

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE SAN  
CRISTOBAL DE HUAMANGA**

**FACULTAD DE INGENIERÍA DE MINAS,  
GEOLOGÍA Y CIVIL**

**ESCUELA DE FORMACIÓN PROFESIONAL DE INGENIERÍA  
INFORMÁTICA**



**Optimización de la sincronización de tramas mediante  
un nuevo método de detección de inicio de trama sin piloto  
sobre DVB-S2 (Digital Video Broadcasting by Satellite 2)**

**Tesis presentado por el** : Bach. Joel Linder Vilca Pizarro  
**Para optar el título profesional de** : Ingeniero Informático  
**Tipo de Investigación** : Experimental  
**Área de Investigación** : Redes de Telecomunicaciones  
**Asesor** : Ing. Juan Carlos Carreño Gamarra

Ayacucho - Perú

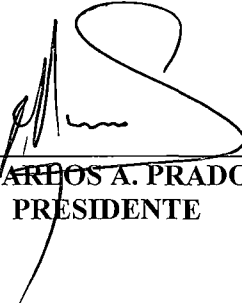
2014

Inf 37  
Vil

“OPTIMIZACIÓN DE LA SINCRONIZACIÓN DE TRAMAS MEDIANTE UN NUEVO MÉTODO DE DETECCIÓN DE INICIO DE TRAMA SIN PILOTO SOBRE DVB-S2 (DIGITAL VIDEO BROADCASTING BY SATELLITE 2)”.

RECOMENDADO : 18 DE NOVIEMBRE DEL 2014

APROBADO : 03 DE DICIEMBRE DEL 2014

  
MSc. Ing. CARLOS A. PRADO PRADO  
PRESIDENTE

  
Ing. ELINAR CARRILLO RIVEROS  
MIEMBRO


  
Ing. JUAN C. CARREÑO GAMARRA  
MIEMBRO

  
Ing. FLORO N. YANGALI GUERRA  
SECRETARIO DOCENTE

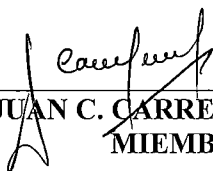
Según el acuerdo constatado en el Acta, levantada el 03 de diciembre del 2014, en la Sustentación de Tesis presentado por el Bachiller en Ingeniería Informática Sr. Joel Linder VILCA PIZARRO, con la Tesis Titulado "OPTIMIZACIÓN DE LA SINCRONIZACIÓN DE TRAMAS MEDIANTE UN NUEVO MÉTODO DE DETECCIÓN DE INICIO DE TRAMA SIN PILOTO SOBRE DVB-S2 (DIGITAL VIDEO BROADCASTING BY SATELLITE 2)", fue calificado con la nota de DIECISÉIS (16) por lo que se da la respectiva APROBACIÓN.


RECOMENDADO : 18 DE NOVIEMBRE DEL 2014

APROBADO : 03 DE DICIEMBRE DEL 2014

  
\_\_\_\_\_  
MSc. Ing. CARLOS A. PRADO PRADO  
PRESIDENTE

  
\_\_\_\_\_  
Ing. ELINAR CARRILLO RIVEROS  
MIEMBRO

  
\_\_\_\_\_  
Ing. JUAN C. CARREÑO GAMARRA  
MIEMBRO

  
\_\_\_\_\_  
Ing. FLORON YANGALI GUERRA  
SECRETARIO DOCENTE

## **DEDICATORIA**

A Dios por ser luz y guía en el  
camino escabroso de la vida.

A mis padres y hermanos por  
su aliento y apoyo permanente.

## **AGRADECIMIENTO**

A la Facultad de Ingeniería de Minas, Geología y Civil de la Universidad Nacional de San Cristóbal de Huamanga, y en especial a su Escuela de Formación Profesional de Ingeniería de Sistemas.

Al Ing. Juan Carlos Carreño Gamarra, asesor de la presente tesis.

Al laboratorio Lab-Sticc de la Université de Bretagne-Sud de Francia

A los doctores Emmanuel Boutillon y Christian Roland.

# ÍNDICE

<b>RESUMEN .....</b>	<b>1</b>
<b>INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>2</b>
<b>CAPÍTULO I.....</b>	<b>5</b>
<b>Planteamiento de la Investigación.....</b>	<b>5</b>
1.1. Diagnóstico y Enunciado del Problema .....	5
1.2. Definición del Problema .....	6
1.3. Objetivos de la Investigación .....	7
1.4. Hipótesis de la Investigación.....	7
1.5. Justificación y Delimitación de la Investigación .....	8
1.5.1. Importancia y Justificación.....	8
1.5.2. Delimitación.....	9
<b>CAPÍTULO II .....</b>	<b>10</b>
<b>Revisión de Literatura .....</b>	<b>10</b>
2.1. Antecedentes de la Investigación .....	10
2.2. Marco Teórico.....	12
2.2.1. Conceptos Generales .....	12
2.2.1.1. Comunicaciones Inalámbricas y Servicios de Banda Ancha.....	12
2.2.1.2. El Canal de Comunicación Inalámbrica.....	14
2.2.1.3. El Canal AWGN.....	17
2.2.1.4. Señal de Sincronización en el Canal Inalámbrico .....	17
2.2.2. Sistema DVB-S2 .....	20
2.2.2.1. Definición del Sistema DVB-S2 .....	20
2.2.2.2. Configuraciones del Sistema DVB-S2.....	21
2.2.2.3. Arquitectura del Sistema DVB-S2 .....	22
2.2.3. Subsistema DVB-S2 .....	22
2.2.3.1. Entramado de Capa Física (PL) .....	22
2.2.3.2. Inserción de la Trama Dummy PLframe .....	24
2.2.3.3. Señalización de Capa Física (PL) .....	25
2.2.3.3.1. Campo SOF.....	26

2.2.3.3.2. Campo MODCOD.....	26
2.2.3.3.3. Campo TYPE .....	27
2.2.3.3.4. Código PLS.....	27
2.2.3.4. Inserción de Pilotos .....	29
2.2.3.5. Mezclado (Scrambling) de Capa Física (PL) .....	29
2.2.4. Problemas de Sincronización en DVB-S2.....	30
<b>CAPITULO III.....</b>	<b>32</b>
<b>Metodología de la Investigación .....</b>	<b>32</b>
3.1. Método.....	32
3.2. Tipo de Investigación.....	32
3.3. Nivel de Investigación .....	33
3.4. Diseño.....	33
3.5. Población y Muestra.....	33
3.5.1. Población .....	33
3.5.2. Muestra .....	33
3.6. Variables e Indicadores .....	34
3.6.1. Variable Independiente.....	34
3.6.2. Indicadores de la Variable Independiente .....	34
3.6.3. Variable Dependiente .....	34
3.6.4. Indicadores de la Variable Dependiente .....	35
3.7. Técnicas, Medios e Instrumentos .....	35
3.7.1. Técnicas .....	35
3.7.2. Medios .....	37
3.7.3. Instrumentos.....	37
<b>CAPÍTULO IV .....</b>	<b>39</b>
<b>Análisis y Resultados .....</b>	<b>39</b>
4.1. Análisis y Desarrollo de Algoritmos .....	39
4.1.1. Propiedad del Código Hadamard .....	40
4.1.2. Estructura del Detector SOF .....	41
4.1.3. Estructura del Detector PLS .....	43
4.1.4. Estructura del Detector PLS/SOF .....	45
4.1.5. Método Propuesto (El método de Sumatoria Simplificada) .....	47

4.2. Evaluación Parcial del Desempeño del Método Propuesto (Algoritmos)	48
4.3. Análisis de la Precisión Finita para el Método Propuesto	53
4.3.1. Cuantificación de $\theta(k)$	53
4.3.2. Cuantificación de $e^{j\theta(k)}$	54
4.3.3. Cuantificación del Módulo $ x $	55
4.3.4. Evaluación de la Precisión Finita	57
4.4. Arquitectura	58
4.4.1. Arquitectura a Nivel de bit para $\theta(k)$	59
4.4.2. Calculo a Nivel de bit para $e^{j\theta(k)}$	61
4.4.3. Arquitectura a Nivel de bit para el Módulo $ x $	62
4.5. Evaluación General del Método Propuesto	64
<b>CAPÍTULO V</b>	<b>67</b>
<b>Conclusiones y Recomendaciones</b>	<b>67</b>
5.1. Conclusiones	67
5.2. Recomendaciones	68
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>69</b>
<b>ANEXO A</b>	<b>73</b>
<b>ANEXO B</b>	<b>76</b>



## RESUMEN

Para el desarrollo de la presente investigación, se tomó como referencia el artículo indexado “Efficient multiplierless architecture for frame synchronization in DVB-S2 standard” de Boutillon et al. (2011); el mismo que refiere a la optimización de la sincronización de trama combinando la información de cabecera de inicio de trama SOF (Start of Frame) más la información del código PLS (Physical Layer Signaling) con dos umbrales de estimación sin piloto ( $SOF_{T1}+PLS_{T2}$ ), que nos permitió analizar y desarrollar un algoritmo mediante un nuevo método de detección de inicio de trama denominado “MÉTODO DE SUMATORIA SIMPLIFICADA”, método que también combina la información del SOF y PLS sin piloto, pero con un sólo umbral de estimación ( $(SOF+PLS)_T$ ), logrando de esta manera evaluar y demostrar el buen desempeño del algoritmo de alrededor del 10 %, en comparación con el método  $SOF_{T1}+PLS_{T2}$ , más su respectiva arquitectura cuantificada de baja complejidad (precisión finita). Por último, se logró optimizar el proceso de sincronización de trama en el estándar DVB-S2, en base a las evaluaciones de la tasa de error de trama (FER).

## INTRODUCCIÓN

Un aspecto crítico en la transmisión de señal sobre el estándar DVB-S2 es la energía, en la cual establece una sensibilidad para el receptor de hasta -2.35 dB; por tal razón la sincronización y todos los procesos en la demodulación se ven afectados.

Por otro lado, la detección de inicio de trama con el uso de la información de la cabecera PL con baja complejidad de implementación, es un aspecto importante para el proceso de sincronización óptima y en consecuencia para la estimación del desplazamiento de la frecuencia de la portadora; es por ello que en la presente investigación se utilizó la composición del código PLS para realizar la sincronización, usando tanto la información SOF y PLS en base al trabajo realizado por Boutillon et al. (2011). Al respecto el mismo Boutillon y colaboradores precisan que en el ámbito comercial referente al bajo costo de implementación del receptor DVB-S2, la incertidumbre sobre el desplazamiento de frecuencia de la portadora puede ser bastante influyente, lo que lleva a un valor de  $\omega$  entre  $-\pi/2.5$  y  $+\pi/2.5$ ; es decir, durante la recepción de los 90 símbolos

de la cabecera PL, se puede observar hasta un máximo de  $\pm 18$  rotaciones de la señal de entrada<sup>1</sup>; además, el sistema debe ser capaz de obtener la sincronización a muy baja SNR; es decir  $E_s / N_0 = \text{SNR} = -2,35 \text{ dB}$ .

Por su parte, Sun et al. (2004), Choi and Lee (2002) y Kim et al. (2007 y 2009) solamente usan la información del SOF para detectar el inicio de una nueva trama en el estado del arte; es decir usan la combinación de detección diferencial de símbolos con el fin de mitigar el efecto de la frecuencia de desplazamiento. Según los mismos autores, una vez que se realiza la sincronización de trama, la estimación del desplazamiento de frecuencia se realiza antes de la decodificación coherente del código PLS; aspecto que según nuestro análisis y en contraste con el trabajo realizado por Boutillon et al. (2011), se estimó que el método propuesto por ellos es poco eficiente para una óptima sincronización de trama.

Además, Boutillon et al. (2011) precisa que con el fin de reducir la complejidad del proceso de sincronización, y por tanto su disipación de energía, la magnitud de los símbolos de entrada  $r(k)$  se establece primero a 1; es decir  $r(k)$  se sustituye por  $r(k)/|r(k)|$ , gracias al componente CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer); aspecto importante que se tomó como referencia en la presente investigación, es decir usamos el componente CORDIC para cuantificar los símbolos de entrada en modo de rotación.

Por lo tanto, en base al análisis de los artículos científicos publicados por los autores antes mencionados, se desarrolló el método "SUMATORIA

---

<sup>1</sup>Desplazamiento de frecuencia normalizada de 20 % vs velocidad de símbolo

SIMPLIFICADA”, con el cual se detectó el inicio de trama, usando la información del SOF y PLS que optimiza el proceso de sincronización de trama con baja complejidad en su implementación.

# **CAPÍTULO I**

## **PLANTEAMIENTO DE LA INVESTIGACIÓN**

### **1.1. DIAGNÓSTICO Y ENUNCIADO DEL PROBLEMA**

Según Guerra (2007), la transmisión digital a través de satélite ha evolucionado notablemente, debido a la aparición de nuevos esquemas de modulación, codificación y de protección de errores más eficaces. El estándar DVB-S2 recoge e implementa las técnicas más avanzadas de transmisión por satélite, mejorando la generación anterior (DVB-S). Esta tecnología en combinación con los nuevos esquemas de compresión avanzados, permite una mayor eficiencia y mejores prestaciones en los servicios brindados, con respecto a DVB-S; y puesto que la tendencia a nivel mundial es tener un modelo estándar para la televisión digital en la recepción de la información con excelentes características como lo plantea DVB-S2, la presente investigación se centró puntualmente en optimizar la sincronización de trama, mejorando el desempeño de los algoritmos de baja

complejidad en relación a su arquitectura para la detección inicio de trama sin piloto, con un nuevo método, combinando la información PLS (Physical Layer Signaling) y SOF (Start of Frame) en el demodulador DVB-S2.

Por lo demás, la investigación abarcó sólo el problema de la determinación de inicio de trama, teniendo en consideración que la cabecera PL (Physical Layer) se transmite utilizando la modulación  $\pi/2$ -BPSK y se compone de una parte fija (26 bits de Inicio de trama (SOF)) y una parte variable (64 bits del código de señalización PL (PLS) que define la estructura de la trama PL). Dado que los 90 bits que corresponden a la cabecera de PL se ven afectados por tres aspectos: el ruido del canal, el desplazamiento de frecuencia de la portadora y el ruido de fase, por lo tanto la sincronización de tramas en un receptor DVB-S2 es una tarea crítica.

## **1.2. DEFINICIÓN DEL PROBLEMA**

### **PROBLEMA PRINCIPAL**

¿Cómo optimizar la sincronización de trama mediante un nuevo método de detección de inicio de trama sin piloto, de tal forma que combine la información de la trama PLS con el SOF en el estándar DVB-S2?

### **PROBLEMAS SECUNDARIOS**

1. ¿Cómo implementar y/o desarrollar nuevos algoritmos con mejor desempeño para la detección de inicio de trama PLS/SOF?

2. ¿De qué manera evaluar el desempeño de los nuevos algoritmos?
3. ¿Cómo evaluar el equilibrio entre el desempeño y complejidad de la arquitectura del detector PLS/SOF en relación con los algoritmos?

### **1.3. OBJETIVOS DE LA INVESTIGACIÓN**

#### **OBJETIVO GENERAL**

Mejorar la detección de inicio de trama, combinando la información del PLS con el SOF sin piloto, con un nuevo método sobre el estándar DVB-S2 con baja complejidad.

#### **OBJETIVOS ESPECÍFICOS**

1. Analizar los procesos de sincronización de trama con relación a los algoritmos para la detección PLS/SOF.
2. Evaluar y mejorar el desempeño de los algoritmos.
3. Cuantificar y determinar la precisión de los algoritmos a nivel de bit asociada a la arquitectura del detector PLS/SOF.

### **1.4. HIPÓTESIS DE LA INVESTIGACIÓN**

La sincronización de trama en el estándar DVB-S2 se optimiza reduciendo la complejidad del proceso de sincronización (algoritmos y arquitectura), mediante

un nuevo método para la detección de inicio de trama, combinado la información del PLS y SOF sin piloto.

## **1.5. JUSTIFICACIÓN Y DELIMITACIÓN DE LA INVESTIGACIÓN**

### **1.5.1. Importancia y justificación**

El estándar DVB-S2 es uno de los estándares internacionales utilizado en muchas regiones de Europa y América Latina. En el Perú su uso se viene acentuando paulatinamente en las comunicaciones comerciales de televisión satelital. El Instituto Nacional de Investigación y Capacitación de Telecomunicaciones de la Universidad Nacional de Ingeniería (INICTEL-UNI), viene desarrollando investigaciones sobre las comunicaciones satelitales a altas velocidades.

En la actualidad existen pocas investigaciones relacionadas a la optimización de la sincronización de trama, de las cuales podemos citar a: Boutillon et al. (2011), Zhixiong y Jinsha (2009), Eun y Jin (2009) y Gabelli et al. (2010), sobre todo existen pocas investigaciones relacionadas a las comunicaciones satelitales a altas velocidades referente al estándar DVB-S2, por lo cual una óptima sincronización de trama mediante reducción de la complejidad en el proceso, contribuye en gran medida a la rapidez en la demodulación sobre dicho estándar.



### **1.5.2. Delimitación**

La investigación se enmarca en las comunicaciones satelitales dentro del estándar DVB-S2. Puntualmente en el bloque de detección de cabecera de trama para la sincronización.

## **CAPÍTULO II**

### **REVISIÓN DE LITERATURA**

#### **2.1. ANTECEDENTES DE LA INVESTIGACIÓN**

Li et al. (2008) presentan un esquema de sincronización de trama para el sistema DVB-S2, basada en un método de detección diferencial y estimación del pico de la señal, sin umbral, para lograr alcanzar la sincronización de trama. Bajo el análisis de la estructura de cabecera de la capa física (PLHEADER), que consiste en el inicio de trama (SOF) y la capa física de código de señalización (PLSC), los mismos que hallaron algunas propiedades útiles que pueden mejorar la sincronización de trama y reducir la complejidad en su implementación; así también encontraron algunas optimizaciones en el algoritmo, especialmente los cambios realizados en el algoritmo de estimación de pico de la señal, que mejora el rendimiento de la sincronización de trama. Los resultados de su experimento muestran una óptima sincronización de trama que se puede lograr para un gran

desplazamiento de frecuencia de portadora (tan amplia como 5 MHz a 25 MSps), bajo un umbral SNR (Signal Noise Ratio) de - 2,3 dB. En comparación con los métodos clásicos de sincronización de trama del estándar DVB-S2, su esquema propuesto por los autores antes mencionados, toma menos tiempo para adquirir la sincronización de trama y parece ser más robusto.

Boutillon et al. (2011) consideran que el primer paso de la demodulación de la señal del sistema DVB-S2, con función de VCM (codificación de variables y modulación) / ACM (Codificación y modulación adaptativa) es la detección del PL (capa física) de cabecera, con el fin de iniciar el proceso de decodificación. Esta tarea es necesaria para la determinación del SOF, con el fin de superar el desplazamiento de la frecuencia de la portadora (todo el modo de transmisión de DVB-S2) y también para definir la estructura de la trama en el modo de VCM / ACM (ETSI EN 302 307, 2013). Por otro lado, el mismo Boutillon et al. (2011) presentan la propiedad del código Hadamard, utilizada para codificar la información del código de PLS y para reforzar la detección de trama antes de conocer el valor real del código PL; desarrollaron también el cálculo computacional en el dominio polar con el fin de evitar la necesidad de un multiplicador, para obtener una implementación de muy bajo costo.

## **2.2. MARCO TEÓRICO**

### **2.2.1. CONCEPTOS GENERALES**

#### **2.2.1.1. Comunicaciones inalámbricas y servicios de banda ancha**

Según Morello y Mignone (2006), Reimers y Morello (2004) y ETSI EN 301 790 (2003), la difusión de vídeo digital de segunda generación a través de satélite (DVB-S2) se ha diseñado para proporcionar servicios de difusión y de banda ancha interactivos en el canal de satélite, mientras que la modulación de división de frecuencia ortogonal (OFDM) se ha convertido en la técnica de elección en muchos sistemas de banda ancha terrestres y por satélite móvil, debido a su eficiencia de ancho de banda y robustez en el canal de banda ancha (Van y Prasad, 1999; Bahai et al., 2004 y Schulze y Luders, 2005).

Una tendencia actual en las comunicaciones digitales modernas es la creciente demanda de aplicaciones de alta velocidad/alta capacidad (es decir, de banda ancha), en el que se soportan velocidades de datos del orden de megabits/s. (Morello y Mignone, 2006 y Teo et al., 2007).

A todo lo anterior se suma otra tendencia de aumento de movilidad del usuario en sistemas de comunicación inalámbricos. Una alta velocidad de datos implica que se requiere más del espectro de radio disponible. En consecuencia se requieren técnicas de transmisión que pueden proporcionar una mayor eficiencia en el ancho de banda, sin que comprometa la eficiencia de la energía. Otra implicación de las transmisiones de banda ancha es que el canal de radio móvil se puede transformar

de banda estrecha en banda ancha (selectivos de frecuencia), en función al perfil del desorden circundante en estos canales (Saunders, 1999; Rappaport, 2002 y Parsons, 2002).

El canal de comunicación vía satélite es más robusto frente a la última tendencia, debido a los altos ángulos de elevación de los satélites geoestacionarios, con respecto a los receptores terrestres (Evans, 1999; Maral y Bousquet, 1998); sin embargo, la necesidad de eficiencia de energía es más crítico en sistemas de satélites, debido a su larga gama de transmisión. La radiodifusión DVB-S2 ha sido diseñada para proporcionar servicios de radiodifusión y banda ancha interactiva en el canal por satélite (Morello y Mignone, 2006; Reimers y Morello, 2004 y ETSI EN 301 790, 2003).

El estándar DVB-S2 hace uso de la modulación avanzada y técnicas de codificación para lograr la eficiencia de transmisión más alta. Incorpora las técnicas de codificación de modulación adaptativa (ACM) y la codificación de modulación variable (VCM), para lograr un alto rendimiento de datos a pesar de las condiciones adversas del canal por satélite. Su combinación con el estándar DVB para los canales de retorno a través de satélite (DVB-RCS) proporciona comunicaciones bidireccionales para terminales fijos, lo que es muy adecuado para los servicios interactivos de banda ancha, a demanda del usuario típico de hoy en día (ETSI EN 301 790, 2003).

Vincent et al. (2005) reporta que el proyecto europeo denominado sistema de enlace de banda ancha móvil mundial (MOWGLY), ha propuesto el estándar

DVB-S2 para el enlace descendente de los servicios de banda ancha de Internet a los usuarios colectivos de plataformas móviles (como aviones, barcos y trenes), con una calidad de servicio (QoS) comparable a la de las redes terrestres tradicionales. Por lo tanto, el DVB-S2 es probable que se convierta en el estándar de satélite más utilizado para la radiodifusión de vídeo digital y de los servicios de internet de banda ancha a terminales fijos y móviles en un futuro próximo.

La figura 2.1 muestra la arquitectura MOWGLY (Mobile Wideband Global Link System) para las comunicaciones de banda ancha.

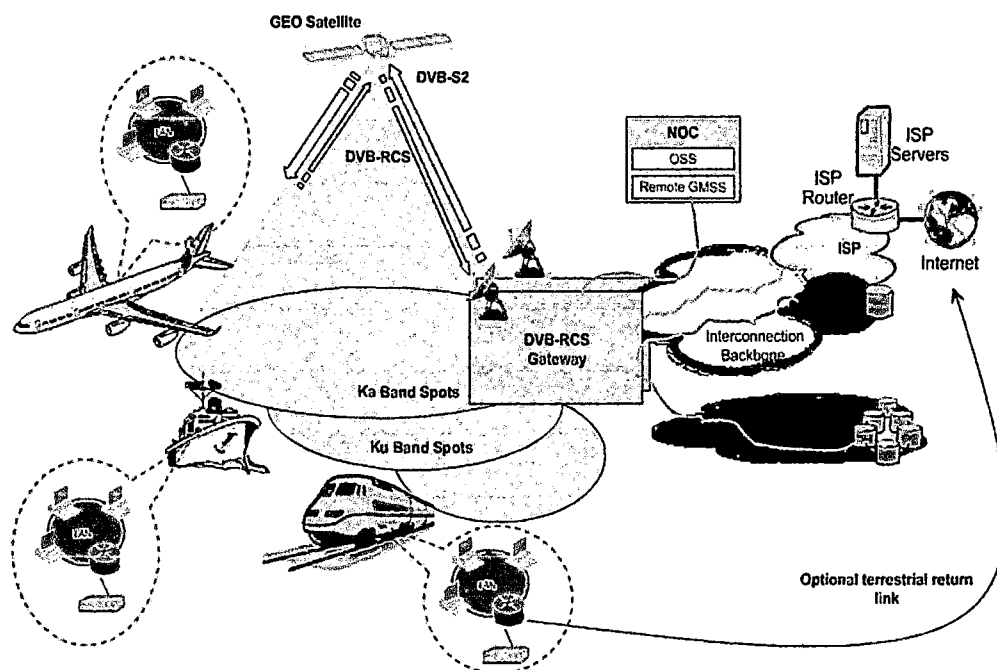


Figura 2.1: MOWGLY arquitectura para banda ancha móvil vía satélite

### 2.2.1.2. El canal de comunicación inalámbrica

La figura 2.2 muestra un sistema de comunicación genérica como lo describe Shannon (1948). Esto consiste en una fuente de información, un transmisor que

inserta la información en un canal de comunicaciones, un canal a través del cual se propaga la señal transmitida, un receptor que se utiliza para recuperar la información transmitida desde el canal y un destino que hace uso de la información. La conexión inalámbrica del canal de comunicación es un canal de propagación de la onda de radio. Este canal inalámbrico se compone de diferentes tipos de fuentes de ruido, que incluyen procesos de desvanecimiento multiplicativos (pérdida de trayectoria, sombra y desvanecimiento rápido) y ruido aditivo (térmica, el ruido de disparo en el receptor, el ruido atmosférico y la interferencia). Además los mecanismos de propagación que contribuyen al ruido multiplicativo incluyen la reflexión, refracción, difracción, dispersión y absorción (Saunders, 1999; Rappaport, 2002 y Parsons, 2002).

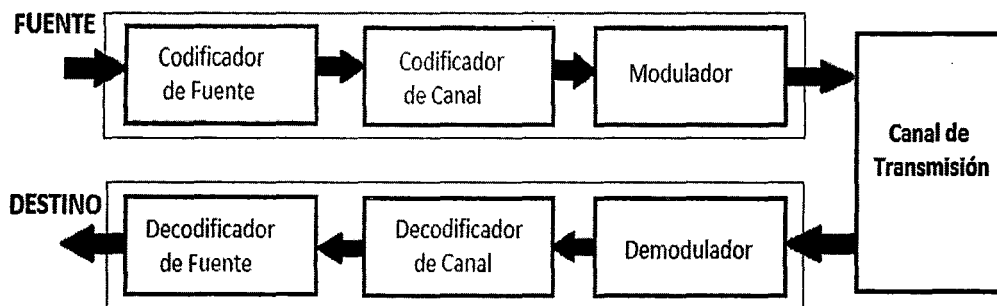


Figura 2.2: Un sistema de comunicación genérica

De la figura 2.2, en el bloque de emisión, la fuente contiene la información a ser enviada, esta información debe pasar por un proceso de digitalización, en el cual se muestrea y cuantifica para ser considerados datos de entrada válidos al codificador de fuente. En el codificador de fuente se comprime la información digitalizada para aminorar el costo de transmisión y se puede adicionalmente encriptarla para agregarle seguridad y privacidad a la comunicación. El

codificador de canal se encarga de hacer más robusto a las señales discretas ante los distintos fenómenos que tendrá en el canal de transmisión y que con este mensaje codificado sea capaz de recuperarse la información fuente. Finalmente, el modulador se encarga de la adecuación física de las señales discretas de acuerdo al tipo de canal de transmisión (Ej. BPSK para comunicaciones digitales o DWDM para comunicaciones de fibra óptica).

En el **bloque de transmisión** se tiene al canal como el enlace entre el transmisor, receptor y el medio por el cual viajarán los mensajes conteniendo la información. Este canal de transmisión puede ser un cable cruzado de cobre, fibra óptica, un canal acústico o el espacio libre sobre el cual es radiada la información por una antena. En el canal de transmisión es donde ocurren distintos tipos de fenómenos propios de la naturaleza del canal que distorsionan los mensajes transmitidos y por ende la información. Se puede destacar como ejemplo el ruido gaussiano en el caso de las comunicaciones satelitales, la interferencia entre símbolos en las comunicaciones por fibra óptica, desfasaje y atenuación y rebotes en las comunicaciones terrestres, etc.

En el **bloque de recepción**, se tratan los mensajes recibidos del canal de transmisión para que gracias al demodulador se traduzca los símbolos recibidos en bits de información, para luego ser decodificados por el decodificador de canal, el decodificador de fuente y así llegar a su destino final.



### **2.2.1.3. El canal AWGN**

El caso más simple del canal de comunicación inalámbrica es el canal de ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN), (Saunders, 1999; Rappaport, 2002; Parsons, 2002; Evans, 1999; Maral y Bousquet, 1998). Este es el tipo de canal que se aplica cuando el transmisor, el receptor y sus objetos circundantes no están en movimiento relativo y hay una propagación de la línea de visión entre el transmisor y el receptor. En este escenario, la señal recibida se da como sigue:

$$r(t) = Ac(t) + n(t)$$

Cuando el movimiento relativo está implicado entre el transmisor, el receptor y/o los objetos circundantes, el canal se conoce como un canal de radio móvil. Además de la pérdida de trayectoria y ruido aditivo en el canal AWGN, la señal recibida desde un móvil en un canal inalámbrico experimenta un rápido desvanecimiento.

### **2.2.1.4. Señal de sincronización en el canal inalámbrico**

En esta sección se revisa la teoría de fondo de la sincronización de la señal en el canal de comunicación inalámbrica, que incluye una revisión básica de las características inalámbricas, la teoría de estimación y técnicas de sincronización de receptores digitales. El tema de la sincronización en un receptor o demodulador digital es muy importante, ya que tiene un gran impacto sobre el costo y rendimiento en el hardware del receptor. Además se considera la estimación de

algunos parámetros de referencia asociados con la señal recibida, con el fin de asegurar la detección fiable de datos (Mengali y D'Andrea, 1997; Meyr et al., 1997 y Proakis, 1983).

En un sistema de banda base donde los pulsos recibidos son filtrados y después muestreados, hay una necesidad de determinar el tiempo de muestreo óptima, que corresponde a los picos de impulsos. Además, los sistemas digitales de banda de paso tienen que realizar la sincronización de frecuencia de la portadora con el fin de determinar y corregir el desplazamiento de frecuencia introducidos en la señal recibida por inestabilidades del oscilador del receptor y/o el efecto Doppler, derivado del canal inalámbrico (Gardner, 1988; Luise y Reggiannini, 1995). Después de la sincronización de frecuencia portadora, la fase de portadora desplazada (derivados del transmisor / receptor), el desajuste de oscilador y/o la respuesta del canal inalámbrico, también necesitan ser corregidos. La sincronización de trama ayuda a determinar los límites entre los bloques de datos, y es de importancia fundamental en las transmisiones digitales que utilizan la codificación de bloques y/o multiplexación.

La figura 2.3 muestra el diagrama de bloques de un receptor digital en el canal inalámbrico, en el que se implementan diversas tareas de sincronización en un receptor DVB-S2.

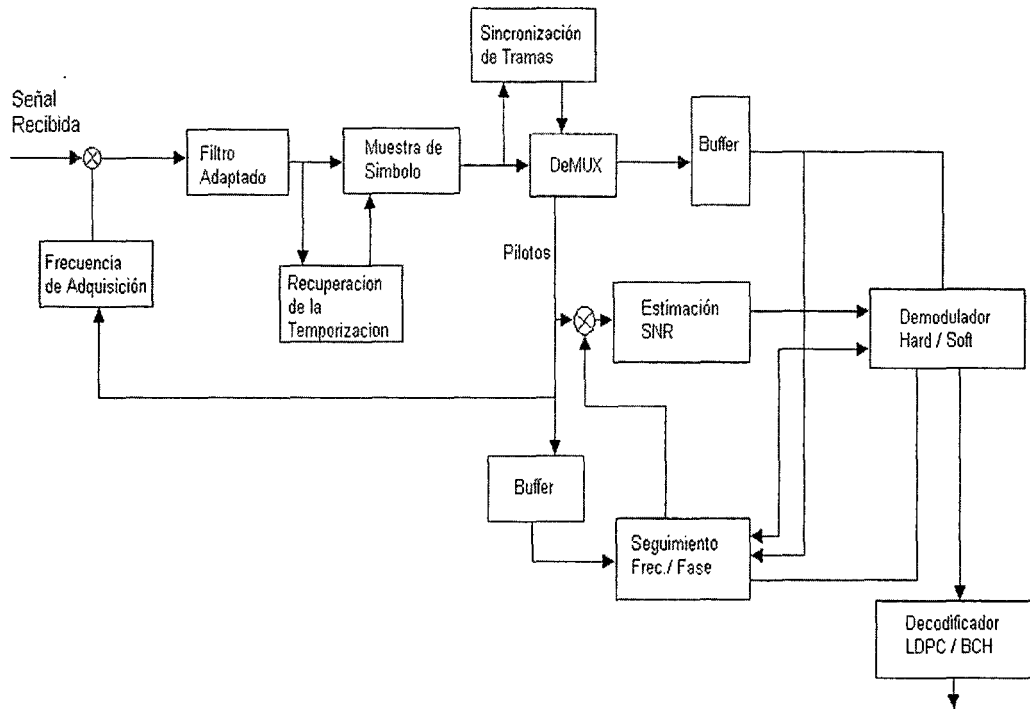


Figura 2.3: Diagrama de bloques de un receptor DVB-S2

Las técnicas utilizadas para la sincronización se basan ya sea en el razonamiento ad-hoc o teoría de la estimación clásica, tales como los principios de máxima verosimilitud (ML). Además, hay datos asistidos (DA), decisión dirigida (DD) y datos no asistidos (NDA) que se acercan a la sincronización, dependiendo de los requisitos de la aplicación. Con el enfoque de DA, los símbolos conocidos (pilotos de formación) se insertan en la secuencia de transmisión, mientras que el enfoque DD utiliza decisiones anteriores sobre los datos demodulados como retroalimentación en el proceso de estimación.

## **2.2.2. SISTEMA DVB-S2**

### **2.2.2.1. Definición del sistema DVB-S2**

El sistema DVB-S2 se define como el bloque funcional de equipo que realiza la adaptación de las señales digitales en banda base, desde la salida de multiplexor (es) de Flujos de Transporte MPEG simples (o múltiples), o desde la salida de una (s) fuente (s) de datos genéricos simples (o múltiples), a las características del canal satelital, (ETSI EN 302 307, 2013).

Dentro del sistema DVB-S2 (ETSI EN 302 307, 2013), los datos pueden ser transportados en formato de Flujos de Transporte, o en formato de Flujos Genéricos. Si la señal recibida está por debajo del umbral de C/N+I (relación Portadora a Ruido más Interferencia), la técnica de Corrección de Errores en Recepción (FEC: Forward Error Correction), adoptada por el Sistema DVB-S2, está diseñada para proveer el objetivo de calidad “Casi libre de errores” (QEF: Quasi Error Free).

La definición de QEF adoptada por DVB-S2 es “menos de un evento de error no corregido por hora de transmisión, a una tasa de 5Mbps en un decodificador de servicios de TV simple”, lo que aproximadamente corresponde a una Relación de Paquetes Errados de Flujo de Transporte  $PER < 10^{-7}$  antes del demultiplexor MPEG-2 (ETSI EN 302 307, 2013).

## 2.2.2.2. Configuraciones del sistema DVB-S2

Tabla 2.1: Configuraciones del sistema DVB-S2 y áreas de aplicación.

Configuraciones del Sistema		Servicios de radiodifusión	Servicios Iterativos	DSGN	Servicios profesionales
QPSK	1/4, 1/3, 2/5	O	N	N	N
	1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10	N	N	N	N
8PSK	3/5, 2/3, 3/4, 5/6, 8/9, 9/10	N	N	N	N
16APSK	2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10	O	N	N	N
32APSK	3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10	O	N	N	N
CCM		N	N (ver nota 1)	N	N
VCM		O	O	O	O
ACM		NA	N (ver nota 2)	O	O
FECFRAME (normal)	64800 bits	N	N	N	N
FECFRAME (corta)	16200 bits	NA	N	O	N
Flujo de Transporte Simple		N	N (ver nota 1)	N	N
Flujo de Transporte Múltiple		O	O (ver nota 2)	O	O
Flujo Genérico Simple		NA	O (ver nota 2)	NA	O
Flujos Genéricos Múltiples		NA	O (ver nota 2)	NA	O
Roll-off 0,35, 0,25 y 0,20		N	N	N	N
Sincronizador de Flujos de Entrada		NA excepto (ver nota 3)	O (ver nota 3)	O (ver nota 3)	O (ver nota 3)
Borrado de paquetes Nulos		NA	O (ver nota 3)	O (ver nota 3)	O (ver nota 3)
Inserción de Tramas Dummy		NA excepto (ver nota 3)	N	N	N
N = Normativo, O = Opcional, NA = No aplicable					
NOTA 1: Receptores de sistemas iterativos deberán implementar CCM y Flujo de Transporte Simple.					
NOTA 2: Receptores de sistemas iterativos deberán implementar ACM al menos en una de las dos opciones: Flujos de Transporte Múltiple o Flujos Genéricos (entrada simple/múltiple).					
NOTA 3: Normativos para flujo(s) de entrada TS simple/múltiple combinado con ACM/VCM o para flujos de entrada TS múltiples combinados.					

De acuerdo a la tabla 2.1, al menos los subsistemas “Normativos” y sus funcionalidades deben ser implementados en el equipo transmisor y receptor para cumplir con DVB-S2. Dentro del estándar DVB-S2, un número de configuraciones y mecanismos son definidos como “Opcional”. Configuraciones y mecanismos explícitamente indicados como “Opcional” para un área de aplicación dada, no necesitan ser implementados en el equipo. Sin embargo,

cuando se implementa un modo o mecanismo “Opcional”, éste deberá cumplir con las especificaciones que se dan en el estándar (ETSI EN 302 307, 2013).

### 2.2.2.3. Arquitectura del sistema DVB-S2

La figura 2.4 presenta el diagrama de bloques funcionales del Sistema DVBS2.

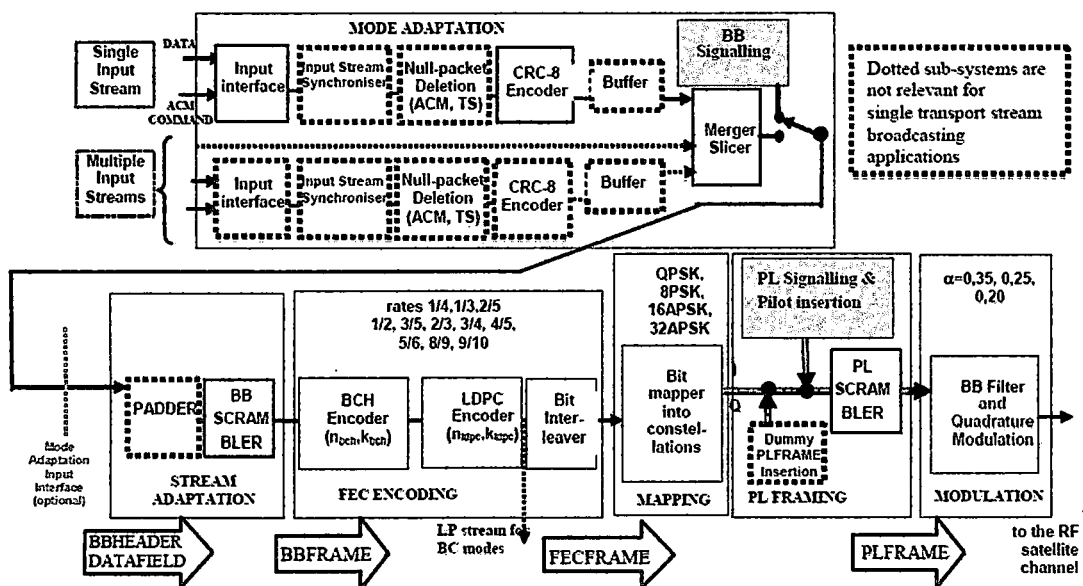


Figura 2.4: Diagrama de bloques funcional del sistema DVB-S2

### 2.2.3. SUBSISTEMA DVB-S2

#### 2.2.3.1. Entramado de capa física (PL)

El subsistema PLFraming genera una trama de capa física (llamada PLFRAME) al realizar los siguientes procesos (Figura 2.5):

- Generación de la trama Dummy PLFRAME cuando la XFECFRAME no está lista a ser procesada y transmitida.
- Particionamiento de la XFECFRAME en un número entero  $S$  de slots de longitud constante (longitud:  $M = 90$  símbolos cada una).  $S$  debe estar de acuerdo con lo que indica la tabla 2.2.
- Generación e inserción del PLHEADER delante de la XFECFRAME para la configuración del receptor. El PLHEADER debe ocupar exactamente un slot (longitud:  $M = 90$  símbolos).
- Inserción de Bloques Pilotos (para modos que requieren pilotos) cada 16 slots, para ayudar a la sincronización del receptor. Este bloque se compone de  $P = 36$  símbolos pilotos.
- Aleatorización de los símbolos modulados (I, Q) por medio de un mezclador de capa física.

El flujo de entrada del subsistema será una XFECFRAME y la salida una PLFRAME mezclada, tal como se aprecia en la figura 4.5.

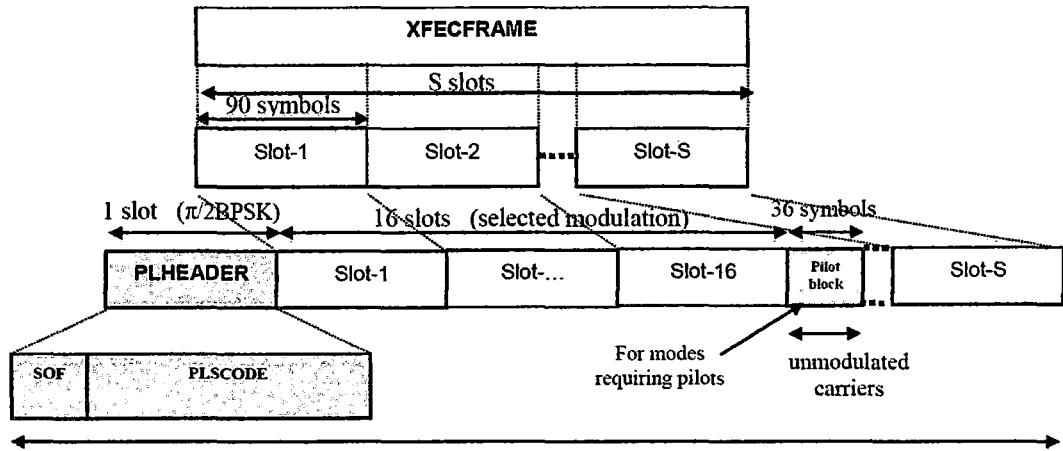


Figura 2.5: Formato de una “Trama de Capa Física” PLFRAME.

La Tabla 2.2 indica el número S de slots dentro de una XFECFRAME.

Tabla 2.2: S = número de slots (M = 90 símbolos) por XFECFRAME.

$\eta_{MOD}$ (bit/s/Hz)	$n_{ldpc} = 64\ 800$ (normal frame)		$n_{ldpc} = 16\ 200$ (short frame)	
	S	$\eta$ % no-pilot	S	$\eta$ % no-pilot
2	360	99,72	90	98,90
3	240	99,59	60	98,36
4	180	99,45	45	97,83
5	144	99,31	36	97,30

La eficiencia del PLFRAMING es  $\eta = (90 \cdot S) / [90(S+1) + P \cdot \text{int} \{ (S - 1) / 16 \}]$ , donde  $P = 36$ , e  $\text{int} \{ \dots \}$ , especifica la Función Entera (ETSI EN 302 307, 2013).

### 2.2.3.2. Inserción de la trama Dummy PLFRAME

El subsistema de entramado de capa física de DVB-S2 genera y transmite una trama Dummy cuando la XFECFRAME no esté lista para ser procesada y



transmitida. Una Dummy PLFRAME se compone de un PLHEADER y de 36 slots de portadoras no moduladas ( $I = (1/\sqrt{2})$ ,  $Q = (1/\sqrt{2})$ ) (ETSI EN 302 307, 2013).

### 2.2.3.3. Señalización de capa física (PL)

El PLHEADER está diseñado para la sincronización del receptor y para proporcionar señalización de capa física. El PLHEADER es modulado en 90 símbolos  $\pi/2$  BPSK. Después de decodificar el PLHEADER, el receptor conoce la duración y la estructura del PLFRAME, el esquema de codificación y modulación para la XFECFRAME, y la presencia o ausencia de símbolos pilotos.

Según ETSI EN 302 307 (2013) el PLHEADER (un slot de 90 símbolos) se compone de los siguientes campos:

- **SOF** (Start Of Frame): 26 símbolos, identificando el Inicio de Trama.
  
- **CódigoPLS** (64 símbolos): El código PLS (Señalización de Capa Física – Physical Layer Signalling) transmite 7 símbolos para propósitos de señalización de capa física. Estos 7 símbolos consisten en dos campos: MODCOD y TYPE definidos como sigue:
  - MODCOD (5 símbolos), identificando la modulación y la tasa FEC.

- TYPE (2 símbolos), identificando la longitud de la FECFRAME (64800 bits o 16200 bits) y la presencia/ausencia de pilotos. (ETSI EN 302 307, 2013).

El PLHEADER, representado por la secuencia binaria  $(y_1, y_2, y_3, \dots, y_{90})$ , se modulara en  $90 \pi/2$ BPSK símbolos de acuerdo con la regla:

$$I_{2i-1} = Q_{2i-1} = (1/\sqrt{2})(1 - 2y_{2i-1}), \quad I_{2i} = -Q_{2i} = -(1/\sqrt{2})(1 - 2y_{2i}) \text{ for } i = 1, 2, \dots, 45$$

#### **2.2.3.3.1. Campo SOF**

El Inicio de Trama (SOF) corresponde a la secuencia 18D.2E.82HEX (01- 1000- ...-0010 en notación binaria. El bit del lado izquierdo es el MSB del PLHEADER).

#### **2.2.3.3.2. Campo MODCOD**

El MODCOD corresponde a 5 bits, identificando la tasa de código en el rango  $\eta_C = [1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10]$ , y modulaciones con eficiencias de modulación  $\eta_{MOD} = [2, 3, 4, 5]$ , de acuerdo a la tabla 2.3 siguiente:

Tabla 2.3: Codificación del MODCOD.

Mode	MOD COD	Mode	MOD COD	Mode	MOD COD	Mode	MOD COD
QPSK 1/4	1 <sub>D</sub>	QPSK 5/6	9 <sub>D</sub>	8PSK 9/10	17 <sub>D</sub>	32APSK 4/5	25 <sub>D</sub>
QPSK 1/3	2 <sub>D</sub>	QPSK 8/9	10 <sub>D</sub>	16APSK 2/3	18 <sub>D</sub>	32APSK 5/6	26 <sub>D</sub>
QPSK 2/5	3 <sub>D</sub>	QPSK 9/10	11 <sub>D</sub>	16APSK 3/4	19 <sub>D</sub>	32APSK 8/9	27 <sub>D</sub>
QPSK 1/2	4 <sub>D</sub>	8PSK 3/5	12 <sub>D</sub>	16APSK 4/5	20 <sub>D</sub>	32APSK 9/10	28 <sub>D</sub>
QPSK 3/5	5 <sub>D</sub>	8PSK 2/3	13 <sub>D</sub>	16APSK 5/6	21 <sub>D</sub>	Reserved	29 <sub>D</sub>
QPSK 2/3	6 <sub>D</sub>	8PSK 3/4	14 <sub>D</sub>	16APSK 8/9	22 <sub>D</sub>	Reserved	30 <sub>D</sub>
QPSK 3/4	7 <sub>D</sub>	8PSK 5/6	15 <sub>D</sub>	16APSK 9/10	23 <sub>D</sub>	Reserved	31 <sub>D</sub>
QPSK 4/5	8 <sub>D</sub>	8PSK 8/9	16 <sub>D</sub>	32APSK 3/4	24 <sub>D</sub>	DUMMY PLFRAME	0 <sub>D</sub>

### 2.2.3.3.3. Campo TYPE

El MSB del campo TYPE identifica 2 tamaños de FECFRAME (0 = normal: 64800 bits; 1 = corto: 16200 bits). El LSB del campo TYPE identifica las configuraciones de piloto (0 = no pilotos, 1 = pilotos).

### 2.2.3.3.4. Código PLS

Los campos MODCOD y TYPE son codificados bi-ortogonalmente con (64, 7) códigos. Cada código es construido empezando de una bi-ortogonal de (32,6) códigos de acuerdo con la construcción en la figura 2.6a.

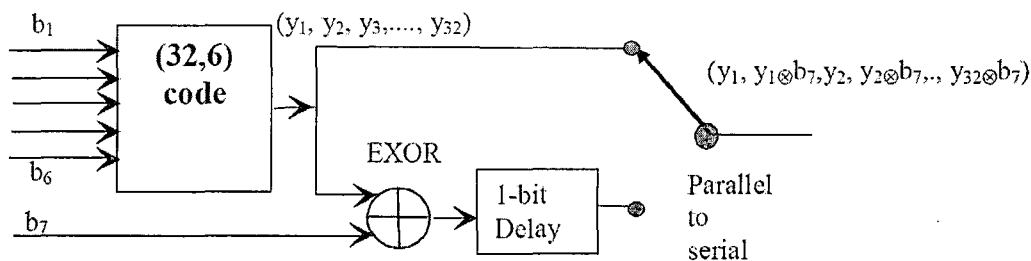


Figura 2.6a. El símbolo  $\otimes$  significa la EXOR binaria.

La construcción particular garantiza que cada bit impar en el código de (64,7) ya sea siempre igual a la anterior o es siempre lo contrario. ¿Cuál de las dos hipótesis es verdadera que depende del bit  $b_7$ ? Este hecho se puede explotar en caso de que la detección diferencialmente coherente es adoptada en el receptor.

El MODCOD y el MSB del campo TYPE se codificarán por un código de bloque lineal de longitud 32 con la siguiente matriz generadora.

$$G = \begin{bmatrix} 01010101010101010101010101010101 \\ 00110011001100110011001100110011 \\ 00001111000011110000111100001111 \\ 00000000111111110000000011111111 \\ 00000000000000001111111111111111 \\ 11111111111111111111111111111111 \end{bmatrix}$$

Figura 2.6b

El bit más significativo del MODCOD es multiplicada con la primera fila de la matriz, el siguiente bit con la segunda fila y así sucesivamente. Los 32 bits codificados es denotado como  $(y_1, y_2, \dots, y_{32})$ . Cuando el bit menos significativo del campo TYPE es 0, el código PLS final generara  $(y_1y_1 y_2y_2 \dots y_{32}y_{32})$  como salida, es decir cada símbolo será repetido. Cuando el bit menos significativo del campo TYPE es 1, el código PLS final generara  $(y_1\bar{y}_1 y_2\bar{y}_2 \dots y_{32}\bar{y}_{32})$  como salida; es decir los símbolos repetidos es completado en binario. Los 64 bits de salida del código PLS son además mezclados por la siguiente secuencia binaria:

0111000110011101100000111100100101010011010000100010110111111010.

#### **2.2.3.4. Inserción de pilotos**

Dos configuraciones PLFRAME son posibles:

Sin pilotos;

Con pilotos

En este último caso, se inserta un BLOQUE PILOTO dentro de la PLFRAME, para facilitar una sincronización confiable en el receptor sobre la estructura del bloque FEC. El BLOQUE PILOTO se compone de  $P = 36$  símbolos. Cada símbolo piloto será un símbolo no modulado, identificado por  $I = (1/\sqrt{2})$ ,  $Q = (1/\sqrt{2})$ . El primer BLOQUE PILOTO se inserta 16 slots después del PLHEADER, el segundo después de 32 slots y así sucesivamente, como se representa en la figura 4.7. Si la posición del BLOQUE PILOTO coincide con el inicio del siguiente Inicio de Trama (SOF), entonces el BLOQUE PILOTO no se transmite. La presencia/ausencia de pilotos en modos VCM y ACM puede cambiarse trama a trama (ETSI EN 302 307, 2013).

#### **2.2.3.5. Mezclado (Scrambling) de capa física (PL)**

Previo a la modulación, cada PLFRAME, excluyendo el PLHEADER, será aleatorizada para lograr una dispersión de energía, necesaria para no concentrarla demasiado en algunas partes de la secuencia a transmitir. Esta aleatorización se consigue multiplicando los símbolos de la PLFRAME por una secuencia de aleatorización compleja (ETSI EN 302 307, 2013).

La secuencia de aleatorización es reiniciada al final de cada PLHEADER. Debido a que la duración de la PLFRAME depende de la modulación seleccionada, la longitud de la secuencia de aleatorización debe ser truncada a la longitud de la PLFRAME que se esté utilizando. Este procedimiento se bosqueja en la figura 2.7.

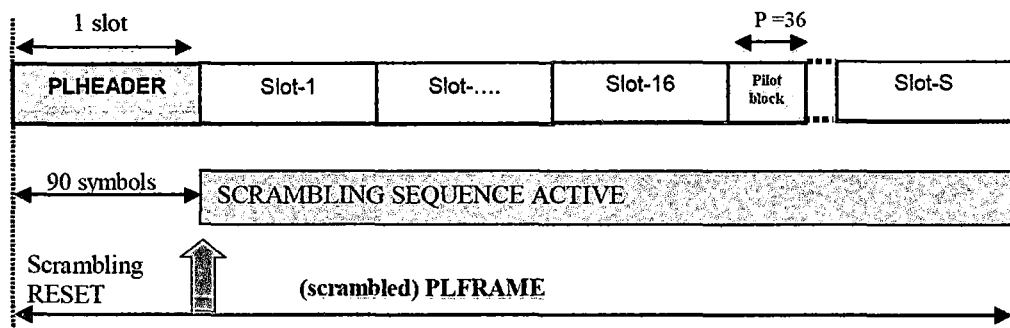


Figura 2.7: Mezclado a nivel de Capa Física PL.

#### 2.2.4. PROBLEMAS DE SINCRONIZACIÓN EN DVB-S2

El desplazamiento en la señal recibida de un módem digital de frecuencia portadora surge de la inestabilidad del oscilador del receptor y / o el efecto Doppler (Mengali y D'Andrea, 1997; Meyr et al., 1997 y Proakis, 1983).

El sistema DVB-S2 tiene un requisito estricto de sincronización de frecuencia debido a su estructura incorporada de trama de capa física y de su funcionamiento a baja SNR (Casini et al., 2004). Por otra parte, a fin de proporcionar terminales receptoras baratas para muchos consumidores, se espera que los sistemas DVB-S2 que usan osciladores de bajo costo puedan causar grandes desplazamientos de frecuencia en la señal recibida (Wu et al., 2007). Estos desplazamientos se

incrementará donde la movilidad se introduce en los sistemas de DVB-S2, debido a los cambios de frecuencia Doppler. Por lo tanto, se requiere una robusta sincronización de frecuencia a muy baja SNR para los sistemas DVB-S2, tanto en términos de precisión de la estimación y el rango de estimación.

## **CAPÍTULO III**

### **METODOLOGÍA DE LA INVESTIGACIÓN**

#### **3.1. MÉTODO**

Es científica porque se basa en la medición de variables, parámetros y datos según el estándar DVB-S2, sujetos a los principios específicos de las pruebas de razonamiento con los cuales se desarrolló un nuevo método para la sincronización óptima de trama.

#### **3.2. TIPO DE INVESTIGACIÓN**

Es experimental porque en el laboratorio informático de de la Universidad de Bretaña del sur-Francia (Lab-Sticc, Université de Bretagne-Sud), se midió el desempeño de algoritmos en relación a una arquitectura asociada, en base a simulaciones y cuantificación de precisión finita.



### **3.3. NIVEL DE INVESTIGACIÓN**

Es aplicativa porque resuelve el problema de la sincronización de trama en el estándar DVB-S2, el cual es parte de un proyecto macro denominado “High speed parallel demodulation on DVB-S2 standard” que es financiada por la institución ETRI (Electronics and Telecommunications Research Institute).

### **3.4. DISEÑO**

Corresponde a una Investigación por objetivo, porque persigue fines u objetivos directos e inmediatos, según lo indicado en el nivel aplicativo de la investigación.

### **3.5. POBLACIÓN Y MUESTRA**

#### **3.5.1. Población**

Conjunto de métodos de detección de inicio trama (métodos clásicos y el propuesto) que fueron evaluados y comparados con la finalidad de establecer los métodos con mejor desempeño y baja complejidad.

#### **3.5.2. Muestra**

Conjunto de métodos con mejor desempeño de detección de inicio de trama y baja complejidad.

### **3.6. VARIABLES E INDICADORES**

#### **3.6.1. Variable independiente**

X. Métodos de detección de inicio de trama. Está compuesta por un conjunto de algoritmos con una arquitectura asociada para su implementación con el fin de optimizar la sincronización de trama en un receptor DVB-S2.

#### **3.6.2. Indicadores de la variable independiente**

X1. Algoritmos para la detección PLS/SOF. Es un conjunto ordenado y finito de operaciones que permite en cierta medida mejorar el método de detección de inicio de trama en un receptor DVB-S2.

X2. Arquitectura del detector PLS/SOF. Es una estructura ordenada de baja complejidad que contiene al detector PLS más el SOF, dicha estructura está compuesta por registros, filtros y módulos.

#### **3.6.3. Variable dependiente**

Y. Optimización. Rendimiento del sistema en el proceso de sincronización de trama: característica operativa del receptor, tasa de error de trama, desplazamiento de la frecuencia.

### 3.6.4. Indicadores de la variable dependiente

**Y1. Característica operativa del receptor (ROC).** Forma parte de la teoría de detección de señales como una representación gráfica de la sensibilidad en el receptor para un sistema clasificador binario según se varía el umbral de discriminación.

**Y2. Tasa de error de trama (FER).** Es una métrica que se utiliza para probar el rendimiento del receptor, su valor varía en función de la energía de la señal sobre el ruido del canal (SNR).

**Y3. Desplazamiento de frecuencia.** Es la desviación fraccional de una frecuencia con respecto a otra frecuencia, dada por la relación  $\delta = \Delta f / f_2 = (f_1 - f_2) / f_2$ , donde  $\delta$  es el desplazamiento de frecuencia,  $\Delta f$  es la diferencia entre los dos frecuencias,  $f_2$  es la frecuencia de referencia con respecto al cual el desplazamiento es tomada, y  $f_1$  es la frecuencia que está desplazada (afecta a la sincronización).

## 3.7. TÉCNICAS, MEDIOS E INSTRUMENTOS

### 3.7.1. Técnicas

Estudio teórico de la detección de inicio de trama. Se hizo el estudio, análisis y revisión del estado del arte que comprende la literatura en general y trabajos de investigación sobre temas como:

- Sincronización de trama.
- Supresión del desplazamiento de frecuencia y ruido de fase.
- Detección robusta de cabecera de trama.

Modelo de referencia del método de detección de inicio de trama. Fue la base para el desarrollo, modificación y/o implementación de nuevos algoritmos. Se partió de los modelos (estructuras SOF, PLS, PLS/SOF), métodos y trabajos realizados con respecto a la sincronización de tramas que fueron comparados mediante simulaciones (curvas ROCs y tasa de error de trama) con el método propuesto denominado “SUMATORIA SIMPLIFICADA”, con el propósito general de mejorar:

- La detección robusta de la cabecera de trama,
- La sincronización de trama y
- La supresión del desplazamiento de frecuencia y ruido de fase.

Modelo de complejidad del proceso de sincronización de trama. Esta parte comprende las arquitecturas relacionadas con los nuevos algoritmos que fueron cuantificados con la finalidad de evaluar el equilibrio entre desempeño y complejidad, para simplificar el proceso de sincronización (y de esta forma su disipación de energía). Utilizamos el componente CORDIC para la cuantificación

de los algoritmos, donde la entrada de la señal  $r(k)$  se fija primero a 1, por ejemplo  $r(k)$  es reemplazada por  $r(k) / \text{abs}(r(k))$  (Volder, 1959).

Probabilidad de error en la detección de inicio de trama. Para evaluar el desempeño global del método de detección de inicio de trama fue necesario estimar probabilísticamente la tasa de error de tramas (FER) en el proceso de detección, ya que el error se produce principalmente a causa de la señal perturbada por el ruido del canal y ruido de fase que se da en el demodulador.

### **3.7.2. Medios**

- a) Conferencias relacionadas a la sincronización de trama en el estándar DVB-S2.
- b) Estancia de investigación en el Laboratorio Lab-STICC de la Universidad de Brest del sur - Francia, donde se viene desarrollando investigaciones relacionadas a la demodulación y sincronización sobre el estándar DVB-S2.
- c) Reuniones y discusiones con expertos en el tema de sincronización de trama en el estándar DVB-S2

### **3.7.3. Instrumentos**

- Propiedades del código Hadamard
- Estructura del detector SOF
- Estructura del detector PLS

- Estructura del detector PLS/SOF
- Principio de Pareto
- Características Operativas del Receptor (ROCs)
- Componente CORDIC
- Medición FER (tasa de error de trama)

## CAPÍTULO IV

### ANÁLISIS Y RESULTADOS

#### 4.1. ANÁLISIS Y DESARROLLO DE ALGORITMOS

En base al artículo indexado “**Efficient multiplierless architecture for frame synchronization in DVB-S2 standard**” de Boutillon et al. (2011) y del informe trabajado en el laboratorio Lab-STICC de la Universidad de Bretaña del Sur - Francia en el año 2011, se analizó los algoritmos con respecto a su arquitectura, con el fin de establecer un desarrollo y explicación auto-consistente.

Para el caso, esta sección se dividió en 6 partes, primero se describió la propiedad del código Hadamard, la cual permite la detección de trama antes de conocer el valor actual del MODCOD y TYPE, luego las estructuras del detector SOF, PLS y PLS/SOF con algunas modificaciones, y finalmente se propuso el método denominado, SUMATORIA SIMPLIFICADA.

#### 4.1.1. PROPIEDAD DEL CÓDIGO HADAMARD

Consideremos un código de matriz Hadamard clasificador de tamaño (4, 8) que es suficiente para explicar el principio del decodificador PLS. El proceso de codificación asociado a un vector binario  $b$  de tamaño 4, una palabra de código  $Y$  de tamaño 8 estará dado por:

$$Y = b \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Por ejemplo,  $b = [0 \ 1 \ 1 \ 1]$  da como palabra de código  $Y = [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1]$ .

La palabra de código  $Y$  es modulada gracias a la modulación BPSK: un bit cero es asociado a -1 y un bit 1 es asociado a 1. Asumiendo un desplazamiento de frecuencia de  $\theta$  radianes por muestra, la señal recibida  $Z$  es igual a:

$$Z = [1 \ e^{j\theta} \ e^{j2\theta+\pi} \ e^{j3\theta+\pi} \ e^{j4\theta+\pi} \ e^{j5\theta+\pi} \ e^{j6\theta} \ e^{j7\theta}] \quad (4.1)$$

Observando esta secuencia podemos notar que:

$$(4.2) \quad \begin{cases} A = Z(0)Z(1)^* + Z(2)Z(3)^* + Z(4)Z(5)^* + Z(6)Z(7)^* = 4e^{-j\theta} \\ B = Z(0)Z(2)^* + Z(1)Z(3)^* + Z(4)Z(6)^* + Z(5)Z(7)^* = 4e^{-j2\theta+\pi} \\ C = Z(0)Z(4)^* + Z(1)Z(5)^* + Z(2)Z(6)^* + Z(3)Z(7)^* = 4e^{-j4\theta+\pi} \end{cases}$$



Y así,

$$S = |A| + |B| + |C| = 12 \quad (4.3)$$

De la ecuación (4.3) se puede verificar que la suma  $S$  es independiente de la palabra de código  $Y$  seleccionada y del valor de la frecuencia desplazada  $\theta$ . De hecho, esta propiedad es inherente a la estructura de la matriz de código.

#### 4.1.2. ESTRUCTURA DEL DETECTOR SOF

Para describir la estructura del detector SOF para la sincronización de tramas, consideramos el modelo de transmisión de señal sobre el estándar DVB-S2.

La señal recibida  $r(t)$  consiste en la suma de la señal transmitida  $s(t)$  con una modulación BPSK (Binary Phase Shift Keying); es decir  $B(0) = -1$  y  $B(1) = 1$  y un ruido gaussiano blanco (AWGN, Additive White Gaussian Noise) denotado con  $w(t)$  con una densidad espectral de potencia bilateral  $N_o$ .

Suponiendo que el control de ganancia automática y los circuitos de recuperación de temporización de símbolos (STR, Symbol Timing Recovery) han funcionado correctamente, la señal recibida  $r(k)$  se puede escribir como:

$$r(k) = B(s(k))e^{j\theta(k)} + n(k) = s(k)e^{j(\omega k + \phi)} + w(k) \quad (4.4)$$

Donde  $k$  es el índice de tiempo del punto de la muestra digital óptima,  $\theta(k) = \omega k + \phi(k)$  es la fase del símbolo de entrada,  $\omega$  es equivalente a  $\omega = 2\pi\Delta f \times T_s$ , donde

$\Delta f$  es el desplazamiento de frecuencia de incertidumbre,  $T_s$  es el periodo del símbolo, y  $\phi(k)$  es el ruido de fase variable en el tiempo. Si una trama empieza en el tiempo  $k_0$ ; entonces las próximas 26 muestras enviadas son:  $s(k_0 + l) = sof(l)$ ,  $l = 0, 1, \dots, 25$  donde  $sof$  está fijado a la secuencia del SOF definida por el estándar DVB-S2.

Tomando como referencia el artículo “**Efficient multiplierless architecture for frame synchronization in DVB-S2 standard**” de Boutillon et al. (2011), donde  $R(k)$  es la salida del filtro SOF en el instante  $k$ ,  $R(k)$ , se puede escribir como:

$$R(k) = \sum_{i=1}^{25} |n_i(k)| \quad (4.5)$$

Donde  $n_i(k)$  está dado por:

$$n_i(k) = \sum_{l=0}^{25-i} e^{j(\theta(k+l) - \theta(k+l+i))} g_i(l) \quad (4.6)$$

Los coeficientes  $G_i = g_i(l)_{l=0,1,\dots,(25-i)}$  del filtro de impulso de respuesta finita (FIR, Finite Impulse Response)  $G_i$  estará dado por:

$$g_i(l) = B(sof(l))B(sof(l+i)). \quad (4.7)$$

La estructura del detector SOF con modificaciones en la salida (cambio del módulo  $|x|^2$  por  $|x|$ ) es mostrada en la figura 4.1.

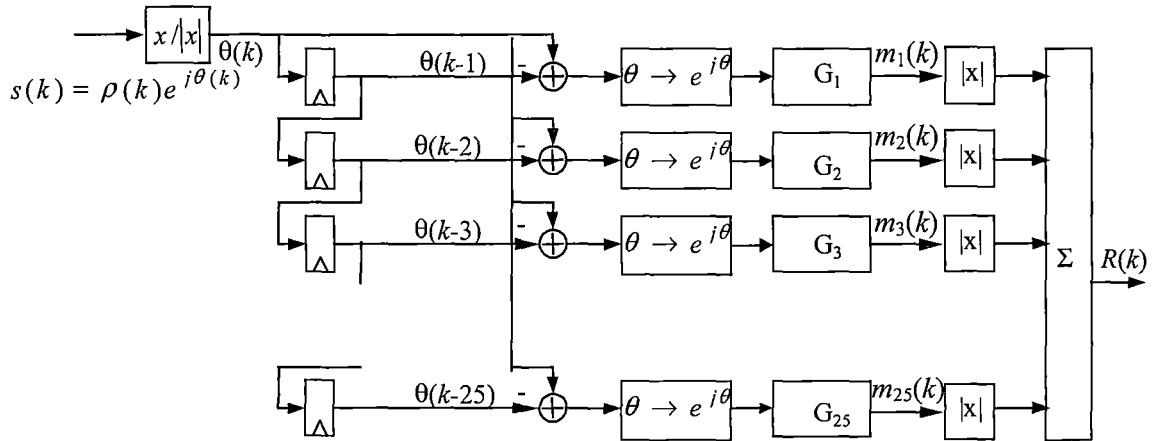


Figura 4.1: Estructura del detector SOF.

### 4.1.3. ESTRUCTURA DEL DETECTOR PLS

Dada la descripción de la estructura del detector SOF en la sección 4.1.2 para el modelo de transmisión de señal sobre el estándar DVB-S2, las siguientes muestras de 64 bits en la cabecera de la trama son:  $s(k_0 + 26 + l) = plsc(l) \oplus scr(l)$ ,  $l = 0, 1, \dots, 63$ , donde,  $\oplus$  es el operador binario, Ex-Or,  $scr(l)_{l=0,1,\dots,63}$  es la secuencia fija del scrambling definido por el estándar, y  $plsc(l)_{l=0,1,\dots,63}$  es el código PLS.

La generalización del ejemplo dado en la sección 4.1.1 para el código PLS utilizado es muy sencilla. La única diferencia es que el efecto del scrambling ha de ser suprimida para la elección apropiada de los coeficientes de los filtros.

El PLS del código de PLSC se define como el producto de un vector de 7 bits de información  $pls(q)_q = 0,1,\dots,6$  que codifican la estructura de trama PL (4 tipos de modulación, 8 tipos de codificación, 16K ó 64K del tamaño de la longitud de trama, símbolos piloto o no) y la matriz Hadamard  $H$  de  $7 \times 64$  definida como:

$H(i, l) = (l \gg i) \& 1$  para las primeras 6 líneas, y  $H(6, l) = 1$  para la última línea ; por ejemplo la primera línea contiene una secuencia periódica de "01", la segunda línea una secuencia periódica de "0011", la tercera línea una secuencia periódica de "00001111" y así sucesivamente hasta la última línea que sólo está compuesto de "1".

La salida  $m_i(k)$  en el instante  $k$  del filtro FIR de índice  $i$  está dada por:

$$m_i(k) = \sum_{j=0}^{31} e^{j(\theta(k-j) - \theta(k-j-i))} h_i(j) \quad (4.8)$$

Los coeficientes  $\{h_i(j)\}_{j=0..31}$  están dados por:

$$h_i(j) = scr(j)scr(j-i)(1 - bin(j)(\log_2(i))) \quad (4.9)$$

Donde  $scr$  es la secuencia scrambling (tomando sus valores entre 1 y -1) y  $bin(j)$  es la representación binaria de  $j$  y  $bin(j)(k)$  es el  $(k-1)^{ésimo}$  bit de esta representación binaria. Así, los coeficientes FIR pueden tomar el valor 0, -1 ó 1, permitiendo tener un bajo costo de implementación. La salida  $T(k)$  es entonces dada por:

$$T(k) = |m_1(k)| + |m_2(k)| + |m_4(k)| + |m_8(k)| + |m_{16}(k)| + |m_{32}(k)| \quad (4.10)$$

La implementación del filtro PLS que calcula  $T(k)$  es mostrado en la figura 4.2.

Con el fin de decidir la sincronización o no,  $T(k)$  es comparado a un umbral  $T_{PLS}$ , si  $T(k) \geq T_{PLS}$ , el inicio de la trama es detectada.

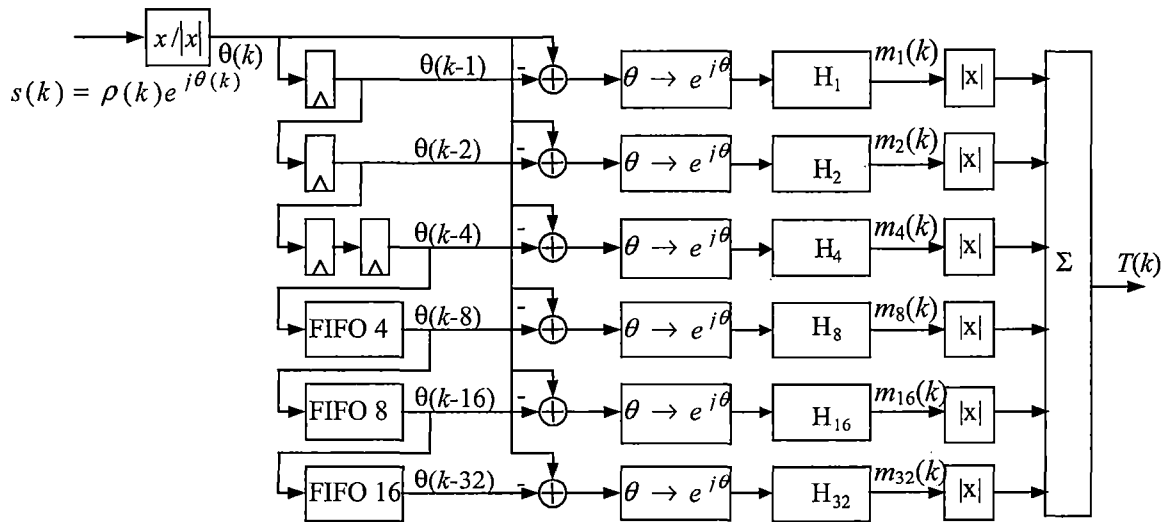


Figura 4.2: Estructura del detector PLS

#### 4.1.4. ESTRUCTURA DEL DETECTOR PLS/SOF

Con la finalidad de desarrollar un nuevo método que optimice la sincronización dentro del bloque de detección de cabecera de trama, se tomó como referencia el trabajo realizado por Boutillon et al. (2011), que para el caso nuestro al juntar el SOF y PLS tal e igual como el método propuesto por el autor mencionado, resulta diferente porque tanto el SOF (sección 4.1.2) como el PLS (sección 4.1.3) previamente fueron modificados en sus respectivas salidas; es decir el modulo  $|x|^2$  por  $|x|$ . Para un mejor entendimiento se describe el método desarrollado por Boutillon et al. (2011), el cual combina la información del SOF y del PLS para la detección de inicio de trama, en otras palabras el método detecta el inicio de trama si la detección SOF y la detección PLS están por encima de dos umbrales elegidos,  $T_{\text{SOF}}$  y  $T_{\text{PLS}}$  respectivamente. En nuestro caso se detecta el inicio de trama por encima de un umbral; cabe destacar que las arquitecturas de detección

del SOF y PLS son muy similares, ésta se puede observar en la figura 4.1 y la figura 4.2 respectivamente.

En la figura 4.1, los coeficientes de los filtros de respuesta de impulso finito (FIR) toman sus valores entre -1 y 1 y el tamaño del filtro  $G_i$  es de  $26-i$ . En la figura 4.2, los filtros FIR del  $H_i$  tienen un tamaño de  $64 - i$  con 32 coeficientes no ceros tomando valores entre -1 y 1.

Aunque se presenten separados los detectores PLS y SOF, estos pueden compartir parte de su hardware, además de acuerdo con la proporción de la frecuencia de reloj y la frecuencia de muestreo es fácil derivar una arquitectura eficiente.

Toda la estructura (PLS/SOF) se presenta en la figura 4.3. Las salidas de los dos filtros se comparan con los umbrales  $T_{SOF}$  y  $T_{PLS}$  para generar alarmas del SOF y PLS. La alarma SOF es retrasada por los primeros 64 ciclos de reloj (FIFO, 64), con el fin de estar sincronizado con la alarma PLS. Si ambos son positivos, un inicio de detección PLS se decide.

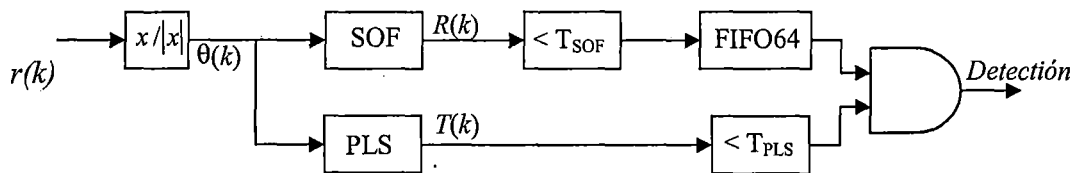


Figura 4.3: Estructura del detector PLS/SOF con dos umbrales

#### 4.1.5. MÉTODO DE SUMATORIA SIMPLIFICADA (MÉTODO PROPUESTO)

Con el propósito de mejorar el rendimiento y reducir la complejidad de implementación de la arquitectura en base al método de detección de trama PLS/SOF descrito en la sección 4.1.4, desarrollamos el método denominado SUMATORIA SIMPLIFICADA.

Una primera sorpresa del estudio fue que al simplificar la ecuación (4.5), tomando sólo el valor del índice  $i$ es igual a una potencia de dos; donde el índice  $i$  pertenece al conjunto  $\{1, 2, 4, 8, 16\}$  se mejoró el rendimiento de las características operativas del receptor (ROC). En otras palabras,  $R(k)$  en (4.5) se sustituye por  $R'(k)$  definida como:

$$R'(k) = |n_1(k)| + |n_2(k)| + |n_4(k)| + |n_8(k)| + |n_{16}(k)| \quad (4.11)$$

Además este método se logró mejorar tomando una decisión sobre la suma conjunta de  $R'(k)$  y  $T(k)$ , por ejemplo,

$$S(k) = R'(k) + T(k). \quad (4.12)$$

El valor de  $S(k)$  se comparó con un umbral ( $T_{\text{PLS/SOF}}$ ) para detectar la presencia del inicio de trama ( $S(k) > T_{\text{PLS/SOF}}$ ).

## 4.2. EVALUACIÓN PARCIAL DEL DESEMPEÑO DEL MÉTODO PROPUESTO (ALGORITMOS)

En esta sección se muestra el rendimiento en término de las características operativas del receptor (curvas ROC), donde una curva ROC permite mostrar gráficamente las tasas de falsas alarmas y las tasas de pérdidas de detección como una curva paramétrica de los umbrales. La comparación entre el método de detección PLS/SOF reportado por Boutillon et al. (2011) que denotamos como  $\text{SOF}_{T1} + \text{PLS}_{T2}$  (ver anexo A), y el método nuestro (sumatoria simplificada) formulado en la sección 4.1.5, denotado como  $(\text{SOF} + \text{PLS})_T$  nos dio un primer alcance para la evaluación del desempeño en base a los algoritmos.

Para la evaluación se usó la modulación de constelación QPSK de longitud de trama larga (64K bits, es decir 32 K símbolos QPSK) con una simulación en MATLAB (ver anexo B) para un número de 10.000 tramas. La probabilidad de falsa alarma se define como el número medio de falsa alarma durante la recepción de una trama.

Por otra parte, en contraste con el método de Boutillon et al. (2011) se remeplazó el modulo  $|x|^2$  por  $|x|$  en las salidas del detector PLS y SOF, con el proposito de mejorar el desempeño de la deteccion, por tal razon se evaluó el cambio realizado, tal como se presenta en la figura 4.4, donde se observa que el método propuesto  $(\text{PLS} + \text{SOF})_T$  evaluado con modulo  $|x|$  ofrece mejor desempeño en terminos de ROCs, en comparacion al modulo  $|x|^2$  dentro de las estructuras del detector PLS y SOF; por ejemplo una tasa de falsa alarma de  $10^{-6}$  (una falsa alarma por trama en



promedio), como resultado del proceso de detección con el módulo  $|x|^2$ , da una pérdida de detección alrededor de 0.44, y el módulo  $|x|$  una pérdida de detección solo de 0.39.

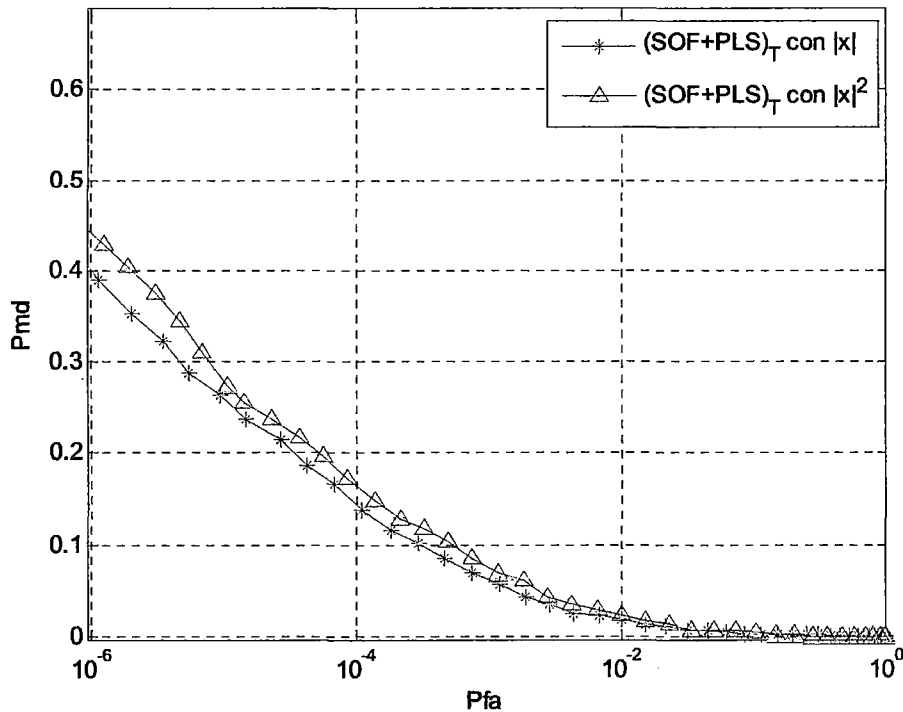


Figura 4.4: Comparación entre el módulo  $|x|$  y  $|x|^2$  con  $SNR = -2.35$  dB

Por otro lado, el método de Boutillon et al. (2011) que propone la estimación con de la detección de inicio de trama con dos umbrales ( $SOF_{T1}+PLS_{T2}$ ), son aleatoriamente estimadas usando tablas para distintos valores de  $T_{SOF}$  y  $T_{PLS}$  en la evaluación de las probabilidades de pérdida de detección en función a la falsa alarma; para el mismo caso, nosotros en ves de utilizar tablas para evaluar las probabilidades indicadas se utilizó el principio de Pareto, para tener una estimación más aproximada de los umbrales  $T_{SOF}$  y  $T_{PLS}$  (bordes) dentro de la constelación de puntos (picos).

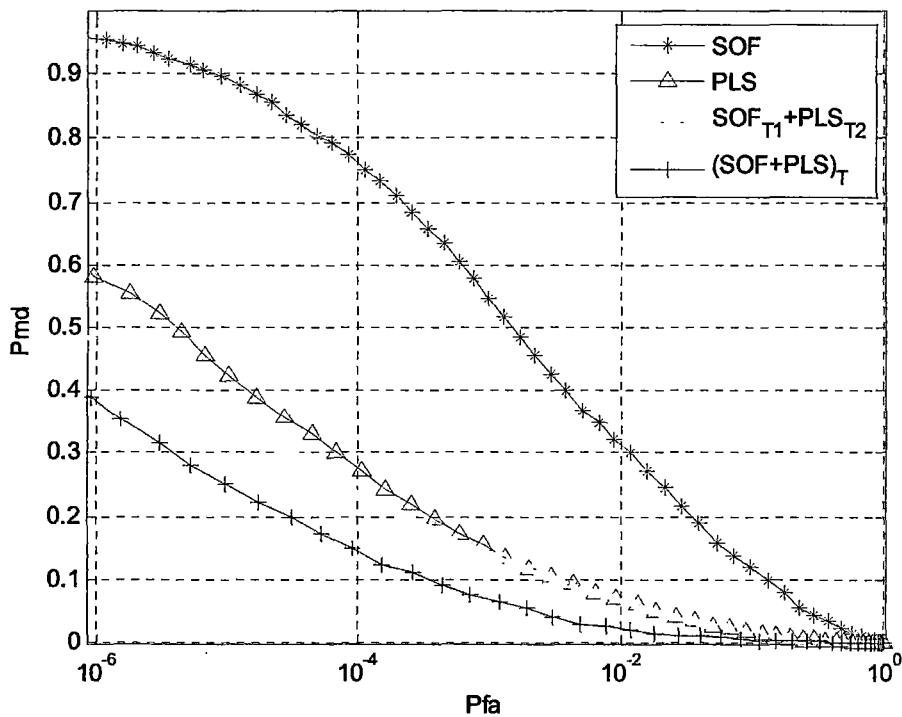


Figura 4.5: Curvas ROCs para la optimización del método  $\text{SOF}_{T1}+\text{PLS}_{T2}$  y para la optimización del método  $(\text{SOF}+\text{PLS})_T$  con  $\text{SNR} = -2.35 \text{ dB}$

Además en las siguientes figuras 4.6 y 4.7 se muestran de igual manera la evaluación del desempeño según las características operativas del receptor (curvas ROCs) entre los métodos de detección PLS/SOF en dos escenarios diferentes:  $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$  y  $\text{SNR} = 1 \text{ dB}$ , en tales evaluaciones se puede apreciar una significativa variación positiva de la tasa de pérdida de detección para el método sumatoria simplificada  $((\text{SOF}+\text{PLS})_T)$  y el método clásico  $(\text{SOF}_{T1}+\text{PLS}_{T2})$ , e incluso para la detección sólo con el PLS, y solamente poca variación de la tasa de pérdida de detección usando sólo el SOF, el cual se puede afirmar que el uso sólo del SOF para la detección de inicio de trama es en gran medida menos eficiente.

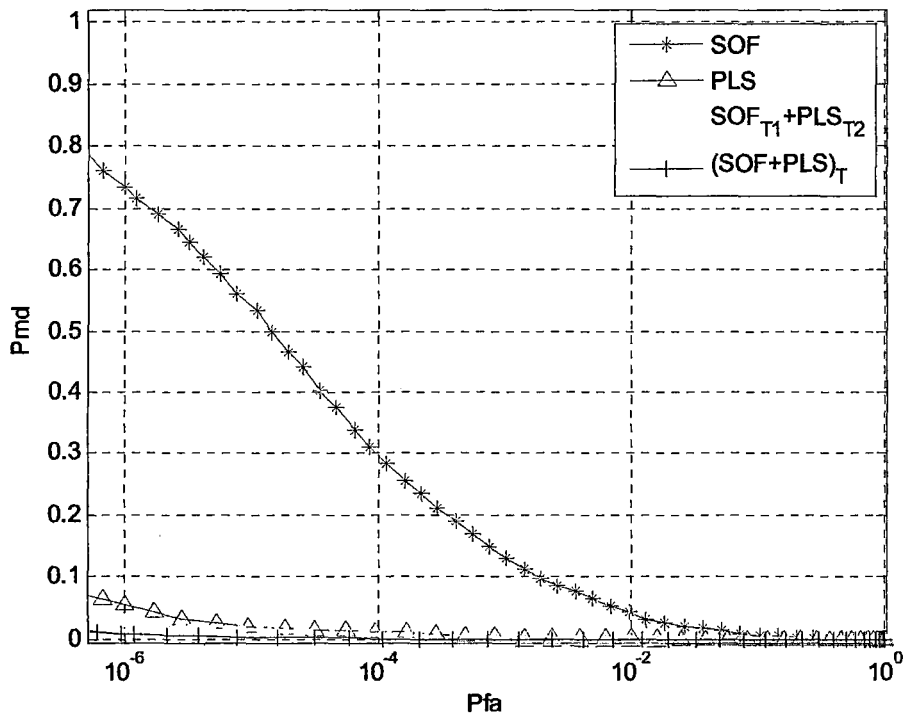


Figura 4.6: Curvas ROCs para la optimización del método  $\text{SOF}_{T1} + \text{PLS}_{T2}$  y para la optimización del método  $(\text{SOF} + \text{PLS})_T$  con SNR = 0 dB

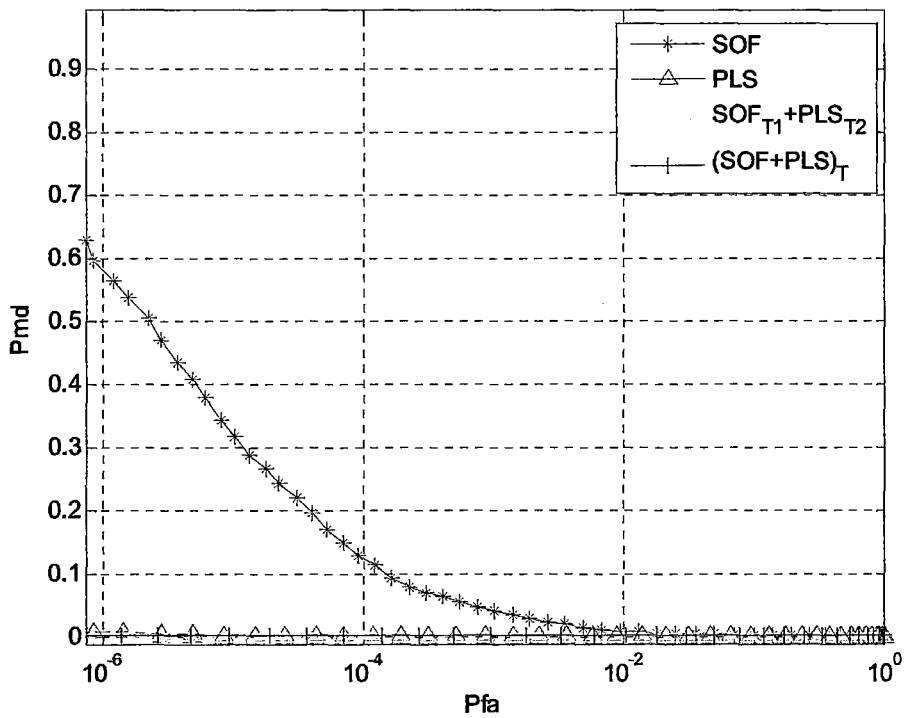


Figura 4.7: Curvas ROCs para la optimización del método  $\text{SOF}_{T1} + \text{PLS}_{T2}$  y para la optimización del método  $(\text{SOF} + \text{PLS})_T$  con SNR = 1 dB

Finalmente el método de SUMATORIA SIMPLIFICADA (figura 4.8) se evaluó para diferentes porcentajes de desplazamiento de frecuencia: 0 %, 10 %, 30 %, 60 % y 100 %, a un SNR = -2.35 dB. La variación del desplazamiento de la frecuencia a distintos porcentajes no afecta al desempeño de la detección, aspecto que podemos verificar con el resultado de la simulación presentada en la figura 4.8 (curvas ROCs); donde se muestra que la variación del desplazamiento de frecuencia no tiene una importante distorsión en el desempeño para la detección de trama y solo depende del ruido del canal de tipo AWGN.

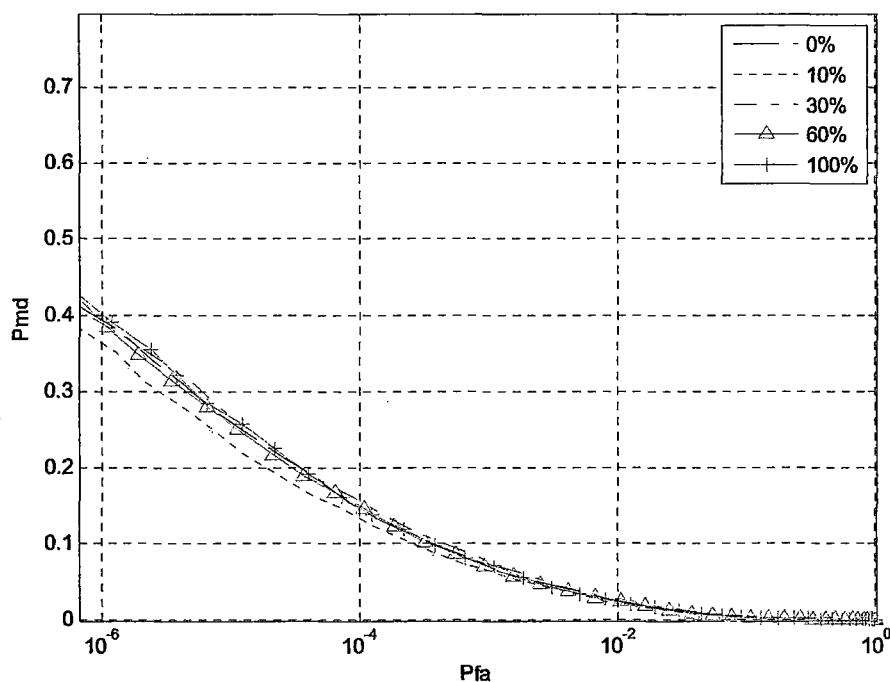


Figura 4.8: Curvas ROCs para la optimización del método (SOF+PLS)<sub>T</sub> a diferentes porcentajes de desplazamiento de frecuencia con SNR = -2.35 dB

### 4.3. ANÁLISIS DE LA PRECISIÓN FINITA PARA EL MÉTODO SUMATORIA SIMPLIFICADA (MÉTODO PROPUESTO)

Con el propósito de determinar la precisión a nivel de bit para la arquitectura y simplificar la complejidad de implementación con aceptable desempeño del sistema (equilibrio entre desempeño y complejidad), se evaluó la cuantificación de  $\theta(k)$  (sección 4.3.1),  $e^{j\theta(k)}$  (sección 4.3.2), y del módulo  $|x|$  (sección 4.3.3). Así mismo la evaluación general de la precisión finita compuesta por todas las partes cuantificadas se explica en la sección 4.3.4.

Como resultado del cálculo a nivel de bit en la evaluación, se tomó como referencia los valores de punto flotante comparados con los valores de punto fijo.

#### 4.3.1. CUANTIFICACIÓN DE $\theta(k)$

El primer paso fue determinar la fase de la señal recibida  $r(k)$  usando el componente CORDIC, con la finalidad de reducir la complejidad del proceso de sincronización (y así, su disipación de potencia), la magnitud de los símbolos de entrada  $r(k)$  primero se pone a 1; es decir  $r(k)$  es reemplazado por  $x(k)/|x(k)|$ , luego  $\theta(k)$  es enviado al detector SOF y PLS.

Para evaluar la precisión requerida de los algoritmos, se cuantifico los valores de  $\theta(k)$  para muchos números bits ( $n_{bits}$ ). El valor cuantificado  $\theta_q$  de  $\theta$  en  $n_{bit}$  está dado por:  $\theta_q = [\theta/(2\pi) \times 2^{n_{bit}} + 0.5]$ ; donde  $[x]$  representa el más alto número entero que es más pequeño igual a  $x$ .

En la figura 4.9 se muestra las probabilidades de pérdida de detección (Pmd) y falsa alarma (Pfa) comparados con diferentes números de bits ( $n_{bit}$ ), para cuantificar  $\theta(k)$ , con una SNR = -2.35 dB, para el método de detección de sumatoria simplificada con un solo umbral ((SOF+PLS)<sub>T</sub>). Del resultado de la simulación (curvas ROCs) se afirma que 4 bits ( $n_{bit} = 4$ ) es adecuado.

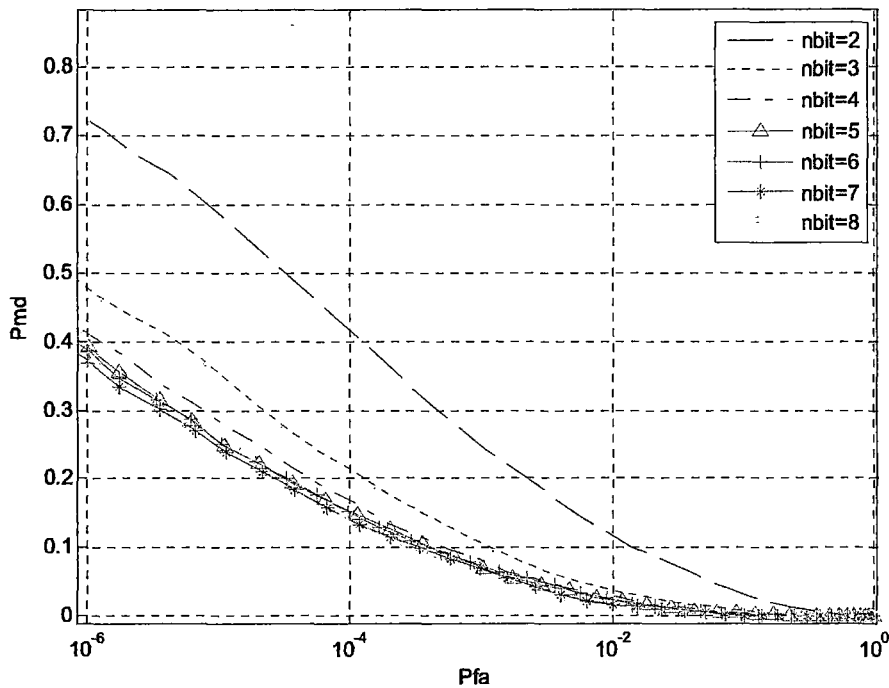


Figure 4.9: Curvas ROCs con diferentes  $n_{bit}$  para cuantificar  $\theta(k)$

#### 4.3.2. CUANTIFICACIÓN DE $e^{j\theta(k)}$

El cálculo de  $e^{j\theta(k)}$  se realizó mediante un acceso de lectura en una ROM de tamaño  $2^{n_{bit}}$  que fue codificado con  $(2^{n_{bit}-2}-1)$  bits, donde  $n_{bit} \geq 3$ ; por ejemplo para  $n_{bit} = 3$  con tamaño de la ROM =  $2^3 = 8$  puntos de constelación, en el plano complejo (que contiene tanto la parte real como la parte imaginaria) es codificado

con 1 bit; para  $nbit = 4$  el tamaño de la ROM = 16 es codificado con 3 bits; para  $nbit = 5$  el tamaño de la ROM = 32 es codificado con 7 bits y así sucesivamente. Por otro lado, en base a las características operativas del receptor (curvas ROCs), la figura 4.10 muestra comparaciones de diferentes valores de bits codificados, para cuantificar  $e^{j\theta(k)}$  con una SNR = -2.35, donde  $nbit = 4$  de tamaño de la ROM = 16 que contiene 3 bits de código, es conveniente.

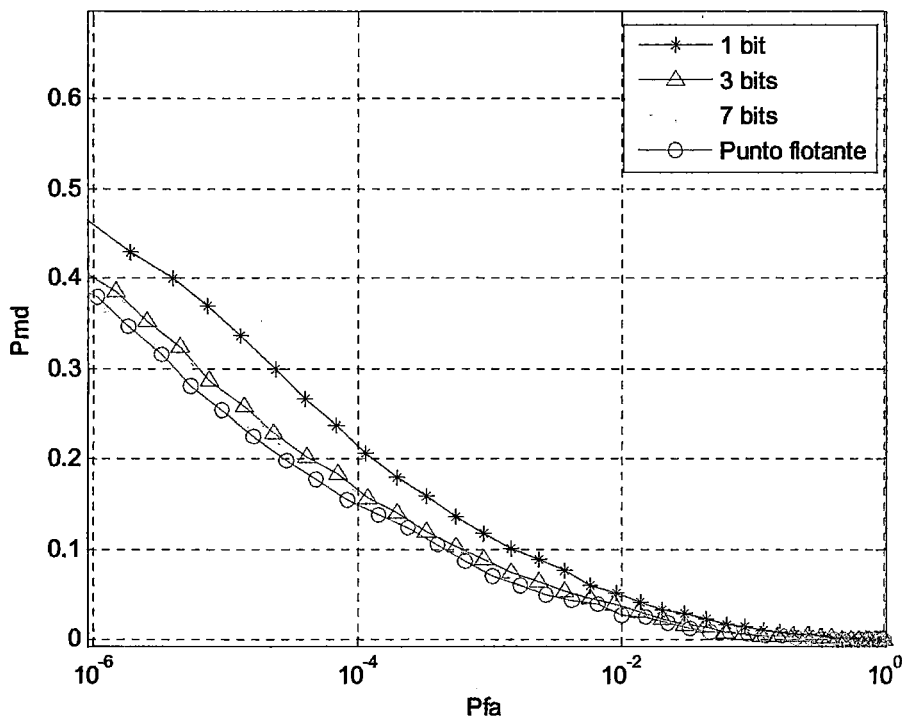


Figura 4.10: Curvas ROCs con diferentes codificaciones de bits para cuantificar  $e^{j\theta(k)}$

### 4.3.3. CUANTIFICACIÓN DEL MÓDULO $|x|$

La cuantificación del módulo  $|x|$  se realizó después de la convolución de la señal extendida (spanning) con los filtros PLS/SOF dado en valores complejos (es decir después de la cuantificación de  $e^{j\theta(k)}$ ), para simplificar y determinar el resultado

a nivel de bits. En la figura 4.11 se puede notar que la cuantificación del módulo  $|x|$  con un SNR = -2.35 dB para varios niveles de estado o módulo-estado, denotado como  $S_n(k)$  tuvo poco efecto o mínima variación en el desempeño de la detección de trama.  $S_n(k)$  que representa el cálculo en punto fijo de  $n$  niveles de estado tiene un comportamiento uniforme y equivalente, es decir  $S_1(k) \approx S_2(k) \approx S_3(k) \approx S_4(k) \dots \approx S_n(k)$  en términos de complejidad, por lo tanto un nivel de estado  $S_1(k)$  es suficiente para la cuantificación del módulo  $|x|$  logrando así reducir la complejidad como resultado a nivel de bits.

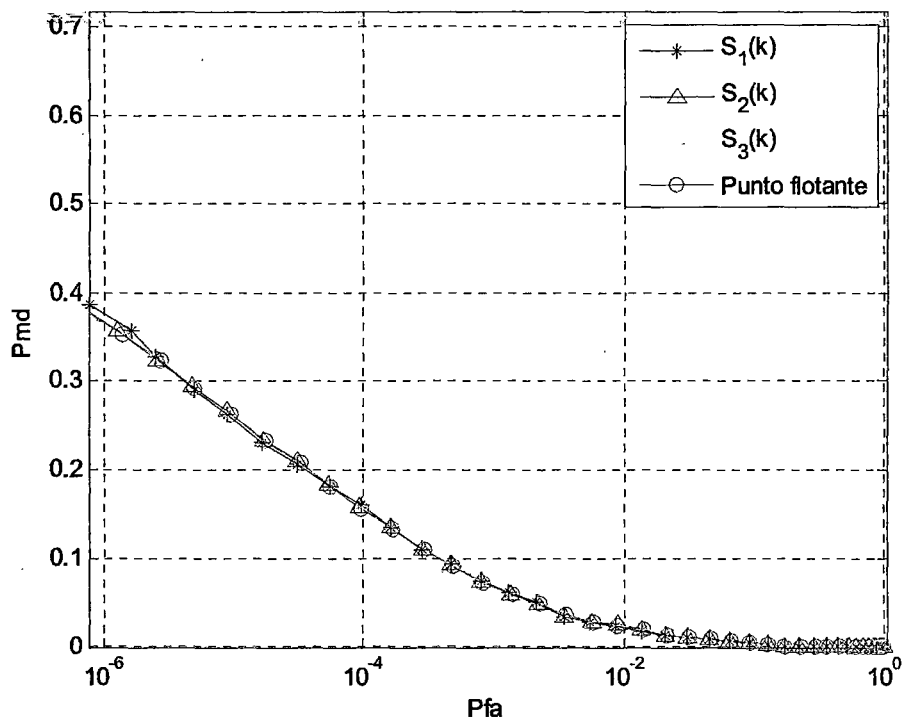


Figura 4.11: Curvas ROCs con diferentes niveles de estado para cuantificar el módulo  $|x|$



#### 4.3.4. EVALUACIÓN DE LA PRECISIÓN FINITA

El siguiente paso fue refinar la precisión finita de todo el sistema para tener un modelo de referencia en lenguaje C en trabajos futuros y su implementación en VHDL y FPGA.

En la figura 4.12 se observa el desempeño de la precisión finita, como resultado óptimo de hacer las evaluaciones de la cuantificación que fueron determinadas en las secciones anteriores; es decir con  $n_{bits} = 4$  para  $\theta(k)$  (sección 4.3.1),  $e^{j\theta_q}$  codificado con 3 bits (sección 4.3.2), y el módulo cuantificado con un solo estado  $S_1(k)$  (sección 4.3.3); todos estos evaluados con un SNR = -2.35 dB, donde el desempeño de la precisión finita fue comparado con el punto flotante. De la comparación podemos decir y afirmar que un modelo de precisión finita de todo el sistema dado para  $n_{bits} = 4$  con su correspondiente codificación en 3 bits y módulo cuantificado con un solo estado es suficiente y adecuado en términos de equilibrio entre complejidad y desempeño (trade-off).

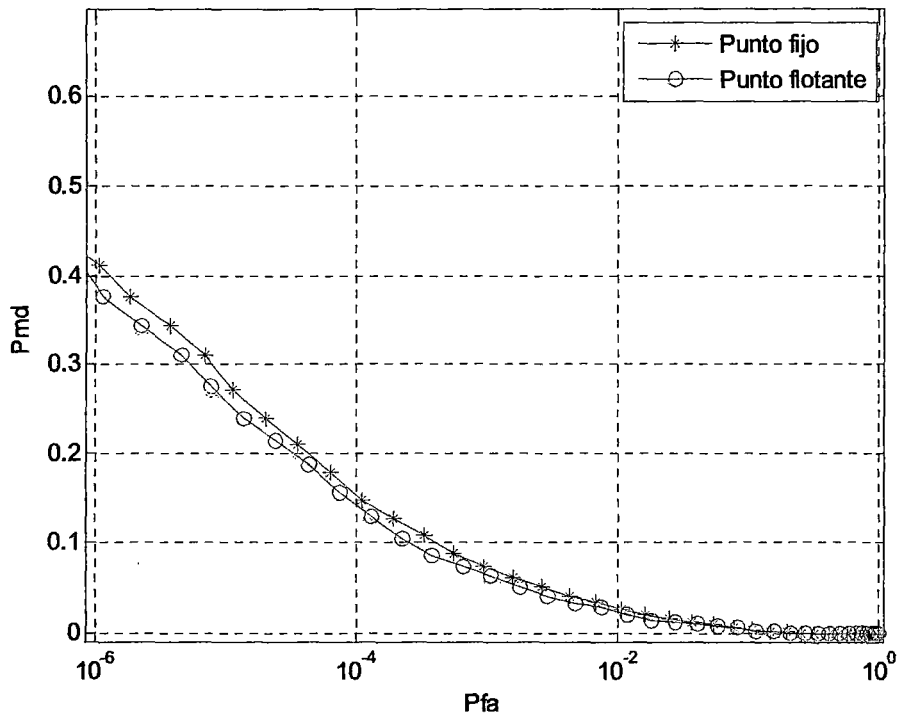


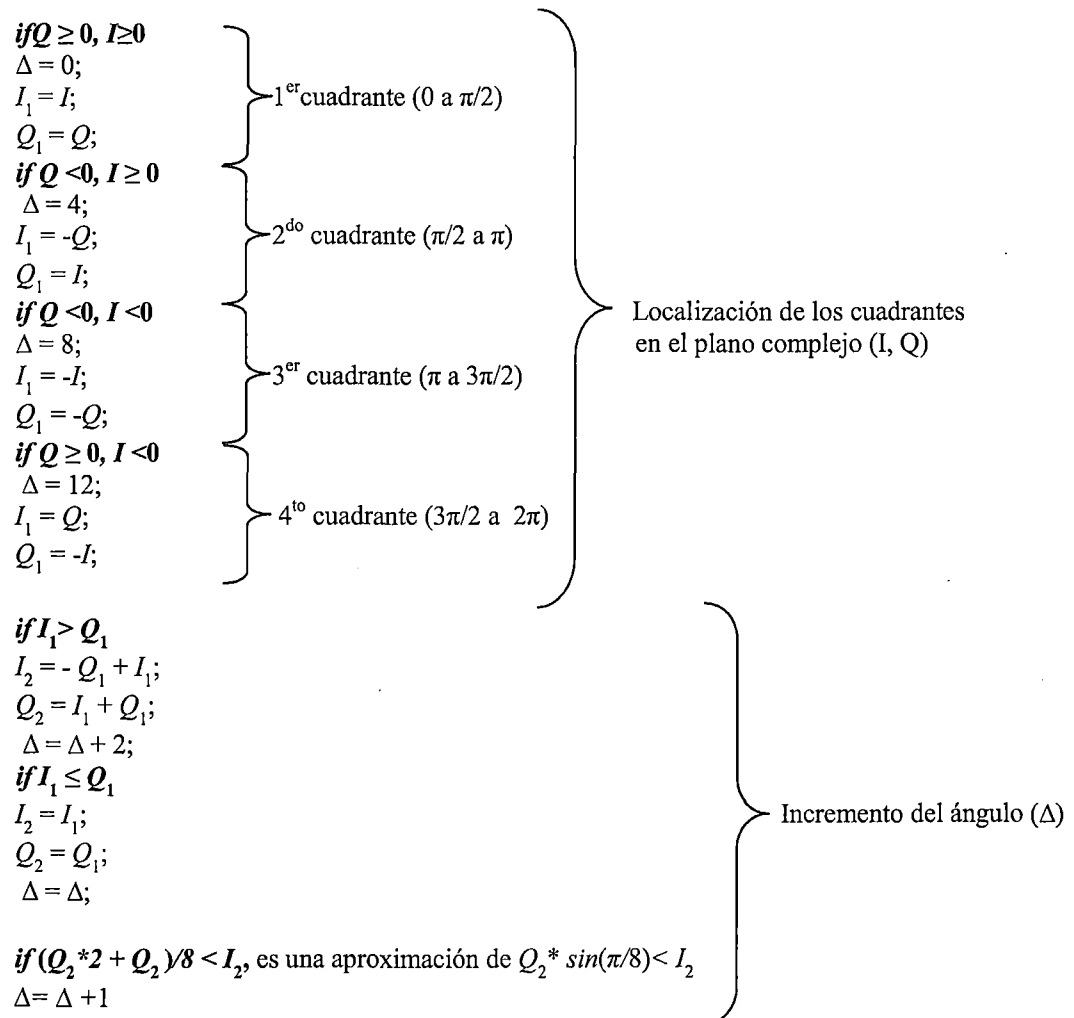
Figure 4.12: Curvas ROCs para la precisión finita

#### 4.4. ARQUITECTURA

En esta sección se explica y define las arquitecturas a nivel de bits de precisión finita, como consecuencia de la cuantificación del ángulo  $\theta(k)$ , representado por  $\theta_q$ , donde  $n_{bits} = 4$  es adecuado para asegurar el desempeño de la detección con baja complejidad (sección 4.4.1), codificado con 3 bits de longitud para  $e^{j\theta}$  (sección 4.4.2) y de la generalización de los niveles de estado  $S_n(k)$  del módulo  $|x|$  (sección 4.4.3).

#### 4.4.1. ARQUITECTURA A NIVEL DE BIT PARA $\theta(k)$

La cuantificación del  $\theta(k)$  como resultado de la simulación realizada en la sección 4.3.1, dado por  $nbit = 4$ , resultó ser adecuado; acto seguido se calculó el ángulo  $\theta_q$  dado por:  $\theta_q = [\theta / (2\pi) \times 2^{nbit} + 0.5]$ , usando el componente CORDIC en modo de rotación para  $2^{nbits} = 16$  bits de precisión (figura 4.13(a)), con el propósito de realizar una conversión de  $\theta_q$  a su equivalente digital, dicha conversión se precisa con el siguiente algoritmo que se muestra a continuación:



El algoritmo dado líneas arriba se puede representar bajo una arquitectura simplificada como se muestra en la figura 4.13 (b), donde  $r(k)$  es la señal recibida  $\theta$  en el plano complejo (compuesta por una parte imaginaria (I) y otra real (Q)).  $\Delta$  es la estimación del ángulo de rotación digital, y  $S(k)$  es la señal de salida después del módulo.

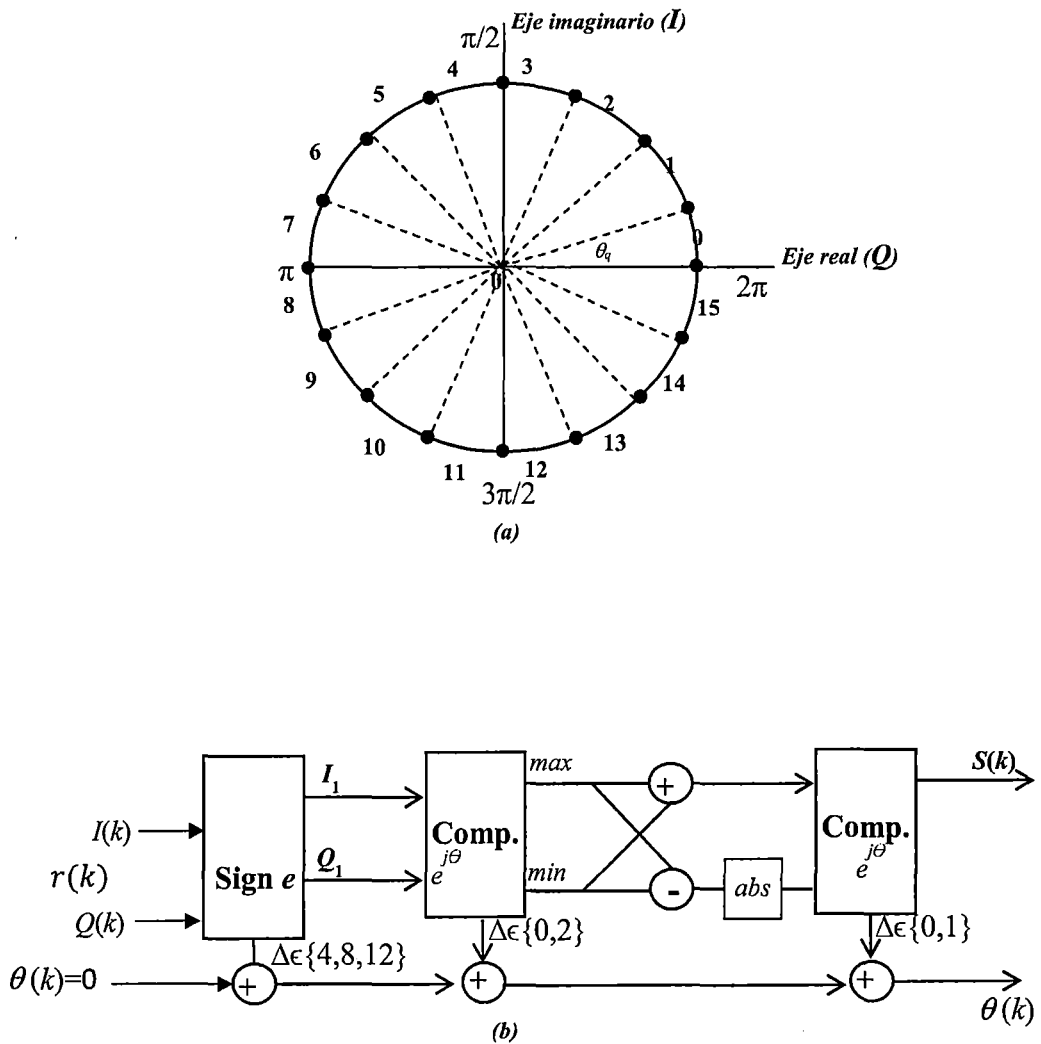


Figura 4.13: Componente CORDIC en modo de rotación en una ROM de tamaño  $2^4$  en (a) y su arquitectura simplificada para  $\theta(k)$  en (b)

#### 4.4.2. CÁLCULO A NIVEL DE BIT PARA $e^{j\theta(k)}$

Para valores de  $\theta_q$  que corresponde a  $(\theta_0, \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{15})$ , el cálculo de  $e^{j\theta_q}$  se hizo simplemente por medio de un acceso de lectura en una ROM de tamaño  $2^4 = 16$  que contiene la parte real ( $Q$ ) y la parte imaginaria ( $I$ ) codificado con 3 bits para aproximarse a 16 posiciones, en la constelación de puntos del plano complejo reducido, usando las simetrías de las funciones del seno y coseno de  $\theta$  como se muestra en la figura 4.14, donde  $Q_q$  y  $I_q$  representan la matriz de coordenadas; por ejemplo 1 bit codificado se representará por  $Q_q = [1 \ 1 \ 0 \ -1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 1]$  y  $I_q = [0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ -1 \ -1 \ -1]$ , compuesta por 8 posiciones en la constelación de puntos del plano complejo. Para representar 3 bits codificados se representará por  $Q_q = [3 \ 3 \ 2 \ 1 \ 0 \ -1 \ -2 \ -3 \ -3 \ -3 \ -2 \ -1 \ 0 \ 1 \ 2 \ 3]$  y  $I_q = [0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 3 \ 3 \ 2 \ 1 \ 0 \ -1 \ -2 \ -3 \ -3 \ -3 \ -2 \ -1]$  compuesta por 16 posiciones en la constelación, y así sucesivamente.

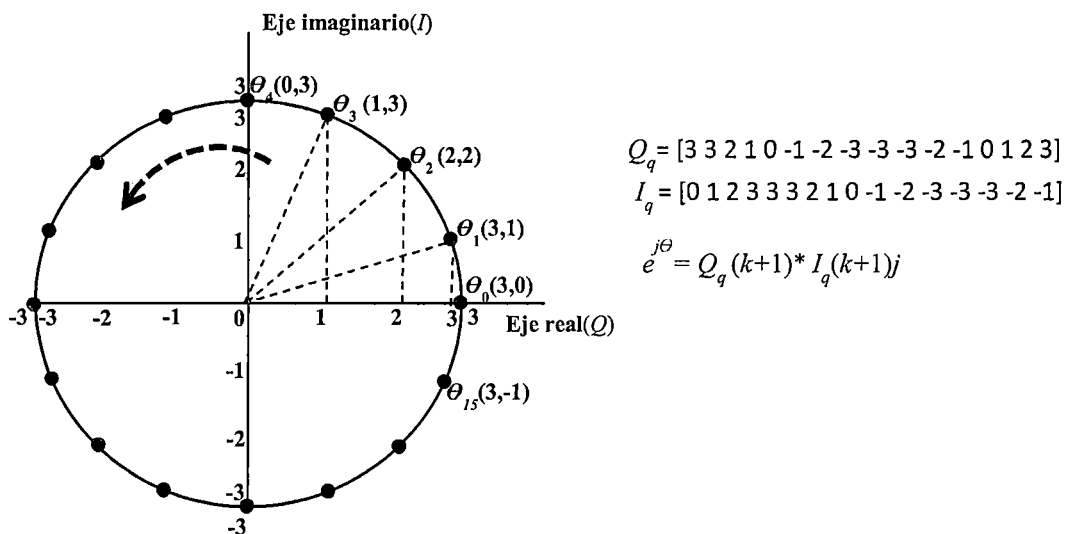


Figure 4.14: Cálculo de  $e^{j\theta_q}$  codificado con 3 bits

#### 4.4.3. ARQUITECTURA A NIVEL DE BIT PARA EL MÓDULO $|x|$

En el proceso de detección, dada una señal recibida  $r(k)$  en el sistema complejo que contiene partes reales e imaginarias, es decir que  $r(k) = [1 -1 1 -1 1 -1 \dots]$  puede expresarse como:

$[e^{j\theta+\varphi} - e^{j2\theta+\varphi} e^{j3\theta+\varphi} - e^{j4\theta+\varphi} e^{j5\theta+\varphi} - e^{j6\theta+\varphi} \dots e^{j(n-1)\theta+\varphi} - e^{jn\theta+\varphi}]$ , luego su conjugada de la señal extendida será:

$$[e^{j\theta+\varphi*} - e^{j2\theta-\varphi} - e^{j2\theta+\varphi*} e^{j3\theta-\varphi} \dots e^{j(n-1)\theta+\varphi*} - e^{jn\theta-\varphi}] = [-e^{-j\theta} - e^{-j\theta} \dots - e^{-j\theta}]$$

Donde  $|e^{-j\theta}| = \sqrt{-(\cos(\theta))^2 - j\sin(\theta)^2}$ , dando como resultado el módulo  $|e^{-j\theta}| = 1$ . La cuantificación del módulo denotado de modo general por  $|x|$  es el resultado después de la convolución de la señal extendida con los filtros del SOF y PLS que también contienen partes reales (Q) e imaginarias (I) representado como  $(a + jb)$  donde  $|Q| = a$  y  $|I| = b$ .

Asimismo, con el fin de calcular el módulo  $|x|$  a una precisión finita,  $|x|$  es separado en dos partes, es decir valores mínimos y máximos de  $(a + jb)$ , luego estas partes se calculan precisando los niveles de estado  $S_1(k)$ ,  $S_2(k)$ ,  $S_3(k)$ , ..., o  $S_n(k)$ , dicho cálculo se puede expresar de modo general con el siguiente algoritmo:

$$\text{Módulo } |x| \text{ dividido por } \begin{cases} x = \max(|I|, |Q|) \\ y = \min(|I|, |Q|) \end{cases}$$

Donde;

$$S_1(k) = x_1 = x + y/2$$

$$y_1 = |y - x/2|$$

$$S_2(k) = x_2 = x_1 + y_1/4$$

$$y_2 = |y_1 - x_1/4|$$

$$S_3(k) = x_3 = x_2 + y_2/8$$

$$y_3 = |y_2 - x_2/8|$$

·  
·  
·

$$S_n(k) = x_n = x_{n-1} + y_{n-1}/2^n$$

En base al algoritmo descrito líneas arriba, la arquitectura general del módulo para los niveles de estado es mostrado en la figura 4.15, donde  $r(k)$  es la señal recibida en el sistema complejo, que es separado en partes reales ( $Q$ ) e imaginarias ( $I$ ), donde  $S_n(k)$  representa la ecuación general del cálculo del módulo  $|x|$  de precisión finita de  $n$  estados.

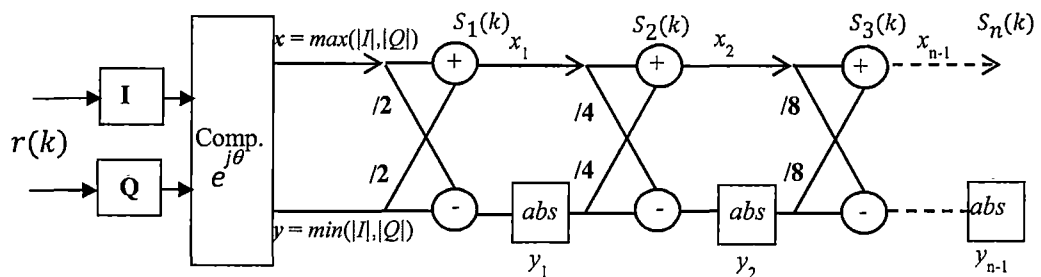


Figura 4.15: Arquitectura del módulo  $|x|$

#### **4.5. EVALUACIÓN GENERAL DEL MÉTODO SUMATORIA SIMPLIFICADA (MÉTODO PROPUESTO)**

Como punto de partida para la evaluación general (estimación de la tasa de error de trama) durante el proceso de detección, primero se calculó la media de los umbrales, tanto para la estimación de punto fijo como para el punto flotante (a -2.35 dB como límite inferior de potencia de señal que define el estándar DVB-S2). Por ejemplo en la figura 4.16 se observa una media de los umbrales igual a 108 para la estimación de punto flotante y 377 para la estimación de punto fijo calculados en base al método propuesto para un número de 20000 tramas detectadas.

La evaluación general del desempeño y complejidad en términos de probabilidad o tasa de error de trama (FER) para el método propuesto, fue simulado en MATLAB (figura 4.17) con los siguientes parámetros: Longitud de trama LF=154 bits (incluye la información del PLS = 64 bits, información del SOF = 26 bits y el dato = 64 bits), Número de tramas NF=20000, estimado a un rango de potencia de la señal SNR de -3 dB a 1 dB.

Dicha evaluación se hizo comparando las curvas paramétricas de punto fijo (curva de precisión finita estimado con los valores cuantificados en la sección 4.3) con el punto flotante (curva sin cuantificación), donde la diferencia entre las estimaciones de punto fijo y punto flotante es mínima; es decir menor a 0.5 dB, lo cual demuestra que la cuantificación realizada y su arquitectura contribuye a la reducción de la complejidad en su implementación.



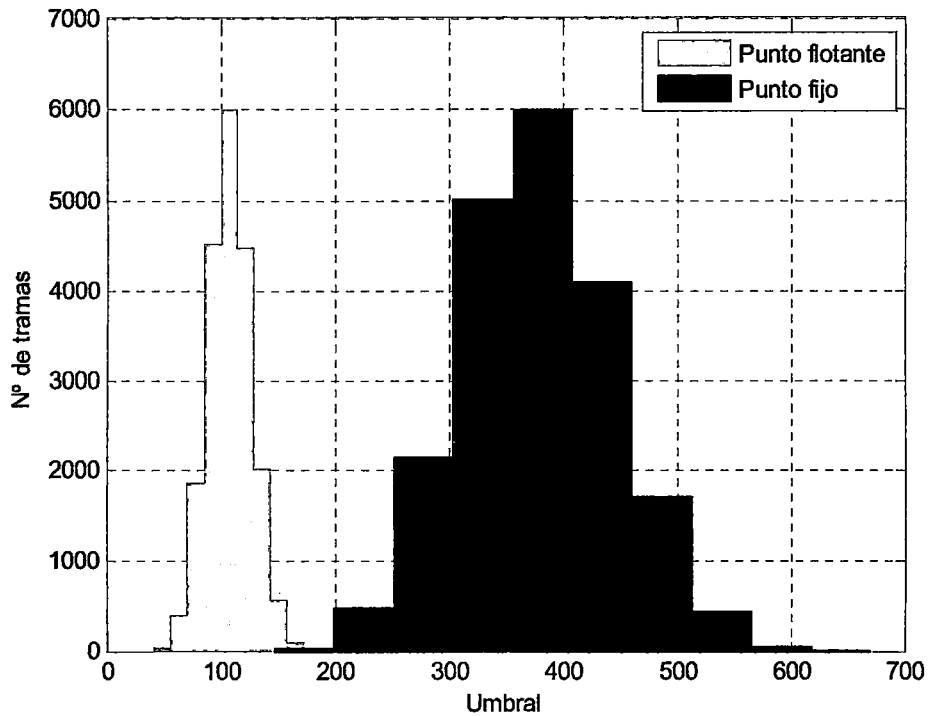


Figura 4.16: Histograma de la media de los umbrales para el método de sumatoria simplificada

La evaluación del desempeño en términos de tramas erradas (con  $NF = 20000$ ) después del proceso de detección se explica de la siguiente manera:

1. Como límite inferior de la potencia de la señal igual  $-2.35$  dB (definida por el estándar DVB-S2), la estimación de punto fijo y punto flotante presenta un error cada 6 tramas detectadas.
2. Para una potencia de señal igual 1 dB, la estimación de punto fijo presenta un error cada 5000 tramas detectadas, y la estimación de punto flotante presenta un error cada 7000 tramas detectadas.

Por lo tanto, la evaluación del desempeño descrito en los ítems 1 y 2 afirma la robustez del método propuesto en el proceso de detección de trama y en consecuencia la optimización de la sincronización.

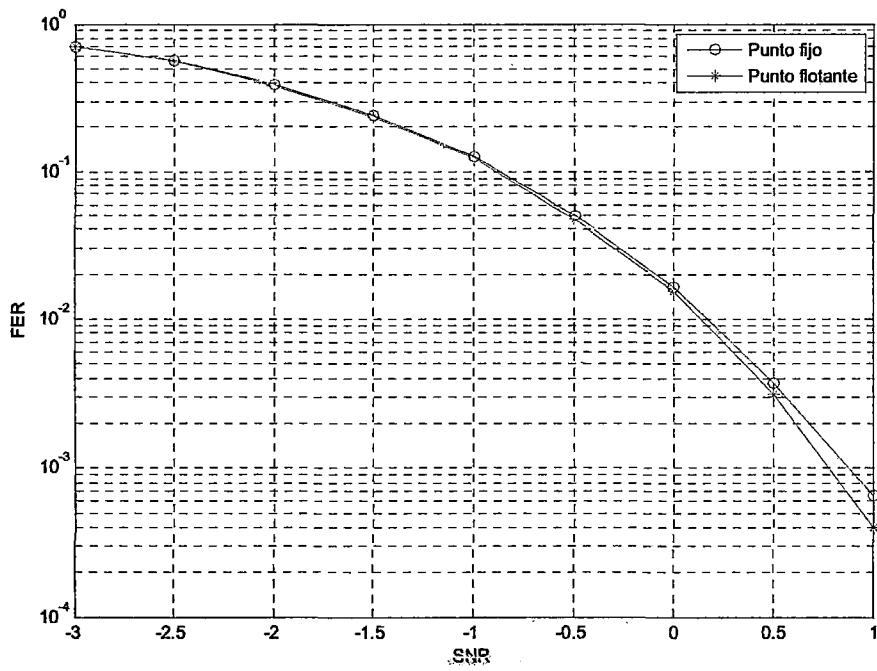


Figura 4.17: Desempeño del método de sumatoria simplificada

## **CAPÍTULO V**

### **CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

#### **5.1. CONCLUSIONES**

Del análisis comparativo entre el método planteado en el artículo “Efficient multiplierless architecture for frame synchronization in DVB-S2 standard” por Boutillon et al. (2011) y el método “sumatoria simplificada” se concluye con lo siguiente:

1. El uso de la estructura combinada PLS con el SOF, bajo un umbral de estimación en la sincronización de trama, permite obtener un método muy fiable para detectar el inicio de trama.
2. El método “sumatoria simplificada” alcanza una ganancia en el desempeño de alrededor del 10 %, en comparación con el método planteado en el artículo

“Efficient multiplierless architecture for frame synchronization in DVB-S2 standard”.

3. La precisión finita para el método “sumatoria simplificada”, usando el componente CORDIC en modo rotación con acceso a lectura a una ROM =  $2^{n_{bit}} = 16$ , codificado con tres bits y módulo con un nivel ( $S_1(k)$ ), resulta el óptimo y determina el equilibrio entre el desempeño de los algoritmos y complejidad del sistema.
4. Es posible analizar el proceso de sincronización de trama en el estándar DVB-S2, en base a las evaluaciones de la tasa de error de trama (FER).

## **5.2. RECOMENDACIONES**

1. Para mejorar significativamente el rendimiento del demodulador, con el fin de detectar el inicio de trama, se podría combinar coherentemente la información de los filtros SOF y PLS para una mejor discriminación.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Bahai A.R.S., Saltzberg B.R. and Mustafa E., Multi-carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM, Springer-Verlag, New York Inc., 2004.
- [2] Boutillon, E.; Pansoo Kim; Roland, C.; Deock-Gil Oh;, “Efficient multiplierless architecture for frame synchronization in DVB-S2 standard”, Signal Processing Systems (SiPS), 2011 IEEE Workshop on , vol., no., pp. 163-167, 4-7 Oct. 2011.
- [3] C. Shannon, A Mathematical Theory of Communication, Bell System Technical Journal, 1948.
- [4] Casini E., De Gaudenzi R. and Ginesi A., “DVB-S2 modem algorithms design and performance over typical satellite channels”, International Journal of Satellite Communications and Networking, vol. 22, no. 3, pp. 281-318, May-Jun. 2004.
- [5] ChoiZ. Y., and Y. H. Lee, “Frame synchronization in the presence of frequency offset”, *IEEE Trans. on Commun.*, vol.50, no. 7, pp.1162-1065, Jul. 2002.
- [6] ETSI EN 301 790, Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction Channel for Satellite Distribution Systems, v1.3.1, Mar. 2003.
- [7] ETSI EN 302 307 V1.3.1 “Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2)”, (2013-03).
- [8] Eun Cheol Kim; Jin Young Kim; “Ternary sequence based OFDM frame synchronization and frequency offset compensation scheme in wireless communication channels”, Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on, vol., no., pp.783-788, 5-8 July 2009.
- [9] Evans B.G., Satellite Communication Systems, 3rd edition, the Institution of Electrical Engineers, 1999.

- [10] Gabelli, G.; Palestini, C.; Cioni, S.; Vanelli-Coralli, A.; Corazza, G.E., “A performance and complexity optimization of joint code and frame synchronization for DVB-S2/RCS mobile”, Advanced satellite multimedia systems conference (asma) and the 1<sup>th</sup> signal Processing for space Communications workshop (spsc), 2010 5th , vol., no., pp. 190-197, 13- 15 Sept. 2010.
- [11] Gardner F.M., “Demodulator reference recovery techniques suited for digital implementation”, European Space Agency Final Report, ESTEC contract no. 6847/861NLIDG, Aug. 1988.
- [12] Gerra D; “Desarrollo de un programa que permita calcular los parámetros de transmisión Forward en enlaces satelitales utilizando el estándar DVB-S2 (Digital Video Broadcasting by Satellite 2)”, Escuela Politécnica Nacional, Quito-Ecuador 2007.
- [13] J. E. Volder, “The CORDIC Trigonometric Computing Technique”, IRE Transactions on Electronic Computers, Sep. 1959.
- [14] Kim P, et al., “Enhanced frame synchronization for the DVB-S2 system under a large of frequency offset”, in *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC'07)*, pp.1183-1187, Mar 2007.
- [15] Kim P., et al., “Robust frame synchronization for the DVB-S2 system with large frequency offsets”, *Wiley Int. Jour. of Satellite Communications and Networking*, vol. 27, no. 1, pp.35-52, Jan-Feb 2009.
- [16] Li Qing ; Zeng Xiaoyang ; Wu Chuan ; Zhang Yulong ; Deng Yunsong ; Jun Han, “Optimal frame synchronization on DVB-S2”, Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium.
- [17] Luise M. and Reggiannini R., “Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmission”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 3, pp.1169-1178, Mar. 1995.
- [18] Maral G. and Bousquet M., *Satellite Communications Systems*, 3rd edition, John Wiley, 1998.
- [19] Mengali U., D'Andrea A. N., *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, Plenum Press, New York, 1997.

- [20] Meyr H., Moeneclaey M. and Fechtel S., *Digital communication receivers: synchronization, channel estimation and signal processing*, Wiley, New York, 1997.
- [21] Morello A. and Mignone V., "DVB-S2: The second generation standard for satellite broadband services", *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 1, pp. 210-227, Jan. 2006.
- [22] Parsons J. D., *The Mobile Radio Propagation Channel*, 2nd edition, John Wiley, 2002.
- [23] Proakis, J.G., *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, 1983.
- [24] Rappaport T.S., *Wireless Communications, Principles and Practice*, 2nd edition, Prentice Hall, 2002.
- [25] Reimers U. and Morello A., "DVB-S2, the second generation standard for satellite broadcasting and unicasting", *International Journal of Satellite Communications and Networking*, vol. 22, no. 3, pp. 249-268, May-June 2004.
- [26] Saunders S.R., *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*, John Wiley, 1999.
- [27] Schulze H. and Luders C., *Theory and Applications of OFDM and CDMA: Wideband Wireless Communications*, John Wiley and Sons Ltd., 2005.
- [28] Sun F., Y. Jiang, L. Lee, "Frame synchronization and pilot structure for second generation DVB via satellites", *Wiley Int. Journal of Satellite Communications and Networking*, vol. 22, no. 3, pp.319-339, May-Jun 2004.
- [29] Teo K.H., Tao Z. and Zhang J., "The mobile broadband WiMAX standard", *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 5, pp. 144 - 148, Sep. 2007.
- [30] Van Nee R. and Prasad R., *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 1999.
- [31] Vincent P. et al, "Mobile Wideband Global Link System (MOWGLY) - aeronautical, train and maritime global high-speed satellite services", *Proceedings of AAA ICSSC conference, Rome, Sep. 2005*.
- [32] Wu N. et al, "A modified carrier frequency estimator for DVB-S2 system", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pp. 2428-2432, 2007.

- [33] Zhixiong Chen; Jinsha Yuan; “A Code-Aided Soft Frame Synchronization Algorithm for Quasi-Cyclic LDPC Coded System”, *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2009. WiCom 09. 5th International Conference*, vol., no., pp. 1-4, 24-26 Sept. 2009.



## ANEXO A

### EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DEL MODELO DE REFERENCIA

Las siguientes tablas A1, A2, A3 y A4 muestran el resultado de la detección del método realizado por Boutillon et al. (2011) combinando la información del SOF y PLS para diferentes valores de  $T_{SOF}$  y  $T_{PLS}$ .

Modulation	SNR	PLS Thrshol → SOF Thrshid	FA 700		FA 800		FA 900		FA 1000	
			MISS	MISS	MISS	MISS	MISS	MISS		
QPSK	-2,35 dB	700	15	992	0	994	0	995	0	996
		650	25	991	1	994	0	995	0	996
		600	44	986	7	994	0	995	0	996
		550	72	986	11	994	1	995	0	996
		500	127	977	26	989	3	991	1	995
		450	210	969	36	983	3	986	1	994
		400	381	957	60	972	5	982	2	991
QPSK	0 dB	700	13	894	0	921	0	945	0	958
		650	20	871	1	903	0	931	0	950
		600	40	847	4	887	2	920	0	942
		550	69	806	11	855	4	894	0	921
		500	123	764	23	818	8	869	0	901
		450	224	716	39	777	11	841	0	882
		400	420	656	68	728	12	808	0	853
QPSK	3 dB	700	12	316	4	327	0	340	0	354
		650	18	263	5	274	0	289	0	304
		600	37	203	8	216	0	233	0	248
		550	75	151	17	164	2	181	1	197
		500	121	105	28	119	3	137	2	154
		450	216	73	48	87	5	106	2	125
		400	409	44	80	58	10	78	5	98
QPSK	6 dB	700	15	12	2	12	0	12	0	12
		650	22	9	2	9	0	9	0	9
		600	34	4	3	4	1	4	0	4
		550	56	4	6	4	1	4	0	4
		500	92	1	13	1	3	1	0	1
		450	180	1	24	1	3	1	0	1
		400	354	0	60	0	10	0	0	0

Tabla A1: Desempeño de la detección de trama con modulación QPSK

Modulation	SNR	PLS Thrshol → SOF Thrshld	FA 700		FA 800		FA 900		FA 1000	
			FA	MISS	FA	MISS	FA	MISS	FA	MISS
8PSK	5,5 dB	700	16	27	1	27	0	27	0	27
		650	22	18	1	18	0	18	0	18
		600	34	11	1	11	0	11	0	11
		550	56	6	4	6	1	6	0	6
		500	93	3	12	3	3	3	0	3
		450	174	2	22	2	3	2	0	2
		400	330	1	55	1	10	1	1	1
8PSK	6,6 dB	700	12	4	2	4	0	4	0	4
		650	19	3	2	3	0	3	0	3
		600	33	3	4	3	0	3	0	3
		550	51	0	9	0	0	0	0	0
		500	92	0	14	0	1	0	0	0
		450	171	0	26	0	3	0	0	0
		400	351	0	60	0	10	0	1	0
8PSK	8 dB	700	11	0	2	0	0	0	0	0
		650	23	0	5	0	0	0	0	0
		600	35	0	8	0	0	0	0	0
		550	60	0	12	0	0	0	0	0
		500	98	0	17	0	0	0	0	0
		450	178	0	32	0	1	0	1	0
		400	345	0	63	0	5	0	1	0

Tabla A2: Desempeño de la detección de trama con modulación 8PSK

Modulation	SNR	PLS Thrshol → SOF Thrshld	FA 700		FA 800		FA 900		FA 1000	
			FA	MISS	FA	MISS	FA	MISS	FA	MISS
16APSK	6 dB	700	10	7	1	7	0	7	0	7
		650	15	4	1	4	0	4	0	4
		600	21	2	1	2	0	2	0	2
		550	33	0	1	0	0	0	0	0
		500	54	0	4	0	0	0	0	0
		450	101	0	12	0	0	0	0	0
		400	178	0	23	0	2	0	0	0
16APSK	9 dB	700	6	0	3	0	0	0	0	0
		650	13	0	4	0	0	0	0	0
		600	18	0	4	0	0	0	0	0
		550	34	0	4	0	0	0	0	0
		500	61	0	7	0	0	0	0	0
		450	105	0	14	0	1	0	0	0
		400	187	0	27	0	1	0	0	0
16APSK	12 dB	700	5	0	0	0	0	0	0	0
		650	7	0	0	0	0	0	0	0
		600	16	0	0	0	0	0	0	0
		550	23	0	2	0	1	0	1	0
		500	46	0	6	0	1	0	1	0
		450	90	0	15	0	2	0	1	0
		400	165	0	23	0	2	0	1	0

Tabla A3: Desempeño de la detección de trama con modulación 16APSK

Modulation	SNR	PLS Thrshol → SOF Thrshld	FA	MISS	FA	MISS	FA	MISS	FA	MISS
			700	700	800	800	900	900	1000	1000
32APSK	9 dB	700	3	0	1	0	0	0	0	0
		650	6	0	1	0	0	0	0	0
		600	11	0	2	0	1	0	0	0
		550	27	0	8	0	2	0	0	0
		500	39	0	10	0	2	0	0	0
		450	67	0	14	0	2	0	0	0
400	144	0	27	0	6	0	2	0		
32APSK	13 dB	700	10	0	3	0	0	0	0	0
		650	12	0	3	0	0	0	0	0
		600	21	0	3	0	0	0	0	0
		550	32	0	5	0	0	0	0	0
		500	54	0	8	0	1	0	0	0
		450	89	0	16	0	1	0	0	0
400	159	0	24	0	3	0	2	0		
32APSK	15 dB	700	6	0	3	0	0	0	0	0
		650	6	0	3	0	0	0	0	0
		600	10	0	3	0	0	0	0	0
		550	25	0	5	0	0	0	0	0
		500	45	0	8	0	0	0	0	0
		450	82	0	13	0	0	0	0	0
400	152	0	27	0	3	0	2	0		

Tabla A4: Desempeño de la detección de trama con modulación 32APSK

## ANEXO B

### CÓDIGO PRINCIPAL

```
% CURVAS ROCS PARA EL SOF, PLS, MÉTODO SOFr1+PLSr2 Y MÉTODO (SOF+PLS)r
=====

address=pwd;
addpath([address'\funciones']);%llamada a funciones dentro de la carpeta funciones
snr = -2.35;
offset = 0.1*pi*2; % 10%
phi0 = 0;
sof = [-1 1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1];
Scramb = [0,1,1,1,0,0,0,1,1,0,0,1,1,0,0,1,1,0,0,0,0,0,0,0,1,1,1,1,0,0,1,0,0,1,...
          0,1,0,1,0,0,1,1,0,1,0,0,0,0,1,0,0,0,1,0,1,1,0,1,1,1,1,1,1,0,1,0];
      b = [0 1 0 0 0 1 0];
      pls = codage(b,Scramb);

filters;

%% Evaluación estadística del sistema sin señal
sans_signald1 = [];
sans_signald2 = [];
sans_signald3 = [];
for i=1:100
    i
    x = sign(randn(1,3000*(L_sof + L_pls)));
    y = canal(x, offset, phi0, snr);
    y= y./abs(y);
    d1 = detec_sof(y,sof);
    d2 = detec_pls(y,pls);
    d3 = detec_sof_plus_pls(y,m_buf_filtre_sof,m_buf_filtre_pls);
    sans_signald1 = [sans_signald1 d1];
    sans_signald2 = [sans_signald2 d2];
    sans_signald3 = [sans_signald3 d3];
    clear d1;
    clear d2;
    clear d3;
    clear x;
    clear y;
end;

%% Evaluación estadística del sistema con señal
x = kron( ones(1,3000), {sof pls sign(randn(1,64))});
y = canal(x, offset, phi0, snr);
y= y./abs(y);
    d1 = detec_sof(y, sof);
    d2 = detec_pls(y,pls);
    d3 = detec_sof_plus_pls(y,m_buf_filtre_sof,m_buf_filtre_pls);
avec_signald1 = d1(1:L_sof+L_pls+64:length(d1));
avec_signald2 = d2(L_sof+1:L_sof+L_pls+64:length(d2));
avec_signald3 = d3(1:L_sof+L_pls+64:length(d3));
    clear d1;
    clear d2;
    clear d3;
    clear x;
    clear y;

%% cálculo del COR para el SOF
mini = min( min(sans_signald1), min(avec_signald1));
maxi = max(max(avec_signald1), max(sans_signald1));
for i= 1:100
    seuil = mini + (maxi - mini)/99*(i-1);
    %% Calculamos para: puntos porcentuales por encima del umbral de sans_signal.
    %% Este cálculo se realiza mediante una artimaña
    pfa(i) = sum((sign( abs(sans_signald1) - seuil) + 1)/2)/length(sans_signald1);
    pnd(i) = sum((sign( seuil - abs(avec_signald1)) + 1)/2)/length(avec_signald1);
end;
```

```

clear avec_signald1;
clear sans_signald1;

%% cálculo del COR para el PLS
mini = min( min(sans_signald2), min(avec_signald2));
maxi = max(max(avec_signald2), max(sans_signald2));
for i= 1:100
    seuil = mini + (maxi - mini)/99*(i-1);

%% Calculamos para: puntos porcentuales por encima del umbral de sans_signal.
%% Este cálculo se realiza mediante una artimaña
    pfa1(i) = sum((sign( abs(sans_signald2) - seuil) + 1)/2)/length(sans_signald2);
    pnd1(i) = sum((sign( seuil - abs(avec_signald2) + 1)/2)/length(avec_signald2));
end;

clear avec_signald2;
clear sans_signald2;

%% cálculo del COR del SOF/PLS para el método de sumatoria simplificada
mini = min( min(sans_signald3), min(avec_signald3));
maxi = max(max(avec_signald3), max(sans_signald3));
for i= 1:100
    seuil = mini + (maxi - mini)/99*(i-1);
%% Calculamos para: puntos porcentuales por encima del umbral de sans_signal.
%% Este cálculo se realiza mediante una artimaña
    pfa2(i) = sum((sign( abs(sans_signald3) - seuil) + 1)/2)/length(sans_signald3);
    pnd2(i) = sum((sign( seuil - abs(avec_signald3) + 1)/2)/length(avec_signald3));
end;

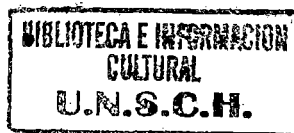
clear avec_signald3;
clear sans_signald3;

%% cálculo del COR del SOF/PLS para método clásico (estimado con Pareto)
for i=1:100
    for j=1:100
        pfa_joint((i + 100*(j-1)), :) = pfa(i)*pfa1(j);
        pnd_joint((i + 100*(j-1)), :) = 1 - (1 - pnd(i))*(1-pnd1(j));
    end
end

p=pareto([pfa_joint pnd_joint]);

figure(1)
semilogx(pfa, pnd, 'r *-*');
hold on;
semilogx(pfa1, pnd1, 'b ^-*');
hold on;
semilogx(p(:,1), p(:,2), 'y .-*');
hold on;
semilogx(pfa2, pnd2, 'k +-*');
xlabel('Pfa')
ylabel('Pnd')
legend('SOF', 'PLS', 'SOF_T_1+PLS_T_2', '(SOF+PLS)_T')
grid on;

```



```

% ROC PARA EL MÉTODO DE SUMATORIA SIMPLIFICADA (EVALUACIÓN DE LA PRECISIÓN FINITA)
% =====

address=pwd;
addpath([address'\funciones']);%llamada a funciones dentro de la carpeta funciones
snr = -2.35;
offset = 0.1*pi*2;
phi0 = 0;
sof = [-1 1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -1];
Scramb = [0,1,1,1,0,0,0,1,1,0,0,1,1,0,1,1,0,0,0,0,0,1,1,1,1,0,0,1,0,0,1,...
          0,1,0,1,0,0,1,1,0,1,0,0,0,0,1,0,0,0,1,0,1,1,0,1,1,1,1,1,0,1,0];
    b = [0 1 0 0 0 1 0];
    pls = codage(b,Scramb);

%% Evaluación estadística del sistema sin señal
sans_signald = [];
sans_signald1 = [];

filters;

for i=1:100
    i
    x = sign(randn(1,2900*(L_sof + L_pls)));
    z = canal(x, offset, phi0, snr);
    theta = floor(angle(z)*16/(2*pi) + 0.5);
    d = detec_final(theta,m_buf_filtre_sof,m_buf_filtre_pls);
    sans_signald = [sans_signald d];
    y= z./abs(z);
    d1 = detec_sof_plus_pls(y,m_buf_filtre_sof,m_buf_filtre_pls);
    sans_signald1 = [sans_signald1 d1];
end;

%% Evaluación estadística del sistema con señal
x = kron( ones(1,2900), [sof pls sign(randn(1,64))] );
z = canal(x, offset, phi0, snr);
theta = floor(angle(z)*16/(2*pi) + 0.5);
d = detec_final(theta,m_buf_filtre_sof,m_buf_filtre_pls);
avec_signald = d(1:L_sof+L_pls+64:length(d));
y= z./abs(z);
d1 = detec_sof_plus_pls(y,m_buf_filtre_sof,m_buf_filtre_pls);
avec_signald1 = d1(1:L_sof+L_pls+64:length(d1));

%% cálculo del COR del SOF/PLS para el método de sumatoria simplificada (punto fijo)
mini = min(min(sans_signald), min(avec_signald));
maxi = max(max(avec_signald), max(sans_signald));
for i= 1:100
    seuil = mini + (maxi - mini)/99*(i-1);
    %% Calculamos para: puntos porcentuales por encima del umbral de sans_signal.
    %% Este cálculo se realiza mediante una artimaña
    pfa(i) = sum((sign( abs(sans_signald) - seuil) + 1)/2)/length(sans_signald);
    pnd(i) = sum((sign( seuil - abs(avec_signald) ) + 1)/2)/length(avec_signald);
end;

%% cálculo del COR del SOF/PLS para el método de sumatoria simplificada (punto flotante)
mini = min(min(sans_signald1), min(avec_signald1));
maxi = max(max(avec_signald1), max(sans_signald1));
for i= 1:100
    seuil = mini + (maxi - mini)/99*(i-1);
    %% Calculamos para: puntos porcentuales por encima del umbral de sans_signal.
    %% Este cálculo se realiza mediante una artimaña
    pfal(i) = sum((sign( abs(sans_signald1) - seuil) + 1)/2)/length(sans_signald1);
    pndl(i) = sum((sign( seuil - abs(avec_signald1) ) + 1)/2)/length(avec_signald1);
end;

figure(1)
semilogx(pfa, pnd,'r *-');
hold on
semilogx(pfal, pndl,'b o-');
xlabel('Pfa')
ylabel('Pnd')
legend('Punto fijo', 'Punto flotante')
grid on

```

```

% EVALUACIÓN FER PARA EL MÉTODO DE SUMATORIA SIMPLIFICADA
% =====
address=pwd;
addpath([address '\functions']);
snr = -2.35;
offset = 0.1*pi*2;
phi0 = 0;
sof = sign(randn(1,26));
Scramb = [0,1,1,1,0,0,0,1,1,0,0,1,1,1,0,1,1,0,0,0,0,0,1,1,1,1,0,0,1,0,0,1,...
          0,1,0,1,0,0,1,1,0,1,0,0,0,0,1,0,0,0,1,0,1,1,0,1,1,1,1,1,0,1,0];
b = [0 1 0 0 0 1 0];
pls = codage(b,Scramb);

filters;

%% Evaluación de la media de umbrales
x = kron( ones(1,20000), [sof pls sign(randn(1,64))] );
z = canal(x, offset, phi0, -2.35);
theta = floor(angle(z)*16/(2*pi) + 0.5);
d = detec_final(theta,m_buf_filtre_sof,m_buf_filtre_pls);
avec_signald = d(1:L_sof+L_pls+64:length(d));
avec_signald=avec_signald(1:length(avec_signald)-1);
thfixed=mean(avec_signald);
y= z./abs(z);
d1 = detec_sof_plus_pls(y,m_buf_filtre_sof,m_buf_filtre_pls);
avec_signald1 = d1(1:L_sof+L_pls+64:length(d1));
avec_signald1=avec_signald1(1:length(avec_signald1)-1);
thfloating=mean(avec_signald1);

figure(1)
hist(avec_signald1);
hold on;
h=findobj(gca,'Type','patch');
set(h,'FaceColor','r','EdgeColor','w')
hist(avec_signald);
xlabel('Umbral')
ylabel('N° de tramas')
legend('Punto flotante', 'Punto fijo')
grid on

length_avec_signal=20000;
x = kron( ones(1,length_avec_signal), [sof pls sign(randn(1,64))] );
t=1;
for snr=-3:0.5:1

%% Evaluación estadística del sistema con señal
z = canal(x, offset, phi0, snr);
theta = floor(angle(z)*16/(2*pi) + 0.5);
d = detec_final(theta,m_buf_filtre_sof,m_buf_filtre_pls);
avec_signald = d(1:L_sof+L_pls+64:length(d));
avec_signald=avec_signald(1:length(avec_signald)-1);
y= z./abs(z);
d1 = detec_sof_plus_pls(y,m_buf_filtre_sof,m_buf_filtre_pls);
avec_signald1 = d1(1:L_sof+L_pls+64:length(d1));
avec_signald1=avec_signald1(1:length(avec_signald1)-1);

%% Evaluación del FER
FER(t) = sum((sign(thfixed - abs(avec_signald)) + 1)/2)/length(avec_signald);
SNR(t)=snr;
FER1(t) = sum((sign(thfloating - abs(avec_signald1)) + 1)/2)/length(avec_signald1);
t=t+1;
clear avec_signald;
clear avec_signald1;

end
figure(2)
semilogy(SNR,FER,'b o-');
hold on
semilogy(SNR,FER1,'r *-');
xlabel('SNR')
ylabel('FER')
legend('Punto fijo','Punto flotante')
grid on

```

## FUNCIONES

```
%% función canal
%% =====
function y = canal(x, offset, phi0, snr)
sigma = sqrt(1/2*10^(-snr/10));
i = (1:length(x));
dephasage = exp(1i*(i*offset + phi0));
y = x.*dephasage + sigma*(randn(1,length(x))+1i*randn(1,length(x)));

%% función codage
%% =====
function Y = codage(b,Scramb)
G = def_G();
Y = mod( b(1:6)*G,2);
Y = kron( Y, [1 1]);
b7 = kron(ones(1,32), [0 b(7)]);
Y = mod( Y + b7, 2);
% Scrambling
Y = xor(Y , Scramb);
% Modulación
Y = 2*Y -1;

%% función hadamard
%% =====
function G = def_G()
G = [kron(ones(1,16), [0 1]);kron(ones(1,8), [0 0 1 1]); kron(ones(1,4), [0 0 0 0
1 1 1 1]);];
G = {G; kron( [0 1 0 1], ones(1,8)); kron( [0 1], ones(1,16)); ones(1,32)};

%% función filters (filtros FIR del SOF y PLS)
%% =====
L_sof = 26;
L_pls = 64;
inverse_index_sof = L_sof:-1:1;
sofI = [sof(inverse_index_sof) zeros(1,L_sof
for s = 1:L_sof-1
    sof_r(1,:) = sofI(1:L_sof).*sofI(1+s:L_sof+s);
    sof_m_r(s,:) = circshift(sof_r(1,:),[0 s]);
    clear sof_r;
end;
sof_m_b_r=[sof_m_r;zeros(7, 26)];
m_buf_filtre_sof=[zeros(32,64) sof_m_b_r];

inverse_index_pls = L_pls:-1:1;
plsI = [pls(inverse_index_pls) zeros(1,L_pls)];
for s=1:6
    filtre(s,:) = kron(ones(1,2^(6-s)), [ones(1,2^(s-1)) zeros(1,2^(s-1))]);
end
filtre_r=[filtre(1,:);filtre(2,:);zeros(1, 64);filtre(3,:);zeros(3, 64);...
    filtre(4,:);zeros(7, 64);filtre(5,:);zeros(15, 64);filtre(6,:)];
for s1=[1,2,4,8,16,32]
    pls_r(s1,:) = plsI(1:L_pls).*plsI(1+s1:L_pls+s1);
end
for s2=[1,2,4,8,16,32]
    filtre_pls(s2,:)= pls_r(s2,:).* filtre_r(s2,:);
end
m_buf_filtre_pls=[filtre_pls zeros(32,26)];

%% función Pareto
%%=====
function p = pareto(t)
s = size(t);
p = [];
tab = 1:s(1);
size_p = 0;
while (length(tab)>0)
    test = t(tab(1),:);
    tab_n = [];
```



```

dominated = false;
for i= 1:size_p
    if (test(1,1) > p(i,1)) && (test(1,2) > p(i,2))
        dominated = true;
        break;
    end;
end;
if (dominated == true)
    tab = tab(2:end);
else
    for i = 2:length(tab)
        if (test(1,1) < t(tab(i),1))
            if test(1,2) > t(tab(i),2)
                tab_n = [tab_n tab(i)];
            end;
        else
            if test(1,2) > t(tab(i),2)
                test = t(tab(i),:);
            else
                tab_n = [tab_n tab(i)];
            end;
        end
    end
    p = [p; test];
    size_p = size_p + 1;
    tab= tab_n;
end;
end;

%% función detector sof
%% =====
function d = detec_sof(y,sof)
N = length(y);
L_sof=26;
y =[y zeros(1,L_sof)];
inverse_index1 = L_sof:-1:1;
sofI = [sof(inverse_index1) zeros(1,L_sof)];
for s = 1:L_sof-1
    sof_r(1,:) = sofI(1:L_sof).*sofI(1+s:L_sof+s);
    span(1,:) = y(1:N).*conj(y(1+s:N+s));
    dn(1,:) = abs(conv(span(1,:), sof_r(1,:)));
    clear sof_r;
    clear span;
    dn_corrige(s,:) = [dn(1,L_sof-s:length(dn)) zeros(1,L_sof-1-s)];
    clear dn;
end;
d = sum(dn_corrige,1);
clear dn_corrige;

%% función detector pls
%% =====
function d = detec_pls(y,pls)
N = length(y);
L_pls=64;
y =[y zeros(1,L_pls)];
inverse_index = L_pls:-1:1;
plsI = [pls(inverse_index) zeros(1,L_pls)];
for s=1:6
    span(1,:) = y(1:N).*conj(y(1+2^(s-1):N+2^(s-1)));
    filtre(1,:) = kron(ones(1, 2^(6-s)), [ones(1,2^(s-1)) zeros(1,2^(s-1))]);
    pls_r(1,:) = plsI(1:L_pls).*plsI(1+2^(s-1):L_pls+2^(s-1));
    filtre_pls(1,:)= pls_r(1,:).* filtre(1,:);
    dn(1,:) = abs(conv( span(1,:),filtre_pls(1,:)));
    clear span;
    clear filtre;
    clear pls_r;
    clear filtre_pls;
    dn_corrige(s,:) = [dn(1,L_pls-2^(s-1):length(dn)) zeros(1,L_pls-1-2^(s-1))];
    clear dn;
end;
d = sum(dn_corrige,1);
clear dn_corrige;

```

```

%% función detector (SOF+PLS)T (método de sumatoria simplificada)
%% =====
function d = detec_sof_plus_pls(y,m_buf_filtre_sof,m_buf_filtre_pls)
L_pls = 64;
L_sof=26;
N = length(y);
y = [y zeros(1,L_sof + L_pls)];
for s=1:6
    span(1,:) = y(1:N).*conj(y(1+2^(s-1):N+2^(s-1)));
    dn1(1,:) = conv(span(1,:),m_buf_filtre_pls(2^(s-1),:));
    dn2(1,:) = conv(span(1,:),m_buf_filtre_sof(2^(s-1),:));
    clear span;
    dn_corrige_pls(s,:) = abs([dn1(1,L_pls+L_sof-(2^(s-1)):length(dn1))
zeros(1,L_pls+L_sof-1-(2^(s-1)))]);
    dn_corrige_sof(s,:) = abs([dn2(1,L_pls+L_sof:length(dn2)) zeros(1,L_pls+L_sof-
1)]);
    clear dn1;
    clear dn2;
end;
dnpls=sum(dn_corrige_pls,1);
dnssof=sum(dn_corrige_sof,1);
clear dn_corrige_pls;
clear dn_corrige_sof;
d=dnpls+dnssof;
clear dnpls;
clear dnssof;

%% función detector (SOF+PLS)T para la precisión finita
%% =====
function d = detec_final(theta,m_buf_filtre_sof,m_buf_filtre_pls)
L_pls = 64;
L_sof=26;
N = length(theta);
theta = [theta zeros(1,L_sof + L_pls)];

for s3=[1,2,3,4,5,6]
    L = mod(theta(1:N) - theta(1+(2^(s3-1)):N+(2^(s3-1))), 16);
    span(1,:) = theta_to_exp_theta_16(L);
    clear L;
    dn1(1,:) = conv(span(1,:),m_buf_filtre_pls((2^(s3-1)),:));
    dn2(1,:) = conv(span(1,:),m_buf_filtre_sof((2^(s3-1)),:));
    clear span;
    dn_corrige_pls(1,:) = [dn1(1,L_pls+L_sof-(2^(s3-1)):length(dn1))
zeros(1,L_pls+L_sof-1-(2^(s3-1)))];
    dn_corrige_sof(1,:) = [dn2(1,L_pls+L_sof:length(dn2)) zeros(1,L_pls+L_sof-1)];
    clear dn1;
    clear dn2;
    P=dn_corrige_pls(1,:);
    P = P';
    d1(s3,:) = module_CORDIC_1(P);
    clear P;
    P=dn_corrige_sof(1,:);
    clear dn_corrige_pls;
    clear dn_corrige_sof;
    P = P';
    d2(s3,:) = module_CORDIC_1(P);
    clear P;
end
da=sum(d1,1);
db=sum(d2,1);
d=da+db;
clear d1;
clear d2;

%% función theta para cuantificar  $e^{jRk}$  con 3 bits
%% =====
function y = theta_to_exp_theta_16(x)
quantif_Q = [3 3 2 1 0 -1 -2 -3 -3 -3 -2 -1 0 1 2 3];
quantif_I = [0 1 2 3 3 3 2 1 0 -1 -2 -3 -3 -2 -1];
y = quantif_Q(x+1) + 1i*quantif_I(x + 1);

```

```
%% función modulo  $S_1(k)$ 
%%=====
function abs_x = module_CORDIC_1(x)
    I = abs(real(x));
    Q = abs(imag(x));
    xr = max(I, Q);
    yr = min(I, Q);
    abs_x = xr + yr/2;
```

