

TESIS CARRERA DE MAESTRÍA EN INGENIERÍA

**SINCRONISMO EN SISTEMAS DE MODULACIÓN  
MULTIPORTADORA QUE EMPLEAN OFDM**

**Maia Desamo  
Maestranda**

**Dr. Juan Pablo Pascual**  
Director

**Mag. Jorge Cogo**  
Co-director

**Miembros del Jurado**

Dr. Gustavo González (Universidad Nacional del Sur)  
Dr. Santiago Ozafrain (Universidad Nacional de La Plata)  
Dr. Damián Hernández Lahme (Instituto Balseiro)

21 de Diciembre de 2023

Laboratorio de Telecomunicaciones – Centro Atómico Bariloche

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

Inventario: 24810  
Biblioteca Leo Falicov

A mi familia

A mis amigos

A todos los que me conocen

A toda esa otra gente que no



# Índice de símbolos

AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> , Ruido blanco, aditivo y gaussiano
BC	Banco de Correladores
BPSK	<i>Binary Phase-shift keying</i> , Modulación por desplazamiento de fase binaria
CAB	Centro Atómico Bariloche
CNEA	Comisión Nacional de Energía Atómica
DC	<i>Delay and Correlation</i> , Correlación retrasada
DEP	Desidad espectral de potencia
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> , Transformada Rápida de Fourier
ICI	<i>Intercarrier Interference</i> , Interferencia entre portadoras
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i> , Transformada inversa de Fourier
IG	Intervalo de guarda
OFDM	<i>Orthogonal frequency-division multiplexing</i> , Multiplexación por División en Frec. Ortogonal
SLIT	Sistema Lineal Invariante en el Tiempo
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> , Relación señal a ruido
TDF	Transformada Discreta de Fourier
TFTD	Transformada de Fourier de Tiempo Discreto
Wi-Fi	Wi-Fi es una marca registrada que hace referencia a la norma IEEE 802.11x.



# Índice de contenidos

Índice de símbolos	v
Índice de contenidos	vii
Índice de figuras	ix
Índice de tablas	xiii
Resumen	xv
Abstract	xvii
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación . . . . .	1
1.2. Objetivos . . . . .	3
1.3. Antecedentes y aportes de la tesis . . . . .	4
1.4. Organización de la tesis . . . . .	5
<b>2. Formulación del problema</b>	<b>7</b>
2.1. Descripción de la señal OFDM . . . . .	7
2.1.1. Campos SIGNAL y DATA . . . . .	8
2.1.2. Campo PREAMBLE . . . . .	12
2.2. Desempeño de OFDM con modulación BPSK de las subportadoras . . . . .	13
2.2.1. Modelado del ruido . . . . .	14
2.2.2. Muestreo y demodulación . . . . .	15
2.2.3. FFT y detección . . . . .	16
2.3. Efectos degradantes en OFDM . . . . .	19
2.4. Error de sincronismo de frecuencia . . . . .	19
2.5. Error de sincronismo temporal . . . . .	25
2.6. Conclusiones . . . . .	26
<b>3. Desempeño del sistema con OFDM</b>	<b>29</b>
3.1. Probabilidad de error en función de la SNR . . . . .	29

---

3.2. Desempeño frente a errores de sincronismo . . . . .	31
3.2.1. Error de sincronismo temporal . . . . .	31
3.2.2. Error de sincronismo en frecuencia . . . . .	35
3.3. Conclusiones . . . . .	39
<b>4. Métodos de sincronismo</b>	<b>41</b>
4.1. Banco de correladores . . . . .	41
4.2. Algoritmo <i>Delay and Correlation</i> . . . . .	47
4.3. Resultados . . . . .	51
4.3.1. Canal AWGN . . . . .	52
4.3.2. Modelo de canal con múltiples caminos . . . . .	56
4.4. Conclusiones . . . . .	59
<b>5. Procesamiento de datos reales</b>	<b>61</b>
5.1. Descripción del mecanismo de adquisición . . . . .	61
5.2. Procesamiento de datos . . . . .	63
5.2.1. Banco de correladores . . . . .	64
5.2.2. Algoritmo <i>Delay and Correlate</i> . . . . .	68
5.2.3. Comparación entre métodos de sincronismo . . . . .	71
5.3. Conclusiones . . . . .	76
<b>6. Conclusiones</b>	<b>79</b>
6.1. Trabajos futuros . . . . .	82
<b>A. Implementación del banco de correladores</b>	<b>83</b>
<b>B. Implementación del algoritmo <i>Delay and Correlation</i></b>	<b>87</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>89</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>93</b>



# Índice de figuras

1.1. Indicador de posición plano (PPI) de la reflectividad. . . . .	2
2.1. Trama OFDM descrita por la norma IEEE 802.11a . . . . .	8
2.2. Diagrama en bloques de las etapas correspondientes a la generación de las señales de los campos SIGNAL y DATA de la trama OFDM. . . . .	9
2.3. Asignación de las coordenadas de las subportadoras a las entradas del algoritmo de la IFFT de acuerdo a lo descrito por la norma IEEE 802.11a. . . . .	11
2.4. Diagrama temporal para el preámbulo descrito por la norma IEEE 802.11a. . . . .	12
2.5. Estructura conceptual del receptor OFDM. . . . .	14
2.6. Densidades espectrales de potencia del ruido en las distintas etapas del receptor. (a) AWGN a la entrada. (b) Luego del filtro pasabanda. (c) Componentes en fase y cuadratura. . . . .	15
2.7. Esquema de propagación de la señal transmitida. . . . .	20
3.1. Probabilidad de error de bit para un sistema que emplea OFDM con modulación BPSK en las subportadoras y modelo de canal AWGN. . . . .	31
3.2. Gráficos de las constelaciones de las distintas subportadoras del campo SIGNAL en el receptor cuando existe un error temporal $\Delta t$ igual a (a) $-0,25T_s$ ; (b) $0,25T_s$ ; (c) $-0,5T_s$ ; (d) $0,5T_s$ ; (e) $-0,75T_s$ ; y (f) $0,75T_s$ . . . . .	33
3.3. Probabilidad de error de bit para un sistema que emplea OFDM con modulación BPSK en las subportadoras, con error temporal $\Delta t$ y modelo de canal AWGN. . . . .	34
3.4. Gráficos de las constelaciones de las distintas subportadoras del campo SIGNAL en el receptor cuando existe un error temporal $\Delta t$ igual a (a) $0,25T_s$ ; (b) $0,5T_s$ ; y (c) $0,75T_s$ . . . . .	34
3.5. Gráficos de las constelaciones de las distintas subportadoras del campo SIGNAL en el receptor cuando existe un error temporal $\Delta t$ igual a (a) $T_s$ ; y (b) $1,25T_s$ . . . . .	35

3.6.	Gráficos de las constelaciones de las distintas subportadoras del campo SIGNAL en el receptor cuando existe un error de frecuencia $\Delta f$ igual a (a) 500 Hz; (b) $-500$ Hz; (c) 3 kHz; (d) $-3$ kHz; (e) 6 kHz; y (f) $-6$ kHz.	37
3.7.	Gráficos de las constelaciones de las distintas subportadoras del campo SIGNAL en el receptor cuando existe un error de frecuencia $\Delta f$ igual a (a) 9 kHz; (b) $-9$ kHz; (c) 15 kHz; (d) $-15$ kHz; (e) 20 kHz; y (f) $-20$ kHz.	38
3.8.	Probabilidad de error de bit para un sistema que emplea OFDM con modulación BPSK en las subportadoras, con error en frecuencia $\Delta f$ y modelo de canal AWGN.	39
3.9.	Ejemplo de cálculo de la penalidad por pérdida de sincronismo.	39
4.1.	Esquema de estimación utilizando un banco de correladores.	43
4.2.	Parte real de la señal recibida, $y[m]$ , utilizada como entrada en el método de sincronismo por medio de un banco de correladores.	44
4.3.	Salida del banco de correladores para $\Delta f_{bc} = 500,83 Hz$ , cuando la señal de referencia se conforma con (a) la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos, (b) la secuencia de entrenamiento de símbolos largos y (c) el preámbulo completo.	45
4.4.	Salida del banco de correladores para $\Delta f_i = 2754,59 Hz$ , cuando la señal de referencia se conforma con (a) la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos, (b) la secuencia de entrenamiento de símbolos largos, (c) el preámbulo completo y (d) tomas las primeras 160 muestras del banco de correladores.	46
4.5.	Salida del banco de correladores para $\Delta f_{bc} = 1,00 kHz$ , cuando la señal de referencia se conforma con (a) la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos, (b) la secuencia de entrenamiento de símbolos largos y (c) el preámbulo completo.	47
4.6.	Salida del banco de correladores para $\Delta f_{bc} = 15,79 kHz$ , cuando la señal de referencia se conforma con (a) la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos, (b) la secuencia de entrenamiento de símbolos largos y (c) el preámbulo completo.	48
4.7.	Formas de onda de $\Phi_{dc}[k]$ para distintos valores de $R$ . (a) $R = 32$ , (b) $R = 96$ , (c) $R = 128$ y (d) $R = 160$ .	51
4.8.	Curvas de $\Phi_{dc}$ y $f_{dc}$ para $R = 160$ .	52
4.9.	(a) Curvas de $\Phi_{dc}$ y $f_{dc}$ para $R = 160$ y (b) forma de onda de $\Phi_{dc}[k]$ y $real(y[m])$ ambas haciendo foco en el inicio del preámbulo.	52
4.10.	Calidad de la estimación del error en frecuencia con modelo de canal AWGN. (a) Sesgo. (b) Desviación estándar.	53

4.11. Diagramas de dispersión de los estimados del error de frecuencia con canal AWGN. (a) Banco de correladores utilizando el preámbulo completo. (b) Algoritmo <i>Delay and Correlate</i> . . . . .	53
4.12. Calidad de la estimación del instante de inicio de la trama con modelo de canal AWGN. (a) Sesgo. (b) Desviación estándar. . . . .	54
4.13. Diagramas de dispersión de los estimados del instante de inicio de la trama con canal AWGN. (a) Banco de correladores utilizando el preámbulo completo. (b) Algoritmo <i>Delay and Correlate</i> . . . . .	55
4.14. Calidad de la estimación del error en frecuencia con modelo de canal con tres trayectos más ruido. (a) Sesgo. (b) Desviación estándar. . . . .	56
4.15. Diagramas de dispersión de los estimados del error de frecuencia con modelo de canal con tres trayectos más ruido. (a) Banco de correladores utilizando el preámbulo completo. (b) Algoritmo <i>Delay and Correlate</i> . . . . .	57
4.16. Calidad de la estimación del instante de inicio de la trama con modelo de canal de tres trayectos más ruido. (a) Sesgo. (b) Desviación estándar. . . . .	57
4.17. Diagramas de dispersión de los estimados del instante de inicio de la trama con modelo de canal con tres trayectos más ruido. (a) Banco de correladores utilizando el preámbulo completo. (b) Algoritmo <i>Delay and Correlate</i> . . . . .	58
4.18. Calidad de la estimación del error en frecuencia con modelo de canal de tres trayectos con coeficientes aleatorios más ruido. (a) Sesgo. (b) Desviación estándar. . . . .	59
4.19. Calidad de la estimación del instante de inicio de la trama con modelo de canal de tres trayectos con coeficientes aleatorios más ruido. (a) Sesgo. (b) Desviación estándar. . . . .	59
5.1. Esquema experimental utilizado para la medición de tramas IEEE 802.11a.	62
5.2. Imagen del USRP 2953 de la empresa National Instruments, dispositivo SDR empleado para la adquisición de los datos. . . . .	63
5.3. Mediciones obtenidas sobre señales reales. . . . .	63
5.4. Salida del banco de correladores obtenida con el registro de datos reales.	65
5.5. Correlación correspondiente al $\Delta f_i$ que produjo el máximo de los máximos de las correlaciones. . . . .	65
5.6. Porciones de la señal asociadas al preámbulo y al símbolo OFDM del campo SIGNAL de cada trama resaltadas en rojo y en verde, respectivamente, sobre la parte real de la medición. Resultados obtenidos con el banco de correladores. . . . .	66

---

5.7. Constelaciones BPSK correspondientes a los símbolos OFDM del campo SIGNAL de cada trama identificada con el banco de correladores, calculadas sin compensaciones. (a) trama 1, (b) trama 2, (c) trama 3, (d) trama 4. . . . .	67
5.8. Constelaciones BPSK correspondientes a los símbolos OFDM del campo SIGNAL de cada trama identificada con el banco de correladores, calculadas con la corrección de frecuencia. (a) trama 1, (b) trama 2, (c) trama 3, (d) trama 4. . . . .	68
5.9. Constelaciones BPSK correspondientes a los símbolos OFDM del campo SIGNAL de cada trama identificada con el banco de correladores, calculadas con la corrección de frecuencia y aplicando el filtro inverso. (a) trama 1, (b) trama 2, (c) trama 3, (d) trama 4. . . . .	69
5.10. Autocorrelación de la señal correspondiente a las mediciones reales para el algoritmo DC. . . . .	70
5.11. Porciones de la señal asociadas al preámbulo y al símbolo OFDM del campo SIGNAL de cada trama resaltadas en rojo y en verde, respectivamente, sobre la parte real de la medición. Resultados obtenidos con el algoritmo DC. . . . .	71
5.12. Constelaciones BPSK correspondientes a los símbolos OFDM del campo SIGNAL de cada trama identificada con el algoritmo DC, calculadas sin compensaciones. (a) trama 1, (b) trama 2, (c) trama 3, (d) trama 4. . . . .	72
5.13. Constelaciones BPSK correspondientes a los símbolos OFDM del campo SIGNAL de cada trama identificada con el algoritmo DC, calculadas con la corrección de frecuencia. (a) trama 1, (b) trama 2, (c) trama 3, (d) trama 4. . . . .	73
5.14. Constelaciones BPSK correspondientes a los símbolos OFDM del campo SIGNAL de cada trama identificada con el algoritmo DC, calculadas con la corrección de frecuencia y aplicando el filtro inverso. (a) trama 1, (b) trama 2, (c) trama 3, (d) trama 4. . . . .	74

# Índice de tablas

2.1. Modulación de subportadoras y tasa de codificación en función de la tasa de transmisión de datos. . . . .	10
2.2. Tabla de valores posibles para el subcampo RATE . . . . .	11
5.1. Resultados de la estimación del instante de inicio de las tramas OFDM y del error de frecuencia utilizando el banco de correladores. . . . .	66
5.2. Resultados de la estimación del instante de inicio de las tramas OFDM y del error de frecuencia utilizando el algoritmo DC. . . . .	70
5.3. Comparación de los estimados de instante de inicio de las tramas. . . . .	75
5.4. Comparación de los estimados del error de frecuencia para las distintas tramas. . . . .	75
5.5. Estimación de la SNR. . . . .	76



# Resumen

Los dispositivos Wi-Fi que cumplen con la norma 802.11a y los radares meteorológicos de la banda C transmiten en el mismo rango de frecuencia, generando efectos degradantes no deseados en el procesamiento de datos meteorológicos. Esta situación motiva el análisis de métodos de sincronización y detección que permitan identificar estas tramas de OFDM. El fin último sería poder mejorar el procesamiento de las señales del radar meteorológicos en base a las señales OFDM detectadas.

En una primera instancia, se examinan las penalidades al intentar recuperar las coordenadas de uno de los campos de la trama OFDM en presencia de errores de sincronización en la frecuencia de portadora y temporal. Los resultados indican la necesidad imperante de implementar métodos de sincronización para identificar con precisión la fuente de transmisión Wi-Fi.

En una segunda etapa, se comparan dos métodos de sincronización, utilizando señales sintéticas y diversos modelos de canal RF. Por un lado, se evalúa la utilización de un banco de correladores, y por el otro, se considera la implementación del algoritmo *Delay and Correlate*. Se concluye que, aunque el banco de correladores muestra un rendimiento superior a igual nivel de SNR, su costo computacional es significativamente mayor.

Finalmente, se replica el análisis y la comparación utilizando señales obtenidas de mediciones reales. Los resultados confirman la hipótesis de que el banco de correladores exhibe un mejor rendimiento para este tipo de estimaciones.

**Palabras clave:** OFDM, SINCRONISMO, DEGRADACIÓN





# Abstract

802.11a compliant Wi-Fi devices and C-band weather radars transmit in the same frequency range, generating unwanted degrading effects on weather data processing. This situation motivates the analysis of synchronisation and detection methods to identify these OFDM frames. In the first instance, the penalties of attempting to recover SIGNAL field coordinates in the presence of carrier and temporal frequency synchronisation errors are examined. The results indicate the imperative need to implement synchronisation methods to accurately identify the Wi-Fi transmission source.

In a second step, two synchronisation methods are compared, using synthetic signals and various RF channel models. On the one hand, the use of a correlator bank is evaluated, and on the other hand, the implementation of the delay and correlate algorithm is considered. It is concluded that, although the correlator bank shows superior performance at the same SNR level, its computational cost is significantly higher.

Finally, the analysis and comparison is replicated using signals obtained from real measurements. The results confirm the hypothesis that the correlator bank exhibits better performance for this type of estimation.

**Keywords:** OFDM, SYNCHRONISM, DEGRADATION



# Capítulo 1

## Introducción

*“Ella estaba cansada de ser linda, y quería demostrar que también era inteligente”*

— Anthony Lodner (hijo de Hedy Lamarr), 2014

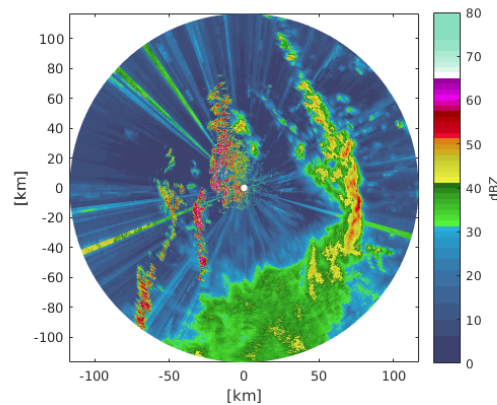
### 1.1. Motivación

En el año 2003, la Unión Internacional de Telecomunicaciones autorizó el uso de la banda de 5,470 - 5,725 GHz a sistemas inalámbricos de área local (WLAN) con la condición de que no causaran interferencia a los radares meteorológicos, que son los usuarios primarios de esa porción del espectro electromagnético [1]. La tecnología de capa física para WLAN más aceptada a nivel mundial es la establecida por el estándar IEEE 802.11, denominado comúnmente Wi-Fi.

Esta decisión se gestó como una respuesta a la creciente demanda de espectro y la necesidad de administrar eficazmente este recurso compartido. La noción subyacente fue permitir el acceso de usuarios secundarios a las bandas de frecuencia asignadas a usuarios o tecnologías primarias, con la responsabilidad de garantizar que no se cause interferencia perjudicial.

Para prevenir la interferencia con los radares meteorológicos, los dispositivos que operan en la banda C incorporaron dos funciones fundamentales: un protocolo de Selección Dinámica de Frecuencias (DFS, por sus siglas en inglés) y un protocolo de Control de Potencia de Transmisión (TPC, por sus siglas en inglés). Estos protocolos permiten a los dispositivos WLAN detectar la presencia de radares en la banda y ajustar su funcionamiento en consecuencia, ya sea cambiando de frecuencia o reduciendo su potencia de transmisión para evitar interferir con los usuarios primarios [2].

Posteriormente, en el año 2009, en la Argentina se lanzó el Sistema Nacional de Radares Meteorológicos (SINARAME), con el objetivo principal de desplegar una red



**Figura 1.1:** Indicador de posición plano (PPI) de la reflectividad.

de radares meteorológicos, con un sistema de centralización de la información en tiempo real operado por el Servicio Meteorológico Nacional (SMN).

La primera etapa del proyecto, que finalizó en 2015, involucró la integración de 8 radares existentes junto con 2 radares nuevos de la serie de Radares Meteorológicos Argentinos (RMA) diseñados y fabricados por la empresa INVAP, además de la implementación del Centro de Operaciones en instalaciones del SMN, equipado para monitorear los radares e instrumentos de sensado remoto presentes en la red. La segunda etapa, que se extendió hasta el año 2019, incorporó 10 nuevos RMA, también fabricados por INVAP. Los RMA ofrecen simultáneamente doble polarización y operan en la banda C y se encuentran distribuidos estratégicamente a lo largo del territorio nacional. Recientemente, se inició la tercera etapa del proyecto con la que se prevé extender la red para que cuente con un total de 30 radares [3], marcando un hito significativo en la expansión y mejora continua de la infraestructura de monitoreo meteorológico en el país.

A pesar de casi dos décadas de esfuerzos y regulaciones, las señales transmitidas por los dispositivos Wi-Fi continúan siendo una fuente de interferencia para los radares meteorológicos que operan en la banda C [4]. En la Figura 1.1 se presenta el Indicador de Posición Plano (PPI) de la reflectividad, un parámetro proporcional a la potencia de la señal. Esta representación corresponde a mediciones realizadas por el RMA 1, ubicado en la ciudad de Córdoba. En el centro, hacia la izquierda, se observan las reflexiones en las Sierras de Córdoba, mientras que en la parte derecha, de abajo hacia arriba, se aprecian las reflexiones generadas por una tormenta. Las líneas acimutales se deben a efectos indeseados producidos por la interferencia de las señales Wi-Fi.

A partir de esta problemática, en el grupo de investigación en el que se desarrolló el presente trabajo, se iniciaron dos líneas de trabajo. Una de ellas se enfoca en la detección y mitigación del efecto de la interferencia sobre la señal adquirida por el radar [5–7]. Cabe remarcar que la señal Wi-Fi se encuentra fuertemente distorsionada

por el preprocesamiento de la señal que se realiza en el radar. La segunda línea de trabajo consiste en estudiar la estructura de las señales Wi-Fi, sus técnicas de detección, sincronismo y demodulación [8], con la idea de emplear el conocimiento adquirido para mejorar la identificación de las tramas Wi-Fi en el radar o bien desarrollar un receptor para señales Wi-Fi en el cabezal de radiofrecuencias del radar, previo a las etapas de preprocesamiento que la distorsionan. La presente tesis se enmarca en esta última línea de trabajo.

## 1.2. Objetivos

Los objetivos de esta tesis se han delineado con el propósito de abordar de manera integral la problemática de sincronización en sistemas que utilizan la Multiplexación por División en Frecuencia Ortogonal (OFDM por sus siglas en inglés). A continuación, se detallan los principales objetivos de este estudio:

- Analizar la degradación por falta de sincronismo. El primer objetivo consiste en realizar un análisis exhaustivo de la degradación que experimentan las señales en sistemas OFDM debido a la falta de sincronismo. Este análisis proporcionará una comprensión profunda de los desafíos y problemas asociados con la sincronización en este contexto.
- Implementar algoritmos de sincronización de símbolo o tiempo. Se llevará a cabo la implementación de algoritmos de sincronización de símbolo (o tiempo) diseñados para mitigar los efectos adversos de la falta de sincronismo en sistemas OFDM.
- Implementar algoritmos de sincronización de portadora o frecuencia. Se procederá a la implementación de algoritmos de sincronización de portadora (o frecuencia) destinados a corregir las desviaciones de frecuencia y las inexactitudes en la sincronización de portadora en sistemas OFDM.
- Estudiar el desempeño mediante simulaciones numéricas. Se realizarán simulaciones numéricas exhaustivas para evaluar el desempeño de los algoritmos implementados en diferentes condiciones y escenarios. Estas simulaciones permitirán cuantificar el impacto de los algoritmos en la mejora de la sincronización y la calidad de la demodulación de la señal en sistemas OFDM.
- Validar el funcionamiento con mediciones reales. Se llevará a cabo la validación experimental de los algoritmos de sincronización implementados a través del procesamiento de mediciones reales en una red Wi-Fi. Esta validación proporcionará

una evaluación práctica de la eficacia de los algoritmos en las condiciones de una aplicación real.

### 1.3. Antecedentes y aportes de la tesis

El multiplexado por división en frecuencias ortogonales es el sistema multiportadora adoptado para las comunicaciones inalámbricas como ser redes móviles, redes de área local o televisión digital terrestre, debido a su alta eficiencia espectral y a su capacidad de lidiar con múltiples trayectos de propagación de las señales transmitidas [9].

Una de las claves para que no se degrade el desempeño de los sistemas OFDM consiste en mantener la ortogonalidad de las subportadoras [10]. Sin embargo, la diferencia entre los osciladores locales del transmisor y del receptor y el efecto Doppler debido al movimiento de alguno de los terminales lleva a que se pierda la ortogonalidad de las subportadoras provocando lo que se conoce como interferencia entre portadoras [11]. Existen numerosas técnicas para estimar el error de frecuencia que en general se basan en emplear la autocorrelación de la señal recibida explotando alguna estructura periódica de la señal, como ser el prefijo cíclico [12] o bien un preámbulo que contenga partes que se repiten [13–15].

En [13] los autores proponen utilizar un preámbulo que posee dos partes idénticas y el rango de frecuencias de adquisición está limitado por el espaciado entre portadoras. Por su parte, en [14] se obtiene el mejor estimador lineal insesgado (BLUE por sus siglas en inglés) para un preámbulo que posee  $U$  repeticiones idénticas con  $U > 2$ , lo que lleva el rango de frecuencias de adquisición a  $U/2$  veces el espaciado entre subportadoras. Finalmente, en [15] se utiliza una estructura más general del preámbulo con  $U$  segmentos idénticos con diferente polaridad.

Encontrar la sincronización del símbolo para OFDM significa encontrar una estimación de dónde comienza el símbolo. En general, cuando se emplea el prefijo cíclico para extender el símbolo OFDM existe cierta tolerancia a los errores de sincronismo temporal. El sincronismo temporal se puede estimar de forma individual o de forma conjunta con la estimación del error de frecuencia. Los métodos de sincronismo propuestos en los trabajos [13–15] estiman de manera conjunta ambos parámetros, con distintas métricas o normalizaciones de la autocorrelación para evaluar el estimado temporal. El principal inconveniente de estos algoritmos es que cuando el preámbulo tiene más de dos segmentos idénticos, habrá una meseta o una amplia cuenca en las formas de onda de salida del correlador.

En este trabajo en primer lugar se estudian los efectos adversos causados por la pérdida de sincronización en la frecuencia de portadora y temporal, los cuales afectan la recepción y correcta decodificación de tramas OFDM. En particular el análisis se concentra en señales definidas por el estándar IEEE 802.11a. Además, se implementan

dos métodos de recuperación de sincronización. Uno de los métodos implica la correlación de la señal recibida con un banco de correladores, con señales de referencia que poseen distintos valores posibles de desplazamiento de frecuencia. El otro método consiste en la aplicación del algoritmo *Delay and Correlate* [16], que se basa en realizar la autocorrelación de la señal recibida y explotar la estructura repetitiva del preámbulo IEEE 802.11a. Ambos métodos son sometidos a comparación bajo diversos modelos de canales inalámbricos, evaluando la calidad de la estimación de desplazamiento temporal y en frecuencia que cada uno proporciona. Finalmente, los dos métodos son aplicados a señales obtenidas a través de mediciones reales, confirmando las conclusiones derivadas del análisis con señales sintéticas.

## 1.4. Organización de la tesis

El Capítulo 2 de esta tesis proporciona el contexto necesario para comprender las particularidades del trabajo. Se enfoca en describir las características de las tramas OFDM resultantes de la implementación del estándar IEEE 802.11a. Además, en este capítulo se presentan desarrollos analíticos que permiten una comprensión más profunda de los efectos degradantes causados por la pérdida de sincronización, tanto en términos de tiempo como de la frecuencia de portadora.

El Capítulo 3 se dedica a cuantificar, a través de simulaciones numéricas, el impacto de la pérdida de sincronización. Para ello, se evalúa cómo esta pérdida afecta la curva de probabilidad de error en función de la relación entre la potencia de señal y la potencia de ruido (SNR por sus siglas en inglés).

En el Capítulo 4, se presentan dos enfoques diferentes para la sincronización. Se aborda la utilización de un banco de correladores por un lado y, por otro, se explora la correlación con la misma señal recibida pero retrasada. Se compara el rendimiento de los mismos para distintos modelos de canal inalámbrico. Asimismo, el Capítulo 5 se concentra en la comparación del rendimiento de estos dos métodos de sincronización mediante datos reales. Finalmente, el Capítulo 6 engloba las conclusiones derivadas de este trabajo, proporcionando una visión general de los resultados y hallazgos obtenidos en el estudio.





# Capítulo 2

## Formulación del problema

*“Thus we may have knowledge of the past but cannot control it; we may control the future but have no knowledge of it.”*

— Claude Elwood Shannon, 1959

Uno de los estándares más influyentes y ampliamente adoptados que utiliza OFDM es el IEEE 802.11a, que define las especificaciones para las redes locales inalámbricas de alta velocidad que son de nuestro interés.

Este capítulo tiene como objetivo proporcionar una comprensión de la estructura de las señales OFDM según la norma IEEE 802.11a. A lo largo de este capítulo, se exploran los aspectos fundamentales de esta norma, desde la estructura de las tramas hasta la generación del preámbulo y los parámetros clave que influyen en la transmisión de datos.

También se realiza una revisión de los principios esenciales de la modulación OFDM, sentando las bases para la comprensión de la implementación en IEEE 802.11a. Posteriormente, se detalla la estructura específica de las señales OFDM en esta norma, abordando elementos como la asignación de subportadoras, la tasa de transmisión y la modulación empleada.

Finalmente, se lleva a cabo un estudio analítico sobre los efectos que producen el ruido, los errores de sincronismo y el canal sobre la demodulación de la señal OFDM.

### 2.1. Descripción de la señal OFDM

Las señales OFDM de interés en este trabajo son las descritas por la norma IEEE 802.11a [17]. La enmienda de LAN inalámbrica 802.11a al estándar 802.11 original se ratificó en 1999. El estándar 802.11a utiliza el mismo protocolo central que el estándar original, funciona en una banda de 5 GHz y utiliza un esquema de modulación multiportadora del tipo OFDM de 52 subportadoras con una velocidad máxima de datos sin

PREAMBLE	SIGNAL Un símbolo OFDM	DATA Una cantidad variable de símbolos OFDM
----------	---------------------------	--

**Figura 2.1:** Trama OFDM descrita por la norma IEEE 802.11a

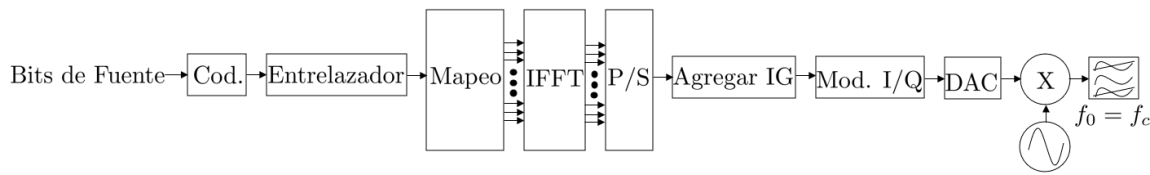
procesar de 54 Mb/s, lo que produce un rendimiento neto alcanzable alrededor de los 20 Mb/s. La velocidad de datos sin procesar se reduce a 48, 36, 24, 18, 12, 9 y luego a 6 Mb/s cuando es necesario.

En la Figura 2.1 se muestra la estructura de la trama descrita por la norma IEEE 802.11a. En la misma se muestra que cada trama esta dividida en 3 campos, PREAMBLE, SIGNAL y DATA. El campo PREAMBLE lo conforma una señal determinística conocida como preámbulo, que se utiliza para la detección y el sincronismo, el campo SIGNAL se compone de un único símbolo OFDM en el que se transmite información de configuración de la transmisión y el campo DATA se compone de un número variable de símbolos OFDM en los que se transmite la información. A continuación, se describen la señales que conforman estos campos.

### 2.1.1. Campos SIGNAL y DATA

Estos campos de la trama se generan utilizando un esquema de modulación OFDM. En la Figura 2.2 se presenta un diagrama en bloques de las etapas correspondientes a la generación de las señales de estos campos en el transmisor. El proceso de generación se compone de diferentes pasos siendo el siguiente un resumen de los mismos:

- Cod.: representa la etapa de codificación de canal de los bits de fuente. Las tasas de codificación posibles son  $R = 1/2$ ,  $2/3$  o  $3/4$ . Para obtener la tasa de codificación  $R = 1/2$  se emplea un codificador convolucional de tasa  $1/2$ , que se obtiene con los polinomios estándar  $g_0 = 133_{OCT}$  y  $g_1 = 171_{OCT}$ . Las tasas  $R = 2/3$  y  $3/4$  se logran con el mismo codificador convolucional seguido de esquemas de perforado (*puncturing* en inglés). En el caso del campo SIGNAL la tasa de codificación es siempre de  $1/2$ . En cambio, para el campo DATA es posible que se emplee cualquiera de las tasas de codificación, y la misma depende de la tasa de transmisión utilizada tal como se detalla en la Tabla 2.1.
- Entrelazador: todos los bits codificados se entrecruzarán mediante un entrelazador de bloques con un tamaño de bloque correspondiente al número de bits en un único símbolo OFDM. El entrelazador se define mediante una permutación de dos pasos. La primera permutación hace que los bits codificados adyacentes se mapeen en subportadoras no adyacentes. El segundo hace que los bits codificados



**Figura 2.2:** Diagrama en bloques de las etapas correspondientes a la generación de las señales de los campos SIGNAL y DATA de la trama OFDM.

adyacentes se mapeen alternativamente en bits menos y más significativos de la constelación y, por lo tanto, se evitan largas series de bits de baja confiabilidad.

- Mapeo: como se indica en la Tabla 2.1 dependiendo de la tasa de transmisión, las subportadoras se modulan empleando modulación binaria de fase (BPSK, por sus siglas en inglés), modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK, por sus siglas en inglés), y modulación por amplitud en cuadratura con 16 estados de modulación o con 64 estados (16QAM y 64QAM, respectivamente, por sus siglas en inglés). En esta etapa los bits codificados y entrelazados son divididos en grupos de 1, 2, 4 o 6 bits y se los convierte a números complejos correspondientes a las coordenadas de la constelación BPSK, QPSK, 16QAM o 64QAM, respectivamente. El mapeo se realiza siguiendo un código Gray sobre la constelación. Asimismo, la cadena de números complejos se divide en grupos de 48 números que son asignados a 48 de las subportadoras correspondientes a cada símbolo OFDM. Los elementos de cada grupo se numeran del 0 al 47, y se asignan respectivamente a las subportadoras OFDM numeradas -26 a -22, -20 a -8, -6 a -1, +1 a +6, +8 a +20, y +22 a +26. Las subportadoras -21, -7, 7 y 21 se saltean y, posteriormente, se utilizan para insertar subportadoras piloto. La subportadora 0, asociada con la frecuencia central, se omite y se le asigna el valor 0. El número total de subportadoras útiles es 52 (48 + 4) más la subportadora 0 dando un total final de 53 subportadoras. Las cuatro subportadoras piloto de cada símbolo OFDM, están dedicadas para hacer la detección robusta frente a variaciones de frecuencia y ruido de fase. Estas señales piloto se colocarán en las subportadoras -21, -7, 7 y 21, y el valor de sus coordenadas se obtienen a partir de modular en BPSK una secuencia binaria pseudoaleatoria, lo que evita la generación de líneas espectrales.
- IFFT: cada grupo de subportadoras enumeradas de -26 a 26 se transforma al dominio del tiempo usando la inversa de la Transformada Discreta de Fourier. Con el objetivo de llevar a cabo este proceso de manera eficiente desde el punto de vista computacional, se emplea el algoritmo de la IFFT, extendiendo las 52 subportadoras a un número de muestras que resulte potencia de 2 (mayor o igual

Modulación de subportadoras	$R$	Tasa de transmisión [Mb/s]
BPSK	1/2	6
BPSK	3/4	9
QPSK	1/2	12
QPSK	3/4	18
16QAM	1/2	24
16QAM	3/4	36
64QAM	2/3	48
64QAM	3/4	54

**Tabla 2.1:** Modulación de subportadoras y tasa de codificación en función de la tasa de transmisión de datos.

a 64) completando con ceros. En la Figura 2.3 se indica como se realiza dicha extensión para 64 muestras. Los coeficientes 1 a 26 se asignan a las entradas IFFT con la misma numeración, mientras que los coeficientes -26 a -1 se copian en las entradas IFFT 38 a 63. El resto de las entradas, 27 a 37 y la entrada 0 (continua), se establecen en 0.

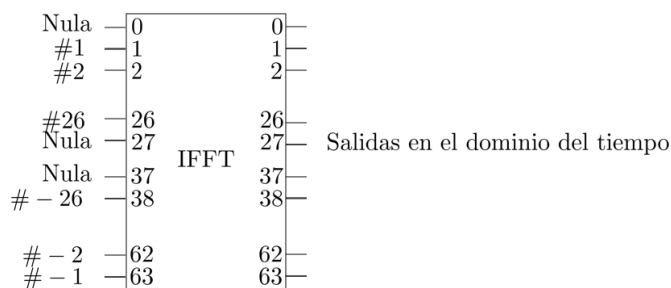
- Agregar IG: a la forma de onda en el dominio del tiempo se le antepone una extensión circular de sí misma, formando un intervalo de guarda (IG), y se trunca la forma de onda resultante a una sola longitud de símbolo OFDM por aplicación de una ventana.
- Mod. I/Q: la secuencia en banda base compleja,  $x[m] = x_I[m] + jx_Q[m]$ , ingresa a un modulador en cuadratura, en la que se separa la parte real  $x_I[m]$  de la parte imaginaria  $x_Q[m]$  y se conforma una señal modulada en cuadratura con frecuencia intermedia  $s_0$  de la forma

$$x_R[m] = x_I[m]\cos(2\pi s_0 m) - x_Q[m]\sen(2\pi s_0 m). \quad (2.1)$$

- DAC: es la etapa encargada de la conversión de la señal en el dominio digital al dominio analógico.
- Mezcla: se realiza la mezcla con el objetivo de llevar la señal a la frecuencia de la portadora,  $f_c$ , en la que se va a realizar la transmisión, resultando su salida

$$x_R(t) = x_I(t)\cos(2\pi f_c t) - x_Q(t)\sen(2\pi f_c t). \quad (2.2)$$

Un parámetro importante del canal es la separación entre los canales ya que condiciona la tasa de transmisión de datos para cada modulación. La norma contempla 3 espaciados distintos: 20 MHz, 10 MHz y 5 MHz. En el alcance de este trabajo se toma



**Figura 2.3:** Asignación de las coordenadas de las subportadoras a las entradas del algoritmo de la IFFT de acuerdo a lo descrito por la norma IEEE 802.11a.

RATE	Tasa de transmisión [Mb/s] (20 MHz de esp. entre canales)
1101	6
1111	9
0101	12
0111	18
1001	24
1011	36
0001	48
0011	54

**Tabla 2.2:** Tabla de valores posibles para el subcampo RATE

la separación de 20 MHz. Para este caso la separación entre subportadoras resulta de 0,3125 MHz.

Respecto a los bits de fuente, para el campo DATA no se entrará en detalle de los subcampos que lo componen ya teniendo en cuenta que contienen los bits de información que están dados por las capas superiores del enlace. Por su parte, en el campo SIGNAL se transmite la siguiente información:

- 4 bits conforman el subcampo RATE;
- 1 bit reservado, el cual se fija siempre en 0;
- 12 bits que componen el subcampo LENGTH;
- 1 bit de paridad;
- 6 bits de cola (tail en inglés).

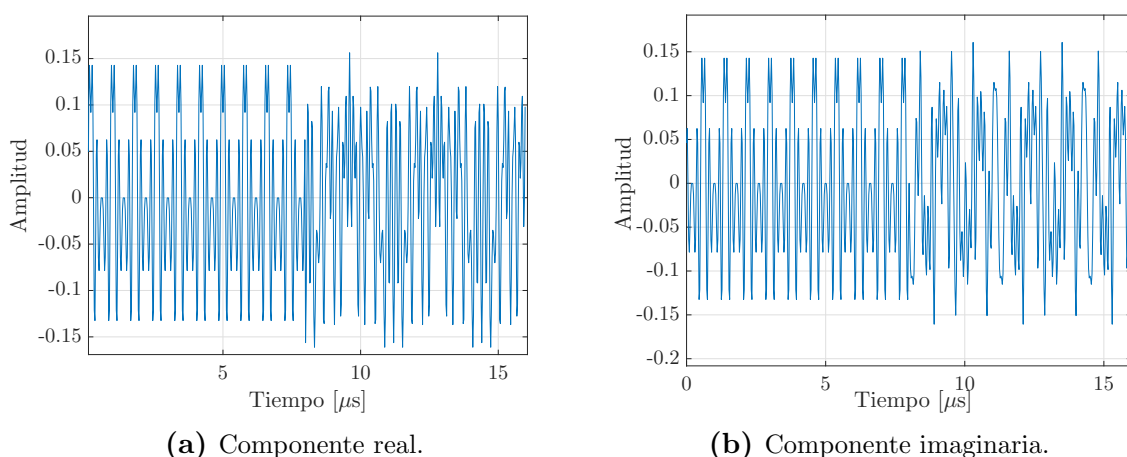
En el subcampo RATE se indica la tasa de transmisión, a partir de la cual se determina el tipo de modulación y la tasa de codificación de bits de canal que se usa en la generación de la señal correspondiente al campo DATA. Los valores que puede tomar el subcampo RATE se detallan en la Tabla 2.2. El subcampo LENGTH indica

el largo del campo DATA. Es un entero sin signo que indica la cantidad de octetos de bits que se transmiten en la trama completa (entre todos sus símbolos OFDM). Por otro lado, el bit de paridad es un bit de paridad positiva (paridad par) para los bits del 0 al 16. La norma indica que la codificación BPSK utilice un -1 para mapear un bit en 0 y un 1 para mapear un bit en 1. Finalmente, los bits de cola se fijan siempre en 0 y tienen la función de facilitar la detección temporal correcta de los subcampos RATE y LENGTH.

Las actualizaciones siguientes de la norma son compatibles con esta versión en la estructura de trama. Por lo cual en el contexto de este trabajo no es necesario actualizar la versión de la norma a versiones posteriores de la IEEE 802.11a.

### 2.1.2. Campo PREAMBLE

El preámbulo tiene una duración total del  $16 \mu\text{s}$ , equivalente a 4 veces el campo SIGNAL. Este campo se divide en dos, una secuencia inicial compuesta de 10 símbolos de corta duración en relación a la duración de un símbolo OFDM, a la que se llama secuencia de entrenamiento de símbolos cortos y una segunda parte con 2 símbolos de duración igual a la de un símbolo OFDM a los que se les agrega una guarda, para conformar lo que se conoce como la secuencia de entrenamiento de símbolos largos. Se puede ver la parte real e imaginaria del preámbulo en la Figura 2.4



**Figura 2.4:** Diagrama temporal para el preámbulo descrito por la norma IEEE 802.11a.

Para la generación de la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos la norma especifica los valores complejos a colocar a las coordenadas de 12 de las 52 subportadoras (completando el resto con ceros) que ingresan al bloque IFFT, estos valores se

encuentran representados en  $S_C$ , siendo

$$S_C = \sqrt{13/6}(0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0). \quad (2.3)$$

Con estos valores se genera una señal en el tiempo que contiene 4 símbolos cortos, esta señal se duplica y luego se le agrega el IG quedando una señal de 8  $\mu s$  con un total de 10 símbolos cortos de entrenamiento.

Para la secuencia de entrenamiento de símbolos largos la norma especifica el valor a colocar en las coordenadas de las 52 subportadoras siendo todos 1 o -1 de acuerdo a lo que se indica a continuación en  $S_L$

$$S_L = (1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1) \quad (2.4)$$

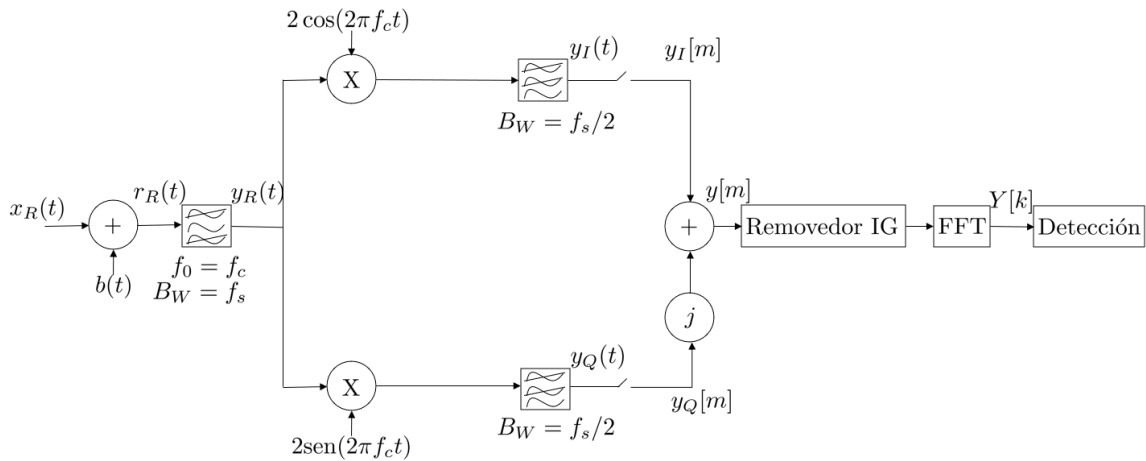
La antitransformada de Fourier de estos valores devuelve un único símbolo largo. Repitiendo la forma de onda de esta señal e incluyendo al comienzo de la misma el IG se construye la segunda mitad del preámbulo, también con duración de 8  $\mu s$ .

La trama total descrita por la norma surge de la concatenación de los campos PREAMBLE, SIGNAL y DATA. La concatenación se realiza sin ningún tipo de guarda o espaciado entre las mismas. La norma también permite la inclusión opcional de una señal de peso (ventana) con la cual pesar cada símbolo OFDM de la señal producida por el proceso de transmisión. Para el alcance de este trabajo se utilizará una ventana rectangular.

## 2.2. Desempeño de OFDM con modulación BPSK de las subportadoras

Teniendo en cuenta que se utiliza modulación BPSK en el campo SIGNAL y, opcionalmente, en el campo DATA, en esta sección se lleva a cabo un análisis del desempeño de OFDM con este tipo de modulación en cada subportadora. El propósito consiste en derivar una expresión teórica para la probabilidad de error de bit, de manera análoga a la que comúnmente se realiza para un sistema BPSK tradicional. El hecho de considerar modulación BPSK en cada subportadora conlleva que los valores de entrada a la IFFT para cada subportadora pueden ser únicamente dos valores antipodales, por ejemplo -1 y 1.

En la Figura 2.5 se muestra un esquema de la estructura del receptor sobre el que se basará la deducción de la probabilidad de error de bit. A la señal pasabanda



**Figura 2.5:** Estructura conceptual del receptor OFDM.

modulada en OFDM,  $x_R(t)$ , cuya frecuencia de portadora es  $f_c$ , se le suma  $b(t)$ , que corresponde a ruido aditivo, blanco y gaussiano (AWGN por sus siglas en inglés), con densidad espectral de potencia (DEP)  $S_{bb}(f) = N_0/2$ . La combinación de ambas señales es pasada por un filtro pasabanda ideal con frecuencia central  $f_0 = f_c$  y ancho de banda  $B_W = f_s$ , resultando a la salida

$$y_R(t) = x_R(t) + n_R(t), \quad (2.5)$$

donde  $n_R(t)$  representa el término de ruido  $b(t)$  filtrado y se consideró que el ancho de banda es lo suficientemente grande de modo que no produce distorsión significativa sobre la señal  $x_R(t)$ . Luego, la señal  $y_R(t)$  ingresa a un demodulador en cuadratura en el que se supone que existe sincronismo de portadora. Entonces, la señal es llevada a banda base y muestreada con una frecuencia de muestreo  $f_s$ . Las salidas muestreadas de las ramas en fase y cuadratura de las señales se combinan para conformar la envolvente compleja

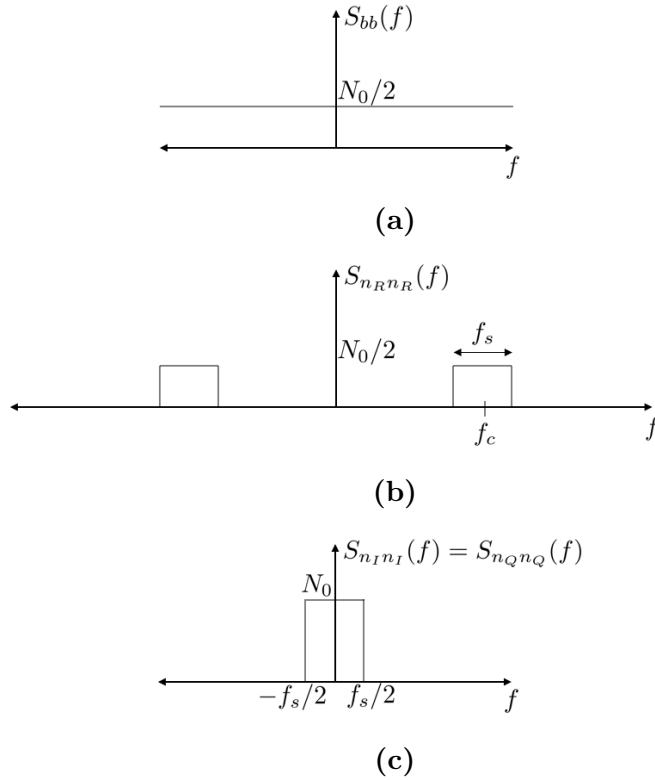
$$y[m] = y_I[m] + jy_Q[m]. \quad (2.6)$$

### 2.2.1. Modelado del ruido

Para el modelado del ruido en la cadena de recepción, se considera solo  $b(t)$  a la entrada, cuya DEP se esquematiza en la Figura 2.6a. La componente de ruido a la salida del filtro pasabanda se puede expresar en términos de sus componentes en fase,  $n_I(t)$ , y en cuadratura,  $n_Q(t)$ , como

$$n_R(t) = n_I(t) \cos(2\pi f_c t) - n_Q(t) \text{sen}(2\pi f_c t) \quad (2.7)$$





**Figura 2.6:** Densidades espectrales de potencia del ruido en las distintas etapas del receptor. (a) AWGN a la entrada. (b) Luego del filtro pasabanda. (c) Componentes en fase y cuadratura.

y su DEP,  $S_{n_Rn_R}(f) = N_0/2$ , se encuentra representada en la Figura 2.6b. Por su parte, las DEP de  $n_I(t)$  y  $n_Q(t)$  se obtienen a partir de la relación

$$S_{n_In_I}(f) = S_{n_Qn_Q}(f) = \text{LP}\{S_{n_Rn_R}(f - f_c) + S_{n_Rn_R}(f + f_c)\}, \quad (2.8)$$

donde el operador  $\text{LP}\{\cdot\}$  denota “la parte pasabajos”, resultado la DEP que se muestra en la Figura 2.6c.

Teniendo en cuenta que el ruido a la entrada tiene distribución gaussiana  $n_I(t)$  y  $n_Q(t)$  también poseen distribución gaussiana. Además, su interdensidad es  $S_{n_In_Q}(f) = -j \text{LP}\{S_{n_Rn_R}(f - f_c) - S_{n_Rn_R}(f + f_c)\} = 0$ , lo que implica que  $n_I(t)$  y  $n_Q(t)$  son no correlacionadas. Por lo tanto, al ser gaussianas y no estar correlacionadas son independientes [18].

### 2.2.2. Muestreo y demodulación

A la salida de los filtros pasabajos de las ramas en fase y cuadratura se tiene, respectivamente,

$$y_I(t) = x_I(t) + n_I(t) \quad (2.9)$$

$$y_Q(t) = x_Q(t) + n_Q(t), \quad (2.10)$$

donde  $x_I(t)$  y  $x_Q(t)$  son las componentes en fase y cuadratura de la señal OFDM transmitida.

Cada componente se muestrea cada  $T_s = 1/f_s$ , resultando

$$y_I[m] = y_I(mT_s) = x_I[m] + n_I[m] \quad (2.11)$$

$$y_Q[m] = y_Q(mT_s) = x_Q[m] + n_Q[m], \quad (2.12)$$

siendo  $x[m] = x_I[m] + jx_Q[m]$  y  $n[m] = n_I[m] + jn_Q[m]$ , las envolventes complejas de las componentes de señal y de ruido, respectivamente.

### 2.2.3. FFT y detección

Para el presente análisis se considera que existe sincronismo temporal, y que a la envolvente compleja de la señal se le remueve el intervalo de guarda de cada símbolo OFDM. A la señal resultante<sup>1</sup> se le calcula la TDF a través del algoritmo de la FFT. Denotando  $Y[k]$  a la secuencia de coordenadas para cada subportadora, luego de la FFT resulta

$$Y[k] = X[k] + N[k],$$

donde  $X[k]$  y  $N[k]$  representan la TDF de componentes de la señal OFDM,  $x[m]$ , y del ruido,  $n[m]$ , respectivamente.

A partir del modelo descrito en la Sección 2.2.2, la envolvente compleja del ruido  $n[m]$  posee distribución  $\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$  y su autocorrelación está dada por

$$\begin{aligned} E\{n[m]n^*[i]\} &= E\{(n_I[m] + jn_Q[m])(n_I[i] - jn_Q[i])\} \\ &= E\{n_I[m]n_I[i]\} + jE\{n_I[i]n_Q[m]\} - jE\{n_I[m]n_Q[i]\} + E\{n_Q[m]n_Q[i]\}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Teniendo en cuenta que  $n_I[m]$  y  $n_Q[m]$  no están correlacionadas, entonces

$$E\{n_I[i]n_Q[m]\} = E\{n_I[m]n_Q[i]\} = 0, \quad (2.14)$$

a partir del hecho de que  $n_I[m]$  y  $n_Q[m]$  son secuencias independientes de media nula

$$E\{n_I[m]n_I[i]\} = E\{n_Q[m]n_Q[i]\} = 0 \quad \forall i \neq m, \quad (2.15)$$

---

<sup>1</sup>Para el presente análisis a la salida de la etapa que remueve el intervalo de guarda se mantendrá la notación,  $y[m]$ ,  $x[m]$  y  $n[m]$ , de las señales involucradas.

y, finalmente, de la Figura 2.6c se tiene que

$$E\{n_I^2[m]\} = E\{n_Q^2[m]\} = \int_{-\infty}^{\infty} S_{n_{IN}}(f)df = N_0 f_s. \quad (2.16)$$

Reemplazando las Ecuaciones (2.14), (2.15) y (2.16) en la Ecuación (2.13), la autocorrelación de  $n[m]$  resulta

$$E\{n[m]n^*[i]\} = 2N_0 f_s \delta[m - i], \quad (2.17)$$

de donde surge que  $\sigma_n^2 = 2N_0 f_s$ .

Por definición, la TDF, de  $n[m]$  es  $N[k]$ ,

$$N[k] = \sum_{m=0}^{M-1} n[m]e^{-j\frac{2\pi mk}{M}}, \quad (2.18)$$

es decir, que para cada  $k$ ,  $N[k]$  es una combinación lineal de los elementos de  $n[m]$ , lo que implica que  $N[k]$  posee distribución  $\mathcal{CN}(0, \sigma_N^2)$  [19].

La distribución de  $N[k]$  queda completamente determinada evaluando su varianza  $\sigma_N^2$ , la cual está dada por

$$\begin{aligned} \sigma_N^2 &= E\{[N[k]]^2\} \\ &= E\{N[k]N^*[k]\} \\ &= E\left\{\sum_{m=0}^{M-1} n[m]e^{-j\frac{2\pi mk}{M}} \sum_{i=0}^{M-1} n^*[i]e^{j\frac{2\pi ik}{M}}\right\} \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{M-1} E\{n[m]n^*[i]\}e^{-j\frac{2\pi(m-i)k}{M}}. \end{aligned} \quad (2.19)$$

Haciendo uso de la Ecuación (2.17), entonces la expresión de  $\sigma_N^2$  se reduce a

$$\begin{aligned} \sigma_N^2 &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{M-1} 2N_0 f_s \delta[m - i]e^{-j\frac{2\pi(m-i)k}{M}} \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} 2N_0 f_s = 2N_0 f_s M. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Debido a que cada subportadora posee modulación BPSK, las coordenadas en  $X[k]$  son reales, entonces la detección se realiza sobre la parte real de  $Y[k] = Y_I[k] + jY_Q[k]$ , es decir, la componente en fase dada por

$$Y_I[k] = \text{Re}\{Y[k]\} = X_I[k] + N_I[k], \quad (2.21)$$

siendo  $N_I[k] = \text{Re}\{N[k]\}$ , que posee distribución  $\mathcal{N}(0, N_0 f_s M)$ .

Considerando símbolos equiprobables, se define

$$X_I[k] = \begin{cases} A & \text{con } P\{X_I[k] = A\} = 1/2 \\ -A & \text{con } P\{X_I[k] = -A\} = 1/2, \end{cases} \quad (2.22)$$

donde  $P\{\cdot\}$  es un operador que denota la “probabilidad de”.

La frontera de decisión óptima del detector se encuentra en 0 y para cada subportadora el estadístico es  $Y_I[k]$ , con lo que la regla de decisión se puede resumir como

$$Y_I[k] \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} 0, \quad (2.23)$$

donde se considera que bajo la hipótesis  $H_0$  el bit transmitido es 0 y bajo la hipótesis  $H_1$  el bit transmitido es 1.

Con esta formulación los escenarios de error son que resulte  $-A + N_I[k] > 0$  ó bien que  $A + N_I[k] < 0$ .

Luego, el Teorema de Probabilidad Total [20], permite evaluar probabilidad de error como

$$P\{\text{error}\} = P\{\text{error}/H_1\}P\{H_1\} + P\{\text{error}/H_0\}P\{H_0\}, \quad (2.24)$$

donde  $P\{H_1\} = P\{H_0\} = 1/2$  debido a que se consideran símbolos equiprobables, y teniendo en cuenta los escenarios de error descritos, resulta

$$\begin{aligned} P\{\text{error}\} &= \frac{1}{2}P\{A + N_I[k] < 0\} + \frac{1}{2}P\{-A + N_I[k] > 0\} \\ &= \frac{1}{2}P\{N_I[k] < -A\} + \frac{1}{2}P\{N_I[k] > A\}. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Debido a la simetría de la densidad de probabilidad gaussiana  $P\{N_I[k] < -A\} = P\{N_I[k] > A\}$ , por lo tanto

$$\begin{aligned} P\{\text{error}\} &= P\{N_I[k] > A\} \\ &= \int_A^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0 f_s M}} e^{-\frac{\nu^2}{2N_0 f_s M}} d\nu \end{aligned} \quad (2.26)$$

$$= Q\left(\sqrt{\frac{A^2}{N_0 f_s M}}\right), \quad (2.27)$$

donde  $Q(\cdot)$  es la función de distribución de la cola de la distribución gaussiana estándar.

## 2.3. Efectos degradantes en OFDM

En la recepción de un sistema de comunicación OFDM se requiere la sincronización temporal y en frecuencia. La temporal tiene la finalidad de determinar el inicio del símbolo OFDM mientras que la sincronización en frecuencia es necesaria para compensar cualquier diferencia entre los osciladores utilizados en el transmisor y en el receptor para la conversión de frecuencia de las señales.

La señal modulada en OFDM en banda base,  $x[m]$ , se puede expresar como

$$x[m] = \sum_{i=-K}^K c_i e^{j\frac{2\pi im}{M}}, \quad (2.28)$$

con  $m = 0, \dots, M - 1$ , siendo  $M$  el número total de muestras y donde  $c_i$  representa las coordenadas de cada subportadora y  $2K + 1$  es el número de subportadoras.

Luego, la Transformada de Fourier de Tiempo Discreto (TFTD) [21] de  $x[m]$  está dada por

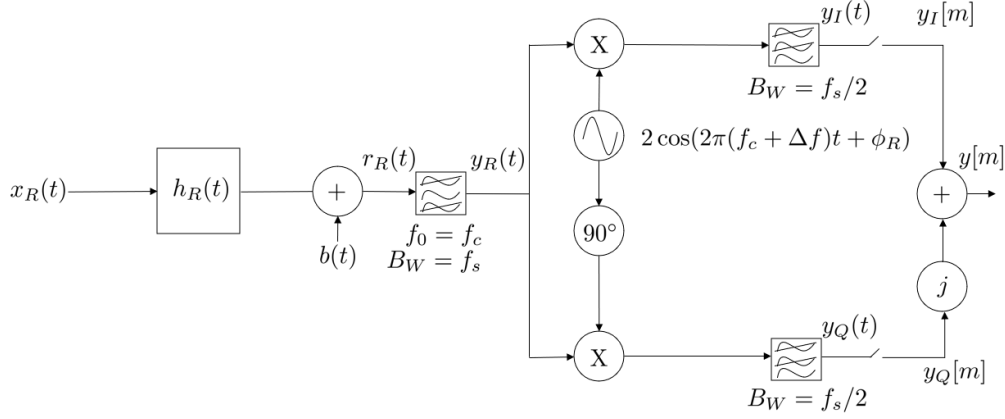
$$\begin{aligned} X(e^{j2\pi s}) &= \sum_{m=0}^{M-1} x[m] e^{-j2\pi sm} \\ &= \sum_{i=-K}^K c_i \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j2\pi(s-i/M)m} \\ &= \sum_{i=-K}^K c_i e^{-j\pi(s-i/M)(M-1)} \frac{\text{sen}(M\pi(s-i/M))}{\text{sen}(\pi(s-i/M))}. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Evaluando la Transformada Discreta de Fourier (TDF) a partir de su relación con la TFTD [21], resulta

$$X[k] = X(e^{j2\pi k/M}) = M c_k \quad k = -K, \dots, K \quad (2.30)$$

## 2.4. Error de sincronismo de frecuencia

En la práctica existen imperfecciones que incrementarán la incertidumbre del sistema de comunicaciones. Una de ellas es el ruido que ya fue considerada. Sin embargo, una versión más refinada del modelo de canal para este tipo de comunicaciones inalámbricas consiste en considerar que existen caminos múltiples de propagación de la señal transmitida. Por otra parte, cuando los osciladores en el receptor no poseen exactamente la frecuencia de la portadora transmitida, se produce un error de sincronismo. Todos estos efectos degradan el desempeño del sistema, entonces para analizar los errores de sincronismo y los efectos de la propagación de la señal transmitida por el canal se



**Figura 2.7:** Esquema de propagación de la señal transmitida.

utilizará el esquema de señales mostrado en la Figura 2.7.

Si se considera que la señal transmitida  $x_R(t)$  se propaga a través de un canal en el que existen caminos múltiples con atenuación  $a_n$  y retardo  $\tau_n$ , entonces su respuesta impulsiva puede modelarse como

$$h_R(t) = \sum_{n=1}^N a_n \delta(t - \tau_n), \quad (2.31)$$

considerando que a la salida del canal también se le suma la componente de ruido blanco gaussiano  $b(t)$ , resultando la expresión analítica para la señal recibida

$$r_R(t) = \{x_R * h_R\}(t) + b(t), \quad (2.32)$$

que al reemplazar por la expresión de la convolución queda

$$r_R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x_R(\tau) h_R(t - \tau) d\tau + b(t), \quad (2.33)$$

y utilizando la Ecuación (2.31) se simplifica a

$$\begin{aligned} r_R(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} x_R(\tau) \sum_{n=1}^N a_n \delta(t - \tau - \tau_n) d\tau + b(t) \\ &= \sum_{n=1}^N a_n x_R(t - \tau_n) + b(t). \end{aligned} \quad (2.34)$$

Notar que para el caso del canal AWGN se tiene que  $N = 1$  y  $a_1 = 1$ . En el esquema planteado, la señal  $r_R(t)$  ingresa al receptor pasando por un filtro pasabanda de frecuencia central  $f_c$  y ancho de banda tal que las contribuciones de la señal  $x_R(t - \tau_i)$  no

se ven modificadas. Por esta razón, la señal a la entrada del receptor es de la forma

$$y_R(t) = \sum_{n=1}^N a_n x_R(t - \tau_n) + n_R(t), \quad (2.35)$$

donde  $n_R(t)$  es el ruido pasabanda, que en este caso para simplificar los cálculos es expresado como

$$n_R(t) = n_I(t) \cos(2\pi(f_c + \Delta f)t - \phi_R) + n_Q(t) \sin(2\pi(f_c + \Delta f)t + \phi_R), \quad (2.36)$$

de modo tal que la contribución de ruido cuando sea llevado a banda base no se vea modificada con respecto a la situación de sincronismo ideal analizada previamente. En este modelo se tuvo en cuenta el apartamiento de frecuencia,  $\Delta f$ , y fase,  $\phi_R$ , del oscilador local del receptor respecto de la señal de portadora de la señal modulada.

Para evaluar el efecto que tienen las imperfecciones se desea obtener la envolvente compleja a la salida del demodulador en cuadratura. Entonces, como cálculo intermedio, se analiza el paso de cada uno de los caminos de señal por las ramas en fase y en cuadratura. Para la rama en fase se tiene que

$$\begin{aligned} x_R(t - \tau_n) \cos(2\pi(f_c + \Delta f)t + \phi_R) &= 2x_I(t - \tau_n) \cos(2\pi f_c(t - \tau_n)) \cos(2\pi(f_c + \Delta f)t + \phi_R) \\ &\quad + 2x_Q(t - \tau_n) \sin(2\pi f_c(t - \tau_n)) \cos(2\pi(f_c + \Delta f)t + \phi_R) \\ &= x_I(t - \tau_n) \cos(2\pi(2f_c + \Delta f)t - 2\pi f_c \tau_n + \phi_R) \\ &\quad + x_I(t - \tau_n) \cos(2\pi \Delta f t + 2\pi f_c \tau_n + \phi_R) \\ &\quad + x_Q(t - \tau_n) \sin(2\pi(2f_c + \Delta f)t - 2\pi f_c \tau_n + \phi_R) \\ &\quad - x_Q(t - \tau_n) \sin(2\pi \Delta f t + 2\pi f_c \tau_n + \phi_R), \end{aligned} \quad (2.37)$$

y de forma análoga para la rama en cuadratura se tiene que

$$\begin{aligned} x_R(t - \tau_n) \sin(2\pi(f_c + \Delta f)t + \phi_R) &= 2x_I(t - \tau_n) \cos(2\pi f_c(t - \tau_n)) \sin(2\pi(f_c + \Delta f)t + \phi_R) \\ &\quad + 2x_Q(t - \tau_n) \sin(2\pi f_c(t - \tau_n)) \sin(2\pi(f_c + \Delta f)t + \phi_R) \\ &= x_I(t - \tau_n) \sin(2\pi(2f_c + \Delta f)t - 2\pi f_c \tau_n + \phi_R) \\ &\quad + x_I(t - \tau_n) \sin(2\pi \Delta f t + 2\pi f_c \tau_n + \phi_R) \\ &\quad + x_Q(t - \tau_n) \cos(2\pi(2f_c + \Delta f)t - 2\pi f_c \tau_n + \phi_R) \\ &\quad - x_Q(t - \tau_n) \cos(2\pi \Delta f t + 2\pi f_c \tau_n + \phi_R). \end{aligned} \quad (2.38)$$

Luego, a partir de las Ecuaciones (2.37) y (2.38), a salida de los filtros pasabajos de

las ramas en fase y cuadratura se obtienen, respectivamente

$$\begin{aligned} y_I(t) &= \sum_{n=1}^N a_n [x_I(t - \tau_n) \cos(2\pi\Delta ft + \phi_n) - x_Q(t - \tau_n) \sin(2\pi\Delta ft + \phi_n)] + n_I(t) \\ y_Q(t) &= \sum_{n=1}^N a_n [x_I(t - \tau_n) \sin(2\pi\Delta ft + \phi_n) + x_Q(t - \tau_n) \cos(2\pi\Delta ft + \phi_n)] + n_Q(t), \end{aligned} \quad (2.39)$$

donde  $\phi_n = 2\pi f_c \tau_n + \phi_R$ .

Estos resultados se pueden compactar haciendo uso de la envolvente compleja asociada a  $y_R(t)$  la cual está dada por

$$\begin{aligned} y(t) &= y_I(t) + jy_Q(t) \\ &= \sum_{n=1}^N a_n x(t - \tau_n) e^{j2\pi\Delta ft + j\phi_n} + n(t) \\ &= e^{j2\pi\Delta ft} \sum_{n=1}^N \alpha_n x(t - \tau_n) + n(t), \end{aligned} \quad (2.40)$$

siendo  $\alpha_n = a_n e^{j\phi_n}$ , y  $x(t) = x_I(t) + jx_Q(t)$  y  $n(t) = n_I(t) + jn_Q(t)$  las envolventes complejas de la señal  $x(t)$  y del ruido  $n(t)$ .

El siguiente paso consiste en discretizar el canal de tiempo continuo para obtener un modelo a tiempo discreto. Tomando las ideas propuestas en [22], se considera que la señal  $x(t)$  posee ancho de banda  $W$ , entonces de acuerdo con lo que establece el Teorema del Muestreo [23] se puede representar como

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] \operatorname{sinc}\left(\frac{t - kT_s}{T_s}\right), \quad (2.41)$$

donde  $T_s = 1/f_s$  es el tiempo de muestreo, siendo  $f_s > 2W$  la frecuencia de muestreo y  $x[k] = x(kT_s)$ .

Reemplazando la Ecuación (2.41) en (2.40) resulta

$$\begin{aligned} y(t) &= e^{j2\pi\Delta ft} \sum_{n=1}^N \alpha_n \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] \operatorname{sinc}\left(\frac{t - \tau_n - kT_s}{T_s}\right) + n(t) \\ &= e^{j2\pi\Delta ft} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] \sum_{n=1}^N \alpha_n \operatorname{sinc}\left(\frac{t - \tau_n - kT_s}{T_s}\right) + n(t), \end{aligned} \quad (2.42)$$



que cuando se la muestrea cada  $T_s$  se obtiene

$$y[m] = e^{j2\pi\Delta f m T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] \sum_{n=1}^N \alpha_n \text{sinc} \left( \frac{(m-k)T_s - \tau_n}{T_s} \right) + n[m]. \quad (2.43)$$

Luego, haciendo el cambio de variables  $l = m - k$  se llega a la expresión final para la envolvente compleja de la señal recibida

$$\begin{aligned} y[m] &= e^{j2\pi\Delta f m T_s} \sum_{l=-\infty}^{\infty} x[m-l] \sum_{n=1}^N \alpha_n \text{sinc} (l - \tau_n/T_s) + n[m] \\ &= e^{j2\pi\Delta f m T_s} \sum_{l=-\infty}^{\infty} h[l] x[m-l] + n[m], \end{aligned} \quad (2.44)$$

donde

$$h[l] = \sum_{n=1}^N \alpha_n \text{sinc} (l - \tau_n/T_s), \quad (2.45)$$

es la respuesta impulsional del modelo de canal discreto.

Notar que  $y[m]$  dada por la expresión de la Ecuación (2.44) es la señal que entra a la FFT en el caso que los efectos degradantes no sean compensados. Vale remarcar que formalmente se debe eliminar el intervalo de guarda previo a realizar la FFT.

Con el objetivo de analizar el impacto de los efectos degradantes del canal y de los errores de sincronismo el siguiente paso es evaluar la FFT de  $y[m]$  [24]. Partiendo del cálculo de la TFTD, haciendo uso de la Ecuación (2.44) resulta

$$\begin{aligned} Y(e^{j2\pi s}) &= \sum_{m=0}^{M-1} y[m] e^{-j2\pi m s} \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} h[l] x[m-l] e^{-j2\pi m(s-\Delta f T_s)} + N(e^{j2\pi s}) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} h[l] \sum_{m=0}^{M-1} x[m-l] e^{-j2\pi m(s-\Delta f T_s)} + N(e^{j2\pi s}), \end{aligned} \quad (2.46)$$

donde  $L$  es el número de retardos del canal y  $N(e^{j2\pi s})$  es la TFTD de  $n[m]$ . Reempla-

zando la Ecuación (2.28) en (2.46) se obtiene

$$\begin{aligned}
Y(e^{j2\pi s}) &= \sum_{l=0}^{L-1} h[l] \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=-K}^K c_i e^{j\frac{2\pi i(m-l)}{M}} e^{-j2\pi m(s-\Delta fTs)} + N(e^{j2\pi s}) \\
&= \sum_{i=-K}^K c_i \sum_{l=0}^{L-1} h[l] e^{-j\frac{2\pi li}{M}} \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j2\pi(s-\Delta fTs-i/M)m} + N(e^{j2\pi s}) \\
&= \sum_{i=-K}^K c_i H[i] e^{-j\pi(s-\Delta fTs-i/M)(M-1)} \frac{\text{sen}(M\pi(s-\Delta fTs-i/M))}{\text{sen}(\pi(s-\Delta fTs-i/M))} + N(e^{j2\pi s}),
\end{aligned} \tag{2.47}$$

donde

$$H[i] = \sum_{l=0}^{L-1} h[l] e^{-j\frac{2\pi li}{M}}. \tag{2.48}$$

A partir de la Ecuación (2.47) la TDF de  $y[m]$  resulta

$$Y[k] = \sum_{i=-K}^K c_i H[i] e^{-j\pi((k-i)/M-\Delta fTs)(M-1)} \frac{\text{sen}(M\pi((k-i)/M-\Delta fTs))}{\text{sen}(\pi((k-i)/M-\Delta fTs))} + N(e^{j2\pi k/M}). \tag{2.49}$$

Las diferencias entre las frecuencias de los osciladores dan como resultado un desplazamiento del espectro de la señal recibida en el dominio de la frecuencia. Cuando el error de frecuencia  $\Delta f$  es una fracción de la separación entre subportadoras  $f_s/M$ , es decir  $\Delta f = \xi f_s/M$  con  $0 < \xi < 1$ , entonces la Ecuación (2.49) se reduce a

$$\begin{aligned}
Y[k] &= c_k H[k] e^{j\pi\xi \frac{M-1}{M}} \frac{\text{sen}(M\pi\xi)}{\text{sen}(\pi\xi)} + \dots \\
&+ \sum_{i=-K, i \neq k}^K c_i H[i] e^{-j\pi((k-i)/M-\xi)(M-1)} \frac{\text{sen}(M\pi((k-i)/M-\xi))}{\text{sen}(\pi((k-i)/M-\xi))} + N(e^{j2\pi k/M}).
\end{aligned} \tag{2.50}$$

En primer término de la Ecuación (2.50) es el deseado, sin embargo en estas condiciones sufre una atenuación debido al efecto combinado del canal y del error de sincronismo. El segundo término corresponde a componentes de otras subportadoras que interfieren con la componente de la subportadora deseada. Este efecto se conoce como interferencia entre portadoras (ICI por sus siglas en inglés) y muestra la pérdida de su ortogonalidad mutua, lo que deteriora la tasa de error de bit del sistema.

Por otro lado, si el error de frecuencia es un múltiplo entero  $\kappa$  de la separación entre subportadoras  $f_s/M$ , entonces las subportadoras recibidas en el dominio de la

frecuencia se desplazan en  $\Delta f = \kappa f_s/M$  con  $\kappa = \dots - 1, 0, 1, \dots$ . Las subportadoras siguen siendo mutuamente ortogonales, pero las coordenadas de los datos recibidos, que se asignaron a la subportadoras OFDM en el transmisor, se encuentran en posiciones incorrectas a la salida del bloque FFT en el demodulador como se indica en la siguiente expresión obtenida de evaluar la Ecuación (2.49) en la situación descripta

$$Y[k] = c_{k-\kappa} H[k-\kappa] M e^{j\pi\kappa\frac{M-1}{M}} + N(e^{j2\pi k/M}). \quad (2.51)$$

La Ecuación (2.51) muestra que el error de frecuencia es un múltiplo entero de la separación entre subportadoras se produce un desplazamiento en el índice de la subportadora, además de un desplazamiento en la fase de la coordenada de subportadora. Cuando este efecto no se corrige la tasa de error de bits tiende a 0,5. Finalmente, en el caso más general, cuando el error de frecuencia es una combinación de ambas situaciones, es decir  $\Delta f = (\kappa + \xi)f_s/M$  con  $0 < \xi < 1$  y  $\kappa = \dots - 1, 0, 1, \dots$  entonces la expresión de  $Y[k]$  es una combinación de las Ecuaciones (2.50) y (2.51) [24].

## 2.5. Error de sincronismo temporal

En general en la implementación del receptor las etapas de sincronismo tanto en tiempo como en frecuencia se realizan una vez que se tiene la señal muestreada, es decir, al nivel de muestras, y no se realimenta ninguna corrección a la etapa de digitalización. Por tanto, resulta en general difícil asegurar que la señal será muestreada exactamente en lo que se definió como el instante inicial en el transmisor.

Para tener una idea de cómo afecta errores sobre la base de tiempo se puede hacer un análisis de que ocurre con la señal cuando no se muestrea la señal exactamente en el instante que comienza. Sea  $x[m]$  dada por la Ecuación (2.28) la secuencia que se obtiene cuando se muestrea la envolvente compleja de la señal OFDM  $x(t)$  cada  $T_s$  en condiciones ideales, es decir  $x[m] = x(mT_s)$ , tal que su FFT resulta  $X[k] = Mc_k$  para  $k = -K, \dots, K$  como indica la Ecuación (2.30).

Para tener en cuenta este efecto se puede pensar que  $y[m]$  en la Figura 2.5, sin considerar el ruido, es el resultado de muestrear  $x(t)$  desplazada un error de tiempo  $\Delta t$ , es decir  $y[m] = x(mT_s + \Delta t)$ . Luego, si  $X(f)$  es la transformada de Fourier de  $x(t)$ , entonces la transformada de Fourier de  $x(t + \Delta t)$  resulta  $X(f)e^{-j2\pi f\Delta t}$  [23]. Por lo tanto, si se muestrea lo suficientemente rápido de acuerdo a lo que establece el teorema de muestreo, a partir de la relación que existe entre los espectros de la señal analógica

y de la señal digital, la TDF de  $y[m]$  es de la forma

$$\begin{aligned} Y[k] &= \frac{1}{T_s} X(kf_s) e^{-j2\pi kf_s \Delta t} \quad k = -K, \dots, K \\ &= M c_k e^{-j2\pi kf_s \Delta t} \quad k = -K, \dots, K. \end{aligned} \quad (2.52)$$

La Ecuación (2.52) es válida cuando el error  $\Delta t$  es pequeño, es decir es una fracción del tiempo de muestreo y no ingresa una muestra que no corresponde al símbolo OFDM que se desea analizar. En estas condiciones, lo que se observa es que ese error produce una rotación de las constelaciones de cada subportadora y que esa rotación de fase  $2\pi kf_s \Delta t$  es función de la frecuencia, es decir que será diferente para cada subportadora  $kf_s$  con  $k = -K, \dots, K$ . Es importante notar que el efecto de un desplazamiento temporal dentro del intervalo de guarda involucra solamente el símbolo de la portadora  $k$ , entonces la compensación de dicho efecto puede realizarse junto con la ecualización de canal.

Cuando  $\Delta t$  es mayor, de modo que en la etapa de cálculo de la FFT el error de sincronismo temporal lleve a tomar muestras más allá de un único símbolo OFDM el efecto dependerá de si el mismo ocurra hacia adelante o hacia atrás, debido a que en el primer caso se toman muestras de la guarda, que es una extensión periódica del símbolo considerado, mientras que en la segunda situación al momento de la FFT se tomarán muestras del siguiente símbolo OFDM. Las diferentes situaciones serán estudiadas en el Capítulo 3 por medio de simulaciones numéricas.

## 2.6. Conclusiones

Este capítulo ha proporcionado una descripción exhaustiva de las características esenciales de la norma IEEE 802.11a, centrándose en la estructura de las señales utilizadas para facilitar la transmisión y recepción de datos. Se han establecido los conceptos y términos necesarios para analizar y comprender los efectos que el canal de RF introduce en la calidad de la transmisión de datos.

Además, se ha investigado el impacto de las diferencias entre los osciladores del transmisor y el receptor y el efecto del canal sobre el rendimiento del sistema, a través de desarrollos analíticos. Con estas definiciones y análisis en su lugar, se está en una posición sólida para emprender un examen en profundidad de cómo estas perturbaciones afectan el desempeño en el contexto de un canal de comunicaciones.

Este análisis tiene el potencial de arrojar luz sobre cuestiones críticas relacionadas con la calidad de la transmisión y la robustez de las señales en sistemas que se adhieren a la norma IEEE 802.11a. Al comprender mejor estos factores y su influencia en la comunicación inalámbrica, se está preparado para desarrollar estrategias de mitigación,

---

optimización y diseño de sistemas que puedan superar estos desafíos. En el próximo capítulo se abordarán análisis análogos pero con un enfoque numérico por medio de simulaciones.



# Capítulo 3

## Desempeño del sistema con OFDM

*“Si cerráis la puerta a todos los errores, también la verdad se quedará fuera.”*

— Rabindranath Tagore

Este capítulo se adentra en el análisis del efecto de los errores de sincronismo temporal y en frecuencia sobre la probabilidad de error de bit en la recepción del símbolo OFDM en presencia de ruido. El estudio se lleva a cabo por medio de simulaciones numéricas y los resultados se comparan con los obtenidos analíticamente en el capítulo previo. El enfoque de este análisis se centra en comprender cómo estos desplazamientos, tanto en el dominio temporal como en el de frecuencia, afectan la capacidad del receptor para demodular correctamente los símbolos OFDM y, en última instancia, impactan sobre recuperación de los datos.

Por un lado, se presentan resultados cualitativos, que permiten ver cómo se ven afectadas las constelaciones frente a las diferentes perturbaciones. Por otro lado, se presentan resultados de simulaciones y análisis cuantitativos. Estos últimos ofrecen una visión más clara de cómo la magnitud y la naturaleza de los desplazamientos afectan la probabilidad de error de bit.

### 3.1. Probabilidad de error en función de la SNR

El primer análisis consiste en estimar la probabilidad de error en el sistema OFDM descrito por la norma IEEE 802.11a en función de la relación potencia de señal a potencia de ruido (SNR, por sus siglas en inglés). Para ello, se trabajará sobre la recepción y demodulación del campo SIGNAL, el cual emplea modulación BPSK en cada subportadora. La simulación se realiza sobre la envolvente compleja de la señal OFDM, lo cual implica la generación sintética de las formas de onda de la señal en banda base a partir de la estructura descrita en la Sección 2.1. Para ello se generaron

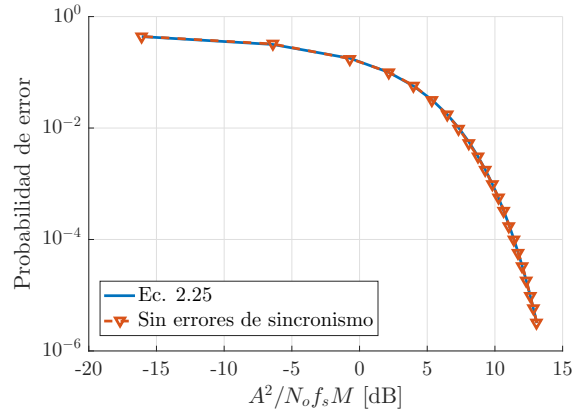
los bits de fuente correspondientes a todas las posibles combinaciones de los campos RATE, detallados en la Tabla 2.2, y del campo LENGTH, y con ellos se siguieron los pasos para la generación de la forma de onda descritos en la Sección 2.1.1 y que se resumen en la Figura 2.2 hasta el modulador en cuadratura, es decir: codificación de canal, entrelazado, mapeo de subportadoras con la inclusión de los tonos pilotos, cálculo de la IFFT e inclusión de la guarda. Si bien para esta primera simulación no es necesario, teniendo en cuenta las simulaciones que siguen a continuación, la generación de la forma de onda también incluye el preámbulo, el cual se generó siguiendo la descripción sobre el campo PREAMBLE volcada en la Sección 2.1.2.

Para la simulación abordada en esta sección se considera solo el efecto degradante de un canal AWGN con el modelo descrito en la Sección 2.2.1. Por lo tanto, para completar la generación de la señal en el receptor a la parte real y la parte imaginaria de la componente de señal se les suma las componentes en fase y en cuadratura del ruido, respectivamente, con la potencia correspondiente para cada SNR. En esencia, con este procedimiento se genera la secuencia  $y[m]$  de la Figura 2.5. En este proceso al barrido sobre los subcampos RATE y LENGTH que generan todas las formas de onda posibles del campo SIGNAL se les suma diferentes realizaciones del ruido para cumplir en cada caso con el requerimiento de estimar de forma aceptable la probabilidad de error de bit [25]. Para todas las simulaciones mostradas en este trabajo se utiliza 40 MHz como frecuencia de muestreo en banda base y una separación de canal entre subportadoras de 20 MHz.

Una vez generadas las realizaciones de la señal en el receptor se emula la recepción siguiendo los pasos detallados en la Figura 2.5, los cuales involucran remover la guarda, realizar la FFT y finalmente llevar a cabo el proceso de detección para cada subportadora. Luego, conociendo cuáles son los valores de las coordenadas transmitidas para cada subportadora, se realiza la comparación entre lo detectado y lo deseado y se cuentan errores, para finalmente estimar la probabilidad de error de bit como la división entre la cantidad de bits errados y la cantidad de bits totales.

En la Figura 3.1 se presenta la curva de probabilidad de error estimada que surge de promediar los resultados para todas las subportadoras del campo SIGNAL en función de la SNR medida como la relación  $\frac{A^2}{N_0 f_s M}$  obtenida en la Sección 2.2. Además, a los fines comparativos, en la figura se incluye la curva de la expresión analítica correspondiente a la Ecuación (2.27). Los resultados analíticos y simulados presentan una gran correspondencia, esto se observa cualitativamente por el solapamiento que manifiestan las curvas. Por otro lado, el comportamiento resultante es el típico de los sistemas de comunicaciones digitales con canal AWGN, a medida que la SNR aumenta se reduce significativamente la probabilidad de error mientras que cuando ésta toma valores chicos la probabilidad de error tiende a 0,5 a medida que la SNR decrece. Por lo tanto, esta simulación permite validar los desarrollos analíticos y el resultado obtenido será





**Figura 3.1:** Probabilidad de error de bit para un sistema que emplea OFDM con modulación BPSK en las subportadoras y modelo de canal AWGN.

utilizado como referencia en las instancias siguientes en las que se estudien otros efectos degradantes.

## 3.2. Desempeño frente a errores de sincronismo

En esta sección se presentan los resultados de un estudio realizado por medio de simulaciones numéricas que permite analizar los efectos que provocan los errores de sincronismo temporal y en frecuencia sobre el desempeño de un esquema de modulación que emplea OFDM con modulación BPSK en las subportadoras. El análisis se divide en dos partes, una cualitativa y otra cuantitativa. En la primera, se realiza la demodulación de la señal contemplando solo los errores de sincronismo sobre la señal OFDM y se observa como se distorsionan las constelaciones sobre las que se debe tomar la decisión en la etapa de detección. Para el estudio cuantitativo, además de los errores de sincronismo se suma ruido a la señal, considerando el modelo AWGN y se repite la experiencia de la sección previa, es decir se evalúa la probabilidad de error de bit en función de la SNR.

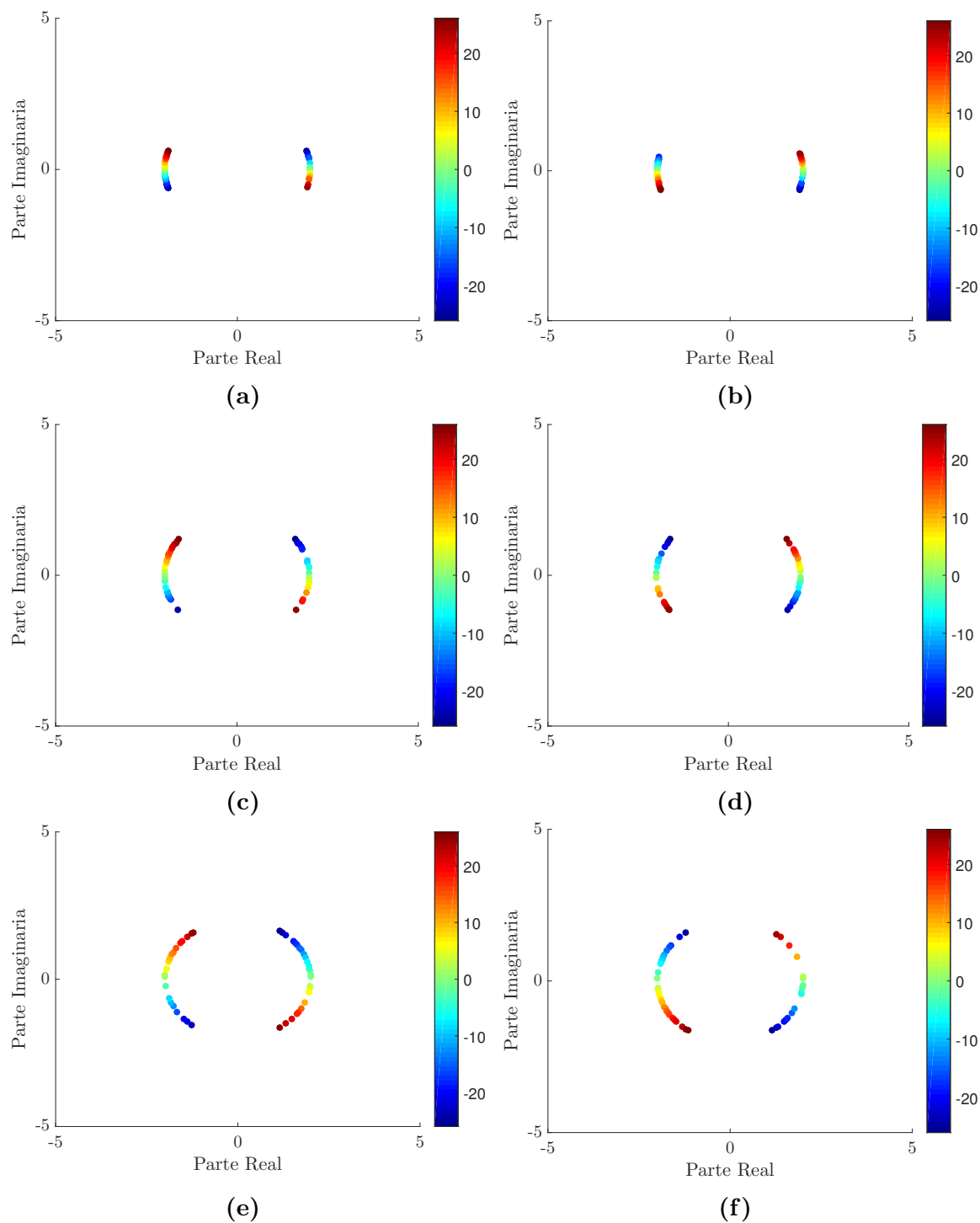
### 3.2.1. Error de sincronismo temporal

Para analizar los efectos de los errores de sincronismo temporal, en primera instancia se considera la situación analizada en la Sección 2.5, donde la secuencia a la entrada de la etapa de la FFT es una versión desplazada en  $\Delta t$  de la señal correspondiente al símbolo OFDM bajo prueba. Se generaron realizaciones de la secuencia  $y[m]$ , para distintos valores de los campos RATE y LENGTH, sin ruido y se contemplaron distintos valores de  $\Delta t$ :  $-0,75T_s$ ;  $-0,5T_s$ ;  $-0,25T_s$ ;  $0,25T_s$ ;  $0,5T_s$ ; y  $0,75T_s$ . Luego, se removió la guarda, se evaluó la FFT y se descartaron los tonos piloto. En la Figura 3.2 se muestran las constelaciones correspondientes a las distintas subportadoras, resultantes en el

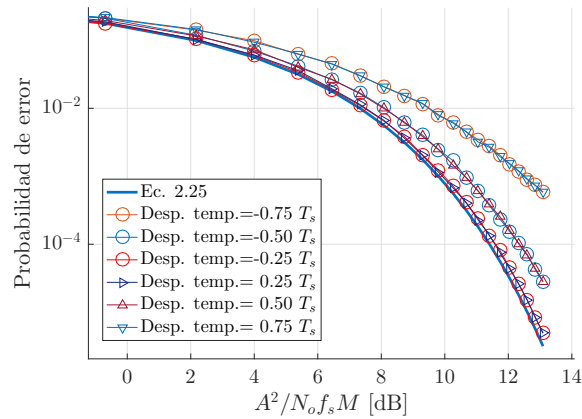
receptor en la etapa previa al bloque que realiza la detección. Cabe remarcar que las coordenadas correspondientes a cada subportadora se distinguen con colores diferentes, donde los colores cálidos corresponden a subportadoras de frecuencias positivas y los colores fríos corresponden a subportadoras de frecuencias negativas.

Teniendo en cuenta que se trata del símbolo OFDM correspondiente al campo SIGNAL, la modulación en cada subportadora es BPSK. Por lo tanto, en condiciones ideales se espera que las coordenadas solo tomen dos valores reales y antipodales,  $-A$  y  $A$ . Sin embargo, cuando  $\Delta t \neq 0$  se observa que existe una rotación de la constelación correspondiente a cada subportadora y que dicha rotación no es igual para cada subportadora sino que el ángulo de rotación es función de la frecuencia, incrementándose cuando mayor es el módulo de la frecuencia de la subportadora, siendo las subportadoras en los extremos las más afectadas. Asimismo, comparando los distintos gráficos de la Figura 3.2, se observa que el ángulo de rotación también se incrementa a medida que aumenta el módulo del error temporal  $\Delta t$ . El efecto de adelanto o atraso en el error temporal únicamente cambia de signo el aporte de fase. Estos resultados se condicen con lo obtenido de forma analítica en la Ecuación (2.52). Teniendo en cuenta que la frontera de decisión es el eje de las ordenadas, el comportamiento descrito indica que ante la presencia de ruido los errores temporales afectarán de manera diferente a cada subportadora llevando a mayores errores de bit a las de mayor frecuencia, debido a que sus coordenadas se encuentran más próximas a la frontera de decisión.

En pos de estudiar la degradación de forma cuantitativa, se repite la simulación de la situación previa, es decir considerando el canal AWGN, pero incluyendo el error temporal  $\Delta t$  y se estima la probabilidad de error de bit, para esto se toman todos los bits transmitidos por todas las subportadoras que codifican información. Se contemplaron los mismos valores de  $\Delta t$  que para el análisis de las constelaciones. En la Figura 3.3 se presentan los resultados obtenidos y se incluye la curva de probabilidad de error para el caso ideal en el que  $\Delta t = 0$  s. Los resultados muestran que para un dado valor de SNR, cuando  $\Delta t$  es distinto de cero se incrementa la probabilidad de error de bit respecto del caso  $\Delta t = 0$  s. Asimismo, a medida que el módulo de  $\Delta t$  aumenta mayor es la degradación del sistema, lo cual se corresponde con lo que se observaba en el análisis de las constelaciones.

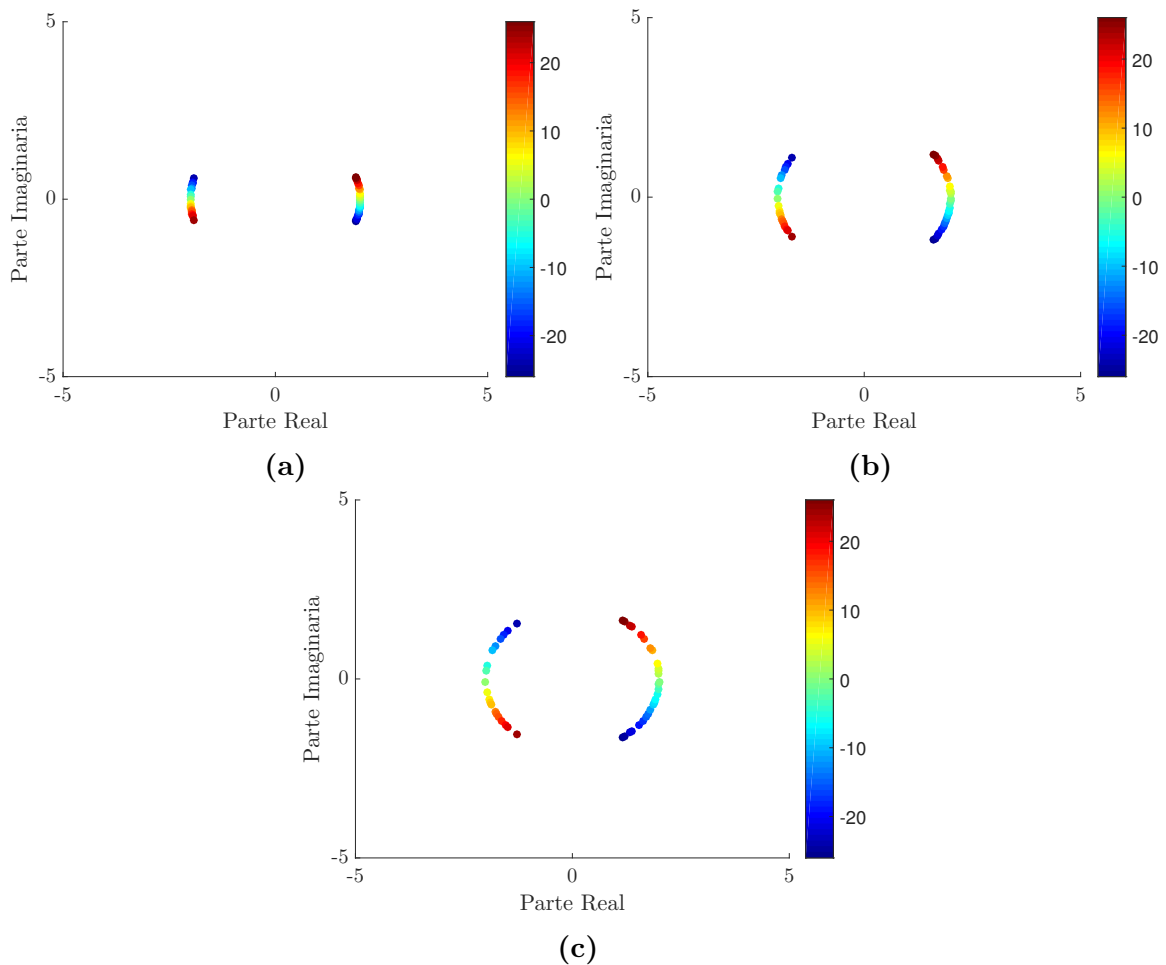


**Figura 3.2:** Gráficos de las constelaciones de las distintas subportadoras del campo SIGNAL en el receptor cuando existe un error temporal  $\Delta t$  igual a (a)  $-0,25T_s$ ; (b)  $0,25T_s$ ; (c)  $-0,5T_s$ ; (d)  $0,5T_s$ ; (e)  $-0,75T_s$ ; y (f)  $0,75T_s$ .



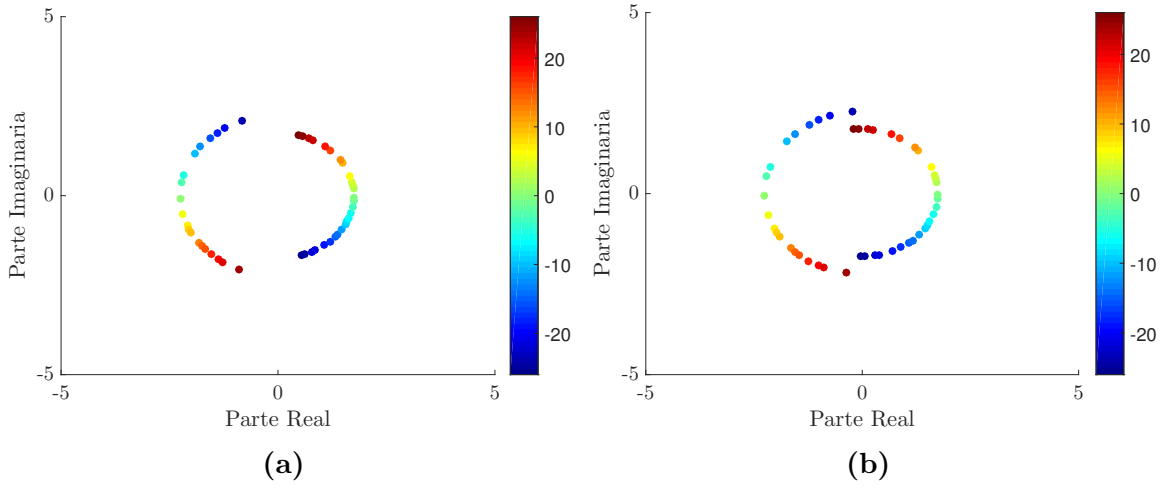
**Figura 3.3:** Probabilidad de error de bit para un sistema que emplea OFDM con modulación BPSK en las subportadoras, con error temporal  $\Delta t$  y modelo de canal AWGN.

Si al análisis anterior se le suma el efecto de tomar muestras que contengan aporte del primer símbolo OFDM correspondiente al campo DATA, se obtienen los resultados mostrados en la Figura 3.4. Para poder realizar este análisis se consideró un campo DATA con modulación BPSK y una distribución plana de bits de fuente.



**Figura 3.4:** Gráficos de las constelaciones de las distintas subportadoras del campo SIGNAL en el receptor cuando existe un error temporal  $\Delta t$  igual a (a)  $0,25T_s$ ; (b)  $0,5T_s$ ; y (c)  $0,75T_s$ .

Extendiendo el error de sincronismo temporal por valores mayores a una muestra se tienen los resultados mostrados en la Figura 3.5.



**Figura 3.5:** Gráficos de las constelaciones de las distintas subportadoras del campo SIGNAL en el receptor cuando existe un error temporal  $\Delta t$  igual a (a)  $T_s$ ; y (b)  $1,25T_s$ .

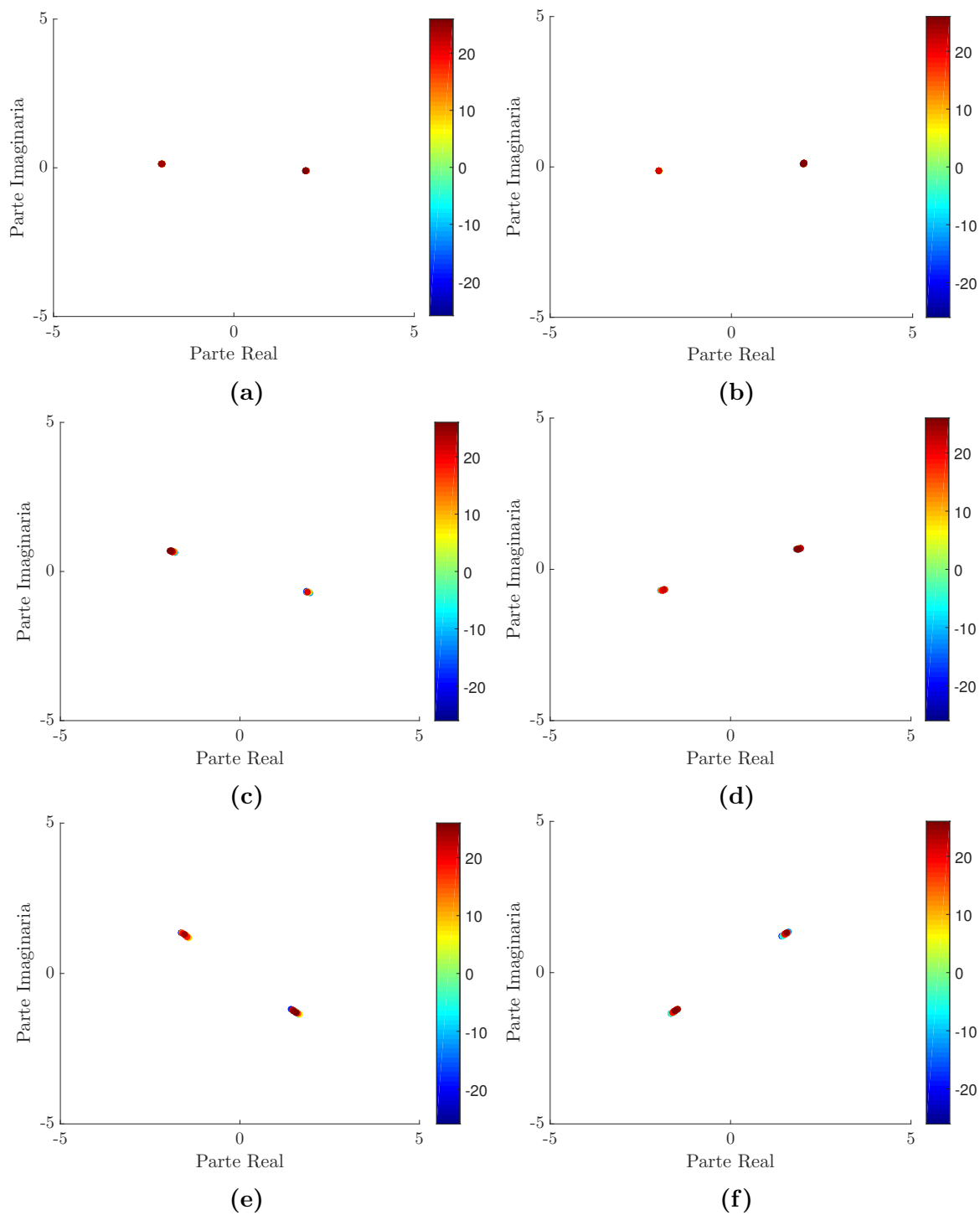
### 3.2.2. Error de sincronismo en frecuencia

Continuando con el análisis en esta sección se considera el efecto del error de sincronismo de frecuencia. Para ello, se genera la secuencia en el receptor  $y[m]$  con error de frecuencia  $\Delta f$  siguiendo la Ecuación (2.44) pero con  $h[l] = \delta[l]$  y sin ruido. En primera instancia  $y[m]$  es pasada por la etapa de remoción de la guarda y cálculo de FFT, de modo de visualizar las coordenadas de las subportadoras. Este procedimiento se repite generando varias realizaciones del campo SIGNAL, barriendo distintos valores del error de frecuencia  $\Delta f$ :  $\pm 500$  Hz;  $\pm 3$  kHz;  $\pm 6$  kHz;  $\pm 9$  kHz;  $\pm 15$  kHz; y  $\pm 20$  kHz.

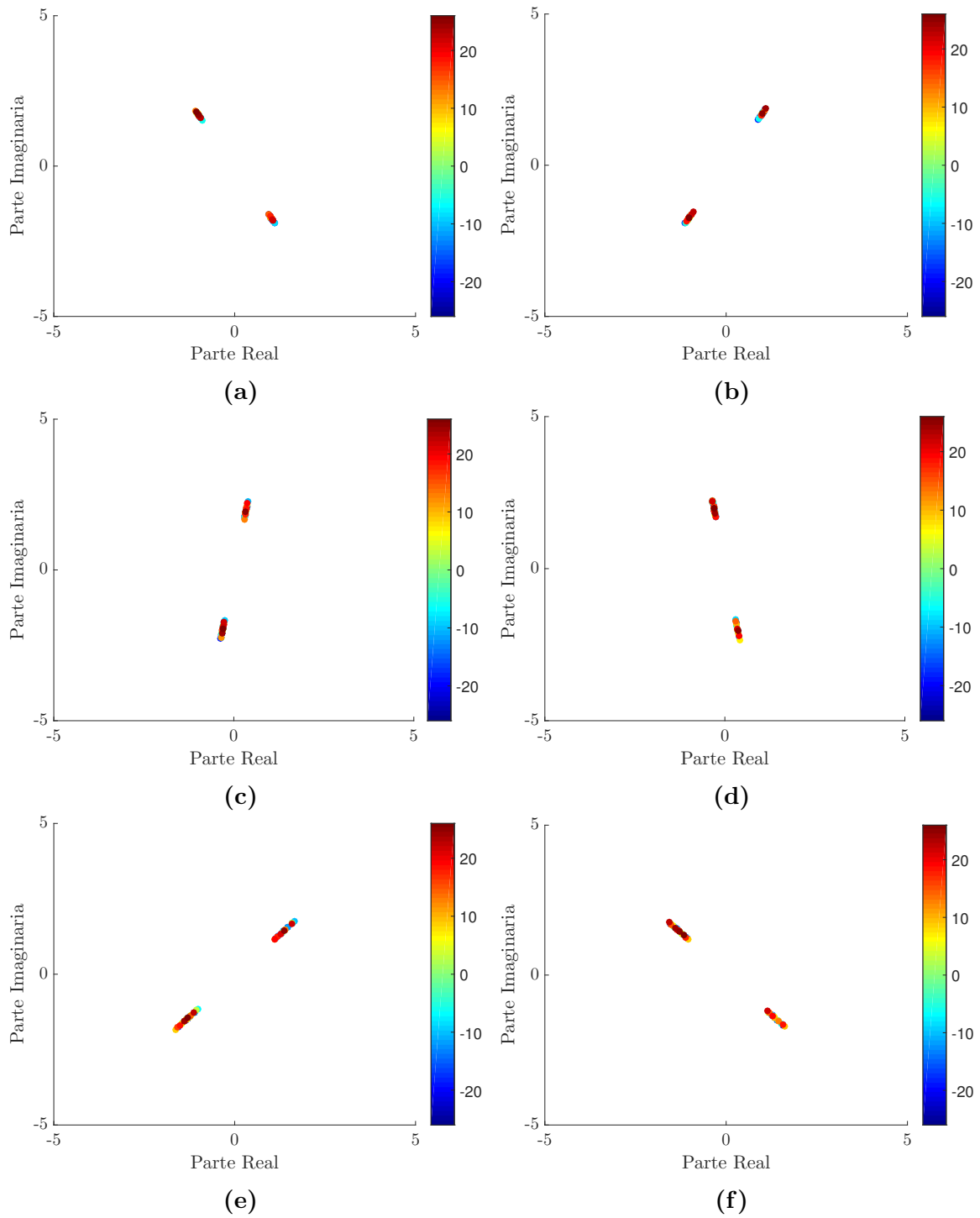
En las Figuras 3.6 y 3.7 se muestran las constelaciones correspondientes a las distintas subportadoras, resultantes en el receptor en la etapa previa al bloque que realiza la detección. Se mantiene la misma convención de colores para las coordenadas correspondientes a cada subportadora. El efecto del error de frecuencia en el oscilador con el cual se lleva la señal a banda base se manifiesta como una rotación de la constelación correspondiente a cada subportadora, además de una disminución de la magnitud de las mismas. Se observa que el ángulo de rotación de las constelaciones es el mismo para todas las constelaciones, mientras que la disminución en la magnitud de las coordenadas varía de subportadora a subportadora. Los efectos descritos se corresponden con lo que indica la Ecuación (2.50), lo que valida los resultados obtenidos. Por otro lado, cuando aumenta el error de sincronismo en frecuencia se observa cómo esos efectos se acentúan llevando a las coordenadas a cercanías de la frontera de decisión.

En una segunda instancia se repitió la experiencia de evaluar a la probabilidad de error de bit considerando el canal AWGN, pero incluyendo el error en frecuencia

$\Delta f$ . Se contemplaron los mismos valores de  $\Delta f$  que para el análisis cualitativo de las constelaciones. En la Figura 3.8 se presentan los resultados obtenidos y se incluye la curva de probabilidad de error para el caso ideal en el que  $\Delta f = 0$  Hz. Los resultados muestran que cuando el módulo de  $\Delta f$  toma valores pequeños la probabilidad de error de bit para cada valor de SNR aproxima a la probabilidad de error de bit del caso ideal. Luego, a medida que la magnitud de  $\Delta f$  se incrementa las curvas de probabilidad de error de bit se apartan del caso ideal, tomando valores mayores. Este comportamiento es esperable, debido a que como se observó en el análisis de las coordenadas se acercan a la frontera de decisión a medida que  $\Delta f$  aumenta, lo que favorece la existencia de errores ante la presencia de ruido. Por último, si bien los valores de  $\Delta f$  considerados se encuentran por debajo de la separación de frecuencia entre subportadoras (que en este caso es de 0,3125 MHz [17]), cuando  $\Delta f$  toma valores  $\pm 15$  kHz y  $\pm 20$  kHz la probabilidad de error de bit en el rango de SNR considerado toma valores muy elevados.

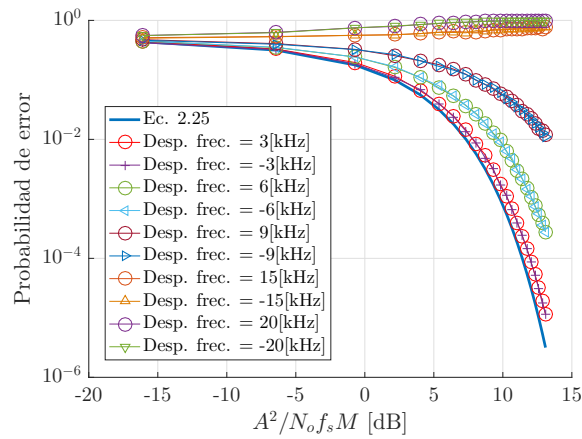


**Figura 3.6:** Gráficos de las constelaciones de las distintas subportadoras del campo SIGNAL en el receptor cuando existe un error de frecuencia  $\Delta f$  igual a (a) 500 Hz; (b) -500 Hz; (c) 3 kHz; (d) -3 kHz; (e) 6 kHz; y (f) -6 kHz.

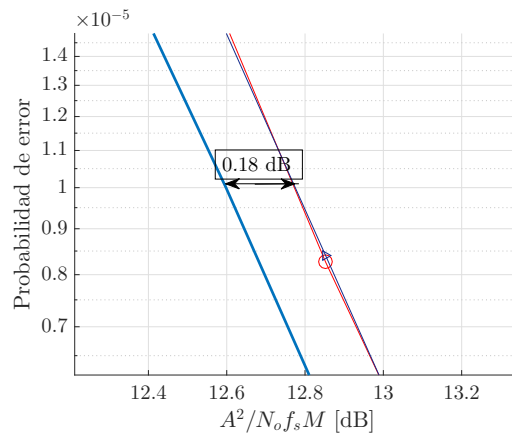


**Figura 3.7:** Gráficos de las constelaciones de las distintas subportadoras del campo SIGNAL en el receptor cuando existe un error de frecuencia  $\Delta f$  igual a (a) 9 kHz; (b) -9 kHz; (c) 15 kHz; (d) -15 kHz; (e) 20 kHz; y (f) -20 kHz.





**Figura 3.8:** Probabilidad de error de bit para un sistema que emplea OFDM con modulación BPSK en las subportadoras, con error en frecuencia  $\Delta f$  y modelo de canal AWGN.



**Figura 3.9:** Ejemplo de cálculo de la penalización por pérdida de sincronismo.

De las curvas de probabilidad de error de bit se puede calcular la penalización por la pérdida de sincronismo. Para esto se debe elegir fijar la probabilidad de error bit y medir la diferencia en SNR que existe entre la curva de probabilidad de error bit en condiciones de sincronismo perfecto respecto de la de probabilidad de error de bit con el error de sincronismo. En la Figura 3.9 se muestra un ejemplo de la penalización para la situación en que existe un error de tiempo  $0,25T_s$ , tomando una probabilidad de error de bit de  $1 \times 10^{-5}$ .

### 3.3. Conclusiones

Este capítulo se realizó un análisis del efecto de los errores de sincronismo temporal y en frecuencia de la recepción del símbolo OFDM sobre el desempeño del sistema en presencia de ruido, tomando como métrica de desempeño a la probabilidad de error de bit. De los resultados mostrados se observa que errores de sincronismo temporal o en frecuencia tienen un fuerte impacto en el desempeño del sistema de modulación que emplea OFDM, debido a que incrementa la probabilidad de error de bit frente

a la presencia de ruido en un canal AWGN. Mitigar el efecto de estas pérdidas es fundamental y requiere implementar sistemas de recuperación de sincronismo. En el siguiente capítulo se analizan alternativas de sistemas de sincronismo y se evalúan sus desempeños. Otro efecto degradante es la propagación de las señales en canales de múltiples caminos, este análisis se realizará en los siguientes capítulos.

# Capítulo 4

## Métodos de sincronismo

*“Si hay varias maneras para realizar la misma tarea, elija sólo una. Tener dos o más formas de hacer lo mismo es buscarse problemas.”*

— Andrew S. Tanenbaum

Este capítulo se centra en el análisis de dos métodos específicos de sincronización: el empleo de un banco de correladores y la correlación con la misma señal, pero con un cierto retraso temporal. El primer método que se aborda es el uso de un banco de correladores. Este enfoque implica la aplicación de múltiples correladores, los cuales tienen un defasaje en frecuencia distinto. El segundo método bajo examen involucra la correlación de la señal recibida con una versión de sí misma, pero con un retraso temporal determinado. Esta técnica explota la autocorrelación de la señal para estimar la sincronización temporal y en frecuencia. A lo largo de este capítulo, se presentarán análisis comparativos detallados de ambos métodos.

### 4.1. Banco de correladores

Teniendo en cuenta que la trama de la señal OFDM definida por el estándar IEEE 802.11a posee el preámbulo descrito en la Sección 2.1.2, se puede utilizar la forma de onda de dicho preámbulo o una parte del mismo como señal de referencia con la cual realizar la correlación con la señal recibida. Luego, el máximo del módulo de dicha correlación indica el instante de inicio de la señal de referencia en la señal recibida. En condiciones ideales, este procedimiento funciona correctamente, sin embargo cuando existe un error de sincronismo de frecuencia la forma de onda del preámbulo en la señal recibida se modifica, lo que produce una degradación. Para analizar este efecto, se parte de la Ecuación (2.44) considerando que el canal tiene un solo coeficiente, es

decir  $h[m] = h_0\delta[m]$ , de modo tal que la expresión de la señal recibida se simplifica a

$$y[m] = e^{j2\pi\Delta f m T_s} h_0 x[m] + n[m]. \quad (4.1)$$

Entonces, si  $s[m]$  es la forma de onda del preámbulo o parte de éste, de largo  $M_s$ , a partir de la Ecuación (4.1) se define la señal de referencia como  $s[m]e^{j2\pi\Delta f_i m T_s}$ , donde  $\Delta f_i$  es un valor de frecuencia a ajustar para tener en cuenta el error de sincronismo de portadora.

Luego, la correlación,  $r[k]$ , de la señal recibida,  $y[m]$ , con la señal de referencia está dada por

$$r[k] = \sum_{m=0}^{M_s-1} s^*[m] e^{-j2\pi\Delta f_i m T_s} y[m+k]. \quad (4.2)$$

Reemplazando la Ecuación (4.1) en (4.2), sin tener en cuenta el término que corresponde al ruido, resulta

$$r[k] = h_0 e^{j2\pi\Delta f k T_s} \sum_{m=0}^{M_s-1} e^{j2\pi(\Delta f - \Delta f_i) m T_s} x[m+k] s^*[m]. \quad (4.3)$$

Sin pérdida de generalidad, se supone que la señal  $s[m]$  en  $x[m]$  comienza en el instante  $k = 0$ , es decir que en ese instante se espera el máximo de la correlación. Entonces, para analizar el efecto del error de frecuencia sobre la correlación en el instante de interés, se evalúa  $r[k]$  en  $k = 0$  con lo que se obtiene

$$r[0] = h_0 \sum_{m=0}^{M_s-1} e^{j2\pi(\Delta f - \Delta f_i) m T_s} x[m] s^*[m], \quad (4.4)$$

siendo  $x[m] = s[m]$  para  $m = 0, \dots, M_s - 1$ , por lo que

$$r[0] = h_0 \sum_{m=0}^{M_s-1} e^{j2\pi(\Delta f - \Delta f_i) m T_s} |s[m]|^2, \quad (4.5)$$

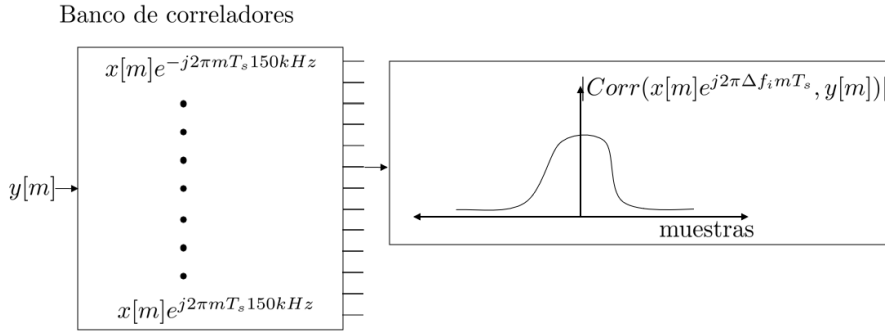
y

$$|r[0]| = |h_0| \left| \sum_{m=0}^{M_s-1} e^{j2\pi(\Delta f - \Delta f_i) m T_s} |s[m]|^2 \right|. \quad (4.6)$$

Se puede demostrar que la Ecuación (4.6) tiene un máximo cuando  $\Delta f_i = \Delta f$ , siendo el valor del máximo  $|h_0|E_s$ , donde  $E_s$  es la energía de  $s[m]$ . En [26] los autores si bien abordan este problema con un enfoque diferente, demuestran que el máximo de la Ecuación (4.6) es el estimador de máxima verosimilitud cuando existe un único camino,

tal como se plantea en este trabajo. Por otro lado, los autores también presentan una variante más general para el modelo de canal de múltiples caminos de propagación de la señal, en la que estiman de manera conjunta los coeficientes del canal y el error de frecuencia.

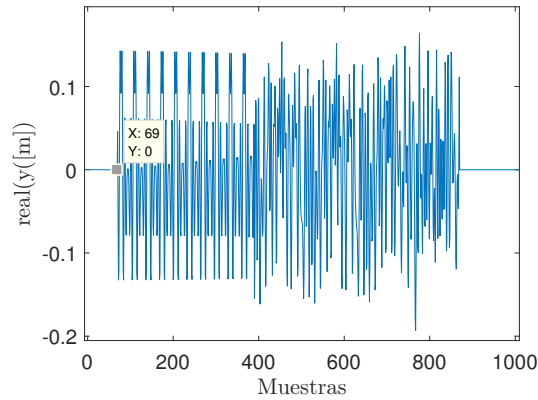
Con las ideas formuladas, uno de los métodos que se pueden implementar para lograr la sincronización temporal y en frecuencia consiste en realizar la correlación de la señal recibida con un conjunto de señales de referencia definidas como el producto de  $s[m]$  por  $e^{j2\pi\Delta f_i m T_s}$  con distintos valores para  $\Delta f_i$ . A cada correlación se le toma el valor absoluto y se busca el máximo en función del tiempo. Finalmente, el máximo de los máximos obtenidos determina el instante de inicio de  $s[m]$  en la señal recibida y el valor de  $\Delta f_i$  utilizado en esa correlación es una aproximación a  $\Delta f$ . A este procedimiento se lo llamará banco de correladores (BC).



**Figura 4.1:** Esquema de estimación utilizando un banco de correladores.

Cada señal de referencia del banco de correladores tendrá un valor diferente para  $\Delta f_i$ , esta discretización de frecuencia tendrá una separación  $\Delta f_{bc}$ . Por otro lado, la separación temporal de las muestras de cada correlación coincide con el tiempo de muestreo,  $T_s$ , de la señal recibida  $y[m]$ . La estimación del desplazamiento temporal,  $\hat{k}_{bc}$ , será el índice donde se encuentra el máximo absoluto de todas las correlaciones calculadas, con esto el estimador es el número de muestra donde comienza el PREAMBLE. El valor de  $\Delta f_i$  del máximo de los máximos se tomará como el estimador del error en frecuencia,  $\hat{f}_{bc}$ .

Para ejemplificar el comportamiento de este método se toma como  $y[m]$  a la señal que se presenta en la Figura 4.2, la cual corresponde al campo PREAMBLE seguida del campo SIGNAL con la estructura establecida por la norma IEEE 802.11a, descrita en la Sección 2.1. La secuencia  $y[m]$  fue generada con un error de frecuencia de 3 kHz y comienza en la muestra 70 del registro. Para esta experiencia no se le suma ruido. Se utiliza un banco de correladores con tres señales de referencia diferentes: la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos, la secuencia de entrenamiento de símbolos largos y el preámbulo entero. Además, con  $\Delta f_i$  se barre las frecuencias en el rango de -150

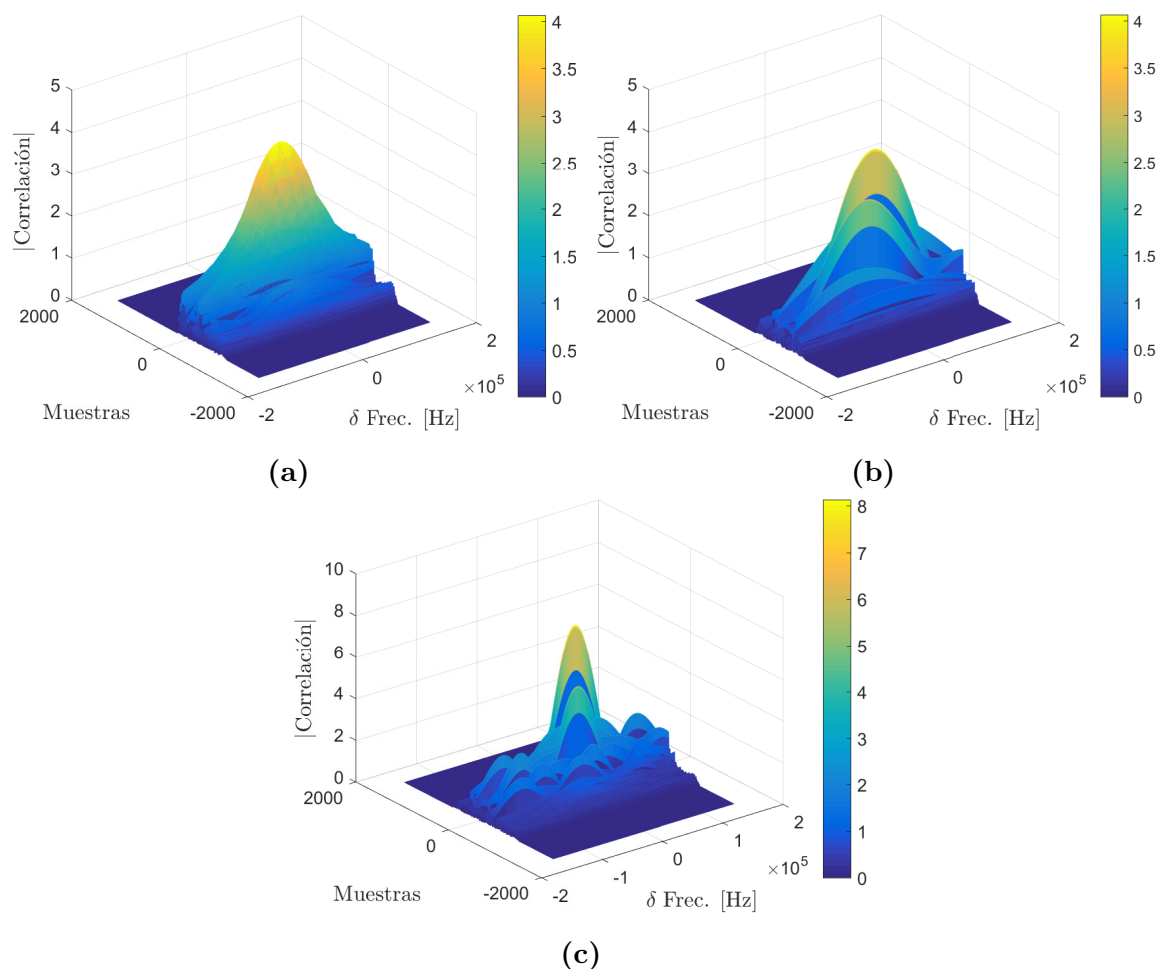


**Figura 4.2:** Parte real de la señal recibida,  $y[m]$ , utilizada como entrada en el método de sincronismo por medio de un banco de correladores.

kHz a 150 kHz con diferentes valores de  $\Delta f_{bc}$ .

En la Figura 4.3 se observan las salidas de los bancos de correladores para las tres señales de referencia, se utiliza una  $\Delta f_{bc} = 500,83 \text{ Hz}$  por lo que el banco de correladores está constituido por 600 señales. Se grafican el módulo de las correlaciones para cada  $\Delta f_i$  en una representación de tres dimensiones. Debido a que no existe ruido, la estimación del error de frecuencia que se obtiene con las tres opciones es la misma,  $\hat{f}_{bc} = 2754,59 \text{ Hz}$ .

En la Figura 4.4 se presentan los módulos de las correlaciones de las tres señales de referencias cuando  $\Delta f_i = 2754,59 \text{ Hz}$ , es decir corresponden a cortes de las figuras previas para  $\Delta f_i = 2754,59 \text{ Hz}$ . La estimación del instante de inicio de la señal también coincide en los tres casos, pero se debe tener en cuenta que la secuencia de entrenamiento de símbolos largos comienza en la segunda mitad del preámbulo; y teniendo en cuenta que la mitad del preámbulo dura  $8 \mu\text{s}$ , y que la tasa de muestreo utilizada es de 40 MHz, esto corresponde a 320 muestras a partir del inicio del preámbulo. Observando la Figura 4.4a  $\hat{k}_{bc} = 70$ , para la Figura 4.3b  $\hat{k}_{bc} = 70 + 320$  y en la Figura 4.3c  $\hat{k}_{bc} = 70$ , si se realizan las compensaciones correspondientes la estimación del instante de inicio es la muestra 70 para las tres señales de referencia. Por otro lado, se observa que al utilizar como señal de referencia el preámbulo completo el máximo es mayor, lo cual se debe a que la energía de esta señal de referencia es el doble que las de las demás. Además, al incluir la secuencia de entrenamiento de símbolos largos en la señal de referencia, Figuras 4.4b y 4.4c, el módulo de la correlación en los instantes aledaños al máximo presenta valores significativamente menores al máximo, con respecto al comportamiento que muestra la correlación cuando se emplea la secuencia de símbolos cortos de entrenamiento, Figura 4.4a. Esto es consecuencia de la diferencia de los períodos de las señales que componen cada secuencia de entrenamiento. Debido al comportamiento descrito, es esperable que utilizar el preámbulo completo como señal de referencia en el banco de correladores tenga mejor desempeño frente al ruido que

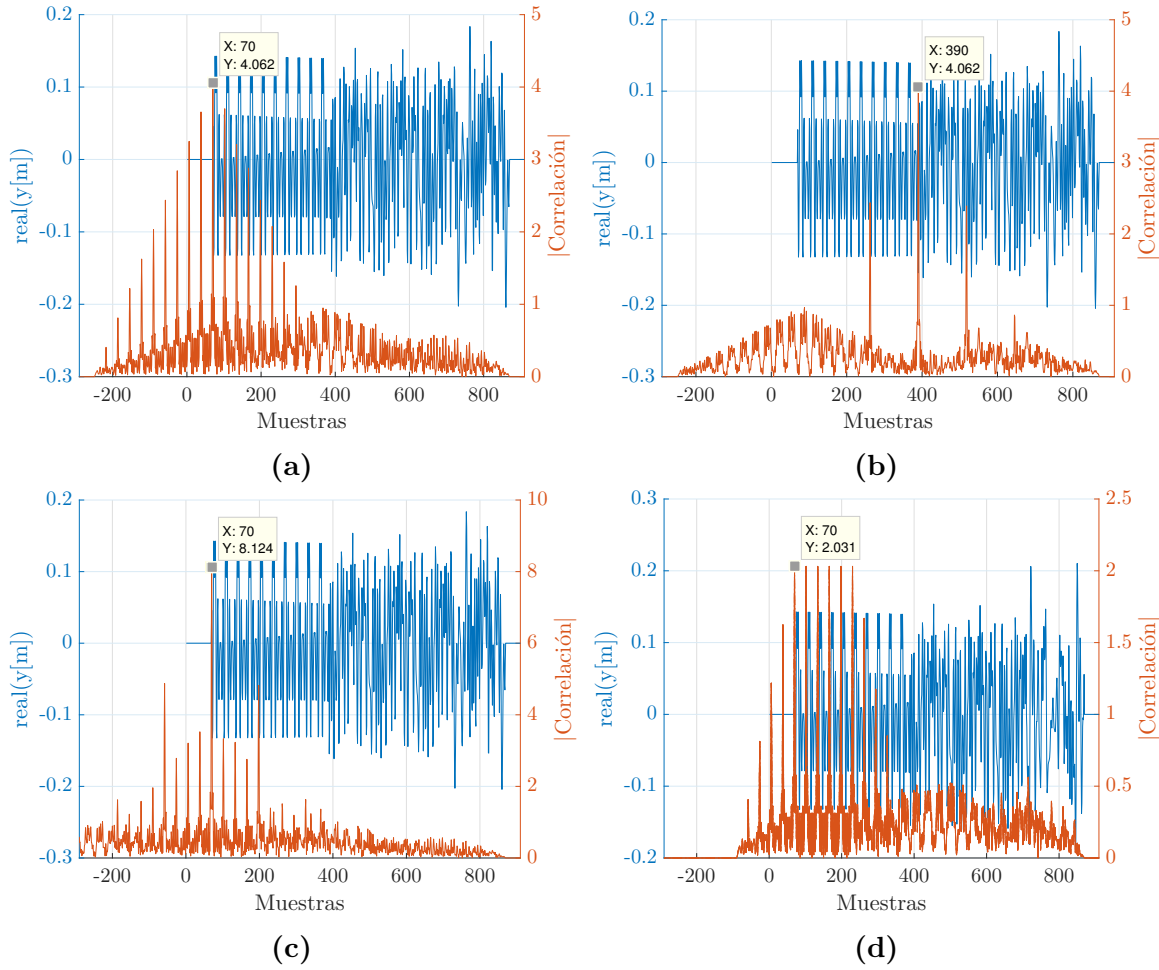


**Figura 4.3:** Salida del banco de correladores para  $\Delta f_{bc} = 500,83\text{Hz}$ , cuando la señal de referencia se conforma con (a) la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos, (b) la secuencia de entrenamiento de símbolos largos y (c) el preámbulo completo.

cualquier partición de este.

Finalmente, en la Figura 4.4d se incluye la correlación para el máximo de la frecuencia tomando como  $s[m]$  a las primeras 160 muestras del preámbulo. Como es de esperar, en este caso la amplitud del módulo de la correlación es menor respecto de los casos anteriores y además, se presentan 6 picos de amplitud igual al máximo. Si se toma el primer máximo se obtiene la estimación correcta del instante de inicio, es decir la muestra de inicio número 70. Sin embargo, en presencia de ruido la ambigüedad de este tipo de forma de onda lleva a cometer errores en la determinación del instante de inicio, por este motivo no es conveniente su utilización.

Debido a que con este procedimiento la discretización de frecuencia en  $\Delta f_i$  determina el error en la estimación del error de frecuencia, a continuación, se analiza el impacto de modificar  $\Delta f_{bc}$  sobre las salidas del banco de correladores. En las Figuras 4.5 y 4.6 se presentan las salidas de los bancos de correladores para  $\Delta f_{bc} = 1,00\text{ kHz}$  y  $\Delta f_{bc} = 15,79\text{ kHz}$ , respectivamente, lo que corresponde a reducir a 300 la cantidad de señales de referencia en el primer caso y a 20 en el segundo.



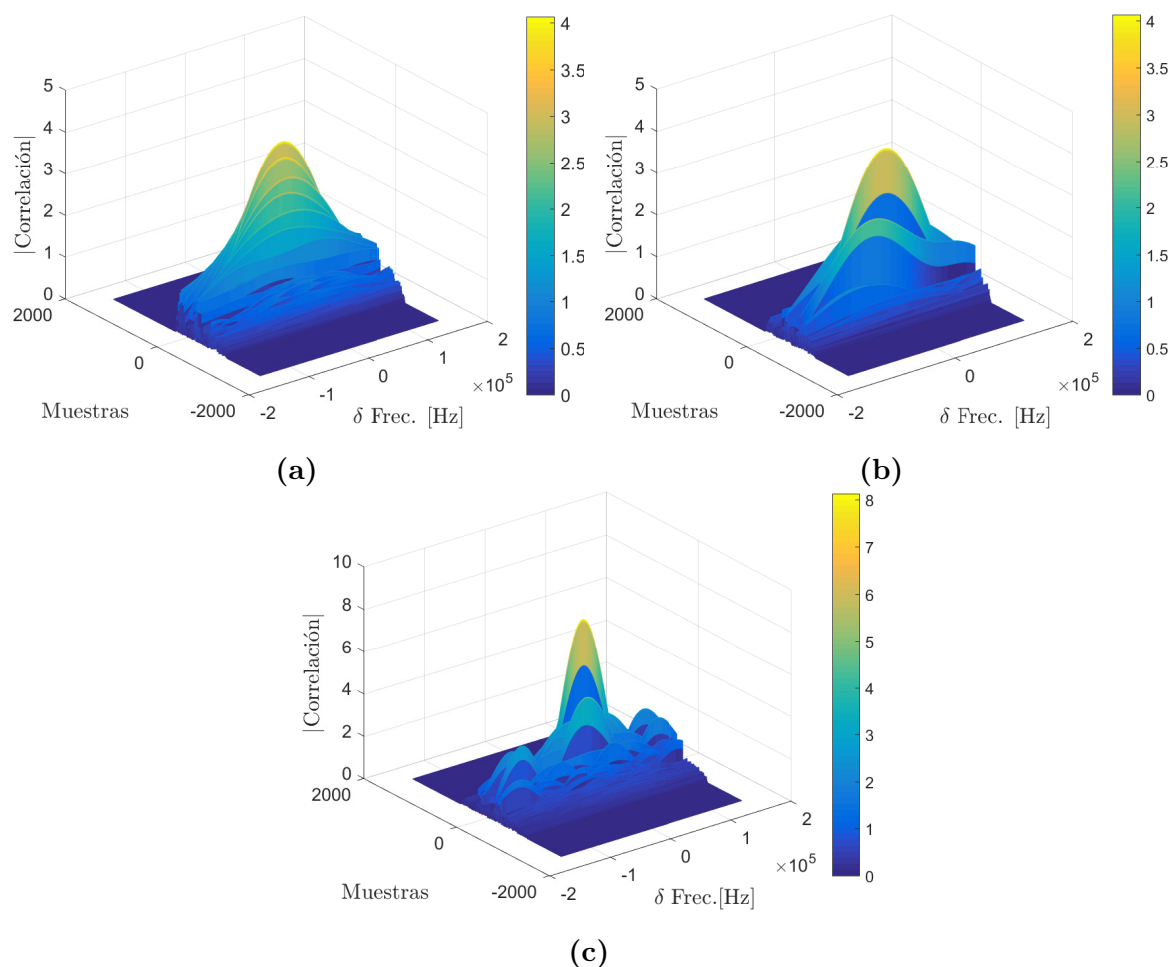
**Figura 4.4:** Salida del banco de correladores para  $\Delta f_i = 2754,59$  Hz, cuando la señal de referencia se conforma con (a) la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos, (b) la secuencia de entrenamiento de símbolos largos, (c) el preámbulo completo y (d) tomas las primeras 160 muestras del banco de correladores.

Nuevamente, al no haber ruido presente los valores de  $\hat{f}_{bc}$  y de los instantes de inicio de la señal son iguales para las tres señales de referencia y, además, los instantes de inicio coinciden con los de la situación previa. La estimación del error de frecuencia obtenida es  $\hat{f}_{bc} = 2508,36$  Hz cuando  $\Delta f_{bc} = 1,00$  kHz y  $\hat{f}_{bc} = 7894,74$  Hz para  $\Delta f_{bc} = 15,79$  kHz. Se observa que al aumentar  $\Delta f_{bc}$  se incrementa la diferencia entre el valor real  $\Delta f$  y el valor estimado  $\hat{f}_{bc}$ . Esto se debe a que el error de frecuencia real no pertenece a los valores que toma  $\Delta f_i$  en la discretización. El error cometido en la estimación se encuentra acotado inferiormente por la diferencia entre  $\Delta f$  y la frecuencia más cercana que se encuentra en la discretización de  $\Delta f_i$ . Una forma de expresarlo matemáticamente consiste en definir la diferencia entre  $\Delta f$  y  $\hat{f}_{bc}$  como

$$E f_{bc} = \Delta f - \hat{f}_{bc} = \delta f_{bc} + n_f \Delta f_{bc}, \quad (4.7)$$

siendo  $|\delta f_{bc}| < \Delta f_{bc}$  y  $n_f \in \mathbb{Z}$ . En los ejemplos considerados  $n_f$  resultó igual a cero, pero es de esperar que en escenarios que incluyan ruido esto no sea así.





**Figura 4.5:** Salida del banco de correladores para  $\Delta f_{bc} = 1,00$  kHz, cuando la señal de referencia se conforma con (a) la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos, (b) la secuencia de entrenamiento de símbolos largos y (c) el preámbulo completo.

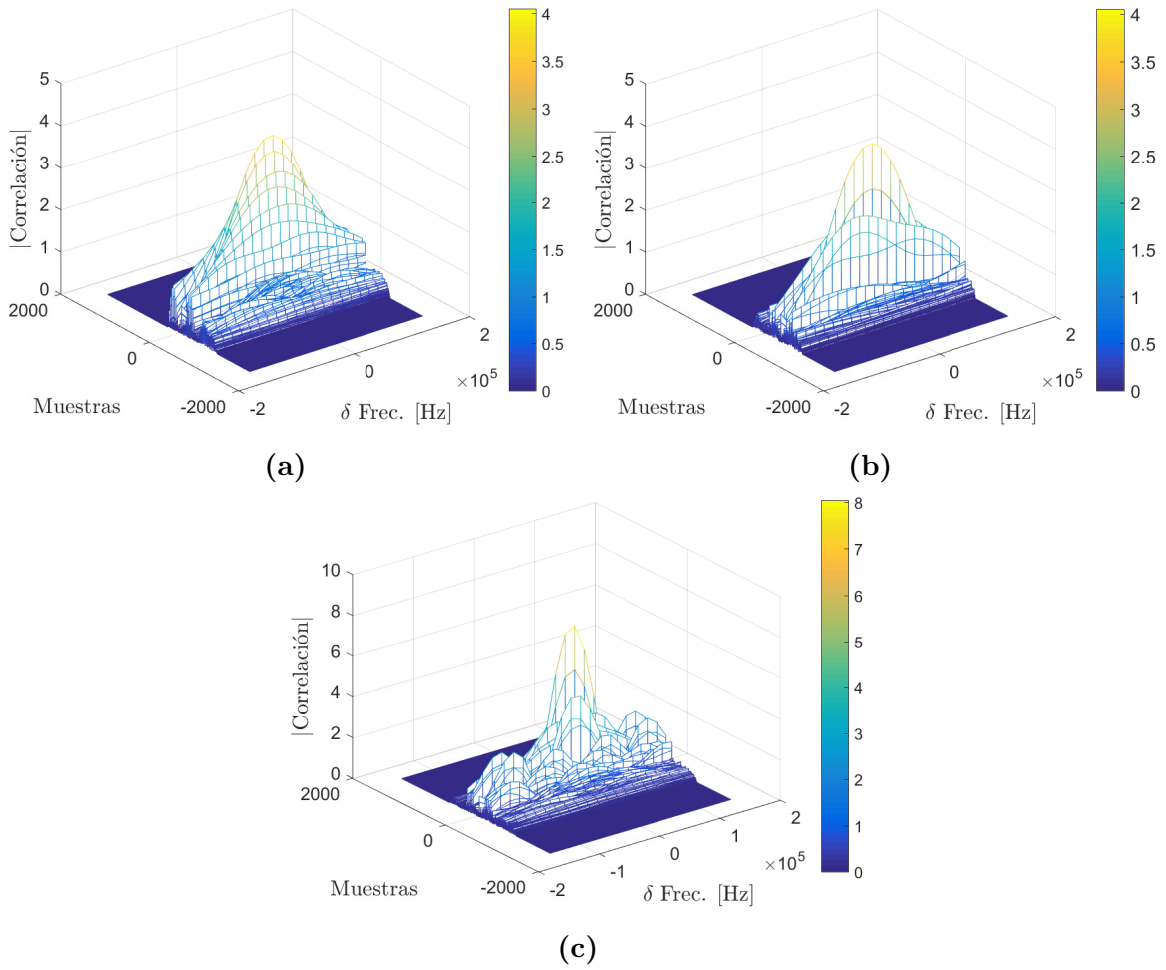
De manera análoga el error cometido en la estimación del desplazamiento temporal se puede describir como una parte fraccional,  $\delta k_{bc}$ , menor al tiempo de muestreo y una cantidad entera,  $n_k$ , de tiempo de muestreo

$$Ek_{bc} = t_d/T_s - \hat{k}_{bc} = \delta k_{bc} + n_k. \quad (4.8)$$

La implementación de este algoritmo como función de Matlab se puede encontrar en el Apéndice A.

## 4.2. Algoritmo *Delay and Correlation*

El algoritmo de retraso y correlación (DC, por sus siglas en inglés) explota la estructura periódica que posee la forma de onda del preámbulo de la trama. A diferencia del banco de correladores en este algoritmo se realiza la correlación de la señal recibida con una versión de la misma señal en dos ventanas de tiempo y se buscan máximos



**Figura 4.6:** Salida del banco de correladores para  $\Delta f_{bc} = 15,79$  kHz, cuando la señal de referencia se conforma con (a) la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos, (b) la secuencia de entrenamiento de símbolos largos y (c) el preámbulo completo.

sobre el módulo de dicha correlación [24]. Las ventanas se definen para tomar porciones de la señal recibida donde existen símbolos del preámbulo con alta correlación. Matemáticamente, la autocorrelación que emplea el algoritmo DC está definida como

$$\Phi_{dc}[k] = |r_{dc}[k]|, \quad (4.9)$$

siendo

$$r_{dc}[k] = \sum_{m=0}^{R-1} y^*[m+k]y[m+k+L], \quad (4.10)$$

$R$  es el largo de la ventana que se desea utilizar y  $L$  es la separación entre estas ventanas. Para la norma utilizada en este trabajo, estos valores son iguales porque los símbolos son consecutivos.

El índice de la muestra del máximo de la autocorrelación  $\hat{k}_{dc}$  permite determinar el

instante de inicio del símbolo OFDM. Éste se obtiene como

$$\hat{k}_{dc} = \operatorname{argmax} \Phi_{dc}[k]. \quad (4.11)$$

Para ilustrar como se obtiene la estimación,  $\hat{f}_{dc}$ , del error de frecuencia  $\Delta f$ , se puede realizar un procedimiento análogo al desarrollado para el banco de correladores, considerando que

$$x[m] = \begin{cases} s[m] & 0 \leq m < M_s \\ s[m - M_s] & M_s \leq m < 2M_s \\ \vdots & \end{cases} \quad (4.12)$$

donde  $s[m]$  es una parte del preámbulo que se repite, y tomando  $R = L = M_s$ . En este método  $R = L$  por que se están tomando únicamente 2 ventanas de correlación, lo cual produce que la energía involucrada en la correlación sea menor para secciones pequeñas del preámbulo. Sin embargo, cabe remarcar que existen variantes del método DC como por ejemplo la que se presenta en [26], las cuales también se basan en la correlación de la señal recibida consigo misma, explotando las estructuras periódicas, que permiten tomar múltiples ventanas de correlación, lo cual mejora la estimación del error de frecuencia. Luego, reemplazando la Ecuación (4.1) en (4.10), sin tener en cuenta el término que corresponde al ruido, resulta

$$r_{dc}[k] = e^{j2\pi\Delta f M_s T_s} |h_0|^2 \sum_{m=0}^{M_s-1} x^*[m+k]x[m+k+M_s], \quad (4.13)$$

Nuevamente, se supone que la señal  $s[m]$  en  $x[m]$  comienza en el instante  $k = 0$ , es decir que en ese instante se espera el máximo de la correlación, entonces evaluando  $r_{dc}[k]$  en  $k = 0$  se obtiene

$$r_{dc}[0] = e^{j2\pi\Delta f M_s T_s} |h_0|^2 \sum_{m=0}^{M_s-1} x^*[m]x[m+M_s]. \quad (4.14)$$

A partir de la estructura de  $x[m]$  definida en la Ecuación (4.12) resulta

$$r_{dc}[0] = e^{j2\pi\Delta f M_s T_s} |h_0|^2 \sum_{m=0}^{M_s-1} |s[m]|^2 = e^{j2\pi\Delta f M_s T_s} |h_0|^2 E_s, \quad (4.15)$$

de donde surge que

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi M_s T_s} \angle r_{dc}[0]. \quad (4.16)$$

Por lo tanto, generalizando el resultado de la Ecuación (4.16), se define

$$f_{dc}[k] = \frac{1}{2\pi LT_s} \angle r_{dc}[k], \quad (4.17)$$

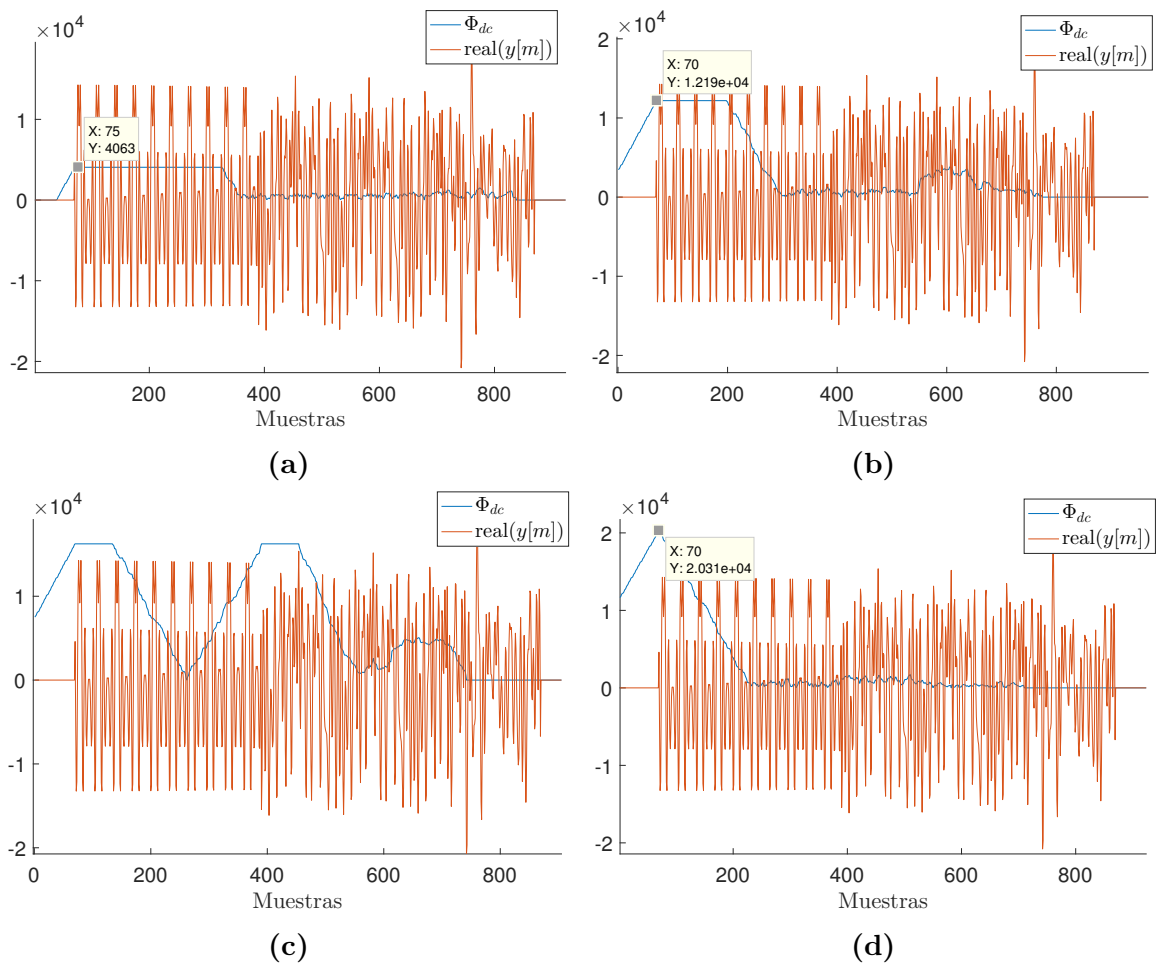
con  $r_{dc}[k]$  dada por la Ecuación (4.10). Entonces,

$$\hat{f}_{dc} = f_{dc}[\hat{k}_{dc}], \quad (4.18)$$

es el estimador del error de frecuencia del algoritmo DC.

Para analizar el comportamiento del algoritmo DC se realizaron una serie de experiencias por medio de simulaciones numéricas. La primera de ellas consiste en evaluar  $\Phi_{dc}[k]$  para la señal recibida  $y[m]$  presentada en la Figura 4.2, con  $L = R$ , y se varía el parámetro  $R$ . Los valores de  $R$  elegidos son múltiplos de 32 muestras dado que esa es la duración de un símbolo en la secuencia entrenamiento de símbolos cortos, específicamente se toma 32, 96, 128 y 160. En la Figura 4.7 se muestran los resultados obtenidos. Se observa que para  $R$  igual a 32, 96 y 128 la forma de onda del módulo de la correlación toma el valor máximo para varios índices consecutivos siendo el primero que aparece el que corresponde al instante en el que comienza la trama. Frente a la presencia de ruido en esos casos existirán fluctuaciones en torno al valor del máximo, lo que llevará a cometer errores en la sincronización temporal. Por otra parte, en la Figura 4.7c se observa que para  $R = 128$  existen dos intervalos donde  $\Phi_{dc}[k]$  toma el valor máximo para varios instantes consecutivos. Este comportamiento se debe a que el largo de 128 muestras corresponde a cuatro símbolos cortos de los diez que componen la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos y coincide con el largo de un símbolo largo de los dos que componen la secuencia de entrenamiento de símbolos largos. Finalmente, cuando  $R = 160$  la posición del máximo no tiene ambigüedad, debido a que  $\Phi_{dc}[k]$  toma el valor máximo en un único instante.

La segunda experiencia consiste en evaluar  $f_{dc}[k]$ . Para este algoritmo la estimación de frecuencia tiene un rango de valores válidos de estimación debido a que la fase de la autocorrelación se encuentra entre  $-\pi$  y  $\pi$ , cuando  $L = R = 160$  de la Ecuación (4.16) se obtiene que  $\Delta f$  tendrá que estar limitado entre  $-125$  kHz y  $125$  kHz, caso contrario el valor estimado tendrá ambigüedad. En la Figura 4.8 se muestra  $f_{dc}[k]$  que corresponde a  $\Phi_{dc}[k]$  que se presenta en la Figura 4.7d, con  $L = R = 160$ . Asimismo, en la Figura 4.9a se presenta el mismo resultado, con un acercamiento a la región del máximo de  $\Phi_{dc}[k]$ , en la que se destaca el valor del estimado  $\hat{f}_{DC} = 3$  kHz, el cual coincide con el valor verdadero de  $\Delta f$ . Se observa que la estimación de frecuencia toma un valor constante e igual al verdadero valor cuando ventana de correlación cae dentro del preámbulo y oscila una vez que la ventana de correlación cae dentro del campo SIGNAL.



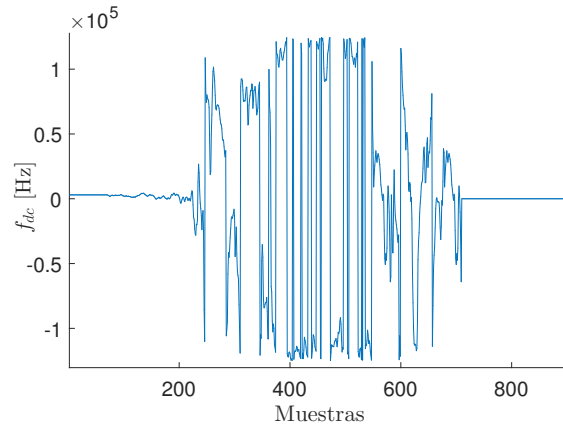
**Figura 4.7:** Formas de onda de  $\Phi_{dc}[k]$  para distintos valores de  $R$ . (a)  $R = 32$ , (b)  $R = 96$ , (c)  $R = 128$  y (d)  $R = 160$ .

La implementación de este algoritmo como función de Matlab se puede encontrar en el Apéndice B.

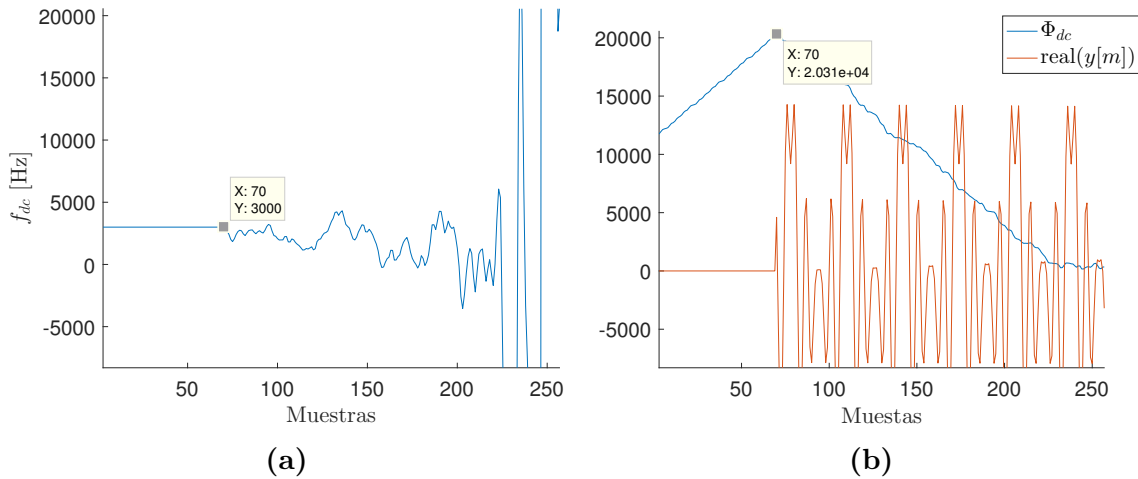
### 4.3. Resultados

Hasta el momento se presentaron el banco de correladores y el algoritmo *Delay and Correlate* como dos alternativas para estimar los errores de sincronismo y se mostró el comportamiento de cada método a través de simulaciones numéricas en condiciones ideales. En esta sección se analiza el desempeño de cada método frente a efectos degradantes debido al canal de comunicaciones. Se consideran dos modelos de canal: el canal AWGN y un canal con múltiples caminos.

Para ambos canales las simulaciones consisten en generar realizaciones de la señal recibida  $y[m]$ , para cada una se estiman el instante de inicio de la trama y el error de frecuencia correspondiente. Como métricas del desempeño se utilizan el sesgo y la desviación estándar de la diferencia entre los valores estimados y el valor real de los



**Figura 4.8:** Curvas de  $\Phi_{dc}$  y  $f_{dc}$  para  $R = 160$ .

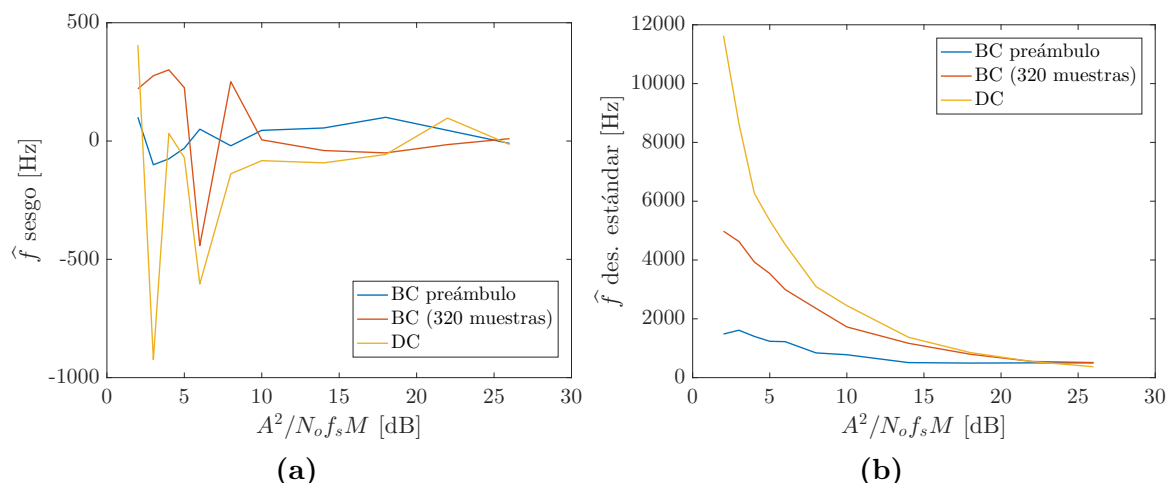


**Figura 4.9:** (a) Curvas de  $\Phi_{dc}$  y  $f_{dc}$  para  $R = 160$  y (b) forma de onda de  $\Phi_{dc}[k]$  y  $real(y[m])$  ambas haciendo foco en el inicio del preámbulo.

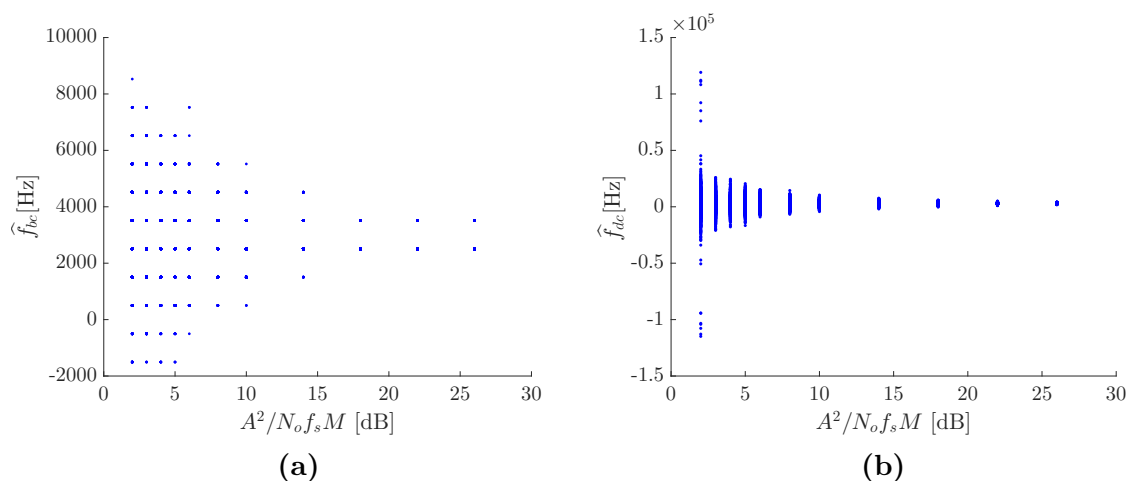
parámetros. Este procedimiento se repite para diferentes valores de SNR.

### 4.3.1. Canal AWGN

En primera instancia se consideró un canal en que solo se suma ruido blanco gaussiano. La señal OFDM para todas las realizaciones es la presentada en la Figura 4.2 para la que se fijó  $\Delta f = 3$  kHz, a la que se le suma diferentes realizaciones de ruido. Para cada realización de señal más ruido generado se estima el instante de inicio de la trama en el registro de datos y el error de frecuencia empleando los dos métodos presentados. Luego se evalúa sesgo y desviación sobre los estimados de todas las realizaciones. Este procedimiento se repite para distintos valores de SNR, manteniendo fija la potencia de la señal y variando la potencia del ruido. Cabe remarcar que para el banco de correladores se toma como  $s[m]$  la forma de onda correspondiente a la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos y el preámbulo completo, es decir secuencias con números de muestras de 320 y 640 respectivamente, y se utiliza  $\Delta f_{bc} = 1,00$  kHz. Por



**Figura 4.10:** Calidad de la estimación del error en frecuencia con modelo de canal AWGN. (a) Sesgo. (b) Desviación estándar.

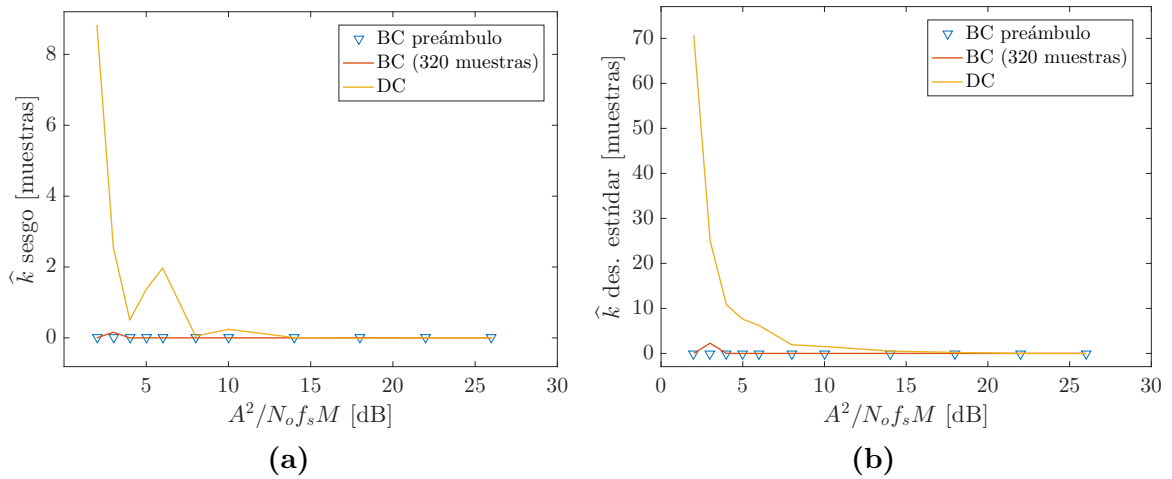


**Figura 4.11:** Diagramas de dispersión de los estimados del error de frecuencia con canal AWGN. (a) Banco de correladores utilizando el preámbulo completo. (b) Algoritmo *Delay and Correlate*.

su parte, para el algoritmo *Delay and Correlate* se fija  $R = L = 160$ .

Se debe tener en cuenta que para que la energía que se integra en ambos métodos sea la misma se debería utilizar una señal de 160 muestras en el banco de correladores pero si se hace esto se obtiene una correlación como la mostrada en la Figura 4.4d y esto es problemático ya que la posición del máximo es ambigua. Por esta razón se analiza  $s[m]$  de 320 muestras, en donde se encuentra la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos y de 640 muestras con el preámbulo completo. Se debe tener presente que esto integra 2 veces la energía que integra el método DC para el primer caso y 4 veces para el segundo caso.

En la Figura 4.10 se muestra el sesgo y la desviación estándar de la estimación del error de frecuencia en función de la SNR. En la Figura 4.10a se observa que ambos métodos presentan un sesgo mayor para bajas SNR el cual disminuye aproximándose



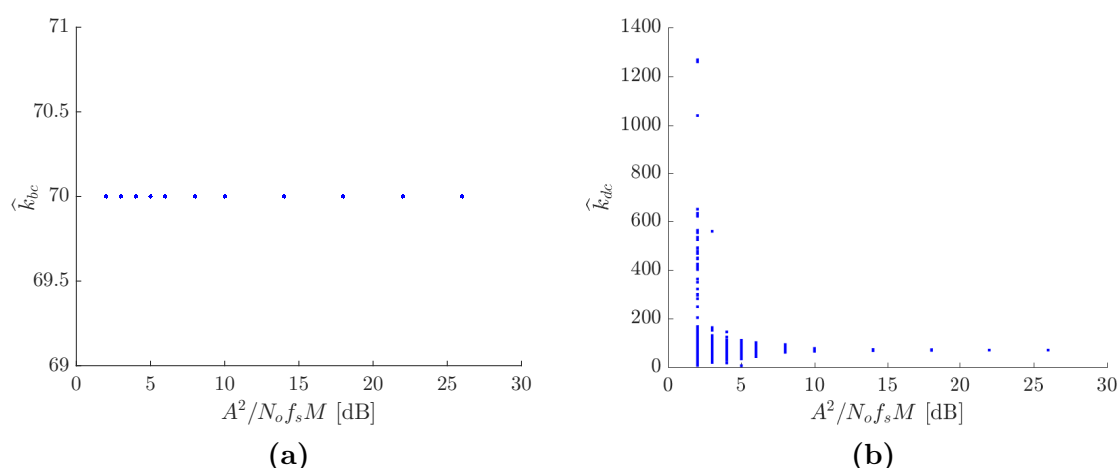
**Figura 4.12:** Calidad de la estimación del instante de inicio de la trama con modelo de canal AWGN. (a) Sesgo. (b) Desviación estándar.

a cero a medida que aumenta la SNR. Sin embargo, cuando la SNR es baja se aprecia que el sesgo es significativamente mayor para el algoritmo DC con respecto al banco de correladores. Asimismo, en la Figura 4.10b se observa que la desviación estándar también es alta para SNR baja y se reduce a medida que la SNR se incrementa. Cuando la SNR es baja, la dispersión también es significativamente mayor para DC. En la Figura 4.10 también se puede observar que el desempeño del banco de correladores que utiliza 320 muestras en  $s[m]$  en lugar de 640 es peor, esta diferencia surge de la diferencia de energía que integran ambos métodos.

Otra forma de visualizar el efecto del ruido sobre la estimación de los parámetros considerados es el diagrama de dispersión de los estimados para las distintas realizaciones. En la Figura 4.13 se muestran los diagramas de dispersión de los estimados del error de frecuencia obtenidos con el banco de correladores y con el algoritmo *Delay and Correlate*. Para los estimados del banco de correladores se observa que los estimados caen en un conjunto de valores posibles resultante de la discretización del rango de  $\Delta f_i$  cada  $\Delta f_{bc}$ . Además, cuando la SNR es alta los estimados toman solo los valores 2,5 kHz y 3,5 kHz, como consecuencia de que son los dos valores más cercanos al valor verdadero de 3 kHz que no es uno de los valores de la grilla de frecuencias, lo que indica que la estimación será sesgada. Por otro lado, el diagrama de dispersión también indica que los estimados del algoritmo DC presentan una dispersión muy alta para SNR baja y en este caso su sesgo tiende a cero a medida que la SNR se incrementa.

En la Figura 4.12 se muestra el sesgo y la desviación estándar de la estimación del instante en que comienza la trama en función de la SNR. Para este parámetro los estimados del banco de correladores siempre caen en la muestra de inicio de la trama por lo que tanto sesgo como dispersión son cero. Por su parte, los estimados del algoritmo DC para baja SNR presentan sesgo y dispersión alta y a medida que la SNR se incrementa tienden a cero. Asimismo, en la Figura 4.13 se muestran los diagramas

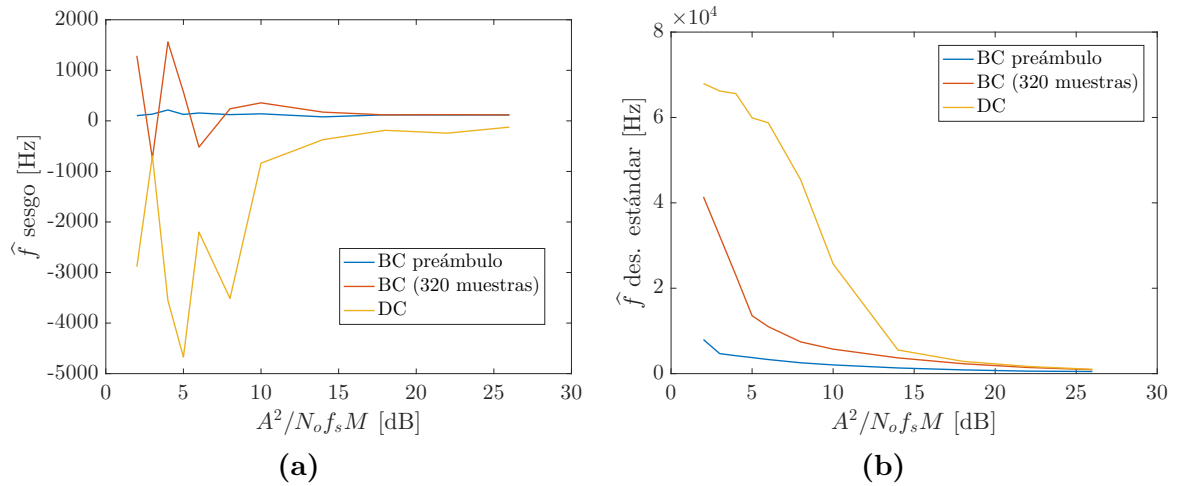




**Figura 4.13:** Diagramas de dispersión de los estimados del instante de inicio de la trama con canal AWGN. (a) Banco de correladores utilizando el preámbulo completo. (b) Algoritmo *Delay and Correlate*.

de dispersión de los estimados del instante de inicio de la trama obtenidos con el banco de correladores y con el algoritmo *Delay and Correlate*. Estos resultados reflejan el mismo comportamiento descrito a partir del sesgo y dispersión promedio.

Cabe destacar que parte del error que se comete en la estimación del error de frecuencia con el algoritmo DC se puede explicar debido a que el instante en que se mide la fase para realizar la estimación no es el correcto debido al error en el sincronismo temporal. Por otro lado, si bien no se hizo un análisis analítico del efecto del ruido, si se reemplaza la expresión completa de la señal recibida dada por la Ecuación (4.1), incluyendo el término de ruido, en las expresiones de las correlaciones dadas por las Ecuaciones (4.2) y (4.10), se puede observar que para el banco de correladores aparece un único término que involucra al ruido y que es una combinación lineal del ruido aditivo  $n[m]$ , mientras que para el algoritmo DC en la autocorrelación surgen tres términos de ruido, dos que son combinaciones lineales de las muestras del ruido y la tercera es una combinación lineal de productos de las muestras de ruido entre sí. Esta diferencia se debe a que la autocorrelación implica el producto de la señal recibida consigo misma, lo que implica la multiplicación del ruido. Por este motivo, intuitivamente es esperable que el efecto del ruido sobre la estimación tenga un impacto mayor en los estimados del algoritmo DC, requiriendo una mayor SNR para que el desempeño sea aceptable. En la Figura 4.12 se puede ver que para SNR bajas el desempeño de usar una  $s[m]$  de 320 tiene una pequeña diferencia con respecto a utilizar 640 muestras, esto se debe principalmente a que la energía involucrada es sustancialmente diferente. Pero se puede notar que en promedio este método aún utilizando 320 muestras presenta un desempeño sustancialmente mejor que el algoritmo DC para la estimación del inicio de la trama.

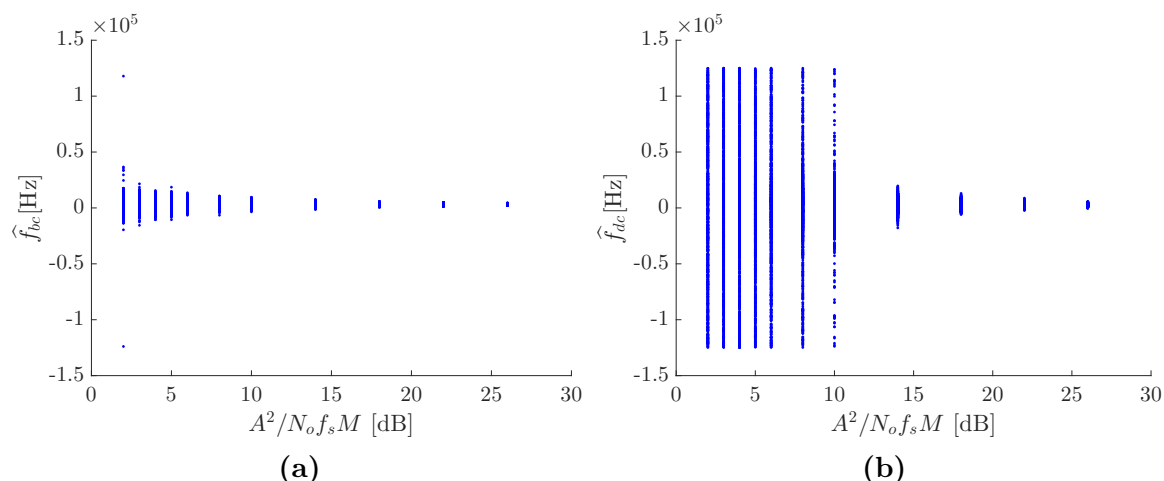


**Figura 4.14:** Calidad de la estimación del error en frecuencia con modelo de canal con tres trayectos más ruido. (a) Sesgo. (b) Desviación estándar.

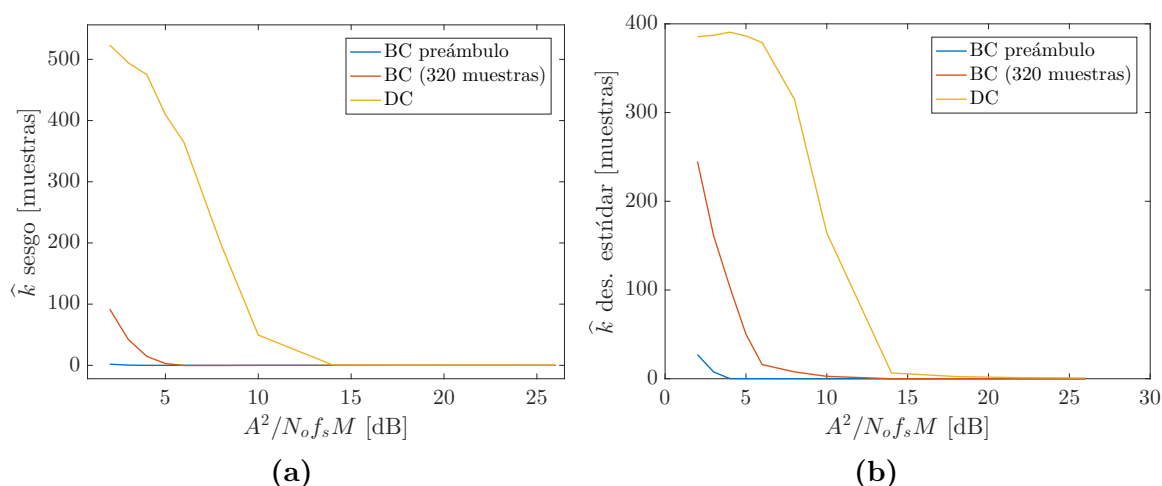
### 4.3.2. Modelo de canal con múltiples caminos

En una segunda instancia se complejizó el modelo de canal, para lo que se consideró un canal con múltiples caminos tal como se describe en la señal recibida  $y[m]$  dada por la Ecuación (2.44). Se supone un canal con tres trayectos de señal, en primer término con los coeficientes fijos en los valores  $h_0 = -0,41 + j0,048$ ,  $h_1 = 0,119 + j0,003$ ,  $h_2 = -0,023 - j0,084$ . En estas condiciones a la señal OFDM presentada en la Figura 4.2 para la que se fijó  $\Delta f = 3$  kHz, se la pasa por el SLIT dado por los coeficientes  $h_0$ ,  $h_1$  y  $h_2$  y a su salida se le suma diferentes realizaciones de ruido. Para cada realización de señal filtrada más ruido generada se estima el instante de inicio de la trama en el registro de datos y la error de frecuencia empleando los dos métodos presentados. Luego se evalúa sesgo y desviación sobre los estimados de todas las realizaciones. Este procedimiento se repite para distintos valores de SNR, manteniendo fija la potencia de la señal y variando la potencia del ruido. Nuevamente, para el banco de correladores se toma como  $s[m]$  la forma de onda correspondiente a a la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos y el preámbulo completo y se utiliza  $\Delta f_{bc} = 1,00$  kHz. Por su parte, para el algoritmo *Delay and Correlate* se fija  $R = L = 160$ .

En la Figura 4.14 se muestra el sesgo y la desviación estándar de la estimación del error de frecuencia en función de la SNR. Se observa que ambos métodos presentan un sesgo mayor para bajas SNR el cual disminuye aproximándose a cero a medida que aumenta la SNR. Sin embargo, en este caso el decaimiento del sesgo en función con la SNR es más lento respecto al canal AWGN. Por otro lado, se observa que la desviación estándar también es alta para SNR baja y se reduce a medida que la SNR se incrementa, pero al igual que para el sesgo, decae mucho más lento comparado con el canal AWGN. Además, ambos métodos presentan un comportamiento similar para el sesgo, pero la dispersión para DC es significativamente mayor que para el banco de



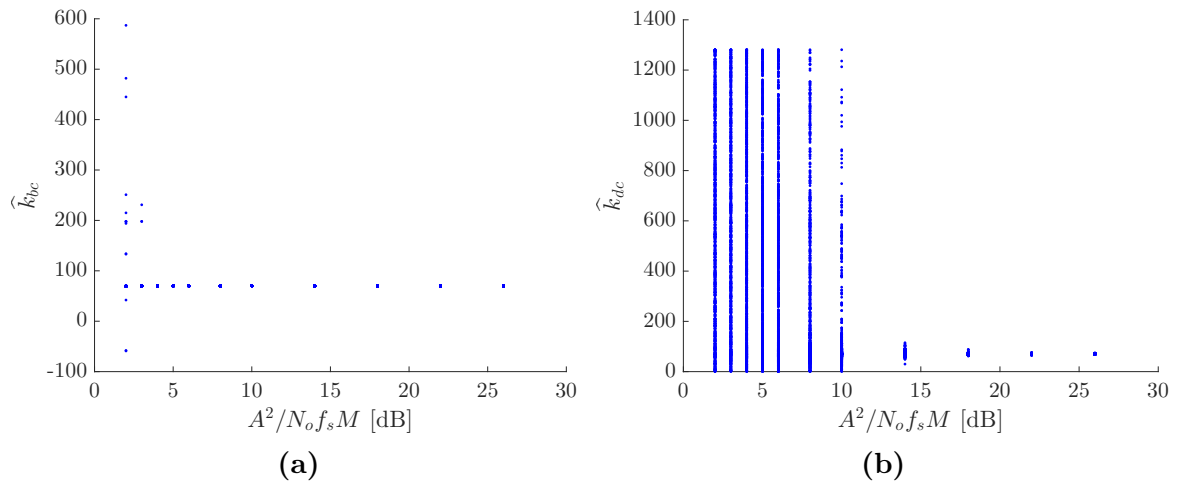
**Figura 4.15:** Diagramas de dispersión de los estimados del error de frecuencia con modelo de canal con tres trayectos más ruido. (a) Banco de correladores utilizando el preámbulo completo. (b) Algoritmo *Delay and Correlate*.



**Figura 4.16:** Calidad de la estimación del instante de inicio de la trama con modelo de canal de tres trayectos más ruido. (a) Sesgo. (b) Desviación estándar.

correladores en el rango de valores de SNR de entre 15 y 25 dB. En la Figura 4.17 se incluyen los diagramas de dispersión de los estimados de frecuencia resultante en esta simulación, a partir de los cuales se arriba a las mismas conclusiones.

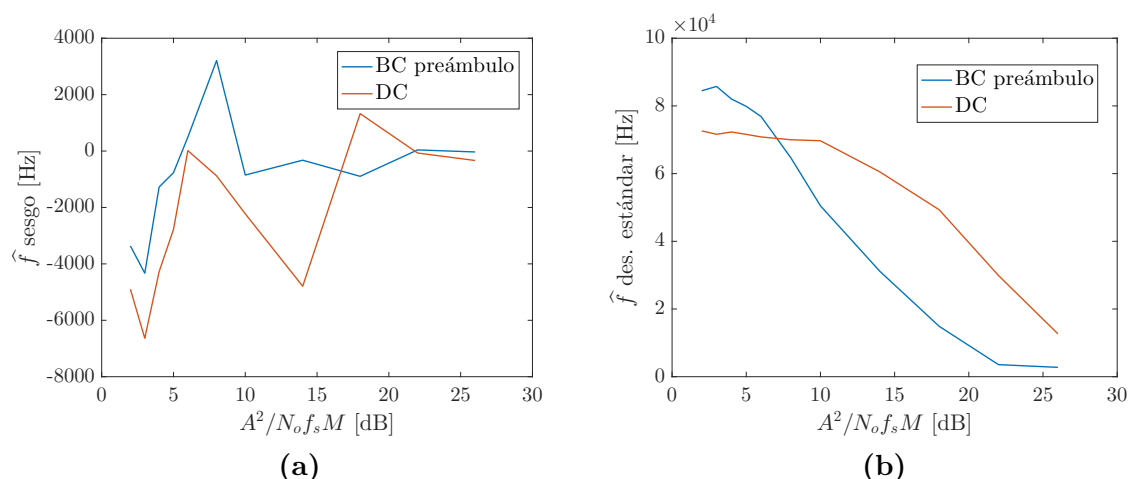
En la Figura 4.16 se muestra el sesgo y la desviación estándar de la estimación del instante en que comienza la trama en función de la SNR. A diferencia de lo que ocurre para el canal AWGN, en este caso con el banco de correladores se cometen errores de sincronismo temporal para SNR menores a 5 dB. A partir de este valor de SNR el banco de correladores determina sin error el instante de inicio de la trama. Esto se observa en que tanto el sesgo como la desviación estándar toman el valor cero y se reafirma con el diagrama de dispersión de sus estimados que se presenta en la Figura 4.17a. Por su parte, los estimados del algoritmo DC poseen un comportamiento análogo a los valores de  $\hat{f}_{dc}$ , es decir sesgo y dispersión elevada para valores mayores de SNR, como



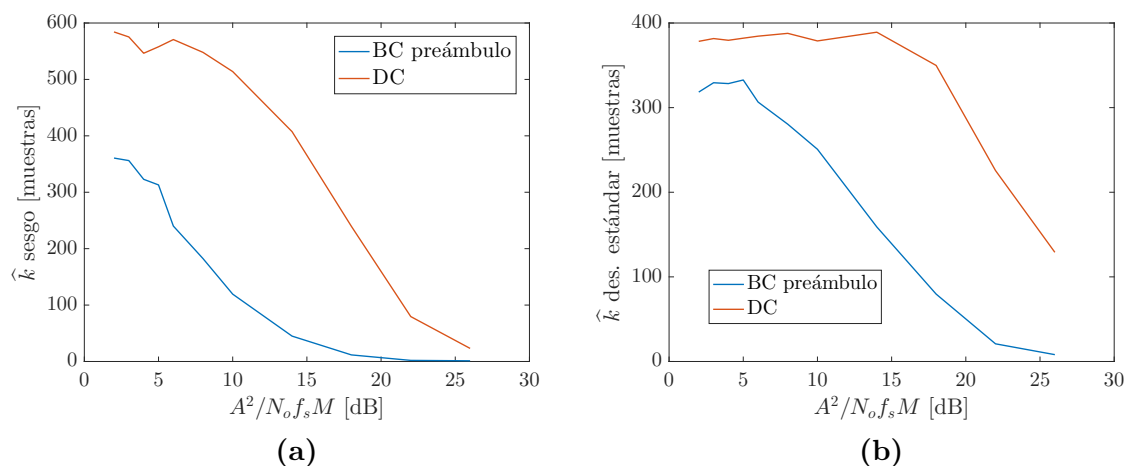
**Figura 4.17:** Diagramas de dispersión de los estimados del instante de inicio de la trama con modelo de canal con tres trayectos más ruido. (a) Banco de correladores utilizando el preámbulo completo. (b) Algoritmo *Delay and Correlate*.

se indicó para el canal AWGN incluso estos errores están asociados. El comportamiento de los estimados que se observa en la Figura 4.17b se condice con lo mencionado. Esto indica que el algoritmo DC requiere relaciones señal a ruido mayores para operar con un desempeño comparable al banco de correladores.

En pos de generalizar el análisis, se realiza otra experiencia con el canal compuesto de tres trayectos de señal, pero considerando que los mismos son aleatorios y poseen distribución gaussiana, específicamente se considera que los  $h_i \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ , con  $i = 0, 1, 2$ . A la señal OFDM presentada en la Figura 4.2 para la que se fijó  $\Delta f = 3$  kHz, se la pasa por cada realización del SLIT dada por los coeficientes  $h_0, h_1$  y  $h_2$  aleatorios y a su salida se le suma diferentes realizaciones de ruido. Para cada realización de señal filtrada más ruido generada se estima el instante de inicio de la trama en el registro de datos y el error de frecuencia empleando los dos métodos presentados. Luego se evalúa sesgo y desviación sobre los estimados de todas las realizaciones. Este procedimiento se repite para distintos valores de SNR. Para el banco de correladores solo se toma como  $s[m]$  la forma de onda correspondiente al preámbulo completo, el resto de los parámetros de la simulación se mantienen iguales a los de la simulación previa.



**Figura 4.18:** Calidad de la estimación del error en frecuencia con modelo de canal de tres trayectos con coeficientes aleatorios más ruido. (a) Sesgo. (b) Desviación estándar.



**Figura 4.19:** Calidad de la estimación del instante de inicio de la trama con modelo de canal de tres trayectos con coeficientes aleatorios más ruido. (a) Sesgo. (b) Desviación estándar.

En la Figura 4.18 se muestra el sesgo y la desviación estándar de la estimación del error de frecuencia en función de la SNR y en la Figura 4.16 se muestra el sesgo y la desviación estándar de la estimación del instante en que comienza la trama en función de la SNR. En términos generales se puede decir que el comportamiento es el mismo que presentan los errores de los estimados de la simulación previa en la que los coeficientes del canal son constantes. En este caso se aprecia que las curvas de error son más suaves, pero los órdenes de los errores para cada parámetro y métodos son iguales a los del caso anterior.

## 4.4. Conclusiones

En este capítulo, se presenta una recopilación del rendimiento de dos métodos de sincronización: el que emplea un banco de correladores y el algoritmo *Delay and Co-*

*rrelate*. Los escenarios analizados comprenden un canal AWGN, una realización de un canal con tres caminos más ruido blanco, y se presentan los resultados cuando se promedia el rendimiento a través de múltiples valores de canal con múltiples caminos y ruido blanco agregado. En todos los casos analizados, se observó que el algoritmo *Delay and Correlate* requería una SNR más alta para igualar el rendimiento del método que utiliza un banco de correladores. También quedó en evidencia que el desempeño del método que utiliza el banco de correladores depende fuertemente del largo de la señal de referencia que se utiliza, ya que los resultados para un largo de 320 son comparativamente peor que los resultados obtenidos utilizando 640 muestras.

Un aspecto crucial a tener en cuenta es el costo computacional. El banco de correladores conlleva un costo aproximadamente  $300 \times 2$  veces mayor que el algoritmo *Delay and Correlate*. Esto se debe a que en las pruebas realizadas, el banco de correladores involucraba el cálculo de correlación para 300 señales distintas y eso se multiplica por dos ya que, aún usando la ventana que solamente incluye la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos, las señales que se correlacionan tienen el doble de muestras en comparación con una única correlación realizada por el algoritmo *Delay and Correlate* con la misma señal recibida. Asimismo, dicho costo computacional depende de la discretización de frecuencia considerada. Cuanto más chica sea, menor será el sesgo de los estimados pero mayor será el costo computacional involucrado.

# Capítulo 5

## Procesamiento de datos reales

*“It is the easiest thing in the world to deny a fact. People do it all the time. Yet it remains a fact just the same.”*

— Isaac Asimov, 1988

En este capítulo, se emprende un análisis comparativo de estos dos métodos de sincronismo en señales OFDM utilizando conjuntos de datos reales. El objetivo principal es evaluar y contrastar el rendimiento de estos métodos en condiciones del mundo real, teniendo en cuenta factores como el ruido, las interferencias y las variaciones en el canal de comunicación.

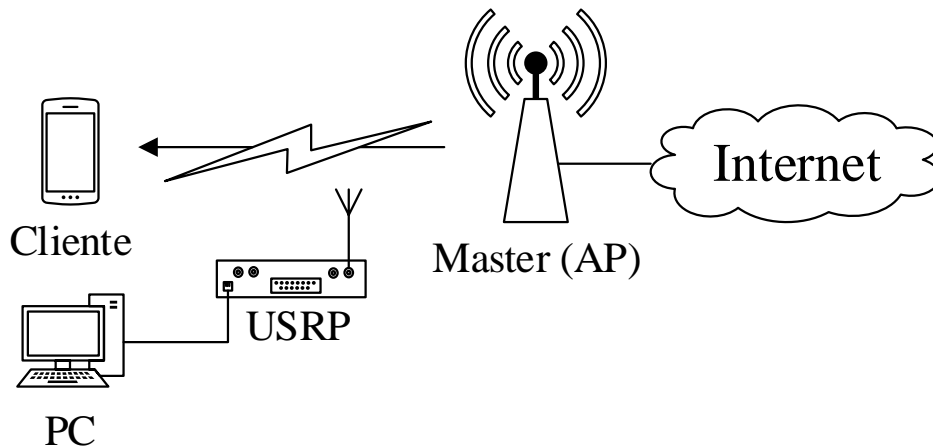
Se presentará el análisis de los resultados obtenidos al aplicar tanto el banco de correladores como la correlación con la señal retrasada sobre los conjuntos de datos reales. Se examinarán los resultados de sincronismo para ambos métodos, y se compararán las constelaciones de campo SIGNAL para cada símbolo OFDM analizado.

### 5.1. Descripción del mecanismo de adquisición

Las mediciones reales utilizadas en este trabajo fueron adquiridas en instancias de otros trabajos realizados en el grupo de investigación [27, 28]. En esta sección se da una descripción del procedimiento de adquisición de las mismas.

El esquema experimental, cuyo diagrama se presenta en la Figura 5.1, se compone de varios elementos esenciales para la adquisición y medición de señales OFDM. Un punto de acceso inalámbrico (AP, por sus siglas en inglés), en este caso consistió en un router TP-LINK N750 de doble banda conectado a internet, el cual se configura para transmitir tramas IEEE 802.11a de manera continua a un dispositivo cliente. Como cliente se utilizó un dispositivo móvil, el cual durante el tiempo de adquisición intercambiaba tramas con el AP a partir de la descarga de archivos de internet.

Mientras las tramas se propagan a través del medio inalámbrico, se emplea un tercer



**Figura 5.1:** Esquema experimental utilizado para la medición de tramas IEEE 802.11a.

dispositivo para interceptar y adquirir estas tramas. Este dispositivo es un transceptor de radio definida por software (SDR) de la empresa National Instruments, específicamente un USRP (*Universal Software Radio Peripheral*) modelo 2953, cuya imagen se muestra en la Figura 5.2, que opera en el rango de frecuencias de portadora entre 1,2 GHz y 6 GHz. Con el USRP se lleva la señal a banda base y cuenta con un demodulador en cuadratura que entrega las componentes en fase y cuadratura de la señal adquirida. Además, posee una interfaz que se conecta a una computadora y que permite gestionar la adquisición de datos a través de una rutina desarrollada en LabVIEW. La antena utilizada por el USRP es una VERT 2450.

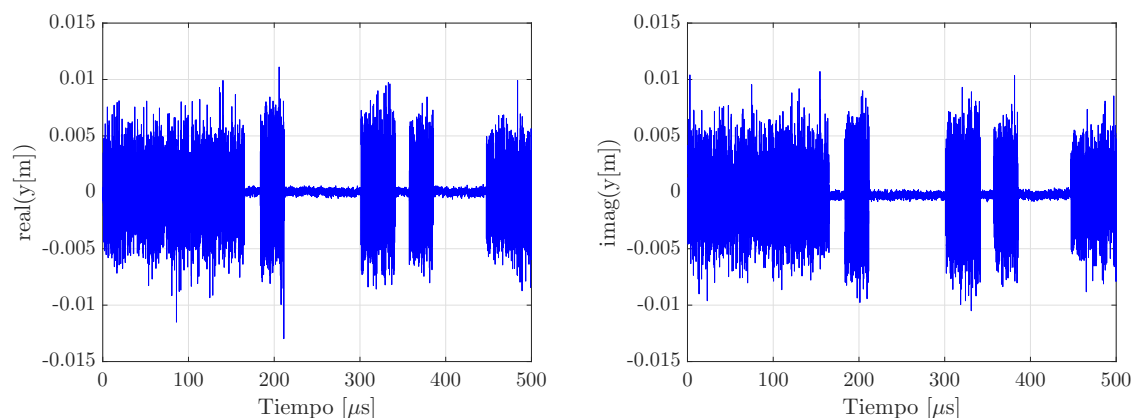
El router TP-Link N750 posee interfaces inalámbricas en las bandas S en 2,4 GHz y C en 5 GHz. Para la experiencia se lo configura para utilizar exclusivamente la interfaz de 5 GHz con el protocolo IEEE 802.11a. La configuración incluye la selección del tipo de protocolo IEEE 802.11a, el ancho de banda del canal de 20 MHz y la frecuencia de portadora se establece en 5745 MHz, correspondiente al canal número 149 del protocolo IEEE 802.11a.

Durante la medición se observó que las señales recibidas presentan un nivel de continua de alrededor de 25 mV. Sin embargo, es importante destacar que la norma estipula que no debe transmitirse potencia en la frecuencia central, que corresponde a 0 Hz en la representación en banda base. Por lo tanto, la presencia de la componente de continua se asocia con algún componente en la etapa de recepción. Para verificar esta suposición, se realizó una medición con una carga de  $50 \Omega$  en el puerto, reemplazando a la antena. Los resultados mostraron que la señal medida con la carga de  $50 \Omega$  contenían el nivel de continua detectado en los datos, lo que demostró la hipótesis de que este efecto es añadido por el dispositivo receptor. Para eliminar el nivel de continua a la





**Figura 5.2:** Imagen del USRP 2953 de la empresa National Instruments, dispositivo SDR empleado para la adquisición de los datos.



**Figura 5.3:** Mediciones obtenidas sobre señales reales.

señal medida, se calculó la diferencia entre las componentes I y Q medidas inicialmente y las obtenidas con la carga de  $50 \Omega$  en el puerto de entrada.

En la Figura 5.3 se muestran las componentes en fase y cuadratura de un registro de datos adquirido durante las experiencias de medición. La adquisición se realizó con una frecuencia de muestreo de 40 MHz, con una ventana temporal de  $500 \mu s$ , y se fijó la frecuencia del oscilador local de la USRP igual al valor nominal de la frecuencia de portadora esperada, es decir 5745 MHz. La inspección visual de la señal permite establecer que existen cinco potenciales tramas OFDM, de las cuales la primera y la última no se encuentren completas, y de la primera posiblemente no se haya adquirido el preámbulo o parte del mismo. Asimismo, luce que la relación señal a ruido es alta.

## 5.2. Procesamiento de datos

A continuación se presentan los resultados del procesamiento de las mediciones reales correspondientes al registro de datos mostrado en la Figura 5.3. El procedimiento consiste en aplicar las estrategias de sincronismo de señales OFDM que se analizaron en el Capítulo 4, es decir el banco de correladores y el algoritmo *Delay and Correlate*, a partir de las cuales se extraen estimados del error de frecuencia que exista entre la frecuencia de portadora y la del oscilador local de la USRP y estimados de los instantes de inicio de cada trama detectada en el registro. Cabe destacar que no se aplica un

algoritmo de detección automática, la detección se realiza por la inspección visual de las correlaciones en cada caso. Además, entre los resultados también se incluyen gráficos de las coordenadas del símbolo OFDM del campo SIGNAL descrito en la Sección 2.1.1, las cuales corresponden a modulación BPSK. Con cada método se estima el inicio de la trama, conociendo la duración de cada campo y el tiempo de muestreo se calcula la muestra de inicio del símbolo OFDM del campo SIGNAL, luego se remueve la guarda y se realiza la FFT para obtener las coordenadas. Sin embargo, la FFT no se ejecuta directamente sobre la señal adquirida, previamente se compensa el error de frecuencia multiplicado por una función exponencial con el argumento conjugado con respecto al del modelo dado por la Ecuación (2.44). Con esto se espera corregir el efecto del error de frecuencia y recuperar la ortogonalidad entre subportadoras.

Por otro lado, compensado el error de frecuencia una vez realizada la FFT se tiene que

$$Y[k] \approx M c_k H[k] + N(e^{j2\pi k/M}) \quad k = -K, \dots, K, \quad (5.1)$$

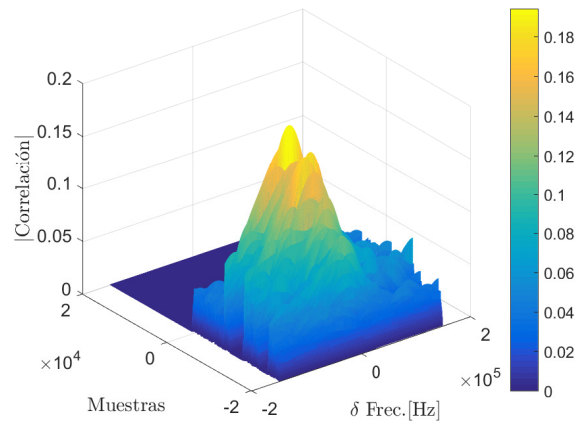
lo cual conforma un caso particular de la Ecuación (2.49) cuando  $\Delta f = 0$ . Entonces, sobre las coordenadas obtenidas también se incorpora la ecualización para compensar los efectos degradantes del canal. Para la ecualización se utiliza el filtro inverso [18], el cual es estimado haciendo uso de los símbolos de la secuencia de entrenamiento de símbolos largos, debido a que se excitan todas las subportadoras de acuerdo como indica la Ecuación (2.4). Luego, la estimación de  $H[k]$  se implementa como

$$\hat{H}[k] = \frac{Y_L[k]}{S_L[k]} \quad k = -K, \dots, K, \quad (5.2)$$

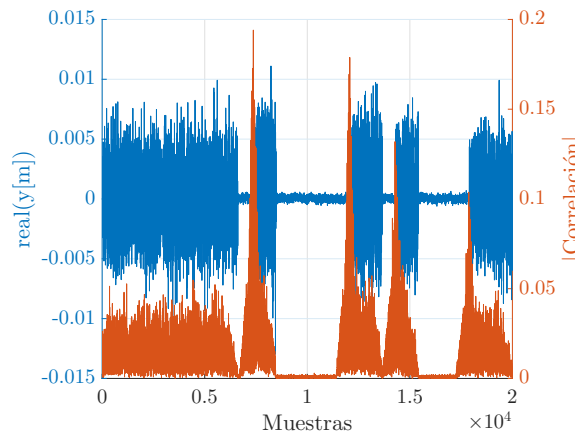
donde  $Y_L[k]$  son los valores de las coordenadas de las subportadoras de los símbolos largos del preámbulo obtenidos para cada trama OFDM identificada y  $S_L[k]$  son los valores nominales de las coordenadas de las subportadoras de los símbolos largos del preámbulo dada por la Ecuación (2.4). Finalmente, las coordenadas compensadas del símbolo OFDM correspondiente al campo SIGNAL se obtienen como  $Y[k]/\hat{H}[k]$ , siendo  $Y[k]$  las coordenadas de SIGNAL a la salida del bloque que realiza la FFT. Cabe remarcar que ecualizar con el filtro inverso funciona aceptablemente cuando la SNR es elevada.

### 5.2.1. Banco de correladores

La configuración con la que se ejecutó el banco de correladores coincide con utilizada en el Capítulo 4 con el propósito de poder comparar con los resultados obtenidos durante el análisis por medio de simulaciones numéricas. Se toma como  $s[m]$  la forma de onda correspondiente al preámbulo completo, el rango de frecuencias de -150 kHz a 150 kHz y  $\Delta f_{bc} = 1,00$  kHz. En la Figura 5.4 se muestra la correlación de salida del



**Figura 5.4:** Salida del banco de correladores obtenida con el registro de datos reales.



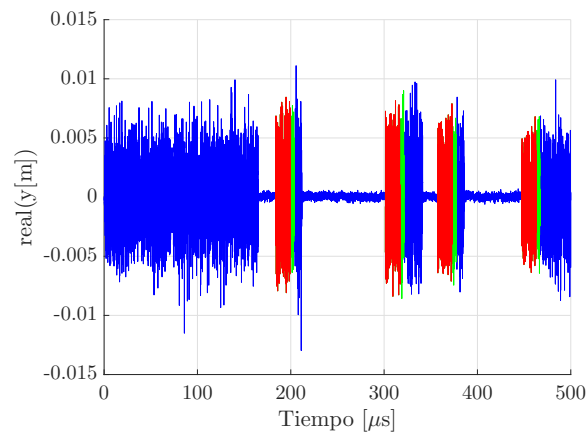
**Figura 5.5:** Correlación correspondiente al  $\Delta f_i$  que produjo el máximo de los máximos de las correlaciones.

banco obtenida con el registro de datos reales para cada valor de  $\Delta f_i$ . Por su parte, en la Figura 5.5 se presenta un corte del gráfico en tres dimensiones que corresponde a la correlación de salida para el valor de  $\Delta f_i$  que contiene el máximo de los máximos de las correlaciones. Que en este caso corresponde al  $\Delta f_i$  de la trama que posee la correlación el máximo de mayor valor. En la Figura 5.5 se observan claramente cuatro picos bien definidos en el módulo de la correlación. Esto confirma la idea expuesta a partir de la inspección visual, en el registro existen cinco tramas, de las cuales cuatro poseen los preámbulos completos. A las tramas OFDM se las identificará con los números 1, 2, 3 y 4 de acuerdo con el orden temporal en el que se encuentran, siendo la 1 la que se registró primera.

Siguiendo el procedimiento descrito en el Capítulo 4, se estiman el instante de inicio de cada trama OFDM y el error de frecuencia obtenido para cada una de ellas. En la Tabla 5.1 se presentan los resultados obtenidos. A partir de los instantes de inicio estimados y conociendo el número de muestras de cada campo, en la Figura 5.6 se colorea sobre la medición las porciones de la señal asociadas al preámbulo y al símbolo OFDM del campo SIGNAL. El análisis cualitativo indica que los instantes de

Trama	Muestra de inicio	Frecuencia [kHz]
1	7354	-46.00
2	12054	-46.00
3	14294	-40.00
4	17888	-39.00

**Tabla 5.1:** Resultados de la estimación del instante de inicio de las tramas OFDM y del error de frecuencia utilizando el banco de correladores.

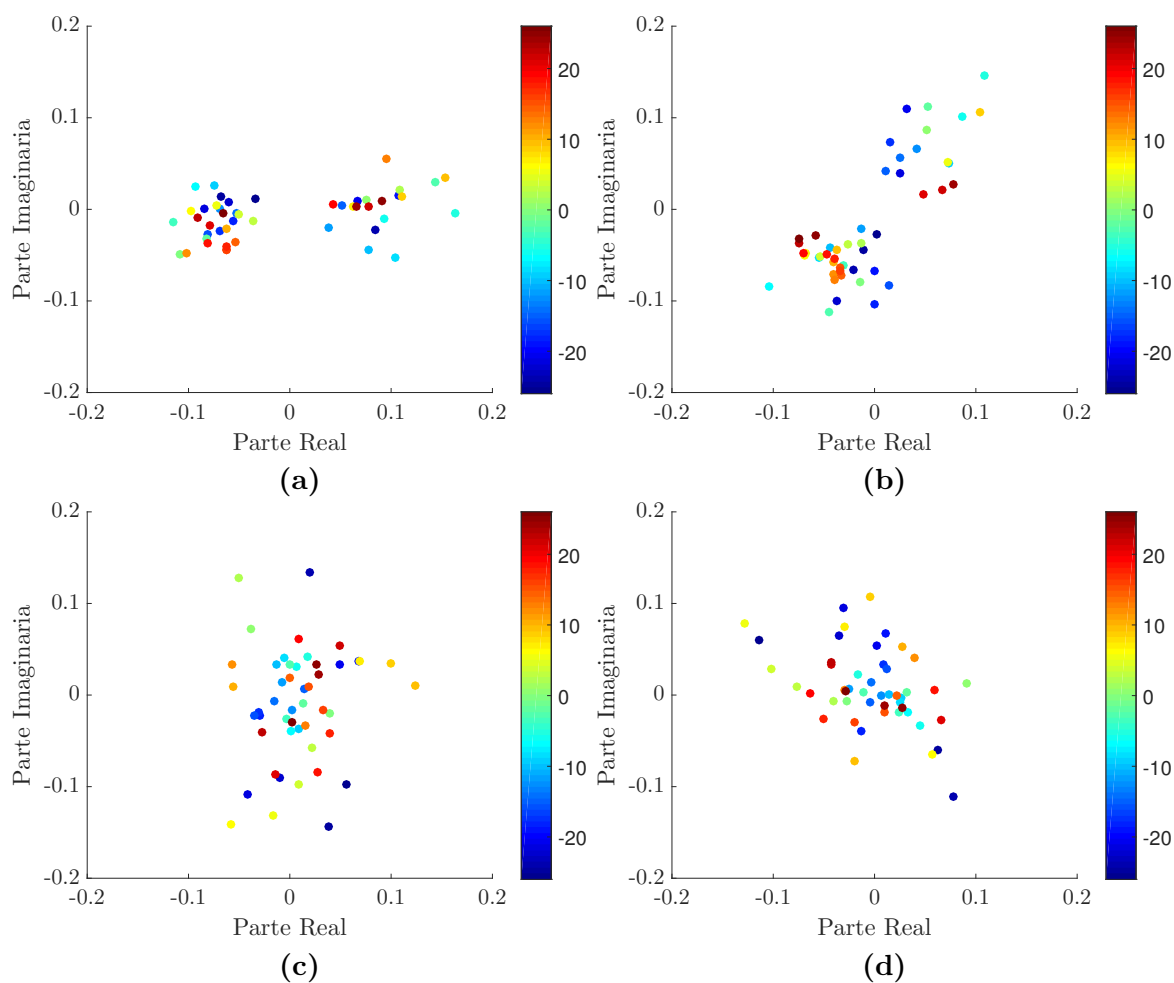


**Figura 5.6:** Porciones de la señal asociadas al preámbulo y al símbolo OFDM del campo SIGNAL de cada trama resaltadas en rojo y en verde, respectivamente, sobre la parte real de la medición. Resultados obtenidos con el banco de correladores.

inicio estimados se encuentran alrededor de los verdaderos valores de la muestra de inicio de cada trama, naturalmente no se puede determinar de esta manera si existen errores de algunas muestras.

A partir de estos resultados, se calculan las coordenadas de las constelaciones BPSK que surgen del símbolo OFDM correspondiente al campo SIGNAL. En la Figura 5.7 se observan las constelaciones recuperadas para los símbolos OFDM del campo SIGNAL de las cuatro tramas identificadas, sin hacer ninguna corrección ni de corrimiento en frecuencia ni de ecualización. En las Figuras 5.7a y 5.7b se observan que las coordenadas de las subportadoras de los símbolos SIGNAL de las tramas 1 y 2 tienen un agrupamiento que luce como la de una constelación BPSK, en el caso de la trama 2 con una rotación. Por su parte, en las constelaciones de las Figuras 5.7c y 5.7d que corresponden a las coordenadas de las subportadoras de los símbolos SIGNAL de las tramas 3 y 4 no presentan una estructura definida.

En una segunda instancia se utiliza la estimación en frecuencia para realizar la corrección del error en frecuencia de la señal previo a la FFT y a evaluar las coordenadas de las constelaciones BPSK que surgen del símbolo OFDM correspondiente al campo SIGNAL. En la Figura 5.8 se muestran las constelaciones recuperadas para los símbolos OFDM del campo SIGNAL de las cuatro tramas identificadas, luego de hacer la corrección de frecuencia. Para las constelaciones de las dos primeras tramas, en las

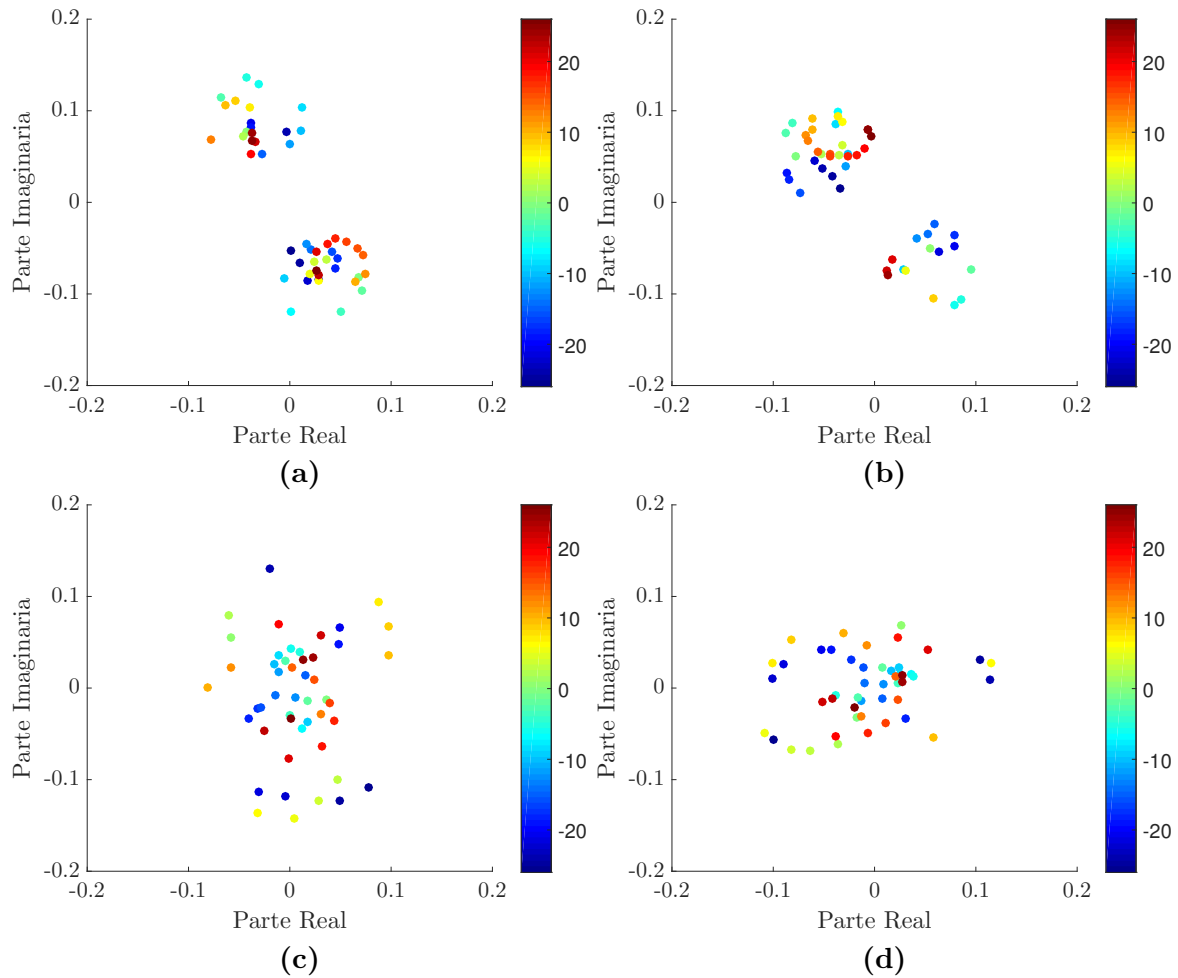


**Figura 5.7:** Constelaciones BPSK correspondientes a los símbolos OFDM del campo SIGNAL de cada trama identificada con el banco de correladores, calculadas sin compensaciones. (a) trama 1, (b) trama 2, (c) trama 3, (d) trama 4.

Figuras 5.8a y 5.8b, se ve que con la corrección en frecuencia las constelaciones presentan una dispersión menor y una rotación, ahora para ambas constelaciones. Asimismo, en las Figuras 5.8c y 5.8d se observa que la corrección en frecuencia no permite por simple inspección identificar que las coordenadas de las subportadoras de los símbolos SIGNAL de las tramas 3 y 4 corresponden a las una constelación BPSK. Sin embargo, se observa que dichas coordenadas se agrupan y ligeramente su dispersión disminuye.

Finalmente, se utiliza la estimación de la transferencia del canal empleando las coordenadas de los símbolos de la secuencia de símbolos largos de entrenamiento para ecualizar por medio de aplicar el filtro inverso a las coordenadas de las subportadoras del campo SIGNAL, tal como se describió al comienzo de la sección. En la Figura 5.9 se presentan las constelaciones recuperadas para los símbolos OFDM del campo SIGNAL de las cuatro tramas identificadas, luego de hacer la corrección de frecuencia y la ecualización aplicando el filtro inverso.

Las constelaciones correspondientes a los símbolos SIGNAL de las tramas 1 y 2, que se presentan en las Figuras 5.9a y 5.9b, se presentan claramente definidas, con una

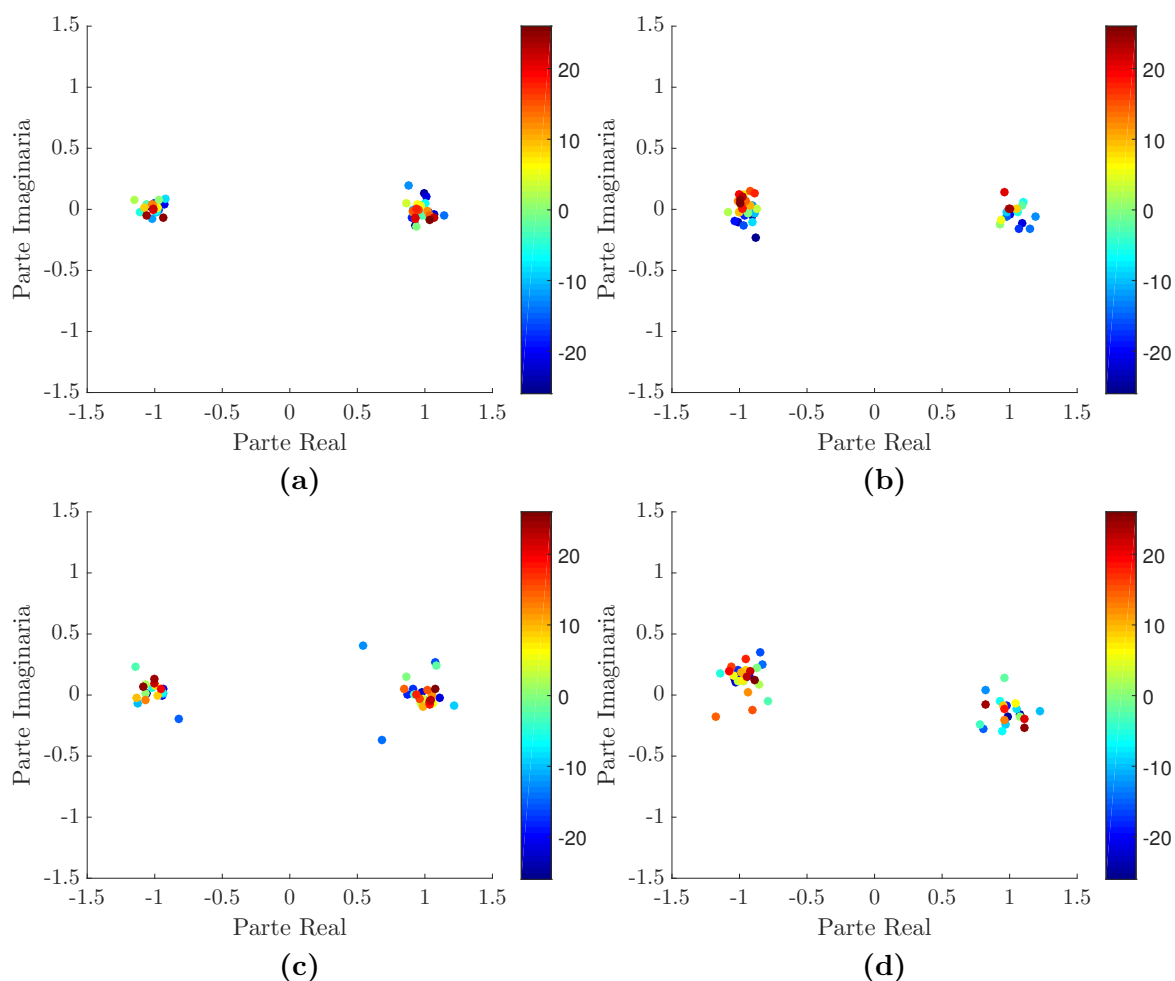


**Figura 5.8:** Constelaciones BPSK correspondientes a los símbolos OFDM del campo SIGNAL de cada trama identificada con el banco de correladores, calculadas con la corrección de frecuencia. (a) trama 1, (b) trama 2, (c) trama 3, (d) trama 4.

dispersión significativamente menor a la de los casos previos y se compensó la rotación. Por su parte, en las Figuras 5.9c y 5.9d se muestran las constelaciones de las tramas 3 y 4, las cuales luego de la ecualización presentan una estructura bien definida del tipo de una constelación BPSK, con una dispersión mayor que las de las tramas 1 y 2. En definitiva para los cuatro casos se recupera una constelación del tipo BPSK, con las fronteras de decisión claras y sin puntos cercanos a la misma. Si bien esta descripción no permite concluir que no existen errores en la decisión, la estructura permite pensar que posiblemente la detección sea correcta.

### 5.2.2. Algoritmo *Delay and Correlate*

La configuración con la que se ejecutó el algoritmo DC también coincide con la utilizada en el Capítulo 4. Se toma  $R = 160$  lo que implica que la señal de referencia corresponde a cinco símbolos de la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos. En la Figura 5.10 se muestra el módulo de la autocorrelación obtenida con el registro de

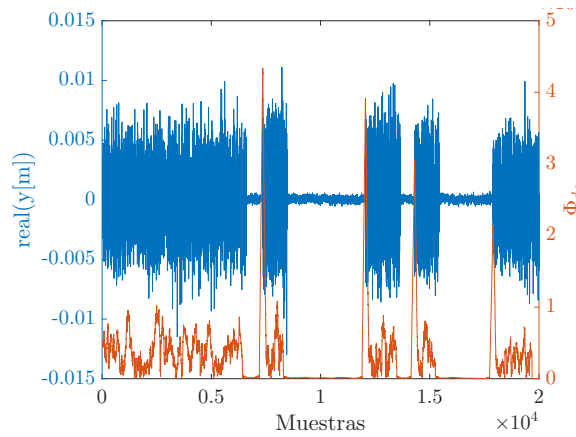


**Figura 5.9:** Constelaciones BPSK correspondientes a los símbolos OFDM del campo SIGNAL de cada trama identificada con el banco de correladores, calculadas con la corrección de frecuencia y aplicando el filtro inverso. (a) trama 1, (b) trama 2, (c) trama 3, (d) trama 4.

datos reales. Como para el banco de correladores, se observan claramente cuatro picos bien definidos en el módulo de la correlación que además se encuentran ubicados en los mismos lugares que para el banco de correladores. Esto reafirma la idea expuesta a partir de la inspección visual, en el registro existen cinco tramas, de las cuales cuatro poseen los preámbulos completos. Como para el banco de correladores, a las tramas OFDM se las identificará con los números 1, 2, 3 y 4 de acuerdo con el orden temporal en el que se encuentran, siendo la 1 la que se registró primera.

Siguiendo el procedimiento descrito en el Capítulo 4, se estiman el instante de inicio de cada trama OFDM y el error de frecuencia obtenido para cada una de ellas. En la Tabla 5.2 se presentan los resultados obtenidos. A partir de los instantes de inicio estimados y conociendo el número de muestras de cada campo, en la Figura 5.11 se colorea sobre la medición las porciones de la señal asociadas al preámbulo y al símbolo OFDM del campo SIGNAL. Cualitativamente los resultados parecen coincidir con los que se presentaron en la Figura 5.6 para el banco de correladores.

Repetiendo el procedimiento seguido con los resultados del banco de correladores,



**Figura 5.10:** Autocorrelación de la señal correspondiente a las mediciones reales para el algoritmo DC.

Trama	Muestra de inicio	Frecuencia [kHz]
1	7354	-46.332
2	12055	-46.105
3	14304	-44.333
4	17898	-42.716

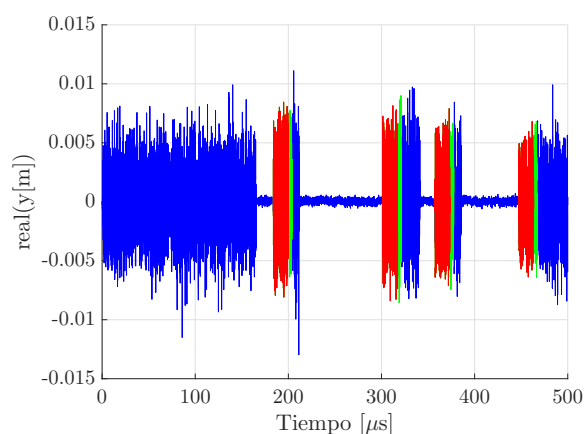
**Tabla 5.2:** Resultados de la estimación del instante de inicio de las tramas OFDM y del error de frecuencia utilizando el algoritmo DC.

se calculan las coordenadas de las constelaciones BPSK que surgen del símbolo OFDM correspondiente al campo SIGNAL. En la Figura 5.12 se observan las constelaciones recuperadas para los símbolos OFDM del campo SIGNAL de las cuatro tramas identificadas, sin hacer ninguna corrección. A partir de los resultados de las Figuras 5.12a y 5.12b, nuevamente, las coordenadas de las subportadoras del símbolo SIGNAL de las tramas 1 y 2 muestran una estructura bien definida que se pueden asociar a una constelación BPSK. Por su parte, de las Figuras 5.12c y 5.12d se observa que en este caso a las constelaciones de las tramas 3 y 4 tampoco se les reconoce una estructura por simple inspección.

En una segunda instancia se utiliza la estimación en frecuencia para realizar la corrección del error en frecuencia de la señal previo a evaluar a la FFT. En la Figura 5.13 se muestran las constelaciones recuperadas para los símbolos OFDM del campo SIGNAL de las cuatro tramas identificadas, cuando se realiza la corrección de frecuencia. Los resultados son análogos a los obtenidos con el método BC luego de aplicar la corrección de frecuencia antes del cálculo de la FFT. Se logra obtener constelaciones con dispersiones menores que sin la corrección, en el caso de las tramas 1 y 2 con una estructura de constelación de las del tipo BPSK rotadas y con la misma rotación, en el caso de las tramas 3 y 4 con constelaciones que cuya estructura no puede ser definida por simple inspección.

Finalmente, se utiliza la estimación de la transferencia del canal empleando las





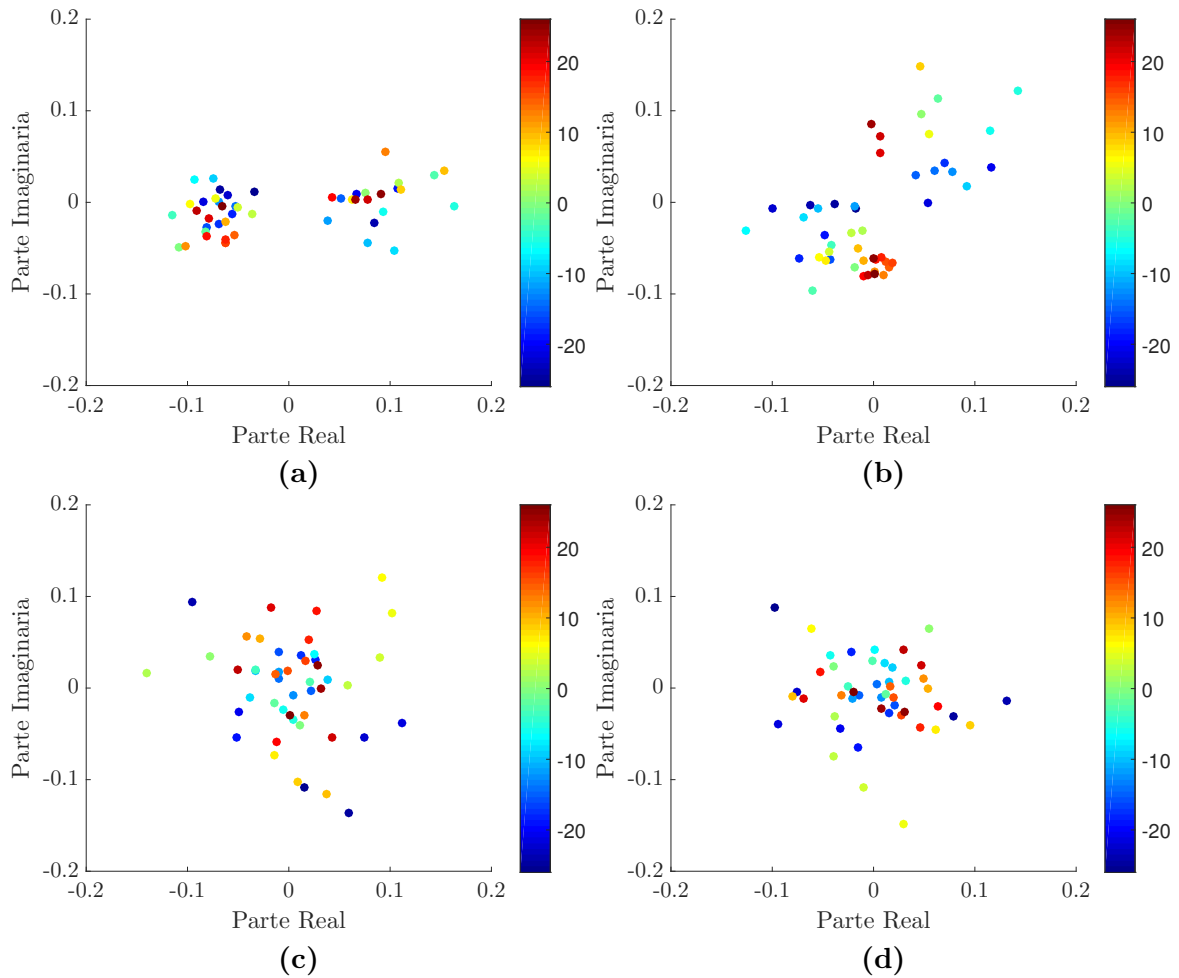
**Figura 5.11:** Porciones de la señal asociadas al preámbulo y al símbolo OFDM del campo SIGNAL de cada trama resaltadas en rojo y en verde, respectivamente, sobre la parte real de la medición. Resultados obtenidos con el algoritmo DC.

coordenadas de los símbolos de la secuencia de símbolos largos de entrenamiento para ecualizar por medio de aplicar el filtro inverso, dado por la Ecuación (5.2), a las coordenadas de las subportadoras del campo SIGNAL, tal como se describió al comienzo de la sección. Cabe remarcar que aquí el filtro inverso fue recalculado, evaluando la muestra de inicio de la secuencia de entrenamiento de símbolos largos a partir del sincronismo temporal obtenido con el algoritmo DC. En la Figura 5.14 se presentan las constelaciones recuperadas para los símbolos OFDM del campo SIGNAL de las cuatro tramas identificadas, luego de hacer la corrección de frecuencia y la ecualización aplicando el filtro inverso.

En las Figuras 5.14a y 5.14b se observan las coordenadas de las subportadoras del símbolo SIGNAL de las tramas 1 y 2, las cuales como con el banco de correladores resultan con una estructura de constelación BPSK bien definida y con una baja dispersión en torno a los valores esperados. Por otro lado, las coordenadas correspondientes a las tramas 3 y 4 que se muestran en las Figuras 5.14c y 5.14d se corresponden a las de una constelación BPSK, aunque con una dispersión mayor que las de las tramas 1 y 2, y además también con una dispersión mayor que las correspondientes a las tramas 3 y 4 obtenidas con las correcciones resultantes banco de correladores. En particular, en el caso de la trama 3 se puede ver que hay una subportadora que queda especialmente cerca de la frontera de decisión.

### 5.2.3. Comparación entre métodos de sincronismo

En la Tabla 5.3 se resumen los valores estimados de los instantes de inicio para cada trama identificada y además, se incluye la diferencia entre los valores estimados para cada método. Se observa que para la primera trama los instantes de inicio son iguales. En cambio, para la trama 2 es una muestra y para las tramas 3 y 4 la diferencia es de



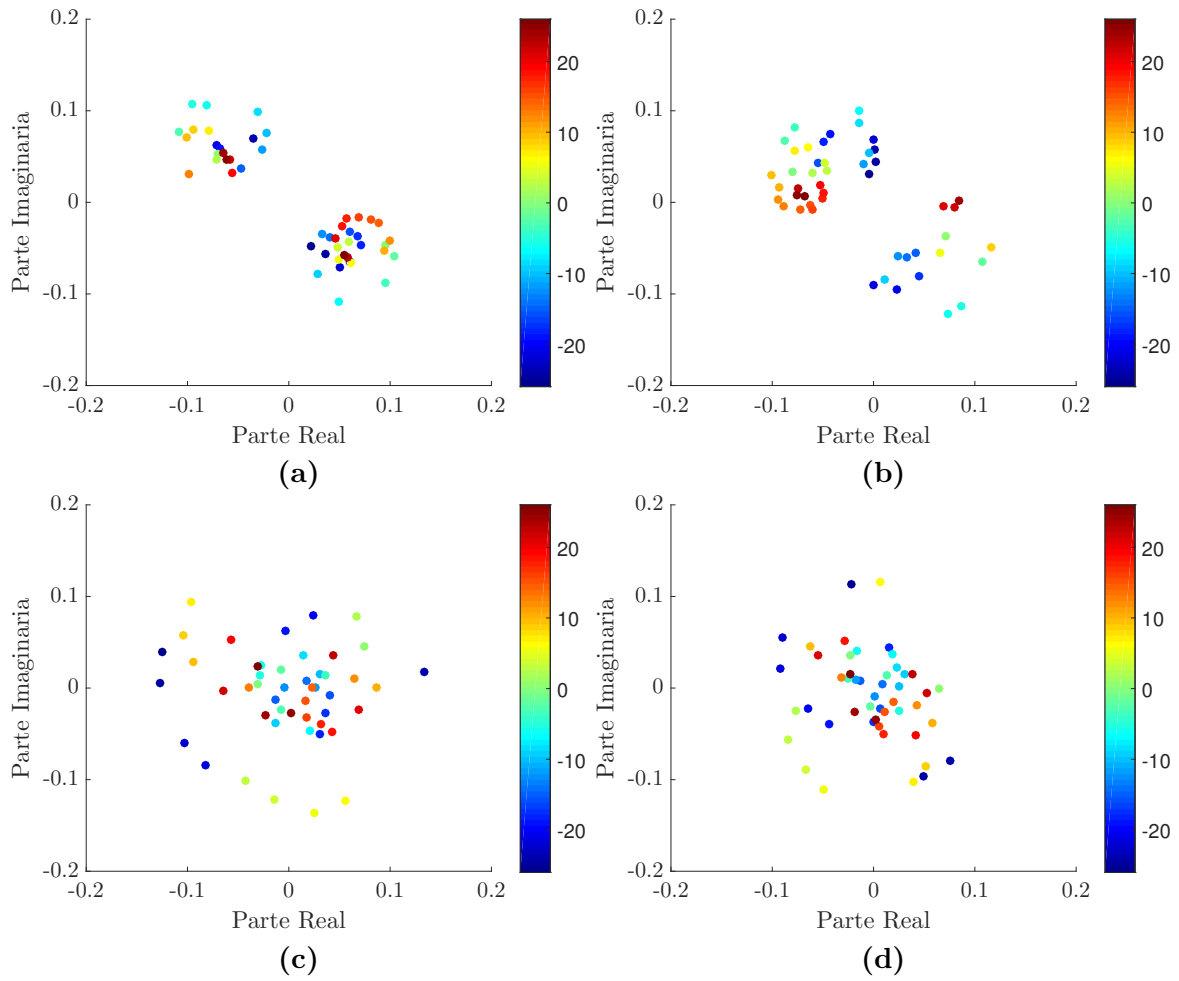
**Figura 5.12:** Constelaciones BPSK correspondientes a los símbolos OFDM del campo SIGNAL de cada trama identificada con el algoritmo DC, calculadas sin compensaciones. (a) trama 1, (b) trama 2, (c) trama 3, (d) trama 4.

diez muestras, estando la predicción del inicio con el algoritmo DC atrasada respecto del banco de correladores.

Por otro lado, la Tabla 5.4 se resumen los valores estimados del error de frecuencia para cada trama identificada y además, se incluye la diferencia entre los valores estimados para cada método. Nuevamente, se observa que la diferencia para las dos primeras tramas es significativamente menor con respecto a las dos últimas tramas, siendo la diferencia de un orden de magnitud.

Teniendo en cuenta que para el banco de correladores se utiliza el preámbulo completo como parte de la señal de referencia, partir de los resultados presentados en el Capítulo 4 es de esperar que sus estimados presenten valores más cercanos a los verdaderos valores que los obtenidos con el algoritmo DC. Para completar este análisis es útil contar con una estimación de la SNR en términos de  $\frac{A^2}{MN_0f_s}$ . Sin embargo, si la potencia de las señales se estiman en el tiempo es necesario vincularla con la relación  $\frac{A^2}{MN_0f_s}$  que corresponde a la SNR de cada subportadora BPSK.

Considerando la señal  $x[m]$  correspondiente a un símbolo OFDM, entonces se puede



**Figura 5.13:** Constelaciones BPSK correspondientes a los símbolos OFDM del campo SIGNAL de cada trama identificada con el algoritmo DC, calculadas con la corrección de frecuencia. (a) trama 1, (b) trama 2, (c) trama 3, (d) trama 4.

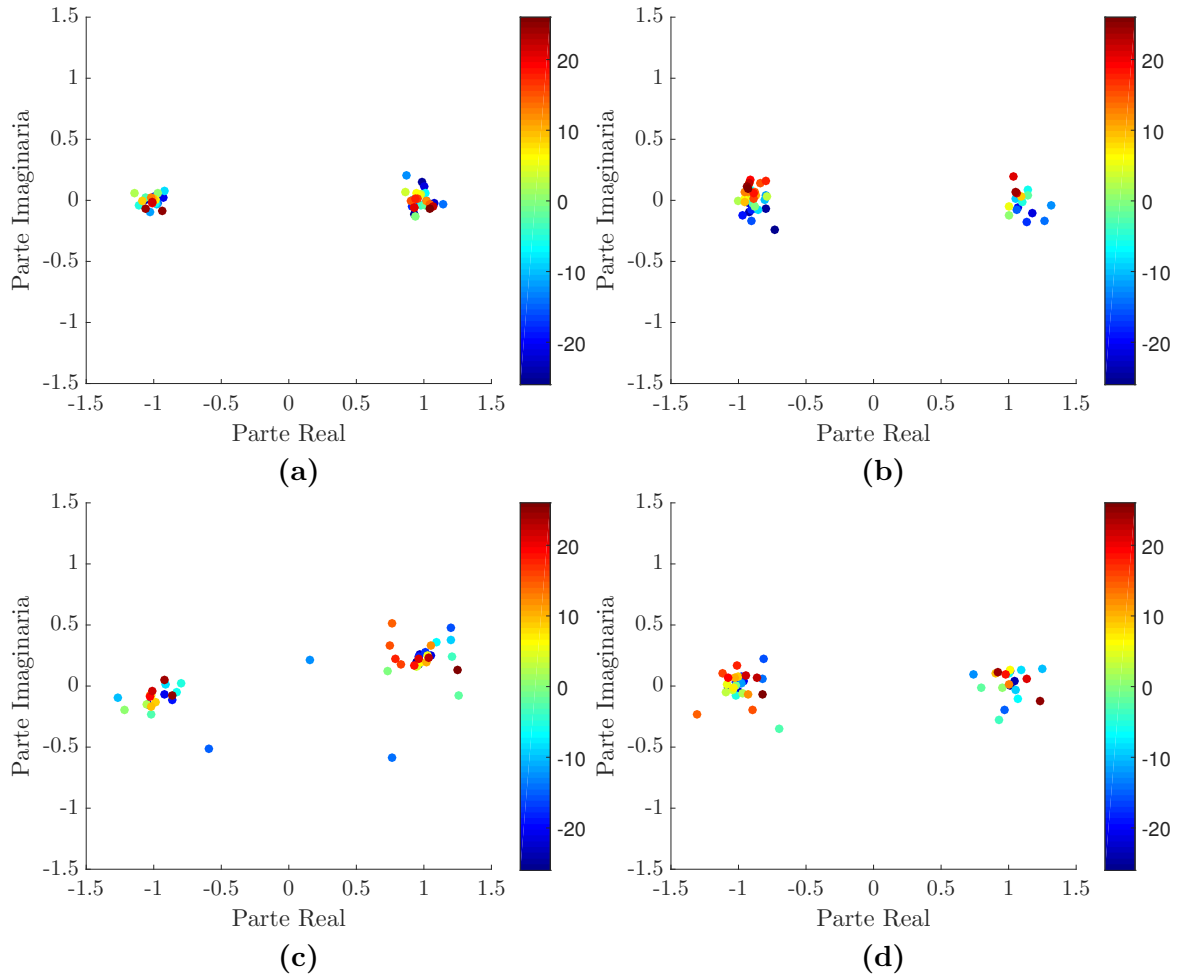
evaluar su potencia como

$$P_x = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |x[m]|^2. \quad (5.3)$$

Haciendo uso de la estructura de  $x[m]$  dada por la Ecuación (2.28), la potencia  $P_x$  resulta

$$\begin{aligned} P_x &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} x[m]x^*[m] \\ &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left[ \sum_{i=-K}^K c_i e^{j\frac{2\pi mi}{M}} \right] \left[ \sum_{k=-K}^K c_k^* e^{-j\frac{2\pi mk}{M}} \right] \\ &= \frac{1}{M} \sum_{i=-K}^K \sum_{k=-K}^K c_i c_k^* \sum_{m=0}^{M-1} e^{j\frac{2\pi(i-k)m}{M}}. \end{aligned} \quad (5.4)$$

Teniendo en cuenta que todas las frecuencias de las subportadoras son armónicos que cumplen una cantidad entera de periodos completos dentro de la ventana que comprende



**Figura 5.14:** Constelaciones BPSK correspondientes a los símbolos OFDM del campo SIGNAL de cada trama identificada con el algoritmo DC, calculadas con la corrección de frecuencia y aplicando el filtro inverso. (a) trama 1, (b) trama 2, (c) trama 3, (d) trama 4.

un símbolo OFDM se reduce la exponencial de la Ecuación (5.4) a  $M$  si  $i = k$  y cero caso contrario, con lo que se obtiene que

$$P_x = \frac{1}{M} \sum_{i=-K}^K |c_i|^2 M. \quad (5.5)$$

Vinculando la definición dada por la Ecuación (2.22) para constelaciones BPSK con el resultado de la Ecuación (2.30) resulta que  $M c_i = \pm A \forall i \neq 0$ , lo que permite establecer que

$$P_x = \frac{1}{M} \sum_{i=-K}^K \frac{A^2}{M} = \frac{2K}{M^2} A^2, \quad (5.6)$$

donde  $2K$  es el número de subportadoras más los tonos pilotos que también se encuentran modulados en BPSK y no se tuvo en cuenta la continua ya que es cero, es decir  $c_0 = 0$ .

Trama	Muestra de inicio		Muestras de diferencia
	DC	BC	
1	7354	7354	0
2	12055	12054	1
3	14304	14294	10
4	17898	17888	10

**Tabla 5.3:** Comparación de los estimados de instante de inicio de las tramas.

Trama	Error de frecuencia [kHz]		Diferencia [kHz]
	DC	BC	
1	-46.332	-46.00	-0.83
2	-46.105	-46.00	-0.10
3	-44.333	-40.00	-4.33
4	-42.716	-39.00	-3.17

**Tabla 5.4:** Comparación de los estimados del error de frecuencia para las distintas tramas.

Por otro lado, si se considera una secuencia de muestras de ruido  $n[m]$  de igual número de muestras  $M$  que la señal  $x[m]$ , su potencia se puede evaluar como

$$P_n = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |n[m]|^2. \quad (5.7)$$

De acuerdo con lo que establece la Ecuación (2.17) valor medio cuadrático de  $n[m]$  es  $2N_0f_s$ , lo que indica que  $P_n \approx 2N_0f_s$ . Por lo tanto, de las relaciones expuestas resulta

$$\frac{P_x}{P_n} \approx \frac{K}{M} \frac{A^2}{MN_0f_s}. \quad (5.8)$$

En la práctica, no se cuenta con  $x[m]$ , por lo que su potencia puede ser aproximada a partir de evaluar la potencia,  $P_y$ , de la señal recibida  $y[m]$  descontando la potencia de ruido, es decir  $P_x \approx P_y - P_n$ . Definiendo la  $\text{SNR} = \frac{A^2}{MN_0f_s}$ , se puede escribir la SNR en función de las potencias estimadas como

$$\text{SNR} \approx \frac{M}{K} \frac{P_x}{P_n} \approx \frac{M}{K} \frac{P_y - P_n}{P_n}, \quad (5.9)$$

o en dB

$$\text{SNR [dB]} \approx 7 \text{ dB} + 10 \log \left( \frac{P_y - P_n}{P_n} \right), \quad (5.10)$$

donde  $10 \log(M/K) = 7 \text{ dB}$  considerando  $M = 128$  debido a que la frecuencia de muestreo es  $f_s = 40 \text{ MHz}$  y la duración del símbolo OFDM es  $3,2 \mu\text{s}$  y  $K = 26$ .

Se realiza el cálculo de  $P_y$  sobre los símbolos SIGNAL de las diferentes tramas de

Trama	SNR [dB]
1	17,02
2	16,59
3	16,30
4	15,21

**Tabla 5.5:** Estimación de la SNR.

los datos reales, evaluando su inicio a partir de la estimación del sincronismo temporal obtenida con el banco de correladores y se estima la potencia de ruido sobre una región del registro de datos en los que se identifica que no existe señal presente. Los estimados de SNR obtenidos con este procedimiento para cada trama se muestran en la Tabla 5.5. Se observa que el símbolo SIGNAL de la trama 1 es el de mayor SNR con 17 dB, mientras que el símbolo SIGNAL de la trama 4 es el de menor SNR, estando 2 dB por debajo.

La estimación de la SNR permite vincular los resultados obtenidos con el procesamiento de los datos con los las simulaciones numéricas del Capítulo 4. Para una SNR de 17 dB es esperable que ambos métodos presenten un desempeño comparable, es decir estimaciones del instante de inicio y de frecuencias cercanas, lo cual concuerda con lo calculado para la trama 1. A medida que la SNR decae las dispersiones de las estimaciones aumentan, de manera más significativa para el algoritmo DC que para el banco de correladores cuando se emplea el preámbulo completo. Este comportamiento también concuerda con los resultados obtenidos, y es una posible explicación de mayor dispersión que poseen las coordenadas en las constelaciones BPSK.

### 5.3. Conclusiones

Tanto los valores de autocorrelación (DC) como la magnitud de la correlación con el banco de correladores revelan que los dos primeros símbolos presentan una SNR más alta y esto concuerda con la estimación numérica de la SNR. En coherencia con estos hallazgos, se observa que la diferencia entre los valores estimados para el número de muestra en el que comienza el símbolo OFDM es de 0 o 1 en comparación con la diferencia de 10, lo que indica que uno o ambos métodos se encuentran sustancialmente alejados del valor real. Este efecto está en línea con lo mostrado en el Capítulo 4. En donde la dispersión de la estimación de la muestra donde comienza la trama OFDM es mayor en cuanto menor es la SNR.

Esta variación en la SNR también se refleja en las constelaciones generadas a través de la decodificación del campo de SIGNAL. Al analizar las constelaciones después de corregir el desplazamiento de la frecuencia de portadora (utilizando los valores de desplazamiento estimados), se aprecia que los puntos en la constelación muestran una

dispersión menor. No obstante, no se logra una recuperación perfecta de la constelación BPSK, incluso en el caso de los símbolos OFDM con una SNR más elevada. Para poder recuperar una constelación BPSK con una frontera de decisión en 0 fue necesario implementar un filtro inverso que compense el efecto del canal RF. Realizando esto, para todas las tramas y ambos métodos fue posible recuperar una constelación BPSK clara. La única constelación que tiene una subportadora con un valor cercano a la frontera de decisión fue la constelación del método DC para la trama 3. Este resultado está en línea con lo mostrado en la Capítulo 4. En donde se concluye que es esperable que el método DC sea más sensible al nivel de SNR que el banco de correladores que utiliza el preámbulo completo. En líneas generales con datos reales se puede considerar que se tiene las mismas tendencias de rendimiento que lo mostrado en el Capítulo 4.

La estimación de la SNR no cambia de forma sustancial entre los dos métodos y confirma la suposición de que la SNR es decreciente con el número de trama OFDM. Lo cual explica la diferencia de estimación entre ambos métodos.





# Capítulo 6

## Conclusiones

*“Todas las teorías son legítimas y ninguna tiene importancia.  
Lo que importa es lo que se hace con ellas.”*

— Jorge Luis Borges

En esta tesis se estudió el problema del sincronismo en sistemas de modulación multiportadora OFDM. Como caso particular se analizó el caso de las señales generadas de acuerdo con la norma IEEE 802.11a, ampliamente adoptada para la implementación de la capa física de las redes WLAN. Este sistema resulta de interés para el grupo de trabajo debido a que estas redes son una fuente de interferencia electromagnética que afecta a los radares meteorológicos que operan en banda C.

Partiendo de un análisis pormenorizado de la señal transmitida; y formulando un modelo detallado del sistema de comunicaciones que incorpora los efectos debidos a la propagación de la señal en el canal inalámbrico, se obtuvieron expresiones analíticas que permitieron cuantificar los efectos de los errores de sincronismo, tanto temporal como en frecuencia, sobre la señal recibida.

La formulación analítica se complementó con simulaciones numéricas que permitieron observar las degradaciones que introducen estos errores de sincronismo, tanto de manera cualitativa, en términos de modificaciones sobre los símbolos de la constelación, como de manera cuantitativa, en términos de degradación de la probabilidad de error de bit en función de la relación señal a ruido. Se observó una gran correspondencia entre los resultados de simulación y lo esperado en base a la formulación analítica. Se pudo observar, como era de esperar en un sistema multiportadora, que los errores de sincronismo impactan de manera diferente en cada una de las subportadoras.

Se exploraron dos posibles implementaciones de métodos de sincronización *inicial* o gruesa de la señal, que explotan la estructura determinística del preámbulo. Por un lado, se evaluó el método de *banco de correladores* en el cual se correlaciona la señal recibida contra diferentes versiones del preámbulo que corresponden a diferentes desplazamientos en la frecuencia de portadora. El banco o versión de la señal en la

que ocurre el máximo permite estimar el desplazamiento en frecuencia (sincronismo en frecuencia), mientras que el índice en el que ocurre el máximo permite estimar el instante de inicio de la señal (sincronismo temporal).

El segundo método analizado fue el denominado *Delay and Correlate* que explota la estructura periódica del preámbulo. Este método realiza la correlación de un tramo o ventana de la señal contra otro tramo o ventana de la misma señal, tomados de tal manera que entre ellos exista un retardo igual a un cuarto de la longitud del preámbulo (lo que corresponde a la mitad de cada secuencia de entrenamiento, ya sea corta o larga). En este caso el índice en el que ocurre el máximo de la correlación permite estimar el instante de inicio de la señal (sincronismo temporal), mientras que la fase de la correlación en este máximo permite estimar el desplazamiento en frecuencia (sincronismo en frecuencia).

Mediante simulaciones se comparó el desempeño de estos dos métodos en diferentes escenarios: canal AWGN y canal inalámbrico con 3 taps de retardo y ruido AWGN. En todos los casos se promedió el rendimiento sobre diferentes realizaciones de canal como de ruido. En este análisis para el método del banco de correladores se tomaron la secuencia de entrenamiento de símbolos cortos (de 320 muestras) y el preámbulo completo (de 640 muestras) como parte de la señal de referencia, mientras que el número de muestras de la ventana del algoritmo *Delay and Correlate* fue de 160, igual a la mitad del largo de una secuencia de entrenamiento, con estas elecciones en ambos casos se evitan ambigüedades por la existencia de más de un máximo de igual amplitud en las correlaciones. Sin embargo, esta elección impide una comparación completamente justa en términos de la energía de la señal puesta en juego debido a que difiere en cada caso y pone en mejores condiciones al banco de correladores. Se observó que el método que utiliza el banco de correladores logra un mejor desempeño en términos de desviación estándar del error que el método *Delay and Correlate* para un mismo nivel de SNR, incluso al considerar este número menor de muestras. Además, se observó que el método *Delay and Correlate* sufre una fuerte degradación en el desempeño para los casos de baja SNR, lo que se puede explicar debido al efecto que tiene multiplicar las componentes de ruido de las dos ventanas de la señal que intervienen en la correlación.

Resulta importante remarcar que el número de correladores impacta directamente en el costo computacional del método BC. Como una primera aproximación podemos decir que el banco de correladores presenta un costo computacional igual al costo computacional del *Delay and Correlate* multiplicado por el número de correladores en el banco. Para una mejor evaluación del costo computacional se debería tener en cuenta además que en el banco de correladores se logra un mejor desempeño tomando secuencias más largas, y por ende correlaciones más costosas computacionalmente hablando.

Por otro lado, el desempeño del banco de correladores depende de la discretización

---

que se utilice para la frecuencia, es decir, del número de correladores utilizados en el banco. El valor absoluto del error en la estimación del desplazamiento en frecuencia está acotado inferiormente por la diferencia entre el desplazamiento de frecuencia real y la frecuencia más cercana dentro del banco de correladores. Además, el rango de desplazamiento de frecuencia que se puede detectar dependerá del rango total del banco de correladores.

Por supuesto, se puede lograr un buen balance entre costo computacional y desempeño si se considera que la “granularidad” del banco de correladores puede ser ajustada en múltiples iteraciones. Incluso se puede pensar en esquemas combinados, que utilicen el algoritmo *Delay and Correlate* para una primera estimación, y luego un banco de correladores de tamaño reducido para refinar esta estimación.

Finalmente, se aplicaron estos dos métodos a señales Wi-Fi reales que siguen la norma IEEE 802.11a, adquiridas mediante un ensayo experimental. Con ambos métodos se identificaron la existencia de cuatro tramas OFDM en el registro y se estimaron instantes de inicio de cada trama y errores de sincronismo de frecuencia. Si bien los resultados con ambos métodos fueron comparables, para dos de las tramas se puede decir que fueron prácticamente iguales mientras que para las dos tramas restantes se encontraron diferencias. Para realizar un análisis cuantitativo, se realizó la estimación de la SNR que tenía cada trama de este conjunto de datos. Se observó que, para las tramas con mayor SNR, la estimación del inicio del símbolo OFDM fue idéntica para ambos métodos. Sin embargo, para las tramas con una SNR más baja, los métodos difirieron en la estimación de la muestra de inicio del preámbulo. Esto concuerda con el análisis realizado utilizando señales sintéticas, donde se pudo comprobar que la dispersión de los estimadores es sensible a la SNR de la señal recibida.

Finalmente, para verificar el funcionamiento del sistema, a partir de las estimaciones del instante de inicio y del error de frecuencia se realizó el cálculo de las coordenadas de las subportadoras correspondientes al símbolo SIGNAL de cada trama. Esto requirió remover la guarda y evaluar la FFT para obtener las coordenadas en tres condiciones: sin ningún tipo de compensación, compensando el error de frecuencia y por último compensando el error de frecuencia y ecualizando, a partir de una estimación de la transferencia del canal realizada con las coordenadas de los símbolos de la secuencia de símbolos largos de entrenamiento. Para las cuatro tramas identificadas luego de corregir el error de frecuencia y ecualizar para contrarrestar el efecto del canal inalámbrico se recuperaron las constelaciones BPSK de los símbolos correspondientes al campo SIGNAL con una frontera de decisión clara.

## 6.1. Trabajos futuros

Para lograr una detección en tiempo real de la presencia de una trama OFDM, es esencial la implementación de un algoritmo adaptativo de detección de máximos. Este requisito se aplica a ambas metodologías, tanto al método que hace uso del banco de correladores como el algoritmo *Delay and Correlate*.

Para una recuperación completa del símbolo OFDM, se debe considerar la posibilidad de implementar algún tipo de filtro inverso de canal o un método equivalente más sofisticado que tenga un mejor desempeño para SNR bajas. Esto es crucial para mitigar los efectos del canal inalámbrico en la calidad de la recepción. Idealmente, esta etapa de filtrado debería llevarse a cabo después de la recuperación del sincronismo. En este trabajo se realizó una primera implementación burda utilizando como coeficientes del filtro inverso la relación entre los valores transmitidos en la secuencia larga de entrenamiento y los decodificados en el receptor, esto debería refinarse para una implementación en tiempo real.

Por último, una vez que se ha identificado la trama OFDM, se debe explorar cómo utilizar esta información para reducir la interferencia de esta señal en los datos del radar meteorológico. Una opción viable podría ser la sustracción de estas tramas OFDM de los datos de entrada a las etapas de procesamiento del radar. Este enfoque permitirá una detección y recuperación eficiente de las tramas OFDM, así como la mitigación de su impacto en las operaciones del radar meteorológico. Otra posibilidad es llevar estas ideas para detectar las tramas sobre las muestras en fase y cuadratura a la salida del filtro adaptado del radar y determinar su instante de inicio. Si bien la señal se encuentra distorsionada, es de esperar que contengan la estructura repetitiva del preámbulo.

# Apéndice A

## Implementación del banco de correladores

A continuación, se presenta una posible implementación del banco de correladores. Esta implementación tiene la particularidad de calcular el preámbulo en cada llamado. En una implementación en tiempo real, podría no ser óptimo, y los coeficientes de una primera iteración del proceso de sincronismo podrían almacenarse precalculados.

```
function [timesample,freq] = bcorrelacion_est(
    channel_out)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Routine for statistical analysis of the calculated
% frequency shift and timesample values with a
% correlator bank
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% System parameters
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

sampFreq = 40e6;

sampLoc = 1;
phaseInit = 0;
deltaTime = 0;
noisePower = 0;

sampNumPream = 640;
```

```

sampNum = size(channel_out',1);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Loading the parameters into the rxSignalParam class
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

rxSignalParam.chanSpac = 20e6;
rxSignalParam.nroPointsIFFT = 128;
rxSignalParam.sampFreq = sampFreq;
rxSignalParam.numSamp = sampNumPream;
rxSignalParam.sampLoc = sampLoc;
rxSignalParam.phaseInit = phaseInit;
rxSignalParam.deltaTime = deltaTime;
rxSignalParam.noisePower = noisePower;
rxSignalParam.pream = 'si';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Preamble generation and correlation
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Wide synchronism
freqDelta = 1000;
freqLim = 150e3;
freqOffset = 0;
freqErr = freqOffset + (-freqLim:freqDelta:freqLim);

maxInd = zeros(length(freqErr),1);
maxVal = zeros(length(freqErr),1);
for indexFreq = 1 : length(freqErr)

    rxSignalParam.freqErr = freqErr(indexFreq);

    % the complete preamble with the parameters of the
      rxSignalParam class is generated.
    rxSignalv2 = rxSignalOFDMv2(rxSignalParam);

    % the complete preamble is selected as the
      reference signal.

```

```
refSignal = rxSignalv2.temp(:);

% correlation
corrOutput1 = xcorr(channel_out',refSignal);
corrOutput2 = corrOutput1(sampNum:end);

% maximum of the correlation within the window of
  the received signal
[maxVal(indexFreq,1),maxInd(indexFreq,1)] = max(abs
(corrOutput2));

end

% election of absolute maximum
[~,maxMaxInd] = max(maxVal);
freqMax = freqErr(maxMaxInd);

freq = freqMax * -1;
timesample = maxInd(maxMaxInd) - 1;
```





# Apéndice B

## Implementación del algoritmo *Delay and Correlation*

A continuación, se presenta una posible implementación del algoritmo *Delay and Correlation*.

```
function [timesample,freq] = dc_est(sampFreq,
    channel_out,R)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Routine for statistical analysis of the calculated
% frequency shift and timesample values with the
% Delay and Correlation algorithm
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% System parameters
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

numSamp = length(channel_out(1,:));

L = R;

phi_DC = zeros(1,numSamp);

y_t = channel_out(1,:);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Phi calc
```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for m = 1 : length(y_t)
    for r = 0 : R-1
        in1=m+r;
        in2=m+r+L;
        if(in1<1 || in2<1 || in1>length(y_t) || in2>
            length(y_t))
            phi_DC(m)=0;
            break
        else
            phi_DC(m) = phi_DC(m) + y_t(in1)*conj(y_t(
                in2));
        end
    end

end

end

% election of maximum
[val, indd] = max(abs(phi_DC));

freq = angle(phi_DC(indd))*sampFreq/(2*pi*L);
timesample = indd;

```

# Bibliografía

- [1] ITU-R. Use of the frequency bands 5 150-5 250 MHz, 5 250-5 350 MHz and 5 470-5 725 MHz by the mobile service for the implementation of wireless access systems including radio local area networks. Resolution 229 [com5/16], oct. 2003. [1](#)
- [2] Saltikoff, E., Cho, J., Tristant, P., Huuskonen, A., Allmon, L., Cook, R., *et al.* The threat to weather radars by wireless technology. *Bulletin of the American Meteorological Society*, **97** (7), 1159–1167, ago. 2016. [1](#)
- [3] Rodríguez, A., Lacunza, C., Serra, J., Saulo, C., Ciappesoni, H., Caranti, G., *et al.* SiNaRaMe: Integración de una red de radares hidro-meteorológicos en latinoamérica. *Rev. Fac. Ciencias Exac., Fís. y Nat.*, **4** (1), 41–48, mar. 2017. [2](#)
- [4] Yin, J., Hoogeboom, P., Unal, C., Russchenberg, H. Radio frequency interference characterization and mitigation for polarimetric weather radar: A study case. *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, **60**, 1–16, 2022. [2](#)
- [5] Barba Leal, O., Rinalde, F., Cogo, J., Pascual, J. WLAN signal detection in weather radar data. En: XIX Reunión de Trabajo Procesamiento de la Información y Control (RPIC'21). San Juan, Argentina, 2021. [2](#)
- [6] Benoit, D., Cogo, J., Pascual, J. Análisis del efecto de la interferencia wifi sobre la velocidad Doppler en radar meteorológico. En: ARGENCON 2022, Reunión Bianual de la Sección Argentina del IEEE. San Juan, Argentina, 2022.
- [7] Correa, E., Cogo, J., Pascual, J. Degradación de los observables de radar meteorológico debido a la interferencia Wi-Fi. En: ARGENCON 2022, Reunión Bianual de la Sección Argentina del IEEE. San Juan, Argentina, 2022. [2](#)
- [8] Milanés Chau, D. Demodulación y síntesis de señales OFDM, IEEE 802.11. Tesis de finalización de la carrera Ingeniería en Telecomunicaciones, Instituto Balseiro, UNCUIYO-CNEA, Centro Atómico Bariloche, Argentina, 2021. [3](#)

- [9] Huang, D., Letaief, K. Enhanced carrier frequency offset estimation for OFDM using channel side information. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, **5** (10), 2784–2793, Oct 2006. [4](#)
- [10] L. Hanzo, T. K. OFDM and MC-CDMA A Primer. Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England: John Wiley and Sons Ltd, 2006. [4](#)
- [11] González, G. Aspectos de sincronización en frecuencia para sistemas multipor-tadora. Tesis de Doctorado en Ingeniería, UNS, Bahía Blanca, Argentina, 2011. [4](#)
- [12] Sandell, M., van de Beek, J., Börjesson, P. Timing and frequency synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix. En: International Symposium on Synchronization, págs. 16–19. Essen, Germany, 1995. [4](#)
- [13] Schmidl, T. M., Cox, D. C. Robust frequency and timing synchronization for ofdm. *IEEE Trans. Commun.*, **45** (12), 1613–1621, Dec 1997. [4](#)
- [14] Morelli, M., Mengali, U. An improved frequency offset estimator for ofdm applications. *IEEE Commun. Lett.*, **3** (3), 75–77, Mar 1999. [4](#)
- [15] Minn, H., Bhargava, V., Letaief, K. A robust timing and frequency synchronization for ofdm systems. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, **2** (4), 822–839, Jul 2003. [4](#)
- [16] Keller, T., Hanzo, L. Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for wirelss local area networks. En: IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications, pág. 963–967. Taipei, Taiwan, 1996. [5](#)
- [17] LAN/MAN Standards Committee, I. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications . Standard, Institute of Elec-trical and Electronics Engineers Standar Association, New York, USA, dic. 2016. [7](#), [36](#)
- [18] Proakis, J., Salehi, M. Communication Systems Engineering. 2<sup>a</sup> ed<sup>ón</sup>. New Jersey: Pearson Prentice Hall, 2002. [15](#), [64](#)
- [19] Gallager, R. Stochastic Processes Theory for Applications. Cambridge CB2 8BS: Cambridge University Press, 2013. [17](#)
- [20] Papoulis, A. Probability, Random Variables, and Stochastic Processes. 3<sup>a</sup> ed<sup>ón</sup>. New York: McGraw-Hill, 1991. [18](#)
- [21] Porat, B. A Course in Digital Signal Processing. New York: John Wiley & Sons, 1997. [19](#)

- 
- [22] Tse, D., Viswanath, P. *Fundamentals of Wireless Communication*. New York: Cambridge University Press, 2005. [22](#)
- [23] Oppenheim, A. V., Willsky, A. S., Nawad, S. H. *Signals and Systems*. 2<sup>a</sup> ed<sup>ón</sup>. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1997. [22](#), [25](#)
- [24] Chiueh, T., Tsai, P. *OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications*. Clementi Loop, Singapore: John Wiley and Sons Ltd, 2007. [23](#), [25](#), [48](#)
- [25] Kay, S. M. *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Detection Theory*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1998. [30](#)
- [26] Morelli, M., Mengali, U. Carrier-frequency estimation for transmissions over selective channels. *IEEE Commun. Lett.*, **48** (9), 1580–1589, Sep 2000. [42](#), [49](#)
- [27] Barba Leal, O. Caracterización y detección de interferencias WLAN/RLAN en radares meteorológicos. Tesis de finalización de la carrera Ingeniería en Telecomunicaciones, Instituto Balseiro, UNCUYO-CNEA, Centro Atómico Bariloche, Argentina, 2019. [61](#)
- [28] Mallerman, S. Estudio y simulación de interferencia Wi-Fi en radares meteorológicos. Tesis de finalización de la carrera Ingeniería en Telecomunicaciones, UNRN, San Carlos de Bariloche, Argentina, 2022. [61](#)



# Agradecimientos

Un agradecimiento especial a mi director, ya que sin su confianza y dedicación, este trabajo hubiera sido imposible. A mi pareja, por alentarme constantemente a llevar a cabo esta labor y ser leal a nuestras convicciones. Por último, a todas las instituciones que hicieron posible este proyecto, como CNEA, IB, UNCUYO y EMTECH.

