

**PROYECTO INTEGRADOR DE LA CARRERA
DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES**

**MEJORA DE LA DETECCIÓN EN RADARES
BIESTATICOS PASIVOS BASADOS EN LA
SEÑAL DE TELEVISIÓN DIGITAL ISDB-T A
PARTIR DE LA RECONSTRUCCIÓN DE LA
MISMA**

Mangieri Gianfranco

Dr. Javier Areata

Director

27 de diciembre de 2025

Universidad Nacional De Rio Negro
Argentina

To my family and mentors...

Acronimos

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.
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.
FEC	Corrección de errores hacia adelante, por sus siglas en inglés.
FFT	Transformada rápida de Fourier, 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.
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.
SNR	Relación señal a ruido, por sus siglas en inglés.
TDT	Televisión digital terrestre.
TMCC	[completar].
CFAR	[completar]
DSI	[completar]

Índice general

Acronimos	2
Índice de figuras	4
Índice de tablas	5
Resumen	1
1 Introducción	1
2 Radar Pasivo	2
2.1 Geometría y coordenadas biestáticas	2
2.2 Ecuación Radar	5
2.3 Iluminadores de Oportunidad	6
2.4 Canal de referencia y canal de vigilancia	7
3 Transmisión de Señal de TV Digital Terrestre ISDB-T	9
3.1 Dispersión de energía	11
3.2 Código RS	11
3.3 Entrelazador de byte	11
3.4 Código Convolucional	11
3.5 Entrelazador de bit	12
3.6 Mapeo de símbolos QAM	12
3.7 Entrelazador de tiempo y frecuencia	16
3.8 Estructura de frame OFDM	16
3.9 Frecuencia de muestreo y frecuencias centrales	17
4 Recepcion	18
5 Cadena de procesamiento radar	19
5.1 Filtro de clutter y rayo directo	19
5.1.1 Filtro de lattice en bloque	20
5.2 Función de ambigüedad cruzada	22
5.2.1 Algoritmo Batch	22
5.3 Detección de objetivos	22

ÍNDICE GENERAL

5.3.1	Ca - CFAR	22
6	Resultados	24
6.1	Simulaciones	24
6.2	Adquisición y procesamiento de datos reales	24
6.2.1	INSAP	24
7	Conclusiones	25
	Bibliografía	26

Índice de figuras

2.1	Geometría en un esquema biestático.	3
2.2	Elipsoide biestático de iso-rango.	4
2.3	Elipses biestáticas.	4
2.4	Correlación entre antenas de vigilancia y referencia.	8
2.5	Diagrama de un filtro anti clutter.	8
3.1	Orden de los segmentos en el canal de 8 MHz.	9
3.2	Recepción total y parcial.	10
3.3	Codificación de canal.	10
3.4	Entrelazador de bytes.	11
3.5	Diagrama en bloques del código convolucional.	12
3.6	Mapeo de bits a símbolos QPSK.	13
3.7	Mapeo de bits a símbolos 16 QAM.	14
3.8	Mapeo de bits a símbolos 32 QAM.	15
3.9	Estructura de datos en el frame OFDM.	16
3.10	Distribucion de portadoras pilotos.	17
3.11	Generador de secuencia binaria pseudo aleatoria	17
5.1	Estructura de filtro en bloque de Lattice.	21
5.2	Diagrama en bloque para calcular ψ con el metodo Batch.	22

Índice de tablas

2.1 Ejemplos de iluminadores para radar pasivo.	6
5.1 Algoritmo de filtro lattice en bloque.	21

Resumen

This is where you write your abstract. It should provide a concise summary of your research, including the problem statement, methodology, key findings, and conclusions. Typically, an abstract is between 150-350 words.

Keywords: keyword1, keyword2, keyword3, keyword4

Capítulo 1

Introducción

Capítulo 2

Radar Pasivo

El radar pasivo se diferencia del radar activo en que no cuenta con un transmisor propio, sino que utiliza fuentes externas de iluminación, como emisores de telecomunicaciones. La detección de objetivos se realiza comparando la señal directa del transmisor con la señal reflejada por el blanco.

Para este fin, el sistema dispone al menos de dos canales de recepción: referencia y eco. El canal de referencia obtiene la señal original transmitida orientando una antena direccional hacia la fuente emisora o generando digitalmente un haz en esa dirección. El canal de eco, en cambio, capta la señal reflejada desde la zona bajo vigilancia mediante otra antena o un haz formado digitalmente.

El procesamiento conjunto de ambas señales permite detectar los objetivos. La medición principal en radar pasivo es el alcance biestático, definido como la diferencia entre la distancia transmisor–objetivo–receptor y la distancia transmisor–receptor. Los puntos con igual alcance biestático se ubican sobre un elipsoide cuyos focos son el transmisor y el receptor.

Además, el radar pasivo mide el desplazamiento Doppler, proporcional a la velocidad biestática, es decir, la variación temporal del alcance biestático. La localización de objetivos en coordenadas cartesianas puede obtenerse calculando el punto de intersección de varios elipsoides biestáticos generados por diferentes pares transmisor–receptor. Alternativamente, la posición del blanco puede estimarse combinando la información de alcance biestático con la dirección de llegada de la señal, un método similar al que emplea el radar monostático clásico

2.1. Geometría y coordenadas biestáticas

Consideremos la geometría de un radar pasivo en coordenadas cartesianas. Un blanco se encuentra en la posición $(x(t), y(t), z(t))$; el transmisor está ubicado en (x_t, y_t, z_t) y el receptor en (x_r, y_r, z_r) . Esto no permite definir los siguientes rangos: el rango transmisor-objetivo (R_1), el receptor-objetivo (R_2) y el rango transmisor-receptor (R_b).

$$R_1(t) = \sqrt{(x(t) - x_t)^2 + (y(t) - y_t)^2 + (z(t) - z_t)^2} \quad (2.1)$$

$$R_2(t) = \sqrt{(x(t) - x_r)^2 + (y(t) - y_r)^2 + (z(t) - z_r)^2} \quad (2.2)$$

$$R_b = \sqrt{(x_t - x_b)^2 + (y_t - y_b)^2 + (z_t - z_b)^2} \quad (2.3)$$

En donde el ángulo entre los segmentos transmisor–objetivo y receptor–objetivo, denotado por β , se conoce como ángulo biestático.

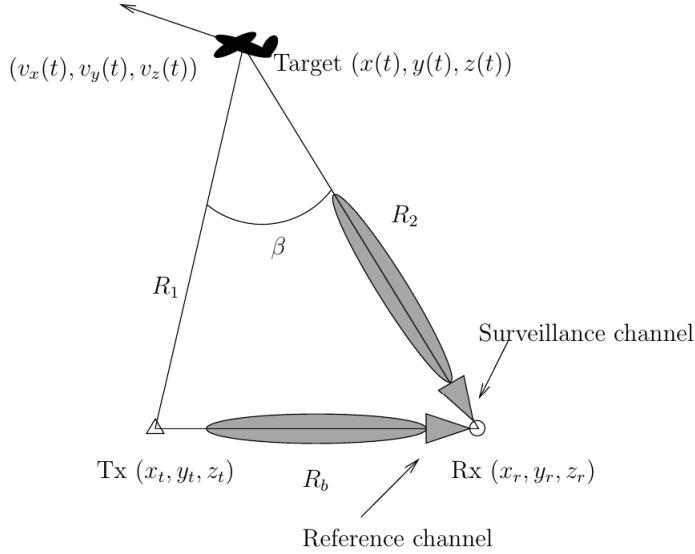


Figura 2.1: Geometría en un esquema biestático. Fuente: [1].

El rango biestático se calcula a partir de la diferencia entre el camino directo, R_b , y el indirecto, $R_1(t) + R_2(t)$. Esto puede hacerse a partir del retardo τ medido entre las señales de eco y de referencia, y la velocidad de la luz c .

$$R(t) = R_1(t) - R_2(t) - R_b = c \cdot \tau \quad (2.4)$$

El lugar geométrico de los puntos con igual rango biestático forma un elipsoide biestático en el espacio tridimensional. Los focos de este elipsoide se encuentran en las posiciones del transmisor y del receptor. La intersección bidimensional de este elipsoide con un plano que contiene al transmisor y al receptor forma una elipse biestática.

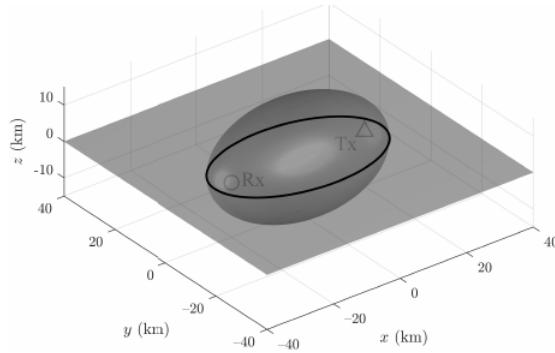


Figura 2.2: Elipsoide biestático de iso-rango. Fuente: [1].

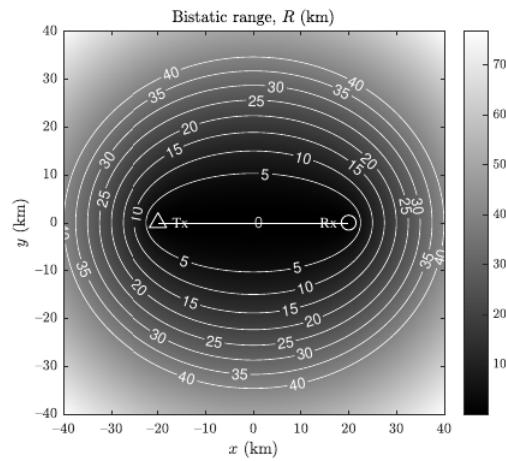


Figura 2.3: Elipses biestáticas. Fuente: [1].

En la Figura 2.3 se presenta un ejemplo de una familia de elipses biestáticas, en donde rango biestático creciente corresponde a elipses biestáticas de mayor tamaño.

Además del rango biestático, otro parámetro que se mide rutinariamente con el radar pasivo es la velocidad biestática. Esta se define como la derivada temporal del rango biestático.

La velocidad biestática se calcula a partir del desplazamiento Doppler \$f_d\$ medido entre las señales de referencia y de eco, y de la longitud de onda \$\lambda = \frac{c}{f_c}\$, donde \$f_c\$ es la frecuencia portadora:

$$V = \frac{\partial R}{\partial t} = -\lambda f_d \quad (2.5)$$

2.2. Ecuación Radar

Se ilustra el esquema básico. La distancia entre el transmisor y el objetivo es R_1 , mientras que la distancia entre el objetivo y el receptor es R_2 . El transmisor emite una potencia P_t .

Si la radiación fuera isotrópica, es decir, con igual intensidad en todas las direcciones, la densidad de potencia a una distancia R_1 sería igual a la potencia total emitida dividida por el área de la esfera de radio R_1 , es decir $4\pi R_1^2$. Sin embargo, la directividad de la antena transmisora G_t multiplica la densidad de potencia en la dirección de máxima radiación. Suponiendo que el objetivo se encuentra a la distancia R_1 en esa dirección, la densidad de potencia incidente sobre el blanco puede expresarse como:

$$S_1 = \frac{P_t G_t}{4\pi R_1^2} \quad (2.6)$$

La cantidad de potencia reflejada por el objetivo está determinada por su sección eficaz radar (RCS, por sus siglas en inglés) σ . Esta magnitud, expresada en unidades de área (por ejemplo, m^2), se define como:

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} \frac{4\pi R^2 S_s}{S_i} \quad (2.7)$$

donde S_s es la densidad de potencia dispersada y S_i es la densidad de potencia incidente. En este modelo teórico se asume que la potencia dispersada se irradia isotrópicamente. En la práctica esta condición no siempre se cumple, pero resulta útil para definir σ . En la ecuación anterior, $4\pi R^2$ es el área de una esfera de radio R ; al multiplicarla por la densidad dispersada S_s se obtiene la potencia total reflejada por el blanco. Así, la RCS representa la relación entre la potencia dispersada y la densidad de potencia incidente.

En un radar pasivo, la RCS relevante es la biestática, pues la onda incidente y la onda dispersada viajan en direcciones distintas, correspondientes al transmisor y al receptor respectivamente.

Asumiendo que la densidad de potencia incidente es S_1 , la densidad de potencia reflejada a la distancia R_2 desde el blanco, con una RCS biestática σ , es:

$$S_2 = \frac{P_t G_t \sigma}{(4\pi)^2 R_1^2 R_2^2} \quad (2.8)$$

La potencia recibida por el radar se determina a partir de la densidad de potencia S_2 y del área efectiva de la antena receptora A_{ef} :

$$P_r = \frac{P_t G_t \sigma A_{\text{ef}}}{(4\pi)^2 R_1^2 R_2^2} \quad (2.9)$$

Habitualmente, la antena receptora se caracteriza mediante su ganancia G_r , la cual se relaciona con el área efectiva de acuerdo con:

$$A_{\text{ef}} = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \quad (2.10)$$

Sustituyendo esta expresión en la ecuación (2.9), la potencia de eco recibida por el radar resulta:

$$P_r = \frac{P_t G_t \sigma G_r \lambda^2}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \quad (2.11)$$

2.3. Iluminadores de Oportunidad

A diferencia de un sistema de radar convencional, en un radar biestático pasivo no generamos la señal de referencia, pero podemos elegir cuál utilizar. Dependiendo de la aplicación, cada señal tendrá sus ventajas y desventajas. Los dos principales parámetros para seleccionar el iluminador son la frecuencia y el ancho de banda.

Al observar la ecuación de resolución en rango, podemos ver que aumentar el ancho de banda reduce el tamaño de la celda de resolución en rango; además, al incrementar la frecuencia también aumentan las pérdidas por propagación en el espacio libre, dadas por

$$\alpha_{PEL} = \left(\frac{4\pi d f}{c} \right)^2 \quad (2.12)$$

donde f , d y c representan la frecuencia, la distancia recorrida por la señal y la velocidad de la luz, respectivamente. Esto determina el rango máximo de detección antes de que la señal se atenúe por completo.

Algunas de las señales más comunes para este uso son:

Iluminador	Banda de frecuencia	BW	P_t
DVB-T	470–860 MHz	7.6 MHz	Máx. 100 kW
GSM	935–960 MHz	200 kHz	Máx. 320 W
LTE	700 MHz–2.6 GHz	1.4–20 MHz	Máx. 200 mW
WiFi	2.4 GHz–5 GHz–6 GHz	16 MHz	Máx. 200 mW

Tabla 2.1: Ejemplos de iluminadores para radar pasivo. Adaptado de [1].

En este trabajo se eligió la señal de TDT. Uno de los motivos es que su estructura y procesamiento están estrictamente definidos, lo que permite conocer exactamente cómo

la estación transmisora emitió la señal y qué pasos seguir para demodularla y volverla a modular. Sin embargo, un problema intrínseco de esta señal es la aparición de lóbulos laterales determinísticos debido a sus prefijos cíclicos y herramientas de sincronización (véase Capítulo 4).

Si bien originalmente la señal de TDT cuenta con un ancho de banda de aproximadamente 8 GHz, utilizar el espectro completo complejiza notablemente el modulador y el demodulador, por lo que se optó por emplear el segmento central de transmisión parcial. Este cuenta con un ancho de banda de [completar], el cual es menor pero suficiente para aplicarlo como base de trabajo.

2.4. Canal de referencia y canal de vigilancia

Tomando a la señal de referencia como

$$x_r^{RF}(t) = \Re \{ x_r(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t) \} \quad (2.13)$$

en donde $x_r^{RF}(t)$ es la señal pasabanda real, f_c es la frecuencia central y $x_r(t)$ es su envolvente compleja. Podemos definir a nuestra señal eco como

$$x_e^{RF}(t) = \Re \left\{ C \cdot x_r(t - \frac{r(t)}{c}) \cdot \exp(j2\pi f_c(t - \frac{r(t)}{c})) \right\} \quad (2.14)$$

Teniendo en cuenta que podemos expandir a $r(t)$ usando la serie de Taylor

$$r(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{r^{(k)}(t)}{k!} t^k = R + Vt + A \frac{t^2}{2} + \dots \quad (2.15)$$

podemos entonces aproximarla como

$$r(t) \approx R + Vt \quad (2.16)$$

Usando la ecuación 2.16, la envolvente compleja de la señal eco queda

$$x_e(t) \approx C' \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} R) \cdot x_r(t - \frac{R}{c}) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} Vt) \quad (2.17)$$

con C' es la amplitud compleja del eco

Idealmente, cada canal debería estar aislado del otro y las señales no deberían contener componentes de los canales opuestos. Sin embargo, esto representa un problema ya que, por más directivas que sean las antenas, siempre se filtrará cierta cantidad de potencia.

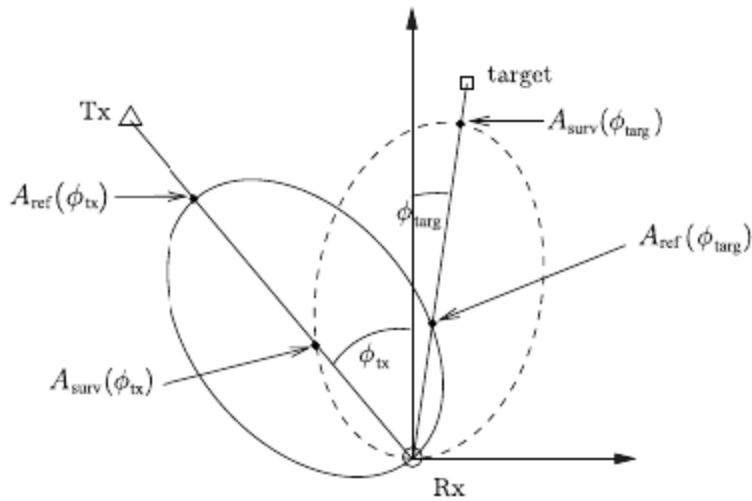


Figura 2.4: Correlación entre antenas de vigilancia y referencia. Fuente: [1].

En la Figura 2.4 se observa cómo una componente de la señal eco, $A_{surv}(\phi_{tx})$, es captada por el diagrama de radiación de la antena de vigilancia (línea sólida) y, de forma inversa, la señal de referencia, $A_{ref}(\phi_{target})$, es recibida por la antena de vigilancia (línea punteada).

En el caso del canal de referencia, esta interferencia no implica una gran diferencia, dado que la potencia del eco es despreciable. Sin embargo, lo mismo no ocurre en sentido inverso, ya que sin un tratamiento previo la señal directa enmascara completamente al objetivo. Este fenómeno se conoce como *interferencia de señal directa* (DSI, por sus siglas en inglés) y debe tratarse adecuadamente junto con los rebotes sin desplazamiento Doppler, es decir, el *clutter*.

De forma análoga a un radar convencional, se aplica un filtro anti-*clutter* encargado de eliminar de la señal eco todos los componentes con $f_{doppler}$ nula. La selectividad con la que se suprime estos componentes depende del tipo de filtro y de la cantidad de coeficientes empleados.

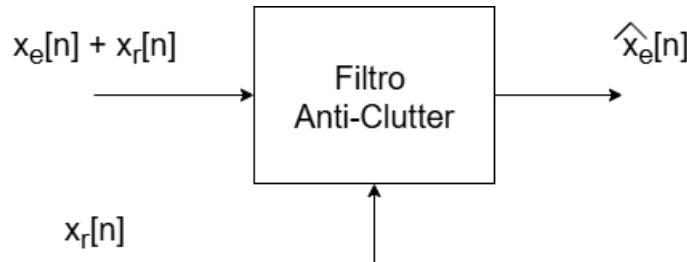


Figura 2.5: Diagrama de un filtro anti clutter.

Capítulo 3

Transmisión de Señal de TV Digital Terrestre ISDB-T

En Argentina, la transmisión de TDT está regulada por el ENACOM a través de la resolucion 7/13. Esta establece el esquema ISDB-Tb definido por la norma ABNT NBR 15601. Además, en el Anexo 1 se establece las especificaciones técnicas, tales como el tratamiento de datos, la modulación y la transmisión. En este documento también se definen los modos de recepción, especificándose la recepción total o parcial, denominada 1-seg. Asimismo, la normativa describe cómo se divide el espectro de un canal de 8 MHz en 13 segmentos, siendo el segmento central el destinado a la recepción parcial. Además, en la Figura X se presenta la cadena completa de procesamiento.

En la Figura 3.3 puede observarse todos los bloques de procesamiento aplicado en un transmisor de TDT. Este capitulo se encarga de explicar cada uno de ellos en el contexto de transmisión y recepción parcial 1-seg.

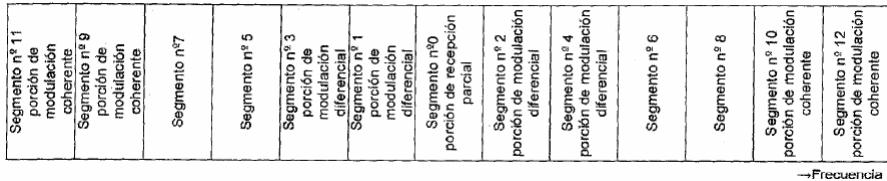


Figura 3.1: Orden de los segmentos en el canal de 8 MHz. Fuente: [2].

CAPÍTULO 3. TRANSMISIÓN DE SEÑAL DE TV DIGITAL TERRESTRE ISDB-T

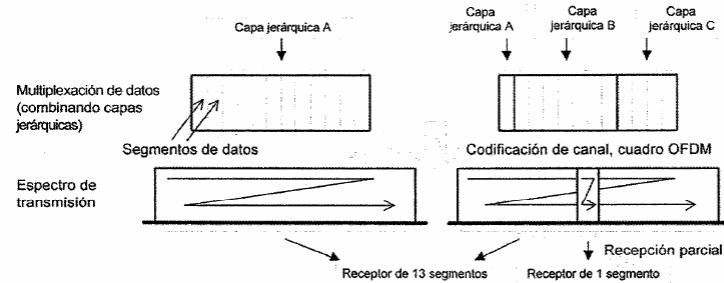


Figura 3.2: Recepción total y parcial. Fuente: [2].

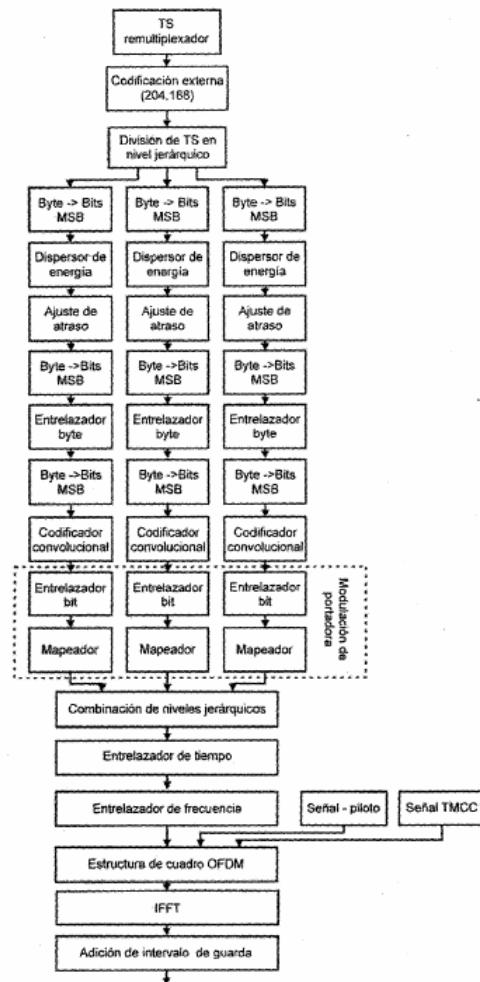


Figura 3.3: Codificación de canal. Fuente: [2]

3.1. Dispersión de energía

Luego del tratamiento de los *transport streams*, el primer bloque es el dispersor de energía. Para ello se utiliza una secuencia pseudoaleatoria que modula los bits. Esto se hace a partir de un shift register retroalimentado, el cual genera la secuencia, y una compuerta XOR que invierta los datos en función de la secuencia. La configuración inicial del generador esta dada por la semilla [] y el polinomio [], como se muestra en la Figura X.

3.2. Código RS

Una vez dispersada la energía, se aplica el primer nivel de codificación. Se utiliza un código RS () con capacidad para detectar y corregir hasta $**x**$ errores. Para esto se utiliza el polinomio generador [].

3.3. Entrelazador de byte

Posteriormente, los datos se entrelazan a nivel de byte mediante un interleaver convolucional, consistente en una cascada de shift registers con distintos niveles de profundidad, tal como se muestra en la Figura X, de manera que las distintas ramas sufran distintos retardos y así generar el entrelazamiento.

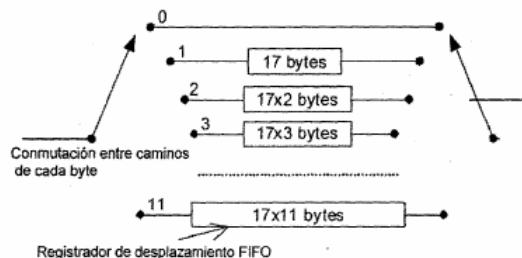


Figura 3.4: Entrelazador de bytes. Fuente: [2].

3.4. Código Convolutional

A continuación, comienza el segundo nivel de codificación. En esta etapa se emplea un código convolucional puntuado, cuyos polinomios característicos son [] y [] para las señales X e Y. Dependiendo del patrón de puntuado, la combinación correspondiente de

estas señales se utilizará como salida. En la Tabla X se detallan las combinaciones asociadas a cada patrón.

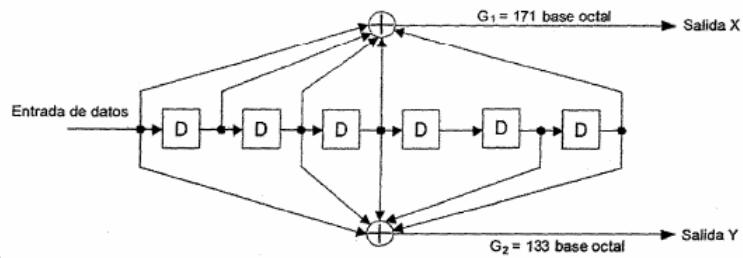


Figura 3.5: Diagrama en bloques del código convolucional. Fuente: [2].

3.5. Entrelazador de bit

Análogamente al entrelazador de bytes, se utiliza un interleaver convolucional en donde el tamaño del registro es un bit y la cantidad de ramas y retardos, dados por la profundidad de los registros, depende del modo y modulación de operación.

3.6. Mapeo de símbolos QAM

Una vez completado el segundo nivel de codificación, se aplica una segunda etapa de entrelazado, esta vez a nivel de bit. De manera análoga a la anterior, se utiliza un *interleaver* convolucional, aunque en este caso cada registro almacena únicamente un bit. Finalmente, los bits se mapean a símbolos de una de las tres modulaciones QAM disponibles: QPSK (grupos de 2 bits), 16-QAM (grupos de 4 bits) y 64-QAM (grupos de 6 bits). En todos los casos, los bits pares e impares representan la parte real e imaginaria, respectivamente, siguiendo el mapeo especificado.

QPSK

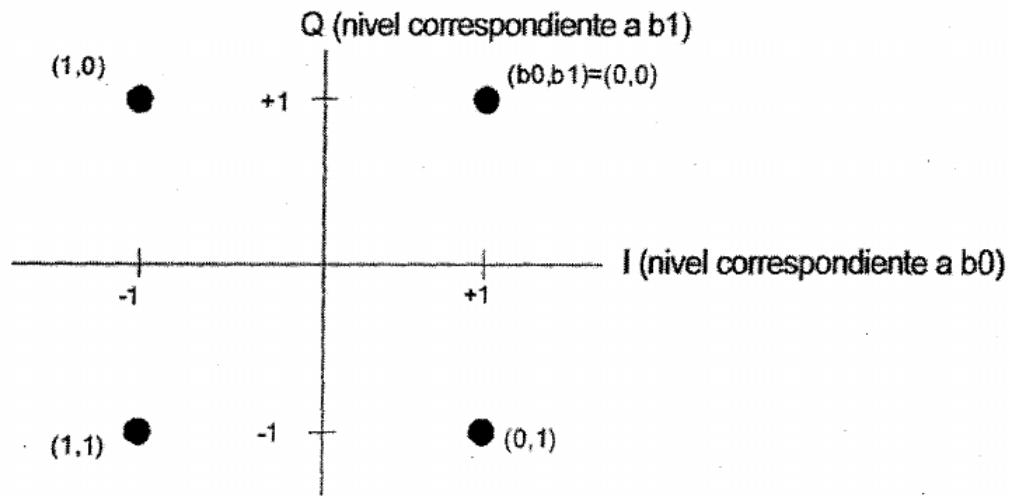


Figura 3.6: Mapeo de bits a símbolos QPSK. Fuente: [2].

$$a_k = 1 - 2b_0 + j - 2jb_1 \quad (3.1)$$

16 QAM

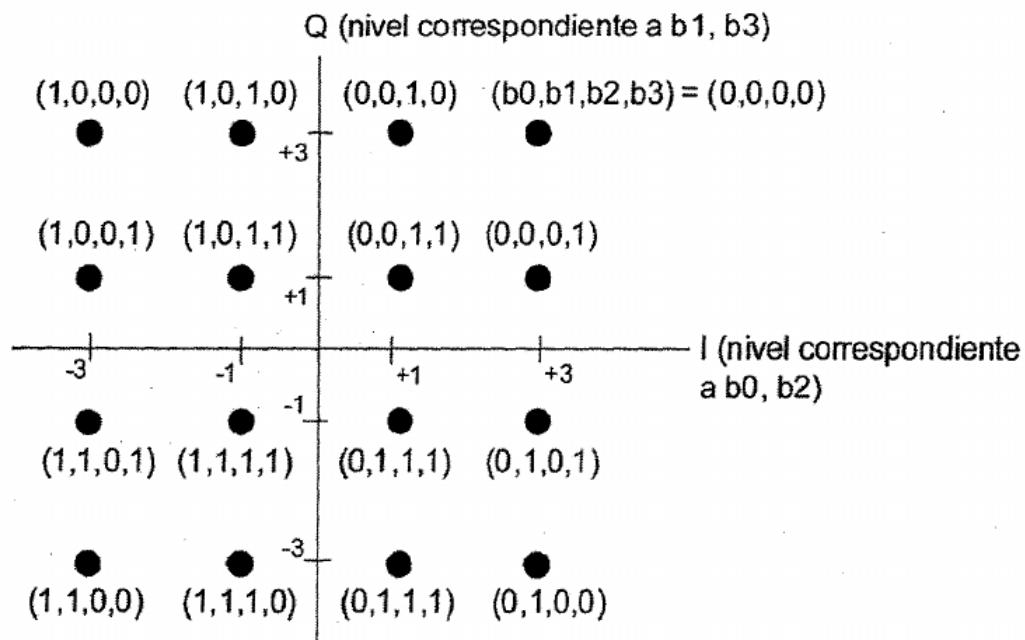


Figura 3.7: Mapeo de bits a símbolos 16 QAM. Fuente: [2].

$$\mathbf{R}\{a_k\} = 3 - 6b_0 - 2b_2 + 4b_0b_2 \quad (3.2)$$

$$\mathbf{I}\{a_k\} = 3 - 6b_1 - 2b_3 + 4b_1b_3 \quad (3.3)$$

32 QAM

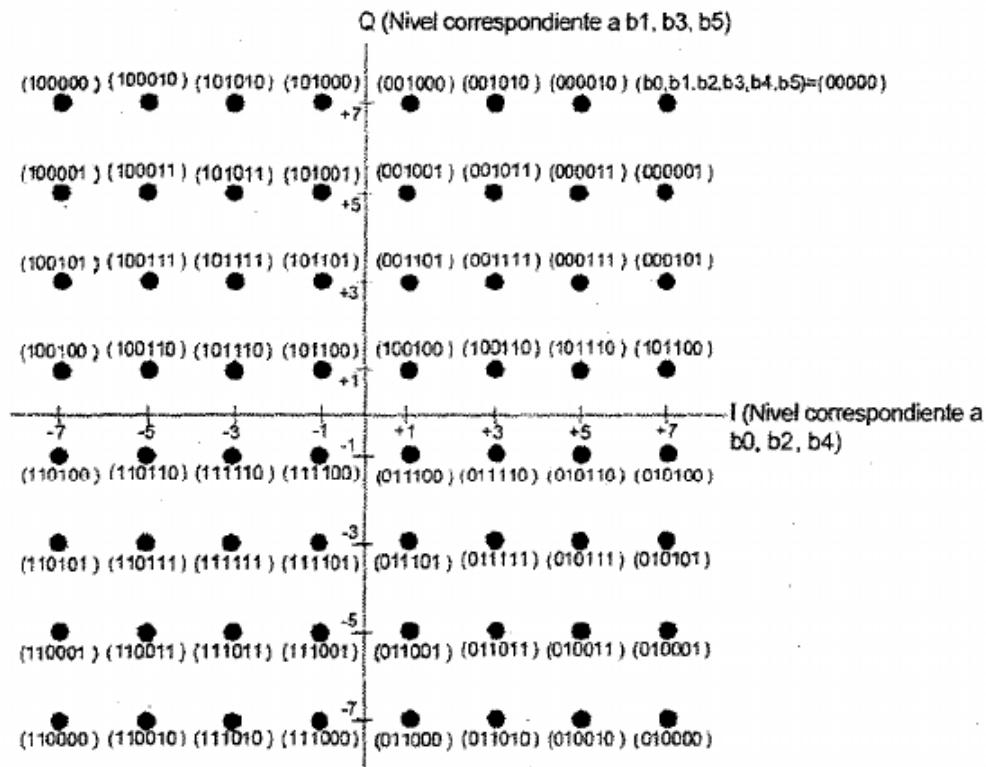


Figura 3.8: Mapeo de bits a símbolos 32 QAM. Fuente: [2].

$$\mathbf{R}\{a_k\} = 7 - 14b_0 - 6b_2 - 2b_4 + 12b_0b_2 + 4b_0b_4 + 4b_2b_4 - 2b_0b_2b_4 \quad (3.4)$$

$$\mathbf{I}\{a_k\} = 7 - 14b_1 - 6b_3 - 2b_5 + 12b_1b_3 + 4b_1b_5 + 4b_3b_5 - 2b_1b_3b_5 \quad (3.5)$$

3.7. Entrelazador de tiempo y frecuencia

3.8. Estructura de frame OFDM

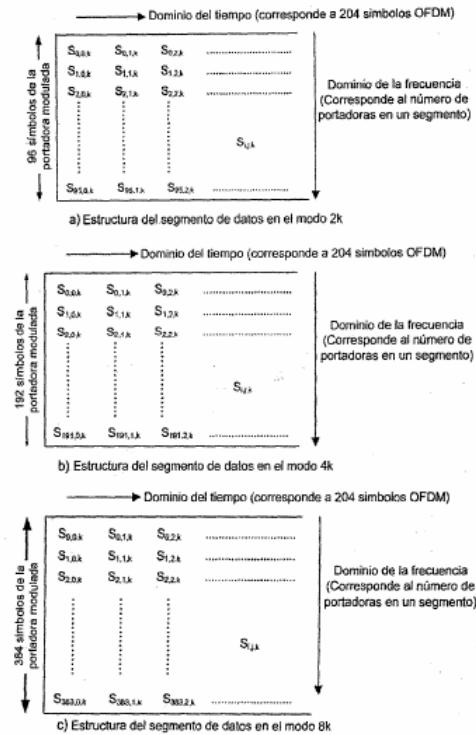


Figura 3.9: Estructura de datos en el frame OFDM. Fuente: [2].

Pilotos y PRBS

Tabla 22. Arreglo de las portadoras AC y TMCC en el modo 3 y modulación síncrona

Número del segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
AC1_1	10	20	4	98	11	76	7	61	35	8	53	74	40
AC1_2	28	40	89	101	101	97	89	100	79	64	83	100	89
AC1_3	161	182	148	118	128	112	206	119	184	115	169	143	116
AC1_4	191	208	197	136	148	197	209	209	205	197	208	187	172
AC1_5	277	251	224	269	290	256	226	236	220	314	227	292	223
AC1_6	316	2295	280	299	316	305	244	256	305	317	317	313	305
AC1_7	335	400	331	385	359	332	377	398	364	334	344	328	422
AC1_8	425	421	413	424	403	368	407	424	413	352	364	413	425
TMCC 1	70	44	83	23	86	31	101	17	49	85	25	47	61
TMCC 2	133	155	169	178	152	191	131	194	139	209	125	157	193
TMCC 3	233	265	301	241	263	277	286	260	299	239	302	247	317
TMCC 4	410	355	425	341	373	409	349	371	385	394	368	407	347

Figura 3.10: Distribucion de portadoras pilotos. Fuente: [2].

$$G(x) = X^{11} + X^9 + 1$$

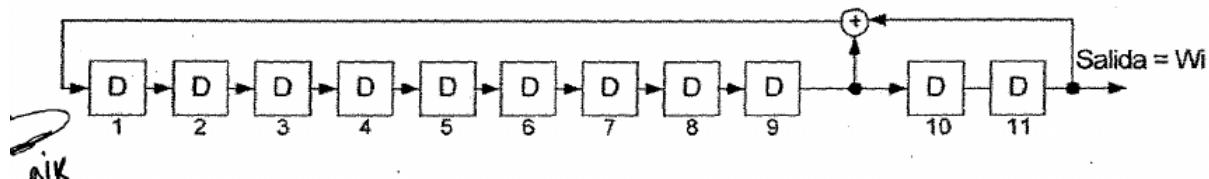


Figura 3.11: Generador de secuencia binaria pseudo aleatoria . Fuente: [2].

3.9. Frecuencia de muestreo y frecuencias centrales

Capítulo 4

Recepcion

Para la recepcion de una señal ISDBT se implean los siguientes bloques de procesamiento. En primer lugar es necesario identificar los simbolos OFDM, esto se hace a traves del prefijo ciclico agregado en la etapa de transmision. Este al ser una fraccion de la parte final del mensaje puede identificarse usando una correlacion. Al tomar X cantidad de muestras podemos obtener el incio del simbolo como el pico maximo de la correlacion sumado a la duracion del CP.

Una vez identificado el simbolo, el siguiente paso es corregir el error de fase presente en la señal. Esto puede hacerse tambien a partir del CP viendo la diferencia de fase entre este (en el incio del mensaje) y su parte correspondiente en el payload (en el final del mensaje). Sin embargo, esta correccion no es suficiente por si misma. Para terminar de centrar el espectro y ubicar la posicion de las distintas portadoras se utilizan las portadoras piloto. Al ser estas una secuencia conocida y en posiciones predeterminadas, pueden ser usadas con una correlacion para encontrar la posicion de las portadoras usando [eq] en donde el pico maximo indicara que la secuencia conocida se alineo con su contraparte dentro de los datos del simbolo OFDM. Ya con esto pueden extraerse los datos de control y de transmision y proceder con la demodulacion de manera acorde.

Capítulo 5

Cadena de procesamiento radar

5.1. Filtro de clutter y rayo directo

La detección de objetivos en un radar pasivo se ve limitada, en gran medida, por la presencia de la interferencia de trayectoria directa (ITD) y por las reflexiones de clutter. Ambos componentes suelen dominar la señal recibida y generan lóbulos secundarios en la función de ambigüedad cruzada que pueden ocultar ecos débiles, aun cuando éstos se encuentren por encima del nivel de ruido del receptor. Este problema es especialmente crítico si se considera que, para los valores típicos del producto *BT* utilizados en aplicaciones reales, las fluctuaciones residuales pueden situarse varios decibelios por encima de los ecos de interés.

En este contexto, el filtrado adaptativo se convierte en una herramienta fundamental para mejorar el rango dinámico efectivo del sistema. La señal de vigilancia está compuesta por la contribución directa del transmisor, por múltiples reflexiones estacionarias de distinto retardo (clutter), por los ecos de los objetivos en movimiento y por ruido. La ITD suele ser el componente de mayor potencia, seguida por el clutter, cuyas copias retardadas de la señal de referencia pueden estar entre 20 y 40 dB por debajo de la trayectoria directa. Ambos, no obstante, se mantienen muy por encima del ruido térmico o del ruido antropogénico dominante en bandas UHF y VHF, generando un enmascaramiento que debe ser reducido mediante procesamiento digital.

Si bien existen métodos físicos o analógicos para mitigar estas interferencias, como el blindaje de antenas o la cancelación en RF, su efectividad es limitada. Por este motivo, prácticamente todas las implementaciones modernas recurren a técnicas digitales de cancelación. Entre ellas se incluyen enfoques iterativos basados en filtros adaptativos —como LMS, NLMS, RLS o estructuras en celosía— y métodos de procesamiento por bloques. Cada familia de algoritmos presenta ventajas y desventajas en términos de velocidad de convergencia, estabilidad, complejidad computacional y capacidad para discriminar componentes estrechamente espaciados en frecuencia. También existen métodos afines al filtrado adaptativo tradicional, como el algoritmo CLEAN, que permiten eliminar componentes dominantes de forma secuencial.

El propósito de este capítulo es presentar el problema de la cancelación de clutter e

ITD desde un marco unificado, describir los principales algoritmos utilizados para tal fin y analizar su comportamiento en escenarios reales. Se introduce un modelo de señal adecuado para formular el problema del filtrado adaptativo y se discute cómo las características de los ecos —tanto estacionarios como móviles— afectan la capacidad de cancelación. Finalmente, se muestran resultados obtenidos con señales reales y se examinan aspectos prácticos como la convergencia y la selectividad espectral de los filtros.

5.1.1. Filtro de lattice en bloque

El filtro *block lattice* se basa en una serie de proyecciones sucesivas entre señales, cuya dinámica queda determinada por los coeficientes de reflexión κ_i . Estos coeficientes pueden interpretarse como proyecciones normalizadas entre el error de predicción hacia adelante y el error de predicción hacia atrás en cada etapa del filtro. En términos geométricos, el cálculo de κ_i equivale a medir cuánta energía de una señal puede explicarse mediante la otra, por lo que constituye una operación análoga al proceso de ortogonalización de Gram–Schmidt aplicado en un espacio vectorial de señales.

Como resultado de estas proyecciones, los errores de predicción hacia atrás $b_i(n)$ se vuelven mutuamente ortogonales. Cada nuevo error contiene únicamente la parte de la señal que no pudo predecirse a partir de las etapas anteriores, garantizando así que la información aportada por cada $b_i(n)$ sea *nueva* en el sentido estadístico. Esta propiedad de ortogonalidad es fundamental para la capacidad del filtro de separar componentes correlacionadas sin interferencia entre ellas.

La ortogonalidad implica que cada $b_i(n)$ está asociado a un subespacio distinto y no superpuesto. Esto permite que las copias retardadas de la señal de referencia presentes en la señal de eco $x_e(n)$ puedan ser tratadas de manera independiente. Para cada etapa, se estima un coeficiente de correlación h_i calculado como la proyección de $x_e(n)$ sobre el error de predicción hacia atrás. Este coeficiente determina cuánta contribución de $b_i(n)$ está presente en el eco.

El proceso de cancelación del eco se realiza mediante la resta

$$e_{i+1}(n) = e_i(n) - h_i b_i(n),$$

que elimina únicamente la componente de $x_e(n)$ que está alineada con $b_i(n)$. Debido a la ortogonalidad entre los $b_i(n)$, esta operación no afecta a ninguna otra componente del eco. En consecuencia, la señal remanente conserva intacta toda porción que no esté correlacionada con la referencia, preservando así las reflexiones asociadas a objetivos reales.

En términos geométricos, el filtro *block lattice* realiza una secuencia de sustracciones

ortogonales: en cada etapa, se extrae de $x_e(n)$ la proyección correspondiente a una copia retardada de la referencia. Esto permite remover el *clutter* de forma progresiva y precisa, sin introducir distorsiones ni interferencias cruzadas entre etapas. Esta propiedad lo convierte en una herramienta especialmente adecuada para aplicaciones de radar pasivo, donde el eco contiene múltiples réplicas del pulso directo con distintos retardos y amplitudes.

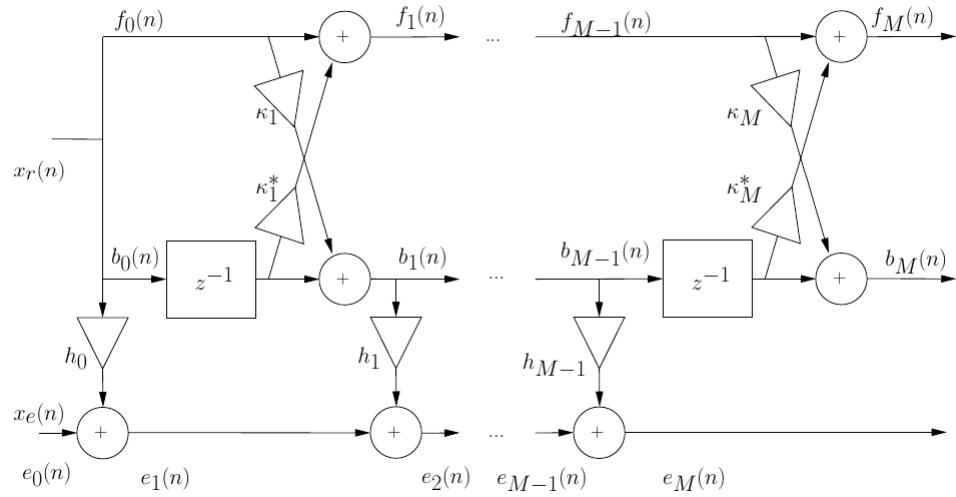


Figura 5.1: Estructura de filtro en bloque de Lattice. Fuente: [1]

En donde el algoritmo de procesamiento esta dados las ecuaciones de la Tabla 5.1.

Predicción	$k_{i+1} = 2 \cdot \frac{\langle b_i(n-1); f_i(n) \rangle}{\ b_i(n-1)\ ^2 + \ f_i(n)\ ^2}$ $b_{i+1}(n) = b_i(n-1) - k_{i+1} \cdot f_i(n)$ $f_{i+1}(n) = f_i(n) - k_{i+1}^* \cdot b_i(n-1)$
Filtrado	$h_i = \frac{\langle e_i(n); b_i(n) \rangle}{\ b_i(n)\ ^2}$ $e_{i+1}(n) = e_i(n) - b_i(n) \cdot h_i$

Tabla 5.1: Algoritmo de filtro lattice en bloque. Adaptado de [1].

En donde $\langle \bullet ; \bullet \rangle$ representa el producto interno característico de \mathbb{R}^N y $\|\bullet\|^2$ es la

norma inducida por el producto interno.

5.2. Función de ambigüedad cruzada

$$\psi(R, V) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_e(t) \cdot x_r^*(t - \frac{R}{c}) \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} V t\right) dt \quad (5.1)$$

$$\psi(m, k) = \sum_{n=0}^T x_e(n) \cdot x_r^*(n-m) \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} kn\right) \quad (5.2)$$

5.2.1. Algoritmo Batch

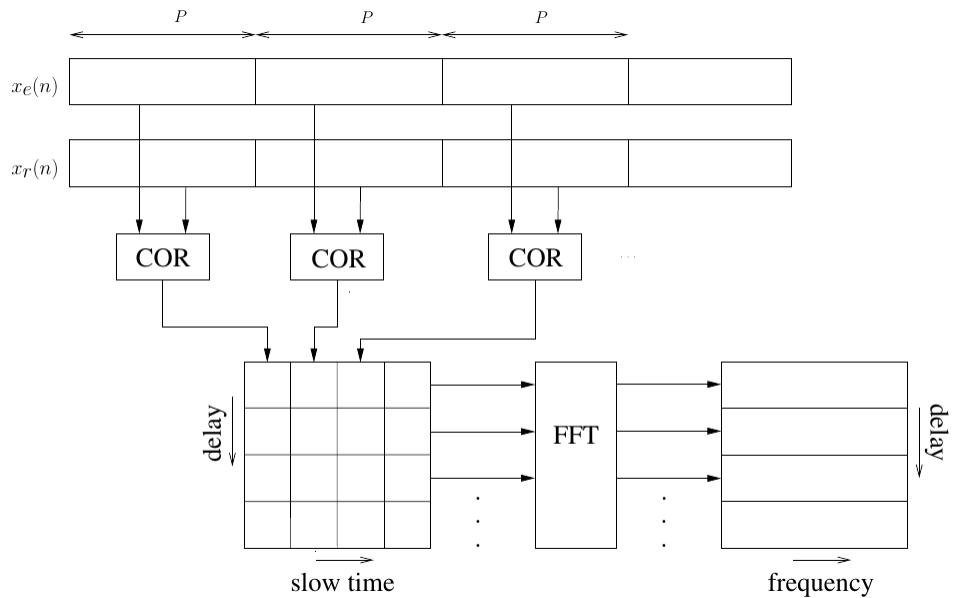


Figura 5.2: Diagrama en bloque para calcular ψ con el metodo Batch. Fuente: [1]

5.3. Detección de objetivos

5.3.1. Ca - CFAR

Tradicionalmente, en los radares activos monostáticos, la detección se realizaba empleando una señal unidimensional, conocida como perfil de alcance. Este perfil se obtiene

registrando la señal de eco tras la transmisión de un único pulso y aplicando posteriormente una compresión en rango mediante filtrado adaptado. Las muestras resultantes corresponden al tiempo rápido, el cual puede escalarse directamente con la distancia al radar.

La Figura 6.3 presenta el diagrama en bloques de un sistema CFAR unidimensional. En cada iteración del algoritmo, el objetivo es determinar el umbral de detección asociado a la celda bajo prueba (Cell Under Test, CUT) a partir de las celdas de referencia o entrenamiento. Para ello, se considera un total de N_w celdas de referencia a cada lado de la CUT. Esta, a su vez, se encuentra rodeada por N_g celdas de guarda en cada extremo, las cuales no intervienen en la estimación del nivel de ruido. El uso de estas celdas de guarda se justifica porque el eco del blanco puede extenderse a lo largo de varias celdas de resolución —por efectos de la ventana de señal o del sobremuestreo—, lo que podría sesgar la estimación si no se evita su influencia directa. Por lo tanto, el número de celdas de guarda debe seleccionarse considerando el ancho esperado del eco recibido.

La estimación del nivel de ruido a partir de las celdas de referencia puede realizarse de diversas maneras. Una de las más simples —y aún hoy entre las más empleadas— es el método Cell Averaging CFAR (CA-CFAR). En este enfoque, la estimación del nivel de ruido se obtiene calculando el valor medio de las muestras pertenecientes a ambas ventanas de referencia.

$$\hat{\sigma} = \frac{1}{2 \cdot N_w} \left(\sum_{i=n-N_w-N_g}^{n-N_g-1} x(i) + \sum_{i=n+N_g+1}^{n+N_w+N_g} x(i) \right) \quad (5.3)$$

Capítulo 6

Resultados

6.1. Simulaciones

Para las simulaciones preliminares y la verificación de los algoritmos de procesamiento se usaron como señales ruido blanco complejo modelado como

$$x = (x_r + jx_i) * \sqrt{(N_0)} \quad (6.1)$$

con x_r y $x_i \sim N(0,1)$. Para este tipo de señal, la función de ambigüedad cruzada resulta en una delta bidimensional. El escenario planteado es uno de 5 clutters y un objetivo siguiendo la geometría de la figura [1].

6.2. Adquisición y procesamiento de datos reales

6.2.1. INSAP

Capítulo 7

Conclusiones

Bibliografía

- [1] M. Malanowski, *Signal Processing for Passive Bistatic Radar*. Artech House, 2019.
- [2] Ente Nacional de Comunicaciones (ENACOM), *Resolución 7/2013 – Anexo 1*, Documento PDF, https://www.enacom.gob.ar/multimedia/normativas/2013/Resolucion-7_13-Anexo\%201.pdf, 2013.