



TESIS DE MAESTRÍA

**ESTUDIO COMPARATIVO
DE METODOS DE SENSADO
EN RADIO COGNITIVA
Sensado cooperativo de
energía**

Autor: Ing. Germán Schwoyer

Tutor: Ing. Pablo Ignacio Fierens, PhD

Buenos Aires, Septiembre de 2016

Índice general

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS.....	1
1.1 Cognitive Radio	1
1.2 Sensado Cooperativo del Espectro	4
1.3 Un modelo de capas	6
1.4 El estándar 802.22	9
1.5 Objetivos y organización de la tesis	10
2. ESTUDIO DEL ESTADO DEL ARTE	12
2.1 Esquemas de sensado	12
2.1.1 <i>Clasificación de sistemas de sensado</i>	12
2.1.2 <i>Detección de Energía</i>	16
2.1.3 <i>Detección de Características Cicloestacionarias</i>	19
2.1.4 <i>Detección con estadísticas de segundo orden</i>	21
2.1.5 <i>Detección mediante la estructura de la matriz de covarianza</i>	23
2.1.6 <i>Sensado de espectro mediante bancos de filtros</i>	25
2.1.7 <i>Sobre el Sensado de Banda Ancha y el Sensado Multibanda</i>	27
2.1.8 <i>Sensado Compresivo</i>	27
2.1.9 <i>Optimización de la capacidad:</i>	28
2.2 Modelos de sensado cooperativo:	31
2.2.1 <i>Limitaciones del sensado de espectro:</i>	31
2.2.2 <i>Modelos Centralizado, Distribuido y Asistido por Relevos:</i>	32
2.2.3 <i>Modelos de fusión paralela:</i>	33

2.2.4	<i>Combinación Blanda o Soft Combining:</i>	35
2.2.5	<i>Combinación Dura o Hard Combining:</i>	36
2.2.6	<i>Modelos basados en la teoría de juegos</i>	37
2.3	<i>Sumario</i>	39
3.	METODOLOGÍA APLICADA	41
3.1	<i>Modelado de los sensores</i>	41
3.2	<i>Tiempo de Sensado</i>	43
3.3	<i>Modelado de la señal transmitida</i>	44
3.4	<i>Modelado del Canal</i>	44
3.5	<i>Simulaciones</i>	47
4.	RESULTADOS OBTENIDOS	51
4.1	<i>Comparación entre Sensado cooperativo sobre canal AWGN y sobre canal Rayleigh</i>	52
4.2	<i>Comparación entre Soft Combining y Hard Combining sobre canal AWGN</i>	54
4.3	<i>Comparación entre Soft Combining y Hard Combining sobre canal Rayleigh</i>	58
4.4	<i>Comparación de la performance de Soft-Combining sobre el canal AWGN y sobre el canal Rayleigh</i>	61
4.5	<i>Comparación de la performance de Hard-Combining sobre el canal AWGN y sobre el canal Rayleigh</i>	62
4.6	<i>Análisis de los tiempos de sensado:</i>	65
4.7	<i>Evaluación con modulación 64QAM:</i>	66
4.8	<i>Sumario</i>	67
5.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE TRABAJO FUTURAS	69

Índice de figuras

Figura 1 - Transceptor SDR. Figura tomada de <i>Jondral et al</i> [4]	3
Figura 2 - Modelo de Capas	7
Figura 3 - Clasificación de las técnicas de Sensado-Tomado de [6]	14
Figura 4 - Estructura de un receptor con detector de energía. Tomada de Sklar [20]	18
Figura 5 - Modelo de N muestras recibidas en OFDM – Ver [7]	21
Figura 6 - Estructura de tramas para una CRN de sensado periódico – τ : slot de sensado – T- τ : slot de transmisión de datos	29
Figura 7 - Sensado cooperativo - a: centralizado, b: distribuído, c: asistido por relevos - Tomada de Akyildiz et al [6]	33
Figura 8 - Esquema de Sensado Cooperativo Centralizado o Fusión Paralela - Tomada de Akyildiz et al [6]	34
Figura 9 - Modelo cooperativo – Juego de coalición. Tomada de Akyildiz et al [6]	38
Figura 10 – Respuesta en frecuencia del canal Rayleigh	46
Figura 11 – Espectro Doppler del canal Rayleigh	47
Figura 12 - Familia de Curvas ROC para un único usuario – Canal AWGN	52
Figura 13 - Familia de Curvas ROC para un único usuario – Canal Rayleigh	53
Figura 14 - Área encerrada bajo la Curva ROC para un único usuario – Canal AWGN y Canal Rayleigh	53
Figura 15 – Área encerrada bajo la Curva ROC con Soft Combining – Canal AWGN ...	55
Figura 16 - Área encerrada bajo la Curva ROC usando Hard Combining y mayoría simple – Canal AWGN	56

Figura 17 Área encerrada bajo la Curva ROC con Hard Combining, esquema “al menos 1” – Canal AWGN	56
Figura 18 – Área encerrada bajo la Curva ROC para 9 usuarios Soft Combining y Hard Combining – Canal AWGN	57
Figura 19 – Familia de curvas ROC para -20 dB de SNR - Soft Combining – Canal AWGN	57
Figura 20 - Área encerrada bajo la Curva ROC con Soft Combining – Canal Rayleigh ..	58
Figura 21 Área encerrada bajo la Curva ROC con Hard Combining, esquema mayoría simple – Canal Rayleigh	59
Figura 22 Área encerrada bajo la Curva ROC con Hard Combining, esquema “al menos 1” – Canal Rayleigh.....	59
Figura 23 – Área encerrada bajo la Curva ROC para 9 usuarios– Canal Rayleigh	60
Figura 24 – Familia de curvas ROC para -20 dB de SNR- Soft Combining– Canal Rayleigh	61
Figura 25 - Área encerrada bajo la Curva ROC para Soft-Combining – 3 y 9 usuarios - Canal AWGN y Rayleigh.....	62
Figura 26 - Área encerrada bajo la Curva ROC para Hard Combining – Mayoría Simple– Canal AWGN y Rayleigh.....	63
Figura 27 - Área encerrada bajo la Curva ROC para Hard Combining – “Al menos 1” – Canal AWGN y Rayleigh.....	63
Figura 28 - Área encerrada bajo la Curva ROC para Hard Combining – Canal AWGN y Rayleigh – Comparación de acuerdo a cantidad de usuarios	65
Figura 29 - Área encerrada bajo la Curva ROC vs tiempo de sensado – 1 y 9 usuarios sobre canal Rayleigh.....	66
Figura 30 - Área encerrada bajo la Curva ROC vs SNR – 1 y 9 usuarios sobre canal Rayleigh – Modulaciones QPSK y 64QAM	67



Índice de tablas

Tabla 1: Multipath fading channel model - Rayleigh.....	46
Tabla 2 .- Área bajo las curvas para AWGN y Rayleigh- 1 usuario	74
Tabla 3 – Area bajo las curvas ROC para 9 usuarios hard y soft combining – Canal AWGN	74
Tabla 4 – Area bajo las curvas ROC para 9 usuarios hard y soft combining – Canal Rayleigh	74
Tabla 5 – Area bajo las curvas ROC para todos los usuarios hard y soft combining – Canal AWGN y Canal Rayleigh.....	75

Resumen

Este trabajo de tesis propone el estudio comparativo de varios métodos de sensado cooperativo del espectro empleados en Radio Cognitiva.

El sensado del espectro es un aspecto fundamental de la Radio Cognitiva, con más razón si se pretende optimizar el uso del espectro radioeléctrico mediante el aprovechamiento de aquellos espacios que los denominados *Usuarios Primarios* o PUs dejan libres, por parte de otros usuarios no licenciados denominados *Usuarios Secundarios* o SUs, donde están incluidos los usuarios cooperativos.

En particular, para las bandas empleadas actualmente en las transmisiones de televisión digital terrestre, hay numerosos espacios libres (*TV White Spaces*) que pueden aprovecharse para su uso en, por ejemplo, servicios de datos. El estándar 802.22 a lo largo de sus diferentes partes considera estos aspectos.

El trabajo está basado en el sensado de energía ya que, como se expone en los Capítulos siguientes, dicho método utiliza detectores de una relativa sencillez y bajo costo comparados con otros métodos quizás de mejor rendimiento, pero de más difícil y costosa implementación.

Se propone la realización de simulaciones mediante la herramienta Matlab®, para evaluar la performance de diversos esquemas de sensado cooperativo bajo distintas situaciones. El tipo de señal a detectar será similar a la de un sistema de televisión digital terrestre y se plantearán dos modelos de canal distintos, uno con ruido blanco aditivo y otro con desvanecimiento de Rayleigh.

Para poder evaluar la performance de los diversos métodos, se analizarán curvas ROC (*Receiver Operating Characteristic*), donde la probabilidad de detección se grafica en función de la probabilidad de falsa alarma, para cada una de las situaciones propuestas.

En el trabajo queda expuesto cómo el sensado cooperativo mejora el rendimiento de detección de manera notable, al mismo tiempo que quedan señaladas las limitaciones que existen en el aumento de rendimiento en lo referente a la adición de usuarios cooperativos para las diferentes condiciones de SNR modelizadas y los diferentes esquemas de sensado cooperativo propuestos.

Capítulo 1

Introducción y Objetivos

1.1 Cognitive Radio

La radio cognitiva o Cognitive Radio, en adelante CR, se encuentra descripta en la bibliografía desde finales de los años 90. Por ejemplo, en el artículo de Maguire et al. [1], se expone la falta de optimización de la capacidad de procesamiento de un terminal GSM debido al desconocimiento del estado de la red. El artículo enunció las bases para un lenguaje descriptivo para las CR, orientado más que nada hacia la evolución a servicios de radio personalizados, empleando el RKRL o Radio Knowledge Representation Language.

El desarrollo de las redes CR, o sea las Cognitive Radio Networks (CRN) está dada hoy en día de manera determinante por las restricciones impuestas por la ocupación del espectro radioeléctrico.

Podemos tomar la definición sugerida por la National Telecommunication and Information Administration de los EE.UU. (N.T.I.A) [2]:

“Cognitive radio: A radio or system that senses its operational electromagnetic environment and can dynamically and autonomously adjust its radio operating parameters to modify system operation, such as maximize

throughput, mitigate interference, facilitate interoperability, access secondary markets.”

En los últimos años se ha experimentado un enorme crecimiento en los sistemas inalámbricos, y del mismo modo se ha desplegado una innumerable cantidad de servicios, lo que justifica un considerable incremento del ancho de banda empleado, ya sea en las bandas compartidas o no compartidas (Bandas ISM por ejemplo).

Las políticas de asignación fijas para el espectro electromagnético han contribuido a un rápido agotamiento del recurso (no renovable) y una subutilización del mismo.

En base a lo expuesto es que es necesario definir técnicas que permitan un mejor aprovechamiento del espectro y la radio cognitiva se ha mostrado como una técnica que promete una mayor eficiencia en el uso del espectro radioeléctrico. La idea básica es que un usuario posiblemente no licenciado ocupe una porción de espectro que se encuentra momentáneamente inutilizada, aún si dicha banda se encuentra licenciada.

El problema del manejo ineficiente del espectro es detallado en Akyildiz et al. [3]. En este trabajo, se arriba a la radio cognitiva como evolución de un sistema propuesto por el DARPA (*Defense Research Projects Agency*, EEUU) para la asignación dinámica de espectro. El esquema propuesto se denomina de Redes Próxima Generación (NeXt Generation - xG) y las técnicas de asignación dinámica de espectro son las que permiten a la radio cognitiva operar en el mejor canal disponible. Las funcionalidades de xG, que conforman la base del esquema de CR son: sensado de espectro, manejo de espectro, movilidad del espectro y compartición del espectro.

Existe un concepto previo al de CR, y es el de Radio Definida por Software o Software Defined Radio, en adelante SDR. El SDR es un sistema de radiocomunicaciones en el cual gran parte de los elementos que tradicionalmente son implementados en hardware (demoduladores, detectores, filtros, etc.), se encuentran desarrollados en software sobre una plataforma embebida o una

computadora personal. Muchas de las realizaciones prácticas de CR están basadas en SDR. En [4] podemos encontrar los fundamentos que definen la evolución desde la radio definida por software hacia el CR, y desarrollando múltiples conceptos, empezando por definir un transceptor como un SR (Software Radio) cuando sus funciones de comunicación corren sobre un procesador adecuado. Esto permite obtener flexibilidad ya que basados en un mismo hardware los diferentes algoritmos de transmisión/recepción pueden implementarse sin realizar cambios. Este tipo de transceptor se emplea actualmente en los teléfonos móviles, donde una misma banda base digital trata los diferentes tipos de señales provenientes de distintas etapas de FI-RF cada una de las cuales corresponde a un protocolo y/o banda celular en particular; el transceptor digital o radio digital (DR) es algo que hoy en día es el estándar de la industria ya que todas las bandas base empleadas son procesadores digitales ad-hoc.

De todo lo anterior llegamos a la conclusión que una radio cognitiva o CR es un SDR que posee la capacidad de sensado de su entorno, evaluación de cambios y capacidad de reacción ante sus hallazgos.

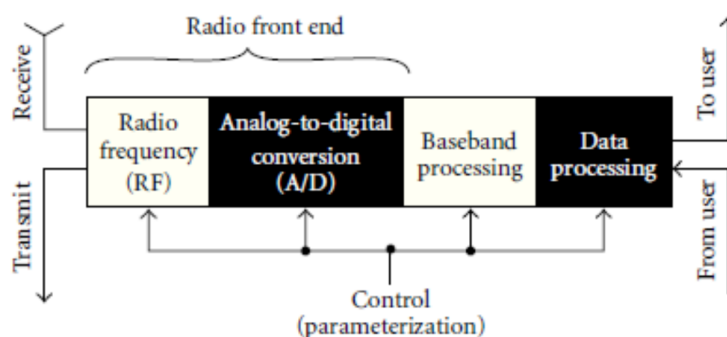


Figura 1 - Software Defined Radio – Tomado de [4]

En el paradigma moderno [5], la radio cognitiva (CR) es un dispositivo sofisticado que posee la capacidad de sensar canales provenientes de dispositivos y redes heterogéneas. Para poder llevar a cabo esta tarea el CR debe

correr algoritmos complejos; así generaliza la idea del acceso múltiple, ya que se involucran dispositivos diversos, con diferentes espectros, diferentes técnicas de transmisión y con diferentes prioridades de acceso.

Por lo anterior es que el concepto actual de CR se lleva al campo de los sistemas cognitivos o adaptativos; inclusive los sistemas complejos pueden modelizarse como sistemas que imitan el cerebro humano en un ambiente de acceso dinámico del espectro (DSA, *Dynamic Spectrum Access*) de modo de tener una percepción del ambiente radioeléctrico (AR) para aprender del mismo y adaptar la transmisión de acuerdo a dichas condiciones de entorno.

1.2 Sensado Cooperativo del Espectro

A partir de lo expuesto en el Apartado 1.1, se deduce que la tarea primordial para el usuario de CR en una red de radios cognitivas será, entonces, la detección de los usuarios licenciados o usuarios primarios (*Primary Users* ó PU) y al mismo tiempo identificar el espectro disponible.

Este proceso se denomina sensado de espectro (ver [6]) Los objetivos del sensado de espectro son, por una parte evitar la interferencia indeseada con los usuarios primarios, ya sea mediante el cambio de banda o algún ajuste de la potencia que permita limitar dicha interferencia, y por otra parte permitir que los usuarios de CR puedan emplear los espacios que quedan libres en el espectro de acuerdo a la calidad de servicio y velocidades de transmisión requeridas.

Es primordial indicar que la performance de detección en el sensado espectral es crucial para obtener un grado de servicio adecuado para los usuarios primarios y los usuarios cognitivos.

Como primera aproximación al estudio de la performance de detección se pueden definir dos métricas: la “probabilidad de falsa alarma” (o falsa detección) y la “probabilidad de detección”. El primer caso se refiere a la aparente detección de un Usuario Primario por parte de un Usuario Cognitivo cuando en realidad el espectro está libre; es un falso positivo. El segundo caso se refiere a

la detección de un Usuario Primario cuando efectivamente el mismo está presente.

El esquema de sensado se denomina cooperativo cuando los usuarios, si bien sensan individualmente el espectro, eligen la banda a ocupar en base a la información brindada por todos los usuarios. De acuerdo al esquema de procesamiento de la información de sensado se clasifica al sensado cooperativo como:

a) Sensado cooperativo centralizado: La decisión sobre el empleo del espectro se basa en un centro de fusión (FC - *Fusion Center*), quien coordina y procesa las acciones de sensado de los transceptores asociados.

b) Sensado cooperativo distribuido: No existe un FC como en el esquema centralizado, sino que la decisión descansa en el grupo de usuarios CR. Cada uno de ellos intercambia información con el resto y luego de sucesivos intercambios (proceso iterativo) se converge a una decisión sobre la presencia/ausencia de un usuario primario en la/s banda/s de interés.

c) Existe un tercer esquema, que toma elementos de los dos anteriores y que ayuda a mejorar la performance de aquellos usuarios con recepción débil a llevar sus resultados al FC.

Algunos de los aspectos clave a tener en cuenta para el estudio del sensado cooperativo son los siguientes [6]:

Modelos de cooperación: Relativo a la modelización de cómo los usuarios CR cooperan para la realización del Sensado Cooperativo del Espectro (SCE).

Técnicas de sensado: Son las técnicas con las que los usuarios CR sensan el AR. Mediante el empleo de estas técnicas pueden detectarse las señales de los PU y el espectro disponible.

Prueba de hipótesis: Se refiere a los diversos métodos estadísticos que pueden emplear para la prueba (test) que permita inferir la presencia o ausencia de un PU. Este test puede llevarse a cabo por los usuarios cooperativos

(Cooperative Users o CU) individualmente para la toma de decisiones locales o llevado a cabo por el FC para la toma de decisión centralizada.

Canal de control y reporte: Los resultados del sensado obtenidos por los diferentes usuarios CR deben ser enviados al FC o bien compartidos con los demás Usuarios Cooperativos o CUs, usando un canal de control pasible de fading y de ancho de banda limitado. El estudio de estas limitaciones permite la optimización de este recurso.

Fusión de Datos (Data Fusion): Está relacionado con el proceso de combinar los resultados compartidos por los usuarios para la toma de decisión cooperativa. Se pueden emplear métodos de combinación de señales o reglas de decisión específicas.

Selección de Usuarios: Para optimizar el proceso cooperativo es necesario seleccionar de manera adecuada los usuarios CR para determinar apropiadamente el rango de sensado de modo de maximizar la ganancia cooperativa y minimizar el overhead debido al SCE.

Base de Datos de Conocimiento (Knowledge Base): Permite el almacenamiento de la información y facilita el proceso de SCE al mejorar el proceso de detección. La base de datos está armada por datos obtenidos a priori o bien obtenidos de la experiencia. La base de datos puede incluir diversas categorías como ser: ubicación de los diferentes usuarios primarios y usuarios cooperativos, modelos de comportamiento de los PU, perfiles de potencia de señal recibida (RSS, *Received Signal Strength*), etc.

Este aspecto es considerado clave en materia regulatoria y constituye un desafío desde el punto de vista de su creación y mantenimiento por parte de los organismos reguladores.

1.3 Un modelo de capas

Cuando nos referimos a una red de radios cognitivas (CRN, *Cognitive Radio Network*) estamos tratando con un conjunto de Transceptores de Radio con características de Radio Cognitiva, que orientarán su funcionamiento a optimizar

la utilización del espectro disponible de manera cooperativa o no, mediante la Asignación Dinámica del Espectro (DSA, *Dynamic Spectrum Assignment*).

Para la representación de los transceptores cognitivos, es cómodo establecer un modelo en capas de protocolo [5].

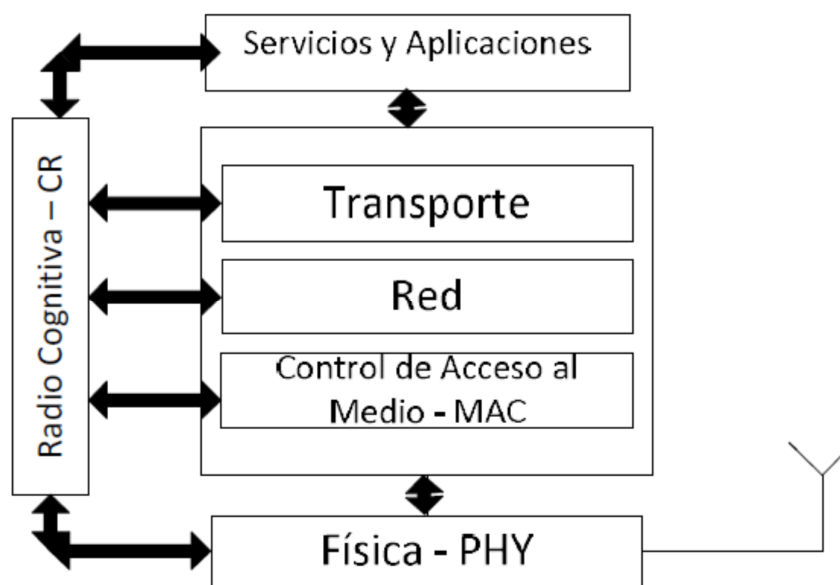


Figura 2 - Modelo de Capas

Capa física: En un modelo de CR, la Capa física es la encargada básicamente del sensado del espectro. A partir de dicho sensado, y de acuerdo al modelo de CRN implementado, debe detectar los huecos del espectro, oportunidades de uso, y estimar la interferencia sobre los usuarios primarios. Esta tarea de sensado involucra la determinación de las características de uso a través del análisis de multiplicidad de dimensiones como ser espacio, tiempo, frecuencia, código, etc.

El Front End de RF se implementa mediante un SDR de performance adecuada; se requieren conversores A/D de elevada tasa de muestreo, elevado rango dinámico, múltiples circuitos analógicos de front-end y procesador de señales de alta velocidad para poder realizar el procesamiento de las mismas en tiempo reducido.

Capa de Control de Acceso al Medio- MAC: Lleva a cabo la decisión de cuando el usuario CR debe o no acceder al medio, o sea transmitir o no transmitir. La decisión considera la probabilidad de que el sensado de la capa física puede o no ser erróneo; de esta manera debe informar a dicha capa, de ser necesario, cuándo sensar el AR para que la decisión sea acertada. Está encargada además de compartir el espectro con otros usuarios CR tomando las decisiones sobre el acceso al espectro, sincronizar los parámetros de transmisión (canal, timeslot, etc) entre transmisor y receptor, manejar el intercambio de información acerca de la detección entre usuarios primarios y secundarios para negociar la asignación de espectro, y entre usuarios secundarios para realizar el sensado de canales y acceso a los mismos. Otra función prevista es el manejo de la tarifación del uso espectral. Puede pensarse que cuando las CRN sean una tecnología difundida y madura exista la posibilidad que los usuarios primarios puedan cobrar por el uso del espectro vacante, e inclusive subastar dicha vacancia.

Capa de Red: Es la encargada de la construcción de la topología de la CRN, direccionamiento y enrutamiento. La construcción de la topología de la red involucra la detección del espectro, descubrimiento de los usuarios vecinos y manejo de la topología (movilidad, cambios posicionales en los vecinos, etc). Puede pensarse en un direccionamiento estático o dinámico. Algunas funciones de enrutamiento deben llevarse a cabo interactuando entre varias capas del modelo; por ejemplo, si la CRN es multisalto (multihop), las decisiones se tomarán en base a la topología, congestión de MAC y calidad y confiabilidad del enlace. Estas funciones de enrutamiento/reenrutamiento en las redes multihop deben realizarse en base a información confiable, lo que implica una actividad frecuente de esta capa e interacción frecuente con las capas inferiores.

Capa de Transporte: Está encargada del control de flujo y congestión. El rendimiento de la capa de transporte es una función mensurable del RTT (Round Trip Time). El TCP (Transmission Control Protocol) se ve afectado por la probabilidad de pérdida de paquetes, las cuales dependen de las funciones de

capas inferiores como ser el manejo del espectro, ancho de banda disponible, potencia de transmisión, interferencia, etc, las cuales pueden empeorar el RTT.

1.4 El estándar 802.22

El estándar 802.22 (Ver [7], [8], [9]) propone el despliegue de redes WRAN (*Wireless Regional Area Networks*) mediante el empleo de los denominados TV White Spaces. Este concepto trata del aprovechamiento de los huecos o segmentos del espectro no utilizados en las transmisiones de TV. Según el Reporte ITU-R M.2225, se define como TV White Space a:

“Una porción del espectro alocada en una banda al servicio de radiodifusión y usada para televisión, que está identificada por la administración como disponible para comunicaciones inalámbricas en un determinado tiempo, en una determinada área geográfica sobre una base de no interferencia y no protegida con respecto a otros servicios con una mayor prioridad a nivel nacional” (Ver [10]).

En particular en las transmisiones de TV digital aparecen modos de transmisión, dentro de los 6 MHz (5,7 MHz ocupados) de ancho de banda asignados a cada canal que pueden dejar huecos de espectro liberados para su utilización en otras aplicaciones. La estructura de transmisión empleada en la Norma ISDBTb (ver [11]) que se emplea en nuestro país también ofrece estas oportunidades de ocupación del espectro por parte de los SUs.

En particular las bandas de frecuencia que emplea la Televisión Digital son adecuadas para el despliegue de las redes WRAN por el alcance y penetración en especial para las zonas rurales, donde se presenta como una alternativa viable y económica para el despliegue de servicios de datos.

En función de lo anterior es que el sensado de espectro cobra para esta aplicación una importancia fundamental, y es por ello que resulta importante el estudio de modelos de sensado que estén relacionados con estas aplicaciones en particular.

1.5 Objetivos y organización de la tesis

El objetivo primario del presente trabajo es realizar un estudio comparativo de diferentes técnicas de sensado cooperativo de energía empleados en CR que se encuentran en la literatura.

Del objetivo primario se desprenden los siguientes objetivos secundarios:

- Modelización del sensado de canal.
- Simulación del proceso de toma de decisiones.
- Integración de los resultados.

Para la concreción de los objetivos es necesaria la revisión sistemática de artículos sobre la materia, como se expone en el Capítulo 2, donde se presenta un breve resumen del estado del arte para el sensado cooperativo.

La comparación que se realizará es entre algunos de los sistemas más sencillos de sensado mediante simulaciones. Para las simulaciones se emplean las herramientas provistas por el Matlab®.

El objetivo de las simulaciones es alcanzar un grado de entendimiento del tema, y de esa manera a continuación elaborar conclusiones a partir de las comparaciones propuestas.

El desarrollo de las herramientas de simulación con Matlab® presenta un desafío en sí mismo y es una parte importante del desarrollo del trabajo, junto con la recopilación y evaluación de los datos obtenidos en dichas simulaciones. De acuerdo a lo expuesto en el Apartado 1.4 para las simulaciones haremos uso de parámetros de modelización que se relacionan con la TV Digital, como ser cantidad de subportadoras OFDM, o los parámetros para el modelo de canal Rayleigh. (Ver [11] y [12] respectivamente).

Los detalles de la metodología seguida son presentados en el Capítulo 3, mientras que en el Capítulo 4 se muestran los resultados de la comparación de

algunos de los métodos de sensado más comunes. Finalmente, la tesis se cierra con las conclusiones y líneas de trabajo futuro en el Capítulo 5.

Capítulo 2

Estudio del Estado del Arte

Para la realización del presente capítulo se recurre a varios artículos de revisión como ser Akyildiz et al [6], Hossain et al [5], Axell et al [13], junto con el Cap. 5 del libro Foundations on Cognitive Radio [14].

Se incluye además una cantidad de bibliografía adicional que complementa el presente estudio, al final del presente trabajo de tesis.

2.1 Esquemas de sensado

En esta sección, se presentan diversos esquemas de sensado no cooperativo que luego podrán ser extendidos a metodologías cooperativas.

2.1.1 Clasificación de sistemas de sensado

Una de las clasificaciones de metodologías de Radio Cognitiva parte de la diferenciación entre el sensado de espectro directo y el indirecto [15]:

Técnicas de sensado directo: Se basan en detectar la actividad de los **receptores** del sistema primario de comunicación. Dos ejemplos de esta metodología son las técnicas de sensado de oscilador local o la detección proactiva. En el primer caso, es posible detectar emisiones espurias de los receptores activos del PU ya que en el proceso de down-conversion de la portadora de RF hacia la IF es inevitable que alguna porción de la

potencia del oscilador local acople hacia el puerto de entrada y sea irradiada por la antena. Los esquemas de control por lazo cerrado, como ser control de potencia, codificación/modulación adaptativas, retransmisión automática, han sido ampliamente utilizados en los sistemas que poseen canal de realimentación y es posible así que el receptor primario pueda reportar la calidad de su recepción al transmisor primario. La detección proactiva se basa en el sensado de este canal de realimentación del receptor hacia el transmisor primario.

Técnicas de sensado indirecto: Se corresponden con la detección de señales provenientes de **transmisores** primarios.

A continuación nos enfocaremos sólo en técnicas de sensado indirecto.

Cuando la detección la realiza individualmente cada CR, se la denomina detección local del espectro y puede modelizarse o formularse como un problema de hipótesis binaria:

$$y(t) = \begin{cases} n(t) & H_0 \\ h(t)s(t) + n(t) & H_1 \end{cases}$$

Donde: $y(t)$ es la señal recibida en el usuario CR; $n(t)$ es ruido blanco Gaussiano aditivo de media nula (AWGN); $h(t)$ es la ganancia del canal; $s(t)$ es la señal transmitida por el PU. H_0 es la hipótesis nula, de ausencia de señal emitida por el PU, y, H_1 es la hipótesis alternativa, de presencia de señal emitida por el PU. En este modelo simple, el canal no tiene memoria y la respuesta es instantánea (por ello no hay una convolución con la respuesta al impulso del canal).

Dado el procesamiento digital de la señal, es habitual asumir una versión discreta del modelo [13], [16]

$$y[k] = \begin{cases} n[k] & H_0 \\ h[k]s[k] + n[k] & H_1 \end{cases} \quad \text{Donde } k = 1, 2, \dots, N$$

Alternativamente puede expresarse como:

$$y[k] = \begin{cases} n[k] & H_0 \\ x[k] + n[k] & H_1 \end{cases} \quad \text{Donde } k = 1, 2, \dots, N$$

En esta caso se expresa $n[k]$ como el ruido, $x[k]$, la señal del usuario primario e $y[k]$, la señal recibida.

En una primera aproximación, y desde el punto de vista de la detección de señales pueden clasificarse a las técnicas de sensado como de detección coherente o no coherente. Las técnicas de detección coherentes implican el conocimiento a priori de la señal a reconocer, ya que la señal recibida debe compararse con ciertas características conocidas de la misma. En la detección no coherente no es necesario un conocimiento a priori de la señal a detectar.

Es posible además, una segunda clasificación de las técnicas de detección de acuerdo al ancho de banda espectral ocupado por la señal a sensarse, o sea banda ancha y banda angosta. Una subclasificación adecuada puede verse en la Fig. 3. En las próximas secciones desarrollaremos algunos conceptos de sensado usando filtro apareado, detección de características cicloestacionarias y detección de energía.

En la detección de señales es necesario formular el test de hipótesis adecuado; en este caso es necesario decidir por H_0 o H_1 , o sea la hipótesis nula (ausencia de emisión del PU) o por la hipótesis alternativa (presencia de emisión del PU). El test de hipótesis se formula estableciendo un umbral de detección, que es función principalmente de la sensibilidad del receptor y el piso de ruido del canal, el cual se compara con la señal detectada [17]

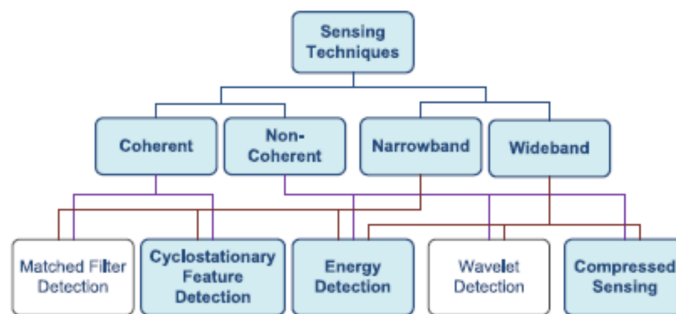


Figura 3 - Clasificación de las técnicas de Sensado-Tomado de [6]

$$\Lambda(y) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \eta,$$

donde $\Lambda(y)$ es un estadístico apropiado basado en la señal recibida y η es el umbral de decisión.

La performance del detector se cuantifica en función de la curva ROC (*Receiver Operating Characteristics*) la que determina la probabilidad de detección ($P_D = P(\Lambda(y) > \eta | H_1)$) como una función de la probabilidad de falsa alarma ($P_{FA} = P(\Lambda(y) > \eta | H_0)$). Variando el umbral de detección η es posible elegir el punto de operación del receptor sobre la curva ROC.

El problema fundamental del diseño de un detector es elegir adecuadamente el estadístico $\Lambda(y)$. Los algoritmos de detección pueden ser establecidos bajo los preceptos de la estadística clásica; o bien a través de la estadística Bayesiana [13]. De acuerdo a la estadística clásica, una de las dos hipótesis, H_0 o H_1 , es verdadera de manera determinística, o sea las hipótesis no están sujetas a probabilidad. Por lo tanto, se trata de elegir $\Lambda(y)$ y η de manera de maximizar P_D sujeto a restricciones sobre P_{FA} de modo que $P_{FA} \leq \alpha$. A esta forma de seleccionar el umbral se lo denomina Criterio de Neyman-Pearson. Cuando se considera el esbozo Bayesiano, en cambio, se asume que hay una probabilidad inherente (a priori, $P(H_0)$ y $P(H_1)$) a partir de la cual se elige la hipótesis verdadera. La tarea del detector es tomar una decisión a partir de las probabilidades a posteriori (luego de observar la señal) de manera de minimizar una función de costo determinada. Si bien la diferencia de enfoque es grande, ambas aproximaciones convergen al uso de la razón de verosimilitud (*likelihood ratio*) como estadístico:

$$\Lambda(y) = \frac{p(y | H_1)}{p(y | H_0)}$$

Para determinar $\Lambda(y)$ en la fórmula anterior debe conocerse exactamente la distribución de probabilidad de la señal y para ambas hipótesis. La dificultad es que, en la práctica, los parámetros exactos de la señal y el ruido son desconocidos. Para resolver este problema, en la metodología Bayesiana la estrategia es marginar en la función de probabilidad a los

parámetros desconocidos. Sea θ el vector que contiene a los parámetros desconocidos, la función de densidad de probabilidad debe computarse de la siguiente manera:

$$p(y|H_i) = \int p(y|H_i, \theta) p(\theta|H_i) d\theta,$$

donde $p(y|H_i, \theta)$ es la función de densidad de probabilidad condicional de la señal dados los parámetros θ y bajo la hipótesis H_i ; y $p(\theta|H_i)$ es la densidad de probabilidad a priori del vector de parámetros bajo la hipótesis H_i . Una crítica habitual al método Bayesiano es que traslada el problema de los parámetros desconocidos al de la determinación de una adecuada densidad a priori $p(\theta|H_i)$. Existen numerosos acercamientos posibles a la definición de esta densidad en la literatura, por ej., la elección de una distribución no informativa o bien aplicando el modelo de máxima entropía.

En la metodología clásica los parámetros desconocidos deben estimarse de alguna manera. Generalmente se emplea la estimación de máxima verosimilitud (*Maximum Likelihood Estimation*, MLE). La aplicación da origen al test generalizado de verosimilitud (*Generalized Likelihood-Ratio Test*, GLRT):

$$\frac{\max_{\theta} p(y|H_1, \theta)}{\max_{\theta} p(y|H_0, \theta)} \geq \eta.$$

2.1.2 Detección de Energía

Se trata de un método de detección no coherente en el cual el estadístico de prueba es una función de la energía detectada. Es el método de sensado más simple y más popular de los empleados en el sensado cooperativo. También es conocido como radiometría o periodograma [16].

El detector de energía mide la energía recibida durante un intervalo temporal finito y lo compara contra un umbral determinado. Este umbral depende del piso de ruido de la señal a detectarse. La principal ventaja es su simplicidad aunque presenta algunas desventajas que limitan su uso, a saber:

- *Tiempo de sensado*: Puede ser alto si pretende alcanzarse una probabilidad de detección determinada.

- *Performance de detección:* La misma está muy sujeta a la incertidumbre de la potencia de ruido.
- *Imposibilidad de emplear este método para distinguir las señales de los usuarios primarios (PU) a la de los usuarios cooperativos (CUs).*
- *Baja performance en condiciones de baja relación señal/ruido (SNR).*
- *No permite la detección de señales de espectro ensanchado (SS).*

De todas maneras, debe destacarse que la performance de detección puede mejorarse en el sentido cooperativo del espectro al aprovechar la ganancia cooperativa que pueda alcanzarse.

Debido a la no distinción de las transmisiones de los usuarios primarios y de los usuarios cooperativos, es que para emplear adecuadamente este método los usuarios secundarios deben sincronizarse en sus transmisiones de manera estricta y mantener un determinado tiempo silencioso (*Quiet Time*), o sea sin transmitir.

Si se ignora la estructura de la señal transmitida por los usuarios primarios, es común modelizar la señal como un proceso Gaussiano complejo, circularmente simétrico¹: $\vec{s} \sim N(0, \gamma^2 I)$, donde $\vec{s} = (s[1], s[2], \dots, s[N])^T$ es el vector de muestras de la señal en banda base. Recordemos que un vector de variables aleatorias complejas $\vec{y}$ es circularmente simétrico si $\vec{y}$ e $e^{i\phi}\vec{y}$ tienen la misma distribución. En el caso de una sola variable aleatoria compleja y , ésta es circularmente simétrica si y sólo si su parte real y su parte imaginaria son independientes e idénticamente distribuidas (i.i.d) con media cero y con distribución conjunta Gaussiana. En el caso en que $\vec{y}$ sea un vector de variables aleatorias complejas con distribución Gaussiana y media cero, $\vec{y}$ es circularmente simétrico si y sólo si $E[\vec{y}\vec{y}^t] = \mathbf{0}$ (obsérvese que esta no es la expresión de la matriz de covarianza). La distribución de un vector circularmente simétrico $\vec{y}$ con distribución conjunta Gaussiana está determinada por la matriz de covarianza.

El ruido también es modelado habitualmente como circularmente simétrico Gaussiano: $\vec{n} \sim N(0, \sigma^2 I)$, donde $\vec{n} = (n[1], n[2], \dots, n[N])^T$ es el vector de muestras del ruido en banda base. De lo anterior se desprende, entonces, que la señal detectada bajo la hipótesis

¹Véase, por ejemplo, Gallager, Robert G. <http://www.rle.mit.edu/rgallager/documents/CircSymGauss.pdf>.

H_1 (señal presente) será: $\vec{y} | H_1 \sim N(0, (\sigma^2 + \gamma^2) I)$. Para la hipótesis H_0 la distribución estará indicada como: $\vec{y} | H_0 \sim N(0, \sigma^2 I)$, donde σ^2 es la varianza del ruido.

Bajo estas premisas, la prueba queda

$$\Lambda(\vec{y}) = \frac{\|\vec{y}\|^2}{\sigma^2} = \frac{\sum_{k=1}^N |y[k]|^2}{\sigma^2} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \eta.$$

El significado de la ecuación está dado por la comparación del valor de la energía de la señal y la potencia de ruido contra un umbral determinado (ver [13] y [18], Cap. III). Usando el criterio de Neyman-Pearson,

$$\eta = \frac{\sigma^2}{2} F_{\chi_{2N}^2}^{-1}(1 - P_{FA}),$$

donde P_{FA} es la probabilidad de falsa alarma deseada y $F_{\chi_{2N}^2}^{-1}$ es la inversa de la función de probabilidad acumulada de una variable aleatoria χ^2 con $2N$ grados de libertad. Luego, la probabilidad de detección es:

$$P_D = 1 - F_{\chi_{2N}^2}\left(\frac{2\eta}{\sigma^2 + \gamma^2}\right) = 1 - F_{\chi_{2N}^2}\left(\frac{F_{\chi_{2N}^2}^{-1}(1 - P_{FA})}{1 + \frac{\gamma^2}{\sigma^2}}\right).$$

Para una probabilidad de falsa alarma y una relación señal-ruido ($= \gamma^2/\sigma^2$) fijas, P_D se puede mejorar incrementado el número de muestras N , es decir, aumentando el tiempo de detección. Por otro lado, para un número de muestras fijo, la probabilidad de detección mejora al aumentar la relación señal a ruido.

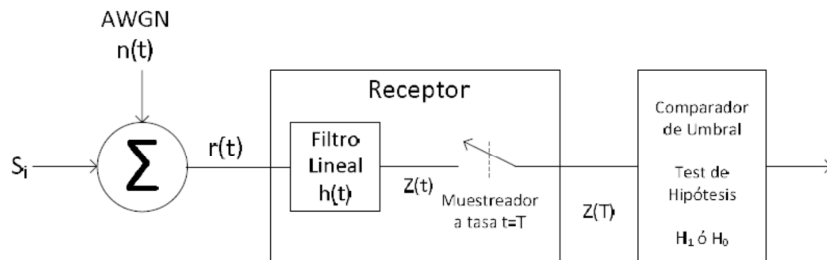


Figura 4 - Estructura de un receptor con detector de energía. Tomada de Sklar [46]

Esta aproximación a la detección de energía es muy simplificada. Un esquema más completo se muestra en la Figura 4, donde la señal, luego de atravesar un filtro lineal, es muestreada. En el caso de un filtro ideal de ancho de banda W y un tiempo de muestreo T , se pueden encontrar expresiones analíticas para las probabilidades de falsa alarma y de detección (ver, por ej., [19]).

Si bien en CR es necesario detectar señales de los PU, siendo éstas muy débiles, no siempre es posible la detección de las mismas y existe un límite teórico impuesto para dicha detección. Con niveles de SNR por debajo de un umbral de SNR denominado “pared de SNR” (SNR_{wall}), la detección de energía en el canal AWGN fallará completamente por más que el tiempo de detección sea arbitrariamente largo. Esto se debe, en parte, a incertidumbres e imprecisiones en el modelo del sistema de comunicación. Por ejemplo, consideremos la incertidumbre en la potencia de ruido (ver, e.g., [13]). Sea σ^2 la varianza de ruido estimada, y sea σ_t^2 la varianza de ruido verdadera. Podemos considerar que la varianza de ruido podrá ser estimada correctamente dentro de un intervalo $\frac{1}{\rho}\sigma_t^2 \leq \sigma^2 \leq \rho\sigma_t^2$ para $\rho > 1$. En este caso, para asegurar que la probabilidad de falsa alarma no supere un límite predeterminado y la probabilidad de detección sea un valor fijo, se puede demostrar que el número de muestras necesario tiende a infinito cuando la relación señal-ruido tiende a $\frac{(\rho^2-1)}{\rho}$. A este valor se lo denomina pared de ruido (SNR_{wall}).

2.1.3 Detección de Características Cicloestacionarias

Se dice que un proceso aleatorio es cicloestacionario cuando su media y su autocorrelación presentan características periódicas en el tiempo con algún período T_0 . La detección de características cicloestacionarias se trata de un método de detección coherente, ya que aprovecha la periodicidad de dichas características, de modo de identificar a los PUs que puedan estar presentes. Estas características pueden darse por el agregado de redundancias añadidas para codificación, o por particularidades de la modulación del transmisor; por ejemplo, la modulación OFDM agrega un prefijo cíclico (CP, *Cyclic Prefix*). Otro ejemplo se da cuando se tienen señales codificadas en espacio y tiempo, MIMO, Alamouti, etc.

Las señales que llevan estas características pueden distinguirse del ruido Gaussiano aditivo (AWGN) a través de la autocorrelación, ya que el ruido es una señal no correlacionada. Por este motivo, esta técnica en escenarios de bajo SNR, resultará más robusta que la técnica de detección de energía.

El método de detección cicloestacionario, si bien requiere del conocimiento a priori de determinada/s característica/s de las señales emitidas por los PUs, no hace necesaria la sincronización de los usuarios cooperativos durante el sensado, ni tampoco en la mayoría de los casos, el silencio cíclico de los usuarios durante el mismo, observándose una mejora en el rendimiento.

La detección cicloestacionaria permite, además de diferenciar las señales de los PUs del ruido, distinguir los diferentes tipos de transmisiones de los mismos.

Una de las principales desventajas de este método reside en la complejidad de procesamiento requerida, lo que hace que el método requiera tiempos de sensado más largos que el método de sensado de energía.

Se define una función de autocorrelación cíclica (CAF, *Cyclic Autocorrelation Function*) de la señal recibida [20]:

$$R_y^\alpha(\tau) = E[y(t + \tau)y^*(t - \tau)e^{j2\pi\alpha t}],$$

donde $E[\cdot]$: Valor esperado; $*$: conjugado complejo; α : frecuencia ciclo-estacionaria. La CAF de la señal recibida presenta periodicidad cuando la señal del usuario primario está presente, y al ser una función periódica admitirá una representación en una serie de Fourier, denominada densidad espectral cíclica (CSD, *Cyclic Spectral Density*),

$$S(f, \alpha) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} R_y^\alpha(\tau) e^{-j2\pi f\tau}$$

A diferencia del sensado de energía, cuyo test de hipótesis es en el dominio temporal, el sensado cicloestacionario conduce a un test de hipótesis en el dominio de la frecuencia, basado en el CSD. La función CSD tiene picos cuando la frecuencia cíclica α de la señal transmitida por el PU $y(t)$ tenga una frecuencia α coincidente con $\alpha = \frac{k}{T_0}$ siendo T_0 el período de $y(t)$. Por otra parte, puede afirmarse que bajo la hipótesis H_0 la función CSD

no presentará picos ya que el ruido Gaussiano es una señal no cicloestacionaria. Es por ello que, para distinguir ambas hipótesis (H_0 y H_1), puede emplearse un detector de picos o recurrir al test de hipótesis de probabilidad generalizada.

2.1.4 Detección con estadísticas de segundo orden

Puede darse el caso en que la función de autocorrelación no sea periódica pero sin embargo muestre variaciones temporales. En ese caso puede hacerse uso de las estadísticas de segundo orden de la señal, en particular de la función de autocorrelación (ACF, *Autocorrelation Function*), o sea:

$$R_y[n, \tau] \triangleq E[y[n] \cdot y^*[n + \tau]]$$

Una señal OFDM², por la inserción del prefijo cíclico, deja de ser estacionaria y la función de autocorrelación presentará un pico para $\tau = N_d$, donde N_d es la cantidad de muestras correspondientes al símbolo propiamente dicho. Por otra parte, en el caso de ruido aditivo blanco Gaussiano, la autocorrelación del ruido $R_w[n, \tau] = 0$ para todo $\tau \neq 0$. En el caso de multipath fading el modelo no sería distinto ya que si se toma , también se tendría $R_w[n, \tau] = 0 \forall \tau \neq 0$

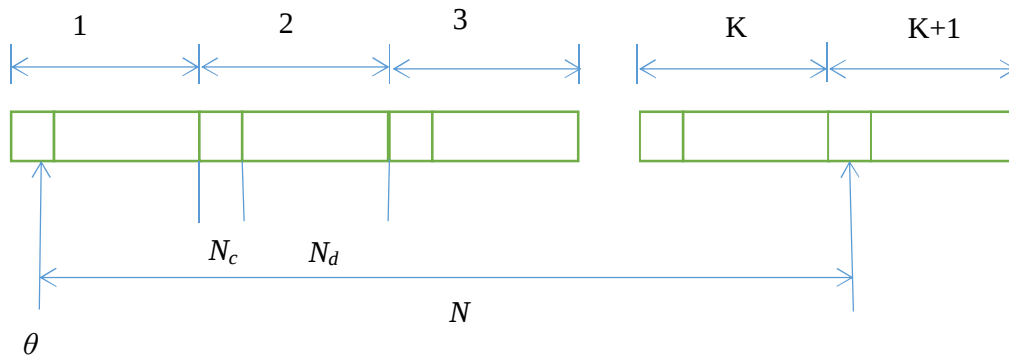


Figura 5 - Modelo de N muestras recibidas en OFDM – Ver [13]

² La modulación OFDM es la que emplean gran variedad de sistemas de comunicación actuales como WiFi, LTE, Sistemas de TV Digital (ISDB-T, DVB-T) y WiMAX, por lo que este tipo de detección cobra importancia.

Es evidente que la mejor performance del detector se observará cuando sean conocidos los parámetros N_d , N_c (número de muestras correspondientes al CP) y σ^2 (varianza del ruido). Si suponemos que la señal recibida $y[n]$ contiene una cantidad de muestras $N = K(N_c + N_d) + N_d$ (ver Figura 5), es posible plantear un estimador insesgado de la autocorrelación $R_y[n, N_d]$ (ver [12])

$$\hat{r}[n] \triangleq y[n]y^*[n + N_d]. \quad n = 1, 2, 3, \dots, K(N_c + N_d)$$

Puede demostrarse que $\hat{r}[n]$ y $\hat{r}[n + k(N_c + N_d)]$ tienen la misma distribución y son independientes. Puede definirse un valor medio del estimador, $\hat{r}[n]$

$$\hat{R}[n] \triangleq \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \hat{r}[n + k(N_c + N_d)], \quad n = 1, 2, \dots, N_c + N_d$$

Pueden plantearse una serie de tests de hipótesis de mayor o menor complejidad (ver, por ej., Axell et al. [12] [20]). Por ejemplo, se puede plantear

$$\max_{\theta} \left| \sum_{n=\theta+1}^{\theta+N_c} \hat{r}[n] \right| \geq_{H_0}^{H_1} \eta,$$

donde θ es una variable asociada con errores de sincronización. Para el empleo de este detector es necesario conocer los valores de N_c y N_d . Más aún, para poder determinar el umbral correctamente es necesario conocer también σ^2 , por lo que este detector es susceptible de verse afectado por el SNR_{Wall} .

Si se desean tomar en cuenta K símbolos (Axell et al. [13] y [21]), el test de hipótesis a considerar tiene la forma:

$$\max_{\theta \in \{0, 1, \dots, N_c + N_d - 1\}} \left| \sum_{n \in S_{\theta}} \hat{R}[n] \right| \geq_{H_0}^{H_1} \eta,$$

donde $S_{\theta} \subseteq \{1, 2, \dots, N_c + N_d\}$ es el conjunto de índices consecutivos para los cuales $E[\hat{R}[n]] \neq 0$ para el error de sincronización θ . Para el empleo de este detector es necesario conocer los valores de N_c y N_d .

También es posible utilizar un detector que emplea una forma empírica de autocorrelación normalizada con la potencia recibida (ver Axell et al. [13] y [22]):

$$\frac{\sum_{n=1}^{N-N_d} \text{Re}(\hat{r}[n])}{\sum_{n=1}^N |y[n]|^2} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \eta.$$

Una ventaja de este test es que necesita conocimiento de N_d y no de N_c . Sin embargo no aprovecha el hecho que las señales OFDM son no estacionarias, ya que todas las muestras de $\hat{r}[n]$ tienen el mismo peso. En este test no se requiere el conocimiento previo de σ^2 .

Existe un test (ver Axell et al. [13], y [23]), que puede considerarse una aproximación al test de hipótesis generalizado:

$$\max_{\theta \in \{0,1, \dots, N_c + N_d - 1\}} \frac{\sum_{n=1}^{N_c+N_d} |\hat{R}[n]|^2}{\sum_{n \in S_\theta} \left| \hat{R}[n] - \frac{1}{N_c} \sum_{i \in S_\theta} \text{Re}(\hat{R}[i]) \right|^2 + \sum_{n \notin S_\theta} |\hat{R}[n]|^2} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \eta.$$

Este test de hipótesis tiene en cuenta la falta de sincronización entre Transmisión y Recepción, considerando además, la varianza del ruido y la potencia de señal como parámetros desconocidos. Es evidente que el SNR_{Wall} no afecta a este detector a diferencia de los anteriores. Este detector también utiliza el hecho que la señal no es estacionaria. El costo que debe pagarse por estas ventajas reside en que es necesario conocer N_c , o sea la longitud del CP.

2.1.5 Detección mediante la estructura de la matriz de covarianza

La correlación de las señales, o su estructura está determinada por una forma específica de la matriz de covarianza. Por ejemplo, si la señal es recibida por múltiples antenas (SIMO, *Single Input / Multiple Output*) o MIMO, (*Multiple Input / Multiple Output*), o cuando se codifica con un código bloque ortogonal de espacio-tiempo (OSTBC, *Orthogonal Space-Time Block Code*), o para una señal OFDM; en todos estos casos la matriz de covarianza tendrá una estructura de valores propios conocida (por ejemplo su multiplicidad es conocida, ver Axell et al. [24]).

Consideremos para comenzar, que se recibe un único símbolo por múltiples antenas (SIMO); se tiene, además L ($L > 1$) antenas en el receptor. Bajo la hipótesis H_1 , la señal en el receptor será:

$$y[n] = \vec{h} \cdot s[n] + \vec{w}[n], \quad n = 1, 2, \dots, N,$$

siendo $\vec{h}$ un vector de dimensión $L \times 1$ que representa al canal, y $s[n]$ la secuencia de símbolos transmitida. Se considera, además, que $s[n] \sim N(0, \gamma^2)$, y, como hasta ahora, $\vec{w}[n] \sim N(0, \sigma^2 \mathbf{I})$, entonces la matriz de covarianza bajo la hipótesis H_1 será:

$$\mathbf{R} \triangleq E[y[n] y[n]^H | H_1] = \gamma^2 \vec{h} \vec{h}^H + \sigma^2 \mathbf{I}.$$

Si tenemos a $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L$ los autovalores³ de $\mathbf{R}$ ordenados en orden descendente; al tener $\vec{h} \vec{h}^H$ rango 1, entonces será: $\lambda_1 = \gamma^2 \|\vec{h}\|^2 + \sigma^2$ y $\lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_L = \sigma^2$. Es decir, $\mathbf{R}$ tiene 2 autovalores, uno con multiplicidad 1 y el otro con multiplicidad $L - 1$.

Sea la matriz de covarianza muestral:

$$\hat{\mathbf{R}} \triangleq \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y[n] y[n]^H$$

Del mismo modo que para $\mathbf{R}$, sean $v_1, v_2, \dots, v_L$ los autovalores de $\hat{\mathbf{R}}$ ordenados en orden descendente. Bajo la hipótesis H_1 existirá un único autovalor dominante ya que el rango del vector de canal es 1. Puede demostrarse que el Test de Verosimilitud Generalizado (GLRT) cuando el valor del vector de canal $\vec{h}$ y las potencias de ruido σ^2 y del canal γ^2 , son desconocidas es:

$$\frac{v_1}{\text{Traza}(\hat{\mathbf{R}})} = \frac{v_1}{\sum_{i=1}^L v_i} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \eta$$

Todas las consideraciones anteriores se basan en observaciones independientes $y[n]$ en antenas múltiples.

Sea $\vec{y}[n] = [y[n], y[n+1], \dots, y[n+L-1]]^T$ para un $L > 0$. De manera más general puede considerarse que:

$$\vec{y}[n] = \mathbf{G} \cdot \vec{s}[n] + \vec{w}[n], \quad n = 1, 2, \dots, N,$$

donde $\mathbf{G}$ es una matriz de bajo rango, $\vec{s}[n] \sim N(0, \gamma^2 \mathbf{I})$ se consideran variables aleatorias independientes e idénticamente distribuidas. La matriz de covarianza será entonces:

³ Autovalores o valores propios serán sinónimos a lo largo de este texto.

$$\mathbf{R} = \gamma^2 \mathbf{G} \mathbf{G}^H + \gamma^2 \mathbf{I} \text{ para } H_1.$$

Para $\mathbf{R}$ se supone que tiene d distintos autovalores con multiplicidades $q_1, q_2, \dots, q_d$, respectivamente. Esto es observable cuando la señal posee alguna estructura específica (por ej., sistemas MIMO, modulación OFDM, etc.). En general para sistemas MIMO existen autovalores que son significativamente mayores al resto; estando la cantidad de autovalores más significativos asociada a la cantidad de caminos independientes entre las antenas transmisoras y las receptoras, lo que en definitiva define el rango de la matriz asociada al canal.

Puede demostrarse que el GLRT cuando los autovalores son desconocidos, pero tienen multiplicidad y orden conocido será:

$$\frac{\left(\frac{1}{L} \text{Traza}(\hat{\mathbf{R}})\right)^L}{\prod_{i=1}^d \left(\frac{1}{q_i} \sum_{j \in S_i} v_j\right)^{q_i}} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \eta$$

Donde el conjunto de índices

$$S_i \triangleq \left\{ \left(\sum_{j=1}^{i-1} q_j \right) + 1, \dots, \sum_{j=1}^i q_j \right\} \quad i = 1, 2, \dots, d.$$

Si los parámetros de la señal son completamente desconocidos, aunque puede explotarse la estructura de la misma covarianza, conviene tratar el tema en el ámbito de los “detectores ciegos” (*blind detectors*). No se tratará el análisis detallado de este tipo de detectores; para más información sobre los mismos es posible remitirse a [25], [26] y [27].

2.1.6 Sensado de espectro mediante bancos de filtros

El detector de filtro apareado, o detección basada en bancos de filtros es la técnica lineal óptima de detección de señales si la señal es conocida. La ventaja principal reside en el bajo tiempo requerido para determinar la probabilidad de falsa alarma de la señal o detección errónea, sobre todo en ambientes de baja relación señal-ruido (SNR).

El número de muestras requerido es función de la inversa del SNR ($1/\text{SNR}$). La principal desventaja de esta metodología es el perfecto conocimiento que se necesita de la

señal recibida (ancho de banda, frecuencia de operación, modulación, conformado de pulsos, formato de trama para todos los tipos de señales pasibles de ser usuarios primarios dentro del AR en que se encuentre el/los transceptor/es que sean usuarios secundarios).

Si el sistema de CR explota un sistema de portadoras múltiples (sistema multicarrier) mediante el empleo de bancos de filtrado, el mismo puede emplearse con ambos propósitos: transmisión y sensado de espectro. Esta metodología reduce el costo y aprovecha la complejidad propia del transceptor de CR.

Consideremos el caso en que es necesario estimar el espectro de una señal cuya banda es $\left\{f - \frac{B}{2}, f + \frac{B}{2}\right\}$. El periodograma asociado para la estimación del espectro del proceso aleatorio $y[n]$, basado en N muestras, en la banda expuesta está dado como [13]:

$$\hat{S}(f) = \left| \sum_{n=1}^N v[n] y[n] e^{-j2\pi f n} \right|^2,$$

donde $v[n]$ representa una función ventana. La misma es la respuesta al impulso finito (FIR, *Finite Impulse Response*) de un filtro pasa-bajos de ancho de banda B (filtro prototipo). En este caso $v[n]e^{-j2\pi f n}$ es un filtro pasa banda centrado en la frecuencia f .

El estimador espectral del banco de filtros mejora la estimación empleando filtros prototipo múltiples $v_k[n]$, y promediando la energía de los filtros; se puede expresar el espectro del k -ésimo filtro como:

$$\hat{S}_k(f) = \left| \sum_{n=1}^N v_k[n] y[n] e^{-j2\pi f n} \right|^2.$$

Deben elegirse adecuadamente los filtros prototipo. El método llamado “multitaper” usa secuencias especiales denominadas “Slepianas”. Estas secuencias poseen máxima energía en el lóbulo principal y son ortonormales. La ortonormalidad es una condición requerida para asegurar que las salidas de los filtros prototipo no estén correlacionadas (ver, por ejemplo, [28]).

Luego de estimar el espectro en una banda de frecuencias de interés, se puede tomar una decisión, por ejemplo, usando una prueba de detección de energía.

2.1.7 Sobre el Sensado de Banda Ancha y el Sensado Multibanda

En muchas aplicaciones de radio cognitiva es necesario sensar una considerable porción del espectro, lo que resultará en una tasa de muestreo requerida muy alta y una gran potencia consumida en los conversores A/D. Una solución relativamente simple es dividir el canal de banda ancha en múltiples porciones paralelas de canales de banda angosta y sensar en conjunto la transmisión de dichos canales.

En muchos casos un canal de banda ancha puede estar compuesto de múltiples subcanales, por ejemplo, una transmisión de televisión digital que dentro del ancho de banda asignado al canal, incorpora diferentes subcanales. En algunos casos esos subcanales pueden no ser contiguos, pudiendo inclusive algunos estar ocupados y otros no. A partir de las premisas anteriores es que debe establecerse un criterio de decisión cuando dichos canales, y sus subcanales, se encuentran ocupados o no. En una primera aproximación, y como criterio simplificado, puede asumirse que todos los subcanales y sus parámetros desconocidos son independientes entre sí. De esta manera el test se reduce al test de hipótesis binario (H_0 , H_1). En la práctica los subcanales no son independientes, y la ocupación del usuario primario puede estar correlacionada, o bien la varianza de ruido puede ser desconocida, pero estar correlacionada con las bandas ocupadas. En esta situación el problema de la detección es un problema con un test de hipótesis compuesto, cuya complejidad crece exponencialmente con el número de subcanales. Para más detalles, ver, por ejemplo, [29].

2.1.8 Sensado Compresivo

El sensado de espectro compresivo [13] se basa en la idea que una señal analógica $y(t)$ con ancho de banda $2B$ o una tasa de muestreo Nyquist de $1/T$ puede muestrearse por debajo de dicha tasa dentro de un intervalo $t \in [0, N_b T)$, a través de un proceso lineal de muestreo especial llamado a menudo convertidor analógico-a-información (Convertidor A/I).

El vector de muestreo z de dimensión $M_b \times 1$, o sea $z = [z[1], \dots, z[M_b]]^T$, puede expresarse como:

$$z = \Phi y.$$

La ecuación anterior es a efectos ilustrativos, ya que representa un proceso que es realizado en el dominio analógico; y es el vector $y = [y[1], \dots, y[N_b]]^T$, de dimensión $N_b \times 1$, obtenido mediante el muestreo de la señal a la tasa de Nyquist en el intervalo $t \in [0, N_b T)$ y Φ es una matriz de medición, de dimensión $M_b \times N_b$, y $M_b \ll N_b$.

La tasa de compresión resultante, comparada con la tasa de muestreo de Nyquist es M_b/N_b , dependiendo del tipo de conversor A/I empleado la matriz de mediciones puede tomar diferentes formas. Un recurso empleado en el sensado de banda ancha es usar un muestreo no-uniforme; en este caso en general Φ consiste en M_b filas aleatoriamente seleccionadas de la matriz identidad de dimensión $N_b \times N_b$. Otra posibilidad es tomar un demodulador aleatorio, en cuyo caso Φ consiste de elementos aleatorios distribuidos uniformemente o normalmente.

Una forma de ver el muestreo compresivo es considerando $z = \Phi y$ como un sistema de ecuaciones, donde y es el vector de incógnitas. Dado que hay más incógnitas que ecuaciones, hay una infinita cantidad de soluciones posibles a menos que se impongan algunas restricciones. Comúnmente, las restricciones se basan en considerar que existe una base Ψ en la cual el vector y es raro (sparse), es decir, que se puede escribir $y = \Psi s$, donde s posee unos pocos elementos no-nulos.

Existen muchas variantes que aplican esta metodología de detección que pueden encontrarse en la bibliografía, ver por ejemplo [30], [31], [32].

2.1.9 Optimización de la capacidad:

Uno de los factores que deben tenerse en cuenta al estudiar el sensado cooperativo del espectro está dado por las limitaciones de rendimiento que se presentan en las redes de radios cognitivas (CRN). Los fundamentos para el estudio de este tema fueron dados por Liang et al. [33]. Para el análisis se considera que una red de radios cognitivas presentan para el sensado del espectro una estructura de tramas de acuerdo a la Figura 6.

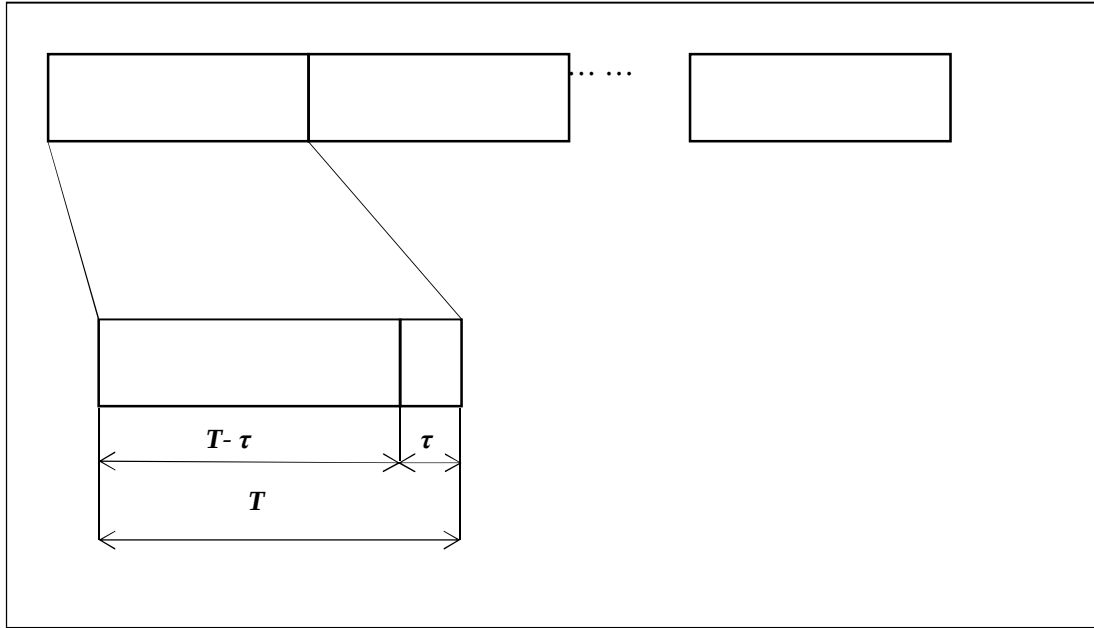


Figura 6 - Estructura de tramas para una CRN de sensado periódico – τ : slot de sensado –
 $T - \tau$: slot de transmisión de datos

Se distingue en la trama un slot de sensado y un slot de transmisión, con duraciones τ y $T - \tau$ respectivamente. Durante el sensado del espectro los usuarios CR (Secundarios) chequearán el espectro para determinar si algún PU está o no ocupándolo y al inicio del siguiente slot de transmisión el usuario CR transmitirá si el espectro está desocupado. La longitud del time-slot de sensado afecta la eficacia del sensado ya que a mayor longitud del time-slot de sensado, mayor es la probabilidad de que no se produzcan falsos positivos, o sea se maximiza P_D , aunque esto claramente tiene el costo de disminuir el rendimiento del usuario secundario al disminuir el tiempo disponible para la transmisión. El equilibrio óptimo entre sensado y transmisión se plantea al maximizar el rendimiento de los CR (usuarios secundarios) sin afectar en nada la calidad de servicio (QoS, Quality of Service) de los PUs.

Sea C_0 el rendimiento de la red de usuarios secundarios cuando operan en ausencia de los PUs, y sea C_1 el rendimiento de la misma red cuando opera en presencia de los PUs. Para el primer caso es válida la expresión:

$$C_0 = \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_n} \right),$$

donde P_s y P_n son la potencia recibida por el usuario CR (usuario secundario) y la potencia de ruido, respectivamente. Para el segundo caso C_1 representa el rendimiento al encontrarse los PUs presentes. Hay que destacar que en este caso el PU está presente pero no ha sido detectado por el usuario CR. Por lo tanto,

$$C_1 = \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_p + P_n} \right),$$

donde debe agregarse P_p como la potencia de interferencia debida al PU no detectado.

Definidos los eventos H_0 y H_1 , o sea ausencia o presencia de señal del PU respectivamente; si llamamos $P(H_0)$ y $P(H_1)$ a las probabilidades de ausencia o presencia de señales del usuario PU (actividad o inactividad del usuario PU); es claro que $P(H_0) + P(H_1) = 1$.

Se pueden distinguir dos escenarios en los cuales un usuario CR puede operar en la banda ocupada por un PU:

- Usuario primario no presente, no hay falsa alarma generada por el usuario secundario. En este caso el rendimiento que puede alcanzar en el link el usuario CR es:

$$\frac{T - \tau}{T} C_0.$$

La probabilidad de ocurrencia de este escenario es $(1 - P_{FA}(\eta, \tau))P(H_0)$, donde P_{FA} es la probabilidad de falsa alarma que depende de τ y el umbral del detector η (por ej., un detector de energía en este caso).

- Usuario primario activo, pero no detectado por el usuario CR. En este caso el rendimiento que puede alcanzar en el link el usuario CR es:

$$\frac{T - \tau}{T} C_1.$$

La probabilidad es $(1 - P_D(\eta, \tau))P(H_1)$, donde P_D es la probabilidad de detección.

Finalmente, si definimos:

$$R_0(\eta, \tau) = \frac{T - \tau}{T} C_0 (1 - P_{FA}(\eta, \tau))P(H_0),$$

$$R_1(\eta, \tau) = \frac{T - \tau}{T} C_1 (1 - P_D(\eta, \tau)) P(H_1),$$

entonces

$$R(\eta, \tau) \triangleq R_0(\eta, \tau) + R_1(\eta, \tau),$$

es el rendimiento promedio del usuario CR.

El objetivo de optimizar el rendimiento del sensado es buscar una solución al problema de encontrar un tiempo τ de sensado óptimo para cada trama de modo de lograr un rendimiento aceptable al mismo tiempo que los usuarios PU se encuentran protegidos contra interferencias. Matemáticamente el problema se plantea como:

$$\max_{\tau} R(\eta, \tau) \text{ tal que } P_D(\eta, \tau) \geq \bar{P}_D,$$

siendo $\bar{P}_d$ el valor de probabilidad objetivo con el cual se considera que los usuarios PU se encuentran lo suficientemente protegidos. Liang et al. [33] establece que el valor de $\bar{P}_d$ debe elegirse cercano a 1 pero menor, en relaciones de bajo SNR sobre todo (802.22 elige $\bar{P}_D = 0.9$ para un SNR de -20dB, ver Ref. [34]).

2.2 Modelos de sensado cooperativo:

2.2.1 Limitaciones del sensado de espectro:

El sensado de espectro empleando un único usuario CR presenta inconvenientes; en principio debido a que la sensibilidad de un único detector puede ser insuficiente por restricciones de energía, con más razón si el usuario CR se ubicara en una zona donde el usuario primario se encuentre profundamente atenuado o desvanecido, y por consiguiente perder la detección del mismo por parte del usuario CR. Es posible además que, si bien el usuario primario se encuentre bloqueado para su detección por parte del usuario CR, el usuario licenciado pueda no tener la recepción del usuario CR bloqueada, lo que originaría un problema denominado como de “problema del terminal oculto”. El resultado de este problema es que el usuario secundario (CR) podría interferir al usuario primario de manera significativa.

El sensado cooperativo se presenta como una posible solución para mejorar la sensibilidad del sensado de espectro y aumentar la robustez de los usuarios CR al fading y al problema del terminal oculto.

2.2.2 Modelos Centralizado, Distribuido y Asistido por Relevos:

El concepto básico del sensado cooperativo consiste en el empleo de múltiples sensores y la combinación de sus mediciones en una única decisión común. Es posible establecer modelos del sensado cooperativo de acuerdo a como es el manejo de la información que aportan los usuarios cooperativos para la toma de decisiones; forma parte del estudio del sensado cooperativo la evaluación del rendimiento debido al intercambio de datos de sensado, entendiéndose que este rendimiento depende directamente de la estructura de cooperación que se establece entre los usuarios secundarios (o usuarios CR) cooperativos.

A priori es posible establecer tres modelos distintos:

Centralizado: En el caso del sensado centralizado existe un usuario secundario en particular que centraliza las tareas de decisión, y la posterior comunicación de sus resultados al resto de los usuarios; este usuario se llama estación base (BS, base station) o fusion center (FC).

Distribuido: En los esquemas de sensado distribuido no existe un FC, ya que los usuarios cooperativos se comunican entre sí y toman decisiones mediante el empleo de un algoritmo distribuido, que se aplica iterativamente entre los usuarios cooperativos hasta converger en una decisión. Se define como fusión de datos (*Data Fusion*), al proceso encargado de combinar los resultados reportados o compartidos por los diferentes usuarios CR de modo de poder tomar la decisión cooperativa.

Asistido por relevos (relay-assisted): En el sensado asistido por relevos o relay-assisted se trata de mejorar la performance de los canales de reporte y sensado ya que los mismos están sujetos a deficiencias como ser fading y atenuaciones. Por ejemplo, determinado usuario puede circunstancialmente tener inconvenientes para reportar sus datos de sensado, pero estar en condiciones óptimas de recibir información de otros usuarios CR, al mismo tiempo que otro usuario puede estar en mejores condiciones para

reportar los suyos. En este modelo ambos usuarios CR pueden complementarse para mejorar su performance mediante la asistencia entre ambos (o varios entre sí), y de este modo llevar la información del sensado o el reporte de la decisión del FC hacia el resto de los usuarios CR. Este esquema puede usarse ya sea en un modelo distribuido o en un modelo centralizado.

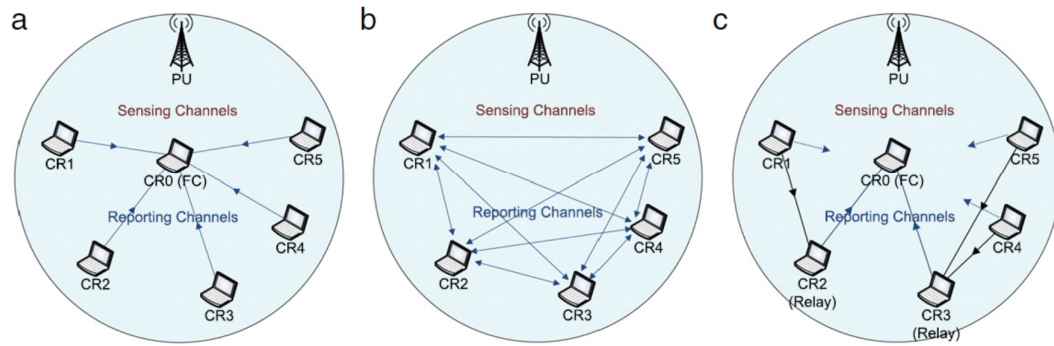


Figura 7 - Sensado cooperativo - a: centralizado, b: distribuído, c: asistido por relevos
- Tomada de Akyildiz et al [6].

Algunos autores consideran al esquema centralizado como sensado cooperativo de un solo salto (one-hop) y al sensado relay-assisted como multi-saltos (multi-hop).

2.2.3 Modelos de fusión paralela:

En el modelo de fusión paralela de datos, se trata de lograr una adecuada performance de detección empleando las técnicas de procesamiento de señales de manera distribuida para determinar cómo las observaciones se combinan y cómo se toman las decisiones. Cada usuario CR individualmente sensa el AR y recibe los resultados de otros usuarios CR para tomar su decisión; si la decisión producto de su sensado individual (criterio local) no es consistente con la decisión basada en los sensados del resto de los usuarios cooperativos, el usuario CR volverá a repetir los pasos iterativamente hasta converger a un resultado que satisfaga el criterio local.

En el caso específico de un sistema centralizado, un grupo de sensores distribuidos espacialmente observan un fenómeno físico H a través de y_i observaciones y reportan u_i eventos a un procesador central o fusion center (FC). El FC, es el encargado de combinar los resultados de las observaciones individuales u_i y combinarlas en una única decisión u .

Este esquema de sensado sigue un modelo de tres pasos:

- Sensado local
- Reporte de datos
- Fusión de datos

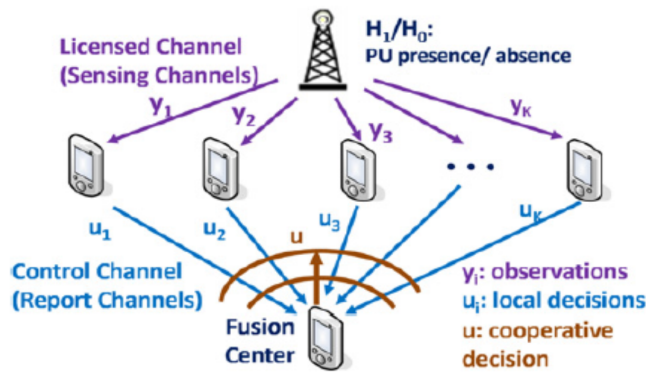


Figura 8 - Esquema de Sensado Cooperativo Centralizado o Fusión Paralela - Tomada de Akyildiz et al [6].

Se entiende que todos los usuarios CR se encuentran coordinados y sincronizados por el FC para el sensado del canal y/o la banda de interés y el reporte de los resultados.

En general, el FC selecciona el canal y solicita al resto de los usuarios CR secundarios el envío de los resultados de cada uno de los sensados locales a través de un canal ad-hoc llamado canal común de control. El FC recibirá a posteriori los resultados del sensado a través del llamado canal de reporte. El FC posteriormente combina los resultados de las observaciones locales y toma una decisión cooperativa; esta decisión se retransmite a todos los usuarios cooperativos.

En el sensado cooperativo la combinación de las mediciones de los sensores distribuidos para lograr combinarlas y arribar a una única decisión puede realizarse mediante diferentes esquemas de combinación, como ser la “combinación dura” o “hard combining” o bien la denominada “combinación blanda” o “soft combining”. En el caso de hard combining, cada CR toma una decisión local y comparte dicha decisión para realizar la fusión y tomar una decisión global: la decisión cooperativa se toma combinando decisiones individuales. En el caso de soft combining, cada CR comparte más información, esto es, un estadístico basado en la señal recibida, antes de tomar ninguna decisión: la decisión global se toma combinando información de cada usuario.

2.2.4 Combinación Blanda o Soft Combining:

Para el análisis de este tipo de combinación de resultados se definen las siguientes variables: $\mathbf{P_d}$: probabilidad de detección para el usuario individual; $\mathbf{P_{nd}}$: probabilidad de no detección para el mismo usuario; $\mathbf{P_{fa}}$: Probabilidad de falsa alarma para el usuario individual; mientras que las mismas variables consideradas globalmente (o sea a partir de la decisión del FC) se llamarán $\mathbf{P_D}$, $\mathbf{P_{ND}}$ y $\mathbf{P_{FA}}$ respectivamente.

Asumamos que existen M sensores. Los escenarios bajo las dos hipótesis posibles son

$$H_0: y_m = w_m, \quad m = 1, 2, \dots, M$$

$$H_1: y_m = x_m + w_m, \quad m = 1, 2, \dots, M$$

Donde y_m es el vector de muestras recibidas por el sensor m , w_m es un vector de ruido aditivo y x_m es la señal recibida proveniente de un PU. Supongamos que las señales recibidas por cada uno de los sensores son independientes entre sí. Sea $y = [y_1^T, y_2^T, \dots, y_M^T]$ la matriz de señales recibidas por los M sensores.

La razón de verosimilitud logarítmica es:

$$\log \frac{p(y|H_1)}{p(y|H_0)} = \log \left(\prod_{m=1}^M \frac{p(y_m|H_1)}{p(y_m|H_0)} \right) = \sum_{m=1}^M \log \left(\frac{p(y_m|H_1)}{p(y_m|H_0)} \right) = \sum_{m=1}^M \Lambda^{(m)},$$

siendo

$$\Lambda^{(m)} = \log \frac{p(y_m|H_1)}{p(y_m|H_0)}$$

la razón de verosimilitud logarítmica para el m -ésimo sensor. Es fácil ver que, si la señal recibida en todos los sensores es independiente, la regla de fusión óptima es la suma de las razones de verosimilitud locales para los M sensores. Por esta razón, la metodología cooperativa óptima es compartir las razones de verosimilitud locales antes de tomar una decisión, y luego combinar dichas razones: un caso de soft combining.

Si se toma el caso donde los vectores w_m son independientes con $w_m \sim N(0, \sigma_m^2 I)$, y los vectores de señal $x_m \sim N(0, \gamma_m^2 I)$. Luego de la aplicación de las premisas anteriores la razón de verosimilitud logarítmica puede escribirse como:

$$\sum_{m=1}^M \frac{\|y_m\|^2}{\sigma_m^2} \frac{\gamma_m^2}{(\sigma_m^2 + \gamma_m^2)}$$

En el caso particular donde $\sigma_m^2 = 1$, y entonces es γ_m^2 equivalente a la relación señal-ruido (SNR) experimentada por el m -ésimo sensor se llega al mismo resultado. En [34], por ejemplo, el esquema óptimo de combinación se obtiene otorgando diferentes pesos en a los diferentes usuarios CR de acuerdo a sus respectivas SNR instantáneas.

Es interesante mencionar que en Mishra et al. [36] se describe la influencia de uno o varios usuarios maliciosos en el rendimiento del sensado cooperativo. Se postula que el umbral individual de sensibilidad alcanzable con una fracción $1/N$ de usuarios maliciosos es el mismo que se alcanzaría con un sistema de N usuarios confiables. Otro aspecto que tiene en cuenta el mismo trabajo es la correlación entre los sensores; ya que dicha correlación disminuye severamente el rendimiento de sensado cooperativo.

2.2.5 Combinación Dura o Hard Combining:

La detección cooperativa óptima se da cuando todos los usuarios cooperativos transmiten su información de sensado al centro de fusión, y este las combina para tomar una decisión común; basada en un esquema de soft-decision. Este tipo de esquema implica que el FC tenga acceso a toda la información disponible de los sensores y realice una detección óptima; por lo que este proceso requiere que la cantidad de datos transmitida hacia el FC sea relativamente considerable.

En el otro extremo tenemos el caso de detección cooperativa en donde cada uno de los usuarios envía al FC o se comparte con los demás usuarios el resultado de su propia decisión individual, transmitiendo solamente un valor binario. Estos resultados los combinará el FC mediante una combinación dura o hard decisión mediante alguna regla de decisión común. Dos de las reglas de decisión más comunes son: i) decisión por mayoría simple; ii) decisión a partir de la detección de un PU por al menos uno de los M usuarios cooperativos.

Para modelizar este esquema, se supone que las estadísticas individuales $\Lambda^{(m)}$ se reducen a un único bit, de tal manera que $\Lambda^{(m)} \in \{0, 1\}$, es la hard-decision del m -ésimo sensor. Se da el valor 1 cuando se detecta una señal y un 0 cuando no hubo detección. La regla de votación decide que un usuario primario está presente cuando al menos C de los M sensores detectaron una señal. Es decir, se decide H_1 cuando

$$\sum_{m=0}^{M-1} \Lambda^{(m)} \geq C,$$

siendo $1 \leq C \leq M$. La decisión por mayoría simple es un caso especial de la regla de votación cuando $C=M/2$. La otra regla común es la de “al menos 1”, donde se toma $C=1$, procurando maximizar la probabilidad de detección.

Puede demostrarse que las reglas de votación óptimas tienen su punto de quiebre cuando la probabilidad local de falsa alarma para cada detector P_{fa} y la probabilidad de no detección P_{nd} son del mismo orden. En general es:

- cuando $P_{fa} \ll P_{nd}$, la regla óptima es la que utiliza $C=1$;
- cuando $P_{fa} \gg P_{nd}$, la regla óptima es la que utiliza $C=M$.

Entre estos dos extremos se encuentran todos los casos posibles.

2.2.6 Modelos basados en la teoría de juegos

El análisis de la cooperación entre los usuarios CR puede modelizarse también mediante la aplicación de la teoría de juegos. El sensado cooperativo se modeliza como un juego donde existe un conjunto de jugadores, cada uno de ellos representa un usuario

CR cooperativo. Establecida la naturaleza del juego es como se modelará el comportamiento de los usuarios CR.

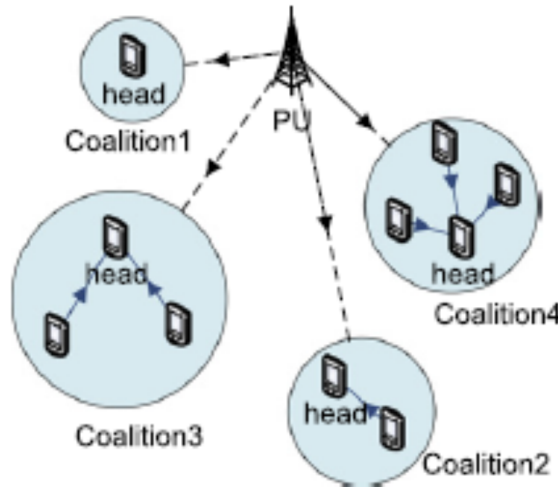


Figura 9 - Modelo cooperativo – Juego de coalición. Tomada de Akyildiz et al [6]

Existen en la literatura dos tipos de juegos principales:

- Juegos de coalición
- Juegos evolucionarios

En los juegos de coalición los grupos de usuarios CR cooperan en forma de grupos llamados coaliciones, mientras que en un juego evolucionario los usuarios CR son usuarios “egoístas” que pueden elegir cooperar o no dependiendo de su propia conveniencia; también se los llama juegos de regateo (*bargaining games*).

Como ejemplo de enfoque a través de teoría de juegos, a continuación se presenta una metodología explicada en la Ref. [37]. Allí, se modeliza un juego de coalición no-transferible (N, v) , donde N es el conjunto de usuario CR cooperativos y v es la función de utilidad. Se dice que el juego posee una utilidad no transferible ya que cada usuario CR tiene su propia utilidad dentro de la coalición. La utilidad dentro de la coalición S se define como: $v(S) = P_{D,S} - C(P_{FA,S})$, donde $P_{D,S}$ y $P_{FA,S}$ son respectivamente las probabilidades de detección y falsa alarma para la coalición S . $C(P_{FA,S})$ es la función de

costo de P_{FAS} . En este juego los usuarios CR pueden colaborar autónomamente y auto-organizarse en coaliciones independientes disjuntas mientras evalúan la compensación entre alcanzar un máximo P_D e incurrir en el costo de reducir el P_{FA} .

Las coaliciones efectúan el sensado cooperativo del espectro; y se van agrupando y reagrupando de acuerdo a la utilidad de cada una de ellas y de modo de mejorar la performance de detección de los usuarios primarios.

El modelo del juego de sensado cooperativo se realiza mediante un algoritmo distribuido que puede separarse en tres fases:

1. Sensado local: Cada usuario CR realiza su sensado de espectro localmente y toma una decisión binaria.
2. Formación de la coalición adaptativa: Los usuarios CR interactúan dentro de la coalición de modo de estimar cuando compartir o no su decisión de sensado con las coaliciones cercanas, las reglas de fusión y partición de las coaliciones son aplicadas iterativamente si ello redundará en un mejoramiento de la utilidad.
3. Sensado de coalición: Luego del proceso de fusión-partición (*merge and split*) los usuarios de una misma coalición reportan sus resultados al FC de dicha coalición, el que, empleando alguna regla de fusión determinada tomará una decisión cooperativa final para la coalición.

Más detalles sobre este enfoque pueden encontrarse en la Ref. [37].

2.3 Sumario

En este Capítulo se ha realizado un rápido repaso por los principales sistemas de sensado para Radio Cognitiva. Una de las limitaciones más importantes para el trabajo presentado es que los desarrollos analíticos sólo son válidos bajo hipótesis simplificadoras muy restrictivas. Es por ello que es habitual analizar la performance real de una metodología de sensado mediante simulaciones y es este el camino escogido en los próximos capítulos.

El modelo de sensado más sencillo es el sensado de energía, el cual no asume ningún conocimiento a-priori de las señales a detectarse. Un mayor conocimiento del tipo de señal a detectarse (del esquema de modulación, por ejemplo), lleva a técnicas de sensado

con mejor performance. Las técnicas que utilizan las características cicloestacionarias de la señal son un ejemplo de este tipo de esquemas más eficientes. Sin embargo, se paga un precio al mejorar la eficiencia: la complejidad del sistema de sensado es mayor. Es por este último motivo que, en esta tesis, nos enfocaremos sólo sobre el sensado de energía.

Las metodologías cooperativas de sensado son más eficientes, ya que mayor cantidad de información es utilizada para tomar una decisión. En los próximos capítulos analizaremos la performance de tres formas de cooperación: soft combining, hard combining con decisión por mayoría y hard combining donde se decide que hay señal presente si al menos un usuario la detectó. Estos esquemas básicos de cooperación nos darán una idea de la ganancia por cooperar en algunas situaciones realistas.

Capítulo 3

Metodología Aplicada

Para el desarrollo del presente trabajo se empleó una metodología basada en la simulación de una red de sensado cooperativo, mediante el paquete comunicaciones del programa matemático Matlab®.

El Matlab® empleado es la versión R2014a, con su correspondiente Communications Systems Toolbox.

El mismo posee facilidades de aplicación directa en las simulaciones, las mismas se relacionan con las funciones para modulación como ser “comm.QPSKModulator”, “comm.OFDMModulator” o “comm.RectangularQAMModulator”. Incorpora además otras funciones útiles empleadas para la simulación de canales de comunicación como ser “comm.AWGNChannel” y “comm.RayleighChannel”.

3.1 Modelado de los sensores

Se considera que la red de sensores es completamente homogénea, teniendo todos las mismas características de sensibilidad y SNR. De lo anterior se desprende que en las simulaciones cualquier cambio en las premisas es equivalente para cada uno de los sensores.

Para ser concretos, se modelizarán canales similares a los correspondientes a la banda de transmisiones de televisión digital (ISDB-Tb), o sea entre 470-512MHz (C21D) 512-608MHz (C21E) y 614-698 MHz (C21E) (Ver CABFRA; [37]). Existen Normas como la IEEE 802.22, que consideran el aprovechamiento de los espacios espectrales libres dentro de las bandas de transmisión de TV digital, como puede verse en la Sección 1.4 del presente trabajo. Este tipo de bandas, además resulta de gran interés, dada su penetración y alcance, para brindar servicios de datos en zonas rurales de modo confiable y económico.

Por su sencillez, confiabilidad, sumado a lo extensivo de su uso se tomará una red de sensores de energía, sumado a ello el hecho que no es necesario el conocimiento a-priori de la señal a sensar. En particular, en la Sección 2.1.2 de este trabajo, se trata este sensor, y se menciona que no habiendo un conocimiento a-priori de la estructura de la señal transmitida por los usuarios, es posible modelizarlas como procesos aleatorios Gaussianos circularmente simétricos ($\tilde{s} \sim N(0, \gamma^2 I)$); sin embargo en el presente trabajo, como se menciona en la Sección 2.3.7 no se sigue esa consideración, generándose señales aleatorias mediante el generador de secuencias aleatorias de Matlab® permitiendo que el comportamiento de detección del sensor sea más aproximado a la realidad.

El número de CR que cooperan en el sensado se variará entre 1 y 9 y se utilizarán tres formas de colaboración:

- a) *Soft-combining*: Los usuarios comparten sus estadísticos de prueba (energía sensada) y la fusión de datos consiste en la simple suma de dichos estadísticos ver en la Sección 2.3.4, la ecuación:

$$\sum_{m=1}^M \frac{\|y_m\|^2}{\sigma_m^2} \frac{\gamma_m^2}{(\sigma_m^2 + \gamma_m^2)}, \text{ que se simplifica como } \sum_{m=1}^M \frac{\|y_m\|^2}{\sigma_m^2}, \text{ ya que las SNR}$$

instantáneas son las mismas para todos los usuarios.

El estadístico que resulta en el soft combining es finalmente comparado con un umbral para tomar una decisión sobre la detección o no de un usuario primario.

- b) *Hard-combining*: Cada usuario toma una decisión local (comparando su estadístico de prueba con un umbral) y es esta decisión la que comparte con el

resto de los usuarios, informándoselo al FC. La decisión final se toma de acuerdo a una de las siguientes dos reglas:

- i) *Mayoría simple*: Se decide que hubo una detección si la mayoría de los sensores así lo determinó localmente. Es por este motivo que sólo se utilizarán números impares de sensores en las simulaciones, para evitar “empates” (Ver Sección 2.3.5).
- ii) *Al menos uno o 1-out-of-N*: Se decide que hubo detección si al menos un sensor así lo determinó. (Ver también Sección 2.3.5).

3.2 Tiempo de Sensado

El tiempo de sensado es un parámetro que debe tenerse en cuenta. Existen numerosos artículos que tratan acerca de su optimización (ver, por ej., [33], [39]). Intuitivamente, a mayor tiempo de sensado, mayor es la probabilidad de detección de un PU y menor la probabilidad de falsa alarma. Sin embargo, si el tiempo de sensado es demasiado largo, se pierden oportunidades de uso de canales libres, especialmente cuando se debe distribuir el tiempo de sensado entre diversos canales. Por todo esto, en el presente trabajo analizaremos cómo cambia la performance del sistema en función del tiempo de sensado.

En este trabajo intentaremos acercarnos a condiciones realistas de sensado de sistemas de transmisión digital terrestre, más específicamente el descrito en la Norma ISDB-Tb (ver [10]). Si bien existen varios modos de transmisión, nos enfocaremos en el modo 3. La base del sistema de transmisión en ISDB-Tb es OFDM y, por tanto, como unidad de tiempo de sensado utilizaremos un símbolo OFDM: variaremos el tiempo de sensado entre una fracción pequeña hasta un símbolo OFDM completo.

Para el muestreo (muestreo IFFT) la Norma establece una frecuencia de muestreo de $512/53 \text{ MHz} \approx 8,12698 \text{ MHz}$. La longitud de la IFFT es 8192 (en modo 3), por lo que el tiempo efectivo de un símbolo OFDM es de $1008 \mu\text{s}$. Sin embargo, a los símbolos OFDM siempre se les agrega un prefijo cíclico. En el caso de ISDB-Tb, el prefijo puede ser igual a $1/4$, $1/8$, $1/16$ o $1/32$ la longitud del símbolo. En esta tesis trabajaremos con un prefijo de $1/32$ veces de 8192 muestras, por lo que el número total de muestras es 8448 en un símbolo OFDM incluyendo el prefijo cíclico, lo que corresponde a $1039,5 \mu\text{s} \approx 1 \text{ ms}$.

En el próximo Capítulo, se mostrarán resultados en los cuales el tiempo de sensado se variará desde aproximadamente 10.4 hasta 1039.5 μ s.

3.3 Modelado de la señal transmitida

Como se mencionó en la Sección 1.4, el estándar IEEE 802.22 propone el empleo de los TV White Spaces que existen en las transmisiones de TV digital hoy en día.

Basados en la premisa anterior, es que se modela una señal similar a la de la transmisión de televisión digital; modelado basado en la Norma ISDB-Tb (Ver [10]). Sin embargo, y dada la complejidad y variantes de señales que la Norma establece, para las simulaciones se trata de obtener un modelo simplificado de dicha señal, pero que sea capaz de reproducir las características más importantes de la misma.

ISDB-Tb utiliza un tipo de OFDM segmentado. El ancho de banda total se divide en 13 segmentos. Esto da la facilidad de utilizar distintas tasas de transmisión, esquemas de modulación, tasas de códigos de corrección de error, etc., en los diversos segmentos. En el modo 3 de ISDB-Tb se usan 13 segmentos de 432 sub-portadoras cada uno. Esto da un total de 5616 portadoras. Dado que la IFFT tiene una longitud de 8192, se utilizan una serie de portadoras nulas a ambos extremos, lo que facilita el trabajo de los filtros IF en los receptores.

De las 432 portadoras, varias son pilotos (36) que envían secuencias pseudo-aleatorias conocidas y algunas son utilizadas como canales auxiliares o de control (utilizando DBPSK). Las restantes 384 portadoras activas pueden utilizar modulación QPSK, DQPSK, 16QAM o 64QAM (ver [10]).

Para simplificar el trabajo de simulación, enviaremos secuencias aleatorias de datos binarios en todas las portadoras (incluyendo los pilotos), utilizando un solo tipo de modulación. En la mayor parte de las simulaciones utilizaremos QPSK, pero también realizaremos simulaciones con 64QAM para evaluar la influencia de la modulación en la performance de la detección.

3.4 Modelado del Canal

Se simularán dos modelos de canal:

- Canal AWGN
- Canal Rayleigh

El Canal AWGN, como lo indica su nombre es un canal con Ruido Gaussiano aditivo de media nula, por lo tanto el ruido de este canal es un proceso Gaussiano complejo circularmente simétrico (ver por ej. [40]) .

Este modelo de canal es adecuado para la modelización de una red donde el PU se encuentra en la línea de visión de cada uno de los CRs, y por lo tanto las atenuaciones consideradas responden únicamente a las debidas a la distancia entre el transmisor y receptor.

Para tener en cuenta otros factores que pueden influir en la detección, también se simulará un canal con desvanecimiento multicamino tipo Rayleigh (véase, por ej., el artículo de Sklar [41]). El modelo Rayleigh es aplicable cuando se consideran características de fading o desvanecimientos debidos a la presencia de obstáculos en el camino de la señal radioeléctrica. Este tipo de canal reproduce un ambiente urbano, donde hay rebotes y ecos debidos a dichos obstáculos, y donde no hay un camino de visión directa entre el transmisor y el receptor. En el presente trabajo se modeliza el canal Rayleigh de acuerdo a la Recomendación ITU-R BT.1368-10 (ver [12]). Dicha recomendación establece criterios de planeamiento para sistemas de televisión digital en las bandas de VHF y UHF. En particular, la Rec. ITU-R BT.1368-10 describe un modelo de Rayleigh para la transmisión de señales DVB-T (Ver [42], [43], [44]) en ambiente urbano. Dado el parecido entre ambos sistemas de televisión digital terrestre, es que se toma como base para el modelo de canal Rayleigh de las simulaciones, al presentado en dicha recomendación. En particular, la Tabla 56 de la Rec. ITU-R BT.1368-10 describe un perfil típico de canal Rayleigh como el que se describe en la Tabla 1. Asimismo, se asume un corrimiento de Doppler máximo $f_D = 250$ Hz. Con una frecuencia portadora de 800 MHz, esto corresponde al movimiento de un vehículo a casi 350 km/h, por lo que se está considerando un caso extremo.

Tabla 1: Multipath fading channel model - Rayleigh

Tap	Retraso [μ s]	Potencia [dB]
1	0.0	-3
2	0.2	0
3	0.5	-2
4	1.6	-6
5	2.3	-8
6	5.0	-10

En la Figura 10 se muestra la respuesta en frecuencia del canal simulado. Por otra parte, la Figura 11 muestra el espectro de corrimiento de Doppler.

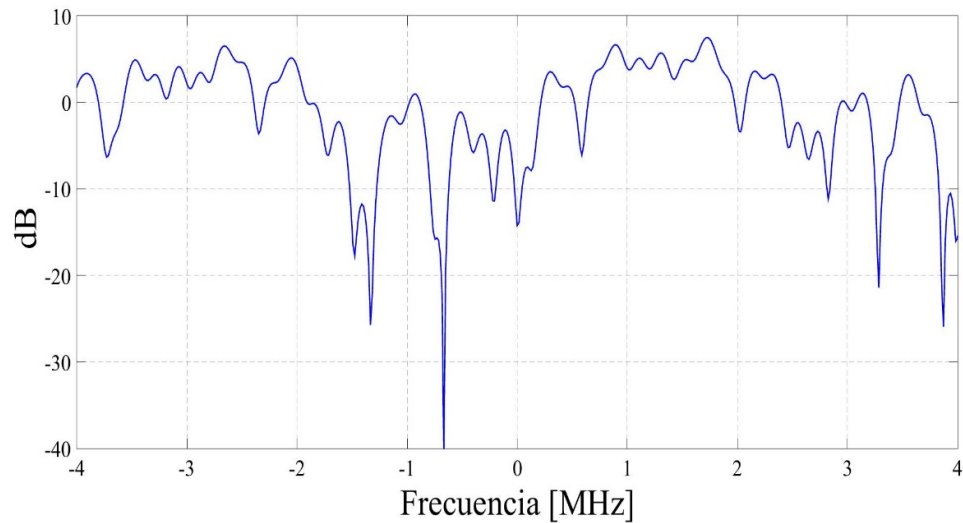


Figura 10 – Respuesta en frecuencia del canal Rayleigh

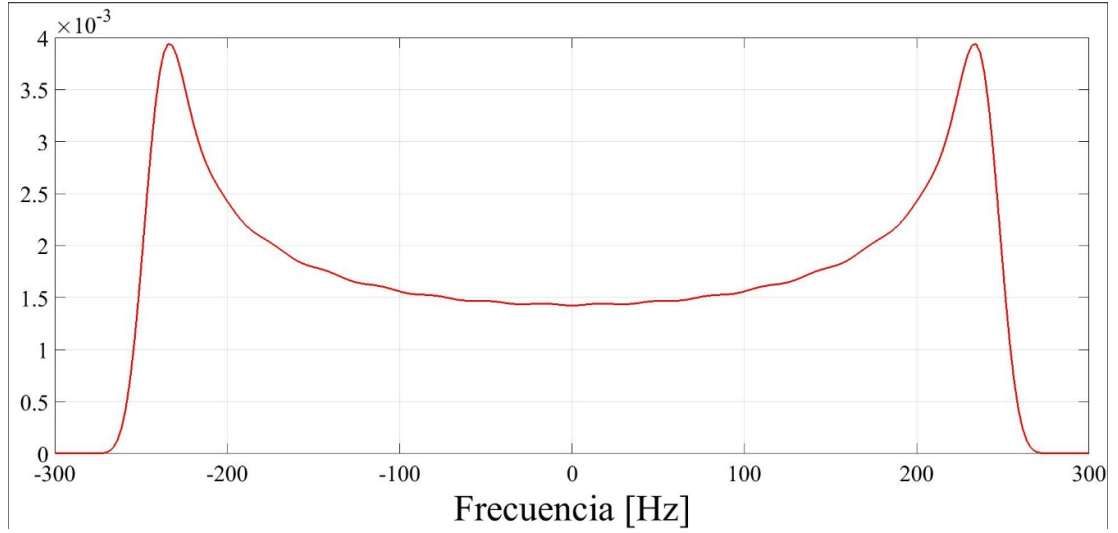


Figura 11 – Espectro Doppler del canal Rayleigh

3.5 Simulaciones

Para las comparaciones de las performances de detección, la variable a modificarse es la relación SNR (Señal/Ruido) en los sensores o receptores, utilizándose valores entre -2 dB y -100 dB. Para cada SNR, se estimará la probabilidad de detección $\mathbf{P_D}$ (se detecta un PU) y la probabilidad de falsa alarma $\mathbf{P_{FA}}$ (se decide que hay un PU cuando esto no es así). La estimación se basará en no menos de 2000 realizaciones de ruido independientes. La dispersión de valores de la estimación de una proporción p está dada por

$$\sigma_p = \sqrt{\frac{p(1-p)}{n}} \leq \sqrt{\frac{1}{4n}},$$

donde n es el número de experimentos independientes. Por lo tanto, usando $n = 2000$, la dispersión será a lo sumo del orden de 0.01.

Una forma común de representar la capacidad de un método de detección es mediante las curvas ROC (*Receiver Operating Characteristic*) que representan $\mathbf{P_D}$ vs. $\mathbf{P_{FA}}$. A lo largo de la curva se varía cierto umbral de detección contra el cual se compara el estadístico de prueba (por ej., la energía recibida). Si el umbral de detección es muy bajo, tanto la probabilidad de detección como la de falsa alarma serán altas. Si el umbral es muy alto, ambas serán bajas. Es por esto que las curvas ROC van desde el punto (0,0)

al punto $(1,1) - (P_D, P_{FA})$. Las curvas ROC son muy útiles cuando no existe un modelo analítico (como los presentados en el Capítulo 2) para calcularlas.

Dado que se desea la mayor tasa de detección con la menor probabilidad de falsa alarma, las curvas ROC “ideales” son aquellas en las que se observa la secuencia de puntos $(0,0) \rightarrow (1,0) \rightarrow (1,1)$. Este tipo de curvas se observan como una “L” invertida y son características, por ejemplo, en los casos de muy alto SNR. Obsérvese que el área bajo la curva en este caso es 1 (área del cuadrado formado por la “L” invertida y el eje de las abscisas).

En el otro extremo, se encuentran curvas ROC que se representan como líneas rectas entre los puntos $(0,0)$ y $(1,1)$. Estas curvas son habituales cuando el SNR es muy bajo y pasan por el punto $(0.5, 0.5)$: en este punto, decidir si hay una detección o no es equivalente a lanzar una moneda al aire. Nótese que el área bajo la curva en este caso es 0.5 (área del triángulo formado por la línea recta y el eje de las abscisas).

Entre los dos casos extremos, aparece un continuo de posibilidades. Si bien es posible comparar diversas curvas ROC entre sí, esto resulta engorroso cuando el número de curvas es muy grande (existe una curva ROC por cada SNR y por cada escenario de sensado). Por ello, una medida habitual de la eficiencia del detector, es el área encerrada bajo dicha curva. El área encerrada bajo la curva ROC, en modo teórico varía entre 0.5 y 1. Cuanto más se aproxima a 1, mejor será la performance del detector. Por lo tanto, a mayor área encerrada, mayor la probabilidad de detección y menor la probabilidad de falsa alarma.

A partir de lo anterior en el presente trabajo se tomará como parámetro de comparación el área bajo la curva ROC, y de este modo podremos tener una adecuada comparación entre las diferentes condiciones planteadas.

Para el trazado de las curvas ROC se toman 100 umbrales distintos, distribuidos uniformemente entre un valor inferior tomado 1,2 veces por debajo de la varianza del ruido, y un valor superior tomado por encima de la potencia transmitida más 1,2 veces la varianza del ruido. En el caso de la combinación dura o hard combining de las detecciones de los usuarios cooperativos, se asume que cada usuario utiliza el mismo umbral.

Las simulaciones se dividen en dos grupos:

- Simulaciones sobre canal AWGN puro.
- Simulaciones sobre canal Rayleigh.

Para ambas situaciones se procedió a la simulación de las diferentes situaciones de detección para 1 ,3 ,5 ,7 y 9 sensores.

Se expone en primer lugar el modelo de sensado individual, o sea, a partir de un único sensor de energía, trazando sus correspondientes curvas ROC.

Luego se exponen diferentes situaciones de sensado con los diferentes esquemas de sensado cooperativo de energía previstos. Luego de cada sensado se evalúa el área encerrada bajo la curva ROC, y se establecerá esa variable como variable de comparación para evaluar el rendimiento del sensado cooperativo en cada uno de los casos.

Finalmente se establecerán comparaciones entre cada uno de los esquemas de sensado cooperativo y se graficarán dichas comparaciones.

De manera conexa se realizan simulaciones para las siguientes situaciones:

- Simulación empleando modulación 64QAM sobre canal Rayleigh
- Simulación con SNR fija, variando el tiempo de sensado, 100 valores de tiempo de sensado uniformemente distribuidos.

Los casos de sensado cooperativo evaluados se resumen en los siguientes:

1. Único usuario con modelo de canal AWGN y Rayleigh
2. Soft Combining 3 usuarios con modelo de canal AWGN y Rayleigh
3. Soft Combining 5 usuarios con modelo de canal AWGN y Rayleigh.
4. Soft Combining 7 usuarios con modelo de canal AWGN y Rayleigh.
5. Soft Combining 9 usuarios con modelo de canal AWGN y Rayleigh.
6. Hard Combining – Decisión por mayoría simple - 3 usuarios con modelo de canal AWGN y Rayleigh.
7. Hard Combining – Decisión por mayoría simple - 5 usuarios con modelo de canal AWGN y Rayleigh.

8. Hard Combining – Decisión por mayoría simple - 7 usuarios con modelo de canal AWGN y Rayleigh.
9. Hard Combining – Decisión por mayoría simple - 9 usuarios con modelo de canal AWGN y Rayleigh.
10. Hard Combining – Decisión 1 out of 3 usuarios con modelo de canal AWGN y Rayleigh.
11. Hard Combining – Decisión 1 out of 5 usuarios con modelo de canal AWGN y Rayleigh.
12. Hard Combining – Decisión 1 out of 7 usuarios con modelo de canal AWGN y Rayleigh.
13. Hard Combining – Decisión 1 out of 9 usuarios con modelo de canal AWGN y Rayleigh

Capítulo 4

Resultados Obtenidos

Para el estudio de los resultados, se plantea un análisis de los esquemas de sensado de acuerdo a las siguientes comparaciones:

- Sensado cooperativo sobre canal AWGN vs. sobre canal Rayleigh – Sección 4.1
- Soft Combining sobre canal AWGN vs. Hard Combining sobre canal AWGN- Sección 4.2.
- Soft Combining sobre canal Rayleigh vs. Hard Combining sobre canal Rayleigh – Sección 4.3.
- Soft Combining sobre canal AWGN vs. Soft Combining sobre canal Rayleigh. Sección 4.4.
- Hard Combining sobre canal AWGN vs. Hard Combining sobre canal Rayleigh. Sección 4.5

4.1 Comparación entre Sensado cooperativo sobre canal AWGN y sobre canal Rayleigh

En la Figura 12 se presenta una familia de curvas ROC para un único sensor recibiendo desde un canal AWGN. Se observa que, para las condiciones de SNR más favorables, el área encerrada debajo de la curva es la mayor. En el caso de muy alto SNR, la curva ROC se asemeja a una “L” invertida. A medida que la relación SNR es más desfavorable para el receptor, claramente se observa que las curvas tienden en el límite a transformarse en una recta de pendiente 1. En particular, en este caso la curva pasa por el punto $(1/2, 1/2)$, en el cual la detección es equivalente a lanzar una moneda al aire.

La Figura 13 presenta resultados similares para un canal Rayleigh. Se observa que, para las mismas relaciones señal-ruido, las curvas presentan un cambio de pendiente más gradual, por lo que el área encerrada será menor y, en consecuencia, el comportamiento del sensor empeorará relativamente respecto del observado en canal AWGN puro. En el límite, para las peores condiciones de SNR en el receptor, los sistemas presentan un comportamiento similar. Este hecho puede observarse claramente en la Figura 14.

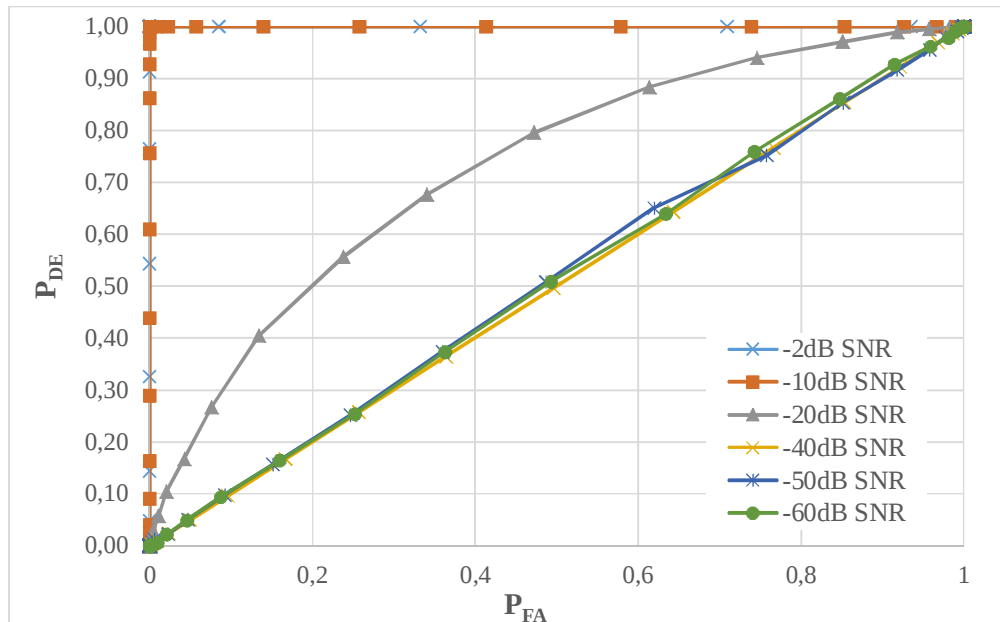


Figura 12 - Familia de Curvas ROC para un único usuario – Canal AWGN

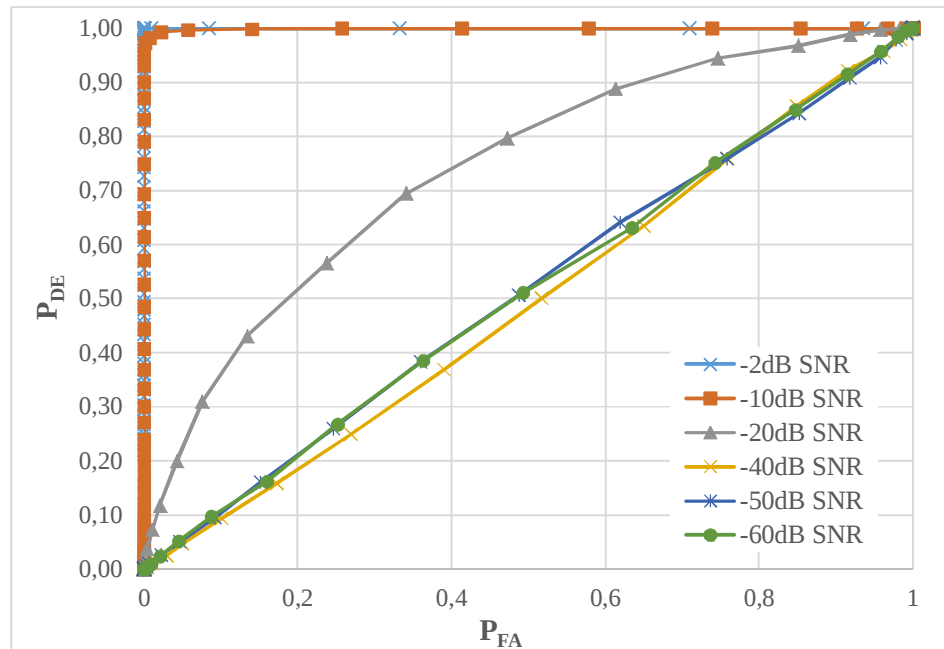


Figura 13 - Familia de Curvas ROC para un único usuario – Canal Rayleigh

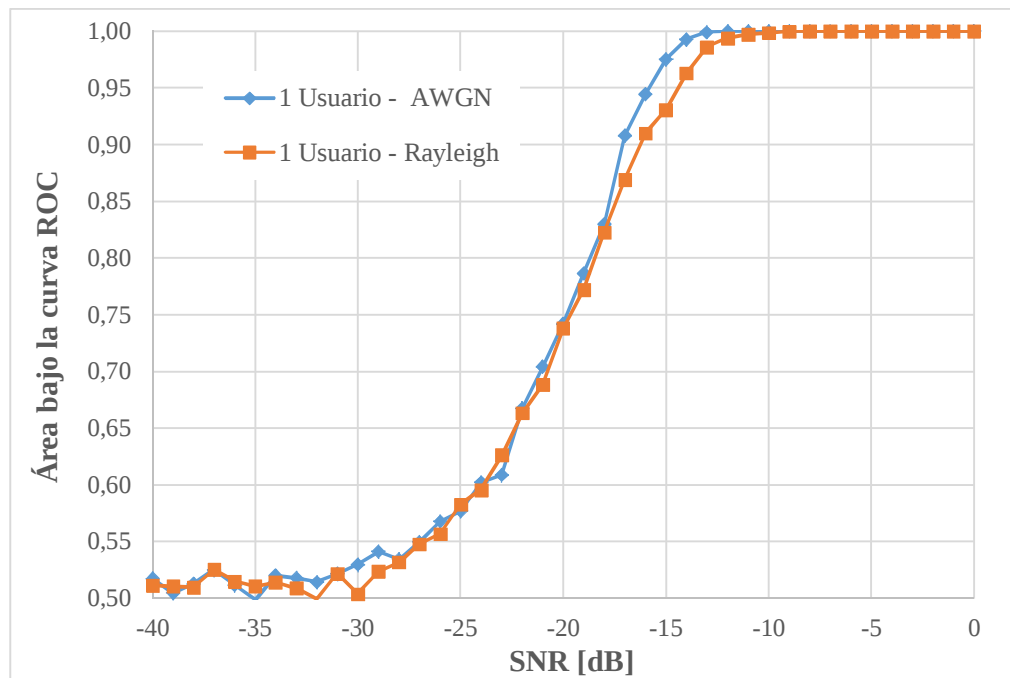


Figura 14 - Área encerrada bajo la Curva ROC para un único usuario – Canal AWGN y Canal Rayleigh

En las curvas de la Figura 14 puede apreciarse que el rendimiento del detector no se ve significativamente disminuido cuando se modeliza al canal como Rayleigh, respecto del canal AWGN para un mismo valor de SNR.

Estas curvas para un solo usuario sirven como base de comparación para los esquemas de sensado cooperativo y presentan algunas de las características generales que se observarán en los demás resultados del presente capítulo.

Los valores de área bajo la curva en ambas situaciones, pueden verse en el Anexo A – Tablas en la Tabla 2.

4.2 Comparación entre Soft Combining y Hard Combining sobre canal AWGN

Se simulan 1, 3, 5, 7 y 9 usuarios cooperativos, tanto en hard como en soft combining. El tiempo de sensado se fija en un símbolo OFDM completo (≈ 1 ms) en las Figuras 16 a 18.

Para poder comparar los resultados se graficarán familias de curvas para las áreas encerradas en función de la SNR: cada curva de la familia representa el área encerrada vs el SNR para cada una de las situaciones que se presentan. Finalmente, se expone una familia de curvas para una cantidad de usuarios fija en 9 y bajo distintos esquemas de sensado. Ver Figura 18.

Se puede determinar fácilmente que la performance de detección cooperativa aumenta con el número de usuarios, para todos los casos de sensado, Figuras 16, 17 y 18.

La Figura 19 presenta una comparación tomando los 3 diferentes escenarios, fijándose la cantidad de usuarios en 9. Se observa que, si fijamos el área en 0,95, la relación SNR es de aproximadamente -21 dB si se emplea soft combining, -18,5 dB si el sensado es con un esquema hard combining por mayoría simple y -18 dB si el sensado es con un esquema hard combining con el esquema “al menos 1”. De esto podemos establecer que el método más eficiente es el soft combining seguidos por el hard combining por mayoría simple y mediante esquema “al menos 1”. El soft combining a igualdad de área, está 3dB por encima que el peor de todos, o sea posee similares características de detección para niveles de SNR empeorados en 3 dB. Esto es válido para

una SNR intermedia, ya que en los extremos todos los sistemas tienden a ser equivalentes. Para poder apreciar cuantitativamente los valores de las áreas de la Figura 19 y poder efectuar comparaciones se presenta en el Anexo A, en la Tabla 3.

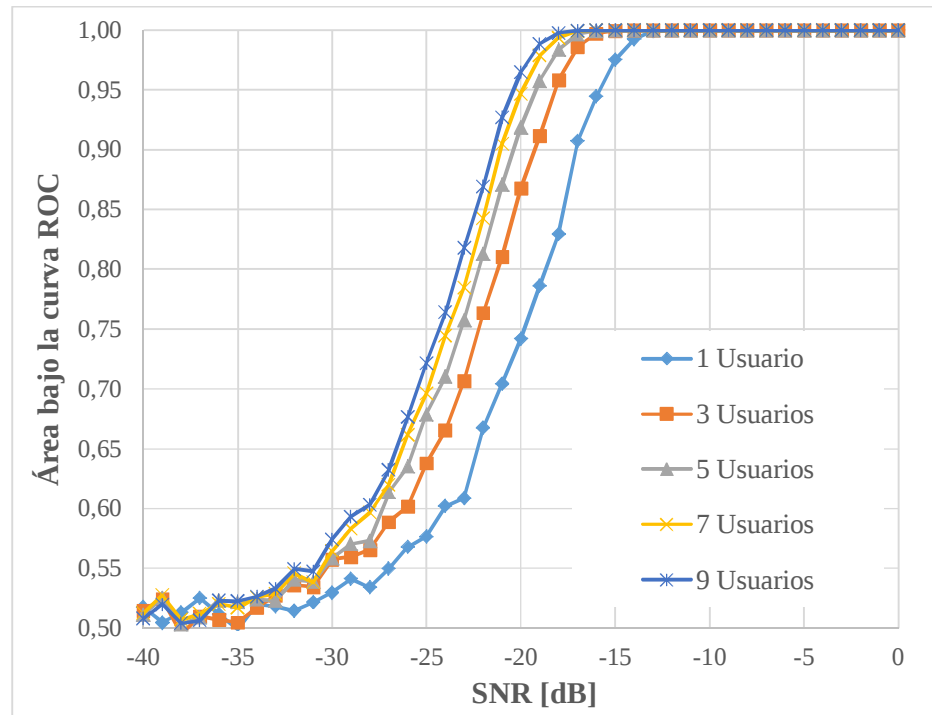


Figura 15 – Área encerrada bajo la Curva ROC con Soft Combining – Canal AWGN

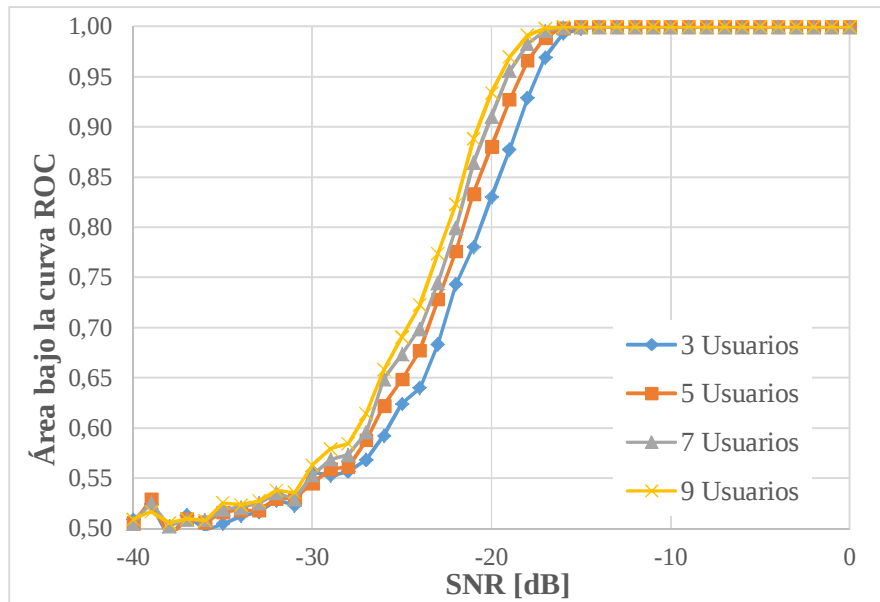


Figura 16 - Área encerrada bajo la Curva ROC usando Hard Combining y mayoría simple –
Canal AWGN

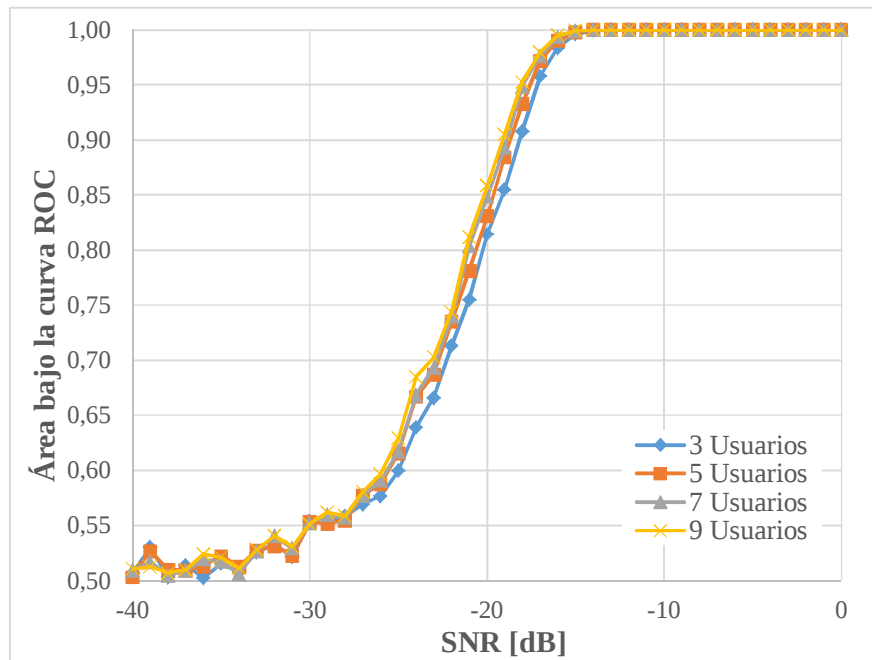


Figura 17 Área encerrada bajo la Curva ROC con Hard Combining, esquema “al menos 1” –
Canal AWGN

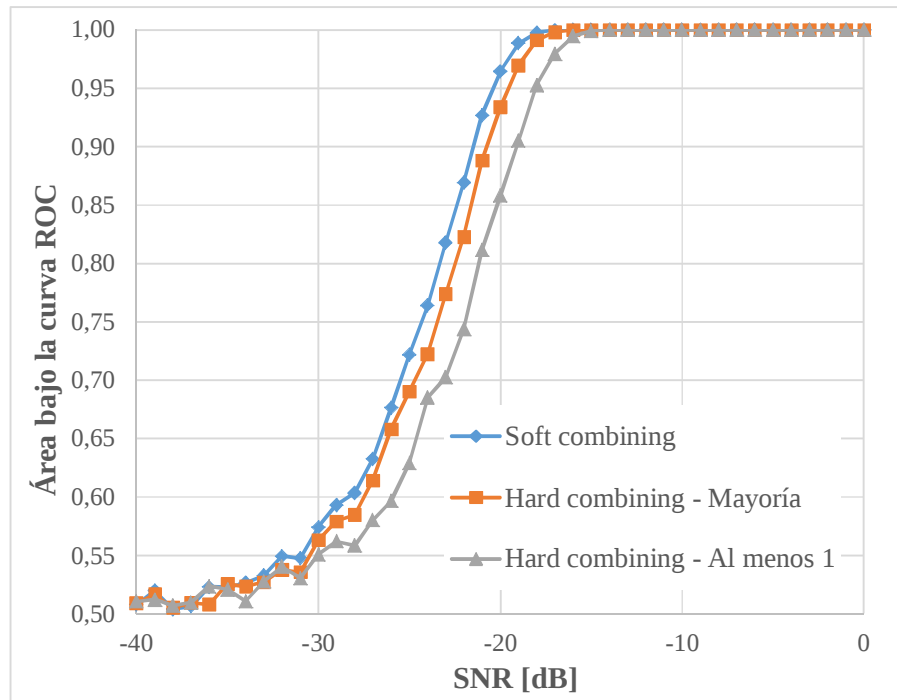


Figura 18 – Área encerrada bajo la Curva ROC para 9 usuarios Soft Combining y Hard Combining – Canal AWGN

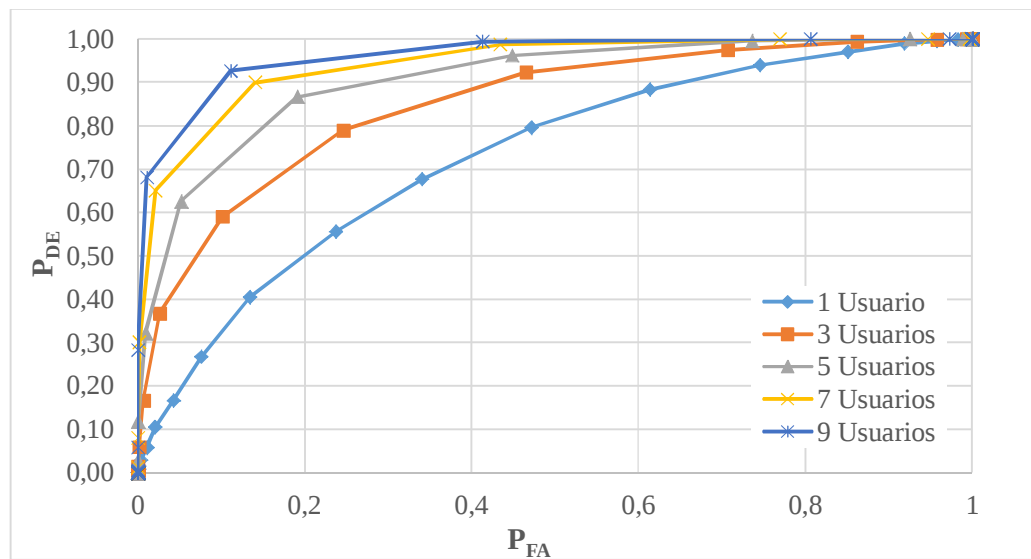


Figura 19 – Familia de curvas ROC para -20 dB de SNR - Soft Combining – Canal AWGN

En la Figura 19 se presenta una familia de curvas ROC para una SNR fija de -20 dB; como se observa a mayor cantidad de usuarios las curvas se parecen más a la curva ideal con forma de L invertida.

4.3 Comparación entre Soft Combining y Hard Combining sobre canal Rayleigh

Se toman 1, 3, 5, 7 y 9 usuarios cooperativos, usando tanto hard como en soft combining. En esta situación el tiempo de sensado también se fija en un símbolo OFDM completo. Ver Figuras 20 a 22.

Los resultados se comparan empleando familias de curvas para las áreas encerradas en función de la SNR. Al igual que en la sección anterior, para finalizar se expone la familia de curvas para una cantidad de usuarios fija en 9 y bajo distintos esquemas de sensado, Figura 23.

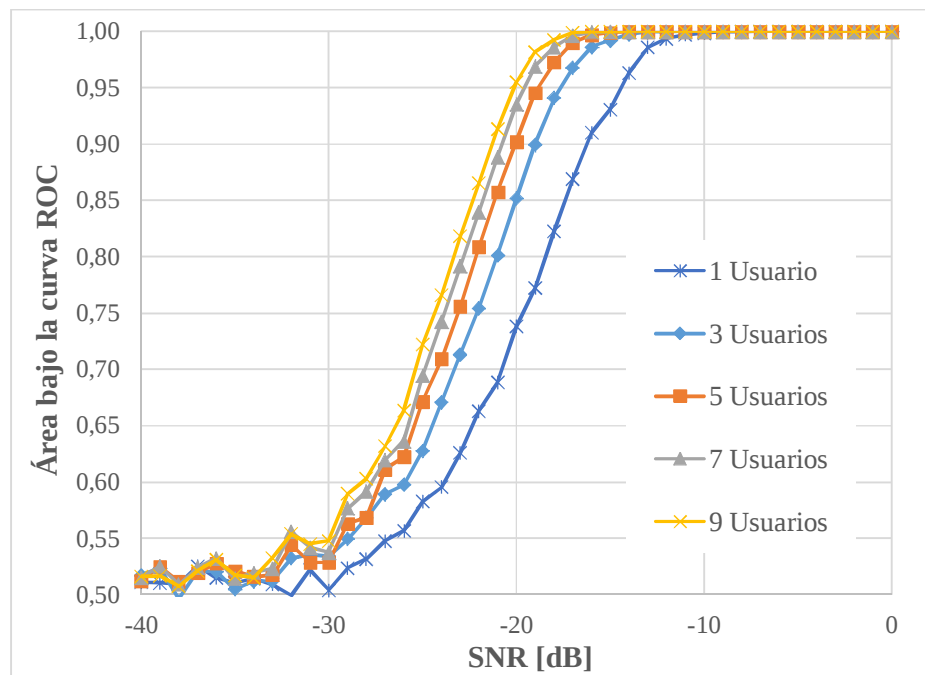


Figura 20 - Área encerrada bajo la Curva ROC con Soft Combining – Canal Rayleigh

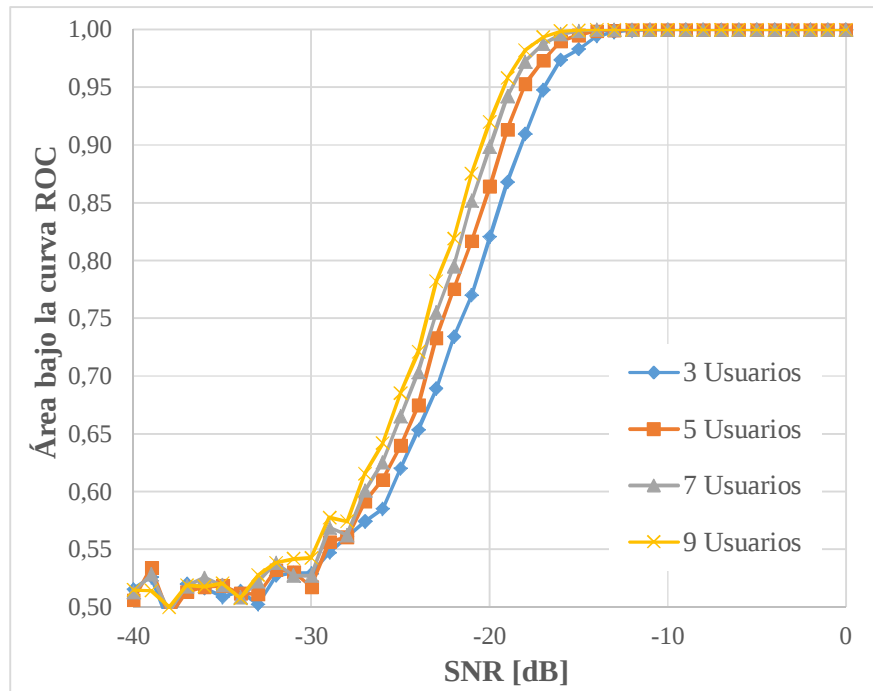


Figura 21 Área encerrada bajo la Curva ROC con Hard Combining, esquema mayoría simple – Canal Rayleigh

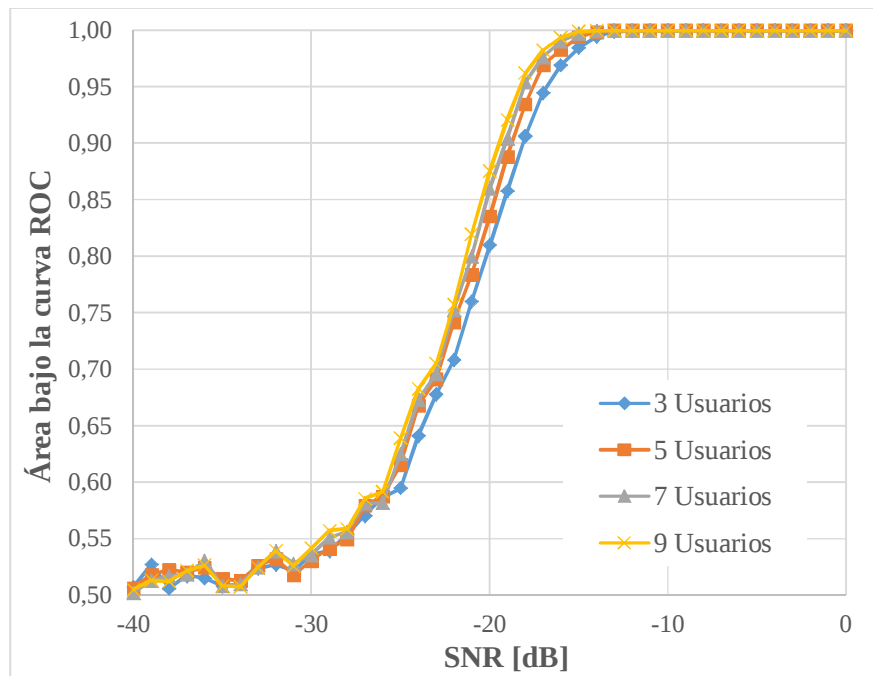


Figura 22 Área encerrada bajo la Curva ROC con Hard Combining, esquema “al menos 1” – Canal Rayleigh

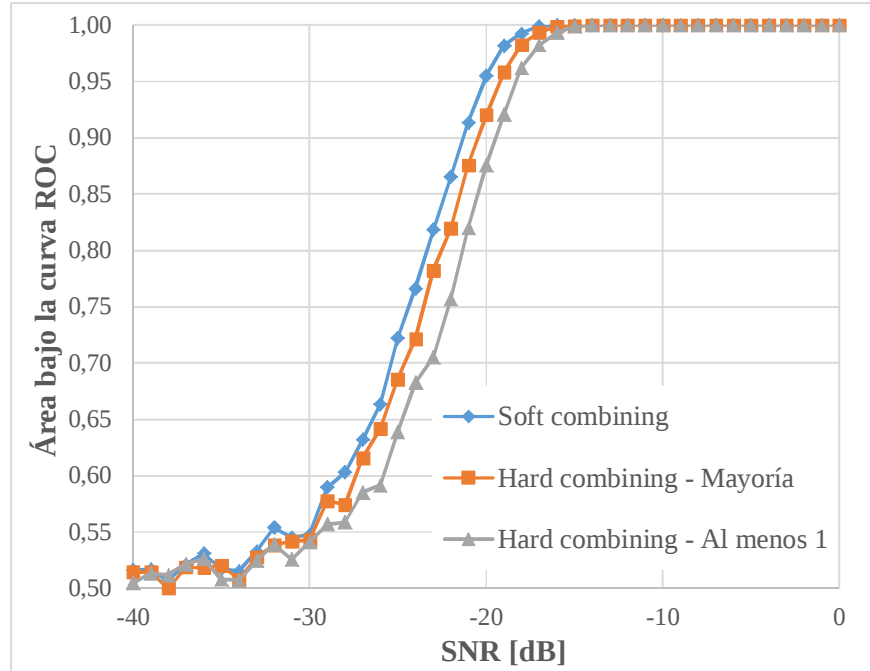


Figura 23 – Área encerrada bajo la Curva ROC para 9 usuarios– Canal Rayleigh

Se puede observar en las Figuras 21, 22 y 23 que la performance de detección cooperativa aumenta con el número de usuarios, para todos los casos de sensado. En la Figura 24 se representa una comparación tomando 3 diferentes escenarios, siendo la cantidad de usuarios 9.

Si el área bajo la curva se fija en 0,95, la relación SNR es de aproximadamente -20 dB empleando soft combining, -19 dB si el sensado es con un esquema hard combining por mayoría simple y -18 dB si el sensado es empleando hard combining bajo el esquema “al menos 1”. Es decir, se puede establecer a-priori que, también al modelizar el canal como Rayleigh, el método más eficiente sigue siendo el soft combining, ya que el mejor método a igualdad de área, está 1 dB por encima que el peor de todos; en otras palabras, posee similares características de detección para niveles de SNR empeorados en 1 dB. Esto no es válido para todo el rango de SNR, sino para valores intermedios, ya que en los extremos todos los sistemas tienden a equipararse.

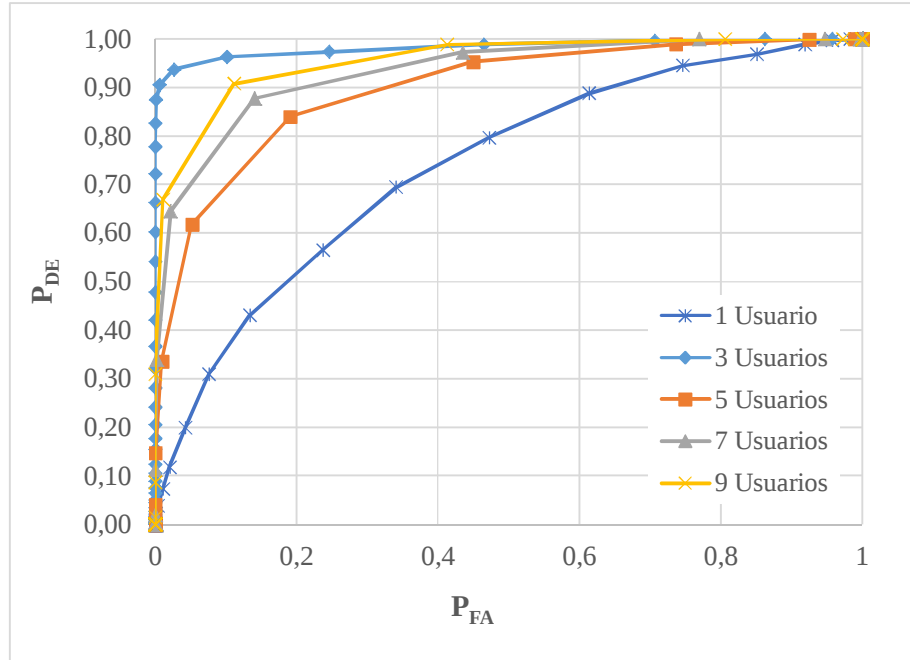


Figura 24 – Familia de curvas ROC para -20 dB de SNR- Soft Combining– Canal Rayleigh

En la Figura 24 se presenta la familia de curvas ROC fijando el SNR en -20 dB. Se observa que a mayor cantidad de usuarios las curvas se parecen más a la curva ideal con forma de L invertida

Para poder apreciar cuantitativamente los valores de las áreas de la figura 21 y poder efectuar comparaciones se presenta en el Anexo A, la Tabla 4

4.4 Comparación de la performance de Soft-Combining sobre el canal AWGN y sobre el canal Rayleigh

En esta sección se evalúan las performances relativas al soft combining sobre canal AWGN y sobre canal Rayleigh. En la Figura 25 se presentan las curvas de áreas encerradas bajo la curva ROC para Soft-Combining con 3 y 9 usuarios tanto sobre canal AWGN como para el modelo de canal Rayleigh. En general, a igualdad de número de usuarios, la performance de sensado aparece ligeramente mejor para el canal AWGN respecto del Rayleigh entre los -17 dB y -21 dB de SNR. En los valores extremos de la relación SNR prácticamente no se observan diferencias.

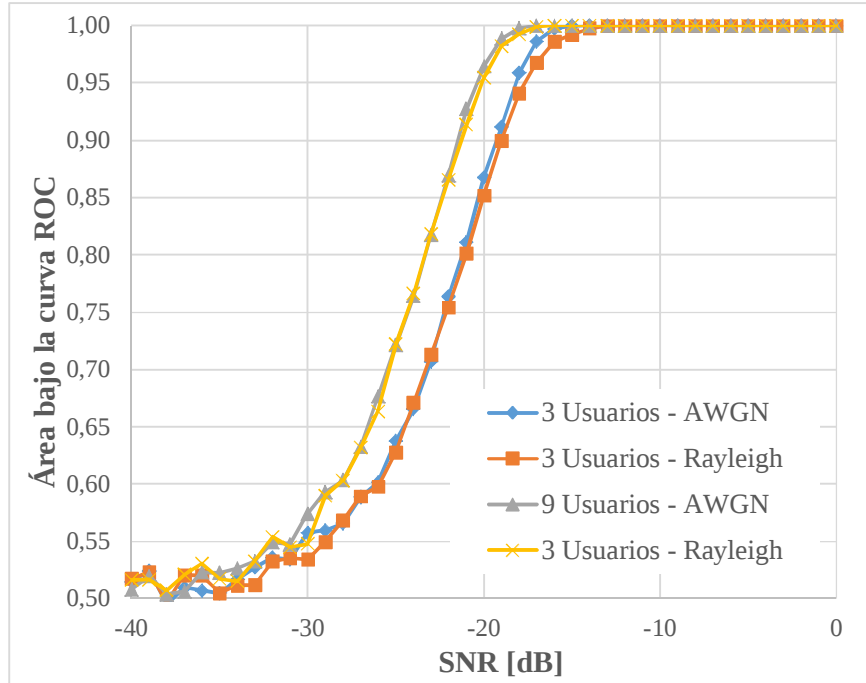


Figura 25 - Área encerrada bajo la Curva ROC para Soft-Combining – 3 y 9 usuarios - Canal AWGN y Rayleigh

4.5 Comparación de la performance de Hard-Combining sobre el canal AWGN y sobre el canal Rayleigh

Se trata de evaluar las diferencias que existen entre hard combining sobre canal AWGN y sobre canal Rayleigh. En primer lugar, se trazarán las curvas de hard combining para 3 y 9 usuarios para decisión en mayoría simple para ambos modelos de canal; en otra curva la misma cantidad de usuarios en idénticas condiciones, pero para hard combining en la modalidad de 1 out of 9.

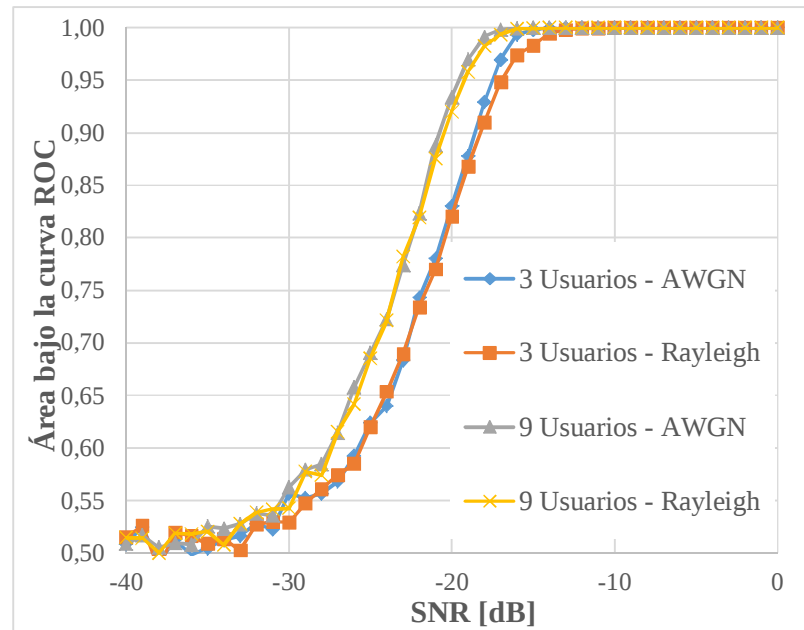


Figura 26 - Área encerrada bajo la Curva ROC para Hard Combining – Mayoría Simple– Canal AWGN y Rayleigh

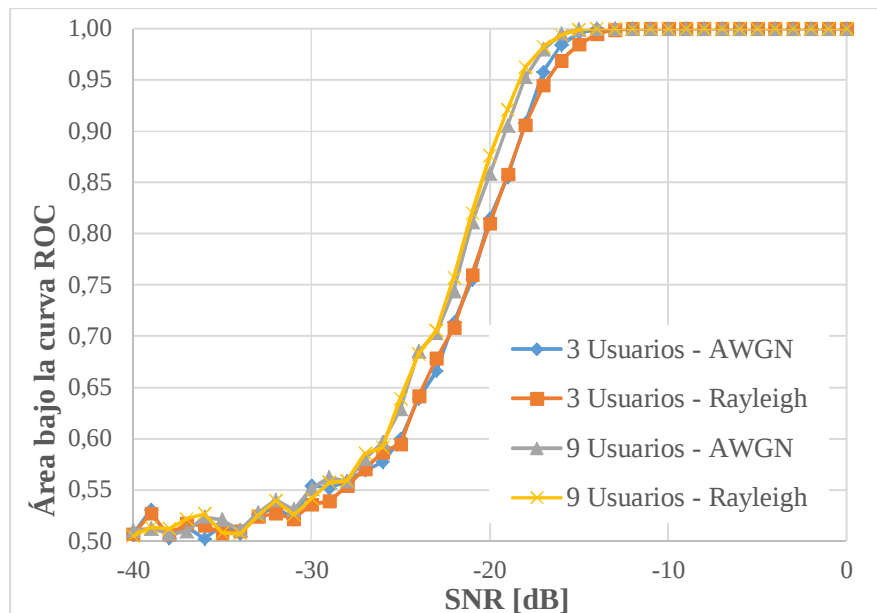


Figura 27 - Área encerrada bajo la Curva ROC para Hard Combining – “Al menos 1” – Canal AWGN y Rayleigh

En la Figura 26 se presentan las curvas de áreas encerradas bajo la curva ROC para hard combining mediante la aplicación de la regla de mayoría simple con 3 y 9 usuarios tanto sobre canal AWGN y sobre canal Rayleigh, mientras que en la Figura 27 se plantea la misma situación para el esquema “al menos 1”.

A igualdad de número de usuarios considerados, la performance de sensado es ligeramente mejor en cada uno de los casos si el canal es AWGN puro, respecto del mismo valor de SNR para un canal Rayleigh; las diferencias no sobrepasan 1 dB, siguiendo el razonamiento de las secciones 4.4 y 4.3, donde a igualdad de área, se busca el valor que se necesitaría alcanzar de SNR en el otro esquema de sensado con el cual se compara. En los valores de mejor relación SNR las diferencias no son apreciables, tendiendo a ser el valor del área igual a 1. Algo análogo sucede para SNR muy bajo, donde el valor del área se mantiene en 0,5.

En la Figura 28 se presenta una comparación entre 7 usuarios sobre canal AWGN y 9 usuarios sobre modelo Rayleigh para ambos casos de hard combining. Es posible observar a simple vista que hay una superposición notable de las curvas. Estos resultados indican que, para obtener la misma performance en canal Rayleigh y en canal AWGN, es necesario aumentar en 2 el número de usuarios cooperativos.

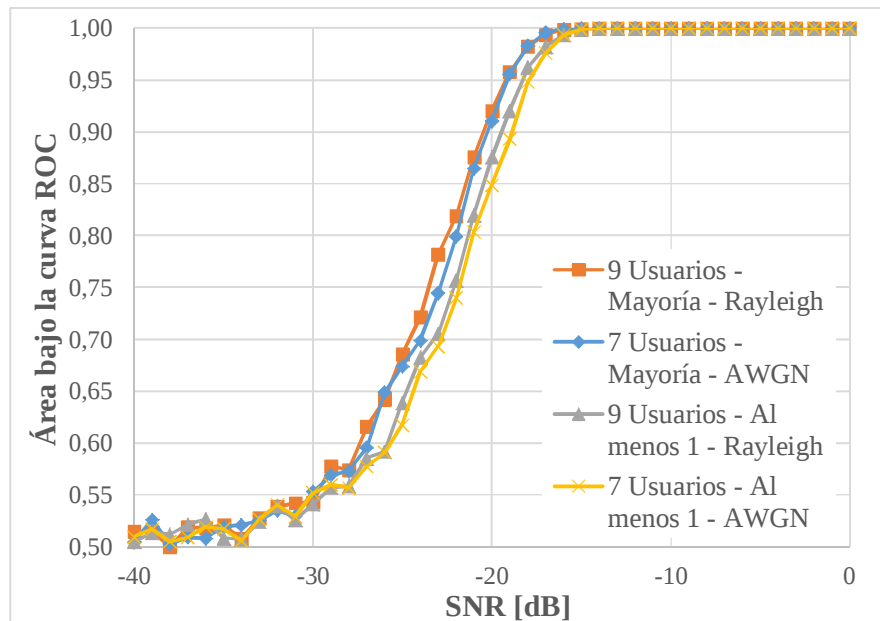


Figura 28 - Área encerrada bajo la Curva ROC para Hard Combining – Canal AWGN y Rayleigh – Comparación de acuerdo a cantidad de usuarios

4.6 Análisis de los tiempos de sensado:

Como se anticipó en el Capítulo 3, Sección 3.2, el tiempo de sensado es un parámetro que tiene incidencia en la performance. El análisis del tiempo de sensado se hace fijando la relación - señal-ruido (SNR) en -20 dB, y se varía dicho tiempo; el modelo de canal aplicado es el de Rayleigh.

En la Figura 29, se muestra el área bajo la curva ROC para tiempos de sensado comprendidos entre 0,02 ms y 1,04 ms, donde el máximo de tiempo de sensado corresponde al tiempo estándar fijado para todas las simulaciones del trabajo (1 símbolo OFDM). Como se observa en el gráfico, las áreas en su menor valor se aproximan para todos los casos a un valor de área de 0,5 y va creciendo gradualmente hasta el valor 1, se observa además que también en este análisis la mejor performance se da para los 9 usuarios mediante soft combining. En resumen, si el tiempo de sensado disminuye la performance del sensado ccoperativo cae, por lo que este parámetro posee incidencia directa sobre dicha performance para todos los esquemas de sensado considerados; de modo que un tiempo de sensado equivalente a 1/10 del original equivale a empeorar los valores de SNR en unos 15 a 20 dB aproximadamente.

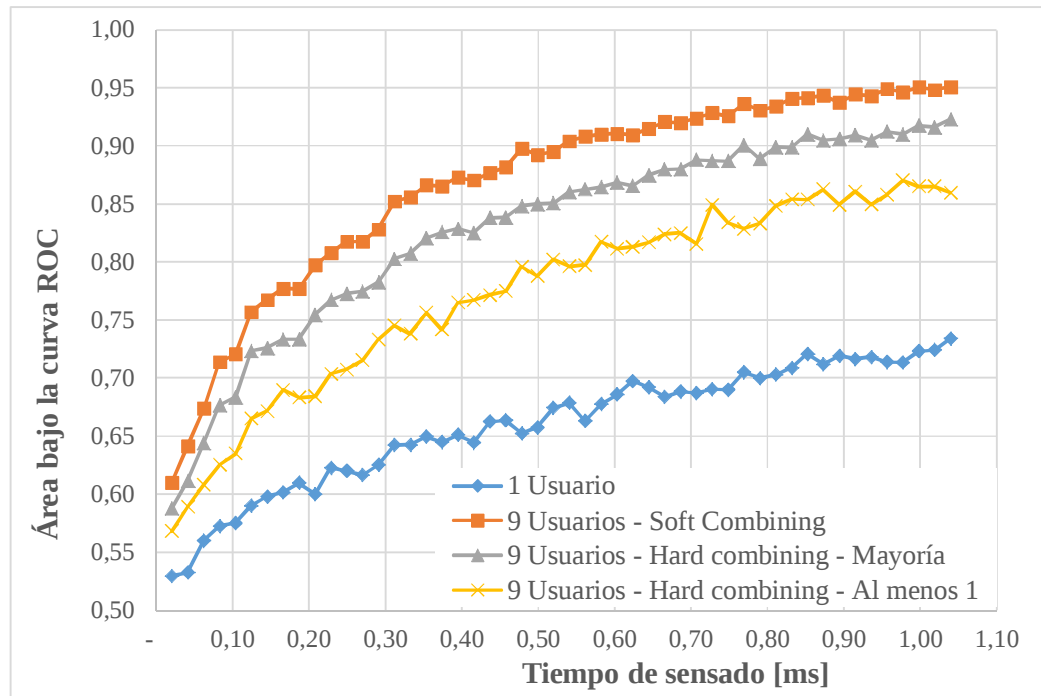


Figura 29 - Área encerrada bajo la Curva ROC vs tiempo de sensado – 1 y 9 usuarios sobre canal Rayleigh

4.7 Evaluación con modulación 64QAM:

En esta sección se evalúa la influencia de la modulación en la performance de los esquemas (ver Capítulo 3, Sección 3.3).

A los efectos de realizar la comparación se toma un usuario QPSK versus 1 usuario 64QAM y 9 usuarios soft combining para las mismas modulaciones.

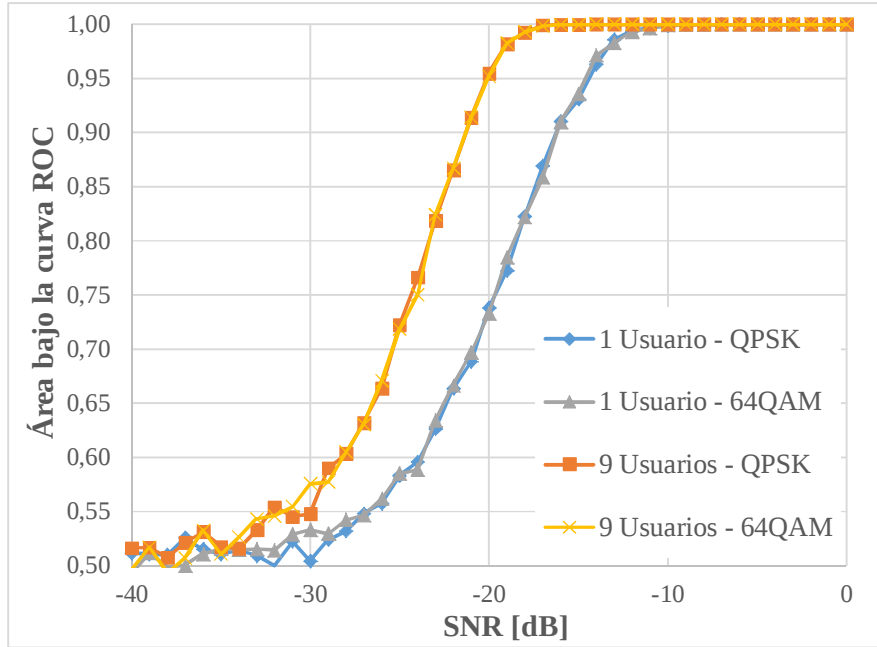


Figura 30 - Área encerrada bajo la Curva ROC vs SNR – 1 y 9 usuarios sobre canal Rayleigh
– Modulaciones QPSK y 64QAM

En la Figura 30 se observa que el área encerrada bajo las curvas ROC para 1 y 9 usuarios (soft combining) se superpone de manera completa para los rangos de SNR de hasta -30 dB. Algo similar es observado para otros esquemas de sensado. En base a esta consideración se deduce que el análisis para QPSK es perfectamente válido si se toma una modulación 64QAM.

4.8 Sumario

A lo largo del presente capítulo se han estudiado diferentes métodos de sensado cooperativo de energía. De este análisis, se desprenden las siguientes conclusiones:

- Los valores extremos que se pueden alcanzar para el área encerrada bajo las curvas ROC oscila entre 1 (ideal) y 0,5, la peor condición
- Sobre el canal Rayleigh, en líneas generales la performance es ligeramente peor a la obtenida sobre el canal AWGN puro.

- A mejores relaciones SNR alcanzadas, todos los esquemas son extremadamente parecidos. Algo similar sucede cuando se está posicionado en las peores condiciones de relación señal a ruido.
- A mayor cantidad de usuarios cooperativos, mejor será la performance del sensado cooperativo de energía.
- Si los valores de SNR son buenos, por más usuarios cooperativos que se adicionen, la performance del sensado cooperativo de energía tiende a estabilizarse alrededor del valor 1 (área bajo la curva). Por lo tanto, en condiciones favorables no es necesario que demasiada cantidad de usuarios cooperen.
- El mejor sistema de sensado cooperativo de energía, de entre los analizados, es el de soft combining. Sin embargo, este método posee la desventaja de una mayor cantidad de información a transmitir (overhead) respecto de los métodos de hard combining.
- De los métodos de hard combining, el de mayoría simple presenta una performance ligeramente superior al de “al menos 1”.
- La performance de todos los métodos disminuye a medida que los tiempos de sensado se hacen más cortos.
- La modulación QPSK para el sensado cooperativo de energía es tan representativa como la modulación 64QAM. Este resultado es relevante en el sensado de las transmisiones de televisión digital bajo la Norma ISDB-Tb.

Capítulo 5

Conclusiones y Líneas de Trabajo Futuras

En líneas generales, la importancia del sensado cooperativo es fundamental en el desarrollo de sistemas radioeléctricos modernos, de manera de optimizar el uso de un recurso escaso como el espectro, por lo que cualquier trabajo en línea con ese objetivo resultará siempre de utilidad.

Al momento de estudiar la bibliografía para la elaboración de esta tesis, se podían vislumbrar las dificultades concernientes a la comparación de los métodos de sensado cooperativo. En particular la cantidad de parámetros empleados en el análisis de los diversos métodos, hace que una presentación clara de los resultados se torne dificultosa, sobre todo cuando no existen expresiones analíticas simples que permitan una comparación directa entre los diversos métodos.

En base a las dificultades expuestas se observó que el área bajo las curvas ROC es un parámetro sencillo de calcular y que permite una comparación entre los diversos métodos. Su agrupamiento en familias otorga, además, un buen resultado visual, fácil de interpretar de un vistazo.

Ya se ha expuesto que en el sensado cooperativo de energía la falta de fórmulas o expresiones analíticas que permitan el análisis de situaciones reales es una dificultad importante para el estudio del método, es por ello que para el desarrollo del trabajo se eligieron técnicas de simulación. En las simulaciones se busca obtener un modelo del

sistema bajo análisis lo más realista posible. En esta tesis, el foco ha sido puesto en reproducir las condiciones de un ambiente radioeléctrico donde se encuentran presentes las señales del sistema de televisión digital. La elección de este segmento de banda y el tipo de señales simuladas reviste en el hecho de permitir su aprovechamiento para el despliegue de redes de datos del tipo WRAN, las cuales cobran importancia en el desarrollo de, por ejemplo, zonas rurales ya que esta banda del espectro permite obtener una excelente penetración y alcance; objetivo que no debe interferir con el desarrollo de los servicios de televisión digital.

Como resultado del desarrollo del trabajo se pudo determinar, en primer lugar, que el sensado cooperativo de energía aparece como apto para emplearse en para la detección de señales de televisión digital. En particular dentro de las técnicas de sensado cooperativo de energía, el soft combining aparece como la más robusta en condiciones más desfavorables de relación señal-ruido, pero, al tener la desventaja de un mayor overhead debido a la mayor cantidad de información a transferir, es que en ciertas circunstancias el empleo del hard combining resulte ventajoso.

Del desarrollo del trabajo vemos que en el sensado cooperativo de energía la mayor limitante es la relación SNR del detector; esto es observable claramente en el análisis del área encerrada bajo la curva ROC vs SNR, donde a partir de un valor límite se observa que el área bajo la curva es aproximadamente 0,5. En el otro extremo, para altos niveles de SNR, el valor de área encerrada bajo la curva ROC tiende a 1. También es posible observar que, para todos los esquemas de sensado estudiados, la performance es poco sensible al número de usuarios cooperativos para valores extremos (altos y bajos) de SNR.

A partir del trabajo en esta tesis, se desprenden algunas consecuencias de implicancia práctica en el desarrollo de un sistema de radio cognitiva:

1. En primer lugar, deben considerarse las condiciones de SNR en el receptor. De dicha evaluación se puede determinar la cantidad de usuarios que cooperen, ya que la suma de usuarios más allá de cierto límite carece de sentido práctico.

2. En segundo lugar, luego de la evaluación anterior se puede elegir el método de sensado cooperativo: el soft combining cuando se desea alcanzar la mejor performance y el hard combining si no se requiere alcanzar una performance superior.
3. Finalmente, si se elige hard combining, el método de mayoría simple es más robusto que el método “al menos 1”. Hay que destacar que todas las condiciones de comparación tienen validez en condiciones de SNR intermedias (entre -10 dB y -30 dB), en los extremos los resultados entre todas las metodologías son parecidos y por lo tanto no son comparables.

Para concluir, se pueden enumerar algunas líneas de trabajo a futuro que se desprenden de la presente tesis:

- Evaluación del método de sensado cooperativo de energía en la banda 28 (APT700)⁴ de celulares (LTE/3GPP)⁵ en particular modelando las señales del sistema 4G. Este estudio puede ser de interés para plantear su aplicación, por ejemplo, en algunos servicios de alcance geográfico restringido en ambientes urbanos; aunque si bien la aplicación práctica de los resultados de este estudio parece de compleja realización dada la elevada ocupación que es de esperarse luego de implementación completa del APT700.
- Extensión del estudio comparativo del sensado del espectro a métodos de detección coherentes, por ejemplo detección de características cicloestacionarias, detección de características de segundo orden, etc; estudio no realizado en este trabajo dada las grandes diferencias conceptuales para su simulación y estudio.
- Otra línea de trabajo que se propone, ya conocidas las diferencias entre los resultados obtenidos entre el empleo del modelo de canal AWGN y el Rayleigh; es el estudio basado en varios tipos de canal multicaminos Rayleigh.

⁴ Ver <http://gsacom.com/communities/apt700/>

⁵ Ver <http://www.3gpp.org/>

- Otro estudio posible sin apartarse del sensado cooperativo de energía es mediante el empleo de usuarios más diversos, básicamente con un SNR no homogéneo entre los usuarios que cooperan.
- Finalmente, se considera que es de interés el desarrollo de líneas de trabajo experimentales, en particular, un trabajo de campo que permita ampliar el alcance de los trabajos teóricos.

Glosario

AR	<i>Ambiente Radioeléctrico</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BS	<i>Base Station (Estación Base)</i>
CAF	<i>Cyclic Autocorrelation Function</i>
CP	<i>Cyclic Prefix (Prefijo Cíclico)</i>
CR	<i>Cognitive Radio</i>
CRN	<i>Cooperative Radio Network</i>
CSD	<i>Cyclic Spectral Density</i>
CU	<i>Cooperative User</i>
DRk	<i>Digital Radio</i>
DSA	<i>Dynamic Spectrum Access</i>
FC	<i>Fusion Center</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response (Respuesta al Impulso Finito)</i>
GLRT	<i>Generalized Likelihood-ratio Test (Test de verosimilitud generalizado)</i>
MAC	<i>Medium Access Control (Control de Acceso al Medio)</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OSTBC	<i>Orthogonal Space-Time Block Code</i>
PU	<i>Primary User (Usuario Primario)</i>
QoS	<i>Quality of Service (Calidad de Servicio)</i>
ROC	<i>Receiver Operating Characteristics</i>
RSS	<i>Received Signal Strength</i>
RTT	<i>Round Trip Time (Tiempo de Viaje Redondo/ida y vuelta)</i>
SCE	<i>Sensado Cooperativo del Espectro</i>
SDR	<i>Software Defined Radio</i>
SIMO	<i>Single Input Multiple Output</i>
SNR	<i>Signal Noise Ratio (Relación Señal Ruido)</i>
SU	<i>Secondary User (Usuario Secundario)</i>
WRAN	<i>Wireless Regional Area Network (Red Inalámbrica de Area Regional)</i>

Anexo A – Tablas

SNR (dB)	-60	-50	-40	-30	-20	-10	-2	-1	0
1_U_AWGN_1 Symbol	0,507	0,501	0,518	0,530	0,742	1,000	1,000	1,000	1,000
1_U_Rayleigh_1 Symbol	0,502	0,508	0,511	0,504	0,738	0,998	1,000	1,000	1,000

Tabla 2.- Área bajo las curvas para AWGN y Rayleigh- 1 usuario

SNR	-60	-50	-40	-30	-20	-10	-2	-1	0
9_U_AWGN_1 Symbol_Soft Combining	0,498	0,519	0,508	0,574	0,965	1,000	1,000	1,000	1,000
9_U_AWGN_1 Symbol_H Comb_Voting	0,500	0,518	0,509	0,563	0,934	1,000	1,000	1,000	1,000
9_U_AWGN_1 Symbol_H Comb_1Out Of 9	0,498	0,515	0,511	0,551	0,858	1,000	1,000	1,000	1,000

Tabla 3 – Area bajo las curvas ROC para 9 usuarios hard y soft combining – Canal AWGN

SNR	-60	-50	-40	-30	-20	-10	-2	-1	0
9_U_Rayleigh_1 Symbol_Soft Combining	0,497	0,508	0,516	0,548	0,955	1,000	1,000	1,000	1,000
9_U_Rayleigh_1 Symbol_H Comb_Voting	0,501	0,513	0,515	0,543	0,920	1,000	1,000	1,000	1,000
9_U_Rayleigh_1 Symbol_H Comb_1Out Of 9	0,501	0,507	0,505	0,541	0,876	1,000	1,000	1,000	1,000

Tabla 4 – Area bajo las curvas ROC para 9 usuarios hard y soft combining – Canal Rayleigh

SNR	-60	-50	-40	-30	-20	-10	-2	-1	0
3_U_AWGN_1 Symbol_H Comb_Voting	0,510	0,504	0,509	0,557	0,830	1,000	1,000	1,000	1,000
3_U_Rayleigh_1 Symbol_H Comb_Voting	0,506	0,509	0,516	0,529	0,821	1,000	1,000	1,000	1,000
5_U_AWGN_1 Symbol_H Comb_Voting	0,497	0,512	0,505	0,545	0,881	1,000	1,000	1,000	1,000
5_U_Rayleigh_1 Symbol_H	0,496	0,511	0,506	0,518	0,865	1,000	1,000	1,000	1,000

Comb_Voting									
7_U_AWGN_1 Symbol_H Comb_Voting	0,498	0,517	0,505	0,553	0,911	1,000	1,000	1,000	1,000
7_U_Rayleigh_1 Symbol_H Comb_Voting	0,498	0,510	0,513	0,528	0,899	1,000	1,000	1,000	1,000
9_U_AWGN_1 Symbol_H Comb_Voting	0,500	0,518	0,509	0,563	0,934	1,000	1,000	1,000	1,000
9_U_Rayleigh_1 Symbol_H Comb_Voting	0,501	0,513	0,515	0,543	0,920	1,000	1,000	1,000	1,000
3_U_AWGN_1 Symbol_H Comb_1Out Of 9	0,490	0,503	0,507	0,554	0,815	1,000	1,000	1,000	1,000
3_U_Rayleigh_1 Symbol_H Comb_1Out Of 9	0,502	0,516	0,507	0,536	0,810	1,000	1,000	1,000	1,000
5_U_AWGN_1 Symbol_H Comb_1Out Of 9	0,497	0,499	0,503	0,553	0,831	1,000	1,000	1,000	1,000
5_U_Rayleigh_1 Symbol_H Comb_1Out Of 9	0,496	0,497	0,506	0,531	0,835	1,000	1,000	1,000	1,000
7_U_AWGN_1 Symbol_H Comb_1Out Of 9	0,499	0,509	0,509	0,552	0,849	1,000	1,000	1,000	1,000
7_U_Rayleigh_1 Symbol_H Comb_1Out Of 9	0,505	0,505	0,502	0,536	0,860	1,000	1,000	1,000	1,000
9_U_AWGN_1 Symbol_H Comb_1Out Of 9	0,498	0,515	0,511	0,551	0,858	1,000	1,000	1,000	1,000
9_U_Rayleigh_1 Symbol_H Comb_1Out Of 9	0,501	0,507	0,505	0,541	0,876	1,000	1,000	1,000	1,000

**Tabla 5 – Area bajo las curvas ROC para todos los usuarios hard y soft combining – Canal
AWGN y Canal Rayleigh**

Anexo B – Scripts Matlab®

Para la realización de las simulaciones se parte de un script básico que sufre modificaciones de acuerdo a algunos cambios en la simulación, por ejemplo al variar el tiempo de sensado, al cambiar la modulación o el modelo de canal. Se transcribe a modo de ejemplo el script correspondiente a la modulación QPSK, tiempo de sensado fijo y canal Rayleigh (y AWGN).

1. Script general

```
function [U1R, U3R, U5R, U7R, U9R, ...
    M3R, M5R, M7R, M9R, ...
    OR3R, OR5R, OR7R, OR9R, ...
    U1A, U3A, U5A, U7A, U9A, ...
    M3A, M5A, M7A, M9A, ...
    OR3A, OR5A, OR7A, OR9A] = ROC_Rayleigh(snr, N, Nu)

%snr = EbNo + 10*log10(k) + 10*log10(numDC/numSC);
%snr = -20;

%Número de realizaciones
%N = 100;

%Número de umbrales
%Nu = 100;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Mode 3 ISDB-T: QPSK y OFDM
%No se reproduce fielmente la norma ISDB-T. Se trata de un esquema
%simplificado que intenta captar los principales elementos de dicha
%norma

%ISDB-T usa varios formatos de modulación: (D)QPSK, n-QAM
%Al tener una organización segmentada y jerárquica, usa diversas
%modulaciones con distintos FEC y diferentes tipos de interleaving.
%Para simplificar el análisis, usaremos sólo QPSK.
M = 4; % Modulation alphabet
k = log2(M); % Bits/symbol
hQPSKMod = comm.QPSKModulator('BitInput', true); %QPSK

%Modo 3 utiliza 8192 portadoras
numSC = 8192; % Number of OFDM subcarriers

%Existen diversos tipos prefijos cíclicos: 1/32, 1/16, 1/8 o 1/4
%Aquí fijamos 1/32
cpLen = 1/32*numSC; % OFDM cyclic prefix length

%El número de portadoras activas en mode 3 es 432 por segmento. Las demás
%se dejan en 0.
```

```

noSCbeg = 1288;      %subcarriers en 0 al inicio
noSCend = 1288;      %subcarriers en 0 al final
actSC    = 5616;      %subcarriers activas en el medio
%noSCbeg+noSCend+actSC = 8191, son 8192 si se suma la DC suprimida

%Pilotos
%El estándar es complejo. Los pilotos están distribuidos de forma que
%cambia de símbolo a símbolo.
%Dado que en los pilotos se envía una secuencia pseudo-aleatorias, aquí
%simplemente no usaremos pilotos explícitos

%FFT sample frequency
fftfs = 512/63*1e6;  %Hz

%OFDM
hOFDMmod = comm.OFDMModulator(...
    'FFTLength',numSC,'CyclicPrefixLength',cpLen,...
    'NumGuardBandCarriers',[noSCbeg;noSCend]);

ofdmInfo = info(hOFDMmod);

%Tamaño de la trama en bits
numDC = ofdmInfo.DataInputSize(1);
symbolSize = [k*numDC 1];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Modelos de canal
%modelo de canal AWGN
hChan = comm.AWGNChannel('NoiseMethod','Variance', ...
    'VarianceSource','Property');

%Modelo de canal Rayleigh
fs = fftfs; % Hz
pathDelays = [0 0.2 0.5 1.6 2.3 5]*1e-6; % sec
avgPathGains = [-3 0 -2 -6 -8 -10]; % dB
fD = 250; % Hz

H = comm.RayleighChannel(...
    'SampleRate',fs,...
    'PathDelays',pathDelays,...
    'AveragePathGains',avgPathGains,...
    'MaximumDopplerShift',fD);
% H = comm.RayleighChannel(...
%     'SampleRate',fs,...
%     'PathDelays',pathDelays,...
%     'AveragePathGains',avgPathGains,...
%     'MaximumDopplerShift',fD,...
%     'Visualization','Impulse and frequency responses');
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Estimo potencia promedio de la señal
power = 0;
for l = 1:N
    dataIn = randi([0,1],symbolSize);
    qpskTx = step(hQPSKMod,dataIn);
    txSig = step(hOFDMmod,qpskTx);
    power = power + var(txSig);
end
power = power/N;
powerDB = 10*log10(power);
% Calculate Tx signal power

```

```

noiseVar = 10.^(0.1*(powerDB-snr));           % Calculate the noise variance
hChan.Variance = noiseVar;

%Umbrales
u = linspace(noiseVar/1.2,power+1.2*noiseVar,Nu);

Counter_Or = zeros(size(u));

%USER NUMBER
users = 9;

%probabilidades
PDE_1_UserR = zeros(size(u)); %deteccion
PDE_3_UsersR = zeros(size(u)); %deteccion
PDE_5_UsersR = zeros(size(u)); %deteccion
PDE_7_UsersR = zeros(size(u)); %deteccion
PDE_9_UsersR = zeros(size(u)); %deteccion

%Decisión de mayoría
PDE_mayor3R = zeros(size(u));
PDE_mayor5R = zeros(size(u));
PDE_mayor7R = zeros(size(u));
PDE_mayor9R = zeros(size(u));

%Decisión 1-out-of-N
PDE_or3R = zeros(size(u));
PDE_or5R = zeros(size(u));
PDE_or7R = zeros(size(u));
PDE_or9R = zeros(size(u));

PDE_1_UserA = zeros(size(u)); %deteccion
PDE_3_UsersA = zeros(size(u)); %deteccion
PDE_5_UsersA = zeros(size(u)); %deteccion
PDE_7_UsersA = zeros(size(u)); %deteccion
PDE_9_UsersA = zeros(size(u)); %deteccion

%Decisión de mayoría
PDE_mayor3A = zeros(size(u));
PDE_mayor5A = zeros(size(u));
PDE_mayor7A = zeros(size(u));
PDE_mayor9A = zeros(size(u));

%Decisión 1-out-of-N
PDE_or3A = zeros(size(u));
PDE_or5A = zeros(size(u));
PDE_or7A = zeros(size(u));
PDE_or9A = zeros(size(u));

PFA_1_User = zeros(size(u)); %falsa alarma
PFA_3_Users = zeros(size(u)); %falsa alarma
PFA_5_Users = zeros(size(u)); %falsa alarma
PFA_7_Users = zeros(size(u)); %falsa alarma
PFA_9_Users = zeros(size(u)); %falsa alarma

%Decisión de mayoría
PFA_mayor3 = zeros(size(u));
PFA_mayor5 = zeros(size(u));
PFA_mayor7 = zeros(size(u));
PFA_mayor9 = zeros(size(u));

%Decisión 1-out-of-N
PFA_or3 = zeros(size(u));

```

```

PFA_or5 = zeros(size(u));
PFA_or7 = zeros(size(u));
PFA_or9 = zeros(size(u));

%SIMULO

power = 0;

for l = 1:N
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %%Con señal Rayleigh
    dataIn = randi([0,1],symbolSize);           % Generate binary data
    qpskTx = step(hQPSKMod,dataIn);              % Apply QPSK modulation
    txSig = step(hOFDMmod,qpskTx);              % Apply OFDM modulation

    % Se toman 9 usuarios, con un mismo S/N
    power = power + var(txSig);
    stat = zeros(users,1);
    for us = 1:users
        rxSig = step(H,txSig);                   % Pass the signal through a
    Raleigh channel
        rxSig = step(hChan,rxSig);               % Pass the signal through a
    noisy channel
        stat(us) = norm(rxSig)^2/(length(rxSig)-1);
    end

    %Estadistico para 1 usuario
    STAT_1_User = stat(1);
    %Estadistico para 3 usuarios
    STAT_3_Users = mean(stat(1:3));
    %Estadistico para 5 usuarios
    STAT_5_Users = mean(stat(1:5));
    %Estadistico para 7 usuarios
    STAT_7_Users = mean(stat(1:7));
    %Estadistico para 9 usuarios
    STAT_9_Users = mean(stat(1:9));

    for m = 1:length(u)
        if STAT_1_User > u(m)
            PDE_1_UserR(m) = PDE_1_UserR(m) + 1;
        end
        if STAT_3_Users > u(m)
            PDE_3_UsersR(m) = PDE_3_UsersR(m) + 1;
        end
        if STAT_5_Users > u(m)
            PDE_5_UsersR(m) = PDE_5_UsersR(m) + 1;
        end
        if STAT_7_Users > u(m)
            PDE_7_UsersR(m) = PDE_7_UsersR(m) + 1;
        end
        if STAT_9_Users > u(m)
            PDE_9_UsersR(m) = PDE_9_UsersR(m) + 1;
        end

        %Decisiones de cada usuario
        decindividual = (stat > u(m));

        %Decisión de mayoría
        PDE_mayor3R(m) = PDE_mayor3R(m)+(sum(decindividual(1:3))>1);
        PDE_mayor5R(m) = PDE_mayor5R(m)+(sum(decindividual(1:5))>2);
        PDE_mayor7R(m) = PDE_mayor7R(m)+(sum(decindividual(1:7))>3);
        PDE_mayor9R(m) = PDE_mayor9R(m)+(sum(decindividual(1:9))>4);
    end
end

```

```

%Decisión 1-out-of-N
PDE_or3R(m) = PDE_or3R(m)+(sum(decindividual(1:3))>0);
PDE_or5R(m) = PDE_or5R(m)+(sum(decindividual(1:5))>0);
PDE_or7R(m) = PDE_or7R(m)+(sum(decindividual(1:7))>0);
PDE_or9R(m) = PDE_or9R(m)+(sum(decindividual(1:9))>0);

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Con señal AWGN
%   dataIn = randi([0,1],symbolSize);           % Generate binary data
%   qpskTx = step(hQPSKMod,dataIn);              % Apply QPSK modulation
%   txSig = step(hOFDMmod,qpskTx);              % Apply OFDM modulation

% Se toman 9 usuarios, con un mismo S/N
power = power + var(txSig);
stat = zeros(users,1);
for us = 1:users
    rxSig = step(hChan,txSig);                    % Pass the signal through a
noisy channel
    stat(us) = norm(rxSig)^2/(length(rxSig)-1);
end

%Estadístico para 1 usuario
STAT_1_User = stat(1);
%Estadístico para 3 usuarios
STAT_3_Users = mean(stat(1:3));
%Estadístico para 5 usuarios
STAT_5_Users = mean(stat(1:5));
%Estadístico para 7 usuarios
STAT_7_Users = mean(stat(1:7));
%Estadístico para 9 usuarios
STAT_9_Users = mean(stat(1:9));

for m = 1:length(u)
    if STAT_1_User > u(m)
        PDE_1_UserA(m) = PDE_1_UserA(m) + 1;
    end
    if STAT_3_Users > u(m)
        PDE_3_UsersA(m) = PDE_3_UsersA(m) + 1;
    end
    if STAT_5_Users > u(m)
        PDE_5_UsersA(m) = PDE_5_UsersA(m) + 1;
    end
    if STAT_7_Users > u(m)
        PDE_7_UsersA(m) = PDE_7_UsersA(m) + 1;
    end
    if STAT_9_Users > u(m)
        PDE_9_UsersA(m) = PDE_9_UsersA(m) + 1;
    end
end

%Decisiones de cada usuario
decindividual = (stat > u(m));

%Decisión de mayoría
PDE_mayor3A(m) = PDE_mayor3A(m)+(sum(decindividual(1:3))>1);
PDE_mayor5A(m) = PDE_mayor5A(m)+(sum(decindividual(1:5))>2);
PDE_mayor7A(m) = PDE_mayor7A(m)+(sum(decindividual(1:7))>3);
PDE_mayor9A(m) = PDE_mayor9A(m)+(sum(decindividual(1:9))>4);

%Decisión 1-out-of-N
PDE_or3A(m) = PDE_or3A(m)+(sum(decindividual(1:3))>0);

```

```

PDE_or5A(m) = PDE_or5A(m)+(sum(decindividual(1:5))>0);
PDE_or7A(m) = PDE_or7A(m)+(sum(decindividual(1:7))>0);
PDE_or9A(m) = PDE_or9A(m)+(sum(decindividual(1:9))>0);

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%sin señal
txSig = 0*txSig; % Sin señal

stat = zeros(users,1);
for us = 1:users
    %si pasan 0s por el canal de Rayleigh, llegan 0s...
    %sólo tengo ruido aditivo
    rxSig = step(hChan,txSig); % Pass the signal through a
noisy channel
    stat(us) = norm(rxSig)^2/(length(rxSig)-1);
end

%Estadístico para 1 usuario
STAT_1_User = stat(1);
%Estadístico para 3 usuarios
STAT_3_Users = mean(stat(1:3));
%Estadístico para 5 usuarios
STAT_5_Users = mean(stat(1:5));
%Estadístico para 7 usuarios
STAT_7_Users = mean(stat(1:7));
%Estadístico para 9 usuarios
STAT_9_Users = mean(stat(1:9));

for m = 1:length(u)
    if STAT_1_User > u(m)
        PFA_1_User(m) = PFA_1_User(m) + 1;
    end
    if STAT_3_Users > u(m)
        PFA_3_Users(m) = PFA_3_Users(m) + 1;
    end
    if STAT_5_Users > u(m)
        PFA_5_Users(m) = PFA_5_Users(m) + 1;
    end
    if STAT_7_Users > u(m)
        PFA_7_Users(m) = PFA_7_Users(m) + 1;
    end
    if STAT_9_Users > u(m)
        PFA_9_Users(m) = PFA_9_Users(m) + 1;
    end

    %Decisiones de cada usuario
    decindividual = (stat > u(m));
    %Decisión de mayoría
    PFA_mayor3(m) = PFA_mayor3(m)+(sum(decindividual(1:3))>1);
    PFA_mayor5(m) = PFA_mayor5(m)+(sum(decindividual(1:5))>2);
    PFA_mayor7(m) = PFA_mayor7(m)+(sum(decindividual(1:7))>3);
    PFA_mayor9(m) = PFA_mayor9(m)+(sum(decindividual(1:9))>4);

    %Decisión 1-out-of-N
    PFA_or3(m) = PFA_or3(m)+(sum(decindividual(1:3))>0);
    PFA_or5(m) = PFA_or5(m)+(sum(decindividual(1:5))>0);
    PFA_or7(m) = PFA_or7(m)+(sum(decindividual(1:7))>0);
    PFA_or9(m) = PFA_or9(m)+(sum(decindividual(1:9))>0);
end

end

```

```
power = power/(N*length(u));
snravg = 10*log10(power/noiseVar);
```

```
PDE_1_UserR = PDE_1_UserR/N;
PDE_3_UsersR = PDE_3_UsersR/N;
PDE_5_UsersR = PDE_5_UsersR/N;
PDE_7_UsersR = PDE_7_UsersR/N;
PDE_9_UsersR = PDE_9_UsersR/N;
```

%Decisión de mayoría

```
PDE_mayor3R = PDE_mayor3R/N;
PDE_mayor5R = PDE_mayor5R/N;
PDE_mayor7R = PDE_mayor7R/N;
PDE_mayor9R = PDE_mayor9R/N;
```

%Decisión 1-out-of-N

```
PDE_or3R = PDE_or3R/N;
PDE_or5R = PDE_or5R/N;
PDE_or7R = PDE_or7R/N;
PDE_or9R = PDE_or9R/N;
```

```
PDE_1_UserA = PDE_1_UserA/N;
PDE_3_UsersA = PDE_3_UsersA/N;
PDE_5_UsersA = PDE_5_UsersA/N;
PDE_7_UsersA = PDE_7_UsersA/N;
PDE_9_UsersA = PDE_9_UsersA/N;
```

%Decisión de mayoría

```
PDE_mayor3A = PDE_mayor3A/N;
PDE_mayor5A = PDE_mayor5A/N;
PDE_mayor7A = PDE_mayor7A/N;
PDE_mayor9A = PDE_mayor9A/N;
```

%Decisión 1-out-of-N

```
PDE_or3A = PDE_or3A/N;
PDE_or5A = PDE_or5A/N;
PDE_or7A = PDE_or7A/N;
PDE_or9A = PDE_or9A/N;
```

```
PFA_1_User = PFA_1_User/N;
PFA_3_Users = PFA_3_Users/N;
PFA_5_Users = PFA_5_Users/N;
PFA_7_Users = PFA_7_Users/N;
PFA_9_Users = PFA_9_Users/N;
```

%Decisión de mayoría

```
PFA_mayor3 = PFA_mayor3/N;
PFA_mayor5 = PFA_mayor5/N;
PFA_mayor7 = PFA_mayor7/N;
PFA_mayor9 = PFA_mayor9/N;
```

%Decisión 1-out-of-N

```
PFA_or3 = PFA_or3/N;
PFA_or5 = PFA_or5/N;
PFA_or7 = PFA_or7/N;
PFA_or9 = PFA_or9/N;
```

```

%GRAFICOS Soft Combining

%Grafica 1 Usuario
% figure
% plot(PFA_1_User,PDE_1_User,'*')
% xlabel('PFA_1_User')
% ylabel('PDE_1_User')
% grid on
%
% %Grafica 3 Usuarios
% figure
% plot(PFA_3_Users,PDE_3_Users,'*')
% xlabel('PFA_3_Users')
% ylabel('PDE_3_Users')
% grid on
%
% %Grafica 5 Usuarios
% figure
% plot(PFA_5_Users,PDE_5_Users,'*')
% xlabel('PFA_5_Users')
% ylabel('PDE_5_Users')
% grid on
%
% %Grafica 7 Usuarios
% figure
% plot(PFA_7_Users,PDE_7_Users,'*')
% xlabel('PFA_7_Users')
% ylabel('PDE_7_Users')
% grid on
%
% %Grafica 9 Usuarios
% figure
% plot(PFA_9_Users,PDE_9_Users,'*')
% xlabel('PFA_9_Users')
% ylabel('PDE_9_Users')
% grid on
%
% %GRAFICAS PARA HARD COMBINING
% %Decision de Mayoria 3 Usuarios
% figure
% plot(PFA_mayor3,PDE_mayor3,'*')
% xlabel('PFA_mayor3')
% ylabel('PDE_mayor3')
% grid on
%
% %Decision de Mayoria 5 Usuarios
% figure
% plot(PFA_mayor5,PDE_mayor5,'*')
% xlabel('PFA_mayor5')
% ylabel('PDE_mayor5')
% grid on
%
% %Decision de Mayoria 7 Usuarios
% figure
% plot(PFA_mayor7,PDE_mayor7,'*')
% xlabel('PFA_mayor7')
% ylabel('PDE_mayor7')
% grid on
%
% %Decision de Mayoria 9 Usuarios
% figure
% plot(PFA_mayor9,PDE_mayor9,'*')
% xlabel('PFA_mayor9')

```

```
% ylabel('PDE_mayor9')
% grid on
%
% %Decision de 1-out-of-n 3 Usuarios
% figure
% plot(PFA_or3,PDE_or3,'*')
% xlabel('PFA_or3')
% ylabel('PDE_or3')
% grid on
%
% %Decision de 1-out-of-n 5 Usuarios
% figure
% plot(PFA_or5,PDE_or5,'*')
% xlabel('PFA_or5')
% ylabel('PDE_or5')
% grid on
%
% %Decision de 1-out-of-n 7 Usuarios
% figure
% plot(PFA_or7,PDE_or7,'*')
% xlabel('PFA_or7')
% ylabel('PDE_or7')
% grid on
%
% %Decision de 1-out-of-n 9 Usuarios
% figure
% plot(PFA_or9,PDE_or9,'*')
% xlabel('PFA_or9')
% ylabel('PDE_or9')
% grid on

%Area bajo la curva
U1R = abs(trapz(PFA_1_User,PDE_1_UserR));
U3R = abs(trapz(PFA_3_Users,PDE_3_UsersR));
U5R = abs(trapz(PFA_5_Users,PDE_5_UsersR));
U7R = abs(trapz(PFA_7_Users,PDE_7_UsersR));
U9R = abs(trapz(PFA_9_Users,PDE_9_UsersR));

%Areas por Decision de Mayoria
M3R = abs(trapz(PFA_mayor3,PDE_mayor3R));
M5R = abs(trapz(PFA_mayor5,PDE_mayor5R));
M7R = abs(trapz(PFA_mayor7,PDE_mayor7R));
M9R = abs(trapz(PFA_mayor9,PDE_mayor9R));

%Areas por Decision OR
OR3R = abs(trapz(PFA_or3,PDE_or3R));
OR5R = abs(trapz(PFA_or5,PDE_or5R));
OR7R = abs(trapz(PFA_or7,PDE_or7R));
OR9R = abs(trapz(PFA_or9,PDE_or9R));

%Area bajo la curva
U1A = abs(trapz(PFA_1_User,PDE_1_UserA));
U3A = abs(trapz(PFA_3_Users,PDE_3_UsersA));
U5A = abs(trapz(PFA_5_Users,PDE_5_UsersA));
U7A = abs(trapz(PFA_7_Users,PDE_7_UsersA));
U9A = abs(trapz(PFA_9_Users,PDE_9_UsersA));

%Areas por Decision de Mayoria
M3A = abs(trapz(PFA_mayor3,PDE_mayor3A));
M5A = abs(trapz(PFA_mayor5,PDE_mayor5A));
M7A = abs(trapz(PFA_mayor7,PDE_mayor7A));
```

```
M9A = abs(trapz(PFA_mayor9,PDE_mayor9A));
```

```
%Áreas por Decision OR
```

```
OR3A = abs(trapz(PFA_or3,PDE_or3A));
```

```
OR5A = abs(trapz(PFA_or5,PDE_or5A));
```

```
OR7A = abs(trapz(PFA_or7,PDE_or7A));
```

```
OR9A = abs(trapz(PFA_or9,PDE_or9A));
```

2. Script para pasaje de parámetros:

```
snr = -60:1:0;
```

```
%Número de realizaciones
```

```
N = 2000;
```

```
%Número de umbrales
```

```
Nu = 100;
```

```
U1R = zeros(size(snr));
```

```
U3R = zeros(size(snr));
```

```
U5R = zeros(size(snr));
```

```
U7R = zeros(size(snr));
```

```
U9R = zeros(size(snr));
```

```
M3R = zeros(size(snr));
```

```
M5R = zeros(size(snr));
```

```
M7R = zeros(size(snr));
```

```
M9R = zeros(size(snr));
```

```
OR3R = zeros(size(snr));
```

```
OR5R = zeros(size(snr));
```

```
OR7R = zeros(size(snr));
```

```
OR9R = zeros(size(snr));
```

```
U1A = zeros(size(snr));
```

```
U3A = zeros(size(snr));
```

```
U5A = zeros(size(snr));
```

```
U7A = zeros(size(snr));
```

```
U9A = zeros(size(snr));
```

```
M3A = zeros(size(snr));
```

```
M5A = zeros(size(snr));
```

```
M7A = zeros(size(snr));
```

```
M9A = zeros(size(snr));
```

```
OR3A = zeros(size(snr));
```

```
OR5A = zeros(size(snr));
```

```
OR7A = zeros(size(snr));
```

```
OR9A = zeros(size(snr));
```

```
for k = 1:length(snr)
```

```
    tic
```

```
    [U1R(k),U3R(k),U5R(k),U7R(k),U9R(k),...
```

```
     M3R(k),M5R(k),M7R(k),M9R(k),...
```

```
     OR3R(k),OR5R(k),OR7R(k),OR9R(k),...
```

```
     U1A(k),U3A(k),U5A(k),U7A(k),U9A(k),...
```

```
     M3A(k),M5A(k),M7A(k),M9A(k),...
```

```
     OR3A(k),OR5A(k),OR7A(k),OR9A(k)] = ROC_Rayleigh(snr(k),N,Nu);
```

```
    toc
```

```
end
```

3. Modulación 64QAM:

En la simulación de 64QAM se emplea el siguiente objeto:

```
hQAMMod = comm.RectangularQAMModulator(...  
    'ModulationOrder',64,'BitInput',true); %64QAM Modulator
```

Referencias

- [1] Mitola Joseph and Maguire Gerald Jr, «Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal,» *IEEE Personal Communications*, 1999.
- [2] NTIA, «ET Docket No. 03-108,» 2005.
- [3] Akyildiz Ian F, Lee Won-Yeol, Vuran Mehmet C., Mohanty Shantidev, «NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey,» *Computer Networks*, pp. 2127-2159, 2006.
- [4] F. K. Jondral, «Software-defined radio: basics and evolution to cognitive radio,» *EURASIP journal on wireless communications and networking*, n° 3, pp. 275-283, 2005.
- [5] Hossain Ekram, Niyato Dusit, Kim Dong In, «Evolution and future trends of research in cognitive radio: a contemporary survey,» *WIRELESS COMMUNICATIONS AND MOBILE COMPUTING*, pp. 1 - 36, 2013.
- [6] B. F. L. a. R. B. Ian F. Akyildiz, «Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: A survey,» *Physical Communication*, vol. 4, n° 1, pp. 40-62, 2011.
- [7] I. S. Association, *Standard 802 - Part 22.1 Standard to Enhance Harmful Interference Protection for Low-Power Licensed Devices Operating in TV Broadcast Bands*, 2010.
- [8] I. S. Association, *Standard 802 - Part 22 - Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*, 2010.
- [9] I. S. Association, *Standard 802 - Part 22-2 - Installation and Deployment of IEEE 802.22™ Systems*, 2012.
- [10] ITU - International Telecommunication Union, «Report ITU-T M.2225 - Introduction to cognitive radio systems in the land mobile service,» Ginebra, 2011.
- [11] Associação Brasileira de Normas Técnicas, *ABNT NBR 15601 - Televisión digital*

terrestre — Sistema de transmisión, 2007.

- [12] ITU, *Recommendation ITU-R BT.1368-10*, Ginebra, 2013.
- [13] Axell Erik, Larsson E. G., Poor V, «Spectrum Sensing for Cognitive Radio,» *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 101 - 116, 2012.
- [14] Autores varios, *Foundation of Cognitive Radio Systems*, S. Cheng, Ed., InTech, 2012.
- [15] Liang Ying-Chan, Chen Kuan-Cheng, Li Geoffrey Ye, Mähönen Petri, «Cognitive Radio Networking and Communications: An Overview,» *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY*, pp. 3386 - 3407, September 2011.
- [16] Yucek Tevfik , Arslan Huseyin, «A Survey of Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio Applications,» *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 11, n° 1, pp. 116 - 130, 2011.
- [17] B. Mourad, *Signal Detection and Estimation*, 2 ed., Norwood, Massachussets: Artech House, 2005.
- [18] V. H. Poor, *An introduction to Signal Detection and Estimation*, New York: Springer Verlag, 1994.
- [19] Atapattu Saman, Tellambrura Chinttha, Jiang Hai, «Energy Detection Based Cooperative Spectrum,» *IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS*, vol. 10, n° 4, pp. 1232 - 1241, April 2011.
- [20] Wang Beibei, Ray Liu K. J., «Advances in Cognitive Radio Networks: A Survey,» *IEEE JOURNAL OF SELECTED TOPICS IN SIGNAL PROCESSING*, vol. 5, n° 1, pp. 5 - 23, February 2011.
- [21] I. 802.22-06, *Sensing Scheme for DVB-T*, 2006.
- [22] Chaudhari S., Koivunen V., Poor H. V., «Autocorrelation-based decentralized sequential detection of OFDM signals in cognitive radios,» *IEEE Trans. Signal Process*, vol. 57, pp. 2690 - 2700, Julio 2009.

- [23] Axell E., Larsson E. G., «Optimal and sub-optimal spectrum sensing of OFDM signals in known and unknown noise variance,» *IEEE J. Select. Areas Communications*, vol. 29, pp. 290 - 304, Febrero 2011.
- [24] Axell Erik, Larsson Erik G., «A Unified Framework for GLRT-Based Spectrum Sensing of Signals with Covariance Matrices with Known Eigenvalue Multiplicities,» *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pp. 2956 - 2959, 2011.
- [25] Zeng Yonghong, Liang Ying Chang, «Eigenvalue-Based Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio,» *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, vol. 57, n° 6, pp. 1784 - 1793, Junio 2009.
- [26] Wax mati, Kailath Thomas, «Detection of Signals by Information Theoretic Criteria,» *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vols. %1 de %2ASSP-33, n° 2, pp. 387 - 392, 1985.
- [27] Wang Rui, Tao Meixia, «Blind Spectrum Sensing by Information Theoretic Criteria for Cognitive Radios,» *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, n° 8, pp. 3806 - 3817, October 2010.
- [28] Haykin Simon, Thomson David J., Reed Jeffrey H., «Spectrum Sensing for Cognitive Radio,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, n° 5, pp. 849 -877, Mayo 2009.
- [29] Hossain Khalid, Champagne Benoit, «Wideband Spectrum Sensing for Cognitive Radios With Correlated Subband Occupancy,» *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 18, n° 1, pp. 35 - 38, Enero 2011.
- [30] T. Zhi, «Compressed Wideband Sensing in Cooperative Cognitive Radio Networks,» *Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, 2007.
- [31] Wang Ying, Lamelas Polo Ivan, Leus Geert, «Distributed Compressive Wide-Band Spectrum Sensing,» *Proceedings Information Theory and Applications Workshop*, pp. 178 - 183, Febrero 2009.
- [32] Cotter Shane F., Rao Bhashkar D., Engan Kjersti, Kreutz-Delgado Kenneth,

- «Sparse Solutions to Linear Inverse Problems With Multiple Measurement Vectors,» *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, n° 7, p. 2477 2488, 2005.
- [33] Liang Ying-Chang, Zeng Yonghong, Peh Eduard C.Y., Hoang Anh Tuan, «Sensing-Throughput Tradeoff for Cognitive Radio Networks,» *IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS*, vol. 7, n° 4, pp. 1326 - 1337, Abril 2008.
- [34] Mody N. Apurva, Chouinard Gerald, «IEEE 802.22-10/0073r03,» 2010.
- [35] Ma Jun, Zhao Guodong, Li Ye, «Soft Combination and Detection for Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks,» *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, n° 11, pp. 4502 - 4507, 2008.
- [36] Mishra shridar Mubaraq, Sahai Anant, Brodersen Robert W., «Cooperative Sensing among Cognitive Radios,» *IEEE ICC 2006 Proceedings*, pp. 1658 - 1663, 2006.
- [37] Saad Walid, Han Zhu, Debbah Merouane, Hjørungnes Are, Tamer Basar , «Coalitional Games for Distributed Collaborative Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks,» *Proc. of IEEE INFOCOM 2009*, pp. 2114 - 2122, 2009.
- [38] ENACOM, *CABFRA-WV-160516*, Buenos Aires, 2016.
- [39] Yeouw Peh, Liang Ying-Chang, Liang Guan Yong, Zeng Yonghong, *Optimization of Cooperative Sensing in Cognitive Radio Networks: A Sensing-Throughput Tradeoff View*, vol. 58, 2009, p. 5294 5299.
- [40] R. G. Gallager, *Principles of Digital Communications*, Cambridge University Press, 2008.
- [41] B. Sklar, «Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems - Part I: Characterization,» *IEEE Communications Magazine*, pp. 90 - 100, Julio 1987.
- [42] ETSI - European Standard (Telecommunications series), «ETSI EN 300 744 - Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television,» 2004.

- [43] ETSI - European Standard (Telecommunications series), «ETSI EN 302 755 - Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2),» 2009.
- [44] ETSI - European Broadcasting Union Union Européenne de Radio-Télévision, «ETR 290 - Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems,» 1997.
- [45] Wang Beibei, Liu Ray K. J., Clancy Charles T., «Evolutionary Cooperative Spectrum Sensing Game: How to Collaborate?,» *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, vol. 58, n° 3, pp. 890 - 900, 2010.
- [46] B. Sklar, Digital Communications, 2 ed., Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 2001.
- [47] Kim Hioyl, Shin Kang G., «In-band Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks: Energy Detection or Feature Detection?,» *MobiCom '08*, 2008.
- [48] Tandra Rahul, Sahai Anant, «SNR walls for signal detection,» *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 2, n° 1, pp. 4 - 17, February 2008.
- [49] Zeng Yonghong, Liang Ying Chang, «Spectrum-Sensing Algorithms for Cognitive Radio Based on Statistical Covariances,» *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY*, vol. 58, n° 4, pp. 1804 - 1815, Mayo 2009.
- [50] Akyldiz Ian F, Lee Won-Yeol, Vuran Mehmet C., Mohanty Shantidev, «NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey,» *Computer Networks*, pp. 2127-2159, 2006.
- [51] Peh Yeow Edward Chu, Liang Ying-Chang, Guan Yong Liang, Zeng Yonghong, «Optimization of Cooperative Sensing in Cognitive Radio Networks: A Sensing-Throughput Tradeoff View,» *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY*, vol. 58, n° 9, pp. 5294 - 5299, Noviembre 2009.
- [52] Zhang Wei, Malik Ranjan K., Letaief Khaled Ben, «Cooperative Spectrum Sensing Optimization in Cognitive Radio Networks,» *IEEE ICC2008 Proceedings*,

pp. 3411 - 3415, 2008.

- [53] Liang, Ying-Chang, Zeng Yonghong, Peh Eduard C.Y., Hoang Anh Tuan, *Sensing-Throughput Tradeoff for Cognitive Radio Networks*, 2008, pp. 1326 - 1337.