimum mean square error</i>)	61
MRC combinación de relación máxima (<i>maximum ratio combining</i>)	89
MRT transmisión de relación máxima (<i>maximum ratio transmission</i>)	89
MSE error medio cuadrático (<i>mean-square error</i>)	61

NLOS sin línea de vista (<i>non-line-of-sight</i>)	119
OBO factor de atenuación de la salida (<i>output back-off</i>)	81
OFDM multiplexación por división de frecuencias ortogonales (<i>orthogonal frequency division multiplexing</i>)	35
PA amplificador de potencia (<i>power amplifier</i>)	37
PAPR relación de potencia de pico a promedio (<i>peak-to-average power ratio</i>)	37
PB baliza de alimentación (<i>power beacon</i>)	34
PDF función de densidad de probabilidad (<i>probability density function</i>)	151
PLS seguridad de la capa física (<i>physical layer security</i>)	36
PS protocolo de división de potencia (<i>power splitting</i>)	67
PSD densidad espectral de potencia (<i>power spectral density</i>)	137
PSK modulación por desplazamiento de fase (<i>phase shift-keying</i>)	57
QAM modulación de amplitud en cuadratura (<i>quadrature amplitude modulation</i>)	57

QoS calidad de servicio (<i>quality of service</i>)	42
QPSK modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (<i>quadrature phase-shift keying</i>)	63
RB formación de haces aleatorio (<i>random beamforming</i>)	190
RF radiofrecuencia	34
RFID identificación por radiofrecuencia (<i>radio frequency identification</i>)	179
RIS superficie inteligente reconfigurable (<i>reconfigurable intelligent surface</i>)	39
RMS raíz cuadrada media (<i>root mean square</i>)	136
SDMA acceso múltiple por división espacial (<i>space division multiple access</i>)	39
SI autointerferencia (<i>self-interference</i>)	186
SIMO entrada simple y salida múltiple (<i>single-input and multiple-output</i>)	89
SINR relación señal a interferencia más ruido (<i>signal-to-interference-plus-noise ratio</i>)	119
SL amplificador de potencia con limitador suave (<i>soft limiter power amplifier</i>)	76

SNR relación señal a ruido (<i>signal-to-noise ratio</i>)	61
SSPA amplificador de potencia de estado sólido (<i>solid state power amplifier</i>)	76
SVD descomposición en valores singulares (<i>singular value decomposition</i>)	89
SWIPT transferencia inalámbrica simultánea de información y energía (<i>simultaneous wireless information and power transfer</i>)	35
TDD dúplex por división de tiempo (<i>time-division duplex</i>)	193
TDL línea de retardo con derivaciones (<i>tapped delay line</i>)	48
TS protocolo de conmutación de tiempo (<i>time switching</i>)	67
TS/PS-R conmutación de tiempo/división de potencia en el repetidor (<i>time switching/power splitting relay</i>)	40
TS/TS-R conmutación de tiempo/conmutación de tiempo en el repetidor (<i>time switching/time switching relay</i>)	40
TWTA amplificador de tubo de onda viajera (<i>traveling-wave tube amplifier</i>)	76
Wi-Fi <i>Wireless Fidelity</i>	56
WPC comunicaciones energizadas inalámbricamente (<i>wireless powered communications</i>)	34

WPT transferencia inalámbrica de energía (*wireless power transfer*) . . . 34

ZF forzamiento a cero (*zero-forcing*) 62

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación de la Tesis

En un futuro muy próximo, dispositivos integrados con sensores multifuncionales serán capaces de recopilar e intercambiar información a través de Internet. Conectándose a través de poderosas centrales computacionales podrán brindar servicios inteligentes para la vida diaria, como monitoreo ambiental, salud digital (*eSalud* o *eHealth*), control automatizado, gestión de energía, logística, gestión de seguridad y un sinnúmero de aplicaciones más que dependerán solo de la imaginación de los desarrolladores. Este nuevo concepto de interconexión de una gran cantidad de dispositivos de comunicación se conoce como Internet de las cosas (*Internet of Things*) (IoT). Sin embargo, esta gran interconectividad tiene su contrapartida en el consumo energético. El consumo de energía de las redes de comunicaciones ha aumentado exponencialmente debido al gran y exitoso avance de varias aplicaciones pero, principalmente, debido al aumento exponencial del número de dispositivos que las componen. En esta nueva era de IoT y sistemas de comunicaciones de 5ta. Generación de redes móviles (*5th Generation mobile networks*) (5G), se espera que cientos de miles de millones de dispositivos estén conectados y nunca dejen de funcionar.

Antes de 2020, algunas predicciones como las de los Laboratorios Bell, Cisco y Gartner señalaban que para ese año el despliegue de IoT involucraría a entre 20000 millones y 46000 millones de dispositivos [1]. Estas mismas predicciones señalan que para el año 2025 se espera que el número de dispositivos se encuentre

entre los 32000 millones y 99000 millones. Por esta razón es imperativo encontrar una forma eficiente en la que estos dispositivos inalámbricos puedan alimentarse, reduciendo la contaminación global y el efecto invernadero, y realizar un mejor cuidado del medio ambiente [2]. Esta alarmante situación ha motivado a los investigadores a desarrollar técnicas que minimicen el consumo de energía y las emisiones de carbono y, principalmente, evitar el uso de las tradicionales y tan contaminantes baterías. En cuyo caso, la vida útil de estas baterías recargables es de 2 a 3 años, generándose así alrededor de 25000 toneladas anuales de baterías desechadas, con impactos ambientales inconmensurablemente significativos [3].

Dado que los dispositivos que componen dichas redes **IoT**, en general, no se alimentan a través de cables, se hace posible su ubicación en cualquier lugar imaginable, ya sea en la punta del aspa de un generador eólico, integrados en estructuras de edificios o incluso dentro del cuerpo humano. Por esta razón, con el fin de evitar el uso de baterías, se ha propuesto que estos dispositivos sean alimentados por medio de la transferencia inalámbrica de energía (*wireless power transfer*) (**WPT**), haciendo que formen parte de las llamadas comunicaciones energizadas inalámbricamente (*wireless powered communications*) (**WPC**). Es así que, durante la última década, para abordar el desafío del suministro de energía de varios tipos de sistemas de baja potencia, la cosecha de energía se ha convertido en una opción atractiva y cada vez más factible. Gracias a esta técnica, es posible prolongar significativamente la vida útil general del sistema de manera autoalimentada y tiene el potencial de lograr la operación perpetua del mismo [4].

En este contexto, la energía requerida puede ser obtenida convirtiendo en energía eléctrica la energía proveniente de diversas fuentes, como pueden ser, entre otras, la radiación electromagnética, tales como las ondas de luz y de radiofrecuencia, los gradientes térmicos o el movimiento mecánico. En este sentido, la cosecha de energía a través de señales de radiofrecuencia (**RF**) presenta varias ventajas en relación a las demás fuentes de energía que la hacen especialmente útil para la tecnología **IoT**, debido, principalmente, a que esta energía puede ser proporcionada por un nodo fuente dedicado, conocido como baliza de alimentación (*power beacon*) (**PB**), según sea requerida y sin depender de, por ejemplo, el clima

o la hora del día. Además, la naturaleza de las señales de **RF** permite usarlas no solo como un vehículo para transportar energía, sino también para transportar información. Cuando estos dos tipos de transferencia se realizan simultáneamente se conoce como transferencia inalámbrica simultánea de información y energía (*simultaneous wireless information and power transfer*) (**SWIPT**).

El principal reto que enfrentan estos sistemas de **SWIPT** es el de maximizar tanto la eficiencia de la transferencia de energía como el rendimiento de la transmisión de información. Es clave para ello, entonces, contar con modelos detallados que describan correctamente el comportamiento de los dispositivos que componen el sistema de comunicaciones. Este conocimiento permite aplicar diferentes técnicas para conseguir un aumento en la eficiencia energética de la transferencia inalámbrica de energía haciendo énfasis, tanto en la mejora de la eficiencia por parte del transmisor, como en la cosecha de energía, por parte del receptor. Además, al tratarse de sistemas de comunicaciones inalámbricos, es fundamental describir con precisión el medio por el cual dichas señales viajarán. Contar con modelos adecuados tanto para el canal de comunicaciones como para los dispositivos de transmisión y recepción permite realizar una correcta evaluación de las señales que proveen los mejores rendimientos de **SWIPT**. Un tipo de señal multiportadora que cuenta con varios aspectos positivos para tales fines es la bien conocida señal de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (*orthogonal frequency division multiplexing*) (**OFDM**).

Un aspecto negativo de las comunicaciones inalámbricas es que las señales viajantes son muy sensibles a los efectos de la distancia entre el transmisor y el receptor o a elementos que bloqueen al paso de la misma, afectando negativamente el rendimiento tanto de la cosecha de energía como de la transferencia de información. Para mitigar estos efectos se utilizan comúnmente repetidores que proveen una extensión del rango de cobertura de los sistemas de comunicaciones. Dichos dispositivos requieren energía para su funcionamiento, lo que puede ser un inconveniente si son colocados en lugares de difícil acceso al momento de proveerles una alimentación cableada. Para evitar el uso de baterías, una alternativa factible es que estos repetidores cosechen la energía para su funcionamiento a través de las señales que reciben. Otra alternativa prometedora, que reempla-

zaría a los típicos repetidores, es el uso de las llamadas superficies inteligentes reconfigurables (*reconfigurable intelligent surfaces*) (RISs), cuya principal ventaja es la de tener un consumo energético muy bajo, algo que, en términos de rendimiento energético del sistema, sería muy provechoso.

Otra característica de las comunicaciones inalámbricas a la que hay que prestar especial atención es su vulnerabilidad frente a posibles ataques espías dedicados a robar información que, muchas veces, puede ser muy sensible. Esta propensión se debe a que la señal viajante por el medio puede ser fácilmente interceptada si no se toman los debidos recaudos. Para ello, existen varias técnicas que permiten salvaguardar la comunicación y hacerla más segura. Una de ellas, que no necesita de demasiada capacidad de cómputo por parte de los dispositivos, se basa en la seguridad de la capa física (*physical layer security*) (PLS), empleando el concepto de capacidad de confidencialidad (*secrecy capacity*) [5].

1.2. Contribuciones de la Tesis

Se prevé que los nodos que componen las futuras redes IoT poseerán capacidades energéticas muy restringidas, lo que repercute en una capacidad de cómputo que no deberá ser demasiado elevada. En este sentido, esta Tesis se basa, por un lado, en estrategias que permitan mejorar la eficiencia energética del sistema y conseguir aumentar la vida útil de dichos dispositivos, y por otro, proveer de seguridad al sistema, haciendo que las comunicaciones dentro de las redes sean menos vulnerables frente a ataques de usuarios espías y de una manera que no insuma un costo computacional ni energético extra para dichos nodos.

1.2.1. Contribuciones principales

Aumento de la eficiencia energética de un sistema de transferencia inalámbrica de energía

La señal OFDM se muestra como la principal candidata a integrar los sistemas de comunicaciones de 5G y de 6G debido a sus varias y muy buenas ventajas en sistemas de banda ancha en términos de transferencia de información. Sin embargo, debido a su naturaleza constructiva, este tipo de señales presenta niveles

elevados de relación de potencia de pico a promedio (*peak-to-average power ratio*) (**PAPR**), lo que las hace ineficientes para la transferencia de energía de manera inalámbrica. Esto es debido a que se requieren rangos dinámicos del amplificador de potencia (*power amplifier*) (**PA**) del transmisor demasiado grandes, lo que conduce a diseños muy ineficientes.

En el contexto de la transferencia simultánea de energía e información, y con el objetivo de elevar la eficiencia energética del sistema de transferencia inalámbrica de energía, en el trabajo [6] publicado en la XIX Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC) llevada a cabo en 2021 en la ciudad de San Juan, Argentina, se propone una técnica que permite mejorar la eficiencia del amplificador de potencia, la técnica de compansión (acrónimo de compresión-expansión). Esta técnica se basa en la reducción de los niveles de **PAPR** de la señal. Gracias a esto, es posible no solo aumentar la eficiencia del **PA** sino también la eficiencia de conversión de **RF** a corriente continua (**CC**) del cosechador de energía.

Luego, con el fin de mejorar aún más la eficiencia energética del sistema de **WPT**, en el artículo que se encuentra bajo revisión, enviado a la Revista IEEE Transactions on Green Communications and Networking, se propone la combinación de la técnica de compansión con una técnica basada en la extensión del rango de operación del amplificador de potencia, la técnica de predistorsión.

En este artículo, mediante el análisis de la distorsión introducida por el **PA**, se proponen valores de compromiso para operar ambas técnicas y conseguir aumentar la eficiencia de la **WPT** manteniendo inalterable el rendimiento de la transmisión de información y lograr buenos niveles de **SWIPT**. La situación bajo estudio se esquematiza en la Figura 1.1.

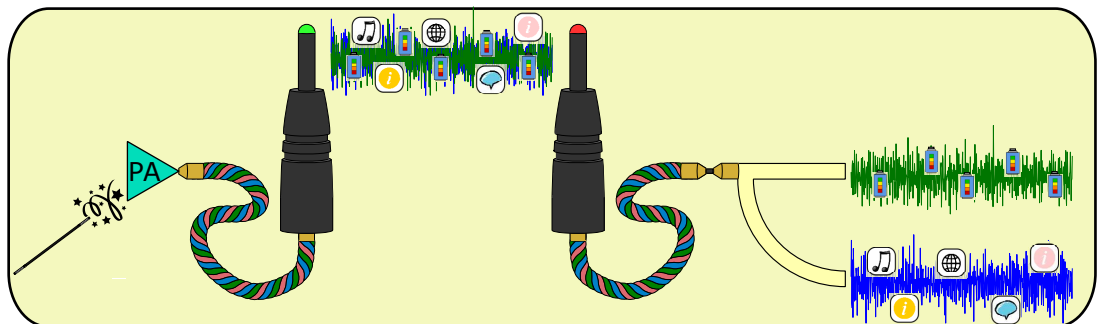


Figura 1.1: Sistema de SWIPT con mejoras en la WPT.

Explotación de la correlación entre los canales de transferencia de energía e información en un sistema SWIPT para la provisión de seguridad

La baja capacidad computacional de los nodos que componen las redes de IoT sujeta a la muy restrictiva capacidad energética de los mismos implica que la seguridad de estas redes sea un verdadero desafío. Por ello, se propone un esquema de protección de la información basado en la seguridad de la capa física a través del concepto de capacidad de confidencialidad.

En este sentido, nuestros estudios, publicados en el artículo [7] en la Revista IEEE Access (Volumen 10) del 7 de febrero de 2022, demuestran que, en el caso de un sistema SWIPT, en el cual un nodo cosecha energía y luego utiliza dicha energía para enviar información, es posible explotar la correlación entre los enlaces de transferencia de energía e información. Esta correlación es un aspecto que ha sido mayormente pasado por alto en la literatura. Gracias a esto, es posible incrementar los niveles de capacidad de confidencialidad del sistema y hacer más seguras estas comunicaciones en presencia de un usuario espía. Un esquema que ilustra esta situación se muestra en la Figura 1.2. En nuestro artículo establecemos recomendaciones prácticas para alcanzar un sistema seguro y de alta eficiencia energética poniendo de manifiesto el equilibrio y la interacción entre la eficiencia energética y la capacidad de confidencialidad del sistema. Esto se realiza al analizar el papel crucial que tiene la autointerferencia residual y las capacidades requeridas de eliminación de la misma.



Figura 1.2: Sistema de WPC al que se le incorpora PLS.

1.2.2. Otras contribuciones

En ocasiones donde el camino de la señal entre el transmisor y el receptor se encuentra bloqueado por algún obstáculo o la distancia entre ellos es demasiado extensa, es necesario el uso de algún dispositivo extra que permita la extensión del rango de operación del sistema. Dos opciones que permiten esto último son los conocidos repetidores y las superficies inteligentes reconfigurables (*reconfigurable intelligent surfaces*) (RISs).

La ventaja que presenta esta última se resume en que, al ser una matriz de elementos pasivos, no se requiere de una fuente de alimentación extra, a diferencia del clásico repetidor, el cual debe amplificar la señal recibida y transmitirla. Esto tiene repercusiones a nivel de eficiencia energética del sistema. Sin embargo, aún deben solucionarse varios inconvenientes de implementación para que estas superficies inteligentes puedan ser utilizadas con adecuada eficiencia.

Con el objetivo final de aumentar la eficiencia energética del sistema se propone una serie de técnicas para cada opción.

- Para el caso de los repetidores, empleando una serie de esquemas que permiten proveerlos de energía a través de la WPT, se propone la utilización de la señal multiseno y, haciendo uso de la información del estado del canal (*channel state information*) (CSI), se elige espectralmente la ubicación de los tonos que la constituyen.
- Para el caso de una red inalámbrica, compuesta por una estación base (*base station*) (BS), una superficie inteligente reconfigurable (*reconfigurable intelligent surface*) (RIS) y un grupo de usuarios, se proponen una serie de algoritmos que permiten incrementar la eficiencia energética de la misma. Dicha red inalámbrica opera mediante un esquema de acceso múltiple por división espacial (*space division multiple access*) (SDMA) donde coexisten dos tipos de usuarios, un grupo que recibe energía desde la BS y otro que recibe información.

Optimización de la señal para la WPT a un repetidor utilizando la CSI

En el trabajo [8] publicado en la XVIII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC) llevada a cabo en 2019 en la ciudad

de Bahía Blanca, Argentina, se estudia un modelo de sistema compuesto por un transmisor, un repetidor y un nodo destinatario de la información enviada por el transmisor. Un esquema de dicha situación se muestra en la Figura 1.3. Dicho repetidor es capaz de cosechar energía de RF para su funcionamiento a través de las señales enviadas por el transmisor utilizando dos protocolos propuestos, el protocolo de conmutación de tiempo/conmutación de tiempo en el repetidor (*time switching/time switching relay*) (TS/TS-R) y el de conmutación de tiempo/división de potencia en el repetidor (*time switching/power splitting relay*) (TS/PS-R).

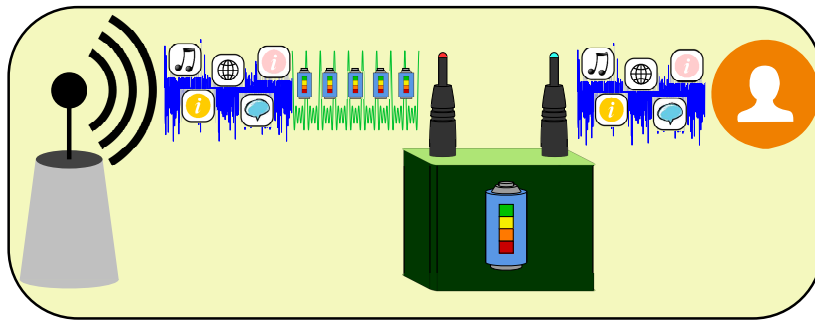


Figura 1.3: Sistema de SWIPT para alimentar a un repetidor con energía de RF.

A través de nuestros estudios se evalúa cómo aumentar la eficiencia de la WPT mediante el impacto que tiene en la cosecha de energía la ubicación espectral de los tonos que constituyen las señales multiseno. A partir de esto, y utilizando la CSI, se propone un esquema de asignación espectral de los tonos constituyentes de dichas señales.

De esta manera, se demuestra que el uso de señales multiseno con mayor espaciado de frecuencia alcanza mejores resultados en términos de cosecha de energía en comparación con señales multiseno constituidas por tonos ubicados de manera contigua. Utilizando esta restricción, se propone un nuevo esquema de asignación espectral de los tonos constituyentes de las señales multiseno para mejorar el propuesto en [9]. En cuyo caso se utiliza un esquema simple de asignación espectral de los tonos de las señales multiseno utilizando la CSI de manera de evitar que estos queden posicionados en zonas donde se producen desvanecimientos profundos del canal. Así, nuestra propuesta se basa en la asignación de los tonos activos sobre las subportadoras con menor atenuación con la restricción

de que al menos haya una separación de un número definido de subportadoras entre ellas.

Optimización de la matriz de precodificación de la BS y la respuesta de la RIS

Además de aumentar el área de cobertura de un sistema de comunicaciones, las superficies inteligentes reconfigurables son capaces de proporcionar mayores niveles de eficiencia energética al sistema al tener la capacidad de combinar coherentemente las señales incidentes y generar haces direccionales, de manera de aumentar la tasa de transmisión de información, manteniendo el mismo nivel de consumo de energía.

En el trabajo [10] publicado en la Conferencia Argentina de Electrónica (CAE) llevada a cabo en 2021 en la ciudad de Bahía Blanca, Argentina, se propone una serie de algoritmos de optimización que permiten minimizar la potencia transmitida por una estación base, que cuenta con múltiples antenas, la cual sirve a un conjunto de usuarios y es asistida por una RIS, en reemplazo de los repetidores convencionales. Esta situación se esquematiza en la Figura 1.4.

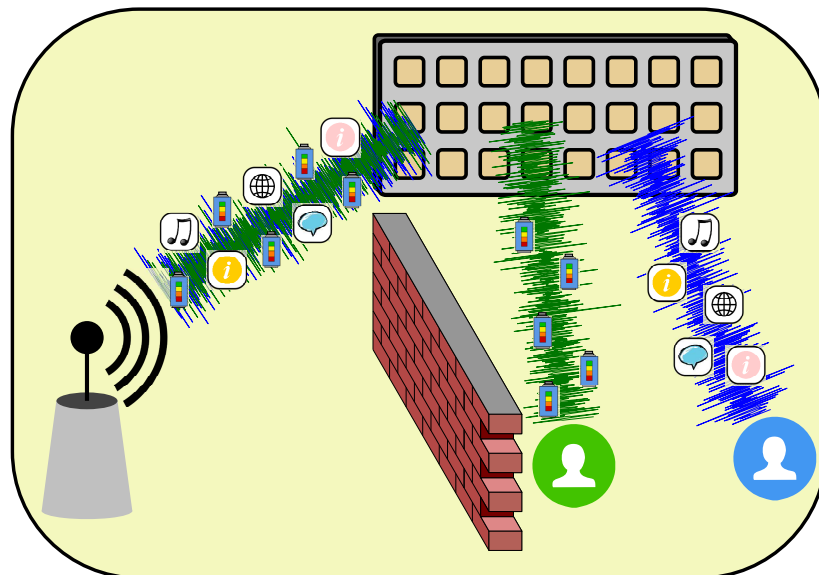


Figura 1.4: Esquema SDMA asistido por una RIS.

La implementación de dicha red celular opera mediante un esquema de **SDMA** y está compuesta, además de por la **BS** y por la **RIS**, por un conjunto de usuarios coexistentes que pertenecen a dos grupos. El primero de ellos es capaz de cosechar

energía para su funcionamiento mientras que el segundo es alimentado con alguna fuente de energía convencional. Así, la BS envía energía para ser cosechada al primer grupo de usuarios, mientras que al segundo envía información.

Con el objetivo final de minimizar la potencia transmitida, se realiza el diseño de la matriz de precodificación de la BS y la maximización de la respuesta equivalente del canal entre la BS y los usuarios, optimizando la respuesta de la RIS a través de la orientación de los defasadores de la misma. Para ello, deben satisfacerse los requerimientos de cosecha de energía en cada nodo del primer conjunto y los requisitos de calidad de servicio (*quality of service*) (QoS) para cada usuario del segundo. A través de las optimizaciones propuestas, se demuestra que es posible mejorar el rendimiento y la eficiencia energética general del sistema, definiendo el ángulo de defasaje de cada elemento de la RIS y, así, generar haces de transmisión específicos para cada tipo de usuario.

1.2.3. Resumen de publicaciones

A continuación se listan en orden cronológico los trabajos que conducen a la realización de esta Tesis:

- *Waveform design for simultaneous wireless information and power transfer* [8]. Publicado en la XVIII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC) llevada a cabo en 2019 en la ciudad de Bahía Blanca, Argentina.
- *Wireless Information and power transfer assisted by reconfigurable intelligent surfaces: Invited Paper* [10]. Publicado en la Conferencia Argentina de Electrónica (CAE) llevada a cabo en 2021 en la ciudad de Bahía Blanca, Argentina.
- *An Efficient Wireless Power Transmitter Based on Companded OFDM Signals* [6]. Publicado en la XIX Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC) llevada a cabo en 2021 en la ciudad de San Juan, Argentina.
- *Secure Full-Duplex Wireless Power Transfer Systems With Energy-Information*

Correlation [7]. Publicado en la Revista IEEE Access (Volumen 10) del 7 de febrero de 2022.

- *Comanding and Predistortion Techniques for Improved Efficiency and Performance in SWIPT*. Artículo bajo revisión, enviado a la Revista IEEE Transactions on Green Communications and Networking.

Capítulo 2

Modelos de sistemas de comunicaciones

Varios desafíos se presentan al momento de entablar una comunicación entre un transmisor y un receptor en un sistema de comunicaciones inalámbrico. La caracterización del medio físico a través del cual viaja la información es esencial para garantizar esta comunicación al proporcionar una estructura para la comprensión de su comportamiento y cómo afecta este a dicha información. De esta manera, a través de modelos estadísticos, es posible describir las principales consecuencias sufridas por la señal en su trayecto debidas a la distancia entre el transmisor y el receptor o la distorsión por múltiples trayectorias, entre otras.

Una idea general de la transmisión a través de un canal inalámbrico puede verse en la Figura 2.1, donde la señal transmitida por un transmisor (TX) es afectada por el canal de comunicaciones y luego recibida por un receptor (RX).

En este Capítulo se presentan los aspectos generales más importantes de los canales inalámbricos de comunicaciones y algunos modelos estadísticos con los cuales es posible caracterizarlos. Dichos modelos serán empleados en el transcurso de esta Tesis.

Por otro lado, se introducen los conceptos fundamentales de la modulación multiportadora, técnica capaz de lidiar con los desafíos impuestos por la variación temporal y frecuencial de dichos canales de comunicaciones. Estas variaciones se describen a través de los conceptos de tiempo y frecuencia de coherencia del canal. En particular, se describe en detalle una técnica multiportadora bien conocida,

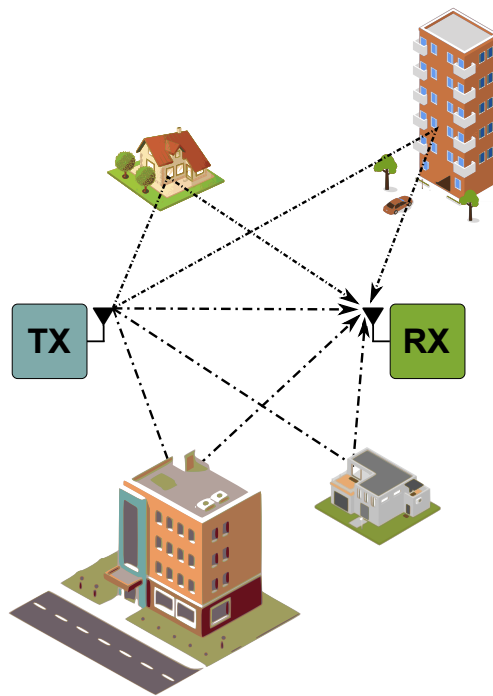


Figura 2.1: Sistema de comunicaciones inalámbrico afectado por la dispersión por multitrayecto.

la multiplexación por división de frecuencias ortogonales - *orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM), incluyendo su construcción y las ventajas que provee frente a la ecualización del canal inalámbrico de comunicaciones.

2.1. Aspectos generales de los canales inalámbricos de comunicaciones

La potencia recibida de una señal transmitida a través de un canal inalámbrico sufre variaciones debido a varios efectos. Luego de viajar a través del canal inalámbrico, la señal no alcanza la antena de recepción directamente debido a obstáculos, como pueden ser edificios, automóviles o árboles, que pueden bloquear el camino de línea directa, o también llamado línea de vista (*line-of-sight*) (LOS), entre las antenas. Este efecto se conoce como ensombrecimiento o *shadowing*. El *shadowing* causa una atenuación de la potencia de la señal a través de la absorción, la reflexión, la dispersión y la difracción [11]. Además, existen pérdidas provocadas por la disipación de la potencia radiada por el transmisor y la trayectoria en espacio vacío, más conocidas como *path loss*.

Debido a estos efectos, la señal recibida es una construcción formada por la suma infinita de réplicas superpuestas atenuadas, retardadas y con un determinado desplazamiento de fase de la señal original y que llegan desde diferentes direcciones. Esto se conoce como propagación multitrayecto (*multipath propagation*).

Las variaciones debidas al *path loss* se produce en distancias muy grandes (100-1000 metros), mientras que las variaciones debidas al *shadowing* se producen en distancias proporcionales a la longitud del objeto que obstruye (10-100 metros en entornos exteriores y menores en entornos interiores). Dado que las variaciones debidas al *path loss* y el *shadowing* se producen en distancias relativamente grandes, a veces se hace referencia a esta variación como efectos de propagación de gran escala o macroscópicos. Por otro lado, las variaciones debidas a la interferencia constructiva y destructiva provocadas por los múltiples trayectos de la señal se produce en distancias muy cortas, del orden de la longitud de onda de la señal, por lo que a veces estas variaciones se denominan efectos de propagación de pequeña escala [11] y son dependientes de la frecuencia. En la Figura 2.2 se ilustra la relación entre la potencia recibida y la transmitida en función de la distancia para los efectos combinados del *Path loss*, el *Shadowing* y el multitrayecto, donde d_{SD} es la distancia entre las antenas de transmisión y recepción (*Source-Destination*).

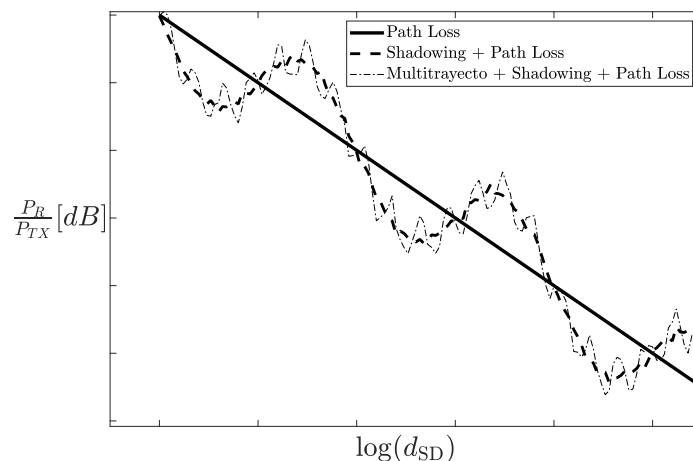


Figura 2.2: Path loss, shadowing y multitrayecto en función de la distancia.

2.1.1. Path loss

Dado que el desvanecimiento provocado por el *path loss* depende de la distancia entre las antenas de transmisión y recepción, este puede describirse a través de un modelo determinista. Considerando la propagación ideal en el espacio libre, el *path loss* puede describirse, en dB, como

$$PL = PL_0 - 10\gamma \log(d_{SD}), \quad (2.1)$$

donde γ es el exponente de *path loss*, cuyo valor normalmente está en el rango de 2 a 4 (donde 2 corresponde a la propagación en el espacio libre y 4 a entornos con pérdidas relativamente grandes y para el caso de reflexión especular total de la superficie de la tierra, el llamado modelo de tierra plana). En algunos entornos, como edificios, estadios y otros entornos interiores, el exponente *path loss* puede alcanzar valores en el rango de 4 a 6. Por otro lado, un túnel puede actuar como guía de ondas, dando como resultado un exponente de *Path Loss* inferior a 2. PL_0 representa las pérdidas fijas a una distancia de referencia de un metro y puede expresarse, en dB, como

$$PL_0 = 20 \log(\lambda/4\pi), \quad (2.2)$$

donde λ es la longitud de onda de la señal.

2.1.2. Modelos estadísticos

La llegada de las múltiples réplicas de la señal en diferentes instantes de tiempo, ocasionadas por la dispersión multitrayecto, crean el efecto de desvanecimiento de pequeña escala o microscópico, en la escala de la longitud de onda de la señal. Este efecto produce fluctuaciones alrededor del desvanecimiento de gran escala y puede caracterizarse a través de modelos estadísticos.

Un canal inalámbrico de comunicaciones puede ser representado con una línea de retardo con derivaciones (*tapped delay line*) (TDL), donde los coeficientes que multiplican la salida de cada derivación (*tap*) varían en función del tiempo [12]. Este modelo es el más sencillo y utilizado para modelar un canal porque simula de

manera eficiente varios ecos de la misma señal de origen. La respuesta impulsiva puede escribirse de la siguiente manera

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^{N_h} c_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)), \quad (2.3)$$

donde N_h es el número de *taps*, $c_i(t)$ son los coeficientes complejos dependientes del tiempo para cada *tap* y τ_i es el retardo para el i -ésimo *tap*. En la Figura 2.3 se muestra un ejemplo de una **TDL**, donde $2\tau_i = i \times 2 \mu\text{s}$.

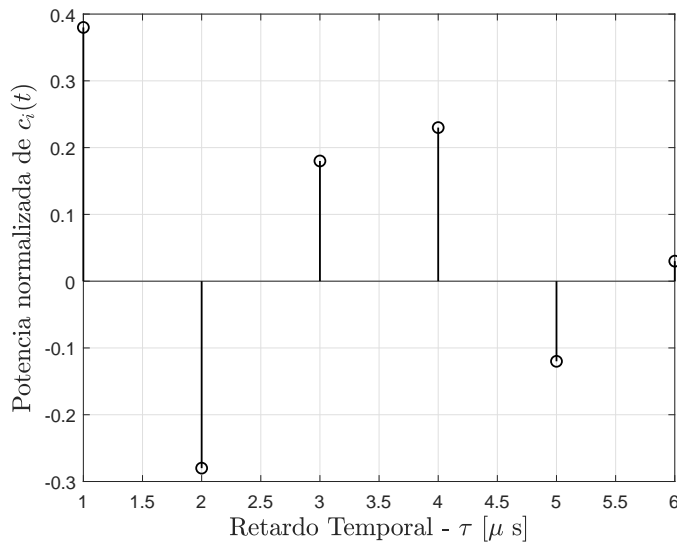


Figura 2.3: Respuesta impulsiva del canal.

Teniendo en cuenta el modelo de **TDL** puede escribirse la señal recibida $y[m]$ expresada en banda base discreta, obtenida luego de que la señal original $x(t)$ pase a través del canal discreto modelado por N_h *taps*. Suponiendo que la forma de onda de entrada $x(t)$ está limitada en banda a BW . La señal equivalente en banda base $x_b(t)$ está limitada a $BW/2$ y puede representarse como

$$x_b(t) = \sum_n x[n] \text{sinc}(BWt - n), \quad (2.4)$$

donde $x[n]$ está dada por $x_b(n/BW)$ y $\text{sinc}(\Upsilon)$ está definida por

$$\text{sinc}(\Upsilon) = \frac{\sin(\pi\Upsilon)}{\pi\Upsilon}. \quad (2.5)$$

Esta representación se deriva del teorema del muestreo, que dice que cual-

quier forma de onda limitada a $W/2$ puede expandirse en términos de la base ortogonal $\{\text{sinc}(BWt - n)_n\}$, con coeficientes dados por las muestras (tomadas uniformemente en múltiplos enteros de $1/W$).

Luego, la salida en banda base está dada por

$$y_b(t) = \sum_n x[n] \sum_i c_i(t) \text{sinc}(BWt - BW\tau_i(t) - n). \quad (2.6)$$

Las salidas muestreadas a múltiplos de $1/BW$, es decir, $y[m] = y_b(m/BW)$, están dadas por

$$y[m] = \sum_n x[n] \sum_i c_i(m/BW) \text{sinc}[m - n - \tau_i(m/BW)BW]. \quad (2.7)$$

La salida muestreada $y[m]$ puede considerarse como la proyección de la forma de onda $y_b(t)$ sobre la forma de onda $BW \text{sinc}(BWt - n)$. Tomando $\ell = m - n$, entonces

$$y[m] = \sum_\ell x[m - \ell] \sum_i c_i(m/BW) \text{sinc}[\ell - \tau_i(m/BW)BW]. \quad (2.8)$$

Definiendo

$$h_\ell[m] = \sum_i c_i(m/BW) \text{sinc}[\ell - \tau_i(m/BW)BW], \quad (2.9)$$

la expresión en 2.8 puede escribirse de una forma simplificada como

$$y[m] = \sum_\ell h_\ell[m] x[m - \ell] \quad (2.10)$$

Se expresa $h_\ell[m]$ como el ℓ -ésimo *tap* del filtro del canal en el momento m . Su valor depende principalmente de las ganancias $c_i(t)$ de los trayectos, cuyos retardos $\tau_i(t)$ son próximos a ℓ/BW . En el caso especial en que los $\tau_i(t)$ de los trayectos son invariantes en el tiempo, la expresión 2.9 puede ser escrita como

$$h_\ell[m] = \sum_i c_i(m/BW) \text{sinc}[\ell - \tau_i BW], \quad (2.11)$$

Para cada *tap*, un espectro de Doppler determina los cambios de los coeficien-

tes $c_i(t)$. Este espectro puede ser diferente para cada *tap*, aunque muchos modelos asumen el mismo espectro para cada uno de ellos. El modelo probabilístico más simple para representar a los *taps* se basa en la suposición de que hay un gran número de trayectorias dispersadas y reflejadas estadísticamente independientes con amplitudes aleatorias en la ventana de retardo correspondiente a un único *tap*. Dado que los elementos reflectantes y dispersivos están muy lejos en relación con la longitud de onda de la portadora de la señal, es razonable suponer que la fase de cada camino se distribuye uniformemente entre 0 y 2π y que las fases de diferentes caminos son independientes. Esto puede modelarse como una variable aleatoria compleja circularmente simétrica. Cada *tap* $h_\ell[m]$ es la suma de un gran número de estas pequeñas variables aleatorias circularmente simétricas independientes, con lo cual, $h_\ell[m]$ puede modelarse como una variable aleatoria Gaussiana independiente de media cero $\mathcal{CN}(0, \sigma_\ell^2)$. Por lo tanto, el módulo de los coeficientes del canal siguen una función de densidad de Rayleigh [13], expresada por

$$f(y) = \frac{2y}{\sigma_\ell^2} \exp\left(\frac{-y^2}{2\sigma_\ell^2}\right). \quad (2.12)$$

El modelo de desvanecimiento de Rayleigh es una buena aproximación para escenarios con un gran número de elementos dispersivos y donde no existe ninguna dirección de llegada que sea dominante. Si el canal tiene un componente de **LOS**, se puede modelar como la combinación de la componente **LOS** y términos Gaussianos complejos. El módulo de las componentes de este canal siguen una distribución de densidad Rice [13], y se puede expresar como

$$h_\ell[m] = \sqrt{\frac{K_r}{K_r + 1}} \sigma_\ell \exp(j\theta) + \sqrt{\frac{1}{K_r + 1}} \mathcal{CN}(0, \sigma_\ell^2), \quad (2.13)$$

donde el primer término denota la componente **LOS** que llega con fase uniforme θ y el segundo término expresa la combinación de caminos reflejados y dispersados. El parámetro K_r se denomina factor Rice y denota la relación entre la energía de la componente directa y la energía de los trayectos dispersados.

2.1.3. Tiempo y frecuencia de coherencia

Los canales inalámbricos varían tanto en frecuencia como en tiempo. El tiempo de coherencia determina qué tan rápidamente cambia el canal en el tiempo y, de manera similar, la frecuencia de coherencia, también llamada ancho de banda de coherencia, muestra qué tan rápido cambia en frecuencia. Esta última está determinada por la dispersión del retardo de multitrayecto del mismo. Estos conceptos se presentan a continuación.

2.1.3.1. Dispersión Doppler y tiempo de coherencia

Un parámetro importante del canal inalámbrico es la escala de tiempo de variación del mismo, es decir, qué tan rápido varían los *taps* en función del tiempo.

El movimiento físico del transmisor, el receptor y los objetos reflectantes produce variaciones en los coeficientes del canal. Estas variaciones dependen de cambios en la fase de las réplicas recibidas. Según se describe en [13], ocurren cambios significativos en la fase del *i-ésimo* trayecto a intervalos de $1/(4D_i)$, donde $D_i = f_c \tau'_i(t)$ es el desplazamiento Doppler de frecuencia del trayecto. En esta expresión, f_c es la frecuencia central de transmisión y $\tau'_i(t) = v_i/c$, donde v_i es la velocidad con la que aumenta la longitud del *i-ésimo* trayecto y c es la velocidad de la luz. Cuando los diferentes trayectos que contribuyen al *i-ésimo tap* tienen diferentes desplazamientos Doppler, la magnitud de $h_\ell(n)$ cambia significativamente. Así, puede definirse entonces la dispersión Doppler, D_s , como la máxima diferencia de fase entre aquellos trayectos que contribuyen de manera significativa al *tap*.

$$D_s = \max_{i,j} f_c |\tau'_i(t) - \tau'_j(t)|. \quad (2.14)$$

El tiempo de coherencia, T_c , de un canal inalámbrico se define entonces como el intervalo de tiempo en el que $h_\ell(n)$ cambia significativamente y se puede expresar de la siguiente manera

$$T_c = \frac{1}{4D_s}. \quad (2.15)$$

De esta manera, puede considerarse que el canal es de desvanecimiento lento (o estacionario), cuando la duración del pulso de señal, T_s , es menor que T_c . Por otro lado, el canal resulta en un desvanecimiento rápido si $T_s > T_c$.

2.1.3.2. Dispersión de retardo de multitrayecto y ancho de banda de coherencia

Otro parámetro general importante de un canal inalámbrico de comunicaciones es la dispersión de retardo de multitrayecto, T_d , definida como la diferencia en el tiempo de propagación entre el trayecto más largo y el más corto, teniendo en cuenta solo los trayectos con significativos niveles de energía [13]. Este se define como

$$T_d = \max_{i,j} |\tau_i(t) - \tau_j(t)|. \quad (2.16)$$

La dispersión del retardo de multitrayecto crea un desvanecimiento selectivo en frecuencia del canal. Esta selectividad se puede cuantificar en términos de lo que se conoce como ancho de banda de coherencia, B_c , el cual es inversamente proporcional a la dispersión del retardo de multitrayecto. B_c puede expresarse como

$$B_c = \frac{1}{2T_d}. \quad (2.17)$$

Cuando el ancho de banda de la señal es considerablemente menor que el ancho de banda de coherencia, el canal generalmente se denomina de desvanecimiento plano y puede representarse mediante un único *tap*. Por el contrario, cuando el ancho de banda de la señal es mucho mayor que B_c , se dice que el canal es selectivo en frecuencia y debe representarse mediante múltiples *taps*.

En una transmisión típica a través de un canal inalámbrico, al requerirse aumentar la tasa de transmisión, el tiempo de símbolo T_s disminuye, produciéndose así la interferencia entre símbolos (*intersymbol interference*) (ISI) en el receptor. El símbolo recibido, durante un período de símbolo dado, experimenta interferencia proveniente de otros símbolos que han sido retrasados por la dispersión de multitrayecto. Esto es debido a que si T_s disminuye, se incrementa el ancho de banda de la señal transmitida, provocando un aumento en la selectividad en frecuencia del canal inalámbrico. En la Figura 2.4 se ejemplifica el efecto de ISI.

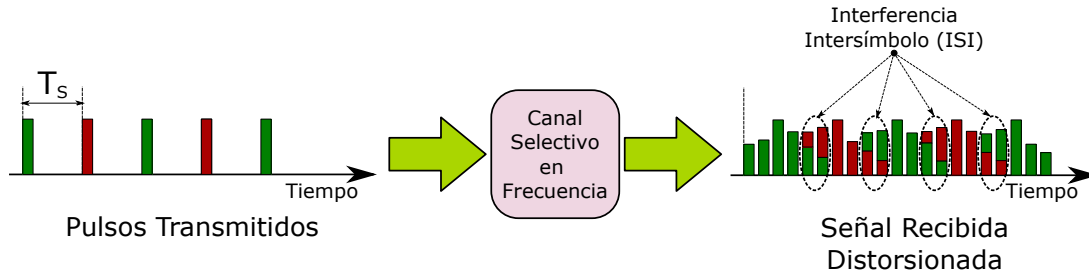


Figura 2.4: Interferencia entre símbolos (ISI).

Este tipo de interferencia puede ser compensada mediante el uso de ecualizadores. El inconveniente que surge se debe a que el número de coeficientes del canal multitrayecto determina la longitud del ecualizador, lo que implica un incremento en la complejidad de implementación a medida que se tienen canales más complejos o complicados.

Es posible, de todas maneras, lograr la implementación de un ecualizador de baja complejidad si el ancho de banda de la señal transmitida es menor que el ancho de banda de coherencia del canal. Esta idea es la que persiguen las implementaciones que utilizan modulación multiportadora.

2.2. Modulación multiportadora

Los nuevos sistemas de comunicaciones, particularmente las implementaciones masivas, imponen varios requisitos como son el bajo costo, bajo consumo de energía, tamaño reducido y reconfigurabilidad. Además, los requisitos de gran eficiencia espectral y robustez frente a canales dispersivos en el tiempo motivan el uso de técnicas de modulación multiportadora.

Las modulaciones multiportadora se fundamentan en el concepto de partición del canal, donde el ancho de banda disponible, BW [Hz], se divide en un conjunto de N subcanales paralelos independientes entre si. De esta manera, el flujo de bits se reparte en dichos subcanales, dividiendo la transmisión en diferentes subportadoras (*subcarriers*) y donde cada una es modulada con su información de manera separada, obteniéndose una reducción proporcional del tiempo de símbolo. En otras palabras, se convierte una cadena serie de datos de alta velocidad, en N cadenas en paralelo de baja velocidad. Esta idea se ejemplifica en la Figura 2.5.

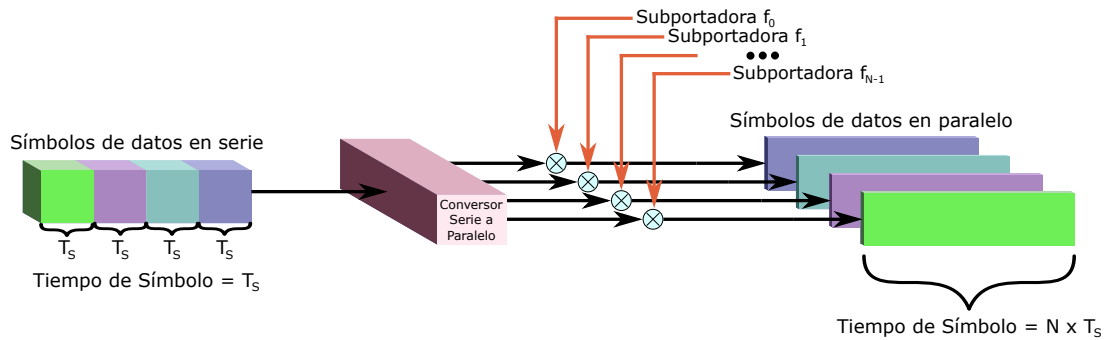


Figura 2.5: Paralelización de símbolos de datos en serie.

Si se elige adecuadamente N , el ancho de banda de cada subportadora es menor que el ancho de banda de coherencia del subcanal y, por lo tanto, cada subportadora se ve afectada por un canal plano equivalente que se ecualiza de forma trivial mediante un único coeficiente complejo, lo que simplifica significativamente la ecualización en el proceso de recepción de la señal. Una idea básica de esta estrategia se ilustra en la Figura 2.6.

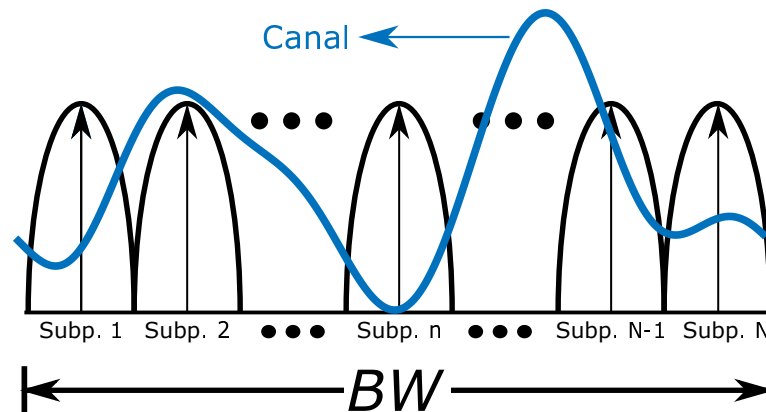


Figura 2.6: Concepto de partición del canal. La transmisión se divide en diferentes subportadoras transmitidas simultáneamente.

En este contexto, la **OFDM** es una técnica de transmisión multiportadora, que debido a sus grandes ventajas se utiliza en numerosos estándares de comunicaciones de banda ancha.

2.2.1. Señal OFDM

Una señal que se muestra como la principal candidata a integrar los sistemas de comunicaciones **5G** y **6G** es la señal **OFDM**. Esta modulación provee gran eficiencia espectral, excelente rendimiento en canales selectivos en frecuencia, ro-

bustez frente al multitrayecto, sencillez en el receptor y admite la comunicación multiusuario. Esta modulación es extensamente utilizada en varios estándares de comunicaciones de banda ancha. Algunos de ellos son la difusión de televisión digital terrestre (*ISDB-T - Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial*), la difusión de audio digital (*DAB - Digital Audio Broadcasting*), en comunicaciones inalámbricas como el *Wireless Fidelity (Wi-Fi)*, en comunicaciones celulares móviles como *Long Term Evolution (LTE)*, entre otros.

Como se mencionó anteriormente, la generación de señales OFDM está basada en la técnica de multiportadora, que consiste en la multiplexación de un conjunto de subportadoras de diferentes frecuencias, donde cada una puede ser modulada con diferentes índices de modulación con el fin de transportar información. En esta técnica, el ancho de banda, BW [Hz], total disponible se divide en N subportadoras paralelas de igual ancho de banda y a cada una se le asocia una frecuencia específica f_k , donde $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$, siendo f_0 la frecuencia inferior y f_{N-1} la superior. De esta manera, se consigue una separación entre las subportadoras consecutivas de $\Delta f = BW/N$ [Hz]. Además, para mantener la ortogonalidad entre las distintas subportadoras, se especifica una duración del tiempo de símbolo, T_s [s], obtenido mediante la relación $T_s = 1/\Delta f = N/BW$ [s]. En la Figura 2.7 se muestra el espectro de un grupo de subportadoras de la señal OFDM las cuales son ortogonales entre si.

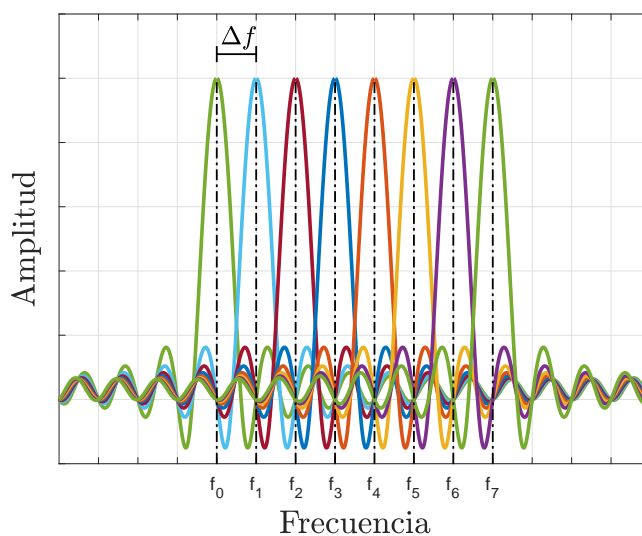


Figura 2.7: Espectro de un grupo de subportadoras de la señal OFDM.

Para la construcción de señales **OFDM**, la cadena de bits entrantes es empaquetada en b bits por símbolo para formar un número complejo X_k . El número de bits b es determinado por el esquema de modulación seleccionado, que puede ser: la modulación por desplazamiento de fase (*phase shift-keying*) (**PSK**) o la modulación de amplitud en cuadratura (*quadrature amplitude modulation*) (**QAM**). Estos X_k luego son enviados a un bloque que implementa la transformada inversa discreta de Fourier (*inverse discrete Fourier transform*) (**IDFT**). Una señal básica de **OFDM** puede ser descrita en banda base como

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi kn}{N}}. \quad (2.18)$$

Como se mencionó anteriormente, el paso de la señal a través de un canal selectivo en frecuencia genera **ISI** y pérdida de ortogonalidad entre las subportadoras, lo que se conoce como interferencia entre portadoras (*intercarrier interference*) (**ICI**). Para evitar estos efectos es necesario realizar un proceso de ecualización en el receptor. Conociéndose en el receptor la respuesta impulsiva del canal y, además, si entre dicho canal y la señal se produce una convolución circular, es posible evitar tanto la **ISI** como la **ICI** y la secuencia de datos original $x(n)$ puede recuperarse fácilmente¹. Desafortunadamente, el resultado de la convolución antes mencionada no es una convolución circular sino una lineal. De todas maneras, es posible convertir esta convolución lineal en circular por medio de la adición de lo que se conoce como prefijo cíclico (*cyclic prefix*) (**CP**). Este consta de la copia de las últimas L_{cp} muestras del símbolo colocadas al comienzo del mismo. El agregado del **CP** se realiza antes de la transmisión y, al momento de la recepción, es ignorado por el receptor, evitando los tan indeseados efectos de **ISI** e interferencia entre bloques (*interblock interference*) (**IBI**) (siempre y cuando

¹Para poder eliminar la ISI y la ICI en un canal selectivo en frecuencia y “no variante en el tiempo”, se puede emplear una modulación OFDM con un número suficiente de subportadoras que permitan considerar plano el canal de cada subportadora. En canales con gran selectividad en frecuencia (muy dispersivos en tiempo), la distancia entre portadoras para eliminar la ISI (ICI) puede llegar a ser muy pequeña, y por lo tanto la duración del símbolo OFDM ser muy grande. Si el canal además es variante en el tiempo, la duración del símbolo debe tomar en cuenta el tiempo de coherencia del canal para asegurar un desvanecimiento lento (condición deseable para poder recuperar la información sin degradación, debido a que la sincronización se deteriora en un canal con desvanecimiento rápido). Es decir, para tener un canal con desvanecimiento lento existe una distancia mínima entre portadoras.

la longitud L_{cp} sea elegida mayor que la longitud del canal). Este procedimiento se ilustra en la Figura 2.8.

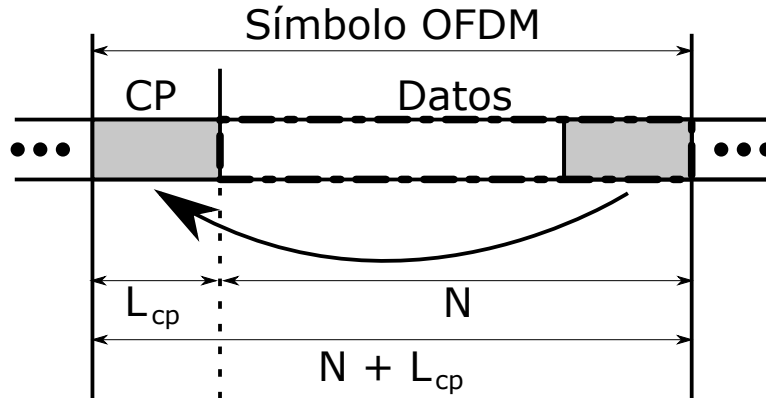


Figura 2.8: Prefijo Cíclico. Las últimas muestras del símbolo OFDM son copiadas al inicio del mismo.

Luego, la señal digital generada es procesada por un conversor digital a analógico (*digital-to-analog conversor*) (DAC), obteniéndose $x(t)$. Finalmente, la señal en el dominio temporal es desplazada a la banda de frecuencia de transmisión, centrada en f_c , es amplificada por el amplificador de potencia PA, obteniéndose $s(t)$, y es transmitida. A continuación, en la Figura 2.9 se presenta un diagrama en bloques con el objetivo de ejemplificar la generación de señales OFDM.

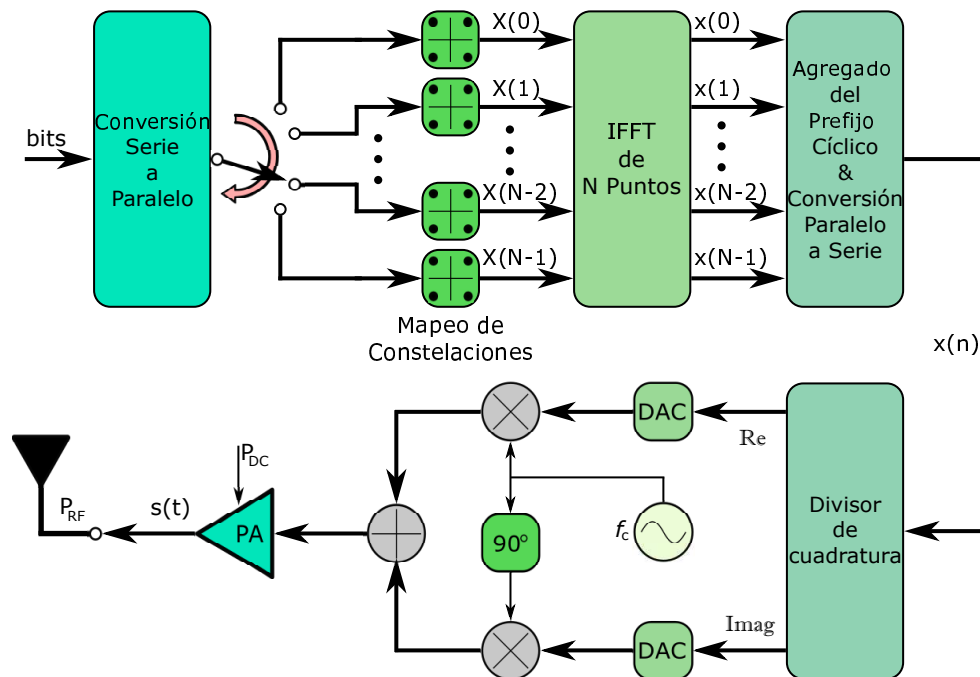


Figura 2.9: Diagrama en bloques de la generación de señales OFDM.

De la misma manera, en la Figura 2.10 se presenta un diagrama en bloques que ejemplifica la recepción de señales OFDM.

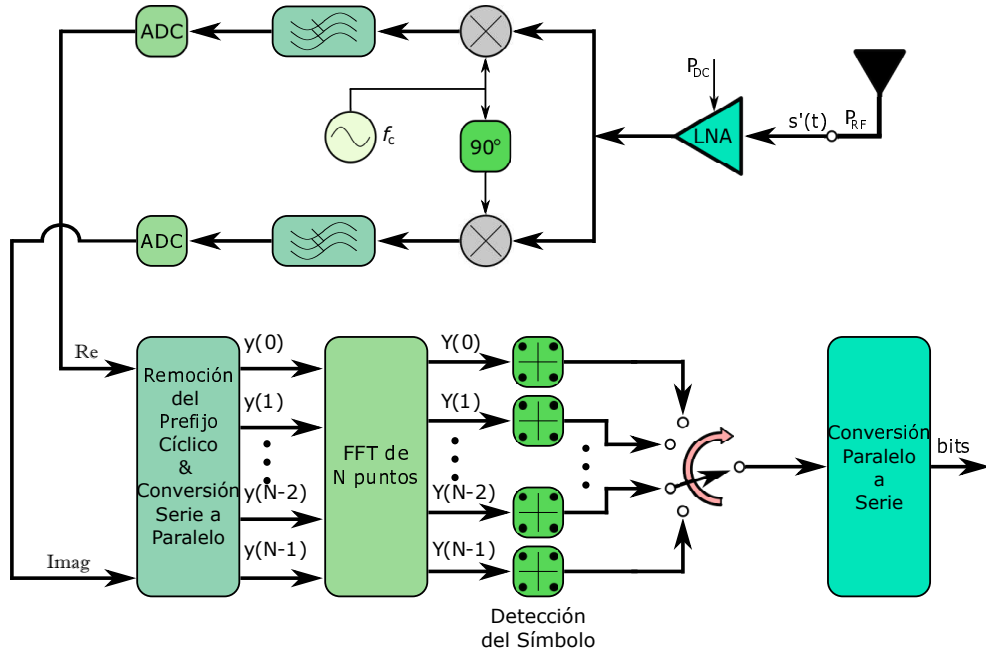


Figura 2.10: Diagrama en bloques de la recepción de señales OFDM.

Del lado del receptor, y luego de atravesar el canal variante en el tiempo, la señal recibida $s'(t)$ es amplificada por un amplificador de bajo ruido (*low noise amplifier*) (LNA), encargado de proveer suficiente ganancia a la señal pero sin el agregado de demasiado ruido adicional. Luego, es desplazada nuevamente a banda base, filtrada por un filtro pasabajos y digitalizada por medio de un convertor analógico a digital (*analog-to-digital conversor*) (ADC). La señal que se obtiene puede escribirse como (Ver Ecuación 2.10)

$$y[m] = \sum_{\ell=0}^{N_h-1} h_{\ell}[m]x[m - \ell] + w[m], \quad (2.19)$$

donde $w[m]$ es el ruido del canal.

Luego, asumiendo una serie de consideraciones como son: desvanecimiento por bloques (el canal es invariante durante un símbolo OFDM aunque puede variar entre símbolos contiguos); convolución circular entre el canal y la señal gracias al agregado del CP; largo del canal menor que L_{cp} , con lo cual es posible descartar el CP eliminando la IBI y, finalmente, ausencia de errores de sincronismo en frecuencia (se asume sincronismo perfecto), se tiene que la expresión anterior

puede escribirse en el dominio frecuencial a través de la transformada discreta de Fourier (*discrete Fourier transform*) (**DFT**) de la siguiente manera

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \left(\sum_{\ell=0}^{N_h-1} h_\ell[m] x[m - \ell] + w[m] \right) e^{-\frac{j2\pi km}{N}}. \quad (2.20)$$

Obteniéndose,

$$Y_k = H_k X_k + W_k \quad \text{para } 0 \leq k \leq N - 1, \quad (2.21)$$

donde H_k es la respuesta en frecuencia del canal sobre la k -ésima subportadora y W_k es el ruido en cada subportadora con potencia σ_w^2 .

La Ecuación 2.21 demuestra la ventaja de la implementación de un sistema **OFDM**. El símbolo de datos recibidos $y[m]$ depende de los datos transmitidos $x[m]$ y de la respuesta en frecuencia del canal $h_\ell[m]$. La recuperación del símbolo transmitido se puede hacer utilizando un ecualizador de un único coeficiente complejo en el dominio de la frecuencia.

Cabe mencionar que, tanto la **DFT** como la **IDFT**, se implementan a través del algoritmo de transformada rápida de Fourier (*fast Fourier transform*) (**FFT**), que permite el cálculo rápido y de manera eficiente de ambas transformadas. De esta manera, en el transmisor, se emplea un bloque de circuito que implementa la transformada rápida inversa de Fourier (*inverse fast Fourier transform*) (**IFFT**), mientras que en el receptor, uno que implementa la **FFT**, permitiendo una realización compacta, eficiente y económica del procesamiento de la señal.

2.2.1.1. Ecualización del canal

Como se mencionó, la principal ventaja en el uso de las señales **OFDM** se encuentra en la simpleza del proceso de ecualización del canal de comunicaciones. A través de este proceso, un receptor coherente trata de compensar cualquier distorsión inducida por el desvanecimiento selectivo de frecuencia y así compensar adecuadamente la distorsión multiplicativa introducida por el canal de comunicaciones, haciendo posible la detección coherente de los datos transmitidos. Este proceso puede realizarse fácilmente en el dominio de la frecuencia si se dispone

de una estimación de la respuesta del canal en el receptor².

En las transmisiones **OFDM**, el efecto de la distorsión del canal en cada subportadora está representado por un único coeficiente de valor complejo que afecta la amplitud y la fase del símbolo de información. La sencillez de la ecualización en señales **OFDM** radica en que esta puede realizarse de forma independiente en cada subportadora por medio de un banco de multiplicadores de un solo coeficiente cada uno.

En la práctica, la k -ésima salida Y_k del demodulador **DFT** se pondera mediante un valor complejo Z_k en un intento de compensar la atenuación y la rotación de fase inducidas por el canal [14]. De esta manera, asumiendo que el canal es estático sobre cada bloque **OFDM**, pero es capaz de variar de un bloque a otro, la muestra ecualizada queda expresada por

$$M_k = Z_k Y_k. \quad (2.22)$$

Un enfoque popular para el diseño de los coeficientes del ecualizador se basa en el criterio del error cuadrático medio mínimo (*minimum mean square error*) (**MMSE**) [15]. En este caso Z_k se elige para minimizar la siguiente cantidad

$$J_k = \mathbb{E} \{ |Z_k Y_k - X_k|^2 \}, \quad (2.23)$$

que representa el error medio cuadrático (*mean-square error*) (**MSE**) entre la salida del ecualizador M_k , y el símbolo transmitido X_k . Además, $\mathbb{E}\{\cdot\}$ es el operador esperanza.

De esta manera, cada coeficiente Z_k puede expresarse por

$$Z_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \psi}, \quad (2.24)$$

donde $()^*$ denota el operador conjugado y $\psi = \sigma_w^2 / P_S$ es la inversa de la relación

²Un enfoque común para recuperar la **CSI** en los sistemas **OFDM** se basa en la inserción periódica de símbolos piloto dentro de la señal transmitida [14]. Esta idea ha sido adoptada en muchos estándares **OFDM** y ha llevado al desarrollo de los llamados esquemas asistidos por piloto. Pero, aunque el uso de símbolos piloto puede facilitar en gran medida la tarea de estimación del canal, inevitablemente conduce a una cierta reducción de la tasa de transmisión de información, debido al sobrecosto, u *overhead*, adicional requerido.

señal a ruido (*signal-to-noise ratio*) (**SNR**), suponiendo símbolos de datos independientes e idénticamente distribuidos con media cero y una potencia media igual a $P_S = \mathbb{E}\{|X_k|^2\}$. Como se indica a través de la Ecuación 2.24, computar los coeficientes del ecualizador a través del criterio de MMSE requiere del conocimiento de H_k y de σ_w^2 .

Una solución subóptima se obtiene diseñando el parámetro ψ para una potencia de ruido nominal fija $\hat{\sigma}_w^2$, de modo que $\hat{\sigma}_w^2 \neq \sigma_w^2$ y forzando al ecualizador a funcionar en un modo no coincidente. El esquema resultante prescinde del conocimiento de σ_w^2 y solo necesita la **CSI**. Un criterio de ecualización incluido en este enfoque simplificado es el bien conocido criterio de forzamiento a cero (*zero-forcing*) (**ZF**), el cual corresponde a establecer $\sigma_w^2 = 0$. En este caso el ecualizador realiza una inversión pura de canal y sus coeficientes pueden expresarse como

$$Z_k = \frac{1}{H_k}, \quad (2.25)$$

mientras que la salida del demodulador **DFT** ecualizada toma la siguiente forma

$$M_k = X_k + \frac{W_k}{H_k}. \quad (2.26)$$

Gracias a la Ecuación 2.26 es posible visualizar que la ecualización **ZF** es capaz de compensar totalmente cualquier distorsión inducida por el canal inalámbrico.

Sin embargo, en casos de subportadoras profundamente desvanecidas, la potencia de ruido a la salida del ecualizador puede ser excesivamente grande, la cual está dada por $\sigma_w^2/|H_k|^2$.

2.2.1.2. PAPR de una señal OFDM

Como se definió en la Ecuación 2.18, una señal **OFDM** es una composición de N señales exponenciales complejas, donde la magnitud y la fase de cada una de ellas está determinada por los símbolos aleatorios en la respectiva subportadora. Tal combinación de un gran número N de variables aleatorias complejas independientes que, en algunos casos, puede ser constructiva, hace que las señales **OFDM** en el dominio temporal muestren grandes fluctuaciones de potencia en períodos de tiempo muy cortos. Para caracterizar la magnitud en la que estas

fluctuaciones se despegan de la potencia media de la señal se define una métrica denominada **PAPR**, y puede expresarse, en decibeles, como

$$\text{PAPR} = 10 \log \left(\frac{\max\{|x(n)|^2\}}{\mathbb{E}\{|x(n)|^2\}} \right), \quad (2.27)$$

donde $x(n)$ es la señal **OFDM** en el dominio temporal muestreada a la velocidad de símbolo y $\mathbb{E}\{\cdot\}$ es el operador esperanza.

Estas grandes fluctuaciones de potencia mencionadas hacen que la señal **OFDM** se caracterice por tener altos niveles de **PAPR** pero, debido a la estadística inicial de la señal multiportadora, puede ser difícil realizar una derivación precisa de su **PAPR**. Una aproximación sencilla consiste en establecer directamente un límite superior, independientemente de cualquier hipótesis estadística. De esta manera, se establece un límite superior de **PAPR** igual a $N \cdot f(M)$, siendo N el número de subportadoras útiles del sistema **OFDM** y $f(M)$ un valor real que depende del tamaño M de la constelación de la modulación digital seleccionada, el cual puede calcularse mediante $f(M) = 3(M - 1)/(M + 1)$. Sin embargo, debido al comportamiento aleatorio de la señal, este límite casi nunca se alcanza [16].

En esta línea entonces, considerando a la **PAPR** como una variable aleatoria debido al carácter aleatorio de la propia señal, la única manera de obtener un modelo completo es derivando su función de distribución o, de manera similar, su función de distribución acumulativa complementaria (*complementary cumulative distribution function*) (**CCDF**). Varias alternativas se han desarrollado a la hora de obtener la distribución de la **PAPR** de una señal **OFDM** [17, 18, 19, 20]. Una de las derivaciones más sencillas y populares es presentada en [21], donde se asume que cada muestra de la señal **OFDM**, en el dominio temporal, sigue una distribución gaussiana compleja, considerando que la misma está compuesta de un gran número, N , de subportadoras. De esta manera, la señal general se puede modelar como un vector aleatorio de N muestras gaussianas independientes.

En la Figura 2.11 puede observarse el comportamiento estadístico de la **PAPR** a través de la **CCDF** de diferentes señales **OFDM**, donde cada una de ellas posee distinto número de subportadoras. En este caso, $N = \{64, 128, 256, 512, 1024\}$ y se utiliza modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (*quadrature phase-shift keying*) (**QPSK**).

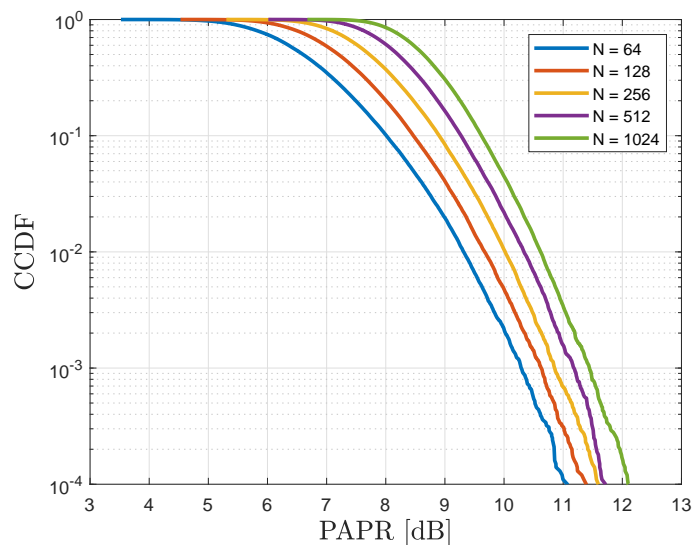


Figura 2.11: CCDF de la PAPR de señales OFDM en banda base en tiempo discreto.

En la Figura 2.11 puede observarse que a medida que el valor de N se incrementa, aumenta la probabilidad de que la señal OFDM presente valores más altos de PAPR.

2.3. Resumen

En este Capítulo se revisaron los aspectos generales más importantes de los canales inalámbricos de comunicaciones y cómo estos afectan a las señales transmitidas a través de ellos. Es posible caracterizar el comportamiento del canal como una contribución de aspectos microscópicos y macroscópicos. Los aspectos macroscópicos pueden considerarse de comportamiento lineal debido a que son directamente proporcionales con la distancia que separa las antenas de transmisión y recepción y al tamaño de los objetos que obstaculizan el camino de la señal. Es posible, por ello, obtener una caracterización determinista de este comportamiento. Por otro lado, los aspectos microscópicos, que contribuyen al comportamiento completo del canal, responden a una descripción estocástica, debido a la aleatoriedad de las distintas contribuciones producto de los múltiples trayectos que la señal debe recorrer hasta llegar a destino. Como consecuencia de las características de un canal selectivo en frecuencia, este puede generar interferencia entre símbolos (ISI). Este fenómeno es explicado a través de la revisión

de los conceptos de tiempo de coherencia y ancho de banda de coherencia. Para hacer frente a esta problemática en sistemas de comunicaciones de banda ancha, se presenta la técnica de modulación multiportadora y se ahonda en una de ellas, la multiplexación por división de frecuencias ortogonales (**OFDM**) capaz de lidiar tanto con la **ISI** como con la **ICI** sin la necesidad de un ecualizador demasiado complejo en el receptor. Finalmente, se revisa el concepto de **PAPR** en señales **OFDM**, tema clave para el desarrollo de esta Tesis, dado que de él parte el análisis de varias técnicas para la mejora de la eficiencia energética en sistemas de transmisión inalámbrica de potencia. Entre otros parámetros, los niveles de **PAPR** de la señal **OFDM** son claves a la hora de determinar la linealidad y la eficiencia del amplificador de potencia y, por lo tanto, el rendimiento del sistema de comunicaciones.

En el siguiente Capítulo se presentan modelos que describen tanto el funcionamiento de un **PA** como de un cosechador de energía (*energy harvester*) (**EH**), los cuales, junto con los conceptos estudiados en este Capítulo, sirven para diseñar estrategias que permitan incrementar la eficiencia energética y el rendimiento de los sistemas de transferencia inalámbrica simultánea de información y energía (*simultaneous wireless information and power transfer*) **SWIPT**. Además, se presentan algunas técnicas de formación de haces, las que, junto a lo mencionado, permiten también implementar estrategias de seguridad para las redes **IoT**.

Capítulo 3

Transmisión y cosecha de energía utilizando señales de radiofrecuencia

Existen algunas alternativas bajo estudio con el objetivo de abastecer el gran requerimiento energético que demandan las nuevas y muy extensas redes inalámbricas de **IoT**. En este Capítulo se introduce una de ellas, el concepto de **SWIPT** y cómo puede ser implementado a través de ciertos protocolos, como son, por ejemplo, el protocolo de conmutación de tiempo (*time switching*) (**TS**) y el protocolo de división de potencia (*power splitting*) (**PS**), con el fin de alimentar dispositivos inalámbricos a través de señales de **RF** gracias a la **WPT**. Luego, con el propósito de mejorar la eficiencia de las **WPC**, se introducen algunos modelos que describen el comportamiento de un **PA** como de un **EH**. Finalmente, con el objetivo de aprovechar en mayor medida la transmisión y recepción de las señales de **RF** y poder mejorar la eficiencia de las **WPC**, se presentan algunas técnicas de formación de haces (*beamforming*).

3.1. Problemática actual

Un cosechador de energía es un dispositivo capaz de obtener energía eléctrica a través de la conversión de la energía proveniente de diversas fuentes, como son la radiación electromagnética (tales como las ondas de luz y de **RF**), los

gradientes térmicos, el movimiento mecánico, entre otros.

El aprovechamiento de estas fuentes de energía para el uso de redes de **IoT**, depende exclusivamente del buen diseño de los cosechadores de energía, teniendo en cuenta su entorno operativo, las restricciones de factor de forma y la disponibilidad de energía. Es así que, la cosecha de energía solar podría realizarse a través de células fotovoltaicas flexibles, las cuales tienen la posibilidad de integrarse en la ropa y usarse para recargar dispositivos **IoT** portátiles. Por otro lado, la cosecha de energía cinética convierte la energía mecánica del movimiento o la vibración en energía eléctrica a través de la inducción electromagnética o el efecto piezoeléctrico. Esta idea puede ser aprovechada en dispositivos **IoT** portátiles que funcionan con el movimiento humano o se conectan a objetos que giran o vibran, como pueden ser maquinarias o motores. Un ejemplo que aprovecha el efecto piezoeléctrico, y que puede tener un gran potencial, es un tipo de baldosa, creada por la empresa *Pavegen Systems* (<https://www.pavegen.com/>), que puede instalarse en las aceras y es capaz de cosechar energía gracias a la presión que ejercen las personas al caminar. Otro ejemplo es el de los generadores termoeléctricos, que traducen un gradiente térmico entre dos superficies en un potencial eléctrico y pueden ser adecuados para alimentar dispositivos **IoT** que están en contacto con superficies calientes. De esta manera, podrían ser usados como fuente de energía por dispositivos **IoT** portátiles, como los relojes inteligentes, aprovechando la diferencia entre la temperatura de la superficie del cuerpo y la temperatura ambiente. En el caso de la cosecha de energía de **RF**, se utiliza la energía recibida de las señales de **RF** incidentes. La fuente de energía puede provenir de señales de **RF** dedicadas generadas para la carga inalámbrica transmitidas por un nodo fuente dedicado llamado baliza de alimentación, o mejor conocido como *power beacon* (**PB**) [22], o señales de **RF** ambientales, utilizadas para la transferencia inalámbrica de datos (**Wi-Fi** o señales de televisión).

Cabe destacar que la principal ventaja que tiene la cosecha de energía a través de señales de **RF** es que, a diferencia de la energía solar o eólica, donde su naturaleza incontrolable, intermitente y poco predecible hacen de estas fuentes de energía natural muy dificultosas para el uso en redes de comunicación de **IoT**, la energía de **RF** es casi independiente de la hora del día, del clima, de los factores

geográficos o de su disponibilidad en ambientes interiores y se puede proporcionar según se requiera.

Un factor sumamente importante de las señales de RF es que su naturaleza permite usarlas no solo como un vehículo para transportar energía, sino también para transportar información. Esto permite la posibilidad de lo que se conoce como SWIPT.

3.2. Transferencia inalámbrica de información y energía de manera simultánea

En redes donde se utiliza SWIPT, un transmisor transmite tanto señales de información como de energía para brindar un servicio de transferencia simultáneamente de información y energía. En estas redes, los dispositivos de comunicación inalámbrica primero cosechan energía y luego usan la energía cosechada para transmitir señales de información. En este sentido, la tecnología de cosecha de energía basada en señales de RF proporciona energía a demanda adecuada para dispositivos de comunicación inalámbricos inteligentes que tienen requisitos estrictos de QoS y energía [23]. Adicionalmente, una ventaja que puede aprovecharse en este tipo de tecnología es la de que varios sistemas de comunicación inalámbrica de los llamados “último metro”, como Wi-Fi o sistemas de celdas pequeñas, pueden explotarse potencialmente con el fin de dicha reposición de energía. Cabe destacar que, un estándar muy popular para muchas aplicaciones de IoT es el de Wi-Fi, a pesar de su consumo relativamente alto de energía. Esto es debido a su naturaleza casi omnipresente, donde los puntos de acceso de Wi-Fi están presentes en la mayoría de los hogares, oficinas y espacios públicos y al hecho de que permite un acceso conveniente y directo a Internet [4].

Un aspecto al que debe prestarse especial atención cuando se utilizan señales de RF para transferir energía e información de manera simultánea es la adecuada manipulación de estos dos tipos de señales cuando son recibidas. Específicamente, en el lado del receptor, es necesario dividir y tratar por separado ambos tipos de señales ya que, de lo contrario, en el proceso de rectificación, el principal proceso de cosecha de energía, la información transportada puede perderse. Para ello,

existen algunos protocolos de **SWIPT** para separar ambos tipos de señales. Dos de los más conocidos son el protocolo de conmutación de tiempo, conocido como *time switching* (**TS**) y el protocolo de división de potencia, conocido como *power splitting* (**PS**) [23, 24].

3.2.1. Protocolos de conmutación de tiempo (TS) y de división de potencia (PS)

En el caso del **TS** es necesario que el tiempo total de transmisión se divida en dos partes, una para la transferencia de energía y otra para el envío de información. Esto requiere rediseñar los circuitos del receptor, necesitando un dispositivo físico que conmute y guíe ambos flujos hacia el cosechador de energía o hacia el receptor de información, dependiendo del intervalo de tiempo correspondiente. El cambio entre los dos circuitos receptores se realiza en el dominio del tiempo. En este caso, el parámetro que rige el protocolo es el coeficiente α . Si se supone que el tiempo total de transmisión es T segundos, αT segundos se utilizan para la transferencia de energía y los restantes $(1 - \alpha)T$ segundos se utilizan para la entrega de información, donde $0 \leq \alpha \leq 1$. Debido a que se trata con diferentes señales en diferentes instantes de tiempo, es necesaria la perfecta sincronización entre el transmisor y el receptor de manera de respetar los instantes de tiempo de transmisión de energía e información.

Por otro lado, en el caso de **PS**, no se requiere ningún cambio en la ranura de tiempo de transmisión pero sí un rediseño del hardware del receptor. En este caso, es necesario añadir un dispositivo capaz de dividir la señal de entrada única en dos flujos y guiarlos hacia el cosechador de energía o hacia el receptor de información, según corresponda, lo que permite que la cosecha de energía y la decodificación de información se puedan procesar simultáneamente pero de manera separada. Esta división de las señales de energía y de información se realiza en el dominio de la potencia [25, 26, 27] por medio de un divisor de potencia. En este caso, el parámetro que rige el protocolo es el coeficiente ρ , dividiendo la potencia total recibida en una tasa ρ y $(1 - \rho)$ para los flujos de energía e información, respectivamente.

En las Figuras 3.1 y 3.2 se muestran esquemas simplificados, de dos sistemas

de SWIPT utilizando señales de RF, uno representando el protocolo de TS y el de PS, respectivamente.

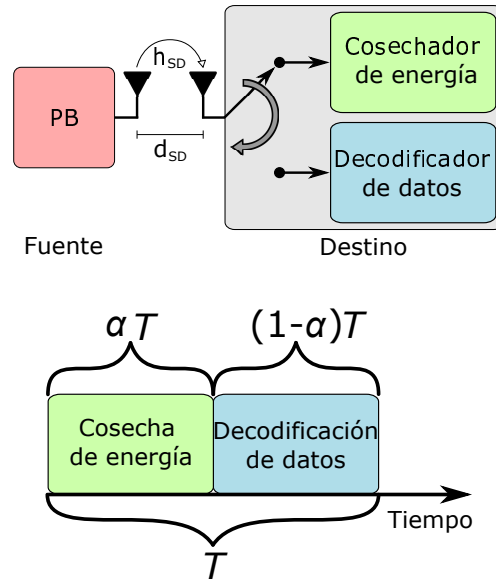


Figura 3.1: Esquema simplificado de un sistema de SWIPT que utiliza el protocolo de TS.

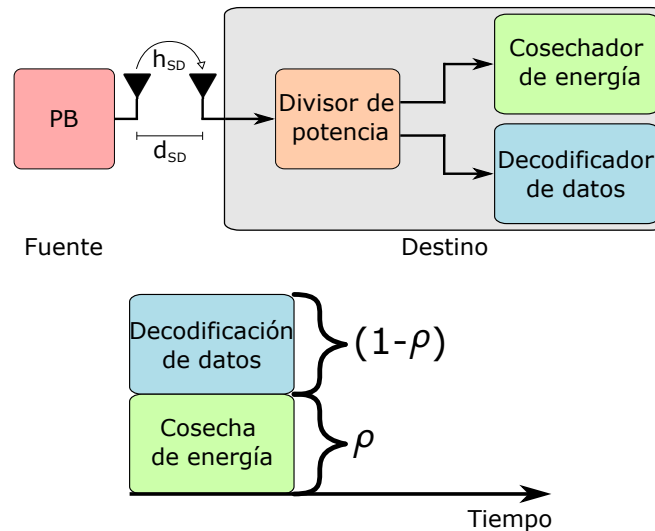


Figura 3.2: Esquema simplificado de un sistema de SWIPT que utiliza el protocolo de PS.

La mejora de la eficiencia de sistemas de WPT se relaciona principalmente con la mejora de la eficiencia de las metodologías de transmisión y rectificación de la señal de energía. Estas metodologías corresponden al PA y EH, respectivamente. Por esta razón, en las próximas secciones se presentarán algunos modelos de amplificadores de potencia y cosechadores de energía que describen el funcionamiento de cada uno. Por otro lado, desde un punto de vista de direccionamiento

de la señal, es posible reducir la disipación de la potencia radiada concentrando dicha potencia en haces, mejorando así la transmisión de energía de la PB al EH. Para ello, se utilizan técnicas de formación de haces (*beamforming*) que se presentan brevemente al final de este capítulo.

3.3. Amplificadores de potencia de radiofrecuencia

El PA es un componente esencial de la interfaz analógica de un sistema de comunicaciones. Su tarea es la de aumentar el nivel de potencia de la señal de entrada, en una banda de frecuencia dada, hasta un nivel predefinido de salida. Pero, dado que la energía que consume representa una gran parte de la total consumida por el transmisor, la eficiencia del amplificador es, de hecho, uno de los parámetros clave para especificar el rendimiento general del sistema. Así, dada una potencia de salida especificada, la eficiencia determina el requerimiento de potencia que debe suministrarse a dicho sistema. Por esta razón, contar con amplificadores de potencia de alta eficiencia, donde se consigan potencias de salida altas con requerimientos energéticos bajos, es un objetivo esencial para dispositivos típicamente operados por batería, cuyo tiempo de funcionamiento depende estrictamente de los requerimientos de potencia de las etapas de transmisión [28]. De esta manera, y dado que la eficiencia de los amplificadores de potencia está determinada por su respuesta no lineal, contar con modelos que describan precisamente su funcionamiento es de vital importancia.

Los amplificadores de potencia pueden clasificarse en diferentes clases, dando lugar a diferentes opciones en términos de linealidad y eficiencia [29]. Esta diferenciación se realiza de acuerdo al ángulo de conducción del PA. Este ángulo representa la excursión de la señal de salida a lo largo de un ciclo de operación de la señal de entrada.

En el caso del amplificador de clase A, el ángulo de conducción es de 360° , lo que significa que la señal de salida varía a lo largo del ciclo completo de la señal de entrada, posibilitando así una excelente linealidad. Esto se debe a que el mismo opera a corriente constante, dado que el transistor está polarizado en el

centro de la recta de carga, lo cual permite a la corriente y a la tensión llegar a sus máximos sin saturarse, independientemente de la señal de entrada. Sin embargo, la disipación de potencia que se produce al conducir durante todo el ciclo provoca una eficiencia máxima alcanzable de tan solo el 50 % cuando se consideran señales de onda continua. Este valor teórico cae significativamente cuando el PA es excitado con señales multiportadora, obteniéndose valores inferiores al 5 %.

El amplificador de clase B consigue mejorar la eficiencia a expensas de una reducción en su linealidad, reduciendo el ángulo de conducción a 180° . De esta manera, se proporciona una señal de salida que varía a lo largo de la mitad del ciclo de la señal de entrada. El punto de polarización del amplificador de clase B se sitúa justo en la tensión umbral de encendido. Con esta configuración, la corriente por el dispositivo solo fluye cuando el nivel de señal de entrada es mayor que dicha tensión de umbral. De esta manera, se consigue que haya conducción durante el semiciclo positivo de la señal de entrada, mientras que en el semiciclo negativo el amplificador permanece apagado. Gracias a esto, se consigue reducir la disipación, aumentando la eficiencia con respecto al amplificador de clase A. Es posible entonces obtener una eficiencia máxima del 78,5 % usando un amplificador de clase B. Sin embargo, la distorsión introducida por la operación en clase B no es tolerable en la mayoría de las aplicaciones de comunicaciones digitales que utilizan OFDM. Con el fin de amplificar las dos mitades de la señal de entrada, a menudo se utiliza una configuración que utiliza dos transistores que funcionan en contrafase. Esto reduce el nivel de distorsión pero la transición que se produce entre el semiciclo positivo y negativo no es lineal, lo que provoca la aparición de lo que se conoce como distorsión de cruce o *crossover*.

Se puede utilizar una solución intermedia entre el amplificador de clase A y el de clase B, el amplificador de clase AB. En esta configuración el ángulo de conducción se establece por encima de los 180° pero por debajo de los 360° , consiguiéndose reducir la distorsión de cruce y alcanzar niveles razonables de eficiencia.

Los amplificadores de clase C se configuran para operar con ángulos de conducción menores a 180° grados, presentando una buena eficiencia pero una muy pobre linealidad. Por lo tanto, esta clase de amplificadores no son adecuados para

sistemas de comunicaciones digitales de multiportadora. Existen otras topologías de PA para amplificación (clase E, F, etc.) conmutada pero no se discuten en esta Tesis.

3.3.1. Modelos de amplificadores de potencia

Los amplificadores de potencia basan su diseño en transistores (BJT, FET, MOS, etc.) y, por lo tanto, poseen una respuesta no lineal. A medida que se va incrementando el nivel de potencia de la señal de entrada, el nivel de potencia a la salida del amplificador va aumentando en una proporción lineal hasta alcanzar una zona próxima a la región de saturación. Una vez que se ingresa a esta zona, el amplificador comienza a amplificar la señal de entrada en una proporción menor a la de la zona lineal. Este comportamiento se sigue acrecentando hasta tal punto que, aunque la potencia de la señal de entrada siga incrementándose, la potencia de la señal de salida no se modifica, lo que se conoce como nivel de saturación de potencia de salida. En este punto, el nivel de distorsión de la señal de salida del PA hace inviable cualquier transmisión de información. En la Figura 3.3 se ejemplifica dicho comportamiento, donde puede apreciarse la transición de la región lineal a la región de saturación de un PA.

La región lineal y la de saturación de un amplificador de potencia pueden delimitarse a través de lo que se conoce como punto de compresión de 1 dB. Este se define como el nivel de potencia de la señal (de entrada o de salida) para el cual la ganancia real está 1 dB por debajo de la ganancia que debería tener si fuera ideal (lineal) [15].

Los amplificadores de potencia generalmente presentan una respuesta no lineal a menos que su punto de operación se establezca relativamente lejos del punto de saturación. Por lo tanto, a la hora de analizar el rendimiento del sistema, contar con modelos no lineales para el amplificador es de vital importancia.

El comportamiento de los amplificadores de potencia puede ser modelado a través de dos grandes grupos, los modelos de amplificadores de potencia sin memoria (*memoryless power amplifier models*) y los modelos con memoria (*power amplifier models with memory*). En el caso de los modelos de amplificadores de potencia sin memoria, la salida del mismo depende únicamente del valor ins-

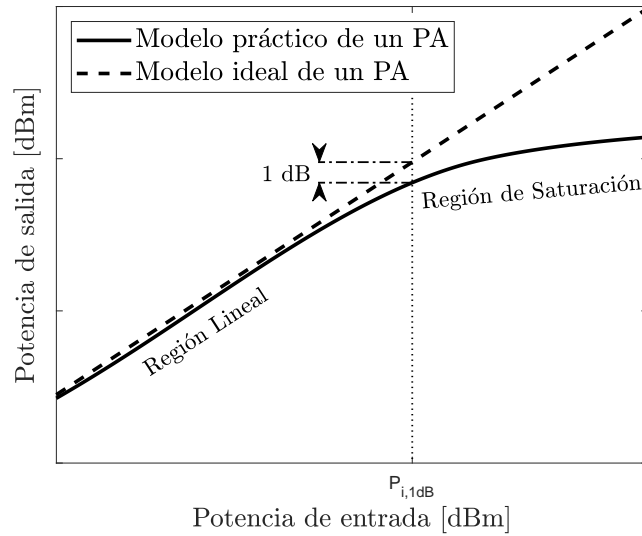


Figura 3.3: Respuesta no lineal de un amplificador de potencia práctico.

instantáneo de la señal de entrada, es decir, que no depende de muestras pasadas, considerándose entonces que el mismo posee una respuesta en frecuencia plana en todo su rango frecuencial de operación [29, 30]. Por otro lado, en el caso de los modelos de amplificadores de potencia con memoria, el PA presenta selectividad de frecuencia en la banda de operación. Como resultado, la salida del PA en un instante de tiempo dado no depende solo del valor instantáneo de la señal de entrada, si no que además, depende de los valores de la señal de entrada anteriores. Este último grupo de modelos de amplificadores de potencia no será tenido en cuenta en esta Tesis, estudiándose solo los modelos de amplificadores de potencia sin memoria.

3.3.1.1. Modelos de amplificadores de potencia sin memoria

Por varios años se ha utilizado el modelado del comportamiento sin memoria debido a su, generalmente, fácil implementación computacional, su relativa eficiencia en simulaciones de sistemas y su aceptable nivel de precisión [31]. Este nivel de precisión que puede lograrse radica en el hecho de que frente a situaciones donde existen efectos de memoria, la distorsión dominante producida sigue teniendo su origen en las características sin memoria del PA. Es por eso que estos modelos de amplificadores de potencia son extensamente usados en el ámbito del diseño y el análisis en ingeniería, especialmente en lo que respecta a sistemas

multiportadora complejos.

Como se mencionó, si el PA posee una respuesta en frecuencia plana para todo su rango de frecuencias de operación o, por otro lado, si el sistema de comunicaciones es de banda estrecha y despreciándose los efectos de memoria electrotérmica [30], el PA puede ser modelado como un sistema sin memoria. Su salida, entonces, depende únicamente del valor instantáneo de la señal de entrada y, por consiguiente, la respuesta del PA puede caracterizarse completamente por sus características de conversión AM/AM (amplitud a amplitud) y AM/PM (amplitud a fase).

Existen varios modelos de amplificadores de potencia sin memoria. Para ajustar estos modelos al comportamiento real, se realiza un barrido de potencia mediante una señal de un solo tono y se toman las mediciones de las características AM/AM y AM/PM [29].

Considerando la envolvente compleja $x(n)$ de la señal de entrada al PA, la envolvente compleja sin memoria $y(n)$ que se obtiene a la salida del PA puede modelarse como

$$y(n) = f_{PA}[x(n)] = F_a(|x(n)|) \exp\{j(\arg[x(n)] + F_p[|x(n)|])\}, \quad (3.1)$$

donde $f_{PA}[\cdot]$ es la función que caracteriza la respuesta del PA, F_a es la característica AM/AM y F_p es la característica AM/PM.

Dependiendo del nivel de potencia de salida del PA, se han propuesto diferentes modelos para describir su funcionamiento. Es el caso del descrito en [32], el modelo de amplificador de potencia de Saleh es adecuado para modelar un amplificador de alta potencia, como es el amplificador de tubo de onda viajera (*traveling-wave tube amplifier*) (TWTA). Por otro lado, los modelos utilizados para describir el comportamiento de amplificadores de mediana y baja potencia son los llamados modelos de amplificador de potencia con limitador suave (*soft limiter power amplifier*) (SL) y amplificador de potencia de estado sólido (*solid state power amplifier*) (SSPA).

Modelo de amplificador de potencia de Saleh

El modelo de Saleh es muy conocido y usado extensamente en la literatura,

principalmente en la evaluación de predistorsionadores y técnicas de linealización. Las funciones de transferencia de las respectivas características AM/AM y AM/PM se describen usando las siguientes aproximaciones de dos parámetros

$$F_a(|x(n)|) = \frac{a_0|x(n)|}{1 + a_1|x(n)|^2}, \quad (3.2)$$

$$F_p(|x(n)|) = \frac{b_0|x(n)|}{1 + b_1|x(n)|^2}, \quad (3.3)$$

donde a_0 , a_1 , b_0 y b_1 son números reales positivos.

Modelo de amplificador de potencia de estado sólido (SSPA)

Los modelos de amplificadores de potencia de estado sólido tienen un comportamiento más lineal en la región de pequeña señal en comparación con los **TWTA**. Para señales de entrada de valores relativamente elevados la función de transferencia de amplitud tiende a un valor límite máximo, produciendo lo que se conoce como recorte de la señal de salida o *clipping* [33]. Por este motivo, aplicar el modelo de Saleh directamente a los dispositivos **SSPA** puede generar problemas al no ser tan preciso en la zona de saturación. Vale la pena señalar que generalmente en los **SSPA** la distorsión AM/PM no es significativa y, por lo tanto, la omisión de la no linealidad de fase puede justificarse razonablemente. En este caso, las funciones de transferencia de las características AM/AM y AM/PM se describen de la siguiente manera

$$F_a(|x(n)|) = \frac{|x(n)|}{\left[1 + \left(\frac{|x(n)|}{A_s}\right)^{2p}\right]^{1/2p}}, \quad (3.4)$$

$$F_p(|x(n)|) = 0, \quad (3.5)$$

donde p define la suavidad en la transición de la región lineal a la región de saturación y A_s es la amplitud de saturación de salida.

Modelo de amplificador de potencia de limitador suave (SL)

Como se mencionó anteriormente, cuando el **PA** es operado con señales de entrada con valores relativamente altos, la amplitud de salida del mismo tiende a un valor límite máximo. Por esta razón, el modelo de **SL** es comúnmente usado

para modelar situaciones en los que se produce *clipping* de la señal.

Para grandes valores de p , el modelo de **SSPA** se aproxima al modelo de **SL** y su función de transferencia de la característica AM/AM puede definirse como

$$F_a(|x(n)|) = \begin{cases} |x(n)|, & \text{si } |x(n)| \leq A_s, \\ A_s, & \text{si } |x(n)| > A_s. \end{cases} \quad (3.6)$$

Modelos polinómicos de amplificadores de potencia sin memoria

Los modelos polinómicos proveen una expresión matemática simple que puede usarse, tanto en el análisis teórico, como en simulaciones y son ampliamente usados debido a que no están restringidos a una estructura específica de **PA**.

El comportamiento de un **PA** sin memoria puede describirse utilizando una serie de Taylor con coeficientes complejos [34]. La salida en banda base del mismo se puede expresar de la siguiente manera

$$y(n) = x(n) \sum_{i=0}^P a_i |x(n)|^{i-1}, \quad (3.7)$$

donde $x(n)$ es el equivalente en banda base de la señal de entrada, $y(n)$ es el equivalente en banda base de la salida del **PA**, P es el orden de la función polinómica y a_i son los coeficientes complejos del polinomio.

Cabe destacar que, generalmente, la señal generada por los coeficientes de orden par quedan muy alejados de la frecuencia de portadora y, por tanto, no contribuyen a la salida en banda base. Por esta razón, una aproximación donde solo se consideran los coeficientes de orden impar alcanza para ser bastante precisa. La expresión, considerando solo los coeficientes de orden impar, se puede expresar como sigue

$$y(n) = x(n) \sum_{i=0}^P a_{2i+1} |x(n)|^{2i}. \quad (3.8)$$

Un modelo polinómico muy empleado para la evaluación teórica es el modelo linealizado. Según el teorema de Bussgang [35], la salida de un **PA** no lineal sin memoria excitado por una señal con distribución gaussiana $x(n)$ (distribución válida para señales **OFDM**) puede representarse mediante una versión escalada de la señal original más un término de ruido aditivo. Esta señal queda expresada

como

$$y(n) = K_L x(n) + w_d(n), \quad (3.9)$$

donde K_L es un factor de escala que depende de la función de transferencia del amplificador de potencia y su punto de operación y $w_d(n)$ es el término de distorsión no lineal, no correlacionado con $x(n)$. Es posible calcular estos parámetros de la siguiente manera

$$K_L = \frac{\mathbb{E} \{x^*(n) f_{PA}[x(n)]\}}{\mathbb{E} \{|x(n)|^2\}}, \quad (3.10)$$

$$\sigma_d^2 = \mathbb{E} \{|f_{PA}[x(n)]|^2\} - |K_L|^2 \mathbb{E} \{|x(n)|^2\}, \quad (3.11)$$

donde σ_d^2 es la varianza de $w_d(n)$.

La solución para las Ecuaciones 3.10 y 3.11 pueden encontrarse a través de las siguientes expresiones

$$K_L(\nu) = \frac{A_c}{\nu} \left(1 - \exp(-\nu^2) + \frac{\sqrt{\pi}\nu}{2} \operatorname{erfc}(\nu) \right), \quad (3.12)$$

$$\sigma_d^2(\nu) = \frac{A_c}{\nu} (1 - \exp(-\nu^2) - K_L^2(\nu)), \quad (3.13)$$

donde $\operatorname{erfc}(\cdot)$ es la función de error complementaria y ν^2 representa el factor de atenuación de la entrada (*input back-off*) (IBO). El IBO es un factor de escala de atenuación que se aplica a la señal de entrada al PA con el objetivo de que este último trabaje por debajo del punto de saturación pero con la consecuente reducción en su eficiencia. Este concepto se profundiza más adelante en la Sección 3.3.2.1.

3.3.2. Eficiencia de los amplificadores de potencia

La eficiencia del PA es un factor clave para la eficiencia general de la mayoría de los sistemas inalámbricos dado que en gran parte de las aplicaciones (principalmente en sistemas de media y alta potencia), el PA es el mayor demandante de energía de todo el bloque de comunicaciones.

Este parámetro es una medida que indica qué tan eficaz es el amplificador para convertir la potencia de CC que le es suministrada en potencia útil de

salida. Esta medida se puede cuantificar a través de la eficiencia de CC, η_{CC} , que relaciona la potencia de salida del PA, P_{out} y la potencia de CC que consume, P_{CC} , y puede expresarse de la siguiente manera

$$\eta_{CC} = \frac{P_{out}}{P_{CC}}. \quad (3.14)$$

Cuando se opera con señales de OFDM, las cuales se caracterizan por tener altos niveles de PAPR, es necesario aplicar IBO a la señal de entrada al PA. Si se fija un valor de IBO que sea igual al valor de PAPR de la señal, se garantiza un nivel de probabilidad de recorte (*clipping*) razonable, minimizando la distorsión introducida por el PA. Pero, como se mencionó anteriormente, la aplicación de IBO reduce drásticamente el nivel de eficiencia η_{CC} del PA.

Considerando un PA de clase A, la eficiencia energética promedio en función del PAPR está dada por

$$\eta_{PA} = \frac{\eta_{max}}{PAPR}, \quad (3.15)$$

donde puede observarse que la eficiencia máxima η_{max} , que es del 50 %, solo puede alcanzarse cuando se amplifican señales de amplitud constante, es decir, con PAPR=1 [36].

Estos muy bajos niveles de eficiencia del PA pueden verse en el siguiente ejemplo. Es el caso donde, para tener un bajo nivel de degradación del sistema, un nivel de probabilidad de recorte razonable es 10^{-14} , obtenido con un PAPR = 12 dB con $N = 1024$, siendo N el número de subportadoras de la señal OFDM. Esto significa que el PA está operando 12 dB por encima de la potencia media de entrada, alcanzando una eficiencia energética cercana tan solo al 3 %. Si el PAPR se reduce a 10 dB, su eficiencia aumenta solo al 6 % [29]. Estos malos resultados en términos de eficiencia motivan el desarrollo de técnicas de compensación, como la predistorsión y los métodos de reducción de PAPR.

3.3.2.1. *Back-off*

Con el fin de asegurar que el PA trabaje en una zona lineal y, por consiguiente, la amplificación sea lineal, a la señal de entrada se le puede aplicar un factor de IBO para que la misma no supere el punto de saturación del PA. Para los sistemas

OFDM, el nivel de **IBO** es un parámetro esencial de la eficiencia energética del **PA**. Valores de **IBO** altos ofrecen una señal de salida sin distorsiones, pero a expensas de la reducción de la eficiencia energética, mientras que un **IBO** bajo genera distorsión e interferencia [37]. Los dos parámetros de medida del nivel de *back-off* son el mencionado **IBO** y el factor de atenuación de la salida (*output back-off*) (**OBO**) y ambos son utilizados para especificar el punto de operación del **PA**. A través del **OBO** puede cuantificarse cuánta potencia de salida genera el amplificador en comparación con la potencia máxima disponible. Los parámetros de **IBO** y **OBO** se definen por medio de las siguientes expresiones [38]

$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{i,sat}}{P_i} \quad (3.16)$$

y

$$OBO = 10 \log_{10} \frac{P_{o,sat}}{P_o}, \quad (3.17)$$

donde $P_{i,sat}$ y $P_{o,sat}$ son las potencias de saturación de entrada y salida, respectivamente, y P_i y P_o son las potencias medias de las señales de entrada y salida, respectivamente. En la Figura 3.4 se ilustran las definiciones de los parámetros de **IBO** y **OBO**.

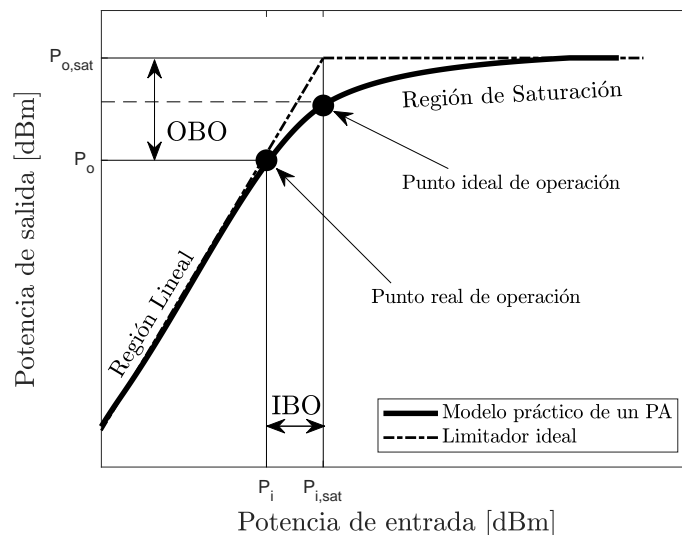


Figura 3.4: Definición de **IBO** y **OBO**.

3.4. Modelos de cosechadores de energía de radiofrecuencia

Con el fin de obtener energía, a partir de una señal de RF recibida, es necesario un dispositivo que permita rectificar esta señal de RF en un voltaje de CC que pueda energizar algún dispositivo o almacenarse en un supercapacitor o una batería, en su defecto. Para este fin, se utilizan los llamados cosechadores de energía (*energy harvester*) (EH), que consisten, básicamente, en una antena rectificadora o comúnmente conocida como *rectenna*. Este dispositivo consta de una antena receptora y un circuito rectificador capaz de convertir la energía transportada por una señal de RF en un voltaje de CC.

En la Figura 3.5 se muestra un esquema simplificado de un sistema de WPT que utiliza señales de RF transmitidas por una PB.

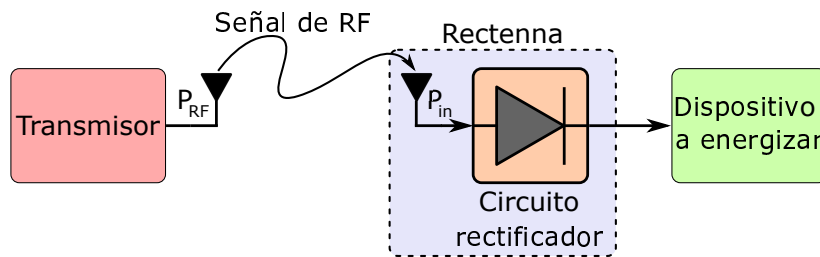


Figura 3.5: Esquema simplificado de un sistema de WPT que utiliza señales de RF transmitidas por una PB.

La eficiencia de un EH se define por la capacidad del mismo para convertir las señales de RF entrantes en energía de CC. Pero, maximizar la eficiencia de conversión de RF a CC (η_{RF-CC}) requiere diseñar *rectennas* eficientes. En los sistemas de WPT, la *rectenna* puede, y debe, optimizarse específicamente para las frecuencias operativas, el nivel de potencia de entrada y la carga de salida [39].

En esta Tesis se abordaran temas relacionados con modelos que describan el funcionamiento del circuito rectificador de la *rectenna* pero no se ahondará en cuestiones relacionadas con la antena receptora.

La sensibilidad del circuito rectificador queda determinada por la topología del circuito. Esto quiere decir que el nivel de potencia de entrada definirá la topología del circuito rectificador, debido a que es necesaria una cantidad mínima

de potencia de entrada para encender los dispositivos rectificadores. En este sentido, es posible alcanzar mejores niveles de eficiencia de conversión de RF a CC utilizando topologías con menos dispositivos rectificadores cuando se trabajan con niveles de potencia de entrada relativamente bajos [40].

El circuito rectificador se compone de un circuito de adaptación de impedancia, uno o más diodos rectificadores y un filtro pasa bajos. A continuación se esquematizan algunas configuraciones usadas comúnmente. Las ilustradas en las Figuras 3.6a y 3.6b fueron presentadas en [27] mientras que las mostradas en las Figuras 3.7a y 3.7b fueron presentadas en [41] y [40], respectivamente.

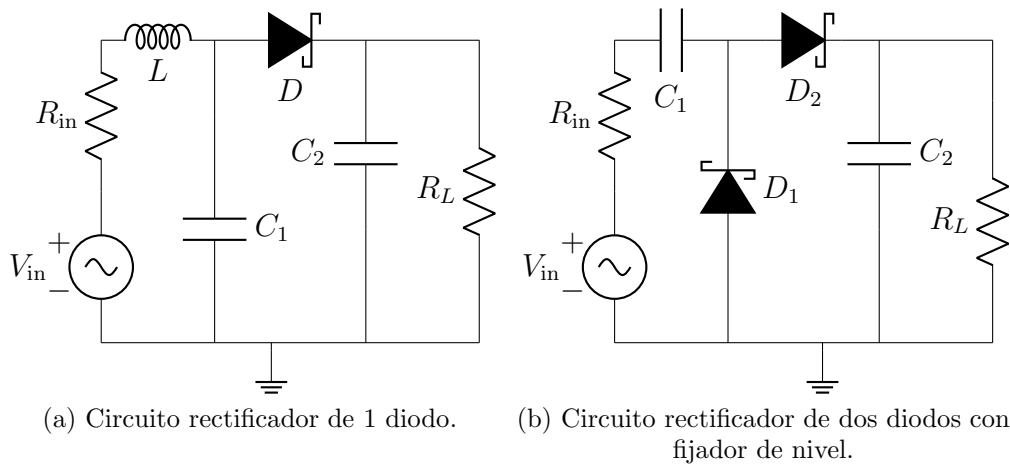


Figura 3.6: Circuitos rectificadores de uno y dos diodos.

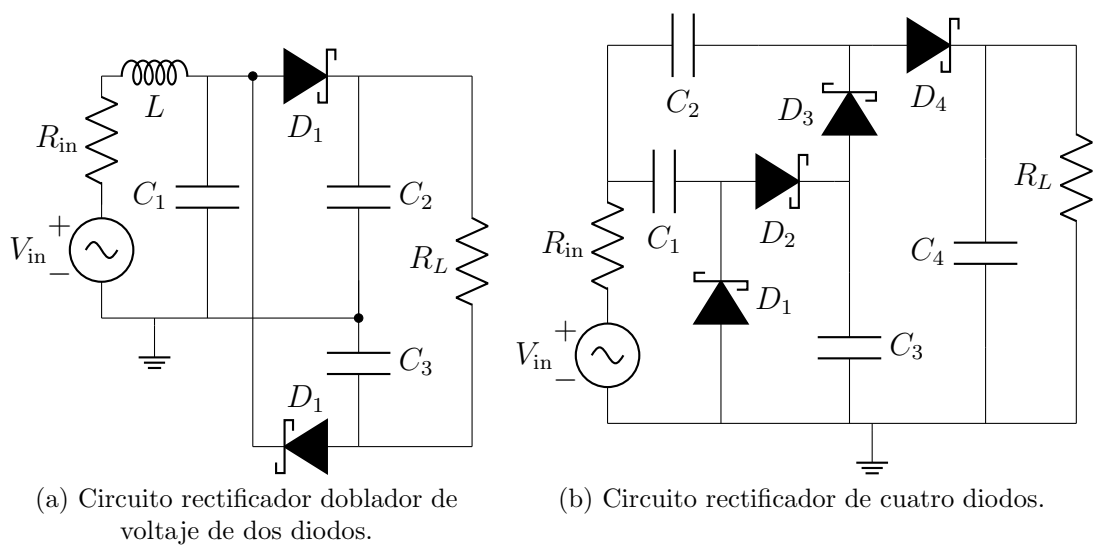


Figura 3.7: Circuitos rectificadores de dos y cuatro diodos.

En la Figura 3.8 se representa la eficiencia de conversión de RF a CC ($\eta_{\text{RF-CC}}$)

vs. la potencia de RF de entrada ($P_{\text{RF,in}}$) para circuitos rectificadores con topologías de uno, dos y cuatro diodos.

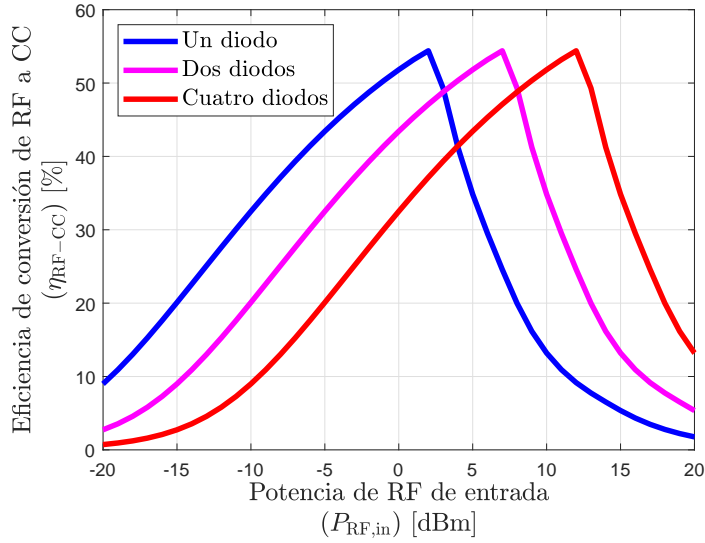


Figura 3.8: Eficiencia de conversión de RF a CC ($\eta_{\text{RF-CC}}$) vs. Potencia de RF de entrada ($P_{\text{RF,in}}$).

En el ámbito de la cosecha de energía de RF, generalmente, la potencia de RF que llega hasta la antena de recepción del EH posee un nivel relativamente bajo, debido principalmente a las pérdidas producidas por el canal, discutidas en el Capítulo 2. Por esta razón, comúnmente se utilizan circuitos rectificadores con topologías de un diodo o, a lo sumo, de dos.

La energía total cosechada por el EH en el período de transferencia inalámbrica de energía, T_{EH} , puede expresarse de la siguiente manera

$$\xi(P_{\text{RF,in}}) = g(P_{\text{RF,in}})T_{\text{EH}}, \quad (3.18)$$

donde $g(\cdot)$ representa la función de transferencia del cosechador de energía.

Es posible modelar la función de transferencia del EH a través de dos modelos, el modelo de cosecha lineal ideal y el modelo de cosecha no lineal práctico. El modelo de cosecha lineal ideal se describe por

$$g(P_{\text{RF,in}}) = \eta P_{\text{RF,in}}, \quad (3.19)$$

donde $0 < \eta < 1$ es una constante que representa la eficiencia de conversión RF

a CC del EH.

El modelo de cosechador lineal ideal es útil para describir el comportamiento del EH en casos donde la potencia de entrada de la señal de RF no tenga demasiado rango dinámico, es decir, que el EH opere con un punto de trabajo muy localizado.

Una característica importante de los cosechadores de energía prácticos es que estos alcanzan un punto de saturación de potencia de salida cuando son operados con potencias de entrada lo suficientemente grandes. En este sentido, para modelar este efecto de saturación, puede extenderse el concepto del modelo de cosechador lineal ideal a un modelo de cosechador descrito por dos tramos, uno que describe un comportamiento lineal y otro el de saturación. En la Figura 3.9 se representa esta idea.

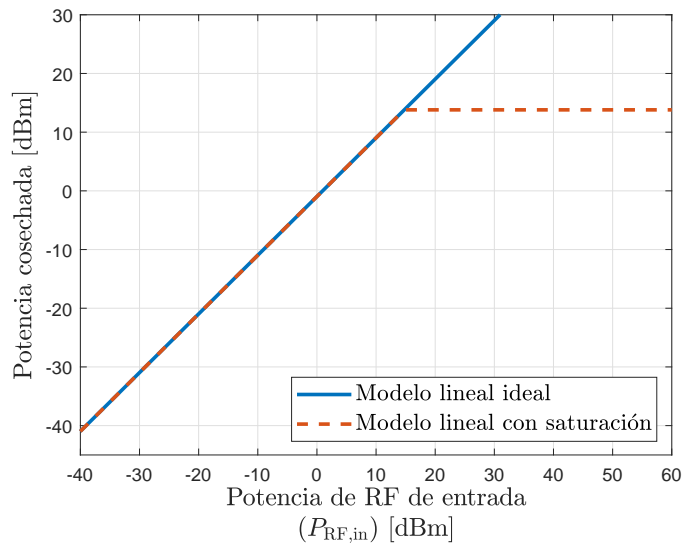


Figura 3.9: Funciones de transferencia para el modelo de cosechador lineal ideal y el modelo de cosechador lineal con saturación.

Para casos donde es necesario contar con una descripción más realista de la función de transferencia del EH se utiliza el modelo de cosecha no lineal práctico [42, 43], donde se tienen en cuenta los efectos de la sensibilidad y la saturación del cosechador. La característica no lineal del EH puede modelarse utilizando de la función sigmoide de manera que

$$g(P_{\text{RF},\text{in}}) = \frac{\frac{P_{\text{o,sat}}}{1 + \exp(-a(P_{\text{RF},\text{in}} - b))} - P_{\text{o,sat}}\Omega}{1 - \Omega}, \quad (3.20)$$

donde $\Omega = 1 / (1 + \exp(ab))$, a define la brusquedad de la transición de sensibilidad, b es la sensibilidad de **EH** y $P_{o,sat}$ es el máximo nivel de potencia cosechada que puede alcanzarse cuando el circuito rectificador está saturado. En la Figura 3.10 se ilustran las funciones de transferencia para el modelo de cosecha lineal ideal y el modelo de cosecha no lineal práctico.

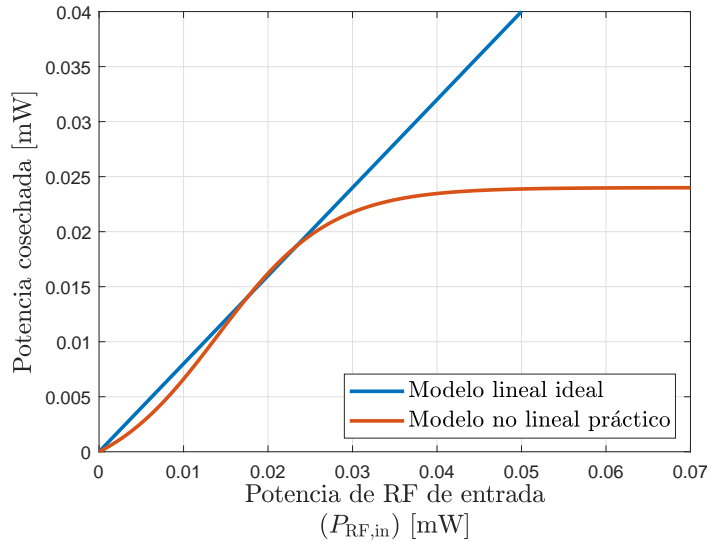


Figura 3.10: Funciones de transferencia para el modelo de cosecha lineal ideal y el modelo de cosecha no lineal práctico.

El modelo no lineal práctico es mucho más preciso que el modelo lineal ideal para describir el comportamiento de un **EH** pero este solo describe el comportamiento general de un cosechador en energía. Como se mencionó anteriormente, los circuitos que componen al **EH** deben optimizarse específicamente para las frecuencias operativas, el nivel de potencia de entrada y la carga de salida. Es por esta razón que en la práctica es necesario contar con modelos específicos, de acuerdo a la aplicación para la que los **EH** estén destinados.

Una manera de modelar el comportamiento no lineal de un **EH** es por medio del ajuste de datos usando un polinomio. Para ello, entonces, es necesario diseñar, optimizar y simular el circuito rectificador de manera de obtener los datos reales que el modelo basado en el ajuste de curvas requiere.

Por ejemplo, considerando un nivel bajo de potencia de **RF** de entrada al cosechador, sería lógico considerar un circuito rectificador compuesto por un único diodo. Además, como diodo rectificador debería elegirse uno que sea apropiado para casos como este. Un diodo adecuado podría ser el diodo Schottky, que pre-

presenta muy bajas tensiones de umbral. Por otro lado, debe elegirse correctamente el valor de impedancia de carga para alcanzar la máxima eficiencia de conversión de RF a CC posible. El circuito de adaptación de impedancia y el filtro pasa bajos deben diseñarse específicamente para la frecuencia de trabajo. Con todos estos parámetros de diseño establecidos, y mediante un barrido de potencia de una señal de entrada de un solo tono, se obtienen los parámetros que describen el circuito rectificador, diseñado específicamente para este caso. Así, una posible configuración para el modelo de circuito rectificador de diodo único presentado en la Figura 3.6a, considerando una frecuencia central de trabajo de 915 MHz, podría ser la presentada en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Parámetros del circuito rectificador.

Parámetro	Valor
R_{in}	50Ω
L	22,4 nH
C_1	1 pF
C_2	$2 \mu\text{F}$
Diodo	Schottky SMS7630
R_L	350Ω

Cabe resaltar que los valores de L y C_1 , que componen la red de adaptación de impedancias, y el valor del capacitor de salida C_2 pueden obtenerse mediante el uso de alguna herramienta informática que facilite su cálculo. En este caso se utiliza la herramienta *Smith Chart Utility* provisto por el software *Advanced Design System (ADS)*.

En la Figura 3.11 se muestran las curvas obtenidas por simulación, a través del software *ADS*, de la eficiencia de conversión de RF a CC (η_{RF-CC}) y la potencia de CC cosechada ($P_{CC,out}$) vs. la potencia de RF de entrada ($P_{RF,in}$). Luego, basado en estas curvas, se construye el modelo de rectificador no lineal a través del ajuste polinomial de los datos, lográndose así capturar todos los comportamientos no lineales importantes del rectificador. Este ajuste polinomial para ambas curvas también se muestra en la Figura 3.11.

Vale la pena señalar que en lugar de ajustar todo el rango de datos con un solo polinomio de alto orden, el ajuste polinomial se construye tomando porciones consecutivas de los datos y ajustándolas con polinomios de bajo grado.

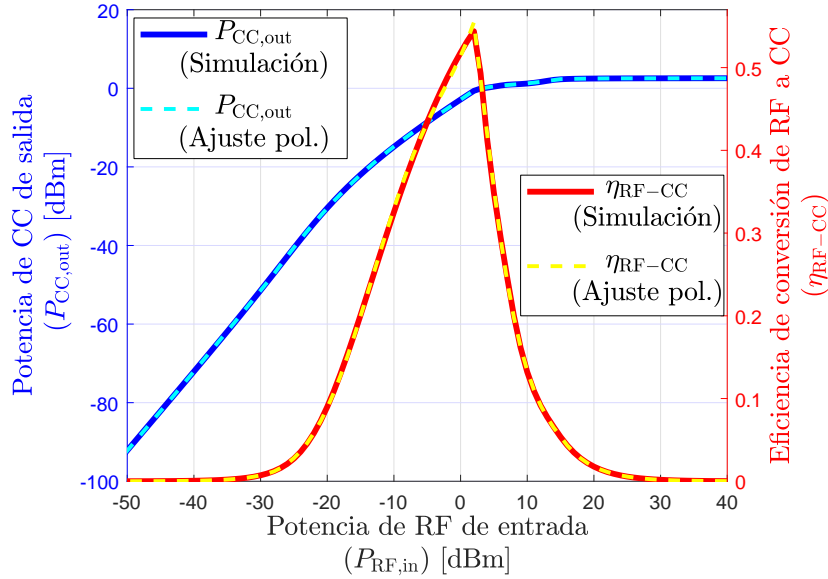


Figura 3.11: Simulación y ajuste polinomial de las curva de eficiencia de conversión de RF a CC ($\eta_{\text{RF-CC}}$) y la potencia de CC cosechada ($P_{\text{CC,out}}$) vs. la potencia de RF de entrada ($P_{\text{RF,in}}$).

Esto se debe a que los polinomios de alto orden pueden tener comportamientos oscilatorios entre los puntos de datos ajustados, lo que puede conducir a malos ajustes de los datos y errores numéricos.

3.5. Técnicas de formación de haces (*beamforming*)

Los sistemas de transferencia simultanea de información y energía de manera inalámbrica (*SWIPT*), muchas veces, implican una operación bidireccional entre el nodo de cosecha, **EH**, y la **PB**. Es decir, la **PB** transmite energía de manera inalámbrica al **EH** para proporcionarle suficiente energía para enviar cierta información de vuelta a la **PB**. Una opción para aumentar la eficiencia del sistema podría ser la utilización de múltiples antenas en el transmisor y/o en el receptor y de esta manera, hacer uso de técnicas de formación de haces (*beamforming*) para direccionar la transmisión/recepción. De esta manera es posible maximizar la cosecha de energía o también, minimizar la energía requerida para la transmisión de información por parte del **EH**.

Existen diferentes métodos de formación de haces que consisten en técnicas

digitales, técnicas analógicas y técnicas híbridas analógico-digitales de *beamforming* [44]. En esta Tesis solo se abordan específicamente conceptos que respectan a técnicas de formación de haces digitales desde la PB, focalizándonos en técnicas basadas en la descomposición en valores singulares (*singular value decomposition*) (SVD).

En estos sistemas, generalmente, los dispositivos de cosecha de energía son dispositivos simples que constan de una única antena. Por el contrario, la PB es un elemento multiantena complejo, con gran poder computacional, capaz de soportar técnicas de formación de haces.

Por ejemplo, en casos donde la PB, que cuenta con múltiples antenas, transmite energía al EH, que cuenta con una única antena, se considera que el sistema es de entrada múltiple y salida simple (*multiple-input and single-output*) (MISO). La PB es capaz de crear haces que apunten directamente al EH, incrementando la potencia recibida y mejorando la cosecha de energía. La formación de haces puede realizarse a través de diferentes técnicas de precodificación (*precoding*). Algunas de ellas incluyen la transmisión de relación máxima (*maximum ratio transmission*) (MRT) [45] o la precodificación de ZF [46].

Por otro lado, en casos denominados de entrada simple y salida múltiple (*single-input and multiple-output*) (SIMO) que pueden ser, por ejemplo, donde el EH transmite información a la PB, es posible hacer que las señales que llegan a las antenas receptoras con diferentes amplitudes y fases se combinan coherentemente en el receptor, aumentando el nivel de la señal resultante y obteniendo una mejora de la SNR en el receptor. A esta técnica se la conoce como combinación de relación máxima (*maximum ratio combining*) (MRC).

Como ejemplo se plantea el sistema ilustrado en la Figura 3.12, el cual está constituido por una PB que posee N_T antenas de transmisión y N_R antenas de recepción y un EH con una única antena. Los coeficientes de desvanecimiento de los canales se describen por $\mathbf{h}_{PE} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ y $\mathbf{h}_{EP} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$.

En base a esto puede diseñarse un vector de *beamforming* de transmisión, \mathbf{w}_T , y uno de recepción, \mathbf{w}_R , de acuerdo al criterio de MRT y de MRC, respectivamente.

El vector de transmisión \mathbf{w}_T es un vector de $N_T \times 1$ que verifica $\|\mathbf{w}_T\| = 1$,

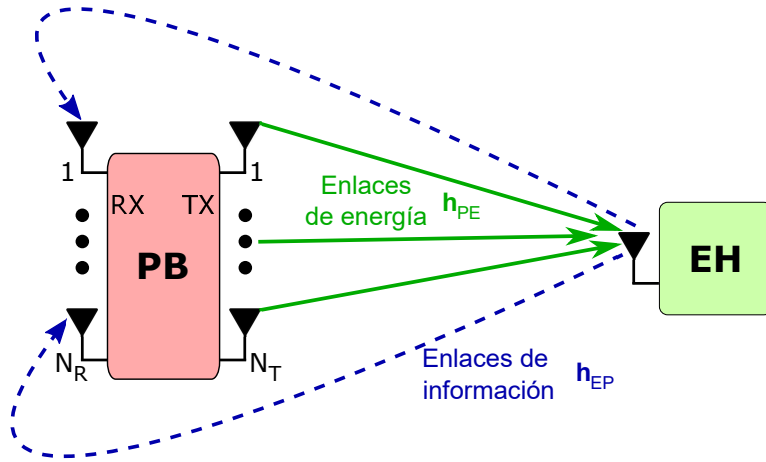


Figura 3.12: Enlaces de energía e información en un sistema compuesto por una PB multiantena y un EH de antena simple.

tal que

$$\mathbf{w}_T = \frac{\mathbf{h}_{PE}^*}{\|\mathbf{h}_{PE}\|}, \quad (3.21)$$

donde $\|\cdot\|$ representa la norma euclídea y $(\cdot)^*$ denota el operador conjugado. A su vez, el vector de recepción de $N_R \times 1$ se define como

$$\mathbf{w}_R = \frac{\mathbf{h}_{EP}}{\|\mathbf{h}_{EP}\|}, \quad (3.22)$$

y verifica que $\|\mathbf{w}_R\| = 1$.

Estas técnicas se basan en el conocimiento previo del canal por parte del transmisor o el receptor, según corresponda, y por lo tanto, encuentran limitaciones en su desempeño debido principalmente a aspectos prácticos. Específicamente, la falta de CSI afecta la capacidad de la PB de formar el haz de señal en la dirección deseada.

3.6. Resumen

La naturaleza de las señales de RF permiten su utilización para el transporte tanto de energía como de información. En este Capítulo se revisan algunas técnicas que permiten aprovechar estos dos aspectos de la señal, como son los protocolos de *time switching* y de *power splitting*, empleados para la transferencia simultánea de información y energía de manera inalámbrica. Estas técnicas permiten, a su vez y por medio de la cosecha de energía de señales de RF, extender

la vida útil de los dispositivos **IoT** evitando el uso de baterías y contribuyendo al desaceleramiento de la contaminación global. El buen diseño de estos sistemas de transferencia inalámbrica de energía es fundamental para lograr eficiencias suficientes que permitan la viabilidad de estos sistemas. Para ello, es clave contar con modelos que describan fielmente la realidad de la transmisión y la cosecha de estas señales. En este sentido, en este Capítulo se presentan algunos modelos de amplificadores de potencia y cosechadores de energía que se utilizarán en los Capítulos siguientes donde se describen técnicas que hacen posible el aumento de la eficiencia de los sistemas de transferencia inalámbrica de energía. Finalmente, se presentan algunas técnicas de formación de haces que contribuyen a aumentar la eficiencia de los sistemas de transmisión simultánea de energía e información de manera inalámbrica.

Utilizando los conceptos introducidos en los Capítulos 2 y 3, se presentan en el siguiente Capítulo algunas estrategias que permiten extender el rango de operación de los sistemas de comunicaciones inalámbricos. Específicamente, basándonos en los conceptos de **TS** y **PS**, se proponen dos nuevos protocolos que permiten la cosecha de energía a un repetidor y se presenta una estrategia capaz de mejorar la eficiencia de la **WPT**. Por otro lado, en base a las técnicas de formación de haces presentadas, se propone una serie de algoritmos capaces de mejorar la eficiencia energética de una estación base asistida por una **RIS**.

Capítulo 4

Extensión del rango de alcance de sistemas inalámbricos

Es común encontrar situaciones en las que en un sistema de comunicaciones exista un obstáculo que bloquea parcial o totalmente la señal de interés enviada desde el transmisor al receptor, es decir, que entre ellos no compartan **LOS**. Un ejemplo de esta situación se ilustra en la Figura 4.1.

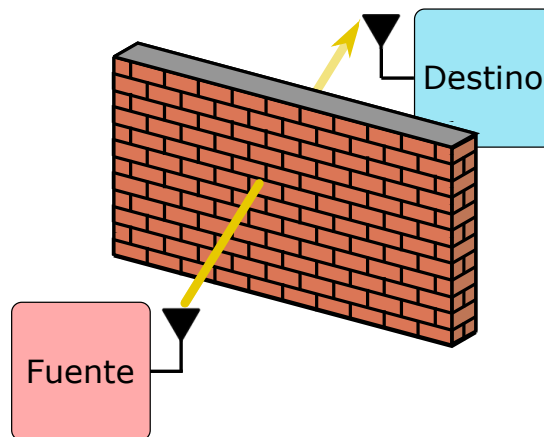


Figura 4.1: Situación en la que un obstáculo bloquea la línea de vista entre el transmisor y el receptor.

En estos casos, donde el transmisor y el receptor no comparten línea de visión o simplemente están demasiado alejados el uno del otro, la potencia disponible en el transmisor no es suficiente para llegar al receptor con un nivel adecuado para una correcta recuperación de la información y/o para excitar el circuito de cosecha. Para subsanar esta situación, es necesario agregar algún tipo de dispositivo entre medio que permita la comunicación. Una posible y clásica opción

es la utilización de un repetidor. Las estrategias de retransmisión más comunes son decodificar y reenviar (*decode-and-forward*) (DF) y amplificar y reenviar (*amplify-and-forward*) (AF). Otra opción muy prometedora que está siendo investigada fuertemente es la utilización de las llamadas superficies inteligentes reconfigurables (*reconfigurable intelligent surfaces*) (RISs). Una RIS es un arreglo pasivo que consta de una gran cantidad de elementos que se pueden configurar individualmente para inducir un cambio de fase específico en la señal reflejada de una manera inteligente para facilitar su propagación.

Estos dos enfoques tienen sus ventajas y desventajas. Aunque los problemas de propagación de la señal pueden resolverse utilizando tecnologías existentes, como los mencionados repetidores, estos deben amplificar la señal recibida y transmitirla, lo que requiere una fuente de alimentación adicional. Por el contrario, la RIS, al ser una matriz pasiva, solo refleja la señal incidente sin la necesidad de una fuente de alimentación extra [47]. Sin embargo, para que estas superficies puedan ser implementadas diversos aspectos tecnológicos deben ser aún resueltos.

A continuación se realiza una descripción de las tecnologías mencionadas.

4.1. Repetidores

Para extender el área de cobertura de los sistemas de comunicaciones inalámbricos es común recurrir al uso de repetidores, los cuales reciben la señal enviada por el transmisor, la amplifican y la retransmiten a el o los usuarios que están fuera del alcance del transmisor principal. Esta idea se ilustra en la Figura 4.2.

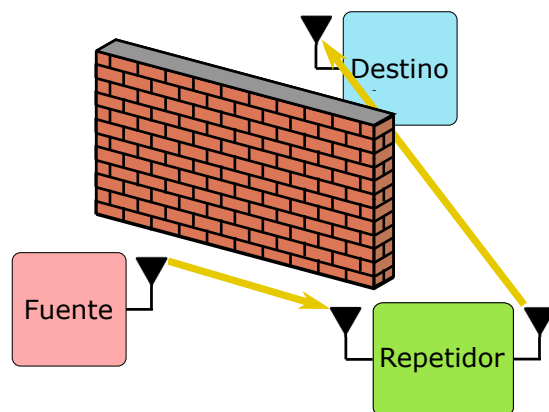


Figura 4.2: Comunicación a través de un repetidor entre un transmisor y un receptor.

Como se mencionó, las estrategias de retransmisión más comunes son las denominadas **DF** y **AF**. En el caso de un repetidor que implementa **DF**, este decodifica, modula y retransmite la señal recibida, mientras que uno que implementa **AF**, solo amplifica y retransmite la señal sin decodificar. En este sentido, en comparación con un repetidor **AF**, la complejidad de uno **DF** es significativamente mayor debido a su capacidad de procesamiento total. Además, para la implementación de **DF**, se requiere de una sofisticada capa de control de acceso al medio, algo que no es necesario en el caso de **AF**. Por este motivo, en general, un repetidor que implementa **DF** tiene una elevada complejidad de implementación, similar a la de una estación base. Para el análisis realizado en esta Tesis se considera un repetidor que implementa el protocolo de **AF**, es decir, solo amplifica y reenvía.

En general, en un sistema de comunicaciones basado en un repetidor se utiliza un esquema de conmutación de tiempo (**TS**) en el cual el intervalo de tiempo total T de transmisión se divide en dos porciones. La primera porción se reserva para la transmisión de la información desde el transmisor hacia el repetidor, mientras que la segunda se utiliza para enviar dicha información desde el repetidor al nodo destino.

4.1.1. Repetidores con alimentación inalámbrica

Existen casos en donde el repetidor no tiene acceso a la red eléctrica y, por lo tanto, la energía requerida para su funcionamiento la obtiene, por ejemplo, desde una batería. Una alternativa más sustentable podría ser la de obtener dicha energía a través de la cosecha de energía obtenida de señales de **RF**. En este sentido, los protocolos de **TS** y de división de potencia (**PS**), introducidos en la Sección 3.2.1, son útiles para que el repetidor pueda cosechar dicha energía de las señales transmitidas, utilizando un protocolo de transferencia inalámbrica simultánea de información y energía (**SWIPT**).

En las Figuras 4.3 y 4.4 se ilustran dos esquemas en donde el repetidor cosecha energía de la señal enviada por el transmisor y emplea dicha energía para retransmitir el mensaje al nodo destino.

En el esquema mostrado en la Figura 4.3 el repetidor realiza la separación de

las señales de energía y de información utilizando el protocolo de **TS** mientras que en el mostrado en la Figura 4.4 el repetidor realiza dicha separación utilizando el protocolo de **PS**. En estos esquemas h_{FR} y h_{RD} representan las respuestas

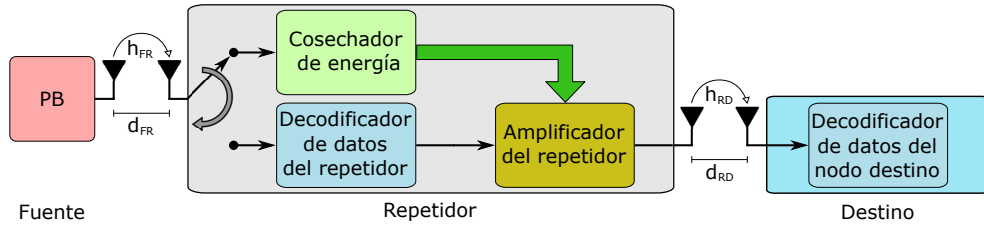


Figura 4.3: Esquema en donde el repetidor implementa el protocolo de TS para obtener energía.

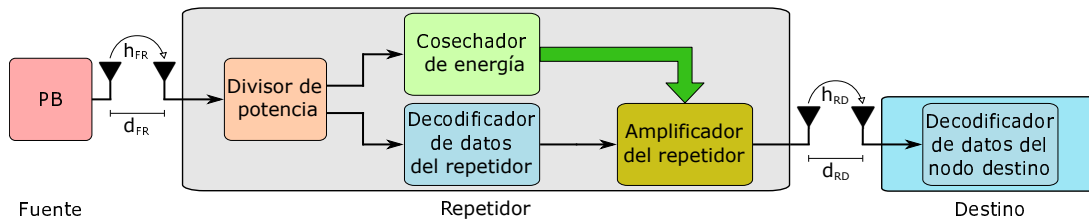


Figura 4.4: Esquema en donde el repetidor implementa el protocolo de PS para obtener energía.

impulsivas de los canales entre el transmisor (fuente) y el repetidor y el repetidor y el nodo destino, respectivamente. d_{FR} representa la distancia entre la fuente y el repetidor y d_{RD} la distancia entre el repetidor y el destino.

Como se mencionó, el esquema general utilizado para transmitir la información desde el transmisor al repetidor y del repetidor al nodo destino es el protocolo **TS**. De esta manera, la primera porción de tiempo es la utilizada por el repetidor para recibir la señal enviada por el transmisor y realizar la cosecha de energía.

De acuerdo al protocolo elegido para realizar el proceso de **SWIPT**, que puede ser **TS** o **PS**, pueden definirse dos protocolos generales que evidencien el proceso por el cual el repetidor realiza la separación de ambos tipos de señales. Se definen entonces los protocolos de conmutación de tiempo/conmutación de tiempo en el repetidor (*time switching/time switching relay*) (**TS/TS-R**) y de conmutación de tiempo/división de potencia en el repetidor (*time switching/power splitting relay*) (**TS/PS-R**). Estos dos nuevos protocolos se describen a continuación.

Protocolo **TS/TS-R** para cosecha de energía

En este protocolo, el subintervalo de tiempo en el cual el repetidor recibe la

señal enviada por el transmisor y realiza la cosecha de energía se subdivide en dos porciones. De esta manera, el intervalo de tiempo total T de transmisión se divide en tres fracciones, la primera destinada a enviar la señal utilizada para la cosecha de energía, la segunda a enviar la información y la última usada para procesar y retransmitir la información desde el repetidor al nodo destino, utilizando la energía cosechada.

Definiendo α como el coeficiente de conmutación de tiempo, durante la primera fracción de tiempo αT , se envía la señal que se utiliza para la cosecha de energía y el intervalo de tiempo restante $(1-\alpha)T$ se reserva para transmisión de la información. De la misma manera, se define una segunda constante de conmutación de tiempo α_R para dividir el intervalo de tiempo reservado para la recepción y transmisión de información por parte del repetidor. De esta manera, la primera fracción de tiempo $(1-\alpha)\alpha_R T$ se utiliza para transmitir la información, que es recibida por el repetidor y la segunda fracción de tiempo $(1-\alpha)(1-\alpha_R)T$ se reserva para retransmitir la información desde el repetidor al receptor destino. La subdivisión del intervalo total de transmisión para el protocolo TS/TS-R se ilustra en la Figura 4.5.

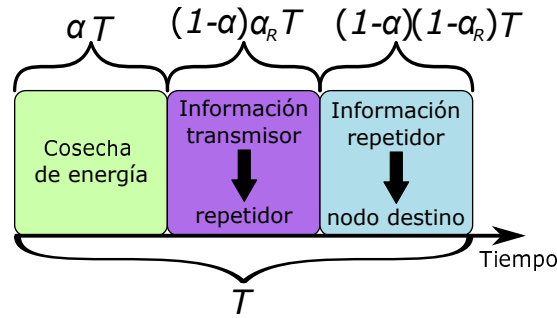


Figura 4.5: División del intervalo de tiempo total de transmisión para el protocolo TS/TS-R.

La señal recibida por el repetidor, durante el intervalo de tiempo de cosecha de energía, puede expresarse como

$$y_E(t) = \sqrt{\frac{P_F}{d_{FR}^m}} h_{FR}(t) * s(t) + w_{aR}(t) \quad 0 \leq t \leq \alpha T, \quad (4.1)$$

donde P_F es la potencia transmitida por el transmisor fuente y $s(t)$ es la señal transmitida por él, $*$ es el operador convolución, m es el exponente de desva-

necimiento del canal y $w_{\text{aR}}(t)$ es el ruido Gaussiano blanco aditivo complejo introducido por la antena del repetidor, con media cero y varianza σ_{aR}^2 . Con el fin de simplificar la notación, se asume que el canal es de desvanecimiento plano, de manera que la respuesta impulsiva del canal $h_{\text{FR}}(t)$ puede expresarse por un único coeficiente h_{FR} y, por consiguiente, la operación de convolución puede reemplazarse por la operación de producto. Posteriormente, el análisis se ampliará para incluir el efecto de la propagación por trayectos múltiples. Por otro lado, se asume que $\mathbb{E}\{|s|^2\} = 1$, y entonces, todos los símbolos transmitidos tienen potencia unitaria.

La energía cosechada por el repetidor, usando el modelo lineal de la Ecuación 3.19, puede expresarse como

$$\xi_{\text{R}} = \eta \left(\frac{P_{\text{F}} |h_{\text{FR}}|^2}{d_{\text{FR}}^m} + \sigma_{\text{aR}}^2 \right) \alpha T, \quad (4.2)$$

donde $0 < \eta < 1$ es una constante que representa la eficiencia de conversión RF a CC del EH.

Por otro lado, la señal recibida por el repetidor durante la fase de transferencia de información desde el transmisor puede escribirse como

$$y_{\text{I}}(t) = \sqrt{\frac{P_{\text{F}}}{d_{\text{FR}}^m}} h_{\text{FR}}(t) * s(t) + w_{\text{aR}}(t) + w_{\text{pR}}(t) \quad 0 \leq t \leq (1 - \alpha)\alpha_{\text{R}}T, \quad (4.3)$$

donde $w_{\text{pR}}(t)$ es el ruido Gaussiano blanco aditivo complejo introducido por el procesamiento de la señal recibida, con media cero y varianza σ_{pR}^2 .

Luego, esta señal recibida es amplificada y retransmitida utilizando la energía cosechada previamente. La potencia disponible para realizar dicha retransmisión puede definirse como

$$P_{\text{R}} = \frac{\xi_{\text{R}}}{(1 - \alpha)(1 - \alpha_{\text{R}})T}, \quad (4.4)$$

donde se asume que el consumo de potencia en el receptor del repetidor es despreciable respecto del consumo del transmisor.

Finalmente, la señal retransmitida queda definida por

$$x_{\text{RT}} = y_{\text{I}}(t) \sqrt{P_{\text{R}}}. \quad (4.5)$$

Protocolo TS/PS-R para cosecha de energía

En este protocolo, el repetidor emplea el subintervalo de tiempo en el cual el transmisor envía la señal tanto para realizar la cosecha de energía como para recibir la señal de información, utilizando el protocolo de división de potencia (PS) para separar ambas señales. De esta manera, la señal recibida se divide por un factor de división de potencia ρ , en una tasa de ρ y $(1 - \rho)$ para cosecha de energía e información, respectivamente. La ventaja este protocolo radica en que no es necesario subdividir la porción de la ranura de tiempo dedicada a la transmisión de información.

La subdivisión del intervalo total de transmisión para el protocolo TS/PS-R se ilustra en la Figura 4.6.

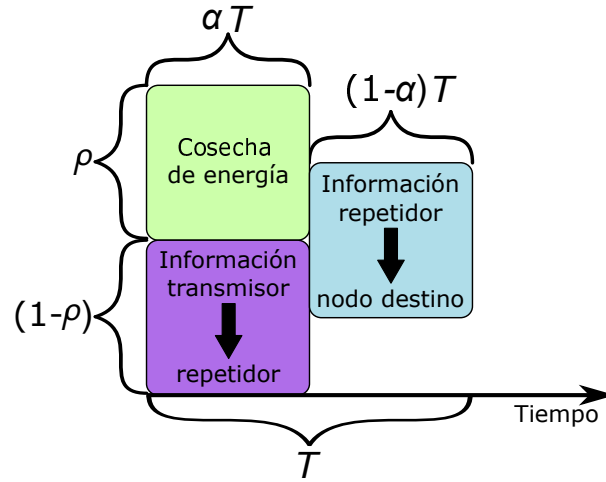


Figura 4.6: División del intervalo de tiempo total de transmisión para el protocolo TS/PS-R.

La señal recibida por el bloque de cosecha de energía del repetidor, durante el intervalo de tiempo de cosecha de energía, puede expresarse como

$$y_E(t) = \sqrt{\rho} \left(\sqrt{\frac{P_F}{d_{FR}^m}} h_{FR}(t) * s(t) + w_{aR}(t) \right) \quad 0 \leq t \leq \alpha T, \quad (4.6)$$

La energía cosechada por el repetidor puede expresarse como

$$\xi_R = \eta \rho \left(\frac{P_F |h_{FR}|^2}{d_{FR}^m} + \sigma_{aR}^2 \right) \alpha T, \quad (4.7)$$

Al mismo tiempo, la señal recibida por el bloque de recepción de información

del repetidor puede escribirse como

$$y_I(t) = \sqrt{(1 - \rho)} \left(\sqrt{\frac{P_F}{d_{FR}^m}} h_{FR}(t) * s(t) + w_{ar}(t) \right) + w_{pr}(t) \quad 0 \leq t \leq \alpha T. \quad (4.8)$$

De manera semejante que para el caso anterior, y asumiendo que el consumo de potencia en el receptor del repetidor es despreciable respecto del consumo del transmisor, la potencia disponible para realizar la retransmisión de la información puede definirse como

$$P_R = \frac{\xi_R}{(1 - \alpha)T}, \quad (4.9)$$

y la señal retransmitida puede escribirse

$$x_{RT} = y_I(t) \sqrt{P_R}. \quad (4.10)$$

4.1.2. Eficiencia en la transferencia de energía

Como se mencionó en el Capítulo anterior, uno de los principales desafíos de los sistemas de transmisión de energía inalámbricos es aumentar la eficiencia del proceso de transferencia de energía de extremo a extremo.

Enfoques basados en el diseño a nivel de circuito [40] pueden ayudar a aumentar la eficiencia de conversión de RF a CC, como el mencionado diseño de una *rectenna* eficiente [48] o el uso de múltiples antenas tanto en el transmisor y/o en el receptor para dar lugar a la técnica de formación de haces.

Un enfoque distinto nace del hecho de que la eficiencia de conversión de RF a CC depende de la forma de onda de la señal transmitida [49]. Desde una primera perspectiva, en la que las no linealidades del EH no son tenidas en cuenta, el uso de señales de envolvente no constante, como señales multisenso, OFDM y caóticas, en lugar de señales de onda continua, muestran una mejora en la eficiencia de conversión de RF a CC del EH [50].

En este sentido, se propone realizar una comparación de la eficiencia energética que puede conseguirse al usarse señales OFDM y multisenso para la cosecha de energía. Para ello, se proponen dos esquemas. En el primer caso, utilizando el protocolo TS/PS-R, el repetidor recibe la señal destinada para la cosecha y la

señal de información través de una única señal **OFDM**. En el segundo caso, se utiliza el protocolo **TS/TS-R** donde la señal dedicada a la transmisión de información es una señal **OFDM** mientras que para realizar la transferencia de energía se utiliza una señal multiseno.

A continuación se introduce el concepto de señales multiseno.

4.1.2.1. Señales multiseno

Una señal multiseno es una señal constituida por la suma de N_a tonos o señales sinusoidales, cada una de ellas con una amplitud, frecuencia y fase determinadas. La señal multiseno de N_a tonos, expresada en pasa banda, se puede describir de la siguiente manera

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N_a-1} \Psi_n e^{j2\pi f_n t}, \quad (4.11)$$

donde $\Psi_n = m_n e^{j\phi_n}$ y donde m_n , ϕ_n y f_n son la amplitud, la fase y la frecuencia de la n -ésima señal sinusoidal, respectivamente.

Sin pérdida de generalidad, se puede considerar que los tonos que componen la señal multiseno están equiespaciados en el dominio de la frecuencia. De este modo

$$f_n = f_0 + n\Delta f, \quad (4.12)$$

siendo f_0 la frecuencia del primer tono y Δf el espaciado en frecuencia.

Usando un espaciado en frecuencia uniforme, las señales multiseno pueden ser generadas mediante la modulación **OFDM**. En este sentido, para que la combinación de las diferentes señales sinusoidales se realice de manera constructiva, las mismas deben poseer el mismo valor de fase, es decir, $\phi_n = \phi$. De esta manera, y considerando que todos los tonos poseen la misma amplitud, la Ecuación 4.11 puede escribirse como

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N_a-1} A e^{j2\pi f_n t} = A \sum_{n=0}^{N_a-1} e^{j2\pi f_n t}, \quad (4.13)$$

donde $A = |A|e^{j\phi} \in \mathbb{C}$ y f_n es el valor de la frecuencia de cada subportadora activa, respectivamente, mientras que N_a es el número de tonos.

Un valor típico de espaciado de subportadoras, utilizado por ejemplo en

la tecnología **LTE**, es de $\Delta f=15$ kHz.

En la Figura 4.7 se muestra un conjunto de señales multisenso con 4, 8, 16 y 32 tonos constitutivos.

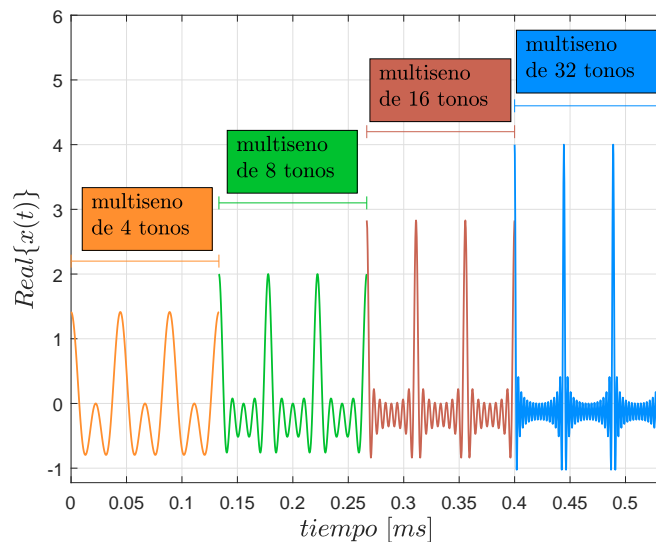


Figura 4.7: Señales multisenso con 4, 8, 16 y 32 tonos constitutivos.

En el caso de utilizar N subportadoras, pueden alcanzarse niveles similares de **PAPR** usando un conjunto de $N_a = \sqrt{N}$, comparada con una señal de **OFDM** típica.

4.1.2.2. Optimización de la señal para la transferencia de energía

Cuando se utilizan señales multisenso para la cosecha de energía, es importante elegir adecuadamente el conjunto de tonos activos que las componen. En este sentido, dos posibles estrategias de selección de tonos constitutivos pueden ser, tonos equiespaciados o tonos contiguos.

En el caso de los tonos equiespaciados, las frecuencias de los tonos constitutivos se seleccionan de manera que

$$f_{n_a} = f_{0_a} + n_a BW/N_a \quad 0 \leq n_a \leq N_a - 1, \quad (4.14)$$

siendo f_{n_a} la frecuencia del n -ésimo tono de la señal multisenso, f_{0_a} la frecuencia del primer tono y BW el ancho de banda total disponible. Un ejemplo de este tipo de asignación de tonos se ilustra en la Figura 4.8.

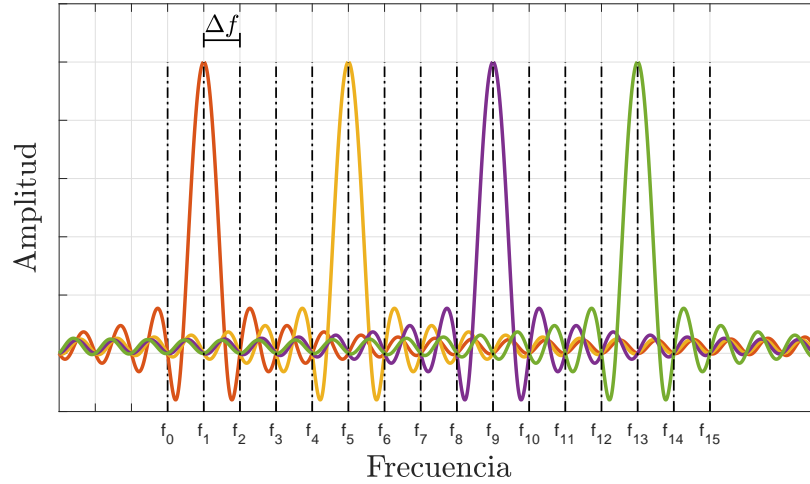


Figura 4.8: Señal multisenso con 8 tonos activos ubicados equiespaciadamente.

En el caso en que los tonos de la señal multisenso se seleccionan de manera contigua, las frecuencias de dichos tonos se eligen de manera que

$$f_{n_a} = f_{0_a} + n_a \Delta f \quad 0 \leq n_a \leq N_a - 1. \quad (4.15)$$

En la Figura 4.9 se ilustra un ejemplo de este tipo de asignación.

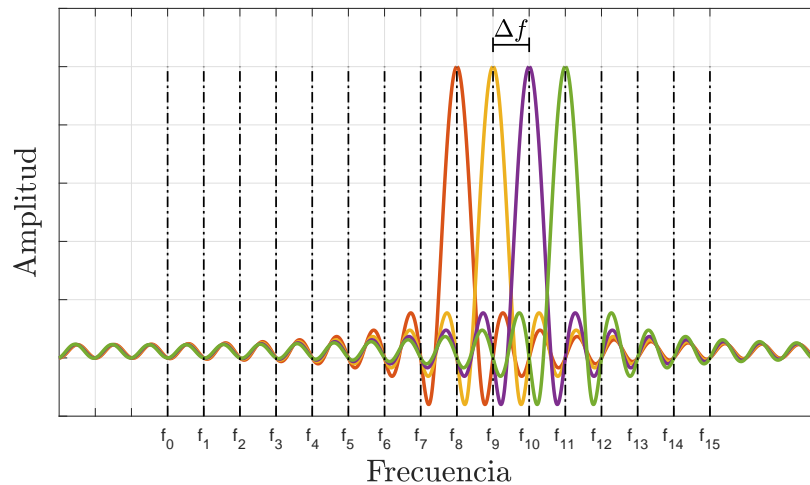


Figura 4.9: Señal multisenso con 4 tonos activos ubicados de manera contigua.

Si se opta por una asignación de tonos contiguos, la tasa de repetición de picos de la señal, en el dominio del tiempo, es baja y la señal de CC obtenida es relativamente baja. Cuando los tonos activos se separan, la ondulación (*ripple*) de la señal en el dominio del tiempo es menor y el valor promedio de CC aumenta.

Este comportamiento se ilustra en las Figuras 4.10 y 4.11 donde puede observarse que el nivel de tensión de CC obtenido luego del proceso de rectificación es mayor cuando los tonos que componen la señal multisenso se encuentran equiespaciados dentro del espectro total de la señal. Además, en la Figura 4.12 se muestra la tensión de CC que puede obtenerse de la rectificación de una señal OFDM compuesta por 60 subportadoras activas. En esta última, puede verse que, como las amplitudes de los tonos se encuentran aleatoriamente distribuidas a lo largo del espectro de la señal, el nivel de CC obtenido es más alto que el mostrado en la Figura 4.10 al evitarse que la señal permanezca en niveles demasiado bajos por períodos largos.

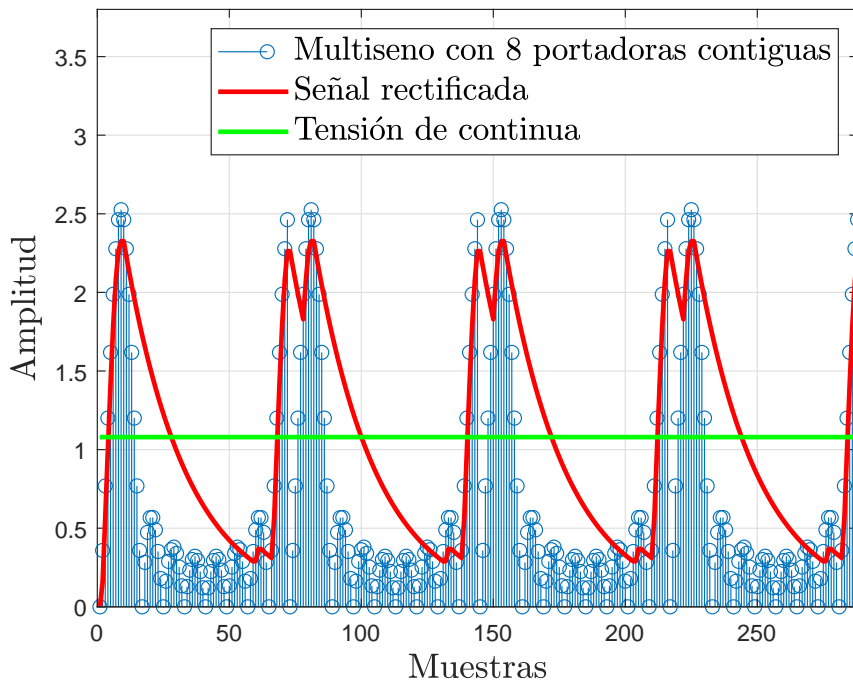


Figura 4.10: Rectificación de una señal multisenso con $N_a = 8$ tonos contiguos.

De la discusión anterior puede concluirse que el uso de señales multisenso con mayor espaciado de frecuencia alcanza mejores resultados en términos de cosecha de energía. Sin embargo, este análisis solo es válido cuando el canal entre la estación base y el cosechador no es selectivo en frecuencia. En este sentido, si el canal presenta un desvanecimiento profundo en las bandas de las subportadoras activas, la potencia de la señal recibida disminuye, reduciéndose la energía cosechada.

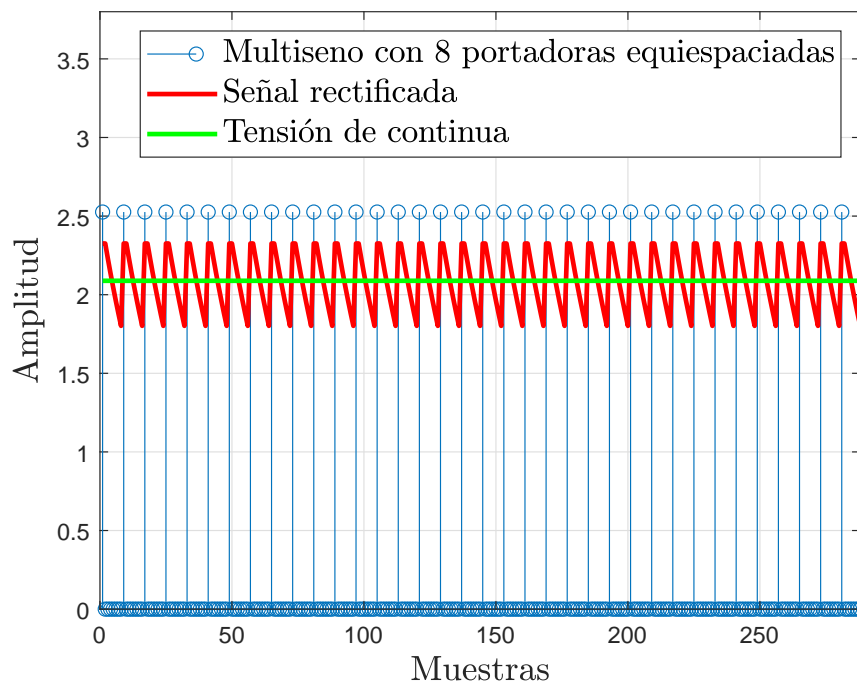
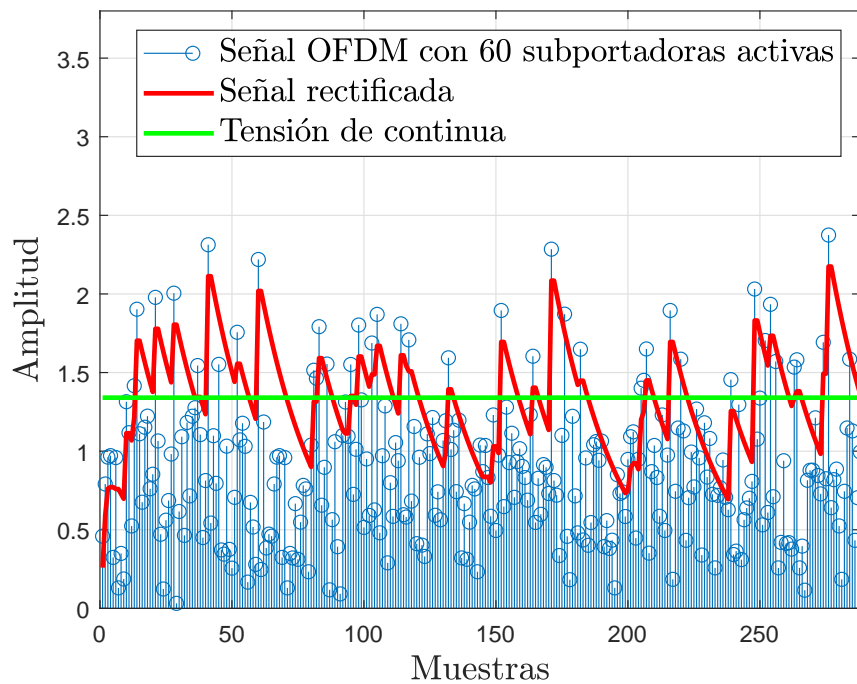
Figura 4.11: Rectificación de una señal multisenso con $N_a = 8$ tonos equiespaciados.

Figura 4.12: Rectificación de una señal OFDM con 60 subportadoras activas.

4.1.2.3. Optimización de la señal para la transferencia de energía utilizando el CSI

Asumiendo que el canal es conocido en el transmisor, en [9] se presenta un enfoque simple que propone la asignación de las subportadoras activas eligiendo las bandas de frecuencia con menor atenuación. Sin embargo, si se considera que el número de subportadoras activas es solo \sqrt{N} (para que tanto la señal multisenso como la señal OFDM tengan el mismo nivel de PAPR y hacer que el punto de operación del PA sea el mismo para ambas, de manera de realizar una comparación justa) y el ancho de banda de coherencia del canal es el típico de un escenario cuasiestacionario, los tonos activos se asignan en subportadoras contiguas, lo que confluente en una baja eficiencia de conversión de RF a CC, como se discutió anteriormente.

Para evitar este problema, se propone la asignación de los tonos activos sobre las subportadoras con menor atenuación con la restricción de que al menos haya una separación de N_s subportadoras entre ellas. La asignación de subportadoras usando ambos métodos en los que se utiliza la CSI y la asignación equiespaciada sin el uso de la CSI se ilustra en la Figura 4.13.

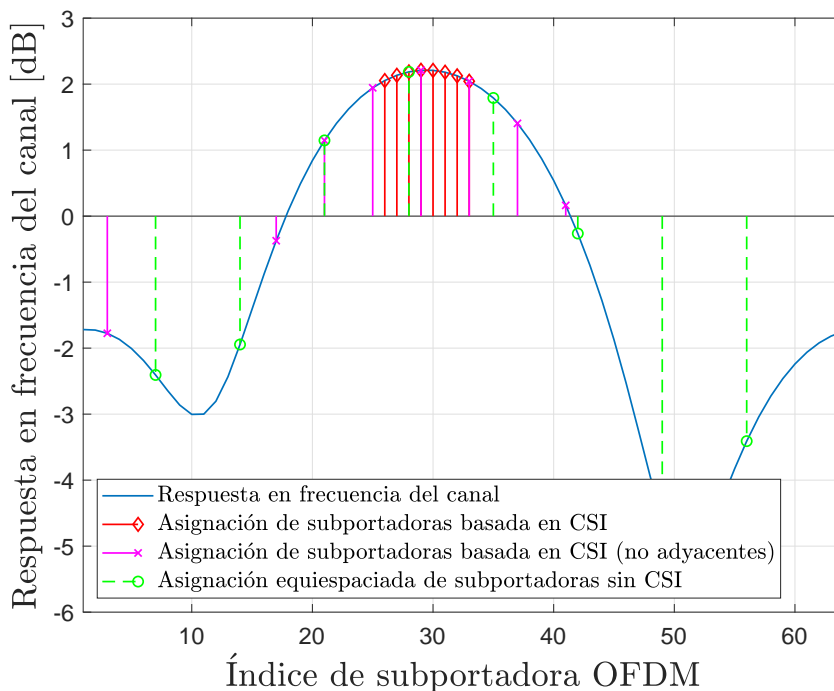


Figura 4.13: Asignación de subportadoras en función de la respuesta del canal utilizando la asignación de subportadoras equiespaciadas (sin CSI) y basada en CSI.

En la Tabla 4.1 se presentan dos pseudocódigos. El primero describe la asignación propuesta en [9], eligiendo las bandas de frecuencia con menor atenuación, mientras que en el segundo, se describe el método propuesto. En este caso, H simboliza la respuesta en frecuencia del canal entre la estación base y el cosechador.

Tabla 4.1: Pseudocódigos para la asignación de las subportadoras activas de las señales multiseno.

Asignación de subportadoras con menor atenuación	Asignación de subportadoras con menor atenuación con una separación de N_s
<pre> for $i = 1:N_a$ $indice = \max H ^2$ $H(indice) = 0$ end </pre>	<pre> for $i = 1:N_a$ $indice = \max H ^2$ $H(indice - N_s/2 : indice + N_s/2) = 0$ end </pre>

El primer pseudocódigo selecciona los índices de las subportadoras que están menos atenuadas y asigna dichos índices a las ubicaciones de los tonos activos dentro del espectro total. El proceso se realiza iterativamente eliminando los índices ya utilizados hasta completar el número total de tonos constitutivos de la señal multiseno. El segundo pseudocódigo también selecciona los índices de las subportadoras que están menos atenuadas pero, una vez que asigna la ubicación de un tono activo dentro del espectro, descarta un conjunto de índices. Dicho conjunto de índices se compone del índice de la subportadora menos atenuada y un grupo de $N_s/2$ índices hacia atrás y hacia adelante del índice ya mencionado. El proceso se realiza iterativamente hasta completar el número total de tonos constitutivos de la señal multiseno.

Para verificar la mejora en eficiencia energética cuando se emplean señales multiseno bajo el método propuesto, es necesario definir algunas figuras de mérito que permitan hacer una comparación entre los diferentes protocolos utilizados.

Figuras de mérito

Se consideran las siguientes figuras de mérito para evaluar el desempeño del sistema:

- Tasa de transferencia de información: La tasa de transferencia de informa-

ción para el protocolo **TS/PS-R** puede definirse a través de la expresión

$$R_{\text{TS/PS-R}} = (1 - \alpha) \log_2(1 + \text{SNR}_{\text{TS/PS-R}}),$$

y para el protocolo **TS/TS-R** puede escribirse como

$$R_{\text{TS/TS-R}} = (1 - \alpha)(1 - \alpha_R) \log_2(1 + \text{SNR}_{\text{TS/TS-R}}),$$

donde $\text{SNR}_{\text{TS/PS-R}}$ y $\text{SNR}_{\text{TS/TS-R}}$ son la **SNR** efectivas a la entrada del nodo destino, según el protocolo utilizado.

- Probabilidad de corte: Hace referencia a la probabilidad de que la **SNR** efectiva sea inferior a una **SNR** umbral, definida por $\text{SNR}_{\text{um}} = 2^{R_{\text{um}}} - 1$, donde R_{um} es la tasa umbral que, en este caso, se establece en $R_{\text{um}} = 3$ bits/seg/Hz. La probabilidad de corte se define como

$$p_o = P(\text{SNR} < \text{SNR}_{\text{um}}).$$

- Rendimiento promedio: El rendimiento promedio para el protocolo **TS/PS-R** está dado por

$$T_{\text{TS/PS-R}} = R_{\text{TS/PS-R}}(1 - p_o),$$

y para el protocolo **TS/TS-R** está dado por

$$T_{\text{TS/TS-R}} = R_{\text{TS/TS-R}}(1 - p_o).$$

- Eficiencia energética: Dada por

$$EE_{\text{TS/PS-R}} = \frac{T_{\text{TS/PS-R}}}{P_c},$$

y

$$EE_{\text{TS/TS-R}} = \frac{T_{\text{TS/TS-R}}}{P_c},$$

donde P_c es la potencia consumida por el enlace transmisor-repetidor-destino. Puede asumirse que el transmisor es el principal consumidor de

potencia. En ese caso, $P_c \cong P_{\text{RF,Tx}}/\eta_{\text{PA}}$, donde $P_{\text{RF,Tx}}$ es la potencia transmitida por el transmisor y η_{PA} es la eficiencia del PA empleado en el mismo.

4.1.2.4. Resultados numéricos

En esta sección, se evalúa el rendimiento del sistema de retransmisión SWIPT que implementa los protocolos TS/TS-R y TS/PS-R. Por simplicidad, se considera que tanto el transmisor como el receptor destino tienen una única antena mientras que el nodo repetidor tiene solo una antena para la recepción y una sola para la transmisión de información. Para ello, se emplea un transmisor OFDM con $N = 64$ subportadoras. La señal a transmitir se amplifica mediante un amplificador descrito por el modelo de SSPA con un factor de suavidad igual a $p = 2$ y una amplitud de saturación de salida de $A_s = 1$.

La distancia entre el transmisor y el nodo destino es de 20 metros. Se asume que los canales entre el transmisor y el repetidor y el repetidor y el nodo destino son canales genéricos selectivos en frecuencia. Para modelar dichos canales, se implementan canales de desvanecimiento Rayleigh de seis taps con trayectos de propagación independientes. Las pérdidas de potencia de los taps de cada canal son $[0, -1, -3, -9, -12, -20]$ dB, con un perfil de retardo igual a $[1, 2, 3, 4, 5, 6]$ μs , lo que corresponde a un escenario urbano típico. El exponente de desvanecimiento, tanto del canal entre el transmisor y el repetidor como el del repetidor y el nodo destino, es de $m = 2$. La potencia de transmisión $P_{\text{RF,Tx}}$ varía entre -20 y 50 dBm. El ruido Gaussiano blanco aditivo (*additive white Gaussian noise*) (AWGN) de antena y de procesamiento se establece en -90 dBm.

Mientras que en el protocolo TS/PS-R la energía para cosecha se extrae directamente de la señal de información, en el protocolo TS/TS-R se utiliza una señal conocida para realizar la cosecha de energía. Utilizando el método propuesto, la señal utilizada para cosechar energía es una señal multiseno donde la asignación de los tonos activos se realiza teniendo en cuenta la atenuación del canal sobre ellos con la restricción de que haya al menos una separación de N_s subportadoras entre ellos.

Con el fin de que el punto de operación del PA no se modifique cuando se transmiten señales OFDM y señales multiseno, estas últimas se componen de

$N_a = \sqrt{N} = 8$ tonos activos, consiguiéndose así que ambos tipos de señales tengan en mismo nivel de **PAPR**. De esta manera, puede fijarse un único valor de *backoff* para ambos casos. Así, el nivel de **IBO** se establece en 7 dB, lo que permite una operación con un nivel razonable de probabilidad de *clipping* de 10^{-3} .

Los resultados del método propuesto se muestran en la Figura 4.14 donde se compara el nivel de potencia de cosecha que es posible alcanzar mediante una señal **OFDM** con 60 subportadoras activas, la señal multiseno considerando la asignación de tonos equiespaciados, la asignación con **CSI** y el método de asignación propuesto, en función del número de tonos constitutivos. Puede observarse que, gracias al método propuesto, es posible cosechar más energía con la misma potencia transmitida y con el mismo número de subportadoras activas. En otras palabras, se obtiene un método de asignación más eficiente energéticamente.

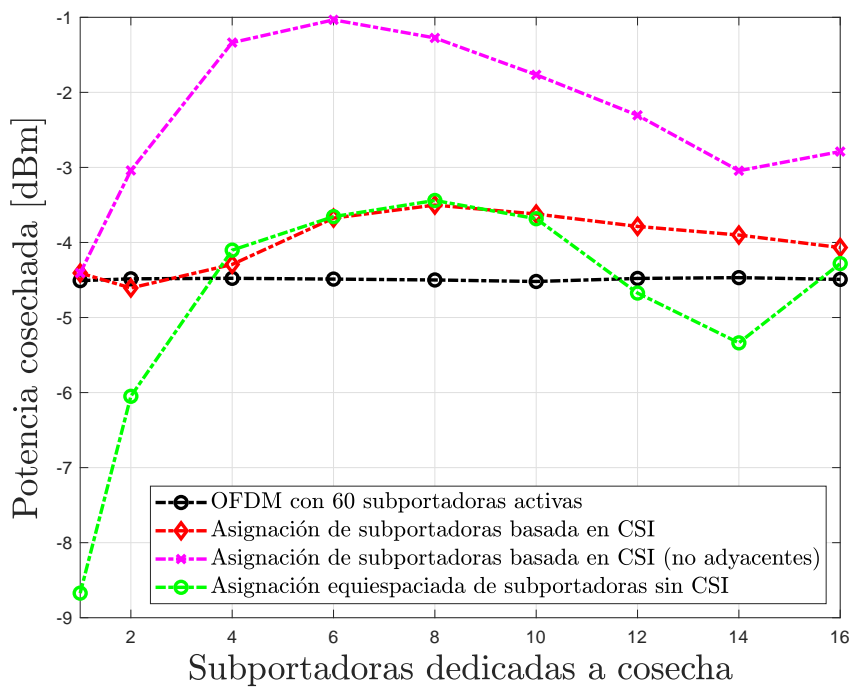


Figura 4.14: Potencia de cosecha en función del número de tonos constitutivos de la señal multiseno. La potencia total transmitida es de 30 dBm.

El rendimiento promedio del sistema de comunicaciones completo (transmisor-nodo destino) en función de la potencia transmitida por el transmisor se ilustra en la Figura 4.15. A partir de estos resultados, puede apreciarse que se requiere un valor mínimo de $P_{RF,Tx}$ para alcanzar un rendimiento adecuado para ambos

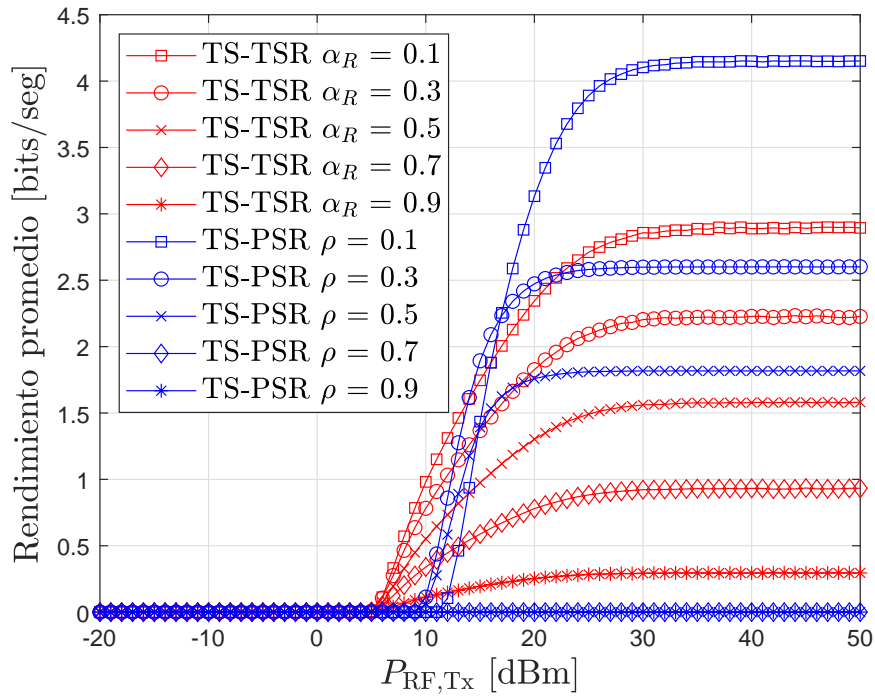


Figura 4.15: Rendimiento promedio en función de la potencia transmitida para los sistemas TS/TS-R y TS/PS-R.

protocolos. De todas maneras, puede verse que el protocolo **TS/TS-R** requiere un nivel algo menor de $P_{RF,Tx}$ para empezar a funcionar aunque los niveles de rendimiento finales son más elevados cuando se utiliza el protocolo **TS/PS-R**. Esto puede explicarse porque este último protocolo requiere de solo 2 subdivisiones del intervalo total de transmisión.

La probabilidad de corte en función de la potencia transmitida se muestra en la Figura 4.16. Puede observarse que la probabilidad de corte en la implementación de **TS/TS-R** siempre es menor que para la de **TS/PS-R**. Esto se debe a que en la implementación de **TS/PS-R**, una porción de la energía de la señal de información es utilizada con el fin de cosechar energía y, por lo tanto, dicha señal sufre una degradación debida al ruido de procesamiento, lo que empeora la **SNR** efectiva.

Los resultados de la evaluación de la eficiencia energética se muestran en la Figura 4.17. Puede apreciarse que la implementación de **TS/TS-R** es más eficiente energéticamente que la implementación de **TS/PS-R**. Estos resultados responden al diseño de forma de onda dedicado a la cosecha de energía.

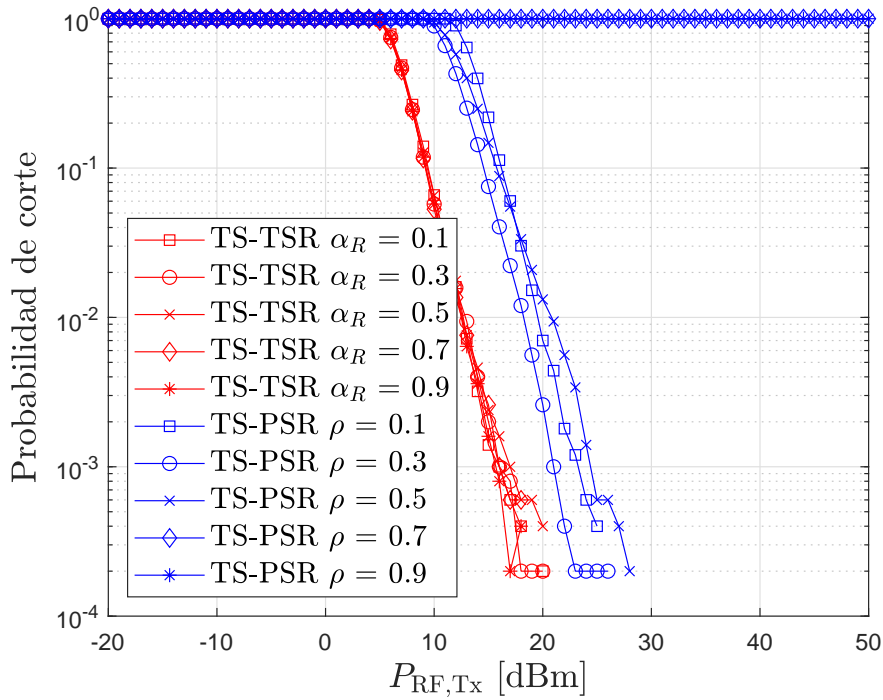


Figura 4.16: Probabilidad de corte en función de la potencia transmitida para los sistemas TS/TS-R y TS/PS-R.

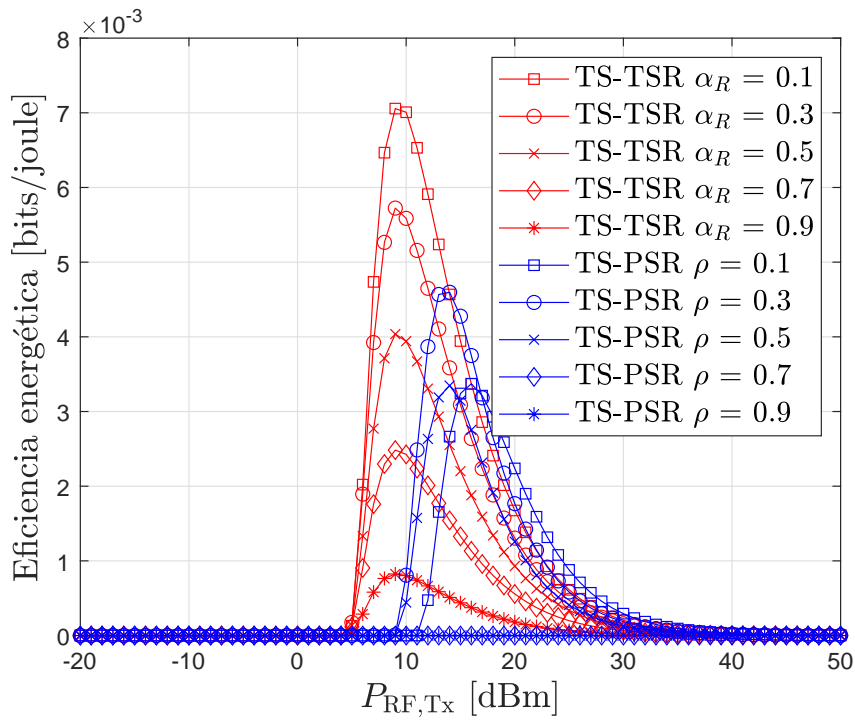


Figura 4.17: Eficiencia energética en función de la potencia transmitida para los sistemas TS/TS-R y TS/PS-R.

4.1.2.5. Resumen

En esta Sección se analizó la implementación de la cosecha de energía a través de señales con una forma de onda prediseñada, es decir, señales multiseno, con el objetivo de mejorar la eficiencia energética en un sistema compuesto por un transmisor, un repetidor y un nodo destino. En este caso, el repetidor es capaz de cosechar energía de RF para su funcionamiento a través de las señales enviadas por el transmisor utilizando dos protocolos propuestos, el protocolo TS/TS-R y el TS/PS-R. En el primer caso, a través de una única señal OFDM, el repetidor recibe la señal destinada para la cosecha y la señal de información, separando ambos tipos de señales en el dominio de la potencia. En el segundo caso, los dos tipos de señales son recibidos en diferentes intervalos de tiempo por el repetidor, empleándose una señal OFDM para realizar la transmisión de información y una señal multiseno para la transferencia de energía. Para este último caso, se propone una metodología por la cual se asigna a cada tono constitutivo de la señal multiseno una ubicación dentro del espectro total de la señal, dependiendo de la CSI.

A través de algunas figuras de mérito propuestas, puede concluirse que una asignación de subportadoras más eficiente desde el punto de vista energético impacta directamente en el rendimiento global del sistema. Así, es posible obtener mejores niveles de eficiencia energética, en términos de cosecha de energía, al utilizar un diseño de forma de onda como el propuesto en lugar de emplear señales OFDM.

4.2. Superficies inteligentes reconfigurables

Los requerimientos y demandas cada vez más desafiantes de los servicios de comunicaciones inalámbricos y de alta calidad imponen desafíos continuos a las redes celulares existentes. Aunque la tecnología de 5G en los sistemas celulares ya se está desplegando a lo largo del mundo, gracias a aplicaciones como la banda ancha móvil mejorada (eMBB), las comunicaciones ultra confiables y de baja latencia (URLLC) y los servicios de comunicaciones masivas de tipo máquina (mMTC), estas tecnologías no puede cumplir con todos los requisitos de los

futuros sistemas celulares que se pronostican para 2030. Es por esto que ya se está trabajando, tanto desde la industria como desde el ámbito académico, en las redes de comunicaciones de 6ta. Generación de redes móviles (*6th Generation mobile networks*) (6G).

En comparación con las redes 5G, se espera que las redes de comunicaciones inalámbricas 6G brinden una mayor eficiencia espectral y energética a un menor costo, mayor velocidad de datos, latencias 10 veces menores, densidad de conexiones 100 veces mayores, más inteligencia para la automatización completa, geolocalización subcentimétrica de precisión, cobertura cercana al 100% y sincronización de tiempo de submilisegundos [51].

En las comunicaciones 5G existen tres tipos de técnicas para conseguir una alta resolución espacial. El primero son las comunicaciones de alta frecuencia, ya que es más fácil generar haces estrechos en bandas de alta frecuencia. Sin embargo, las comunicaciones de alta frecuencia requieren cadenas de RF dedicadas, cuyo costo aumenta rápidamente a medida que crece el número de usuarios. Lo mismo ocurre con la segunda técnica, los sistemas masivos de entrada múltiple y salida múltiple (*multiple-input and multiple-output*) (MIMO), los cuales imponen un costo significativo en el despliegue de la red. El tercer método son las redes ultradensas, donde, mediante la coordinación entre estaciones base (*base stations*) (BSs) densamente implementadas, se puede proporcionar una alta resolución espacial aunque con un costo de implementación y coordinación extremadamente altos.

Recientemente, los desarrollos en metamateriales brindan una respuesta alentadora y compatible con las futuras demandas de los servicios de comunicaciones de 6G y se espera que estas tecnologías innovadoras sean de bajo costo de fabricación y de implementación fácil y flexible. Las superficies inteligentes reconfigurables (RIS), también conocidas como grandes superficies inteligentes (*large intelligent surfaces*) (LIS), compuestas de una variedad de metamateriales, han demostrado su capacidad para abordar los desafíos anteriores y proveen una serie de ventajas.

Aunque las superficies reflectantes pasivas han sido utilizadas en varias aplicaciones, como son, sistemas de radar, sensores remotos y comunicaciones por

satélite en espacio profundo, rara vez se usaron en comunicaciones inalámbricas móviles. Esto se debe, principalmente, a que el ángulo de defasaje de los defasadores de las superficies reflectantes tradicionales queda determinado al momento de la fabricación, con la consecuencia de no poder atender los canales inalámbricos dinámicos que surgen de la movilidad del usuario.

Sin embargo, los avances recientes en sistemas microelectromecánicos de RF y los mencionados en metamateriales han hecho posible la reconfiguración de superficies reflectantes, incluso controlando los defasadores en tiempo real [52]. Al ajustar de manera inteligente los cambios de fase de todos los elementos pasivos de la RIS, las señales reflejadas pueden combinarse coherentemente con las señales de otras rutas para aumentar la potencia de la señal recibida o destructivamente, ya sea, para suprimir la interferencia o mejorar la seguridad y la privacidad frente a ataques de usuarios espía [53, 54].

Aunque el funcionamiento de la RIS se asemeja al de un repetidor de múltiples antenas, es fundamentalmente diferente de la comunicación basada en la retransmisión. Estas superficies inteligentes se diseñan para funcionar como sistemas de retrodispersión (*backscatter*) con características reconfigurables y además, su implementación no requiere hardware adicional que consuma energía para la decodificación, la estimación del canal o la transmisión. Esto hace que las RIS se consideren una solución prometedora para mejorar la eficiencia energética del sistema completo, al aumentar la tasa de transmisión de información al mismo tiempo que se mantiene el mismo nivel de consumo de energía.

Una RIS consta de una matriz compuesta por una gran cantidad de elementos casi pasivos reconfigurables de bajo costo hechos de metamateriales. Estas estructuras pueden fabricarse en diferentes formas, haciendo posible su fácil colocación en fachadas de edificios, techos de habitaciones y fábricas, estuches para computadoras portátiles, o hasta integrarse en la ropa de las personas. Por lo tanto, múltiples superficies inteligentes pueden integrarse fácilmente en el entorno de las comunicaciones con un significativo potencial para mejorar la cobertura, superar las condiciones de propagación desfavorables y proporcionar diversidad de multicamino, mientras que, al mismo tiempo, requieren un consumo de energía mucho más limitado que los repetidores activos y los sistemas de múltiples antenas [55].

Cada uno de los elementos que compone la RIS es capaz de reflejar la señal incidente de forma independiente con un cambio de fase ajustable (controlado por un controlador inteligente adjunto) para lograr, de manera colaborativa, una formación de haces pasiva tridimensional sin la necesidad de cadenas de transmisión de RF, cambiando así la propagación de la señal reflejada.

En casos donde la QoS de los enlaces directos entre los usuarios y la BS no es satisfactoria, la RIS puede hacer las veces de repetidor, proveyendo una retransmisión pasiva para enviar señales a estos usuarios, mediante la introducción de enlaces de LOS virtuales. Además, dado que cada elemento de la RIS proporciona un enlace adicional de comunicación, la misma proporciona una ganancia de diversidad espacial adicional. Por otro lado, debido a la capacidad de proporcionar un entorno de propagación favorable, las RISs pueden aumentar las diferencias entre dos objetos vecinos, en términos de RF, mejorando así la resolución de la detección en sistemas de usuarios múltiples.

Algunas de las implementaciones actuales de RIS están compuestas, entre otros, por arreglos reflectantes convencionales [56] y metasuperficies compuestas de cristales líquidos [57]. Las celdas unitarias en los arreglos reflectantes suelen ser parches que emplean diodos varactores u otros sistemas microelectromecánicos, y cuya frecuencia de resonancia se controla electrónicamente [56]. Por otro lado, las metasuperficies consisten en una pila de estructuras planas de algunas capas que pueden fabricarse fácilmente utilizando métodos de litografía y nanoimpresión. Cada uno de sus elementos unitarios se manipula variando la constante dieléctrica del sustrato [58].

En la Figura 4.18 se ilustra un ejemplo de una comunicación a través de una RIS entre un transmisor y un receptor.

Debido a estas atractivas características, las RIS han sido reconocidas como una técnica emergente muy prometedora en varias aplicaciones y servicios y constituyen una alternativa válida que permitiría extender el rango de operación de un sistema de comunicaciones.

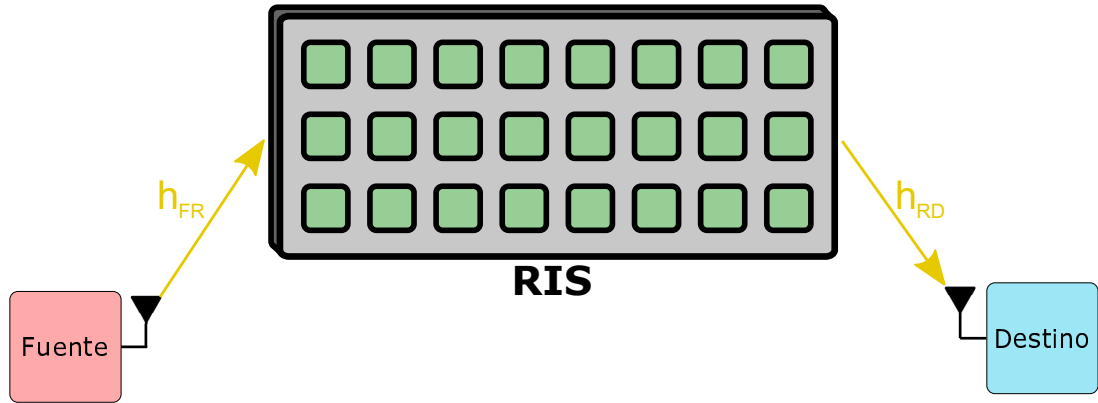


Figura 4.18: Comunicación a través de una RIS entre un transmisor y un receptor.

4.2.1. Eficiencia energética utilizando RIS

Como se mencionó, gracias a la implementación de una RIS que haga las veces de repetidor en un sistema de comunicaciones, puede mejorarse la eficiencia energética de todo el sistema, cuando la estación base y los usuarios no comparten LOS. Varios trabajos anteriores han abordado el uso de RISs y BSs provistas de múltiples antenas para mejorar el área de cobertura y satisfacer requisitos de QoS [59, 60, 61, 62].

En esta Sección se considera la implementación una red celular que opera mediante un esquema de SDMA donde coexisten nodos capaces de cosechar energía para su funcionamiento y nodos alimentados con fuentes de energía convencionales. Ambos conjuntos de usuarios son servidos por una estación base asistida por una RIS que reemplaza a los repetidores convencionales. De esta manera, la BS envía al primer conjunto de usuarios energía para ser cosechada, mientras que al segundo conjunto envía información.

La BS opera con múltiples antenas y los formadores de haces están optimizados para minimizar la potencia de transmisión de la BS de modo que se satisfagan los requisitos de cosecha de energía en cada nodo del primer conjunto y los requisitos de QoS para cada usuario del segundo. Además, en este estudio se analiza el impacto que tiene el uso de defasadores con diferentes niveles de resolución.

4.2.1.1. Modelo del sistema

Se considera un modelo que consiste en una **BS** equipada con M_A antenas, que sirve a K_U usuarios provistos de una única antena cada uno. Cada conjunto de usuarios se indica como K_E y K_I , los cuales denotan el número de usuarios de cosecha de energía y de decodificación de información, respectivamente, y donde $K_U = K_E + K_I$. Una **RIS** de N_{RIS} elementos refleja las señales transmitidas por la **BS** y las reenvía a los usuarios. La **BS** transmite información a los K_I usuarios y energía a los demás K_E usuarios [63, 64]. El modelo del sistema se muestra en la Figura 4.19.

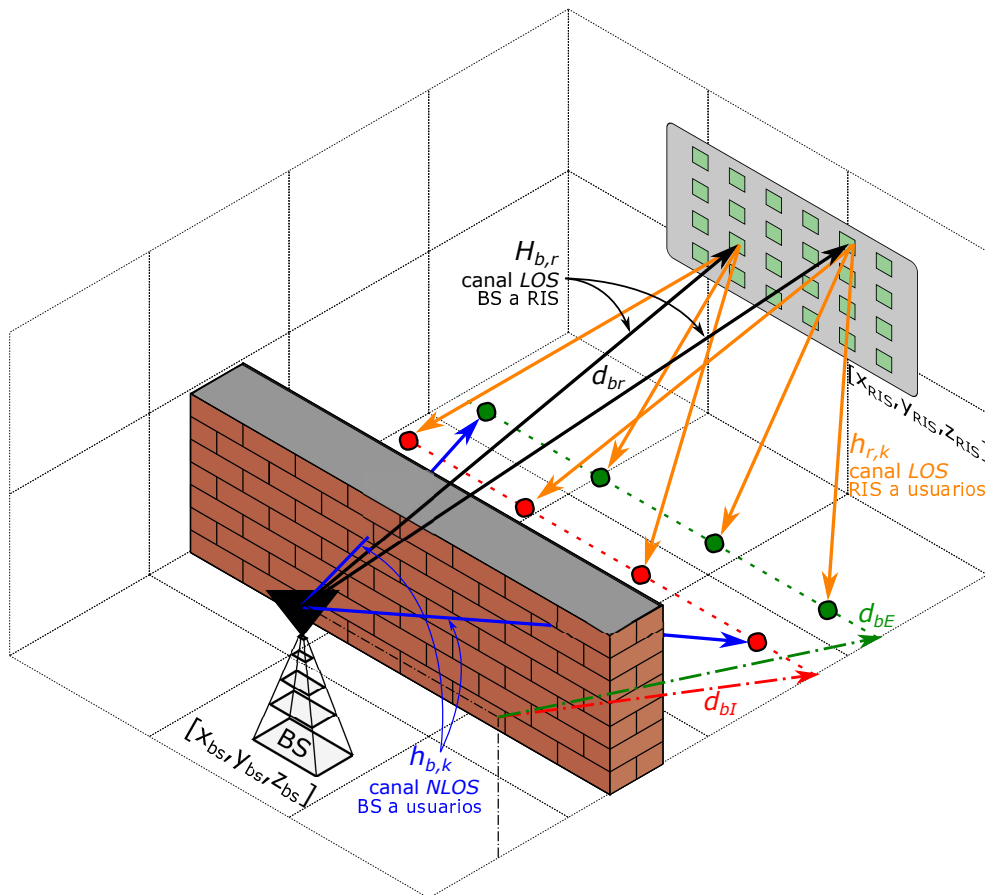


Figura 4.19: Modelo del sistema, compuesto por una BS, una RIS y un conjunto de usuarios. K_I usuarios reciben información (región roja) y K_E usuarios cosechan energía (región verde).

Para realizar la transmisión, se implementa una precodificación en la **BS** que combina las señales a transmitir a los K_U usuarios con las estimaciones de canal

disponibles. La señal recibida en el usuario k viene dada por

$$y_k = (\mathbf{h}_{b,k} + \mathbf{H}_{b,r} \mathbf{G} \mathbf{h}_{r,k})^T \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n}_k, \quad \forall k = 1 \dots K_U, \quad (4.16)$$

donde $(\cdot)^T$ denota el operador traspuesto y $\mathbf{W} \in \mathcal{C}^{M_A \times K_U}$ es la matriz de precodificación.

$\mathbf{h}_{b,k} \in \mathcal{C}^{M_A \times 1}$ representa el enlace directo desde la BS al usuario k , que sigue una distribución Rayleigh, el cual es sin línea de vista (*non-line-of-sight*) (NLOS), $\mathbf{H}_{b,r} \in \mathcal{C}^{M_A \times N_{\text{RIS}}}$ describe el enlace de LOS entre la BS y la RIS, que es modelado a través de una distribución Rice y $\mathbf{h}_{r,k} \in \mathcal{C}^{N_{\text{RIS}} \times 1}$ es el enlace entre la RIS y el usuario k que también sigue una distribución Rice por ser de LOS.

Asumiendo que la respuesta de la RIS es plana en frecuencia, la misma puede ser modelada como $\mathbf{G} = \text{diag}[\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{N_{\text{RIS}}}]$, donde $\mathbf{G} \in \mathcal{C}^{N_{\text{RIS}} \times N_{\text{RIS}}}$ es una matriz diagonal que define los cambios de fase efectivos aplicados por todos los elementos reflectantes de la RIS, donde $\theta_n = e^{j\phi_n}$, $\forall n = 1, 2, \dots, N_{\text{RIS}}$. Los modelos de los canales incluyen las pérdidas por desvanecimiento y los efectos de pequeña escala.

El vector de símbolos está representado por $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_{K_U}] \in \mathcal{C}^{K_U \times 1}$ y \mathbf{n}_k son las muestras no correlacionadas, independientes e idénticamente distribuidas (i.i.d.) del AWGN de media cero y varianza σ_n^2 en el k -ésimo usuario. Se asume además que la potencia por usuario está normalizada, de manera que $\mathbb{E}\{|\mathbf{s}|^2\} = 1$.

La potencia transmitida por la BS es función de la matriz de precodificación, y puede ser expresada por

$$P_{\text{RF,Tx}} = \sum_{k=1}^{K_U} \|\mathbf{w}_k\|^2, \quad (4.17)$$

donde \mathbf{w}_k son las columnas de \mathbf{W} , es decir, $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{K_U}]$.

Usuarios que decodifican información:

A través de la Ecuación 4.16, se evalúa la relación señal a interferencia más ruido (*signal-to-interference-plus-noise ratio*) (SINR) que se observa a la entrada de cada usuario de decodificación de información. La SINR para el k -ésimo

usuario está dada por

$$\gamma_k = \frac{\|(\mathbf{h}_k^i)^T \mathbf{w}_k\|^2}{\sum_{j \neq k}^{K_I + K_E} \|(\mathbf{h}_k^i)^T \mathbf{w}_j\|^2 + \sigma_k^2} \quad \forall k = 1, \dots, K_I, \quad (4.18)$$

donde \mathbf{h}_k^i es el canal equivalente entre la BS y el k -ésimo usuario, compuesto por la suma entre la cascada de los canales BS-RIS y RIS-usuario y el canal directo entre la BS y el usuario. De esta manera, \mathbf{h}_k^i está dado por $\mathbf{h}_k^i = (\mathbf{h}_{b,k} + \mathbf{H}_{b,r} \mathbf{G} \mathbf{h}_{r,k})$, donde $\mathbf{h}_{b,k}$ es el canal entre la BS y el k -ésimo usuario de decodificación de información y $\mathbf{h}_{r,k}$ es el canal entre la RIS y el mismo usuario ($\forall k = 1, \dots, K_I$). La tasa de datos para el k -ésimo usuario de decodificación de información puede escribirse entonces como

$$R_k = \log_2(1 + \gamma_k) \quad \forall k = 1, \dots, K_I. \quad (4.19)$$

Usuarios que cosechan energía:

Los usuarios que cosechan energía, requieren un mínimo de potencia de entrada para ser capaces de operar. Considerando un cosechador con una característica lineal, la potencia de cosecha de cada nodo puede ser expresada como

$$P_{\text{EH}_k} = \eta \mathbb{E} \{|y_k|^2\} \quad \forall k = K_I + 1, \dots, K_U, \quad (4.20)$$

donde η representa la eficiencia de conversión de RF a CC del EH y donde y_k ($\forall k = K_I + 1, \dots, K_U$) es la señal recibida por el k -ésimo usuario de cosecha de energía.

4.2.1.2. Optimización de la matriz de precodificación

El diseño de la matriz de precodificación de la BS y la respuesta de la RIS, o mejor dicho, los cambios de fase introducidos por ella, se basa en la minimización de la potencia transmitida sujeta a un conjunto de restricciones:

- los K_I usuarios que decodifican información deben alcanzar una tasa mínima de información,
- los K_E usuarios que cosechan energía requieren un mínimo de potencia de

entrada.

Inicialmente, se considera un algoritmo de optimización de búsqueda exhaustiva (*exhaustive search optimization*) (ESO) donde la respuesta de la fase de la RIS y la matriz de precodificación se obtienen de forma conjunta, minimizando la potencia transmitida sujeta a restricciones de tasa de transferencia de información y cantidad de potencia de cosecha. A pesar de tener una alta complejidad de implementación, este algoritmo es útil para proporcionar un límite superior del rendimiento del sistema.

Con el objetivo de reducir dicha complejidad, en segundo lugar, se implementa una técnica de optimización alternante (*alternating optimization*) (AO).

Optimización de búsqueda exhaustiva (ESO)

Para la optimización de búsqueda exhaustiva se propone dos alternativas de complejidad creciente:

- a) Minimización de la potencia transmitida optimizando el vector de pesos de la precodificación para la formación de haces sin optimizar la respuesta de la fase de la RIS.

El problema se formula como:

$$\begin{aligned}
 (P1_{\text{ESO}}) : \quad & \min_W \sum_{k=1}^{K_U} \|\mathbf{w}_k\|^2 \\
 \text{s.t.} \quad & R_k \geq C_R, \quad \forall k = 1, \dots, K_I, \\
 & P_{\text{EH}_k} \geq C_E, \quad \forall k = K_I + 1, \dots, K_U,
 \end{aligned} \tag{4.21}$$

donde R_k es la tasa de información resultante para el k -ésimo usuario de decodificación de información, definida como:

$$R_k = \log_2 \left(1 + \frac{\|(\mathbf{h}_k)^T \mathbf{w}_k\|^2}{\sum_{j \neq k}^{K_I + K_E} \|(\mathbf{h}_k)^T \mathbf{w}_j\|^2 + \sigma_k^2} \right) \quad \forall k = 1, \dots, K_I, \tag{4.22}$$

y donde P_{EH_k} es la potencia de cosecha resultante para el k -ésimo usuario

de cosecha de energía, definida como:

$$P_{\text{EH}_k} = \sum_{k=K_I+1}^{K_U} \|\mathbf{h}_k \mathbf{w}_k\|^2, \quad k = K_I + 1, \dots, K_U. \quad (4.23)$$

Los requerimientos mínimos de tasa de transferencia de información y de potencia de cosecha se representan por C_R y C_E , respectivamente.

- b) Minimización de la potencia transmitida optimizando de forma conjunta el vector de pesos de la precodificación para la formación de haces y la respuesta de la RIS.

Se asume que cada uno de los elementos defasadores de la RIS tiene una resolución de cambio de fase infinita, es decir que, el ángulo con el que se defasa la señal incidente puede tomar cualquier valor.

El problema puede formularse como:

$$\begin{aligned} (P2_{\text{ESO}}) : \quad & \min_{\mathbf{W}, \{\theta_n\}} \sum_{k=1}^{K_U} \|\mathbf{w}_k\|^2 \\ \text{s.t.} \quad & R_k \geq C_R, \quad k = 1, \dots, K_I, \\ & P_{\text{EH}_k} \geq C_E, \quad k = K_I + 1, \dots, K_U, \\ & 0 \leq \theta_n \leq 2\pi, \quad \forall n = 1, \dots, N_{\text{RIS}}. \end{aligned} \quad (4.24)$$

Optimización alternante (AO)

En este caso, el objetivo es minimizar la potencia transmitida por la BS optimizando el vector de pesos de la precodificación para la formación de haces, dejando fijo la matriz \mathbf{G} , en primera instancia.

En la j -ésima iteración, la matriz \mathbf{W} se obtiene del siguiente problema de optimización:

$$\begin{aligned} (P1_{\text{AO}}) : \quad & \min_{\mathbf{W}} \sum_{k=1}^{K_U} \|\mathbf{w}_k\|^2 \\ \text{s.t.} \quad & R_k \geq C_R, \quad k = 1, \dots, K_I, \\ & P_{\text{EH}_k} \geq C_E, \quad k = K_I + 1, \dots, K_U. \end{aligned} \quad (4.25)$$

Luego, asumiendo una potencia transmitida fija, es decir, \mathbf{W} , se maximiza la respuesta equivalente del canal $\mathbf{h}_k = (\mathbf{h}_{b,k} + \mathbf{H}_{b,r} \mathbf{G} \mathbf{h}_{r,k})$ entre la BS y los usuarios, resolviendo la respuesta de la RIS, es decir, encontrando la matriz \mathbf{G} .

El problema de optimización con respecto a \mathbf{G} , para una dada \mathbf{W} , se formula como:

$$\begin{aligned}
 (P2_{AO}) : \quad & \underset{\mathbf{G}}{\text{máx}} \sum_{k=1}^{K_U} \|\mathbf{h}_k\|^2 \\
 \text{s.t.} \quad & R_k \geq C_R, \quad k = 1, \dots, K_I, \\
 & P_{EH_k} \geq C_E, \quad k = K_I + 1, \dots, K_U, \\
 & 0 \leq \theta_n \leq 2\pi, \quad \forall n = 1, \dots, N_{RIS}.
 \end{aligned} \tag{4.26}$$

El algoritmo para la optimización alternante se resume en el Algoritmo 1, donde iterativamente se irá resolviendo, primero $(P1_{AO})$ y luego $(P2_{AO})$ hasta que la reducción de la potencia transmitida entre una iteración y la anterior alcance un mínimo o se alcance un número máximo de iteraciones.

Algoritmo 1: Algoritmo para la optimización alternante.

Definir:

- └ Respuesta inicial aleatoria de la RIS (matriz \mathbf{G});
- └ máximo número de iteraciones (I_{\max});
- └ tolerancia (ε_0);

while $\|P_{RF,Tx}^{j+1} - P_{RF,Tx}^j\| > \varepsilon_0$ **or** $n^o It < I_{\max}$ **do**

Resolver:

- └ $(P1_{AO})$ manteniendo \mathbf{G} fija.;

Resolver:

- └ $(P2_{AO})$ para una matriz de precodificación \mathbf{W} fija y actualizar la matriz \mathbf{G} .;

4.2.1.3. Resolución de cambio de fase restringida

En los métodos ESO y AO descritos se considera el caso ideal en el cual la variación de la fase provocada por los defasadores es continua, es decir, puede tomar infinitos valores entre 0 y 2π . En implementaciones prácticas [61], el consumo de energía de cada defasador depende de la resolución del mismo y, por esta razón, es común emplear defasadores de baja resolución para mantener elevado el nivel de eficiencia energética general del sistema.

En el caso de un defasador que posee una resolución de b bits, la señal incidente se refleja con un ángulo que varía entre $0 \leq \theta_n \leq 2\pi$ en pasos de $2\pi/(2^b)$. La variación del cambio de fase se puede expresar como:

$$\bar{\theta}_n = \left(0, \frac{2\pi}{2^b}, \frac{(2)2\pi}{2^b}, \dots, \frac{(2^b - 1)2\pi}{2^b} \right), \quad (4.27)$$

donde $\bar{\theta}_n$ denota el cambio de fase discretizado [65].

De esta manera, en primera instancia, la optimización es ejecutada considerando una RIS de resolución infinita, empleando la optimización $P2_{\text{ESO}}$ y luego, el cambio de fase obtenido es cuantizado usando b bits. Luego, es llevada a cabo una nueva optimización utilizando el algoritmo $P1_{\text{ESO}}$ usando $\bar{\theta}_n, \forall n = 1, \dots, N_{\text{RIS}}$.

4.2.1.4. Evaluación del desempeño del sistema

Para evaluar el desempeño del sistema propuesto, mostrado en la Figura 4.19, el cual consta de una BS con M_a antenas y una RIS con N_{RIS} elementos reflectantes, se propone una serie de escenarios en los cuales,

- a) la comunicación entre la BS y los usuarios se realiza sin contar con una RIS,
- b) la comunicación entre la BS y los usuarios se realiza a través de una RIS que posee un ángulo de defasaje fijo,
- c) la comunicación entre la BS y los usuarios se realiza a través de una RIS que posee una resolución de cambio de fase infinita, pudiendo tomar cualquier valor entre 0 y 2π y
- d) la comunicación entre la BS y los usuarios se realiza a través de una RIS que posee una resolución de cambio de fase de b bits.

Los parámetros de simulación y las características de los canales se resumen en la Tabla 4.2

Es necesario aclarar que se asume que, tanto el canal entre la BS y la RIS como el canal entre la RIS y los usuarios, es de línea de vista (LOS), mientras que el canal entre la BS y los usuarios no posee línea de vista (NLOS).

Tabla 4.2: Parámetros de simulación para el sistema BS-RIS-usuarios.

Parámetro	Valor	Referencia
N_{RIS}	16 a 64	n° de elementos de la RIS
M_a	8 a 32	n° de antenas de la BS
K_U	8	n° de usuarios
K_I	4	n° de usuarios que decodifican información
K_E	4	n° de usuarios que cosechan energía
$K_{r(\text{BS-RIS})}$	2	factor Rice (enlace BS-RIS)
$\gamma_{(\text{BS-RIS})}$	2	exponente de <i>path loss</i> (enlace BS-RIS)
$K_{r(\text{RIS-U}_s)}$	2	factor Rice (enlace RIS-usuarios)
$\gamma_{(\text{RIS-U}_s)}$	2	exponente de <i>path loss</i> (enlace RIS-usuarios)
$K_{r(\text{BS-U}_s)}$	0	factor Rice (enlace BS-usuarios)
$\gamma_{(\text{BS-U}_s)}$	3,5	exponente de <i>path loss</i> (enlace BS-usuarios)
f	915 MHz	frecuencia de operación

La distancia entre los usuarios que cosechan energía y la BS, d_{bE} , varía de 40 a 45 metros (región verde), mientras que la distancia entre los usuarios decodificadores de información y la BS, d_{bI} , varía de 30 a 35 metros (región roja). La BS se ubica en $[x_{bs}, y_{bs}, z_{bs}] = [0, 0, 25]$ metros, mientras que la RIS en $[x_{\text{RIS}}, y_{\text{RIS}}, z_{\text{RIS}}] = [35, 35, 40]$ metros. De esta manera, la distancia entre la BS y la RIS, $d_{b,r}$, queda establecida en 52 metros, aproximadamente.

La tasa mínima de transferencia de información, C_R , se establece en 2 *bits/s* y la potencia mínima de cosecha en -30 dBm.

Cabe mencionar que para resolver cada optimización, es decir, $P1_{\text{ESO}}$, $P2_{\text{ESO}}$, $P1_{\text{AO}}$ y $P2_{\text{AO}}$, descritas en (4.21), (4.24), (4.25) y (4.26), respectivamente, se utiliza un solucionador (*solver*) basado en la optimización no lineal, que está incorporada en el *toolbox* del *software Matlab*, con el objetivo de resolver estos problemas de optimización de programación no lineal (PNL).

La potencia transmitida por una BS, que cuenta con $M_a = 32$ antenas, en función del número de elementos reflectantes que componen la RIS se ilustra en la Figura 4.20. Además, en la misma Figura se ilustra el caso en donde no se utiliza una RIS para realizar la comunicación entre la BS y los usuarios. En dicha Figura se consideran los escenarios mencionados al inicio de esta sección cuando se utiliza la ESO.

Puede observarse que, al optimizar el cambio de fase que impone la RIS sobre la señal incidente, es posible reducir significativamente la potencia transmitida

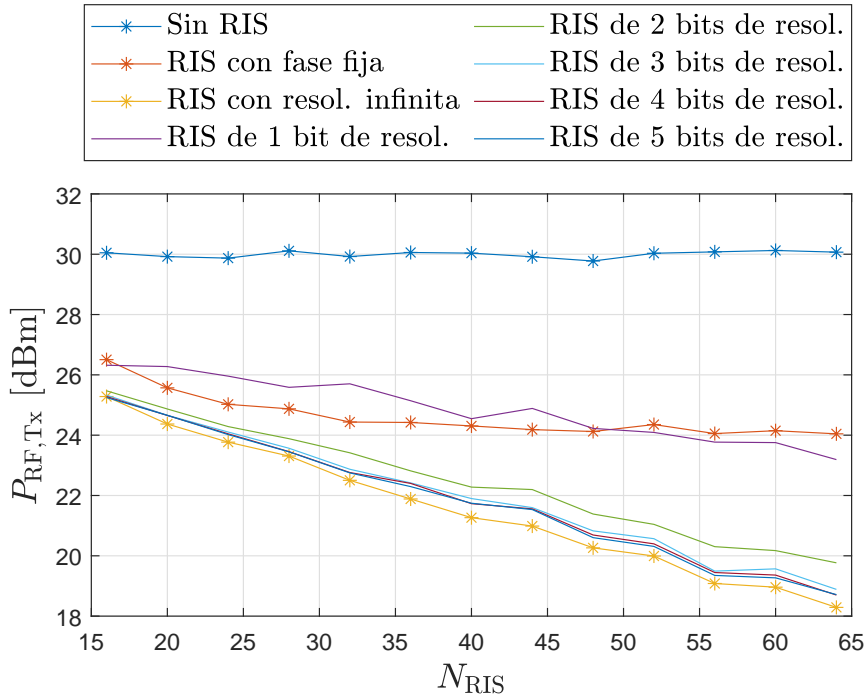


Figura 4.20: Potencia transmitida por la BS en función del número de elementos reflectantes que componen la RIS.

por la BS. Por otro lado, puede comprobarse que utilizando una RIS que posee una resolución de cambio de fase de 3 bits, se tiene una penalización, en términos de potencia transmitida, inferior a 1 dBm.

La Figura 4.21 ilustra el rendimiento de los algoritmos de ESO y AO considerando que la BS posee $M_a = 8, 16, 24$ y 32 antenas.

Puede inferirse a través de la Figura 4.21 que un número relativamente grande de elementos reflectantes de la RIS permite una reducción en el número de antenas de la BS. Esto implica que, gracias al uso de la RIS, la implementación de la BS requiere una menor cantidad de cadenas de transmisión de RF, lo que minimiza el costo de implementación de la misma y tiene un impacto positivo en la eficiencia energética del sistema completo.

Por otro lado, se observa que el uso de un algoritmo de menor complejidad, como lo es la optimización alternante, requiere una potencia de transmisión adicional de 3 dBm, en comparación con el límite inferior definido por el algoritmo de optimización de búsqueda exhaustiva. Este compromiso entre el rendimiento y la complejidad de implementación del algoritmo debe evaluarse cuidadosamente para llegar a una implementación adecuada.

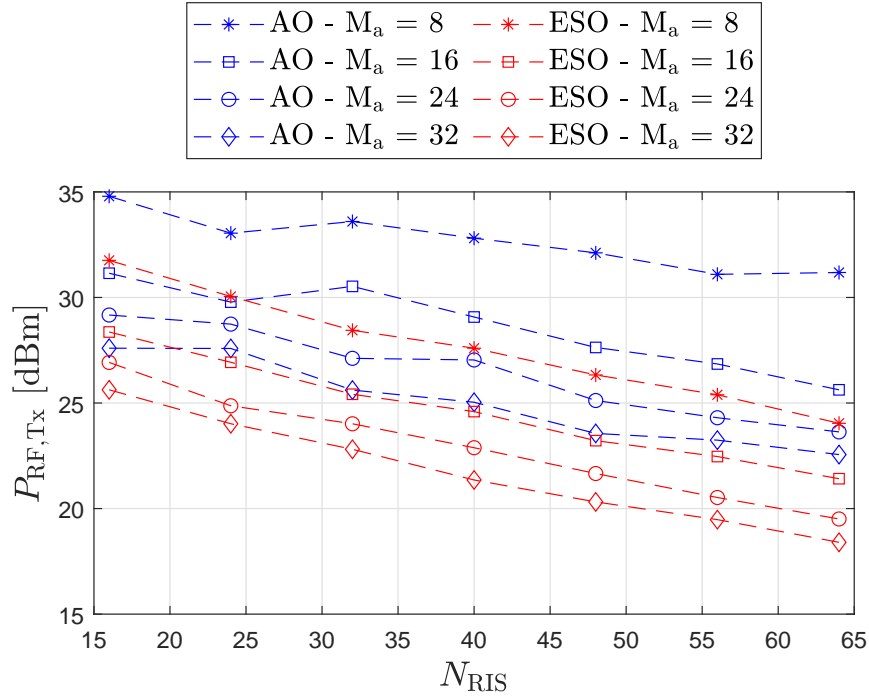


Figura 4.21: Comparación del rendimiento de los algoritmos de optimización de búsqueda exhaustiva (ESO) y optimización alternante (AO).

En la Figura 4.22 se muestra un análisis de la convergencia del algoritmo de optimización alternante donde puede concluirse que se requieren entre tres y cuatro iteraciones para lograr la minimización de la potencia transmitida por la BS y alcanzar la convergencia.

Eficiencia energética

Otro parámetro importante que se considera es la eficiencia energética del enlace de comunicaciones entre la BS y el k -ésimo usuario de decodificación de información.

El consumo de potencia de dicho enlace está dado por

$$P_{\text{link-I}} = \eta_{\text{PA}} P_{\text{Tx}}^{K_I} + P_{\text{SBS}} + P_{\text{RIS}}, \quad (4.28)$$

donde η_{PA} es la eficiencia del PA de la BS, $P_{\text{Tx}}^{K_I} = \sum_{k=1}^{K_I} \|\mathbf{w}_k\|^2$ es la potencia asignada a los usuarios de decodificación de información, P_{SBS} es la potencia estática consumida por la BS y la potencia consumida por la RIS se denota por $P_{\text{RIS}} = N_{\text{RIS}} P_{\text{def}}(b)$ donde $P_{\text{def}}(b)$ es la potencia consumida por cada defasador de

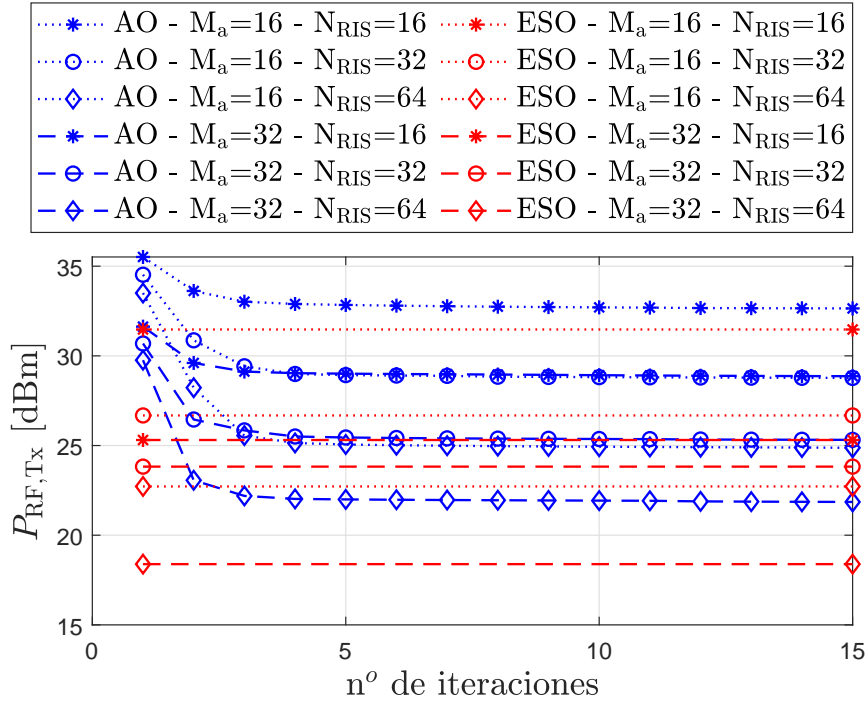


Figura 4.22: Análisis de convergencia para el algoritmo de optimización alternante.

la RIS en función de la resolución de cambio de fase que posea.

Basándonos en algunos valores típicos de consumo de potencia de un defasador, como son $P_{\text{def}}(b) = [0.3, 1.0, 1.5, 4.5, 6.0, 7.8]$ mW para $b = [1, 2, \dots, 6]$ bits de resolución [61] y un valor típico de potencia disipada en los circuitos de la BS de $P_{S_{Tx,Rx}} = 9$ dBW, la eficiencia energética puede calcularse como

$$EE_{K_I} = \frac{\sum_{k=1}^{K_I} R_k}{P_{\text{link-I}}}. \quad (4.29)$$

Los resultados de la evaluación de la eficiencia energética se presentan en la Figura 4.23.

Puede observarse, tal y como se esperaba, que el uso de la RIS mejora la eficiencia energética del sistema, incluso si los defasadores de la RIS empleada poseen una fase predefinida y no se optimizan. Por otro lado, la utilización de defasadores con una resolución de solo 3 bits es suficiente para obtener rendimientos similares al caso ideal de una RIS con defasadores de resolución infinita.

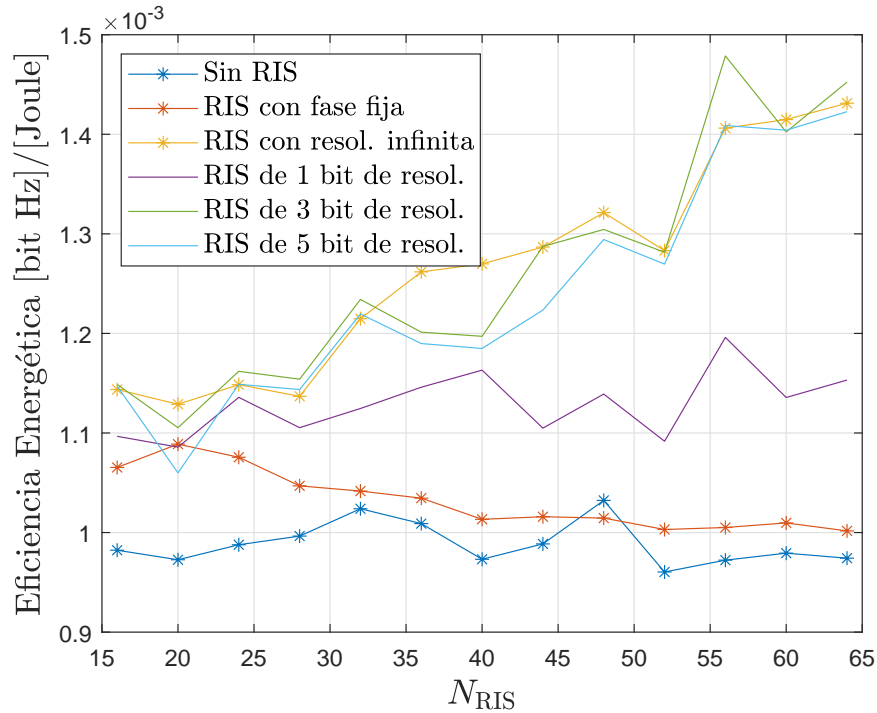


Figura 4.23: Eficiencia energética del sistema BS-RIS-usuarios.

4.2.1.5. Resumen

En esta Sección se estudió la implementación de superficies inteligentes reconfigurables para aumentar el área de cobertura de un sistema de comunicaciones. Sin embargo, es una poderosa herramienta que promete brindar, además de la mencionada, muchas otras grandes mejoras a los sistemas de comunicaciones existentes y futuros. Estas RISs son capaces de proporcionar mayores niveles de eficiencia energética del sistema: al tener la capacidad de combinar coherentemente las señales incidentes, pueden generar haces direccionales de manera de aumentar la tasa de transmisión de información manteniendo el mismo nivel de consumo de energía. Además, son capaces de mejorar la resolución de la detección en sistemas de usuarios múltiples mejorando las condiciones de propagación de las señales de RF. Estas características se consiguen con la ventaja de que los elementos reflectantes que componen la RIS tiene un consumo de energía casi nulo, a diferencia de los sistemas convencionales de múltiples antenas, cuyos requerimientos energéticos son muy elevados.

Se analizan las ventajas que provee el uso de estas RISs frente a sistemas que no las consideran a través del estudio de un escenario propuesto, compuesto

por una estación base y un conjunto de usuarios, algunos de los cuales reciben información y otros cosechan energía, y donde la energía y la información se transmiten de manera simultánea a los respectivos usuarios. En este sentido, a través de una serie de optimizaciones propuestas, se demuestra que es posible mejorar el rendimiento y la eficiencia energética general del sistema, definiendo el ángulo de defasaje de cada elemento de la RIS y, así, generar haces de transmisión específicos para cada tipo de usuario. De esta manera, se logra aumentar el área de cobertura de la BS, mejorar la capacidad de recolección de energía de los usuarios y reducir la potencia total transmitida por la BS.

En línea con la temática del aumento del rendimiento de un sistema de SWIPT, en el siguiente Capítulo se provee una serie de estrategias que permiten elevar la eficiencia de la WPT. De esta manera, a través de algunas técnicas que se aplican a la señal antes de ser transmitida, se consigue mejorar la eficiencia tanto del transmisor como del cosechador de energía, ubicado en el receptor, realizando un análisis más detallado del comportamiento no lineal de ambos dispositivos.

Capítulo 5

Mejora de la eficiencia energética en sistemas de transmisión inalámbrica simultánea de energía e información

La eficiencia energética de las comunicaciones inalámbricas es un factor clave y más aún cuando se prevé que los dispositivos que componen las redes de **IoT** se energizarán de manera inalámbrica. En este Capítulo se presentan algunas técnicas para mejorar la eficiencia energética de la transferencia inalámbrica de energía haciendo énfasis, tanto en la mejora de la eficiencia por parte del transmisor, como en la cosecha de energía, por parte del receptor. En este sentido y para permitir un correcto desempeño de estas técnicas, se realiza un proceso de selección de valores de compromiso que posibiliten la mejora de la eficiencia energética de la transferencia inalámbrica de energía con la restricción de mantener inalterable la transferencia de información. Esto se consigue realizando un análisis de la distorsión no lineal que introduce el amplificador de potencia en el proceso de transmisión y cómo influye esa distorsión, tanto en la tasa de información transmitida, como en la energía disponible para ser cosechada.

5.1. Problemática actual

El aumento exponencial del número de dispositivos que forman, y formarán parte de las redes **IoT** presenta varios desafíos tecnológicos. Como se menciona en el Capítulo 3, uno de los principales es el consumo energético de tantos dispositivos y cómo estos pueden obtener la energía para su funcionamiento de una manera más eficiente, más sustentable y haciendo un mejor cuidado del medio ambiente.

En este sentido, los mecanismos plausibles para permitir un funcionamiento más ecológico de los dispositivos **IoT**, evitando el uso de baterías, se basan en técnicas de cosecha de energía (**EH**), de modo que la energía necesaria para su funcionamiento se obtiene de fuentes como la energía solar, el viento o las señales de **RF** [66, 2]. Entre ellas, esta última da lugar al paradigma de la **SWIPT** [22], de modo que las señales de **RF** pueden utilizarse tanto para la comunicación como para la energización. Usualmente, un nodo fuente inalámbrico dedicado, denominado baliza de alimentación (**PB**), genera las señales de radio utilizadas para la cosecha de energía mediante la **WPT**. En **SWIPT**, estas señales también transportan información, por lo que se requiere un protocolo para diseñar las operaciones de cosecha de energía y de procesamiento de la información en los extremos receptores. El protocolo de **PS** [23, 24] es una opción popular para implementar **SWIPT**, de modo que la potencia disponible en el lado del receptor se divide en dos partes, una para el **EH** y otra para el procesamiento de la información [25, 26]. La relación de **PS** (es decir, la fracción de potencia dedicada a cada una de estas tareas) puede ajustarse para optimizar el funcionamiento del sistema. Dado que la sensibilidad del **EH** es varias decenas de decibeles peor que la sensibilidad del receptor de comunicaciones, el diseño del protocolo de división de energía-información no es una tarea trivial [67].

Como se mencionó también, la mejora de la eficiencia de los sistemas de **WPT** se relaciona principalmente con la mejora de la eficiencia de las metodologías de transmisión y rectificación de la señal de energía, correspondientes al **PA** y al **EH**. Es así que uno de los principales retos de los sistemas **SWIPT** basados en el protocolo de **PS** reside en el uso de formas de onda que sean adecuadas tanto para la transferencia de información como de energía. En la literatura no existe

un consenso claro sobre la forma de onda óptima para esta tarea. Algunos autores afirman que las señales con una elevada PAPR [68] son deseables para mejorar la eficiencia del EH, especialmente a bajas potencias. En este sentido, los diseños en [27, 69, 70] establecen la optimalidad de señales de alta PAPR para la WPT de RF sobre un canal de desvanecimiento plano. Con esta idea, se han realizado esfuerzos adicionales para optimizar las formas de onda con el objetivo final de mejorar la eficiencia del proceso de rectificación inherente al EH [71, 8].

Sin embargo, otros estudios se orientan por la opción contraria con respecto al diseño de la forma de onda, lo que se justifica de la siguiente manera. Por un lado, a menudo se ha pasado por alto la viabilidad de generar formas de onda de alta PAPR en el lado del transmisor. Esto es relevante, ya que la eficiencia global de un sistema de WPT está determinada por las eficiencias de las metodologías de transmisión y rectificación de la señal de potencia, que corresponden al PA y al EH. Resulta que cuando se tienen en cuenta adecuadamente los efectos no lineales del PA (como se sugiere en [72]), las señales de onda continua (*continuous wave*) (CW) son más eficientes que las señales con alta PAPR debido a la excesiva pérdida de energía en la PB por la escasa eficiencia energética del PA. Por otro lado, experimentos como el realizado en [72] muestran que las señales con alta PAPR no son adecuadas para la WPT de RF sobre un canal de desvanecimiento plano, debido a su baja potencia promedio radiada.

Por otra parte, desde el punto de vista del EH, en el contexto de los estudios sobre SWIPT, no se han tenido en cuenta los efectos de la sensibilidad del EH. Hasta donde sabemos, la mayoría de los esquemas basados en SWIPT asumen un modelo lineal para el cosechador de energía, en función de la potencia de RF de entrada, o no tienen en cuenta explícitamente los efectos de su limitada sensibilidad de entrada o su saturación de salida. Las señales de alta PAPR hacen que los diodos del rectificador se enciendan, incluso si la sensibilidad del cosechador está por encima de la potencia media de la señal de entrada. Sin embargo, aunque se mejore la sensibilidad del EH, los períodos de conducción son muy cortos, lo que en última instancia reduce su eficiencia. Por lo tanto, cuando se tienen en cuenta todos los efectos no lineales tanto en el extremo del transmisor como en el del receptor, las señales de alta PAPR no son tan deseables desde una

perspectiva tanto de cosecha de energía como de transmisión de información. Cuando se emplean señales de CW, el diodo del rectificador opera en conducción constante, reduciéndose así las pérdidas al evitar los cruces por cero de la señal. Aunque sacrificando algo de sensibilidad (el EH tiene que estar más cerca de la PB), se obtienen mayores niveles de eficiencia energética en comparación con señales de alta PAPR.

Las populares señales OFDM tienen varias propiedades positivas [73, 74], desde la perspectiva de la transferencia de información, como la inmunidad al ruido impulsivo y la ISI, alta eficiencia espectral y baja complejidad. Sin embargo, son señales de un inherente alto nivel de PAPR debido a su proceso de generación. Cuando la potencia de la señal transmitida se distribuye entre múltiples subportadoras, la señal OFDM tiene un comportamiento de pico debido a la suma constructiva de las diferentes subportadoras constitutivas. Esta característica la hace problemática desde el punto de vista de la transmisión y también la hace inapropiada para la cosecha de energía. Sin embargo, debido a que en la mayoría de los estándares de comunicaciones inalámbricas se adoptan las señales OFDM, las cuales, además, son unas de las principales candidatas para los sistemas de comunicaciones 6G, en este Capítulo se utilizará este tipo de señales para realizar la SWIPT.

Para mejorar la eficiencia de los sistemas de WPT, es necesario optimizar la transferencia de energía utilizando técnicas adecuadas sobre las señales transmitidas/recibidas, pero sin afectar la transferencia de información. Existen varias formas de mejorar la eficiencia del PA cuando se utilizan señales OFDM. Una de ellas se basa en cambiar el punto de trabajo del PA introduciendo un predistorsionador digital (*digital predistorter*) (DPD) [75, 76, 77]. El uso de estas técnicas de predistorsión digital se utilizan para precompensar la característica no lineal del PA, de forma que se consigue una buena calidad de señal dentro de la banda de transmisión y bajas emisiones fuera de la misma. Recientemente se han adaptado en contextos de SWIPT con el fin de reducir las no linealidades del PA [78, 79].

Otra alternativa que puede utilizarse para reducir la PAPR de las señales OFDM generadas se basa en la técnica de compansión (compresión/expansión)

[80, 81, 82]. Aunque su complejidad es considerablemente menor que la de su homólogo **DPD**, en la bibliografía disponible no se encuentran estudios de su uso en el contexto del diseño de formas de onda para sistemas **SWIPT**.

En las siguientes Secciones se mostrará que, gracias a la técnica de expansión propuesta, se consigue la mejora de las eficiencias tanto del **PA** como del **EH**, lo que se traduce en un aumento de la eficiencia del sistema de **WPT**.

5.2. Métricas: distorsión y eficiencia energética

Para cuantificar el rendimiento del sistema en términos de la transferencia de información es necesario evaluar la distorsión introducida al sistema. Esta distorsión puede clasificarse en distorsión dentro de la banda (*in-band*) y distorsión fuera de la banda (*out-of-band*). Para medir la distorsión dentro de la banda se emplea una popular figura de mérito denominada magnitud del vector de error (*error vector magnitude*) (**EVM**), la cual está directamente relacionada con la tasa de error de bit (*bit error rate*) (**BER**). Asimismo, la distorsión fuera de banda puede cuantificarse a través de la relación de potencia del canal adyacente (*adjacent channel power ratio*) (**ACPR**). Por otro lado, para poder evaluar y cuantificar la eficiencia energética del sistema de **WPT**, es necesario introducir el concepto de eficiencia energética de extremo a extremo.

5.2.1. Magnitud del vector de error (EVM)

La magnitud del vector de error (**EVM**) permite evaluar la distorsión dentro de la banda introducida en un sistema de comunicaciones, la cual, se compone de los términos de la salida no lineal del **PA**, el ruido de fase, los desequilibrios del modulador, la etapa de reducción de la **PAPR**, etc., que comparten la misma banda de frecuencia que la señal de entrada.

Una señal enviada por un transmisor ideal tendría todos los puntos de la constelación precisamente en sus ubicaciones ideales. Sin embargo, debido a la distorsión mencionada, los puntos reales de la constelación pueden sufrir una desviación de las ubicaciones ideales. De esta manera, se crea una pequeña nube de símbolos demodulados, ubicados cerca de los puntos ideales de la constelación.

La **EVM** representa un vector en el plano fase-cuadratura (*In-phase and Quadrature* - I-Q) entre el punto ideal de la constelación y el verdadero punto transmitido y puede calcularse tomando la relación entre la raíz cuadrada media (*root mean square*) (**RMS**) de la diferencia entre un conjunto de símbolos medidos y símbolos ideales y la raíz cuadrada de la potencia media de la señal [83]. Así, la **EVM** de la señal amplificada $\hat{x}(t)$, proveniente de la señal de referencia $x(t)$, se expresa, en porcentaje, de la siguiente manera

$$\text{EVM}(\%) = \sqrt{\frac{\mathbb{E}\{|\hat{x}(t) - x(t)|^2\}}{\mathbb{E}\{|x(t)|^2\}}} \times 100, \quad (5.1)$$

donde $\mathbb{E}\{|x(t)|^2\}$ es la potencia media de la señal.

En la Figura 5.1 se ilustra el efecto de la distorsión dentro de la banda sobre los símbolos transmitidos y cómo estos se desvían de sus ubicaciones ideales.

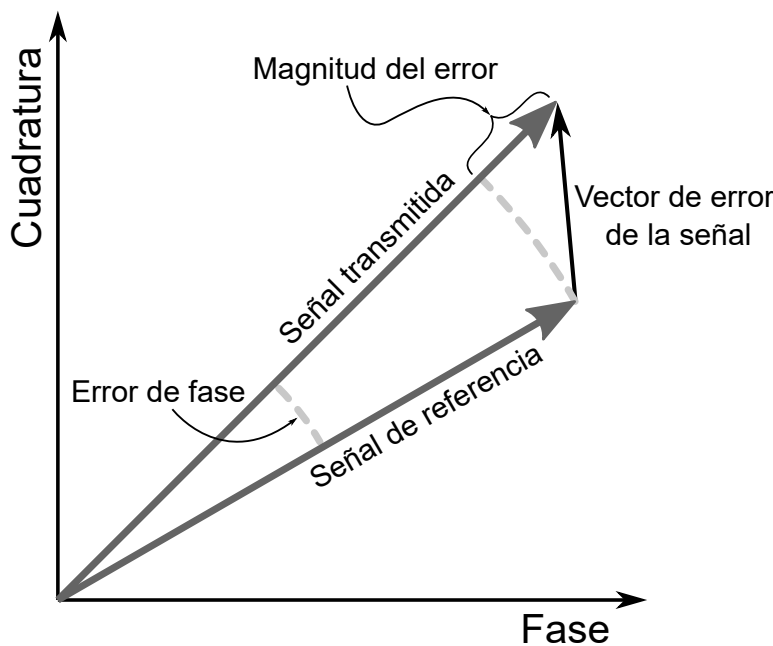


Figura 5.1: Definición de la EVM.

Es necesario mencionar que, cuando se tiene altos niveles de **EVM**, se produce un aumento en la **BER**. Es así que, dependiendo del tamaño de la constelación y la velocidad de codificación de datos, se especifica un valor máximo admitido con el fin de garantizar una correcta decodificación de los datos del lado del receptor. En este sentido, cuanto mayor sea el tamaño de la constelación, menor será el nivel de la **EVM** tolerada, debido a que, para una potencia de transmisión promedio

fija, las regiones de decisión del símbolo son más pequeñas. De esta manera, entonces, para una configuración particular del sistema, puede determinarse el tamaño máximo de la constelación, es decir, la tasa de información máxima a la que puede operar el sistema inalámbrico de comunicaciones, a través del conocimiento de la **EVM** resultante.

5.2.2. Relación de potencia del canal adyacente (ACPR)

La distorsión fuera de banda es ocasionada, principalmente, por la distorsión introducida por el **PA** cuando este es operado en su región no lineal. Por ende, esta se verá incrementada cuando el punto de operación del amplificador se establezca lo más cerca posible del punto de máxima eficiencia.

Para caracterizar la distorsión fuera de banda, se emplea la relación de potencia del canal adyacente (**ACPR**), que se define, en decibeles, como

$$\text{ACPR} = 10 \log_{10} \left(\frac{\int_{f_{\text{ad}}} Y(f) df}{\int_{f_{\text{prin}}} Y(f) df} \right), \quad (5.2)$$

donde $Y(f)$ es la densidad espectral de potencia (*power spectral density*) (**PSD**) a la salida del **PA** y f_{ad} y f_{prin} definen las bandas de frecuencia del canal adyacente y del canal principal, respectivamente.

Las regulaciones impuestas a las telecomunicaciones definen un cumplimiento de una máscara espectral y un **ACPR** máximo. Si no pueden cumplirse estos requisitos, debe moverse el punto de operación del **PA**, hasta alcanzarse dichos requerimientos, reduciendo su eficiencia. De acuerdo con las especificaciones de las bandas ISM, la **ACPR** no debe exceder los -13 dBm/MHz.

5.2.3. Eficiencia energética de extremo a extremo

El principal objetivo en el diseño de un sistema de **WPT** es que este sea energéticamente eficiente, es decir, maximizar la potencia útil a la entrada del cosechador de energía manteniendo la potencia consumida por la **PB** en niveles aceptables.

La eficiencia energética de extremo a extremo [39] incluye la eficiencia del transmisor, los efectos del canal inalámbrico, las ganancias de las antenas, los

efectos del desajuste de impedancia de las antenas del transmisor y el receptor, y la eficiencia del cosechador de energía y se define como

$$\eta_{\text{EaE}} = \frac{P_{\text{CC,AL}}}{P_{\text{CC,Tx}}} = \underbrace{\frac{P_{\text{RF,Tx}}}{P_{\text{CC,Tx}}}}_{\eta_1} \underbrace{\frac{P_{\text{RF,Rx}}}{P_{\text{RF,Tx}}}}_{\eta_2} \underbrace{\frac{P_{\text{CC,Rx}}}{P_{\text{RF,Rx}}}}_{\eta_3} \underbrace{\frac{P_{\text{CC,AL}}}{P_{\text{CC,Rx}}}}_{\eta_4}, \quad (5.3)$$

donde $P_{\text{CC,AL}}$ es la potencia útil disponible para almacenar o usar, $P_{\text{CC,Tx}}$ es la potencia de **CC** consumida por la **PB**, $P_{\text{RF,Tx}}$ es la potencia radiada por la antena transmisora, $P_{\text{RF,Rx}}$ es la potencia recibida por la antena receptora y $P_{\text{CC,Rx}}$ es la salida de **CC** del circuito rectificador.

Además, cada una de estas etapas individuales representa una eficiencia específica. De esta manera, la eficiencia de la **PB** para convertir la potencia de **CC** en energía de **RF** y transmitirla está representada por η_1 . Vale la pena señalar que, en un caso general, esta etapa incluye el consumo de todos los dispositivos en el transmisor. Por lo general, el principal consumidor de energía en la **PB** es el **PA**. Por esta razón, se supone que η_1 es aproximadamente igual a la eficiencia promedio del **PA**, es decir $\eta_1 \approx \overline{\eta_{\text{PA}}}$, definida en la Sección 3.3.2. El coeficiente η_2 representa las pérdidas que produce el canal inalámbrico, que depende principalmente de la distancia entre las antenas de transmisión y recepción. La eficiencia del **EH** está representada por η_3 y está relacionada con la capacidad del **EH** para convertir las señales de **RF** entrantes en energía de **CC**, como se definió en la Sección 3.4. Finalmente, si hubiera un convertidor de **CC-CC** en el **EH**, la eficiencia del mismo estaría representada por el término η_4 . En general, los términos η_3 y η_4 se agrupan en uno y representan la relación entre la cantidad total de energía disponible para almacenamiento y la energía total recibida por el **EH**. Los términos η_1 y η_3 dependen de la forma de onda de la señal, por lo tanto, el objetivo principal es diseñarla apropiadamente para maximizar ambos.

5.3. Protocolo de división de potencia (PS) para la transferencia inalámbrica simultánea de energía e información (SWIPT)

La transferencia simultánea de energía e información requiere la división de la señal de RF entrante en dos flujos: información y energía. Para ello, debe implementarse una estrategia que permita la SWIPT, más precisamente, un protocolo de división de potencia o *power splitting* (PS), discutido en la Sección 3.2.1.

Al momento de realizar el diseño del protocolo de PS, un parámetro clave al que debe prestarse especial atención es el de la limitada sensibilidad de entrada del EH. No hay que perder de vista que la diferencia entre la sensibilidad del receptor de comunicaciones y la sensibilidad del cosechador de energía está lejos de ser insignificante, la cual puede ser de varias decenas de decibelios. Esto implica que el diseño del protocolo de división de información y energía no es algo que pueda tomarse a la ligera [67], siendo necesario diseñar adecuadamente el factor de división de potencia ρ , de manera que capture eficazmente esta restricción práctica.

Como se mencionó en la Sección 3.4, se necesita una cantidad mínima de potencia de entrada para exceder la sensibilidad del cosechador de energía y encender los dispositivos rectificadores. Esta cantidad mínima de potencia es relativamente grande en comparación con el nivel de potencia que necesita el circuito de recepción de información.

La sensibilidad del receptor de comunicaciones es el umbral de potencia mínimo por encima del cual el receptor puede decodificar señales de forma fiable. Este valor depende del ancho de banda del receptor, la figura de ruido de la electrónica y la mínima SNR, entre otros parámetros. Por otro lado, la sensibilidad del cosechador de energía depende casi exclusivamente del nivel mínimo de potencia de entrada que se necesita para encender los dispositivos rectificadores, es decir, el voltaje de umbral de los diodos rectificadores que lo componen.

Comúnmente, en los estudios que se han realizado, se consideran potencias de entrada de alrededor de los -30 dBm, aunque los cosechadores de energía de RF de última generación cuentan con una sensibilidad que actualmente ronda

los -35 dBm [84]. Por otro lado, la sensibilidad del receptor de comunicaciones puede variar de -140 dBm (por ejemplo, para radios de bajo ancho de banda como LoRa [85]) a -85 dBm (por ejemplo, teléfonos celulares de mayor ancho de banda que utilizan el sistema global para las comunicaciones móviles (Global System for Mobile communications) (GSM)). Como puede verse, existe una brecha importante y no despreciable de alrededor de $55 - 110$ dB entre la sensibilidad del receptor de comunicaciones y la del cosechador de energía [86].

Bajo esta consideración, es natural pensar que señales con niveles de potencia cercanos a la sensibilidad del receptor de comunicaciones pueden ser decodificadas en un receptor de SWIPT pero no pueden ser aprovechadas para cosechar energía. Para aprovechar ambos tipos de señales al mismo tiempo, el divisor de potencia necesita poder derivar la mayor parte de la potencia de la señal de entrada a los dispositivos rectificadores, es decir, es necesario un valor muy elevado de ρ . En este sentido, una posible elección de $\rho \cong 60$ dB parece una estimación razonable, lo que significa que solo una parte por millón de la potencia de la señal de entrada al EH se desvía a los circuitos de recepción de información.

5.4. Sistema SWIPT con amplificación no lineal

La tasa de información de la técnica de SWIPT se define por la relación señal a interferencia más ruido (SINR) medida en el receptor (cosechador) y puede expresarse como una función de la potencia recibida en la antena de recepción, el ruido del canal y la interferencia. Considerando un escenario de SWIPT, la SINR está gobernada por la interferencia que proviene de la distorsión generada por el transmisor no lineal del PA. A continuación se modela la distorsión generada por el PA y su dependencia con el punto de operación (IBO) y cómo esta influye sobre la tasa de información y la energía cosechada.

5.4.1. Distorsión no lineal del PA

En este estudio se asume un modelo de PA sin memoria, introducido en la Sección 3.3.1.1, considerando un sistema inalámbrico verde (niveles limitados de potencia transmitida razonables). Específicamente, se considera un amplificador

de potencia de estado sólido (SSPA), el cual puede describirse por la Ecuación 3.4 en dicha sección.

Como también se mencionó en la Sección 3.3.1.1, la salida de un PA no lineal sin memoria puede representarse mediante una versión escalada de la señal original más un término de ruido aditivo (según el teorema de Bussgang), cuando este es excitado por una señal con distribución Gaussiana (distribución propia de las señales OFDM). Así, para realizar la evaluación teórica, se emplea un modelo polinómico linealizado descrito por la Ecuación 3.9. La señal de salida del PA queda expresada como

$$s(t) = K_L x(t) + w_d(t). \quad (5.4)$$

5.4.1.1. Tasa de información

El protocolo de PS implica la generación de señales de información y de energía utilizando una única señal OFDM $x(t)$. De acuerdo con la Ecuación 5.4, el proceso de amplificación por parte del PA introduce un término de distorsión aditiva $w_d(t)$ con media cero y varianza σ_d^2 . El factor de escala resultante K_L y el término de distorsión w_d dependen del punto de operación del PA, regulado por el IBO, que está definido por la PAPR de la señal.

Las señales recibidas por el EH para la transferencia de energía y para la entrega de información, respectivamente, se pueden expresar como

$$y(t) = \begin{cases} \sqrt{\rho P_{\text{RF,Tx}}} h_{\text{PE}}(t) * s(t) + \sqrt{\rho} w_a(t) + w_p(t), \\ \sqrt{(1 - \rho) P_{\text{RF,Tx}}} h_{\text{PE}}(t) * s(t) + \sqrt{1 - \rho} w_a(t) + w_p(t), \end{cases} \quad (5.5)$$

con $0 \leq t \leq T$, donde h_{PE} es la respuesta impulsiva del canal entre la PB y el EH, $*$ denota el operador convolución, $P_{\text{RF,Tx}}$ es la potencia de transmisión, $w_a(t)$ es el ruido Gaussiano blanco aditivo complejo (AWGN) introducido por la antena, con media cero y varianza σ_a^2 y $w_p(t)$ es el AWGN complejo introducido por el procesamiento, con media cero y varianza σ_p^2 . Con el fin de simplificar la notación, se asume que el canal es de desvanecimiento plano, de manera que la respuesta impulsiva del canal $h_{\text{PE}}(t)$ puede expresarse por un único coeficiente h_{PE} y, por consiguiente, la operación de convolución puede reemplazarse por la operación de producto. Posteriormente, el análisis se ampliará para incluir el

efecto de la propagación por trayectos múltiples.

Teniendo en cuenta la distorsión introducida por el PA en la Ecuación 5.4, la última expresión puede escribirse como

$$y(t) = \begin{cases} h_{\text{PE}}\sqrt{\rho P_{\text{RF,Tx}}}(K_{\text{L}} x(t) + w_{\text{d}}(t)) + \sqrt{\rho} w_{\text{a}}(t) + w_{\text{p}}(t), \\ h_{\text{PE}}\sqrt{(1-\rho)P_{\text{RF,Tx}}}(K_{\text{L}} x(t) + w_{\text{d}}(t)) + \sqrt{1-\rho} w_{\text{a}}(t) + w_{\text{p}}(t), \end{cases} \quad (5.6)$$

con $0 \leq t \leq T$.

La porción de información de la señal de entrada da como resultado la siguiente expresión

$$y_{\text{I}}(t) = \left[\underbrace{h_{\text{PE}}\sqrt{(1-\rho)P_{\text{RF,Tx}}} K_{\text{L}} x(t)}_{\text{Señal deseada}} + \underbrace{h_{\text{PE}}\sqrt{(1-\rho)P_{\text{RF,Tx}}} w_{\text{d}}(t) + \sqrt{1-\rho} w_{\text{a}}(t) + w_{\text{p}}(t)}_{\text{Señal no deseada}} \right]. \quad (5.7)$$

La SNR de la señal de entrada correspondiente a información puede escribirse de la siguiente manera, teniendo en cuenta la porción deseada y no deseada de la misma

$$SNR = \frac{|h_{\text{PE}}|^2(1-\rho)P_{\text{RF,Tx}}K_{\text{L}}^2}{|h_{\text{PE}}|^2(1-\rho)P_{\text{RF,Tx}}\sigma_{\text{d}}^2 + (1-\rho)\sigma_{\text{a}}^2 + \sigma_{\text{p}}^2}, \quad (5.8)$$

donde se asume que $\mathbb{E}\{|x|^2\} = 1$, y entonces, todos los símbolos transmitidos tienen potencia unitaria.

La tasa de información alcanzable puede ser descripta por

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{|h_{\text{PE}}|^2(1-\rho)P_{\text{RF,Tx}}K_{\text{L}}^2}{|h_{\text{PE}}|^2(1-\rho)P_{\text{RF,Tx}}\sigma_{\text{d}}^2 + (1-\rho)\sigma_{\text{a}}^2 + \sigma_{\text{p}}^2} \right). \quad (5.9)$$

5.4.1.2. Energía cosechada

La porción de la señal de entrada destinada a la cosecha de energía puede escribirse como

$$y_{\text{E}}(t) = h_{\text{PE}}\sqrt{\rho P_{\text{RF,Tx}}}K_{\text{L}} x(t) + h_{\text{PE}}\sqrt{\rho P_{\text{RF,Tx}}}w_{\text{d}}(t) + \sqrt{\rho} w_{\text{a}}(t) + w_{\text{p}}(t), \quad (5.10)$$

donde todos los términos contribuyen a la cosecha de energía.

La energía cosechada total puede ser expresada como

$$\xi = \eta [|h_{\text{PE}}|^2 \rho P_{\text{RF,Tx}} (K_L^2 + \sigma_d^2) + \rho \sigma_a^2 + \sigma_p^2] T, \quad (5.11)$$

donde η es la eficiencia de conversión del cosechador de energía.

La potencia disponible para cosecha puede ser expresada como

$$P_{EH} = \frac{\xi}{T}, \quad (5.12)$$

dado que la potencia está definida como energía por unidad de tiempo.

Con el fin de reflejar mejor las relaciones de compromiso inherentes entre la no linealidad del PA, el IBO, la PAPR y factor de PS ρ para las métricas de tasa de información y eficiencia energética, se proporcionan algunas simulaciones ilustrativas. En concreto, se utilizan las Ecuaciones 5.9 y 5.12 con parámetros típicos (véase el pie de figura) para generar las Figuras 5.2 y 5.3¹. Estas figuras permiten inferir que pueden cosecharse altos niveles de energía con valores altos de ρ , a expensas de la reducción en la tasa de información.

Esta relación de compromiso puede ser mejor descripta definiendo una función que relacione a la tasa de información y la potencia de cosecha, definida en [87] y representada en la Figura 5.4. La misma se define como sigue

$$TO(R, Q) = \{R \leq C, Q \leq P_{EH}\}. \quad (5.13)$$

Puede observarse en esa figura que la región comprendida por la relación entre la tasa de información y la potencia aumenta cuando disminuye el ruido introducido por la distorsión del PA, gracias al aumento de los niveles de IBO.

En primera instancia podría afirmarse que el IBO tiene una contribución positiva en términos de tasa de información y energía cosechada. Sin embargo,

¹El uso del canal es un parámetro utilizado en el procesamiento de señales y telecomunicaciones relacionadas con la tasa de símbolo y la capacidad del canal. La capacidad del canal se mide en bits por símbolo de entrada al canal (bits por uso del canal). Si un símbolo ingresa al canal cada T_s segundos (por cada período de símbolo se transmite un símbolo), la capacidad del canal en bits por segundo es C/T_s . Por ejemplo, 1 bit por uso del canal, indica la transmisión de 1 símbolo (de duración T_s) que contiene 1 bit de datos.

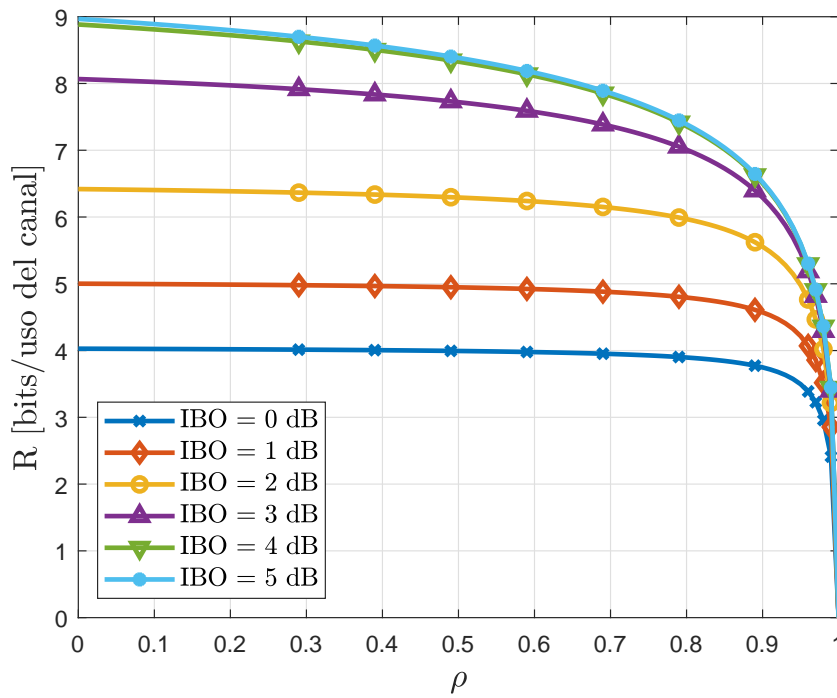


Figura 5.2: Tasa de información R en función de ρ para varios valores de IBO. Con $P_{\text{RF,Tx}} = 1$, $h_{\text{PE}} = 1$, $\eta = 0,5$ y $\sigma_a^2 = \sigma_p^2 = 10^{-3}$.

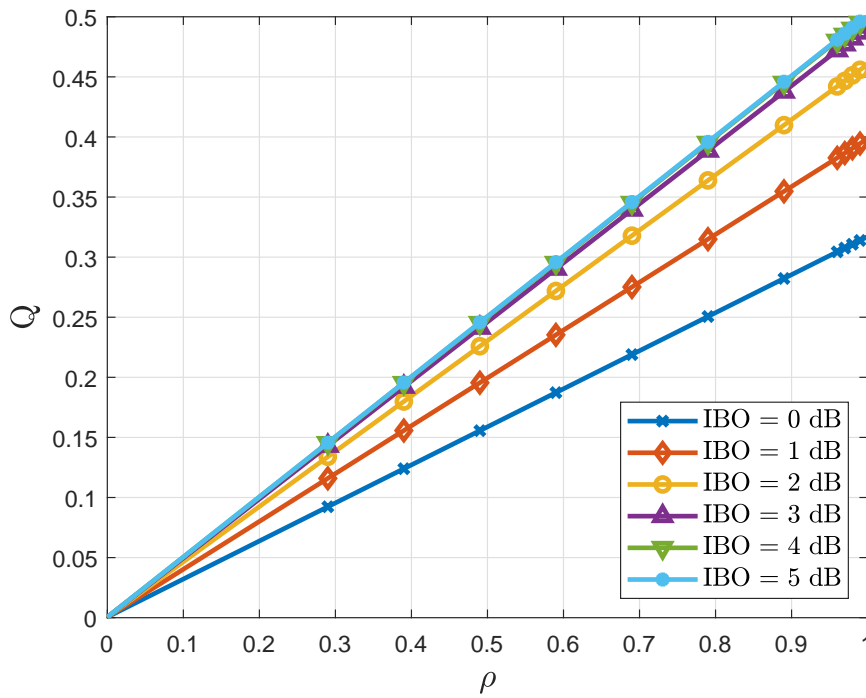


Figura 5.3: Potencia cosechada Q en función de ρ para varios valores de IBO. Con $P_{\text{RF,Tx}} = 1$, $h_{\text{PE}} = 1$, $\eta = 0,5$ y $\sigma_a^2 = \sigma_p^2 = 10^{-3}$.

aunque el IBO mejora la calidad de la información enviada, tiene un efecto negativo en la eficiencia del PA, lo que reduce la eficiencia energética de todo el

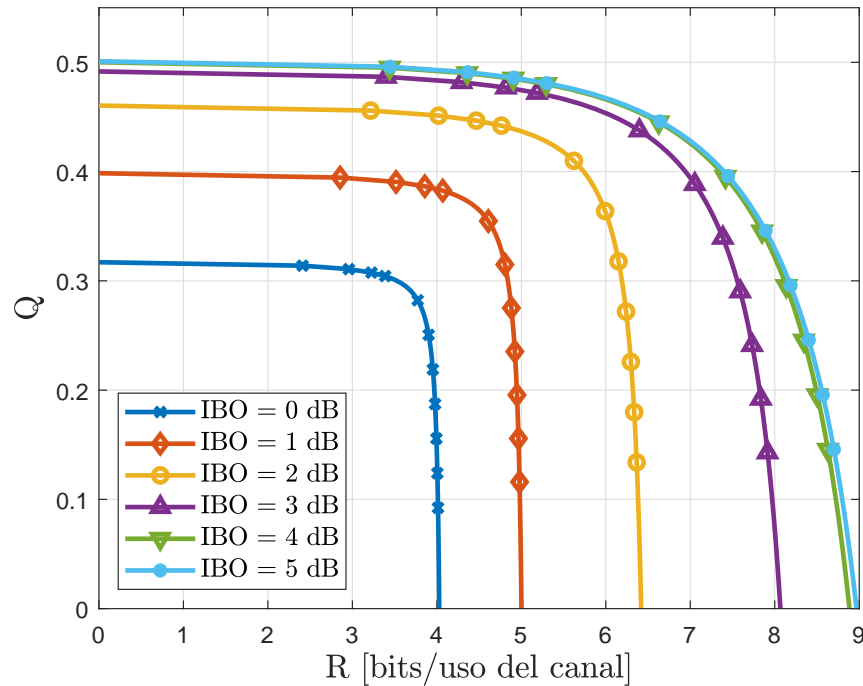


Figura 5.4: Relación entre la tasa de información y la potencia cosechada para varios valores de IBO.

sistema. En este sentido, tanto la tasa de información como la potencia cosechada pueden mejorarse mediante un diseño adecuado del IBO.

5.5. Técnicas de procesamiento de señales para sistemas de WPT eficientes

La eficiencia del PA es uno de los aspectos más problemáticos de los sistemas de WPT cuando se transmite señales con elevados niveles de PAPR. Como se menciona en la Sección 3.3.1, un PA real tiene un comportamiento no lineal y un punto de saturación. Esto implica que, cuando se amplifica una señal con un alto nivel de PAPR, sus picos más altos podrían caer por encima del punto de saturación, generando distorsión debido al *clipping* de salida. Por esta razón, la eficiencia del PA se rige por su punto de operación, que debe ajustarse inteligentemente para permitir la amplificación de la señal de entrada con una distorsión razonable.

Considerando un PA de clase A, la eficiencia energética promedio en función

de la **PAPR** puede expresarse a través de la Ecuación 3.15, introducida en la Sección 3.3.2, y viene dada por

$$\bar{\eta}_{\text{PA}} = \bar{\eta}_{\text{PA}_{\text{max}}}/\text{PAPR}, \quad (5.14)$$

donde la eficiencia máxima η_{max} , que es del 50 %, solo puede alcanzarse cuando se amplifican señales de amplitud constante, es decir, con **PAPR**=1.

Como se menciona también en la Sección 3.3.2, para garantizar un nivel razonable de probabilidad de *clipping*, la potencia de entrada promedio debe ajustarse aplicando un factor de escala de atenuación (**IBO**), introducido en la Sección 3.3.2.1. En este caso, se elige tal que el **IBO** aplicado sea igual a la **PAPR** de la señal de entrada, aunque con la consecuencia de una disminución de la eficiencia del **PA**.

Se pueden aplicar varias técnicas para mejorar la eficiencia del **PA**, como la ampliación del rango dinámico del mismo, utilizando técnicas de predistorsión digital (**DPD**) antes del **PA**, y/o la reducción de la **PAPR** de la señal de entrada mediante el uso de técnicas de compansión.

En la Figura 5.5 se muestra un diagrama en bloques del transmisor **OFDM** propuesto, donde se incluyen los bloques de **DPD** y de compresión. Obsérvese que el diagrama de bloques describe el uso de las técnicas de **DPD** y de compansión solas y combinadas. Dependiendo del trayecto (marcado con diferentes tipos de líneas discontinuas), las técnicas de compensación tienen un efecto diferente sobre la señal **OFDM**.

5.5.1. Técnica de predistorsión

La técnica de predistorsión emplea un dispositivo no lineal ubicado antes del **PA** no lineal, el cual posee una función de transferencia que modela el comportamiento inverso del **PA**. El uso del predistorsionador permite obtener, en un rango limitado, una señal de salida libre de distorsión [29], es decir, se obtiene una versión escalada de la señal de entrada afectada únicamente por una ganancia lineal.

Los principios básicos de linealización se muestran en las Figuras 5.6 y 5.7.

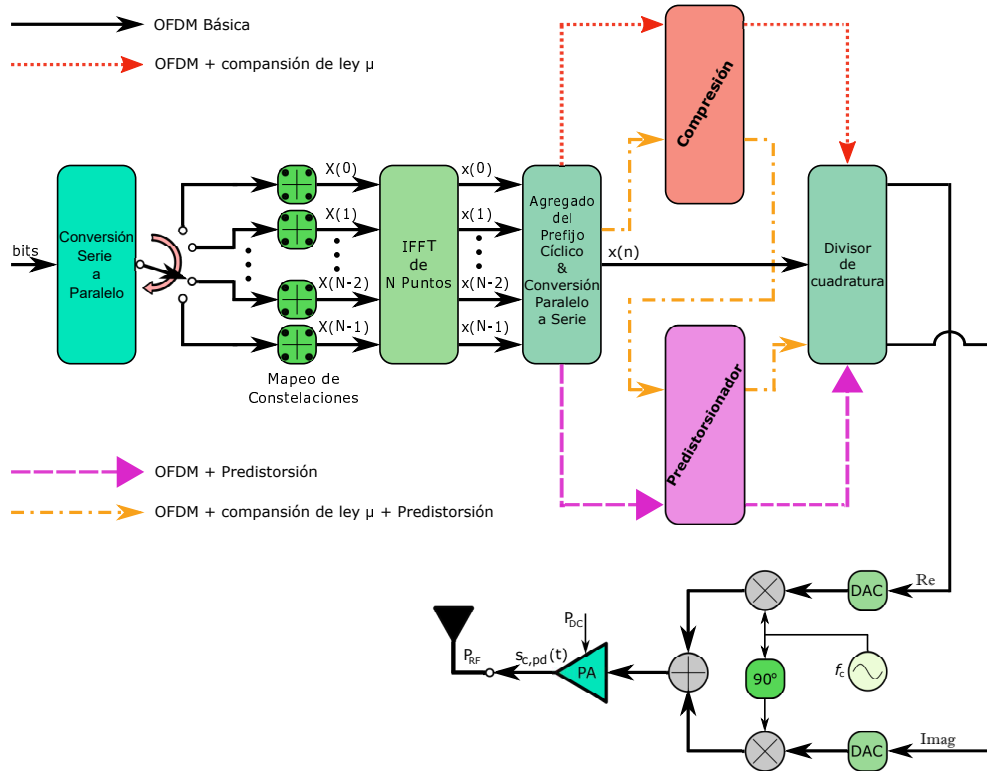


Figura 5.5: Diagrama en bloques del transmisor de OFDM propuesto en el cual se aplican diferentes técnicas de compensación.

En la Figura 5.6 se muestra la función de transferencia de un SSPA y su salida linealizada mediante la técnica de predistorsión. En la Figura 5.7 se ilustra un diagrama en bloques que describe el principio del proceso de predistorsión en banda base. En la misma, el PA posee una característica descrita por $f_{PA}(\cdot)$ mientras que el DPD una descrita por $f_{PD}^1(\cdot)$.

Una correcta estimación de la respuesta del amplificador es requerida para alcanzar un buen desempeño en el predistorsionador. Sin embargo, la implementación de la inversa de un modelo no lineal como es el caso del SSPA, introducida en la Ecuación 3.4, en la Sección 3.3.1.1 es una tarea compleja. Un enfoque básico es utilizar un ajuste polinómico para capturar las características no lineales del PA. En primera instancia, se utiliza una secuencia de entrenamiento con suficiente rango dinámico para exponer la característica de no linealidad. Luego, se usa una versión muestreada de la salida de RF del PA [88] de manera de obtener dichos parámetros no lineales y poder construir un polinomio que describa lo más adecuadamente posible el comportamiento del PA. De esta manera, suponiendo un PA sin memoria y considerando solo la función de transferencia de

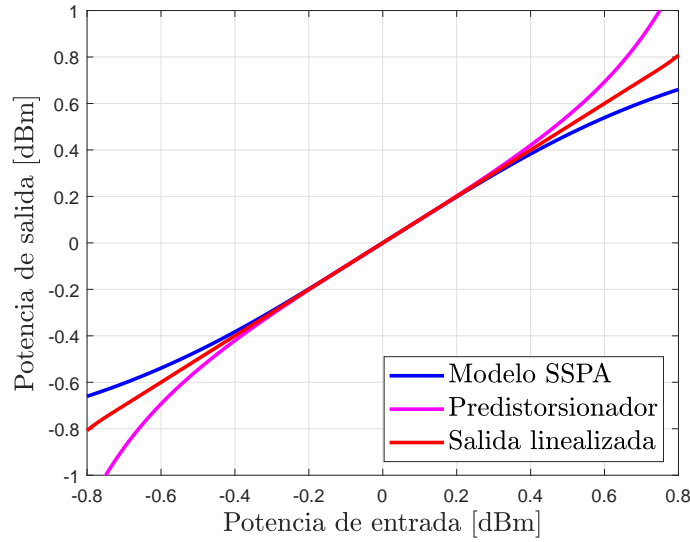


Figura 5.6: Función de transferencia de un SSPA, un predistorsionador y la salida linealizada.

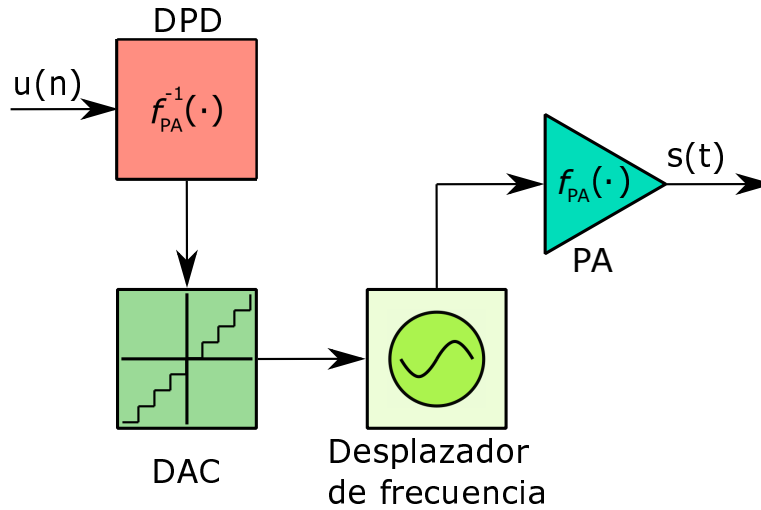


Figura 5.7: Diagrama en bloques del proceso de predistorsión.

la característica AM/AM, la no linealidad estática se puede modelar usando un polinomio como

$$s(t) = \hat{f}_{PA}[x(t)] = \sum_{i=0}^P a_i |x(t)|^i, \quad (5.15)$$

donde $x(t)$ es la señal de entrada, $s(t)$ es la señal de salida del PA y $\{a_i\}_{i=0}^P$ son los coeficientes polinómicos, donde P es el orden del polinomio.

A través de la versión muestreada de la salida del PA y utilizando métodos de estimación de parámetros lineales bien conocidos, como son mínimos cuadrados (*least squares*) (LS), mínimos cuadrados medios (*least mean squares*) (LMS) o el algoritmo de gradiente descendente (*gradient descent*) (GD) [89, 90], puede

modelarse, mediante un nuevo polinomio, la función inversa del PA. La señal de salida del modelo inverso $f_{PA}^{-1}[\cdot]$ del PA puede expresarse por

$$x_t(t) = f_{PA}^{-1}(s_t(t)) = \sum_{j=0}^Q \beta_j s_t^j(t), \quad (5.16)$$

donde $s_t(t)$ es la salida del PA obtenida por medio de la secuencia de entrenamiento $x_t(t)$ y Q es el orden del polinomio.

Cabe mencionar que el orden polinomial debe seleccionarse para obtener una capacidad de linealización razonable teniendo en cuenta la estabilidad numérica del algoritmo de identificación, debido a que los polinomios de alto orden pueden tener comportamientos oscilatorios y conducir a ajustes de datos de baja calidad y errores numéricos.

Utilizando las versiones muestreadas de $x_t(t)$ y $s_t(t)$, es decir, $x_t[n]$ y $s_t[n]$, pueden definirse los vectores de señal, $\mathbf{x}_t = [x_t[1], x_t[2], \dots, x_t[N]]^T$ y $\mathbf{s}_t = [s_t[1], s_t[2], \dots, s_t[N]]^T$, de dimensiones $N \times 1$, donde $()^T$ denota el operador traspuesto. A partir de estos vectores, se forman las matrices de *Vandermonde* de dimensiones $N \times P$, las cuales están determinadas, respectivamente, por $\bar{\mathbf{X}}_t = [\mathbf{1}, \mathbf{X}_t, \mathbf{X}_t^2, \dots, \mathbf{X}_t^P]$ y $\bar{\mathbf{S}}_t = [\mathbf{1}, \mathbf{S}_t, \mathbf{S}_t^2, \dots, \mathbf{S}_t^P]$.

De esta manera, desde el enfoque de LS, los coeficientes β_j pueden obtenerse como

$$\hat{\boldsymbol{\beta}} = [\bar{\mathbf{S}}_t^\dagger \bar{\mathbf{S}}_t]^{-1} \bar{\mathbf{S}}_t^\dagger \bar{\mathbf{X}}_t, \quad (5.17)$$

donde $\hat{\boldsymbol{\beta}} = [\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_Q]$ son los coeficientes estimados de $f_{PA}^{-1}[\cdot]$ [88].

Finalmente, la función de predistorsión polinomial $P_d(x)$ de orden Q , utilizada para linealizar la no linealidad estática [91], está dada por

$$\hat{P}_d[x(t)] = f_{PA}^{-1}(s_t(t)) = \sum_{j=0}^Q \beta_j a_j x(t)^j = \sum_{j=0}^Q b_j |x(t)|^j, \quad (5.18)$$

donde $b_j = \beta_j a_j$.

Basada en el modelo polinomial de no linealidad estática, la salida de la

cascada del predistorsionador-amplificador se puede escribir como

$$s(t) = \sum_{i=0}^P a_i \left(\sum_{j=0}^Q b_j |x(t)|^j \right)^i. \quad (5.19)$$

5.5.2. Técnica de compansión

La segunda técnica propuesta para la reducción de la **PAPR** de la señal está basada en una técnica de compansión (acrónimo de compresión y expansión), a través de la cual la señal transmitida es comprimida en el transmisor y luego expandida en el receptor.

Cabe mencionar que, aunque fueron evaluadas varias técnicas distintas de compansión, como son, entre otras, la compansión a través de la función de error [92], la compansión a través de la función de error complementario [93] o la compansión exponencial [94, 95], se adopta la compansión de ley μ [80] ya que proporciona resultados satisfactorios con una implementación de baja complejidad.

La compresión-expansión regida por la ley μ es una técnica popular y robusta de cuantificación digital que permite reducir el rango dinámico (y evitar la distorsión de cuantificación) de las señales de voz. Las señales del habla se componen en gran parte de pequeñas amplitudes, ya que son las más importantes para la percepción del habla y, por lo tanto, las más probables. Por el contrario, las amplitudes más grandes no son tan comunes y tienen una probabilidad de ocurrencia muy baja. Esta probabilidad de ocurrencia de amplitudes altas y bajas se puede extrapolar a una señal **OFDM**. Para un gran número de subportadoras, la señal **OFDM** en el dominio del tiempo sigue una distribución Gaussiana compleja. En otras palabras, los valores más altos tienen una baja probabilidad de ocurrencia mientras que la probabilidad de ocurrencia de valores bajos y medios es mucho mayor.

Las funciones de compresión y expansión, asociadas a la técnica de compansión de ley μ , se describen mediante las siguientes expresiones

$$F_C(x) = \frac{A \ln \left(1 + \frac{\mu|x|}{A} \right)}{\ln(1 + \mu)} \text{sgn}(x), \quad (5.20)$$

$$F_C^{-1}(x) = \frac{\left(\exp\left(\frac{|x|\ln(1+\mu)}{A}\right) - 1\right) A}{\mu} \text{sgn}(x), \quad (5.21)$$

donde A especifica el pico máximo de la secuencia de datos de entrada, μ es el parámetro de compresión [96], \ln es el logaritmo natural y $\text{sgn}(\cdot)$ es la función signo.

Algunos perfiles típicos de compresión con diferentes valores de μ se ilustran en la Figura 5.8.

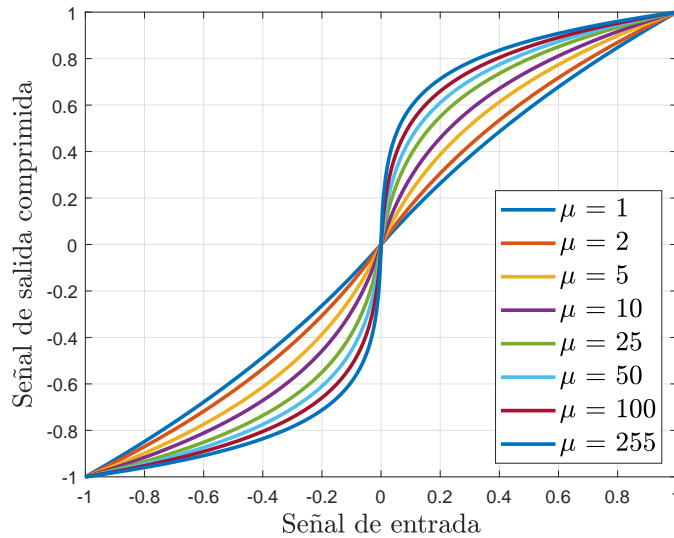


Figura 5.8: Perfiles de compresión de la ley μ .

En la Figura 5.9 se ilustra como el proceso de compresión tiene como consecuencia la expansión del espectro de la señal, generando distorsión fuera de banda.

Como se mencionó, para caracterizar la distorsión fuera de banda, se emplea la **ACPR**, definida a través de la Ecuación 5.2. Por ejemplo, aunque el proceso de compresión genera la expansión del espectro de la señal, incluso si se utilizara un $\mu = 255$, no se alcanza una **ACPR** lo suficientemente elevada como para superar la máxima impuesta por las regulaciones de las bandas ISM, llegando a ser de -17 dBm/MHz, aproximadamente.

En la Figura 5.10 se muestra, a través de la función de densidad de probabilidad (*probability density function*) (**PDF**), la comparación entre las amplitudes de una señal **OFDM** básica y una señal **OFDM** comprimida usando diferentes valores de μ , antes de ser amplificadas por el **PA**.

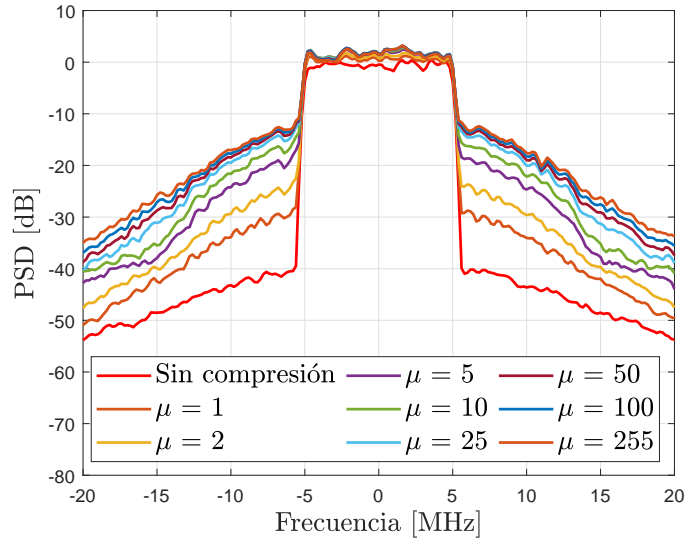


Figura 5.9: Expansión del espectro de la señal debida a la compresión de la ley μ .

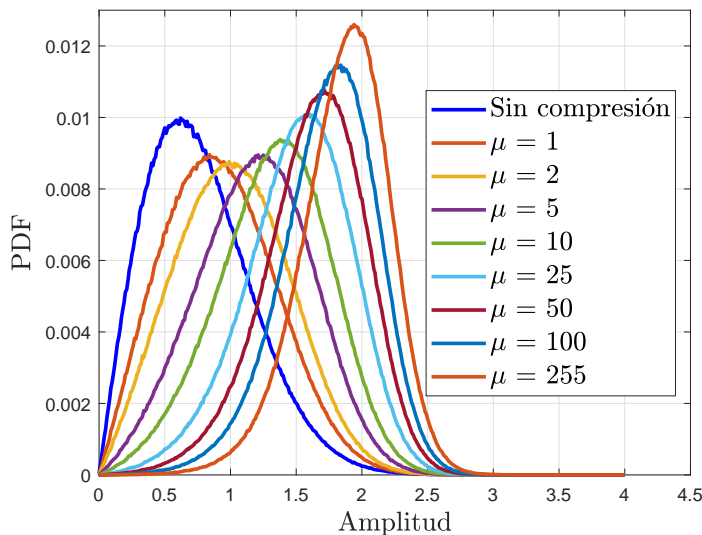


Figura 5.10: Comparación a través de la PDF de las amplitudes de una señal OFDM básica y una señal OFDM comprimida usando diferentes valores de μ , antes de ser amplificadas por el PA.

Puede apreciarse que el valor medio de la PDF se desplaza hacia la derecha gracias al efecto de la compresión. Esto significa que la señal permanece en valores más altos con mayor probabilidad, reduciéndose su rango dinámico. En un primer vistazo y gracias a este efecto, podría decirse que siempre se logra mejorar la eficiencia del PA al acotar la excursión del mismo gracias a la compresión. Sin embargo, la utilización de niveles elevados de compresión hacen que la señal quede por encima del punto de saturación del PA en demasiadas ocasiones, generándose

demasiado *clipping* y, por consiguiente, niveles inaceptables de distorsión que hacen inviable la transmisión de información. Esto se debe a que, en este esquema, se selecciona el nivel de **IBO** igual al nivel de **PAPR**. Al reducirse estos niveles, el punto de operación del **PA** queda ubicado en una zona muy cercana a la de saturación, lo que lleva a alcanzar niveles intolerables de *clipping* con amplitudes muy bajas de la señal original. Estos efectos hacen necesario que, para obtener un correcto funcionamiento del sistema, sea imprescindible encontrar un valor de compromiso para el parámetro μ de compansión.

Este efecto de *clipping* debido a la compresión se ilustra en la Figura 5.11

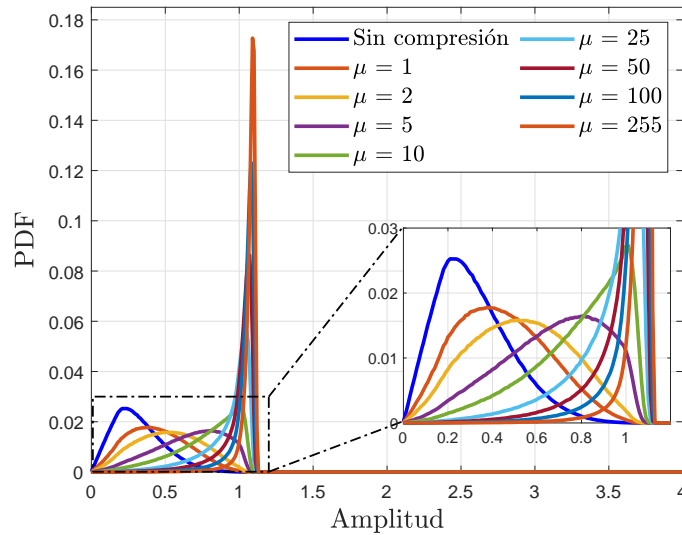


Figura 5.11: Comparación entre las PDF de las amplitudes de una señal OFDM básica y señales OFDM comprimidas usando diferentes valores de μ después de ser amplificadas por el PA.

5.6. Diseño de las técnicas de DPD y compansión para la WPT

En esta sección, se analizan las estrategias de diseño de las etapas de **DPD** y de compansión. Mientras que el diseño de la primera sigue un razonamiento similar al de las arquitecturas **DPD** clásicas no específicas de **WPT**, el diseño de la etapa de compansión requiere una formulación y justificación más detalladas.

5.6.1. Técnica de predistorsión

Como se menciona, gracias a la aplicación de la técnica de predistorsión, se logra extender el rango de operación del PA, reduciéndose los niveles de IBO necesarios y alcanzando mejores niveles de eficiencia del PA. Esta reducción de los niveles de IBO aplicados a la señal de entrada se indica a través de un coeficiente llamado factor de reducción de IBO. Este factor, expresado en dB, señala que por cada 1 dB que se aumente, se reduce 1 dB el IBO aplicado. En la Figura 5.12 se ilustra cómo se aumenta la eficiencia del PA a medida que se aumenta el factor de reducción de IBO, que corresponde con la reducción del nivel de IBO.

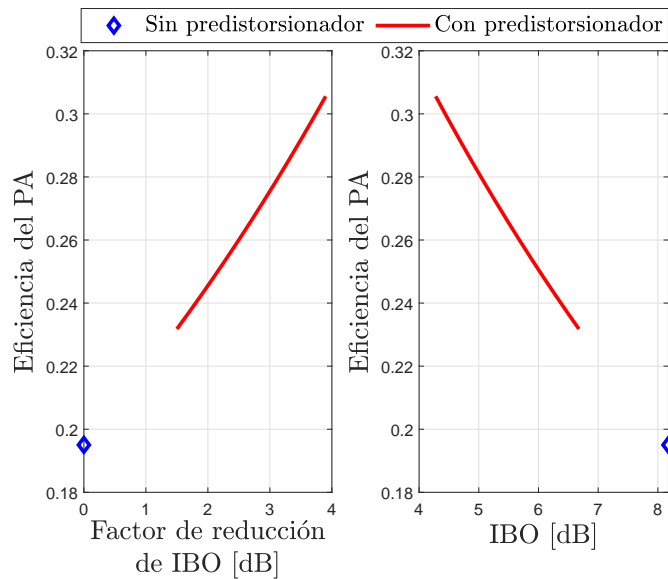


Figura 5.12: Eficiencia del PA en función del factor de reducción de IBO y del IBO.

Por lo tanto, el objetivo es diseñar el IBO de modo que se minimicen los efectos no lineales del PA y que el mismo funcione en una región de mayor eficiencia. Una opción posible para elegir un valor de factor de reducción de IBO es elegir uno que permita el mismo nivel de EVM que el requerido para transmitir una señal OFDM básica. Para un PA determinado (es decir, factor de suavidad p y amplitud de saturación de salida A_s), los pasos algorítmicos se describen en el Algoritmo 2.

Para el análisis, los parámetros para el modelo de PA, (descrito por la Ecuación 3.4 de la Sección 3.3.1.1) se establecen en $p = 1,2$ y $A_s = 1$. Las respuestas del PA y del DPD se aproximan mediante polinomios de orden $P = 4$ y $Q = 7$, respectivamente.

Algoritmo 2: Diseño de la etapa de predistorsionador digital

- 1: Se define el orden de aproximación P y Q para las aproximaciones polinómicas en (5.15) y (5.18).
- 2: Se calculan los coeficientes $\{a_i\}_{i=0}^P$ y $\{b_j\}_{j=0}^Q$ utilizando LS.
- 3: Se elige el IBO de manera que $\text{EVM}_{\text{DPD}} = \text{EVM}_{\text{noDPD}}$.

En la Figura 5.13 se presenta la variación de **EVM** en función del factor de reducción de **IBO** y del **IBO**. A partir de esta figura puede inferirse que un valor apropiado para el factor de reducción de **IBO** es de 2,7 dB, permitiendo una mejora en la eficiencia del **PA**.

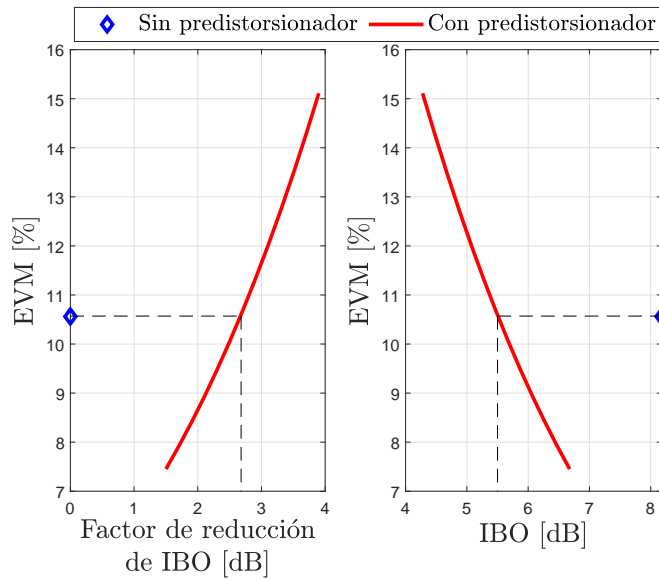


Figura 5.13: EVM en función del factor de reducción de IBO y del IBO.

5.6.2. Técnica de compansión de ley μ

El efecto de un compresor sobre una señal es la compresión de la amplitud de la misma. Por lo tanto, a medida que se incrementa el parámetro μ , se consigue una mayor compresión de la señal de entrada, reduciéndose la **PAPR** de la misma. Esto se ilustra en las Figura 5.14.

En la Figura 5.15, se ejemplifica cómo pueden obtenerse mayores niveles de eficiencia del **PA** a medida que se aumenta el valor del parámetro μ gracias al proceso de compresión, al tiempo que se reducen los niveles de **IBO**. También puede verse que la mayor mejora en la eficiencia del **PA** se consigue para valores más bajos de μ , mientras que dicha mejora tiende a saturarse a medida que μ se incrementa más.

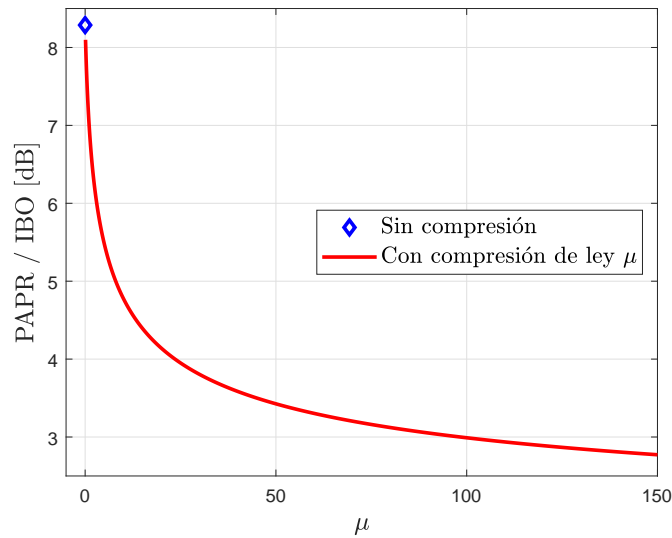


Figura 5.14: Reducción de la PAPR de una señal OFDM utilizando compresión de ley μ .

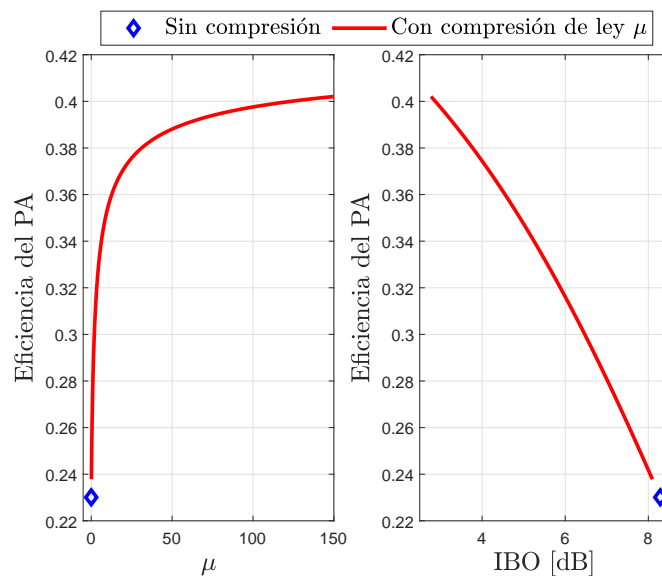


Figura 5.15: Eficiencia del PA en función del μ y del IBO.

Cabe mencionar que en el caso extremo de $\mu = 255$ se consigue una señal que se asemeja mucho a una señal de CW, aumentándose así la eficiencia del PA pero con la consecuencia de no transmitir ninguna información. Por otro lado, el uso de la compresión conlleva la adición de distorsión debido a la alta no linealidad de dicha operación. Un μ más alto puede reducir la distorsión del PA pero también aumentar drásticamente la distorsión debido a la compresión introducida en el rango dinámico de la señal. Teniendo en cuenta estos aspectos, es necesario encontrar un valor de compromiso de μ que consiga la menor distorsión global

posible, permitiendo niveles adecuados de tasa de información y de energía cosechada. En la siguiente derivación, se caracteriza la relación entre la **SNR** y la distorsión introducida por el proceso de compresión y expansión.

La señal comprimida obtenida después del proceso de compresión, se puede expresar, a través de de la Ecuación 5.20, por

$$x_c(n) = \frac{A \ln \left(1 + \frac{\mu |x(n)|}{A} \right)}{\ln(1 + \mu)} \text{sgn}(x(n)). \quad (5.22)$$

Esta señal comprimida luego es convertida al dominio temporal y amplificada por el **PA**. Este último proceso introduce un término de distorsión aditivo $w_d(t)$ con media cero y varianza σ_d^2 . La señal resultante se puede expresar por

$$s_c(t) = K_{L,c} x_c(t) + w_d(t), \quad (5.23)$$

donde $K_{L,c}$ es obtenida de la Ecuación 3.12 pero aplicando la técnica de compresión de ley μ . La variación de $K_{L,c}$ en función de μ y del **IBO** se ilustra en la Figura 5.16.

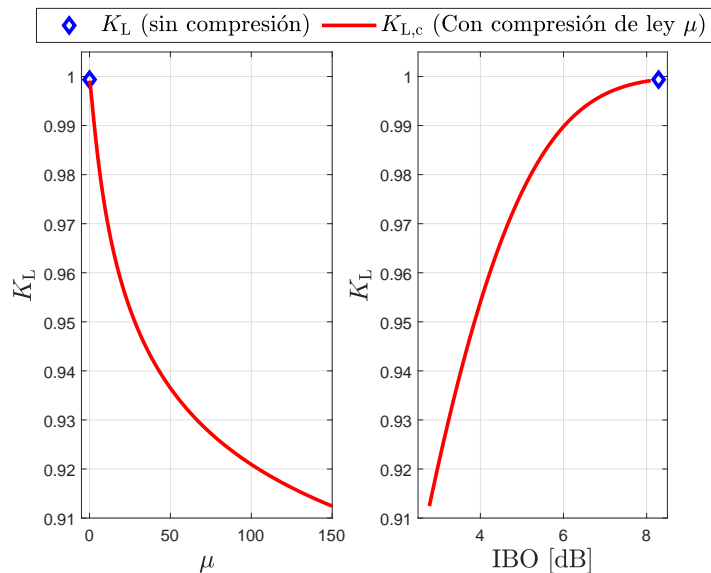


Figura 5.16: Variación de $K_{L,c}$ en función de μ y del IBO.

Del lado del receptor, la señal recibida se ve afectada por el ruido térmico, lo que induce la adición de un término de **AWGN**, $w_a(t)$, con media cero y varianza σ_a^2 . Luego, la señal recibida se convierte al dominio digital mediante un **ADC**, lo

que da como resultado

$$r(n) = K_{L,c} x_c(n) + w_d(n) + w_a(n). \quad (5.24)$$

Luego de aplicar el proceso de expansión, para recuperar la señal transmitida, se puede obtener la señal expandida $x'(n)$ mediante

$$x'(n) = \frac{A \exp\left(\frac{K_{L,c} x_c(n) + w_d(n) + w_a(n)}{A \operatorname{sgn}(x_c(n))} \ln(1 + \mu)\right) - A}{\mu \operatorname{sgn}(x_c(n))}, \quad (5.25)$$

dado que $\operatorname{sgn}(x_c(n)) = \operatorname{sgn}(x(n))$ y sustituyendo (5.22) dentro de (5.25), se obtiene

$$\begin{aligned} x'(n) &= \frac{A \exp\left(\frac{K_{L,c} \frac{A \ln\left(1 + \frac{\mu|x(n)|}{A}\right)}{\ln(1+\mu)} \operatorname{sgn}(x(n)) + w_d(n) + w_a(n)}{A \operatorname{sgn}(x(n))} \ln(1 + \mu)\right) - A}{\mu \operatorname{sgn}(x(n))} \\ &= \frac{A \left(1 + \frac{\mu|x(n)|}{A}\right)^{K_{L,c}} \exp\left((w_d(n) + w_a(n)) B\right) - A}{\mu \operatorname{sgn}(x(n))}, \end{aligned} \quad (5.26)$$

donde $B = \ln(1 + \mu) / (A \operatorname{sgn}(x(n)))$.

Es útil considerar, para valores pequeños del argumento, la función exponencial de la Ecuación 5.26 de la siguiente forma

$$\exp\left((w_d(n) + w_a(n)) B\right) \approx \left[1 + (w_d(n) + w_a(n)) B + \frac{(w_d(n) + w_a(n))^2 B^2}{2!} + \dots \right]. \quad (5.27)$$

En casos en los que se utilizan valores moderados de **IBO**, el término de distorsión suele ser pequeño y los términos de orden superior en la ecuación anterior son mucho más pequeños que el segundo término y pueden despreciarse. Por otro lado, como se puede observar en la Figura 5.16, el valor de $K_{L,c}$ se mantiene cercano a 1 (más aún cuando se aplican valores altos de **IBO**, es decir, con bajos valores de μ). Bajo estas circunstancias, la señal expandida se puede

aproximar como

$$\begin{aligned} x'(n) &= \frac{(A + \mu|x(n)|)(1 + (w_d(n) + w_a(n))B) - A}{\mu \operatorname{sgn}(x(n))} \\ &= x(n) + \frac{(w_d(n) + w_a(n))AB}{\mu} + x(n)(w_d(n) + w_a(n))B, \end{aligned} \quad (5.28)$$

donde $|x|/\operatorname{sgn}(x) = x$.

Con el objetivo de recuperar los datos originales, las muestras expandidas $x'(n)$ se envían al bloque de **FFT**. La señal equivalente en banda base en el dominio de la frecuencia en la subportadora k se obtiene aplicando la transformada discreta de Fourier (**DFT**), expresada por

$$\begin{aligned} D_m(k) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x'(n) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \\ &= \underbrace{\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}}}_{Y(k)} + \underbrace{\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w_d(n) \left(\frac{AB}{\mu} + x(n)B \right) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}}}_{D(k)} \\ &\quad + \underbrace{\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w_a(n) \left(\frac{AB}{\mu} + x(n)B \right) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}}}_{W(k)}. \end{aligned} \quad (5.29)$$

Suponiendo por simplicidad, pero sin pérdida de generalidad, que la señal **OFDM** transmitida $x[n]$ está normalizada (es decir, $\sigma_{\text{OFDM}}^2 = \mathbb{E}\{|x(n)|^2\} = 1$), se tiene que $\sigma_Y^2 = \mathbb{E}\{|Y(k)|^2\} = 1/N$.

A partir de (5.29), el término asociado al ruido de antena es

$$W(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w_a(n) \left(\frac{\ln(1 + \mu)}{\mu \operatorname{sgn}(x(n))} + x(n) \frac{\ln(1 + \mu)}{A \operatorname{sgn}(x(n))} \right) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}}, \quad (5.30)$$

cuya potencia media puede calcularse como

$$\sigma_W^2 = \mathbb{E}\{|W(k)|^2\} = \sigma_a^2 \left(\left(\frac{\ln(1 + \mu)}{\mu} \right)^2 + \left(\frac{\ln(1 + \mu)}{A} \right)^2 \right). \quad (5.31)$$

También, de (5.29), el término asociado con la distorsión introducida por el

PA es

$$D(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w_d(n) \left(\frac{\ln(1+\mu)}{\mu \operatorname{sgn}(x(n))} + x(n) \frac{\ln(1+\mu)}{A \operatorname{sgn}(x(n))} \right) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}}, \quad (5.32)$$

cuya potencia media puede obtenerse como

$$\sigma_D^2 = \mathbb{E} \{|D(k)|^2\} = \sigma_{d,c}^2 \left(\left(\frac{\ln(1+\mu)}{\mu} \right)^2 + \left(\frac{\ln(1+\mu)}{A} \right)^2 \right), \quad (5.33)$$

donde $\sigma_{d,c}^2$ es la varianza de la distorsión obtenida de la Ecuación 3.11 aplicando la técnica de compresión de ley μ .

Con fines ilustrativos, las Figuras 5.17 y 5.18 representan la variación de σ_W^2 y σ_D^2 , respectivamente, en función de μ y el IBO. Es preciso notar que el parámetro μ (y, en consecuencia, el IBO) puede diseñarse para minimizar los efectos del ruido y la distorsión.

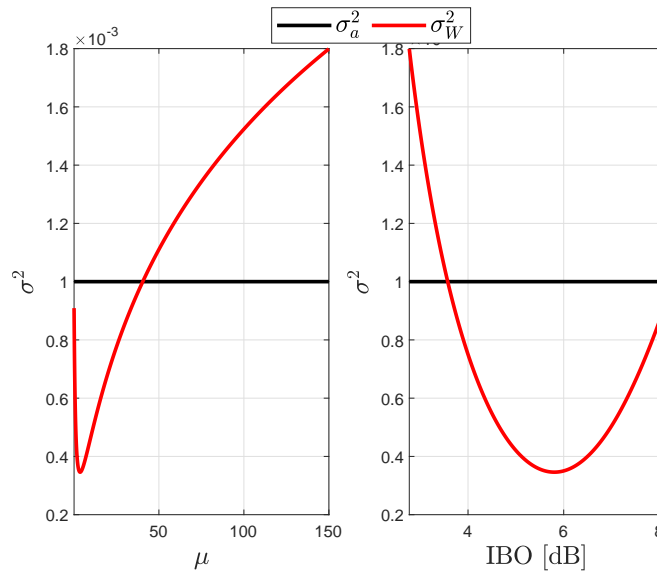


Figura 5.17: Potencia asociada con el término de ruido en función de μ y del IBO.

Finalmente, la relación señal a ruido (SNR^2) puede expresarse por

$$\text{SNR} = \frac{\sigma_Y^2}{\sigma_W^2 + \sigma_D^2} = \frac{1}{N (\sigma_a^2 + \sigma_{d,c}^2) \left(\left(\frac{\ln(1+\mu)}{\mu} \right)^2 + \left(\frac{\ln(1+\mu)}{A} \right)^2 \right)}. \quad (5.34)$$

Calculando la derivada de la SNR con respecto a μ e igualando a cero, se

²Para simplificar la notación, se incluye la distorsión como un término de ruido adicional en la definición de SNR.

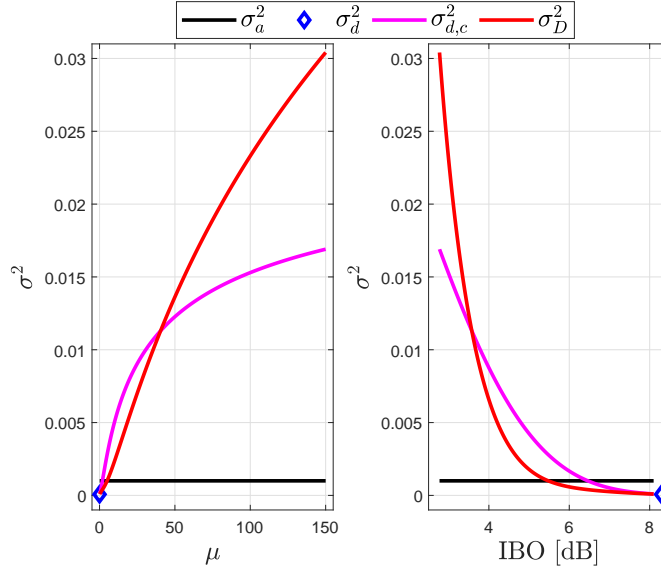


Figura 5.18: Potencia asociada con el término de distorsión en función de μ y del IBO.

puede evaluar numéricamente el valor de μ que maximiza la SNR. A modo de ejemplo, la variación de la SNR en función de μ y del IBO se muestra en la Figura 5.19.

Puede observarse que, para un tamaño de símbolo $N = 512$ y la compansión de ley μ utilizado en el diseño, la SNR se maximiza para un μ de aproximadamente 1,25.

5.6.2.1. Compromiso entre las funciones de tasa de información y potencia

Teniendo en cuenta los resultados anteriores, es posible reescribir las Ecuaciones 5.9 y 5.11 utilizando las expresiones de K_L y $w_d(n)$, definidas en las Ecuaciones 3.12 y 3.13, respectivamente, aplicando la compresión de ley μ y teniendo en cuenta las expresiones de las Ecuaciones 5.31 y 5.33. De esta manera, la tasa de información alcanzable, cuando se aplica la técnica de compansión de ley μ , puede expresarse por

$$C_c = \log_2 \left(1 + \frac{|h_{PE}|^2 (1 - \rho) P_{RF, Tx} K_{L,c}^2}{|h_{PE}|^2 (1 - \rho) P_{RF, Tx} \sigma_D^2 + (1 - \rho) \sigma_W^2 + \sigma_p^2} \right) \quad (5.35)$$

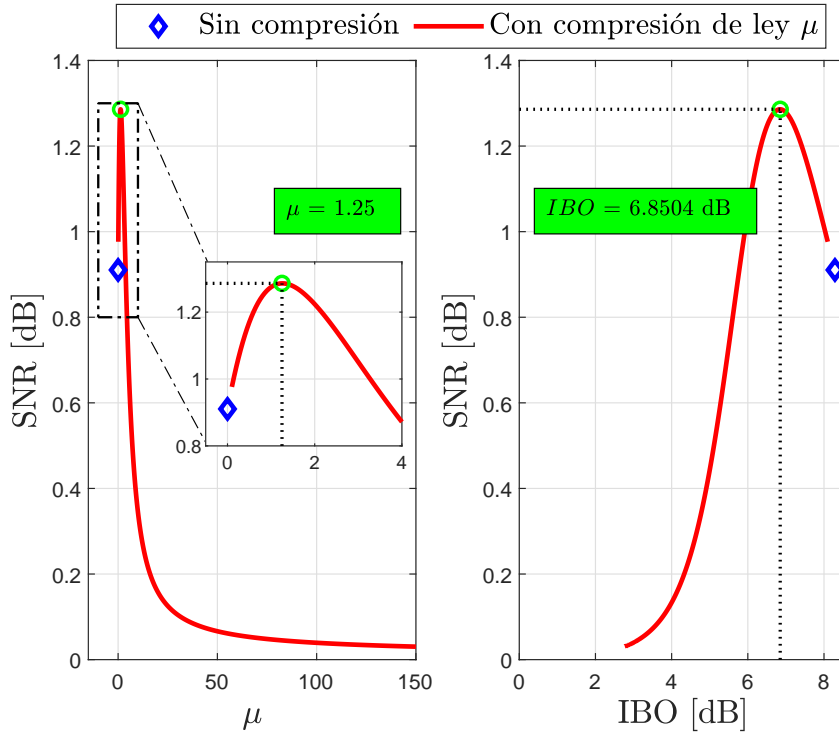


Figura 5.19: Variación de la SNR en función de μ y del IBO.

y la energía cosechada puede describirse por

$$E_c = \eta \left[|h_{PE}|^2 \rho P_{RF,Tx} (K_{L,c}^2 + \sigma_D^2) + \rho \sigma_W^2 + \sigma_p^2 \right] T. \quad (5.36)$$

Las Ecuaciones 5.35 y 5.36 se evalúan para los mismo parámetros típicos empleados para las Ecuaciones 5.9 y 5.12.

La dependencia de la tasa de información alcanzable y la energía cosechada con ρ se ejemplifican gráficamente en las Figuras 5.20 y 5.21, respectivamente.

Debido al valor extremo de ρ , seleccionado para satisfacer la gran diferencia entre las sensibilidades del cosechador de energía y del receptor de información, es necesario enfocarse en las regiones donde se encuentran los valores máximos de ρ . Allí puede observarse que para valores de μ entre 0 y 1,25 (el valor de compromiso presentado en la Sección 5.6.2), la tasa de información aumenta hasta alcanzar un valor máximo. Más allá de este valor de $\mu \cong 1,25$, la SNR comienza a disminuir haciendo que la tasa de información disminuya.

En la Figura 5.21 puede observarse la función de potencia en función de ρ . Para los valores más altos de ρ , puede verse que, a medida que aumenta el valor de μ , los niveles de potencia disminuyen hasta que μ alcanza el valor de compro-

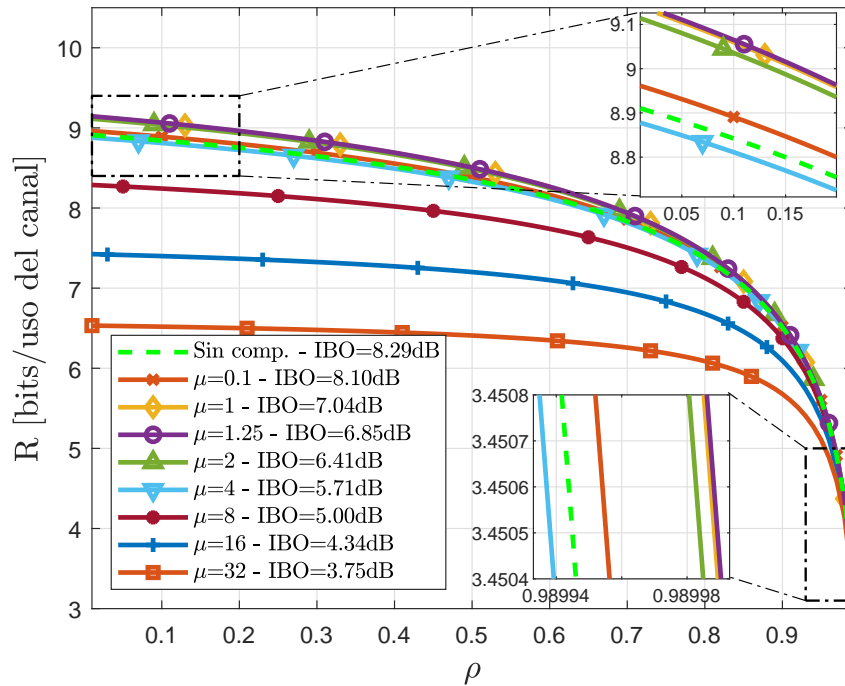


Figura 5.20: Tasa de información en función de ρ para varios valores de μ .

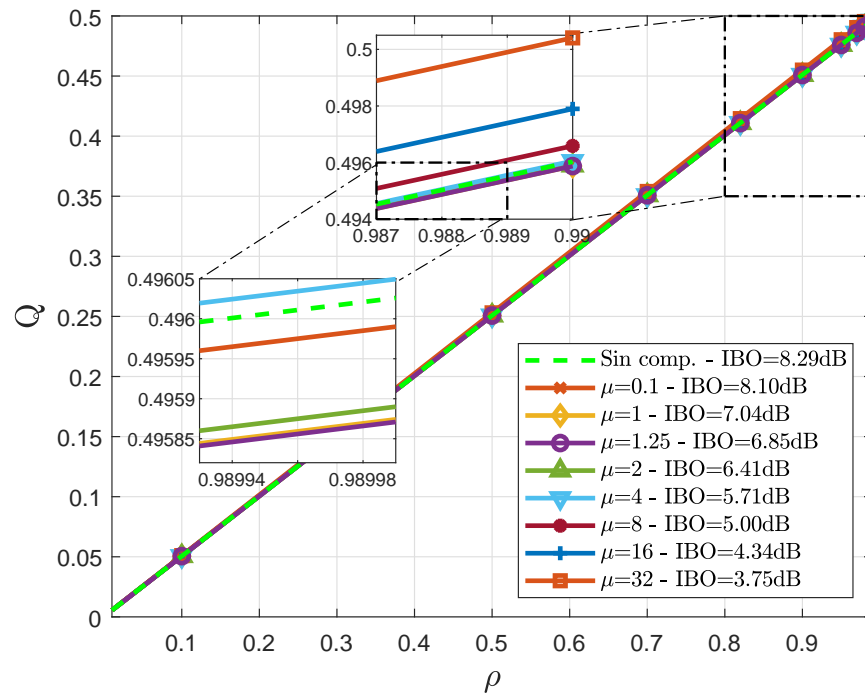


Figura 5.21: Potencia de cosecha en función de ρ para varios valores de μ .

miso. En ese valor de μ se produce un punto de inflexión y, de esta manera, a medida que aumenta μ , aumentan los niveles de potencia. Esto es debido a que, de acuerdo con la Ecuación 5.36, todos los términos contribuyen a energía acumu-

lada. Cuando el valor de μ excede el valor de compromiso calculado, la potencia del término asociado con el ruido de la antena σ_W^2 comienza a aumentar, lo que hace que aumente la potencia. Es interesante notar que, los niveles de potencia se mantienen a medida que se reduce el IBO, lo que contrasta fuertemente con los resultados de la Figura 5.3, es decir, cuando no se aplica ninguna compensación.

Una vez más, esta relación puede apreciarse mejor a través de la función de compromiso entre la tasa de información y la potencia de cosecha descrita en la Figura 5.22. Puede apreciarse que, empleando el valor de compromiso para μ , se obtienen el valor más alto de tasa de información mientras que la potencia de cosecha apenas se reduce de su valor máximo alcanzable, maximizándose la zona de trabajo del protocolo de PS y utilizándose valores reducidos de IBO.

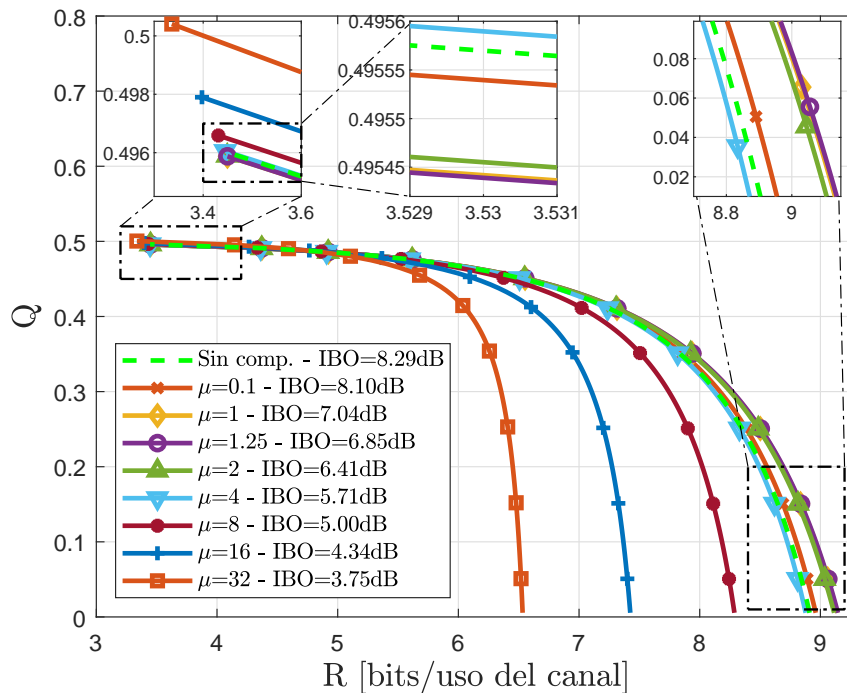


Figura 5.22: Relación entre la tasa de información y la potencia cosechada aplicando la técnica de expansión de ley μ .

5.7. Evaluación general de la eficiencia energética utilizando las técnicas propuestas

En esta sección se evalúa la eficiencia energética y el rendimiento de error del sistema SWIPT implementando las técnicas de compansión y de DPD, teniendo en cuenta las eficiencias del PA y del EH bajo un modelado realista.

La topología circuital que describe el comportamiento del rectificador del EH propuesto para este estudio es la mostrada en la Figura 3.6a, introducido en la Sección 3.4, la cual consta de un rectificador con un único diodo. La eficiencia de conversión de RF a CC ($\eta_{\text{RF-CC}}$) se ilustra en la Figura 3.11 utilizando los mismos parámetros que en dicha Sección, presentados en la Tabla 3.1.

Sin pérdida de generalidad, se supone que la distancia entre la PB y el EH es de un metro. Dicha distancia se considera dentro de la región de campo lejano para la frecuencia de funcionamiento. La señal de OFDM está compuesta por $N = 512$ subportadoras con una separación entre subportadoras $\Delta_f = 15$ kHz, el esquema de modulación por subportadora es QPSK y la frecuencia de operación es $f = 915$ MHz. El siguiente conjunto de evaluaciones se lleva a cabo sobre diferentes tipos de canales, es decir, AWGN, Rice y Rayleigh de un único *tap* y varios *taps*.

5.7.1. Canal AWGN

Se analiza el rendimiento del sistema suponiendo un canal AWGN, que sirve como límite superior en términos de rendimiento.

En primer lugar, se consideran los casos en los que el DPD y la compansión se utilizan de manera separada para comprender mejor sus efectos sobre las eficiencias del PA y el EH. Luego, se evalúa la combinación de ambas técnicas.

5.7.1.1. Técnica de predistorsión

Se considera un PA y un DPD como los asumidos en la Sección 5.6.1. Por lo tanto, para el conjunto de parámetros considerados, un factor de reducción de IBO de unos 2,7 dB permite obtener el mismo EVM que en ausencia del DPD.

Eligiendo este valor de IBO, se consigue un incremento de la eficiencia del PA del orden del 6,8 %.

La eficiencia global de extremo a extremo³ se representa en la Fig. 5.23, como el producto entre la eficiencia del PA (η_1) y la eficiencia del EH (η_3).

Puede observarse que el uso de un DPD permite mejorar la eficiencia extremo a extremo. Sin embargo, esta ganancia de eficiencia es causada únicamente por la mejora conseguida en el PA ya que, como se ilustra en la Figura 5.24, la eficiencia del EH no se ve afectada por el DPD. Esto es coherente con el hecho de que, al linealizar la respuesta del PA mediante el DPD, se minimizan las no linealidades del PA. Esto también puede confirmarse al observar los valores de BER en la Figura 5.25, que no se modifican debido a la operación del DPD, ya que el EVM global apenas se ve afectado en comparación con el caso de referencia sin DPD.

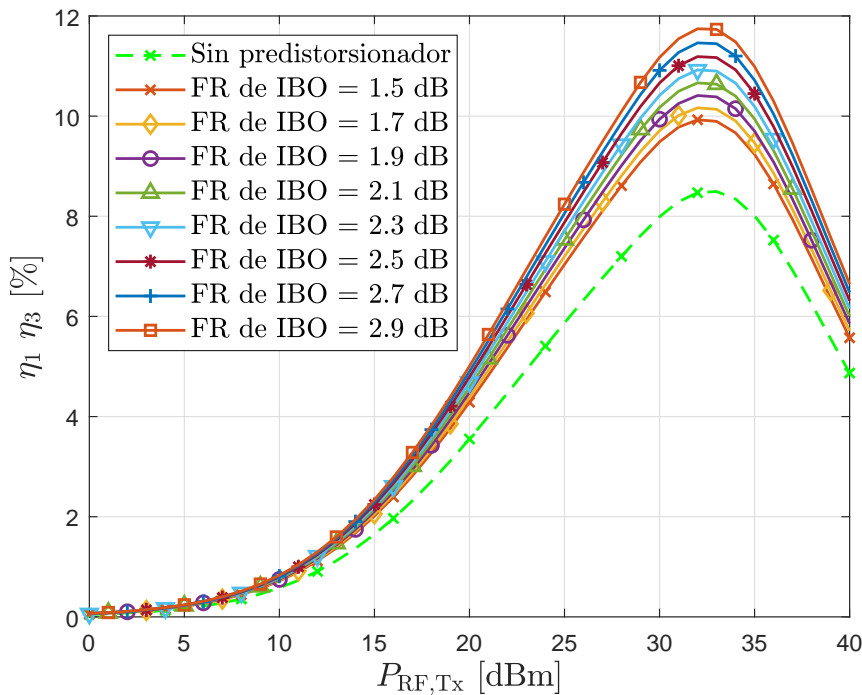


Figura 5.23: Eficiencia energética de extremo a extremo para la técnica de DPD para diferentes valores de factor de reducción (FR) de IBO.

³Para simplificar la discusión, se ha eliminado η_2 de la evaluación de la eficiencia extremo a extremo, ya que su efecto solo depende de la distancia entre el origen y el destino.

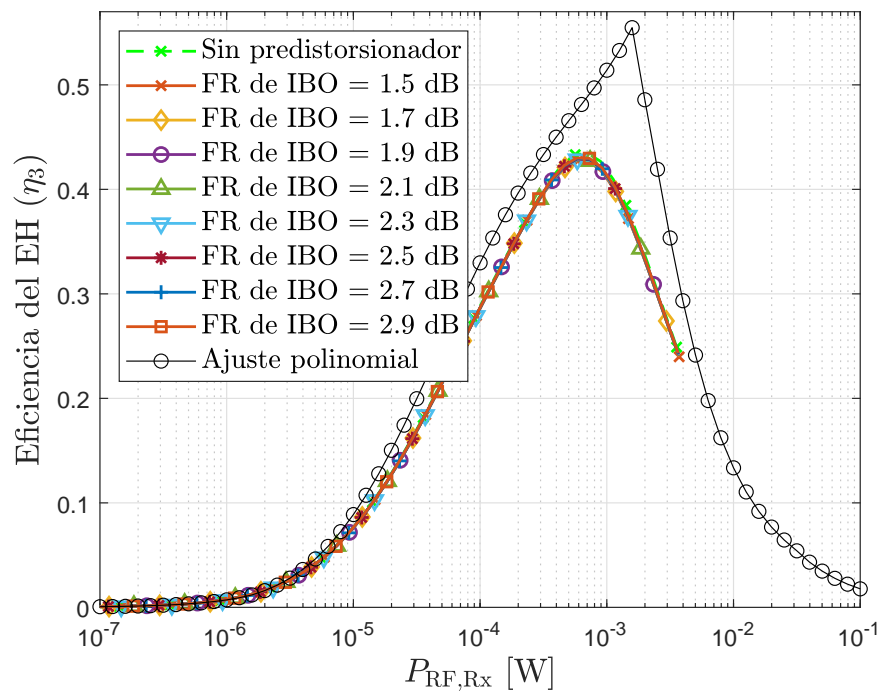


Figura 5.24: Eficiencia del EH para diferentes valores de factor de reducción (FR) de IBO.

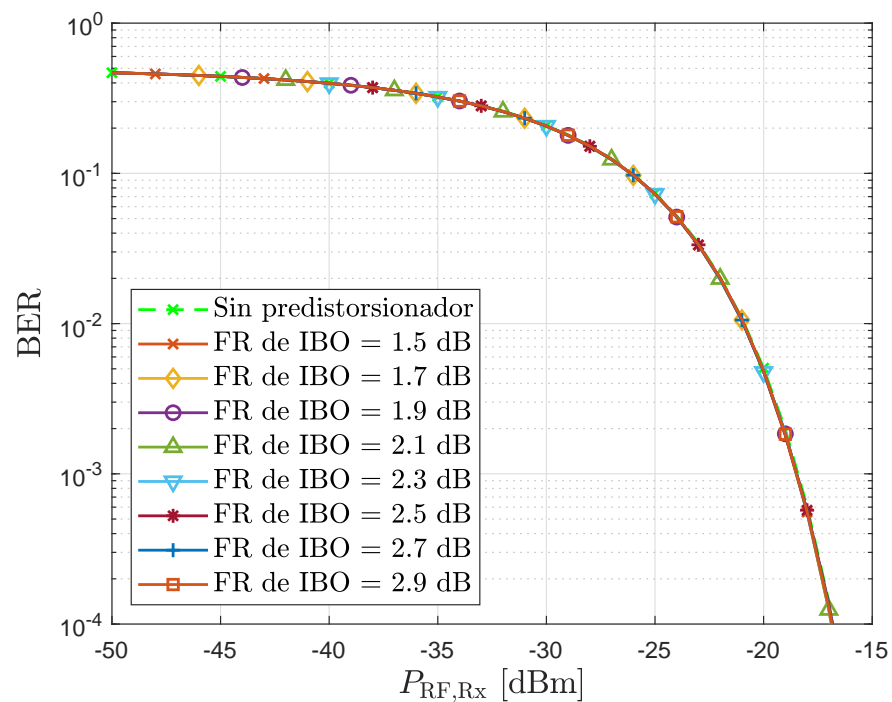


Figura 5.25: BER para diferentes valores de factor de reducción (FR) de IBO.

5.7.1.2. Técnica de compansión de ley μ

A través de la derivación realizada en la Sección 5.6.2, se elige el valor de compromiso $\mu = 1,25$ que maximiza la SNR. Con este valor se consigue una reducción del IBO de alrededor de 1,4 dB, lo que se traduce en un incremento de la eficiencia del PA de alrededor del 3,4 %.

Para evaluar la eficiencia del EH cuando se aplica la técnica de compansión sobre la señal, se utiliza el modelo de rectificador no lineal basado en el ajuste polinómico. En la Figura 5.26, se representa la eficiencia del EH para diferentes valores de μ .

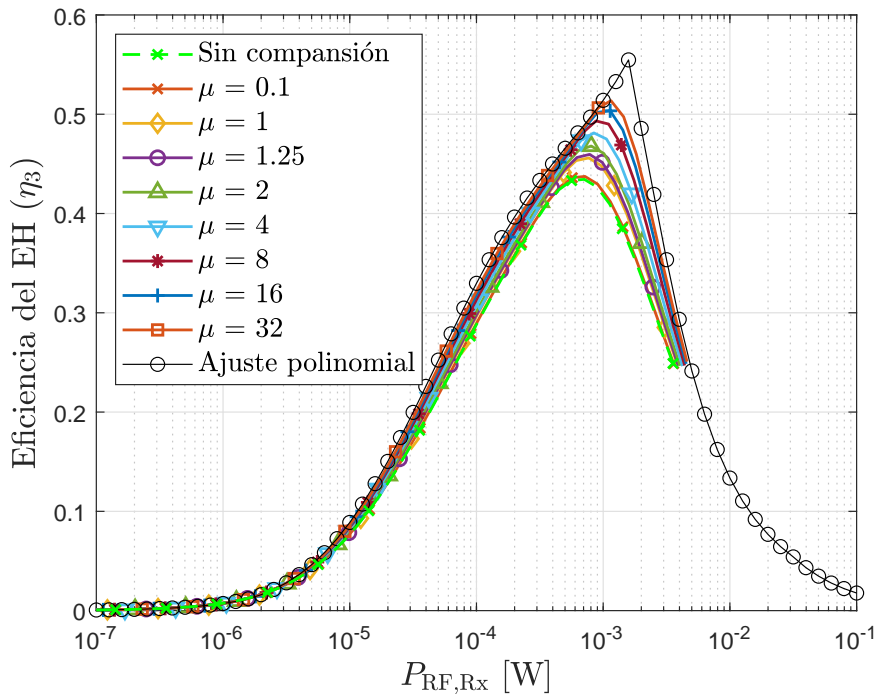


Figura 5.26: Eficiencia del EH para diferentes valores de μ .

A primera vista, puede concluirse que la eficiencia del EH mejora al aumentar el parámetro μ debido a que el proceso de compansión provoca un aumento de la potencia media de la señal. Una mayor potencia de entrada promedio permite valores de eficiencia más altos, debido a menores pérdidas en el diodo rectificador. Sin embargo, esta mejora tiene un precio que se ve reflejado en la degradación del rendimiento de la transferencia de información. Esto se observa en la Figura 5.27, donde el mejor rendimiento del BER se obtiene para el valor de compromiso de $\mu = 1,25$. Esto es coherente con lo observado en la Figura 5.20. Hasta cierto

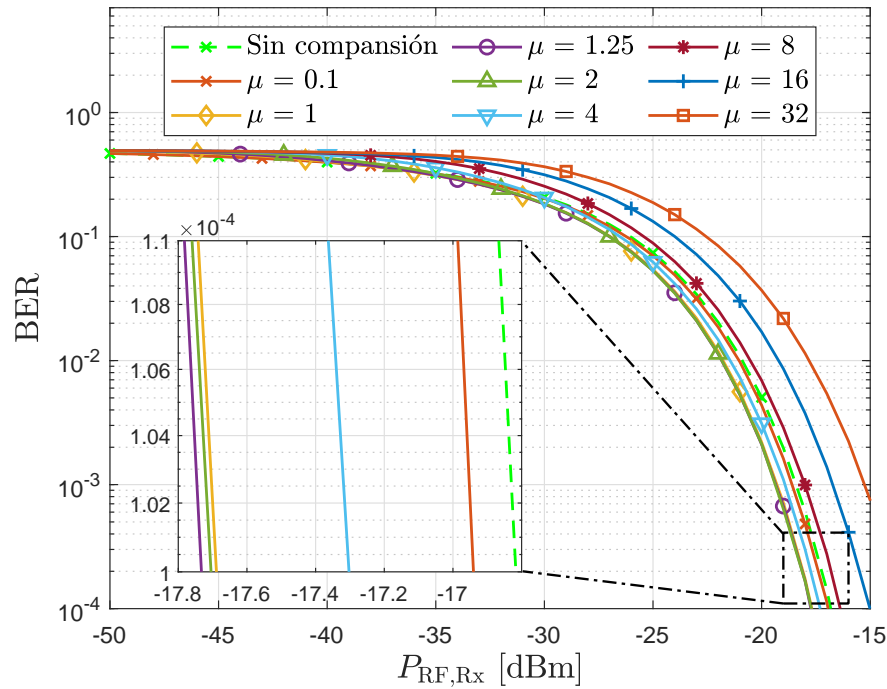


Figura 5.27: BER para diferentes valores de μ .

punto, entonces, puede afirmarse que el uso de la compansión no solo mejora la eficiencia del EH, sino también el rendimiento del BER.

Finalmente, la mejora de la eficiencia de extremo a extremo debida a la técnica de compansión se representa en la Figura 5.28. Una vez más, la mejor eficiencia se consigue con valores altos de μ ; sin embargo, el valor de compromiso de μ también mejora la eficiencia de extremo a extremo.

5.7.1.3. Combinando las técnicas de predistorsión y compansión

A continuación se avalúa el rendimiento del sistema cuando se combinan las técnicas de DPD y de compansión. Considerando los parámetros de linealización para el DPD y los valores de $\mu = 1,25$, derivados en las Secciones 5.6.1 y 5.6.2, respectivamente, la combinación de DPD y compansión permite una reducción del IBO de casi 4 dB, lo que mejora la eficiencia del PA en un 11,9%. Aunque la eficiencia del EH no se ve afectada por el DPD, ésta si puede mejorarse utilizando la técnica de compansión como se muestra en la Figura 5.29. Además, puede verse en la Figura 5.30 que el rendimiento de la BER mejora cuando se utilizan conjuntamente ambas técnicas. También se observa que la eficiencia de extremo

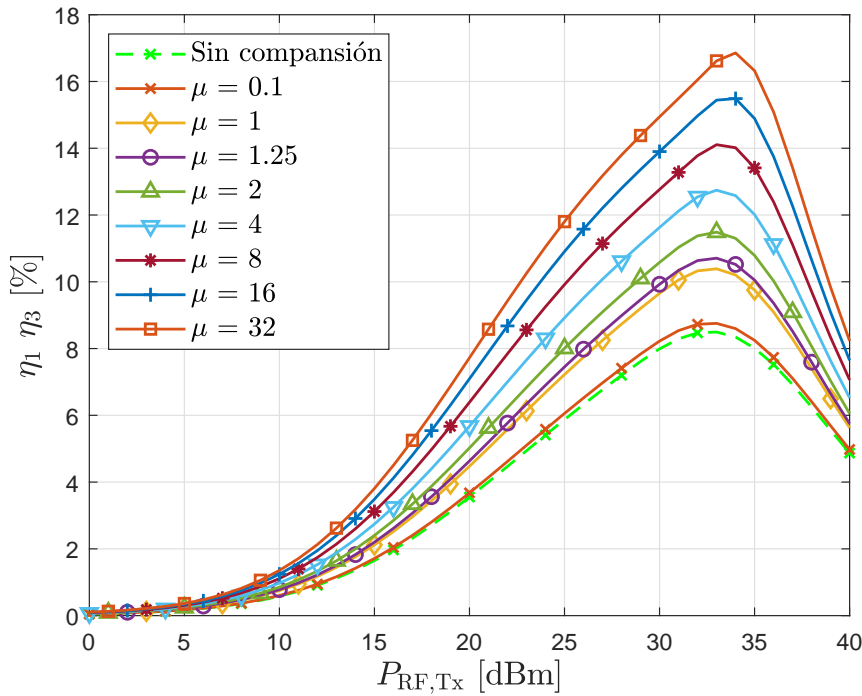


Figura 5.28: Eficiencia energética de extremo a extremo para la técnica de compansión de ley μ .

a extremo mejora cuando se combinan las técnicas de DPD y compansión, como confirma la Figura 5.31 y los valores listados en la Tabla 5.1, donde η_1 y η_3 representan las eficiencias del PA y del EH, respectivamente.

Tabla 5.1: Mejoras en la eficiencia energética - canal AWGN.

Eficiencia del EH medida con $P_{RF,Rx} = 0$ dBm. Eficiencia energética de extremo a extremo medida con $P_{RF,Tx} = 30$ dBm.

	η_1 [%]	η_3 [%]	$\eta_1 \eta_3$ [%]
OFDM básica	19.9	43.4	8.6
Predistorsión	26.7	42.9	11.4
Compansión de ley μ	23.3	45.9	10.7
Predistorsión + compansión de ley μ	31.8	45.5	14.5

5.7.2. Canales con desvanecimiento

Aunque el canal AWGN sirve como buena referencia a fines comparativos, también es necesario evaluar el rendimiento en presencia de desvanecimiento. Se consideran diferentes casos de canales con desvanecimiento, como se indica a continuación: *i*) Canal de Rice plano (es decir, con una fuerte componente de LOS, $K_r=20$ dB), *ii*) Canal de Rayleigh plano (es decir, con una única componente

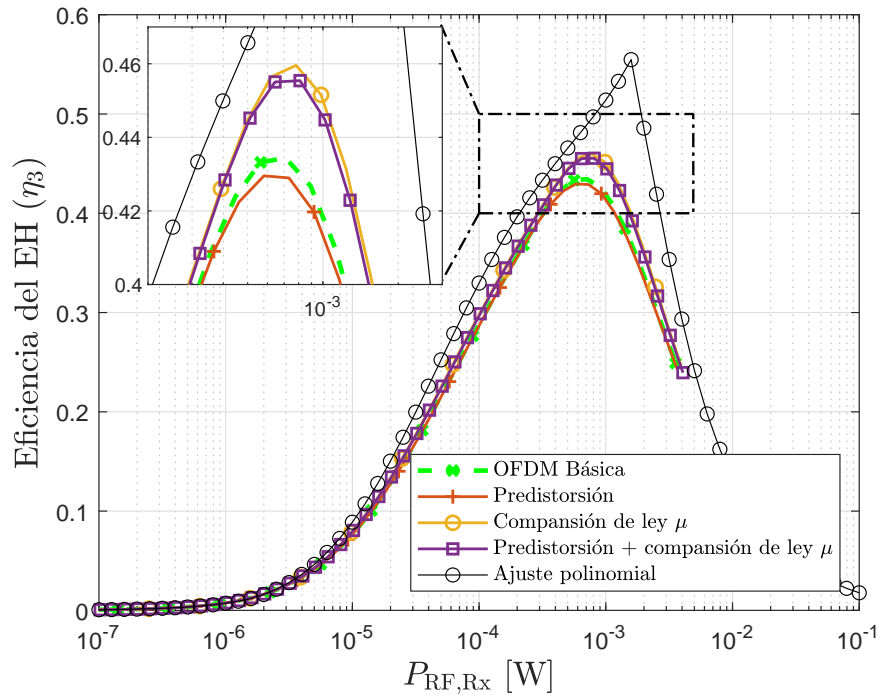


Figura 5.29: Comparación de la eficiencia del EH para las técnicas de DPD, compansión y DPD+compansión.

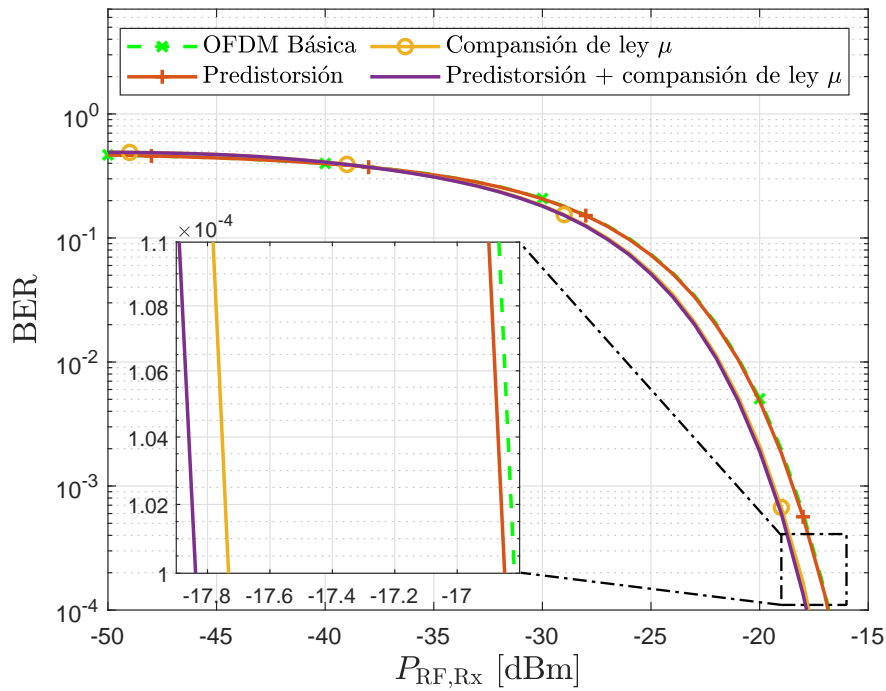


Figura 5.30: Comparación del rendimiento de la BER para las técnicas de DPD, compansión y DPD+compansión.

NLOS), y *iii*) Canal de Rayleigh selectivo en frecuencia de múltiples *taps*. Para este último caso, se considera un perfil de retardo de potencia con tres *taps* y

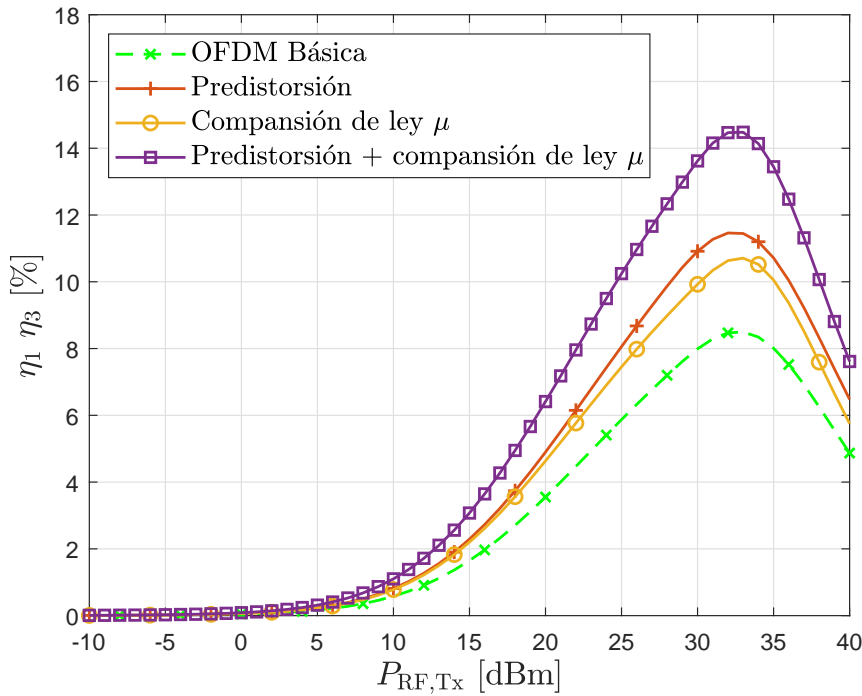


Figura 5.31: Eficiencia energética de extremo a extremo para las técnicas de DPD, compansión y DPD+compansión.

potencias relativas $[0, -10, -20]$ dB.

En el siguiente conjunto de figuras, se evalúa la eficiencia del EH (Figura 5.32), la eficiencia energética de extremo a extremo (Figura 5.33) y la BER (Figura 5.34) para el conjunto de canales descritos anteriormente. Las leyendas en color indican:

- I. Canal AWGN,
- II. Canal Rice,
- III. Canal Rayleigh de *tap* único y
- IV. Canal Rayleigh de múltiples *taps*.

La Figura 5.32 muestra que es posible obtener eficiencias del EH comparables con los casos de canales AWGN y Rice, dada la fuerte naturaleza de LOS de la comunicación. La eficiencia del EH se degrada en los caso de canales Rayleigh, e incluso un poco más cuando se asume selectividad en frecuencia, debido a la mayor variabilidad del canal. Puede apreciarse que el uso de la técnica de compansión es beneficiosa en todos los casos para mejorar la eficiencia EH. Se observa

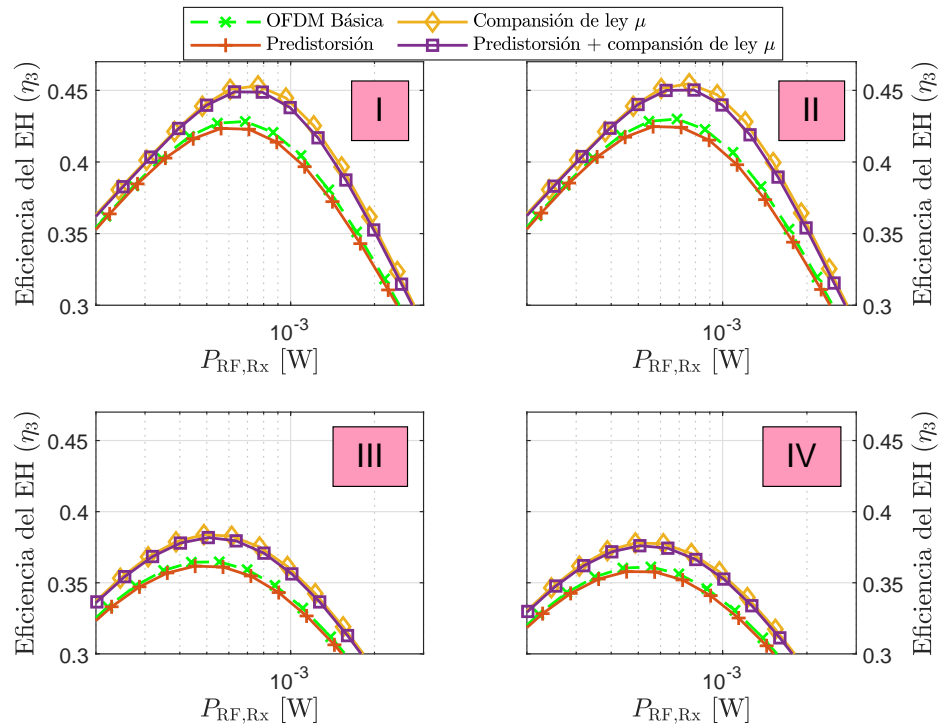


Figura 5.32: Eficiencia del EH (η_3) en canales con desvanecimiento.

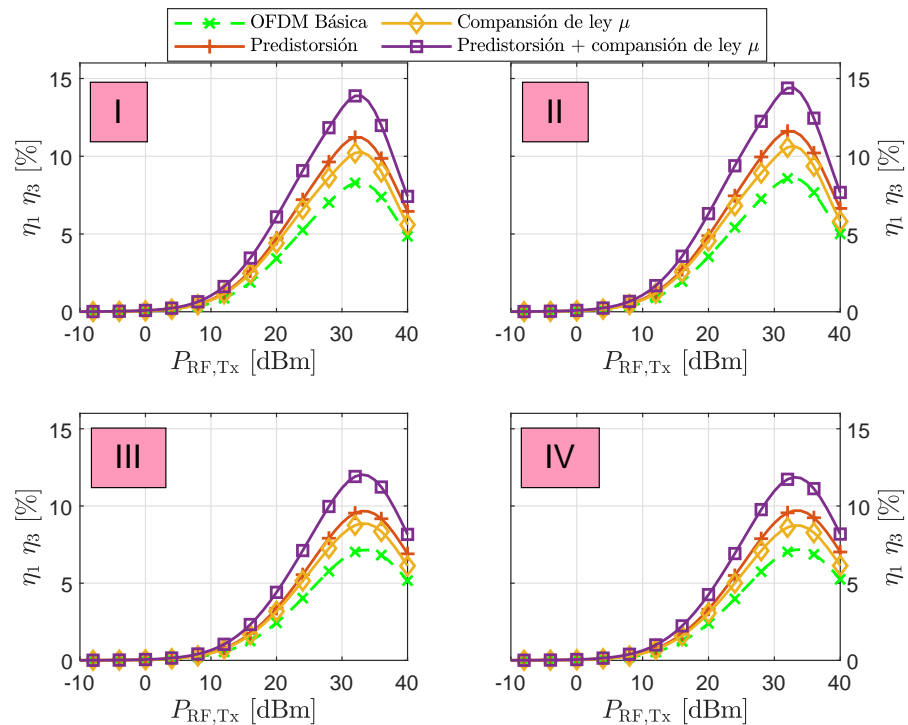


Figura 5.33: Eficiencia energética de extremo a extremo ($\eta_1 \eta_3$) en canales con desvanecimiento.

que el uso del DPD apenas afecta a esta métrica de rendimiento, independientemente de si se utiliza o no la compansión. Sin embargo, la eficiencia de extremo

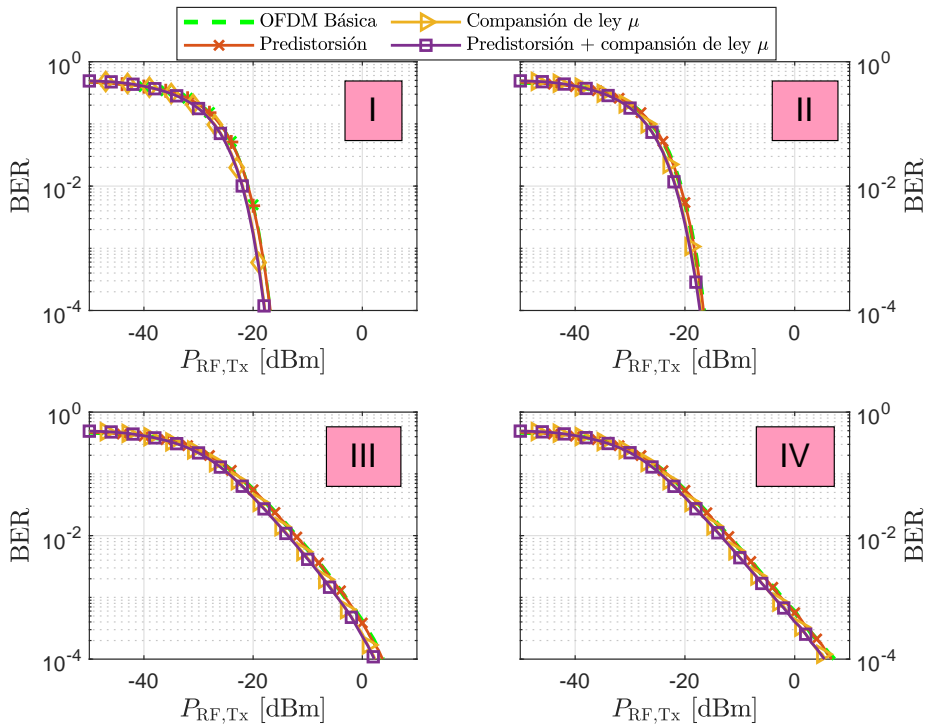


Figura 5.34: BER en canales con desvanecimiento.

a extremo mejora cuando se utilizan ambas técnicas de DPD y de compansión como se observa en la Figura 5.33. Esto confirma el beneficio de las técnicas propuestas para mejorar tanto la eficiencia del PA como la conversión RF a CC en el EH. De nuevo, los casos AWGN y Rice proporcionan rendimientos similares, mientras que se observa cierta degradación en los casos de desvanecimiento Rayleigh. Por último, se observa en la Figura 5.34 pocas diferencias en términos de rendimiento de error debido al DPD y la compansión, en comparación con la ausencia de ambas técnicas. De hecho, el caso de Rayleigh selectivo en frecuencia proporciona el peor rendimiento en BER, aunque éste no se degrada debido al uso de la compansión.

5.7.3. Pros y contras de ambas técnicas

En este Capítulo se propone el uso de técnicas de predistorsión y compansión en un sistema de WPT para obtener un equilibrio razonable entre la eficiencia energética y la tasa de información. Pero, un aspecto importante a considerar, además de la ganancia obtenida en eficiencia energética, es el costo de implementación.

La implementación de un predistorsionador digital requiere que la señal de RF a la salida del PA sea sensada, convertida a banda base, muestreada y procesada, siendo necesario agregar una ruta de observación para la estimación de los parámetros del DPD. Esta ruta adicional implica algunos componentes adicionales como: muestreadores de RF, atenuadores, convertidores descendentes y ADCs, con la consecuencia de una mayor complejidad y consumo de energía, determinado por la frecuencia de muestreo y la resolución del ADC. Además, para capturar los efectos no lineales del PA, es necesario sobremuestrear fuertemente la señal, lo que implica una gran resolución del ADC. La alta tasa de muestreo y la gran resolución requieren un alto costo y un alto consumo de energía. Estos altos costes de implementación imponen una suerte de solución de compromiso que debe tenerse en cuenta al momento de evaluar la conveniencia de utilizar la técnica de predistorsión propuesta y, más aún, cuando se quiere mejorar la eficiencia energética del sistema.

Por otro lado, las técnicas de expansión resultan atractivas debido a su baja complejidad de implementación, ya que pueden aplicarse fácilmente utilizando bloques sencillos de procesamiento digital de señales. Como principal limitación, en el caso de canales altamente selectivos en frecuencia puede observarse un aumento de la distorsión en la señal de información recibida tras la expansión [97]. Sin embargo, en escenarios de WPT el canal entre la fuente y el destino suele tener una fuerte componente de LOS, por lo que su selectividad en frecuencia es limitada. Por tanto, la técnica de expansión puede utilizarse para mejorar la eficiencia de la WPT sin degradar el rendimiento de la transferencia de información, y sin incurrir en un aumento relevante de la complejidad.

5.8. Resumen

En este Capítulo se estudia la posibilidad de mejorar la eficiencia energética de un sistema de WPT a través de dos técnicas que permiten reducir los niveles necesarios de IBO, las técnicas de predistorsión y de expansión de ley μ .

En este sentido, se realiza un proceso de selección de valores de compromiso de los parámetros que rigen ambas técnicas para cumplir con el objetivo mencionado

mientras se mantiene inalterado el rendimiento de la transferencia de información. Analizando la distorsión introducida por el amplificador de potencia y por las técnicas de compensación puede evaluarse el rendimiento de la transferencia de información. Esto puede realizarse a través de dos métricas de evaluación, como son, la magnitud del vector de error (EVM) y la relación de potencia del canal adyacente (ACPR), empleadas para evaluar la distorsión dentro de la banda y fuera de la banda, respectivamente. A su vez, a través del concepto de eficiencia energética de extremo a extremo se evalúa la eficiencia energética del sistema de transferencia inalámbrica de energía.

Mediante ejemplos se concluye que usando las dos técnicas combinadas es posible lograr mejores niveles de eficiencia energética de extremo a extremo en lugar de usar ambas técnicas por separado.

Las principales contribuciones de este Capítulo se pueden resumir de la siguiente manera:

- Se propone y analiza por primera vez en la literatura el uso de técnicas de expansión para mejorar la eficiencia extremo a extremo en sistemas SWIPT, y su combinación con técnicas de predistorsión digital.
- Se obtuvieron valores de compromiso de los parámetros de expansión y predistorsión, con el fin de mejorar la eficiencia conjunta del PA y el EH, gracias a la reducción de IBO conseguida por ambas técnicas, manteniendo inalterable el rendimiento de la transferencia de información.
- La combinación de expansión y DPD aporta mejoras adicionales, en comparación a cuando se utilizan por separado, y apenas se ve afectada por el desvanecimiento y una selectividad en frecuencia moderada.

En el Capítulo siguiente se propone una estrategia capaz de proporcionar seguridad frente a ataques de usuarios espía en un sistema que implementa la SWIPT. En este sentido, se aprovecha la correlación entre los canales de transferencia de energía y transmisión de información (en una comunicación bidireccional) para proveer seguridad a dispositivos IoT que no cuentan con una capacidad computacional elevada y no son capaces de abordar técnicas de seguridad más complejas.

Capítulo 6

Seguridad en dispositivos IoT

La seguridad de las redes inalámbricas siempre ha sido un tema central en el desarrollo de estas tecnologías y, obviamente, el caso de las redes inalámbricas de IoT, no son la excepción. En este Capítulo se presenta el concepto de capacidad de confidencialidad (*secrecy capacity*) y cómo este puede utilizarse para analizar la seguridad de la capa física (*physical layer security*) (PLS) y hacer las comunicaciones más seguras. Luego, se realiza un recorrido a través de diferentes técnicas para aumentar la capacidad de confidencialidad existentes en la literatura y se hace hincapié en una en particular, la inyección de una señal de ruido artificial (*artificial noise*) (AN) por parte de la baliza de alimentación (power beacon) PB. Esta técnica es la elegida para ser utilizada en nuestras contribuciones.

Nuestro caso de estudio se basa en un sistema constituido por una PB capaz de entablar una comunicación bidireccional simultánea (*full-duplex*) (FD) que provee energía a un dispositivo capaz de enviar información utilizando la energía cosechada. Por otro lado, la seguridad de la información enviada por el nodo cosechador de energía está siendo afectada por un potencial usuario espía.

Con el fin de aumentar la capacidad de confidencialidad del sistema, se analizan diferentes esquemas de formación de haces con uso total, parcial y no explícito del CSI del usuario espía. De esta manera, utilizando esta información, la PB inyecta la señal de AN en el enlace del usuario espía degradando la calidad del mismo con respecto al enlace del usuario legítimo.

Posteriormente, se analiza el papel crucial que tiene la autointerferencia residual en las antenas de la PB y se discuten las capacidades requeridas de elimina-

ción de dicha autointerferencia para una potencia de transmisión de interferencia dada. Además, se discute en detalle el papel de la correlación entre los enlaces de energía e información, un aspecto que ha sido mayormente pasado por alto en la literatura.

6.1. Problemática actual

Inherentemente, las redes inalámbricas de **IoT** tienen por naturaleza la característica de difusión (*broadcast*) es decir que, cada nodo que compone la red representa una fuente de información que transmite a múltiples usuarios. De esta manera, cualquier nodo es capaz de recibir información enviada por todos los restantes y viceversa. Debido a esto, estas redes son muy vulnerables a muchas amenazas en la capa física [98], capa que se encuentra en el extremo inferior de la pila de protocolos y convierte bits de información en señales moduladas.

Algunas amenazas pueden ser, entre otras:

- el espionaje, a través de ataques de interceptación (*sniffing*) o captura del tráfico de datos de la red,
- la contaminación a través de envío de señales pilotos o contaminación por retroalimentación,
- la suplantación de identidad (*snoofing*),
- los ataques Sibyl [99],
- las interferencias, que pueden ser interferencias por pilotos, interferencias proactivas, interferencias reactivas, etc.

Teniendo en cuenta el desarrollo de las tecnologías de **6G**, la provisión de seguridad es una preocupación importante en el contexto de las futuras redes inalámbricas [100], y aquellas que operan bajo el paradigma de la cosecha de energía no son una excepción [101].

En el contexto de las **WPC**, donde los dispositivos son alimentados por medio de la **WPT** y, específicamente los sistemas de **SWIPT**, muchas veces implican una operación bidireccional entre el nodo de cosecha (**EH**) y la **PB**. Es decir, la

PB transmite energía de manera inalámbrica al EH (downlink) para proporcionarle suficiente energía para enviar cierta información hacia la PB (uplink). Este principio es el utilizado por los sistemas de comunicaciones basados en la retrodispersión (*backscatter*), como es la tecnología de identificación por radiofrecuencia (*radio frequency identification*) (RFID) [102, 103, 104]. De esta manera, la seguridad de la comunicación entre el EH y la PB puede verse comprometida por ataques maliciosos, como los descriptos.

En general, en escenarios donde se utiliza la WPT, el canal entre la PB y el EH es de LOS, lo que, en combinación con la lenta variabilidad del desvanecimiento del canal, implica una correlación no despreciable entre los enlaces de transferencia de información y energía. Los resultados preliminares presentados en [105] indican que la correlación entre los enlaces de transferencia de información y energía aumenta la SNR promedio, lo que resulta ser beneficiosa desde una perspectiva de PLS.

A continuación se introduce el concepto de tasa de confidencialidad alcanzable, denominada capacidad de confidencialidad o, muchas veces, capacidad de secreto (*secrecy capacity*) (C_S). Luego, se demuestra cómo la correlación entre los enlaces de transferencia de información y energía aumenta la SNR promedio mejorando la capacidad de confidencialidad. Finalmente se analiza un caso práctico bajo estudio donde se presentan las contribuciones de este Capítulo.

6.2. Comunicaciones seguras

Para desarrollar el concepto de capacidad de confidencialidad (*secrecy capacity*), es necesario primero introducir el modelo de Shannon de un sistema de confidencialidad para luego poder introducir el modelo de Wyner de un canal de escuchas, modelo sobre el cual tiene su basamento el concepto de capacidad de confidencialidad.

6.2.1. Modelo de Shannon de un sistema de confidencialidad

El principio fundamental de una comunicación segura, formalizado por Shannon en su artículo de 1949 [106] se compone de dos aspectos; tras la transmisión de un mensaje, los previstos destinatarios deben recuperar el mensaje sin errores, mientras que nadie más debe adquirir ninguna información. El modelo de un sistema de confidencialidad (*secrecy*), propuesto en ese artículo, se muestra en la Figura 6.1

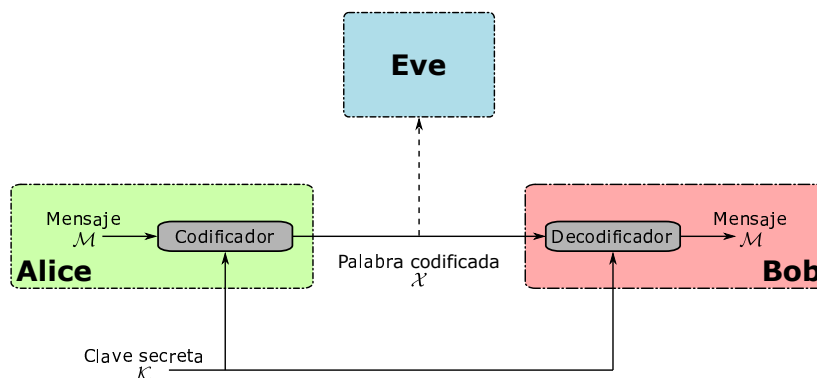


Figura 6.1: Modelo de Shannon de un sistema de confidencialidad (*secrecy*).

Es habitual en criptografía referirse al transmisor como “**Alice**”, al receptor legítimo como “**Bob**” y al usuario espía como “**Eve**”.

En este modelo, un transmisor intenta enviar un mensaje \mathcal{M} a un receptor legítimo cifrándolo en una palabra codificada \mathcal{X} . Durante la transmisión, un usuario espía observa la palabra codificada sin ninguna degradación, lo que corresponde al peor caso en el que el canal de comunicaciones está libre de errores. La presencia de ruido en los sistemas reales es inevitable, por lo tanto, esta suposición teórica corresponde a la existencia de mecanismos de corrección de errores, que aseguran que el mensaje pueda recuperarse con una probabilidad de error arbitrariamente pequeña. En este, el peor escenario posible, el receptor legítimo debe tener alguna ventaja sobre el usuario espía, de lo contrario, este último también podría recuperar el mensaje. Una solución a este problema podría encontrarse en el uso de una clave secreta \mathcal{K} , conocida únicamente por el transmisor y el receptor legítimo. La palabra codificada \mathcal{X} se obtiene entonces a través de una combinación entre el mensaje \mathcal{M} y la clave secreta \mathcal{K} .

Con el fin de diseñar un sistema robusto que cumpla con los requisitos de seguridad deseables, se han utilizado convencionalmente técnicas de encriptación de alto nivel para proteger la información contra estas amenazas [107].

Sin embargo, la implementación del modelo de Shannon de un sistema de confidencialidad, que consiste en la distribución y gestión de largas claves criptográficas, supone una serie de requerimientos asociados a una gran complejidad y un costo computacional muy elevado, sin mencionar, además, que dichas claves deben compartirse a través de un canal seguro. Cabe resaltar que generar secuencias pseudoaleatorias largas usando una semilla más pequeña no es una solución al problema de distribuir claves largas de forma segura. Esto se debe a que la teoría de la información muestra que la incertidumbre del usuario espía está limitada por el número de bits aleatorios utilizados para conformar la clave secreta [108]. Cuanto más pequeña sea la clave, mayor será la probabilidad de que el usuario espía logre extraer alguna información de la palabra clave. En este caso, el único obstáculo al que se enfrenta el usuario espía es la complejidad computacional.

6.2.2. Modelo de Wyner de un canal de escuchas

Para describir el papel que desempeña el ruido aleatorio en el contexto de las comunicaciones seguras, un elemento intrínseco de todos los canales de comunicaciones físicos, Wyner introdujo el modelo de canal de escuchas (*wiretap channel*) [109], que se ilustra en la Figura 6.2.

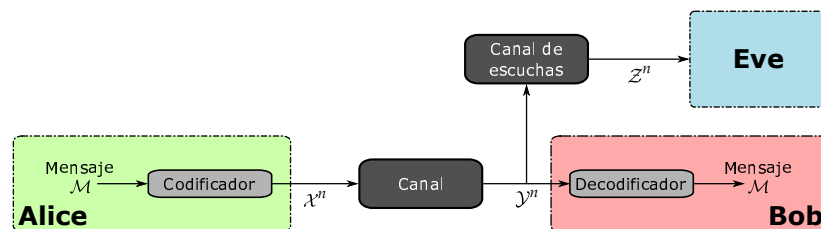


Figura 6.2: Modelo de Wyner de un canal de escuchas (*wiretap channel*).

En este modelo, el transmisor legítimo codifica un mensaje \mathcal{M} en una palabra codificada \mathcal{X}^n que consta de n símbolos y se envía por un canal ruidoso al receptor legítimo. Por otro lado, el usuario espía observa una versión degradada y ruidosa de la señal \mathcal{Y}^n , recibida por el receptor legítimo, que se denota por \mathcal{Z}^n .

En [110] se demostró que si tanto el canal legítimo como el canal de escuchas son canales de ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN), y el último tiene menos capacidad que el primero, la capacidad de confidencialidad o *secrecy capacity* (es decir, la tasa de transmisión máxima a la que el usuario espía no puede decodificar ninguna información) es igual a la diferencia entre las capacidades de los dos canales. En consecuencia, la comunicación confidencial no es posible a menos que el canal legítimo gaussiano tenga una mejor SNR que el canal de escuchas gaussiano, es decir, es estrictamente positiva siempre que la observación del usuario espía \mathcal{Z}^n sea más ruidosa que la señal recibida \mathcal{Y}^n por el usuario legítimo.

6.2.3. Capacidad de confidencialidad

El objetivo, entonces, es maximizar la tasa de comunicación confiable desde el transmisor hasta el receptor legítimo, sujeto a la restricción de que el usuario espía aprende lo menos posible sobre la salida del transmisor. El usuario espía conoce el esquema de codificación utilizado en el transmisor y el esquema de decodificación utilizado por el receptor legítimo pero se mantiene ignorante únicamente por el mayor nivel de ruido.

Suponiendo que los usuarios legítimos, Alice y Bob, se comunican a través de un canal AWGN con potencia de ruido N_B y que la observación del usuario espía, Eve, también está corrompida por ruido Gaussiano, el cual tiene una potencia que es $N_E > N_B$, es decir, el receptor del usuario espía presenta una SNR más baja que la del receptor legítimo, la capacidad de confidencialidad puede expresarse como

$$C_s = C_B - C_E, \quad (6.1)$$

donde la capacidad del canal legítimo (Alice-Bob) está definida por

$$C_B = \log_2\left(1 + \frac{P_u}{N_B}\right) \quad (6.2)$$

y la capacidad del canal espía (Alice-Eve)

$$C_E = \log_2\left(1 + \frac{P_u}{N_E}\right), \quad (6.3)$$

donde P_u representa la potencia de la señal útil.

Esta derivación puede extenderse a canales con desvanecimiento cuasiestático con coeficientes de desvanecimiento complejos [111]. Sean $h_B(t)$ y $h_E(t)$ los coeficientes complejos de desvanecimientos variables en el tiempo del canal legítimo y el espía, respectivamente. Si se asume desvanecimiento cuasiestático, es decir, los coeficientes complejos de desvanecimiento son constantes para todos los usos del canal, entonces, $h_B(t) = h_B$ y $h_E(t) = h_E, \forall t$. De esta manera, el canal legítimo y el espía pueden asumirse como **AWGN** complejos con sus respectivas **SNR** iguales a

$$SNR_B = |h_B|^2 \frac{P_u}{N_B}, \quad (6.4)$$

$$SNR_E = |h_E|^2 \frac{P_u}{N_E}. \quad (6.5)$$

Así, la capacidad del canal legítimo y la del canal espía quedan definidas, respectivamente, como

$$C_B = \log_2\left(1 + |h_B|^2 \frac{P_u}{N_B}\right), \quad (6.6)$$

$$C_E = \log_2\left(1 + |h_E|^2 \frac{P_u}{N_E}\right). \quad (6.7)$$

De estas expresiones, y en base a la no negatividad de la capacidad del canal, es posible expresar la capacidad de confidencialidad para una realización de un escenario de desvanecimiento cuasiestático como

$$C_s = \begin{cases} \log_2(1 + SNR_B) - \log_2(1 + SNR_E) & \text{si } SNR_B > SNR_E \\ 0 & \text{si } SNR_B \leq SNR_E \end{cases}. \quad (6.8)$$

Al igual que los estudios basados en los trabajos de Shannon, los realizados en base a los trabajos de Wyner tienen sus inconvenientes y limitaciones. En este sentido, en escenarios prácticos y debido a la ubicación incierta, el desvanecimiento aleatorio y la naturaleza de transmisión del canal inalámbrico, no es posible asegurar que el canal del usuario espía siempre esté degradado con respecto al canal legítimo. En estos casos es posible que la condición del canal del usuario espía, representada por la relación señal a interferencia más ruido (**SINR**), puede ser comparable o incluso mejor que la del usuario legítimo, especialmente cuando

el usuario espía está más cerca del transmisor que el usuario legítimo. Sin embargo, existen varias técnicas capaces de contrarrestar estas condiciones. Algunas de ellas se mencionan en la siguiente Sección.

6.3. Seguridad de la capa física: técnicas para aumentar la capacidad de confidencialidad

En la literatura existen varias técnicas para aumentar la capacidad de confidencialidad mejorando/degradando las SNR en los receptores legítimos/ilegítimos. En [112] se provee una detallada clasificación de varias técnicas para proveer seguridad de la capa física frente a ataques de usuarios espía pasivos. En este estudio, las diferentes técnicas se dividen en dos grandes grupos, las técnicas basadas en la $SINR$ y las basadas en la complejidad.

El primer grupo se basa en aumentar la capacidad de confidencialidad haciendo que la $SINR$ del usuario legítimo sea mayor que la del usuario espía mediante la codificación del canal, la adaptación basada en el canal o la inyección de señales de ruido artificial (AN) o señales de interferencia. La codificación del canal basa su funcionamiento en códigos de corrección de errores [113], a veces llamados de corrección de errores hacia adelante (*forward error correction*) (FEC), encargados de asegurar que la información recibida sea la misma que la enviada. Para ello, el transmisor agrega información adicional antes de realizar la transmisión con el fin de mitigar los efectos de las interferencias y el desvanecimiento que sufre el canal inalámbrico. Luego, en el receptor, son necesarios códigos complejos que requieren algoritmos sofisticados para decodificar la información y recuperar el mensaje original. Algunos códigos utilizados son los códigos de espacio-tiempo [114], códigos de Reed-Solomon [115], códigos LDPC [116], códigos polares [117], entre otros. Por otro lado, la adaptación basada en el canal puede realizarse a través de varias técnicas. Algunas de ellas son la modulación adaptativa [118], la asignación adaptativa de potencia [119], la optimización de formas de onda [120] o el beamforming [121], entre otras. En el caso de la generación de ruido artificial [122], existen opciones en donde el propio transmisor transmite señales de AN o de interferencia, diseñadas correctamente (junto con el mensaje confidencial)

o la llamada interferencia cooperativa [123], donde se utilizan nodos de ayuda externos con el fin de interferir con los usuarios espía.

El segundo grupo se basa en extraer claves aleatorias del canal legítimo para manipular la información en capas superiores, como pueden ser, a nivel de bit, o a nivel de la capa física inferior, como es, a nivel de símbolo. Esto se realiza a través de técnicas de cuantificación e intercambio del canal, las cuales explotan la propiedad de reciprocidad del canal y sus variaciones para extraer claves secretas. Para ello, pueden utilizarse técnicas de explotación de la variación del canal causadas por el efecto Doppler y el de multicamino [124], las causadas sobre las subportadoras en un sistema OFDM [125] o las causadas sobre antenas o repetidores [126].

En el contexto de las comunicaciones ultra confiables, compatibles con las futuras redes inalámbricas de IoT, los requisitos para la implementación tanto del modelo de Shannon de un sistema de confidencialidad como de la mayoría de estas técnicas para aumentar la capacidad de confidencialidad son demasiado elevados. Estos requisitos no pueden permitirse en este tipo de redes, las cuales están compuestas principalmente de nodos de bajo costo y baja complejidad, con restricciones estrictas de energía y recursos [127]. Es por esto que una opción popular en este ámbito es la inyección de ruido artificial (AN) por parte del transmisor [128, 129] en la dirección del usuario espía, mientras que la señal del usuario legítimo no se ve afectada. En el contexto de las comunicaciones que basan su funcionamiento en la WPT a través de la cosecha de energía, la PB puede actuar simultáneamente como un transmisor de energía y como un bloqueador amigable que inyecta AN [130].

En este tipo de situaciones, la PB debe ser capaz de direccionar la transmisión hacia un sector específico, es decir, por ejemplo, transmitir información a un usuario legítimo y enviar AN a un usuario espía, lo que se consigue con técnicas denominadas de *beamforming* o de formación de haces, introducidas en la Sección 3.5. Para ello, la PB debe ser, necesariamente, un dispositivo multiantena.

6.3.1. PB operando en modo FD

En sistemas de comunicaciones basados en **SWIPT**, muchas veces, la **PB** transmite energía de manera inalámbrica al **EH** y este, a su vez, utiliza la energía cosechada para enviar información hacia la **PB**. Esta información podría verse comprometida al ser blanco de un ataque malicioso por parte de un usuario espía. Para garantizar la seguridad de dicha comunicación, si la **PB** es capaz de mantener una comunicación bidireccional simultánea en todo momento, capacidad conocida como *full-duplex* (**FD**), el mismo puede inyectar una señal de **AN** en la dirección del usuario espía mientras recibe la información enviada por el nodo cosechador de energía. De esta manera, es posible aumentar la capacidad de confidencialidad del sistema legítimo al degradar el enlace entre el **EH** y el usuario espía.

Sin embargo, la operación en modo **FD** por parte de la **PB** plantea algunos desafíos. Uno de los principales es el problema de la autointerferencia (*self-interference*) (**SI**), que establece una relación de compromiso entre la cantidad de energía que se puede utilizar para interferir y la **SI** residual que se acopla en el receptor legítimo [131]. En la Figura 6.3 se ilustra un sistema como el descrito. Este sistema cuenta con una **PB** equipado con N_T antenas de transmisión y N_R antenas de recepción. Por otro lado, el nodo cosechador de energía y el usuario espía cuentan con una única antena cada uno. El coeficiente de desvanecimiento del enlace de energía, es decir, el canal entre la **PB** y el **EH**, se describe por $\mathbf{h}_{BA} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ mientras que el coeficiente de desvanecimiento del enlace legítimo de información, es decir, el canal entre el **EH** y la **PB**, o entre Alice y Bob, en términos criptográficos, se describe por $\mathbf{h}_{AB} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$. El enlace ilegítimo de información, es decir, el canal entre el **EH** y el usuario espía (entre Alice y Eve) se describe por el coeficiente de desvanecimiento $h_{AE} \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$. El coeficiente de desvanecimiento del enlace de interferencia, es decir, el canal entre la **PB** y el usuario espía, (entre Bob y Eve), se describe por $\mathbf{h}_{BE} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$. El enlace de autointerferencia, generado entre las antenas de transmisión y recepción de la **PB** se describe por $\mathbf{H}_{SI} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_R}$.

Un transceptor que opera en modo **FD** puede transmitir y recibir simultáneamente en la misma banda de frecuencia y, dado que las antenas de transmisión y

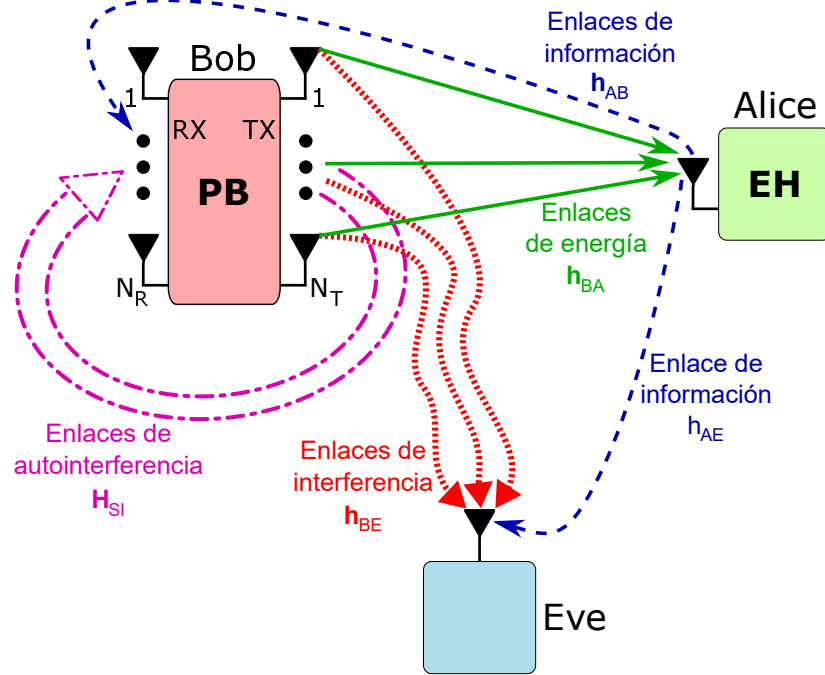


Figura 6.3: Sistema de comunicaciones basado en SWIPT en presencia de un usuario espía. El PB opera en modo FD y es capaz de recibir información al mismo tiempo que inyecta señales de AN.

recepción están coubicadas, es decir, muy cercanas entre si, la autointerferencia es mucho más fuerte que la señal recibida prevista, reduciendo la capacidad del canal. Esto se debe a que, mientras la PB transmite la señal de interferencia con el objetivo final de degradar la señal recibida por el usuario espía, la señal de autointerferencia residual también aumenta el piso de ruido del receptor y afecta el nivel de la relación señal a ruido del usuario legítimo, debido a su funcionamiento FD. En casos extremos de SI, la misma satura el convertor analógico a digital (ADC) en el receptor y dificulta cualquier intento de discernir entre información recibida y enviada, pudiendo, en muchos casos, llegar a dañar los circuitos de recepción, diseñados para operar con potencias de varios ordenes de magnitud inferiores. Por lo tanto, para implementar la transmisión FD en un transceptor, es necesario mitigar la SI, debido a su propia transmisión, sobre la señal entrante [132].

Para suprimir efectivamente la SI, en la literatura se han propuesto métodos de cancelación pasiva, por ejemplo, la colocación de absorbentes o canceladores de radiofrecuencia, el uso de trampas de ondas, antenas direccionales, polarización de antenas, etc., complementados con etapas de cancelación activa analógica

y digital [133]. Además, en casos donde el dispositivo **FD** está equipado con múltiples antenas, es posible controlar los efectos de la **SI** por medio de técnicas de mitigación espacial, como por ejemplo, el beamforming [134, 135, 136]. Gracias a estas técnicas, aunque es posible alcanzar niveles aceptables de supresión de la **SI**, no es posible cancelarla completamente, lo que motiva un diseño de formación de haces que contemple el equilibrio entre la minimización de la autointerferencia y la maximización de la señal de interferencia transmitida al usuario espía.

Como se adelantó en la Sección 3.5, el desempeño de este tipo de técnicas se ven fuertemente afectadas por aspectos prácticos, principalmente, por la falta de información del estado del canal (**CSI**), lo que afecta la capacidad de los transmisores para formar el haz de la señal en la dirección deseada, ya sea hacia el dispositivo legítimo para la transmisión de energía o el receptor ilegítimo para la operación de interferencia.

6.3.1.1. Diseño del vector de formación de haces sujeto al conocimiento del canal

Assumiendo que el enlace legítimo es conocido por la **PB**, es decir, el canal entre el **EH** y la **PB**, en función de maximizar la potencia de la señal de información enviada por el **EH**, la **PB** emplea un esquema de **MRC** para generar el vector de recepción. Al mismo tiempo, la **PB** operando en modo **FD**, inyecta una señal de **AN** con el fin de degradar la señal recibida por el usuario espía. Considerando que la **PB** está equipada con un número mayor a uno de antenas de transmisión ($N_T > 1$), el efecto de la autointerferencia puede ser mayormente cancelado proyectando la señal de interferencia al espacio nulo de la señal recibida a la entrada de la **PB**. De esta manera, el vector de formación de haces de transmisión óptimo \mathbf{w}_J que minimiza la señal transmitida a las propias antenas receptoras y maximiza la señal de interferencia para el usuario espía se obtiene resolviendo el siguiente problema

$$\begin{aligned} \max_{\|\mathbf{w}_J\|=1} \quad & |\hat{\mathbf{h}}_{BE}^T \mathbf{w}_J|^2 \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{h}_{AB}^\dagger \mathbf{H}_{SI} \mathbf{w}_J = 0. \end{aligned} \quad (6.9)$$

donde $()^T$ denota el operador traspuesto y $()^\dagger$ denota el operador conjugado traspuesto.

El vector de *beamforming* de transmisión óptimo \mathbf{w}_J puede ser obtenido siguiendo el enfoque propuesto en [137]. La solución está dada por

$$\mathbf{w}_J = \frac{A \hat{\mathbf{h}}_{BE}^*}{\|A \hat{\mathbf{h}}_{BE}^*\|}, \quad (6.10)$$

con

$$A = \mathbf{I}_{N_T} - \frac{\mathbf{H}_{SI}^\dagger \mathbf{h}_{AB} \mathbf{h}_{AB}^\dagger \mathbf{H}_{SI}}{\|\mathbf{h}_{AB}^\dagger \mathbf{H}_{SI}\|^2}$$

y donde \mathbf{I}_{N_T} es la matriz identidad, de dimensión N_T .

En la práctica pueden aparecer diferentes casos, de acuerdo al grado de conocimiento del canal \mathbf{h}_{BE} por parte de la PB. A continuación se presentan tres situaciones posibles. La primera corresponde a la situación en la cual la PB posee un conocimiento completo de todos los canales del sistema, es el caso conocido como de CSI completo o *full CSI*. El segundo es el caso en el que el canal legítimo entre Bob y Alice (\mathbf{h}_{BA}) es conocido por la PB pero el canal ilegítimo entre Bob y Eve (\mathbf{h}_{BE}) no lo es. Y, finalmente, se presenta el caso en el que la PB no posee conocimiento alguno del estado del canal de ninguno de los enlaces del sistema.

A. CSI completo

Con una CSI perfecto de \mathbf{h}_{BE} , es posible maximizar la interferencia en el usuario espía. En este caso, $\hat{\mathbf{h}}_{BE}$ se reemplaza por \mathbf{h}_{BE} en las Ecuaciones (6.9) y (6.10). En esta situación, el formador de haces del transmisor es capaz de generar un haz directo en la dirección del usuario espía, reduciendo su relación señal a ruido efectiva.

B. CSI parcial

Suponiendo que el canal \mathbf{h}_{BA} es conocido por la PB, pero la CSI del canal ilegítimo \mathbf{h}_{BE} no lo es, entonces puede calcularse el vector de formación de haces de transmisión para minimizar la radiación de interferencia al nodo de cosecha. Esto puede hacerse usando la técnica de formación de haces complementarios (*complementary beamforming*) (CB) [138]. En este caso, en el cual el EH actúa como transmisor de energía, la interferencia sobre él puede no ser un problema,

sin embargo, puede lograrse una reducción de la energía consumida por la PB al evitar la radiación a la región del EH. Por otro lado, esto también puede ser útil para evitar la posible saturación del transmisor del EH debido a un aislamiento imperfecto.

Con esta estrategia, el $\hat{\mathbf{h}}_{\text{BE}}$ se genera a partir de la descomposición en valores singulares (SVD) de la matriz $\Pi_{\mathbf{h}_{\text{BA}}}$ definida en [139] como

$$\Pi_{\mathbf{h}_{\text{BA}}} = \mathbf{U}_{\text{BA}} \Delta_{\text{BA}} \mathbf{V}_{\text{BA}}^*, \quad (6.11)$$

donde

$$\Pi_{\mathbf{h}_{\text{BA}}} = \mathbf{I}_{N_{\text{T}}} - \mathbf{h}_{\text{BA}}^* \left[\mathbf{h}_{\text{BA}}^\dagger \mathbf{h}_{\text{BA}}^* \right]^{-1} \mathbf{h}_{\text{BA}}^\dagger. \quad (6.12)$$

El conjunto del espacio columna de $\Pi_{\mathbf{h}_{\text{BA}}}$ está compuesto por los $N_{\text{T}} - 1$ vectores singulares izquierdos \mathbf{u}_i asociados con los $N_{\text{T}} - 1$ valores singulares distintos de cero. De esta manera, \mathbf{u}_i puede expresarse como la combinación lineal de los vectores columna de $\Pi_{\mathbf{h}_{\text{BA}}}$ y, como consecuencia, $\mathbf{h}_{\text{BA}}^\dagger \mathbf{u}_i = 0$. Por lo tanto, el vector $\hat{\mathbf{h}}_{\text{BE}}$ puede seleccionarse arbitrariamente de los $N_{\text{T}} - 1$ vectores singulares izquierdos \mathbf{u}_i , y luego usarse en las Ecuaciones (6.9) y (6.10).

C. CSI no disponible

Una alternativa simple que puede emplearse cuando la CSI no está disponible en la PB consiste en un vector de formación de haces aleatorio (*random beamforming*) (RB). En este caso, el vector se obtiene de una realización aleatoria del vector del canal, es decir, $\hat{\mathbf{h}}_{\text{BE}}$ es un vector aleatorio, de dimensión $N_{\text{T}} \times 1$, que verifica $|\hat{\mathbf{h}}_{\text{BE}}|^2 = 1$.

6.4. Efectos de la correlación entre enlaces de información y energía sobre la capacidad de confidencialidad

Como se mencionó anteriormente, en los sistemas de comunicaciones basados en SWIPT muchas veces la PB transmite energía de manera inalámbrica al EH.

Este, a su vez, utiliza la energía cosechada para enviar información de vuelta a la **PB**, implicando una cierta correlación entre los enlaces de transferencia de información y energía.

Se considera el escenario ilustrado en la Figura 6.4 donde un usuario legítimo (Alice) opera gracias a la cosecha de la energía transmitida de forma inalámbrica por una **PB** remoto. Con la energía cosechada, Alice envía información de vuelta a la **PB**, el cual es un usuario legítimo (Bob) a través de un canal inalámbrico con desvanecimiento, en presencia de un usuario no legítimo (Eve) capaz de escuchar las transmisiones entre Alice y Bob.

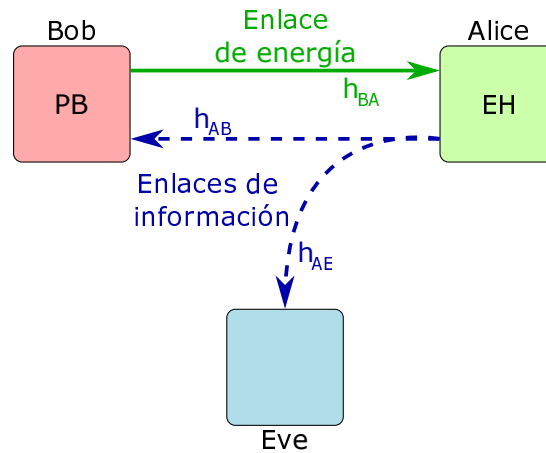


Figura 6.4: Sistema de comunicaciones basado en SWIPT en presencia de un usuario espía donde existe correlación entre los enlaces de energía e información.

La transmisión de energía e información se realiza utilizando el protocolo de conmutación de tiempo, en donde el bloque de transmisión se divide en dos fases, la fase 1 se emplea para que la **PB** actúe como fuente de energía y transfiera energía al dispositivo de cosecha. Luego, en la fase 2, el **EH**, que desempeña el papel de Alice (el transmisor legítimo), emplea la energía cosechada para enviar información a la **PB**, que actúa como Bob (el receptor legítimo).

En el modelo se distinguen dos tipos de enlaces, el enlace de energía y los enlaces de información. El coeficiente de desvanecimiento del enlace de energía se simboliza a través de h_{BA} mientras que el del enlace de información entre los usuarios legítimos por h_{AB} y el del enlace espía por h_{AE} , y son los encargados de incorporar los efectos aleatorios del desvanecimiento por multitrayecto sobre la señal transmitida. En este modelo, los enlaces son afectados por **AWGN**. Sin perder la generalidad, estos coeficientes de desvanecimiento del canal son

considerados normalizados, es decir, $\mathbb{E}\{|h_{AB}|^2\} = \mathbb{E}\{|h_{BA}|^2\} = \mathbb{E}\{|h_{AE}|^2\} = 1$. Además, se asume que estos coeficientes de desvanecimiento corresponden a canales de desvanecimiento cuasiestáticos (es decir, que se mantienen constantes durante la transmisión de un símbolo dado, pero independientes entre símbolos). La inherente baja movilidad de los dispositivos durante las fases de transferencia de energía e información respalda esta serie de suposiciones [105].

En primera instancia y durante la fase 1 de transferencia de energía, la potencia disponible a la entrada del cosechador de energía (Alice) puede expresarse como

$$P_i = P_1 L_{BA} |h_{BA}|^2, \quad (6.13)$$

donde P_1 es la potencia transmitida por la PB en la fase 1 y L_{BA} describe el efecto del *path loss* del enlace entre Bob y Alice.

Luego, considerando que el cosechador de energía tiene una respuesta descrita por una función de transferencia del tipo de las introducidas en la Sección 3.4, y asumiendo que toda la energía cosechada está disponible para la transmisión de información, la potencia de transmisión a la salida de Alice puede escribirse como

$$P_{EH} = g(P_i) = g(P_1 L_{BA} |h_{BA}|^2), \quad (6.14)$$

donde $g(\cdot)$ es la función de transferencia del cosechador de energía.

Luego, durante la fase 2 de transferencia de información, la SNR instantánea a la entrada, tanto de Bob como de Eve, puede escribirse, respectivamente, como

$$SNR_B = \frac{P_{EH} L_{AB} |h_{AB}|^2}{N_0}, \quad (6.15)$$

$$SNR_E = \frac{P_{EH} L_{AE} |h_{AE}|^2}{N_0}, \quad (6.16)$$

donde N_0 es la potencia del ruido.

Los resultados obtenidos en [105] pueden considerarse como un límite superior en el rendimiento alcanzable. En el mismo, se supone que, aunque el comportamiento del cosechador de energía es generalmente no lineal, debido a la complejidad inherente asociada a considerar la correlación en la configuración investigada, se supone que el EH no lineal opera en la región lineal, de modo que

la saturación y los efectos de sensibilidad asociados a su funcionamiento pueden despreciarse. La función de transferencia del cosechador de energía operando en la región lineal se describe en la Ecuación 3.19.

A raíz de esto, se tiene que la potencia cosechada por el EH puede expresarse como

$$P_{EH} = \eta P_1, \quad (6.17)$$

donde $0 < \eta < 1$ es una constante que representa la eficiencia de conversión RF a CC del EH.

La SNR instantánea a la entrada de Bob puede escribirse como

$$SNR_B = \frac{\eta P_1 L_{BA} L_{AB}}{N_0} |h_{BA}|^2 |h_{AB}|^2. \quad (6.18)$$

Para poder evaluar el rendimiento del sistema en régimen de trabajo se utiliza la SNR promedio, \overline{SNR} , como métrica de evaluación, obtenida a través de la media de la SNR instantánea para un número L de símbolos. Esta SNR promedio se encuentra aplicando el operador esperanza, $\mathbb{E}\{\cdot\}$, a la SNR instantánea dependiente del ℓ -ésimo símbolo, de manera que

$$\overline{SNR}_B(\ell) = \mathbb{E}\{SNR_B(\ell)\} = \mathbb{E}\left\{\frac{\eta P_1 L_{BA} L_{AB}}{N_0} |h_{BA}(\ell)|^2 |h_{AB}(\ell)|^2\right\}. \quad (6.19)$$

Puede observarse que la SNR promedio a la entrada de Bob se minimiza solo en ausencia de correlación de los enlaces.

En este caso, $\overline{SNR}_B(\ell) = \eta P_1 L_{BA} L_{AB} / N_0$, debido a que $\mathbb{E}\{|h_{BA}(\ell)|^2 |h_{AB}(\ell)|^2\} = \mathbb{E}\{|h_{BA}(\ell)|^2\} \mathbb{E}\{|h_{AB}(\ell)|^2\} = 1$ por la definición de las ganancias normalizadas de los canales. En el caso general en el que exista correlación entre los enlaces de energía e información, se tiene que $\mathbb{E}\{|h_{BA}(\ell)|^2 |h_{AB}(\ell)|^2\} > 1$.

6.4.1. Envejecimiento del canal

Como se ha mencionado, para poder aprovechar las ventajas de las técnicas de multiantena, es necesario el conocimiento de la CSI en el lado de la estación base o la PB. Existen sistemas de MIMO masivo llamados canónicos que operan en modo dúplex por división de tiempo (*time-division duplex*) (TDD), donde la

transmisión y recepción se realizan en la misma frecuencia pero están separadas en el tiempo. Un aspecto característico de los canales físicos de propagación es la reciprocidad, lo que significa que las respuestas del canal son las mismas en ambas direcciones, característica que puede ser aprovechada en la operación en modo **TDD**. En particular, los sistemas de **MIMO** masivo explotan la reciprocidad para estimar la respuesta del canal en el enlace de recepción y luego usan la **CSI** adquirida tanto para la combinación de la señal recibida, utilizando por ejemplo **MRC**, como para generar los vectores de precodificación de los enlaces de transmisión, por ejemplo **MRT** [140].

Sin embargo, el costo adicional de la estimación del canal se convierte en un cuello de botella en el rendimiento del sistema debido al creciente número de usuarios y se hace demasiado costoso en el ámbito de **IoT**, donde los sistemas deben atender a una gran cantidad de usuarios dentro del tiempo limitado de coherencia del canal. Por otro lado, este sobrecosto en la estimación del canal reduce la tasa de transmisión de información efectiva, haciendo que el sistema sea ineficiente.

A diferencia de los esquemas convencionales, en los que el canal se estima continuamente en cada bloque de transmisión, en [141] se propone un esquema que explota la correlación temporal del canal y permite realizar la estimación del canal de forma intermitente entre un número L de bloques. De esta manera se logra aliviar la carga de la adquisición de la **CSI** al establecer una relación de compromiso entre la precisión de la **CSI** y el sobrecosto que representa la adquisición de la **CSI**.

Sin embargo, es importante notar que la correlación entre el canal actual y el canal anterior se vuelve más débil a medida que transcurre el tiempo [142]. Este fenómeno es conocido como envejecimiento del canal (*channel aging*) [143, 144]. En la Figura 6.5 se ilustra este aspecto, en donde se aprecia la evolución del canal entre estimaciones intermitentes.

Así, la evolución temporal de los canales considerando el ℓ -ésimo bloque de transmisión está descrito por

$$h_{BA}(\ell) = \varphi h_{AB}(\ell - 1) + \sqrt{1 - \varphi^2} z_{\ell}^{BA}, \quad (6.20)$$

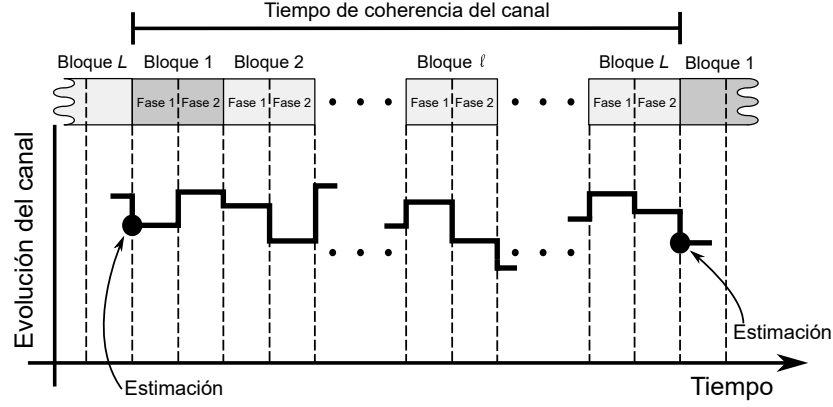


Figura 6.5: Envejecimiento del canal.

$$h_{AB}(\ell) = \varphi h_{BA}(\ell) + \sqrt{1 - \varphi^2} z_\ell^{AB}, \quad (6.21)$$

donde, z_ℓ^{BA} y z_ℓ^{AB} son vectores auxiliares de variable compleja aleatoria independiente e idénticamente distribuida (i.i.d.) que representan el error no correlacionado de los canales debido al envejecimiento. El coeficiente φ representa la correlación entre ambas variables aleatorias ($h_{BA}(\ell)$ y $h_{AB}(\ell)$), el cual varía de 0 (sin correlación) a 1 (totalmente correlacionadas). Este modelo de canal, introducido en 6.23, es conocido como modelo de canal ergódico estacionario de desvanecimiento por bloques de Gauss-Markov [145].

El coeficiente de correlación φ está definido por

$$\varphi = \frac{\text{cov}(h_{BA}(\ell), h_{AB}(\ell))}{\sqrt{\text{var}(h_{BA}(\ell))\text{var}(h_{AB}(\ell))}}. \quad (6.22)$$

La interdependencia temporal capturada por el modelo de desvanecimiento de bloques correlacionado modela dos efectos: (i) la correlación entre los enlaces de energía e información, y (ii) el efecto del envejecimiento del canal en la transmisión de formación de haces de energía por la PB.

De esta manera, la estimación del enlace entre Alice y Bob en el bloque de transmisión inicial puede expresarse como sigue

$$h_{AB}(1) = \varphi h_{BA}(1) + \sqrt{1 - \varphi^2} z_1^{AB}, \quad (6.23)$$

donde se asume que en el bloque L -ésimo, el último bloque dentro del tiempo de coherencia del canal, la PB, en este caso Bob, recibe símbolos pilotos enviados por

el **EH**, en este caso Alice, que posibilitan la estimación del canal entre ambos, es decir, $h_{AB}(0)$. Luego, aprovechando la característica de reciprocidad de los canales de comunicaciones, la **PB** es capaz de estimar el canal recíproco de $h_{AB}(0)$, es decir, $h_{BA}(1)$. En este caso, z_1^{AB} también es un vector auxiliar de variable compleja aleatoria i.i.d. que representa el error no correlacionado del canal debido al envejecimiento del mismo.

Es necesario remarcar que en las Ecuaciones 6.20, 6.21 y 6.23 se utiliza el modelo convencional para el envejecimiento del canal, en el que la parte gaussiana de media cero evoluciona como un proceso gaussiano según el coeficiente de correlación, que pondera las partes estática y dinámica del canal [146].

En escenarios donde los nodos de transmisión y/o recepción presentan alta movilidad, la correlación entre los enlaces de energía e información es cercana a cero, debido a que la movilidad de los nodos afecta el tiempo de coherencia del canal. En estos casos no es posible implementar un esquema de estimación de canal intermitente y debe recurrirse a esquemas convencionales de estimación continua. En trabajos como [147, 148], se consideran escenarios compuestos por nodos de **IoT** móviles, sin embargo, la transmisión de energía no está incluida en [147], mientras que la **PLS** no se aborda en [148]. Escenarios que incluyen alta movilidad de los nodos no se consideran en esta Tesis, considerando los mismos como casi estacionarios.

6.5. Caso práctico

En esta Sección se investiga el rendimiento de seguridad del sistema a través de las métricas de tasa capacidad de confidencialidad y la relación costo-beneficio de la eficiencia energética asociada a la comunicación segura entre una **PB** operando en modo **FD** y un dispositivo de cosecha de energía **EH**, en presencia de un usuario espía. Para el caso específico de **PLS**, el sistema puede diseñarse para maximizar la tasa de información segura [149] o para minimizar el costo unitario de la energía requerida para transmitir a cierta tasa segura [150]. Las diferentes restricciones que pueden usarse para el diseño del sistema a menudo requieren relaciones de compromiso que son prácticamente imposibles de cumplir al mismo tiempo.

Idealmente, utilizar técnicas de interferencia para mejorar los niveles de PLS en sistemas capaces de operar en modo FD puede parecer siempre beneficioso. Sin embargo, un sistema FD práctico implementado en la PB (desempeñando simultáneamente los roles de bloqueador amigable y receptor de información) no puede eliminar perfectamente la autointerferencia. Por lo tanto, existe una relación de compromiso entre la cantidad de energía que puede utilizarse para interferir y la autointerferencia residual que permanece en el receptor legítimo [131]. De manera similar, incorporar o no requisitos de eficiencia energética en la operación del sistema puede implicar diferentes decisiones de diseño del sistema [150].

Específicamente, se analiza la viabilidad de una estrategia de interferencia implementada en la PB funcionando en modo FD bajo varias restricciones prácticas, como la cancelación imperfecta de la autointerferencia, la no linealidad del EH, el envejecimiento del canal y la correlación entre los enlaces de energía e información. Además se estudia el diseño óptimo del coeficiente α que rige el protocolo de conmutación de tiempo, introducido en la Sección 3.2.1, para la estrategia de transferencia de energía e información inalámbrica simultánea (SWIPT), la idoneidad de las diferentes estrategias de formación de haces (*beamforming*) para el funcionamiento adecuado del sistema y el impacto de la correlación de los canales entre las fases de transmisión de energía y de información.

Los resultados indican que, bajo restricciones prácticas como la no linealidad del EH y la cancelación imperfecta de la SI, las potencias de transmisión de la PB para la generación de las señales de transferencia de energía y señales de interferencia son los parámetros clave que deben optimizarse desde ambos puntos de vista: la capacidad de confidencialidad y eficiencia energética de confidencialidad (*secrecy energy efficiency*) (SEE). Además se verifica el impacto positivo de la correlación entre los enlaces de energía e información en los sistemas inalámbricos de transferencia de energía, desde una perspectiva de seguridad de la capa física.

Para las evaluaciones se considera el modelo propuesto en la Figura 6.3. Además, para implementar el sistema SWIPT, se considera un protocolo basado en bloques donde todo el proceso de transmisión se divide en L bloques, como se ilustra en la Figura 6.6. Considerando una longitud de bloque de trans-

misión de T segundos, cada bloque se divide en dos fases utilizando un protocolo de conmutación de tiempo: el período αT es empleado para la transferencia de energía y el período restante, $(1 - \alpha)T$, está dedicado a la transmisión de información, donde α es la relación de cambio de tiempo ($0 < \alpha < 1$), parámetro que rige el protocolo.

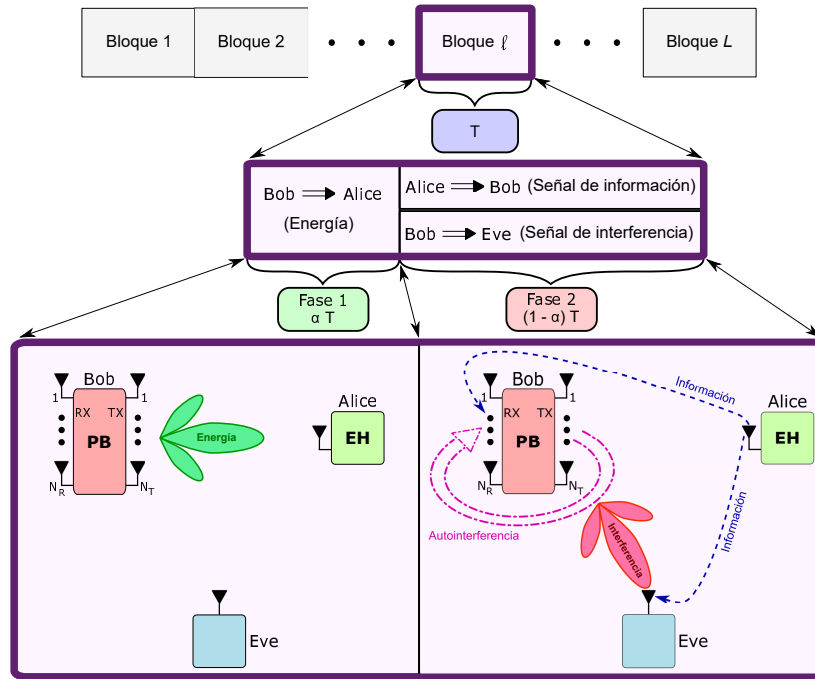


Figura 6.6: Sistema de comunicaciones basado en SWIPT en presencia de un usuario espía.

Cada bloque de transmisión de longitud T (s) se divide en dos fases que se pueden resumir de la siguiente manera:

- Fase 1: se emplea una porción de αT segundos para transferir energía. La **PB** actúa como fuente de energía y transfiere energía al dispositivo de **EH**.
- Fase 2: la porción restante, $(1 - \alpha)T$ segundos, se emplea para la transmisión de información. El dispositivo de **EH**, que ahora desempeña el papel de Alice (el transmisor legítimo) emplea la energía recolectada para enviar información a la **PB**, que actúa como Bob (el receptor legítimo).

Se considera además que la **PB** tiene capacidad de operar en modo **FD**; por lo tanto, durante la fase 2 es capaz de generar una señal de interferencia hacia el usuario espía, Eve. Esta señal de interferencia degrada el funcionamiento del receptor ilegítimo, pero también la señal recibida por la **PB** debido a la cancelación

imperfecta de la autointerferencia. Gracias a las N_T antenas de transmisión, la **PB** puede utilizar *beamforming* para mejorar la transferencia de energía al nodo de **EH**, así como generar la señal de interferencia hacia el usuario espía. El diseño de cada vector de formación de haces depende de la fase de operación.

6.5.1. Modelo de los canales

De acuerdo con el escenario bajo consideración, se asume que los coeficientes de desvanecimiento del canal para cada uno de los enlaces representados en la Figura 6.3 son $\mathbf{h}_{BA} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$, $\mathbf{h}_{AB} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$, $\mathbf{h}_{BE} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$, y $h_{AE} \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$, con una configuración de desvanecimiento de bloque cuasi estático con parámetros de frecuencia no selectivos, y su tiempo de coherencia, T_c , es mayor que la duración T del bloque de transmisión.

Más específicamente, el canal entre la **PB** y el **EH** en el bloque de transmisión ℓ está denotado como $\mathbf{h}_{BA}(\ell) = [h_{BA}^1(\ell), h_{BA}^2(\ell), \dots, h_{BA}^{N_T}(\ell)]$. A su vez, el canal entre el **EH** y la **PB**, está denotado por $\mathbf{h}_{AB}(\ell) = [h_{AB}^1(\ell), h_{AB}^2(\ell), \dots, h_{AB}^{N_R}(\ell)]$. Por otro lado, el canal entre la **PB** y el usuario espía está denotado por $\mathbf{h}_{BE}(\ell) = [h_{BE}^1(\ell), h_{BE}^2(\ell), \dots, h_{BE}^{N_T}(\ell)]$.

Debido al rango de operación relativamente corto de los sistemas de **WPT**, se asume una condición de línea de vista (**LOS**) para los enlaces de desvanecimiento entre la **PB** y el dispositivo de **EH**. Por otro lado, y sin pérdida de generalidad, se supone que los enlaces que involucran al usuario espía, es decir, Bob-Eve y Alice-Eve, tienen una condición sin línea de vista (**NLOS**). Asumiendo que el número de antenas de transmisión y recepción de la **PB** es la misma, es decir, $N_T = N_R$, y que este opera en modo **FD**, se asume que existe reciprocidad entre los canales de energía e información legítimos, es decir, entre \mathbf{h}_{BA} y \mathbf{h}_{AB} . Por lo tanto, la **PB** puede estimar el vector del canal \mathbf{h}_{AB} usando una señal piloto enviada previamente por el **EH**, y luego usar esta estimación a lo largo de los L bloques, es decir, durante el tiempo de coherencia del canal.

Para capturar adecuadamente la esencia del modelo de canal que se está considerando, se utiliza un modelo de desvanecimiento de bloques correlacionados. En esta situación, los canales legítimos de información y de energía en el bloque

de transmisión inicial se pueden expresar como:

$$\mathbf{h}_{\text{BA}}(1) = \sqrt{\frac{K_r}{1+K_r}} \mathbf{1}_{N_T} + \sqrt{\frac{1}{1+K_r}} \mathbf{z}_1^{\text{BA}}, \quad (6.24)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{\text{AB}}(1) &= \sqrt{\frac{K_r}{1+K_r}} \mathbf{1}_{N_T} + \sqrt{\frac{1}{1+K_r}} \left(\varphi \mathbf{z}_1^{\text{BA}} + \sqrt{1-\varphi^2} \mathbf{z}_1^{\text{AB}} \right) \\ &= \sqrt{\frac{K_r}{1+K_r}} \mathbf{1}_{N_T} + \sqrt{\frac{1}{1+K_r}} \mathbf{h}_{\text{new}}^{\text{AB}}(1), \end{aligned} \quad (6.25)$$

donde el factor de Rice K_r se define como la relación de las potencias **NLOS/LOS** para los enlaces de energía/información y $\mathbf{1}_{N_T} \in \mathbb{R}^{N_T \times 1}$ es un vector columna de unos, de dimensión N_T . El argumento (1) y el subíndice 1 indican que se trata del primer bloque de transmisión. En la Ecuación 6.25, el término $\mathbf{h}_{\text{new}}^{\text{AB}}(1)$ reemplaza a $\left(\varphi \mathbf{z}_1^{\text{BA}} + \sqrt{1-\varphi^2} \mathbf{z}_1^{\text{AB}} \right)$ con el objetivo de simplificar la notación.

La evolución temporal de los canales considerando el ℓ -ésimo bloque de transmisión está descrito por

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{\text{BA}}(\ell) &= \sqrt{\frac{K_r}{1+K_r}} \mathbf{1}_{N_T} + \sqrt{\frac{1}{1+K_r}} \left(\varphi \mathbf{h}_{\text{new}}^{\text{AB}}(\ell-1) + \sqrt{1-\varphi^2} \mathbf{z}_\ell^{\text{BA}} \right) \\ &= \sqrt{\frac{K_r}{1+K_r}} \mathbf{1}_{N_T} + \sqrt{\frac{1}{1+K_r}} \mathbf{h}_{\text{new}}^{\text{BA}}(\ell), \end{aligned} \quad (6.26)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{\text{AB}}(\ell) &= \sqrt{\frac{K_r}{1+K_r}} \mathbf{1}_{N_T} + \sqrt{\frac{1}{1+K_r}} \left(\varphi \mathbf{h}_{\text{new}}^{\text{BA}}(\ell) + \sqrt{1-\varphi^2} \mathbf{z}_\ell^{\text{AB}} \right) \\ &= \sqrt{\frac{K_r}{1+K_r}} \mathbf{1}_{N_T} + \sqrt{\frac{1}{1+K_r}} \mathbf{h}_{\text{new}}^{\text{AB}}(\ell), \end{aligned} \quad (6.27)$$

donde el argumento (ℓ) y el subíndice ℓ están asociados con el ℓ -ésimo bloque de transmisión. De la misma manera que en la Ecuación 6.25, con el objetivo de simplificar la notación, en la Ecuación 6.26 se reemplaza el término $\left(\varphi \mathbf{h}_{\text{new}}^{\text{AB}}(\ell-1) + \sqrt{1-\varphi^2} \mathbf{z}_\ell^{\text{BA}} \right)$ por $\mathbf{h}_{\text{new}}^{\text{BA}}(\ell)$, mientras que en la Ecuación 6.27, el término $\left(\varphi \mathbf{h}_{\text{new}}^{\text{BA}}(\ell) + \sqrt{1-\varphi^2} \mathbf{z}_\ell^{\text{AB}} \right)$ es reemplazado por $\mathbf{h}_{\text{new}}^{\text{AB}}(\ell)$. Vale la pena señalar que el envejecimiento de la estimación del canal se modela a través del coeficiente de correlación φ .

Cabe aclarar que es posible incorporar variaciones adicionales en la parte **LOS**, como se muestra en [151] pero, debido a la baja movilidad inherente del

escenario considerado, se asume que la fase de la componente de línea de vista puede considerarse como estática durante la duración de un bloque de transmisión, mientras que la variación del canal está asociada con la movilidad de los dispersores que generan la componente difusa del desvanecimiento del canal.

6.5.2. Modelo de señal para la fase de transferencia de energía

La señal recibida por el EH puede ser expresada como

$$y_{\text{EH}}(\ell) = \sqrt{P_1 L_{\text{BA}}} x_E(\ell) \mathbf{h}_{\text{BA}}^T(\ell) \mathbf{w}_{\text{T}} + n_{\text{EH}}(\ell), \quad (6.28)$$

donde P_1 es la potencia transmitida por la PB en la fase 1, \mathbf{w}_{T} es el vector de *beamforming* de transmisión, el cual corresponde a una precodificación de transmisión de relación máxima (MRT) para maximizar la energía transmitida al EH. L_{BA} incluye los efectos de las pérdidas por trayecto entre la PB y el EH, x_E es la señal de energía y n_{EH} es el ruido en el receptor del EH.

Teniendo en cuenta que la parte del período de longitud αT se emplea para la transferencia de energía inalámbrica, la energía total que alcanza el receptor del EH en este período es

$$\xi_i(\ell) = P_1 L_{\text{BA}} \left| \mathbf{h}_{\text{BA}}^T(\ell) \mathbf{w}_{\text{T}} \right|^2 \alpha T. \quad (6.29)$$

Luego, asumiendo que toda la energía recolectada se utiliza durante la fase de transmisión de información, $(1 - \alpha)T$, la potencia disponible en la entrada del EH viene dada por

$$\begin{aligned} P_i(\ell) &= \frac{\xi_i(\ell)}{(1 - \alpha)T} = P_1 L_{\text{BA}} \left| \mathbf{h}_{\text{BA}}^T(\ell) \mathbf{w}_{\text{T}} \right|^2 \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right) \\ &= P_1 L_{\text{BA}} \left| \mathbf{h}_{\text{BA}}^T(\ell) \frac{\mathbf{h}_{\text{BA}}(1)^*}{\|\mathbf{h}_{\text{BA}}(1)\|} \right|^2 \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right). \end{aligned} \quad (6.30)$$

Vale la pena mencionar que el vector de formación de haces de transmisión \mathbf{w}_{T} se calcula a partir de la estimación de \mathbf{h}_{BA} en el primer bloque de transmisión. Este último permanece constante a lo largo de un bloque completo pero varía de

acuerdo con el modelo de desvanecimiento de bloques correlacionados descrito anteriormente. Por lo tanto, el vector de formación de haces no coincidente provocará una degradación de la energía disponible en el **EH**.

La potencia cosechada está dada por

$$P_{\text{EH}}(\ell) = g(P_i(\ell)), \quad (6.31)$$

donde $g(\cdot)$ representa la función de transferencia del **EH**. En este Capítulo se considera que el **EH** tiene un comportamiento que puede describirse a través de la función sigmoide, introducida en la Ecuación 3.20 de la Sección 3.4.

6.5.3. Modelo de señal para la fase de transferencia de información

En esta segunda fase, el **EH** utiliza la energía recolectada para transmitir información a la **PB**. La señal recibida en la **PB** es ponderada por el vector de formación de haces del receptor \mathbf{w}_R , de dimensión $N_R \times 1$. Al mismo tiempo, la **PB** actúa como un bloqueador amistoso y genera una señal de interferencia hacia el usuario espía. Debido a la cancelación imperfecta de la autointerferencia, parte de esta señal de interferencia se filtra a la señal recibida. La señal recibida por la **PB** puede escribirse como

$$\begin{aligned} y_{\text{PB}}(\ell) &= \mathbf{w}_R^\dagger \left(\sqrt{P_{\text{EH}}(\ell)L_{\text{AB}}} \mathbf{h}_{\text{AB}}(\ell)x(\ell) + \sqrt{P_2\beta_{\text{SI}}} \mathbf{H}_{\text{SI}}\mathbf{w}_Jz(\ell) + n_{\text{PB}}(\ell) \right) \\ &= \sqrt{P_{\text{EH}}(\ell)L_{\text{AB}}} \mathbf{w}_R^\dagger \mathbf{h}_{\text{AB}}(\ell)x(\ell) + \sqrt{P_2\beta_{\text{SI}}} \mathbf{w}_R^\dagger \mathbf{H}_{\text{SI}}\mathbf{w}_Jz(\ell) + \mathbf{w}_R^\dagger n_{\text{PB}}(\ell), \end{aligned} \quad (6.32)$$

donde P_2 es la potencia transmitida por la **PB** en la fase de información cuando la **PB** actúa como bloqueador amistoso, $x(\ell)$ es la señal de información transmitida por el **EH**, L_{AB} incluye los efectos de las pérdidas por trayecto entre el **EH** y la **PB** y n_{PB} es el **AWGN** en las antenas de la **PB**. Por otro lado, \mathbf{H}_{SI} es la matriz de canales de autointerferencia, de dimensiones $N_R \times N_T$, y β_{SI} denota el aislamiento entre las antenas transmisoras y receptoras de la **PB**, el cual puede ser conseguido utilizando técnicas mencionadas en la Sección 6.3.1. Por último, se define a z como la señal de interferencia con potencia unitaria, y el vector

\mathbf{w}_J , de dimensión $N_T \times 1$, como el vector de formación de haz de transmisión de interferencia de la PB que actúa como bloqueador amigable.

Por otro lado, la señal que llega al usuario espía está dada por

$$y_E(\ell) = \sqrt{P_{EH}(\ell)L_{AE}}h_{AE}(\ell)x(\ell) + \sqrt{P_2L_{BE}}\mathbf{h}_{BE}^T(\ell)\mathbf{w}_Jz(\ell) + n_E(\ell), \quad (6.33)$$

donde L_{AE} incluye los efectos de las pérdidas por trayecto que afectan la señal de interferencia enviada por el EH al usuario espía y n_E es el AWGN en la antena de este último.

A partir de la Ecuación 6.32, la relación de señal a interferencia más ruido (SINR) a la entrada del receptor legítimo, es decir, Bob, puede ser evaluada como

$$\begin{aligned} \gamma_B(\ell) &= \frac{P_{EH}(\ell)L_{AB}|\mathbf{w}_R^\dagger \mathbf{h}_{AB}(\ell)|^2}{P_2\beta_{SI}|\mathbf{w}_R^\dagger \mathbf{H}_{SI}\mathbf{w}_J|^2 + N_0} \\ &= \frac{g\left(\frac{P_1L_{BA}\alpha}{1-\alpha} \left|\mathbf{h}_{BA}^T(\ell) \frac{\mathbf{h}_{BA}(1)^*}{\|\mathbf{h}_{BA}(1)\|}\right|^2\right) L_{AB}|\mathbf{w}_R^\dagger \mathbf{h}_{AB}(\ell)|^2}{P_2\beta_{SI}|\mathbf{w}_R^\dagger \mathbf{H}_{SI}\mathbf{w}_J|^2 + N_0}, \end{aligned} \quad (6.34)$$

y la SINR promedio está dada por $\bar{\gamma}_B = \mathbb{E}\{\gamma_B(\ell)\}$.

De la misma manera, la SINR instantánea en el usuario espía se puede expresar como

$$\begin{aligned} \gamma_E(\ell) &= \frac{P_{EH}(\ell)L_{AE}|h_{AE}(\ell)|^2}{P_2L_{BE}|\mathbf{h}_{BE}^T(\ell)\mathbf{w}_J|^2 + N_0} \\ &= \frac{g\left(\frac{P_1L_{BA}\alpha}{1-\alpha} \left|\mathbf{h}_{BA}^T(\ell) \frac{\mathbf{h}_{BA}(1)^*}{\|\mathbf{h}_{BA}(1)\|}\right|^2\right) L_{AE}|h_{AE}(\ell)|^2}{P_2L_{BE}|\mathbf{h}_{BE}^T(\ell)\mathbf{w}_J|^2 + N_0} \end{aligned} \quad (6.35)$$

y la SINR promedio está dada por $\bar{\gamma}_E = \mathbb{E}\{\gamma_E(\ell)\}$.

6.5.4. Capacidad de confidencialidad y eficiencia energética de confidencialidad

Utilizando las definiciones de SINR a la entrada, tanto de Bob como de Eve, es posible definir la tasa instantánea de confidencialidad alcanzable, $C_s(\ell)$, descrita

como

$$C_s(\ell) = (1 - \alpha) \begin{cases} \log_2(1 + \gamma_B(\ell)) - \log_2(1 + \gamma_E(\ell)) & \text{si } \gamma_B(\ell) > \gamma_E(\ell) \\ 0 & \text{si } \gamma_B(\ell) \leq \gamma_E(\ell) \end{cases}. \quad (6.36)$$

Esta última definición no contempla aspectos de eficiencia energética en las comunicaciones seguras. En la configuración considerada, cuando son empleados **EH** no lineales, el convertidor alcanza la saturación y su eficiencia de conversión se reduce drásticamente. Además, considerando que este sistema requiere una estimación inicial del canal, la energía y el tiempo dedicado a transmitir los símbolos piloto deben tenerse en cuenta para calcular la eficiencia energética y espectral [152], junto con la calidad de las estimaciones del canal. Teniendo en cuenta estas consideraciones, se define la eficiencia energética de confidencialidad (*secrecy energy efficiency*) (*SEE*) [153] como la métrica clave para medir la seguridad del sistema y la energía requerida para alcanzarla.

La potencia consumida por la **PB** puede ser expresada como

$$P_{\text{CPB}} = \eta_{pa}(P_1 + P_2) + P_{\text{SP}}, \quad (6.37)$$

donde η_{pa} es la eficiencia del amplificador de potencia de la **PB**, descrita en la Sección 3.3.2, P_{SP} es la potencia estática consumida por los bloques transmisores y receptores de la **PB**, que incluye la potencia requerida para realizar el procesamiento de las señales y los bloques analógicos para operar, y también la potencia requerida para implementar la eliminación de la autointerferencia durante la operación en modo **FD**.

La *SEE* instantánea del enlace de comunicación seguro se define como la relación entre la tasa de confidencialidad alcanzable del sistema y la potencia total consumida [153, 154, 155], es decir,

$$\text{SEE} = \frac{C_s}{P_{\text{CPB}}}. \quad (6.38)$$

Con el objetivo final de maximizar una determinada métrica de rendimiento, ya sea la *SEE* o la C_s es necesario realizar un buen diseño de algunos de los parámetros del sistema. Estos parámetros pueden ser, por ejemplo, el vec-

tor de interferencia \mathbf{w}_J , la relación de cambio α del protocolo de conmutación de tiempo, que dependerá de la función de transferencia del EH, o la potencia total transmitida por la PB, donde en la fase 1, P_1 dependerá de la función de transferencia del EH mientras que P_2 es dependiente de la autointerferencia residual. De esta manera, la maximización de la C_s y la SEE pueden ser expresadas, respectivamente, de la siguiente manera

S1: Maximización de la capacidad de confidencialidad:

$$\begin{aligned}
 (S1) : \quad & \max_{P_1, P_2, \alpha, \mathbf{w}_j} C_s \\
 \text{s.t.} \quad & P_1 \leq P_{\max}, \\
 & P_2 \leq P_{\max}, \\
 & 0 < \alpha < 1, \\
 & \|\mathbf{w}_J\| = 1.
 \end{aligned} \tag{6.39}$$

J1: Maximización de la eficiencia energética de confidencialidad:

$$\begin{aligned}
 (J1) : \quad & \max_{P_1, P_2, \alpha, \mathbf{w}_j} \text{SEE} \\
 \text{s.t.} \quad & P_1 \leq P_{\max}, \\
 & P_2 \leq P_{\max}, \\
 & 0 < \alpha < 1, \\
 & \|\mathbf{w}_J\| = 1.
 \end{aligned} \tag{6.40}$$

Dependiendo de la disponibilidad de la CSI en la PB, es posible que no se puedan alcanzar los objetivos de optimización anteriores. Por ejemplo, la maximización, tanto de la C_s instantánea como de la SEE solo es posible cuando se dispone de una CSI perfecta del sistema en la PB y, así, optimizarse el vector de formación de haces \mathbf{w}_J . En ausencia de la CSI del usuario espía, la capacidad instantánea del enlace ilegítimo no puede utilizarse para el diseño de formación de haces. Incluso en casos donde la autointerferencia sea nula, la solución de los problemas de optimización definidos anteriormente es bastante difícil debido a la no convexidad de las métricas de secreto [153].

El diseño conjunto de la relación de cambio α del protocolo de conmutación

de tiempo y el vector de formación de haces de transmisión se aborda en [156]. Sin embargo, solo se consideró una comunicación bidireccional no simultánea (*half-duplex*) (HD). Por esta razón, en esta Tesis se propone resolver esta problemática desde un enfoque iterativo de manera de elegir correctamente los parámetros del sistema mencionados, es decir, \mathbf{w}_J , P_1 , P_2 y α .

6.5.5. Resultados numéricos

En primera instancia, se estudia el impacto de diferentes estrategias de formación de haces en el rendimiento alcanzable. Luego, se realiza el diseño del resto de los parámetros: como se verá más adelante, la elección del parámetro de la relación de cambio α no es crítica dentro de un rango de valores. Por lo tanto, las potencias de transmisión (P_1 , P_2) para las fases de transmisión de energía y de interferencia pueden considerarse para un α fijo con poco impacto. Con esto en mente, se analizan los valores óptimos de P_1 y P_2 para un cierto rendimiento de cancelación cuando se opera en modo FD y se la compara con el rendimiento del sistema operando en modo HD.

Vale la pena mencionar que los resultados analíticos están disponibles solo para el escenario simplificado presentado en [105] donde se abordó el impacto de la correlación entre los enlaces de energía e información en los sistemas inalámbricos de transferencia de energía, desde una perspectiva de seguridad de la capa física. Específicamente, se asumió un escenario de HD de antena única con EH lineal, y no se consideró la optimización de α .

6.5.5.1. Efectos del diseño del vector formador de haces

El rendimiento de las diferentes estrategias de formación de haces, presentadas en la Sección 6.3.1.1 se evalúa a continuación. En todos los casos, las métricas de capacidad de confidencialidad promedio (\overline{C}_s) y eficiencia energética de confidencialidad promedio (\overline{SEE}) se evalúan promediando los L bloques en los que la transmisión está organizada y sobre R_z realizaciones del canal. Se supone un total de $L = 10$ bloques, con $R_z = 10^4$ ejecuciones por bloque, realizadas a través del método de Montecarlo .

Se consideran dos conjuntos de valores para el coeficiente de correlación φ

(definido en la Ecuación 6.22), es decir, $\varphi = 0.1$ y $\varphi = 0.99$, así como escenarios NLOS/LOS con $K_r = 0$ y $K_r = 4$, respectivamente, y tomado el factor de relación de cambio del protocolo de conmutación de tiempo como $\alpha = 1/3$.

Por otro lado, tratándose de un escenario realista, es habitual asumir que se dispone de una estimación del canal de autointerferencia ruidosa y, por tanto, no perfecta. Esta degradación del canal puede modelarse como

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{SI}} = \mathbf{H}_{\text{SI}} + \epsilon_{\text{SI}}, \quad (6.41)$$

donde $\hat{\mathbf{H}}_{\text{SI}}$ representa la estimación del canal verdadero y ϵ_{SI} es un error de estimación aleatorio. En este tipo de escenarios, es común considerar valores que rondan los -30 y -40 dB de error de estimación de canal.

Los parámetros generales de simulación se resumen en la Tabla 6.1.

Parámetro	Valor	Referencia
d_{BA}	5 m	Distancia entre Bob y Alice
d_{AE}	10 m	Distancia entre Alice y Eve
d_{BE}	10 m	Distancia entre Bob y Eve
$N_{\text{T}} / N_{\text{R}}$	8 / 8	Antenas de transmisión / recepción del PB
β_{SI}	20 dB	Aislamiento entre antenas de TX y RX del PB
ϵ_{SI}	-40 dB	Error de estimación del canal de autointerferencia
P_{Sp}	10 dBm	Potencia estática consumida por el PB
η_{PA}	0.7	Eficiencia del PA
f	915 MHz	Frecuencia de operación
γ	3	Exponente de <i>Path Loss</i>

Tabla 6.1: Conjunto de parámetros generales de simulación para la evaluación de la capacidad de confidencialidad y la eficiencia energética de confidencialidad.

Las Figuras 6.7 y 6.8 ilustran el rendimiento de los diferentes esquemas de formación de haces en términos de la capacidad de confidencialidad promedio (\overline{C}_s) y la eficiencia energética de confidencialidad promedio ($\overline{\text{SEE}}$), respectivamente.

Puede notarse que, aunque la disponibilidad de una CSI completa permite un rendimiento más elevado, la degradación de los esquemas basados en el desconocimiento de la CSI no es dramática en todos los casos. También puede verse que el rendimiento general del sistema se degrada para valores más bajos de φ , lo que es coherente con el hecho de que la calidad de formación de haces para

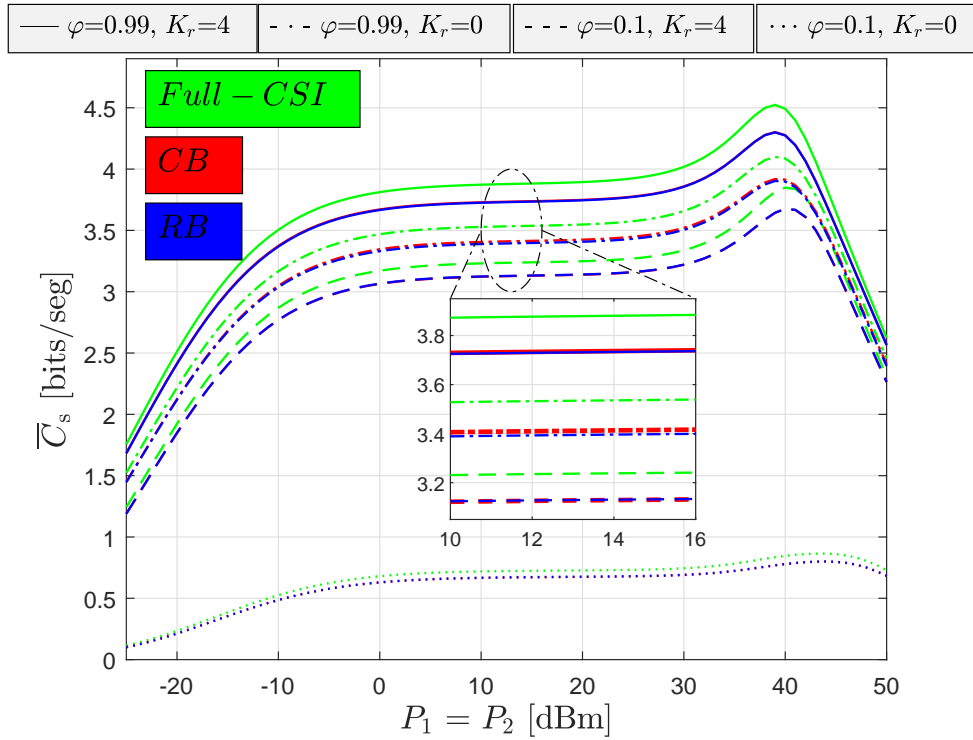


Figura 6.7: Capacidad de confidencialidad promedio bajo diferentes estrategias de formación de haces con $P_1 = P_2$, $\varphi = 0,1$ y $0,99$ y $K_r = 0$ y 4 .

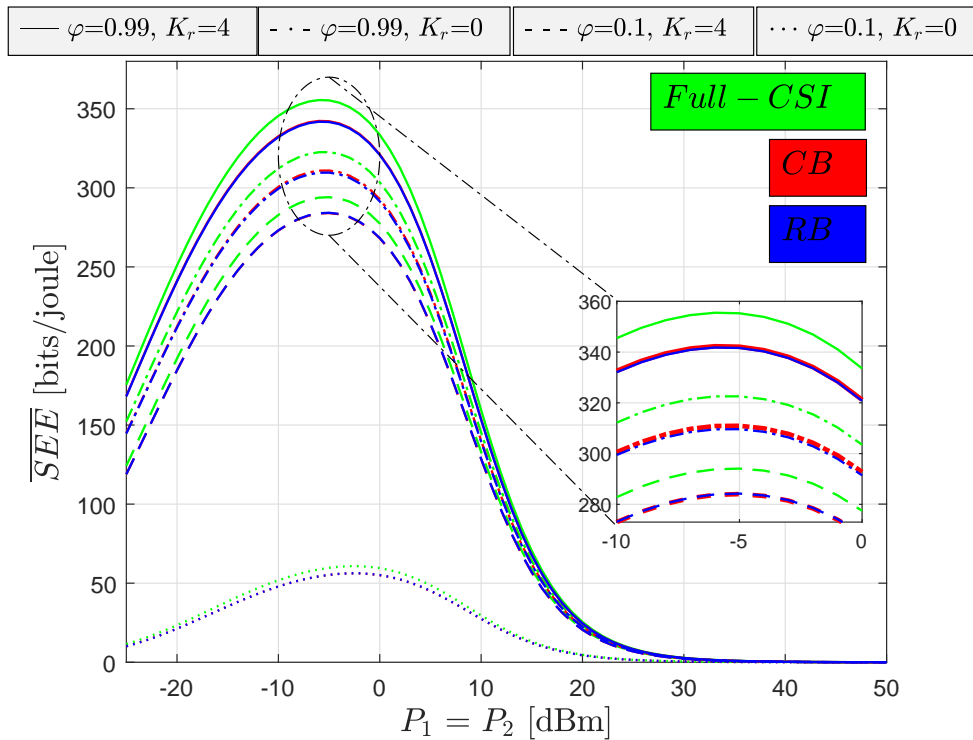


Figura 6.8: Eficiencia energética de confidencialidad promedio bajo diferentes estrategias de formación de haces con $P_1 = P_2$, $\varphi = 0,1$ y $0,99$ y $K_r = 0$ y 4 .

el esquema MRT se degrada debido al envejecimiento del canal. Este efecto es menos pronunciado en presencia de una componente dominante de línea de vista.

En estas figuras se pueden apreciar los beneficios de la correlación entre los enlaces de energía e información en ambas métricas. Como se establece por [105, Eq. 13], este beneficio es más significativo en los canales de tipo Rayleigh ($K_r = 0$), mientras que en los canales de LOS ($K_r = 4$) el efecto se reduce.

Se puede observar en la Figura 6.7 que la \overline{C}_S es aproximadamente invariante cuando la potencia transmitida ($P_1 = P_2$) varía de 0 a 30 dBm. En este caso, un incremento de P_1 se refleja en una mayor cantidad de energía cosechada para ser empleada durante la fase 2. Por otro lado, un mayor valor de P_2 aumentará la señal de interferencia sobre el usuario espía y degradando su SNR. Sin embargo, debido a la cancelación imperfecta de la autointerferencia, una P_2 grande también afectará la SNR del usuario legítimo (Bob). En este rango de potencia transmitida, ambos efectos están equilibrados y la capacidad de confidencialidad se mantiene casi constante.

Cabe mencionar que el comportamiento de pico, que se observa alrededor de los 40 dBm en la Figura 6.7, se debe a un aumento en la eficiencia de conversión de energía debido a la característica no lineal del cosechador de energía descrita por la Ecuación 3.20 de la Sección 3.4. A través de la Figura 6.9, donde se compara la respuesta no lineal de dicho cosechador de energía no lineal vs. la respuesta de un cosechador lineal con saturación, se puede observar que hasta alrededor de 5 dBm de la potencia de entrada, el modelo no lineal tiene una respuesta aproximadamente lineal. Sin embargo, para una potencia de entrada en el rango de 5 a 20 dBm, se puede observar un ligero aumento en la eficiencia de conversión. El cosechador alcanza la saturación para una potencia de entrada superior a 20 dBm.

En el caso de la \overline{SEE} , se puede observar que una potencia transmitida alrededor de los 0 dBm proporciona los mejores resultados. En esta métrica, un incremento de P_2 por encima de 0 dBm se refleja en un gran consumo de energía mientras que la capacidad de confidencialidad se mantiene invariable.

Estos resultados motivan la necesidad de optimizar la potencia transmitida en cada fase para aprovechar los beneficios de los sistemas propuestos. Por otro lado, estos resultados también sugieren que tener conocimiento de la CSI del enlace ilegítimo no proporciona un beneficio importante. Por lo tanto, la arquitectura

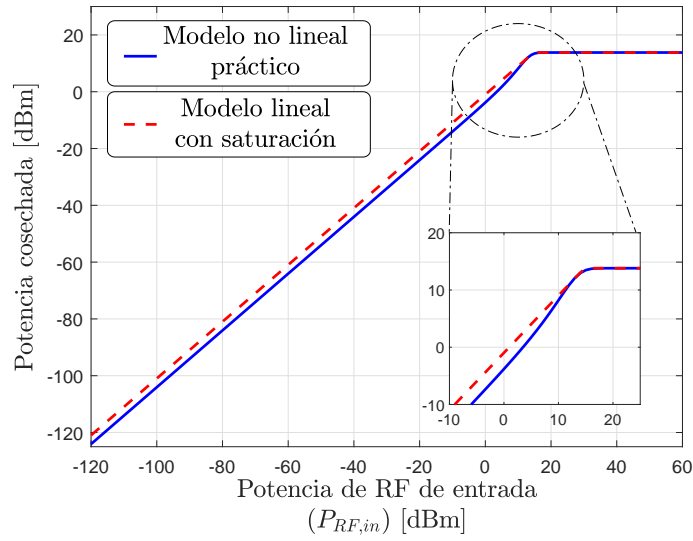


Figura 6.9: Comparación entre las respuestas de un EH no lineal vs. la de un EH lineal con saturación.

de formación de haces más simple, es decir, la formación de haces aleatorios, será considerado en el análisis.

6.5.5.2. Estrategias de asignación de potencia y división de tiempo

De acuerdo con los resultados de la sección anterior, elegir una estrategia de RB es una opción recomendada que simplifica el diseño del sistema y elimina la necesidad del conocimiento de la CSI del enlace ilegítimo por parte de la PB. Con esto en mente, los problemas de optimización, introducidos en la Sección 6.5.4, pueden redefinirse como:

S2: Maximización de la capacidad de confidencialidad:

$$\begin{aligned}
 (S2) : \quad & \max_{P_1, P_2, \alpha} C_s \\
 \text{s.t.} \quad & P_1, P_2 \leq P_{\max}, \\
 & 0 < \alpha < 1.
 \end{aligned} \tag{6.42}$$

J2: Maximización de la eficiencia energética de confidencialidad:

$$\begin{aligned}
 (J2) : \quad & \max_{P_1, P_2, \alpha} \text{SEE} \\
 \text{s.t.} \quad & P_1, P_2 \leq P_{\max}, \\
 & 0 < \alpha < 1.
 \end{aligned} \tag{6.43}$$

A diferencia de otros trabajos [157], estos problemas de optimización no pueden resolverse utilizando los típicos solucionadores locales (por ejemplo, `fmincon` de *Matlab*) debido a la naturaleza no convexa del problema. En este caso, para obtener los valores de P_1 , P_2 y α , que en conjunto optimicen la métrica de rendimiento de interés, es necesario utilizar un solucionador que permita una búsqueda global. En este sentido, se emplearon algunos algoritmos, como son, *GlobalSearch*, *MultiStart* y algoritmo genético (*genetic algorithm*) (**GA**), para verificar la exactitud de la solución global.

Debido a las múltiples interacciones entre los parámetros del modelo del sistema, primero se analiza el efecto de α para una potencia de transmisión fija y luego se analiza la asignación de potencia P_1 y P_2 para una relación de división de tiempo α fija).

Efectos de la relación de cambio de tiempo α

Se evalúa entonces el impacto de la relación de cambio de tiempo α en las métricas de rendimiento de confidencialidad, cuando se considera una potencia de transmisión de la **PB** fija. En esta caso, se consideran los mismos valores de parámetros que los presentados en la Tabla 6.1 pero se asume que $P_1 = P_2 = 0$ dBm, y que el error de estimación del canal de autointerferencia, ϵ_{SI} , toma diferentes valores, y así poder evaluar el rendimiento del sistema bajo diferentes niveles de cancelación de autointerferencia.

Las Figuras 6.10 y 6.11 muestran la evolución de las métricas de rendimiento de confidencialidad en función de α .

Cuando el error de estimación del canal de autointerferencia es nulo, puede apreciarse que ambas métricas de confidencialidad tienen un valor óptimo de α para el cual se maximiza el rendimiento. Esto, aunque no tan notorio, también sucede cuando se considera una cancelación imperfecta de la autointerferencia, ya que un ϵ_{SI} finito tiene un efecto de aplanamiento en las métricas de confidencialidad. Esto sugiere que se puede lograr una operación cercana a la óptima para un cierto rango de valores de α , tanto en términos de capacidad de confidencialidad promedio como de eficiencia energética de confidencialidad promedio, e independientemente de la condición **NLOS/LOS** y el valor de φ .

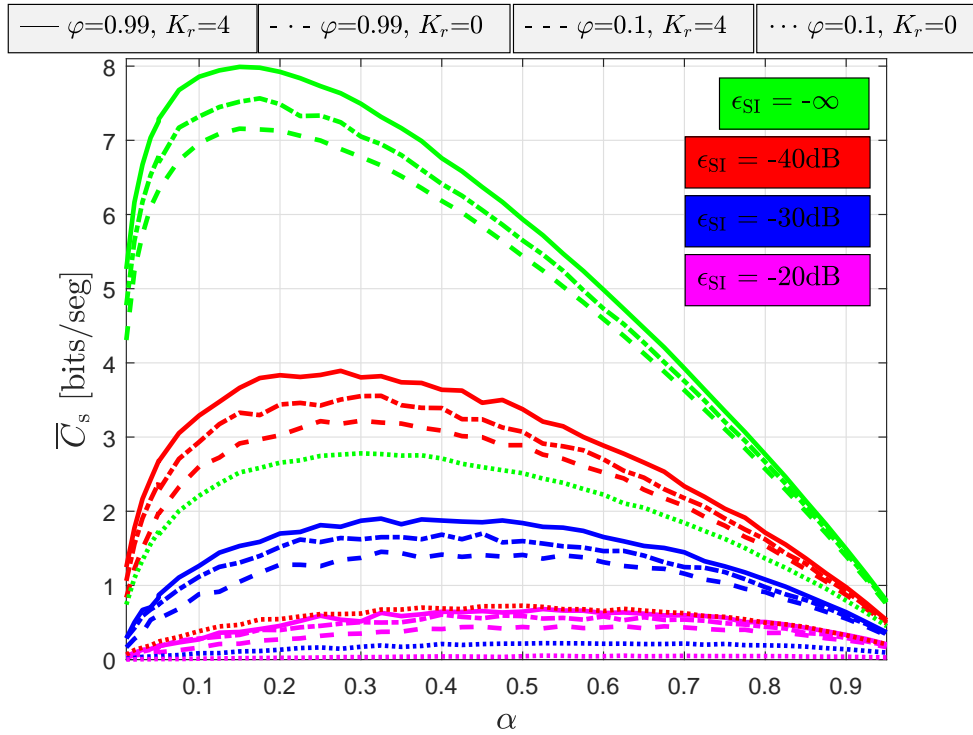


Figura 6.10: Evolución de la capacidad de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de α con $P_1 = P_2 = 0$ dBm, $\varphi = 0,1$ y $0,99$, $K_r = 0$ y 4 , y donde el error de estimación aleatorio ϵ_{SI} toma diferentes valores.

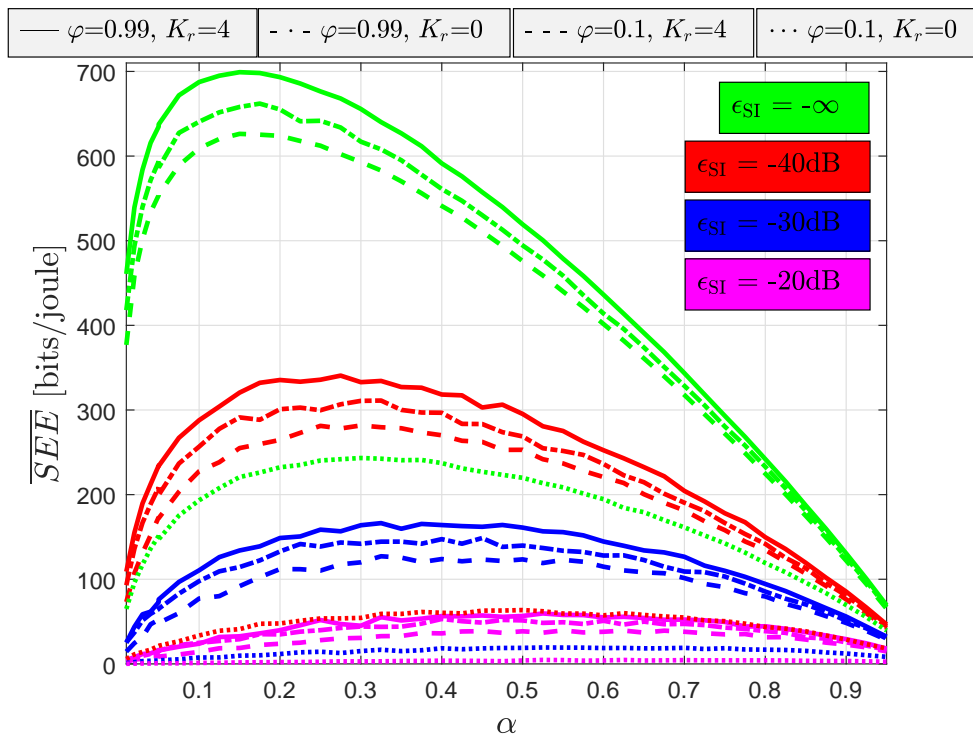


Figura 6.11: Evolución de la eficiencia energética de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de α con $P_1 = P_2 = 0$ dBm, $\varphi = 0,1$ y $0,99$, $K_r = 0$ y 4 , y donde el error de estimación aleatorio ϵ_{SI} toma diferentes valores.

También puede apreciarse que los valores altos de correlación entre los enlaces de energía e información tienen un beneficio doble en el rendimiento del sistema: la formación de haces de energía en la fase 1 apenas se degrada en ausencia del envejecimiento del canal, y la potencia promedio recibida por la PB durante la fase 2 también aumenta gracias a la correlación. [158].

Efectos de la asignación de potencia en las fases 1 y 2

El objetivo ahora es comprender el efecto en el rendimiento del sistema confidencial de la asignación de potencia en las fases de transmisión de energía y de interferencia. Teniendo en mente los resultados anteriores, es posible evaluar los valores de asignación de potencia P_1 y P_2 para equilibrar los efectos de la interferencia y la autointerferencia, estableciendo en un valor fijo el valor de α . En este caso, este factor se fija en $\alpha = 1/3$ mientras que el resto de los parámetros se mantiene similares a los de las figuras anteriores.

Las Figuras 6.12 y 6.13 muestran la evolución de las métricas de desempeño de confidencialidad en función de la potencia de interferencia P_2 , para una potencia de transmisión de energía dada, en este caso, $P_1 = 0$ dBm.

En ausencia de autointerferencia, aumentar la potencia de interferencia mejora la capacidad de confidencialidad promedio, aunque dicha mejora alcanza un nivel de saturación cuando la señal de interferencia que llega al usuario espía es suficientemente grande. Sin embargo, a medida que la cancelación imperfecta de la autointerferencia se vuelve perceptible, se hace dominante el efecto de la degradación en términos de autointerferencia debida al aumento de la potencia de interferencia, lo que significa que el aumento adicional de la potencia de interferencia resulta perjudicial.

Con respecto a la eficiencia energética de confidencialidad promedio, puede verse que, en todos los casos, existe un valor máximo de P_2 que maximiza la eficiencia energética del secreto: este valor se reduce a medida que ϵ_{SI} crece.

A través de las Figuras 6.12 y 6.13 puede observarse que la maximización de ambas métricas no se alcanza para el mismo valor de P_2 . Sin embargo, los valores de P_2 que maximizan ambas métricas de rendimiento están razonablemente cerca; esto sugiere que en sistemas prácticos, es decir, en presencia de un ϵ_{SI} finito, es

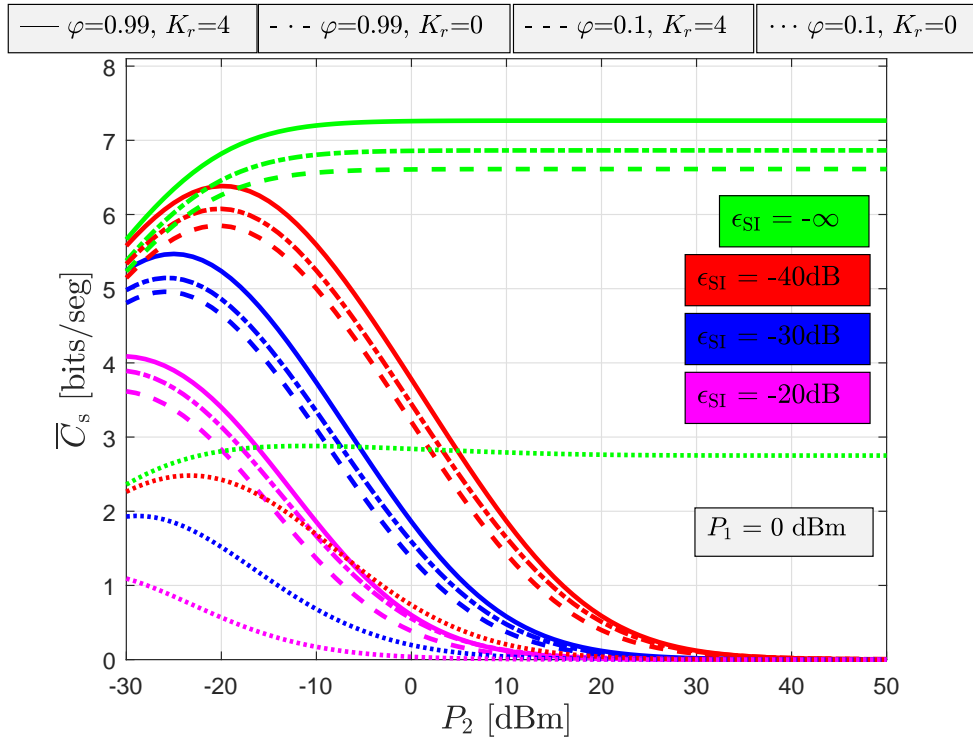


Figura 6.12: Evolución de la capacidad de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de P_2 con $P_1 = 0$ dBm, $\varphi = 0,1$ y $0,99$, $K_r = 0$ y 4 , y donde el error de estimación aleatorio ϵ_{SI} toma diferentes valores.

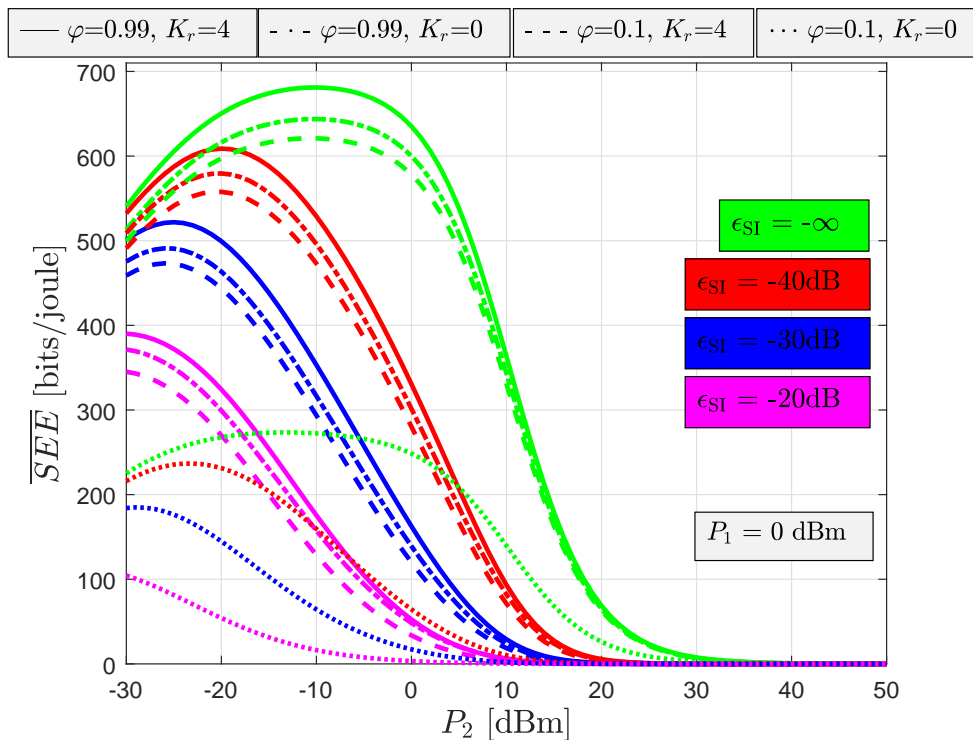


Figura 6.13: Evolución de la eficiencia energética de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de P_2 con $P_1 = 0$ dBm, $\varphi = 0,1$ y $0,99$, $K_r = 0$ y 4 , y donde el error de estimación aleatorio ϵ_{SI} toma diferentes valores.

posible obtener un buen rendimiento de confidencialidad sin una degradación importante de la eficiencia energética.

Además, de la observación de las Figuras 6.10 y 6.11 y de las Figuras 6.12 y 6.13, puede destacarse que en los canales NLOS la ganancia debida a la correlación entre los enlaces de energía e información es aún más pronunciada que la ganancia obtenida en los canales LOS.

En general, el nivel de autointerferencia residual y la saturación del EH no lineal limitan el rendimiento del sistema cuando P_1 y P_2 varían. Por lo tanto, es necesario evaluar en mayor profundidad la relación de compromiso entre la maximización, tanto de la seguridad, como de la eficiencia energética.

Optimización conjunta de la asignación de potencia y la relación de cambio de tiempo

Luego de evaluar los efectos individuales de los parámetros de asignación de potencia y relación de cambio de tiempo, en esta subsección se abordan los problemas de optimización S2 y J2, para determinar el conjunto óptimo de P_1 , P_2 y α que maximizan las prestaciones de capacidad y eficiencia energética de confidencialidad.

Como se mencionó anteriormente, debido a la naturaleza no convexa del problema, estos problemas de optimización no pueden resolverse utilizando los típicos solucionadores locales. Por esta razón, es necesario acudir a solucionadores que brinden resultados globales. Con esto en mente, la optimización conjunta se ensayó utilizando varios algoritmos de optimización global como *PatternSearch*, *MultiStart* y *GlobalSearch*. Sin embargo, los mejores resultados en términos de convergencia se observaron cuando se utilizó el GA¹, donde, en promedio, el algoritmo converge en alrededor de 150-250 iteraciones [7].

Un diagrama en bloques que describe el proceso con el cual el algoritmo genético realiza la optimización, tanto de \overline{C}_s como de \overline{SEE} , se muestra en la Figura 6.14.

¹El *Algoritmo Genético* es un método heurístico para resolver problemas de optimización restringidos y no restringidos que no son adecuados para los algoritmos de optimización estándar. En este caso, se elige el GA debido a su capacidad para resolver problemas de funciones objetivo altamente no lineales que tienen varios valores extremos locales. En este tipo de escenarios, donde las funciones de optimización convencionales devuelven un punto mínimo local, el AG tiene la capacidad de superar esta deficiencia.

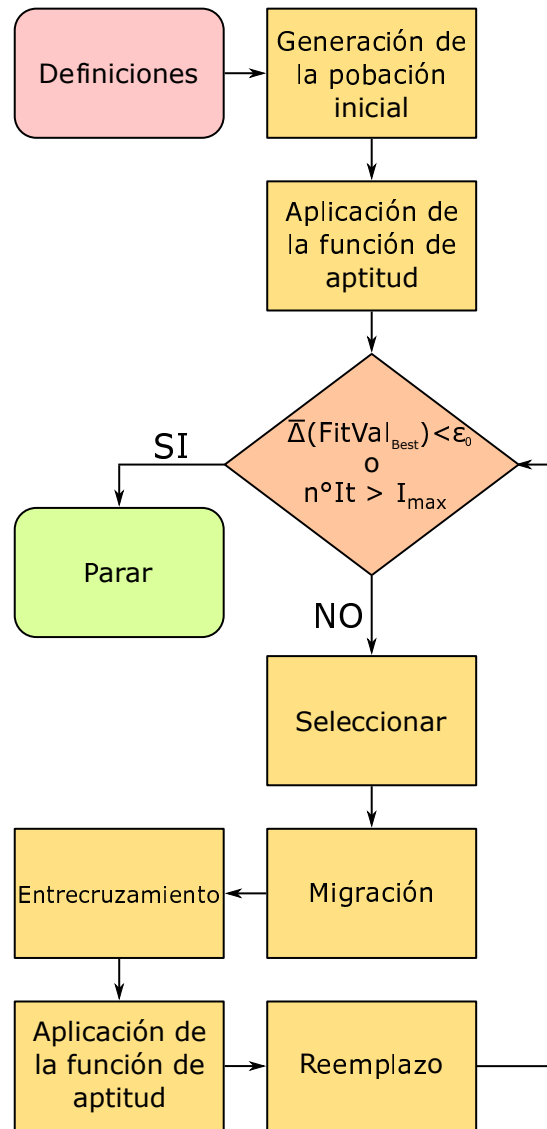


Figura 6.14: Diagrama en bloques del algoritmo genético para la maximización de $\overline{C}_s / \overline{\text{SEE}}$.

El algoritmo se detiene si: (i) el cambio relativo promedio en el valor de la mejor función de aptitud, representado por $\bar{\Delta}(\text{FitVal}_{\text{Best}})$, es menor o igual que el dado por la tolerancia (ϵ_0) o (ii) el número de iteraciones, representado por $n^\circ \text{It}$, es mayor que un valor predefinido (I_{max}). El pseudocódigo utilizado para la optimización de \overline{C}_s y $\overline{\text{SEE}}$ se muestra en el Algoritmo 3.

Gracias a la capacidad del GA de evitar la convergencia en puntos mínimos locales, se obtienen buenos resultados a costa de una mayor complejidad de implementación. Sin embargo, este tema está fuera del alcance de esta Tesis, y el desarrollo de algoritmos simplificados para resolver el problema de optimización se deja para futuras actividades de investigación.

Algoritmo 3: Algoritmo genético para la maximización de $\overline{C}_s / \overline{SEE}$.**Definir:**

- └ Número de variables de diseño (P_1, P_2, α);
- └ tamaño de la población;
- └ máximo número de iteraciones (I_{\max});
- └ tolerancia (ε_0);
- └ rango de valores para P_1, P_2, α ;

Generar:

- └ la población inicial aleatoriamente;

Aplicar:

- └ la función de aptitud para cada miembro de la población;

while $\overline{\Delta}(\text{FitVal}_{\text{Best}}) > \varepsilon_0$ **or** $n^{\circ}It < I_{\max}$ **do**

Seleccionar:

- └ los miembros de la población que se cruzarán en la próxima generación;

Hacer:

- └ la migración de los mejores individuos de una subpoblación reemplazando a los peores individuos en otra subpoblación;

Hacer:

- └ el cruce que combina dos individuos para formar un individuo joven cruzado para la próxima generación;

Aplicar:

- └ la función de aptitud para cada miembro de la población;

Hacer:

- └ el reemplazo por los mejores individuos para formar la población de la próxima generación;

Los valores óptimos de rendimiento de la capacidad de confidencialidad promedio se ilustran en las Figuras 6.15 y 6.16 mientras que los valores óptimos de rendimiento de la eficiencia energética de confidencialidad promedio se ilustran en las Figuras 6.17 y 6.18 en función del error de estimación del canal de autointerferencia. Para esta serie de evaluaciones se considera $\varphi = 0.99$ y $K_r = 4$.

En las Figuras 6.15 y 6.17, puede observarse que el valor óptimo de P_1 es razonablemente plano, independientemente del valor de ϵ_{SI} . Por el contrario, el valor óptimo de P_2 disminuye a medida que crece el error de estimación del canal de autointerferencia. Esto tiene un beneficio para ambas métricas de rendimiento de confidencialidad: la reducción de la potencia de interferencia reduce la autointerferencia y también mejora la eficiencia energética.

En las Figuras 6.16 y 6.18, se puede observar que la relación óptima de cambio de tiempo que maximiza ambas métricas de rendimiento queda confinada entre 0,045 y 0,055 (para un valor de ϵ_{SI} de -40 dB). Cabe mencionar que este valor

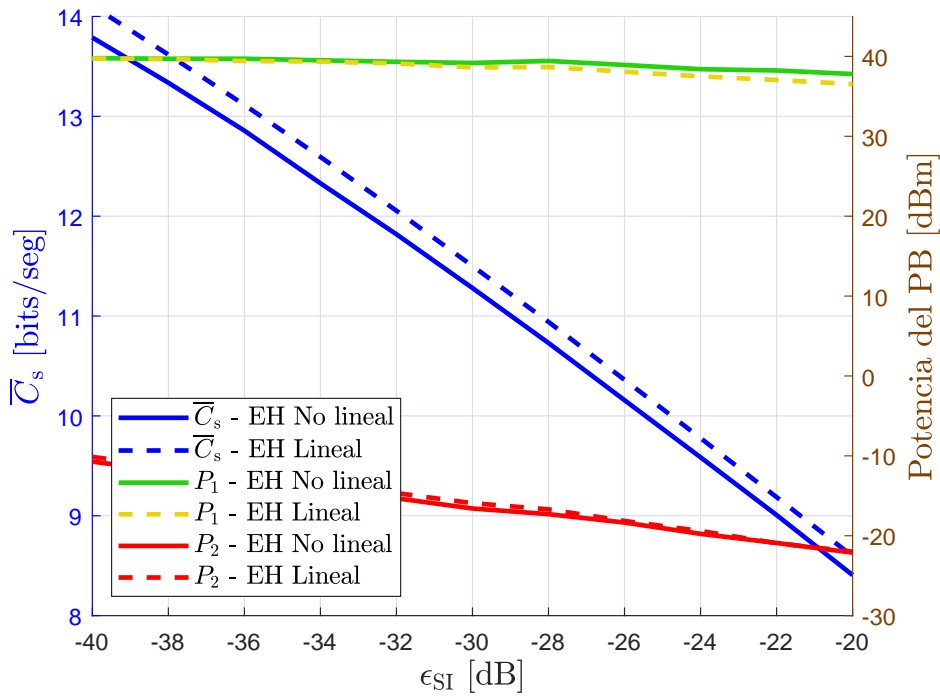


Figura 6.15: Evolución de P_1 y P_2 optimizando la capacidad de confidencialidad promedio para un EH lineal y otro no lineal en función de ϵ_{SI} , con $\varphi = 0.99$ y $K_r = 4$.

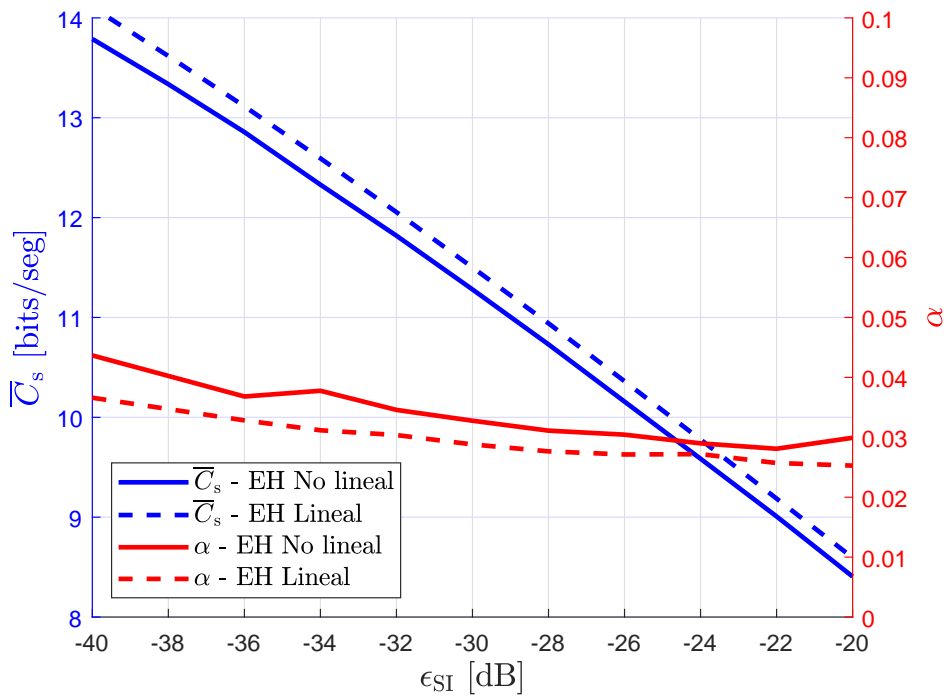


Figura 6.16: Evolución de α optimizando la capacidad de confidencialidad promedio para un EH lineal y otro no lineal en función de ϵ_{SI} , con $\varphi = 0.99$ y $K_r = 4$.

de $\alpha \approx 0,05$ va en concordancia con los resultados presentados en trabajos en los que se consideran implementaciones de división de potencia (PS) [159]. A partir

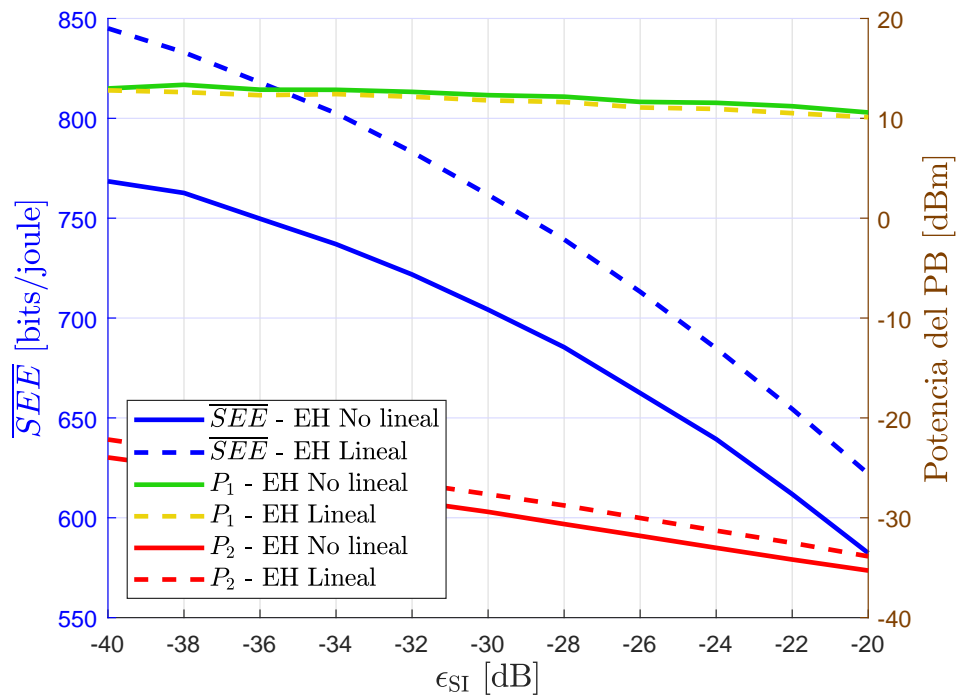


Figura 6.17: Evolución de P_1 y P_2 optimizando la eficiencia energética de confidencialidad promedio para un EH lineal y otro no lineal en función de ϵ_{SI} , con $\varphi = 0.99$ y $K_r = 4$.

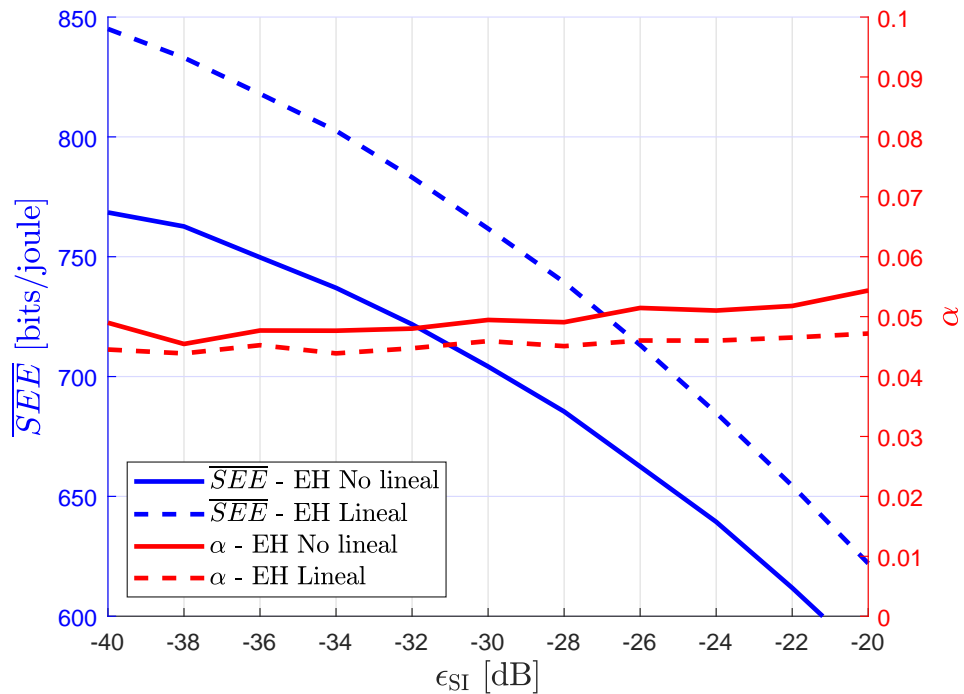


Figura 6.18: Evolución de α optimizando la eficiencia energética de confidencialidad promedio para un EH lineal y otro no lineal en función de ϵ_{SI} , con $\varphi = 0.99$ y $K_r = 4$.

de esto, fijar un valor de $\alpha = 0,05$ parece razonable.

Las curvas de optimización se obtienen considerando dispositivos de EH lineales y no lineales. Puede observarse que la capacidad de confidencialidad y la potencia transmitida se ven ligeramente afectadas cuando se consideran cosechadores lineales y no lineales. Sin embargo, el factor de cambio de tiempo no se ve afectado por el tipo de cosechador. Por otro lado, el cosechador no lineal afecta la eficiencia energética de confidencialidad, y su efecto es aún más pronunciado cuando se considera un buen nivel de cancelación de la autointerferencia, como se ilustra en las Figuras 6.17 y 6.18.

En las siguientes simulaciones, α es fijado en 0,05 y se considera un nivel moderado de autointerferencia, es decir, $\epsilon_{SI} = -40$ dB. A través de las Figuras 6.19 y 6.20 se visualiza el efecto sobre la capacidad de confidencialidad promedio de la variación de P_1 y P_2 , mientras que el efecto de la variación de estos parámetros sobre la eficiencia energética de confidencialidad promedio se ilustra en las Figuras 6.21 y 6.22.

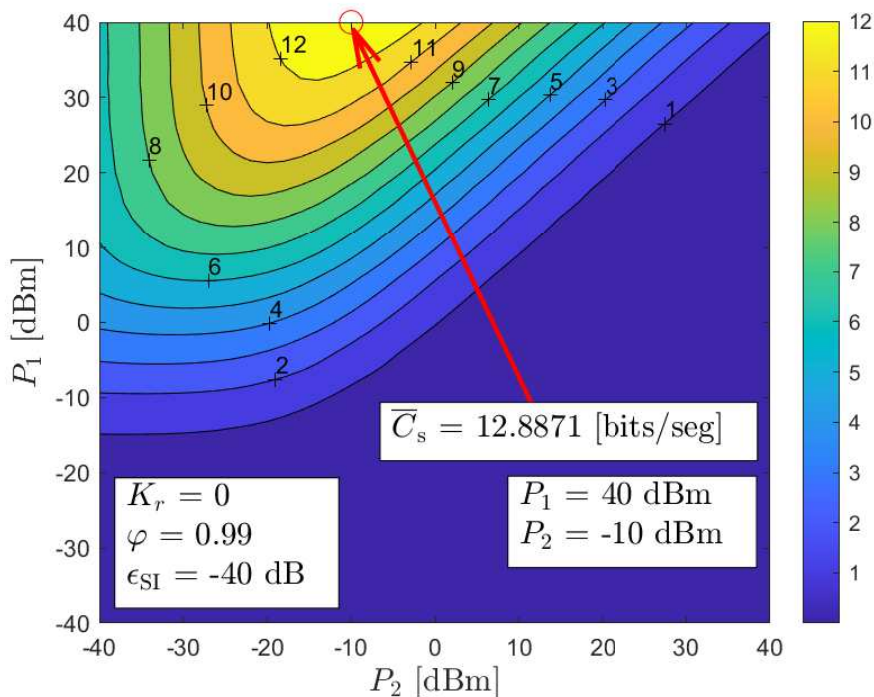


Figura 6.19: Capacidad de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de P_1 y P_2 . Con $K_r = 0$, $\varphi = 0,99$ y $\epsilon_{SI} = -40$ dB.

Es evidente que los mejores resultados en términos de \bar{C}_s se obtienen para una elevada potencia de transmisión en la fase 1, $P_1 = 38 - 40$ dBm, mientras

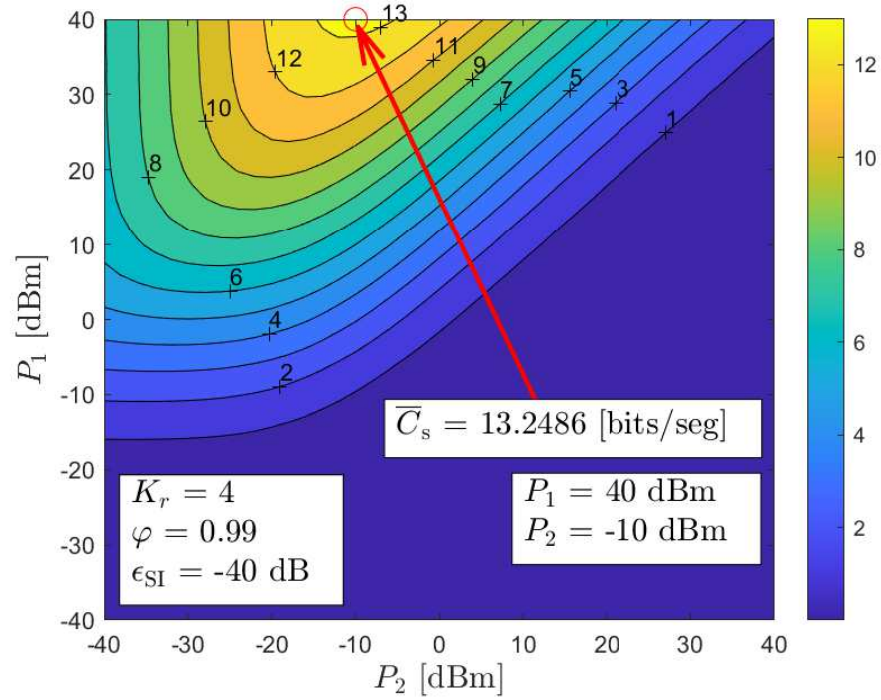


Figura 6.20: Capacidad de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de P_1 y P_2 . Con $K_r = 4$, $\varphi = 0,99$ y $\epsilon_{SI} = -40$ dB.

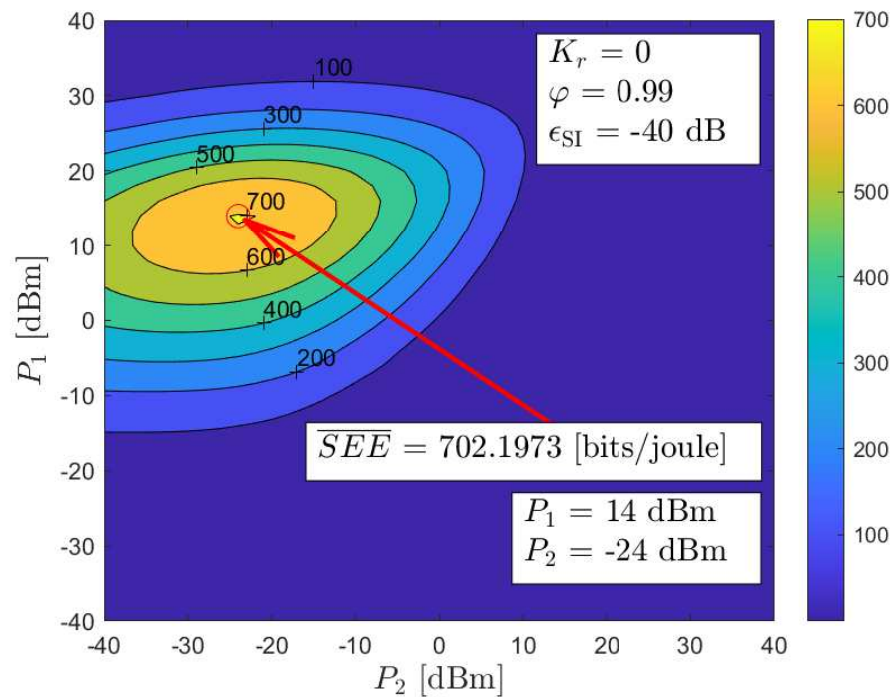


Figura 6.21: Eficiencia energética de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de P_1 y P_2 . Con $K_r = 0$, $\varphi = 0,99$ y $\epsilon_{SI} = -40$ dB.

que la señal de interferencia, P_2 , necesita ser baja cuando la PB actúa como un bloqueador amigable. Por otro lado, los mejores resultados para la \overline{SEE} se

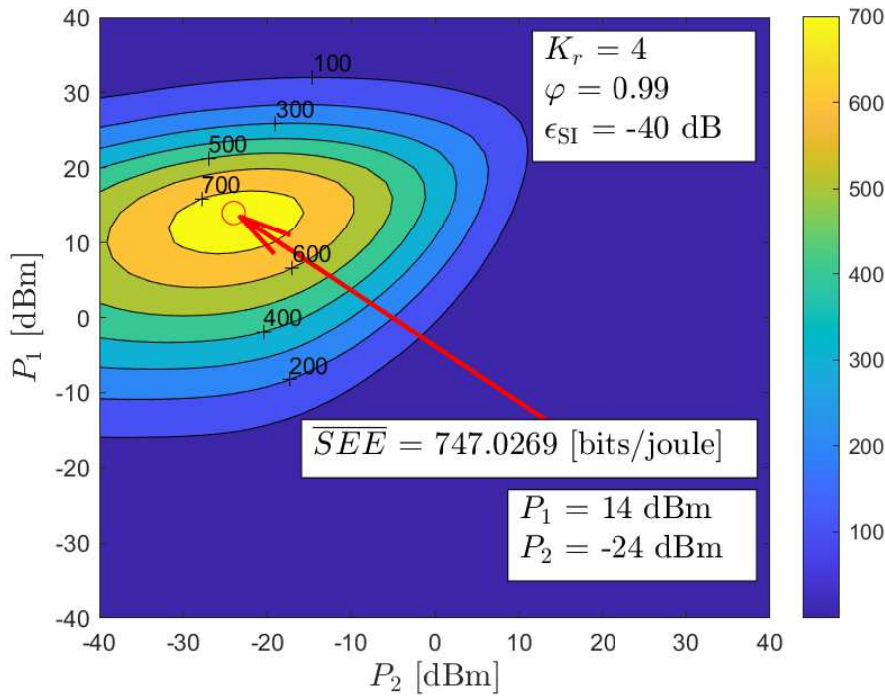


Figura 6.22: Eficiencia energética de confidencialidad promedio del enlace Alice-Bob en función de P_1 y P_2 . Con $K_r = 4$, $\varphi = 0,99$ y $\epsilon_{SI} = -40$ dB.

alcanzan cuando la PB opera con niveles de potencia alrededor de los 10 dBm durante la fase 1, y -30 dBm durante la fase 2. Por lo tanto, los efectos de la saturación en el EH y la autointerferencia residual se resaltan mejor cuando se considera la \overline{SEE} .

Comparación entre la operación en modo full-duplex y en modo half-duplex

En esta sección se evalúa el desempeño de una PB operando en modo FD con cancelación de autointerferencia no ideal (es decir, considerando un error de estimación de canal de autointerferencia ϵ_{SI}), y se compara su desempeño con una PB que solo opera en modo HD. En este caso, durante la fase 2, la PB solo funciona como receptor (no se transmite la señal de interferencia). La potencia transmitida en la fase 1 se establece en $P_1 = 20$ dBm. Este valor es un buen valor de compromiso entre la potencia requerida para maximizar la capacidad de confidencialidad (alrededor de 40 dBm) y la eficiencia energética de confidencialidad que requiere una potencia transmitida de 14 dBm.

Se considera un escenario con canal NLOS Rayleigh ($K_r = 0$) para los casos de

baja y alta correlación entre los enlaces de energía y e información. Los resultados de la capacidad de confidencialidad promedio se ilustran en las Figuras 6.23 y 6.24 mientras que los de la eficiencia energética de confidencialidad se ilustran en las Figuras 6.25 y 6.26.

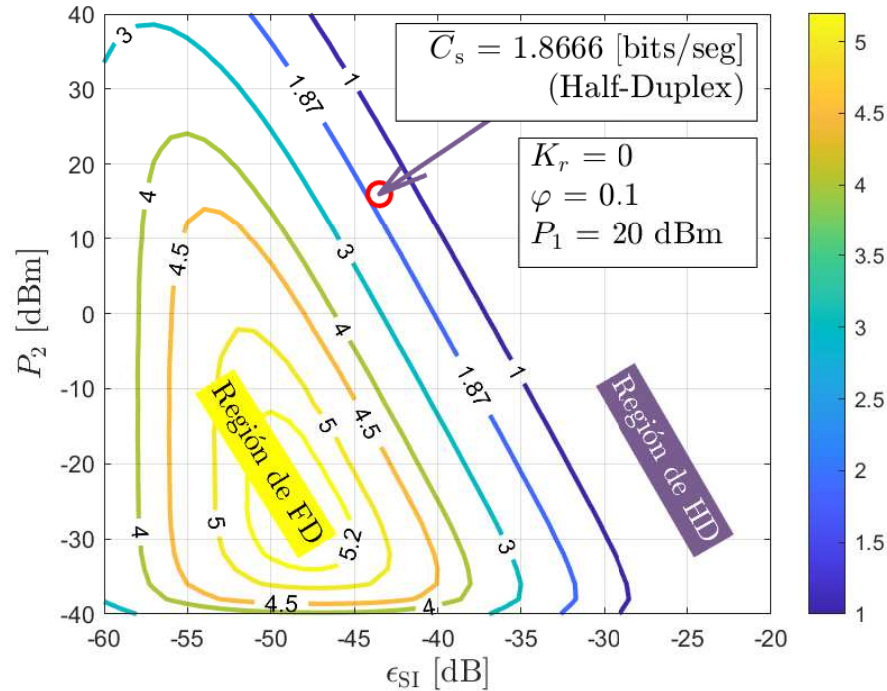


Figura 6.23: Capacidad de confidencialidad promedio: operación *full-duplex* vs. *half-duplex*, en función de ϵ_{SI} y P_2 , Con $\varphi = 0,1$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, y $\alpha = 0.05$.

En estas figuras, pueden identificarse dos regiones diferentes: a) una región en la que el funcionamiento en **FD** supera al de **HD**, y b) una región en la que el funcionamiento en **HD** supera al de **FD**. Estas regiones están delimitadas por los resultados obtenidos operando en modo **HD**. Como era de esperar, el rendimiento de las técnicas **FD** y **HD** se rige por el nivel de autointerferencia residual. Una **PB** con capacidad **FD** supera a una operando en modo **HD** cuando se consideran niveles moderados de error de estimación del canal de **SI** ($\epsilon_{SI} < -30$ dB). También puede observarse que la potencia de la señal de interferencia debe ajustarse adecuadamente para alcanzar un buen equilibrio entre capacidad de secreto y eficiencia energética.

Efecto de la variación de la ubicación del usuario espía

Finalmente, se evalúan las métricas de rendimiento de confidencialidad al variar

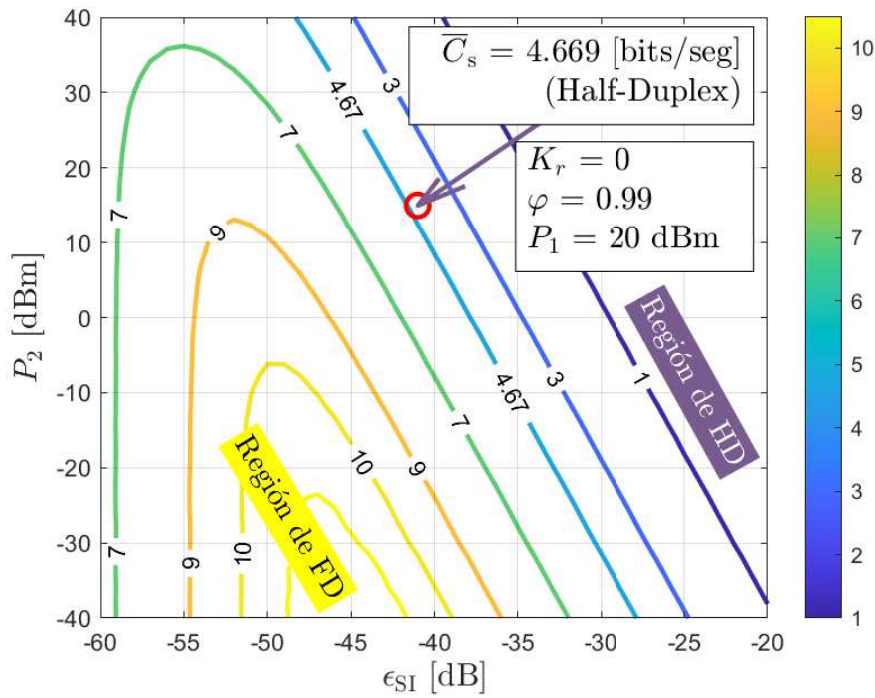


Figura 6.24: Capacidad de confidencialidad promedio: operación *full-duplex* vs. *half-duplex*, en función de ϵ_{SI} y P_2 , Con $\varphi = 0,99$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, y $\alpha = 0.05$.

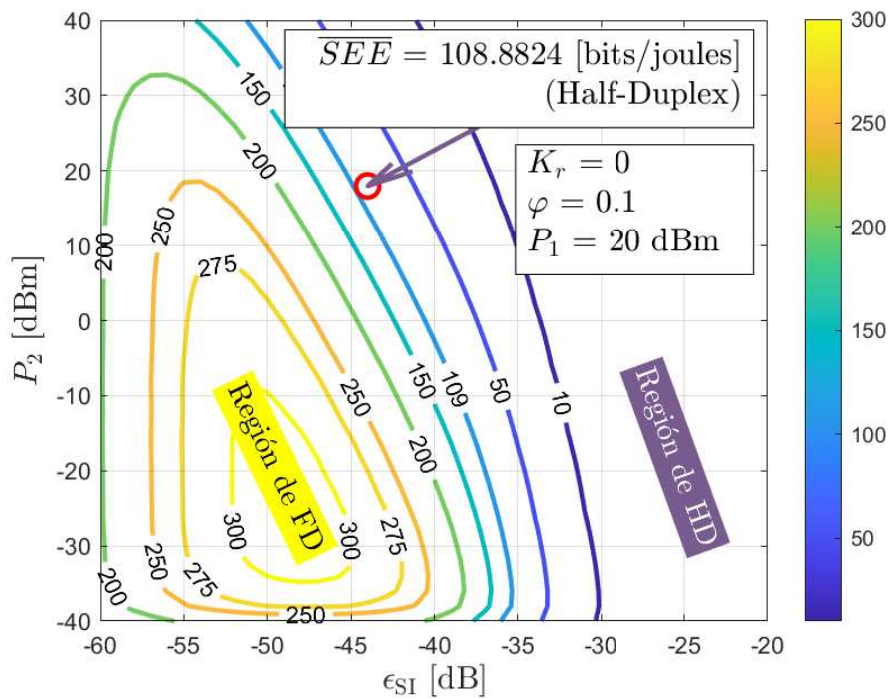


Figura 6.25: Eficiencia energética de confidencialidad promedio: operación *full-duplex* vs. *half-duplex*, en función de ϵ_{SI} y P_2 , Con $\varphi = 0,1$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, y $\alpha = 0.05$.

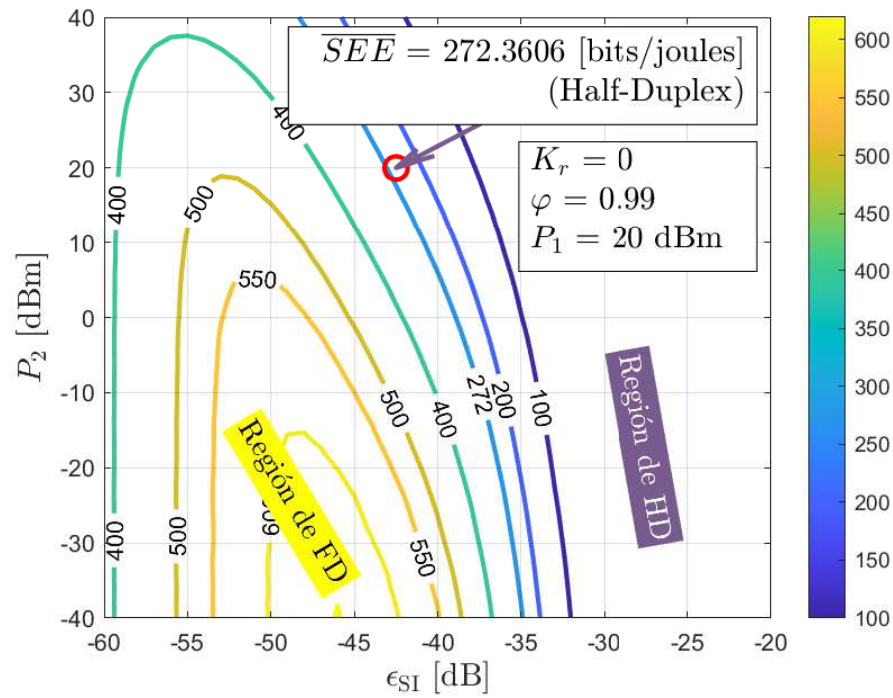


Figura 6.26: Eficiencia energética de confidencialidad promedio: operación *full-duplex* vs. *half-duplex*, en función de ϵ_{SI} y P_2 , Con $\varphi = 0,99$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, y $\alpha = 0.05$.

la posición del usuario espía, Eve, con respecto al **EH** y a la **PB**, como se ilustra en la Figura 6.27. En la misma se indica la ubicación de Bob (**PB**) con el marcador gris, la de Alice (**EH**) con el marcador verde y la de Eve con los marcadores rojos.

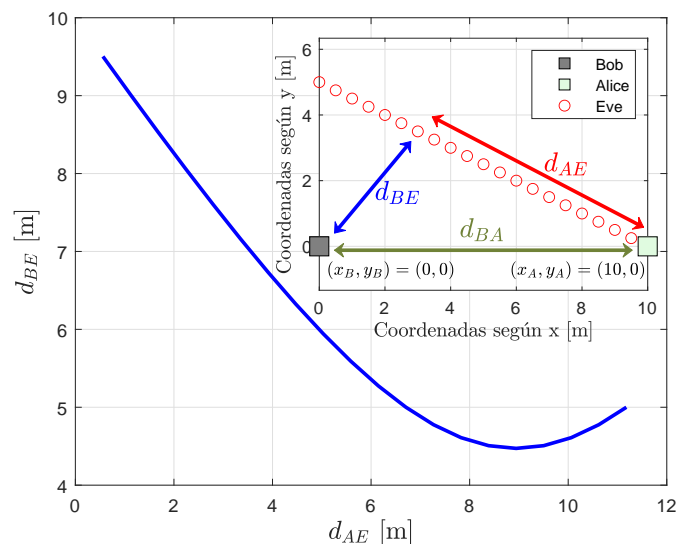


Figura 6.27: Variación de la distancia entre Eve y Alice y entre Eve y Bob. La distancia entre Alice y Bob se mantiene constante.

La potencia transmitida por la **PB** en la fase 1 se establece en $P_1 = 20$

dBm, y la potencia de interferencia P_2 varía de -40 a 40 dBm, en la fase 2. Se considera un escenario con canal NLOS Rayleigh ($K_r = 0$) para los casos de baja y alta correlación entre los enlaces de energía y e información y el conjunto de parámetros generales de evaluación se mantiene sin cambios.

En el nuevo escenario, Bob (PB) se ubica en las coordenadas $(x_B, y_B) = (0, 0)$ y Alice (EH) se ubica en $(x_A, y_A) = (10, 0)$. Inicialmente el usuario espía se ubica en las coordenadas $(x_E, y_E) = (0, 5)$, y su desplazamiento se expresa a través de $y_E = 5 - 0,5x_E$ con $0 \leq x_E < 10$ metros. El cambio en la posición del usuario espía implica una variación de la distancia entre Alice y Eve (d_{AE}), como así también, una variación en la distancia entre Bob y Eve (d_{BE}) lo que modifica el rendimiento general del sistema.

En las Figuras 6.28 y 6.29 se muestra la capacidad de confidencialidad promedio y en las Figuras 6.30 y 6.31 la eficiencia energética de confidencialidad promedio, todas en función de P_2 y d_{AE} . En las mismas se considera que $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, $\epsilon_{SI} = -40$ dB y $\alpha = 0,05$. A través de dichas figuras se puede observar que los mejores resultados para la \overline{C}_s y la \overline{SEE} se obtienen cuando el usuario espía está más cerca de la PB, lo que se corresponde con una mayor degradación del enlace Alice-Eve. En este caso, la señal de interferencia afecta más severamente la capacidad de Eve, aumentando la capacidad de confidencialidad del sistema. Además, cuando Eve está más cerca de la PB, se requiere una potencia de señal de interferencia más baja para degradar la SNR de Eve, lo que aumenta la eficiencia energética del enlace.

También puede verse que la \overline{C}_s y la \overline{SEE} alcanzan el valor máximo en ubicaciones idénticas de Eve. En el caso de un canal con correlación baja, es decir, $\varphi = 0,1$, se tiene que las distancias entre los nodos son $d_{AE} = 6,71$ metros, $d_{BE} = 5$ metros, con una señal de interferencia $P_2 = -22$ dBm mientras que en el caso del canal con alta correlación, $\varphi = 0,99$, las distancias son $d_{AE} = 10,62$ metros, $d_{BE} = 4,78$ metros, con una potencia de interferencia de $P_2 = -20$ dBm. A través de estos resultados puede afirmarse que, como se esperaba, teniendo un coeficiente de correlación φ más elevado, la distancia entre Bob y Eve puede ser más corta gracias a que la capacidad de confidencialidad se ve beneficiada por la correlación entre los canales de energía e información.

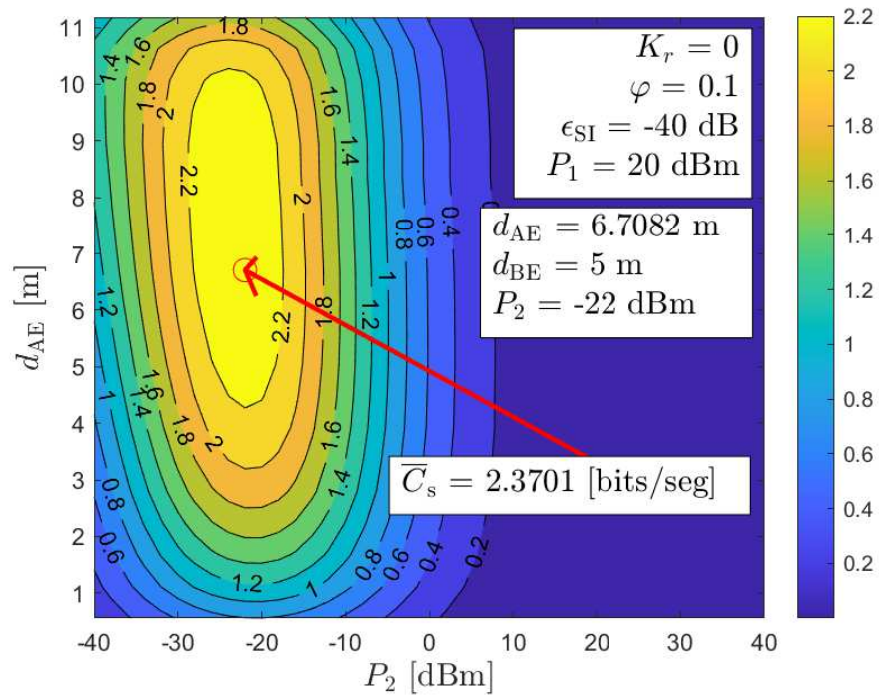


Figura 6.28: Capacidad de confidencialidad promedio en función de P_2 y d_{AE} . Con $\varphi = 0,1$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, $\epsilon_{SI} = -40$ dB y $\alpha = 0.05$.

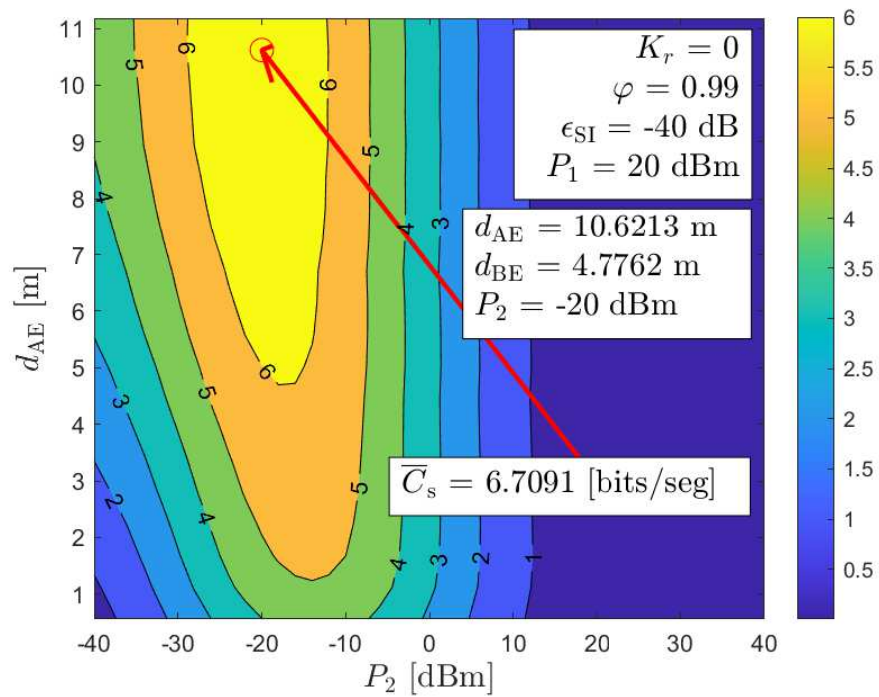


Figura 6.29: Capacidad de confidencialidad promedio en función de P_2 y d_{AE} . Con $\varphi = 0,99$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, $\epsilon_{SI} = -40$ dB y $\alpha = 0.05$.

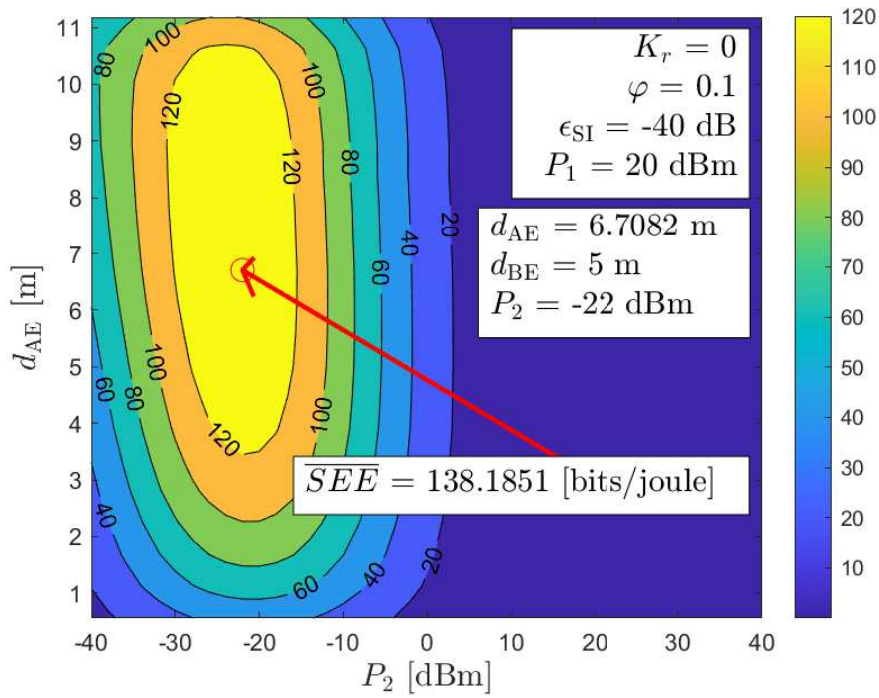


Figura 6.30: Eficiencia energética de confidencialidad promedio en función de P_2 y d_{AE} . Con $\varphi = 0,1$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, $\epsilon_{SI} = -40$ dB y $\alpha = 0,05$.

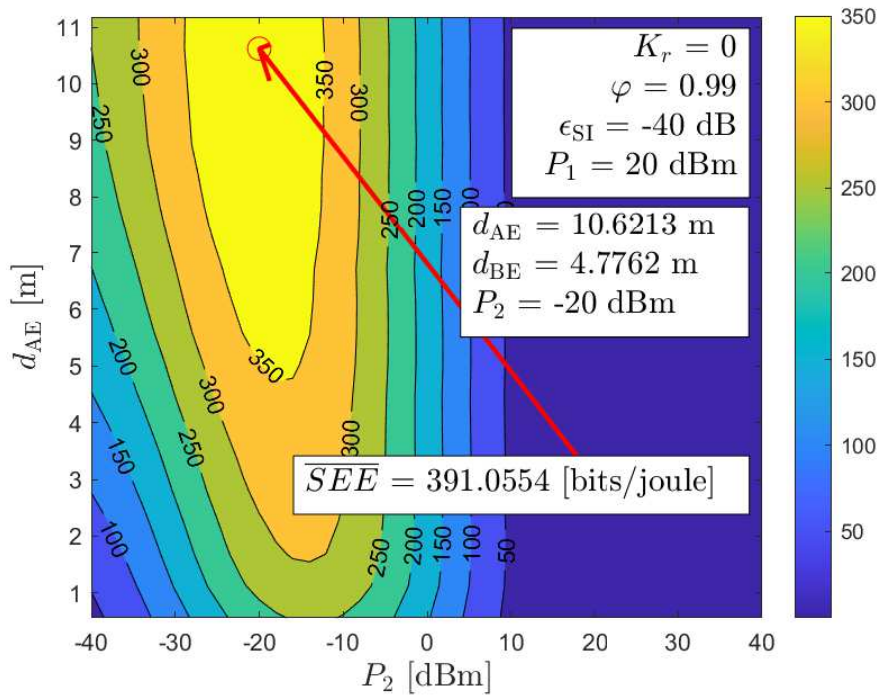


Figura 6.31: Eficiencia energética de confidencialidad promedio en función de P_2 y d_{AE} . Con $\varphi = 0,99$, $K_r = 0$, $P_1 = 20$ dBm, $\epsilon_{SI} = -40$ dB y $\alpha = 0,05$.

6.6. Resumen

A diferencia de los métodos tradicionales de provisión de seguridad en las capas superiores, la seguridad de la capa física (PLS) explota la aleatoriedad

del canal inalámbrico para transmitir información segura en presencia de intrusos maliciosos [160, 161], independientemente de la capacidad computacional de estos últimos. En este contexto, la PLS ha atraído considerablemente la atención de los investigadores como una técnica alternativa, basada en la teoría de la información, para mejorar la seguridad en las comunicaciones de IoT [98].

En este Capítulo se abordó el diseño de sistemas de comunicación inalámbricos prácticos seguros operando en modo *full-duplex*, teniendo en cuenta aspectos clave relevantes como son la no linealidad del EH, la correlación entre los enlaces de energía e información, el envejecimiento del canal, la disponibilidad de CSI o la cancelación imperfecta de la autointerferencia.

Las principales contribuciones de este Capítulo pueden resumirse en el aumento de los niveles de capacidad de confidencialidad del sistema gracias a la inyección de AN por parte de una PB con capacidad de operar en modo FD y considerando los efectos de la correlación entre enlaces de información y energía y el envejecimiento del canal.

Además, pueden extraerse varias conclusiones clave y recomendaciones de diseño:

i) la implementación de una PB que opera en modo FD y que funciona como un bloqueador amigable supera a uno que opera en su modo convencional de HD y brinda un buen equilibrio entre la seguridad del sistema y la eficiencia energética. Las regiones recomendadas para el funcionamiento de FD y HD se determinan bajo restricciones prácticas. En este sentido, para alcanzar un sistema seguro y de alta eficiencia energética, se establecen recomendaciones prácticas poniendo de manifiesto el equilibrio y la interacción entre la eficiencia energética y la capacidad de confidencialidad del sistema.

ii) la correlación entre los enlaces de energía e información no puede pasarse por alto, y es beneficiosa para la seguridad de la capa física, confirmando que tienen un impacto importante en escenarios prácticos. Este efecto es aún más pronunciado cuando se consideran canales NLOS.

iii) Las técnicas de optimización de alta complejidad pueden evitarse cuando se consideran aspectos prácticos como los enumerados anteriormente. Específicamente, se muestra cómo puede relajarse el diseño eligiendo primero la relación

de división de tiempo (α) del protocolo de TS para la operación de SWIPT, y luego diseñando el resto de parámetros (información/potencia de transmisión de interferencia), para una elección dada de vector de formación de haces.

iv) la degradación del rendimiento debido a un diseño de formación de haces de interferencia no óptimo ocasionado por la falta de conocimiento del CSI de Eve es mínimo.

v) la selección de la relación de cambio de tiempo para el sistema SWIPT no es crítica dentro de un cierto rango, y su valor puede ser fijo en la mayoría de los escenarios.

Capítulo 7

Conclusiones generales y líneas futuras de investigación

7.1. Conclusiones generales

A lo largo de la Tesis se proponen, por un lado, estrategias que permiten mejorar la eficiencia energética de los sistemas de comunicaciones a través de técnicas de cosecha de energía de RF y conseguir aumentar la vida útil de dichos dispositivos, como así también, la extensión del rango de operación de dichos sistemas. Por otro lado, se propone una técnica capaz de proveer seguridad al sistema, haciendo que las comunicaciones inalámbricas dentro de las redes sean menos vulnerables frente a ataques de usuarios espías. Estos objetivos se plantean en función de que las capacidades computacionales y energéticas de los nodos que componen las futuras redes IoT serán muy restringidas. Por un lado, es necesario proveerlos de energía de una manera más sustentable y amigable con el medio ambiente y de un modo más eficiente y, por el otro, hacer las comunicaciones dentro de las redes más seguras pero de una manera que no insuma un costo computacional extra para dichos nodos.

En el caso, en el cual se provee una extensión del rango de operación de estos sistemas de comunicación, se propuso el uso de repetidores que son alimentados de manera inalámbrica a través de señales de RF propiamente diseñadas. El diseño de dichas señales se basa en la utilización de señales multisenso y el uso de la CSI a través del cual se propone un esquema de asignación espectral de los

tonos constituyentes de las mismas. Además, debido a que los repetidores deben transmitir información con la energía cosechada, debe implementarse un sistema de **SWIPT**. En el mismo, una **PB** envía tanto la energía para alimentarlos como la información para el nodo destino. Para ello, entonces, se proponen dos nuevos protocolos, el protocolo **TS/TS-R** y el **TS/PS-R**.

En nuestros estudios se demuestra que:

- en el caso de canales no selectivos en frecuencia, el uso de señales multiseno con mayor espaciado de frecuencia alcanza mejores resultados en términos de cosecha de energía en comparación con señales multiseno en las que los tonos que la constituyen están ubicados de manera contigua.
- Haciendo uso de la **CSI** en caso de canales selectivos en frecuencia, se realiza la asignación de las subportadoras activas de la señal multiseno eligiendo las bandas de frecuencia con menor atenuación. Además, basándonos en lo mencionado en el ítem anterior, se establece la restricción de que al menos haya una separación de N_s subportadoras entre ellas, mejorándose así la eficiencia del sistema de **WPT**.
- Es posible obtener mejores niveles de eficiencia energética, en términos de cosecha de energía, al utilizar un diseño de forma de onda y un método de asignación energéticamente más eficiente como el propuesto. Para ellos, se comparan los dos protocolos propuestos (**TS/TS-R** y **TS/PS-R**) a través de algunas figuras de mérito.

Siguiendo esta línea de extensión del rango de operación del sistema, se propone el reemplazo de los repetidores convencionales por superficies inteligentes reconfigurables (**RISs**), tecnología de incipiente y pujante desarrollo.

Estas superficies, al tener la capacidad de combinar coherentemente las señales incidentes y generar haces direccionales, son capaces, además de aumentar el área de cobertura de un sistema de comunicaciones, de proporcionar mayores niveles de eficiencia energética del sistema. Esto es debido a que es posible aumentar la tasa de transmisión de información manteniendo el mismo nivel de consumo de energía.

Con el objetivo final de minimizar la potencia transmitida por una estación base, que cuenta con múltiples antenas, la cual sirve a un conjunto de usuarios y es asistida por una RIS, en reemplazo de los repetidores convencionales, se propone una serie de algoritmos de optimización. De esta manera, se realiza el diseño de la matriz de precodificación de la BS y la maximización de la respuesta equivalente del canal entre la BS y los usuarios, definiendo el ángulo de defasaje de cada elemento de la RIS y, así, generar haces de transmisión específicos para cada tipo de usuario.

Para ello, entonces:

- se propone un algoritmo de optimización de búsqueda exhaustiva (ESO) donde la respuesta de la fase de la RIS y la matriz de precodificación se obtienen de forma conjunta. Este algoritmo, a pesar de tener una alta complejidad de implementación, es útil para proporcionar un límite superior del rendimiento del sistema.
- Con el objetivo de reducir la excesiva complejidad del algoritmo de ESO, se propone una técnica de optimización alternante (AO) iterativa. Así, en primera instancia, se minimiza el vector de pesos de la precodificación para la formación de haces en la BS y, en segunda instancia, se maximiza la respuesta equivalente del canal entre la BS y los usuarios a través de la respuesta de la RIS. Se concluye que el uso de un algoritmo de menor complejidad, como lo es la AO tiene una penalización en términos de potencia de transmisión de solo 3 dBm adicionales, en comparación con el límite inferior definido por el algoritmo de ESO.
- Se demuestra que el uso de la RIS mejora la eficiencia energética del sistema, incluso si los defasadores de la misma poseen una fase predefinida y no se optimizan.
- Se demuestra que un número relativamente grande de elementos reflectantes de la RIS permite una reducción en el número de antenas de la BS. Esto implica que la implementación de la BS requiere una menor cantidad de cadenas de transmisión de RF, lo que minimiza el costo de implementación

de la misma y tiene un impacto positivo en la eficiencia energética del sistema completo.

- Se estudia el uso de defasadores con diferentes niveles de resolución de manera de poder analizar el impacto en el consumo energético de una implementación práctica del sistema. En este sentido, se demuestra que la utilización de defasadores con una resolución de solo 3 bits es suficiente para obtener rendimientos similares al caso ideal de una RIS con defasadores de resolución infinita. Gracias a esto, puede mantenerse elevado el nivel de eficiencia energética general del sistema debido a que el consumo de energía de cada defasador depende de la resolución del mismo.

Siguiendo con la línea del aumento de la eficiencia de la WPT en el contexto de la transferencia simultánea de energía e información, se propone, en primera instancia, una técnica de compansión (compresión-expansión) de ley μ . Esta técnica está basada en la reducción del nivel de PAPR de la señal y se emplea con el objetivo de mejorar la eficiencia del PA, por un lado, y aumentar la eficiencia de conversión de RF a CC del cosechador de energía, por otro. En segunda instancia, se propone la utilización de la técnica mencionada en combinación con la técnica de predistorsión digital (DPD), basada en la extensión del rango de operación del PA. Gracias a esto, se consiguen niveles superiores de eficiencia energética de la WPT mientras que se mantiene inalterable el rendimiento de la transmisión de información.

De esta manera:

- Se propone un diseño del factor de división de potencia ρ para el protocolo de PS teniendo en cuenta la sensibilidad tanto del receptor de información como la del cosechador de energía y permitiendo la transferencia simultánea de energía e información.
- Mediante el análisis de la distorsión introducida por el PA sobre la señal transmitida, se establecen criterios de diseño para que las técnicas de predistorsión y compansión puedan combinarse en un diseño de forma de onda efectivo basado en la OFDM. De esta manera, se obtienen los mejores resultados en términos de cosecha de energía, mientras que se mantienen

inalterables los niveles de rendimiento de la transferencia de información.

- Se evalúa el rendimiento de las técnicas propuestas en una serie de escenarios de interés típicos de **WPT** mostrando mejoras notables en términos de eficiencia de extremo a extremo.

Finalmente, con el objetivo de proporcionar seguridad al sistema de comunicaciones pero sin un costo computacional adicional para los nodos **IoT**, se propone un esquema de seguridad basado en la seguridad de la capa física a través del concepto de capacidad de confidencialidad. En un sistema **SWIPT**, en donde un nodo cosecha energía y luego utiliza dicha energía para enviar información, se demuestra que es posible explotar la correlación entre los enlaces de transferencia de energía e información de manera de incrementar los niveles de capacidad de confidencialidad del sistema y hacer más seguras estas comunicaciones en presencia de un usuario espía.

A través de nuestros estudios:

- Se propone la implementación de un esquema de interferencia amigable utilizando una **PB** funcionando en modo **FD** para optimizar el rendimiento de seguridad del sistema.
- Se evalúan esquemas de formación de haces con uso total, parcial y no explícito de la **CSI** del usuario espía, y se verifica que tener un conocimiento completo de la **CSI** para el enlace del usuario espía (**PB-Eve**) no proporciona un beneficio importante, en comparación con el caso de no contar con ella.
- Se analiza el papel crucial que tiene la autointerferencia residual y también se discuten las capacidades requeridas de eliminación de la misma para una potencia de transmisión de señal de interferencia dada.
- Se estudian los beneficios del uso de una **PB** con capacidades **FD** y su desempeño comparado con uno operando en modo **HD**. Las regiones recomendadas para el funcionamiento de **FD** y **HD** se determinan bajo restricciones prácticas.
- Se establecen recomendaciones prácticas para alcanzar un sistema seguro y de alta eficiencia energética poniendo de manifiesto el equilibrio y la

interacción entre la eficiencia energética y la capacidad de confidencialidad del sistema.

- Se discute en profundidad el papel de la correlación entre los enlaces de energía e información, un aspecto que ha sido mayormente pasado por alto en la literatura. Se destaca su papel beneficioso para la seguridad de la capa física, confirmando que tiene un impacto importante en escenarios prácticos.
- Se pone de manifiesto cómo las técnicas de optimización de muy alta complejidad requeridas para resolver el problema pueden evitarse en el escenario propuesto. Específicamente, se muestra cómo puede relajarse el diseño eligiendo primero la relación de división de tiempo (α) del protocolo de conmutación de tiempo (*time switching*) (TS) para la operación de SWIPT, y luego diseñando el resto de parámetros (potencia de transmisión de energía/interferencia), para una elección dada del vector de formación de haces.

7.2. Líneas futuras de investigación

Es esperable que, de la misma manera en la que los sistemas de comunicaciones han evolucionado hasta alcanzar lo que son hoy, el ritmo de avance se mantenga, y probablemente, hasta aumente. En este sentido, se abren diversas líneas de investigación futuras para poder satisfacer los requerimientos planificados. Entre estas nuevas demandas, será clave el desarrollo de estrategias que permitan alimentar a las tremendas cantidades de dispositivos interconectados de una manera más eficiente y, fundamentalmente, más sustentable. Es fundamental para la vida en la tierra encontrar soluciones que permitan un desaceleramiento del calentamiento global, reduciendo las emisiones de gases de efecto invernadero y la contaminación del planeta. Por esto, es necesario empezar a darle un lugar mucho más preponderante a las fuentes de energía alternativas y renovables y dejar, de una vez por todas, las provenientes de combustibles fósiles. En este mismo sentido, la necesidad de evitar las típicas baterías se hace imperiosa dado que, en general, los dispositivos inalámbricos son alimentados con ellas, representando

un nivel de contaminación sin precedentes. De aquí pueden desprenderse algunas posibles líneas de investigación a futuro.

En lo que respecta a cosecha de energía de RF, se puede enumerar las siguientes:

- la combinación de diferentes técnicas, tanto de diseño de forma de onda, como es la multiseno, como de técnicas de predistorsión y expansión, que permitan obtener mejores niveles a los conseguidos para el rendimiento de la SWIPT,
- la profundización en el estado del arte en el área de técnicas de procesamiento de señales para obtener mejores rendimientos de la SWIPT, tanto en la eficiencia de la WPT como en la transmisión de información,
- en caso de utilización de repetidores, proponer nuevos protocolos basados en TS y PS que permitan la alimentación de los nodos destino a través de dichos repetidores, utilizando ambos la cosecha de energía,
- la validación de estas estrategias mediante una implementación real a través de ensayos de laboratorio.

Por otro lado, dado que es una tecnología en vías de desarrollo, las posibles líneas de investigación que incluyen a las RISs son muy diversas. Una que podría destacarse es la de realizar un análisis detallado de las potenciales mejoras en términos de la eficiencia de la SWIPT que estas pueden proveer. De esta manera, debería evaluarse, aunque de forma teórica aún, la complejidad y los costos de implementación vs. la ganancia en términos de eficiencias, área de cobertura, etc. Además, un reto que plantea la implementación de las RISs es la estimación de los canales de comunicación. Debido a que el número de elementos reflectantes suele ser muy grande, el canal en cascada, compuesto por los trayectos entre la BS, la RIS y los usuarios, contiene un gran número de coeficientes de canal y su estimación requiere un gran número de pilotos (proporcional al número de elementos reflectantes) lo que insume un costo adicional muy elevado. Para aprovechar todas las ventajas de las redes inalámbricas asistidas por RIS, es necesario contar con buenas estimaciones de los canales (CSI) actualizadas para obtener

un correcto diseño del cambio de fase de cada uno de los elementos reflectantes. Los algoritmos convencionales de estimación pueden no ser aplicables a las redes asistidas por RIS, cuando el canal directo que va de la BS a los usuarios está bloqueado. Esto se debe a que una BS convencional puede transmitir haces piloto para el seguimiento de los usuarios, mientras que la RIS, siendo pasiva, no puede enviar este tipo de señales. En este sentido, una posible línea de investigación en esta temática es la del diseño de nuevos modelos de desvanecimiento para RIS que incluyan los efectos asociados a su implementación física.

Finalmente, y como se menciona en el Capítulo 6, donde se especifica que la seguridad es un tema central en las redes de IoT, las futuras actividades de investigación en esta temática son:

- extender el estudio realizado a escenarios con movilidad aleatoria de los nodos involucrados,
- la derivación de expresiones analíticas para las métricas de rendimiento de confidencialidad,
- el desarrollo de soluciones específicas del problema de optimización altamente complejo identificado en este escenario.

Bibliografía

- [1] M. K. Weldon, *The Future X Network: A Bell Labs Perspective*. CRC Press, 2016.
- [2] H. Ikebe, N. Yamashita, and R. Nishii, “Green energy for telecommunications,” in *INTELEC 07 - 29th International Telecommunications Energy Conference*, Rome, Italy, October 2007, pp. 750–755.
- [3] D. N. Jayakody, J. Thompson, S. Chatzinotas, and S. Durrani, *Wireless Information and Power Transfer: A New Paradigm for Green Communications*. Springer, 2018.
- [4] H. Jayakumar, K. Lee, W. S. Lee, A. Raha, Y. Kim, and V. Raghunathan, “Powering the internet of things,” in *2014 IEEE/ACM International Symposium on Low Power Electronics and Design (ISLPED)*, La Jolla, California, USA, August 2014, pp. 375–380.
- [5] J. Barros and M. R. D. Rodrigues, “Secrecy capacity of wireless channels,” in *2006 IEEE International Symposium on Information Theory*, Seattle, Washington, USA, July 2006, pp. 356–360.
- [6] S. Fernández, F. Gregorio, F. J. López-Martínez, and J. Cousseau, “An efficient wireless power transmitter based on companded OFDM signals,” in *2021 XIX Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, San Juan, Argentina, November 2021, pp. 1–6.
- [7] S. Fernández, F. J. López-Martínez, F. H. Gregorio, and J. E. Cousseau, “Secure full-duplex wireless power transfer systems with energy-information correlation,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 16 952–16 968, 2022.

-
- [8] S. Fernández, F. Gregorio, and J. Cousseau, “Waveform design for simultaneous wireless information and power transfer,” in *2019 XVIII Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, Bahía Blanca, Argentina, September 2019, pp. 223–228.
- [9] B. Clerckx and E. Bayguzina, “Low-complexity adaptive multisine waveform design for wireless power transfer,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2207–2210, 2017.
- [10] S. Fernández, F. Gregorio, B. K. Chalise, and J. Cousseau, “Wireless information and power transfer assisted by reconfigurable intelligent surfaces: Invited paper,” in *2021 Argentine Conference on Electronics (CAE)*, Bahía Blanca, Argentina, March 2021, pp. 73–77.
- [11] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. USA: Cambridge University Press, 2005.
- [12] A. F. Molisch, *Wireless Communication*. Wiley-IEEE Press, 2011.
- [13] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [14] M.-O. P. Pun, M. Morelli, and C.-C. J. Kuo, *Multi-Carrier Techniques For Broadband Wireless Communications A Signal Processing Perspective*. Imperial College Press, 2007.
- [15] F. Gregorio, “Analysis and compensation of nonlinear power amplifier effects in multi-antenna OFDM systems,” Ph.D. dissertation, Helsinki University of Technology Signal Processing Laboratory, November 2007.
- [16] V. Savaux and Y. Louét, “PAPR analysis as a ratio of two random variables: Application to multicarrier systems with low subcarriers number,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 11, pp. 5732–5739, 2018.
- [17] H. Ochiai and H. Imai, “On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 2, pp. 282–289, 2001.

- [18] M. Sharif, M. Gharavi-Alkhansari, and B. Khalaj, “On the peak-to-average power of OFDM signals based on oversampling,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 1, pp. 72–78, 2003.
- [19] T. Jiang, M. Guizani, H.-H. Chen, W. Xiang, and Y. Wu, “Derivation of PAPR distribution for OFDM wireless systems based on extreme value theory,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 4, pp. 1298–1305, 2008.
- [20] S. Wei, D. Goeckel, and P. Kelly, “A modern extreme value theory approach to calculating the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM systems,” in *2002 IEEE International Conference on Communications. Conference Proceedings. ICC 2002 (Cat. No.02CH37333)*, vol. 3, New York, NY, USA, April 2002, pp. 1686–1690 vol.3.
- [21] R. van Nee and A. de Wild, “Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM,” in *VTC '98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (Cat. No.98CH36151)*, vol. 3, Ottawa, ON, Canada, May 1998, pp. 2072–2076 vol.3.
- [22] I. Krikidis, S. Timotheou, S. Nikolaou, G. Zheng, D. W. K. Ng, and R. Schober, “Simultaneous wireless information and power transfer in modern communication systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 11, pp. 104–110, November 2014.
- [23] H. Sun, C. Wang, and B. Ahmad, *From internet of things to smart cities: Enabling technologies*. CRC Press, 01 2017.
- [24] T. Perera and D. N. Jayakody, “Analysis of time-switching and power-splitting protocols in wireless-powered cooperative communication system,” *Physical Communication*, vol. 31, 11 2018.
- [25] M. A. Hossain, R. Md Noor, K.-L. A. Yau, I. Ahmedy, and S. S. Anjum, “A survey on simultaneous wireless information and power transfer with cooperative relay and future challenges,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 19 166–19 198, 2019.

- [26] N. Ashraf, S. A. Sheikh, S. A. Khan, I. Shayea, and M. Jalal, "Simultaneous wireless information and power transfer with cooperative relaying for next-generation wireless networks: A review," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 71 482–71 504, 2021.
- [27] B. Clerckx, R. Zhang, R. Schober, D. W. K. Ng, D. I. Kim, and H. V. Poor, "Fundamentals of wireless information and power transfer: From RF energy harvester models to signal and system designs," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 37, pp. 4–33, 01 2019.
- [28] P. Colantonio, F. Giannini, and E. Limiti, *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers*. John Wiley & Sons Ltd., 2009.
- [29] F. Gregorio, G. Gonzalez, C. Schmidt, and J. Cousseau, *Signal processing techniques for power efficient wireless communication systems: Practical approaches for RF impairments reduction*. Springer, 2019.
- [30] S. Boumaiza and F. Ghannouchi, "Thermal memory effects modeling and compensation in RF power amplifiers and predistortion linearizers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 12, pp. 2427–2433, 2003.
- [31] D. Schreurs, M. O'Droma, A. A. Goacher, and M. Gadringer, *RF Power Amplifier Behavioral Modeling*. Cambridge University Press, 2009.
- [32] A. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 29, no. 11, pp. 1715–1720, 1981.
- [33] C. Rapp, "Effects of HPA-nonlinearity on 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting system," *2nd European Conference on Satellite Communication*, pp. 179–184, October 1991.
- [34] G. Zhou, H. Qian, L. Ding, and R. Raich, "On the baseband representation of a bandpass nonlinearity," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 8, pp. 2953–2957, 2005.

- [35] J. Bussgang and M. I. of Technology. Research Laboratory of Electronics, *Crosscorrelation Functions of Amplitude-distorted Gaussian Signals*, ser. Technical report (Massachusetts Institute of Technology. Research Laboratory of Electronics). Research Laboratory of Electronics, Massachusetts Institute of Technology, 1952. [Online]. Available: <https://books.google.com.ar/books?id=IWGLGwAACAAJ>
- [36] F. Sandoval, G. Poitau, and F. Gagnon, “Hybrid peak-to-average power ratio reduction techniques: Review and performance comparison,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 27 145–27 161, 2017.
- [37] C. H. Azolini Tavares, J. C. Marinello Filho, C. M. Panazio, and T. Abrão, “Input back-off optimization in OFDM systems under ideal pre-distorters,” *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 5, no. 5, pp. 464–467, 2016.
- [38] S. Litsyn, *Peak Power Control in Multicarrier Communications*. Cambridge University Press, 2007.
- [39] B. Clerckx, A. Costanzo, A. Georgiadis, and N. Borges Carvalho, “Toward 1G mobile power networks: RF, signal, and system designs to make smart objects autonomous,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 19, no. 6, pp. 69–82, 2018.
- [40] A. Boaventura, A. Collado, N. B. Carvalho, and A. Georgiadis, “Optimum behavior: Wireless power transmission system design through behavioral models and efficient synthesis techniques,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 2, pp. 26–35, 2013.
- [41] J. Kim, B. Clerckx, and P. D. Mitcheson, “Signal and system design for wireless power transfer: Prototype, experiment and validation,” *ArXiv*, vol. abs/1901.01156, 2019.
- [42] K. Xu, M. Zhang, J. Liu, N. Sha, W. Xie, and L. Chen, “SWIPT in mMIMO system with non-linear energy-harvesting terminals: protocol design and performance optimization,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2019, 12 2019.

- [43] E. Boshkovska, D. W. K. Ng, N. Zlatanov, and R. Schober, "Practical non-linear energy harvesting model and resource allocation for SWIPT systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 12, pp. 2082–2085, 2015.
- [44] S. Buzzi and C. D'Andrea, "Energy efficiency and asymptotic performance evaluation of beamforming structures in doubly massive MIMO mmWave systems," *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, vol. 2, no. 2, pp. 385–396, jun 2018. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109%2Ftgcn.2018.2800537>
- [45] T. Lo, "Maximum ratio transmission," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 10, pp. 1458–1461, 1999.
- [46] M. Joham, W. Utschick, and J. Nosssek, "Linear transmit processing in MIMO communications systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 8, pp. 2700–2712, 2005.
- [47] H. Chongwen, A. Zappone, G. Alexandropoulos, M. Debbah, and C. Yuen, "Large intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication," *ArXiv*, vol. abs/1810.06934, October 2018.
- [48] A. Georgiadis, A. Collado, and K. Niotaki, "Rectenna design and signal optimization for electromagnetic energy harvesting and wireless power transfer," *IEICE Transactions on Electronics*, vol. E98.C, pp. 608–612, 07 2015.
- [49] S. Nikolettseas, Y. Yang, and A. Georgiadis, *Wireless power transfer algorithms, technologies and applications in ad hoc communication networks*. Springer, 2016.
- [50] F. Bolos, J. Blanco, A. Collado, and A. Georgiadis, "RF energy harvesting from multi-tone and digitally modulated signals," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 6, pp. 1918–1927, 2016.
- [51] H. Zhang, B. Di, L. Song, and Z. Han, *Reconfigurable Intelligent Surface-Empowered 6G*. Springer Cham, May 2021.

- [52] T. J. Cui, M. Q. Qi, X. Wan, J. Zhao, and Q. Cheng, “Coding metamaterials, digital metamaterials and programming metamaterials,” 2014. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/1407.8442>
- [53] X. Guan, Q. Wu, and R. Zhang, “Intelligent reflecting surface assisted secrecy communication: Is artificial noise helpful or not?” 2019. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/1907.12839>
- [54] Q. Wu and R. Zhang, “Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 1, pp. 106–112, 2020.
- [55] R. Heath, S. Peters, Y. Wang, and J. Zhang, “A current perspective on distributed antenna systems for the downlink of cellular systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 4, pp. 161–167, 2013.
- [56] S. V. Hum and J. Perruisseau-Carrier, “Reconfigurable reflectarrays and array lenses for dynamic antenna beam control: A review,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 1, pp. 183–198, 2014.
- [57] S. Foo, “Liquid-crystal reconfigurable metasurface reflectors,” in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, USA, 2017, pp. 2069–2070.
- [58] C. Liaskos, A. Tsioliariidou, A. Pitsillides, S. Ioannidis, and I. Akyildiz, “Using any surface to realize a new paradigm for wireless communications,” 2018. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/1806.04585>
- [59] C. Huang, A. Zappone, M. Debbah, and C. Yuen, “Achievable rate maximization by passive intelligent mirrors,” in *2018 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Calgary, AB, Canada, April 2018, pp. 3714–3718.
- [60] E. Basar, “Transmission through large intelligent surfaces: A new frontier in wireless communications,” *2019 European Conference on Networks and Communications (EuCNC)*, pp. 112–117, Valencia, Spain, June 2019.

- [61] H. Chongwen, A. Zappone, G. Alexandropoulos, m. Debbah, and C. Yuen, "Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. PP, pp. 1–1, 06 2019.
- [62] Q.-U.-A. Nadeem, A. Kammoun, A. Chaaban, M. Debbah, and M.-S. Alouini, "Asymptotic max-min SINR analysis of reconfigurable intelligent surface assisted MISO systems," 2019.
- [63] J. Park and B. Clerckx, "Joint wireless information and energy transfer in a k -user MIMO interference channel," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 10, pp. 5781–5796, Oct 2014.
- [64] R. Zhang and C. K. Ho, "MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 12, no. 5, pp. 1989–2001, May 2013.
- [65] C. Huang, G. C. Alexandropoulos, A. Zappone, M. Debbah, and C. Yuen, "Energy efficient multi-user MISO communication using low resolution large intelligent surfaces," *CoRR*, vol. abs/1809.05397, 2018. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1809.05397>
- [66] C. Huang, S. Zhou, J. Xu, Z. Niu, R. Zhang, and S. Cui, *Energy Harvesting Wireless Communications*. John Wiley & Sons Ltd., 2019.
- [67] K. W. Choi, S. I. Hwang, A. A. Aziz, H. H. Jang, J. S. Kim, D. S. Kang, and D. I. Kim, "Simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) for internet of things: Novel receiver design and experimental validation," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 7, no. 4, pp. 2996–3012, 2020.
- [68] C. R. Valenta, M. M. Morys, and G. D. Durgin, "Theoretical energy-conversion efficiency for energy-harvesting circuits under power-optimized waveform excitation," *IEEE Trans Microw Theory Tech.*, vol. 63, no. 5, pp. 1758–1767, 2015.
- [69] A. Boaventura, D. Belo, R. Fernandes, A. Collado, A. Georgiadis, and N. B. Carvalho, "Boosting the efficiency: Unconventional waveform design

- for efficient wireless power transfer,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, no. 3, pp. 87–96, 2015.
- [70] B. Clerckx and E. Bayguzina, “Waveform design for wireless power transfer,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 64, no. 23, pp. 6313–6328, Dec 2016.
- [71] A. Collado and A. Georgiadis, “Improving wireless power transmission efficiency using chaotic waveforms,” in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012, pp. 1–3.
- [72] N. Ayir, T. Riihonen, M. Allén, and M. F. Trujillo Fierro, “Waveforms and end-to-end efficiency in RF wireless power transfer using digital radio transmitter,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 3, pp. 1917–1931, 2021.
- [73] N. Marchetti, M. I. Rahman, S. Kumar, and R. Prasad, *OFDM: Principles and Challenges*. Boston, MA: Springer US, 2009, pp. 29–62. [Online]. Available: https://doi.org/10.1007/978-1-4419-0673-1_2
- [74] A. Bahai and B. Saltzberg, *Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM*. Kluwer Academic / Plenum Publishers, 1999, pp. 2–53.
- [75] S. Sezginer and H. Sari, “OFDM peak power reduction with simple amplitude predistortion,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 10, no. 2, pp. 65–67, 2006.
- [76] H. Zhi-yong, G. Jian-hua, G. Shu-jian, and W. Gang, “An improved look-up table predistortion technique for HPA with memory effects in OFDM systems,” *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 52, no. 1, pp. 87–91, 2006.
- [77] A. Brihuega, L. Anttila, and M. Valkama, “Frequency-domain digital predistortion for OFDM,” *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 31, no. 6, pp. 816–818, 2021.
- [78] P. Mukherjee, S. Lajnef, and I. Krikidis, “MIMO SWIPT systems with power amplifier nonlinearities and memory effects,” *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 9, no. 12, pp. 2187–2191, 2020.

- [79] J. J. Park, J. H. Moon, H. H. Jang, and D. I. Kim, "Performance analysis of power amplifier nonlinearity on multi-tone SWIPT," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 10, no. 4, pp. 765–769, 2021.
- [80] X. Wang, T. Tjhung, and C. Ng, "Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system using a companding technique," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 45, no. 3, pp. 303–307, 1999.
- [81] X. Cui, K. Liu, and Y. Liu, "Novel linear companding transform design based on linear curve fitting for PAPR reduction in OFDM systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 25, no. 11, pp. 3604–3608, 2021.
- [82] K. Liu, X. Cui, Z. Xing, and Y. Liu, "Generalized continuous piecewise linear companding transform design for PAPR reduction in OFDM systems," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 68, no. 3, pp. 780–796, 2022.
- [83] A. Cheaito, "Analytical analysis of in-band and out-of-band distortions for multicarrier signals: impact of non-linear amplification, memory effects and predistortion," Ph.D. dissertation, Université Bretagne Loire, March 2017.
- [84] S. D. Assimonis, S.-N. Daskalakis, and A. Bletsas, "Sensitive and efficient RF harvesting supply for batteryless backscatter sensor networks," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 4, pp. 1327–1338, 2016.
- [85] V. Talla, M. Hessar, B. Kellogg, A. Najafi, J. R. Smith, and S. Gollakota, "LoRa backscatter: Enabling the vision of ubiquitous connectivity," *Proceedings of the ACM on Interactive, Mobile, Wearable and Ubiquitous Technologies*, vol. 1, May 2017.
- [86] P. N. Alevizos, G. Vougioukas, and A. Bletsas, "Nonlinear energy harvesting models in wireless information and power transfer," in *2018 IEEE 19th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, Kalamata, Greece, 2018, pp. 1–5.
- [87] Y. Chen, *Energy Harvesting Communications: Principles and Theories*. John Wiley & Sons Ltd., 2019, pp. 125–173.

- [88] Y. Guo and J. Cavallaro, “Enhanced power efficiency of mobile OFDM radio using predistortion and post-compensation,” *Proceedings IEEE 56th Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 214–218, September 2002.
- [89] G. C. Tripathi and M. Rawat, “Analysing digital predistortion technique for computation-efficient power amplifier linearisation in the presence of measurement noise,” *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 15, no. 4, pp. 398–410, 2021. [Online]. Available: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/smt2.12041>
- [90] L. Ding, Z. Ma, D. Morgan, M. Zierdt, and J. Pastalan, “A least-squares/newton method for digital predistortion of wideband signals,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 54, no. 5, pp. 833–840, 2006.
- [91] F. Gregorio, S. Werner, R. Wichman, and J. E. Cousseau, “Split predistortion approach for reduced complexity terminal in OFDM systems,” in *2007 IEEE 65th Vehicular Technology Conference - VTC2007-Spring*, Dublin, Ireland, 2007, pp. 2697–2701.
- [92] K. S. Ramtej and S. Anuradha, “New error function companding technique to minimize PAPR in LTE uplink communications,” in *2017 Twenty-third National Conference on Communications (NCC)*, Chennai, India, 2017, pp. 1–5.
- [93] J. Kim and Y. Shin, “A robust companding scheme against nonlinear distortion of high power amplifiers in OFDM systems,” *VTC Spring 2008 - IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1697 – 1701, May 2008.
- [94] K. S. Ramtej and S. Anuradha, “Experimental validation of improved exponential companding technique for SC-FDMA systems using WARP hardware,” *Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 29, no. 10, p. 2050154, 2020. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1142/S0218126620501546>
- [95] T. Jiang, Y. Yang, and Y.-H. Song, “Exponential companding technique for PAPR reduction in OFDM systems,” *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 51, no. 2, pp. 244–248, 2005.

-
- [96] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice Hall P T R, 2001.
- [97] B. Adebisi, K. Anoh, and K. M. Rabie, “Enhanced nonlinear companding scheme for reducing PAPR of OFDM systems,” *IEEE Systems Journal*, vol. 13, no. 1, pp. 65–75, 2019.
- [98] N. Wang, P. Wang, A. Alipour-Fanid, L. Jiao, and K. Zeng, “Physical-layer security of 5G wireless networks for IoT: Challenges and opportunities,” *IEEE Internet Things J.*, vol. 6, no. 5, pp. 8169–8181, 2019.
- [99] J. R. Douceur, “The sybil attack,” in *Peer-to-Peer Systems*, P. Druschel, F. Kaashoek, and A. Rowstron, Eds. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2002, pp. 251–260.
- [100] S. Dang, O. Amin, B. Shihada, and M.-S. Alouini, “What should 6G be?” *Nature Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 20–29, 2020.
- [101] D. Xu and H. Zhu, “Secure Transmission for SWIPT IoT Systems With Full-Duplex IoT Devices,” *IEEE Internet Things J.*, vol. 6, no. 6, pp. 10 915–10 933, 2019.
- [102] M. Ollivier, “RFID-a new solution technology for security problems,” in *European Convention on Security and Detection, 1995.*, 1995, pp. 234–238.
- [103] C. Boyer and S. Roy, “Backscatter communication and RFID: Coding, energy, and MIMO analysis: Invited paper,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 3, pp. 770–785, March 2014.
- [104] K. Han and K. Huang, “Wirelessly powered backscatter communication networks: Modeling, coverage and capacity,” in *2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, Washington, DC, USA, December 2016, pp. 1–6.
- [105] A. Tarrías-Muñoz, J. L. Matez-Bandera, P. Ramírez-Espinosa, and F. J. López-Martínez, “Effect of correlation between information and energy links in secure wireless powered communications,” *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, vol. 16, pp. 3780–3789, 2021.

- [106] C. E. Shannon, “Communication theory of secrecy systems,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 28, no. 4, pp. 656–715, 1949.
- [107] G. de Meulenaer, F. Gosset, F. Standaert, and O. Pereira, “On the energy cost of communication and cryptography in wireless sensor networks,” in *2008 IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications*, Avignon, France, October 2008, pp. 580–585.
- [108] M. Bloch and J. Barros, *Physical-Layer Security: From Information Theory to Security Engineering*. Cambridge University Press, 2011.
- [109] A. D. Wyner, “The wire-tap channel,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 54, no. 8, pp. 1355–1387, 1975.
- [110] S. Leung-Yan-Cheong and M. Hellman, “The gaussian wire-tap channel,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 24, no. 4, pp. 451–456, 1978.
- [111] J. Barros and M. R. D. Rodrigues, “Secrecy capacity of wireless channels,” in *2006 IEEE International Symposium on Information Theory*, Seattle, WA, USA, July 2006, pp. 356–360.
- [112] J. M. Hamamreh, H. M. Furqan, and H. Arslan, “Classifications and applications of physical layer security techniques for confidentiality: A comprehensive survey,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 21, no. 2, pp. 1773–1828, 2019.
- [113] L. H. Ozarow and A. D. Wyner, “Wire-tap channel II,” *AT&T Bell Laboratories Technical Journal*, vol. 63, no. 10, pp. 2135–2157, December 1984.
- [114] X. Li, R. Fan, X. Ma, J. An, and T. Jiang, “Secure space-time communications over Rayleigh flat fading channels,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 2, pp. 1491–1504, 2016.
- [115] P. M. Ebert and S. Y. Tong, “Convolutional reed-solomon codes,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 48, no. 3, pp. 729–742, 1969.

-
- [116] A. Thangaraj, S. Dihidar, A. R. Calderbank, S. W. McLaughlin, and J.-M. Merolla, “Applications of LDPC codes to the wiretap channel,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 53, no. 8, pp. 2933–2945, 2007.
- [117] H. MahdaviFar and A. Vardy, “Achieving the secrecy capacity of wiretap channels using polar codes,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 57, no. 10, pp. 6428–6443, 2011.
- [118] S. Althunibat, V. Sucasas, and J. Rodriguez, “A physical-layer security scheme by phase-based adaptive modulation,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 11, pp. 9931–9942, 2017.
- [119] H. Qin, X. Chen, X. Zhong, F. He, M. Zhao, and J. Wang, “Joint power allocation and artificial noise design for multiuser wiretap OFDM channels,” in *2013 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2013, pp. 2193–2198.
- [120] M. Li, S. Kundu, D. A. Pados, and S. N. Batalama, “Waveform design for secure SISO transmissions and multicasting,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 31, no. 9, pp. 1864–1874, 2013.
- [121] W.-C. Liao, T.-H. Chang, W.-K. Ma, and C.-Y. Chi, “QoS-based transmit beamforming in the presence of eavesdroppers: An optimized artificial-noise-aided approach,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 3, pp. 1202–1216, 2011.
- [122] S. Goel and R. Negi, “Guaranteeing secrecy using artificial noise,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 6, pp. 2180–2189, 2008.
- [123] L. Dong, Z. Han, A. P. Petropulu, and H. V. Poor, “Improving wireless physical layer security via cooperating relays,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 3, pp. 1875–1888, 2010.
- [124] Q. Xu, P. Ren, H. Song, and Q. Du, “Security-aware waveforms for enhancing wireless communications privacy in cyber-physical systems via mul-

- tipath receptions,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 4, no. 6, pp. 1924–1933, 2017.
- [125] J. M. Hamamreh, E. Basar, and H. Arslan, “OFDM-subcarrier index selection for enhancing security and reliability of 5G urllc services,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 25 863–25 875, 2017.
- [126] X. Chen, C. Zhong, C. Yuen, and H.-H. Chen, “Multi-antenna relay aided wireless physical layer security,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 12, pp. 40–46, 2015.
- [127] L. Sun and Q. Du, “A review of physical layer security techniques for internet of things: Challenges and solutions,” *Entropy*, vol. 20, p. 730, 09 2018.
- [128] Y. Liu, J. Xu, and R. Zhang, “Exploiting interference for secrecy wireless information and power transfer,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 25, no. 1, pp. 133–139, 2018.
- [129] N. Yang, S. Yan, J. Yuan, R. Malaney, R. Subramanian, and I. Land, “Artificial noise: Transmission optimization in multi-input single-output wiretap channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 63, no. 5, pp. 1771–1783, 2015.
- [130] L. Tang and Q. Li, “Wireless power transfer and cooperative jamming for secrecy throughput maximization,” *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 5, no. 5, pp. 556–559, 2016.
- [131] F. Zhu, F. Gao, T. Zhang, K. Sun, and M. Yao, “Physical-layer security for full duplex communications with self-interference mitigation,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 1, pp. 329–340, 2016.
- [132] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, “Mitigation of loopback self-interference in full-duplex MIMO relays,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 12, pp. 5983–5993, 2011.

- [133] M. Duarte, C. Dick, and A. Sabharwal, "Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 12, pp. 4296–4307, 2012.
- [134] H. Q. Ngo, H. A. Suraweera, M. Matthaiou, and E. G. Larsson, "Multipair full-duplex relaying with massive arrays and linear processing," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 9, pp. 1721–1737, 2014.
- [135] H. A. Suraweera, I. Krikidis, G. Zheng, C. Yuen, and P. J. Smith, "Low-complexity end-to-end performance optimization in MIMO full-duplex relay systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 2, pp. 913–927, 2014.
- [136] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Spatial loop interference suppression in full-duplex MIMO relays," in *2009 Conference Record of the Forty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Shenzhen, China, 2009, pp. 1508–1512.
- [137] Z. Mobini, M. Mohammadi, B. K. Chalise, H. A. Suraweera, and Z. Ding, "Beamforming design and performance analysis of full-duplex cooperative NOMA systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 6, pp. 3295–3311, 2019.
- [138] V. Tarokh, Y.-S. Choi, and S. Alamouti, "Complementary beamforming," in *2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall (IEEE Cat. No.03CH37484)*, vol. 5, Orlando, FL, USA, 2003, pp. 3136–3140 Vol.5.
- [139] X. Jiang, C. Zhong, Z. Zhang, and G. K. Karagiannidis, "Power beacon assisted wiretap channels with jamming," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 12, pp. 8353–8367, 2016.
- [140] E. Björnson, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO: ten myths and one critical question," *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 2, pp. 114–123, 2016.

- [141] R. Deng, Z. Jiang, S. Zhou, and Z. Niu, “How often should CSI be updated for massive MIMO systems with massive connectivity?” in *GLOBECOM 2017 - 2017 IEEE Global Communications Conference*, Singapore, December 2017, pp. 1–6.
- [142] A. Abdi and M. Kaveh, “A space-time correlation model for multielement antenna systems in mobile fading channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 3, pp. 550–560, 2002.
- [143] M. Costa, S. Valentin, and A. Ephremides, “On the age of channel state information for non-reciprocal wireless links,” in *2015 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, Hong Kong, China, June 2015, pp. 2356–2360.
- [144] M. Dong, L. Tong, and B. Sadler, “Optimal insertion of pilot symbols for transmissions over time-varying flat fading channels,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 5, pp. 1403–1418, 2004.
- [145] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. Pearson, 2014.
- [146] K. T. Truong and R. W. Heath, “Effects of channel aging in massive MIMO systems,” *Journal of Communications and Networks*, vol. 15, no. 4, pp. 338–351, 2013.
- [147] J. Tang, H. Wen, H. Song, T. Zhang, and K. Qin, “On the security–reliability and secrecy throughput of random mobile user in internet of things,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 7, no. 10, pp. 10 635–10 649, 2020.
- [148] O. S. Badarneh, D. B. Da Costa, and P. H. J. Nardelli, “Wireless-powered communication networks with random mobility,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 166 476–166 492, 2019.
- [149] N. Yang, S. Yan, J. Yuan, R. Malaney, R. Subramanian, and I. Land, “Artificial noise: Transmission optimization in multi-input single-output wiretap channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 63, no. 5, pp. 1771–1783, 2015.

- [150] A. Zappone, P.-H. Lin, and E. Jorswieck, “Energy efficiency of confidential multi-antenna systems with artificial noise and statistical CSI,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 10, no. 8, pp. 1462–1477, 2016.
- [151] L. N. Ribeiro, S. Schwarz, A. L. F. de Almeida, and M. Haardt, “Low-complexity massive MIMO tensor precoding,” 2020. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/2009.09729>
- [152] M. Alageli, A. Ikhlef, and J. Chambers, “SWIPT massive MIMO systems with active eavesdropping,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 37, no. 1, pp. 233–247, 2019.
- [153] A. Zappone, P.-H. Lin, and E. A. Jorswieck, “Secrecy and energy efficiency in MIMO-ME systems,” in *2015 IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, Stockholm, Sweden, July 2015, pp. 380–384.
- [154] S. Morosi, L. Mucchi, D. Marabissi, M. Dolfi, and K. Marini, “On the trade-off between secrecy and energy-efficiency in multi-layer cellular networks,” in *2019 IEEE 5th International forum on Research and Technology for Society and Industry (RTSI)*, Florence, Italy, September 2019, pp. 132–137.
- [155] X. Chen and L. Lei, “Energy-efficient optimization for physical layer security in multi-antenna downlink networks with QoS guarantee,” 2013. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/1302.4805>
- [156] T. Q. Duong, X. Zhou, and H. V. Poor, *Trusted Communications with Physical Layer Security for 5G and Beyond*. Institution of Engineering and Technology, 2017.
- [157] X. Zhang, Y. Qi, and M. Vaezi, “A rotation-based method for precoding in gaussian MIMOME channels,” 2019. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/1908.00994>

-
- [158] J. Matez-Bandera, P. Ramirez-Espinosa, J. Vega-Sanchez, and F. Lopez-Martinez, “Effect of correlation on the capacity of backscatter communication systems,” *Electronics Letters*, vol. 56, no. 14, pp. 716–719, 2020. [Online]. Available: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/el.2020.0800>
- [159] Z. Hu, C. Yuan, and F. Gao, “Maximizing harvested energy for full-duplex SWIPT system with power splitting,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 24 975–24 987, 2017.
- [160] M. Bloch, J. Barros, M. R. D. Rodrigues, and S. W. McLaughlin, “Wireless Information-Theoretic Security,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, no. 6, pp. 2515–2534, 2008.
- [161] J. Zhang, S. Rajendran, Z. Sun, R. Woods, and L. Hanzo, “Physical layer security for the internet of things: Authentication and key generation,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 26, no. 5, pp. 92–98, 2019.