



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
FACULTAD DE INGENIERÍA



COGNINET

Radios Cognitivos y Sensado del Espectro Radioeléctrico

MEMORIA DE PROYECTO PRESENTADA A LA FACULTAD DE
INGENIERÍA DE LA UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA POR

Santiago Gómez, Francisco Mera, Matías Schneeberger

EN CUMPLIMIENTO PARCIAL DE LOS REQUERIMIENTOS
PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA.

TUTOR

Pablo Belzarena Universidad de la República
Germán Capdehourat Universidad de la República
Federico Larroca Universidad de la República

TRIBUNAL

Federico Lecumberry Universidad de la República
Victor González Barbone Universidad de la República
Claudina Rattaro Universidad de la República

Montevideo
3 de julio de 2014

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Agradecimientos

En primer lugar, agradecer a nuestras familias y amigos, por el apoyo incondicional que nos brindaron a lo largo de toda la duración de nuestras carreras y en especial durante la extensión de este proyecto.

A nuestros tutores: Pablo Belzarena, Federico Larroca y Germán Capdehourat, cuyos consejos y guía nos ayudó a sacar adelante este trabajo. Por último, a todos nuestros profesores, que durante estos años de estudio nos han dado las herramientas necesarias para formarnos como ingenieros.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

A nuestras familias.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Resumen

En los últimos años, con el aumento de las tecnologías inalámbricas, se ha observado una creciente subutilización del espectro radioeléctrico, la cual se debe a una asignación de frecuencias que no considera el uso ineficiente que se le da actualmente al espectro. Como solución a esta problemática surge el concepto de radios cognitivos, es decir, el uso de dispositivos de radiofrecuencia que permitan compartir aquellas bandas subutilizadas, logrando así un uso más eficiente del espectro.

La idea principal consiste en que ciertos usuarios o servicios secundarios puedan utilizar parte del espectro no ocupado (en distintas dimensiones, como ser: zona geográfica, intervalo de tiempo, etc.) por los usuarios o servicios primarios que tienen asignadas esas bandas. De lo anterior, surge que una función importante de los radios cognitivos será la de detectar las bandas no utilizadas, en particular, detectar la presencia (o ausencia) de aquellos usuarios primarios con mayores privilegios de uso.

Este trabajo se basa en el estudio de los radios cognitivos, haciendo foco en la implementación de diversos métodos de detección de usuarios primarios. Para esto, se desarrolló el fundamento teórico de tres bloques detectores (Energía, Cicloestacionario y Filtro Apareado), los cuales fueron implementados utilizando el software de procesamiento de señales GNU Radio (programando en lenguaje C++ y Python). Para las pruebas prácticas se utilizaron dispositivos Universal Software Radio Peripheral (USRP), los cuales permiten definir los parámetros de comunicación mediante software y se consideró como usuario primario una fuente emisora de televisión digital (ISDB-T), en particular se propuso detectar la señal correspondiente al Canal 5 (DTV5 569MHz), también conocido como TNU.

Como conclusión del trabajo, se debe destacar que se logró, no sólo detectar al usuario primario utilizando cada uno de los métodos implementados, sino que además el desarrollo de las pruebas evidenció las ventajas y desventajas de cada detector, lo cual permitió hacer un análisis comparativo de los tres métodos.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Tabla de contenidos

Agradecimientos	i
Resumen	v
1. Introducción	1
2. Fundamento teórico	5
2.1. Radios Cognitivos	5
2.1.1. Funciones principales	7
2.1.2. Conocimiento multidimensional del espectro	10
2.2. Modelado del sensado del espectro	12
2.3. Norma IEEE 802.22	16
2.4. Metodos de sensado	18
2.4.1. Energía	18
2.4.2. Cicloestacionario	22
2.4.3. Filtro apareado	31
2.5. Medición de performance	33
2.6. Norma ISDB-T	35
3. Implementación de los métodos	43
3.1. GNU Radio	43
3.2. Hardware	47
3.3. Método 1 - Detector de Energía	50
3.3.1. Descripción de implementación	50
3.3.2. Validación del método	52
3.4. Método 2 - Detector Cicloestacionario	55
3.4.1. Descripción de implementación	55
3.4.2. Validación del método	60
3.5. Método 3 - Filtro Apareado	67
3.5.1. Descripción de implementación	67
3.5.2. Validación del método	69

Tabla de contenidos

4. Pruebas con equipos USRP	73
4.1. Método 1 - Detector de Energía	75
4.2. Método 2 - Detector Cicloestacionario	78
4.3. Método 3 - Filtro Apareado	94
5. Resultados y análisis	97
5.1. Método 1 - Detector de Energía	98
5.2. Método 2 - Detector Cicloestacionario	100
5.3. Método 3 - Filtro Apareado	102
5.4. Comparación de los métodos de sensado	104
5.4.1. Tiempos de procesamiento	106
6. Conclusiones finales	107
A. Cuadro de atribución de frecuencias (URSEC - Uruguay)	111
B. Método Cicloestacionario	113
B.1. Análisis temporal	113
B.2. Implementación práctica	116
C. Contenido del CD.	129
Referencias	131

Capítulo 1

Introducción

El avance de la tecnología ha traído consigo un aumento en la demanda de mayores tasas de transmisión de información de forma inalámbrica (WIFI, 3G, LTE, etc.). Para poder aumentar estas tasas se debe seguir mejorando la eficiencia espectral de las tecnologías actuales o se debe aumentar el ancho de banda utilizado para la comunicación. Para lo primero existe un límite teórico y para lo segundo el problema radica en que el espectro radioeléctrico es un recurso limitado.

Estudios realizados por la Spectrum Policy Task Force de EEUU ¹ muestran que la utilización del espectro varía en el tiempo entre 15 % y 85 % [1]. Con este resultado se concluye que el mismo se encuentra altamente desaprovechado a pesar de que la gran mayoría de las bandas de frecuencias ya se encuentran asignadas (ver Anexo A). Dada la limitación natural del espectro de frecuencia, ya no resulta viable la asignación estática de ancho de banda para los servicios. Por esta razón, surge el desarrollo de nuevas tecnologías que puedan administrar y hacer un uso más eficiente del espectro radioeléctrico disponible.

En el documento [1] se menciona que el uso del espectro en EEUU se concentra prácticamente en su totalidad en la banda de 0-3GHz, y en particular por debajo de 1GHz (banda que coincide con las frecuencias utilizadas para: TV, radio, celular, etc.) mientras que la banda de 3-6GHz posee un bajo porcentaje de utilización. Este comportamiento se debe a las particularidades de propagación de señales en bajas frecuencias que acotan el rango de frecuencias útiles del espectro radioeléctrico para las comunicaciones inalámbricas.

El concepto de **redes cognitivas** surge como solución al problema de la congestión espectral, ya que estas redes se caracterizan por permitir un uso eficiente de las bandas de frecuencia que no están siendo usadas por los usuarios licenciados (conocidos como usuarios primarios). En el año 2003, la FCC lanzó un Notice of Proposed Rule Making (NPRM)² apoyando el uso de las redes cognitivas como

¹La Spectrum Policy Task Force fue creada en el año 2002 para asistir a la FCC (Federal Communications Commission) en la identificación y evaluación de cambios en las políticas de uso del espectro

²Un NPRM es un anuncio público emitido por una agencia independiente solicitando añadir,

Capítulo 1. Introducción

posible tecnología que permita el uso compartido del espectro.

En el escenario de las redes cognitivas, se define **usuario primario** a los usuarios que tienen mayor prioridad o derechos reservados del uso de un ancho de banda específico. Por otro lado, el **usuario secundario** es aquel que posee menor prioridad de uso del espectro de frecuencia y no debe interferir en ningún momento a un usuario primario. Por este motivo, un usuario secundario requiere de capacidades de radio cognitivo, en particular la función de sensado le permite al usuario secundario ser capaz de detectar cuándo tiene una oportunidad para hacer uso del espectro. Adicionalmente, la capacidad de cambiar sus parámetros de transmisión a otra banda de frecuencia resultan de gran importancia para el usuario secundario, ya que permite continuar operando en otra banda sin interferir a un usuario primario. Esta función se conoce como cambio de banda.

La figura 1.1 muestra un esquema con las distintas áreas que abarca el sensado del espectro, algunas de las cuales serán desarrolladas en capítulos siguientes. En particular, se profundizará en la función de sensado de un radio cognitivo, la cual tiene significado para aquellos usuarios considerados secundarios, ya que un usuario primario no requerirá de capacidades cognitivas debido a que posee prioridad para el uso del espectro.

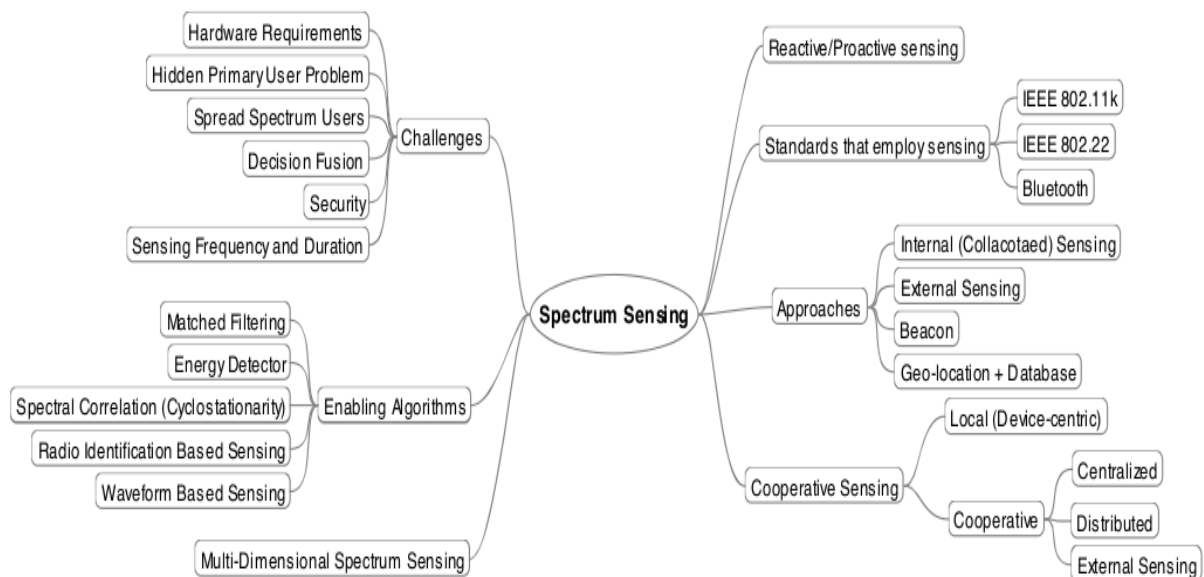


Figura 1.1: Esquema del sensado del espectro. [2]

El objetivo general de este trabajo consiste en la implementación de un radio cognitivo con capacidades de detección de usuarios primarios, para lo cual se propuso detectar la presencia de una señal de televisión digital ISDB-T.

remover o modificar una regulación existente

Como se mencionó anteriormente, el foco de investigación de este documento se centra en la necesidad de sensar el espectro de forma tal de poder detectar la presencia de usuarios primarios, los cuales poseen prioridad de uso de la banda de frecuencia. La función del cambio de banda, mencionada anteriormente, no será de interés en este trabajo, simplemente, una vez detectado al usuario primario, se trasladará la comunicación a otra frecuencia.

Para el estudio del sensado, se profundizó en tres métodos de detección (Energía, Cicloestacionario y Filtro Apareado) enfocados a determinar la presencia de una señal de televisión digital (DTV) ISDB-T. Se realizó una implementación práctica de dichos métodos mediante la programación de bloques de procesamiento de señales utilizando el software GNU Radio y finalmente se comprobó su funcionamiento con dispositivos de radiofrecuencia USRP.

En el Anexo C se detalla la información elaborada en este trabajo, contenida en el cd a entregar junto con este documento.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 2

Fundamento teórico

2.1. Radios Cognitivos

Definición 2.1. *Un Radio Cognitivo o Cognitive Radio es un dispositivo de radio-frecuencia que es capaz de sensar el espectro sobre una amplia banda de frecuencias y explotar esta información para proveer comunicaciones inalámbricas que cumplan con los requerimientos de la aplicación. [1]*

Como se mencionó en la sección anterior, la idea detrás de las redes cognitivas es utilizar espectro no ocupado, en varias dimensiones, por los servicios primarios que tienen asignadas esas bandas. Por esta razón, una función importante en los nodos de estas redes es detectar bandas no utilizadas y luego decidir y adaptar las transmisiones a la frecuencia que mejor se adecue al tipo de transmisión que quieren realizar.

Un radio cognitivo debe poseer la capacidad de sensar el entorno electromagnético y ajustar de forma dinámica sus parámetros de operación para modificar su comportamiento de radio, como por ejemplo: maximizar el throughput, mitigar interferencia y facilitar interoperabilidad. En particular, estos dispositivos deben ser capaces de: medir, sensar, aprender y estar pendientes de los parámetros característicos relacionados con un canal, disponibilidad de espectro y potencia, el entorno operacional del radio, requerimientos y aplicaciones de los usuarios, redes y nodos disponibles, políticas y restricciones locales, por nombrar algunos ejemplos. Por lo tanto, la habilidad de detectar automáticamente los canales disponibles en el espectro radioeléctrico y modificar sus parámetros de transmisión/recepción permitiendo que un mayor número de comunicaciones ocurran concurrentemente es una característica fundamental de los radios cognitivos.

Sin embargo, el problema esencial que enfrentan estos equipos es el diseño de dispositivos detectores de alta calidad y algoritmos para intercambiar datos de detección del espectro entre los nodos que forman la red (en [3] se demuestra que el incremento del número de nodos que cooperan en la detección disminuye la probabilidad de que haya detecciones falsas). Para hacer frente a esta dificultad,

Capítulo 2. Fundamento teórico

se definen los llamados *Software Defined Radios* (SDRs), los cuales permiten la posibilidad de implementar con un mismo hardware una gran cantidad de señales con diferentes modulaciones, niveles de potencia, frecuencias de portadoras, mediante la programación en software. Por lo tanto, la necesidad de controlar este tipo de sistema de comunicación se traduce en un problema computacional de gran importancia ¹ [4].

El concepto de radio cognitivo fue utilizado por primera vez por Joseph Mitola y Gerald Maguire en el artículo [5] publicado en el año 1999. Se introdujo como una nueva forma de abordar la comunicación inalámbrica, evolucionando hacia una plataforma de radio definida por software que permita cambiar sus parámetros de comunicación automáticamente dependiendo de las demandas de la red y/o los usuarios.

¹El concepto de SDRs será abordado en la sección 3.1

2.1. Radios Cognitivos

2.1.1. Funciones principales

Las principales funciones de los radios cognitivos pueden agruparse utilizando un modelo de capas, como se muestra en la figura 2.1:

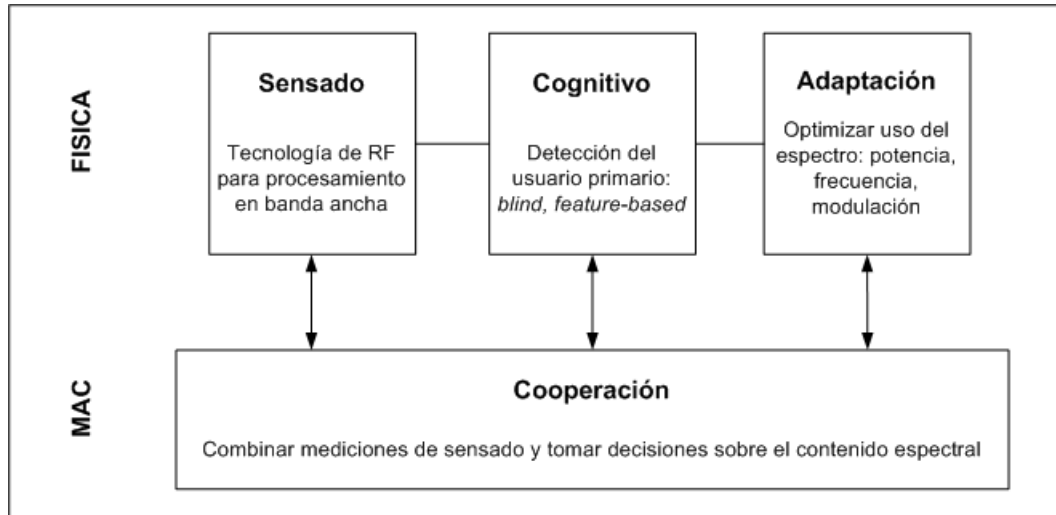
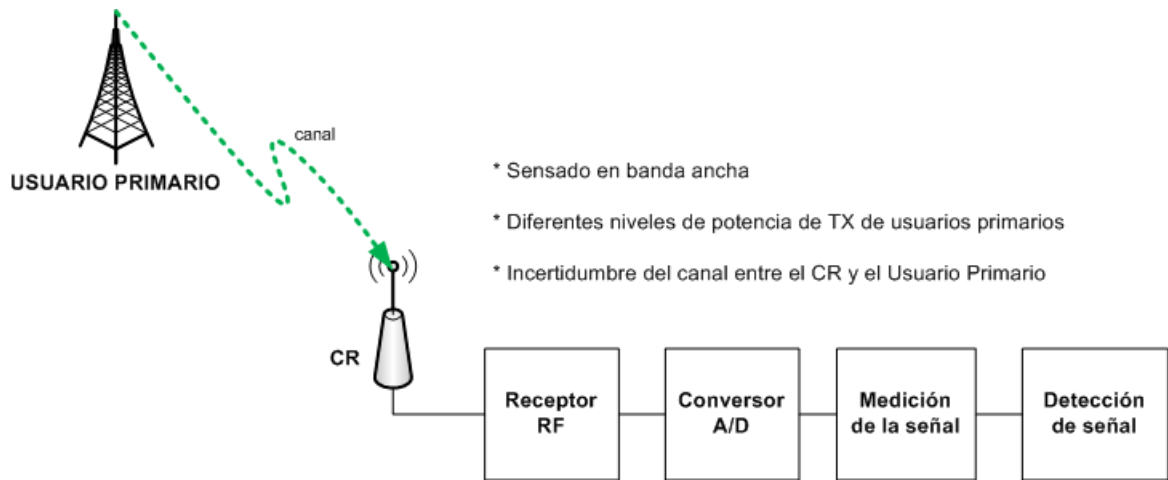


Figura 2.1: Funcionalidades de un radio cognitivo. [1]

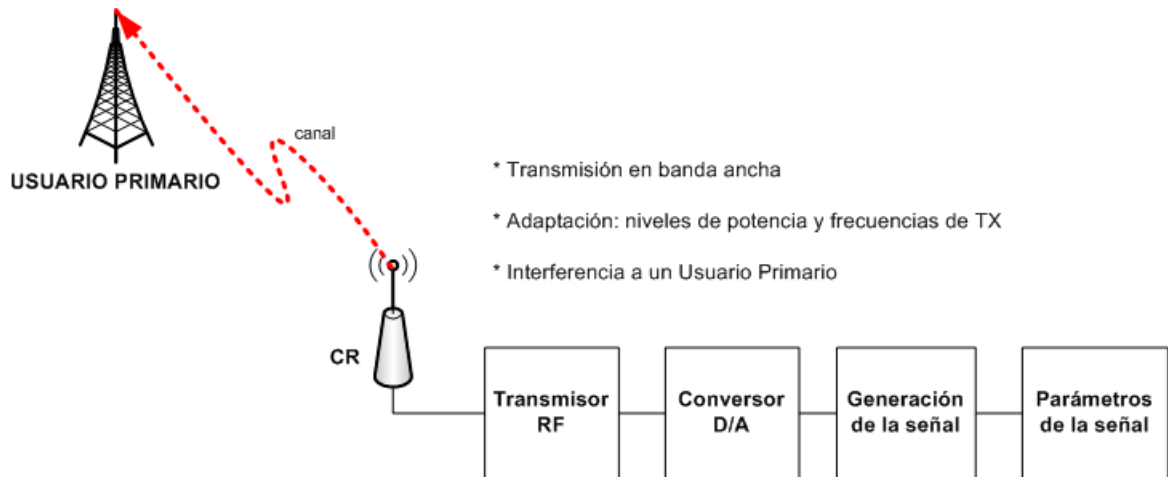
La capa física (PHY) se encarga del procesamiento de señales en radiofrecuencia, detección de usuarios primarios y adaptación de los parámetros de comunicación (potencia, frecuencia, modulación, etc.). Por otro lado la capa de acceso al medio (MAC) se encarga de recopilar medidas de sensado y tomar decisiones a partir de esta información.

Los diagramas de bloques de la figura 2.2 muestran las funciones que debe cumplir un radio cognitivo tanto en transmisión como recepción. Por ejemplo, para el caso de un receptor es necesario contar con un medio para recibir señales de RF, muestrear la señal de entrada a alta velocidad y realizar el procesamiento necesario para detectar la presencia (o ausencia) de un usuario primario [6].

Capítulo 2. Fundamento teórico



(a) Radio cognitivo en función receptor



(b) Radio cognitivo en función transmisor

Figura 2.2: Estructura de un TX/RX cognitivo. [6]

2.1. Radios Cognitivos

El sensado se puede realizar mediante dos arquitecturas, radio simple y radio dual:

- **Radio simple:** en esta arquitectura se reserva un timeslot para el sensado de espectro. En este caso la eficiencia de la comunicación decae ya que se usa un timeslot para sensado y no para transmisión de datos. Las ventajas de esta arquitectura son su simplicidad y bajo costo.
- **Radio dual:** en esta arquitectura se utiliza un canal de radio para la transmisión y recepción de datos mientras que se utiliza otro canal exclusivo para el monitoreo del espectro. La desventaja de esta arquitectura es el consumo de energía y el costo de los equipos.

A modo de resumen, un radio cognitivo debe cumplir:

- **Detección de espectro:** los dispositivos cognitivos deben ser capaces de detectar el espectro desaprovechado y utilizarlo sin provocar interferencias negativas en otros usuarios. El sensado se puede realizar mediante dos arquitecturas: radio simple y radio dual.
- **Administración del espectro:** utilizar el ancho de banda que se adapte mejor con el QoS que requiera el usuario.
- **Movilidad espectral:** proceso por el cual una radio cognitiva cambia su frecuencia de transmisión o recepción. Estos dispositivos deben estar diseñados para cambiar de banda de frecuencia de forma imperceptible para el usuario.
- **Compartir el espectro:** encontrar un método esquemático de distribución del espectro que sea equitativo y justo para todos los usuarios de radio cognitiva sin interferir en las transmisiones de los usuarios primarios.

Capítulo 2. Fundamento teórico

2.1.2. Conocimiento multidimensional del espectro

Definición 2.2. *Se define como oportunidad de espectro a una banda de frecuencia que no está siendo usada por un usuario primario en alguna de las siguientes dimensiones: frecuencia, tiempo, códigos, espacio o ángulo.*

Los métodos de sensado convencionales por lo general se basan en el estudio de: frecuencia, tiempo y espacio para la determinación de oportunidades de espectro. Según se observó en la literatura científica por el momento no se ha profundizado el estudio de métodos de sensado de señales que diferencien por códigos o ángulo de transmisión y recepción. En el caso que se cumpla que los transmisores primarios y secundarios no sean omnidireccionales se pueden usar tecnologías de radio que transmitan en una dirección específica de manera de liberar espectro en otras direcciones.

Si bien el uso de las nuevas dimensiones aumentan las posibilidades de encontrar oportunidades en el espectro, se debe tener en cuenta que el agregado de dimensiones aumenta la complejidad del sistema. En la figura 2.3 se muestran las distintas dimensiones del sensado de espectro.

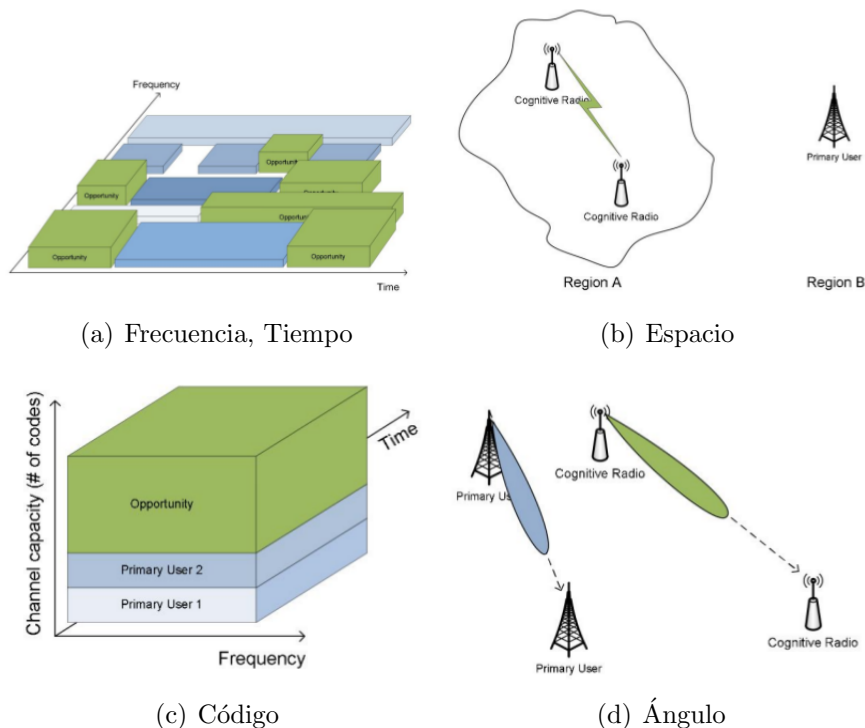


Figura 2.3: Dimensiones de sensado [2].

2.1. Radios Cognitivos

La tabla 2.1 obtenida de [2] esquematiza lo mencionado en esta sección.

Dimensión	¿Qué es necesario sensar?	Comentarios
Frecuencia	Oportunidad en el dominio de la frecuencia	El espectro disponible es dividido en “porciones” de menor ancho de banda. Una oportunidad de espectro en esta dimensión requiere que no todas las bandas estén usadas al mismo tiempo.
Tiempo	Oportunidad de una banda en el tiempo	Refiere a la habilidad de utilizar una banda del espectro en el tiempo. Es decir, la banda no está en uso continuamente.
Espacio geográfico	Ubicación y distancia de los usuarios primarios	El espectro se encuentra disponible en ciertas zonas geográficas mientras que está ocupado en otras. Un subconjunto del espacio geográfico puede ser el ángulo de transmisión: si un usuario primario se encuentra transmitiendo en cierta dirección, los usuarios secundarios pueden transmitir en otras direcciones sin introducir interferencia
Código	<i>Scrambling codes</i> utilizados por el usuario primario	Transmisiones simultáneas sin interferir con usuarios primarios son posibles utilizando códigos ortogonales a los usados por los usuarios primarios.

Tabla 2.1: Conocimiento multidimensional del espectro y oportunidades de sensado.

2.2. Modelado del sensado del espectro

El problema del sensado de espectro puede ser modelado como un test de hipótesis, lo cual es equivalente a decidir entre 2 hipótesis:

$$H_0 : y(t) = n(t) \quad (2.1)$$

$$H_1 : y(t) = s(t) + n(t) \quad (2.2)$$

Donde $y(t)$, $s(t)$ y $n(t)$ denotan la señal recibida, la señal transmitida por un usuario primario y el ruido respectivamente. H_0 y H_1 representan las hipótesis de que el usuario primario se encuentra ausente y presente respectivamente. Para realizar la detección se define un umbral λ y se prosigue comparando el valor de un estadístico asociado al método de sensado contra λ .

Las probabilidades de detección (P_d) y falsa alarma (P_{fa}) son definidas para evaluar la performance de la detección:

$$P_d = P(T_y > \lambda) |_{H_1} \quad (2.3)$$

$$P_{fa} = P(T_y > \lambda) |_{H_0} \quad (2.4)$$

En las ecuaciones (2.3) y (2.4) el valor T_y representa el estadístico mencionado anteriormente. Como se ve en (2.3), la probabilidad de detección ocurre cuando el valor T_y es mayor al umbral y efectivamente el usuario está activo. A modo de ejemplo un estadístico particular podría ser el nivel de potencia de la señal recibida. Adicionalmente se define la probabilidad de detección fallida (P_{df}), siendo ésta: $P_{df} = 1 - P_d$.

La probabilidad de falsa alarma (ecuación (2.4)) ocurre cuando se detecta al usuario como activo cuando en la realidad no lo está, lo cual deriva en la pérdida de una oportunidad de transmisión de un usuario secundario.

La meta de la detección mediante este análisis es maximizar la probabilidad de detección manteniendo una probabilidad de falsa alarma dada [7]. Claramente resulta de mayor importancia limitar la interferencia hacia un usuario primario que desaprovechar oportunidades de espectro, por ende la maximización en la probabilidad de detección. En la práctica generalmente se fija el nivel del umbral en base al requerimiento en la probabilidad de falsa alarma [8] (siendo ésta independiente de los eventuales niveles de SNR medidos de un usuario primario), pero luego también se impone una condición sobre la probabilidad de detección.²

²La condición sobre la probabilidad de detección se verá en la sección 2.4.

Escenarios problemáticos que afectan las probabilidades de detección y falsa alarma

En el caso hipotético en que dos dispositivos cognitivos secundarios desean establecer una comunicación y uno de ellos es únicamente transmisor y el otro receptor, no basta con que solamente el transmisor sense el espectro para afirmar que dicha comunicación no afectará a otros posibles usuarios primarios. Es importante tener en cuenta que el transmisor secundario puede no detectar la presencia de usuarios primarios durante el sentido ya sea porque se encuentran fuera del radio de detección o por ser terminales únicamente receptoras, por lo tanto este ejemplo se puede encuadrar dentro de un caso de detección fallida.

De manera de poder explicar algunos escenarios problemáticos en las redes cognitivas resulta útil definir los siguientes conceptos:

- **Radio de interferencia (R_i):** Asumiendo una propagación omnidireccional de la transmisión de un usuario secundario y una potencia máxima de interferencia tolerable por el usuario primario, se define radio de interferencia como la distancia máxima hasta la cual un usuario primario receptor se verá perjudicado por la presencia de señales emitidas por el usuario secundario. Si un usuario primario se ubica geográficamente a una distancia mayor al radio de interferencia del usuario secundario, entonces éste no se verá afectado por una eventual radiación del usuario secundario.
- **Radio de detección (R_d):** Dada una máxima potencia de transmisión del usuario primario y asumiendo una propagación omnidireccional, es la distancia hasta la cual un usuario secundario será capaz de detectar la presencia de un usuario primario.

Habiendo definido los parámetros anteriores se presentan dos escenarios hipotéticos de comunicación entre un transmisor secundario (quien sense el espectro) con un receptor secundario con la presencia de usuarios primarios. De acuerdo a las ubicaciones de los terminales cognitivos secundarios y los terminales primarios se verá afectada la comunicación entre los secundarios y disminuirá la performance del detector cognitivo.

El primer caso conocido como “*terminal oculto*”, ocurre cuando existe un transmisor primario (TX primario) a una distancia **mayor al radio de detección** del transmisor secundario (CR A) y por ende no será detectado por el radio cognitivo lo cual contribuirá en interferencia en el receptor primario (RX primario). Esta situación se ilustra en la figura 2.4 (a).

Como posible solución a este caso existe una técnica denominada *Sentido Cooperativo*, en una arquitectura centralizada consiste en que varios radios cognitivos (o dispositivos cooperadores), realizan una detección “local” y luego transmiten una variable binaria (“0”: usuario primario ausente, “1”: usuario primario presente) a un dispositivo central. Dicho dispositivo central se encarga de recopilar la

Capítulo 2. Fundamento teórico

información del sensado y aplicar un algoritmo para decidir acerca de la presencia del usuario primario en la banda de interés. Dado que la implementación se enfoca en realizar un sensado “local”, sin considerar la existencia de un dispositivo central, no se profundizará en esta técnica, por más información se puede consultar la bibliografía en [3].

El segundo caso se denomina “*terminal expuesto*”, y ocurre cuando el transmisor primario (TX primario) se ubica dentro del círculo de radio R_{d_A} pero el receptor primario (RX primario) se encuentra **fuera del radio de interferencia** del transmisor secundario (CR A). Por lo tanto el transmisor secundario detectará la presencia de un usuario primario pero correspondería a una falsa alarma dado que no se vería afectada la comunicación entre los primarios por una eventual comunicación entre los secundarios (ver figura 2.4 (b)).

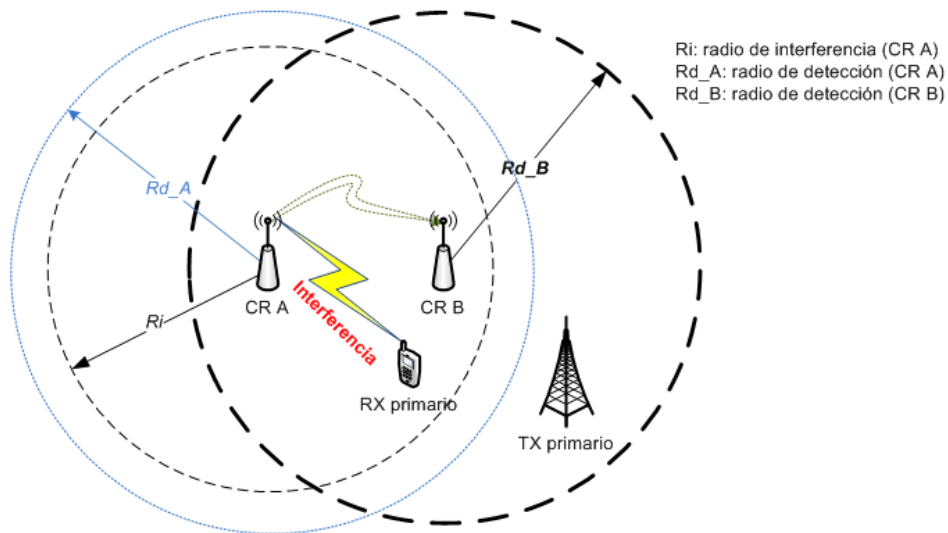
Por último se puede concluir que el sensado de espectro es un concepto local y no toma en cuenta ni las ubicaciones geográficas de los terminales ni las restricciones de interferencia para los terminales secundarios y primarios. Se define entonces la detección de oportunidades de espectro como un concepto más amplio y complejo que tiene en cuenta las consideraciones anteriores y es fundamental para que la comunicación entre los secundarios sea exitosa y no interfiera con el receptor primario [9].

Por más que en este trabajo se realiza un sensado “local” y no entran en juego los problemas anteriores resulta importante mencionarlos debido a que son problemas que ocurren en redes cognitivas reales.

2.2. Modelado del sentido del espectro

**CR A no detecta la presencia del TX primario.
CR B si detecta la presencia del TX primario.**

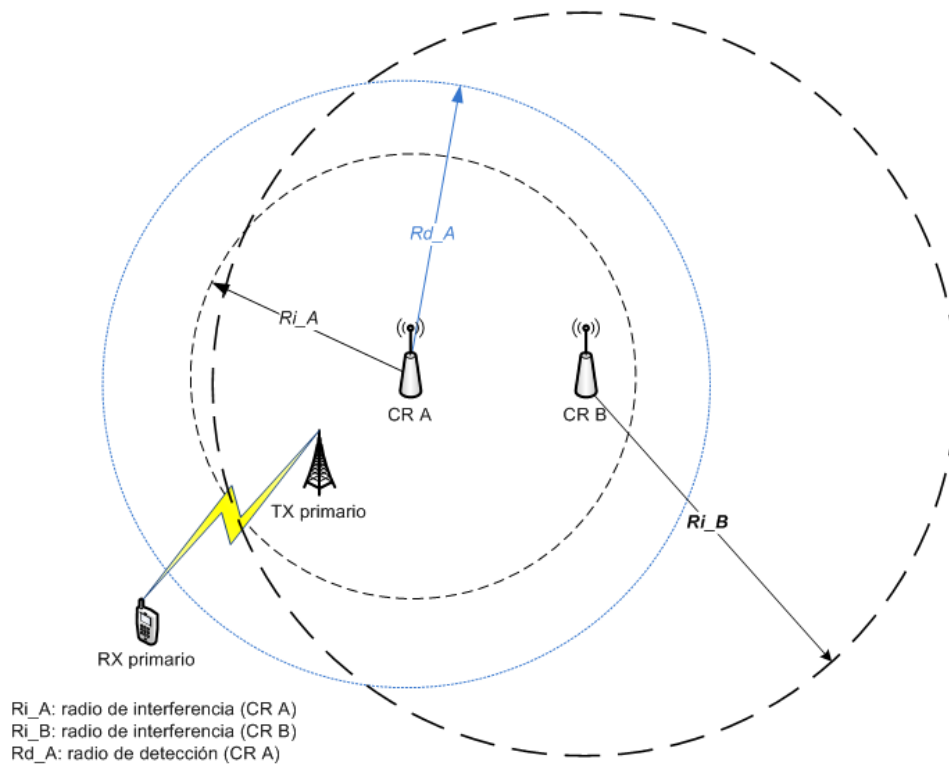
- 1) CR A transmite a CR B
- 2) CR B no transmite a CR A
- 3) CR A interfiere al RX primario
- 4) CR B no interfiere al RX primario



(a) Terminal Oculto

CR A y CR B detectan la presencia del TX primario.

- 1) CR A y CR B no transmiten para no interferir al RX primario, a pesar de que este se encuentra fuera del radio de interferencia.



Ri_A : radio de interferencia (CR A)
 Ri_B : radio de interferencia (CR B)
 Rd_A : radio de detección (CR A)

(b) Terminal Expuesto

Figura 2.4: Escenarios problemáticos para el sentido del espectro.

2.3. Norma IEEE 802.22

En julio del año 2011 la organización IEEE publicó la norma 802.22-2011 [10] la cual “especifica la interfaz de aire incluyendo las capas cognitivas MAC y PHY de redes punto-multipunto WRAN compuestas por radiobases fijas y terminales de usuarios fijos o móviles operando en las bandas de TV (VHF/UHF) entre 54MHz y 862MHz”. [11]

La norma contiene las especificaciones necesarias para desplegar una red cognitiva del tipo Wireless Regional Area Network (WRAN) formada por radiobases (BS) y terminales de usuarios (CPE) que brinda servicios de datos de banda ancha utilizando el espectro licenciado de las bandas de TV pero sin interferir a los servicios incumbentes. Cada CPE realiza sensado del espectro y luego envía los reportes (en un formato establecido) al BS quien toma las decisiones de los parámetros que se utilizarán para la comunicación y si es posible llevarla a cabo o no bajo la restricción de no interferir al servicio incumbente.

Una posible aplicación sería brindar cobertura a una zona rural como se observa en la figura 2.5:

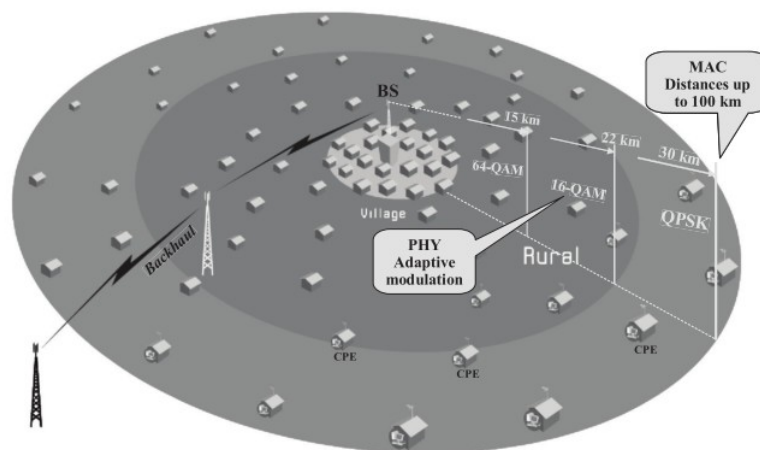


Figura 2.5: Aplicación red WRAN IEEE 802.22 con BS y CPE [11].

Resulta de gran importancia la etapa de sensado y es por ello que la norma por más que no obligue el uso de determinado detector sí menciona las condiciones de performance que debe cumplir y los parámetros de entrada y salida que debe tener para ser compatibles con la norma. A dicho bloque de sensado se le llama Spectrum Sensing Function (SSF) y se encuentra implementado tanto en el CPE como en el BS (ver figura 2.6).

Entre las entradas se debe especificar el tipo de señal a sensar (DVB-T, ISDB-T, NTSC, IEEE 802.22, etc), el ancho de banda (6, 7 u 8MHz), la duración del sensado, el intervalo entre sensados y la máxima probabilidad de falsa alarma permitida (con un rango de 0,001 y 0,255).

2.3. Norma IEEE 802.22

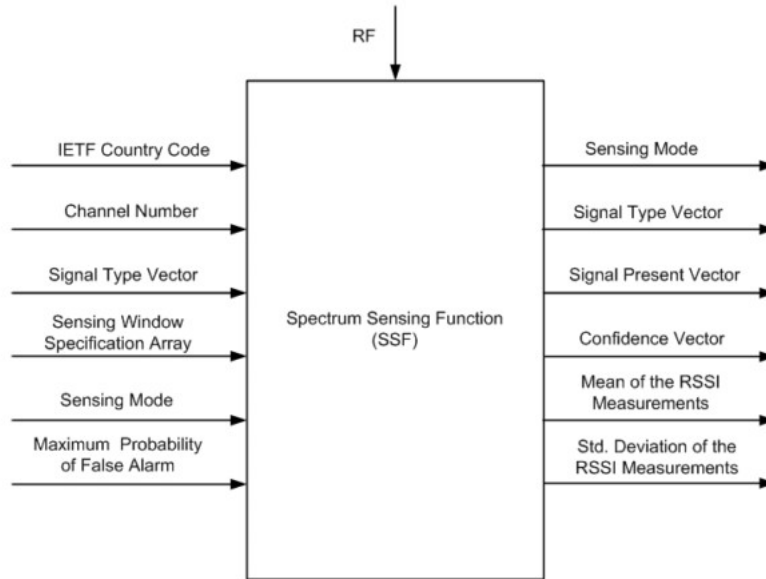


Figura 2.6: Bloque SSF de la norma IEEE 802.22 [11].

En las salidas del bloque SSF se destacan el “Signal Present Vector”, el cual indica si se detectó presencia de señal primaria en el canal y el “Confidence Vector”, el cual indica la confianza de la salida del detector. Es decir, si el estadístico del test de detección superó ampliamente el nivel del umbral entonces el valor del vector de confianza será alto [12].

Las condiciones de performance mencionadas en la norma se detallan en la tabla 2.2.

Tiempo de detección (seg)	≤ 2
Prob. detección	$> 0,9$
Prob. falsa alarma	$< 0,1$
Tiempo de pasaje de banda (seg)	2

Tabla 2.2: Requerimientos de sensado - Norma IEEE 802.22.

Por último en el Anexo 3 de la norma se mencionan algunas posibles técnicas de sensado las cuales se discriminan entre las que son específicas a la señal primaria y las que no lo son. En particular se mencionan: el detector de energía, el análisis cicloestacionario y la correlación con una señal de referencia que contenga únicamente los pilotos de la señal. Estos tres detectores fueron los elegidos en este trabajo con la particularidad que para el tercer método la señal de referencia consistió en una grabación de la señal primaria debido a algunas limitantes encontradas durante la implementación (desarrolladas en la sección 3.5.1).

2.4. Metodos de sensado

2.4.1. Energía

Descripción del detector

El detector de energía es el método de sensado más simple y consiste concretamente en medir la potencia de la señal recibida dentro de un ancho de banda y compararla con un umbral (λ). Se debe tener un preciso conocimiento del piso de ruido de manera de ajustar correctamente el umbral como se verá más adelante.

La principal ventaja de este método radica en que no es necesario tener conocimiento previo de la señal primaria; de cualquier manera el mismo no es capaz de discriminar entre señal primaria y otro tipo de señal. Es decir, al basarse en medir potencia, ésta puede provenir tanto de un usuario primario como de cualquier otra señal, como ser ruido, otros usuarios secundarios, etc. Esto último puede llevar a que se detecte la existencia de un usuario primario erróneamente.

En la figura 2.7 se muestra un diagrama de bloques del detector que recibe de entrada una señal compleja en bandabase y consiste en un filtro pasabajos (elimina componentes indeseables fuera de la banda en estudio), un bloque que calcula el módulo de las muestras al cuadrado, un bloque integrador y por último un comparador. Es claro que el método resulta muy sencillo de implementar e intuitivo. Más adelante se verá que las muestras complejas en badabase se obtienen a la salida del dispositivo de RF utilizado para la recepción el cual convierte señales analógicas reales en pasabanda a señales digitales complejas en bandabase (con componentes en fase y cuadratura).

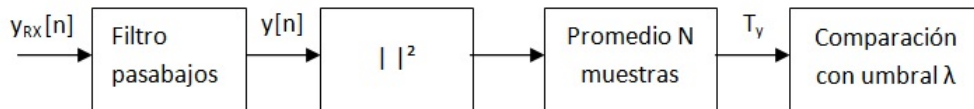


Figura 2.7: Diagrama de bloques del detector de energía [3].

Expresando el test de hipótesis presentado en la sección 2.2 en tiempo discreto y para el índice $i = 1, \dots, N$, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$H_0 : y[i] = n[i] \quad (\text{usuario primario ausente}) \quad (2.5)$$

$$H_1 : y[i] = s[i] + n[i] \quad (\text{usuario primario presente}) \quad (2.6)$$

En base a la descripción del detector, el estadístico del método en este caso se resume a la ecuación (2.7):

2.4. Metodos de sensado

$$T_y = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} y[i]^2 \geq \lambda \quad (2.7)$$

En el caso en que $T_y > \lambda$ entonces el detector determinará que existe presencia de una señal primaria. Por el contrario en caso que resulte $T_y < \lambda$ el detector concluirá la hipótesis H_0 .

Se hará la suposición que el ruido ($n[i]$) es Additive White Gaussian Noise (AWGN) por lo tanto las muestras del ruido se considerarán variables aleatorias independientes e idénticamente distribuidas (*iid*) con una distribución de probabilidad Normal de media nula y varianza σ_n^2 . Al mismo tiempo se considerará $s[i]$ *iid*, de media nula, varianza σ_s^2 e independiente del ruido n . Por lo tanto en caso de H_1 se obtiene que: $\sigma_y^2 = \sigma_s^2 + \sigma_n^2$.

En base a la teoría estadística se observa que T_y tiene una distribución χ^2 de orden N , centrada en cero para la hipótesis H_0 y no centrada para H_1 como se menciona en [13]. Si se considera que la cantidad de muestras $N \gg 1$, mediante el uso del *Teorema Central del Límite*, es válido aproximar el estadístico T_y a una distribución Gaussiana, como se muestra a continuación:

Bajo las hipótesis:

$$H_0 : T_y \sim \mathcal{N} \left(\sigma_n^2, \frac{2}{N} \sigma_n^4 \right) \quad (2.8)$$

$$H_1 : T_y \sim \mathcal{N} \left((\sigma_s^2 + \sigma_n^2), \frac{2}{N} (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^2 \right) \quad (2.9)$$

Para el caso de hipótesis H_1 se define la relación señal a ruido (SNR) como:

$$SNR = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \quad (2.10)$$

Luego es válido expresar σ_y^2 de la siguiente forma:

$$\sigma_y^2 = \sigma_n^2 (SNR + 1) \quad (2.11)$$

Cálculo de umbral y cantidad de muestras

Se detalla a continuación cómo se pueden obtener las fórmulas del umbral λ y cantidad de muestras N para eurl-usrp11 Detector de Energía. Éstas dependerán de la probabilidad de falsa alarma (P_{fa}) y probabilidad de detección (P_d) por lo tanto, haciendo uso de la simplificación de considerar el estadístico de distribución Normal, se obtiene:

$$P_{fa} = P(T_y > \lambda) |_{H_0} = Q \left(\frac{\lambda - \sigma_n^2}{\sigma_n^2 \sqrt{\frac{2}{N}}} \right) \quad (2.12)$$

Capítulo 2. Fundamento teórico

$$P_d = P(T_y > \lambda) |_{H_1} = Q \left(\frac{\lambda - (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}{(\sigma_s^2 + \sigma_n^2) \sqrt{\frac{2}{N}}} \right) \quad (2.13)$$

Las probabilidades anteriores se muestran gráficamente en la figura 2.8. Se recuerda que la probabilidad de detección fallida equivale a: $P_{df} = 1 - P_d$.

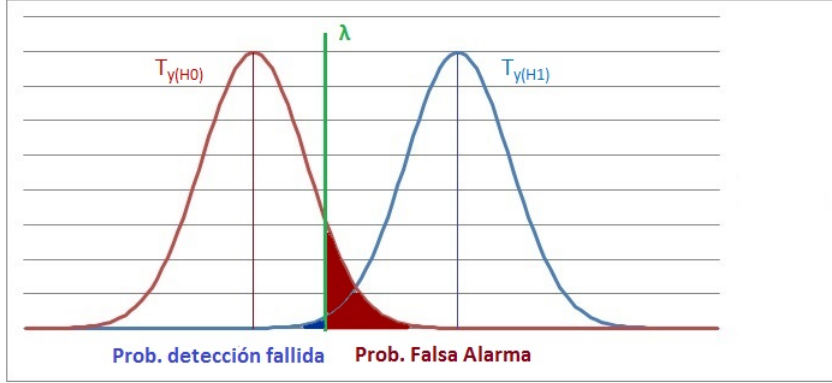


Figura 2.8: Representación gráfica de las probabilidades P_{fa} y $(1 - P_d)$.

Utilizando la ecuación de σ_y^2 en función de SNR (2.11) y eliminando el parámetro λ de las ecuaciones anteriores (2.12) y (2.13) se obtiene:

$$N = \frac{2[Q^{-1}(P_{fa}) - Q^{-1}(P_d)(SNR + 1)]^2}{SNR^2} \quad (2.14)$$

Por último se observa que el umbral λ se puede despejar tanto de la ecuación de P_{fa} (2.12) como de la de P_d (2.13), obteniendo dos ecuaciones diferentes pero que ambas dependen de la potencia del ruido σ_n^2 . Dado que el Detector de Energía busca maximizar la P_d bajo una restricción en P_{fa} se presenta en (2.15) la fórmula del umbral en función de P_{fa} :

$$\lambda_{fa} = \sigma_n^2 \left[\frac{Q^{-1}(P_{fa})}{\sqrt{\frac{N}{2}}} + 1 \right] \quad (2.15)$$

Como se adelantó al inicio del capítulo, en la ecuación (2.15) se observa que es necesario tener conocimiento del piso de ruido de manera de poder fijar correctamente el umbral.

Incertidumbre en potencia de piso de ruido

Según las ecuaciones anteriores en caso de tener un conocimiento perfecto del piso de ruido, eligiendo un número N lo suficientemente grande y ajustando correctamente el umbral sería posible garantizar cierta probabilidad de detección para cualquier nivel de SNR .

En la práctica esto resulta imposible ya que entre otros factores existe incertidumbre sobre el valor del piso de ruido lo cual conlleva a que exista un nivel límite de SNR hasta el cual el detector resulta robusto (definido según la literatura SNR_{wall} [14]).

Si se considera que la potencia del piso de ruido varía según el intervalo: $[\frac{1}{\tau}\sigma_n^2, \tau\sigma_n^2]$, siendo $\tau \geq 1$, se define la SNR_{wall} como:

$$SNR_{wall} = \frac{\tau^2 - 1}{\tau} \quad (2.16)$$

Mientras que la incertidumbre del piso de ruido se define como: $(\tau - 1)$. Se observa que para una incertidumbre nula, la SNR_{wall} resulta de valor cero lo que equivale en dB a $SNR_{wall} \rightarrow -\infty$. Reescribiendo la ecuación (2.15) considerando el máximo valor de potencia de ruido posible de acuerdo al intervalo de incertidumbre se obtiene la ecuación 2.17:

$$\lambda_{fa\tau} = \tau\sigma_n^2 \left[\frac{Q^{-1}(P_{fa})}{\sqrt{\frac{N}{2}}} + 1 \right] \quad (2.17)$$

La ecuación (2.17) es la que se utiliza en el diseño del detector implementado.

2.4.2. Cicloestacionario

Introducción

Como se mencionó anteriormente, los métodos de detección pueden dividirse en 2 grupos [15]:

- *blind detection*: no requiere información previa de la señal. No distingue entre los distintos tipos de señales detectadas.
- *feature-based detection*: requiere conocimiento previo de la señal. Se basa en el estudio de las propiedades de la señal para realizar la detección.

El principal desafío que enfrentan los métodos de sensado del tipo *blind* es la detección de usuarios primarios en condiciones de bajo SNR. En estos casos, se recomienda utilizar los métodos basados en las propiedades de la señal (*feature-based*), ya que por lo general tienden a ser más robustos frente a ruido e interferencias.

En esta sección se presenta el **método cicloestacionario**, el cual se basa en estudiar la periodicidad que presentan la mayoría de las señales digitales usadas en telecomunicaciones. Este método permite detectar señales de baja potencia y a su vez determinar características particulares de la señal sensada, como ser: tipo de modulación, frecuencia de portadora, tiempo de símbolo, etc. Como contrapartida, para su funcionamiento, requiere de un alto grado de conocimiento de la señal que se quiere detectar y su implementación posee mayor complejidad y demanda un mayor nivel de procesamiento computacional, en comparación con el resto de los métodos de sensado. Para comprender el funcionamiento de este método es necesario introducir el concepto de cicloestacionareidad, para ello se recordará la definición de proceso estacionario.

Definición 2.3. *Se dice que un proceso es estacionario (en sentido amplio) si su media (m_x) y su autocorrelación (R_x) no cambian con el tiempo.*

Teniendo presente esta definición, se dice que un proceso es *cicloestacionario* (en el sentido amplio), si su media y su autocorrelación son periódicas en el tiempo. Esta periodicidad se conoce como “periodicidad de segundo orden”.

A partir de la definición anterior, es posible representar la cicloestacionareidad en función de la media y autocorrelación de una señal continua $x(t)$.

$$m_x(t) = m_x(t + T_0) \quad (2.18)$$

$$R_x(t, \tau) = R_x(t + T_0, \tau) \quad \forall \tau \quad (2.19)$$

Donde T_0 es el período de la autocorrelación. A partir de este parámetro, se define la *frecuencia cíclica* α como los múltiplos del inverso del período T_0 , es decir: $\alpha = \frac{k}{T_0}$ ($k \in \mathbb{Z}$)³. Típicamente estas frecuencias se relacionan con la cadencia de

³Un parámetro asociado al concepto de frecuencia cíclica, es la llamada *frecuencia cíclica fundamental*, la cual toma el valor: $\alpha_{fundamental} = \frac{1}{T_0}$

2.4. Metodos de sensado

símbolos ($R_s[\frac{\text{simbolos}}{s}]$) y la frecuencia de portadora (f_c) de la señal.

A continuación se presenta el estudio que deriva en las ecuaciones generales para el análisis del espectro cíclico.

Análisis cicloestacionario

Para el caso de señales cicloestacionarias, se puede representar la autocorrelación como una Serie de Fourier con respecto al tiempo, como se muestra a continuación:

$$R_x(t, \tau) = \sum_{\alpha} R_x^{\alpha}(\tau) e^{j2\pi\alpha t} \quad (2.20)$$

Se define la “**Cyclic Autocorrelation Function**” (CAF) como los coeficientes de la Serie de Fourier [7]:

$$R_x^{\alpha}(\tau) \triangleq \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_x(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (2.21)$$

La función CAF se puede interpretar como la magnitud de la correlación de la señal $x(t)$ consigo misma trasladada en frecuencia según α . Aplicando la Transformada de Fourier a la CAF se obtiene la “**Spectral Correlation Function**” (SCF).

$$S_x^{\alpha}(f) \triangleq F\{R_x^{\alpha}(\tau)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x^{\alpha}(\tau) e^{-j2\pi\alpha\tau} d\tau \quad (2.22)$$

La función SCF se conoce como el espectro cíclico de la señal $x(t)$ y representa cuán correlacionadas están las componentes espectrales de una señal entre sí.

Existen 2 alternativas para el desarrollo del cálculo del espectro cíclico de una señal:

- **Análisis temporal:** se basa en el estudio de la Serie de Fourier que define la autocorrelación periódica de la señal.
- **Análisis frecuencial:** surge a partir de realizar la correlación de las componentes espectrales de la señal.

En este capítulo se profundizará en el análisis frecuencial, ya que se trata del enfoque utilizado para la implementación práctica del detector cicloestacionario. A modo de completitud en el Anexo B.1 se incluye el desarrollo matemático del análisis temporal.

Análisis frecuencial

Como se mencionó anteriormente, el análisis frecuencial consiste en calcular el espectro cíclico de una señal a partir de la correlación cruzada de sus componentes frecuenciales.

Considérese una señal continua $x(t)$, la cual se desea trasladar en frecuencia una cantidad $\pm\frac{\alpha}{2}$. Para esto, se realiza el producto de la señal $x(t)$ con la exponencial “corrida”: $e^{-j2\pi(\pm\frac{\alpha}{2})t}$. Esta operación resulta en 2 señales ($x_1(t)$ y $x_2(t)$) como se muestra a continuación:

$$x_1(t) = x(t)e^{-j2\pi(+\frac{\alpha}{2})t} \quad (2.23)$$

$$x_2(t) = x(t)e^{-j2\pi(-\frac{\alpha}{2})t} \quad (2.24)$$

Considerando $x_1(t)$ y $x_2(t)$ como las “nuevas” señales, se realizará el cálculo para hallar el espectro cíclico del producto de $x_1(t) \cdot x_2(t)$, es decir $S_{x_1x_2}(f)$.

$$R_{x_1}^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x_1\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x_1^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (2.25)$$

$$R_{x_2}^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x_2\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x_2^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (2.26)$$

Por lo tanto,

$$S_{x_1x_2}^\alpha(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{x_1}^\alpha(\tau) R_{x_2}^\alpha(\tau) e^{-j2\pi\alpha\tau} d\tau \quad (2.27)$$

Desarrollando la CAF para x_1 ,

$$\begin{aligned} x_1\left(t + \frac{\tau}{2}\right) &= x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi(+\frac{\alpha}{2})(t+\frac{\tau}{2})} \\ x_1^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) &= x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{+j2\pi(+\frac{\alpha}{2})(t-\frac{\tau}{2})} \end{aligned}$$

Por lo tanto,

$$x_1\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x_1^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) = \left[x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi(+\frac{\alpha}{2})(t+\frac{\tau}{2})} \right] \left[x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{+j2\pi(+\frac{\alpha}{2})(t-\frac{\tau}{2})} \right]$$

Operando con la expresión anterior se obtiene,

$$x_1\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x_1^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) = \left[x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \right] e^{-j2\pi\tau}$$

Análogamente para x_2 ,

$$x_2\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x_2^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) = \left[x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \right] e^{-j2\pi\tau}$$

2.4. Metodos de sensado

Por lo tanto, se verifica que:

$$S_{x_1x_2}(f) = S_x^\alpha(f) \quad (2.28)$$

Es decir, $S_x^\alpha(f)$ es la correlación de las 2 componentes espectrales de $x(t)$ a las frecuencias $f + \frac{\alpha}{2}$ y $f - \frac{\alpha}{2}$.

En la práctica, la señal a detectar tendrá una cantidad finita de muestras que varían en el tiempo, por lo que el espectro cíclico no podrá calcularse de manera exacta. Como alternativa, se hallará un estimado de la SCF ($S_{x_{T_w}}^\alpha(t, f)$) obtenida mediante un “suavizado” de la función en el tiempo. Para ello se observará la señal durante un intervalo Δt y se utilizará una ventana de tamaño T_w para realizar la Transformada de Fourier.

$$X_{T_w}(t, f) \triangleq F\{x(t)\} = \int_{t-T_w/2}^{t+T_w/2} x(u)e^{-j2\pi fu} du \quad (2.29)$$

Por lo tanto, para las señales trasladadas $x_1(t)$ y $x_2(t)$, se tiene:

$$X_{1T_w}(t, f) = X_{T_w}\left(t, f + \frac{\alpha}{2}\right) \quad (2.30)$$

$$X_{2T_w}(t, f) = X_{T_w}\left(t, f - \frac{\alpha}{2}\right) \quad (2.31)$$

La correlación espectral para un tiempo t se conoce como: SCF *instantánea* o $\overline{S_x^\alpha}(t, f)$.

$$S_{x_1x_2}(t, f) = X_{1T_w}(t, f)X_{2T_w}^*(t, f) = X_{T_w}\left(t, f + \frac{\alpha}{2}\right)X_{T_w}^*\left(t, f - \frac{\alpha}{2}\right) = \overline{S_x^\alpha}(t, f)$$

Promediando en la ventana de observación se obtiene la estimación de SCF:

$$S_x^\alpha(f) \approx S_{x_{T_w}}^\alpha(t, f) = \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta t} \int_{t-\Delta t/2}^{t+\Delta t/2} \frac{1}{T_w} X_{T_w}(u, f + \frac{\alpha}{2}) X_{T_w}^*(u, f - \frac{\alpha}{2}) \cdot du$$

En la figura 2.9 se ve gráficamente el cálculo de la SCF para una pareja (f_0, α_0) .

En dicha figura se muestra que dado un intervalo de tiempo Δt , se recorre esta porción de la señal utilizando una ventana de tamaño T_w . Luego, para cada conjunto de muestras enventanadas, se realiza el producto de 2 componentes frecuenciales centradas en f_0 y distanciadas α_0 . Finalmente, la secuencia de productos resultantes es integrada en el tiempo para dar lugar al espectro cíclico $S_x^\alpha(f)$.

Capítulo 2. Fundamento teórico

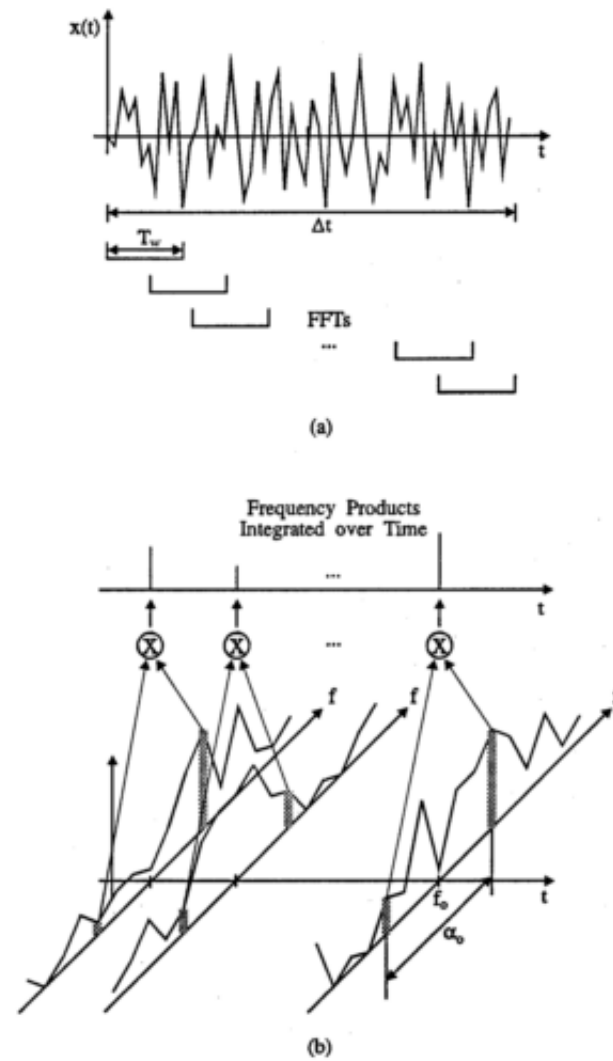


Figura 2.9: Estimación del espectro cíclico [16].

El estudio anterior permitió hallar las ecuaciones para el espectro cíclico de una señal continua; dado que en éste caso se trabajará con muestras de la señal recibida del aire, se debe encontrar la expresión para la función SCF para el caso de una señal discreta.

$$X_T(t, f) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{T-1} x\left(n + t - \frac{T}{2}\right) e^{-j2\pi fn/T} \quad (2.32)$$

$$S_x^\alpha(f) = \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta t - T} \sum_{n=T/2}^{\Delta t - T/2} X_T\left(nT_s, f + \frac{\alpha}{2}\right) X_T^*\left(nT_s, f - \frac{\alpha}{2}\right) \quad (2.33)$$

Donde T_s es el período de muestreo.

Propiedades de la SCF

En primer lugar, se debe observar que para el caso de $\alpha = 0$ la función CAF y SCF se reducen a la función de autocorrelación usual y a la densidad espectral de potencia, respectivamente. Por lo tanto, es de esperar que estas funciones presenten un pico importante a esta frecuencia cíclica nula.

Para $\alpha = 0$ se tiene:

$$R_x(t, \tau) = \left[\sum_{\alpha} R_x^{\alpha}(\tau) e^{j2\pi\alpha t} \right] \Big|_{\alpha=0} = R_x^{\alpha=0}(\tau)$$

$$CAF = R_x^{\alpha}(\tau) \Big|_{\alpha=0} = E\{R_x(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t}\} \Big|_{\alpha=0} = E\{R_x(t, \tau)\} \quad (2.34)$$

$$SCF = S_x^{\alpha}(f) = \left[\int_{-\infty}^{+\infty} R_x^{\alpha}(\tau) e^{-j2\pi\alpha\tau} d\tau \right] \Big|_{\alpha=0} = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x^{\alpha=0}(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x(t, \tau) d\tau \quad (2.35)$$

Una de las propiedades más útiles de la SCF es la forma particular que asume para cada señal cicloestacionaria. Se observa que el volumen definido por la SCF (recordar que se trata de una matriz en α y f) contiene picos a determinadas frecuencias debido a las características periódicas de la señal. A modo de ejemplo, para el caso de señales con igual tipo de modulación pero distinto número posible de símbolos, como ser: *Binary Phase Shift Keying* (BPSK) y *Quaternary Phase Shift Keying* (QPSK), la SCF posee características propias de cada señal. Esta propiedad permite detectar e identificar señales según su tipo de modulación.

Gráficamente se pueden ver estas diferencias, observando el tamaño y la ubicación de los picos de la SCF. Se observa que para el caso de BPSK, el espectro cíclico presenta 4 picos en:

$$\alpha = 0, \quad f = \pm f_c$$

$$\alpha = \pm 2f_c, \quad f = 0$$

Los picos en $\alpha = 0$ son comunes a señales que usan modulación PSK (sin importar el número de símbolos usados), sin embargo, los picos en $\alpha = \pm 2f_c$ son propios de la señal BPSK. La figura 2.10 y 2.11 muestran los espectros cíclicos de las señales BPSK y QPSK respectivamente.

Capítulo 2. Fundamento teórico

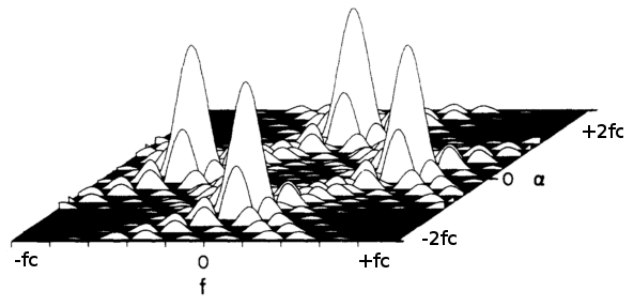


Figura 2.10: Espectro cíclico de una señal BPSK [17].

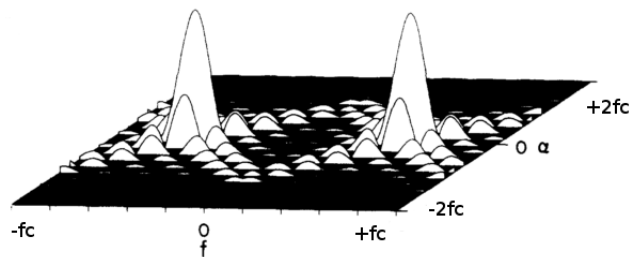
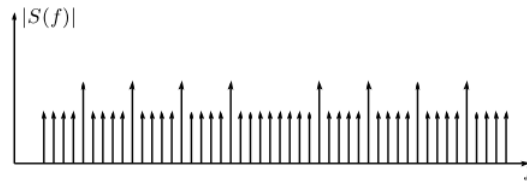


Figura 2.11: Espectro cíclico de una señal QPSK [17].

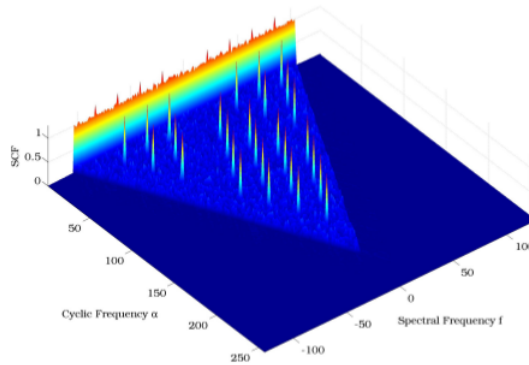
Por otro lado, para señales ISDB-T (TVD Canal 5), la SCF resulta muy útil para el análisis de la señal en el dominio de la frecuencia, ya que es posible hallar la magnitud de la correlación entre los pilotos OFDM (ISDB-T utiliza modulación OFDM), la cual se puede identificar observando el espectro cíclico, como se muestra en la figura 2.12.

Otra propiedad de la SCF refiere al hecho de que el ruido AWGN no exhibe correlación espectral, debido a que el ruido no es un proceso cicloestacionario. Por lo tanto, se puede decir que teóricamente la SCF para ruido AWGN es idénticamente nula para $\alpha \neq 0$. A partir del cálculo del espectro cíclico es posible estimar ciertos parámetros de la señal como ser: la frecuencia de portadora y la cadencia de símbolos debido a la relación que tienen con la frecuencia cíclica de la señal.

2.4. Metodos de sensado



(a) Subportadoras y pilotos OFDM



(b) SCF de una señal OFDM

Figura 2.12: Análisis cicloestacionario para una señal OFDM [18].

Ventajas y desventajas del detector cicloestacionario

Las funciones CAF y SCF logran detectar señales haciendo uso de las propiedades cicloestacionarias propias de cada señal. De esta manera, se pueden obtener diferentes espectros cíclicos para diferentes señales. Esta característica brinda al método cicloestacionario una ventaja importante por sobre otros métodos de sensado, debido al hecho de que permite no sólo detectar una señal, sino además identificar de que tipo de señal se trata.

En la práctica esta propiedad resulta muy útil ya que podría ocurrir que se detecte una señal que no corresponda al usuario primario de esa banda, sino a otro usuario con menor prioridad (secundario).

Para el caso del detector de energía, no habría manera de identificar al usuario secundario (únicamente se mide la energía de la señal) por lo que se pasaría la comunicación a otra banda. Esto se consideraría como una falsa alarma, mientras que un detector cicloestacionario, detectará que se trata de un usuario no primario por lo que no sería necesario pasarse a otra banda para continuar la comunicación.

Para el caso particular que la señal interferente corresponda a ruido AWGN, el método cicloestacionario permitirá diferenciarlo de un usuario primario. Esto se debe, como se vio anteriormente, al hecho de que el ruido no está correlacionado, mientras que para una señal modulada (correspondiente a un usuario primario) se exhibe correlación entre ciertas componentes espectrales. Esta correlación se

Capítulo 2. Fundamento teórico

detecta observando la separación en frecuencia de los picos del espectro cíclico, la cual está relacionada con la periodicidad de la autocorrelación de la señal (el valor de esta separación en frecuencia es la frecuencia cíclica).

Como contrapartida, los cálculos necesarios para determinar la cicloestacionariedad son complejos y requieren mayor poder de procesamiento en comparación con otros métodos.

2.4.3. Filtro apareado

Introducción

El método de Filtro Apareado consiste en correlacionar la señal recibida con una réplica de la misma (generada previamente) y hallar el máximo de dicha correlación. Esto es equivalente a realizar la convolución de la señal desconocida a detectar con la señal conocida conjugada e invertida en el tiempo. Luego se compara dicho valor con un umbral pre-establecido y en caso de superar este valor se decide la hipótesis de existencia de señal (H_1).

Este tercer método es el que brinda la mejor performance frente al detector de energía y el cicloestacionario, es decir provee altas probabilidades de detección dada una SNR de la señal recibida habiendo fijado cierta probabilidad de falsa alarma. En otras palabras, fijadas ambas probabilidades es el método que permite cumplir los requerimientos para señales con muy baja SNR [19].

En la figura 2.13 se muestra un esquema de diagrama de bloques del funcionamiento del filtro apareado.

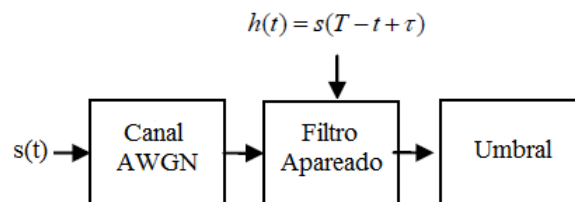


Figura 2.13: Esquema filtro apareado [20].

Conceptualmente el método resulta simple pero las complejidades surgen a la hora de implementarlo debido a que se debe tener una muy buena señal de referencia para correlar con la señal a sensar. Por lo tanto, es necesario conocer en detalle la señal recibida para poder generar la réplica mencionada [21].

Una de las principales ventajas del Filtro Apareado es que tiene rápidos tiempos de respuesta debido a su robustez a la incertidumbre de ruido y a la moderada complejidad computacional que requiere implementarlo. La información necesaria para la detección es el conocimiento a priori de la señal a detectar, como por ejemplo: la modulación, forma de pulso y formato de paquete. Si esta información no es exacta, entonces la performance del filtro baja drásticamente.

Sin embargo, la mayoría de los sistemas inalámbricos utilizan señales con presencia de pilotos, preámbulos, palabras de sincronismo o códigos de spreading, características que favorecen la detección de la señal.

Respuesta al impulso del filtro apareado.

A continuación se presenta una introducción al desarrollo de la respuesta al impulso del filtro apareado. Dado un pulso unitario $x(t)$, la señal recibida por el detector se modela como:

$$v(t) = Ax(t - t_0) + n(t)$$

Donde t_0 es el retardo, A es una amplitud constante y $n(t)$ es ruido AWGN con densidad espectral de potencia $S_n(\omega)$. En la figura 2.14 se pueden observar gráficamente los componentes del modelo matemático del filtro.

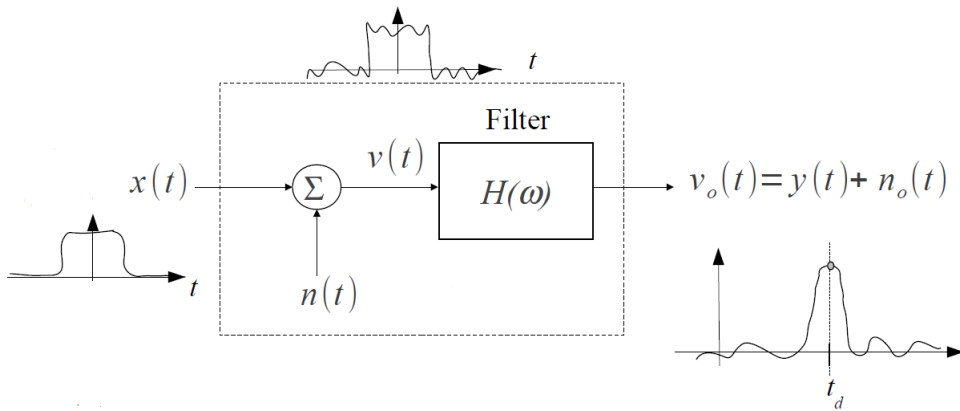


Figura 2.14: Sistema de modelo matemático [22].

La SNR del pulso recibido se define como el cociente entre la potencia máxima de la señal sobre la potencia de ruido promedio:

$$SNR = \frac{\text{potencia max señal}}{\text{potencia promedio ruido}} = \frac{\max\{|Ax(t - t_0)|^2\}}{|n(t)|^2} = \frac{|Ax(0)|^2}{|n(t)|^2} \quad (2.36)$$

El Filtro Apareado es un filtro lineal cuya respuesta al impulso ($h(t)$ o $H(\omega)$) maximiza la relación señal a ruido en un tiempo específico relativo a t_0 . Dado que el sistema es lineal se tiene que: $v_o = v(t) * h(t) = y(t) + n_o(t)$.

En [22] se demuestra que la respuesta al impulso del filtro que maximiza la SNR en un instante $t_d > t_0$ bajo la hipótesis de ruido AWGN es:

$$\begin{aligned} H(\omega) &= X^*(\omega)e^{-j\omega t_d} \\ h(t) &= x^*(-t + t_d) \end{aligned} \quad (2.37)$$

La ecuación (2.37) muestra que la respuesta al impulso del filtro apareado depende directamente de la señal a detectar. Esto hace que el filtro sea muy general, pudiéndose aplicar a cualquier señal siempre y cuando se apliquen los cambios necesarios en su respuesta al impulso.

2.5. Medición de performance

Los indicadores que se utilizarán para medir y comparar la performance de los métodos de sensado serán principalmente la probabilidad de detección (P_d) y probabilidad de falsa alarma (P_{fa}). Recordando las hipótesis mencionadas en el modelado estas probabilidades se describen como:

$$P_d = P(T_y > \lambda) |_{H_1} \quad (2.38)$$

$$P_{fa} = P(T_y > \lambda) |_{H_0} \quad (2.39)$$

Como se ve en las ecuaciones (2.38) y (2.39), la probabilidad de detección ocurre cuando el estadístico calculado por el detector resulta mayor al umbral y efectivamente el usuario esta activo. Por otro lado la probabilidad de falsa alarma refleja los casos en que se detecta al usuario como activo cuando no lo está.

La elección del umbral no es trivial, ya que determina la capacidad del método para detectar al usuario primario. Un umbral demasiado alto no distinguirá entre el ruido del canal y la señal del transmisor, ocasionando que se interfiera con el usuario primario. En cambio, un umbral demasiado bajo no será eficiente ya que el detector siempre indicará que el usuario primario se encuentra transmitiendo, desaprovechando las oportunidades de espectro.

Para cada uno de los métodos de detección que se presentan en este trabajo se obtuvieron gráficas de P_d en función de SNR y P_d en función de P_{fa} . Ésta última es conocida como Receiver Operating Characteristic (ROC). Es importante destacar que la P_{fa} está fuertemente vinculada a la señal no primaria con la cual se testea el detector y por ende puede resultar en valores altos para señales de características similares a la primaria. En la figura 2.15 se muestra un ejemplo de gráfica ROC presentado en el paper [7] utilizando detector de energía y cicloestacionario para una señal pasabanda AM simulada.

Capítulo 2. Fundamento teórico

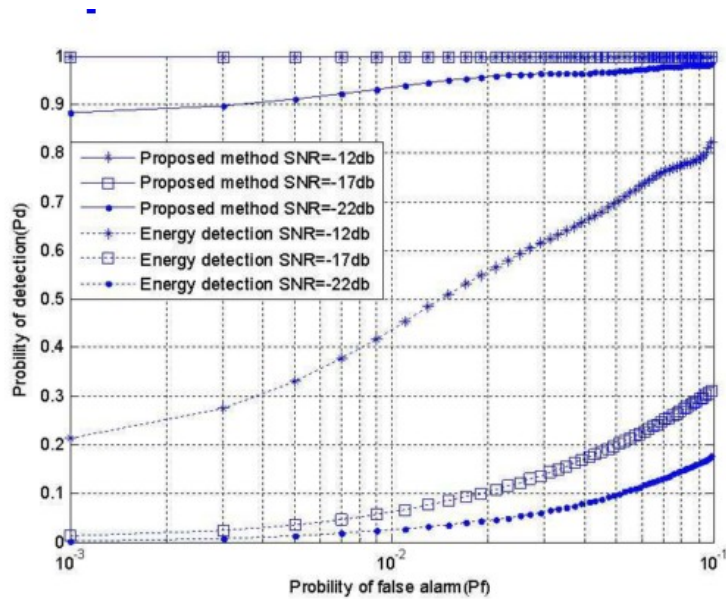


Figura 2.15: Ejemplo de gráfica ROC [7].

Por último el tiempo de sensado (cantidad de muestras) sumado al tiempo de procesamiento requerido por el método pueden también ser considerados a la hora de realizar una evaluación de performance. Lógicamente los métodos más complejos capaces de obtener mejores niveles de P_d en condiciones de baja SNR insumirán mayores tiempos de procesamiento.

Para poder prevenir interferencias hacia y desde los usuarios primarios, la red cognitiva debe de ser capaz de identificar la presencia de un usuario primario lo más rápido posible además de dejar esa banda de inmediato. El principal desafío del diseño de algoritmos de sensado es minimizar el tiempo de detección de un usuario y de cambio de banda.

2.6. Norma ISDB-T

Introducción

Como se mencionó anteriormente, la implementación de los métodos de sensado se basará en la detección de una señal de TV digital. En Uruguay el estándar adoptado para la transmisión de televisión digital es Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T)⁴ y actualmente es utilizado por varios canales abiertos como ser: Canal 5 o TNU, MonteCarlo TV, Canal 10, Teledoce.

ISDB-T es un estándar japonés creado con el propósito de definir la transmisión de televisión digital terrestre; Association of Radio Industries and Businesses (ARIB) es la entidad encargada en definir y mantener este estándar. Una particularidad de ISDB-T es que permite tomar varias tramas de transporte de diferentes tipos de servicios y multiplexarlas en una única trama. Ésta se procesa y codifica, dependiendo del servicio que se quiera brindar, siguiendo una serie de pasos como corrección de errores, modulación digital e interleaving entre otros.

Una vez codificada la señal, se transmite utilizando modulación OFDM, organizándose en cuadros de 204 símbolos. Más adelante se explicará en detalle este tipo de modulación. Como se muestra en la figura 2.16, el espectro de transmisión de ISDB-T consiste de 13 segmentos OFDM sucesivos, donde cada segmento tiene un ancho de banda equivalente a la catorceava parte del ancho de banda total del canal de transmisión, dejándose un intervalo de guarda de frecuencia al final y principio de cada canal. Es decir, considerando que el ancho de banda total de transmisión es de 6MHz, se tiene que:

$$BW_{segmento} = \frac{6MHz}{13segmentos + 1segmento_guarda} = 428,57kHz$$

⁴En realidad en Uruguay se adoptó ISDB-Tb, estándar brasilero basado en ISDB-T

Capítulo 2. Fundamento teórico

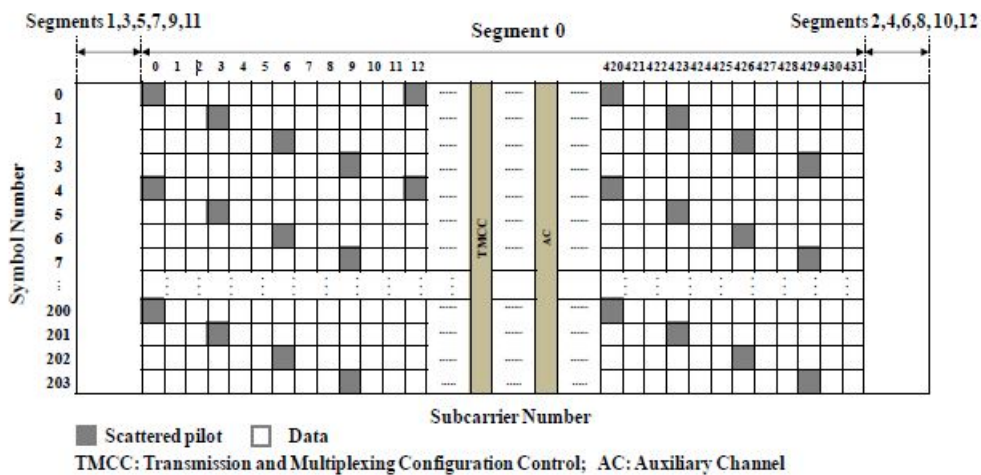
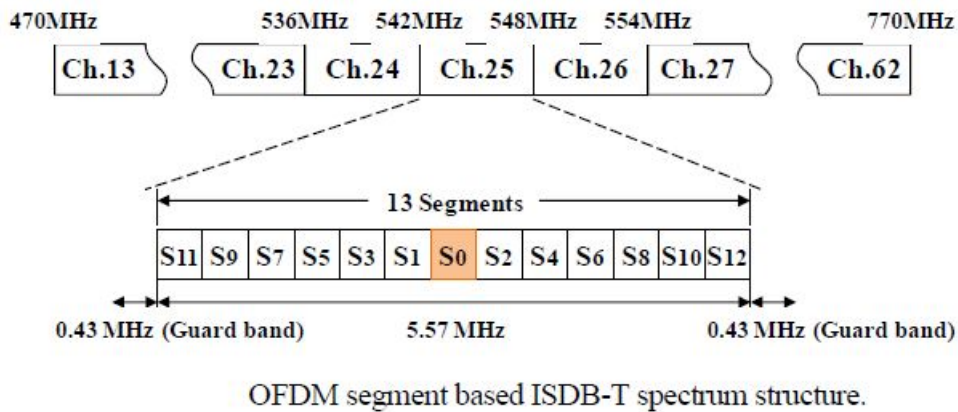


Figura 2.16: Cuadro OFDM de ISDB-T. [23]

ISDB-T ofrece tres espaciamentos diferentes entre las subportadoras OFDM y los mismos son conocidos como modos del sistema. Los espaciamentos en frecuencia entre las subportadoras OFDM son aproximadamente: 4kHz, 2kHz y 1kHz en modos 1, 2 y 3 respectivamente. El modo seleccionado por el TX condicionará cuan robusta será la recepción en dispositivos móviles que sufren del efecto Doppler ⁵

⁵El efecto Doppler refiere al aparente cambio de frecuencia de una onda debido al movimiento relativo entre la fuente (TX primario) y su observador (RX móvil).

2.6. Norma ISDB-T

En la figura 2.17 se muestra los parámetros utilizados para cada modo⁶.

Mode		Mode 1		Mode 2		Mode 3	
Bandwidth		3000/7 = 428.57... kHz					
Spacing between carrier frequencies		250/63 = 3.968... kHz		125/63 = 1.9841... kHz		125/126 = 0.99206... kHz	
Number of carriers	Total count	108	108	216	216	432	432
	Data	96	96	192	192	384	384
	SP ^{*1}	9	0	18	0	36	0
	CP ^{*1}	0	1	0	1	0	1
	TMCC ^{*2}	1	5	2	10	4	20
	AC1 ^{*3}	2	2	4	4	8	8
	AC2 ^{*3}	0	4	0	9	0	19
Carrier modulation scheme		QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK
Symbols per frame		204					
Effective symbol length		252 μs		504 μs		1008 μs	
Guard interval		63 μs (1/4), 31.5 μs (1/8), 15.75 μs (1/16), 7.875 μs (1/32)		126 μs (1/4), 63 μs (1/8), 31.5 μs (1/16), 15.75 μs (1/32)		252 μs (1/4), 126 μs (1/8), 63 μs (1/16), 31.5 μs (1/32)	
Frame length		64.26 ms (1/4), 57.834 ms (1/8), 54.621 ms (1/16), 53.0145 ms (1/32)		128.52 ms (1/4), 115.668 ms (1/8), 109.242 ms (1/16), 106.029 ms (1/32)		257.04 ms (1/4), 231.336 ms (1/8), 218.484 ms (1/16), 212.058 ms (1/32)	
IFFT sampling frequency		512/63 = 8.12698... MHz					
Inner code		Convolutional code (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)					
Outer code		RS (204,188)					

*1: SP (Scattered Pilot) and CP (Continual Pilot) are used by the receiver for synchronization and demodulation purposes.

*2: TMCC (Transmission and Multiplexing Configuration Control) is control information.

*3: AC (Auxiliary Channel) is used to transmit additional information. AC1 is available in an equal number in all segments, while AC2 is available only in differential modulated segments.

Figura 2.17: Parámetros de segmentos OFDM [24].

⁶Para las pruebas se utilizará la señal ISDB-T emitida por TNU, la cual corresponde al modo

Especificaciones de la señal RF

A continuación se define la señal RF:

- k : número de subportadora, aumenta sucesivamente a través de toda la banda, empezando desde 0 correspondiente a la subportadora 0 del segmento 11
- n : número de símbolo
- K : total de subportadoras (modo 3: 5617)
- T_s : duración de un símbolo OFDM
- T_g : duración de intervalo de guarda
- T_u : duración de la parte útil de un símbolo
- f_c : frecuencia central de señal RF
- K_c : subportadora correspondiente a la frecuencia central de la señal RF (modo 3: 2808)
- $c(n, k)$: vector de señal compleja correspondiente al n -ésimo símbolo y k -ésima subportadora
- $s(t)$: señal RF

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} c(n, k) \psi(n, k, t) \right\}$$

donde,

$$\psi(n, k, t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k - K_c}{T_u} (t - T_g - nT_s)} & \text{si } nT_s \leq t < (n + 1)T_s \\ 0 & \text{si } t < nT_s, (n + 1)T_s \leq t \end{cases}$$

OFDM

OFDM tiene como esquema de modulación el uso de múltiples subportadoras para la transmisión de datos. Cada subportadora puede estar modulada de forma independiente, utilizando modulación desde BPSK hasta N-QAM. La característica principal de OFDM es que sus subportadoras son ortogonales entre sí, con lo que se puede reducir el espacio entre ellas en frecuencia, utilizando así un menor ancho de banda.

En la actualidad, una gran cantidad de sistemas adoptan a OFDM para la transmisión de información, como por ejemplo: TV Digital, WIFI o LTE. Esto es debido a que se adapta fácilmente a la banda de transmisión y a la performance requerida cambiando los parámetros de TX.

Las subportadoras de OFDM se definen en la etapa digital, previo a realizar la FFT, lo cual permite que cada subportadora se pueda manipular de forma independiente si es necesario. Esta característica le brinda versatilidad a OFDM, ya que es posible modificar la potencia de una subportadora, como se da en los pilotos de la señal ISDB-T.

Una de las ventajas de las señales OFDM es la posibilidad de incluir información de control para facilitar la tarea de recepción. Adicionalmente se pueden agregar pilotos y prefijos cíclicos para poder lograr la sincronización. En la figura 2.18 se muestra la secuencia en tiempo y en frecuencia de como se implementa la señal OFDM.

Para entender la confirmación de la señal se toma un pulso, que representa la modulación digital de la información a transmitir, y la señal con la cual se va a modular para transmitirse, por ejemplo un coseno. Las transformadas de Fourier son un *sinc* y una *delta* respectivamente; y el producto en el tiempo se transforma en la convolución en frecuencia, que como resultado se obtiene un sinc centrado en la frecuencia de la delta. Al sumar varias señales de esta manera, cumpliendo con la condición de ortogonalidad, se obtiene una señal OFDM donde cada sinc tiene un valor máximo en una ubicación donde todos los demás sincs valen cero.

Prefijo cíclico

El prefijo cíclico es la copia de la parte final de un símbolo OFDM colocada al principio del mismo. Mediante el agregado del prefijo cíclico, la señal obtiene una “periodicidad”. En la figura 2.19 se muestra la estructura de un símbolo OFDM sin el prefijo cíclico (a) y con el prefijo cíclico (b).

Capítulo 2. Fundamento teórico

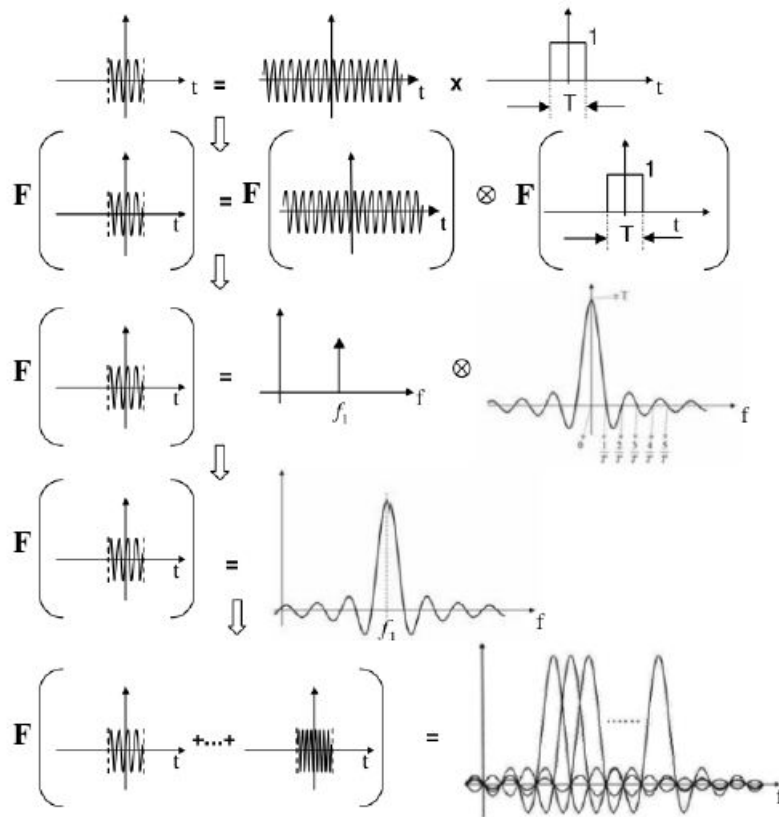


Figura 2.18: Modulación OFDM [25].

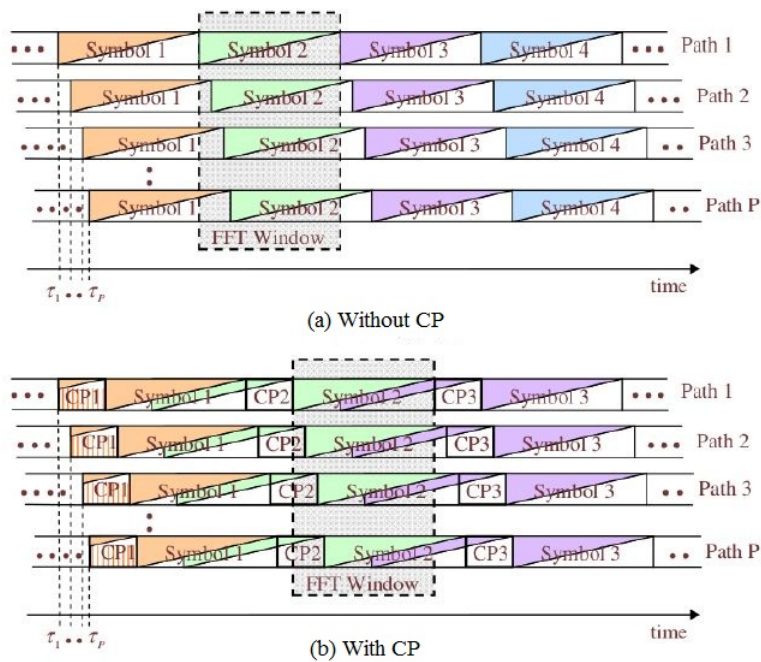


Figura 2.19: Prefijo cíclico [25].

Pilotos

Otro elemento de la estructura de las señales OFDM es la inclusión de señales piloto. Los pilotos tienen como finalidad contribuir con el receptor en la estimación del canal, la estimación de frecuencia e incluso para transmitir información de configuración.

Existen diferentes esquemas de pilotos. Se pueden transmitir pilotos continuos, fijos en una frecuencia en todos los símbolos; o pilotos dispersos, donde su ubicación varía dependiendo en los símbolos pero de forma periódica. Específicamente para ISDB-T, como se muestra en la figura 2.16, los pilotos se ubican cada 12 subportadoras en cada símbolo, repitiéndose su ubicación cada cuatro de éstos. Por lo general, estas señales piloto se transmiten a una mayor potencia que las subportadoras de datos para facilitar el sincronismo.

TMCC

Se agrega una señal de control llamada Transmission and Multiplexing Configuration Control (TMCC) en determinadas subportadoras pre-establecidas dependiendo sólo del modo de transmisión. A través de la TMCC se envía información de configuración y control de la señal ISDB-T, la cual no varía entre las subportadoras donde se transmite. Se observa en la norma que para cada Segmento (de los 13 segmentos) la misma TMCC se transmite al mismo tiempo en 4 subportadoras específicas del Segmento. Esta característica de repetición de la TMCC en diferentes subportadoras también contribuye a la cicloestacionareidad de la señal.

La TMCC forma el cuadro OFDM junto con las subportadoras de datos y subportadoras de pilotos para sincronismo.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 3

Implementación de los métodos

3.1. GNU Radio

Introducción

En capítulos anteriores se explicaron los conceptos teóricos y el desarrollo matemático detrás del funcionamiento de las redes cognitivas y en particular algunos métodos de sensado del espectro. En esta sección, se describen las herramientas que se utilizaron para lograr una implementación práctica de estos conceptos.

En este trabajo se utilizó fundamentalmente GNU Radio que consiste en una plataforma de software libre, la cual se utiliza para la programación de los SDR (Software Defined Radio)¹. GNU Radio permite la creación de nuevos bloques de procesamiento, así como un entorno gráfico (GNU Radio Companion) para la visualización del flujo de información dentro del sistema de comunicación [26].

Si bien cuenta con una amplia variedad de bloques previamente programados, una de las principales ventajas de GNU Radio radica en su flexibilidad ya que es posible programar nuevos bloques de procesamiento de acuerdo a los requerimientos de la aplicación (en nuestro caso, detector de energía, detector cicloestacionario y filtro apareado) e incluirlos como un elemento más dentro de sistema de comunicación. Otra de las ventajas de esta herramienta, es que admite ser usado tanto con hardware de radiofrecuencia (como ser dispositivos USRP) como en entornos simulados (creando señales a partir de bloques de software).

GNU Radio es frecuentemente utilizado en ambientes académicos para enseñanza e investigación acerca de las aplicaciones de Software Radios.

¹Un Software Defined Radio es un dispositivo que realiza el procesamiento de la señal (modulación/demodulación, corrección de errores, filtrado, compresión, etc.) enteramente en software en lugar de hardware [9].

Capítulo 3. Implementación de los métodos

Descripción

Para comprender el funcionamiento de GNU Radio es necesario definir los conceptos de: *flowgraph* y *bloques*.

- El flowgraph es el diagrama de bloques por donde “fluye” la información.
- El bloque es uno de los elementos que forman el flowgraph. Un bloque se puede definir como un nodo del grafo por donde “entra” y “sale” información de la señal.

Existen bloques particulares llamados *sources* y *sink*, los cuales poseen únicamente una salida (sin entrada) y una entrada (sin salida) respectivamente. La figura 3.1 muestra ejemplos de bloques existentes en la librería de GNU Radio.

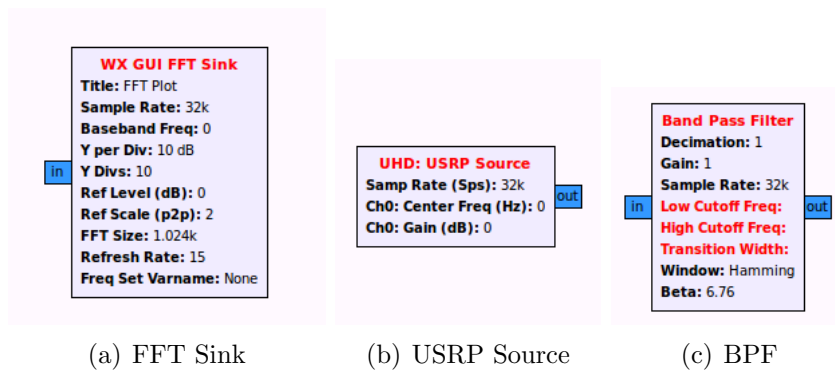


Figura 3.1: Bloques de procesamiento de señal.

Todo el procesamiento de la señal se realiza exclusivamente dentro de los bloques. Las aplicaciones en GNU Radio (bloques) son escritas en lenguaje C++ y Python, mientras que las interconexiones entre los bloques se realizan utilizando lenguaje Python.

Mediante esta forma de programación se puede implementar, de manera relativamente sencilla, un sistema de radio de alta capacidad que permita trabajar en tiempo real. Una de las facilidades de esta herramienta es la posibilidad de procesar tanto señales grabadas, como generadas dentro del propio software. De esta manera, se evita la necesidad de contar con un hardware de radiofrecuencia.

3.1. GNU Radio

GNU Radio cuenta con una gran cantidad de aplicaciones previamente programadas, algunas de ellas son:

- filtros
- generadores de señales (y receptores)
- simuladores de canal
- operadores matemáticos/booleanos
- moduladores/demoduladores
- codificadores/decodificadores
- equalizadores
- análisis de Fourier
- herramientas de medición
- herramientas gráficas

Se debe tener presente que al tratarse de un software, GNU Radio únicamente puede manejar información digital. Los flujos de entrada y salida deberán ser una secuencia de valores discretos (complejos o reales), los cuales serán las muestras de la señal recibida (o transmitida).

Por lo general, los sistemas de comunicación inalámbrica trabajan con señales complejas en pasabanda, sin embargo GNU Radio permite cualquier tipo de dato: bits, bytes, vectores, complejos, enteros, reales, etc. Existen bloques particulares que permiten transformar de un tipo de dato a otro para lograr interconectar los bloques que forman el sistema.

La figura 3.2 muestra la interconexión de los bloques para formar el flowgraph.

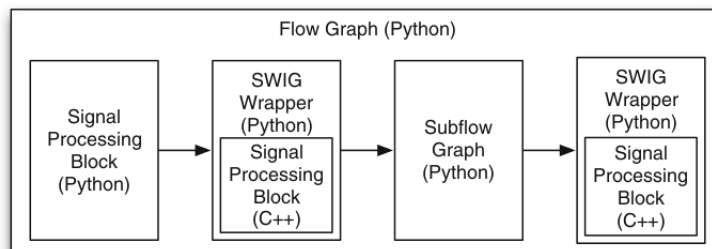


Figura 3.2: Flowgraph (Python). [9]

Como se observa en (3.2), los bloques son interconectados utilizando Python. Este modelo de niveles (nivel 1: bloques, nivel 2: flowgraph), se asemeja al modelo

Capítulo 3. Implementación de los métodos

de capas OSI para redes de datos, en el cual cada una de las capas inferiores provee servicios a la capa superior a ella, mientras que la capa superior no necesita saber del funcionamiento de la capa inferior. En nuestro caso, el flowgraph de Python, desconoce de los detalles de la implementación de los bloques de C++, simplemente se encarga de interconectarlos para formar el sistema de comunicación.

GNU Radio Companion

GNU Radio cuenta con una interfaz gráfica conocida como GNU Radio Companion (GRC), la cual permite visualizar, mediante un diagrama de bloques (o flowgraph), el sistema de comunicación diseñado. De esta manera, se facilita enormemente la comprensión del funcionamiento de la aplicación, observando el flujo de los datos y los distintos bloques de procesamiento involucrados y sus interconexiones. La figura 3.3 muestra un ejemplo de un flowgraph que implementa un receptor FM.

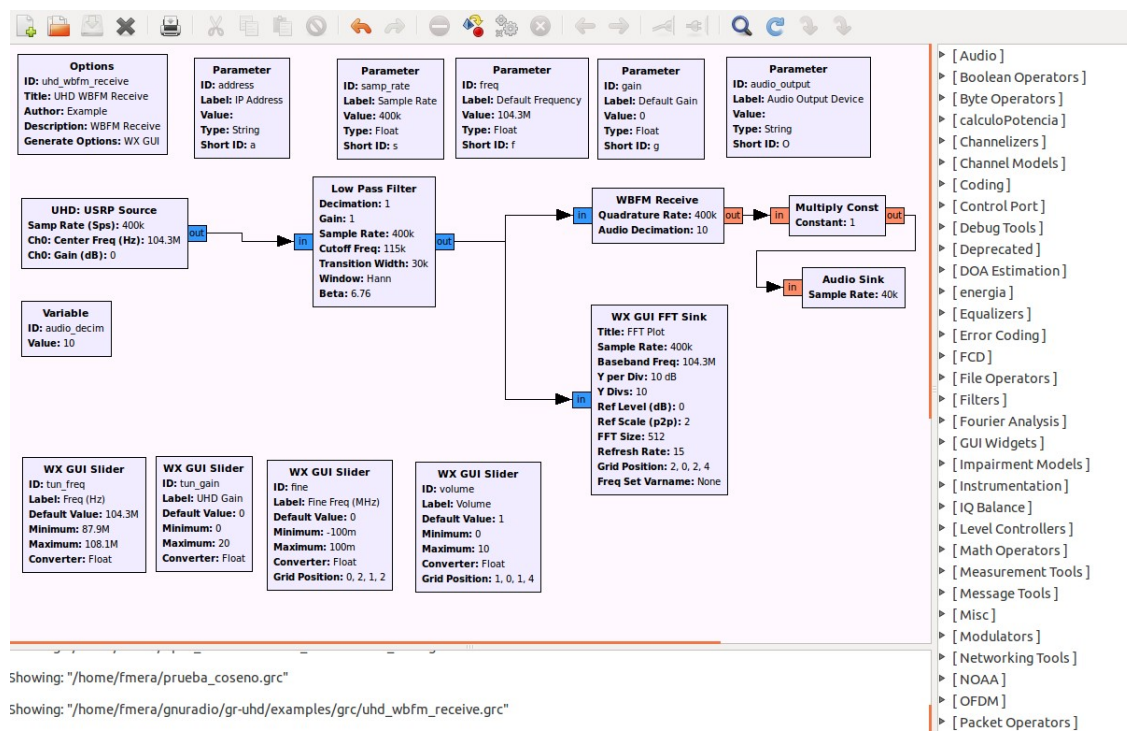


Figura 3.3: Receptor FM.

La metodología de trabajo resulta muy sencilla, ya que el diseño de una aplicación de procesamiento de señales se reduce prácticamente a seleccionar el bloque a utilizar de la ventana de aplicaciones (ver listado a la derecha) y luego interconectarlos en el panel central.

3.2. Hardware

Universal Software Radio Peripheral (USRP)

El USRP es un dispositivo de radio basado en software. Se trata de un hardware de radiofrecuencia de bajo costo diseñado por la empresa Ettus Research² y utilizado principalmente en laboratorios de investigación y universidades. El mismo posee una interfaz USB de alta velocidad y en algunos modelos una interfaz de Gigabit Ethernet utilizadas para conectar la computadora que controlará mediante un software de procesamiento de señales (como ser GNU Radio, Matlab, Simulink) al USRP. Existen, sin embargo, modelos que poseen la funcionalidad de control integrada al hardware de radiofrecuencia, lo cual permite al USRP operar de manera autónoma.

Para lograr la comunicación entre la computadora y el USRP, es necesario tener instalado el driver: USRP Hardware Driver (UHD)³. En la figura 3.4 se puede ver una imagen del USRP utilizado durante este trabajo y en 3.5 una imagen de las antenas utilizadas.



Figura 3.4: NI USRP B100. [27]



Figura 3.5: Antena LP0410. [28]

²Desde el año 2010, Ettus Research forma parte de la compañía National Instruments (EEUU) y es considerada líder en el área de equipamiento y plataformas Software Defined Radio

³Para el caso de GNU Radio, el driver UHD debe ser instalado a parte.

Capítulo 3. Implementación de los métodos

Descripción

El dispositivo USRP está compuesto básicamente por dos tipos de placas (Motherboard y Daughterboard) con convertidores analógico-digital (ADC) y digital-analógico (DAC), un receptor de radiofrecuencia y un circuito Field-Programmable Gate Array (FPGA). La figura 3.6 muestra una Motherboard equipada con 4 Daughterboards (dos para transmisión y dos para recepción) [29].

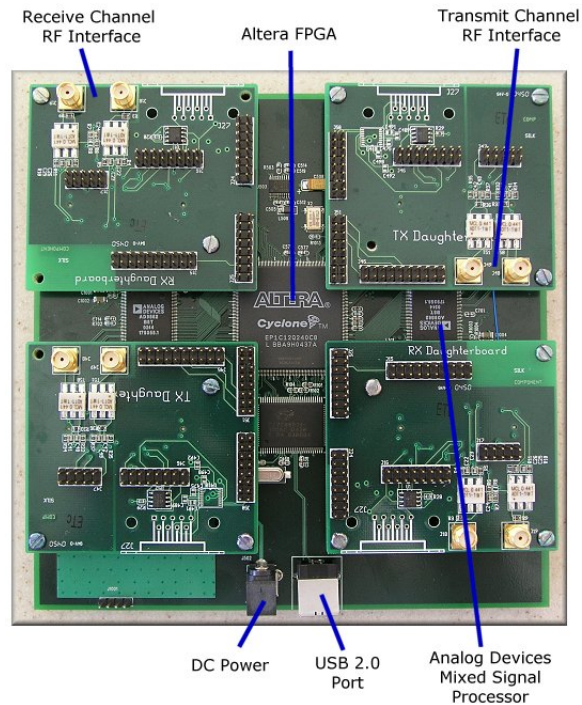


Figura 3.6: Placa de USRP [29].

Las principales funciones de la Motherboard son: controlar el reloj interno, manejar la sincronización, manejar los convertidores ADCs/DACs, controlar el circuito FPGA y regular la energía. Para el caso de la Daughterboard, se encarga de realizar el filtrado, la modulación y otras funciones de acondicionamiento de señales.

El circuito FPGA es el elemento encargado de adaptar la señal recibida al mundo digital. Realiza la traslación de señales reales en el dominio analógico a señales complejas en banda base en el dominio digital. Estas muestras complejas son luego procesadas en la computadora mediante el software GNU Radio. Adicionalmente, el FPGA se encarga de reducir la tasa de información de la señal de entrada para permitir la transmisión de datos a través de la interfaz USB.

3.2. Hardware

El diagrama 3.7 muestra los distintos componentes de una placa de USRP y sus conexiones.

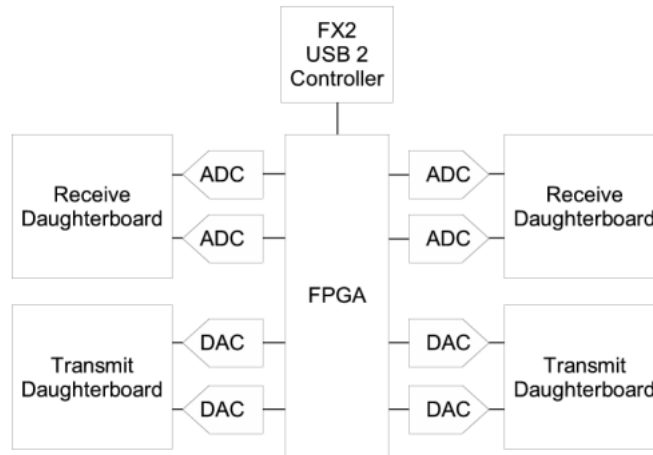


Figura 3.7: Diagrama de bloques de Motherboard de USRP [29].

Una de las propiedades del USRP asociadas al muestreo complejo que realiza es que permite muestrear señales con una frecuencia de muestreo igual al ancho de banda de la señal. Esto último no contradice el *Teorema de muestreo de Nyquist-Shannon* que establece que $f_s \geq 2W$ ya que dicha condición aplica para señales reales y en este caso trabajamos con señales muestreadas complejas.

Dado que el USRP, procesa simultáneamente las componentes en fase y cuadratura de la señal recibida, generando una señal compleja, es posible disminuir la frecuencia de muestreo mínima al ancho de banda de la señal. Es decir: $f_s |_{USRP} \geq W$.

3.3. Método 1 - Detector de Energía

3.3.1. Descripción de implementación

Presentaremos a continuación las consideraciones prácticas que se han tomado para la implementación de este bloque de sensado en la plataforma GNU Radio. El mismo ha sido programado en lenguaje C++ y luego concatenado a un flowgraph de pruebas.

La figura 3.8 muestra el bloque programado junto con los parámetros de entrada:

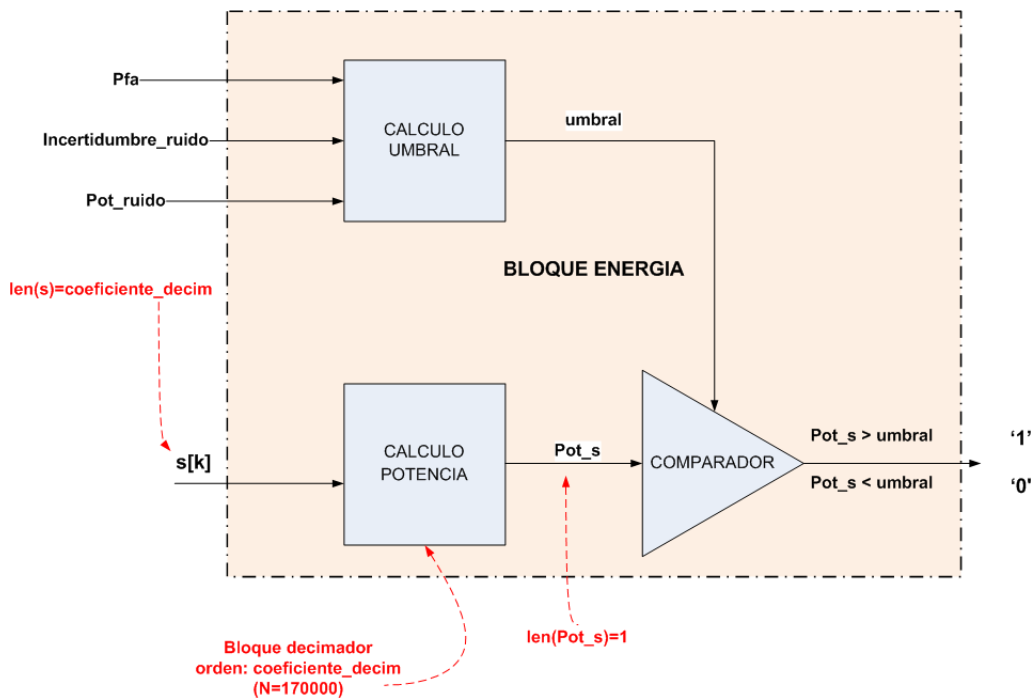


Figura 3.8: Bloque energía.

Al momento de decidir cómo se calcularía la potencia de la señal (o el promedio de la energía) se manejaron dos alternativas. Por un lado se probó con un filtro IIR de orden 1 el cual calcula la energía de una determinada muestra y luego para la siguiente muestra se utiliza el resultado anterior de manera ponderada y aditiva al resultado de energía actual. La ecuaciones generales se muestran a continuación siendo x la señal compleja recibida, i las muestras, e la energía puntual y s la salida del filtro:

$$e[i] = |x[i]|^2 = \mathbb{R}\{x[i]\}^2 + \mathbb{I}\{x[i]\}^2 \quad (3.1)$$

$$s[i] = (1 - \alpha)s[i - 1] + \alpha e[i] \quad (3.2)$$

3.3. Método 1 - Detector de Energía

En la ecuación anterior el parámetro α del filtro varía entre 0 y 1 y refleja cuánto influye cada nueva muestra en la salida actual del filtro.

La segunda alternativa consistió en calcular un promedio de energía de la forma tradicional y por ende sumando una cantidad N de energías puntuales $e[i]$ y luego dividiendo entre N . Se observaron valores similares para ambos métodos pero se optó por el segundo ya que el fundamento teórico para el cálculo del umbral se basa en la utilización de N muestras.

La solución definitiva implementada en GNU Radio consiste en un sistema “decimador” (*syncDecimator*) donde cada elemento/muestra de salida del bloque detector es calculado en base a una cantidad finita y configurable de elementos de la entrada (*coeficienteDecim*). A la hora de elegir algunos parámetros de diseño del detector se decidió tener en cuenta los requerimientos de sensado que figuran en la norma IEEE 802.22 que fueron mencionados en la sección 2.3.

Utilizando la ecuación (2.14) presentada previamente en el fundamento teórico para el detector que muestra el número de muestras N en función de P_d , P_{fa} y SNR se obtiene que para un $SNR = -21dB$ con $P_d = 0,9$ y $P_{fa} = 0,1$ la cantidad de muestras es $N = 163596$, es por ello que se ha decidido fijar $N = 170000$. Se aclara que el valor de SNR elegido corresponde al valor de requerimiento de sensado que se menciona en el borrador de la norma IEEE 802.22 [9]. En la norma definitiva del año 2011 se presentan varios valores de requerimientos de SNR dependiendo del método elegido.

Habiendo elegido el valor de N el bloque calculará la potencia de la señal en base a un total de 170000 muestras para luego realizar la comparación con el umbral. Para el cálculo del umbral se utilizó la ecuación (2.17) presentada en el fundamento teórico. Recordando dicha ecuación:

$$\lambda_{fa\tau} = \tau\sigma_n^2 \left[\frac{Q^{-1}(P_{fa})}{\sqrt{\frac{N}{2}}} + 1 \right] \quad (3.3)$$

Reescribiendo la ecuación (3.3) con la notación de variables utilizado en el código programado en C++ y recordando que la incertidumbre de ruido se define como $(\tau - 1)$ se obtiene (3.4):

$$umbral = pot_ruido \times (1 + incertidumbre_ruido) \times \left(1 + \frac{Q^{-1}(prob_fa)}{\sqrt{\frac{coeficiente_decim}{2}}} \right) \quad (3.4)$$

Vale destacar que se debe contar con una etapa de inicialización de manera que el detector pueda obtener una estimación del piso de ruido, el cual se asume que es el mismo entre un canal cercano que se encuentre “vacío” y el canal de sensado (donde se ubica el servicio primario). El valor del piso de ruido es necesario para calcular el umbral pero además para hacer una estimación de SNR.

3.3.2. Validación del método

Para realizar la validación del método se decide utilizar una señal de prueba simulada en GNU cuya potencia pueda ser calculada matemáticamente para luego verificar en primer lugar si el cálculo de potencia se realiza correctamente. Las siguientes validaciones consisten en verificar que el umbral sea calculado correctamente a partir de los parámetros de entrada y que la etapa de comparación también sea correcta.

La señal simulada elegida es un coseno complejo de amplitud A y frecuencia f_c . Es decir:

$$x_{sim}(t) = Ae^{j2\pi f_c t} = A \times [\cos(2\pi f_c t) + j \sin(2\pi f_c t)] \quad (3.5)$$

Haciendo el cálculo de potencia de la señal se obtiene:

$$P_{x_{sim}} = \frac{1}{T} \int_0^T |Ae^{j2\pi f_c t}|^2 dt = |A|^2 \quad (3.6)$$

Adicionalmente el espectro de la señal resulta:

$$X_{sim}(f) = \mathcal{F}\{x_{sim}\} = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi f_c t} e^{j2\pi f t} dt = \delta(f - f_c) \quad (3.7)$$

En la figuras 3.9 y 3.10 se observan los parámetros de la señal de prueba ($A = 3$, $f_c = 2kHz$), sus bloques de generación en GNU Radio Companion (GRC) y su representación en tiempo y frecuencia.

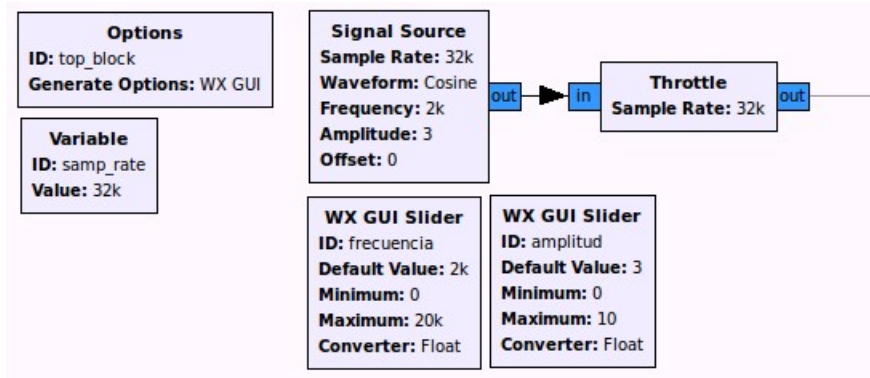
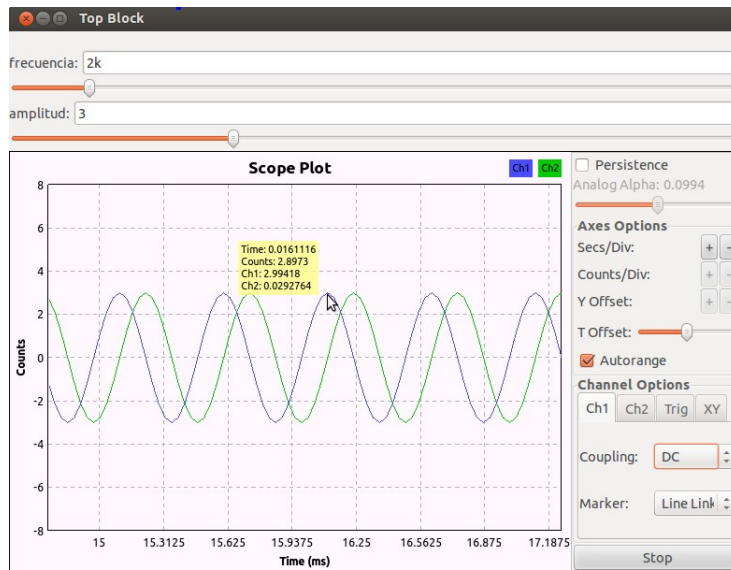
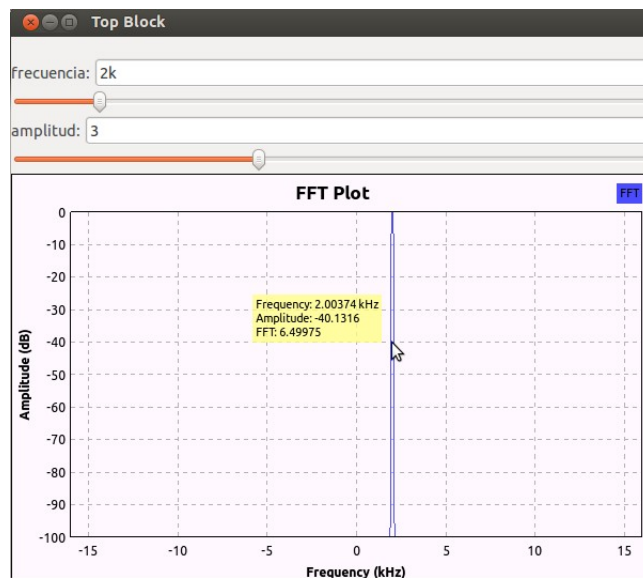


Figura 3.9: Bloques de generación de señal en GRC.

3.3. Método 1 - Detector de Energía



(a) Representación en tiempo



(b) Representación en frecuencia

Figura 3.10: Representación señal x_{sim} .

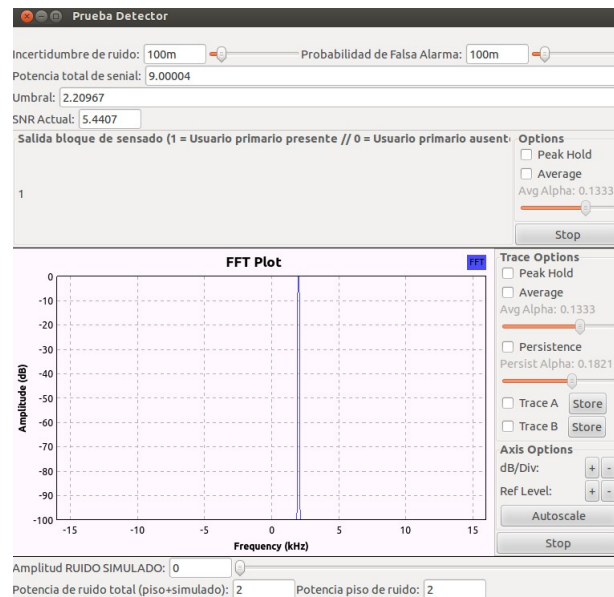
Luego de conectar la señal de prueba con el bloque detector se observan los siguientes resultados:

1. La potencia de la señal es de unidad 9 como era de esperarse.
2. El umbral calculado en base a los parámetros de entrada es consistente con la ecuación (3.1).

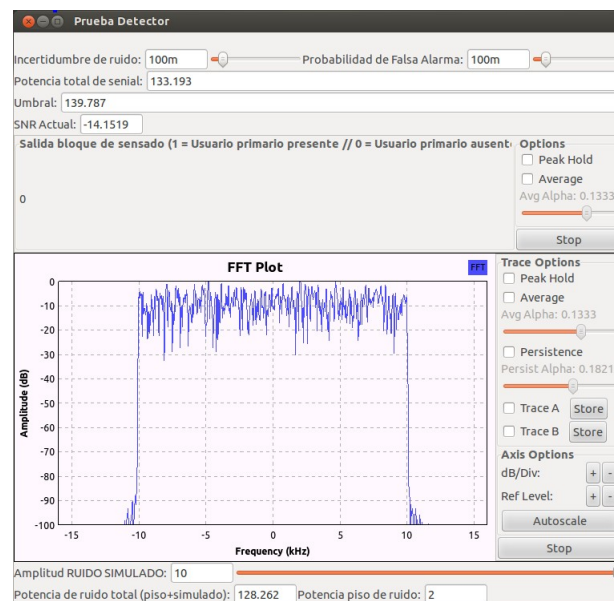
Capítulo 3. Implementación de los métodos

3. Al sumarle ruido AWGN al coseno existente se observa que aumenta el nivel de potencia de piso de ruido (y por ende el umbral), y la salida del bloque pasa a valer 0 ya que la potencia total de la señal resulta menor que el umbral.

Estos tres resultados se observan en la figura 3.11:



(a) Sin ruido gaussiano AWGN



(b) Con ruido gaussiano AWGN

Figura 3.11: Validación del detector.

3.4. Método 2 - Detector Cicloestacionario

Introducción

En esta sección se presenta la implementación del Detector Cicloestacionario diseñado para determinar la existencia (o ausencia) de una señal de televisión digital (ISDB-T) emitida por Canal 5 (DTV5). Como se mencionó en capítulos anteriores, el análisis del espectro cíclico posee dos acercamientos: el análisis temporal (basado en el estudio de la Serie de Fourier derivada de la autocorrelación) y el análisis frecuencial (basado en la correlación entre las componentes frecuenciales de la señal). Este último, fue el análisis elegido para la implementación del método.

3.4.1. Descripción de implementación

Para construir el bloque detector Cicloestacionario se implementó en Python el diagrama 3.12.

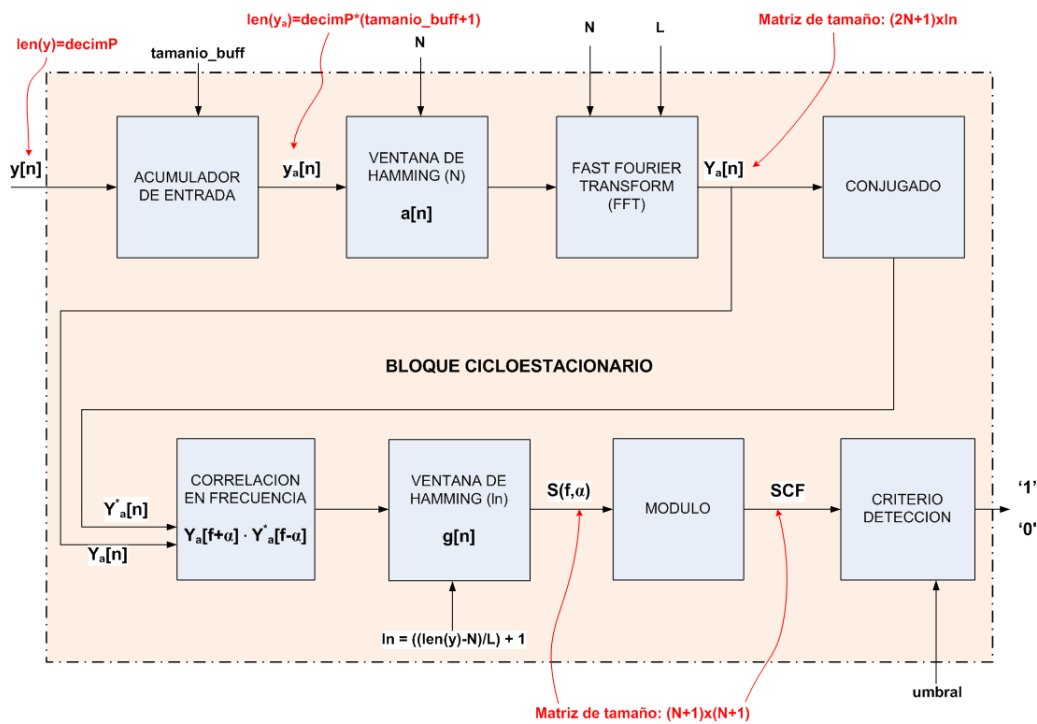


Figura 3.12: Implementación del bloque cicloestacionario.

Capítulo 3. Implementación de los métodos

El bloque detector utilizará los siguientes parámetros de entrada:

- N: tamaño de la FFT y ventana de Hamming.
- L: factor de decimación para la FFT.
- decimP: cantidad de muestras a la entrada del bloque detector.
- samp_rate: frecuencia de muestreo.
- umbral: umbral utilizado en el criterio de decisión.
- tamaño_buff: tamaño del buffer acumulador de muestras de entrada (se cumple que: $len(y_a) = decimP \times (tamaño_buff + 1)$).

Como se muestra en la figura 3.12, el bloque implementado utiliza el análisis frecuencial para el cálculo del espectro cíclico. A continuación se explica la función de cada uno de los bloques que componen el Detector Cicloestacionario implementado.

El bloque *ACUMULADOR DE ENTRADA* surge debido a una limitante de GNU Radio cuando se trabaja con bloques de procesamiento de señales programados en lenguaje Python. Realizando distintas pruebas variando los parámetros de entrada del bloque se observó que el mismo permite recibir un máximo de 8191 muestras a la entrada. Suponiendo una frecuencia de muestreo de 8MHz ($8 \times 10^6 \frac{\text{muestras}}{\text{s}}$) y trabajando con la máxima cantidad de muestras de entrada ($decimP = 8191$) se obtiene una ventana de observación de tamaño:

$$\Delta t = \frac{8191 \text{ muestras}}{8 \times 10^6 \frac{\text{muestras}}{\text{s}}} = 1023,9 \mu\text{seg} \quad (3.8)$$

Se debe recordar lo mencionado en la sección 2.6 acerca de las características de la señal ISDB-T, en particular, la estructura de un símbolo OFDM. Como se observa en la figura 2.16 (en detalle para el segmento 0), un símbolo OFDM se representa por un conjunto de 432 subportadoras en frecuencia a lo largo de los 13 segmentos que forman la trama OFDM.

De los parámetros de la norma ISDB-T para Modo 3 y considerando el prefijo cíclico (Ver figura 2.17), se obtiene que la duración del símbolo vale: $T_{símbolo} = 1071 \mu\text{seg}$, por lo tanto, comparando con el resultado de la ecuación (3.8), resulta que esta cantidad de muestras representan un tiempo demasiado pequeño para realizar el análisis cicloestacionario ($\Delta t < T_{símbolo}$). Por este motivo, resulta necesario acumular un mayor número de muestras dentro del bloque para luego realizar el análisis del espectro cíclico con información suficiente de la señal.

Como parámetro de entrada del bloque acumulador se definió: *tamaño_buff*, el cual indica la cantidad de veces que el bloque debe acumular las muestras de entrada (*decimP*). A modo de ejemplo, considerando un: *tamaño_buff=1* y *decimP=8000*, el bloque esperará a tener un buffer de 16000 muestras de señal para realizar los cálculos de cicloestacionareidad.

3.4. Método 2 - Detector Cicloestacionario

Se utilizarán dos ventanas de Hamming (a, g), la primera para el cálculo de la Transformada de Fourier y la segunda para realizar la correlación de las componentes frecuenciales de la señal. La ventana “a” tendrá la misma cantidad de muestras que el tamaño de la FFT (N), mientras que la ventana “g” será de tamaño $ln = \frac{len[y]-N}{L} + 1$. La ecuación anterior esta relacionada con el cálculo de la FFT, el cual recibe dos parámetros de entrada: N , L . Si bien el primero resulta claro, ya que indica el tamaño de la FFT, la función de L ya no es tan evidente. La idea detrás de la variable L es “particionar” las muestras de la señal de entrada para luego realizar la FFT de cada subconjunto de muestras.

En la figura 3.13 se pretende mostrar en detalle el cálculo de la Transformada de Fourier para el siguiente conjunto de valores:

$$len(y) = 16, \quad tamaño.buf = 1$$

$$len(y_a) = 32, \quad N = L = 8$$

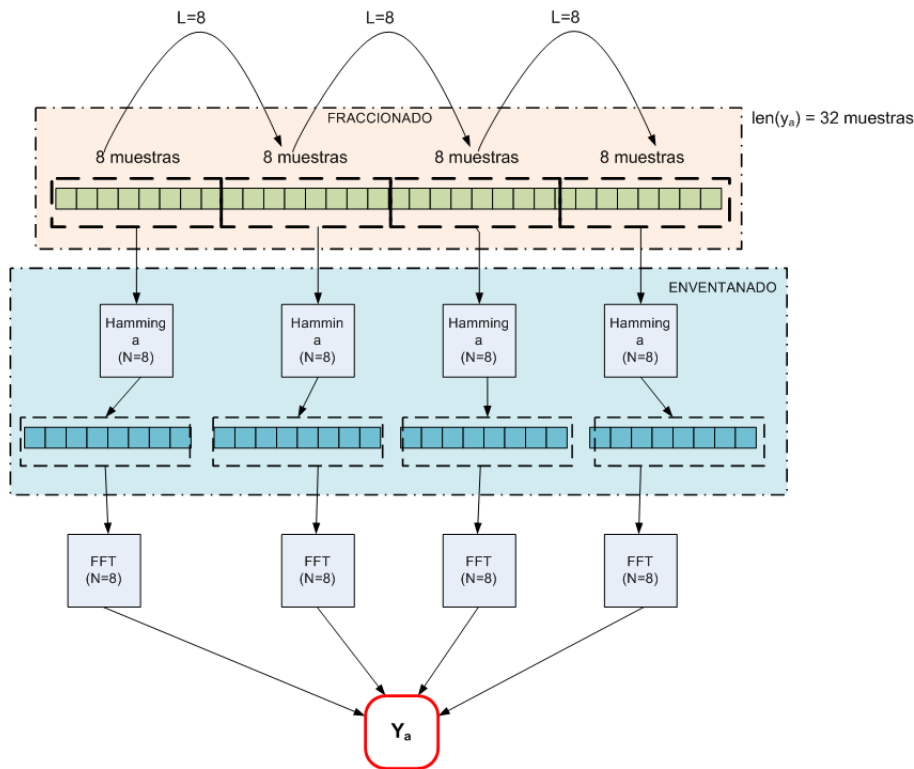


Figura 3.13: Detalle del cálculo de FFT.

De la figura 3.13 se puede ver que la función de L es “mover” la función de tamaño N a lo largo de todo el vector de muestras. Cada resultado de la FFT coincide con una componente espectral de la señal de entrada y se ubica como un elemento de la matriz: $Y_{a(N \times ln)}$. Luego se calcula la matriz $Y_{a(N \times ln)}^*$ como la conjugada de Y_a .

Capítulo 3. Implementación de los métodos

Finalmente, para construir la matriz S (espectro cíclico), se realiza el producto entre las componentes frecuenciales de Y_a y Y_a^* , a una determinada frecuencia f , distanciadas α entre sí y enventanado por “g”. Recordar de las expresiones para Y_a y Y_a^* que el número de columnas de ambas matrices vale ln , por lo cual el resultado del producto entre las componentes frecuenciales (esto equivale al producto de las filas de ambas matrices) deriva en un vector de largo ln , lo cual explica la relación de tamaño de la ventana “g”.

La matriz $S_{(N+1) \times (N+1)}$ tendrá la siguiente forma:

$$S = \begin{pmatrix} s_{00} & \dots & s_{0N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{N0} & \dots & s_{NN} \end{pmatrix}$$

Donde,

$$s_{ij} = \sum g * Y_a[i + j, :] Y_a^*[i - j, :]$$

El criterio de detección utilizado para detectar señales será el siguiente:

1. A partir de la matriz S , se calculará la integral del espectro cíclico para cada una de las frecuencias cíclicas (*vector_sumas*).
2. Se graficarán las integrales obtenidas según el eje de frecuencias cíclicas (*vector_sumas vs. α*).
3. Análizando el resultado anterior se observa que los picos de la gráfica se encuentran equiespaciados (característica propia de las señales cicloestacionarias).
4. Se calcula la derivada del *vector_sumas*, de forma tal de obtener los picos de dicho vector (obteniendo *vector_derivadas*).
5. Graficando el resultado anterior, se puede observar con mayor claridad la periodicidad del espectro cíclico (*vector_derivadas vs. α*).
6. Se fija un umbral para determinar los valores picos de la gráfica de derivadas. Aquellas muestras que superen el umbral, serán considerados los picos debido a la cicloestacionareidad.
7. Para detectar la presencia de un usuario primario (hipótesis H_1), se deberá chequear el valor de las muestras en las frecuencias cíclicas. En caso de que el valor de estas muestras esté por debajo del umbral, se dirá que el usuario primario está ausente (hipótesis H_0).

3.4. Método 2 - Detector Cicloestacionario

El diagrama de flujo 3.14 ilustra el procedimiento anterior:

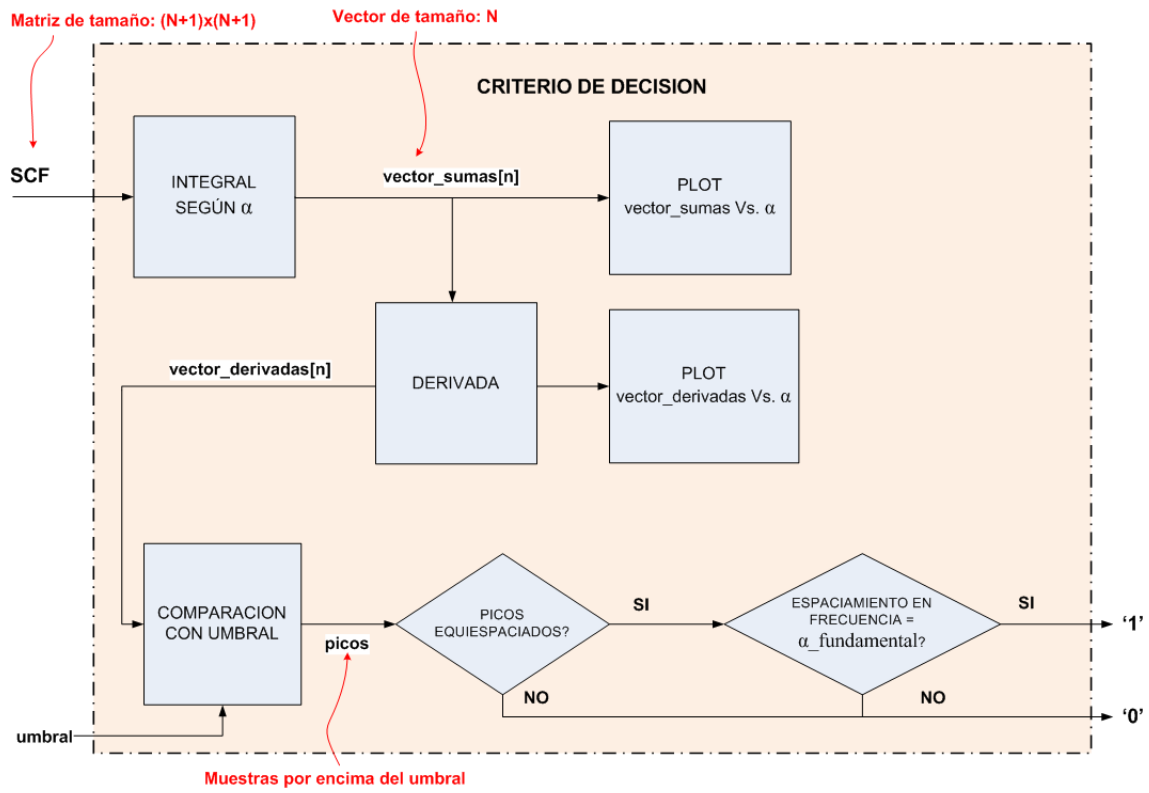


Figura 3.14: Criterio de decisión para el bloque cicloestacionario.

3.4.2. Validación del método

Para comprobar la validez del método implementado, se realizó un estudio del espectro cíclico para dos señales conocidas: BPSK y QPSK. Para esto, se implementó un transmisor BPSK y QPSK utilizando la herramienta gráfica de GNU (GNU Companion), los cuales se conectaron al bloque detector. En las figuras 3.15 y 3.16 se ven los diagramas de bloques utilizados para construir ambos transmisores.

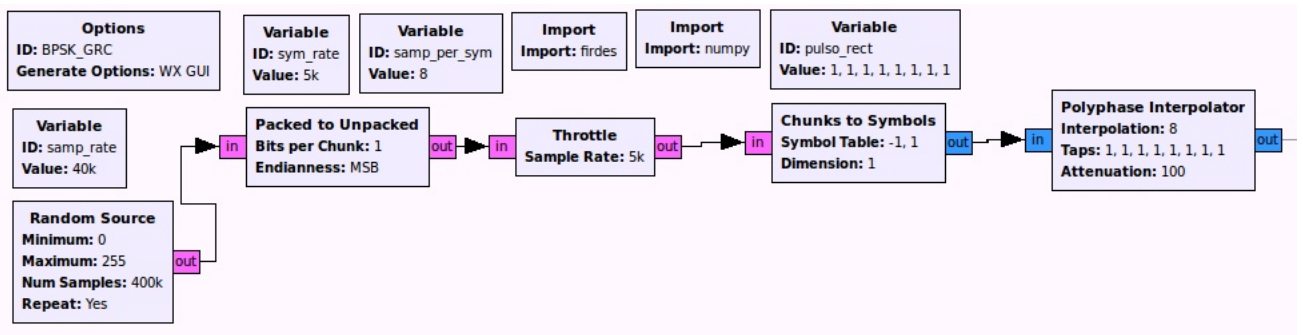


Figura 3.15: Transmisor BPSK.

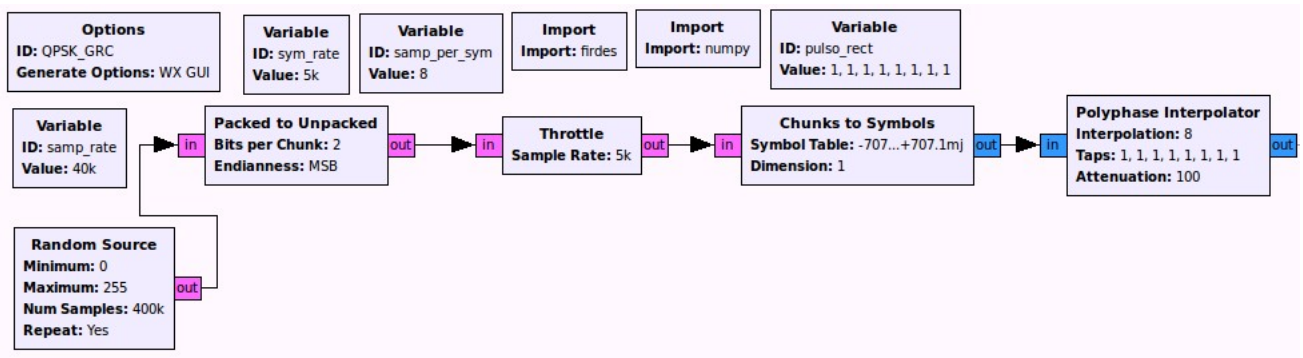
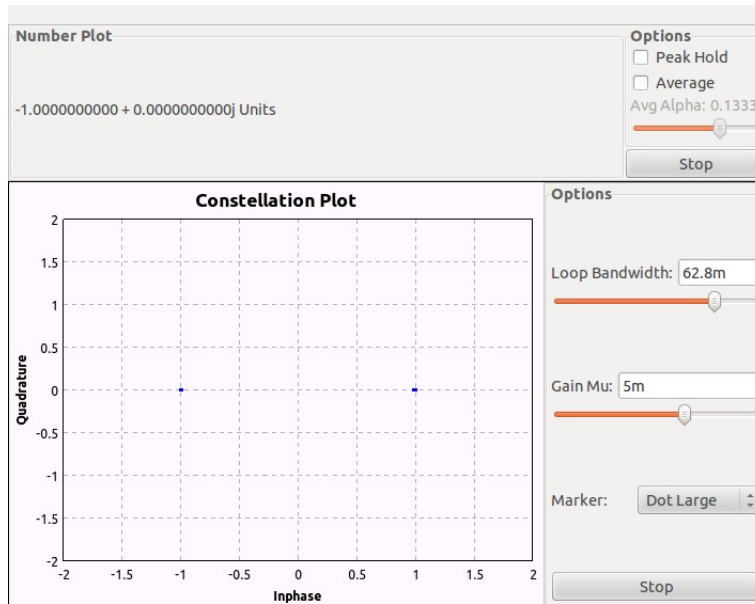


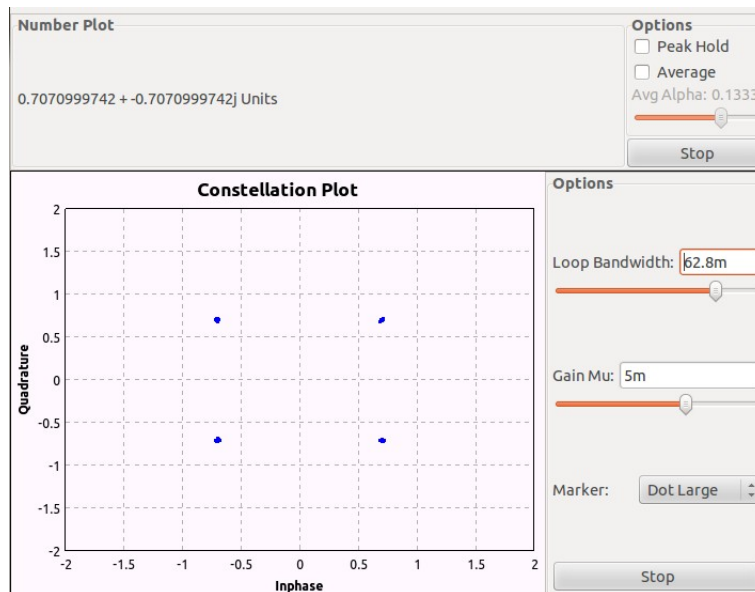
Figura 3.16: Transmisor QPSK.

Como se puede ver en la figura 3.17, el diagrama de constelación para las señales BPSK y QPSK coincide con lo esperado, ya que una señal BPSK representa dos símbolos (fase y contrafase), mientras que una señal QPSK puede representar hasta cuatro símbolos (cuatro fases distintas).

3.4. Método 2 - Detector Cicloestacionario



(a) BPSK

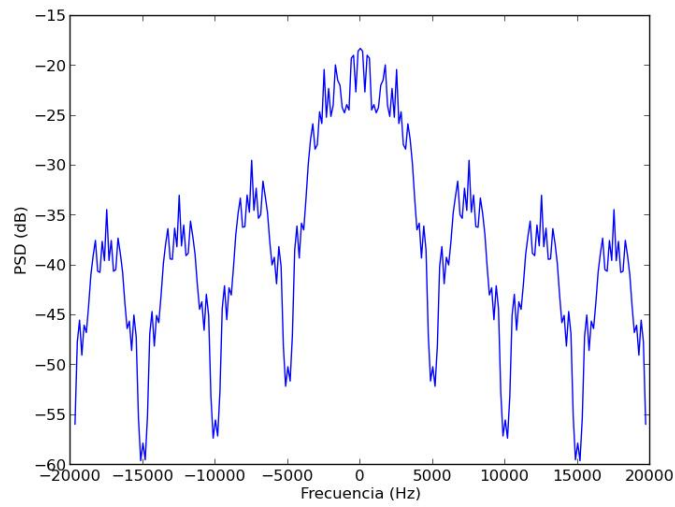


(b) QPSK

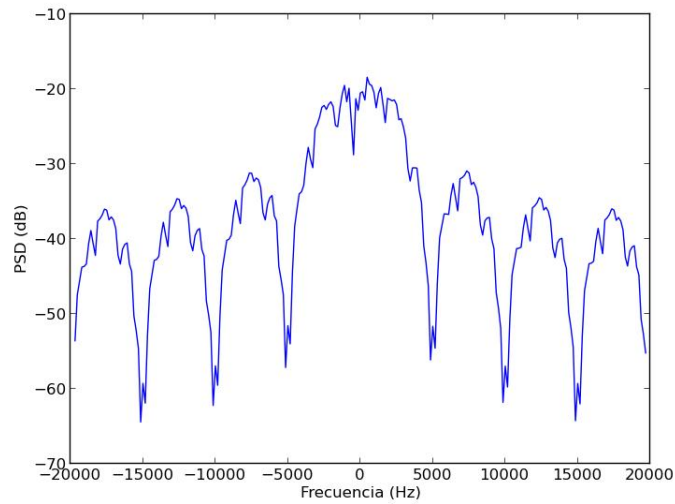
Figura 3.17: Diagrama de constelación.

Un factor importante a tener en cuenta es el hecho de que las señales generadas (al igual que las señales a la salida del USRP) no poseen portadora y consisten en muestras complejas en bandabase se deberá adecuar el análisis cicloestacionario a este tipo de señales.

Capítulo 3. Implementación de los métodos



(a) BPSK

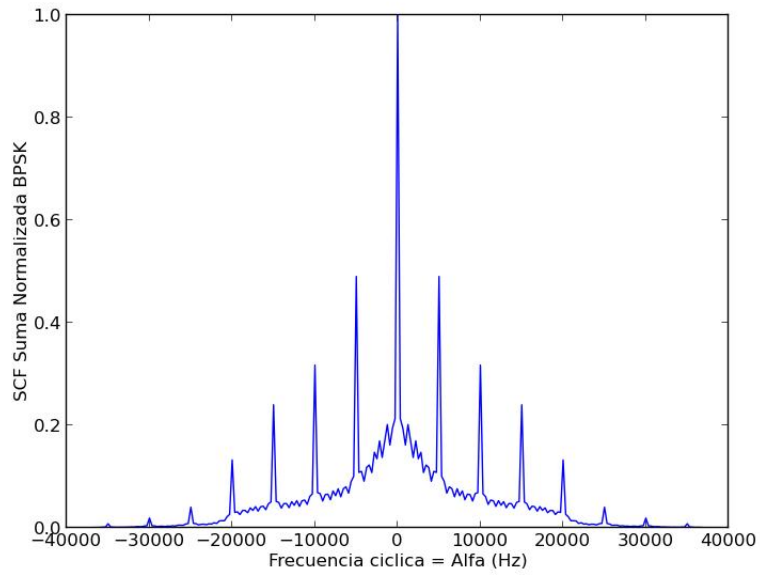


(b) QPSK

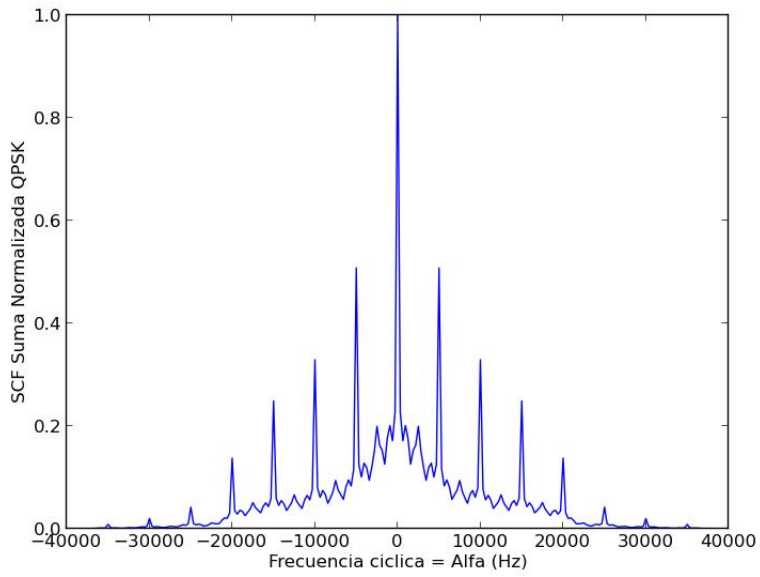
Figura 3.18: Densidad espectral de potencia.

El hecho de trabajar en bandabase añade una dificultad extra a la prueba, ya que no es posible visualizar diferencias en el espectro cíclico entre las señales BPSK y QPSK (ver figura 3.19 y 3.20). Se aclara que ambas señales se generan con la misma cadencia de símbolo.

3.4. Método 2 - Detector Cicloestacionario



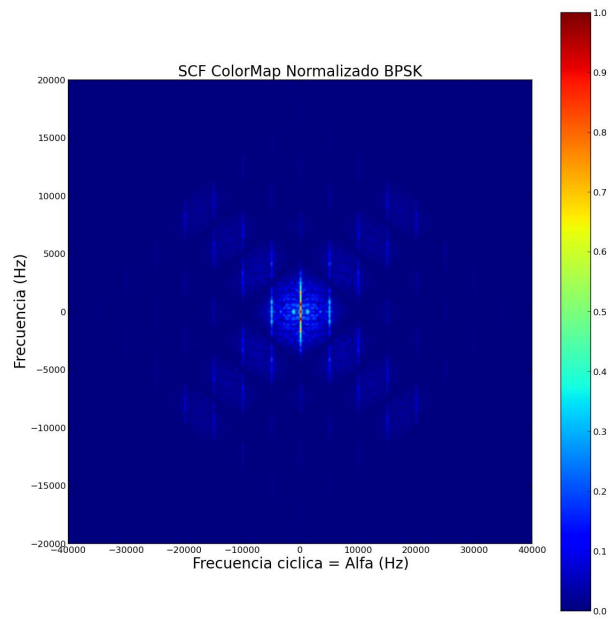
(a) BPSK



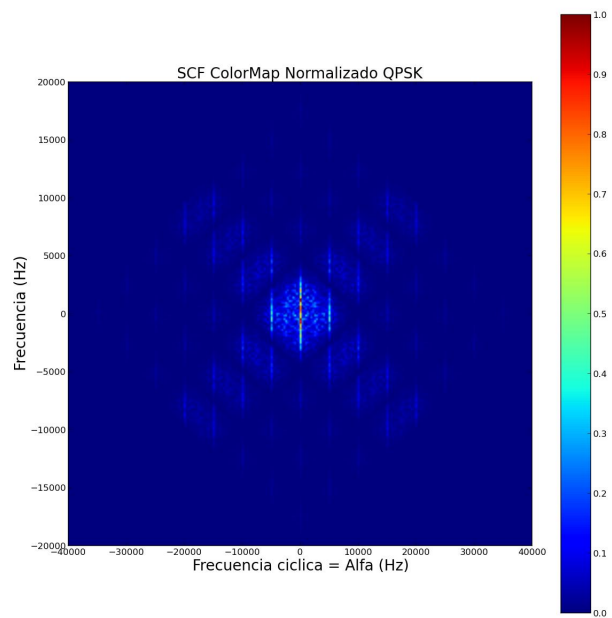
(b) QPSK

Figura 3.19: Integral del espectro cíclico según α .

Capítulo 3. Implementación de los métodos



(a) BPSK



(b) QPSK

Figura 3.20: ColorMap.

3.4. Método 2 - Detector Cicloestacionario

Siguiendo con la validación del método, puesto que las señales PSK poseen un $T_{simbolo}$ constante, es posible ver la periodicidad de la señal en el dominio del tiempo. Considerando que la señal repite su forma cada $T_{simbolo}$, la correlación en frecuencia tendrá su valor máximo cada este tiempo. En nuestro caso, se generaron ambas señales utilizando un $T_{simbolo} = 0,2ms$, es decir, $f_{simbolo} = 5kHz$, por lo tanto es de esperar detectar picos del espectro cíclico en múltiplos de esta frecuencia.

Como se observa en la figura 3.19, los máximos del espectro cíclico se encuentran equiespaciados $\alpha = f_{simbolo} = 5kHz$, lo cual confirma el razonamiento anterior, por lo tanto se concluye que el método propuesto realiza correctamente el cálculo de la matriz SCF. Por último aplicando el criterio de detección mencionado en la sección anterior, es posible comprobar que la señal detectada refiere a una señal BPSK/QPSK. Para esto es necesario fijar un umbral y verificar que aquellas muestras que se encuentre por encima de dicho valor estén ubicadas en frecuencias múltiplos de la frecuencia cíclica fundamental ($\alpha = 5kHz$).

Resulta interesante aclarar que para señales BPSK y QPSK en bandabase no es posible diferenciarlas de acuerdo al cálculo presentado ya que las matrices SCF resultan idénticas, de cualquier manera si las mismas señales fueran pasabanda y contaran con una frecuencia de portadora se puede demostrar que el mismo análisis cicloestacionario permite diferenciar ambos tipos de señales. En [17] se demuestra que para las señales BPSK y QPSK definidas como:

$$x_{BPSK}(t) = A \cos(2\pi f_c t + \pi(1 - n)) \quad n = 0, 1 \quad (3.9)$$

$$x_{QPSK}(t) = A \cos(2\pi f_c t + (2n - 1)\frac{\pi}{4}) \quad n = 1, 2, 3, 4 \quad (3.10)$$

se obtienen los espectros cíclicos:

$$S_x^\alpha(f)_{BPSK} = \begin{cases} \frac{1}{4}A\delta(f - f_c) + \frac{1}{4}A\delta(f + f_c) & \alpha = 0 \\ \frac{1}{2}A\delta(f) & \alpha = \pm 2f_c \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}$$

$$S_x^\alpha(f)_{QPSK} = \begin{cases} \frac{1}{4}A\delta(f - f_c) + \frac{1}{4}A\delta(f + f_c) & \alpha = 0 \\ 0 & \alpha = \pm 2f_c \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}$$

De lo anterior se observa que para QPSK las componentes frecuenciales se encuentran correlacionadas únicamente a la frecuencia cíclica $\alpha = 0$, mientras que para BPSK también se observan valores en las frecuencias cíclicas $\alpha = \pm 2f_c$. Esto último permite una discriminación entre ambas señales pasabanda. Estos resultados se pueden verificar gráficamente observando la figura 3.21 y 3.22.

Capítulo 3. Implementación de los métodos

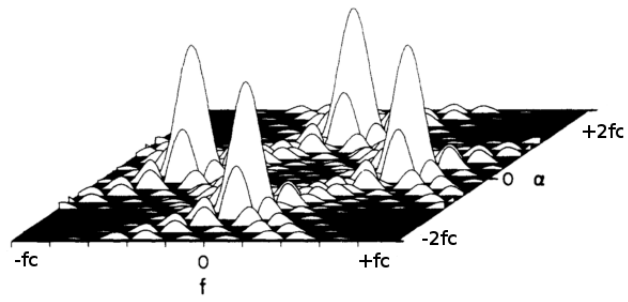


Figura 3.21: Espectro cíclico de una señal BPSK. [17]

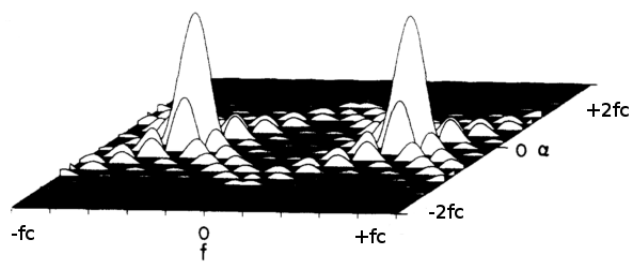


Figura 3.22: Espectro cíclico de una señal QPSK. [17]

3.5. Método 3 - Filtro Apareado

Introducción

Dado que se dispone del tipo de señal que se desea detectar, revisando los parámetros de transmisión en la norma a la cual pertenece, se cuenta con información precisa de la señal recibida. La señal ISDB-T utiliza modulación OFDM y cuenta con pilotos agregados en los símbolos OFDM los cuales se utilizan para la sincronización en el receptor.

En la norma se especifica el ancho de banda de cada canal, el espaciamiento entre sub-portadoras y en particular las ubicaciones de los pilotos dentro de la trama OFDM. Se menciona la existencia de dos tipos de pilotos, por un lado los pilotos continuos (CP) que se transmiten en cada símbolo y tienen fijada su ubicación en frecuencia (sub-portadora) y por otro lado los pilotos dispersos (SP) que varían su ubicación en sub-portadora pero repiten las ubicaciones luego de 4 símbolos.

3.5.1. Descripción de implementación

Para la implementación del Filtro Apareado se programó en Python el diagrama de bloques de la figura 3.23.

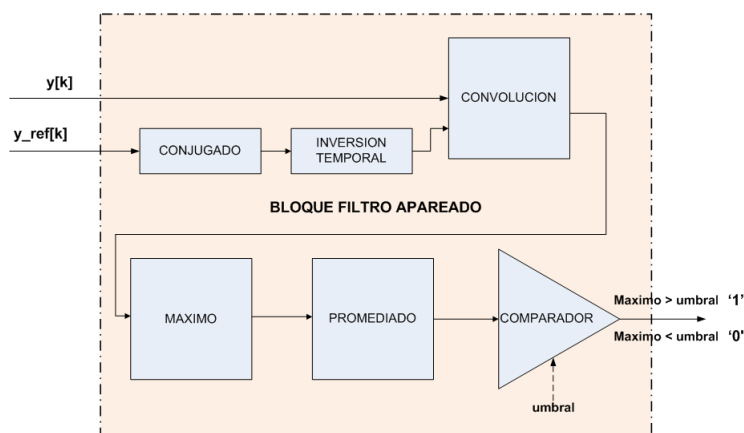


Figura 3.23: Diagrama de bloques del filtro apareado.

En el desarrollo teórico se vió que la respuesta al impulso del filtro apareado es:

$$\begin{aligned}
 H(\omega) &= X^*(\omega)e^{-j\omega t_d} \\
 h(t) &= x^*(-t + t_d)
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

Para poder aplicar el filtro a una señal en general, y no solo a la señal de TV digital de Canal 5 (DTV5), se decidió implementarlo con dos entradas. Por un

Capítulo 3. Implementación de los métodos

lado, una señal de referencia que cumpla con las características necesarias de la señal original a detectar de manera que se pueda utilizar como respuesta al impulso del filtro. La segunda entrada es para la señal a sensar de manera de decidir si hay presencia de un usuario primario con características de la señal de referencia.

La implementación del detector se puede dividir en dos etapas: por un lado en la implementación del filtro en sí y por otro en la generación de la señal de referencia con las propiedades de la señal de DTV5.

Como se detalló en el capítulo de ISDB-T, DTV5 utiliza este estándar para su transmisión. En esta señal se insertan pilotos para ayudar al receptor con el sincronismo para la posterior demodulación. GNU Radio cuenta con un bloque de procesamiento que agrega pilotos en las posiciones indicadas a una señal previamente generada. Con el fin de aprovechar este bloque, para construir la señal de referencia se pensó en emular una señal con el mismo ancho de banda que DTV5 con pilotos ubicados en las posiciones que especificaba el estándar en modo 3, donde las portadoras que transmitían datos se seteaban a cero.

Al utilizar el bloque de ubicación de pilotos de GNU Radio se vió que había una limitante para la implementación que se quería realizar. Este bloque tiene como entrada una señal en frecuencia donde se indica en que índice se quiere colocar un piloto. Dado el ancho de banda de la señal y el tamaño de la FFT de entrada de la señal, se debía realizar una correspondencia entre el índice en el arreglo de datos y la frecuencia real del piloto en la señal. Por ejemplo, en una señal de 3MHz de ancho de banda, y una FFT de 512 puntos, se obtiene un delta en frecuencia de 5,86kHz. Si se quisiera insertar un piloto en 100kHz, esto corresponde a un piloto en la posición 17 en el bloque de GNU Radio. Utilizando esta idea, para DTV5 se necesitaba una FFT de 8192 puntos, donde se colocarían pilotos cada 12 subportadoras. Debido a limitaciones de los valores a setear en las variables utilizadas por el bloque de ubicación de pilotos de GNU Radio no se pudo implementar de esta forma.

Como alternativa se decidió grabar una muestra de la misma señal de DTV5 para utilizarla como referencia. En la sección 2.6, se menciona que las portadoras pilotos tienen una ubicación específica de transmisión, por lo que utilizando la señal grabada de DTV5 se debería detectar cualquier señal que utilice ISDB-T como estándar de transmisión.

Para la implementación del filtro, en el primer bloque de procesamiento de la figura 3.23 se conjuga y realiza la inversión en el tiempo de la señal de referencia y se hace la convolución entre las dos señales de entrada; se aclara que previamente se realiza una normalización para que el resultado no dependa de la potencia de las señales. Como la convolución es mayor cuando los pilotos de ambas señales coinciden, se toman los máximos de la convolución y luego se promedian. Como criterio de decisión se consideró que si el promedio de los máximos es mayor a un umbral seteado previamente se concluye que hay presencia de la señal objetivo, en este caso la señal de DTV5; el umbral a utilizar se determinó experimentalmente.

3.5. Método 3 - Filtro Apareado

3.5.2. Validación del método

Para la validación del método del filtro apareado se observó que el procesamiento crítico se daba en el bloque convolución, por lo que se decide probar este bloque de manera independiente del resto de los bloques que componen el filtro apareado. Para validar la convolución se implementa el sencillo sistema que se muestra en la figura 3.24, donde $y(t) = x(t) * h(t)$.

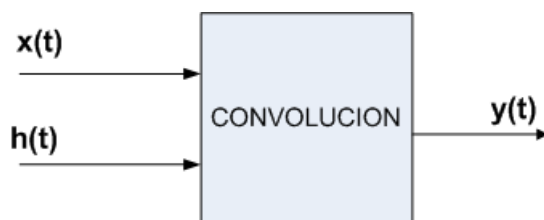


Figura 3.24: Diagrama validación filtro apareado.

El procedimiento de pruebas consistió en crear dos señales para las cuales se conozca el resultado de su convolución y aplicarlas al bloque para ver su resultado. Se realizó la prueba con dos pulsos rectangulares de amplitud 1 y $Area_x = 8$. En la figura 3.25 se pueden observar las entradas al bloque y el resultado a la salida; como era de esperarse el resultado es efectivamente un triángulo donde el valor máximo equivale a 8 (valor que coincide con el área del pulso), y ocurre en $t = 8$ donde un pulso contiene al otro por completo.

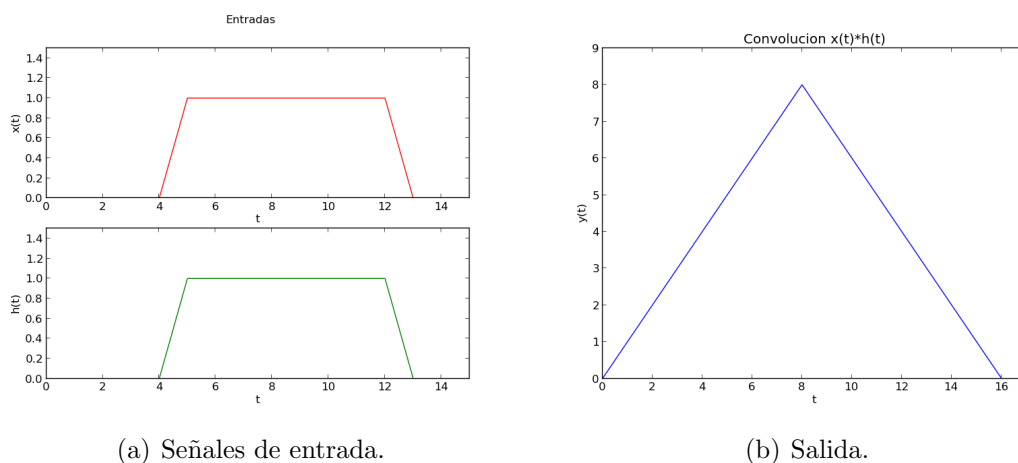


Figura 3.25: Convolución de pulsos iguales.

Capítulo 3. Implementación de los métodos

Luego se probó aplicar la convolución de dos pulso de amplitud 1 pero de distinta área, siendo $Area_x = 6$ y $Area_h = 10$. Como resultado en la salida se observa que el máximo es 6 (ver figura 3.26), mientras el pulso $x(t)$ esta incluído en $h(t)$, siendo coherente que es máximo desde el instante $t = 6$ hasta el instante $t = 10$.

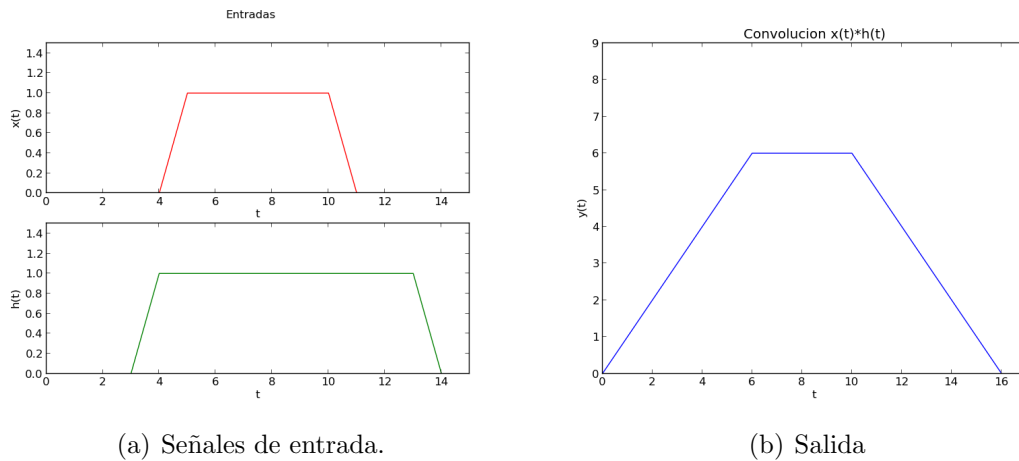


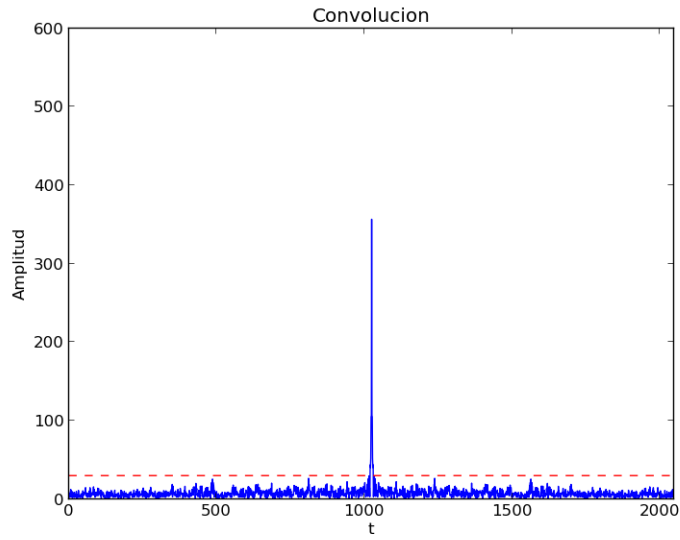
Figura 3.26: Convolución de pulsos distintos.

Con estas pruebas se concluye que el bloque de convolución funciona como se espera en teoría, por lo que justifica su correcto uso en el filtro apareado.

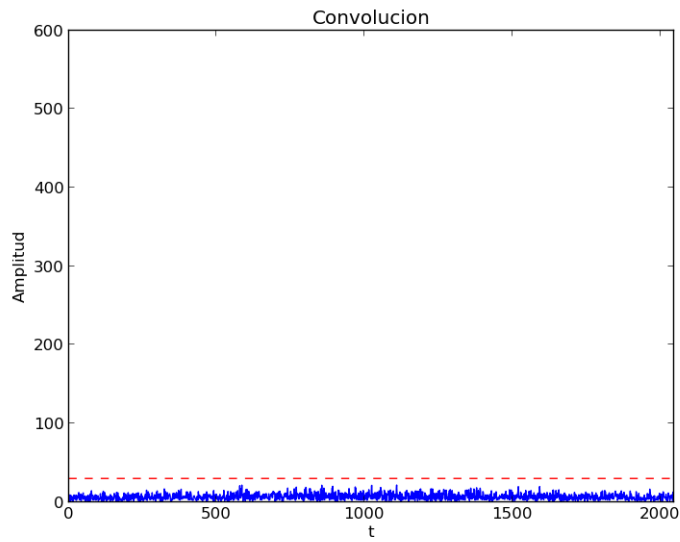
Una vez validado el correcto funcionamiento del bloque convolución, se prueba el filtro apareado cuando la señal ISDB-T a sensar es la misma que la señal de referencia. Si bien en la práctica esta configuración no es aplicable, ya que no se puede sensar y referenciar la señal al mismo tiempo, es una prueba sencilla y que da buen resultado para verificar el funcionamiento del filtro. En la figura 3.27 se puede observar el resultado de la convolución frente a la presencia y ausencia de señal ISDB-T a sensar. En esta prueba se toma como señal de referencia una grabación de DTV5. En la figura 3.27(a) se utiliza la misma señal de referencia como entrada al filtro, la figura 3.27(b) muestra el resultado de la convolución cuando la entrada es solo ruido.

Con esta prueba se muestra que el filtro apareado tiene una buena respuesta cuando se compara la presencia o ausencia de la misma señal ISDB-T de referencia.

3.5. Método 3 - Filtro Apareado



(a) Convolución con ISDB-T.



(b) Convolución con Ruido.

Figura 3.27: Validación filtro apareado.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 4

Pruebas con equipos USRP

En esta sección se detalla el procedimiento utilizado para realizar las pruebas de los bloques con señales reales. Para dichas pruebas se construyó el diagrama de bloques 4.1 en GNU Radio.

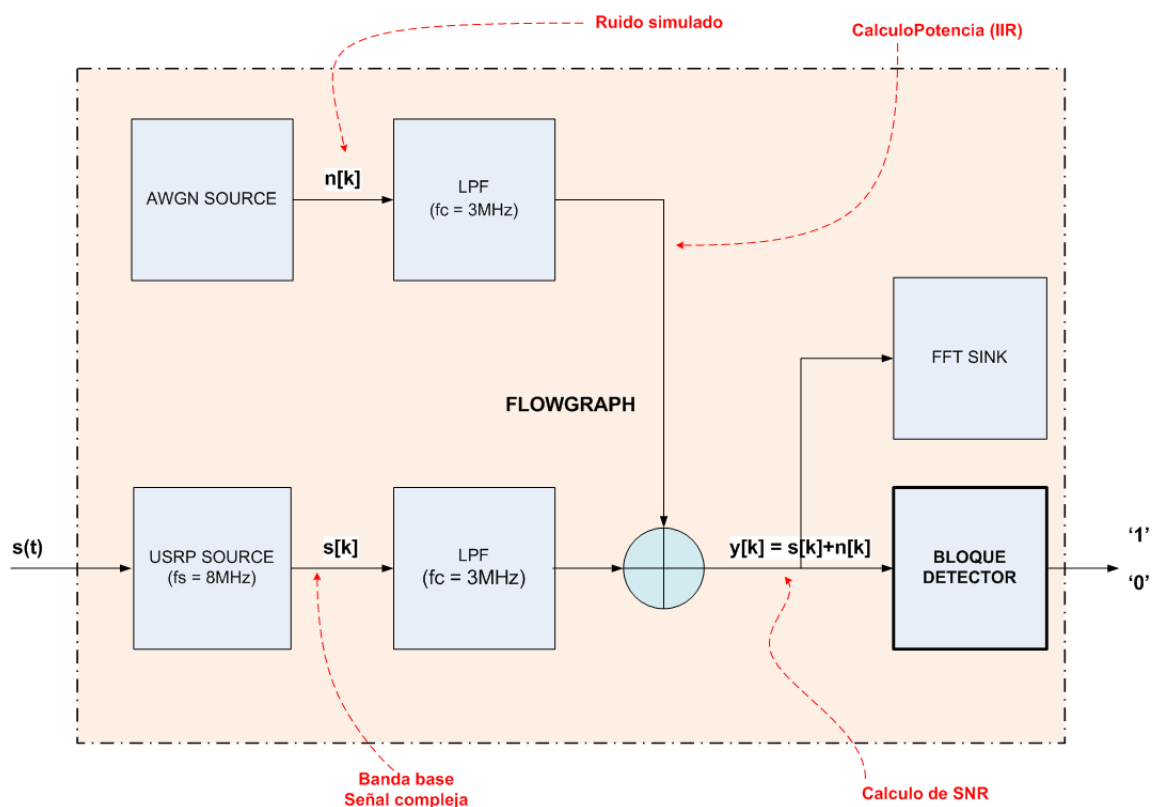


Figura 4.1: Flowgraph para pruebas.

Como se observa de la figura 4.1, una fuente de ruido AWGN (ruido simulado) se suma a la señal recibida por el USRP. Previo a la suma ambas señales complejas son filtradas por un filtro pasabajos (LPF) con frecuencia de corte $f_c = 3MHz$,

Capítulo 4. Pruebas con equipos USRP

resultando un ancho de banda de 6MHz luego del filtrado. El resultado de sumar ruido simulado a la señal de entrada ($y[k]$) es enviado a un bloque FFT SINK, el cual grafica la Densidad Espectral de Potencia de la señal de entrada. El bloque detector recibirá la señal de entrada con ruido simulado y realizará el procesamiento necesario para determinar la presencia del usuario primario.

Para el cálculo de SNR se obtiene la potencia del ruido simulado filtrado utilizando el filtro IIR mencionado en el capítulo 3.3.1 y la potencia de la señal filtrada (también con IIR para los detectores Cicloestacionario y Filtro Apareado y por el método tradicional para el detector de Energía) y se realiza el cálculo de SNR de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$SNR = 10 \cdot \log \left\{ \frac{P_y - P_{N_{LPF}}}{P_{N_{LPF}}} \right\} \quad (4.1)$$

Se debe notar que la potencia de ruido total $P_{N_{LPF}}$ está formada por la suma de la potencia del ruido simulado filtrado y de la potencia del piso de ruido existente (que debe especificarse en los tres métodos de manera de poder obtener un valor de SNR). El cálculo de SNR se realiza cada un tiempo configurable que se llamó *delta.tiempo_probe* el cual debe ajustarse dependiendo de las demoras de procesamiento de cada detector.

Se realizaron pruebas con diversas señales, trabajando con grabaciones tomadas a través del USRP y con señales en tiempo real. Se listan a continuación los tipos de señales para los cuales se probaron los métodos de detección:

- 3G: 871.5MHz (Antel)
- FM: 94MHz
- ruido: 545MHz (Canal Vacío)
- ISDB-T: 569MHz (DTV5) y 563MHz (MonteCarlo DTV)

Para obtener las señales anteriores se debió modificar en cada caso la frecuencia de sintonización del equipo USRP. Adicionalmente se utilizaron frecuencias de muestreo de 8MHz y 2MHz En las siguientes secciones se verán los detalles de las pruebas realizadas para cada uno de los métodos.

4.1. Método 1 - Detector de Energía

4.1. Método 1 - Detector de Energía

Luego de conectar el bloque de detección creado en lenguaje de programación C++ en el flowgraph detallado anteriormente (sobre el lenguaje Python), sintonizando el USRP en el canal DTV5 (569MHz) y configurando los parámetros según indicado en el capítulo 3.3.1 se obtiene la salida gráfica que se observa en la figura 4.2.

En la misma se observa en simultáneo los valores de los parámetros de entrada *incertidumbre_ruido*, probabilidad de falsa alarma (P_{fa}) y potencia del piso de ruido (*pot_ruido*); como también el umbral resultante calculado, la potencia total de señal, la densidad espectral de potencia y la salida del detector.

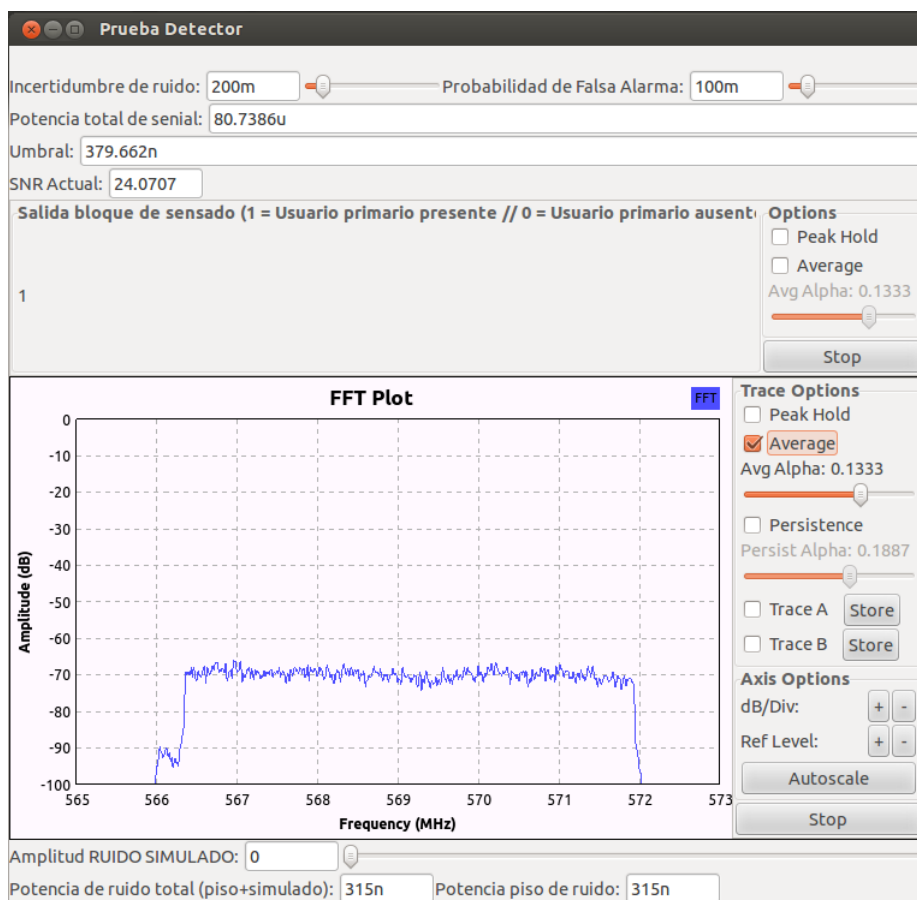
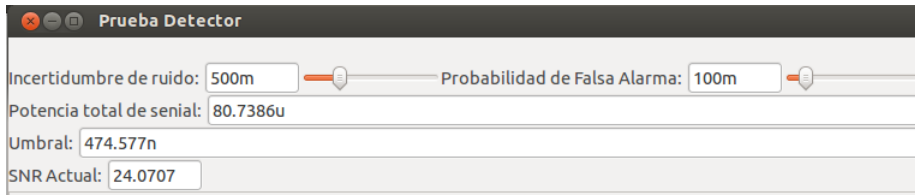


Figura 4.2: Resultado gráfico del Detector de Energía.

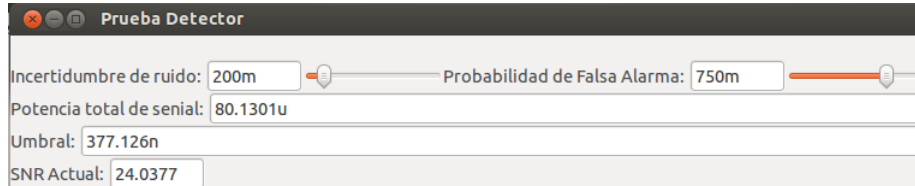
En la figura 4.3 se muestra el impacto sobre el valor del umbral al variar los parámetros de entrada *incertidumbre_ruido* y P_{fa} . Se verifica que al aumentar la incertidumbre del ruido aumenta el umbral y al aumentar la probabilidad de falsas alarmas permitidas disminuye el mismo.

Por último, al agregar ruido simulado se observa cómo varían los niveles de SNR y la salida del umbral (ver figura 4.4). Efectivamente se cumple que cuando

Capítulo 4. Pruebas con equipos USRP



(a) Variación incertidumbre de ruido

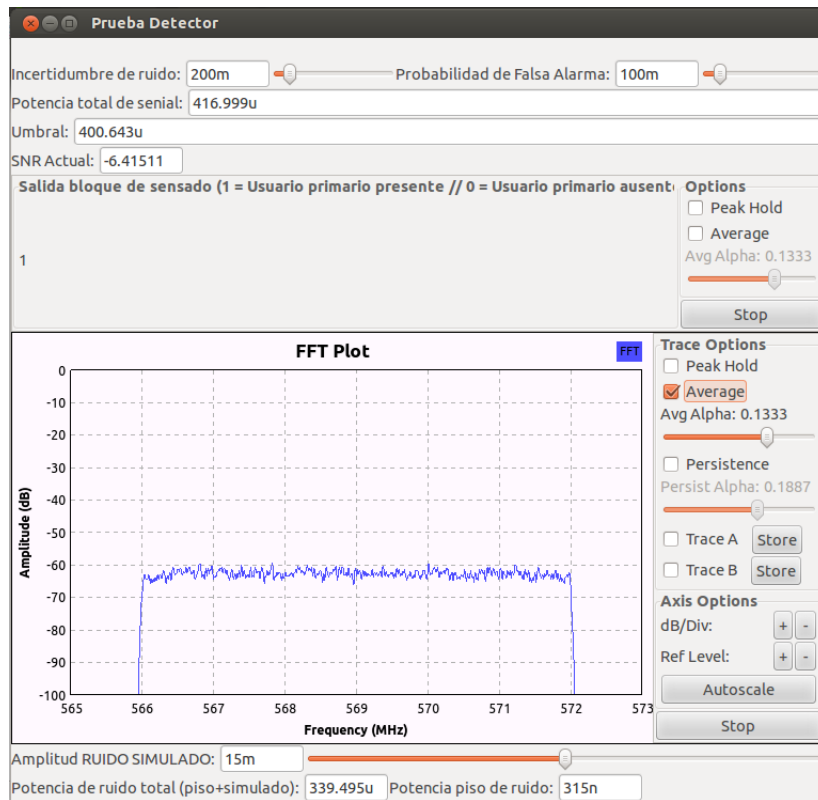


(b) Variación Prob de falsa alarma

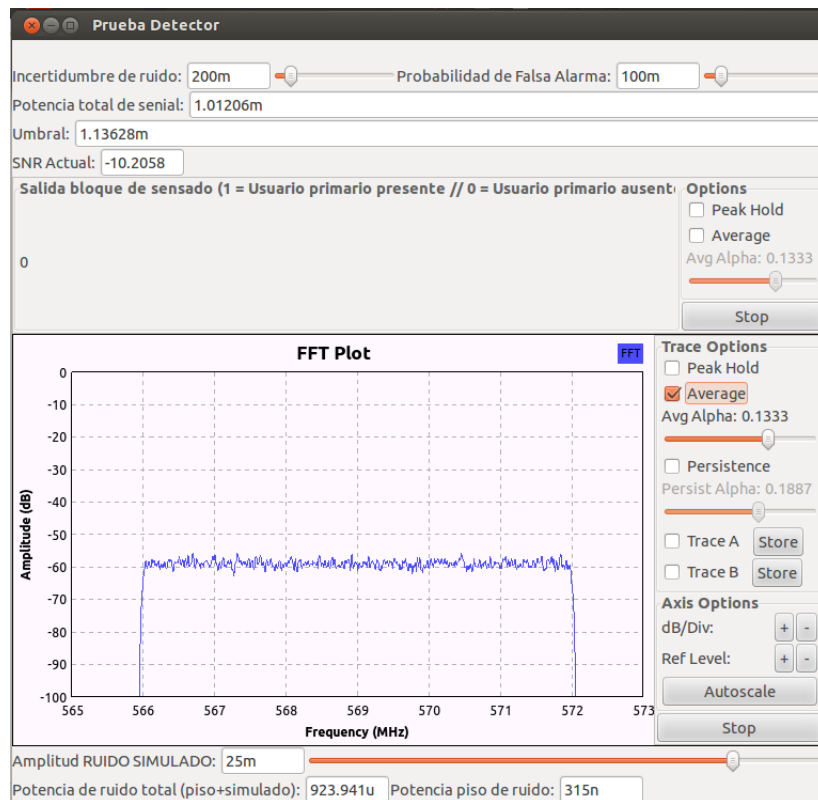
Figura 4.3: Variación de parámetros de entrada.

la potencia total de la señal a la entrada del detector (potencia usuario primario + potencia piso de ruido + potencia ruido simulado) supera el nivel del umbral la salida del bloque equivale a “1” o en caso contrario equivale a “0”. Se debe notar que el aumento de ruido simulado es tenido en cuenta por el bloque y también actualiza su umbral en base a ello.

4.1. Método 1 - Detector de Energía



(a) Amplitud ruido simulado = 15×10^{-3} // SALIDA = 1



(b) Amplitud ruido simulado = 25×10^{-3} // SALIDA = 0

Figura 4.4: Variación de ruido gaussiano simulado.

4.2. Método 2 - Detector Cicloestacionario

Como se describió anteriormente, para el cálculo del espectro cíclico se utilizó el análisis en frecuencia, es decir, se realizó la correlación entre 2 componentes en frecuencia de la señal separadas α entre sí.

El objetivo de las pruebas será verificar que el método cicloestacionario es capaz de detectar la presencia de la señal de DTV5 emitida por Canal 5 (ISDB-T).

Para las pruebas iniciales del método se utilizaron los siguientes parámetros:

Parámetro	Valor	Descripción
N	512	Tamaño de la FFT y ventana de Hamming.
L	512	Factor de decimación para la FFT.
decimP	4284	Cantidad de muestras de entrada.
samp_rate	8MHz	Frecuencia de muestreo.
umbral	0,03	Umbral de decisión para los picos del espectro cíclico.
tamano_buff	815	Tamaño del buffer acumulador de muestras de entrada.

Tabla 4.1: Parámetros para pruebas del bloque cicloestacionario.

Puesto que la señal ISDB-T posee un ancho de banda de 6MHz, en primera instancia, se trabajó con una frecuencia de muestreo: $f_s = 8MHz$. Esto es posible debido al muestreo complejo que realiza el dispositivo USRP.

Conociendo la estructura de la trama OFDM, la cual consiste en 204 símbolos, cada uno con una duración de $1071\mu seg$ (considerando el prefijo cíclico), se tiene que utilizando una frecuencia de muestreo: $f_s = 8MHz$, un símbolo entero equivale a tomar:

$$Cant_muestras \times simbolo = T_{simbolo} \times f_s = 1071\mu seg \cdot 8 \times 10^6 = 8568 \text{ muestras}$$

Como parte del diseño del bloque se eligió trabajar con una entrada que tenga una cantidad de muestras igual a 2 tramas OFDM completas de forma tal de tener una visión más clara de las componentes cíclicas de la señal. Para ello se debió acumular 816 vectores de tamaño 4284 muestras. Para lograr esto se necesita considerar un intervalo de señal de:

$$Ventana_observacion = 2 \times T_{trama} = 2 \times [204simbolos \times 1071\mu seg] = 0,437seg$$

4.2. Método 2 - Detector Cicloestacionario

A partir de los parámetros de la tabla 4.1 se obtienen los siguientes valores:

$$Cantidad_muestras = decimP \times (tamano_buff + 1) = 4282 \times 816 = 3495744 \text{ muestras}$$

$$Ventana_observacion = \frac{Cantidad_muestras}{samp_rate} = \frac{3495744 \text{ muestras}}{8 \times 10^6 \frac{\text{muestras}}{s}} = 0,437 \text{ seg}$$

Por lo tanto, con esta elección de parámetros se tienen 2 tramas OFDM para el cálculo cicloestacionario. A continuación se observan las pruebas del método realizadas para la banda de transmisión de Canal 5 (ISDB-T).

Capítulo 4. Pruebas con equipos USRP

Caso de prueba: Canal 5 (ISDB-T) - $f_s = 8MHz$

Como primer caso de prueba, se trabajó en la banda de emisión de DTV5. Para esto, se sintonizó el USRP a la frecuencia 569 MHz con una frecuencia de muestreo de 8MHz y luego se filtró la señal para tener un espectro de 6MHz de ancho de banda, como se observa en la figura 4.5.

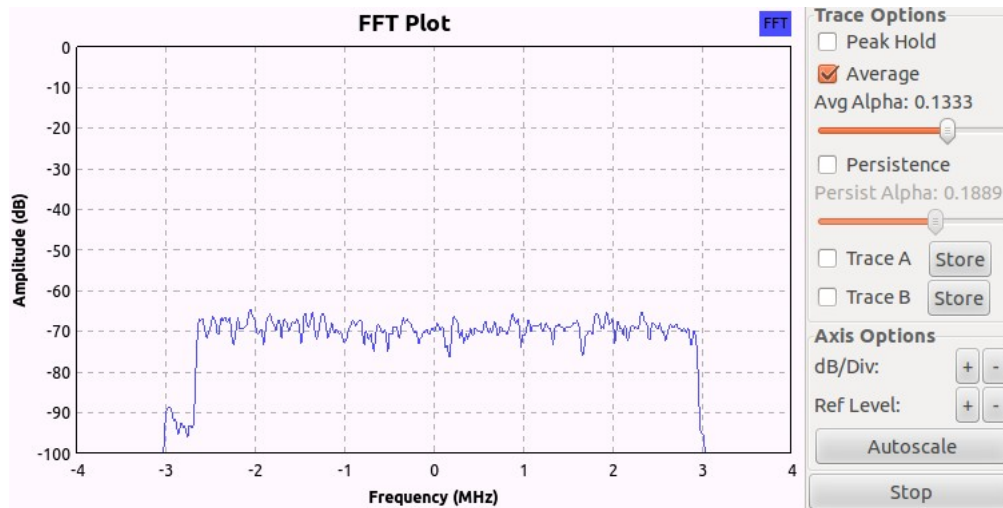


Figura 4.5: DTV5 ($f_s = 8MHz$). Densidad espectral de potencia.

Una vez comprobado que efectivamente el usuario primario está transmitiendo en la banda de 569MHz se procedió a realizar el cálculo cicloestacionario de la señal. Las figuras 4.6, 4.7, 4.8 y 4.9 muestran el análisis realizado.

4.2. Método 2 - Detector Cicloestacionario

En la figura 4.6 se observa la SCF para $\alpha = 0$. Notar que la gráfica anterior es muy similar a la gráfica de la densidad espectral de potencia de la señal ISDB-T (ver figura 4.5). Como se mencionó en capítulos anteriores, la SCF evaluada en la frecuencia cíclica cero equivale a la densidad espectral de potencia de la señal, por lo tanto, se comprobó experimentalmente esta propiedad.

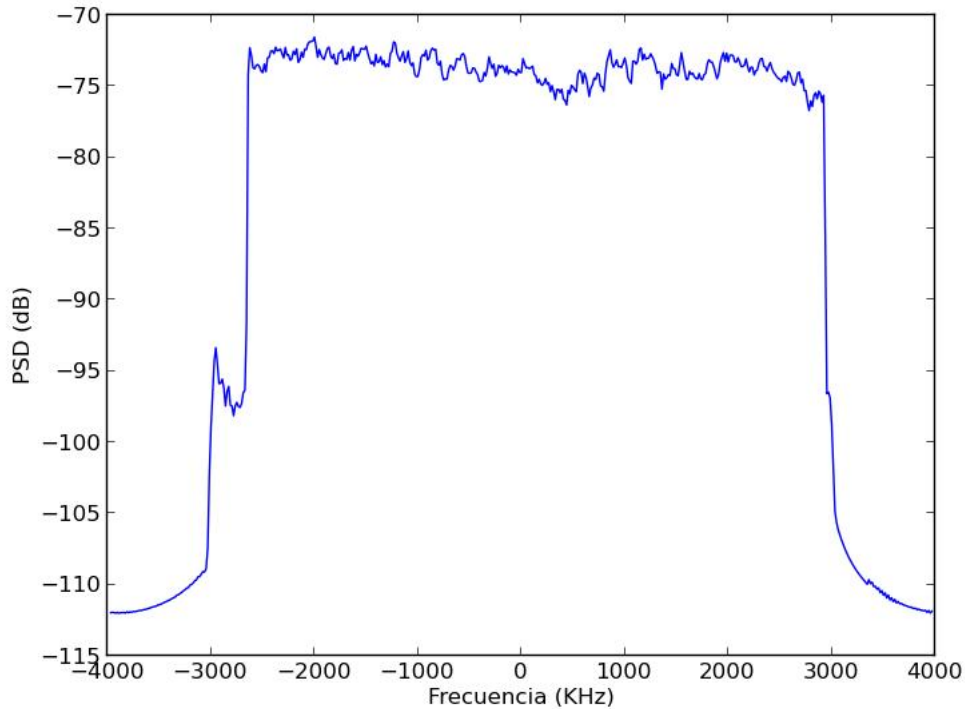


Figura 4.6: DTV5 ($f_s = 8MHz$). SCF para $\alpha = 0$.

La gráfica 4.7 muestra la matriz SCF utilizando un mapa de colores para determinar las zonas donde el espectro cíclico tiene mayor magnitud. A la derecha del mapa se ve una referencia de colores donde se indica que las zonas rojas son las muestras de mayor amplitud, mientras que las azules las de menor. El eje horizontal en 4.7 representa las frecuencias cíclicas y el vertical las frecuencias naturales. Observando en detalle se pueden ver rectas verticales equiespaciadas en las frecuencias cíclicas. Si bien esta gráfica da una idea de la forma de la matriz, no resulta útil para determinar la posición y amplitud de los picos del espectro cíclico.

Capítulo 4. Pruebas con equipos USRP

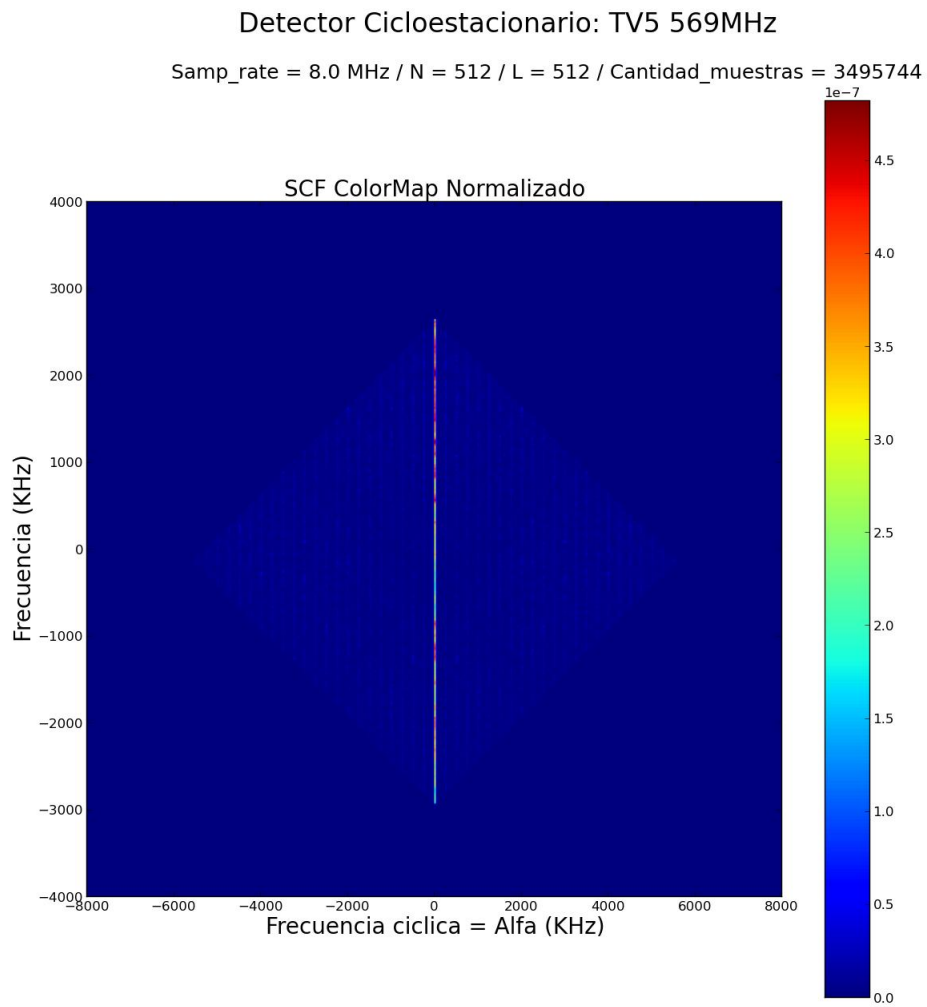


Figura 4.7: DTV5 ($f_s = 8MHz$). ColorMap

4.2. Método 2 - Detector Cicloestacionario

Para tener una visión más clara la matriz SCF, se realizó la integral de la SCF según las frecuencias cíclicas (ver figura 4.8). De esta manera se obtiene una gráfica en dos dimensiones, la cual permite ubicar fácilmente las frecuencias cíclicas donde se dan los picos de la matriz.

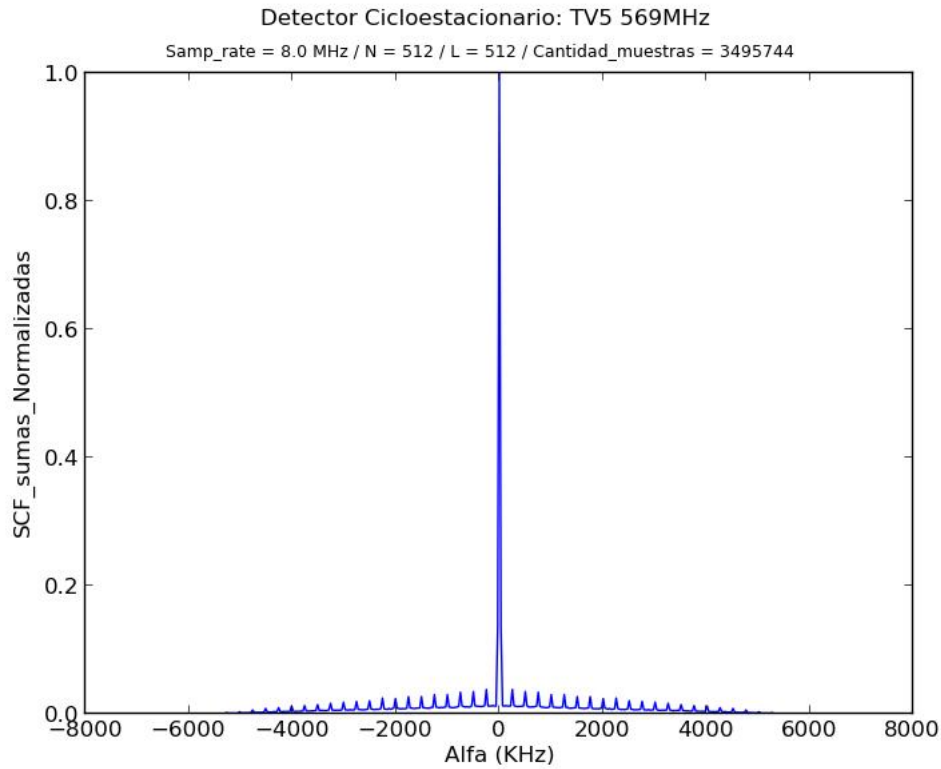


Figura 4.8: DTV5 ($f_s = 8MHz$). Integral del espectro cíclico según α

Para visualizar de mejor manera los picos del espectro cíclico se procedió a obtener la derivada del gráfico anterior, de esta forma se observa claramente, en un mismo nivel, los picos de la matriz y las frecuencias cíclicas donde estos ocurren.

Capítulo 4. Pruebas con equipos USRP

La gráfica 4.9, permite comprobar que efectivamente la señal recibida es cicloestacionaria, ya que se observan picos equiespaciados en frecuencia.

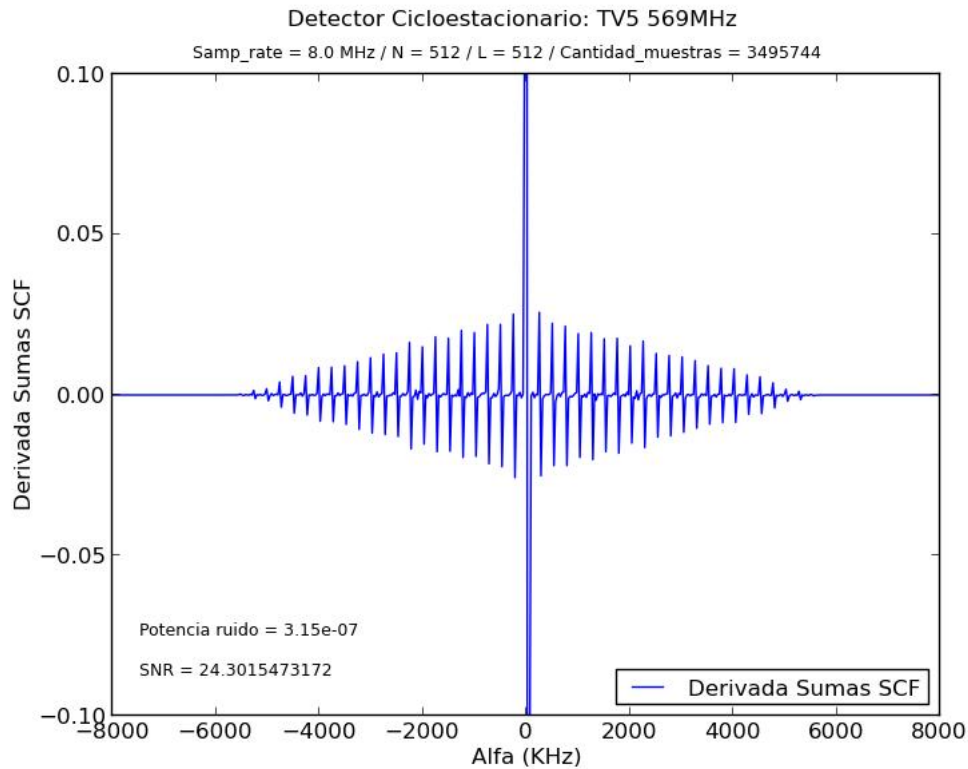


Figura 4.9: DTV5 ($f_s = 8MHz$). Picos del espectro cíclico.

Las pruebas anteriores comprobaron que el cálculo del espectro cíclico requiere de un gran poder de procesamiento computacional, lo cual resulta en un tiempo considerable para completar el análisis y determinar la existencia de un usuario primario. Por este motivo se concluyó que la elección inicial de parámetros disminuía la performance del método y se decidió reconsiderar los parámetros de diseño del bloque.

Partiendo de la premisa de hallar la cicloestacionareidad debido a la existencia de la TMCC, se decidió reducir la frecuencia de muestreo para considerar una cantidad menor de segmentos de la señal ISDB-T (en particular se va a trabajar con el Segmento 0 y los segmentos adyacentes 1,2, 3 y 4), manteniendo el resto de los parámetros originales (ver en la figura 4.14 el detalle para el segmento 0).

4.2. Método 2 - Detector Cicloestacionario

La tabla 4.2 muestra la nueva elección de parámetros. A partir de estos nuevos parámetros de diseño se repitió la prueba para la señal de DTV5 y ruido.

Parámetro	Valor	Descripción
N	512	Tamaño de la FFT y ventana de Hamming.
L	512	Factor de decimación para la FFT.
decimP	4284	Cantidad de muestras de entrada.
samp_rate	2MHz	Frecuencia de muestreo.
umbral	0,03	Umbral de decisión para los picos del espectro cíclico.
tamano_buff	203	Tamaño del buffer acumulador de muestras de entrada.

Tabla 4.2: Parámetros para pruebas del bloque cicloestacionario.

Capítulo 4. Pruebas con equipos USRP

Caso de prueba: Canal 5 (ISDB-T) - $f_s = 2MHz$

Al igual que para el caso anterior, se realiza un mapa de colores de la matriz (ver figura 4.10), el cual coincide con la forma que se ve en la figura 4.7 para 8MHz.

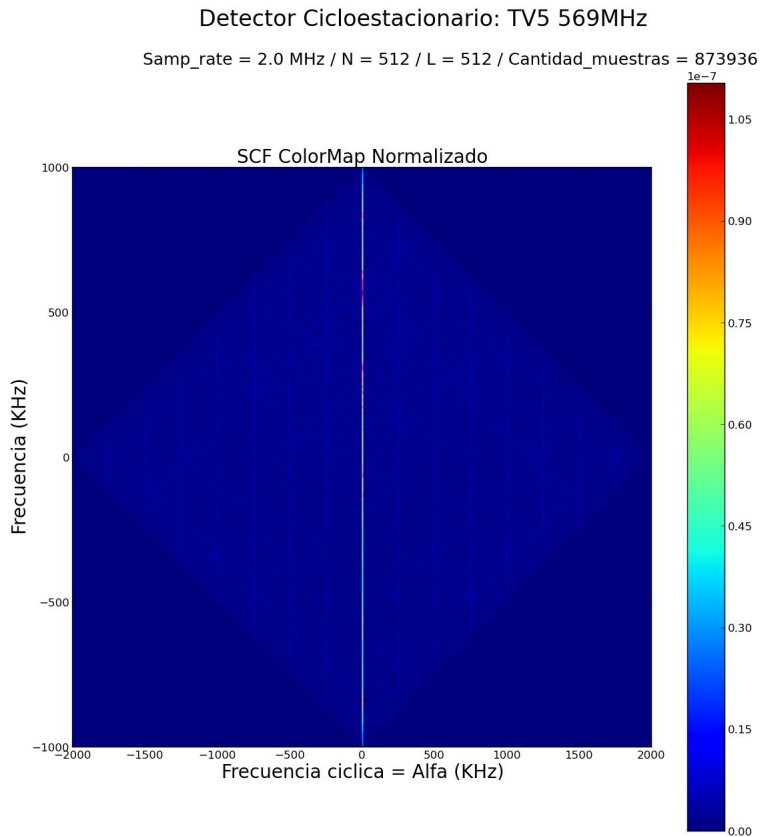


Figura 4.10: DTV5 ($f_s = 2MHz$). ColorMap.

Como se puede ver en la figura 4.11, la integral del espectro cíclico utilizando una frecuencia de muestreo de 2MHz muestra menor cantidad de picos que para el caso de 8MHz. Esto es de esperar ya que en este caso se esta trabajando con una cantidad menor de segmentos (Segmento 0,1,2,3,4), en lugar de los 13 segmentos que forman la señal ISDB-T.

4.2. Método 2 - Detector Cicloestacionario

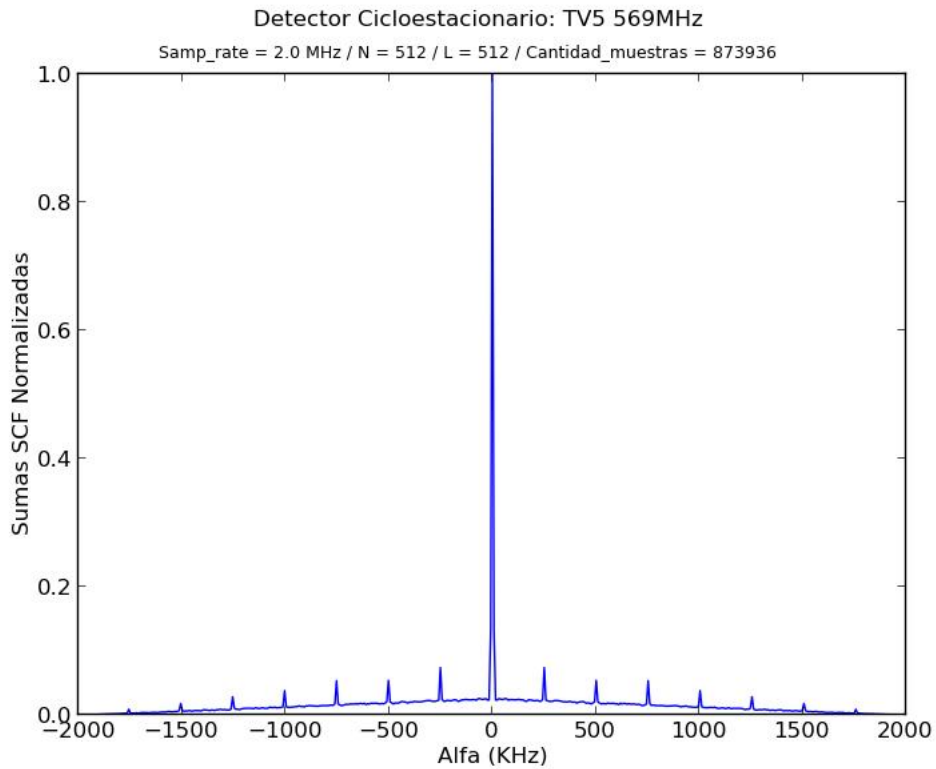


Figura 4.11: DTV5 ($f_s = 2MHz$). Integral del espectro cíclico según α

Análogamente al caso de prueba anterior, se realiza la derivada de los picos para observar claramente la ubicación de los mismos dentro del espectro cíclico. La figura 4.12 muestra en una misma gráfica los picos de la matriz SCF según el eje de frecuencias cíclicas y el umbral de decisión.

Capítulo 4. Pruebas con equipos USRP

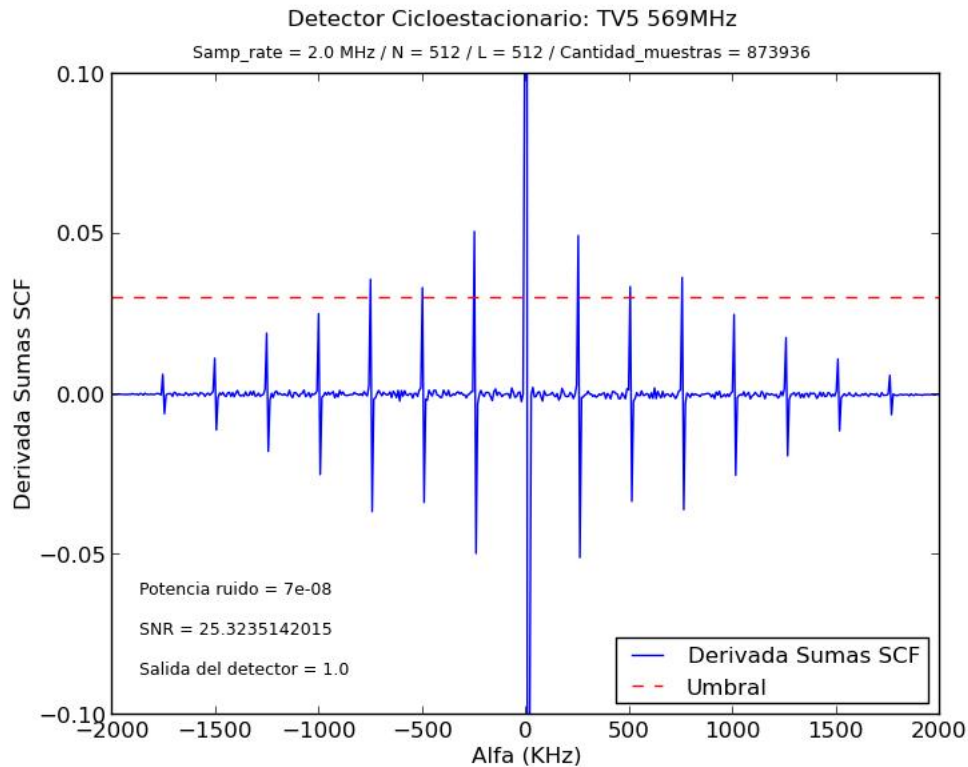


Figura 4.12: DTV5 ($f_s = 2MHz$). Picos del espectro cíclico.

El criterio de detección elegido consiste de observar los picos (para $\alpha > 0$) en las frecuencias ciclicas de 250kHz, 500kHz y 750kHz; el mismo fue tomado en base a los resultados obtenidos en la práctica para señales ISDB-T. Al mismo tiempo dado que los resultados prácticos muestran menor magnitud en los picos de 500kHz y 750kHz (debido a propiedades de la señal y al inventanado realizado) y que el criterio de detección impone que los tres picos superen el umbral se decidió realizar una ponderación de éstos de manera que se asemejen a la magnitud del pico de 250kHz y evitar que el pico limitante en la detección sea siempre el mismo. Alternativamente se puede optar por considerar umbrales diferentes para cada uno de los picos, pero se obtendría un resultado similar al de la ponderación.

La figura 4.13 muestra los picos del espectro cíclico luego de realizada la ponderación.

4.2. Método 2 - Detector Cicloestacionario

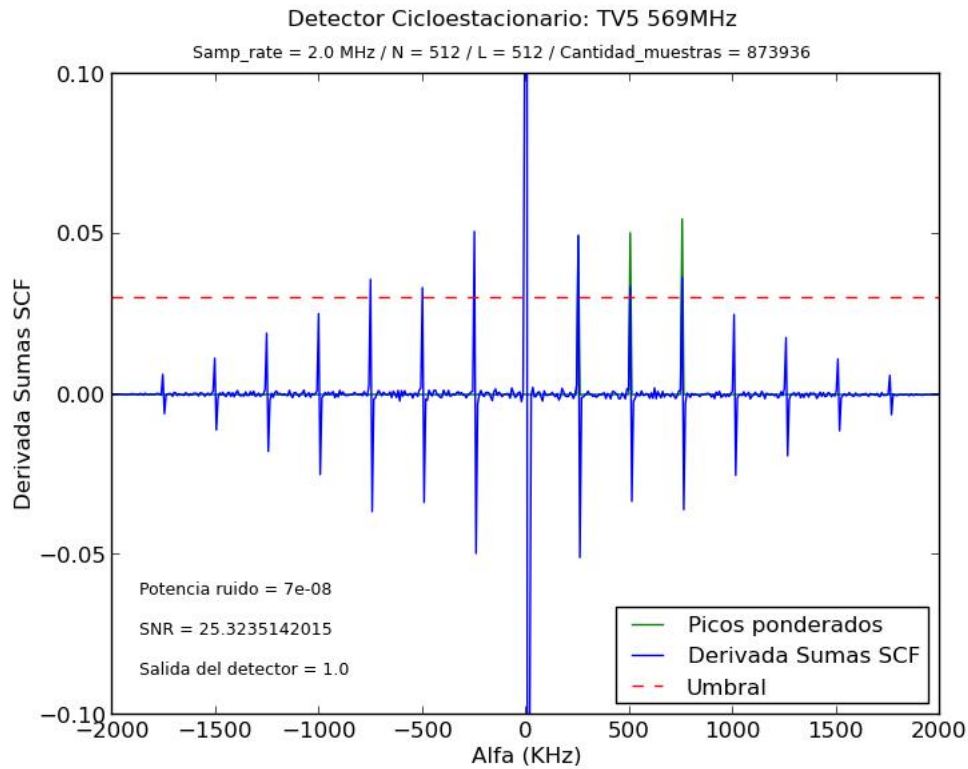


Figura 4.13: TV5 ($f_s = 2MHz$). Picos ponderados del espectro cíclico.

De manera de poder entender la existencia de los picos en las gráficas presentadas se revuerdan las principales propiedades de la señal ISDB-T mencionadas en el capítulo 2.6 que contribuyen a la cicloestacionareidad en la señal:

1. Periodicidad de los **pilotos** cada 4 símbolos
2. Periodicidad del **prefijo cíclico** cada $T_{simbolo}$
3. Periodicidad de la **señal de control** (TMCC)

Capítulo 4. Pruebas con equipos USRP

A partir de la figura 4.14 de la trama OFDM se observa que, para un mismo símbolo, los pilotos se repiten cada 12 subportadoras (periodicidad en frecuencia). Mientras que cada 4 símbolos se repite la posición de los pilotos (periodicidad en el tiempo).

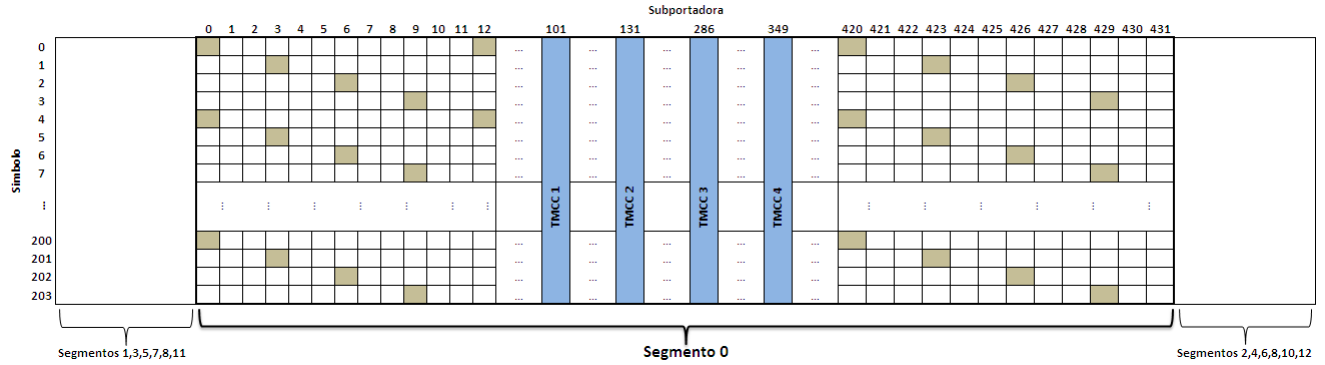


Figura 4.14: Trama OFDM para el segmento 0.

Debido a que los cálculos del método requieren promediar entre varios símbolos se concluyó que no será posible observar picos en frecuencia debido a la existencia de los pilotos.

El segundo caso de periodicidad viene dado por el prefijo cíclico. Esta secuencia se ubica al comienzo de cada símbolo, por lo cual es posible determinar la frecuencia a la cual se repite este mensaje:

$$f_{prefijo_ciclico} = \frac{1}{T_{simbolo}} = 933Hz$$

De la gráfica 4.12 se observa que el espaciamiento de los picos es de 250kHz, por lo tanto, se concluye que la periodicidad observada no se debe a la existencia del prefijo cíclico.

Finalmente se estudió el caso de la TMCC. Este mensaje se obtiene luego de recibir una trama OFDM completa y se encuentra repetido 4 veces dentro de cada segmento como se menciona en el capítulo 2.6 (ver ubicación de las TMCC para el segmento 0 en la figura 4.14). Se cumple que el espaciamiento en términos de subportadora entre la primer TMCC (TMCC1) y la última TMCC (TMCC4) del Segmento 0 es de:

$$\Delta_{TMCC} = 349 - 101 = 248 \text{ subportadoras}$$

Calculando el espaciamiento entre subportadoras, a partir del ancho de banda de la señal y el número de segmentos, tenemos:

$$BW_segmento = \frac{BW_senal}{Cant_segmentos} = \frac{6MHz}{14} = 428,57kHz$$

4.2. Método 2 - Detector Cicloestacionario

$$\Delta_{subportadoras} = \frac{428,57kHz}{432} = 0,992kHz$$

Por lo tanto, se tiene que el espaciamiento en frecuencia entre la TMCC1 y TMCC4 es de,

$$\Delta_{TMCC} = 248 \times 0,992kHz = 246kHz$$

Como se puede observar este espaciamiento se aproxima al espaciamiento detectado en los picos de la SCF (250kHz). Por lo tanto se puede afirmar que la periodicidad del espectro cíclico de la señal ISDB-T recibida se debe a la repetición de la TMCC en diferentes subportadoras.

Capítulo 4. Pruebas con equipos USRP

Caso de prueba: Canal vacío (ruido) - $f_s = 2MHz$

Una vez confirmado que el método logra detectar la presencia del usuario primario (ISDB-T), se procedió a chequear el funcionamiento en el caso de que la señal de entrada sea ruido. Para esto, se sintonizó el USRP en una banda libre (545MHz) y se repitió el cálculo del análisis cicloestacionario para esta señal. A continuación, se muestra en la figura 4.15, la gráfica de la derivada de los picos.

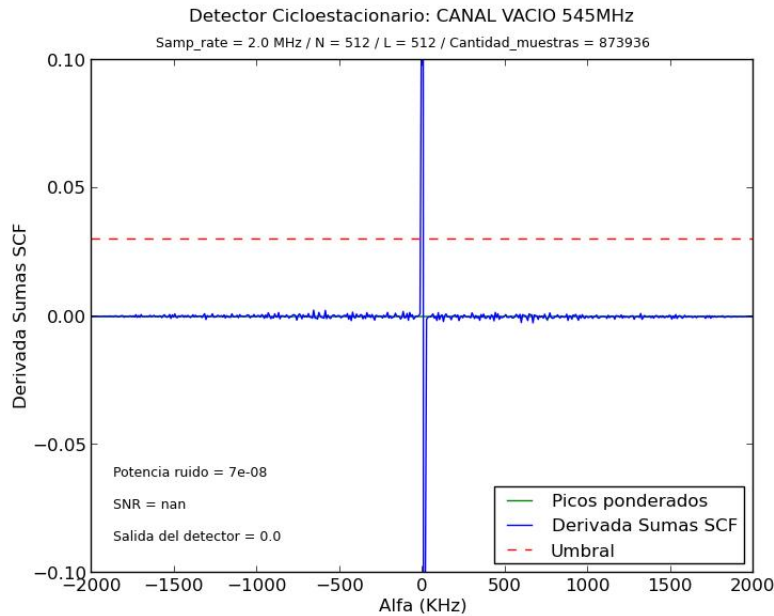


Figura 4.15: Canal vacío ($f_s = 2MHz$). Picos del espectro cíclico.

De la gráfica anterior se concluye que el ruido no es cicloestacionario, puesto que no se observan picos en el espectro cíclico (las componentes en frecuencia no están correlacionadas). Este resultado verifica que el método implementado distingue entre ruido y señal ISDB-T.

En el Anexo B.2 se muestran los resultados completos para los casos de prueba:

- ISDB-T (MonteCarlo DTV)
- Ruido (canal vacío)
- 3G
- FM

Para el caso de la señal ISDB-T correspondiente a la emisora MonteCarlo DTV (563MHz) se comprobó que el resultado del cálculo cicloestacionario coincide con el obtenido para el caso de la señal ISDB-T emitida por Canal 5 (569MHz), lo cual reafirma el funcionamiento del detector. Adicionalmente, para una señal de FM no

4.2. Método 2 - Detector Cicloestacionario

se detectaron componentes cíclicas, por lo tanto el método implementado es capaz de discernir entre ISDB-T y FM. Finalmente, para la señal de 3G por su parte sí se detectó presencia de componentes cíclicas con una frecuencia fundamental de 125kHz. De cualquier manera se observa que fijando adecuadamente el umbral (por ejemplo en 0,003) con el método propuesto es posible detectar correctamente la presencia de ISDB-T discriminando frente a 3G.

4.3. Método 3 - Filtro Apareado

Para la prueba del filtro apareado se utilizó el diagrama de bloque 4.16

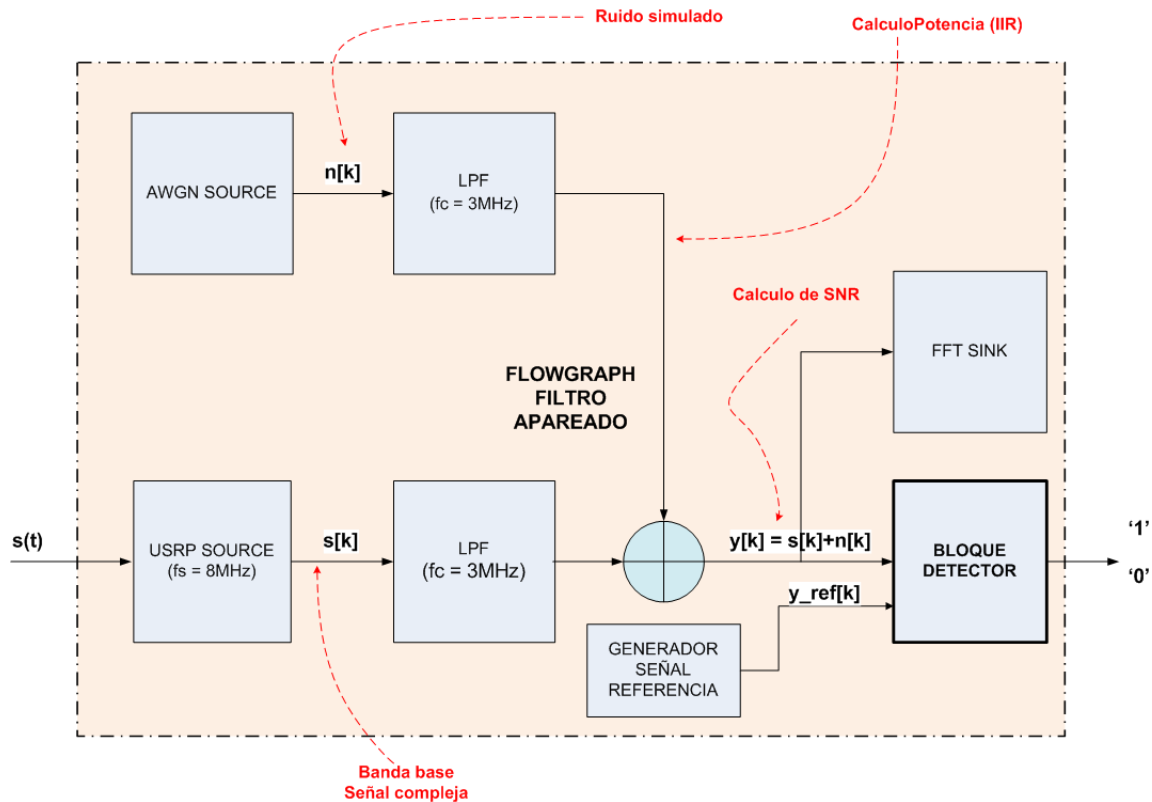
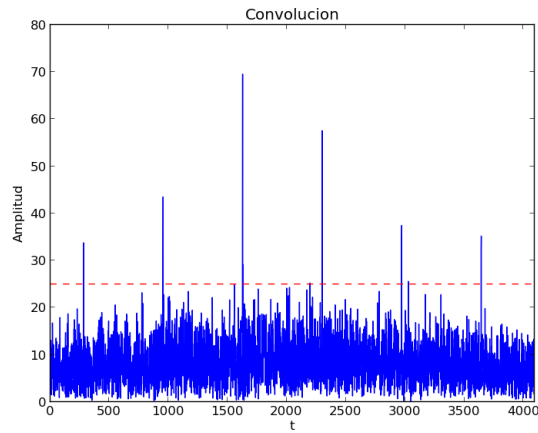


Figura 4.16: Diagrama para prueba del filtro apareado.

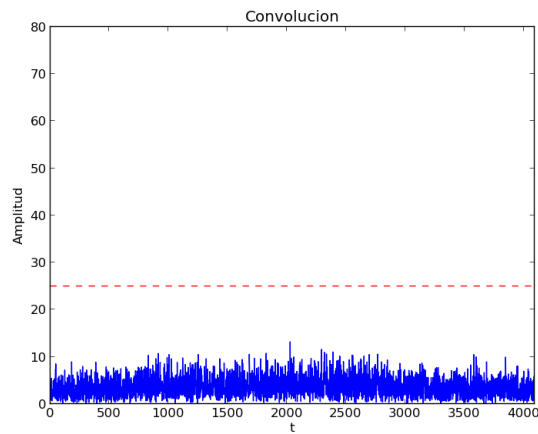
La diferencia con el diagrama para las pruebas del resto de los métodos es que se agrega una fuente que genera la señal de referencia en el bloque de convolución.

En la figura 4.17 se puede observar el resultado de la convolución frente a la presencia y ausencia de señal ISDB-T a sensar. En esta prueba se toma como señal de referencia una grabación de DTV5. En la figura 4.17(a) se observa el resultado del filtro cuando se toma una grabación ISDB-T distinta a la de referencia como entrada al filtro, la figura 4.17(b) muestra el resultado de la convolución cuando la entrada es solo ruido.

4.3. Método 3 - Filtro Apareado



(a) Convolución con ISDB-T.



(b) Convolución con Ruido.

Figura 4.17: Bloque convolución.

Para probar si el filtro apareado diferencia entre una señal ISDB-T y otros tipos de señales, se tomaron señales de diferentes características como entrada aplicándolas con la señal de referencia la señal grabado de DTV5 en el filtro. Para estas pruebas se toman 100 valores del máximo de la convolución y se realiza el promedio de estos valores, luego se compara con un umbral para la detección. En la tabla 4.3 se resumen los resultados obtenidos.

Capítulo 4. Pruebas con equipos USRP

Señal	Maximo Promediado
DTV5 (misma señal)	622
DTV5 (otra señal)	45
Ruido	18
FM	33
3G	26

Tabla 4.3: Prueba filtro apareado con señales.

Se puede observar que la señal ISDB-T consigo misma da muy buenos resultados, funcionando para SNRs bajas como se observará en el siguiente capítulo. Para el caso de utilizar dos grabaciones distintas, los resultados obtenidos son considerablemente peores. Dados los valores del máximo promediado para los diferentes casos de prueba, se elige el umbral de manera de detectar la señal ISDB-T. A modo de ejemplo, fijando el umbral en valor 35, es posible diferenciar la señal ISDB-T frente al resto de las señales de prueba.

Para mejorar estos resultados se debería simular una señal ISDB-T cuyas características permitan facilitar la detección. Luego esta señal simulada se utilizaría para comparar con la señal recibida por el radio cognitivo, lo cual eventualmente mejoraría los resultados obtenidos en la tabla 4.3 para el caso de prueba: DTV5 (otra señal).

Capítulo 5

Resultados y análisis

En este capítulo se presentan las gráficas que muestran la performance de cada método. Para cada uno de ellos se hallaron dos gráficas, por un lado se graficó la probabilidad de detección en función de SNR para una determinada probabilidad de falsa alarma y por otro lado la ROC que muestra la probabilidad de detección en función de la probabilidad de falsa alarma.

Para obtener las gráficas de Pd vs. SNR se utilizó una señal grabada, se fijó el umbral en un valor que represente una probabilidad de falsa alarma dada y se varió la amplitud de ruido simulado de manera de obtener distintas SNR. Para un determinado nivel de amplitud de ruido se registraron varias salidas del detector que luego se promediaron al igual que la SNR y de esta manera se obtuvo cada punto de la gráfica.

En la tabla 5.1 se especifica la cantidad de salidas del bloque consideradas para la obtención de cada punto de las gráficas:

Método	Nro de salidas consideradas para ploteo
Energía	800
Cicloestacionario	60
Filtro Apareado	50

Tabla 5.1: Cantidad de salidas del bloque consideradas para las gráficas.

Para la gráfica ROC el procedimiento consistió en observar las salidas del detector para una señal de entrada proveniente de un canal vacío y para la señal de interés de TV5 variando el umbral de igual manera en ambas entradas. Dado que ambos vectores de salida se pueden vincular a través de un mismo vector de valores de umbrales resulta posible graficar la probabilidad de detección vs. probabilidad de falsa alarma.

5.1. Método 1 - Detector de Energía

La gráfica 5.1 muestra el funcionamiento del método bajo distintos valores de SNR. Esta gráfica resulta de gran utilidad ya que indica las condiciones en las que el Método de Energía puede detectar señales.

Se pueden observar dos curvas en 5.1 y las mismas reflejan el comportamiento del detector bajo diferentes valores de incertidumbre de ruido, las cuales impactan en diferentes valores de falsa alarma. Resulta de suma importancia reiterar que para que el detector funcione correctamente se debe disponer del nivel de potencia de ruido (el cual varía en el tiempo) y la performance del mismo está fuertemente ligada a ello. Esto último se observa en 5.1 donde se graficó el resultado de probabilidad de detección para dos incertidumbres de ruido diferentes (0,1 y 0,02). Si se asume que en la práctica se dispone de un piso de ruido con un error del 10% entonces la performance del detector se encuentra reflejada en la curva de color azul.

En base a la curva azul se observa que por debajo de una SNR de -11,01dB el bloque detector obtiene una probabilidad de detección P_d nula, por lo tanto este valor marca el umbral inferior de funcionamiento del método. Por otro lado, con una SNR de -8,74dB el método obtiene una probabilidad de detección unitaria, lo cual indica que a partir de este valor el bloque de Energía siempre detectará señal.

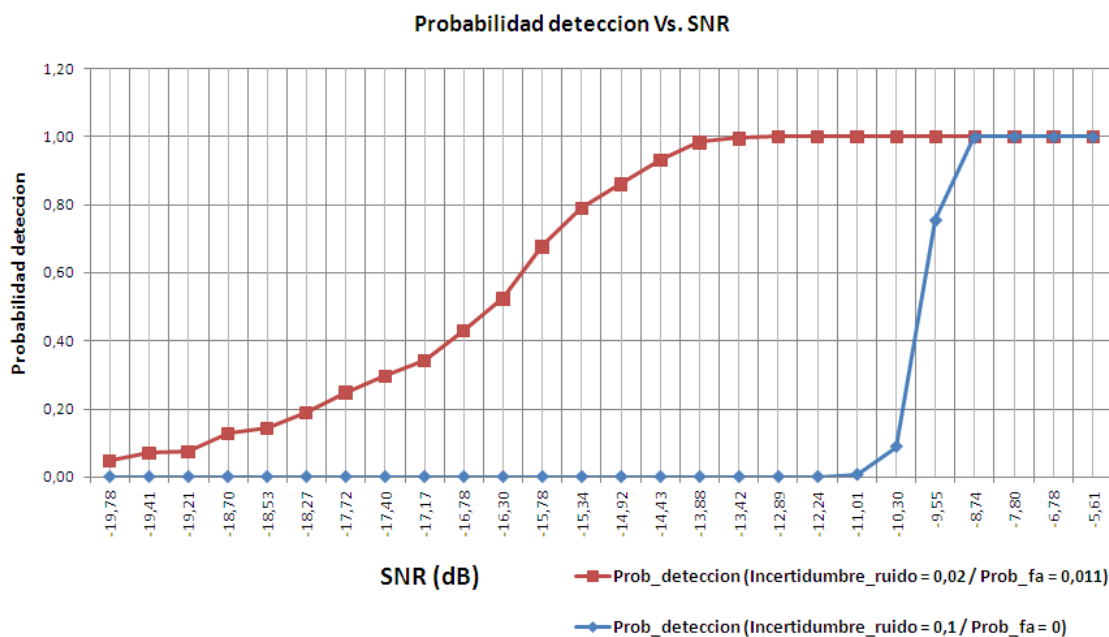


Figura 5.1: Probabilidad de Detección vs. SNR - Energía.

5.1. Método 1 - Detector de Energía

A continuación se muestra la gráfica correspondiente a la ROC del detector. Esta gráfica permite observar el comportamiento del método en función de la probabilidad de detección y falsa alarma bajo distintas condiciones de SNR. Para variar el umbral del método se optó por variar el parámetro de incertidumbre de ruido el cual impacta directamente sobre el umbral. Debe recordarse que por la manera en que se implementó el diagrama de pruebas, el detector cuenta con información de la potencia del piso de ruido (fijado previamente) y de la potencia del ruido simulado actual, lo cual permite variar el umbral acorde a dicha suma de potencias.

Tal como se observó en 5.1, en 5.2 también se observa que al disminuir la SNR se obtienen valores más bajos de P_d . Notar en la gráfica cómo la curva que se acerca más rápido a una P_d unitaria es la que corresponde a la SNR más alta (-12,29dB), mientras que la curva que tarda más en llegar a la misma probabilidad es la que posee menor SNR (-18,21dB). Por último se observa que la forma cualitativa de 5.1 es coherente con la ROC de ejemplo presentada en el capítulo 2.5.

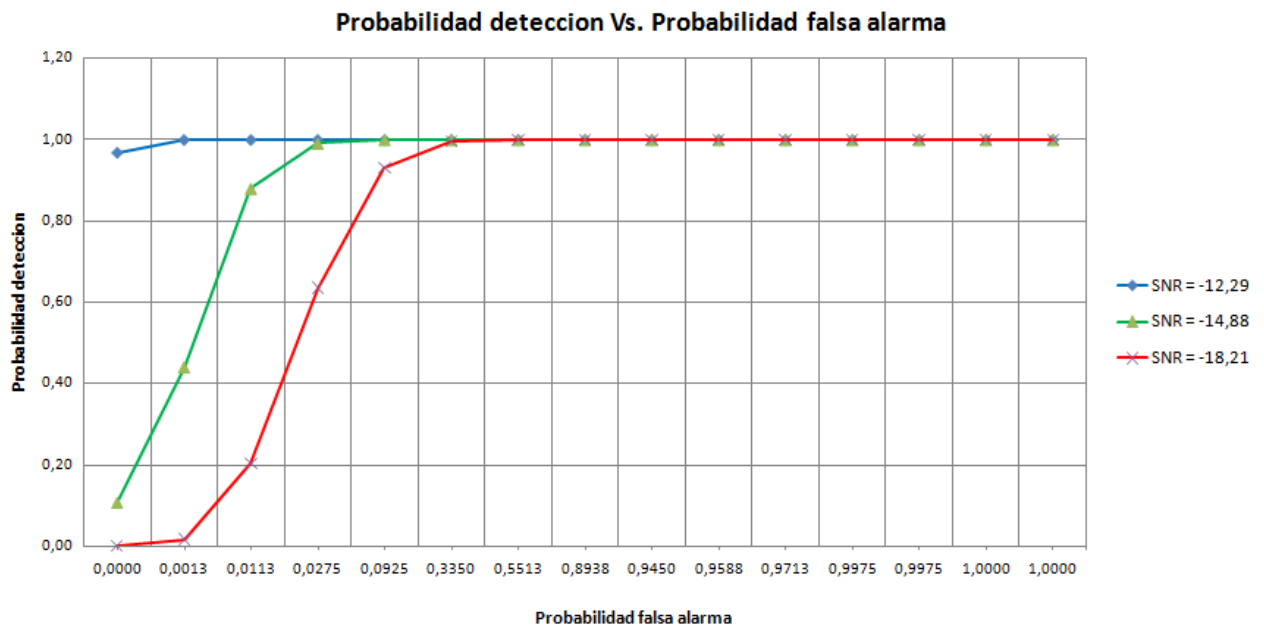


Figura 5.2: Probabilidad de Detección vs. Probabilidad de Falsa Alarma - Energía.

5.2. Método 2 - Detector Cicloestacionario

La gráfica 5.3 muestra el comportamiento del método cicloestacionario para distintas SNR. Se verifica, al igual que en el caso del Detector de Energía, que a medida que mejora la SNR, aumenta la probabilidad de detección.

Se observa que por debajo de SNR de -13,92dB el detector cuenta con P_d aproximadamente nula mientras que a partir de SNR mayores a -6,46dB el detector cuenta con una P_d mayor a 0,91.

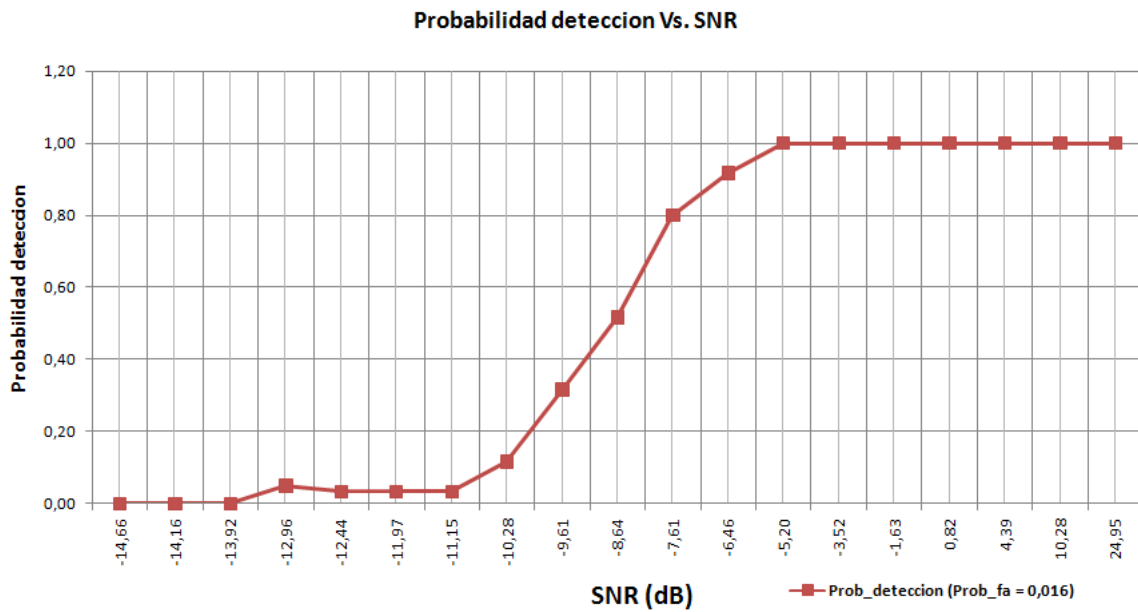


Figura 5.3: Probabilidad de Detección vs. SNR - Cicloestacionario.

5.2. Método 2 - Detector Cicloestacionario

Por otro lado, la figura 5.4 muestra la ROC obtenida para el detector. Se observa que para un valor de SNR igual a 2,11dB la probabilidad de detección será siempre de valor unitario para cualquier valor de probabilidad de falsa alarma.

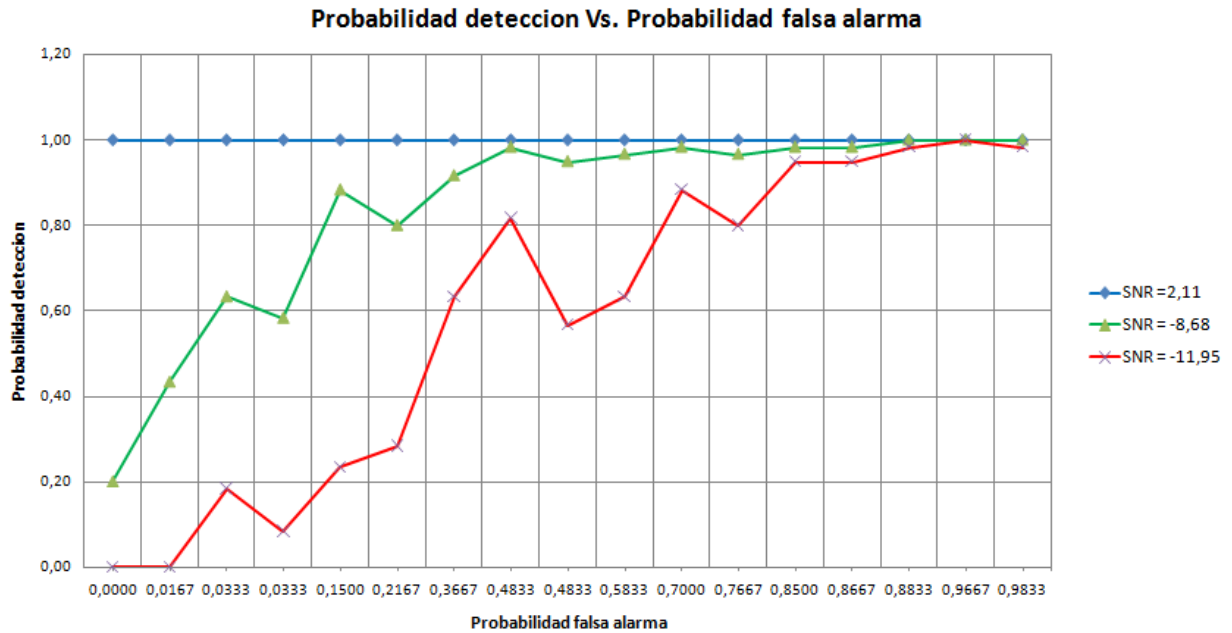


Figura 5.4: Probabilidad de Detección vs. Probabilidad de Falsa Alarma - Cicloestacionario.

5.3. Método 3 - Filtro Apareado

En la gráfica 5.5 se observan los resultados de probabilidad de detección vs SNR del filtro apareado tomando dos casos diferentes, por un lado el caso ideal que consiste en tomar como señal de referencia la misma señal de entrada ISDB-T y por otro lado considerando una grabación de señal de referencia diferente a la señal de entrada al bloque. Para el primer caso se observa que el filtro tiene una buena respuesta frente a condiciones de bajas SNR. Cuando se considera como referencia una señal ISDB-T distinta a la señal ISDB-T que se desea sensar, se observa que la performance del filtro empeora. Se presentan los casos extremos de funcionamiento del filtro apareado, donde se refleja que la performance mejora cuando se tiene una representación más exacta de la señal a sensar.

Como era de esperarse este método (en el caso ideal) funciona para valores de SNR más bajas que los dos anteriores. En 5.5 se observa que P_d es mayor a 0,9 para valores de SNR mayores a -23dB aproximadamente.

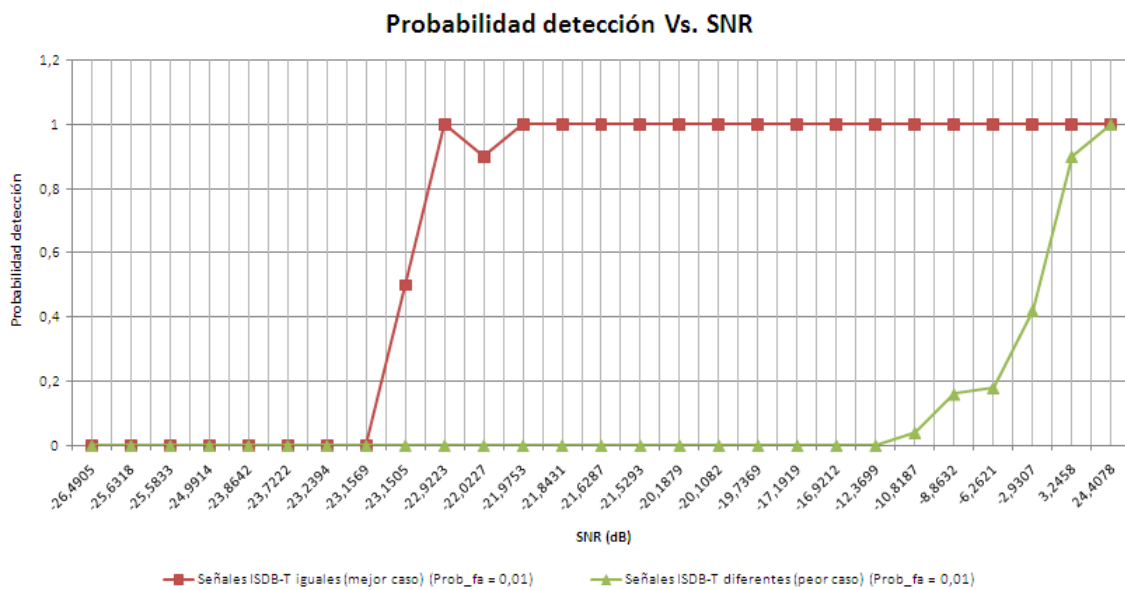


Figura 5.5: Probabilidad de Detección vs. SNR Filtro apareado.

5.3. Método 3 - Filtro Apareado

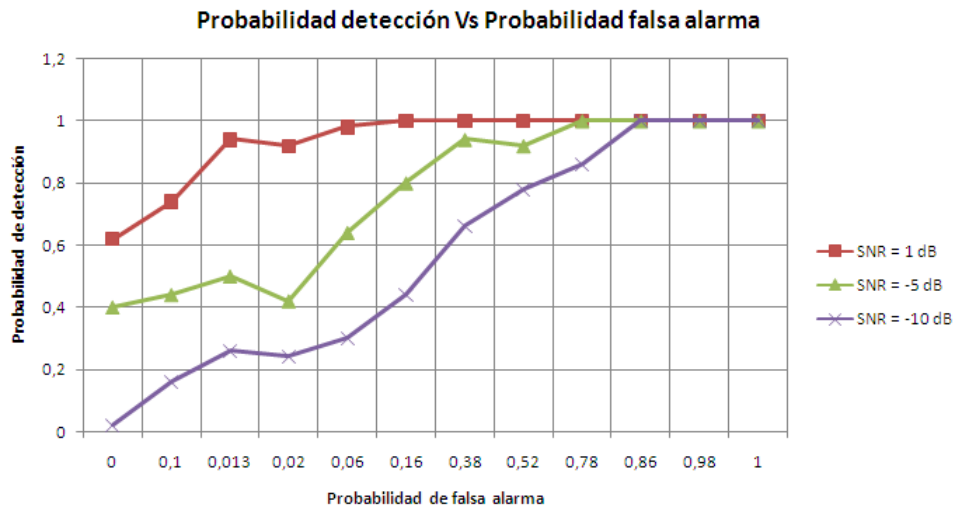


Figura 5.6: Probabilidad de Detección vs. Probabilidad de Falsa Alarma - Filtro apareado.

En 5.6 se muestra la evolución de la probabilidad de detección y falsa alarma para distintos valores de SNR para el caso del filtro apareado (bajo el peor caso). Analizando la gráfica se puede concluir, al igual que para los casos de Energía y Cicloestacionario, que la probabilidad de detección aumenta en condiciones de mejor SNR. A su vez, un aumento en la probabilidad de falsa alarma resulta en un aumento de la probabilidad de detección.

Para obtener una P_d mayor a 0,9 y una P_{fa} menor a 0,1 se concluye que las señales sensadas deben ser de SNR mayor a 1dB aproximadamente.

5.4. Comparación de los métodos de sensado

En esta sección se realizará un estudio comparativo de los tres métodos implementados, de forma tal de identificar fortalezas y debilidades de cada uno de ellos, facilitando así la selección del mejor detector que se adecúe a las necesidades de cada aplicación. En la figura 5.7 se observa un gráfico comparativo de performance entre los métodos de detección implementados.

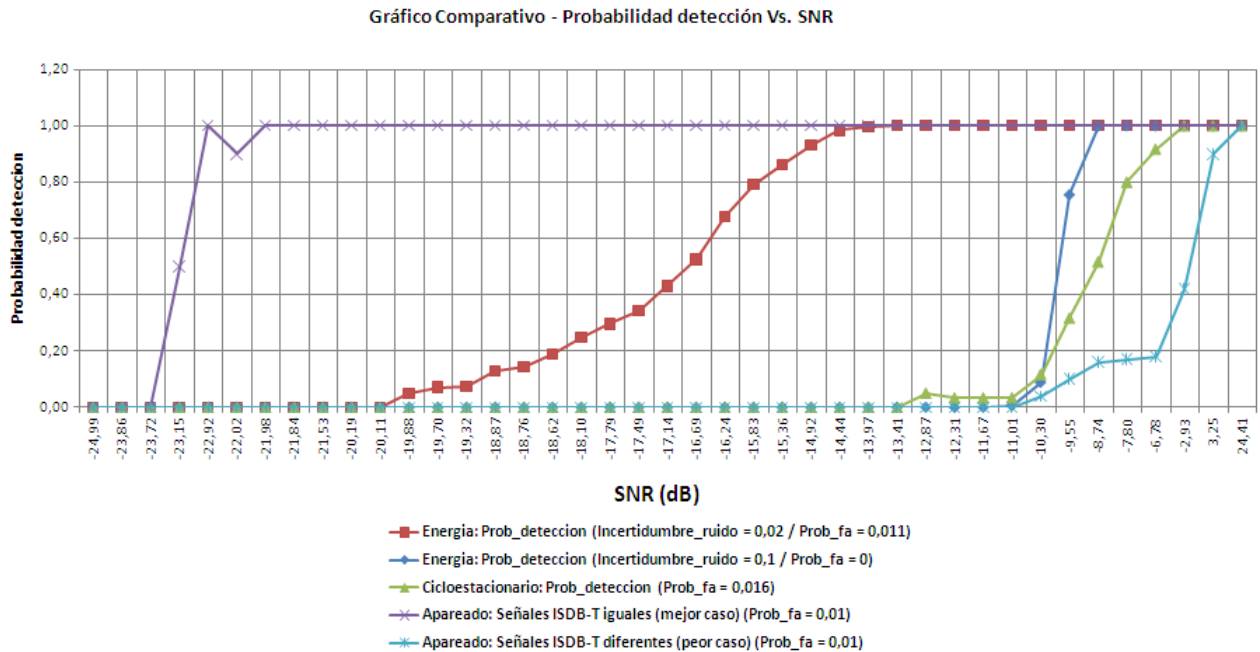


Figura 5.7: Probabilidad de Detección vs. Probabilidad de Falsa Alarma - Filtro apareado.

De la figura anterior 5.7 puede observarse, en un mismo gráfico, la capacidad de cada método para detectar la señal correspondiente al usuario primario para distintos valores de SNR. En particular se observa que el Filtro Apareado (Señales ISDB-T iguales) es el método con mejor performance ya que logra detectar señales (P_d no nula) para menores valores de SNR, si bien esto no es aplicable en la práctica, ya que no se puede sensar y utilizar esa señal como referencia a la misma vez. Se puede observar que mejorando la señal de referencia, se pueden obtener mejores performances que utilizando la solución implementada de la grabación de la señal a detectar. Por otro lado, si bien se observa que el detector cicloestacionario posee una performance por debajo de la que muestra el detector de Energía, cabe destacar que la performance de éste depende del conocimiento del piso de ruido, un parámetro que en la práctica no siempre es sencillo determinar con exactitud.

El cuadro comparativo de la tabla 5.2 permite observar las ventajas y desventajas de cada uno de los métodos implementados. Se resaltan los valores de SNR para los cuales los métodos obtienen valores de P_d igual a 0,1 y P_d igual a 0,9.

5.4. Comparación de los métodos de sensado

Característica	Energía	Cicloestacionario	Filtro Apareado (ISDB-T iguales)	Filtro Apareado (ISDB-T distintas)
Complejidad	Baja	Alta	Media	Media
Nivel de procesamiento	Bajo	Alto	Medio	Media
Nivel de conocimiento de la señal primaria	Nulo	Medio	Alto	Alto
Nivel de conocimiento del piso de ruido	Alto	Nulo	Nulo	Nulo
Tiempo de sensado	Bajo	Alto	Medio	Medio
Capacidad de distinguir señales	No	Si	Si	Si
$SNR _{P_d=0,1} (dB)$	-19,0	-10,3	-23,1	-9
$SNR _{P_d=0,9} (dB)$	-14,7	-6,5	-22,4	+3,2

Tabla 5.2: Comparación de los métodos de sensado.

Se puede observar por ejemplo que si bien el Método 1 (Energía) es el más sencillo de implementar y no requiere de información previa de la señal, no es capaz de distinguir entre las señales detectadas. Por otro lado, el Método 2 (Cicloestacionario) resulta más complejo y demanda mayor nivel de procesamiento que los otros; pero al igual que el filtro apareado, se logra obtener información acerca de la señal sensada lo que permite identificar si se trata de un usuario primario u otro usuario. Por último el Método 3 (Filtro Apareado) requiere un alto grado de conocimiento de la señal, lo cual dificulta su implementación en la práctica. A pesar de esto, es el método que posee mejor performance (en el mejor caso), ya que llega a detectar señales con una probabilidad de detección de 0,9 en condiciones de muy bajas SNR ($SNR = -23dB$).

Capítulo 5. Resultados y análisis

5.4.1. Tiempos de procesamiento

La tabla 5.3 detalla los tiempos de procesamiento necesarios para obtener una determinada salida para cada uno de los detectores. El método cicloestacionario es el que tiene mayor tiempo de procesamiento; debe notarse que dicho tiempo podría verse reducido en caso que se evite realizar un cálculo de toda la matriz SCF y se calculen únicamente los valores de la matriz que se necesitan para la detección.

Método	Tiempo de procesamiento (seg)
Energía	0,1
Cicloestacionario	24
Filtro Apareado	6

Tabla 5.3: Tiempos de procesamiento de los detectores implementados.

Capítulo 6

Conclusiones finales

Resultados obtenidos en función de los criterios de éxito

Como conclusiones finales del trabajo, se evalúan los objetivos alcanzados de acuerdo a los criterios de éxito planteados durante la planificación del proyecto.

Se logró implementar tres métodos de sensado que permiten la detección de un usuario primario. Puesto que el objetivo principal del proyecto se centró en el sensado del espectro y no en el cambio de banda, se implementó un método simple de pasaje de banda, el cual frente a la detección de un usuario primario, dispara un cambio en la frecuencia de TX/RX de los dispositivos USRP a una banda que se considera libre. Se realizó un estudio comparativo de los métodos seleccionados, determinando fortalezas y debilidades de cada uno de ellos.

Observaciones de la gestión del proyecto

En cuanto a los aspectos relacionados con la gestión del proyecto, se adquirió una experiencia muy valiosa en la planificación, ejecución y evaluación de un proyecto. Esta etapa brindó conocimientos que son muy importantes para un ingeniero sobre las distintas áreas de la gestión de proyectos, los cuales no habían sido incorporados durante la carrera.

Algunas de ellas son:

- Definición de objetivos
- Gestión del alcance (aclarar los aspectos que forman parte del proyecto)
- Gestión de riesgos (analizar posibles riesgos que perjudiquen los criterios de éxito del proyecto)
- Gestión de cambios (explicitar la metodología a seguir frente a un obstáculo)
- Definición de objetivos específicos (definir un conjunto de resultados intermedios con entregables)

Capítulo 6. Conclusiones finales

- División de tareas (reducir los objetivos específicos en tareas concretas)
- Gestión de tiempos (definir la duración del proyecto y de las tareas a realizar)
- Asignación de recursos (asignar responsable a cada una de las tareas)

Durante la realización de este trabajo se pasó por todas las etapas previamente mencionadas. En particular, fue necesario definir claramente el objetivo del proyecto y el alcance del mismo, de forma tal de no exceder las tareas relacionadas con este trabajo. Se debieron considerar factores de riesgos e idear un plan de contingencia en caso de que surjan inconvenientes durante la realización del proyecto.

La definición de objetivos específicos significó un método de control del avance del proyecto, el cual en conjunto con los entregables de los Hitos permitió marcar etapas en el proyecto. La tarea de gestión de tiempos resultó particularmente difícil ya que, previo al comienzo del proyecto, no se tenía experiencia en varias de las herramientas necesarias para su ejecución, como ser lenguajes de programación, experiencia con dispositivos de radio, etc. Esto derivó en una división de tareas en el tiempo poco realistas, la cual ocasionó sobrecarga de tareas en ciertos períodos de tiempo.

Como conclusiones sobre el aspecto de gestión, se considera que si bien hubo estimaciones erróneas al momento de planificar el proyecto, los conocimientos adquiridos sin lugar a dudas permitirán emprender proyectos a futuro incrementando las probabilidades de éxito de los mismos. Adicionalmente se valora en gran medida, la experiencia de trabajar en un proyecto de larga duración y la experiencia de trabajar en grupo, lo cual permitió el intercambio constante de ideas, la división de responsabilidades y la toma de decisiones en conjunto. Todos estos aspectos, son considerados de gran importancia para la formación del ingeniero, por lo cual se concluye que la experiencia fue altamente positiva.

Trabajo a futuro

Como trabajo a realizarse en el futuro, se considera útil continuar el estudio de los métodos seleccionados (Energía, Cicloestacionario y Filtro Apareado). En particular, se sugiere trabajar en aspectos relacionados con la performance de los métodos, como ser: implementar los bloques en códigos más eficientes (por ejemplo C++), realizar pruebas de los métodos con una muestra de señales más amplia (GSM, LTE, AM), continuar el estudio de la señal del usuario primario (ISDB-T) para comprender en profundidad cuales son las características útiles para su detección. Para el Filtro Apareado, obtener una señal de referencia que se asemeje mejor a la señal ISDB-T, mejorando así la performance del método. No se descarta evaluar el estudio de otros métodos de sensado, los cuales pueden aportar mejoras a la etapa de detección.

Finalmente se propone completar el estudio de Radios Cognitivos con la etapa de cambio de banda. Para esto se sugiere consultar documentación especializada

en métodos de pasaje de banda.¹ Una vez completado este estudio, se deben reunir ambas etapas (sensado y cambio de banda) para lograr implementar una red cognitiva funcional. Por último puede evaluarse el uso de la técnica de sensado cooperativa, para lo cual debe incorporarse un dispositivo central, el cual recibe la información de sensado de los nodos de la red cognitiva y determina las acciones a seguir.

¹Consultar con el grupo de Proyecto Fin de Carrera: RCII, el cual se concentra en el estudio de métodos de cambio de banda.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice A

Cuadro de atribución de frecuencias (URSEC - Uruguay)

Apéndice B

Método Cicloestacionario

B.1. Análisis temporal

Recordando la definición de cicloestacionareidad introducida en la sección 2.4.2.

Definición B.1. *Se dice que un proceso es cicloestacionario (en sentido amplio) si su media (m_x) y su autocorrelación (R_x) son periódicas en el tiempo con período T_0 .*

A partir de la definición de media y autocorrelación para una señal continua $x(t)$ se tiene:

$$m_x(t) = E\{x(t)\} \quad (\text{B.1})$$

$$R_x(t, \tau) = E\left\{x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right\} \quad (\text{B.2})$$

Por lo tanto, para que $x(t)$ sea cicloestacionaria debe cumplirse que:

$$m_x(t) = m_x(t + T_0) \quad (\text{B.3})$$

$$R_x(t, \tau) = R_x(t + T_0, \tau) \quad \forall \tau \quad (\text{B.4})$$

De la expresión anterior se puede afirmar que la autocorrelación es una función que depende de dos variables: t y τ y es periódica según t para cada valor de τ .

Debido a la naturaleza periódica de la autocorrelación, es posible representarla como una Serie de Fourier con respecto al tiempo, como se muestra a continuación:

$$R_x(t, \tau) = \sum_{\alpha} R_x^{\alpha}(\tau) e^{j2\pi\alpha t} \quad (\text{B.5})$$

Recordando lo mencionado en la sección 2.4.2, tenemos que la “**Cyclic Autocorrelation Function**” (CAF) representa los coeficientes de la Serie de Fourier [7]:

Apéndice B. Método Cicloestacionario

$$R_x^\alpha(\tau) \triangleq \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_x(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} \cdot dt \quad (\text{B.6})$$

Sustituyendo el valor de la autocorrelación de $x(t)$ tenemos,

$$R_x^\alpha(\tau) \triangleq \lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\alpha t} \cdot dt \quad (\text{B.7})$$

Es decir,

$$R_x^\alpha(\tau) = E\left\{x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\alpha t}\right\} = E\{R_x(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t}\} \quad (\text{B.8})$$

A partir de la expresión anterior, se interpreta que la función CAF resulta en la magnitud de la correlación de la señal $x(t)$ consigo misma trasladada en frecuencia según α . Cada señal tendrá su propia CAF, la cual puede usarse para detectar la presencia de una señal en el dominio del tiempo.

Aplicando la Transformada de Fourier a la CAF se obtiene la **“Spectral Correlation Function” (SCF)**, también conocida como el espectro cíclico de la señal $x(t)$.

$$S_x^\alpha(f) \triangleq F\{R_x^\alpha(\tau)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x^\alpha(\tau) e^{-j2\pi\alpha\tau} \cdot d\tau \quad (\text{B.9})$$

Se observa que la SCF posee una representación matricial, ya que para cada valor de α (frecuencia cíclica), se tendrá una función en f (frecuencia). Para una señal de cierto ancho de banda, el rango de valores de f y α para los cuales $S_x^\alpha(f)$ existe se define como la región de soporte, representado por el plano bidimensional (f, α) , como se muestra en la figura B.1.

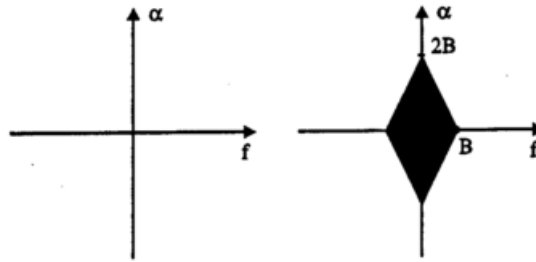


Figura B.1: Plano bidimensional (f, α) y región de soporte. [16]

B.1. Análisis temporal

El análisis anterior fue realizado considerando una señal continua en el tiempo, sin embargo, en nuestro caso, se utilizará una señal discreta cuyos valores serán las muestras de la señal continua. Es decir, $x[m] = x(mT_s)$ donde T_s es el período de muestreo. A continuación se muestra el análisis del espectro cíclico para una **señal discreta**.

$$R_x^\alpha(l) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} R_x[m] e^{-j2\pi\alpha \frac{m}{T_s}} \quad (\text{B.10})$$

$$R_x^\alpha(l) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x[m] x^*[m+l] e^{-j2\pi\alpha \frac{m}{T_s}} \quad (\text{B.11})$$

Donde N es el número de muestras de la señal $x[m]$.

Aplicando la Transformada Discreta de Fourier (TDF) a $R_x^\alpha(l)$ se obtiene la expresión para el espectro cíclico:

$$S_x^\alpha(f) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} R_x^\alpha(l) e^{-j2\pi f l \Delta l} \quad (\text{B.12})$$

B.2. Implementación práctica

Caso de prueba: ISDB-T (MonteCarlo TV) - $f_s = 2MHz$

Observando las señales recibidas en las bandas asignadas para servicios de TV se detectó una señal ISDB-T en la frecuencia de 563MHz correspondiente a la emisora MonteCarlo TV (recordar que la señal de Canal 5 se emite en la frecuencia 569MHz con un ancho de banda de 6MHz).

Se aplico el estudio cicloestacionario a esta nueva señal de forma tal de comprobar la validez del detector y a su vez afirmar la utilidad del método para detectar señales ISDB-T.

Observando las figuras B.2 y B.3 se observa la integral y los picos del espectro cíclico respectivamente, los cuales se encuentran equiespaciados en frecuencia una distancia de 250KHz (resultado que coincide con el calculado para el caso de TV5).

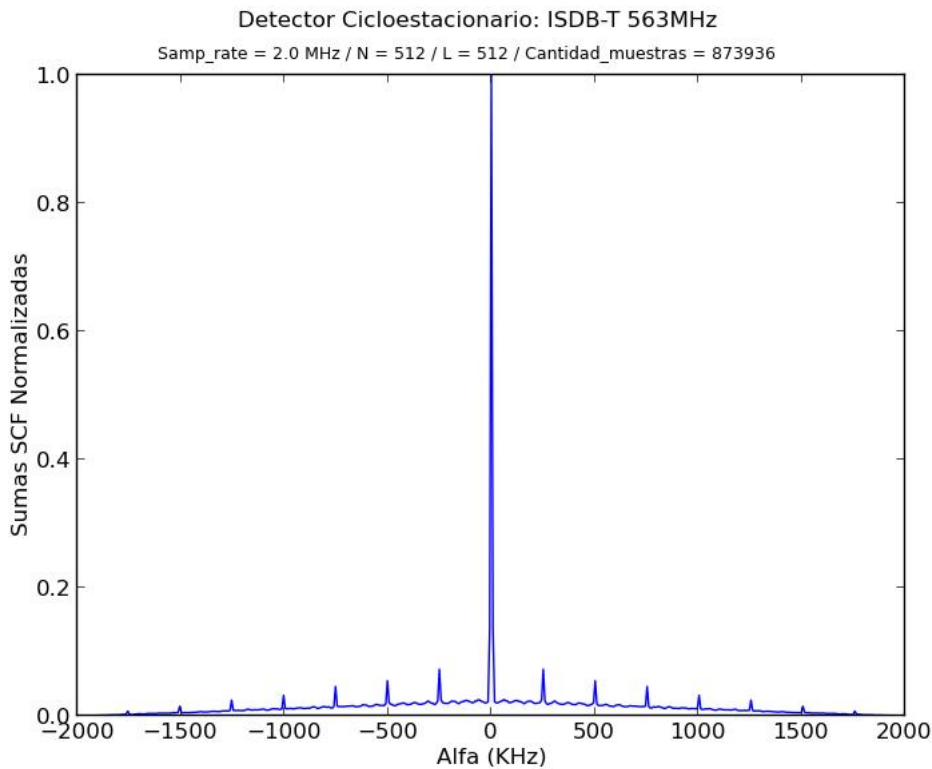


Figura B.2: MonteCarlo TV ($f_s = 2MHz$). Integral del espectro cíclico según α .

B.2. Implementación práctica

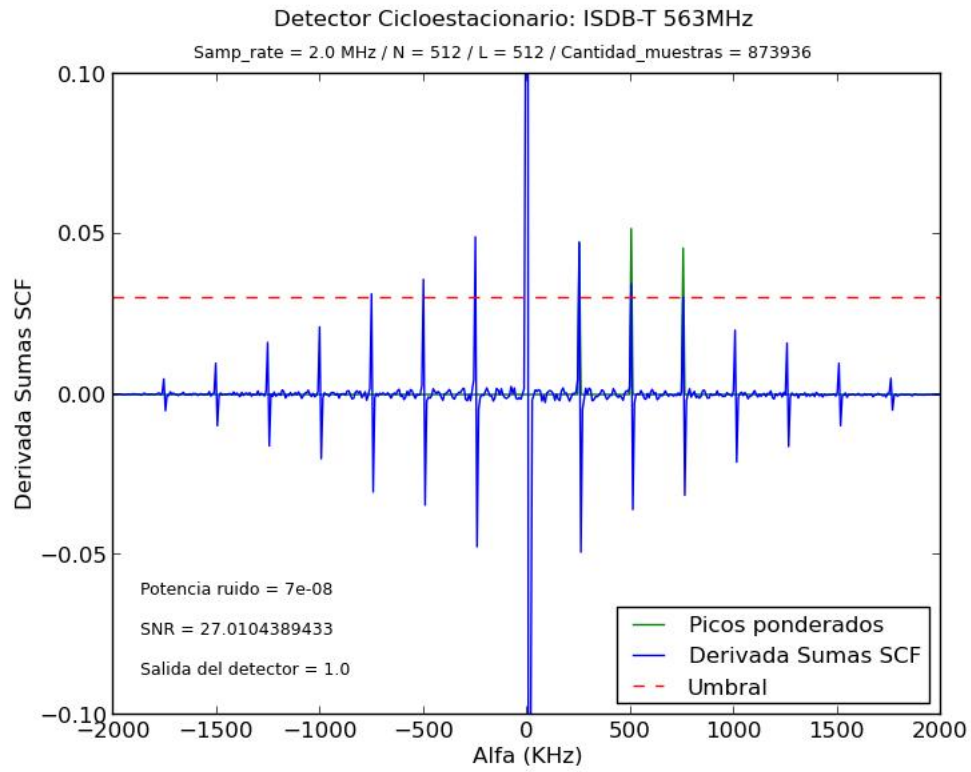


Figura B.3: MonteCarlo TV($f_s = 2MHz$). Picos del espectro cíclico.

Apéndice B. Método Cicloestacionario

Considerando una vista vertical de la matriz SCF, se pueden observar los picos del espectro cíclico representados por líneas verticales según el eje de frecuencias cíclicas (α).

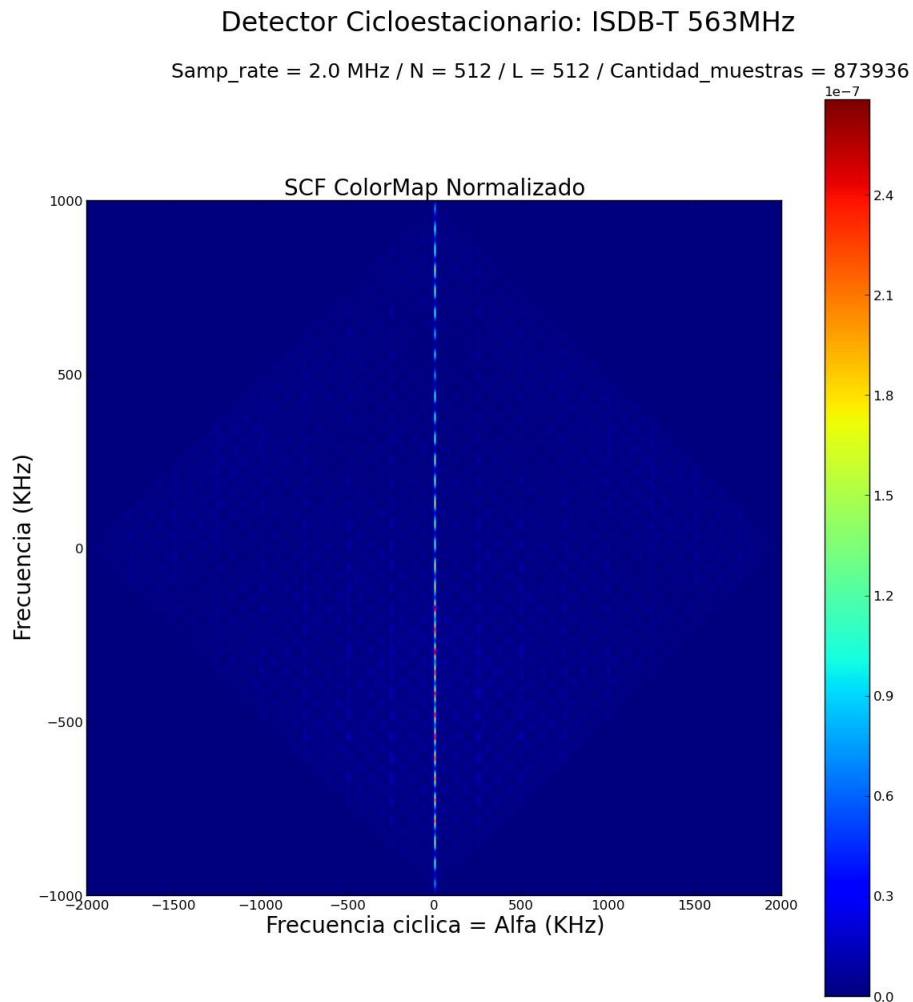


Figura B.4: MonteCarlo TV ($f_s = 2MHz$). ColorMap

B.2. Implementación práctica

Caso de prueba: Canal vacío - $f_s = 2MHz$

Las figuras B.5 y B.6 muestran la integral del espectro cíclico según las frecuencias cíclicas (α) y las derivadas de las muestras que forman el espectro cíclico respectivamente. Observar que en la figura B.6 no hay picos que superen el umbral (representado por la línea punteada roja), por lo tanto se puede decir que el ruido no está correlacionado.

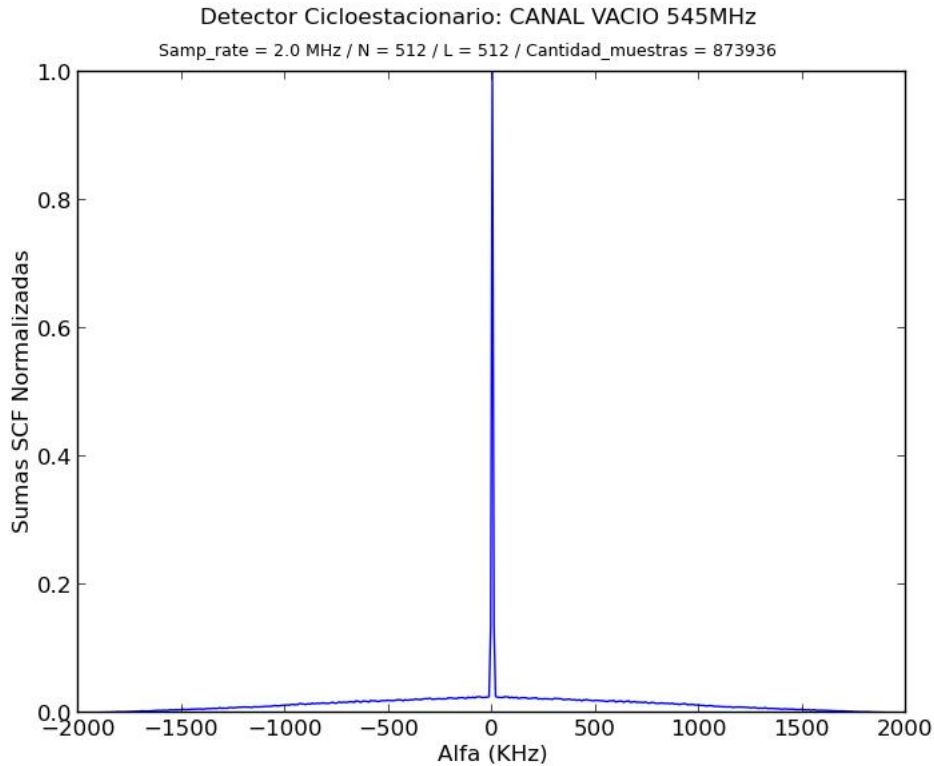


Figura B.5: Canal vacío ($f_s = 2MHz$). Integral del espectro cíclico según α .

Apéndice B. Método Cicloestacionario

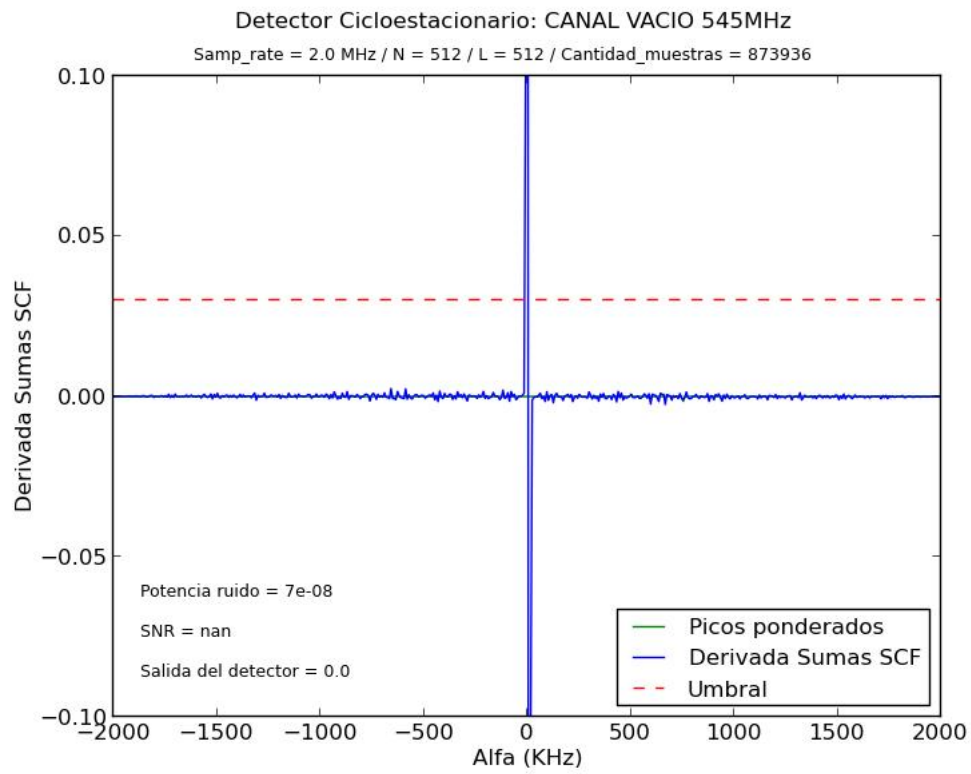


Figura B.6: Canal vacío ($f_s = 2MHz$). Picos del espectro cíclico.

B.2. Implementación práctica

La figura B.7 muestra el mapa de colores de la función SCF, donde se observa que el único pico de la matriz se da a la frecuencia cíclica $\alpha = 0$.

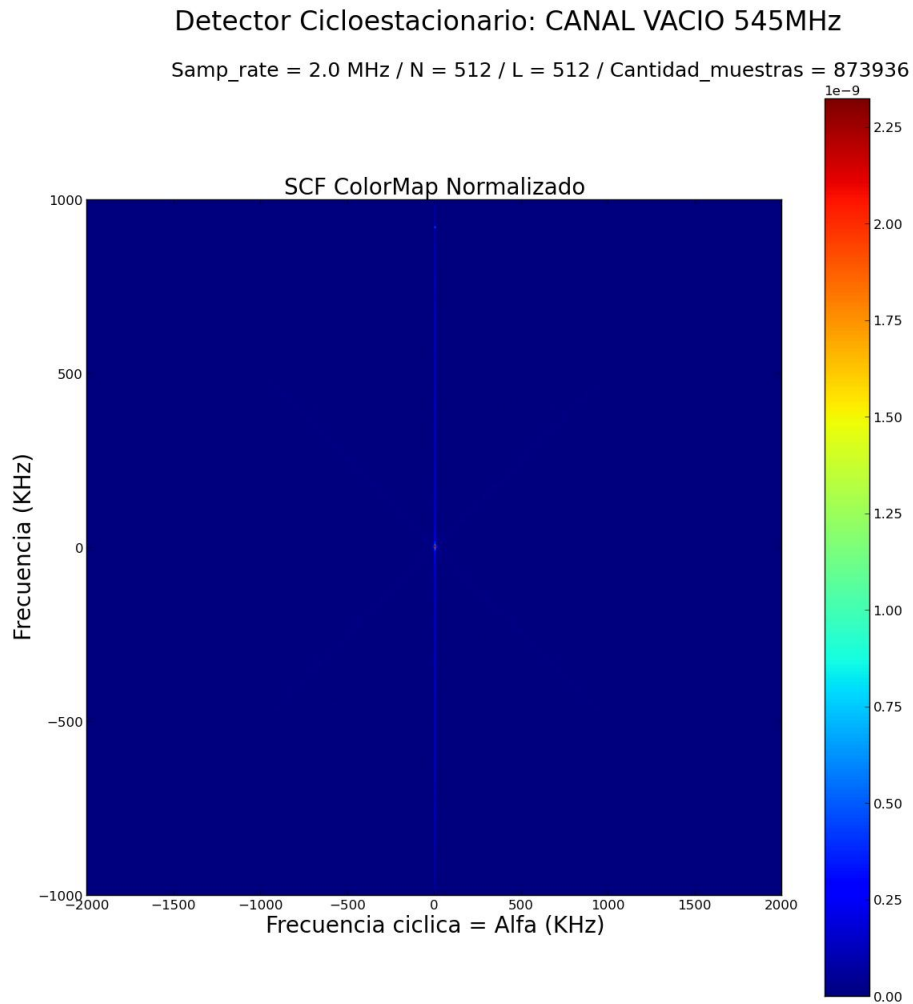


Figura B.7: Canal vacío ($f_s = 2MHz$). ColorMap

Apéndice B. Método Cicloestacionario

Caso de prueba: 3G - $f_s = 2MHz$

La figura B.8 muestra la integral del espectro cíclico según las frecuencias cíclicas.

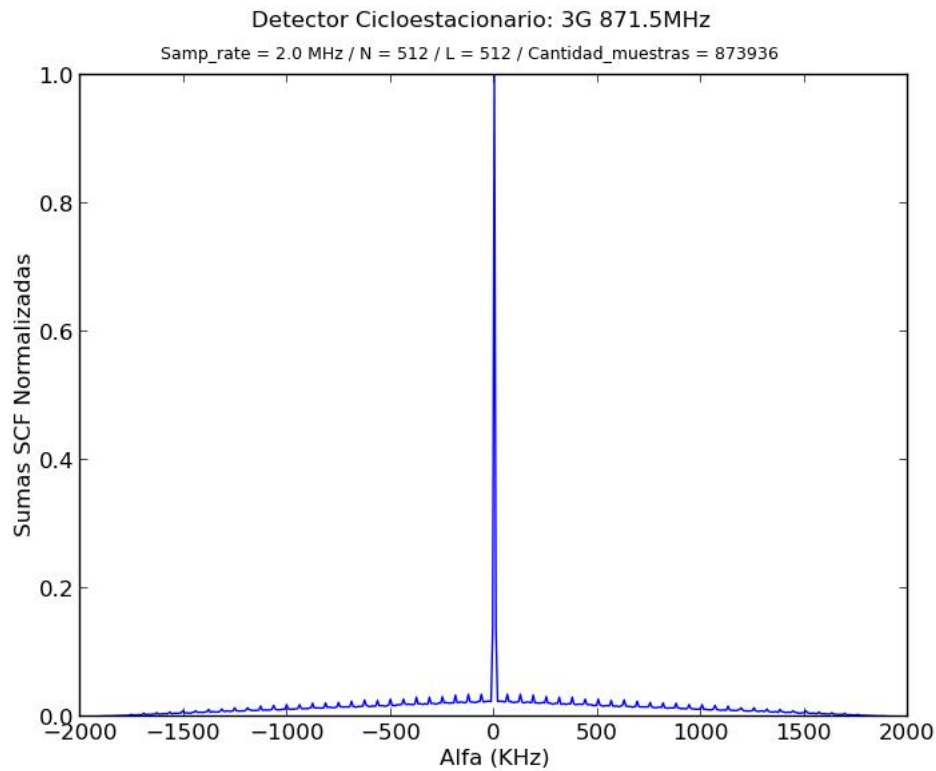


Figura B.8: 3G ($f_s = 2MHz$). Integral del espectro cíclico según α .

En la figura B.9 se observa que el espectro cíclico de una señal celular 3G (UMTS) posee picos, sin embargo, estos no superan el umbral fijado para el caso de señal ISDB-T y adicionalmente el espaciamiento en frecuencia de los picos no coincide con el calculado (250KHz).

B.2. Implementación práctica

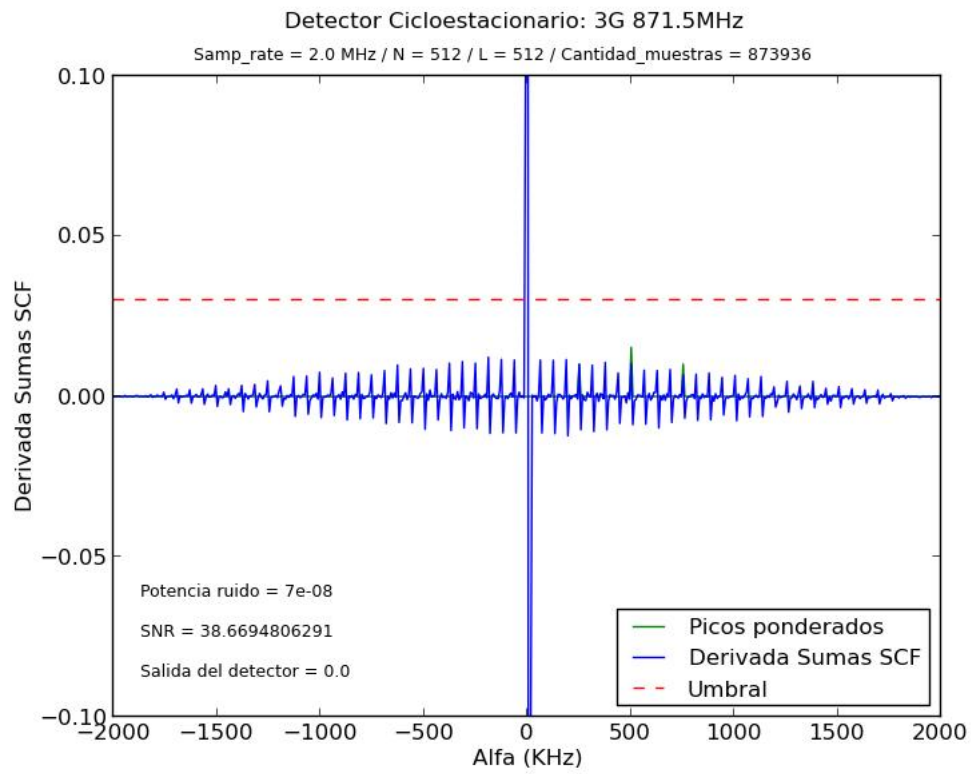


Figura B.9: 3G ($f_s = 2MHz$). Picos del espectro cíclico.

Apéndice B. Método Cicloestacionario

La figura B.10 muestra el mapa de colores de la función SCF, donde se observa que, además del pico central ($\alpha = 0$), existen otros picos de menor amplitud equiespaciados, lo cual coincide con lo visto en la figura B.9.

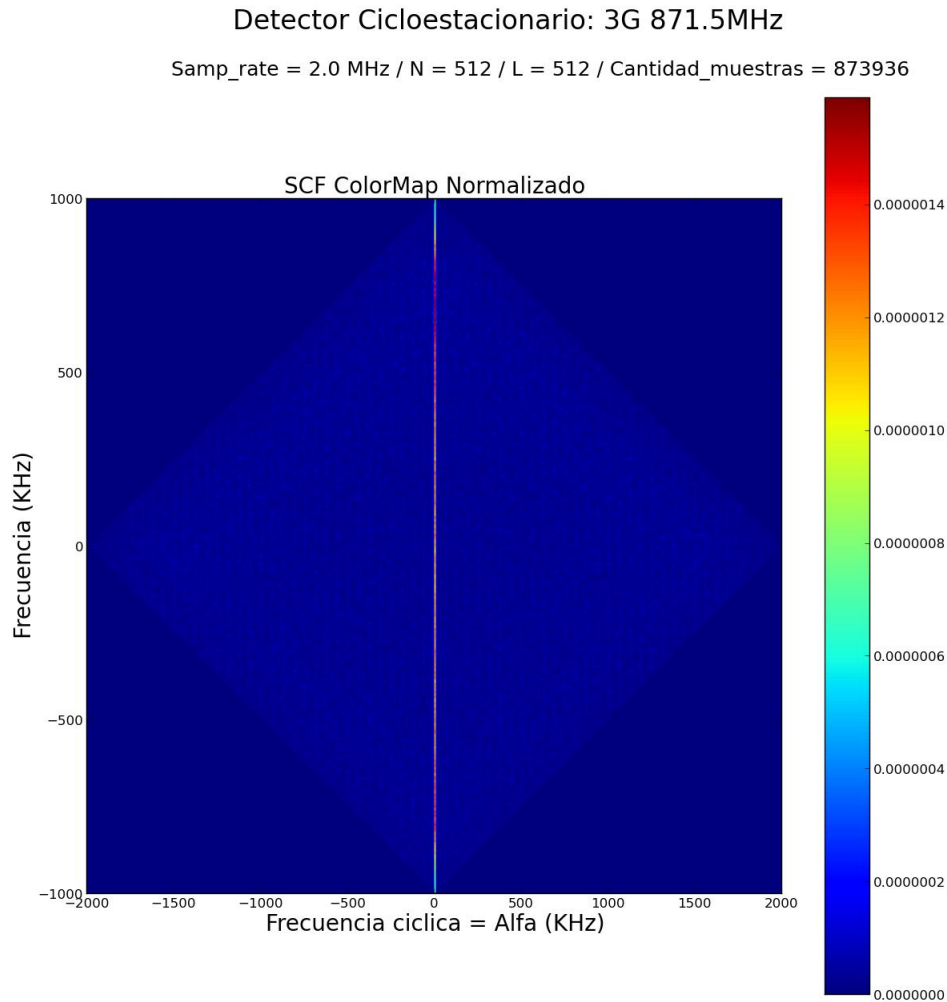


Figura B.10: 3G ($f_s = 2MHz$). ColorMap.

B.2. Implementación práctica

Caso de prueba: FM - $f_s = 2MHz$

La figura B.11 muestra la integral del espectro cíclico según las frecuencias cíclicas.

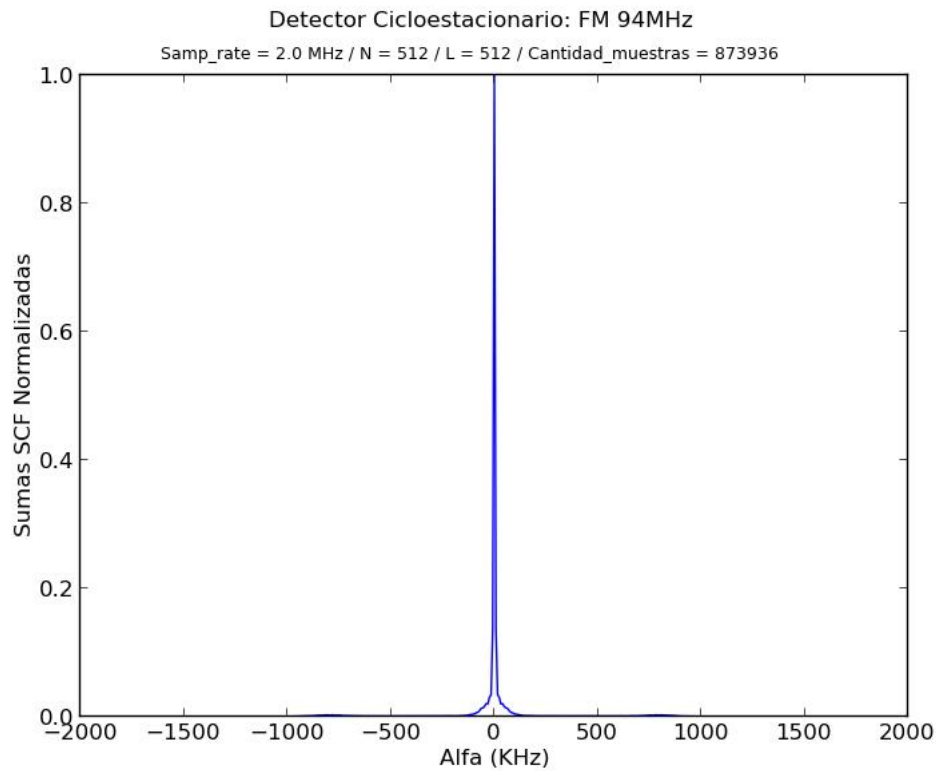


Figura B.11: FM ($f_s = 2MHz$). Integral del espectro cíclico según α

En la figura B.12 se observa que el espectro cíclico de una señal de FM no posee picos, por lo tanto no está correlacionado.

Apéndice B. Método Cicloestacionario

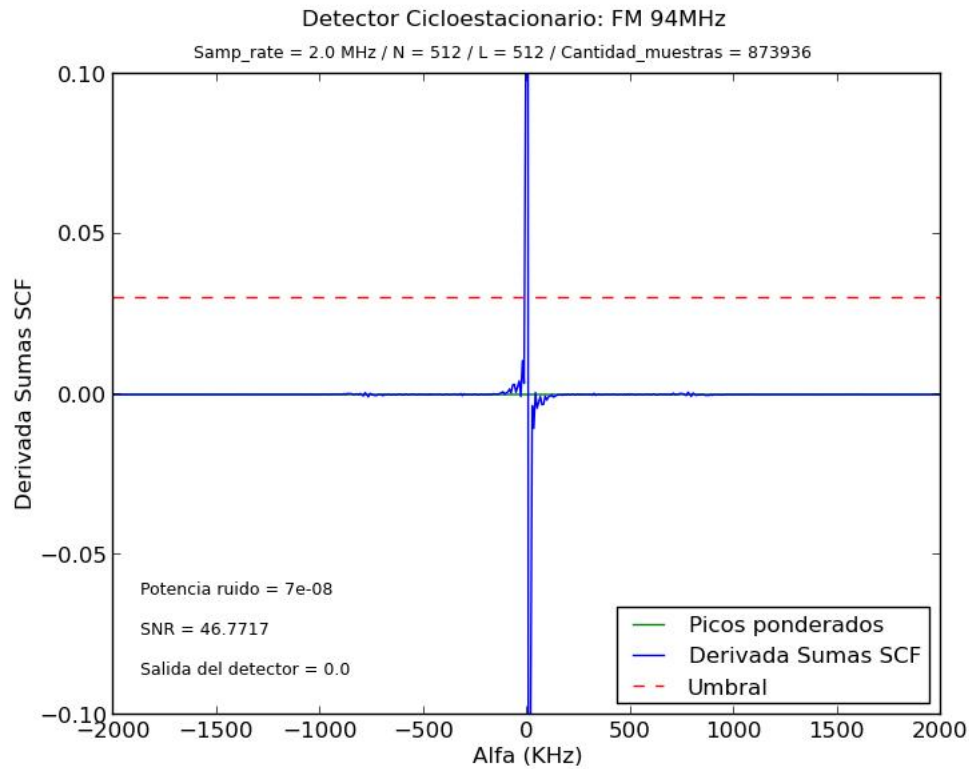


Figura B.12: FM ($f_s = 2MHz$). Picos del espectro cíclico.

La figura B.13 muestra el mapa de colores de la función SCF, donde se observa que el único pico de la matriz se da a la frecuencia cíclica $\alpha = 0$.

B.2. Implementación práctica

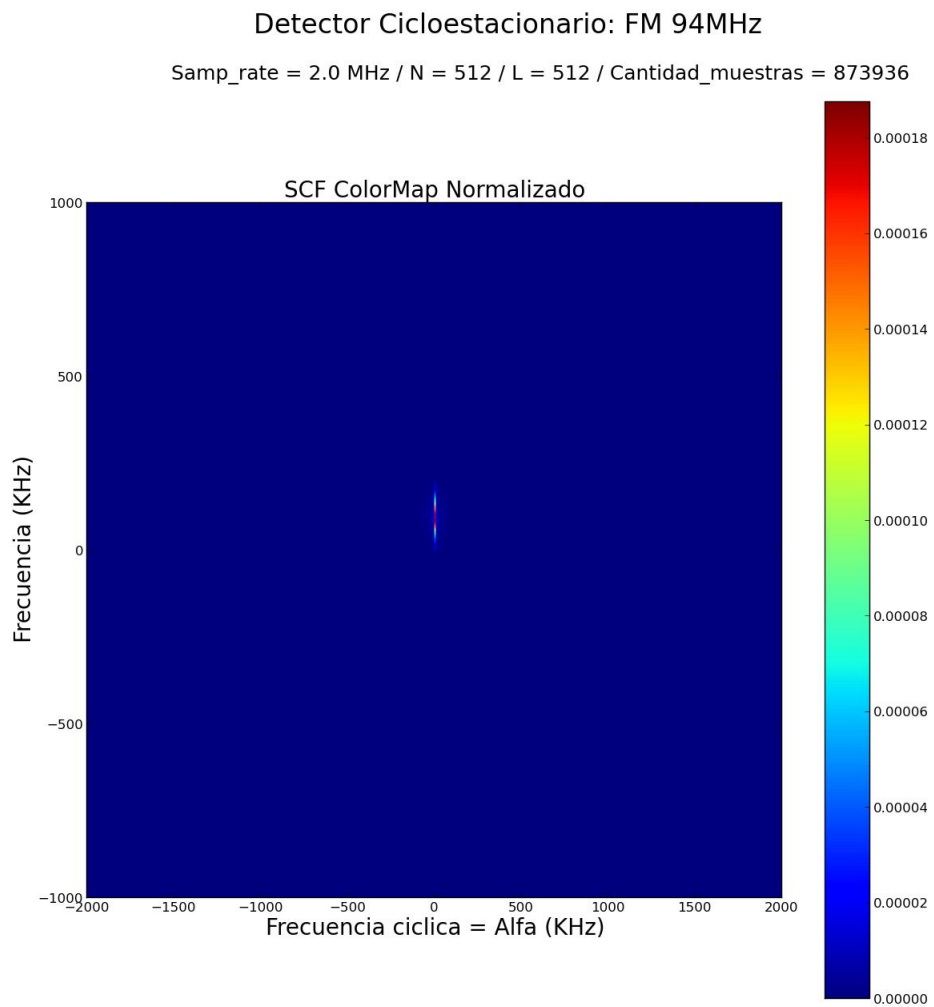


Figura B.13: FM ($f_s = 2MHz$). ColorMap

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice C

Contenido del CD.

Se detalla a continuación los archivos contenidos en el cd desarrollados a partir del trabajo realizado.

- Documentación del Proyecto COGNINET - Radios Cognitivos y Sensado del Espectro Radioeléctrico en versión pdf.
- Artículo científico en formato IEEE en versión pdf.
- Póster del Proyecto con información relevante para exposición, tamaño A0, formato pdf.
- Información general de GNURADIO.
- Programas desarrollados para la implementación de los métodos de detección.

Programas desarrollados

Se incluye la carpeta “Codigos.Proyecto.fin.de.carrera.COGNINET” con la siguiente información:

- Los archivos “uhd_fft.grc” y “uhd_fft.py”, programa utilizado para observar el espectro radioeléctrico y grabar la señal en determinada banda.
- La carpeta “gr-calculoPotencia” es un bloque adicional implementado en C++ utilizado para calcular la potencia de una señal, se utiliza para el cálculo de la SNR.
- En la carpeta “Detector_Energia” se encuentra la información correspondiente al Detector de Energía. El bloque Detector de Energía implementado en C++ se encuentra en la carpeta “gr-energia”, el sistema implementado para su testeado es “flowgraph_energia_detector_USRP.py”. Se agrega el programa adicional “flowgraph_energia_calculo_piso_ruido_USRP.py” para el cálculo de la potencia del piso de ruido .

Apéndice C. Contenido del CD.

- En “Detector_Ciclo” se presenta el bloque Detector Cicloestacionario, desarrollado en el archivo “detector_cicloestacionario.py” y su programa de prueba “flowgraph_cicloestacionario_detector_USRP.py”. Al ejecutarse el método, se generan en la carpeta los archivos “graphSCF_derivada.jpg”, “graphSCF_suma_alfa.jpg” y “SCF ColorMap.jpg”, que muestran las principales propiedades de ciclostationareidad.
- Por último, en “Filtro_Apareado” se tienen los archivos “conv_c.py”, “maximo_cf.py” y “acumulador_ff.py”, que con la implementación del filtro. El programa para la prueba es “flowgraph_filtro_apareado_detector_USRP.py”. Además se incluye el programa “grabacion_referencia_uhd_fft.py” para grabar la señal de referencia a utilizar en el filtro.

Se observa que los bloques de cálculo de potencia y Detector de Energía están implementados en C++, mientras que los otros dos métodos, los programas adicionales y todos los diagramas de pruebas se implementan en Python.

Referencias

- [1] Danijela Cabric, Shridhar Mubaraq Mishra, and Robert W. Brodersen. Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios. *Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 2004.
- [2] Tevfik Yucek and Huseyin Arslan. A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2009.
- [3] Danijela Cabric, Artem Tkachenko, and Robert W. Brodersen. Experimental study of spectrum sensing based on energy detection and network cooperation. *Association for Computing Machinery*, 2006.
- [4] Allen B. MacKenzie, Jeffrey H. Reed, Peter Athanas, Charles W. Bostian, R. Michael Buehrer, Luiz A. DaSilva, Steven W. Ellingson, Y. Thomas Hou, Michael Hsiao, Cameron Patterson, Sanjay Raman, and Claudio da Silva. Cognitive Radio and Networking Research at Virginia Tech. *Proceedings of the IEEE*, Apr 2009.
- [5] Joseph Mitola and Gerald Maguire. Cognitive radio: Making software radios more personal. *IEEE Personal Communications*, 1999.
- [6] Danijela Cabric and Robert W. Brodersen. Physical layer design issues unique to cognitive radio systems. *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. IEEE 16th International Symposium*, 2005.
- [7] Shen Da, Gan Xiaoying, Chen Hsiao-Hwa, and Qian Liang. Fast Cycle Frequency Domain Feature Detection for Cognitive Radio Systems. *arXiv*, 2009.
- [8] Janne J. Lehtomäki and Johanna Vartiainen. Spectrum sensing with forward methods. *IEEE Press*, 2006.
- [9] Alexander M. Wyglinski, Maziar Nekovee, and Thomas Hou. *Cognitive Radio Communications and Networks Principles and Practice*. Academic Press, 2009.

Referencias

- [10] IEEE 802.22 Working Group on Wireless Regional Area Networks Webpage - <http://www.ieee802.org/22/>.
- [11] MAN/LAN Committee and IEEE Standards. *Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Policies and Procedures for Operation in the TV Bands IEEE Computer Society*. IEEE, 2011.
- [12] Stephen J. Shellhammer. Spectrum Sensing in IEEE 802.22. *IEEE*, pages 1–6, 2010.
- [13] Ali Gorcin, Khalid A. Qaraqe, Hasari Celebi, and Huseyin Arslan. An adaptive threshold method for spectrum sensing in multi-channel cognitive radio networks. *17th International Conference on Telecommunications*, pages 425–429, 2010.
- [14] Rahul Tandra and Anant Sahai. SNR Walls for Signal Detection. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2008.
- [15] Yonghong Zeng, Ying-Chang Liang, and The-Hanh Pham. Spectrum Sensing for OFDM Signals Using Pilot. *IEEE*, 2013.
- [16] Caroline Tom. Cyclostationary Spectral Analysis of typical SATCOM Signals using the FFT Accumulation Method. *Defence Research Establishment Ottawa*, 1995.
- [17] William A. Gardner. The Spectral Correlation Theory of Cyclostationary Time-series. *Signal Process*, 1986.
- [18] Johannes Schmitz, Milan Zivkovic, and Rudolf Mathar. Extended Cyclostationary Signatures for OFDM-Based Cognitive Radio. *7th Karlsruhe Workshop on Software Radios*, pages 124–130, Mar 2012.
- [19] Inderdeep Kaur Aulakh. Spectrum Sensing for Wireless Communication Networks. *IEEE*, pages 179–183, 2009.
- [20] M. H. Mohamad, Haw Cui Wen, and Mohammed Ismail. Matched filter detection technique for GSM band. *International Symposium on Telecommunication Technologies*, pages 271–274, Nov 2012.
- [21] Shipra Kapoor, Svrk Rao, and Ghanshyam Singh. Opportunistic Spectrum Sensing by Employing Matched Filter in Cognitive Radio Network. *2011 International Conference on Communication Systems and Network Technologies*, pages 580–583, Jun 2011.
- [22] Andrew J. Wilkinson. EEE3086F Signals and Systems II. 2013.

Referencias

- [23] Chunyi Song and Hiroshi Harada. A spectrum sensing prototype for Japanese digital television signals. *2012 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pages 1271–1276, Dec 2012.
- [24] ARIB STANDARD. Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting. *ARIB STD-B31*, 2005.
- [25] Benigno Rodríguez Díaz. *Differential STBC for OFDM based Wireless Systems*. Cuvillier Verlag, 2007.
- [26] Projects: GNU Radio - <http://gnuradio.org>.
- [27] Ettus Research - <https://www.ettus.com/product/details/UB100D-BDL>.
- [28] Ettus Research - <https://www.ettus.com/product/details/LP0410>.
- [29] Hardware: USRP Board - <http://radioware.nd.edu>.