

PROYECTO INTEGRADOR DE LA CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

MEJORA EN LA SENSIBILIDAD DE RADARES PASIVOS BIESTÁTICOS BASADOS EN SEÑALES DE TELEVISIÓN DIGITAL TERRESTRE POR REMODULACIÓN DE DATOS

Nahuel Markevich
Alumno

Dr. Javier Areta
Director

Mgter. Franco Alcaraz
Co-director

Miembros del Jurado

Dr. Jorge Lugo (INVAP S.E. - Instituto Balseiro)
Dr. Juan Ignacio Fernández Michelli (Universidad Nacional de La Plata)

15 de Diciembre de 2021

Centro Atómico Bariloche

Instituto Balseiro
Universidad Nacional de Cuyo
Comisión Nacional de Energía Atómica
Argentina

A mi familia

A mis amigos incondicionales

A quien sea que no deje remarla

Acrónimos

16QAM Modulación de amplitud en cuadratura de 16 estados, por sus siglas en inglés.

64QAM Modulación de amplitud en cuadratura de 64 estados, por sus siglas en inglés.

BER Tasa de error binaria, por sus siglas en inglés.

BW Ancho de banda, por sus siglas en inglés.

CAF Función de ambigüedad cruzada, por sus siglas en inglés.

COFDM Multiplexación por división de frecuencias ortogonales codificada, por sus siglas en inglés.

DBPSK Modulación por desplazamiento de fase binaria diferencial, por sus siglas en inglés.

DERAPAS Demostrador de Radar Pasivo.

DVB-T Difusión de Video Digital - Terrestre, por sus siglas en inglés.

ETSI Instituto europeo de normas de telecomunicaciones, por sus siglas en inglés.

FEC Corrección de errores hacia adelante, por sus siglas en inglés.

FFT Transformada rápida de Fourier, por sus siglas en inglés.

FIFO Primero en entrar, primero en salir, por sus siglas en inglés.

IFFT Transformada rápida de Fourier inversa, por sus siglas en inglés.

IQ En fase y cuadratura, por sus siglas en inglés.

ISDB-T Radiodifusión Digital de Servicios Integrados - Terrestre, por sus siglas en inglés.

MODEM Modulación - demodulación.

OFDM Multiplexación por división de frecuencias ortogonales, por sus siglas en inglés.

PRBS Secuencia binaria psudo-random, por sus siglas en inglés.

QAM Modulación de amplitud en cuadratura, por sus siglas en inglés.

QPSK Modulación por desplazamiento de fase cuaternaria, por sus siglas en inglés.

RCS Sección equivalente de radar, por sus siglas en inglés.

RS Reed-Solomon.

SDR Inversión, por sus siglas en inglés.

SIR Relación señal a interferencia, por sus siglas en inglés.

SMI-MRE Inversión de matriz de muestras y con mínimo error de redundancia, por sus siglas en inglés.

SNR Relación señal a ruido, por sus siglas en inglés.

TDT Televisión digital terrestre.

TPS Señalización de parámetros de transmisión, por sus siglas en inglés.

Índice de contenidos

Acrónimos	ii
Índice de contenidos	iv
Índice de figuras	vi
Índice de tablas	viii
Resumen	ix
1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Objetivo	1
1.3. Organización de la tesis	2
2. Conceptos básicos de radar pasivo	3
2.1. Geometría de radar pasivo biestático	3
2.2. Ecuación de radar	5
2.3. Fuentes de oportunidad	8
2.4. Bloques de procesamiento	9
2.5. Detección de objetivos	11
3. Señal DVB-T	12
3.1. Estructura de señal DVB-T	12
3.2. Generación y recepción de señal DVB-T	14
3.2.1. Adaptación de multiplexado de transporte y scrambling	15
3.2.2. Codificación Reed-Solomon	16
3.2.3. Interleaver convolucional	16
3.2.4. Codificación convolucional con perforaciones	17
3.2.5. Interleaver interno	18
3.2.6. Mapeo a fase-cuadratura	20
3.2.7. Armado de frames OFDM	21

3.2.8. IFFT e inserción de intervalo de guarda	23
3.2.9. Recepción	24
4. Rutinas de procesamiento	25
4.1. Librerías y bases de datos iniciales	25
4.1.1. Librería pyApril y repositorio VEGA	26
4.1.2. Decodificador DVB-T	28
4.2. Implementación de encoder e integración	29
4.2.1. COFDMencoder	29
4.2.2. DVBTregen	31
4.2.3. Verificación inicial de implementación	33
5. Procesamiento de radar	35
5.1. Evaluación de desempeño con datos sintéticos	35
5.1.1. Efecto de BER	35
5.1.2. Efecto de SNR	36
5.1.3. Desempeño de detección de blanco sintético	38
5.2. Evaluación de desempeño con datos reales	41
5.2.1. Sincronización de señal regenerada	41
5.2.2. Detección de objetivos	44
6. Conclusión	47
6.1. Conclusiones del trabajo	47
6.2. Trabajo a futuro	48
Bibliografía	51
Agradecimientos	53

Índice de figuras

2.1. Geometría de radar pasivo biestático.	4
2.2. Esquema para analizar la ecuación de radar pasivo biestático.	6
2.3. Diagrama de bloques básico de un radar pasivo biestático.	9
2.4. Bloques de procesamiento afectados por la regeneración de la señal de referencia.	11
3.1. Esquema de espectro de una señal DVB-T en modo 8K.	13
3.2. Constelación de portadoras DVB-T: portadoras de payload, pilotos y portadoras TPS	14
3.3. Diagrama de bloques del modulador de DVB-T.	15
3.4. Diagrama de bloques del encoder de DVB-T.	15
3.5. Esquema de scrambler/descrambler.	16
3.6. Diagrama conceptual de interleaver y deinterleaver convolucional.	16
3.7. Codificador convolucional de tasa 1/2 de base.	17
3.8. Diagrama de bloques de interleaver interno.	18
3.9. Mapeo de bits a constelación 64-QAM.	20
3.10. Estructura de frame.	22
3.11. Esquema conceptual de prefijo cíclico.	23
4.1. Espectro de señal de referencia de base de datos VEGA.	27
4.2. Constelación obtenida procesando señal de referencia con bloque demodulador de pyApril.	28
4.3. Diagrama esquemático de bloques de codificador.	29
4.4. Diagrama esquemático de bloques de decodificador.	29
4.5. Diagrama esquemático de bloques de regenerador de señal DVB-T.	31
4.6. Esquema ilustrativo de los datos procesados.	32
4.7. Representación de paquetes de 188 bytes de señal DVB-T decodificados.	34
4.8. Captura del video resultante de la decodificación de la señal de referencia.	34
5.1. Cortes de CAF a Doppler y delay cero, de la señal ideal y con errores introducidos.	36

5.2. Comparación de mapas rango-Doppler de CAF entre señal de referencia sintética con SNR de 30 dB, consigo misma (izq.) y con señal regenerada (der.).	39
5.3. Comparación de mapa rango-Doppler de CAF entre señal de vigilancia, y la señal de referencia original (izq.) o regenerada (der.).	39
5.4. Acercamiento a objetivo sintético en mapa rango-Doppler de CAF, con señal de referencia ruidosa (izq.) y regenerada (der.).	40
5.5. Cortes de CAF y piso de ruido estimado sobre el objetivo (delay = 150 muestras), con señal de referencia ruidosa (izq.) y regenerada (der.).	40
5.6. Mapas rango-Doppler de función de ambigüedad de la señal de referencia (izq.) y de la señal regenerada (der.).	42
5.7. Mapa rango-Doppler de CAF entre señal de referencia y la señal regenerada.	43
5.8. Mapa rango-Doppler de CAF entre señal de referencia y la señal regenerada corregida.	43
5.9. Mapa rango-Doppler de CAF entre señal de referencia original y la regenerada.	45
5.10. Mapa rango-Doppler de CAF entre señal de vigilancia, y la señal de referencia original (izq.) o regenerada (der.).	45

Índice de tablas

2.1. Valores típicos de RCS en espectro de microondas.	7
2.2. Parámetros de distintas fuentes de oportunidad.	9
3.1. Patrones de perforado según la tasa de codificación.	17
3.2. Permutaciones de bits en modo 8K.	19
3.3. Índices de portadoras correspondientes a pilotos continuos.	21
3.4. Índices de portadoras correspondientes a datos TPS.	22
3.5. Información de bits de TPS.	23
5.1. Tasa de error de bits con 64QAM, según la SNR y profundidad de decodificación.	37
5.2. Tasa de error de bits con 16QAM, según la SNR y profundidad de decodificación.	37
5.3. Tasa de error de bits con QPSK, según la SNR y profundidad de decodificación.	37

Resumen

En esta tesis se desarrolló una implementación de una rutina de regeneración de señal de televisión digital terrestre, con el fin de mejorar la sensibilidad de detección en sistemas de radar pasivo biestáticos.

Se verificó que la implementación procese las señales de televisión digital de estándar europeo de acuerdo a lo esperado, tanto extrayendo el video contenido en un muestreo de datos reales, como realizando un procesamiento de radar pasivo con datos sintéticos.

Se procesaron muestreos de datos reales haciendo uso de la rutina de regeneración de referencia, y se comparó el resultado con el obtenido con la señal de referencia original. Se comprobó que la regeneración de la señal de referencia no mejora la sensibilidad de detección y, de hecho, la empeora.

Se concluyó que para aprovechar la regeneración de la señal de referencia de televisión digital con el fin de mejorar la sensibilidad de detección de radar pasivo, sería indispensable la implementación de un filtro recíproco.

Palabras clave: RADAR PASIVO, DVB-T, PROCESAMIENTO DE SEÑALES, TELEVISIÓN DIGITAL TERRESTRE

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

Los sistemas de radar pasivo son una tecnología emergente y un área de investigación activa dentro de las tecnologías de radar. Estos son normalmente un tipo de radar biestático, que se caracterizan por no emitir radiación; en cambio, utilizan fuentes de oportunidad, las cuales emiten radiación de forma independiente al sistema de radar. Tales fuentes de oportunidad pueden ser señales de radio FM, televisión digital terrestre o satelital, GPS, entre otras.

Este tipo de sistemas tienen como ventajas respecto a los radares convencionales al hecho de que estos no pueden ser detectados, ni requieren licencias por uso del espectro electromagnético, ni subsistemas asociados a la transmisión de señales.

Esto último, a su vez, es el principal desafío de la implementación de esta tecnología. Al no controlar la señal a emitir, se tienen algunas dificultades a nivel de procesamiento. Es por este motivo que se requieren complejos algoritmos de procesamiento para poder extraer información relevante, principalmente en casos de baja relación señal a ruido e interferencia.

Como es bien sabido, actualmente existe un particular interés en la detección de drones, principalmente por motivos de seguridad. Esto implica conseguir que la sensibilidad del receptor sea muy alta, lo que a su vez implica requerimientos más exigentes al procesamiento.

1.2. Objetivo

El objetivo general de este proyecto es lograr una mejora de la sensibilidad de recepción de señal de televisión digital de un sistema de radar pasivo, lo que permitiría la detección de objetos de menor sección eficaz, como drones, o bien aumentar la distancia de detección de blancos de interés. Esto podría utilizarse en el Demostrador

de Radar Pasivo (DERAPAS) de INVAP S.A., al cual se espera que en un futuro opere usando de fuente de oportunidad a la señal de televisión digital terrestre.

En este trabajo nos concentraremos en implementar una rutina que demodule la señal de referencia, corrija sus errores y la vuelva a modular, con la intención de mejorar la sensibilidad del receptor[1]. El efecto de este remodulador se probará utilizando datos reales de señales de televisión digital.

1.3. Organización de la tesis

La presentación de este trabajo se organiza en seis capítulos. En el **capítulo 2**, el cual comienza inmediatamente después de este primer capítulo introductorio, se presentan algunos conceptos básicos de acerca de sistemas de radar pasivo, los cuales son necesarios para entender la problemática que se intenta abordar en este trabajo.

El **capítulo 3** se centra en la señal de televisión digital terrestre (TDT). Por un lado, se realiza una descripción de la señal, sus características y parámetros, y por otro, se detalla el proceso de generación y recepción dicha señal.

Luego, en el **capítulo 4**, se detallan los bloques que componen la implementación de la rutina de regeneración de la señal de televisión digital. Se realiza una breve descripción de las librerías utilizadas, para después presentar detalladamente las rutinas desarrolladas y algunos resultados de verificación.

En el **capítulo 5** se presentan las pruebas a las que se somete a la implementación de la regeneración en el marco de procesamiento de radar pasivo, y se discute acerca de los resultados obtenidos. La evaluación de desempeño se realiza tanto con datos sintéticos como con muestreos reales de señales de televisión digital.

Por último, en el **capítulo 6**, se presenta una revisión del trabajo, evaluando el grado de cumplimiento de los objetivos a partir de los resultados obtenidos, y se discuten las posibles tareas a futuro para continuar con la línea de trabajo.

Capítulo 2

Conceptos básicos de radar pasivo

Los radares pasivos, a diferencia de los convencionales radares activos, no están equipados con su propio sistema de transmisión. En cambio, estos dependen de una fuente de iluminación externa.

La detección de objetivos se basa en la comparación de la señal directa del transmisor con la señal reflejada desde el objetivo. Por esta razón, los radares pasivos cuentan con al menos dos canales de recepción: uno de referencia y otro de vigilancia. El canal de referencia actúa de manera análoga a la señal transmitida en el radar convencional, y es obtenido apuntando con una antena directiva hacia el transmisor. La otra antena, o un haz formado digitalmente, se apunta a la zona de interés en donde se espera encontrar un objetivo. La detección de los objetivos se logra mediante el procesamiento de estas dos señales.

La primera métrica obtenida por el radar pasivo es el *rango biestático*, el cual representa la diferencia entre la distancia transmisor-objetivo-receptor y la distancia transmisor-receptor. El corrimiento Doppler es la segunda métrica obtenida por el radar, y esta es proporcional a la *velocidad biestática* del objetivo.

A continuación se presentan algunas definiciones y conceptos básicos relativos al radar pasivo biestático, con el fin de ilustrar algunas problemáticas y, en particular, aquellas que se tratan de abordar en este trabajo. Los conceptos resumidos en este capítulo se desarrollan con mayor profundidad en [2] y [3].

2.1. Geometría de radar pasivo biestático

En la figura 2.1 se ilustra un esquema básico de la geometría del un radar pasivo biestático, en coordenadas cartesianas. Hay un objetivo de velocidad $(v_x(t), v_y(t), v_z(t))$ ubicado en $(x(t), y(t), z(t))$, un transmisor en (x_t, y_t, z_t) y un receptor en (x_r, y_r, z_r) . El *ángulo biestático* β es el que se forma entre los segmentos transmisor-objetivo y objetivo-receptor.

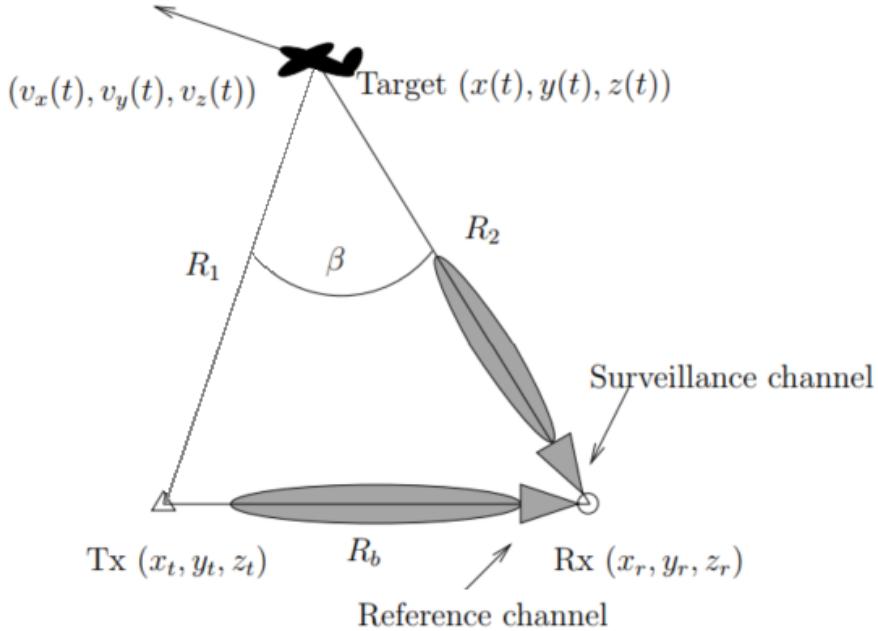


Figura 2.1: Geometría de radar pasivo biestático. [3]

A partir de este esquema se pueden definir tres distancias significativas: la distancia transmisor-objetivo $R_1(t)$, la distancia objetivo-receptor $R_2(t)$, y la distancia transmisor-receptor $R_b(t)$:

$$\begin{aligned} R_1(t) &= \sqrt{(x(t) - x_t)^2 + (y(t) - y_t)^2 + (z(t) - z_t)^2} \\ R_2(t) &= \sqrt{(x(t) - x_r)^2 + (y(t) - y_r)^2 + (z(t) - z_r)^2} \\ R_b &= \sqrt{(x_r - x_t)^2 + (y_r - y_t)^2 + (z_r - z_t)^2} \end{aligned}$$

La diferencia entre la distancia indirecta entre el transmisor y el receptor ($R_1(t) + R_2(t)$), y la distancia directa (R_b) define al rango biestático:

$$R(t) = R_1(t) + R_2(t) - R_b$$

El rango biestático se calcula a partir de la estimación del retardo (τ) entre el eco y la señal de referencia, y haciendo uso de la velocidad de la luz (c):

$$R = c\tau \tag{2.1}$$

Habiendo definido el rango biestático, se define la *velocidad biestática* como la derivada del rango respecto del tiempo:

$$V(t) = \frac{dR(t)}{dt}$$

La velocidad biestática se calcula a partir de la estimación de corrimiento Doppler (f_d) entre el eco y la señal de referencia, y haciendo uso de la longitud de onda de la portadora de la señal ($\lambda = c/f_c$):

$$V = -\lambda f_d \quad (2.2)$$

La resolución del rango biestático depende la capacidad de medir el retardo entre el eco y la señal de referencia. Como la resolución de la medición del retardo $\Delta\tau$ es inversamente proporcional al ancho de banda de la señal BW, y considerando la ecuación 2.1, se llega a la resolución del rango:

$$\Delta R = c\Delta\tau = \frac{c}{BW} \quad (2.3)$$

Esta ecuación da un indicio de que la elección de la fuente de oportunidad a considerar para el radar pasivo influye en la performance de este; se obtendrá una mejor resolución de rango en la medida que se elija una señal de oportunidad de mayor ancho de banda.

Siguiendo un razonamiento similar, teniendo en cuenta que la resolución de la estimación del corrimiento Doppler Δf_d es inversamente proporcional al tiempo de integración T y considerando la ecuación 2.2, se obtiene la resolución de la velocidad biestática:

$$\Delta V = \lambda \Delta f_d = \frac{\lambda}{T} \quad (2.4)$$

Esta ecuación de resolución nuevamente indica que la influencia de la fuente de oportunidad, aunque en esta ocasión la resolución mejora con el aumento de la frecuencia de portadora. Eso sí, a diferencia de la resolución de rango, la resolución de la velocidad se puede mejorar con el aumento del tiempo de integración, lo que significa que se tiene un grado de libertad extra respecto al rango.

2.2. Ecuación de radar

La ecuación de radar es un modelo determinístico que relaciona la potencia recibida de un eco con la potencia transmitida, y en función de determinados parámetros de diseño.

Para el desarrollo de esta sección se considera el esquema de la figura 2.2. El transmisor emite con una potencia P_t y, si se considera una radiación isotrópica, al objetivo llega una densidad de potencia S_1 igual a la potencia transmitida dividida por el área de una esfera de radio R_1 :

$$S_1 = \frac{P_t}{4\pi R_1^2} \quad (2.5)$$

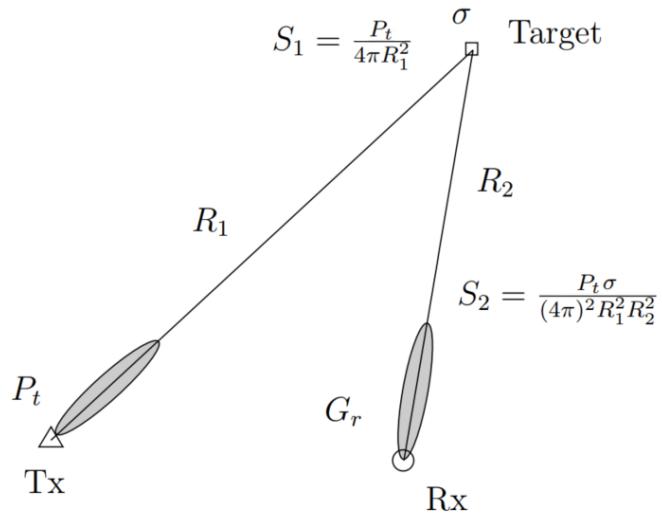


Figura 2.2: Esquema para analizar la ecuación de radar pasivo biestático. [3]

La fracción de esta densidad que es reflejada por el objetivo es determinada por su *sección equivalente de radar* (RCS) σ . De manera similar al cálculo de la densidad de potencia que llega al objetivo, se obtiene la densidad de potencia que llega al receptor S_2 :

$$S_2 = \frac{P_t \sigma}{(4\pi)^2 R_1^2 R_2^2} \quad (2.6)$$

La potencia recibida por la antena de vigilancia del radar es el resultado de afectar a la densidad de potencia S_2 por el área efectiva de la antena $A_{eff} = G_r \lambda^2 / 4\pi$:

$$P_s = \frac{P_t \lambda^2 G_r \sigma}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \quad (2.7)$$

La potencia recibida del eco P_s compite con una potencia de ruido P_n proveniente de varias fuentes, pero usualmente se considera la potencia de ruido térmico en la banda de operación del radar ($k_B T_0 BW$). Si se define la ganancia por procesamiento como $G_I = T BW$, se plantea una relación señal a ruido SNR:

$$SNR = \frac{P_s G_I}{P_n} = \frac{P_t \lambda^2 G_r \sigma}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \frac{T}{k_B T_0} \quad (2.8)$$

Si se mira con atención a las ecuaciones 2.7 y 2.8 se pueden hacer algunas observaciones importantes. Lo primero a destacar es la influencia de la potencia de la señal transmitida en la potencia recibida y en la SNR. De acuerdo con las ecuaciones mientras mayor sea la potencia transmitida, mejor será la detección; algo totalmente intuitivo.

Otra observación que surge de la expresión de la SNR, es que los parámetros del radar que permitirían ajustar la performance de la detección son únicamente el tiempo de integración T y la directividad de la antena de vigilancia.

Por último, se puede observar la dependencia de la potencia recibida respecto a la distancia del objetivo y de su RCS. De manera análoga a lo que ocurre con el radar monoestático convencional, donde la potencia recibida es inversamente proporcional al rango del objetivo a la cuarta (R^4), con el radar biestático esta potencia disminuye con $R_1^2 R_2^2$. Lo mismo ocurre respecto al RCS, que a medida que este disminuye, menor es la potencia recibida.

Para dar una idea de las magnitudes típicas de la RCS, se muestra la tabla 2.1. Una comparación clara que se puede abstraer de la tabla, es que si se quisiera detectar un pájaro, la potencia recibida sería de alrededor 10000 veces menor comparado a un auto en el mismo rango; o para recibir la misma potencia la distancia deberá ser 10 veces menor.

Tabla 2.1: Valores típicos de RCS en espectro de microondas. [2]

Target	RCS, m ²	RCS, dBsm
Small single-engine aircraft	1	0
Small fighter aircraft or 4-passenger jet	2	3
Large fighter aircraft	6	8
Medium bomber or jet airliner	20	13
Large bomber or jet airliner	40	16
Jumbo jet	100	20
Pickup truck	200	23
Automobile	100	20
Bicycle	2	3
Man	1	0
Bird	0.01	-20
Insect	0.00001	-50

Además del ruido, otra de las causas de deterioro del desempeño del radar es la interferencia de rayo directo. Dada la dirección de apuntamiento de la antena de vigilancia y su ganancia respecto de la dirección del transmisor G_{srd} , se tiene una filtración de potencia de rayo directo P_{rd} que se suma a la potencia recibida P_s :

$$P_{rd} = \frac{P_t \lambda^2 G_{srd}}{(4\pi)^2 R_d^2} \quad (2.9)$$

Esta potencia de rayo directa filtrándose por la antena de vigilancia suele ser muy problemática. Para objetivos pequeños o distantes, esta potencia puede ser varios órdenes de magnitud mayor a la del eco, cosa que a priori exige un rango dinámico enorme al conversor analógico-digital del receptor. Más aún, en caso de atenuar en algunos órdenes la P_{rd} de manera analógica, la presencia de esta y sus de rebotes indeseados (*clutter*) pueden perjudicar el posterior procesamiento.

2.3. Fuentes de oportunidad

Existe varios tipos de transmisiones que se pueden usar como fuentes de oportunidad para radar pasivo. A la hora de elegir la fuente apropiada hay que tomar en consideración algunas propiedades de estas, tales como la potencia de transmisión, la frecuencia central de transmisión, el ancho de banda de la señal, tipo de modulación, entre otras. Estas propiedades, como ya sea visto en este capítulo, pueden influir en la performance del radar.

Radio FM

Una de las fuentes de oportunidad más utilizadas como iluminador de radar pasivo es la radio FM. Esta opera en la banda de frecuencias de 88 a 108 MHz, y su potencia de transmisión alcanza las decenas y hasta cientos de kilowatts, lo que permite una detección de objetivos muy distantes del receptor.

La principal desventaja de la radio FM como iluminador es su ancho de banda. El ancho de banda de la señal no solo es relativamente angosto (ronda los 150 kHz) sino que además, por tratarse de una transmisión de una señal analógica, este varía con el tiempo y tipo de programa que se transmita.

Estas propiedades de la radio FM la hacen ideal para detección de objetivos relativamente grandes y grandes distancias, aunque sin lograr una buena resolución de rango.

Televisión digital terrestre

Otra transmisión con buenas cualidades para servir de iluminador de radar pasivo es la televisión digital terrestre. Típicamente los estándares de TDT recomiendan operar en un rango de frecuencias de 470 a 860 MHz, y con potencias de transmisión que ocasionalmente pueden alcanzar los 100 kW. El ancho de banda de la señal suele rondar los 8 MHz, algo comparable con los radares activos típicos.

La modulación usada en los estándares es COFDM. Por un lado, esto tiene de ventaja el hecho de que la señal es similar al ruido blanco de banda limitada, pero por otro, la señal contiene algunos elementos que pueden deteriorar la detección (e.i. pilotos y prefijo cíclico[4]).

Otra desventaja de la señal de TDT es que la transmisión se suele hacer bajo un esquema de *red de frecuencia única*, lo cual consiste en que la señal se transmite con las mismas frecuencias desde diferentes transmisores.

A pesar de las desventajas presentadas, las propiedades de la señal de TDT la hacen ideal para la detección de objetivos a un rango considerable y con buena resolución.

Tabla 2.2: Parámetros de distintas fuentes de oportunidad. [3]

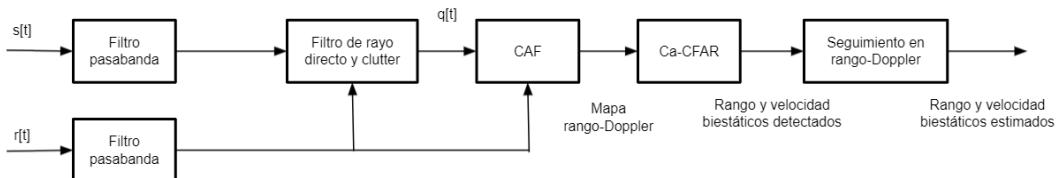
<i>Transmitter Type</i>	<i>Frequency Band</i>	<i>Signal Bandwidth</i>	<i>Transmitter Power</i>	<i>Comments</i>
FM	88–108 MHz	Varying, typ. 10–100 kHz	Up to 100 kW	Low accuracy, long det. range
DVB-T	470–860 MHz	7.6 MHz	Up to 100 kW	High accuracy, medium det. range

En la tabla 2.2 se resumen las características principales de las dos fuentes de oportunidad presentadas. Resulta evidente que para la detección de objetivos pequeños a un rango relativamente pequeño, usar de iluminador a la señal de TDT es la decisión más razonable.

Con los anchos de banda planteados en la tabla 2.2 y la ecuación 2.3, se obtiene una resolución de rango de alrededor de 40 m para DVB-T, y una resolución de entre 3 y 30 km para radio FM.

2.4. Bloques de procesamiento

En la figura 2.3 se muestra un esquema básico de los bloques de procesamiento de señal que componen a un sistema de radar pasivo biestático, donde $s[n]$ corresponde a la señal de vigilancia y $r[n]$ a la señal de referencia.

**Figura 2.3:** Diagrama de bloques básico de un radar pasivo biestático.

Filtro de rayo directo y clutter

Luego de la etapa de muestreado y filtrado inicial de las señales de referencia y vigilancia, es necesario pasar la señal de vigilancia por el primer bloque fundamental de procesamiento: el filtro de rayo directo y clutter. La idea de este bloque es hacer uso de distintos algoritmos para filtrar la señal de rayo directo y clutter que entra en el canal de referencia.

Como ya se mencionó en la sección 2.2, la potencia de estas señales interferentes pueden llegar a ser varios órdenes de magnitud superiores a la del eco, lo que imposibilitaría a los siguientes bloques procesar la señal del eco.

Existe una variedad de algoritmos para lograr el filtrado deseado [5][6], con diferente complejidad computacional, velocidad de convergencia o selectividad en frecuencia.

Función de ambigüedad cruzada

El siguiente bloque clave, y presente en prácticamente todo sistema de radar, es el de procesamiento de correlación. La operación de este bloque consiste en generar un mapa rango-Doppler mediante el cálculo de la *función amibiguedad cruzada* (CAF) entre la señal de referencia y la señal de vigilancia filtrada.

Lo que hace esta función es dar una métrica de la correlación entre el eco recibido y la señal de referencia atrasada y corrida en Doppler. El valor de la correlación es posicionado en el mapa rango-Doppler de salida de acuerdo con el atraso temporal y corrimiento Doppler con el que se haya afectado a la señal de referencia.

Aunque existe más de una implementación posible para la CAF, todas se basan en el modelo:

$$\psi(R, V) = \int_{-T/2}^{T/2} x_e(t) x_r^*(t - R/c) \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda} V t) dt$$

donde T es el tiempo de integración, x_e es la señal de vigilancia filtrada, x_r es la señal de referencia, y R y V son respectivamente los desplazamientos en rango y Doppler de la referencia.

Detección y seguimiento

Los bloques de detección de objetivos y del seguimiento de los mismos suelen ser los últimos bloques de todo sistema de radar.

Existen varias técnicas de detección. En su mayoría proponen definir un nivel de umbral, fijo o variable, a partir del mapa de rango-Doppler; comparando los valores de correlación con el umbral de su correspondiente rango y Doppler se puede estimar la presencia o no de un objetivo.

La técnica de detección más difundida es la de *tasa constante de falsa alarma mediante promediado de celdas*, más conocida como *CA-CFAR*. Esta es una técnica en la que se calcula un umbral adaptativo, tal que se mantenga constante la tasa de falsa alarma, y el procedimiento implica estimar el piso de ruido de una celda de interés promediando un conjunto de celdas cercanas, separadas por un intervalo de guarda.

La función del bloque de seguimiento es estimar el rango y Doppler de los objetivos detectados y obtener en cada instante de tiempo un estimado de la trayectoria de cada objetivo. Al igual que en la detección, existen varias técnicas usuales para este bloque, aunque lo más común es utilizar variantes de filtros de Kalman.

2.5. Detección de objetivos

A lo largo de este capítulo se plantearon algunas problemáticas de radar pasivo biestático, y en particular a la hora de detectar objetivos a grandes distancias o de tamaño pequeño.

En primera instancia, en la sección 2.3 se hace evidente que la decisión de tomar como señal de oportunidad a la señal de TDT en lugar de la transmisión de radio FM es acertada. Su mayor ancho de banda y la forma de modulación proveerían mayor resolución de detección, cosa provechosa para ubicar y distinguir objetivos de manera precisa.

Por otro lado, en la sección 2.2 se explica la dificultad de la detección en dichos casos está dada por la baja potencia de señal eco recibida y por su competencia con el ruido y clutter. Se plantean dos formas de abordar la problemática de la *sensibilidad*, considerando los pocos parámetros que se tienen bajo control: trabajar sobre el patrón de radiación de la antena y mejorar su ganancia con el apuntamiento, o trabajar sobre el procesamiento. Para este trabajo se opta por abordar la problemática de la sensibilidad desde el procesamiento.

Se proponen dos posibles técnicas de mejora de sensibilidad mediante procesamiento. La primera surge directamente de las ecuaciones de la sección 2.2, y es la de aumentar el tiempo de integración. El desafío de la implementación de esta técnica se encuentra en el desarrollo de algoritmos de migración de rango necesarios al utilizar largos tiempos de integración.

La segunda técnica surge del hecho de que la señal de oportunidad a utilizar tiene una estructura conocida y constante, y consiste en regenerar la señal de referencia. La demodulación, corrección de errores y remodulación de la referencia no solo permitiría trabajar con un menor piso de ruido, sino que solucionaría además la problemática de que genera el esquema de red de frecuencia única.

Esta segunda técnica es la que se elige para estudiar, implementar y evaluar en este trabajo. En la figura 2.4 se ilustra dónde se posicionaría el bloque de regeneración de referencia, y los bloques de procesamiento que este afectaría. En el siguiente capítulo se desarrollan algunas características de la señal en sí y su proceso de regeneración.

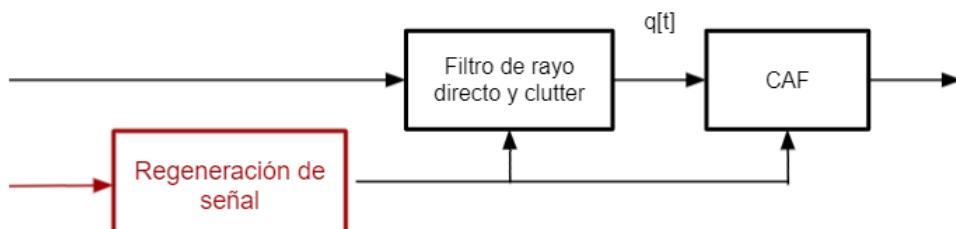


Figura 2.4: Bloques de procesamiento afectados por la regeneración de la señal de referencia.

Capítulo 3

Señal DVB-T

En 1995 la ETSI definió al DVB-T como estándar de transmisión de televisión digital terrestre[7]. En los estudios que se llevaron a cabo durante el proceso de estandarización, se observó que los principales problemas a la hora de tener un canal inalámbrico acorde a los requisitos eran las interferencias multicamino, que producirían fading selectivos en frecuencia y ubicación. Por ese motivo, se decidió que el método de modulación más apropiado para sortear este problema sería COFDM.

A continuación se detallará sobre la estructura general de una señal DVB-T y sobre el proceso de codificación y modulación de esta.

3.1. Estructura de señal DVB-T

La modulación de multiplexación por división de frecuencias ortogonales codificada (COFDM) en la que se basa el estándar DVB-T, de manera sobresimplificada, propone maximizar la capacidad del canal inalámbrico combinando codificación con corrección de error hacia adelante (FEC) con el aprovechamiento de la diversidad temporal y de frecuencias. La parte de la modulación correspondiente OFDM consiste en mapear bits a una constelación QAM, multiplexarlos y asignarlos a distintas portadoras, y luego modular en frecuencia vía la IFFT.

El estándar de DVB-T es utilizado para la transmisión de TDT por un gran porcentaje de países del mundo. Estos países pueden llegar a ser muy distintos, tanto en lo geográfico, demográfico, desarrollo tecnológico y normativa. Por este motivo el estándar presenta una variedad de modos de transmisión de la señal, pudiendo definir en cada país o región el ancho de banda de canal, longitud temporal de los símbolos, tasa de transmisión de datos, entre otros.

La primera distinción que se hace es respecto al ancho de banda del canal. El estándar propone como anchos de banda de canal posibles 6, 7 u 8 MHz, y queda en a disposición de las autoridades de cada región por cual optar.

Otro de los parámetros a elegir, esta vez por la entidad a cargo de la transmisión, es el *modo de transmisión*. Este parámetro define la cantidad de portadoras OFDM a utilizar, y los dos modos posibles son el 2K y 8K, con 2048 y 8192 portadoras, respectivamente.

En este punto cabe destacar que del total de portadoras, solo se utilizan 1705 en modo 2K y 6817 en modo 8K; las demás portadoras se rellenan con ceros. Por este motivo, del ancho total del canal solo se usa alrededor del 85 %.

El estándar define a la *frecuencia de muestreo IFFT* en un canal de 8 MHz como parámetro base, a partir del cual se definen prácticamente todos los demás. Partiendo de la frecuencia $f_{\text{muestreo IFFT}} \text{ 8 MHz} = 64/7 \text{ MHz} \approx 9,142857 \text{ MHz}$, las frecuencias de muestreo IFFT para distinto ancho de banda de canal son proporcionales a estos. En la figura 3.1 se ilustra el espectro esperado para una transmisión en modo 8K.

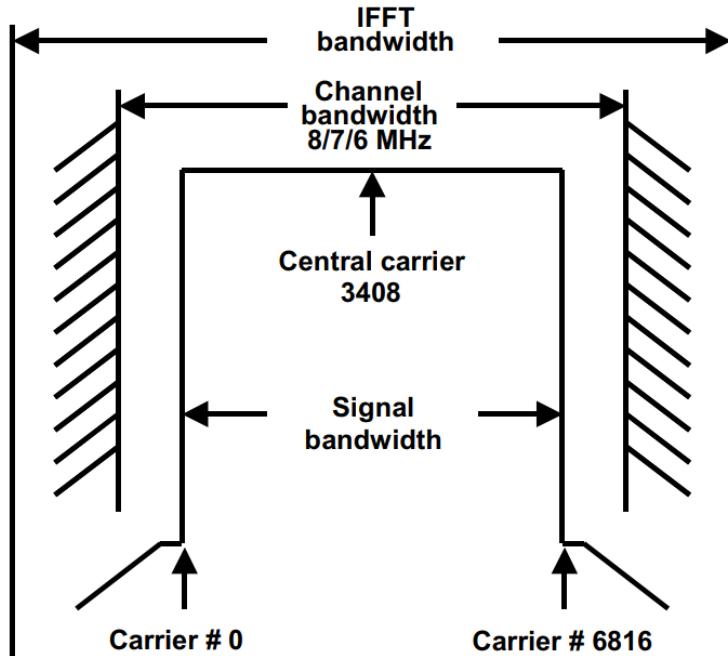


Figura 3.1: Esquema de espectro de una señal DVB-T en modo 8K. [8]

Un parámetro que deriva directamente de la frecuencia de muestreo es el espacio entre portadoras $\Delta f = f_{\text{muestreo}}/N_{\text{total de portadoras}}$. A su vez, este parámetro permite definir la duración de un símbolo $\Delta t_{\text{símbolo}} = 1/\Delta f$. Este parámetro evidencia una diferencia importante entre los modos de transmisión: si se toma un caso de ancho de banda de canal de 8 MHz, la duración del símbolo en modo 2K será de $220 \mu\text{s}$, mientras que en 8K será de $896 \mu\text{s}$. Esto significa que en la misma ventana de tiempo se procesan alrededor de 4 símbolos de modo 2K por cada símbolo en modo 8K.

Parámetros como *duración total de símbolo* o *tasa de datos total transmitidos* se derivan de parámetros que se definirán más adelante, tales como el *intervalo de guarda*, *tasa de codificación* y tipo de constelación.

Las portadoras útiles de cada símbolo OFDM contienen datos en fase y cuadratura que pueden corresponder a datos, a señales piloto o a datos de señalización. Los datos se mapean en constelaciones QPSK, 16QAM o 64QAM. Las otras señales están moduladas DBPSK, pero mientras los datos de señalización se transmiten con la potencia media de la constelación de datos, los pilotos tienen un boost de potencia. En la figura 3.2 se ilustra la constelación esperada para una transmisión que mapea los datos en 64QAM.

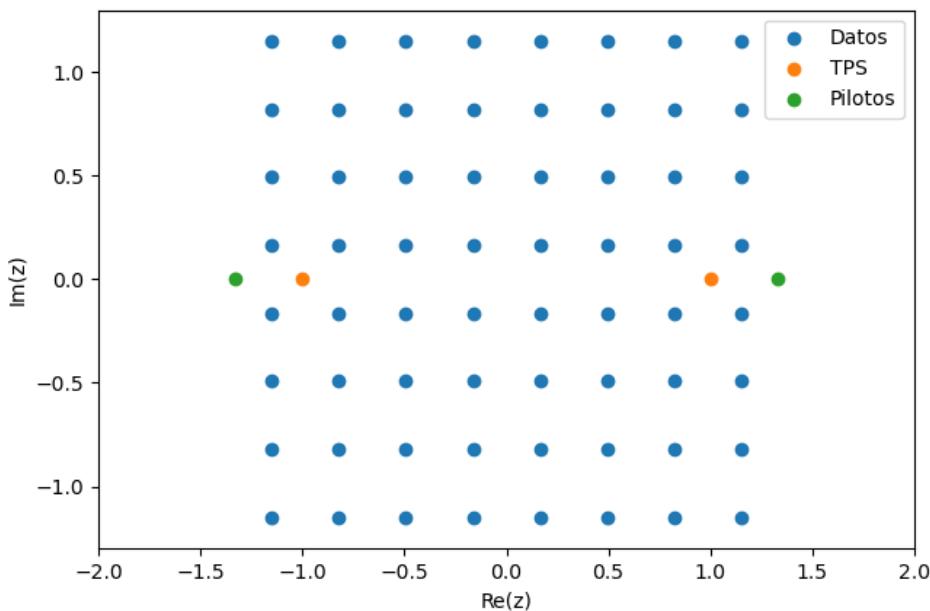


Figura 3.2: Constelación de portadoras DVB-T: portadoras de payload, pilotos y portadoras TPS

3.2. Generación y recepción de señal DVB-T

Según el estándar de la ETSI la función del generador de señal DVB-T es la de adaptar la señal de banda base de televisión, compuesta de paquetes con formato de multiplexado de transporte del codec de audio y video MPEG-2, a los requisitos de modulación del canal inalámbrico.

El proceso general de modulación se ilustra en la figura 3.3. En la figura se muestran algunos bloques básicos de la parte correspondiente a OFDM de la modulación. Los bits a transmitir, una vez codificados para FEC son entrelazados por un conjunto de bloques (e.i. demux, bit-interleaver y symbol interleaver) y son mapeados a una constelación. Luego, se organizan las subportadoras del símbolo a transmitir (datos, pilotos y señalización) y se transforma IFFT. Por último, se inserta el intervalo de guarda y el sistema de *front-end* se ocupa de llevar la señal a la frecuencia de transmisión.

Los bloques relacionados a la codificación FEC se muestran en la figura 3.4. Los paquetes de MPEG-2 primero pasan por un scrambler con la idea de dispersar la

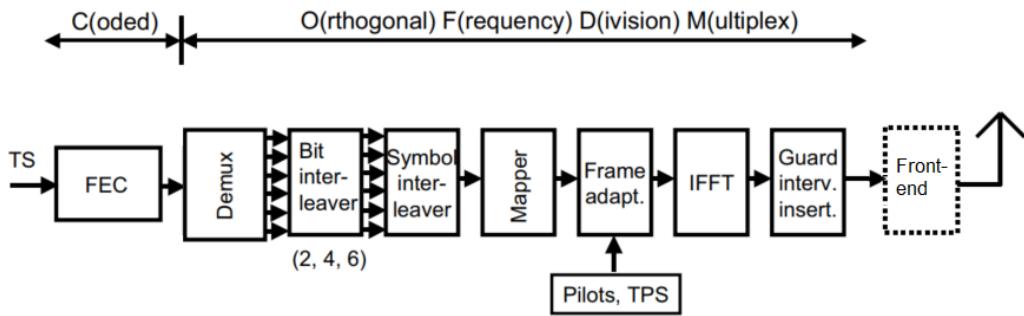


Figura 3.3: Diagrama de bloques del modulador de DVB-T. [8]

energía a nivel de bit, se codifican mediante Reed-Solomon (RS), se mezclan a nivel de byte con un entrelazador convolucional y por último, se codifican a nivel de bit con un codificador convolucional con perforaciones.

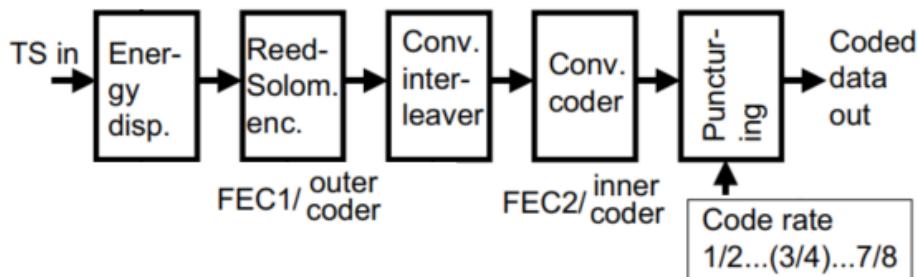


Figura 3.4: Diagrama de bloques del encoder de DVB-T. [8]

A continuación se analiza en detalle, y bloque a bloque, el proceso de modulación COFDM. Para este análisis se toma como modo de transmisión predeterminado el modo 8K, con constelación 64QAM y sin jerarquía.

3.2.1. Adaptación de multiplexado de transporte y scrambling

El stream de entrada del sistema está organizado en paquetes de 188 bytes, que surgen del multiplexado de transporte de MPEG-2. Estos paquetes están compuestos por 1 byte de sincronización (i.e. $47_{HEX} = 01000111_{BIN}$), seguido de 187 bytes de MPEG-2 multiplexados.

El scrambling de dispersión de energía de este bloque se hace acorde a lo ilustrado en la figura 3.5. El *shift register* del generador de la PRBS utilizado se inicializa con la secuencia de la figura cada 8 paquetes de transporte. Además, a modo de señalización para el inicio de la secuencia, el primer byte de sincronización de la secuencia se invierte a nivel de bits, de 47_{HEX} a $B8_{HEX}$.

Cabe aclarar que la secuencia de scrambling inicia con el byte siguiente al de sincronización invertido, y que el scrambling no se aplica a los bytes de sincronización de los otros 7 paquetes del ciclo.

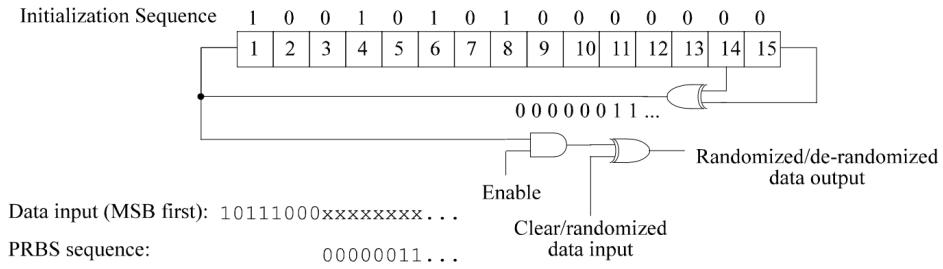


Figura 3.5: Esquema de scrambler/descrambler. [7]

3.2.2. Codificación Reed-Solomon

Este es el primer bloque de FEC que se aplica a los datos. A los paquetes randomizados se les aplica una codificación Reed-Solomon acortada RS(204, 188, t=8), derivada de RS(255, 239, t=8), con el fin de generar paquetes de 204 bytes protegidos contra hasta 8 bytes erróneos.

Como parámetros de codificación se tienen:

Polinomio generador de código: $g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)\dots(x + \lambda^{15})$, con $\lambda = 02_{HEX}$

Polinomio generador de campo: $p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$

3.2.3. Interleaver convolucional

Como se puede ver en la figura 3.6, el interleaver convolucional se compone de 12 ramas, conectadas al stream de bytes de entrada por un switch. Cada rama j debe ser un shift register FIFO, de $j \times 17$ celdas de profundidad. Las celdas FIFO deben contener 1 byte, y el switch de salida debe sincronizarse con el de entrada.

El proceso inverso se logra con el mismo esquema que el interleaver, solo que las profundidades de los shift register de cada rama responden a $(11 - j) \times 17$.

Por motivos de sincronización, es menester que los bytes de sincronización siempre sean ruteados por la primera rama ($j = 0$).

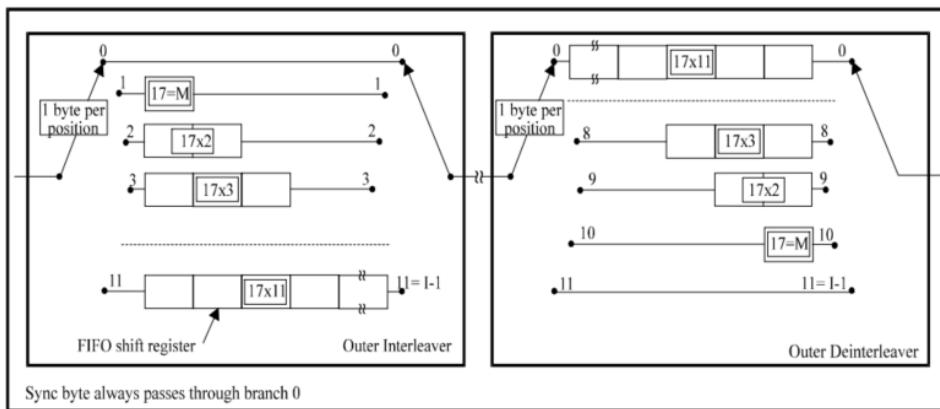


Figura 3.6: Diagrama conceptual de interleaver y deinterleaver convolucionales. [7]

3.2.4. Codificación convolucional con perforaciones

La codificación interna se basa en un codificador convolucional de tasa 1/2 con 64 estados, sumado a un esquema de perforaciones acorde a requisitos de servicio o tasa de datos. En la figura 3.7 se muestra el esquema del codificador base, donde los polinomios generadores de las salidas son $G_1 = 171_{OCT}$ para X y $G_2 = 133_{OCT}$ para Y. A medida que llegan bits a la entrada, en la salida se concatenan pares [X, Y].

En la tabla 3.1 se muestra el esquema de perforaciones y secuencias de salidas X-Y transmitidas, según la tasa de codificación.

El bloque análogo a este, pero en el receptor, es un decodificador basado en el algoritmo de Viterbi, de parámetros equivalentes a los del codificador.

Tabla 3.1: Patrones de perforado según la tasa de codificación. [7]

Code Rates r	Puncturing pattern	Transmitted sequence (after parallel-to-serial conversion)
1/2	X: 1 Y: 1	X ₁ Y ₁
2/3	X: 1 0 Y: 1 1	X ₁ Y ₁ Y ₂
3/4	X: 1 0 1 Y: 1 1 0	X ₁ Y ₁ Y ₂ X ₃
5/6	X: 1 0 1 0 1 Y: 1 1 0 1 0	X ₁ Y ₁ Y ₂ X ₃ Y ₄ X ₅
7/8	X: 1 0 0 0 1 0 1 Y: 1 1 1 1 0 1 0	X ₁ Y ₁ Y ₂ Y ₃ Y ₄ X ₅ Y ₆ X ₇

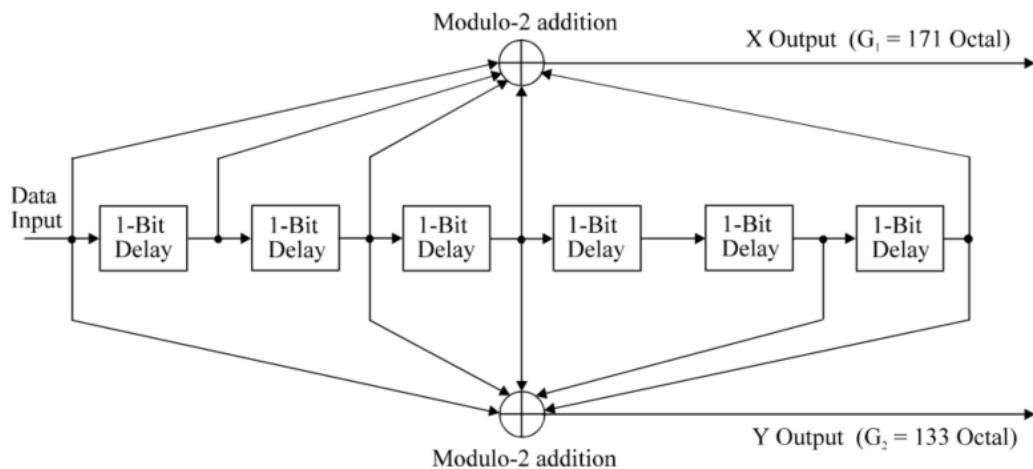


Figura 3.7: Codificador convolucional de tasa 1/2 de base. [7]

3.2.5. Interleaver interno

El bloque de entrelazado interno, tal y como se muestra en la figura 3.8, se compone de tres etapas: demultiplexado, entrelazado de bits y entrelazado de símbolo.

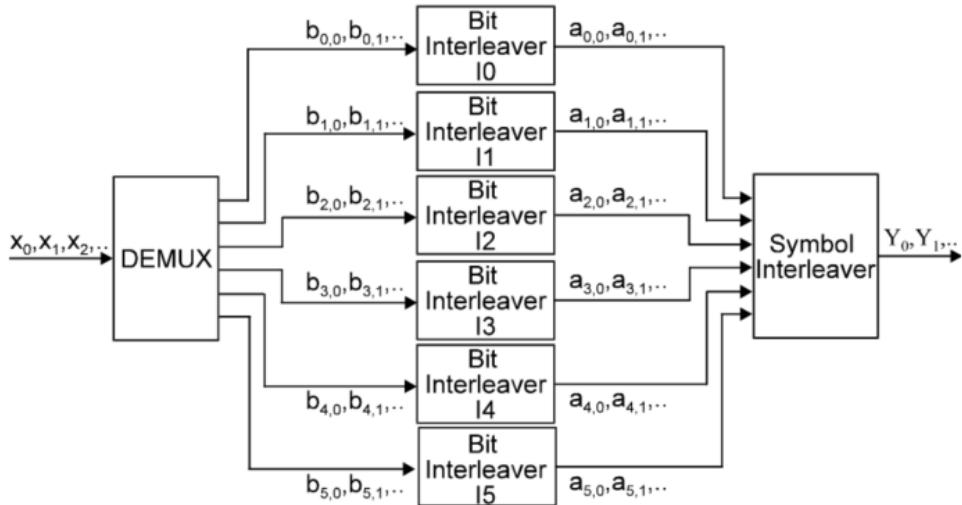


Figura 3.8: Diagrama de bloques de interleaver interno. [7]

Demultiplexado

El stream de bits de la entrada se demultiplexa en $v = 2, 4$ o 6 ramas, según sea la constelación de mapeo QPSK, 16QAM o 64QAM.

El demultiplexado está definido como un mapeo de bits de entrada x_i a bits de salida $b_{e,j}$:

$$b_{e,j} = x_i$$

con:

$$\begin{aligned} e &= (i \% v) / (v/2) + 2[i \% (v/2)] \\ j &= i/v \end{aligned}$$

donde la operación $/$ representa una división entera.

Interleaver de bits

En cada una de las ramas hay un interleaver de bits que opera sobre bloques de 126 bits. A partir de la figura 3.8, la operación de estos bloques se define según:

$$a_{e,w} = b_{e,H_e(w)}$$

Donde e es el número de rama, w la posición del bit dentro del bloque de 126 bits y $H_e(w)$ es la función de permutación.

La función de permutación es diferente para cada rama y se define:

$$\begin{aligned}H_0(w) &= w \\H_1(w) &= (w + 63) \% 126 \\H_2(w) &= (w + 105) \% 126 \\H_3(w) &= (w + 42) \% 126 \\H_4(w) &= (w + 21) \% 126 \\H_5(w) &= (w + 84) \% 126\end{aligned}$$

La salida de este bloque son conjuntos de 126 palabras de v bits.

Interleaver de símbolos

El propósito de este bloque es mapear las palabras de v bits a las $N_{max} = 6048$ portadoras de datos de un símbolo OFDM en el modo 8K (o $N_{max} = 1512$ en 2K). Esto significa que para poder mapear un símbolo, son necesarios 48 conjuntos de 126 palabras de v bits en modo 8K (o 12 conjuntos para el modo 2K).

El mapeo de las palabras de que componen un símbolo se hace sobre vectores de palabras $Y' = (y'_0, y'_1, \dots, y'_{N_{max}-1})$, haciendo uso de la función de permutación $H(q)$ y según la paridad del número de símbolo:

$$\begin{aligned}y_{H(q)} &= y'_q \text{ para símbolos pares} \\y_q &= y'_{H(q)} \text{ para símbolos impares}\end{aligned}$$

El primer paso para definir $H(q)$ es la generación de un vector de palabras R'_i de longitud $M_{max} = 8192$ en modo 8k (o $M_{max} = 2048$ en modo 2k). Para el modo 8K las palabras de 12 bits R'_i se definen según:

$$\begin{aligned}i = 0, 1 : \quad R'_i[11, 10, \dots, 1, 0] &= 0, 0, \dots, 0, 0 \\i = 2 : \quad R'_i[11, 10, \dots, 1, 0] &= 0, 0, \dots, 0, 1 \\2 < i < M_{max} : \quad \{R'_i[10, \dots, 1, 0] = R'_i[11, \dots, 1] \\&\quad R'_i[11] = R'_{i-1}[0] \oplus R'_{i-1}[1] \oplus R'_{i-1}[4] \oplus R'_{i-1}[6]\}\end{aligned}$$

Luego, a partir de las palabras R'_i , se derivan las palabras R_i mediante permutaciones de bits dadas en la tabla:

Tabla 3.2: Permutaciones de bits en modo 8K. [7]

R'_i bit positions	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
R_i bit positions	5	11	3	0	10	8	6	9	2	4	1	7

Por último, la función de permutación $H(q)$ se define que el siguiente algoritmo:

```

 $q = 0;$ 
 $for(i = 0; i < M_{max}; i + +)\{$ 
     $H(q) = (i \% 2) 2^{12} + \sum_{j=0}^{11} R_i(j) 2^j;$ 
     $if(H(q) < N_{max})$ 
         $q + +;$ 
     $\}$ 

```

3.2.6. Mapeo a fase-cuadratura

Como primer en la modulación OFDM, se mapean los conjuntos de 6 (2 o 4) bits salientes del interleaver interno a números complejos de constelaciones 64QAM (QPSK o 16QAM).

El mapeo se hace siguiendo el código Gray, según se ilustra en la figura 3.9 para una constelación 64QAM.

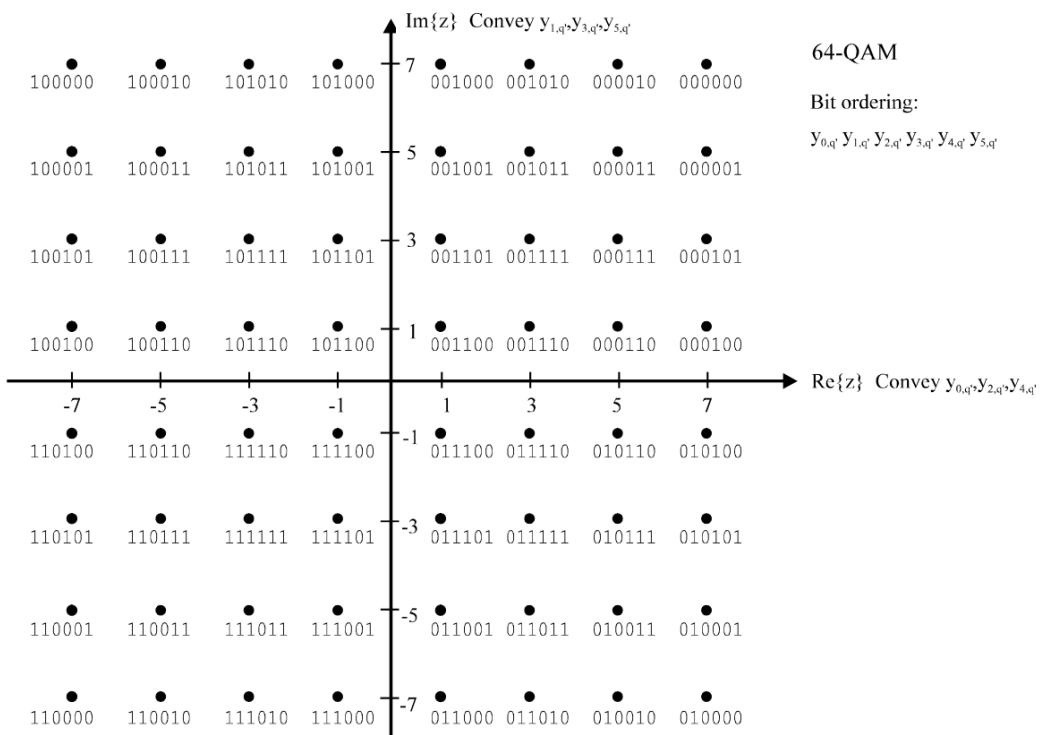


Figura 3.9: Mapeo de bits a constelación 64-QAM. [7]

3.2.7. Armado de frames OFDM

La señal a transmitir se organiza en frames. Cada frame está compuesto por 68 símbolos OFDM y, a su vez, 4 frames componen un super-frame. Cada símbolo está compuesto por un conjunto de $K = 6817$ portadoras cuando se transmite en modo 8K (Para el modo 2K $K = 1705$).

Los símbolos OFDM de un frame se enumeran del 0 al 67, y cada uno contiene tanto datos como información de referencia.

Además de los símbolos de información, se incluyen:

- Pilotos continuos
 - Pilotos dispersos
 - Datos TPS

Pilotos continuos

En cada símbolo se incluyen 177 pilotos en el modo 8K (45 en modo 2K). Estos tienen un boost de potencia de 16/9 veces respecto a la media de la constelación de datos, y están modulados de acuerdo a una secuencia PRBS.

En la tabla 3.3 se enumeran los índices de las portadoras de cada símbolo, que se corresponden con un piloto continuo.

Tabla 3.3: Índices de portadoras correspondientes a pilotos continuos. [7]

Continual pilot carrier positions (index number k)											
2K mode							8K mode				
0	48	54	87	141	156	192	0	48	54	87	141
201	255	279	282	333	432	450	201	255	279	282	333
483	525	531	618	636	714	759	483	525	531	618	636
765	780	804	873	888	918	939	765	780	804	873	888
942	969	984	1 050	1 101	1 107	1 110	942	969	984	1 050	1 101
1 137	1 140	1 146	1 206	1 269	1 323	1 377	1 137	1 140	1 146	1 206	1 269
1 491	1 683	1 704					1 491	1 683	1 704	1 752	1 758
							1 860	1 896	1 905	1 959	1 983
							2 136	2 154	2 187	2 229	2 235
							2 418	2 463	2 469	2 484	2 508
							2 622	2 643	2 646	2 673	2 688
							2 811	2 814	2 841	2 844	2 850
							3 027	3 081	3 195	3 387	3 408
							3 495	3 549	3 564	3 600	3 609
							3 690	3 741	3 840	3 858	3 891
							4 026	4 044	4 122	4 167	4 173
							4 281	4 296	4 326	4 347	4 350
							4 458	4 509	4 515	4 518	4 545
							4 614	4 677	4 731	4 785	4 899
							5 160	5 166	5 199	5 253	5 268
							5 367	5 391	5 394	5 445	5 544
							5 637	5 643	5 730	5 748	5 826
							5 892	5 916	5 985	6 000	6 030
							6 081	6 096	6 162	6 213	6 219
							6 252	6 258	6 318	6 381	6 435
							6 795	6 816			

Pilotos dispersos

En cada símbolo se incluyen otros pilotos que, a diferencia de los continuos, no tienen ubicación fija. Estos también tienen un boost de potencia y modulación, iguales a las de los pilotos continuos.

La ubicación de los pilotos dispersos depende de la numeración del símbolo dentro del frame, según: $k = 3 \times (l \% 4) + 12p$, donde k es el índice de la portadora correspondiente a los pilotos, l es el número de símbolo y p es un entero mayor o igual a cero (tal que $k \leq K_{max}$).

En la figura 3.10 se ilustra de manera simplificada la distribución de los pilotos.

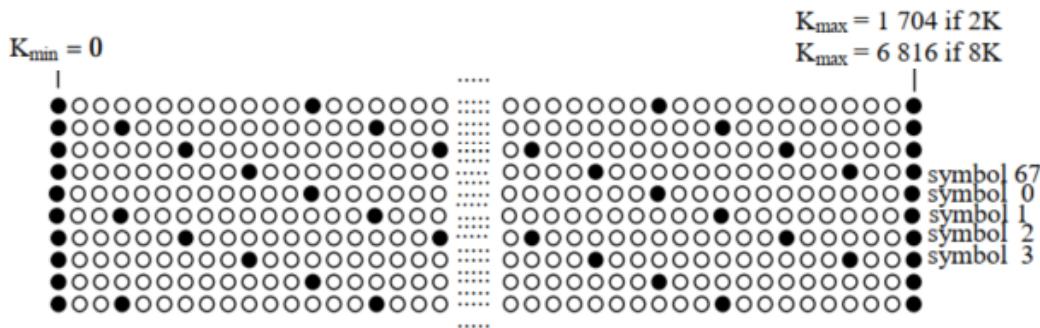


Figura 3.10: Estructura de frame. [7]

Datos TPS

Las portadoras de datos TPS se usan con el fin de señalizar parámetros relativos al esquema de transmisión. Los datos de TPS se transmiten en paralelo en 68 portadoras en el modo 8K (17 en modo 2K), en las portadoras indicadas en la tabla 3.4.

Tabla 3.4: Índices de portadoras correspondientes a datos TPS. [7]

2K mode					8K mode							
34	50	209	346	413	34	50	209	346	413	569	595	688
569	595	688	790	901	790	901	1 073	1 219	1 262	1 286	1 469	1 594
1 073	1 219	1 262	1 286	1 469	1 687	1 738	1 754	1 913	2 050	2 117	2 273	2 299
1 594	1 687				2 392	2 494	2 605	2 777	2 923	2 966	2 990	3 173
					3 298	3 391	3 442	3 458	3 617	3 754	3 821	3 977
					4 003	4 096	4 198	4 309	4 481	4 627	4 670	4 694
					4 877	5 002	5 095	5 146	5 162	5 321	5 458	5 525
					5 681	5 707	5 800	5 902	6 013	6 185	6 331	6 374
					6 398	6 581	6 706	6 799				

Cada símbolo de dentro de un frame OFDM lleva un bit correspondiente a los datos TPS que, como se muestra en la tabla 3.5, dan información de sincronización, información sobre la modulación y codificación, y corrección de errores.

Los bits de TPS se modulan símbolo a símbolo bajo el esquema DBPSK, y a la potencia media de la constelación de datos.

Tabla 3.5: Información de bits de TPS. [7]

Bit number	Purpose/Content
s_0	Initialization
s_1 to s_{16}	Synchronization word
s_{17} to s_{22}	Length indicator
s_{23}, s_{24}	Frame number
s_{25}, s_{26}	Constellation
s_{27}, s_{28}, s_{29}	Hierarchy information
s_{30}, s_{31}, s_{32}	Code rate, HP stream
s_{33}, s_{34}, s_{35}	Code rate, LP stream
s_{36}, s_{37}	Guard interval
s_{38}, s_{39}	Transmission mode
s_{40} to s_{47}	Cell identifier
s_{48} to s_{53}	all set to "0"
s_{54} to s_{67}	Error protection

3.2.8. IFFT e inserción de intervalo de guarda

El último bloque en la modulación de banda base de DVB-T consiste en aplicar IFFT a cada símbolo, y concatenar una fracción de este a modo de intervalo de guarda.

Previo a aplicar la IFFT a los símbolos, es necesario llenar con ceros las 1375 portadoras restantes para completar las 8192 del modo 8K (o 341 para completar 2048 de 2K).

Como se ilustra en la figura 3.11, la salida de este bloque está compuesta por el prefijo cíclico y el símbolo transformado. El prefijo cíclico es una fracción dada del símbolo que es insertada delante de este. Esta fracción puede ser 1/4, 1/8, 1/16 o 1/32.

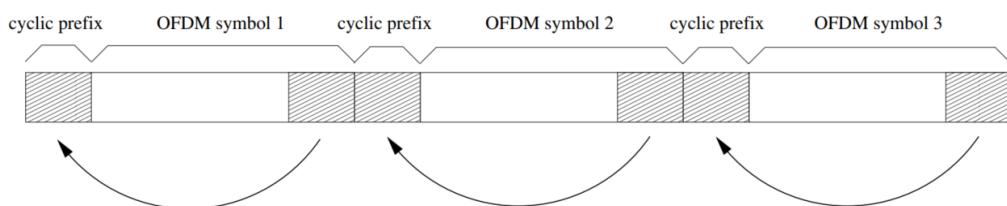


Figura 3.11: Esquema conceptual de prefijo cíclico. [3]

3.2.9. Recepción

A grandes rasgos, el proceso de recepción es prácticamente la inversa de la transmisión, a excepción de los primeros pasos.

El primer paso de la demodulación y partiendo de los datos en fase y cuadratura en banda base, es la detección de los símbolos. Los símbolos se pueden detectar de manera bastante directa haciendo uso del prefijo cíclico de la señal. Estos se pueden hallar usando un tamaño de ventana razonable y buscando el máximo de correlación. En esta instancia tiene sentido transformar FFT a la parte útil del símbolo para trabajar con las portadoras.

Para poder procesar correctamente los datos de las portadoras, se hace una estimación de la rotación de la constelación haciendo uso de los pilotos continuos, cuyas portadoras son conocidas e iguales para todo símbolo.

Luego, teniendo los símbolos detectados y corregidos, se analizan las portadoras TPS con el objetivo de hallar la secuencia de sincronización y la ubicación del primer símbolo del super-frame. Esto es necesario por un lado para localizar los pilotos dispersos y, por otro, por el hecho de que el proceso de decodificación se inicializa en cada super-frame.

De los datos TPS extraídos también se toman los parámetros necesarios para el proceso de decodificación.

Por último, antes extraer los símbolos QAM de las portadoras de datos, se corrigen los efectos del canal inalámbrico mediante la estimación de canal haciendo uso de los pilotos dispersos.

Capítulo 4

Rutinas de procesamiento

A lo largo de este capítulo se presentarán las librerías que sirvieron de punto de partida y las bases de datos de muestreos iniciales que se hallaron y utilizaron, para luego presentar el desarrollo de la implementación final de la regeneración de señal de referencia.

4.1. Librerías y bases de datos iniciales

En el proceso de determinación del alcance del trabajo se analizó el tiempo que llevaría implementar toda la etapa de decodificación y corrección de errores, y se concluyó que había un riesgo no despreciable de que no se pudiera completar en el período establecido para el trabajo de tesis. Entre las opciones de enfocar el esfuerzo en la decodificación OFDM o la corrección de errores, se determinó que debido a la existencia de librerías que realizan la decodificación, se centraría el esfuerzo en la corrección de errores, validando la operatividad y en algunos casos que resulte necesario modificando rutinas de decodificación.

Luego de una búsqueda inicial se concluyó que se basaría la rutina de decodificación en dos librerías publicadas. La primera consiste en un librería de procesamiento de radar pasivo *pyApril*[9], creada por Tamás Pető, un doctor de la *Universidad de Tecnología y Economía de Budapest*, y la segunda es un módulo completo de recepción y decodificación de transmisiones de DVB-T[10].

En lo que respecta a los datos reales, se ha contado con dos fuentes. Por un lado, el Dr. Pető compartió un registro de datos proveniente de una adquisición de señal de TV digital de Hungría, que no formaba parte del repositorio de mediciones de radar pasivo VEGA[11]. Por otro lado, un colaborador externo, Octavio Cabrera, obtuvo una serie de adquisiciones de radar pasivo en una campaña realizada en Italia.

A continuación se presentarán aspectos salientes del análisis de las rutinas existentes, que requirieron un profundo estudio del estándar para poder modificarlas ade-

cuadamente y así lograr que funcionen como era esperado. A posteriori se detallará el desarrollo de las rutinas de corrección de errores realizado. Finalmente se presentará el paquete combinado de rutinas para la regeneración de la señal de referencia.

4.1.1. Librería pyApril y repositorio VEGA

La versión publicada de pyApril[9] es una librería de procesamiento de señales, en la cual se implementan algoritmos de procesamiento de radar pasivo. Los algoritmos implementados, similares a los presentados en el capítulo 2, son probados con datos simulados y datos reales (radio FM y DVB-T) antes de haber sido publicados.

Tras contactar al autor de la librería, este compartió una versión en desarrollo que incluía un algoritmo de regeneración de señal de referencia parcialmente implementado, en la cual faltaba implementar el módulo de corrección de errores y regeneración de la señal de referencia. Se ha convenido en que el desarrollo de este trabajo final podría aportar no solo a completar el requisito de graduación, sino también a ofrecer esta funcionalidad en una librería de acceso público.

También compartió un set de datos de muestreo de una señal de televisión húngara, transmitida bajo el estándar DVB-T y muestreada a una frecuencia de 9,142857 MHz, el cual tampoco está publicado. Aunque estos datos no contienen ningún objetivo de radar, son de utilidad para la evaluación de la implementación.

En lo que respecta a remodulación, la librería contiene una versión sin validar de las etapas hasta el demapeo de la constelación. Esta tiene como pendiente principal la implementación de procesamiento de datos a nivel de bit y la corrección de errores a través de la decodificación y recodificación de los bloques de FEC.

El código se puede separar en los bloques integradores de modulación y de demodulación, los cuales se inicializan de acuerdo a los parámetros de modulación requeridos. El bloque de modulación mapea los bits de entrada a la constelación deseada, arma frames de símbolos, rellena las portadoras con datos o pilotos, transforma FFT y agrega el prefijo cíclico.

El bloque de demodulación es más complejo. Este estima las muestras correspondientes a los símbolos OFDM, transforma IFFT la parte útil del símbolo, corrige la rotación en el plano de fase y cuadratura con los pilotos fijos, estima y corrige los efectos del canal haciendo uso de los pilotos dispersos, y termina demapeando los datos de las portadoras.

Como primera validación de las muestras de señal DVB-T se analiza el espectro de esta. En la figura 4.1 se muestra el espectro del set de datos. El resultado se condice con lo visto en la sección 3.1 del capítulo anterior, en la figura 3.1. Se puede observar que el espectro tiene una forma de cajón bien marcada y con un ancho menor a 8 MHz, como era esperable.

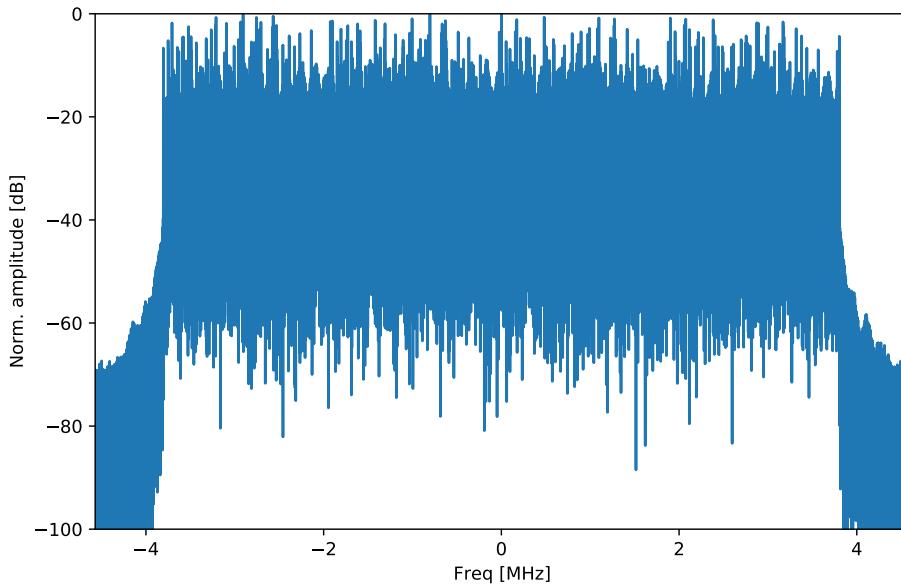


Figura 4.1: Espectro de señal de referencia de base de datos VEGA.

A modo de verificación de la implementación de los bloques de demodulación, incluido en el módulo *OFDMMoDeM*, se extraen los símbolos de fase y cuadratura de las portadoras inmediatamente antes de ser demapeados a bits. En la figura 4.2 se muestra la constelación resultante de graficar los símbolos de las portadoras.

En el gráfico se pueden diferenciar los distintos tipos de portadoras mencionados en el capítulo anterior:

- Las **portadoras de relleno** en cero
- Las **portadoras de datos** con una constelación 64QAM
- Los **pilotos** con potencia 16/9 superior a la media de la constelación de datos
- Las **portadoras TPS** con una potencia igual a la media de la constelación de datos

El hecho de que los pilotos tengan dispersión prácticamente nula se debe a los algoritmos de corrección de rotación y de corrección de efectos de canal. Estos algoritmos realizan las correcciones tomando como referencia a los pilotos y fuerzan su posicionamiento en el plano de fase y cuadratura.

Si bien a primera vista el módulo de MODEM funciona según lo esperado, se visualizan algunos inconvenientes o falencias. La falencia más relevante es la ausencia de bloques relacionados al FEC. Los bits demodulados no pasan por el proceso de corrección de errores expuesto en el estándar[7], por lo que uno de los focos de trabajo es justamente implementar los bloques de codificación y decodificación.

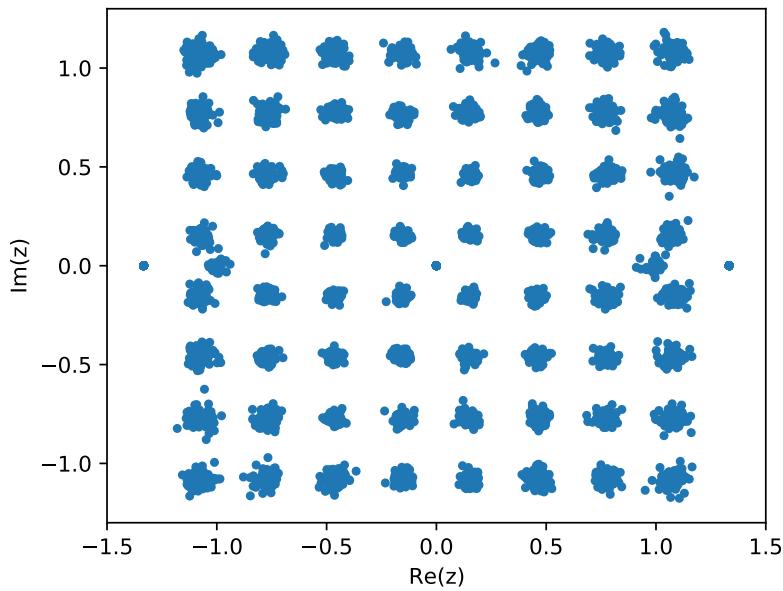


Figura 4.2: Constelación obtenida procesando señal de referencia con bloque demodulador de pyApril.

Otra falencia de la implementación, y relacionada también al proceso de decodificación, es el manejo de los datos TPS. Aunque se haga un uso interno de los datos de señalización, no son lo suficiente transparentes u ordenados como para, por ejemplo, poder detectar el inicio de un super-frame y decodificar correctamente los datos.

El último posible inconveniente de la implementación es el tiempo de procesamiento de la demodulación. La complejidad de algunas rutinas del proceso de demodulación llevan a que demodular cada símbolo OFDM tarde alrededor de mil veces más respecto a la duración de un símbolo. Estos tiempos de procesamiento atentan contra una implementación de procesamiento en tiempo real.

4.1.2. Decodificador DVB-T

La versión publicada de este módulo propone realizar la decodificación completa de la transmisión de TDT de Reino Unido, basándose en el estándar de DVB-T[7].

En primera instancia, se evalúa la implementación procesando las muestras del repositorio VEGA. El resultado no fue el esperado, pues el archivo procesado final no se pudo reproducir con los codecs MPEG-2.

Luego de una inspección profunda del código, se encontró con que la implementación no lograba obtener correctamente la constelación y, por otro lado, se localizaron pequeños errores en los algoritmos de decodificación.

A pesar de eso, este módulo sirvió de modelo para la implementación de un codificador y decodificador de la señales DVB-T. También se toman de referencia algunas funciones relacionadas a la extracción y manejo de los datos de TPS.

4.2. Implementación de encoder e integración

Para lograr implementar el módulo completo de regeneración de la señal de referencia, se implementó primero un bloque de codificador / decodificador (*COFDMencoder*). Una vez finalizado, se implementó la integración completa de modulación / demodulación (*DVBTrigen*). Para el bloque de integración se enfatizó en el manejo correcto de los pilotos y datos TPS, así como también tratar temas de sincronización entre la señal original y la regenerada.

Lo restante del capítulo se centra en ilustrar el funcionamiento general de los bloques implementados, en detallar las partes claves, y en las verificaciones de funcionamiento iniciales.

4.2.1. COFDMencoder

La implementación de este bloque de codificación integra prácticamente todo el proceso propuesto por el estándar de DVB-T[7].

Como se muestra en la figura 4.3 y tomando como referencia lo descrito en la segunda sección del capítulo 3, la implementación del codificador tiene como entrada los paquetes de multiplexado de transporte MPEG-2 randomizados, y como salida un stream de bits codificados y listos para ser mapeados a la constelación requerida.

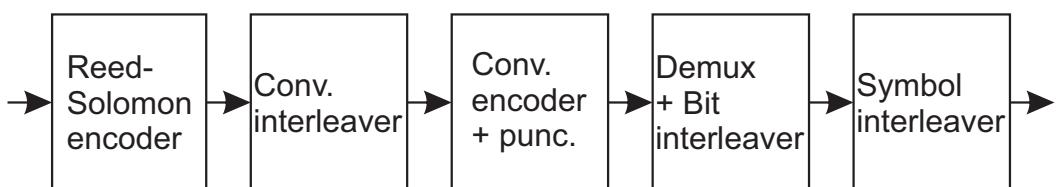


Figura 4.3: Diagrama esquemático de bloques de codificador.

El proceso de decodificación implementado es, a grandes rasgos, el análogo de sentido inverso respecto del codificador. La principal diferencia observable a simple vista en el esquema de la figura 4.4 está en el bloque de Viterbi, cuya implementación es sustancialmente distinta a la del codificador convolucional.

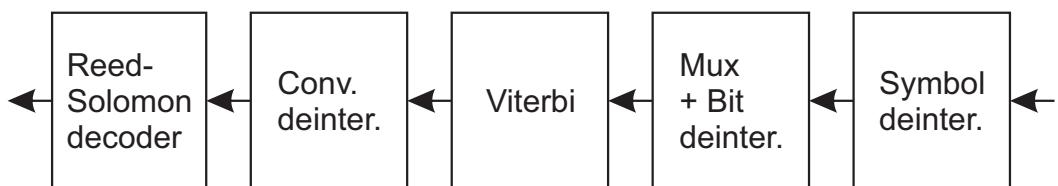


Figura 4.4: Diagrama esquemático de bloques de decodificador.

Los bloques de multiplexado y demultiplexado de transporte, y los de empaquetado de datos para visualizar video, exceden el alcance del encoder y tienen sentido solo en caso que se quiera recuperar la señal de video para su visualización (cosa que se hizo para validar los datos disponibles). Se considera que, a fines prácticos de la regeneración de la señal para su uso como referencia en un radar pasivo, no tiene sentido decodificar más allá del módulo de Reed-Solomon, pues este es la última etapa de corrección de errores.

El primer paso para utilizar el módulo COFDMencoder es la creación de una instancia de este. Para su inicialización se pide como parámetros el modo de transmisión ($mode = [2K, 8K]$), la constelación a utilizar ($QAM = [4, 16, 64]$) y la tasa de codificación ($cr = [1/2, 2/3, 3/4, 5/6]$).

Con el fin de facilitar la regeneración de la señal de referencia se define la función `cofdmENCODER.reencode()`. Esta es la función fundamental del módulo, y toma los bits demapeados de entrada, los decodifica y vuelve a decodificar.

Para el correcto funcionamiento de la recodificación es indispensable que los primeros bits de entrada se correspondan a los bits demapeados de la primera portadora de datos, del primer símbolo de un super-frame OFDM. Este detalle está marcado en el estándar y se relaciona con el hecho de que en un super-frame siempre hay un número entero de paquetes de transporte de MPEG-2, sin importar los parámetros de transmisión.

Los módulos de entrelazado de símbolo se implementan de acuerdo al estándar[7]. En función de la constelación y el modo de transmisión, estos toman conjuntos de 1512 o 6048 palabras de 2, 4 o 6 bits, y le aplican la permutación $H(q)$ según corresponda por el número de símbolo. El vector que representa a la función de permutación $H(q)$ se genera con la inicialización de la instancia del encoder, según de descrito en la sección 3.2.5 del capítulo anterior.

Por simplicidad, los bloques de multiplexado y entrelazado de bits se implementan juntos. Al igual que el módulo anterior, la implementación sigue lo planteado en el estándar.

El codificador convolucional y el perforado se realizan en conjunto. Se inicializan vectores de salidas X e Y con tamaño dependiente de la tasa de codificación, y de manera iterativa se rellenan de acuerdo con el esquema de la figura 3.7, para luego almacenar los valores útiles de acuerdo a la tabla 3.1.

Debido a la complejidad del algoritmo de Viterbi, en lugar de implementarlo desde cero, se opta por realizar una adaptación de la implementación del bloque presente en el decodificador dvb-t[10]. Esta implementación está hecha parte en Python y parte en c++, de manera de optimizar los costes computacionales que exige el algoritmo. La implementación original requirió algunos cambios menores para funcionar correctamente.

Los bloques de entrelazado convolucional se basan en un vector de shift registers de tamaños acordes a lo indicado en el estándar y en la sección 3.2.3. Los registros se inicializan en cero con la creación de la instancia de encoder, y su estado final se guarda para la siguiente recodificación. Por el relleno de ceros de la inicialización, en el proceso de decodificación es necesario descartar los primeros 2244 bytes de salida. Para sortear la pérdida de estos datos a la hora de recodificar, los primeros y últimos 2244 bytes de la decodificación son almacenados, para ser repuestos en el proceso de codificación.

Para los bloques de codificación Reed-Solomon, nuevamente por cuestión de optimidad, se opta por importar una implementación publicada y verificada[12]. El funcionamiento del bloque codificador y decodificador de RS se basa en una instancia de encoder de la librería, inicializado de acuerdo a los parámetros del estándar de DVB-T[7]. Como contingencia en el proceso de decodificación, cuando la cantidad de errores en el paquete de 204 bytes a decodificar exceden el máximo admitido por el algoritmo de corrección (8 bytes erróneos), se decide notificar el exceso de errores y simplemente se descartan los bytes de paridad.

Los últimos componentes fundamentales del módulo de codificación son los buffers. Estos buffers se ubican antes de los bloques de entrelazado de símbolo y bits, y del codificador externo, no solo para adaptar los streams de bits y bytes al tamaño de datos requerido por los bloques de procesamiento, sino que también para permitir codificar o decodificar de manera iterativa.

4.2.2. DVBTregen

Este es el módulo principal de la regeneración de la señal de referencia. La implementación integra los bloques de modulación y demodulación de manera tal, que se logren recodificar los bits de datos para corregir errores y, a su vez, no se pierda sincronismo entre la señal regenerada y la original.

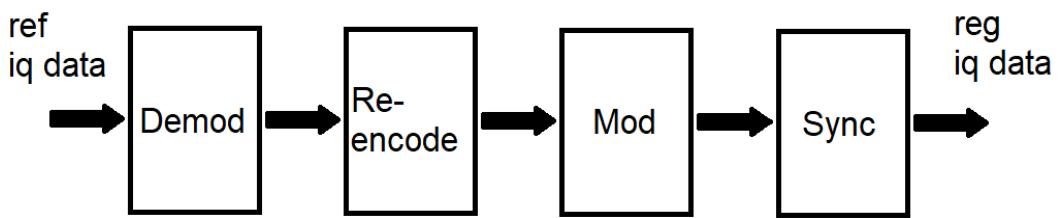


Figura 4.5: Diagrama esquemático de bloques de regenerador de señal DVB-T.

En la figura 4.5 se esquematiza de manera simplificada la operación de la función de regeneración. La función toma el muestreo IQ de la señal de referencia, realiza el proceso de demodulación, decodifica, y vuelve a codificar los bits demodulados para corrección de errores. Luego vuelve a modular los bits de datos, respetando la disposición original

de pilotos y datos TPS, y finaliza sincronizando la señal regenerada con la original para que pueda ser utilizada en el procesamiento de radar.

Al igual que en el caso del encoder, para utilizar el módulo *dvbtREGEN* es necesario crear una instancia de este. A los parámetros de inicialización del encoder (*mode*, *QAMy cr*), se agrega el intervalo de guarda (*gi* = [1/4, 1/8, 1/16, 1/32]). En su inicialización, este módulo crea instancias de *cofdmENCODER* y de *OFDMMoDeM*.

El funcionamiento general del bloque de demodulación se resume en demodular y extraer los bits de datos útiles de los datos IQ de entrada, y almacenar las portadoras pilotos y TPS.

Para la demodulación de los datos IQ, estos se procesan por la función de *OFDMMoDeM.demodulate_signal* de a grupos de una tamaño comparable a cuatro símbolos OFDM. La función devuelve por un lado un vector de símbolos OFDM ordenados, y por otro, los bits de datos demapeados.

El siguiente paso es analizar las portadoras TPS para localizar el comienzo de un super-frame OFDM. Como es indispensable para la recodificación que el primer conjunto de bits a procesar se corresponda con los de la primera portadora de datos de un super-frame, no pasa al siguiente bloque hasta no ubicar el primer símbolo de un super-frame.

La detección del inicio de super-frame se hace extrayendo los bits de señalización, demodulando según DBPSK la primera portadora TPS, y luego comparando con los primeros 24 bits esperados para el primer frame (ver tabla 3.5). Con el resto de los bits de señalización extraídos se verifica que los parámetros de codificación sean los correctos, y se vuelve a inicializar el codificador en caso de haber alguna diferencia.

A continuación, se descartan todos los símbolos y bits de datos anteriores al inicio del super-frame, y se almacenan las portadoras piloto y TPS para ser reinsertadas en la modulación. Otros parámetros que se almacenan son el índice que marca el inicio del primer símbolo y el índice del primer símbolo del super-frame, datos necesarios para la etapa de sincronización.

En la figura 4.6 se ilustra qué porción de los datos se regenera y cual se descarta. Los símbolos incompletos (en negro) por ubicarse al inicio o final del muestreo se descartan en la demodulación IQ, y los símbolos OFDM completos, pero ubicados previo al inicio del primer super-frame (en azul), se descartan luego del análisis de datos TPS.

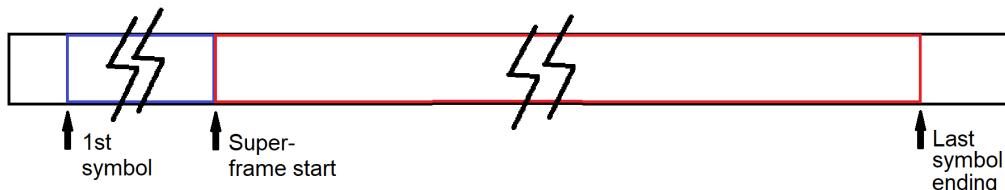


Figura 4.6: Esquema ilustrativo de los datos procesados.

Una vez obtenidos los bits de datos demodulados, estos se recodifican mediante la función *cofdmENCODER.reencode*. Previo al bloque de modulación, los bits recodificados se mapean a la constelación normalizada requerida, y se formatean matricialmente de manera de agrupar los símbolos QAM de acuerdo al símbolo OFDM al que pertenecen.

La función de modulación es mucho más sencilla que su análoga. Esta genera una matriz de portadoras, de tamaño acorde al modo de transmisión y cantidad de símbolos, y la rellena con los pilotos, datos TPS y los elementos de la matriz de datos, respetando las posiciones originales.

Los pilotos y portadoras TPS se mapean a la posición que se les correspondería en una constelación limpia y normalizada, según se ilustró en la figura 3.2.

Cada símbolo se transforma IFFT y se le agrega el prefijo cíclico que corresponda. El stream de datos IQ que se tiene a la salida del modulador es simplemente una concatenación de los símbolos transformados.

El último bloque del regenerador, el encargado de sincronizar la señal de entrada con la de salida, crea un vector de ceros del tamaño de la señal original y ubica en este a la señal regenerada según los índices guardados por el demodulador.

4.2.3. Verificación inicial de implementación

Antes de evaluar los límites de operación de la regeneración de señal, y su grado de mejora en la detección, se realizan algunas pruebas para comprobar su funcionamiento. Para estas pruebas se utilizan las muestras de VEGA[11].

Basándose en lo mostrado en la segunda sección del capítulo 3, se evalúan los bytes decodificados hasta la salida del bloque de Viterbi, esperando encontrar los bytes de sincronización ($SYNC = 71_{DEC}$ y $\overline{SYNC} = 184_{DEC}$). También se chequea que estos mantengan su posición luego del desentrelazador convolucional y decodificador RS.

En la figura 4.7 se muestra una captura de los paquetes de 188 bytes completamente decodificados por *cofdmENCODER*. Se distingue que los bytes de sincronización, ubicados en la primera columna, son los esperados para la etapa previa al *descrambling* (ver subsección 3.2.1).

Para evaluar el proceso completo de demodulación y decodificación, además de procesar los datos con los módulos implementados, se utiliza el descrambler del decodificador de dvb-t[10]. Del procesamiento de las muestras se obtiene un video de unos 2 segundos, el cual se corresponde con el canal *M5* de Hungría (en la figura 4.8 se muestra un cuadro del video). Este resultado fue muy positivo y sirve de prueba de que la implementación del proceso completo de decodificación fue exitosa.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	180	181	182	183	184	185	186	187
0	184	25	176	165	182	119	140	173	32	130	176	3	119	125	95	62	9
1	71	123	132	142	88	20	101	124	171	183	163	84	50	161	65	159	82
2	71	181	158	121	172	105	64	166	5	31	15	115	93	78	115	184	102
3	71	175	80	89	79	59	143	47	85	6	113	163	138	82	150	14	70
4	71	48	0	129	169	187	97	155	3	37	84	28	95	19	143	15	25
5	71	150	169	38	105	59	153	7	64	99	36	74	93	3	39	23	79
6	71	100	10	187	37	13	16	10	15	15	1	150	141	12	35	51	63
7	71	27	5	137	147	164	164	74	22	41	129	47	130	116	79	83	144
8	184	5	99	117	71	60	109	25	1	86	140	121	113	3	164	136	31
9	71	82	108	3	31	125	50	72	164	166	141	161	46	177	44	123	183
10	71	120	154	134	110	95	159	143	1	51	27	147	19	109	183	153	127
11	71	137	147	142	131	10	41	6	114	75	31	38	41	160	113	20	64
12	71	66	171	26	98	73	159	1	115	25	31	153	156	177	4	71	48

Figura 4.7: Representación de paquetes de 188 bytes de señal DVB-T decodificados.

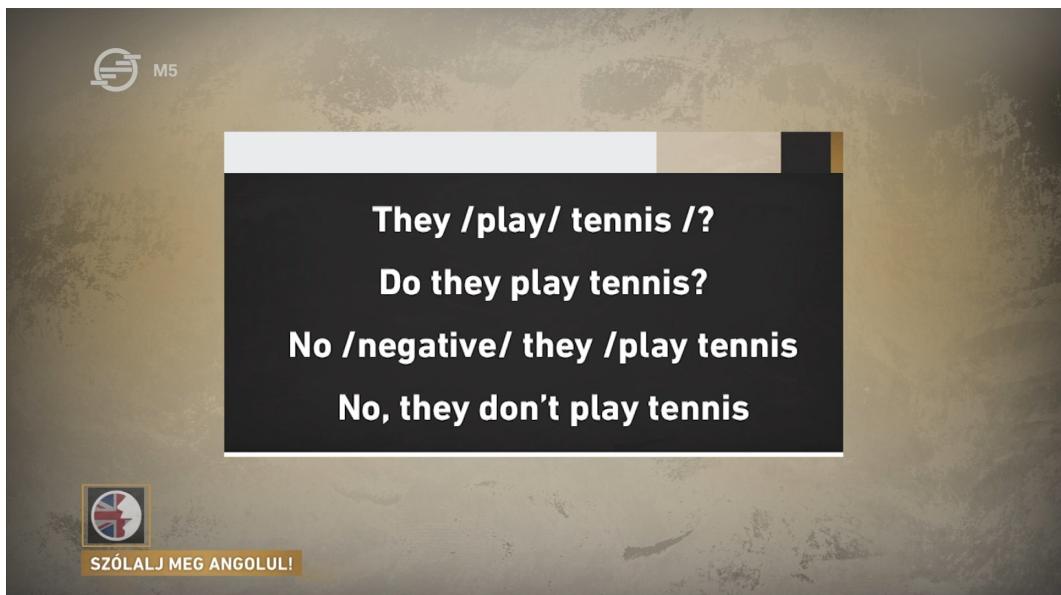


Figura 4.8: Captura del video resultante de la decodificación de la señal de referencia.

La última prueba para evaluar si el funcionamiento de las implementaciones es correcto, es la de generar un número arbitrario de paquetes de 188 bytes, codificar y modularlos a señales IQ, aplicarles la rutina de remodulación, para terminar demodulando y decodificando, y comparando con los paquetes iniciales.

El resultado de esta prueba fue el esperado: los paquetes de bytes obtenidos luego de demodular resultaron idénticos a los generados inicialmente. Habiendo pasado por esta breve verificación de manera exitosa, se procede a evaluar más a fondo el funcionamiento de la regeneración en el siguiente capítulo.

Capítulo 5

Procesamiento de radar

En este capítulo se presentan las pruebas de desempeño de la implementación de la regeneración de la señal de referencia, centrándose en particular sobre evaluación en contexto de procesamiento de radar.

Para evaluar el desempeño de la implementación, se propone primero hacer un análisis de con datos sintéticos, con la idea de estimar las cotas de la mejora de desempeño en condiciones ideales, para luego procesar muestras reales y con distintos objetivos, para evaluar la mejora de desempeño de detección.

5.1. Evaluación de desempeño con datos sintéticos

En la siguiente sección se presentan tres instancias de evaluación del desempeño de la implementación a partir del uso de datos sintéticos. Estos datos sintéticos se generan mediante el uso de los bloques de la implementación relativos a la codificación y modulación.

El análisis del desempeño con datos sintéticos sirve para estimar cotas optimistas de la mejora posible en la detección real.

5.1.1. Efecto de BER

El propósito de esta prueba es evaluar cómo afectan los errores de bits en la CAF, con el fin de estimar una cota de la tasa de error binaria (BER) máxima para la cual tiene sentido la regeneración de señal de referencia.

Para esta evaluación se generan paquetes de multiplexado de transporte MPEG-2 con datos aleatorios, se los codifica, y se los modula para obtener una muestra de datos IQ de referencia sin errores. Por otro lado, se toma una copia de los bits previos a ser mapeados a constelación, y se le introducen errores de acuerdo a la BER pretendida para la prueba. Los resultados concretos a analizar de la prueba son cortes de CAF, correspondientes a los retardos y corrimientos Doppler nulos.

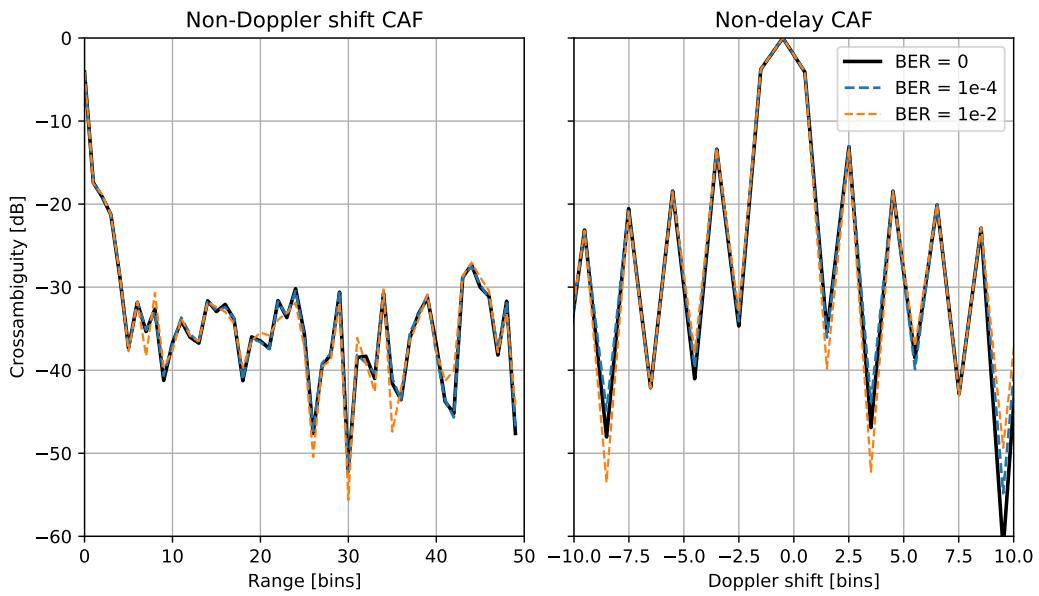


Figura 5.1: Cortes de CAF a Doppler y delay cero, de la señal ideal y con errores introducidos.

En la figura 5.1 muestran los cortes de la CAF de una señal de DVB-T en modo 8K, constelación 64QAM e intervalo de guarda de 1/4, a distintas BER.

Se observa que a las tasas de error evaluadas no hay una desviación significativa respecto del caso sin errores. Los resultados a una BER de 10^{-4} presentan unas mínimas diferencias respecto a la referencia. pero se las considera lo suficiente pequeñas como para despreciarlas. En el caso de la BER de 10^{-2} , aunque a grandes rasgos el resultado se aproxime al de referencia, ya se observan algunas diferencias no menores.

Estos resultados son consistentes con lo presentado en [1], donde se llega a la conclusión de que la CAF es poco sensible al error de bits. Se propone $BER = 10^{-2}$ como una cota de error razonable para la implementación.

5.1.2. Efecto de SNR

En el proceso de demodulación y decodificación de la señal de DVB-T existen varias instancias de corrección de errores. El propósito de esta prueba es evaluar, según las condiciones de degradación de la señal de referencia, cuál es la mínima profundidad de decodificación necesaria en el proceso de regeneración, tal que se cumpla con dado requisito de BER en la etapa previa al mapeo de constelación.

Para esta prueba se generó una señal de referencia sin errores de la misma manera que en la anterior. A esta señal sin errores se le sumó una señal de ruido, modelada como ruido aleatorio blanco y aditivo, con una potencia tal que se mantenga una SNR dada. Luego, se demodula la señal de referencia ruidosa y se guardan los bits en tres etapas de decodificación: inmediatamente después de ser demapeados de la constelación, luego de ser decodificados por el algoritmo de Viterbi, y después de ser decodificados por el

bloque de Reed-Solomon. Finalmente, se comparan los bits decodificados con los bits sin errores de referencia y se calcula una BER.

En la tabla 5.1 se muestran las BER a distintas etapas de decodificación, y según la SNR de la señal de referencia ruidosa. Al igual que en la prueba anterior, la señal de DVB-T se genera en modo 8K, con una constelación 64QAM y un intervalo de guarda de 1/4, y con una tasa de codificación de 3/4.

Tabla 5.1: Tasa de error de bits con 64QAM, según la SNR y profundidad de decodificación.

SNR [dB]	BER@demap	BER@Viterbi	BER@RS
30	0	0	0
25	$1,9 \times 10^{-4}$	0	0
20	$1,4 \times 10^{-2}$	$3,8 \times 10^{-3}$	0
15	$7,7 \times 10^{-2}$	$3,6 \times 10^{-1}$	$3,6 \times 10^{-1}$

La prueba se repite para constelaciones 16QAM y QPSK, y los resultados se muestran en las tablas 5.2 y 5.3. Se observa que a medida que disminuyen la cantidad de puntos de la constelación utilizada mejora la BER, algo totalmente esperado.

Tabla 5.2: Tasa de error de bits con 16QAM, según la SNR y profundidad de decodificación.

SNR [dB]	BER@demap	BER@Viterbi	BER@RS
25	0	0	0
20	$3,8 \times 10^{-5}$	0	0
15	$5,0 \times 10^{-1}$	$4,6 \times 10^{-1}$	$4,5 \times 10^{-1}$

Tabla 5.3: Tasa de error de bits con QPSK, según la SNR y profundidad de decodificación.

SNR [dB]	BER@demap	BER@Viterbi	BER@RS
15	0	0	0
10	$1,3 \times 10^{-3}$	0	0
8	$8,7 \times 10^{-3}$	0	0

Los resultados de la prueba sirven de guía para elegir la profundidad del proceso de recodificación de la señal de referencia, de acuerdo a la constelación de los datos y a la SNR con la que se obtengan las mediciones. Por la simpleza de la prueba y el hecho de que solo se considere al ruido térmico como degradante de la señal, se propone como conclusión la definición de 3 zonas (tomando de referencia 64QAM):

- $SNR > 25$ dB, se demapea y vuelve a mapear las constelaciones
- $25 \text{ dB} > SNR > 20$ dB, se recodifican los bits hasta el bloque de Viterbi
- $SNR < 20$ dB, no tiene sentido aplicar la regeneración

De acuerdo al primer resultado de esta sección, y por la complejidad computacional que requieren los módulos de Reed-Solomon, se considera que la recodificación hasta esa instancia no aportaría significativamente en la mejora de la performance de la detección.

5.1.3. Desempeño de detección de blanco sintético

Con esta prueba se evalúa la mejora potencial en la detección que se podría obtener a partir de la regeneración de la señal de referencia. Se propone generar una señal de referencia ruidosa y una señal de vigilancia que, además de tener adicionado una señal de ruido, se le sume una señal que simule ser un eco, para luego comparar la CAF resultante de usar la señal ruidosa y la regenerada.

La señal de vigilancia para la prueba se compone de la señal de referencia sin ruido, la cual actúa como señal de rayo directo, una señal de ruido, independiente a la utilizada en la señal de referencia, y una señal de eco. Esta señal de eco se sintetiza con corrimientos de la señal de referencia, tanto en tiempo como en frecuencia, y atenuándola acorde a una dada relación señal-interferencia (SIR).

Esta prueba nuevamente se inicia generando una señal de DVB-T en modo 8K, con una constelación 64QAM y un intervalo de guarda de 1/4, y con una tasa de codificación de 3/4. A esta señal, por un lado se le añade una señal de ruido de potencia tal que se tenga una SNR de 30 dB para generar la señal de referencia, y por otro se utiliza para generar la señal de vigilancia con una SIR de 30 dB. Luego, se procesa la señal de referencia ruidosa con la función de regeneración implementada, para realizar pruebas de procesamiento con una señal de referencia regenerada y sin ruido.

En la figura 5.2 se muestran los mapas rango-Doppler de la CAF entre la señal de referencia ruidosa consigo misma, y con la señal de referencia regenerada. Las CAF obtenidas se corresponden con lo esperado por la bibliografía[4], y el hecho de que el máximo de la calculada entre la original y la remodulada se ubique en el origen indica que la sincronización es correcta.

En la figura 5.3 se comparan los mapas de rango-Doppler de las CAF resultantes de procesar la señal de vigilancia con la señal de referencia original, y de procesar la señal de vigilancia con la señal de referencia regenerada.

Un detalle importante de esta prueba es la incorporación del bloque de filtrado de clutter y rayo directo. El bloque de filtrado que se utilizó, el cual está implementado en la librería pyApril[9], se basa en un filtro de Wiener con inversión de matriz de muestras y con mínimo error de redundancia (SMI-MRE)[6]. El filtrado de clutter de este bloque es motivo de que se observe que las muestras correspondientes a corrimiento Doppler nulo tienen valores cercanos a cero.

En ambos mapas se puede observar claramente el pico de ambigüedad provocado

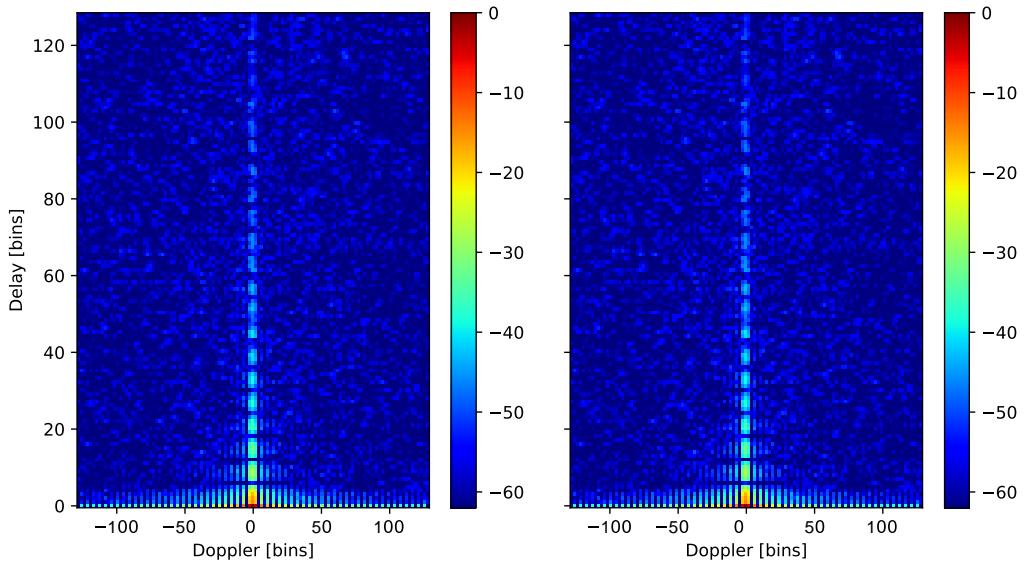


Figura 5.2: Comparación de mapas rango-Doppler de CAF entre señal de referencia sintética con SNR de 30 dB, consigo misma (izq.) y con señal regenerada (der.).

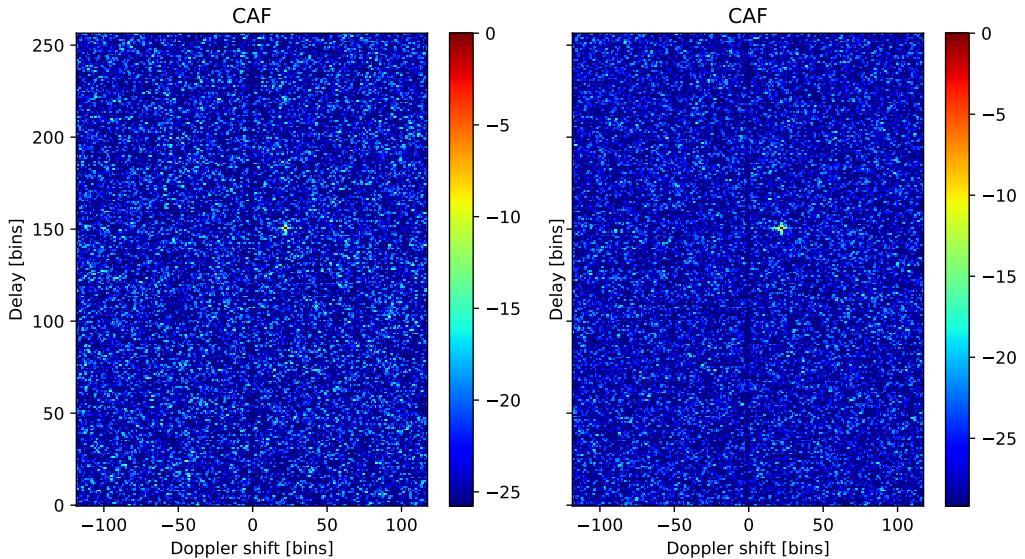


Figura 5.3: Comparación de mapa rango-Doppler de CAF entre señal de vigilancia, y la señal de referencia original (izq.) o regenerada (der.).

por el eco del objetivo sintético en las coordenadas 200 de corrimiento Doppler y 150 de delay. Si se observa en la figura 5.4, se puede percibir que el objetivo se ve con mayor claridad respecto del piso de ruido en el mapa correspondiente a la señal regenerada. Además, como el límite inferior de la escala está definido por el nivel del piso de ruido estimado, y el mapa con referencia regenerada tiene un límite inferior menor, se puede tomar con un indicio de mejora.

El indicio de mejora se puede observar con mayor claridad en los cortes del mapa de la figura 5.5, donde se compara la CAF con el nivel del piso de ruido estimado.

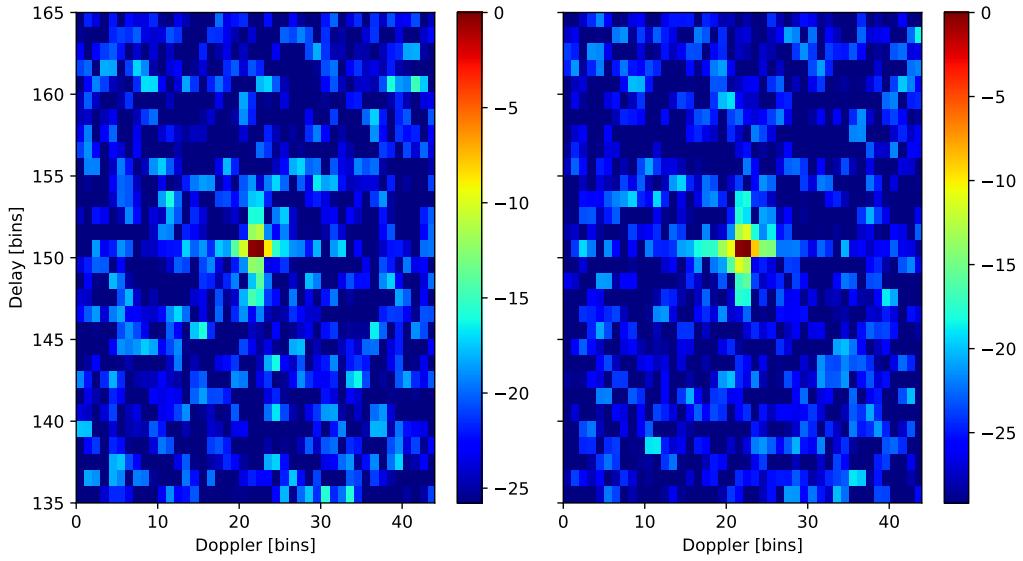


Figura 5.4: Acercamiento a objetivo sintético en mapa rango-Doppler de CAF, con señal de referencia ruidosa (izq.) y regenerada (der.).

Comparando los dos resultados, se estima que el piso de ruido cae aproximadamente 3 dB al regenerar la referencia ($-24,2$ dB con referencia ruidosa, contra $27,5$ dB con referencia regenerada).

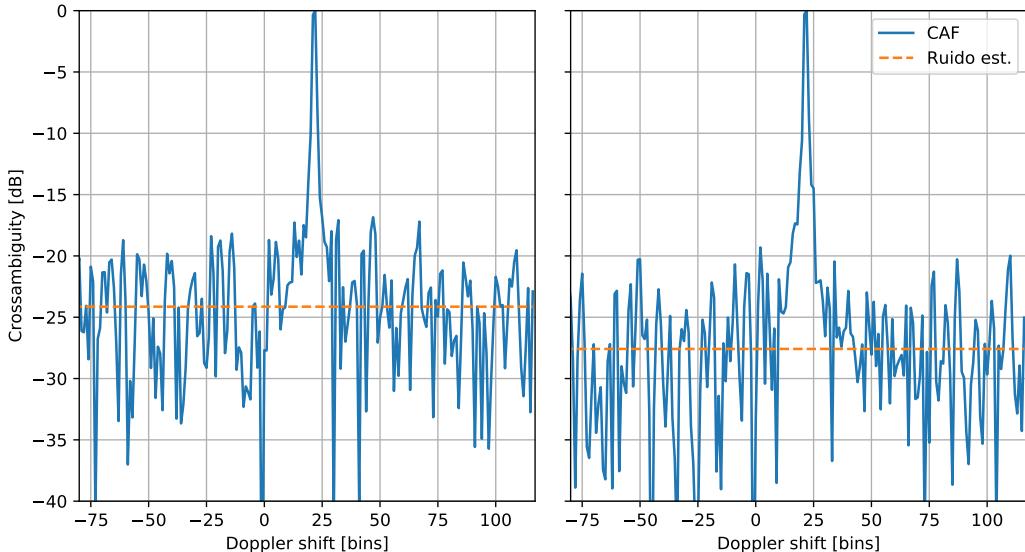


Figura 5.5: Cortes de CAF y piso de ruido estimado sobre el objetivo (delay = 150 muestras), con señal de referencia ruidosa (izq.) y regenerada (der.).

Esta reducción del piso de ruido, la cual se podría entender como una ganancia de procesamiento en condiciones ideales, tiene un valor cercano a lo esperable: si se considera que los canales de referencia y vigilancia se ven afectados por un ruido térmico similar, tiene sentido que, al realizar el procesamiento habiendo eliminado el ruido de uno de los canales, se obtenga la mitad de potencia de ruido. Por lo tanto, es razonable

proponer como valor de ganancia de referencia a los 3 dB que fueron alcanzados en esta prueba en particular.

A partir de los resultados de esta prueba se puede concluir que, por un lado, la rutina de regeneración funciona correctamente en contexto de procesamiento de radar pasivo, y por otro, que en un escenario optimista se podría alcanzar la ganancia de procesamiento ideal de 3 dB. Esta prueba solo consideró como degradante de la señal al ruido térmico y clutter. En las siguientes pruebas con datos reales se espera que influyan otros fenómenos, como *offset* de frecuencia, *jitter*, *fading* de frecuencia selectiva, entre otros.

5.2. Evaluación de desempeño con datos reales

En esta última sección se presentan las instancias de evaluación a la que se sometió a la implementación de regeneración de señal de referencia, aplicado al procesamiento de radar pasivo y haciendo uso de muestras reales.

En primera instancia se evaluará la sincronización de la señal regenerada respecto de la original, y luego se evaluará el desempeño en la detección.

5.2.1. Sincronización de señal regenerada

La idea de esta prueba es evaluar similitudes y diferencias entre una señal de referencia ruidosa y su equivalente regenerada, y en particular, evaluar en qué medida las señales están sincronizadas en tiempo y frecuencia.

Para esta prueba, se toma como señal de referencia el muestreo VEGA[11], y se la regenera tomando como parámetros de señal: modo 8K, intervalo de guarda $gi = 1/4$, constelación 64QAM y sin corrección de errores por decodificación. Por un lado se analizan sus *funciones de ambigüedad* (CAF consigo mismas), y por otro se analiza la CAF entre ambas.

En la figura 5.6 se muestran los mapas rango-Doppler de las funciones ambigüedad de la señal de referencia original y el de la señal de referencia regenerada. En ambos mapas el máximo se encuentra en el origen, algo totalmente esperado, y también se observan ambigüedades importantes a un retardo de alrededor de 700 muestras, también esperados debido a los pilotos del estándar de DVB-T.

Las principales diferencias que se distinguen a simple vista, son las réplicas de las ambigüedades que se observan en el mapa de la señal original. La ambigüedad que se observa a Doppler cero y retardo aproximado de 50, la cual tiene un pico 10 dB menor al máximo, probablemente sea causada por un rebote importante o por una transmisión de otro origen por el esquema de red de frecuencia única (ver sección 2.3).

Las ambigüedades menores y cercanas a las causadas por los pilotos, se producen por el mismo motivo.

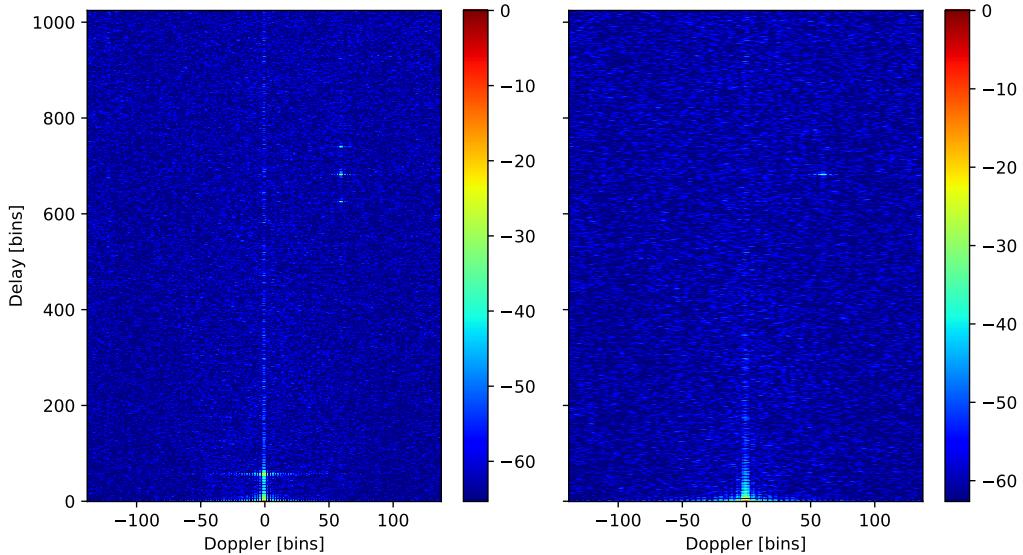


Figura 5.6: Mapas rango-Doppler de función de ambigüedad de la señal de referencia (izq.) y de la señal regenerada (der.).

En la figura 5.7 se muestra el mapa rango-Doppler de la CAF entre la señal de referencia original y la señal regenerada.

En este caso, se observa que el máximo se encuentra alrededor del retardo de 650 y corrimiento Doppler de -450, en lugar de encontrarse en el origen. El motivo por el cual el máximo no se encuentra en retardo nulo, donde se espera que se encuentre idealmente, es por la estimación errónea del tiempo de inicio del primer símbolo del super-frame OFDM. La implementación estima este tiempo a partir de la posición del primer símbolo OFDM detectado y la cantidad de símbolos detectada antes del inicio del super-frame. De esta manera, una pequeña variación en la frecuencia de muestreo o error de estimación del primer símbolo puede traducirse en un error de estimación de hasta pocos miles de muestras.

El corrimiento del máximo en frecuencia posiblemente sea causado por los bloques de recepción de la implementación de regeneración, en particular por las correcciones en la rotación de las constelaciones y en la ecualización de canal.

El hecho de que la relación entre correlación del máximo y el piso de ruido sea similar a la de las figuras 5.6, y que se visualice una ambigüedad que se corresponda con la detectada en la señal original, dan certeza de que la señal remodulada es realmente parecida a la original.

Como primera solución a esta falla de sincronización se propone que, previo a utilizar la señal regenerada como referencia, se calcule la CAF entre la señal original y la regenerada, se estime la ubicación del máximo, y aplicar los desplazamientos en tiempo

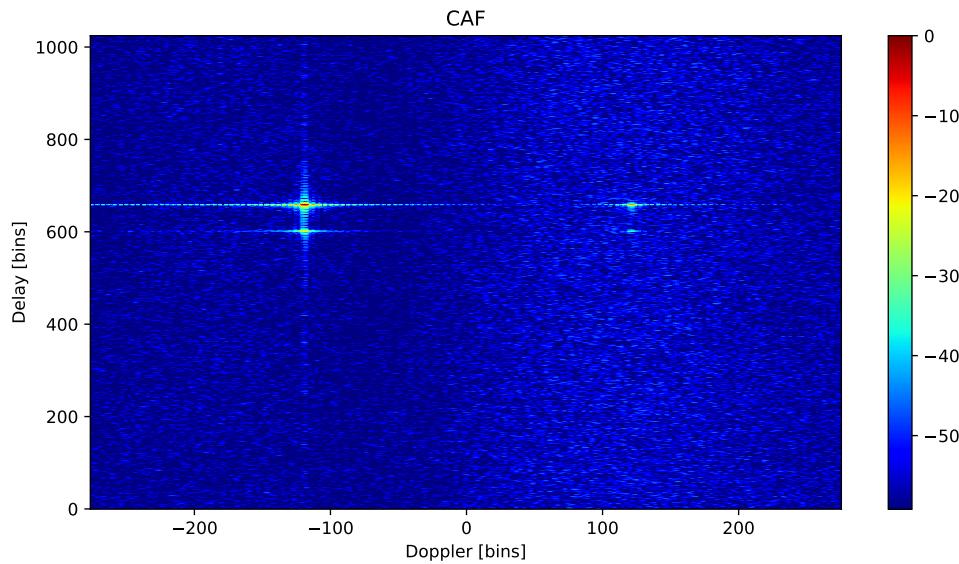


Figura 5.7: Mapa rango-Doppler de CAF entre señal de referencia y la señal regenerada.

y frecuencia necesarios para llevar el máximo de correlación al origen.

En la figura 5.8 se muestra el mapa rango-Doppler entre la señal de referencia original y la señal regenerada y corregida. Este resultado parecería indicar que la señal regenerada corregida está completamente sincronizada con la original y, por lo tanto, tiene sentido utilizarla como señal de referencia para la detección de objetivos.

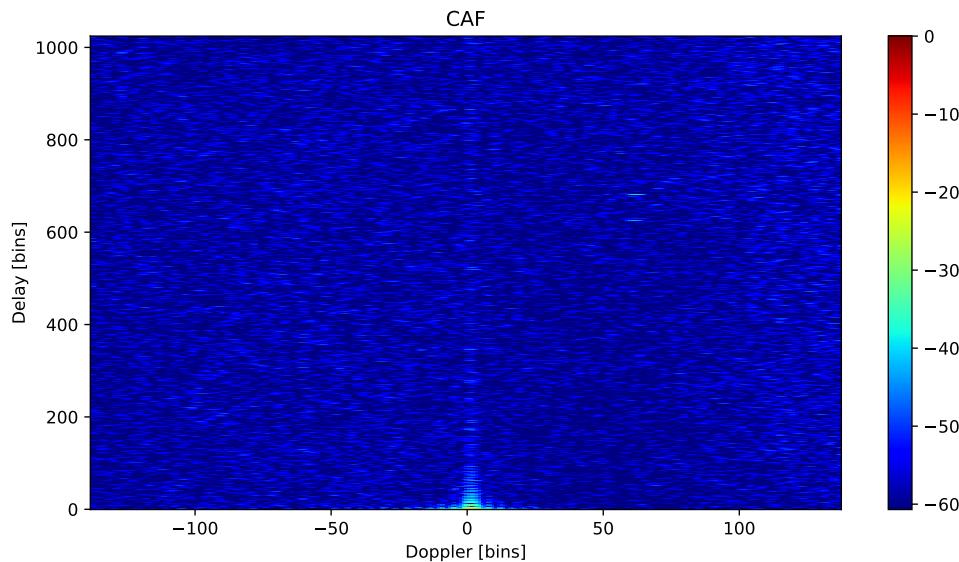


Figura 5.8: Mapa rango-Doppler de CAF entre señal de referencia y la señal regenerada corregida.

5.2.2. Detección de objetivos

En esta última prueba propuesta para evaluar el desempeño de la rutina de regeneración se procesan muestras reales con objetivos.

Los datos utilizados para esta prueba fueron tomados en la zona costera de Ostia (provincia de Roma), con una placa SDR *USRP B210* de 2 canales, y un *front-end* de RF. La campaña de medición se realizó apuntando hacia una zona de interés en la que se encontraban algunas embarcaciones. A priori el único dato que se tiene sobre la señal utilizada como fuente de oportunidad es que responde al estándar de DVB-T.

Previo al procesamiento de este set de datos, fue necesario verificar la calidad de la señal de referencia y determinar sus parámetros de transmisión DVB-T. Para ello, se propuso seguir los siguientes pasos:

- Verificar que el espectro se corresponda con el esperado. En caso de que se observe interferencia de canales aledaño, puede ser necesario filtrar la señal
- Definir arbitrariamente un posible intervalo de guarda
- Demodular y verificar si se observa una constelación. Iterar con el punto anterior hasta obtener la constelación.
- Estimar la SNR y definir la profundidad de codificación acorde
- Analizar los datos TPS para encontrar la tasa de codificación
- Decodificar la señal hasta la salida del bloque de Viterbi y verificar que se encuentren los bytes de sincronización, y que estos estén ubicados correctamente
- Completar la decodificación y verificar si se logra obtener imagen de video

Aplicando estos pasos a la señal de referencia se comprobó que tiene una interferencia importante de canales aledaños, aunque no requiera filtrarse; que la señal tiene de parámetros un intervalo de guarda $gi = 1/4$, una constelación 64QAM y una tasa de codificación $cr = 3/4$; que la SNR de la señal ronda los 30 dB, por lo que debería bastar con corregir las constelaciones; y se obtuvo un video en formato MPEG-2 reproducible.

Una vez verificada la señal, se la regenera y sincroniza para realizar el procesamiento de correlación con la señal de vigilancia. Esta etapa de procesamiento consiste en verificar la sincronización mediante el cálculo de la CAF entre la señal de referencia original y la regenerada, y luego la comparación de la CAF entre la señal de vigilancia y las señales de referencia, considerando un tiempo de muestreo de 0,3 s. Al igual que en la sección anterior, el filtrado que se aplica es una implementación de filtro SMI-MRE de la librería pyApril[9].

En la figura 5.9 se muestra el mapa resultante del cálculo de la CAF entre la señal de referencia original y la señal remodulada, posterior a la corrección de sincronización. Comparando con los resultados de la figura 5.8 de la subsección anterior, se observa que nuevamente se logra sincronizar las señales de referencia de manera correcta.

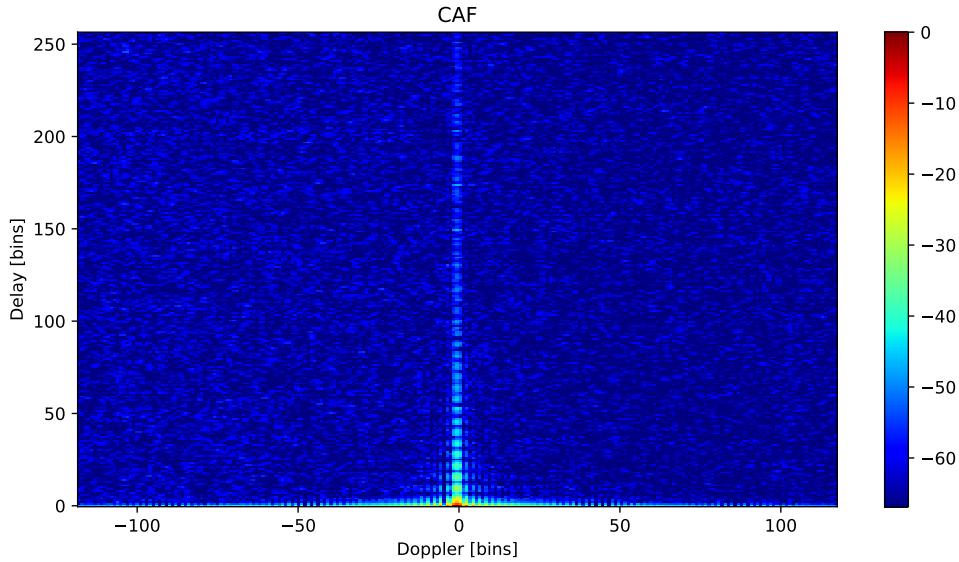


Figura 5.9: Mapa rango-Doppler de CAF entre señal de referencia original y la regenerada.

La comparación entre el mapa rango-Doppler de la CAF entre las señales de vigilancia filtradas y sus respectivas señales de referencia se muestra la figura 5.10.

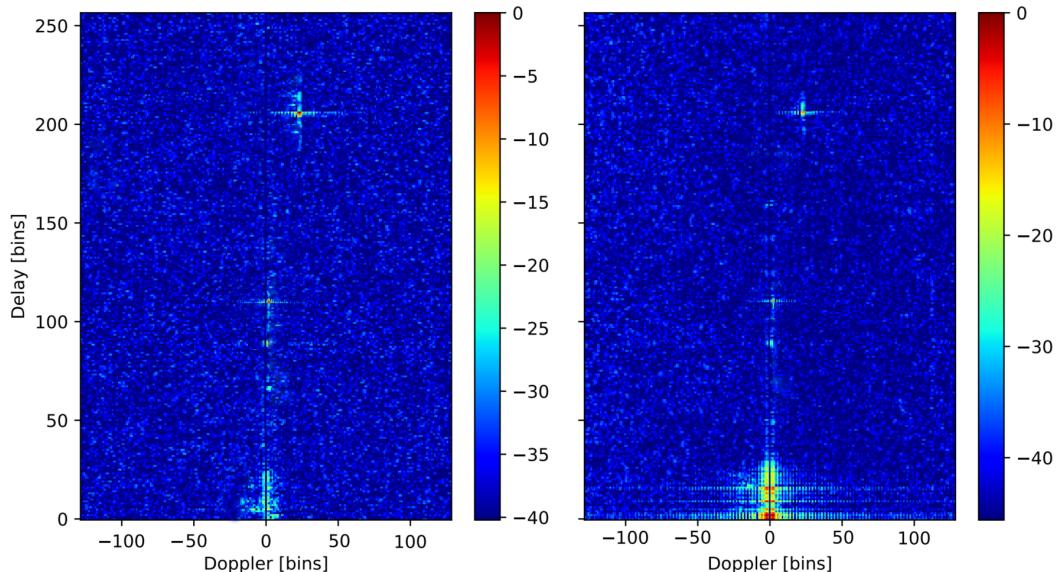


Figura 5.10: Mapa rango-Doppler de CAF entre señal de vigilancia, y la señal de referencia original (izq.) o regenerada (der.).

Analizando y comparando el resultado obtenido de realizar el procesamiento con la señal de referencia original y con la señal de referencia regenerada, lo primero que llama la atención es la zona de clutter de poco rango. En esa zona se encuentra el clutter

causado por rebotes cercanos del rayo directo, contra superficies estáticas y de alta reflectividad. Al filtrar el clutter a través de la comparación de la señal de vigilancia con la señal de referencia regenerada, aunque se logra anular por completo los efectos de corrimiento Doppler nulo, no se anulan los efectos de estos a corrimientos no nulos. Por este motivo, los objetivos de interés ubicados alrededor de las coordenadas (60, 205) y (5, 115), se observan con mayor contraste respecto al piso de ruido en el mapa calculado con la señal de referencia original.

A continuación, se analizan los motivos por los cuales la regeneración de la señal de referencia podría provocar una degradación en la detección. La hipótesis inicial que motiva la regeneración de la señal de referencia es que, la señal regenerada y limpia se parecerá en mayor medida a la señal de los ecos, en comparación con la señal de referencia ruidosa. Esta hipótesis puede tener sentido, pero no contempla la problemática de clutter y rayo directo.

La señal de referencia transmitida, propagada y recibida por el sistema de radar, además de ser interferida por ruido térmico, tiene muy altas probabilidades de sufrir alteraciones de otros orígenes (no-linealidades del transmisor, corrimientos de fase y frecuencia, entre otros). Como en la geometría de radar pasivo planteada las antenas de referencia y vigilancia se encuentran prácticamente en idéntica ubicación geográfica, es probable que la señal del canal de referencia y las señales de clutter que se filtran por el canal de vigilancia sufran alteraciones similares. Por este motivo, tiene sentido suponer que la señal de clutter se asemeje mucho más a la señal de referencia original que a la regenerada y, por lo tanto, el filtrado de clutter empleando la señal regenerada tiene peor desempeño.

A pesar de que la regeneración de la señal de referencia parecería no tener el efecto de mejora esperado en la sensibilidad de detección, existe bibliografía^{[13][14]} que sugiere la implementación de un filtro *recíproco*. Este filtro^[15] explota las características de la señal de DVB-T y de su posible regeneración para filtrar de manera óptima el clutter.

La implementación de este filtro y su evaluación correspondiente excede el alcance de este trabajo, pero se recomienda fuertemente como trabajo complementario.

Capítulo 6

Conclusión

6.1. Conclusiones del trabajo

En esta tesis se desarrolló el proceso de la implementación en Python de una rutina de regeneración de señal DVB-T con el fin de aplicarlo en el procesamiento de radar pasivo, y así mejorar su sensibilidad de detección.

Se presentaron conceptos básicos de radar pasivo y detalles de la señal de televisión utilizada como fuente de oportunidad, algo necesario para poder comprender tanto la problemática que se aborda, como la solución que se propone.

Se describió la implementación de regeneración de señal desarrollada y se presentaron resultados de su desempeño, por un lado con datos sintéticos con el objetivo de evaluar el desempeño en condiciones ideales, y por otro con datos de muestreos reales.

Respecto a la rutina de regeneración de señal de referencia, su implementación se logró de manera satisfactoria. Su correcto desempeño se evaluó demodulando y decodificando señales de televisión digital, verificando que se obtenga como resultado imagen de video. Luego, se verificó su funcionamiento y los efectos de la SNR y BER de la señal, pero en contexto de procesamiento de radar pasivo.

En cuanto al objetivo general del trabajo, la mejora de sensibilidad de detección de objetivos, los resultados no fueron los esperados. Si bien se pudo comprobar, mediante el uso de señales generadas sintéticamente, que en condiciones óptimas se podría lograr hasta 3 dB de mejora en la detección, esto no se logró replicar al procesar datos de muestreos reales.

Para poder cumplir con este objetivo se considera necesario complementar la implementación de regeneración de referencia desarrollada en este trabajo con una implementación de filtro recíproco.

6.2. Trabajo a futuro

Para continuar con el trabajo presentado en esta tesis y así lograr el objetivo general, la mejora en la sensibilidad de detección de los sistemas de radar pasivo, u optimizar el funcionamiento de la implementación de la rutina de regeneración de la señal de televisión digital, a continuación se sugieren algunas tareas complementarias.

El trabajo complementario de mayor importancia es la implementación de un filtro recíproco, para aprovechar completamente el potencial de mejora en la sensibilidad de detección que podría proveer la regeneración de la señal de referencia. Para la implementación de este filtro se sugiere guiarse por lo presentado en [15].

El siguiente trabajo que surge inmediatamente de la implementación desarrollada, es su adaptación al estándar local ISDB-T[16]. Para lograr dicha adaptación se podrán reutilizar las implementaciones diseñadas para DVB-T, a excepción de algunos cambios. Los principales cambios necesarios, además de los parámetros generales relativos a OFDM (cantidad de portadoras, ubicación de pilotos, portadoras de señalización, entre otros), será necesario modificar sustancialmente el bloque de entrelazado interno. Otra diferencia no menor es la existencia de *segmentos* y modos de transmisión muy distintos de los propuestos en el estándar de DVB-T.

Uno de los pendientes de la implementación sobre el cual se podría trabajar, es la posibilidad de implementar un sistema de buffer que permita regenerar bloques de muestras de manera consecutiva, sin perder sincronización ni coherencia en la decodificación. Esto podría ser fundamental para la operación en tiempo real debido a que la implementación actual, en el peor de los casos, podría perder hasta 272 símbolos OFDM hasta encontrar el inicio de un super-frame. Esta cantidad de símbolos perdidos equivalen a 400 ms, algo que resultaría poco práctico si se procesaran muestreos de un segundo independientes.

Por último, también en línea con la adaptación a procesamiento en tiempo real, es necesario optimizar la implementación de los bloques de modulación de la librería pyApril[9]. La implementación actual demodula un símbolo de OFDM en un tiempo cercano al segundo, algo que, como ya se ha mencionado en el trabajo atenta contra el procesamiento en tiempo real.

Práctica Profesional Supervisada (PPS)

Se informa que este Proyecto Integrador (PI) ha cumplido con más de 200 hs de Práctica Profesional Supervisada (PPS) bajo la supervisión del Dr. Javier Areta. Dicha PPS cubre las actividades de los capítulos 2, 3, 4, 5 y 6 del presente PI.



Dr. Javier Areta

Proyecto y Diseño (P&D)

Se informa que este PI ha cumplido con más de 200 hs de actividades de Proyecto y Diseño (P&D), en las cuales se emplearon conocimientos de ciencias básicas y de la ingeniería para el desarrollo del trabajo. Las actividades que contemplan P&D son las que se describen en los capítulos 2, 3, 4, 5 y 6 del presente PI.



Dr. Javier Areta

Bibliografía

- [1] Baczyk, M. K., Malanowski, M. Reconstruction of the reference signal in dvb-t-based passive radar. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, **57**, 43–48, 2011. 2, 36
- [2] Richards, M. A. Fundamentals of Radar Signal Processing. McGraw-Hill Education, 2014. 3, 7
- [3] Malanowski, M. Signal Processing for passive bistatic radar. Artech House, 2019. 3, 4, 6, 9, 23
- [4] Harms, H. A., Davis, L. M., Palmer, J. Understanding the signal structure in dvb-t signals for passive radar detection. En: 2010 IEEE Radar Conference, págs. 532–537. IEEE, 2010. 8, 38
- [5] Cardinali, R., Colone, F., Ferretti, C., Lombardo, P. Comparison of clutter and multipath cancellation techniques for passive radar. En: 2007 IEEE Radar Conference, págs. 469–474. IEEE, 2007. 9
- [6] Pető, T., Seller, R. Adaptive clutter cancellation techniques for passive radars. *Topics in Radar Signal Processing*, pág. 139, 2018. 9, 38
- [7] Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, 2015. 12, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 27, 28, 29, 30, 31
- [8] Fischer, W. Digital video and audio broadcasting technology: a practical engineering guide. Springer Science & Business Media, 2010. 13, 15
- [9] Pető, T. GitHub - petotamas/APRIL: Advanced Passive Radar Library, 2021. URL <https://github.com/petotamas/APRIL>. 25, 26, 38, 44, 48
- [10] Jones, K. GitHub - joneskm/dvbt_decoder: Python module for decoding DVB-T transmissions, 2016. URL https://github.com/joneskm/dvbt_decoder. 25, 30, 33

- [11] Pető, T. Vega: Data Repository of Passive Radar Measurements - Data set ID: VEGAM20200402L2C0S0DVBT, 2020. URL <http://tamaspeto.com/vega>. 25, 33, 41
- [12] Larroque, S. K. GitHub - lrq3000/dUniReedSolomon, 2021. URL <https://github.com/lrq3000/unireedsolomon>. 31
- [13] Searle, S., Palmer, J., Davis, L., O'Hagan, D. W., Ummenhofer, M. Evaluation of the ambiguity function for passive radar with ofdm transmissions. En: 2014 IEEE Radar Conference, págs. 1040–1045. IEEE, 2014. 46
- [14] Bok, D. Reconstruction and reciprocal filter of ofdm waveforms for dvb-t2 based passive radar. En: 2018 International Conference on Radar (RADAR), págs. 1–6. IEEE, 2018. 46
- [15] Glende, M. Pcl-signal-processing for sidelobe reduction in case of periodical illuminator signals. En: 2006 International Radar Symposium, págs. 1–4. IEEE, 2006. 46, 48
- [16] ARIB STANDARD: Transmission system for digital terrestrial television broadcasting, 2005. 48

Agradecimientos

Si bien este documento me tiene como único autor considero que lo justo es, cuanto menos, dar crédito a algunas personas cuya ayuda, influencia o mera existencia me ha ayudado a atravesar el desafío de esta carrera universitaria.

En primer lugar, quisiera agradecer a Javier Areta, mi director, por el apoyo a lo largo este trabajo integrador, sin importar la hora o ubicación geográfica. También debo agradecer a Octavio Cabrera, que de no ser por su ayuda me hubiera sido imposible completar este trabajo a tiempo, y Tamás Pető, por la ayuda en la etapa inicial del trabajo.

A la Comisión Nacional de Energía Atómica y al Instituto Balseiro por la oportunidad de completar mis estudios en un lugar de tanto prestigio, en una ciudad maravillosa como lo es Bariloche, y lleno de excelentes personas.

A mis compañeros de cursada en el IB, Daniel, Emilia, Franco, Jorge, Luca y Tomás, por ayudar, enseñar, compartir o simplemente estar; sin ellos ciertamente no hubiera sobrevivido ni un solo año en el IB. Y en particular a Alex y Franco por haberme soportado como compañero de habitación y no matarme en el intento.

A todos los estudiantes del IB con los que compartí al menos una charla o momento, a los integrantes del CEIB, y profesores con los que compartí algún que otro asado, por lograr que el transcurso de esta etapa de formación sea placentero.

A mis amigos de Buenos Aires, que a pesar de mis ausencias físicas y virtuales me siguen bancando.

A mi familia, y en particular a mis padres, Gustavo y Mariela, por el apoyo y paciencia incondicional que me tuvieron en estos últimos (25) años. A mis hermanos, Ariadna y Jeremías, por ayudar a que los 1300 km que separan Hurlingham de Bariloche no se sientan.

Por último, quiero agradecerle a mí, por no haber tirado la toalla en las infinitas oportunidades en la que pude haberlo hecho.

A quien esté leyendo esto, si es que compartimos aunque sea un mínimo momento, ¡Gracias!