



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DE CHILE
ESCUELA DE INGENIERÍA

ADQUISICIÓN EN REDES INALÁMBRICAS DE SENSORES CON MÚLTIPLES ANTENAS

JOAQUÍN ALDUNATE VARELA

Tesis para optar al grado de

Doctorado en Ciencias de la Ingeniería

Profesor Supervisor:

CHRISTIAN OBERLI GRAF

Santiago de Chile, Abril 2018

© 2018, JOAQUIN ALDUNATE VARELA



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DE CHILE
ESCUELA DE INGENIERÍA

ADQUISICIÓN EN REDES INALÁMBRICAS DE SENSORES CON MÚLTIPLES ANTENAS

JOAQUÍN ALDUNATE VARELA

Tesis presentada a la Comisión integrada por los profesores:

CHRISTIAN OBERLI GRAF

VLADIMIR MARIANOV KLUGE

MARCELO WALTER GUARINI HERMANN

DIEGO ROBERTO DUJOVNE

FERNANDO ROSAS DE ANDRACA

JORGE VASQUEZ PINILLOS

Para completar las exigencias del grado de

Doctorado en Ciencias de la Ingeniería

Santiago de Chile, Abril 2018

© 2018, JOAQUIN ALDUNATE VARELA

*Science can amuse and fascinate us all,
but it is engineering that changes the world.*

ISAAC ASIMOV

AGRADECIMIENTOS

Quisiera agradecer en primera instancia a mi familia por su inagotable paciencia y comprensión durante este fascinante y absorbente proceso.

En segunda instancia quisiera agradecer a mi profesor guía Christian Oberli por su guía oportuna, disposición y dedicación en mi proceso de formación doctoral y como persona, incluso en el contexto de una creciente demanda de funciones y responsabilidades.

Tercero, quiero agradecer a CONICYT por financiar mi beca de doctorado y a los varios proyectos que motivaron y apoyaron mi investigación: FONDEF D09I1094, FONDEF IT13I20015, centro CIGIDEN (15110017 FONDAP 2011).

Por último, quisiera agradecer a mis compañeros de laboratorio quienes día a día, tras sostenidas discusiones, buen ambiente y un pensamiento crítico, constructivo y cooperativo hicieron también posible el presente trabajo. En particular quisiera agradecer a Joaquín Venegas por su ayuda en la realización de los experimentos e implementación de diversos algoritmos.

ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTOS	IV
ÍNDICE GENERAL	V
ÍNDICE DE FIGURAS	VIII
ÍNDICE DE TABLAS	XIII
RESUMEN	XIV
ABSTRACT	XVI
1. Introducción	1
1.1 Formulación del problema	3
1.2 Hipótesis de trabajo	3
1.3 Objetivos	4
2. Estado del Arte	5
2.1 Antecedentes teóricos relevantes	5
2.1.1 El canal inalámbrico	6
2.1.2 Codificación y decodificación diferencial	7
2.1.3 Beneficios de utilizar múltiples antenas receptoras	8
2.2 Detección de paquetes	8
2.2.1 Detectores de Energía	10
2.2.2 Detectores por autocorrelación	10

2.2.3	Detectores por correlación con preámbulo conocido	11
2.2.4	Codificación diferencial y múltiples antenas	12
2.3	Plataformas experimentales	13
2.4	Conclusiones y preguntas abiertas	16
2.4.1	Conclusiones	16
2.4.2	Preguntas abiertas	16
3.	Marco Teórico	18
3.1	Modelo del detector propuesto	18
	Señal transmitida	18
	Estadístico de detección	22
3.2	Caracterización teórica del estadístico de adquisición	23
	Estadísticas de $\eta[k]$	23
	Probabilidades de la adquisición del preámbulo	24
4.	Plataforma Experimental	31
4.1	Introducción	31
4.2	Diseño del transceptor Cangrejo	35
5.	Resultados	42
5.1	Evaluación numérica de los resultados teóricos	42
5.1.1	Análisis en presencia de desviación de frecuencia	48
5.1.2	Análisis en presencia de desviación de tiempo	52
5.2	Evaluación experimental	53

6. Conclusiones y trabajo futuro	61
6.1 Consecuencias del trabajo realizado	63
6.1.1 Consecuencias de la validación de la hipótesis	63
6.1.2 Consecuencias de la plataforma experimental Acuario	65
6.1.3 Consecuencias de la validación del detector en RIS	66
BIBLIOGRAFÍA	68
ANEXOS	75
A. Derivación de las funciones PDF y CDF para $\eta[k]$	76

ÍNDICE DE FIGURAS

3.1.	Modelo del sistema de comunicaciones compuesto por cuatro partes principales: el transmisor, el canal inalámbrico, un receptor multi-antena con N_r ramas receptoras y el calculador del estadístico de detección.	19
3.2.	Computación de la correlación entre los símbolos de la secuencia decodificada diferencialmente $z_i[k]$ y la secuencia de preámbulo $a^*[m]$	22
3.3.	Representación gráfica del estadístico $\eta[k]$. Las condiciones para declarar un preámbulo son alcanzadas por las muestras marcadas por un círculo blanco. .	25
4.1.	Plataforma para la validación experimental del detector y otros algoritmos. La plataforma se compone por un Acuario transmisor y uno receptor. Cada Acuario posee un procesador de banda base y cuatro transceptores de radio frecuencia. Ambos grupos de transceptores comparten el mismo reloj de referencia para forzar un desviación de frecuencia y de tiempo nulo. Además, para controlar el inicio y fin de los experimentos y recolectar datos de interés, los Acuarios se conectan a un computador a través de una interfaz Ethernet.	32
4.2.	Implementación de un módulo Acuario.	33
4.3.	Acuario configurado en modo simple. En este modo, se utiliza solo un Acuario para realizar los experimentos. Uno o más Cangrejos son configurados como transmisores y el resto como receptores. En esta configuración es posible	

experimentalizar con un máximo de 3 ramas receptoras. El procesador de banda base genera las señales a transmitir y procesa las señales recibidas.	34
4.4. Señal de entrada al módulo Cangrejo transmisor.	37
4.5. Señal de entrada multiplicada por el oscilador local primario $f_{LO1} = 321,75$ MHz.	37
4.6. Señal filtrada resultante centrada en 315 MHz.	38
4.7. Señal centrada en 315 MHz multiplicada por el oscilador secundario $f_{LO2} = 600 + x$ MHz.	38
4.8. señal transmitida al aire ubicada dentro del rango espectral [902, 928] MHz.	38
4.9. Réplicas de la señal recibida tras ser multiplicada por el oscilador local secundario f_{LO2}	39
4.10. Réplica resultante, centrada en 315 MHz, tras el filtrado de la réplica mostrada en la Fig. 4.9.	39
4.11. Réplica deseada a la salida del Cangrejo receptor, centrada en 6,75 MHz.	39
4.12. Rama transmisora del transceptor Cangrejo	41
4.13. Rama receptora del transceptor Cangrejo	41
5.1. Curva de p_{fa} vs $\frac{G}{V_{ref}^2}$. Las simulaciones (marcadores) confirman (3.21) como un modelo preciso para p_{fa} (lineas solidas). Para un umbral fijo G , p_{fa} es significativamente más pequeña cuando se utilizan múltiples ramas receptoras.	44

5.2.	Curvas p_{miss} vs $\frac{G}{V_{\text{ref}}^2}$. Mientras que la cota superior teórica para p_{miss} dada por (3.19) no es ajustada (lineas solidas), se aproxima a las curvas simuladas para p_{miss} (marcadores) asintóticamente en la medida que el umbral G crece. . . .	45
5.3.	Curvas p_{it} vs $\frac{G}{V_{\text{ref}}^2}$. Mientras que la cota superior teórica para p_{it} dada por (3.20) no es precisa (lineas solidas), se aproxima a las curvas simuladas para p_{it} (marcadores) asintóticamente para valores relativamente bajos de p_{it}	46
5.4.	Curvas p_{fail} vs $\frac{G}{V_{\text{ref}}^2}$. Los resultados simulados (marcadores) confirman (3.18) como un modelo para p_{fail} (lineas continua) para valores de p_{fail} bajo $3 \cdot 10^{-1}$. Las curvas de p_{fail} poseen un mínimo que decrece cuando el número de antenas receptoras N_r crece.	47
5.5.	Curvas ROC de p_{fa} vs p_{fail} . Un mejor compromiso puede obtenerse cuando N_r crece. Los valores enteros bajo los marcadores indican el umbral G . Las líneas solidas indican evaluaciones numéricas, los marcadores indican valores simulados y las líneas punteadas son evaluaciones numéricas de la cota superior de p_{miss} dada por (3.19).	48
5.6.	Curvas ROC para $N_r = 1$ y SNR variable. Un nivel dado de p_{fa} fija un p_{fail} mínimo que decrece cuando la SNR crece. Los valores enteros bajo los marcadores indican el valor del umbral G . Las líneas sólidas denotan evaluaciones numéricas, los marcadores indican simulaciones y las líneas punteadas son evaluaciones numéricas de la cota superior de p_{miss} dada por (3.19).	49

- 5.7. Curvas ROC para $N_r = 4$ y SNR variable. p_{fail} es reducido más aún en comparación cuando solo una rama receptora es usada (Fig. 5.6). Esto es producto de la ganancia de diversidad entregada por el enfoque de múltiples antenas. Los valores enteros bajo los marcadores indican el valor del umbral G . Las líneas sólidas denotan evaluaciones numéricas, los marcadores indican simulaciones y las líneas punteadas son evaluaciones numéricas de la cota superior de p_{miss} dada por (3.19). 50
- 5.8. Curvas ROC sensibilizadas por un desviación de frecuencia de 0, 25 y 50 ppm operando a una SNR de 4 dB. El efecto del desviación se ve reflejado en un aumento de p_{miss} que escala con el desviación de frecuencia y el número de antenas. El aumento de p_{miss} es pequeño y el beneficio de incluir múltiples antenas sigue siendo atractivo. 51
- 5.9. Curvas ROC sensibilizadas por un desviación de tiempo operando a una SNR de 4 dB. El efecto del desviación se ve reflejado en un aumento de pit que escala con el número de antenas receptoras (líneas punteadas). Si bien p_{fail} disminuye al aumentar el número de antenas, posee rendimientos decrecientes en comparación con el caso sin desviación de tiempo (líneas continuas). Cuando p_{fail} está dominado por p_{miss} (a la izquierda del gráfico), los efectos de desviación de tiempo son despreciables 54
- 5.10. Curvas de falsa alarma experimentales. Las curvas simuladas, previamente validadas por las curvas teóricas (ver Fig. 5.1), predicen el comportamiento de las curvas de probabilidad de falsa alarma experimentales. El modelo de

compresión utilizado en las simulaciones se ajusta a los resultados experimentales. Aunque, se observa una leve discrepancia entre las curvas experimentales y simuladas que se acentúa en la medida que el número de antenas receptoras crece.	57
5.11. Curvas de p_{fail} experimental. Las curvas simuladas (líneas continuas) predicen el comportamiento de las curvas experimentales (líneas punteadas). En la medida que aumenta el número de antenas recibidas es posible alcanzar valores de p_{fail} más bajos.	58
5.12. Curvas de p_{fail} experimental cuando la SNR recibida por rama es alta. Los valores mínimos de p_{fail} ocurren en valores de umbral $\frac{G}{V_{\text{ref}}^2} \geq 5$. En esta región, la p_{fa} es despreciable.	59
5.13. Curvas de p_{fail} experimentales cuando la SNR recibida por rama es baja. Las curvas de p_{fail} simuladas (líneas continuas) predicen el comportamiento de las curvas de p_{fail} experimentales (líneas punteadas). A pesar de contar con varias ramas receptoras, la disminución de p_{fail} no es suficiente para obtener un desempeño por debajo de $p_{\text{fail}} \leq 1 \cdot 10^{-2}$	60

ÍNDICE DE TABLAS

4.1. Requisitos del transceptor “Cangrejo”	36
5.1. Parámetros del sistema	43
5.2. Secuencia de preámbulo	44

RESUMEN

En comunicaciones inalámbricas de datos empaquetados, el receptor debe detectar la presencia de una señal en el aire y determinar su instante de inicio. La detección de la señal es usualmente facilitada transmitiendo una secuencia de preámbulo conocida por el receptor. La detección se realiza bajo disparidades entre el transmisor y el receptor tales como ruido térmico, desviación de frecuencia y desvanecimientos estocásticos del canal inalámbrico, las que por lo general son desconocidas por el receptor. Técnicas tradicionales de diversidad con múltiples antenas receptoras se han utilizado para mejorar la calidad del enlace bajo las disparidades mencionadas. Sin embargo, estas necesitan información del estado del canal, especialmente compleja de obtener en situaciones con baja razón señal a ruido (SNR).

Este trabajo presenta un esquema de detección basado en un preámbulo codificado diferencialmente y múltiples antenas receptoras que permite detectar señales a muy baja SNR sin requerir información del estado del canal inalámbrico. El esquema de detección no sufre de las limitaciones de las técnicas tradicionales. Se encontró que: i) la probabilidad de falsa alarma es fuertemente reducida al aumentar el número de antenas receptoras, ii) la curva de probabilidad de adquisición fallida posee un valor mínimo, que en conjunto con toda la curva, disminuye al aumentar el número de ramas receptoras, y iii) se obtiene un mejor compromiso entre la probabilidad de falsa alarma y de adquisición fallida con más ramas receptoras. El desempeño del esquema propuesto fue analizado teóricamente y validado a través de simulaciones y experimentos.

Palabras Clave: Detección de preámbulos, Múltiples Antenas, caracterización experimental

ABSTRACT

In packet-based wireless communications, the first task of a receiver is to detect the presence of a signal in the air and to determine a timing reference about it. This task is often assisted by transmitting a known preamble sequence. The task has to be performed under several impairments such as thermal noise, carrier frequency offset and unknown fading coefficients of the wireless channel. Diversity techniques with multiple receive antennas can be used to improve the acquisition quality under these impairments, specially for low signal-to-noise ratio (SNR) situations. Traditional diversity techniques with multiple antennas have been used before to this end. However, they require channel state information, which is specially hard to obtain in low SNR situations.

To this end, this paper presents an acquisition scheme that exploits a differentially encoded preamble and multiple receive antennas in order to detect signals at very low SNR without requiring channel state information. The acquisition scheme does not suffer the limitations of traditional techniques. We found that: i) the probability of false alarm is strongly reduced with a larger number of receive branches, ii) the probability of failed acquisition has a minimum value and the entire curve decreases as the number of receive branches N_r grows, and iii) a better trade-off between the probability of false alarm and failure can be achieved with more receive branches. The scheme's performance is analyzed theoretically and verified by simulations and through experiments.

Keywords: Preamble detection, multiple antennas, experimental characterization

1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años ha surgido un creciente interés por redes inalámbricas de sensores (RIS) de bajo consumo energético y capaces de cubrir grandes áreas geográficas. Estas redes son conocidas como *Low Power Wide-Area Networks* (LPWAN). La necesidad de este tipo de RIS, se describe en Saito, Kagami, y Umehira (2008).

Paralelamente, el uso de técnicas de múltiples antenas transmisoras y múltiples antenas receptoras (MIMO) para incrementar la eficiencia energética de RIS, ha comenzado a recibir atención por parte de la comunidad científica. En particular, Rosas y Oberli (2012a, 2012b, 2015) mostraron que la ganancia de diversidad que otorga un sistema MIMO puede utilizarse para mejorar la robustez del canal inalámbrico, reducir la probabilidad de interrupción y disminuir el consumo energético de los nodos de una RIS. Estos beneficios pueden ser obtenidos en esencia con cualquier esquema de diversidad, tales como combinación por ganancias iguales, combinación de razón máxima, códigos de bloque espacio-tiempo o descomposición de valor singular (ver e.g. Goldsmith (2005)).

Sin embargo, independiente del esquema de diversidad escogido, las tareas de adquisición como detectar una transmisión, establecer una referencia de tiempo alrededor de esta y adquirir la información del estado del canal necesaria para establecer el enlace MIMO, son tareas que deben realizarse exitosamente antes de contar con la ganancia en SNR otorgada por el esquema de diversidad. Esto hace que la mayoría de los esquemas de diversidad por si solos sean imprácticos para escenarios con baja “SNR previa”. La adquisición del enlace ocurre además bajo disparidades entre el transmisor y el receptor,

como son el ruido térmico y el desplazamiento de frecuencia en los relojes y portadora del transmisor y el receptor.

La adquisición del enlace entre dispositivos equipados con múltiples antenas puede aprovechar la ganancia de diversidad. En particular para la detección de la señal entrante la diversidad ha sido utilizada de varias maneras. Concretamente, los detectores propuestos pueden clasificarse en tres grupos según la información disponible en el receptor sobre la señal transmitida: detectores de energía (S. Kim, Lee, Wang, y Hong, 2009; Yu, Zhang, Shellhammer, y Rao, 2010), detectores por autocorrelación retardada (Liang, Li, Irmer, y Fettweis, 2005; Maier, Paier, y Mecklenbrauker, 2011; Wang y Zhang, 2007) y detectores de un preámbulo conocido (Kwon, Song, Kim, y Yoon, 2007; Xiao, Xia, y Bai, 2015). Los primeros dos grupos de detectores no requieren de información sobre la señal transmitida, mientras que el último requiere que el receptor conozca el preámbulo transmitido. Este último tipo de detector generalmente logra un mejor desempeño que los primeros dos y por tanto resulta más atractivo para escenarios con baja SNR previa.

Una desventaja común de las soluciones citadas al problema de adquisición es que en todas ellas combinan las múltiples antenas de forma no coherente. En consecuencia, no explotan completamente la diversidad inherente de las señales recibidas. Asimismo, las soluciones propuesta generalmente asumen condiciones de sincronización y conocimiento de canal ideales, que las hace imprácticas o ineficientes de implementar.

1.1 Formulación del problema

El problema a resolver en esta tesis consiste en formular un detector que permita explotar las múltiples antenas y combinarlas coherentemente y así dar una solución implementable para el establecimiento de enlaces en escenarios donde no es posible utilizando dispositivos equipados con una sola antena. En particular, es necesario determinar el desempeño del detector propuesto en función del número de ramas receptoras y la SNR, a nivel teórico y práctico. El detector propuesto puede potencialmente complementar tecnologías de antena simple como las utilizadas en redes LPWAN.

1.2 Hipótesis de trabajo

La hipótesis general de trabajo es que *múltiples ramas receptoras permiten adquisición de enlaces de comunicación en escenarios en los que no es posible si se utiliza una sola rama receptora.*

Hipotesis específicas:

1. *La probabilidad de falsa alarma se ve reducida al incorporar múltiples ramas receptoras,*
2. *la probabilidad de adquisición fallida disminuye al aumentar el número de antenas receptoras y*
3. *se obtiene un mejor compromiso entre la probabilidad de falsa alarma y de adquisición con más ramas receptoras.*

1.3 Objetivos

El objetivo general de la tesis es resolver el problema planteado proponiendo una arquitectura de receptor con múltiples antenas que sea viable en la práctica.

Los objetivos específicos son:

1. Desarrollar un modelo teórico del detector y evaluar su desempeño teórico relativo al cambiar el número de antenas receptoras y la SNR,
2. validar al modelo teórico mediante simulación y
3. demostrar la viabilidad práctica del receptor propuesto mediante su implementación en una plataforma de pruebas que permita evaluar el desempeño experimental.

2. ESTADO DEL ARTE

En este capítulo se presenta una revisión del estado del arte en relación al problema de adquisición. En la sección 2.1 se presentan los antecedentes teóricos relevantes. En la sección 2.2 se presenta una revisión bibliográfica sobre detección de paquetes. En la sección 2.3 se presenta una revisión bibliográfica sobre plataforma experimentales. Finalmente, en la sección 2.4 se presentan las conclusiones principales sobre el estado del arte.

2.1 Antecedentes teóricos relevantes

Los detectores presentados en la literatura poseen un desempeño que depende de la SNR en el receptor. En el contexto de LPWAN se busca establecer enlaces a una mayor distancia. En la medida que aumenta la distancia la SNR disminuye por efecto de la atenuación por propagación. Por tanto, existe una distancia crítica bajo la cual la SNR ha disminuido tanto que los detectores ya no cumplen con un desempeño mínimo. En la práctica esta distancia crítica es incluso menor a la predicha por efectos de pérdida por distancia, producto de otras fuentes de atenuación como el desvanecimiento de sombra y desvanecimiento local.

Bajo ciertas condiciones de comunicación, el canal inalámbrico se considera *plano* en frecuencia y *estático* en el tiempo. Por tanto, su equivalente en banda base puede modelarse como una atenuación y una rotación de fase de los símbolos recibidos. Estas condiciones son descritas en la sección 2.1.1. La fase del canal inalámbrico puede eliminarse utilizando una codificación/decodificación diferencial, detallada en la sección 2.1.2. Al

utilizar un receptor equipado con múltiples antenas receptoras operando bajo un canal inalámbrico estático y plano, y utilizando una codificación/decodificación diferencial es posible dejar los símbolos recibidos en co-fase y por tanto explotar completamente la diversidad otorgada por las múltiples antenas receptoras descritas en la sección 2.1.3.

2.1.1 El canal inalámbrico

La movilidad del ambiente, en el cual se encuentra inserto un transmisor y un receptor, produce pequeñas perturbaciones aleatorias en la frecuencia recibida. La frecuencia máxima de estas perturbaciones es conocida como frecuencia Doppler (Tse y Viswanath, 2005, p. 13). La frecuencia Doppler en conjunto con la naturaleza multi-trayectoria y dispersión local del canal inalámbrico dan origen a una variación aleatoria de la SNR recibida. Esta variación evoluciona en intervalos de tiempo inversamente proporcional a la frecuencia Doppler. Este intervalo de tiempo es conocido en la literatura como *tiempo de coherencia* (Tse y Viswanath, 2005, p. 16). En un intervalo de tiempo menor al tiempo de coherencia, el canal inalámbrico puede considerarse *estático*, es decir no varía.

La naturaleza multi-trayectoria y el tamaño del ambiente en el que ocurren las transmisiones da lugar a una dispersión temporal de la señal recibida en forma de ecos que se interfieren mutuamente. Esta dispersión temporal tiene una interpretación equivalente en el dominio de la frecuencia conocida como *ancho de banda de coherencia* (Tse y Viswanath, 2005, p. 15). Si las transmisiones utilizan una porción de frecuencia menor al

ancho de banda de coherencia, las transmisiones se denominan de *banda angosta* y el canal inalámbrico puede modelarse como un desvanecimiento *plano* en frecuencia, es decir todos los componentes espectrales de la señal transmitida son afectados de igual forma.

Luego, si una transmisión ocurre dentro del tiempo de coherencia del canal inalámbrico y utiliza una porción de frecuencia menor al ancho de banda de coherencia, el canal inalámbrico se considera estático y plano, y puede modelarse en banda base como un fasor complejo, que afecta únicamente la atenuación y la fase de la señal recibida.

Bajo el contexto de LPWAN a pesar de que las transmisiones ocurren en ambientes cada vez más extensos es posible disminuir el ancho de banda de la señal transmitida por debajo del ancho de banda de coherencia. De igual manera los paquetes de información pueden acotarse de tal manera que su tiempo de transmisión sea menor al tiempo de coherencia. Bajo este paradigma, el canal LPWAN se considera estático y plano.

2.1.2 Codificación y decodificación diferencial

La codificación y decodificación diferencial utiliza el cambio de fase de la señal portadora para señalar la información a transmitir. Por tanto, independiente de cual sea la fase insertada por el canal inalámbrico en el paquete de símbolos enviados, los símbolos recibidos y decodificados conservan la fase correcta (Goldsmith, 2005, p. 138).

Un receptor con múltiples antenas receptoras, bajo un canal inalámbrico con desvanecimientos planos y estáticos observa un canal inalámbrico equivalente en banda base a un

desvanecimiento y una rotación de fase diferente por cada antena receptora. Una codificación/decodificación diferencial permite eliminar la fase introducida por el canal inalámbrico en cada rama receptora. Luego, los stream de símbolos recibidos en cada rama quedan en co-fase y por tanto pueden sumarse constructivamente. La suma constructiva de señales habilita beneficios propios de las múltiples antenas.

2.1.3 Beneficios de utilizar múltiples antenas receptoras

La utilización de múltiples antenas receptoras permite mejorar la SNR recibida producto de la *ganancia de arreglo* y la *ganancia de diversidad* (Goldsmith, 2005, p. 214). La ganancia de arreglo ocurre por el aumento de energía neta recibida. Mientras que la ganancia de diversidad ocurre por una disminución del efecto del desvanecimiento local gracias al aumento de caminos simultáneos para recibir la información.

Los beneficios de utilizar múltiples antenas receptoras se traducen en una mejor SNR recibida y por tanto en un aumento de la distancia crítica entre transmisor y receptor. Como estos beneficios se manifiestan en el detector propuesto es también un elemento de estudio.

2.2 Detección de paquetes

Las comunicaciones digitales se pueden dividir en comunicaciones *conmutadas por circuito* y *por paquete*. En transmisiones conmutadas por circuito siempre hay una señal en el aire mientras dure la entrega del mensaje. Por su parte, en transmisiones paquetizadas las transmisiones son asíncronas y ocurren en un tiempo acotado. En transmisiones paquetizadas, la información se divide en *paquetes*.

Las comunicaciones paquetizadas son atractivas en aplicaciones LPWAN debido a su sintonía con la generación de datos asíncrona y la restricción energética sobre los *no-dos* o dispositivos de la red. Por lo anterior, este trabajo se centrará en comunicaciones paquetizadas.

La detección de los paquetes de información enviados juega un rol crucial en las comunicaciones paquetizadas. La detección es asistida típicamente por un *preámbulo*, secuencia de símbolos ubicados en la cabecera del paquete.

La teoría base detrás de un detector de paquetes corresponde a un test de hipótesis binario: existe un paquete en el aire ($\mathcal{H}_1$) o bien no existe un paquete en el aire ($\mathcal{H}_0$). El test de hipótesis genera un estadístico a partir de un set de observaciones de la señal recibida. El estadístico es comparado contra un valor umbral para decidir en favor de una de las dos hipótesis. Además, el instante en que se detecta un paquete generalmente también es un estimador del instante de inicio del paquete.

Los detectores son desarrollados en función de la información disponible tanto de la señal enviada, del del ruido y de las distorsiones presentes el canal que influyen en la señal recibida. Según el tipo de procesamiento utilizado sobre las observaciones de la señal recibida, los detectores pueden ser clasificados en i) detectores de energía, iii) detectores basados en autocorrelación y iii) detectores basados en correlación con un preámbulo conocido.

2.2.1 Detectores de Energía

Cuando no existe información sobre la señal enviada, la forma más directa e intuitiva de determinar la presencia de un paquete es observar la energía de la señal recibida, sumando la potencia de cada símbolo recibido a lo largo de una ventana móvil. Un análisis detallado de este detector y su derivación bajo ruido blanco Gaussiano se encuentra en Urkowitz (1967). También ha sido caracterizado para distintas condiciones de propagación en Kostylev (2002). En Digham, Alouini, y Simon (2003); S. Kim et al. (2009); Yu et al. (2010) se implementan esquemas de diversidad para este detector como combinación por ganancias iguales (EGC), cambio de antena (SC) y cambio de antena sostenido (SSC), observándose mejoras en su desempeño respecto del caso sin diversidad. Una ventaja del detector de energía, como se ilustra en Perels et al. (2006); Perels, Studer, y Fichtner (2007), es que puede implementarse con relativa baja complejidad.

El detector de energía posee una debilidad, el valor del umbral depende tanto de la potencia de la señal recibida como de la potencia del ruido en el receptor. Ambos típicamente desconocidos. Este inconveniente es resuelto en Heiskala y Terry Ph.D. (2001) introduciendo una segunda ventana móvil antes de la ventana original para normalizar la variable de decisión. Así, la variable de decisión ya no es la energía de la señal recibida, sino el incremento relativo de energía entre las dos ventanas.

2.2.2 Detectores por autocorrelación

Cuando existe información de la estructura de un preámbulo es posible utilizarla para mejorar su detección. Por ejemplo, al utilizar una secuencia de preámbulo repetida en el

tiempo es posible generar una autocorrelación de la señal recibida con una versión retardada de la misma. El cuadrado de la autocorrelación normaliza por el cuadrado de la energía recibida es una métrica, introducida por Schmidl y Cox (1997), que utiliza el principio de preámbulos repetidos y ha sido ampliamente utilizada en el contexto de comunicaciones basadas en multiplexación por división de frecuencia ortoganales (OFDM). La métrica descarta la información de fase, y por tanto puede ser combinada a otras ramas receptoras en un esquema de diversidad EGC, o en un esquema de razón de combinación máxima (MRC) si se pondera por la energía recibida por rama, como se muestra en Liang et al. (2005); Maier et al. (2011); Wang y Zhang (2007).

Las disparidades entre el transmisor y receptor como desviaciones de frecuencia, tiempo y fase típicamente afectan por igual a la secuencia repetida en el preámbulo. Luego, tras el proceso de autocorrelación estas disparidades son disminuidas o canceladas. Ahora bien, frente al conocimiento de la secuencia en el receptor, se abre la posibilidad a un nuevo tipo de detectores.

2.2.3 Detectores por correlación con preámbulo conocido

Si el preámbulo es conocido en el receptor basta con enviarlo una sola vez. El desempeño del detector por correlación es superior al de los detectores de energía y el de autocorrelación (Xiao, Zhang, Jin, y Ge, 2013). Además, es posible normalizar la correlación por la energía recibida en el detector y extenderlo a múltiples antenas (Kwon et al., 2007; Xiao et al., 2015). No obstante, los detectores por correlación con una secuencia conocida son

afectados por disparidades como el desviación de frecuencia. En Nagaraj, Khan, Schlegel, y Burnashev (2009) esta disparidad es cancelada por una codificación/decodificación diferencial del preámbulo. La codificación/decodificación diferencial permite transformar el desviación de frecuencia en una fase constante sobre los símbolos recibidos. Además, en un canal con desvanecimiento plano en frecuencia, donde solo una atenuación y una fase son introducidas por el canal inalámbrico, la codificación/decodificación diferencial permite eliminar la fase del canal.

2.2.4 Codificación diferencial y múltiples antenas

La codificación diferencial se ha utilizado en otros contextos para mitigar los efectos de desviación de frecuencia y fase. Por ejemplo en Divsalar y Simon (1990, 1994) para demodular múltiples símbolos MPSK (MSDD). La demodulación MSDD fue extendida por Simon y Alouini (2001) para múltiples antenas receptoras realizando la detección MSDD en cada rama y luego combinando las salidas de los demoduladores en un esquema EGC o MRC. Incluso, es posible hacer uso de un solo demodulador combinando las señales provenientes de las ramas receptoras en un solo stream de datos antes de realizar el algoritmo MSDD, como se muestra en J. H. Kim, Ho, y Riediger (2005).

La detección MSDD ofrece una mejora en el desempeño respecto del caso de detección diferencial símbolo a símbolo. Motivado por esta ganancia, Mackenthun (1994) propuso una implementación de complejidad reducida del esquema MSDD.

Sin embargo, la detección diferencial símbolo a símbolo posee una característica, ausente en la detección MSDD. En un canal inalámbrico con desvanecimientos planos en

frecuencia, modelados a través de una atenuación y cambio de fase diferente por rama receptora, una decodificación diferencial símbolo a símbolo permite eliminar la fase relativa entre ramas receptoras a nivel de símbolos decodificados y por tanto permite una suma coherente de estos, en una etapa temprana antes de realizar cualquier correlación. A la fecha no se ha encontrado evidencia del uso de esta característica en otros detectores.

Para validar experimentalmente el detector es necesario realizar transmisiones inalámbricas en condiciones similares a las esperadas en escenarios LPWAN. Para dichos fines se requiere de una plataforma experimental.

2.3 Plataformas experimentales

Las plataformas experimentales cubren necesidades en ámbitos académicos, educacionales y de investigación. Pueden ser clasificadas según su flexibilidad, el tiempo que toma desarrollarlas, su eficiencia energética y el costo económico (Rao et al., 2004). Por ejemplo, los dispositivos de radio definidos por software (SDR) son una plataforma muy flexible en uso, pero limitada en procesamiento. Mientras que un sistema basado en arreglos de compuertas programables (FPGA por sus siglas en inglés) permiten una flexibilidad similar a los sistemas basados basados en SDR pero con una mayor capacidad de procesamiento. Ahora bien, los costos y tiempo de desarrollo de una plataforma basada en FPGA son mayores a los de una basada en SDR.

Un sistema de comunicaciones por radio frecuencia puede dividirse en dos: etapa de banda base y etapa de radio frecuencia. La etapa de banda base es posible implementarla en

el dominio digital, debido a su relativo bajo requerimiento en velocidad de procesamiento. Mientras que la etapa de radio frecuencia es implementada en el dominio analógico, pues el procesamiento de señales ocurre a una velocidad superior a la soportada por los circuitos digitales. En la última década, gracias al desarrollo tecnológico de FPGA ha sido posible aumentar su frecuencia de operación, y con esto digitalizar más etapas de un sistema de comunicaciones. Con esto, ahora es posible contar con la flexibilidad de los dispositivos SDR y con la capacidad de procesamiento de las FPGA's en un solo dispositivo. Por ejemplo, el grupo Ettus Research ha desarrollado una plataforma denominada USRP basada en FPGA que implementan satisfactoriamente un SDR con gran capacidad de procesamiento (ver *Plataforma Experimental USRP* (2018)). La plataforma USRP permite ensayar diversos esquemas de comunicación y posee una arquitectura modular que permite intercambiar los equipos terminales de radio frecuencia. De esta forma, es posible ensayar comunicaciones en distintas bandas de frecuencia y a distintos anchos de banda. El ancho de banda mínimo a ensayar con su plataforma es de 1 MHz y se logra con el equipo terminal de radio frecuencia DBSRX2 (ver *Modulo de radio frecuencia DBSRX2* (2018)).

La tendencia de la industria y por tanto la oferta de plataformas experimentales está orientada a comunicaciones de gran ancho de banda. En esta línea, existen esfuerzos colaborativos tales como el R2lab virtual del grupo INRIA (ver INRIA (2018)). El R2lab permite ensayar comunicaciones de múltiples antenas de gran ancho de banda, en un ambiente bien definido y libre de interferencias externas. Ahora bien, los equipos terminales

de radiofrecuencia de plataformas de gran ancho de banda deben aceptar una ventana amplia del espectro de frecuencia donde se encuentra la señal de interés y en consecuencia también una gran porción de energía de ruido existente en dicha ventana espectral. Esta característica fundamental de los equipos de banda ancha impone un piso de ruido que impide el ensayo de transmisiones de banda angosta en escenarios de baja SNR.

La plataforma USRP ha intentado flexibilizar su oferta para abarcar la mayor cantidad de esquemas de comunicación. El mínimo ancho de banda que permiten ensayar sus módulos es de 1 MHz. Para el escenario LPWAN, 1 MHz sigue siendo un valor alto y aún hay un amplio margen para disminuir el ancho de banda y aumentar la sensibilidad de los transceptores. El aumento de sensibilidad de los transceptores permite establecer comunicaciones con una menor SNR recibida o equivalentemente a una mayor distancia, y por tanto, existen fuertes incentivos para disminuir al máximo posible la sensibilidad de los transceptores.

Por otra parte, si bien existen diversos dispositivos transceptores a nivel comercial, estos ofrecen una interfaz a nivel de datos y son pocos los que ofrecen una interfaz intermedia a nivel de señales moduladas. Esto cobra sentido desde el punto de vista de un usuario final donde el objetivo es transmitir datos. La interfaz a nivel de señales moduladas es una salida intermedia, que no posee un uso práctico en comunicaciones con una rama transmisora y una rama receptora. Sin embargo, en comunicaciones con múltiples antenas el acceso a la interfaz de señales moduladas es crítico para incorporar y estudiar arquitecturas de múltiples antenas.

Por tanto, para ensayar comunicaciones de banda angosta, con múltiples antenas es necesario desarrollar terminales de radiofrecuencia propios.

2.4 Conclusiones y preguntas abiertas

En esta sección se presenta, por un lado y en la subsección 2.4.1, las conclusiones principales sobre el estado del arte, y por otro en la subsección 2.4.2, preguntas abiertas.

2.4.1 Conclusiones

Respecto de las comunicaciones se concluye que i) el canal LPWAN puede modelarse satisfactoriamente como estático y plano; ii) una codificación/decodificación diferencial en comunicaciones permite eliminar la fase introducida por el canal inalámbrico LPWAN en cada rama receptora y iii) es posible sumar coherentemente las señales recibidas de múltiples antenas.

2.4.2 Preguntas abiertas

En comunicaciones paquetizadas la detección es una de las tareas más importantes. A la fecha no se ha encontrado evidencia de un detector que sume coherentemente las señales recibidas en un receptor equipado con múltiples antenas. Más aún, el efecto de incorporar múltiples antenas en un detector con esas características no ha sido estudiado. La incorporación de una codificación y decodificación diferencial en el sistema de comunicaciones permite potencialmente una suma coherente de las señales recibidas por múltiples ramas receptoras y en consecuencia tiene el potencial de mejorar la SNR recibida. Además la implementación de un codificador / decodificador diferencial es relativamente simple y

por tanto resulta atractivo para una implementación en nodos con capacidades restringidas de procesamiento.

Por otra parte, no se encontraron plataformas para ensayar comunicaciones de banda angosta en equipos de múltiples antenas. Por tanto, es necesario desarrollar una para cumplir los objetivos y validar las hipótesis de esta tesis.

3. MARCO TEÓRICO

El contenido del presente capítulo es un aporte íntegro de la presente tesis y aborda el objetivo general y el objetivo específico 1. Sienta entonces las bases teóricas para evaluar el desempeño del esquema propuesto y evaluar las hipótesis de trabajo. El presente capítulo se divide en dos secciones. Por un lado, en la sección 3.1 se presenta el modelo del sistema de comunicaciones, y por otro, en la sección 3.2 se presenta el marco teórico para evaluar su desempeño.

3.1 Modelo del detector propuesto

Se considera un sistema de comunicaciones compuesto por cuatro partes principales: un transmisor, un canal inalámbrico, un receptor con N_r ramas receptoras y un calculador del estadístico de detección (ver Fig. 3.1). La cadena de transmisión es descrita en mayor detalle a continuación.

El detector propuesto en este trabajo es el resultado del esfuerzo colaborativo entre varios trabajos de investigación desarrollados en el laboratorio de tecnologías inalámbricas (LATINA). El detector está inserto en la solicitud de patente Oberli et al. (2015).

Señal transmitida

El transmisor contiene una secuencia de preámbulo fuente compuesta por L símbolos BPSK denotados como $a[m] \in 1, -1$, con $m = 0, \dots, L - 1$. Esta secuencia es codificada diferencialmente en la secuencia también de largo L dada por $c[m] = a[m]c[m - 1]$, con $m = 1, \dots, L - 1$, y valor inicial $c[0] = a[0]$.

La secuencia codificada diferencialmente es escalada a una potencia de símbolo E_s y usada posteriormente para modular un pulso de tiempo continuo cuya forma esta dada por $g_{tx}(t)$. Esto lleva a la siguiente señal de transmisión en banda base:

$$s(t) = \sqrt{E_s} \sum_{m=0}^{L-1} c[m] g_{tx}(t - mT), \quad (3.1)$$

donde T es el tiempo de símbolo del sistema. Esto implica que los símbolos $c[m]$ son respectivamente transmitidos en los intervalos de tiempo $mT \leq t \leq (m+1)T$.

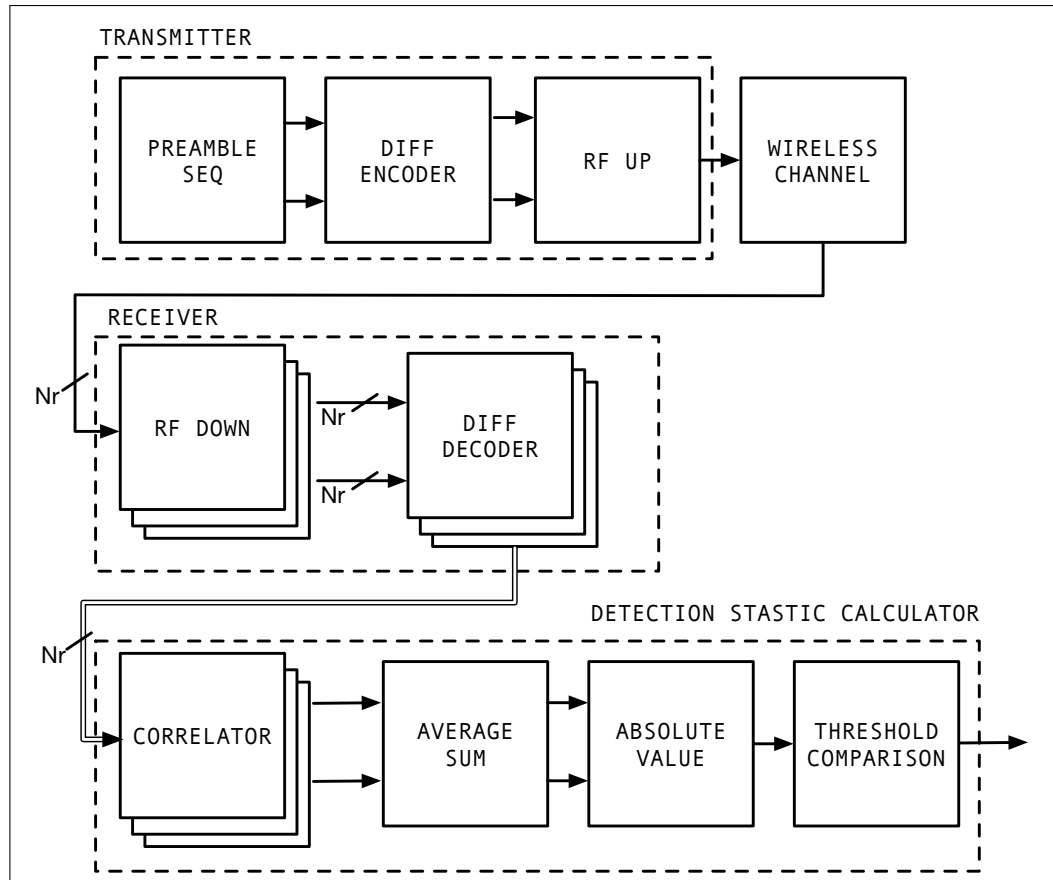


FIGURA 3.1. Modelo del sistema de comunicaciones compuesto por cuatro partes principales: el transmisor, el canal inalámbrico, un receptor multi-antena con N_r ramas receptoras y el calculador del estadístico de detección.

La señal $s(t)$ es finalmente llevada a la pasa-banda para ser transmitida por el canal inalámbrico saliendo por una antena transmisora hacía un receptor de múltiples antenas con N_r ramas receptoras. El desvanecimiento del canal se asume plano y estático, y es modelado por su equivalente en banda base: el coeficiente complejo $\sqrt{\lambda_p}h_i$, donde λ_p es el desvanecimiento por distancia más el desvanecimiento de sombra, común para todas las ramas receptoras, y h_i es el desvanecimiento a pequeña escala de la rama i . La señal recibida en cada rama es degradada por un ruido aditivo blanco y Gaussiano (AWGN) de densidad espectral de potencia $\frac{N_0}{2}$. Asumimos que N_0 también considera la figura de ruido de cada rama receptora. En cada rama receptora la señal es pasada nuevamente a banda base con un desviación de frecuencia (Δ_f) y un desviación de fase (φ_f) producto de las diferencias de frecuencia y fase entre los osciladores ubicados en el transmisor y en el receptor. Estos fenómenos en conjunto son representados en cada rama como la señal recibida

$$r_i(t) = \sqrt{\lambda_p}h_i s(t) e^{j2\pi\Delta_f t + j\varphi_f} + n_i(t), \quad (3.2)$$

donde $n_i(t)$ es el ruido AWGN en la rama i . Luego, la señal en banda base recibida $r_i(t)$ es amplificada por un amplificador de ganancia variable (VGA) regulado por un lazo de control automático de ganancia (AGC por sus siglas en inglés) en cada rama. La ganancia G_i del VGA en la rama i es tal que la potencia de la señal entrante, dada por $\lambda_p E_s |h_i|^2 + N_0$, es normalizada a un voltaje de referencia V_{ref} . Entonces,

$$G_i = \sqrt{\frac{V_{\text{ref}}^2}{\lambda_p E_s |h_i|^2 + N_0}}. \quad (3.3)$$

Multiplicando (3.2) por (3.3), y usando (3.1) para $s(t)$, podemos escribir

$$r_i(t) = V_{\text{ref}} \sqrt{\frac{1}{1 + \gamma_i}} \left\{ \sqrt{\gamma_i} \sum_{m=0}^{L-1} c[m] g_{\text{tx}}(t - mT) e^{j2\pi\Delta_f t + j\varphi_f + j\varphi_i} + \frac{1}{\sqrt{N_0}} n_i(t) \right\}, \quad (3.4)$$

donde γ_i es la SNR instantánea en la rama i -ésima, definida como $\gamma_i = \frac{\lambda_p E_s |h_i|^2}{N_0}$, y φ_i es una fase introducida por el canal inalámbrico entre el transmisor y la rama receptora i -ésima, definida como $\varphi_i = \frac{h_i}{|h_i|}$. La señal recibida en banda base $r_i(t)$ es posteriormente filtrada por un filtro adaptado $g_{\text{rx}}(t)$, resultando la señal de salida filtrada $y_i(t) = r_i(t) * g_{\text{rx}}(t)$, donde $*$ denota la operación de convolución. Las señales $y_i(t)$ son posteriormente digitalizadas por un conversor analógico a digital (ADC) con un período de muestreo $\frac{T}{N_{\text{up}}}$, donde N_{up} es un factor entero. Una desviación de tiempo del tiempo de muestreo τ es asumido respecto del instante de tiempo de muestreo ideal $k \frac{T}{N_{\text{up}}}$, con k un entero. La secuencia muestreada $y_i[k] = y_i\left(k \frac{T}{N_{\text{up}}} + \tau\right)$ así obtenida está dada por

$$y_i[k] = V_{\text{ref}} \sqrt{\frac{1}{1 + \gamma_i}} \left\{ \sqrt{\gamma_i} e^{j\varphi_f + j\varphi_i} \sum_{m=0}^{L-1} c[m] g[k, m] + n_i[k] \right\}, \quad (3.5)$$

donde k es una referencia de tiempo discreto en el receptor,

$$n_i[k] = \frac{1}{\sqrt{N_0}} \{n_i(t) * g_{\text{rx}}(t)\} \Big|_{t=k \frac{T}{N_{\text{up}}} + \tau} \quad (3.6)$$

y

$$g[k, m] = \left\{ \left[e^{j2\pi\Delta_f t} g_{\text{tx}}(t - mT) \right] * g_{\text{rx}}(t) \right\} \Big|_{t=k \frac{T}{N_{\text{up}}} + \tau}. \quad (3.7)$$

Las muestras digitales $y_i[k]$ son decodificadas diferencialmente como

$$z_i[k] = y_i[k]y_i^*[k - N_{\text{up}}], \quad (3.8)$$

con condición inicial $z_i[0] = y_i[0]$.

Estadístico de detección

Los símbolos decodificados diferencialmente $z_i[k]$ son correlacionados en cada rama con los coeficientes del preámbulo $a[m]$ como se muestra en la Fig. 3.2. El motor de correlación posee un registro de desplazamiento con $(L - 2)N_{\text{up}} + 1$ elementos, de los cuales solo $L - 1$ son utilizados en el cálculo de la correlación. El contenido del registro más a la izquierda en el instante k es $z_i[k]$ y el del registro más a la derecha es $z_i[k - (L -$

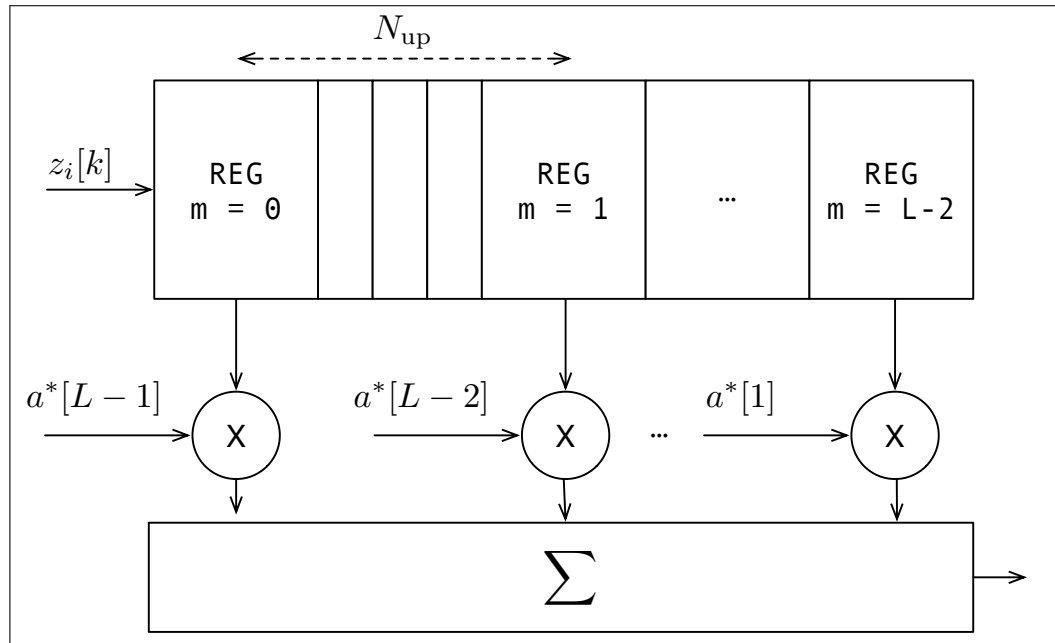


FIGURA 3.2. Computación de la correlación entre los símbolos de la secuencia decodificada diferencialmente $z_i[k]$ y la secuencia de preámbulo $a^*[m]$.

2) N_{up}]. La salida del correlacionador $R_i[k]$ está entonces dada por

$$R_i[k] = \sum_{m=0}^{L-2} z_i[k - mN_{\text{up}}]a^*[L - 1 - m]. \quad (3.9)$$

Todas las N_r secuencias de correlación $R_i[k]$ son finalmente promediadas en una sola métrica de correlación $R[k]$. El valor absoluto de la métrica resulta en el estadístico de detección

$$\eta[k] = |R[k]| = \left| \frac{1}{N_r} \sum_{i=1}^{N_r} R_i[k] \right|. \quad (3.10)$$

La presencia de un preámbulo es evaluada con cada nuevo valor de $\eta[k]$, donde un preámbulo es declarado presente cuando la muestra $\eta[k]$ sobrepasa un umbral de detección G .

3.2 Caracterización teórica del estadístico de adquisición

En esta sección las estadísticas de $\eta[k]$ en (3.10) son estudiadas y usadas para derivar las probabilidades relacionadas con el desempeño del detector.

Estadísticas de $\eta[k]$

Es importante señalar que $\eta[k]$ es una función de γ_i y $n_i[k]$, que de ahora en adelante consideraremos variables aleatorias. Resulta entonces que $\eta[k]$ es también una variable aleatoria. Usando la función característica conjunta de la parte real e imaginaria de $R[k]$, y asumiendo independencia e igualdad de distribución entre las variables $n_i[k]$ y γ_i a lo largo de todas las ramas receptoras, la función de densidad de probabilidad (PDF por sus siglas en inglés) de $\eta[k]$, denotada como $f_{\eta[k]}(\lambda)$, y su función de densidad de probabilidad

acumulada (CDF), denotada como $F_{\eta[k]}(G)$, son derivadas en el Anexo A y resultan ser

$$f_{\eta[k]}(\lambda) = \frac{\lambda}{2\pi} \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi \rho \left\{ \int_0^\infty \Phi_1 \left(\frac{\rho}{N_r}, \theta \mid \gamma \right) f_\Gamma(\gamma) d\gamma \right\}^{N_r} J_0(\rho\lambda) d\theta d\rho \quad (3.11)$$

y

$$F_{\eta[k]}(G) = \frac{G}{2\pi} \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi \left\{ \int_0^\infty \Phi_1 \left(\frac{\rho}{N_r}, \theta \mid \gamma \right) f_\Gamma(\gamma) d\gamma \right\}^{N_r} J_1(\rho G) d\theta d\rho, \quad (3.12)$$

donde $J_0(\cdot)$ y $J_1(\cdot)$ son funciones de Bessel del primer tipo de orden 0 y 1 respectivamente y $f_\Gamma(\gamma)$ es la PDF de las SNR por rama γ_i , para la cual se ha eliminado el subíndice i pues todas las ramas poseen una SNR con las mismas estadísticas. La función $\Phi_1(\rho, \theta \mid \gamma)$ es la función característica conjunta de la correlación $R_i[k]$ dado un valor de SNR γ , con ρ y θ las variables a ser integradas en el intervalo $[0, \infty]$ y $[-\pi, \pi]$ respectivamente.

Probabilidades de la adquisición del preámbulo

El problema de la adquisición del preámbulo puede analizarse bajo dos hipótesis: Bajo la hipótesis $\mathcal{H}_1$ hay un preámbulo en el aire y bajo $\mathcal{H}_0$ no. Estos dos casos se analizan por separado a continuación.

Análisis bajo $\mathcal{H}_1$

Definimos que un preámbulo está en el aire cuando al menos una de las muestras de las secuencias $z_i[k]$ dentro del correlacionador contiene señal del preámbulo. Despreciando el ruido y bajo $\mathcal{H}_1$, $\eta[k]$ posee un peak en el instante de tiempo cuando los símbolos fuentes

del preámbulo $a[m]$ contenidos en la secuencia $z_i[k]$ están alineados con sus correspondientes símbolos en los taps del correlacionador, excepto por una desviación de tiempo residual $\tau \in [-\frac{T}{2N_{\text{up}}}, \frac{T}{2N_{\text{up}}}]$ (Fig. 3.3). El instante del peak es denotado aquí como k_0 . Con ruido térmico el instante de peak puede moverse hacia adelante o atrás unas pocas muestras, y falsos peaks pueden sobrepasar el umbral G (Fig. 3.3). Dado esto y bajo $\mathcal{H}_1$, la secuencia $\eta[k]$ puede dividirse en tres intervalos: un intervalo de detección correcta (CD), compuesto por las muestras comprendidas en el rango $[k_0 - 1, k_0 + 1]$; un intervalo con muestras previas (PRE), contenidas en el rango de tiempo $[k_0 - (L - 2)N_{\text{up}}, k_0 - 2]$; y un intervalo con muestras posteriores (POST), comprendidas en el rango $[k_0 + 2, k_0 + (L - 2)N_{\text{up}}]$.

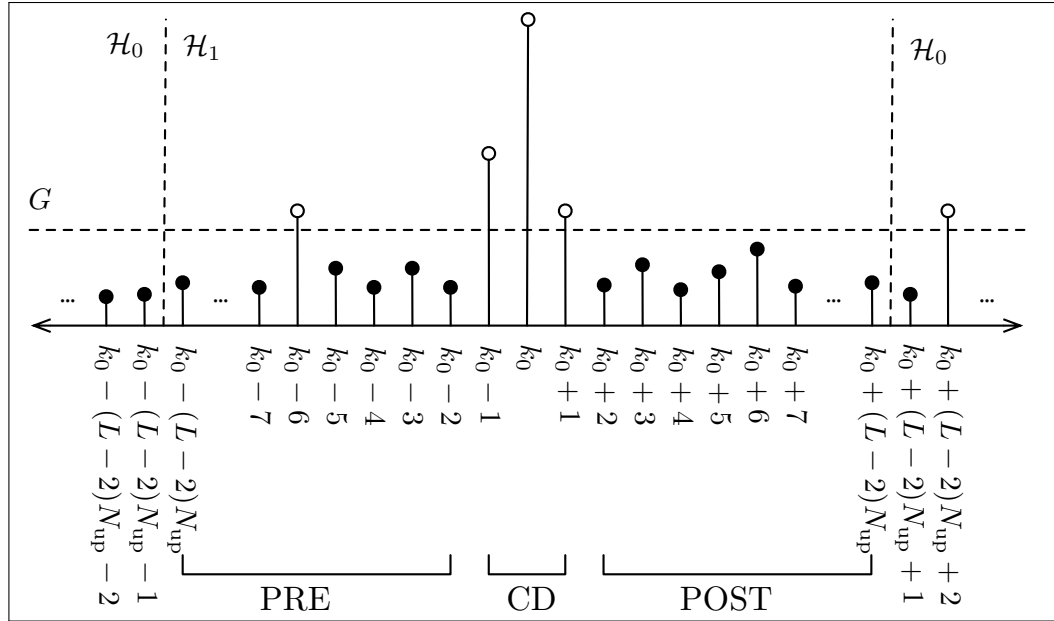


FIGURA 3.3. Representación gráfica del estadístico $\eta[k]$. Las condiciones para declarar un preámbulo son alcanzadas por las muestras marcadas por un círculo blanco.

Un preámbulo correctamente detectado requiere la ocurrencia conjunta de dos eventos. Primero, todos los valores de $\eta[k]$ en el intervalo PRE son menores que G , en consecuencia, ninguna de ellas gatilla una declaración incorrecta de detección. Y segundo, al menos una de las muestras contenida en el intervalo CD es mayor o igual a G y por tanto gatilla una declaración de detección. Si ninguno de estos dos eventos ocurre, entonces ocurre un evento de pérdida de preámbulo. Estas tres condiciones están relacionadas con los eventos definidos a continuación. Un evento de tiempo incorrecto se denota como E_{it} y es formalmente descrito como:

$$E_{it} = \bigcup_{k \in \text{PRE}} \eta[k] \geq G \mid \mathcal{H}_1. \quad (3.13)$$

Un evento de detección perdida se denota como E_{miss} y está dado por

$$E_{miss} = \bigcap_{k \in \text{CD}} \eta[k] < G \mid \mathcal{H}_1. \quad (3.14)$$

Así, un evento detección correcta, denotado como $E_{success}$, está dado por

$$E_{success} = \{\overline{E_{it}} \cap \overline{E_{miss}}\} \mid \mathcal{H}_1. \quad (3.15)$$

Cualquier otro caso es considerado como una adquisición de preámbulo fallida, denotada aquí como E_{fail} y dada por

$$E_{fail} = \overline{E_{success}} = \{E_{it} \cup E_{miss}\} \mid \mathcal{H}_1. \quad (3.16)$$

Es importante recalcar que bajo $\mathcal{H}_1$, el preámbulo puede ser declarado solo una vez, porque después de eso, el receptor se mueve a un estado operacional diferente, en el cual otras tareas de adquisición son realizadas, tal como la adquisición fina de tiempo, corrección de desviaciones de frecuencia y estimación del canal. Es importante recalcar que estas tareas son también ejecutadas en caso de una declaración de detección de preámbulo incorrecta, como en el caso de la declaración de una *falsa alarma* cuando no hay un preámbulo (falsa alarma, cf. Sección 3.2) o cuando se declara la presencia del preámbulo en un instante de tiempo incorrecto. Asumimos que el tiempo de procesamiento del estado operacional dura más que el tiempo remanente del preámbulo. Por tanto, una vez que el estado operacional es abandonado y la escucha de un nuevo preámbulo es retomada, no hay información de un preámbulo previo en el correlacionador.

Utilizando la notación descrita, la probabilidad de falla $p_{\text{fail}} \triangleq P(E_{\text{fail}}|\mathcal{H}_1)$ puede determinarse como sigue:

$$\begin{aligned}
 p_{\text{fail}} &= P(E_{\text{it}} \cup E_{\text{miss}}|\mathcal{H}_1) \\
 &= P(E_{\text{it}} | \mathcal{H}_1) + P(E_{\text{miss}} | \mathcal{H}_1) \\
 &\quad - P(E_{\text{it}} \cap E_{\text{miss}} | \mathcal{H}_1) \\
 &= p_{\text{it}} + p_{\text{miss}} - P(E_{\text{it}} \cap E_{\text{miss}} | \mathcal{H}_1),
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

donde $P(A)$ y p_A ambos denotan la probabilidad del evento A . Asumimos que la secuencia de preámbulo es diseñada para tener un *peak* distintivo en el instante k_0 con respecto a cualquiera y a todos los *peaks* previos en su vecindad. Luego, la probabilidad del evento

$E_{\text{it}} \cap E_{\text{miss}}$ es pequeña, y el tercer término en (3.17) es despreciable. Una cota superior para p_{fail} está dada entonces por

$$p_{\text{fail}} \leq p_{\text{miss}} + p_{\text{it}}. \quad (3.18)$$

Arriba, la probabilidad de perdida de un preámbulo puede expresarse como

$$\begin{aligned} p_{\text{miss}} &= P(E_{\text{miss}}) \\ &= P\left(\bigcap_{k \in \text{CD}} \eta[k] < G \mid \mathcal{H}_1\right) \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$p_{\text{miss}} \leq \min_{k \in \text{CD}} \{P(\eta[k] < G \mid \mathcal{H}_1)\},$$

$$p_{\text{miss}} \leq F_{\eta[k_0]}(G)$$

donde la última inecuación es la cota superior de Fréchet. Debe notarse que el tiempo de la muestra que minimiza la cota para p_{miss} en (3.19) es k_0 .

Por su parte, la probabilidad de tiempo incorrecto puede ser acotada superiormente por la cota de la unión como sigue:

$$\begin{aligned} p_{\text{it}} &= P\left(\bigcup_{k \in \text{PRE}} \eta[k] \geq G \mid \mathcal{H}_1\right) \\ &\leq \sum_{k \in \text{PRE}} P(\eta[k] \geq G \mid \mathcal{H}_1) \\ &\leq \sum_{k \in \text{PRE}} \{1 - F_{\eta[k]}(G)\}. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Análisis bajo $\mathcal{H}_0$

Bajo $\mathcal{H}_0$, no hay un preámbulo en el aire y un evento de falsa alarma ocurre cuando $\eta[k]$ sobrepasa el umbral G . Cuando se consideran muestras individuales, la probabilidad de falsa alarma esta dada por

$$\begin{aligned} p_{\text{fa}}[k] &= P(\eta[k] > G \mid \mathcal{H}_0) \\ &= 1 - F_{\eta[k]}(G). \end{aligned} \tag{3.21}$$

Es importante destacar que sin información adicional, $p_{\text{fa}}[k]$ no depende de k . Por tanto, de aquí en más se utiliza $p_{\text{fa}} = p_{\text{fa}}[k]$.

La probabilidad de observar una falsa alarma dentro de una ventana de muestras dada depende del tamaño de dicha ventana. Para una ventana de K muestras, la tasa de falsa alarma esperada (FAR) puede ser modela como

$$\text{FAR} = \sum_{k=1}^K X[k], \tag{3.22}$$

donde $X[k]$ son variables aleatorias Bernoulli que toman valor 1 cuando ocurre una falsa alarma en el instante k (i.e. $\eta[k] > G$) y 0 en otro caso. Su valor medio es bien conocido y dado por p_{fa} (Meyer, 1976, p. 64). La relación entre p_{fa} y FAR esta dada por

$$\hat{p}_{\text{fa}} = \frac{\text{FAR}}{K}, \tag{3.23}$$

donde $\hat{p}_{fa}$ es un estimador insesgado de p_{fa} . FAR es el parámetro de interés para los diseñadores de sistemas, pero su valor deseado depende de cada aplicación en particular, la estructura de paquete y la densidad de tráfico (tiempo de estadía bajo $\mathcal{H}_0$) del sistema envisioned.

4. PLATAFORMA EXPERIMENTAL

En este capítulo se presenta la plataforma experimental. En primera instancia, en la sección 4.1 y a modo de introducción, se detalla la arquitectura general de la plataforma. En segunda instancia, en la sección 4.2, se detalla la arquitectura del módulo de comunicaciones de la plataforma.

4.1 Introducción

La plataforma experimental desarrollada en el laboratorio de tecnologías inalámbricas (LATINA) consiste en dos módulos denominados *Acuarios*, que implementan las funcionalidades de un transmisor y un receptor de múltiples antenas respectivamente (ver Fig. 4.1). Ambos Acuarios son controlados y observados por un software que reside en un computador. El computador y los Acuarios intercambian información a través de una interfaz Ethernet, con un ancho de banda suficiente para enviar comandos a la plataforma y registrar toda la información diagnóstica de interés de los ensayos. Cada Acuario consiste en un transceptor de múltiples antenas y un procesador de banda base. Ambos se detallan a continuación.

Cada rama del transceptor de múltiples antenas corresponde a un módulo, denominado *Cangrejo*, que integra la funcionalidad de diversos circuitos integrados para transformar las señales de banda base a radiofrecuencia o viceversa según el modo escogido: transmisor o receptor. Cada uno de los circuitos integrados a bordo del módulo Cangrejo posee una interfaz de configuración. Esta interfaz se conecta con controladores implementados

sobre una tarjeta FPGA *Nexys3* de *Digilent*. Los drivers a su vez reciben instrucciones de configuración de alto nivel provenientes del procesador de banda base.

El procesador de banda base se implementó en una tarjeta FPGA *Genesys* de *Digilent*. En modo transmisor, el procesador genera y condiciona los datos a transmitir, mientras que en modo receptor, integra diversos algoritmos que procesan las señales recibidas, entre ellos el detector.

Las tarjetas FPGA *Genesys* y *Nexys3* en conjunto con los transceptores Cangrejo implementan las funciones principales de Acuario (ver Fig. 4.2). Existe además un cuarto circuito denominado *Calamar*, que cumple tres funciones: i) es una placa de interconexión para la *Genesys*, *Nexys3* y Cangrejos; ii) Ofrece una referencia de tierra común para

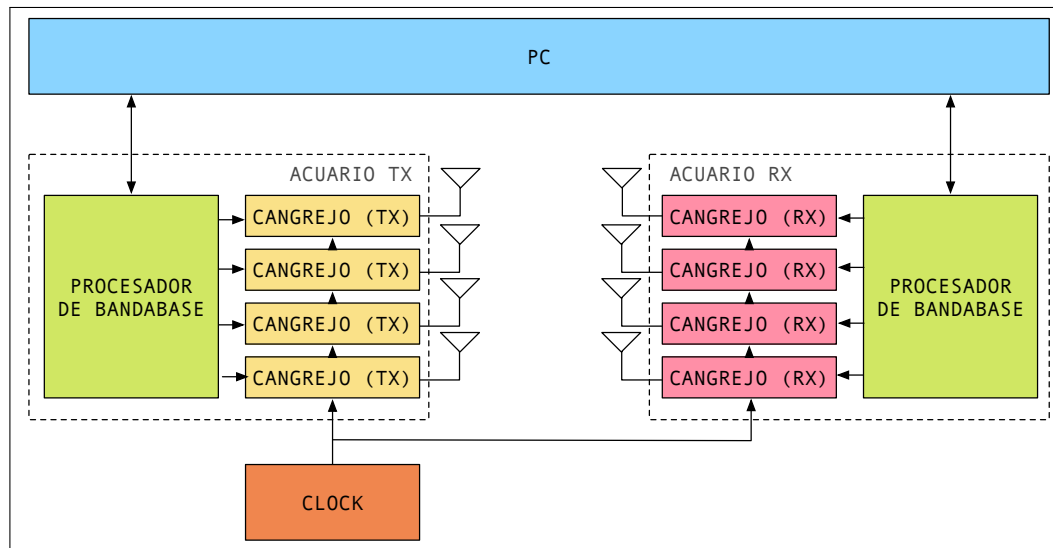


FIGURA 4.1. Plataforma para la validación experimental del detector y otros algoritmos. La plataforma se compone por un Acuario transmisor y uno receptor. Cada Acuario posee un procesador de banda base y cuatro transceptores de radio frecuencia. Ambos grupos de transceptores comparten el mismo reloj de referencia para forzar un desviación de frecuencia y de tiempo nulo. Además, para controlar el inicio y fin de los experimentos y recolectar datos de interés, los Acuarios se conectan a un computador a través de una interfaz Ethernet.

los tres componentes y alimentación para los Cangrejos y iii) alberga al reloj del sistema y lo distribuye a los tres componentes para garantizar una operación síncrona. En el caso del Acuario transmisor, el reloj es generado localmente. Mientras que para el Acuario receptor es alimentado externamente desde el Acuario transmisor. Así, es posible forzar un desviación de frecuencia y de tiempo nulo. Además, la plataforma puede configurarse para operar en *modo simple* o con un solo Acuario, dejando uno o más Cangrejos en modo transmisor y el resto en modo receptor (ver Fig. 4.3)

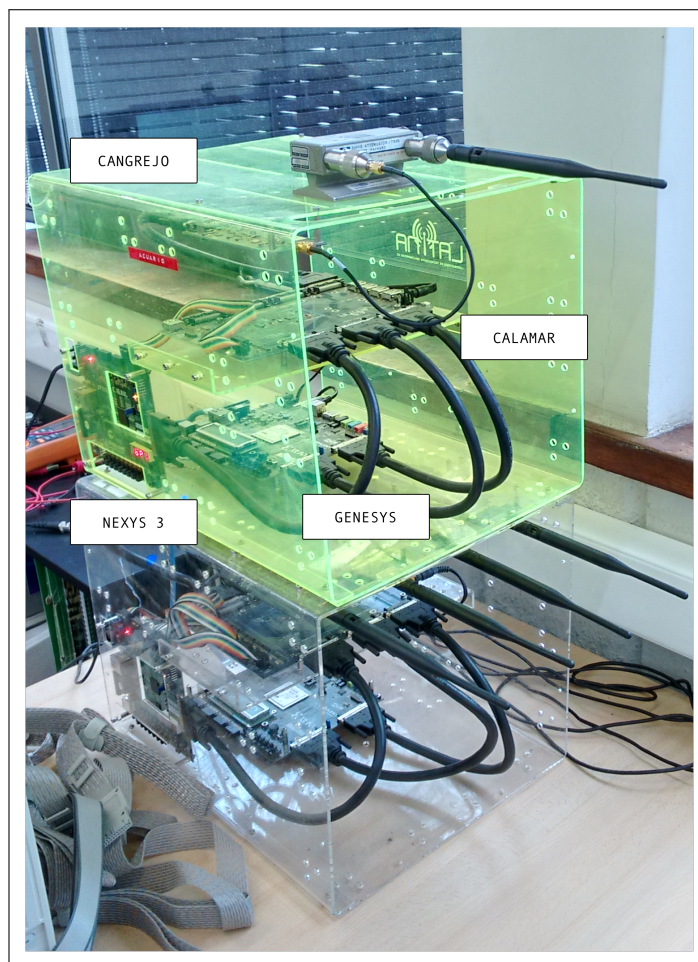


FIGURA 4.2. Implementación de un módulo Acuario.

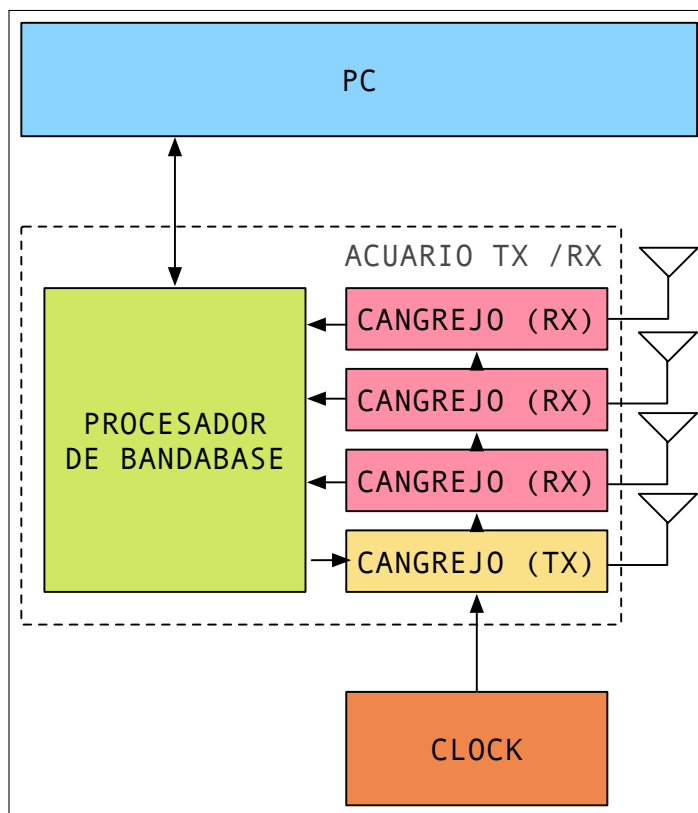


FIGURA 4.3. Acuario configurado en modo simple. En este modo, se utiliza solo un Acuario para realizar los experimentos. Uno o más Cangrejos son configurados como transmisores y el resto como receptores. En esta configuración es posible experimentar con un máximo de 3 ramas receptoras. El procesador de banda base genera las señales a transmitir y procesa las señales recibidas.

Al igual que el esquema de detección propuesto, Acuario es el resultado de un esfuerzo colaborativo. A continuación se listan los aportes exclusivos de esta tesis en la plataforma Acuario

1. Diseño y prototipaje de módulos de radio frecuencia “Cangrejo”,
2. diseño de tarjetas “Calamar”,
3. diseño e implementación de arquitectura orientada a eventos para drivers de “Cangrejo”,

4. diseño e implementación de interconexiones LVDS de alta velocidad entre tarjetas,
5. diseño e implementación de distribución de la señal de reloj,
6. diseño e implementación de protocolo de comunicaciones sobre ethernet para control y captura de datos,
7. y diseño e implementación de software de control del experimento.

El diseño de circuitos requiere de cuidados especiales para su correcto funcionamiento. En el caso del transceptor Cangrejo, fue necesario considerar fenómenos complejos asociados a la operación en altas frecuencias. El proceso de diseño del circuito transceptor Cangrejo posee varias etapas, que se resumen a continuación.

4.2 Diseño del transceptor Cangrejo

Los requerimientos de diseño del transceptor Cangrejo son particulares y no se encuentran disponibles en una solución comercial completa. No obstante, existen circuitos integrados y componentes discretos que en conjunto permiten cumplir con los requerimientos de diseño. Los requerimientos de diseño son el resultado de diversas consideraciones, muchas de ellas buscan responder a funcionalidades más allá de las ambicionadas en este trabajo de investigación. Las especificaciones de diseño se detallan en la tabla 4.1

a) Solución transceptor Cangrejos

Un buen diseño para un transceptor comienza por una apropiada planificación de frecuencia. La planificación de frecuencia permite anticipar las tareas que debe realizar un

TABLA 4.1. Requisitos del transceptor “Cangrejo”

Requerimientos Transceptor	Detalle
Interfaz BB	Digital con resolución de 8 bits
Capacidad MIMO	Sin cristal a bordo, sincronización externa
Potencia de transmisión (transmisor)	al menos 0, -3, -6 y -12 dBm
Sensibilidad (receptor)	$\geq 121,3$ dBm
Figura de Ruido (receptor)	≤ 8 dB
SNR in band a la entrada del ADC (receptor)	4 dB
Ancho de banda señal	19.77 KHz
Banda de operación	ISM 902-928 MHz
Canalización	al menos 2 canales dentro de la Banda
Modulaciones	QPSK, 16-QAM y 64-QAM

transceptor y problemas como réplicas fantasmas de la señal de interés. Además, la planificación de frecuencia da pistas sobre que arquitectura escoger. La arquitectura escogida, correspondiente a la segunda etapa de diseño, es un proceso iterativo. Por un lado, debe cumplir con la planificación de frecuencia escogida. Y por otro, con la disponibilidad de componentes en el mercado. Con la arquitectura definida, se procede al diseño del circuito. El diseño y fabricación de un circuito de radiofrecuencia requiere de una serie de consideraciones técnicas. Además, es necesario generar señales de control y diagnóstico para coordinar la operación de un transceptor, tanto en modo transmisor como receptor. Las consideraciones de diseño y fabricación del transceptor Cangrejo, así como el detalle de sus señales de control y diagnóstico, se detallan en Aldunate (2013).

La planificación de frecuencia, presentada a continuación, explica como llevar la señal de entrada a la banda ISM 902 – 928 MHz (Cangrejo en modo transmisor) y viceversa (Cangrejo en modo recepción).

i) Planificación de frecuencia

La señal de entrada al Cangrejo transmisor posee un ancho de banda de $w = 19,77$ kHz y está modulada por una senoide centrada en 6,75 MHz (ver fig 4.4).

La señal de entrada es multiplicada por el oscilador local primario $f_{LO1} = 321,75$ MHz resultando en dos copias de la señal entrante centradas en 315 y 328.15 MHz (ver fig 4.5). Se filtra la copia superior (ver fig 4.6) y solo se propaga la copia inferior.

Luego, la copia inferior es multiplicada por el oscilador secundario $f_{LO2} = 600 + x$ MHz, con $x \in [-13, 13]$ MHz. Como resultado se obtiene una copia de la señal de banda base en el rango 902 – 928 MHz (ver fig 4.7). La copia inferior es filtrada y solo se transmite al aire la copia superior (ver fig 4.8).

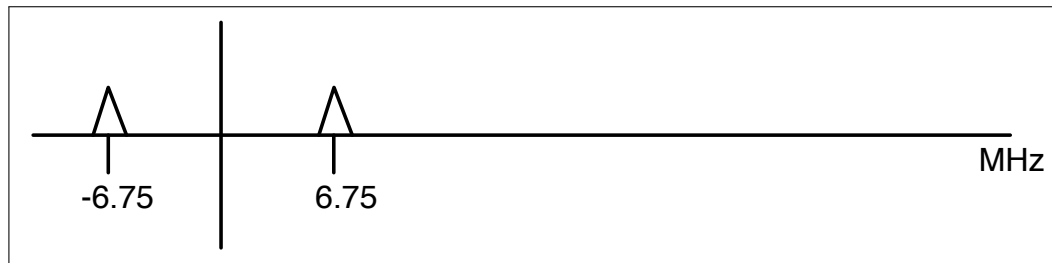


FIGURA 4.4. Señal de entrada al módulo Cangrejo transmisor.

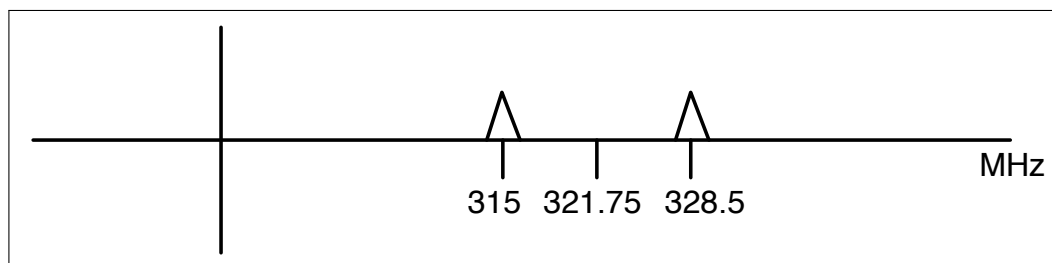


FIGURA 4.5. Señal de entrada multiplicada por el oscilador local primario $f_{LO1} = 321,75$ MHz.

En el receptor, la señal recibida es multiplicada por el oscilador local secundario f_{LO2} . El resultado son dos réplicas de la señal entrante centradas en 315 y $1515 + 2x$ MHz (ver fig. 4.9). La replica de 1515 Mhz es filtrada y se propaga únicamente la réplica de 315 MHz (ver fig. 4.10). La réplica de 315 Mhz es multiplicada por el oscilador local primario f_{LO1} , resultando en dos réplicas de la señal entrante centradas en 6,75 y 636,75 MHz. La

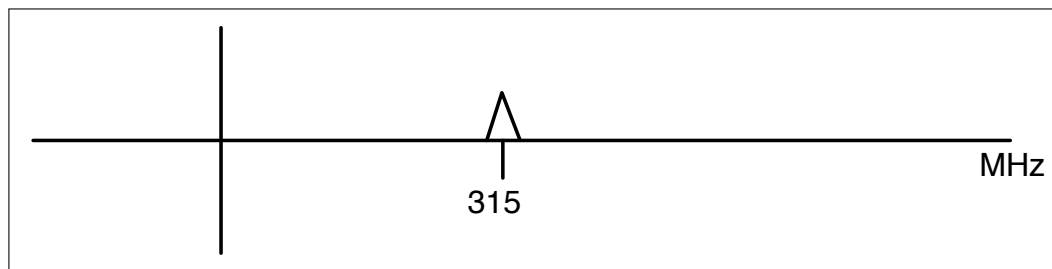


FIGURA 4.6. Señal filtrada resultante centrada en 315 MHz.

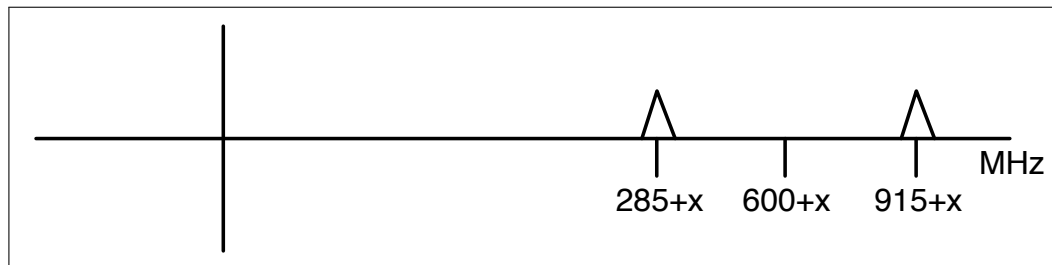


FIGURA 4.7. Señal centrada en 315 MHz multiplicada por el oscilador secundario $f_{LO2} = 600 + x$ MHz.

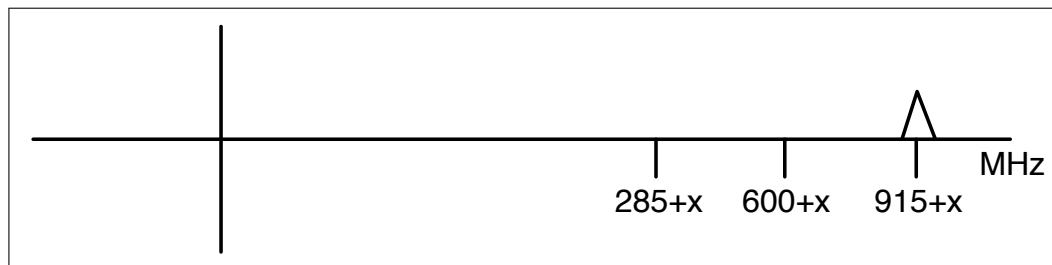


FIGURA 4.8. señal transmitida al aire ubicada dentro del rango espectral [902, 928] MHz.

réplica de 636,75 MHz es filtrada, quedando únicamente la replica centrada en 6,75 MHz deseada a la salida del Cangrejo receptor (ver fig. 4.11).

ii) Arquitectura propuesta

La arquitectura propuesta para el transceptor está basada en los integrados MAX2511 y MAX2410. El IC MAX2511 es un transceptor que lleva señales de 6.75 MHz a una

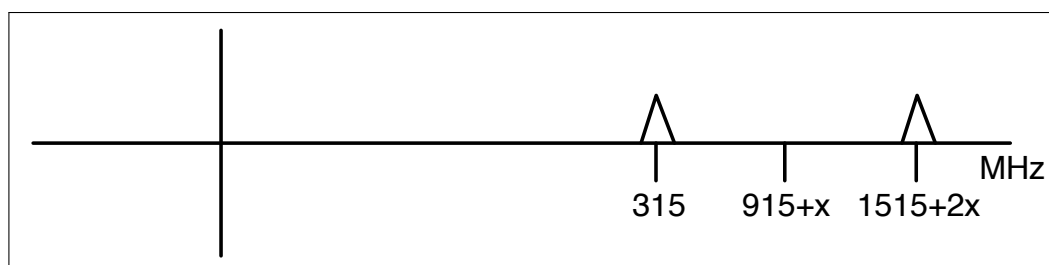


FIGURA 4.9. Réplicas de la señal recibida tras ser multiplicada por el oscilador local secundario f_{LO2}

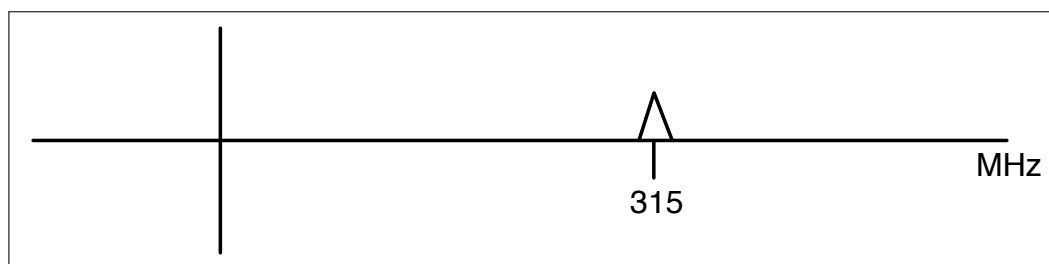


FIGURA 4.10. Réplica resultante, centrada en 315 MHz, tras el filtrado de la réplica mostrada en la Fig. 4.9.

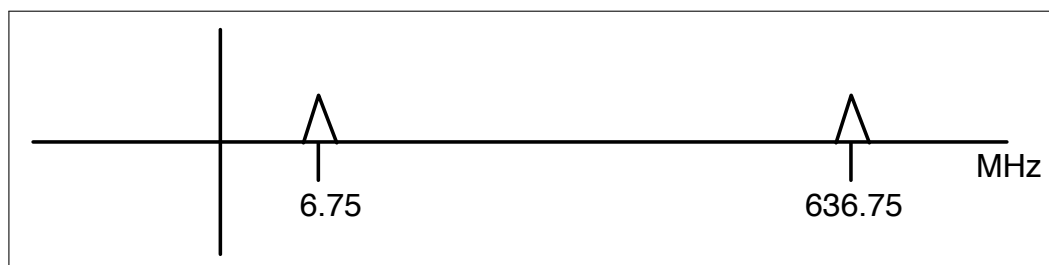


FIGURA 4.11. Réplica deseada a la salida del Cangrejo receptor, centrada en 6,75 MHz.

frecuencia intermedia (IF2) de 315 MHz y viceversa. Por su parte el IC MAX2410 transforma señales desde 315 MHz a frecuencia de radio (RF) entre 902 y 928 MHz y viceversa. Ambos integrados en conjunto permiten llevar una señal desde una frecuencia Intermedia (IF) de 6,75 MHz a frecuencia de RF de 902 – 928 MHz.

La topología se puede dividir en 2 partes, la rama transmisora (ver Fig. 4.12) y la rama receptora (ver Fig. 4.13). Ambas ramas comparten la misma antena a través de un selector.

La rama de transmisión esta compuesta por los bloques presentados en la Fig. 4.12. La señal de entrada desde el dominio digital es transformada al dominio analógico a través de un conversor digital a análogo (DAC). Los componentes armónicos de la conversión a la salida del DAC son eliminados por el filtro DAC LPF. La señal filtrada es multiplicada con la señal $f_{LO1} = 321,75$ MHz en el mezclador MIXER IF obteniéndose una copia inferior y superior de la señal original, centradas en 315 MHz y 328,5 MHz respectivamente. Ambas copias son amplificadas por el amplificador de potencia variable PAIF, controlado por la señal GCIF. La copia centrada en 328,5 MHz es filtrada por el filtro denominado IF BPF. Mientras que la copia inferior, centrada en 315 MHz, es mezclada con la señal $f_{LO2} = 600 + x$ MHz en MIXER RF, con $x \in [-13, 13]$ MHz. Así, se obtienen dos copias de la señal entrante centradas en $285 + x$ y en $915 + x$ MHz respectivamente. La copia centrada en $285 + x$ MHz es eliminada por el filtro RF BPF. Por su parte, la señal centrada en $915 + x$ MHz es amplificada por el amplificador de potencia PARF, cuya potencia es variable y controlada por la señal GCRF. Finalmente, la señal a la salida del PARF es transmitida activando el modo transmisor en el selector TX/RX.

Por su parte, la rama receptora esta compuesta por los bloques presentados en la Fig. 4.13. La señal proveniente del canal inalámbrico llega al selector TX/RX que se encuentra en modo RX. El selector redirecciona la señal entrante a un amplificador de bajo ruido (LNA). El LNA amplifica la señal entrante, la cual es posteriormente filtrada por el filtro RF BPF, eliminando así cualquier señal fuera de la banda ISM 902 – 928 MHz. La señal filtrada es multiplicada por una senoide de frecuencia $f_{LO2} = 600 + x$ MHz (LORF), con $x \in [-13, 13]$ MHz, y filtrada para eliminar el lado inferior de la banda. Luego, la señal es multiplicada por la senoide $f_{LO1} = 321,75$ MHz (LOIF) y filtrada para eliminar el lado superior de la banda. Finalmente, la señal es acondicionada por el filtro de *anti-alias* ADC LPF para ser cuantizada y discretizada por el conversor análogo digital (ADC).

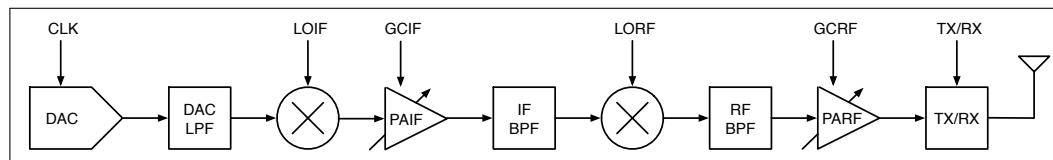


FIGURA 4.12. Rama transmisora del transceptor Cangrejo

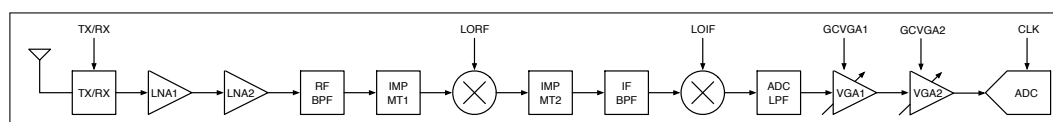


FIGURA 4.13. Rama receptora del transceptor Cangrejo

5. RESULTADOS

A partir de los desarrollos descritos en los Cap. 3 y 4, se realizaron tres tipos de evaluaciones de las curvas de probabilidad de desempeño del detector propuesto: teóricas, simuladas y experimentales. Los resultados se presentan en dos conjuntos. El primer conjunto corresponde a curvas teóricas y simuladas. Mientras que el segundo presenta curvas simuladas y experimentales.

5.1 Evaluación numérica de los resultados teóricos

Se obtuvieron curvas teóricas para (3.18), (3.19), (3.20) y (3.21) a través de integración numérica para un canal con desvanecimiento Rayleigh variando el número de antenas receptoras N_r entre 1 y 4. Se realizaron simulaciones de Monte Carlo para obtener las curvas simuladas y así validar las curvas teóricas. Cada punto simulado se obtuvo a partir de 100,000 transmisiones sobre realizaciones de canales independientes. Asumimos que ambos filtros $g_{tx}(t)$ y $g_{rx}(t)$ son filtros de raíz de coseno elevado con factor de roll-off 0,5 y energía normalizada. Los resultados teórico- simulados fueron obtenidos para una SNR de 4 dB por símbolo en cada rama receptora. La potencia total recibida, es decir, la potencia de la señal más la potencia del ruido fue normalizada a un valor constante. En la práctica esta normalización ocurre a través de un control automático de ganancia, mientras que en el simulador es un factor de normalización constante conocido a priori. Así, la amplitud de cada símbolo recibido y en consecuencia la amplitud del peak a la salida del correlacionador posee un valor esperado también constante. En la medida que aumenta la SNR y tras

la normalización de potencia recibida, se recibe más potencia de señal. En consecuencia a mayor SNR se espera recibe también un peak a la salida del correlacionador con una amplitud mayor. Por otra parte, el umbral de detección G/V_{ref}^2 se mantiene fijo y no cambia con cambios de la SNR recibida. Cuando la SNR es muy grande, es decir, la mayor parte de la potencia de la señal recibida corresponde a potencia de la señal transmitida, el máximo valor esperado a la salida del correlacionador corresponde a $L - 1$, el largo de la secuencia decodificada.

Los parámetros del sistema usados en todos los casos son listados en la tabla 5.1. En cada transmisión se envió la secuencia de preámbulo obtenida de Oberli et al. (2015) y listada en la tabla 5.2.

La probabilidad de falsa alarma fue calculada con (3.21) y simulada usando (3.23) para $K = 4 \cdot 10^6$. Los resultados, presentados en Fig. 5.1, confirman (3.21) como un modelo preciso para p_{fa} .

La Fig. 5.1 muestra además que p_{fa} se ve fuertemente beneficiada de un número mayor de ramas receptoras.

En la Fig. 5.2, la cota superior teórica (3.19) fue utilizada para calcular p_{miss} . Es aparente que la cota superior se ajusta bien cuando el umbral G crece. De forma similar,

TABLA 5.1. Parámetros del sistema

N_{up}	factor de sobremuestreo	4
L	largo del preámbulo	32
V_{ref}	amplitud de referencia para el ADC	1

TABLA 5.2. Secuencia de preámbulo

$\mathbf{a}[0 : 7]$	1	-1	-1	1	1	1	-1	1
$\mathbf{a}[8 : 15]$	1	1	-1	1	-1	-1	1	1
$\mathbf{a}[16 : 23]$	1	1	-1	-1	1	-1	1	1
$\mathbf{a}[24 : 31]$	1	-1	1	-1	-1	1	1	1

en la Fig. 5.3, el umbral superior teórico encontrado para p_{it} en (3.20) se ajusta para valores bajos de p_{it} .

La cota superior para p_{fail} dada por (3.18) es presentada en la Fig. 5.4. p_{fail} posee un valor mínimo que decrece en la medida que el número de ramas receptoras N_r crece. En

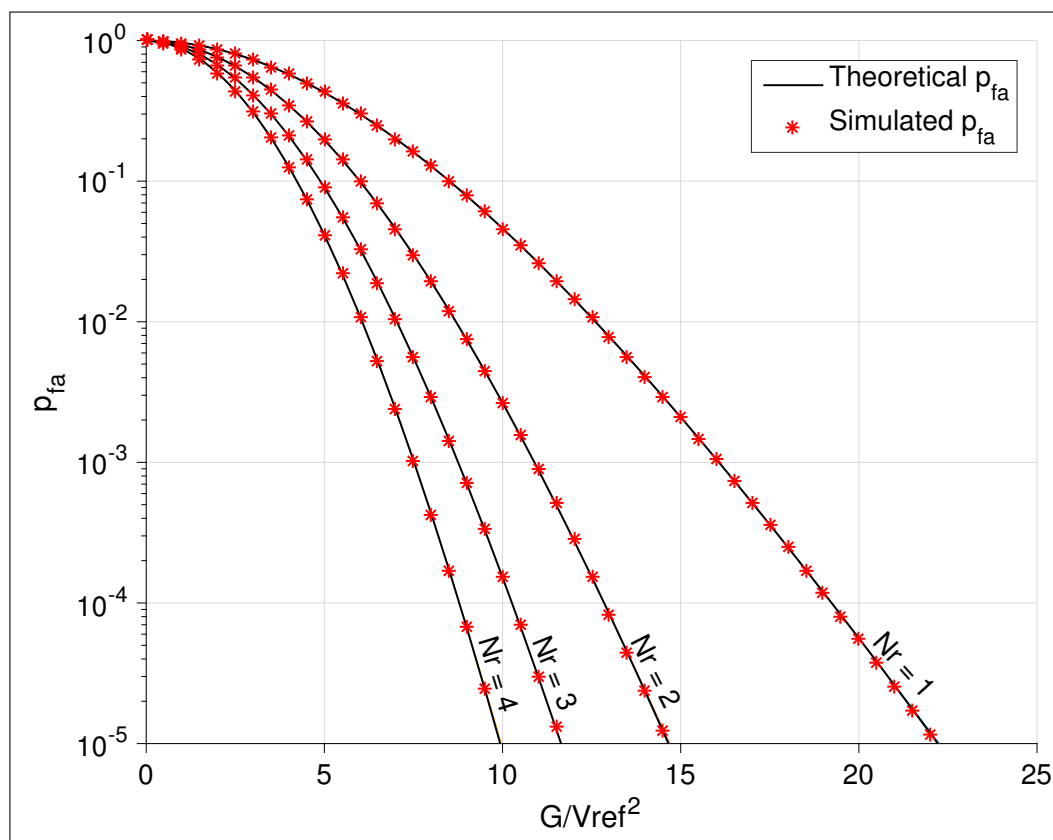


FIGURA 5.1. Curva de p_{fa} vs $\frac{G}{V_{ref}^2}$. Las simulaciones (marcadores) confirman (3.21) como un modelo preciso para p_{fa} (líneas sólidas). Para un umbral fijo G , p_{fa} es significativamente más pequeña cuando se utilizan múltiples ramas receptoras.

efecto, se alcanza una disminución de más de un orden de magnitud en p_{fail} tras incrementar N_r de 1 a 4. La discrepancia entre las curvas simuladas y teóricas a la izquierda del mínimo es por la cota poco ajustada de p_{it} . Es aparente que (3.18) representa inadecuadamente a p_{fail} simulado para valores de $p_{\text{fail}} \geq 3 \cdot 10^{-1}$.

Las curvas de operación característica (ROC) de p_{fail} vs. p_{fa} son graficadas en la Fig. 5.5. En aplicaciones típicas, la región de operación de interés es a la izquierda del mínimo de las curvas. En esa region p_{fail} es dominada por p_{miss} y p_{fa} es suficientemente

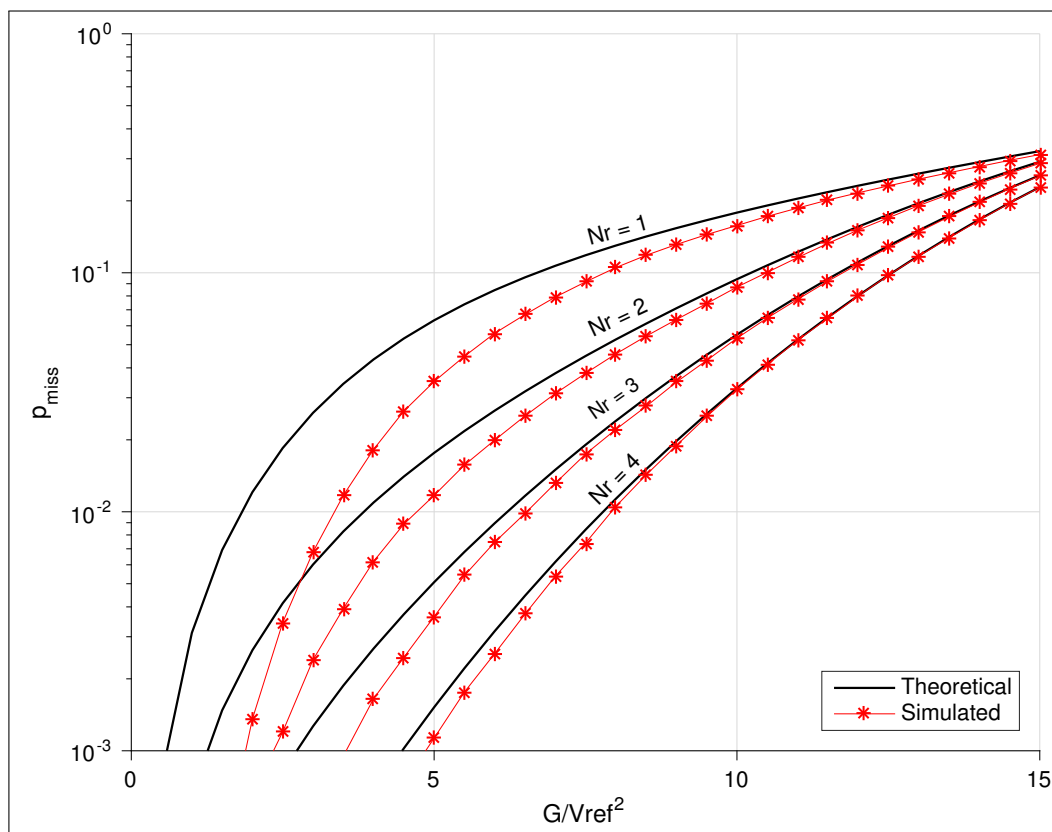


FIGURA 5.2. Curvas p_{miss} vs $\frac{G}{V_{\text{ref}}^2}$. Mientras que la cota superior teórica para p_{miss} dada por (3.19) no es ajustada (líneas solidas), se aproxima a las curvas simuladas para p_{miss} (marcadores) asintóticamente en la medida que el umbral G crece.

pequeña para ser operacionalmente atractiva. Además, en esa región el compromiso en las curvas ROC ocurre de la forma clásica (una disminución en p_{fail} se corresponde con un crecimiento en p_{fa}). A la derecha del mínimo, el desempeño es degradado de dos maneras: p_{fa} es inaceptablemente alto y p_{fail} es dominado por un valor alto y creciente de p_{it} . El problema de detección en este caso es doble: primero se determina la prescencia de un un premámbulo en el aire, y luego se determina un instante de tiempo. Si bien es posible analizar el problema como dos test de hipótesis en serie, para compatibilizar los gráficos

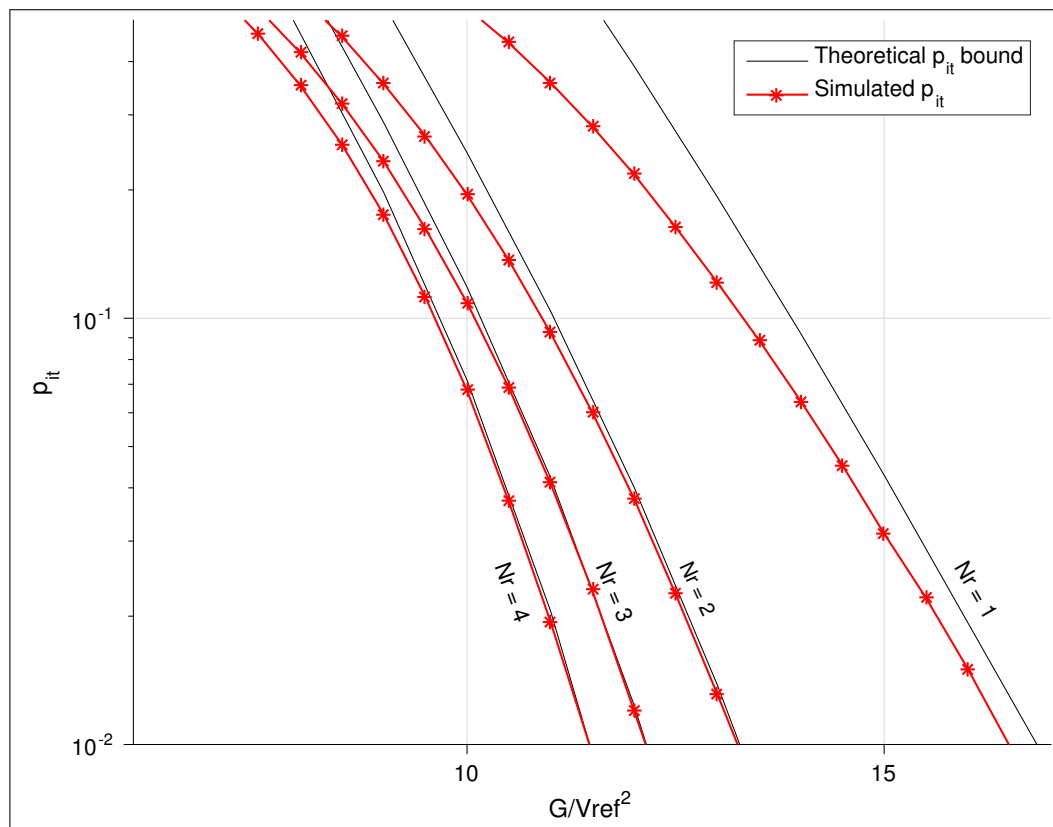


FIGURA 5.3. Curvas p_{it} vs $\frac{G}{V_{\text{ref}}^2}$. Mientras que la cota superior teórica para p_{it} dada por (3.20) no es precisa (líneas solidas), se aproxima a las curvas simuladas para p_{it} (marcadores) asintóticamente para valores relativamente bajos de p_{it} .

ROC con la versión clásica, se decidió presentar los resultados unificados para mostrar el compromiso entre p_{it} y p_{miss} presente en p_{fail} .

Como se ve en la Fig. 5.5 al aumentar el número de ramas receptoras se alcanza un mejor compromiso entre p_{fa} y p_{fail} . Esta observación sobre la Fig. 5.5 continua siendo cierta cuando el número de ramas receptoras se mantiene fija pero la SNR crece (Fig. 5.6, with $N_r = 1$). Este beneficio es mejorado aún más en la medida que el número de antenas crece (Fig. 5.7, with $N_r = 4$). Esto ocurre debido a la ganancia de arreglo y diversidad

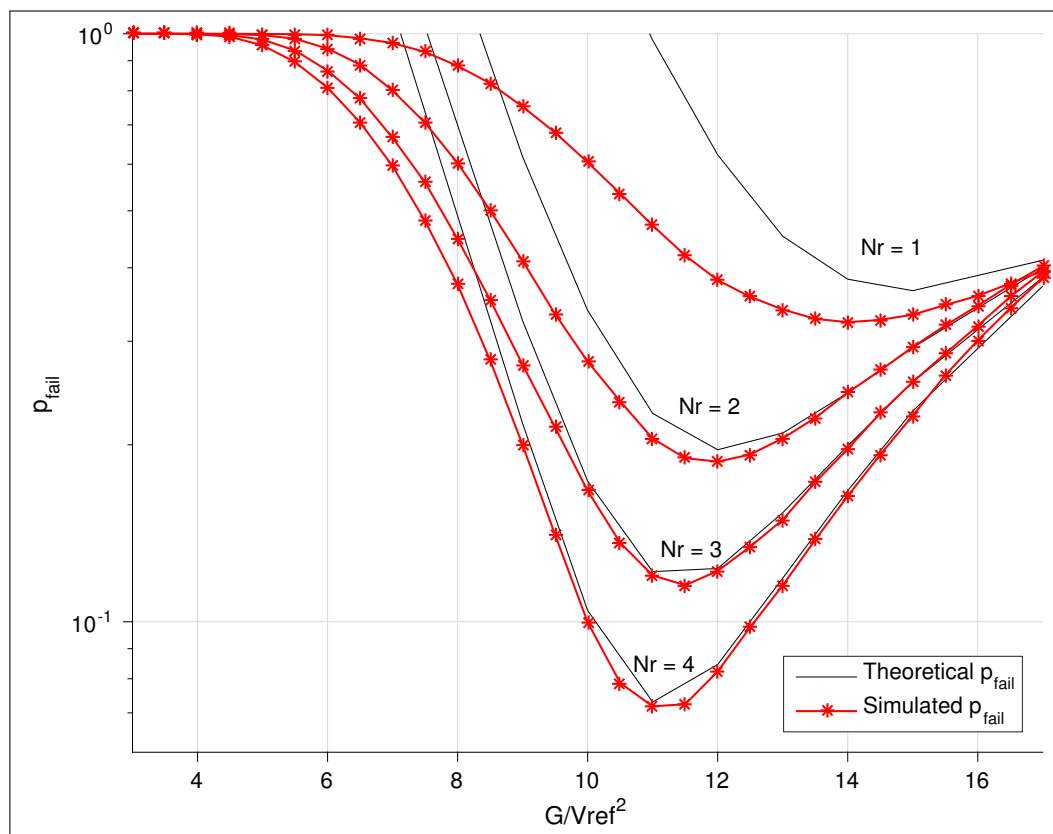


FIGURA 5.4. Curvas p_{fail} vs $\frac{G}{V_{ref}^2}$. Los resultados simulados (marcadores) confirman (3.18) como un modelo para p_{fail} (líneas continua) para valores de p_{fail} bajo $3 \cdot 10^{-1}$. Las curvas de p_{fail} poseen un mínimo que decrece cuando el número de antenas receptoras N_r crece.

entregada por la propuesta de múltiples antenas.

5.1.1 Análisis en presencia de desviación de frecuencia

Los cristales osciladores se especifican a través de una frecuencia nominal de oscilación y una tolerancia en partes por millón (ppm). La tolerancia indica la precisión del cristal.

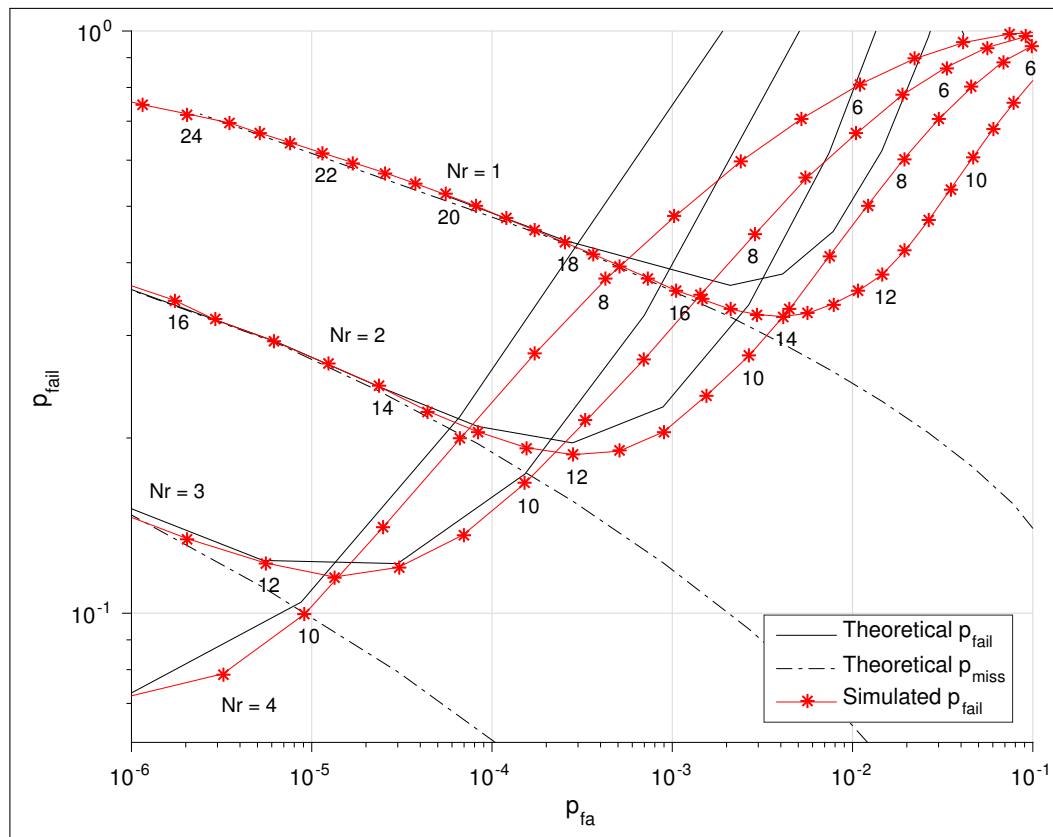


FIGURA 5.5. Curvas ROC de p_{fa} vs p_{fail} . Un mejor compromiso puede obtenerse cuando N_r crece. Los valores enteros bajo los marcadores indican el umbral G . Las líneas solidas indican evaluaciones numéricas, los marcadores indican valores simulados y las líneas punteadas son evaluaciones numéricas de la cota superior de p_{miss} dada por (3.19).

En un mundo ideal, la tolerancia sería cero y la frecuencia de oscilación del cristal que alimenta al transmisor sería la misma que la del cristal que alimenta al receptor. Sin embargo, en el mundo real existe una diferencia de frecuencia entre ambos cristales denominada *desviación de frecuencia* (CFO) cuyo valor máximo viene dado por dos veces la tolerancia del cristal utilizado.

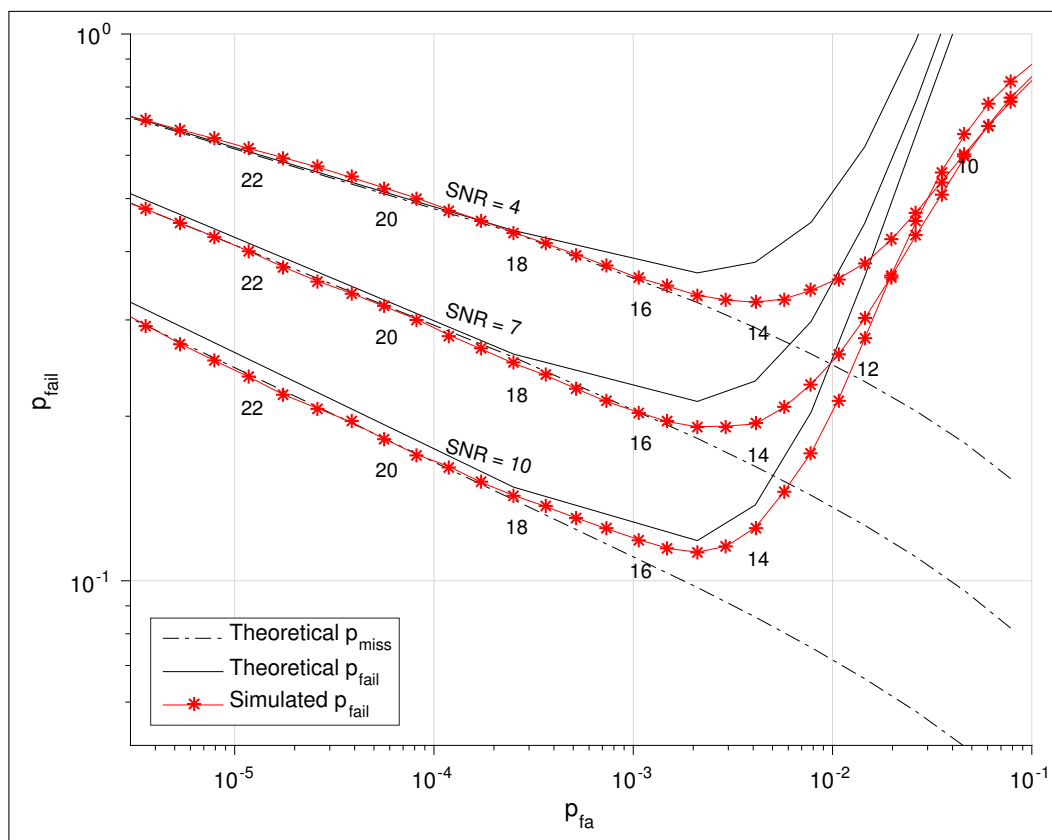


FIGURA 5.6. Curvas ROC para $N_r = 1$ y SNR variable. Un nivel dado de p_{fa} fija un p_{fail} mínimo que decrece cuando la SNR crece. Los valores enteros bajo los marcadores indican el valor del umbral G . Las líneas sólidas denotan evaluaciones numéricas, los marcadores indican simulaciones y las líneas punteadas son evaluaciones numéricas de la cota superior de p_{miss} dada por (3.19).

Es de interés sensibilizar el desempeño del detector frente a distintos valores de CFO para determinar la pérdida de desempeño al escoger entre dos cristales con diferente grado de precisión.

Hoy en día el aumento marginal del costo de un cristal se mantiene bajo para cristales con precisiones de 20 ppm. Para valores de precisión más pequeños el costo marginal aumenta exponencialmente.

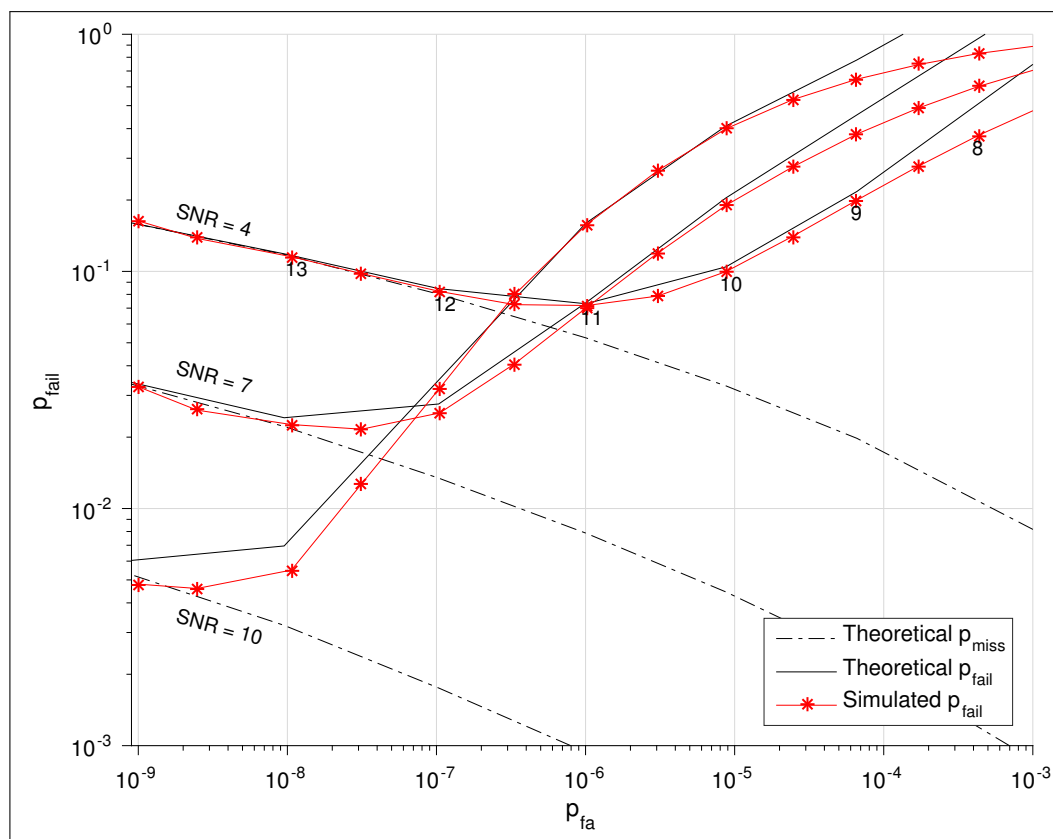


FIGURA 5.7. Curvas ROC para $N_r = 4$ y SNR variable. p_{fail} es reducido más aún en comparación cuando solo una rama receptora es usada (Fig. 5.6). Esto es producto de la ganancia de diversidad entregada por el enfoque de múltiples antenas. Los valores enteros bajo los marcadores indican el valor del umbral G . Las líneas sólidas denotan evaluaciones numéricas, los marcadores indican simulaciones y las líneas punteadas son evaluaciones numéricas de la cota superior de p_{miss} dada por (3.19).

En la Fig. 5.8 se muestra el efecto del desviación de frecuencia sobre el desempeño del detector. Se presentan las curvas ROC para N_r desde 1 a 4 para tres valores distintos de CFO: 0, 0,05, y 0,01 correspondientes a una precisión de 0, 25 y 50 ppm respectivamente. El efecto del desviación de frecuencia en el desempeño del detector se ve reflejado principalmente en un aumento de p_{miss} (lado izquierdo de las curvas en la Fig. 5.8) independiente del umbral de detección escogido. Además, el aumento de p_{miss} producto del

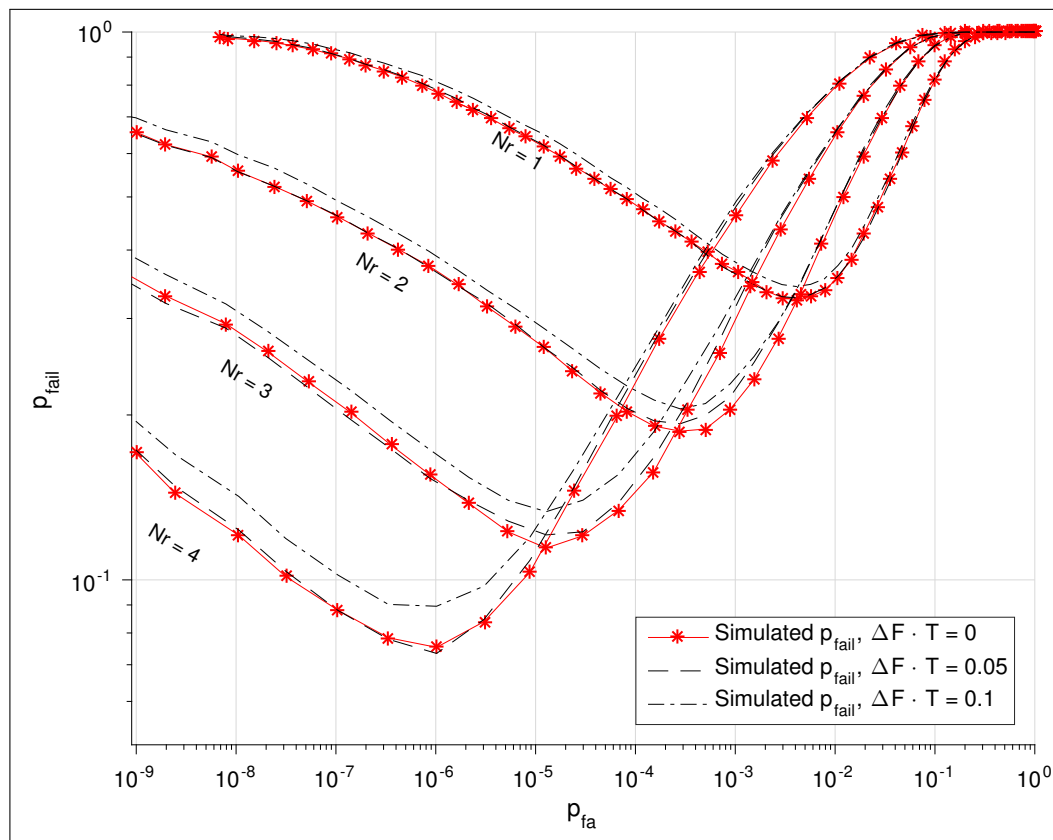


FIGURA 5.8. Curvas ROC sensibilizadas por un desviación de frecuencia de 0, 25 y 50 ppm operando a una SNR de 4 dB. El efecto del desviación se ve reflejado en un aumento de p_{miss} que escala con el desviación de frecuencia y el número de antenas. El aumento de p_{miss} es pequeño y el beneficio de incluir múltiples antenas sigue siendo atractivo.

CFO escala con el número de antenas receptoras. De todas formas el aumento de p_{miss} es relativamente pequeño y la disminución de p_{fail} sigue siendo atractiva.

5.1.2 Análisis en presencia de desviación de tiempo

La incerteza del instante de inicio del paquete transmitido en el receptor es resuelta en primera instancia por el detector. El instante de tiempo estimado posee una resolución determinada por el tiempo entre muestras. La diferencia entre el instante de inicio estimado en el receptor con respecto al instante de inicio real, corresponde al desviación de tiempo τ introducido en la sección 3.1, y modelado aquí como una variable aleatoria uniforme en el intervalo $[-\frac{\tau}{2}, \frac{\tau}{2}]$.

En la Fig. 5.9 se presentan las curvas ROC simuladas con y sin el efecto del desviación de tiempo para 1 a 4 número de antenas receptoras operando a una SNR de 4 [dB]. El efecto del desviación de tiempo para $N_{\text{up}} = 4$ sobre las curvas ROC se puede analizar en dos secciones. Por un lado, cuando el umbral de detección es mucho más grande que el valor del peak secundario en la correlación, el efecto del desplazamiento de tiempo se hace despreciable. Por otro lado, cuando el umbral de detección es cercano al valor del peak secundario el efecto del desplazamiento de tiempo toma importancia aumentando p_{it} (zona derecha en las curvas de la Fig. 5.9). En esta zona, el efecto del desviación de tiempo sobre p_{fail} es más severo que la degradación producida por el desviación de frecuencia. Además, el aumento de p_{it} , producido por el desviación de tiempo, escala con el número de antenas receptoras. Aunque se siguen observando disminuciones de p_{fail} al aumentar el número de antenas receptoras, las mejoras poseen un rendimiento acentuadamente decreciente en

comparación con el caso sin desviación de tiempo. La degradación por corrimiento de tiempo afecta directamente el desempeño del detector y su efecto perjudicial se vé acentuado al aumentár el número de ramas receptoras. Es importante entonces encontrar una solución a este problema. El problema ocurre principalmente porque la muestra extrema izquierda del intervalo CD termina ocurriendo en el intervalo PRE y por tanto el detector clasifica dichos casos como de tiempo incorrecto. La desviación de tiempo es un problema fundamental de las comunicaciones inalámbricas entre nodos cuyos tranceptores son equipados con osciladores locales. Si bien es posible acotar el tiempo entre muestras ($1/T_s$) con una exactitud menor a 20 ppm, existe una incertidumbre τ determinada por el rango $[T/(2Nup), T/(2Nup)]$. Esta incertidumbre puede ser reducida aumentando Nup. Otra alternativa de solución, que se utilizó y desarrollo en trabajos posteriores en nuestro laboratorio, es introducir un filtro detector de peaks a continuación de la variable de decisión $\eta[k]$, así es posible reducir el intervalo CD a la muestra peak, que para señales con SNR promedio por sobre los 4 dB se encuentra prácticamente siempre en el instante k_0 .

5.2 Evaluación experimental

OPor su parte, el experimento de falla se llevó a cabo utilizando un transmisor con una rama transmisora y un receptor con 1 a 3 ramas receptoras, ambos operando en el mismo Acuario configurado en modo simple (ver Fig. 4.3). Los experimentos se llevaron a cabo en nuestro laboratorio, que representa un ambiente de baja movilidad y se controló el rango de SNR recibida. Se controlaron tres rangos de SNR. Un rango por debajo de los 4 dB,

otro con valores cercanos a los 4 dB y el último con valores por sobre los 4 dB. No se controlaron los valores específicos de SNR para cada rama receptora, tampoco se controlaron interferencias externas en la banda de operación, aunque observaciones previas del espectro en la banda con un equipo SDR (ver rtl sdr (2018)) no mostraron interferencias por sobre el piso de ruido. Debido a la baja movilidad del ambiente, el tiempo de coherencia es incluso mayor que el tiempo de duración del experimento. Luego el canal observado se

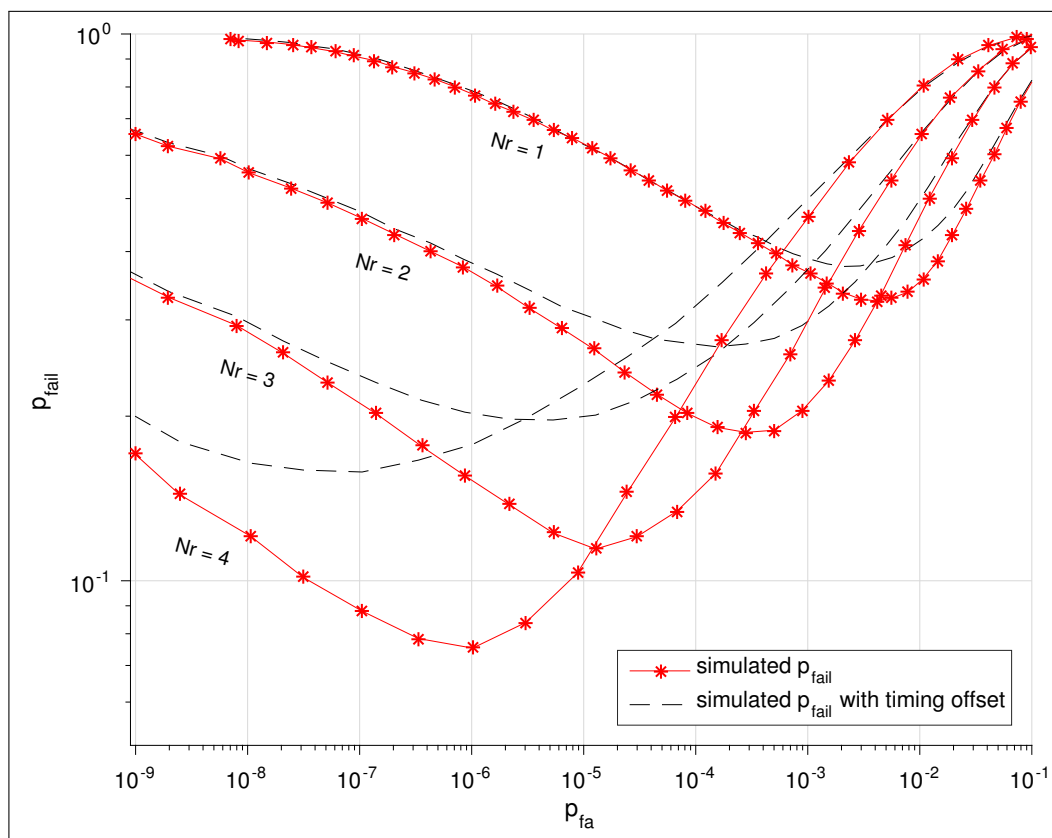


FIGURA 5.9. Curvas ROC sensibilizadas por un desviación de tiempo operando a una SNR de 4 dB. El efecto del desviación se ve reflejado en un aumento de p_{fail} que escala con el número de antenas receptoras (líneas punteadas). Si bien p_{fail} disminuye al aumentar el número de antenas, posee rendimientos decrecientes en comparación con el caso sin desviación de tiempo (líneas continuas). Cuando p_{fail} está dominado por p_{miss} (a la izquierda del gráfico), los efectos de desviación de tiempo son despreciables

asumió estático en el tiempo y variable en el espacio. En otras palabras, la SNR recibida es constante, pero distinta entre ramas. Los resultados del experimento de falla se acompañaron con resultados de simulaciones correspondientes. Estos últimos fueron obtenidos alimentando el simulador con la misma SNR por rama y factores de compresión estimados a partir de los datos experimentales. Para estimar la SNR se utilizó una métrica de máxima verosimilitud descrita en Boujelben, Bellili, Affes, y Stephenne (2010). Mientras que el factor de compresión se obtuvo a partir de la diferencia entre la potencia promedio estimada de los datos recibidos y la potencia esperada en los mismos. La potencia esperada es fija y está determinada por un lazo de control automático de ganancia, parte de la cadena de recepción.

En la Fig. 5.10 se presentan las curvas de falsa alarma experimentales acompañadas con curvas simuladas. Se observa que el modelo utilizado para las curvas de falsa alarma simuladas se ajusta bien a los resultados experimentales. Aunque existe una pequeña discrepancia entre ambos set de curvas que aumenta al considerar un mayor número de ramas receptoras. La disminución de P_{fa} producto de las múltiples antenas ocurre tras realizar el promedio a la salida de los correlacionadores. Al promediar muestras descorrelacionadas, la varianza del ruido resultante disminuye y por tanto la P_{fa} . En el caso opuesto, si las muestras están completamente correlacionadas, es decir, corresponden a las mismas realizaciones de ruido en cada rama, tras promediar las ramas, se obtendrá las mismas estadísticas que para una rama sola. Es decir no existe una disminución de la varianza del ruido y por tanto tampoco de P_{fa} . En el caso intermedio, con una correlación con algún valor entre 0 y 1, es posible descomponer la salida de cada correlacionador en

una variable aleatoria, completamente correlacionada entre ramas, y en otra variable completamente descorrelacionada entre ramas. Al pasar por el promediador, la varianza de la señal completamente correlacionada mantendrá su varianza, mientras que la señal completamente descorrelacionada la verá disminuida. En consecuencia la varianza resultante será levemente mayor a la varianza de señales completamente descorrelacionadas y por tanto la Pfa también será levemente mayor. Pueden existir distintas fuentes de correlación espacial, por ejemplo, las señales comunes a los transceptores dentro de la banda de frecuencia de interés y también las mismas señales de reloj que se acoplan a la entrada de los conversores ADC.

En las Figuras 5.11, 5.12 y 5.13 se presentan las curvas experimentales y simuladas de p_{fail} para una SNR recibida con valores medios, altos y bajos respectivamente. Se observa que i) las curvas simuladas se ajustan a las curvas experimentales en los tres casos. ii) La probabilidad de p_{fail} disminuye al aumentar el número de ramas receptoras. Además, la magnitud de la disminución guarda una relación proporcional con la SNR de la rama entrante. iii) Con valores de SNR por sobre 4 dB en cada rama receptora, los valores mínimos de p_{fail} ocurren en valores de umbral $\frac{G}{V_{\text{ref}}^2}$ donde la p_{fa} es despreciable.

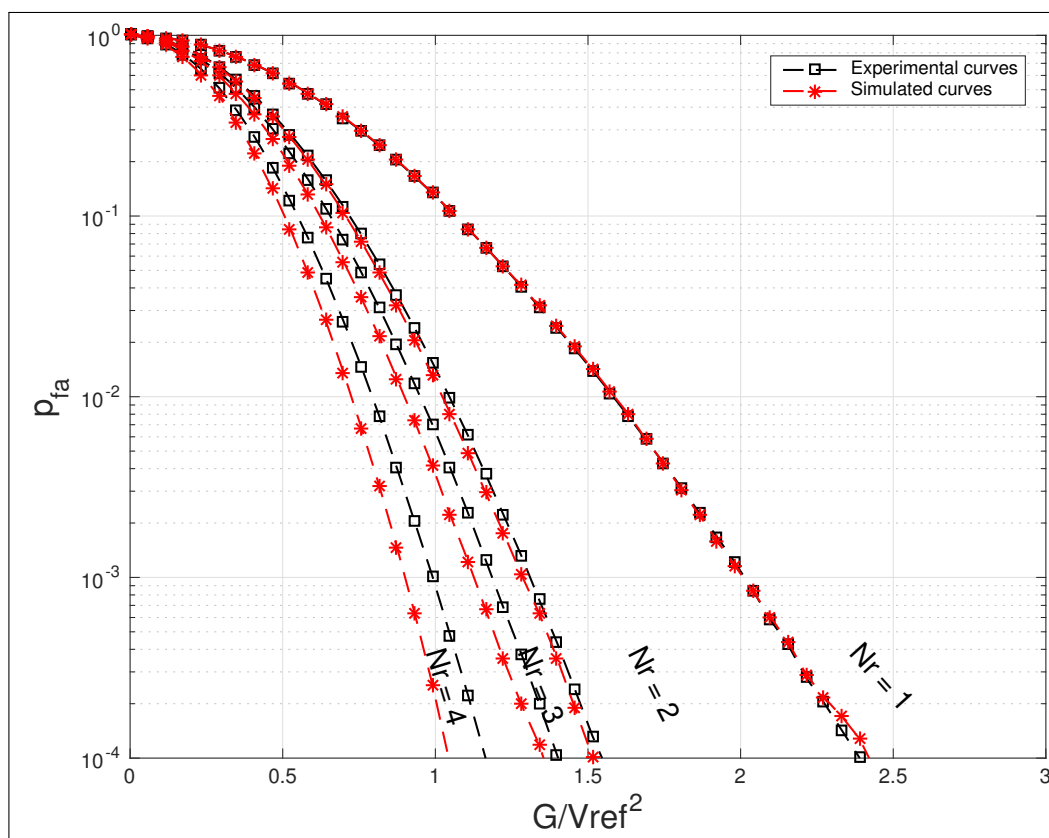


FIGURA 5.10. Curvas de falsa alarma experimentales. Las curvas simuladas, previamente validadas por las curvas teóricas (ver Fig. 5.1), predicen el comportamiento de las curvas de probabilidad de falsa alarma experimentales. El modelo de compresión utilizado en las simulaciones se ajusta a los resultados experimentales. Aunque, se observa una leve discrepancia entre las curvas experimentales y simuladas que se acentúa en la medida que el número de antenas receptoras crece.

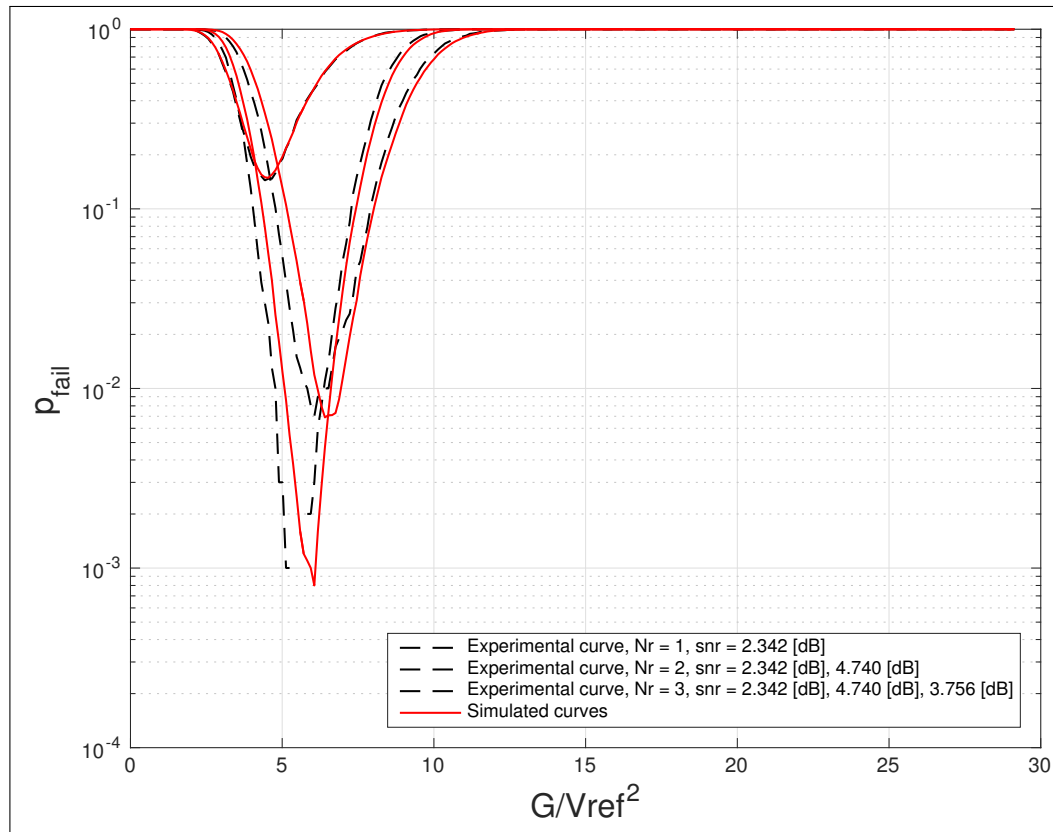


FIGURA 5.11. Curvas de p_{fail} experimental. Las curvas simuladas (líneas continuas) predicen el comportamiento de las curvas experimentales (líneas punteadas). En la medida que aumenta el número de antenas recibidas es posible alcanzar valores de p_{fail} más bajos.

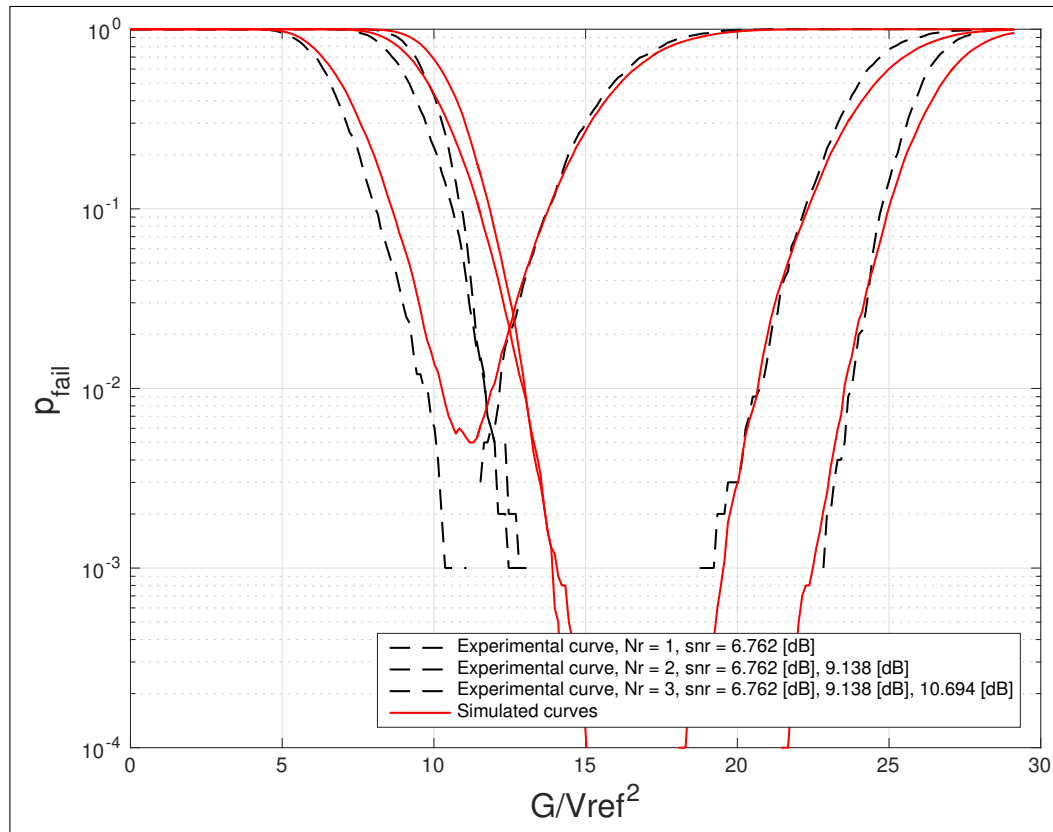


FIGURA 5.12. Curvas de p_{fail} experimental cuando la SNR recibida por rama es alta. Los valores mínimos de p_{fail} ocurren en valores de umbral $\frac{G}{V_{\text{ref}}^2} \geq 5$. En esta región, la p_{fa} es despreciable.

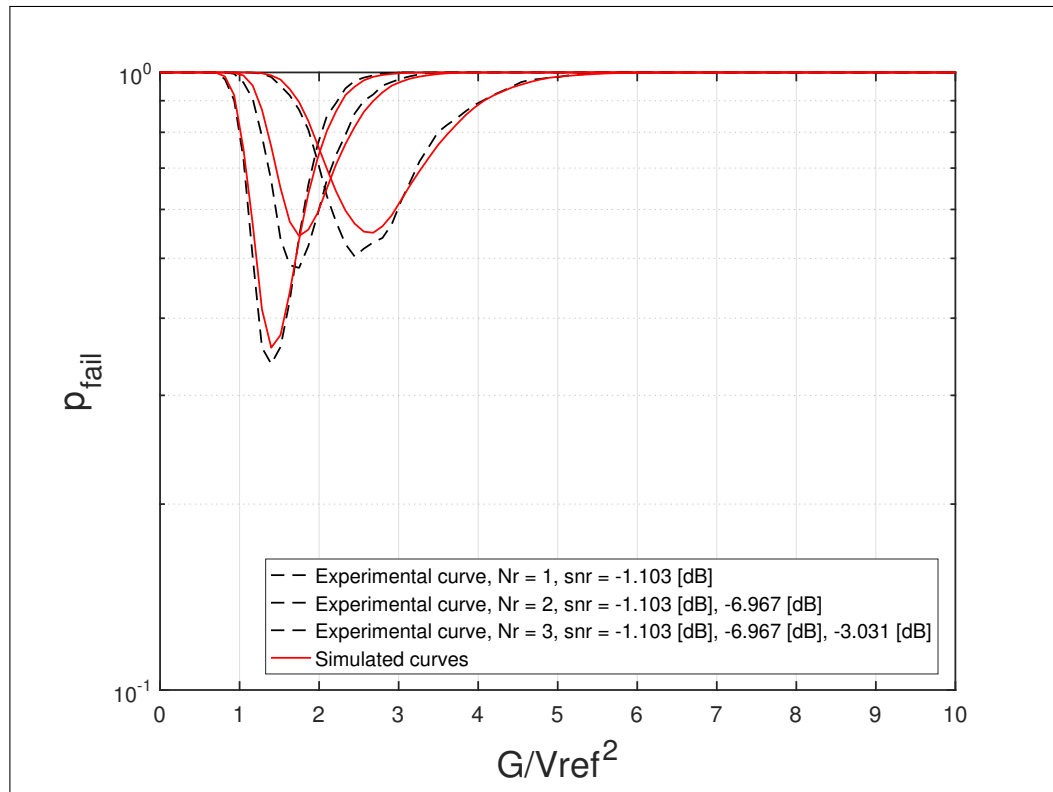


FIGURA 5.13. Curvas de p_{fail} experimentales cuando la SNR recibida por rama es baja. Las curvas de p_{fail} simuladas (líneas continuas) predicen el comportamiento de las curvas de p_{fail} experimentales (líneas punteadas). A pesar de contar con varias ramas receptoras, la disminución de p_{fail} no es suficiente para obtener un desempeño por debajo de $p_{\text{fail}} \leq 1 \cdot 10^{-2}$

6. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

Se propuso un detector de preámbulo para un receptor equipado con múltiples antenas y operando a baja SNR. En contraste con otros detectores, el detector propuesto incluye una codificación diferencial del preámbulo para habilitar una combinación coherente de varias ramas receptoras. El detector fue caracterizado en teoría y validado a través de simulaciones y mediciones en una plataforma experimental desarrollada para tal efecto.

Los resultados teórico-simulados muestran que: i) la probabilidad de falsa alarma se beneficia fuertemente de un mayor número de ramas receptoras, ii) la probabilidad de falla posee un valor mínimo que decrece en la medida que el número de ramas receptoras N_r crece, y iii) se logra un mejor compromiso entre la probabilidad de falsa alarma y falla con más antenas receptoras.

El efecto del desviación de frecuencia se ve reflejado en un aumento de p_{miss} que escala con el desviación de frecuencia y el número de antenas receptoras. De todas formas, el aumento de p_{miss} es pequeño y el beneficio de incluir múltiples antenas sigue siendo atractivo.

Por su parte, El efecto del desviación de tiempo se ve reflejado en un aumento importante de p_{it} que escala con el número de antenas receptoras. El impacto sobre p_{fail} es relativamente importante y degrada su valor mínimo. La degradación producida por el desviación de tiempo es mayor que la producida por el desviación de frecuencia.

Los resultados simulados y experimentales muestran además que: i) las curvas simuladas se ajustan a los resultados experimentales; ii) Existe una compresión en la señal recibida a la salida del filtro adaptado adicional a la esperada; iii) La probabilidad de falsa alarma experimental disminuye con el aumento del número de ramas receptoras, aunque la disminución experimental de p_{fa} es menor a la predicha en las simulaciones; iv) La probabilidad de falla disminuye en la medida que se aumenta el número de ramas receptoras y/o la SNR recibida.

En síntesis, la inclusión de múltiples antenas receptoras en el detector mejora su desempeño permitiendo disminuir en uno o más ordenes de magnitud la probabilidad de falla de adquisición y por tanto, permite las comunicaciones en escenarios donde con una sola rama receptora no sería posible.

Es importante notar que la conclusión anterior es valida para un canal inalámbrico estático con SNR recibidas por sobre los 4 dB por rama. La extensión de los resultados a condiciones de propagación distintas requieren de un trabajo adicional en la plataforma experimental para habilitar la sincronización de tiempo y frecuencia de dos o más Acuarios de forma remota. Y así, permitir transmisiones a mayor distancia bajo escenarios con mayor movilidad y tamaño. Por otra parte, es importante contrastar los beneficios del detector propuesto con el obtenido por otros detectores presentados en la literatura bajo las mismas condiciones.

6.1 Consecuencias del trabajo realizado

En esta sección se presentan las consecuencias del trabajo realizado y los resultados obtenidos. Primero, en la subsección 6.1.1 se presentan las consecuencias de la validación de la hipótesis. Segundo, en la subsección 6.1.2 se presentan las consecuencias de la plataforma experimental Acuario. Finalmente, en la subsección 6.1.3 se listan las consecuencias de la validación del detector propuesto en RIS.

6.1.1 Consecuencias de la validación de la hipótesis

Existía la duda de si era posible mejorar las estadísticas de establecimiento de enlace (p_{fail}) al incorporar múltiples antenas receptoras prescindiendo de la información del canal para configurar las ramas receptoras. En este sentido, el presente trabajo representa un hito que responde afirmativamente a esa pregunta y abre las puertas otras, tales como:

1. Conocido el preámbulo en el receptor y conocido también el comportamiento estadístico del canal inalámbrico, ¿cuál es el detector óptimo y que información considera para su cálculo?, ¿Cómo esa información puede ser incluida en el detector propuesto y como se compara el desempeño del detector propuesto con el del detector óptimo?
2. ¿Como se compara el desempeño del detector propuesto con el de otros detectores propuestos en la literatura? ¿Son estos implementables?
3. El detector propuesto funciona bajo un canal inalámbrico considerado plano y estático. ¿Es posible extender su aplicación a otro tipo de canales? ¿Como afecta la selectividad en frecuencia al desempeño del detector y de que manera pueden ser

compensadas? ¿Como afectan variaciones en el tiempo del canal inalámbrico en el desempeño del detector propuesto y de que manera pueden ser compensadas?

4. Es posible diseñar secuencias de preámbulo óptimas en cuanto a sus propiedades de autocorrelación, es decir, con una alta relación peak principal a peak secundario en el rango PRE . Cabe preguntarse entonces: ¿es posible optimizar estas secuencias para aumentar la robustez frente variaciones en el tiempo del canal inalámbrico?.
5. Se asume que el detector pasa a un nuevo estado tras detectar la presencia de un paquete y por tanto la información restante del preámbulo (intervalo POST) no se utiliza en este detector. Esto simplifica el criterio de decisión, sin embargo no necesariamente representa la solución óptima. De hecho, la información contenida en el intervalo de muestras POST aún contiene energía del preámbulo y podría ser utilizada para mejorar las métricas de desempeño de detección.
6. El uso de antenas transmisoras antes de contar con la información del canal en el receptor, y en consecuencia en el transmisor, tiene sentido desde un punto de vista de diversidad. En un escenario donde existe un transmisor y un receptor de múltiples antenas, cada par de antenas transmisoras - receptoras está sometido a una atenuación y rotación de fases, que bajo condiciones de scattering adecuadas, pueden considerarse independientes. Por lo mismo mientras más enlaces sean utilizados simultáneamente, más opciones hay de enfrentar una realización de desvanecimientos favorables que atenuen poco o mejor aún, que amplifiquen la

señal recibida. Investigaciones posteriores a este trabajo, desarrolladas en el laboratorio de tecnologías inalámbricas UC, proponen un esquema como este donde múltiples antenas transmisoras envían secuencias de preámbulo multiplexadas en el tiempo hacia un receptor equipado con múltiples antenas receptoras. Por otra parte, una vez establecido el enlace con múltiples antenas receptoras, es posible estimar los coeficientes del canal, y basados en la reciprocidad del canal informar estos coeficientes hacia el transmisor. Cuando el transmisor cuenta con la información del canal es posible utilizar esquemas de múltiples antenas tradicionales tales como SVD y explotar todos los grados de libertad en favor de enlaces más robustos. Otras opciones por explorar corresponde a búsquedas aleatorias por parte del transmisor, sin información previa del canal, en un espacio reducido y discreto de direcciones principales.

6.1.2 Consecuencias de la plataforma experimental Acuario

Con acuario ahora es posible ensayar algoritmos que consideran transmisiones inalámbricas de banda angosta, con baja SNR, con un ancho de banda menor a 1MHz, con soporte para múltiples antenas receptoras y múltiples antenas transmisoras y en tiempo real. Existen otras plataformas para ensayar comunicaciones MIMO, tales como la plataforma USRP de Ettus Research. La plataforma USRP se puede complementar con una variedad de módulos de RF también desarrollados por Ettus Research. Entre ellos existen algunos módulos transceptores que permiten el ensayo de transmisiones de banda angosta con un ancho de banda mínimo de hasta 1MHz. La plataforma propuesta apunta al ensayo de

transmisiones de banda angosta con ancho de banda menores a 1 MHz, no cubierto por la plataforma Ettus research. En contraste con la plataforma USRP de Ettus research con una gran flexibilidad para diversas aplicaciones, la plataforma propuesta Acuario mantiene su foco en un nicho específico: ensayo de transmisiones de banda angosta con baja SNR. Este foco permite adaptar la plataforma a nuevos requerimientos de experimentación dentro del nicho de mejor manera respecto de plataformas genéricas.

6.1.3 Consecuencias de la validación del detector en RIS

Tras la validación del detector propuesto se concluye que es posible establecer enlaces entre nodos a una mayor distancia. Las consecuencias para redes de sensores es un aumento en el área de cobertura para igual número de nodos respecto del caso de 1 sola antena receptora. Por otro lado, la disminución de p_{fail} implica un menor número de transmisiones erróneas y por tanto un menor número de re-intentos de transmisiones para lograr entregar un mensaje crítico de forma satisfactoria. En particular, bajo el contexto de desastres naturales la disminución de p_{fail} permite disminuir el tiempo que tarda la red en reportar una alarma. Tras el establecimiento del enlace, es posible hacer uso de técnicas tradicionales para múltiples antenas receptoras y aumentar así la robustez del enlace. Más aún, con el enlace establecido, es posible estimar los parámetros del canal e informarlos al transmisor. Con la información del canal en el transmisor es posible configurar múltiples antenas transmisoras y desbloquear así el máximo potencial de las múltiples antenas mediante el uso de técnicas tradicionales MIMO tales como SVD. Estas técnicas permitirán disminuir las interferencias intra-red y mejorar el *throughput*; robustecer aún más los

enlaces entre otros. La tercera etapa de conectividad a internet, conocida como Internet de las cosas, impone desafíos importantes en cuanto a congestión, interferencia y mantenimiento de enlaces en ambientes urbanos. El detector propuesto habilita el uso de técnicas tradicionales de múltiples antenas para explotar todos los grados de diversidad espacial y usarlos para superar los desafíos de congestión, interferencia y mantenimiento de enlaces.

BIBLIOGRAFÍA

Aldunate, J. (2013, Octubre). *Reporte técnico rt2: Rf discreto (cangrejo)* (Inf. Téc. n.º v1.0). Laboratorio de tecnologías inalámbricas, Pontificia Universidad Católica de Chile.

Boujelben, M. A., Bellili, F., Affes, S., y Stephenne, A. (2010, Dec). Snr estimation over simo channels from linearly modulated signals. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58(12), 6017-6028. doi: 10.1109/TSP.2010.2074197

Digham, F., Alouini, M.-S., y Simon, M. (2003). On the energy detection of unknown signals over fading channels. En *Ieee international conference on communications, 2003. icc '03*. (Vol. 5, pp. 3575–3579). IEEE. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1204119> doi: 10.1109/ICC.2003.1204119

Divsalar, D., y Simon, M. (1990). Multiple-symbol differential detection of MPSK. *IEEE Transactions on Communications*, 38. doi: 10.1109/26.48887

Divsalar, D., y Simon, M. K. (1994). Maximum-likelihood differential detection of uncoded and trellis coded amplitude phase modulation over AWGN and fading channels - metrics and performance. *IEEE Transactions on Communications*, 42, 76–89. doi: 10.1109/26.275303

Goldsmith, A. (2005). *Wireless Communications*. Cambridge, United Kingdom: Cambridge University Press.

Heiskala, J., y Terry Ph.D., J. (2001). *OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide* (Tesis Doctoral no publicada).

INRIA. (2018). *Plataforma virtual r2lab de inria*. Descargado de <https://r2lab.inria.fr/index.md>

Jeong, Y. K., y Shin, O. S. (2002). Fast slot synchronization for intercell asynchronous DS/CDMA systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 1, 353–359. doi: 10.1109/7693.994829

Kim, J. H., Ho, P. K. M., y Riediger, M. L. B. (2005). *Suboptimal multiple-symbol differential detection of MPSK with diversity reception* (Vol. 152) (n.º 4). doi: 10.1049/ip-com:20045012

Kim, S., Lee, J., Wang, H., y Hong, D. (2009, aug). Sensing Performance of Energy Detector With Correlated Multiple Antennas. *IEEE Signal Processing Letters*, 16(8), 671–674. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/articleDetails.jsp?arnumber=4838820> doi: 10.1109/LSP.2009.2021381

Kostylev, V. (2002). Energy detection of a signal with random amplitude. En *2002 IEEE international conference on communications. conference proceedings. ICC 2002 (cat. no.02ch37333)* (Vol. 3, pp. 1606–1610). IEEE. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=997120> doi: 10.1109/ICC.2002.997120

Kwon, H., Song, I., Kim, S. Y., y Yoon, S. (2007, jul). Noncoherent Constant False-Alarm Rate Schemes With Receive Diversity for Code Acquisition Under Homogeneous and Nonhomogeneous Fading Circumstances. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 56(4), 2108–2120. doi: 10.1109/TVT.2007.897647

Liang, T., Li, X., Irmer, R., y Fettweis, G. (2005). Synchronization in OFDM-based WLAN with Transmit and Receive Diversities. En *2005 IEEE 16th international symposium on personal, indoor and mobile radio communications* (Vol. 2, pp. 740–744). Berlin, Germany: IEEE. doi: 10.1109/PIMRC.2005.1651541

Mackenthun, J., K.M. (1994). A fast algorithm for multiple-symbol differential detection of MPSK. *IEEE Transactions on Communications*, 42. doi: 10.1109/TCOMM.1994.582823

Maier, G., Paier, A., y Mecklenbrauker, C. F. (2011, feb). Packet detection and frequency synchronization with antenna diversity for IEEE 802.11p based on real-world measurements. En *2011 international itg workshop on smart antennas* (pp. 1–7). Aachen, Germany: IEEE. doi: 10.1109/WSA.2011.5741934

Meyer, P. (1976). *Probabilidad y Aplicaciones Estadísticas* (1st editio ed.). Fondo Educativo Interamericano;.

Modulo de radio frecuencia dbSRX2. (2018). Descargado de <https://www.ettus.com/product/details/DBSRX2>

Nagaraj, S., Khan, S., Schlegel, C., y Burnashev, M. V. (2009, feb). Differential preamble detection in packet-based wireless networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(2), 599–607. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4786414> doi: 10.1109/TWC.2009.071169

Oberli, C., Aldunate, J., Guarini, M., Barros, S., De Villers-Grandchamps, J. P., Feres Ducci, C., ... Venegas, J. (2015). *Metodo para establecer un enlace MIMO*.

O'Driscoll, C. (2007). Performance Analysis of the Parallel Acquisition of Weak GPS Signals. *Ph.D Thesis, Department of Electrical and Electronic engineering, National University of Ireland, Ireland*.

Perels, D., Haene, S., Burg, A., Luethi, P., Felber, N., y Fichtner, W. (2006). A Frame-Start Detector for a 4x4 MIMO-OFDM System. En *2006 ieee international conference on acoustics speed and signal processing proceedings* (Vol. 4, pp. IV–425–IV–428). IEEE. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1660996> doi: 10.1109/ICASSP.2006.1660996

Perels, D., Studer, C., y Fichtner, W. (2007, may). Implementation of a Low-Complexity Frame-Start Detection Algorithm for MIMO Systems. En *2007 ieee international symposium on circuits and systems* (pp. 1903–1906). IEEE. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4253035> doi: 10.1109/ISCAS.2007.378346

Plataforma experimental usrp. (2018). Descargado de <https://www.ettus.com/product>

Rao, R., Lang, S., Oberli, C., Browne, D., Bhatia, J., Fr, J.-F., ... Takeshita, O. (2004, dec). Multi-antenna testbeds for research and education in wireless communications. *IEEE Communications Magazine*, 42(12), 72–81. doi: 10.1109/MCOM.2004.1367558

Rosas, F., y Oberli, C. (2012a, sep). Energy-efficient MIMO SVD communications. En *2012 ieee 23rd international symposium on personal, indoor and mobile radio communications - (pimrc)* (pp. 1588–1593). Sidney, Australia: IEEE. doi: 10.1109/PIMRC.2012.6362601

Rosas, F., y Oberli, C. (2012b, dec). Modulation and SNR Optimization for Achieving Energy-Efficient Communications over Short-Range Fading Channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 11(12), 4286–4295. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6327311> doi: 10.1109/TWC.2012.100112.111275

Rosas, F., y Oberli, C. (2015, aug). Impact of the Channel State Information on the Energy-Efficiency of MIMO Communications. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 14(8), 4156–4169. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7072539> doi: 10.1109/TWC.2015.2417530

rtl sdr. (2018). *Modulo de radio frecuencia definido por software rtl2832u*. Descargado de <https://www.rtl-sdr.com/>

Saito, H., Kagami, O., y Umehira, M. (2008). Wide Area Ubiquitous Network : The Network Operator ' s View of a sensor network. *IEEE Communications Magazine*(December), 112–120.

Schmidl, T., y Cox, D. (1997). Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Transactions on Communications*, 45(12), 1613–1621. doi: 10.1109/26.650240

Simon, M. K., y Alouini, M. S. (2001). *Multiple symbol differential detection with diversity reception* (Vol. 49). doi: 10.1109/26.939840

Tse, D., y Viswanath, P. (2005). *Fundamentals of wireless communication*. Cambridge University Press. Descargado de <https://www.amazon.com/Fundamentals-Wireless-Communication-David-Tse/dp/0521845270?SubscriptionId=0JYN1NVW651KCA56C102&tag=techkie-20&linkCode=xm2&camp=2025&creative=165953&creativeASIN=0521845270>

Urkowitz, H. (1967). Energy detection of unknown deterministic signals. *Proceedings of the IEEE*, 55(4), 523–531. doi: 10.1109/PROC.1967.5573

Wang, D., y Zhang, J. (2007). Timing Synchronization for MIMO-OFDM WLAN Systems. En *2007 IEEE Wireless Communications and Networking Conference* (pp. 1177–1182). Hong Kong, China: IEEE. doi: 10.1109/WCNC.2007.223

Xiao, Z., Xia, X.-G., y Bai, L. (2015, apr). Achieving Antenna and Multipath Diversities in GLRT-Based Burst Packet Detection. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 63(7), 1832–1845. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7035111> doi: 10.1109/TSP.2015.2401538

Xiao, Z., Zhang, C., Jin, D., y Ge, N. (2013, March). Glrt approach for robust burst packet acquisition in wireless communications. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 12(3), 1127–1137. doi: 10.1109/TWC.2012.123112.120275

Yu, L., Zhang, W., Shellhammer, S. J., y Rao, B. D. (2010, apr). Noncoherent Diversity Combining for Spectrum Sensing. En *2010 IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum (Dyspan)* (pp. 1–7). IEEE. Descargado de <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5457854> doi: 10.1109/DYSPAN.2010.5457854

ANEXOS

A. DERIVACIÓN DE LAS FUNCIONES PDF Y CDF PARA $\eta[K]$

La CDF de $\eta[k]$ es derivada usando su función característica basada en la estructura del sistema. Esta propuesta de análisis ha sido utilizada para receptores con una estructura similar a la nuestra Jeong y Shin (2002); Nagaraj et al. (2009); O'Driscoll (2007). Enfoquémonos en primera instancia en la i -ésima rama receptora. Se definen las L salidas del filtro adaptado de la rama i con SNR recibida γ_i separada cada N_{up} muestras en el instante k como el vector $\mathbf{y}_i[k, \gamma_i]$ dado por

$$\mathbf{y}_i[k, \gamma_i] = \{y_i[k - (L - 1)N_{\text{up}}, \gamma_i] \dots y_i[k - N_{\text{up}}, \gamma_i] y_i[k, \gamma_i]\}. \quad (\text{A.1})$$

Procedemos como en O'Driscoll (2007) reescribiendo (3.9) en una forma cuadrática

$$\begin{aligned} R_i[k, \gamma_i] &= \mathbf{y}_i[k, \gamma_i]^\dagger \mathbf{A}_I \mathbf{y}_i[k, \gamma_i] + j \mathbf{y}_i[k, \gamma_i]^\dagger \mathbf{A}_Q \mathbf{y}_i[k, \gamma_i] \\ &= R_{I,i}[k, \gamma_i] + j R_{Q,i}[k, \gamma_i], \end{aligned}$$

donde $(\cdot)^\dagger$ es el operador transpuesto y conjugado y la matriz $\mathbf{A}_I$ de dimensiones $(L) \times (L)$ contiene elementos en la fila i y columna j dados por

$$A_{i,j} = \begin{cases} \frac{1}{2}a[j] & i - j = 1 \\ \frac{1}{2}a[i] & i - j = -1 \\ 0 & \text{i.o.c.} \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

De forma similar, la matriz $\mathbf{A}_Q$ de dimensiones $(L) \times (L)$ contiene elementos en la fila i y la columna j dados por

$$A_{i,j} = \begin{cases} \frac{1}{2}a[j] & i - j = 1 \\ -\frac{1}{2}a[i] & i - j = -1 \\ 0 & \text{i.o.c.} \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

La función característica conjunta de $R_{I,i}[k]$ y $R_{Q,i}[k]$ se define como

$$\Phi(t_1, t_2 \mid \gamma_i) = \mathbb{E} \{ \exp (j t_1 R_{I,i}[k, \gamma_i] + j t_2 R_{Q,i}[k, \gamma_i]) \}. \quad (\text{A.4})$$

Bajo $\mathcal{H}_0$ no hay un preámbulo en el aire, en cuyo caso $\gamma_i = 0$. Reescribiendo (A.4) en un formato polar usando el cambio de variable $t_1 = \rho \cos \theta$ y $t_2 = \rho \sin \theta$, la función característica puede calcularse como O'Driscoll (2007)

$$\Phi(\rho, \theta \mid \gamma_i) = |\mathbf{P}|^{-1} \exp \left\{ -(1 + \gamma_i) \overline{\mathbf{y}}_i[k, \gamma_i] (\mathbf{I} - \mathbf{P}^{-1}) \overline{\mathbf{y}}_i^\dagger[k, \gamma_i] \right\}, \quad (\text{A.5})$$

donde $\mathbf{P} = \mathbf{I} - \frac{j\rho}{1+\gamma} (\mathbf{A}_I \cos \theta + j \mathbf{A}_Q \sin \theta)$, $|\cdot|$ es la operación determinante, y $\mathbf{I}$ es la matriz identidad de tamaño $(L) \times (L)$. El término $\overline{\mathbf{y}}_i[k, \gamma_i] = \mathbb{E}\{\mathbf{y}_i[k, \gamma_i]\}$ es calculado tomando la esperanza sobre cada componente del vector $\mathbf{y}_i[k, \gamma_i]$. La esperanza del componente $y_i[k, \gamma_i]$, descrito en (3.5), está dado por

$$\mathbb{E} \{ y_i[k, \gamma_i] \} = V_{\text{ref}} \sqrt{\frac{\gamma_i}{1 + \gamma_i}} \sum_{m=0}^{L-1} c[m] \mathbb{E} \{ g[k, m] \}. \quad (\text{A.6})$$

Cuando N_r ramas receptoras son consideradas y denotando el vector de SNRs recibidas por rama como $\gamma = \{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_{N_r}\}$, la función característica para el promedio de las ramas recibidas, $R[k]$, está dada por

$$\Phi_{N_r}(\rho, \theta \mid \gamma) = \mathbb{E} \left\{ e^{j \frac{\rho}{N_r} \sum_{i=1}^{N_r} \cos \theta R_{I,i}[k, \gamma_i] + j \sin \theta R_{Q,i}[k, \gamma_i]} \right\}. \quad (\text{A.7})$$

Asumiendo que el ruido observado en cada rama es estadísticamente independiente e igualmente distribuido, (A.7) es reducida a la multiplicación de las esperanzas de cada rama dada por

$$\Phi_{N_r}(\rho, \theta \mid \gamma) = \prod_{i=1}^{N_r} \mathbb{E} \left\{ e^{j \frac{\rho}{N_r} (\cos \theta R_{I,i}[k, \gamma_i] + j \sin \theta R_{Q,i}[k, \gamma_i])} \right\}. \quad (\text{A.8})$$

Es de notar que la esperanza de cada rama es la función característica para una rama dado γ_i , con ρ escalado por N_r , denotado aquí como $\Phi_1(\frac{\rho}{N_r}, \theta \mid \gamma_i)$. Luego, (A.8) puede reescribirse como:

$$\Phi_{N_r}(\rho, \theta \mid \gamma) = \prod_{i=1}^{N_r} \Phi_1\left(\frac{\rho}{N_r}, \theta \mid \gamma_i\right). \quad (\text{A.9})$$

Usando (A.9) las PDF y CDF marginales de $\eta[k]$, dado γ , pueden ser obtenidas por Jeong y Shin (2002)

$$f_{\eta[k]}(\lambda \mid \gamma) = \frac{\lambda}{2\pi} \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi \rho \Phi_{N_r}(\rho, \theta \mid \gamma) J_0(\rho \lambda) d\theta d\rho \quad (\text{A.10})$$

y

$$F_{\eta[k]}(G \mid \gamma) = \frac{G}{2\pi} \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi \Phi_{N_r}(\rho, \theta \mid \gamma) J_1(\rho G) d\theta d\rho. \quad (\text{A.11})$$

La SNR en el receptor es una variable aleatoria que cambia de acuerdo a las propiedades del canal inalámbrico. Diferentes distribuciones de probabilidad para la SNR se han propuesto para diferentes ambientes y contextos como Nakagami, Rice, Rayleigh, entre otras Goldsmith (2005). Aquí, para cada rama, asumimos una distribución paramétrica para γ_i cuya PDF marginal esta dada por $f_{\Gamma}(\gamma_i)$. Asumimos que $\mathbb{E}\{\gamma_i\} = \bar{\gamma}$. El vector de SNRs recibidas es una variable aleatoria multivariada cuya PDF conjunta denotamos como $f_{\Gamma}(\gamma)$. Luego $f_{\eta[k]}(\eta)$ es obtenida como sigue

$$f_{\eta[k]}(\lambda) = \int_{\{R^+\}^{N_r}} f_{\eta[k]}(\lambda \mid \gamma) f_{\Gamma}(\gamma) d\gamma, \quad (\text{A.12})$$

Donde es de notar que $f_{\eta[k]}(\eta)$ depende del parámetro $\bar{\gamma}$. Luego, reemplazando (3.11) en (A.12) lleva a

$$\begin{aligned} f_{\eta[k]}(\eta) &= \frac{\eta}{2\pi} \int_{\{R^+\}^{N_r}} \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi \rho \Phi_{N_r}(\rho, \theta \mid \gamma) f_{\Gamma}(\gamma) J_0(\rho\eta) d\theta d\rho d\gamma \\ &= \frac{\eta}{2\pi} \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi \rho \left\{ \int_{\{R^+\}^{N_r}} \Phi_{N_r}(\rho, \theta \mid \gamma) f_{\Gamma}(\gamma) d\gamma \right\} J_0(\rho\eta) d\theta d\rho. \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

Asumiendo SNRs recibidas independientes e igualmente distribuidas, la distribución de SNR conjunta se simplifica a

$$f_{\Gamma}(\gamma) = f_{\Gamma}(\gamma_1) f_{\Gamma}(\gamma_2) \dots f_{\Gamma}(\gamma_{N_r}). \quad (\text{A.14})$$

Reemplazando (A.9) y (A.14) en (A.13) lleva a (3.11). E integrando (3.11) sobre $\eta \in [0, G]$ lleva a $F_{\eta[k]}(G)$ que resulta en (3.12)