



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATOLICA DE CHILE
ESCUELA DE INGENIERIA

PRUEBAS DE CAMPO DE ALGORITMO ESPECTRALMENTE EFICIENTE EN ESTIMACIÓN DE CANALES PARA OFDM

DIEGO JOSÉ AMENÁBAR VELASCO

Tesis presentada a la Dirección de Investigación y Postgrado
como parte de los requisitos para optar al grado de
Magister en Ciencias de la Ingeniería

Profesor Supervisor:
CHRISTIAN OBERLI

Santiago de Chile, Agosto 2011

© MMXI, DIEGO JOSÉ AMENÁBAR VELASCO



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATOLICA DE CHILE
ESCUELA DE INGENIERIA

PRUEBAS DE CAMPO DE ALGORITMO ESPECTRALMENTE EFICIENTE EN ESTIMACIÓN DE CANALES PARA OFDM

DIEGO JOSÉ AMENÁBAR VELASCO

Miembros del Comité:

CHRISTIAN OBERLI

MIGUEL FÉLIX RIOS OJEDA

LUCIANO AHUMADA FIERRO

JORGE RAFAEL VERA ANDREO

Tesis presentada a la Dirección de Investigación y Postgrado
como parte de los requisitos para optar al grado de
Magister en Ciencias de la Ingeniería

Santiago de Chile, Agosto 2011

© MMXI, DIEGO JOSÉ AMENÁBAR VELASCO

A mi gente cercana

AGRADECIMIENTOS

Fue un largo camino desde que comencé esta tesis en el cual sucedieron una gran cantidad de eventos y experiencias que me han hecho crecer como persona.

Me gustaría agradecer a Christian, mi profesor guía, por aquellas reuniones semanales (al menos en un principio), en donde largas discusiones llevaron a una mejor comprensión de los conceptos para finalmente poder llegar a este documento. A los miembros y amigos del recientemente formado "LATINA" (Laboratorio de Tecnologías Inalámbricas) y en especial a Fernando, mi compañero de oficina desde el principio, a Sergio, que se ha convertido en un gran amigo y compañero, y a Lurys, quien pese a llevar menos tiempo se ha convertido una muy buena amiga.

No puedo dejar de agradecer a mi familia, en especial a mi Madre y Padre por su paciencia de tener a su hijo de 26 años aún estudiando. También a mis amigos que estuvieron ahí y me ayudaron en mis momentos de colapso y estrés: Carlos, Nico, Gustavo, Vivi, Mario, German, Felipe, Mariano, Renata, Paz y Alejandro.

Por último, gracias a todo el conocimiento adquirido en esta época que no se relaciona directamente con la tesis, desde haber sido profesor en el Colegio San Benito (gracias Isabel, Ignacio y María Jesús por la oportunidad) hasta ser el dueño y escritor de un blog de cine que ha ido adquiriendo adeptos poco a poco. Y a todas aquellas ideas que nacieron en este período y se encuentran en desarrollo actualmente.

INDICE GENERAL

AGRADECIMIENTOS	iv
INDICE DE FIGURAS	vii
INDICE DE TABLAS	ix
RESUMEN	x
ABSTRACT	xi
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Estimaciones de Canales OFDM	1
1.2. Método a Analizar y sus Derivaciones	3
2. DISEÑO EXPERIMENTAL	6
2.1. Descripción del Entorno de Prueba	6
2.2. Descripción de las Transmisiones	8
2.2.1. Encabezado	9
2.2.2. Datos	10
3. ANÁLISIS DE DATOS	11
3.1. Individualización de Paquetes	11
3.2. Cálculo de los Parámetros	13
3.3. Ecuación de los Datos	16
3.4. Medida de Comparación	18
4. RESULTADOS EXPERIMENTALES	20
4.1. Transmisiones sin <i>Aliasing</i> , $M \geq L_c$	20
4.2. Estimación con Presencia de <i>Aliasing</i> en el Canal Reconstruido $M < L_c$	21
5. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	26
5.1. Revisión de los Resultados y Comentarios Generales	26

5.2. Temas de Investigación Futura	27
References	29
Anexos	31
ANEXO A. CRITERIOS DE FILTRADO PARA TRANSMISIONES ERRONEAS	32
A.1. Artefactos	32
A.2. Pérdida de Muestras	32
ANEXO B. LISTA DE TRANSMISIONES ERRONEAS FILTRADAS	35
B.1. Antena 0	35
B.2. Antena 1	36
ANEXO C. IMAGENES DEL ENTORNO DEL LABORATORIO Y LOS EQUIPOS	37
ANEXO D. ABREVIACIONES	40

INDICE DE FIGURAS

1.1 Mientras el valor de M decrece respecto a N_s , el espectro del canal es observado a mayor distancia entre subportadoras, acortando su duración en el tiempo.	5
2.1 Plano del laboratorio usado para las transmisiones de prueba. La línea discontinua que cruza a través del laboratorio indica la trayectoria utilizada por el carro en donde se encontraban las antenas receptoras. La línea de segmentos de distintos tamaños, representa el punto en donde las transmisiones cambian de LOS a NLOS.	7
2.2 Distribución de paquetes dentro del <i>streaming</i> . El encabezado difiere de un paquete a otro en el parámetro M cuyos valores varían entre 4, 8, 16, 32 y 64.	8
2.3 Distribución de las subportadoras utilizadas en los símbolos de datos OFDM. Se encuentran sin información las 2 componentes DC y 6 subportadoras en cada extremo del espectro	10
3.1 Un total de 1000 muestras del encabezado fueron tomadas para el cálculo de P_{S+N} , luego 1000 muestras de ruido fueron tomadas del intervalo de silencio dejado entre paquetes para el cálculo de P_N . Con ambos parámetros, el cálculo de SNR es posible como se presenta en (3.5).	14
3.2 Como se presenta en ambas figuras, la serie de tiempo de SNR a lo largo de cada la trayectoria de cada antena son muy similares. Otro punto a tomar en consideración corresponde a la disminución en el promedio de SNR entre las transmisiones LOS y las NLOS. La línea de segmentos ubicada a los 7.9 m representa el límite entre ambos tipos de transmisiones. Para ambos casos, se encuentran graficadas únicamente aquellas transmisiones válidas.	15
3.3 Se presentan las correcciones realizadas para la ecualización de energía con el objetivo de llevarlas a un promedio de energía unitaria por subportadora, es decir, 0 dB. En la Figura 3.3(a) se muestra la energía original de las transmisiones, luego en la Figura 3.3(b) la energía una vez corregido el factor según SNR mostrado en	

(3.7) y finalmente en la Figura 3.3(c), se observa la ecualización final obtenida aplicando el factor (3.8). Los $\circ$ representan la energía promedio por subportadora de un paquete determinado en el encabezado, mientras que las X representan la energía promedio por subportadora en la sección de los datos.	17
4.1 Estimación MSE usando un valor de $M = 64$ y $N = 10$. El uso de la totalidad de las subportadoras presenta un comportamiento según lo estipulado en (1.1) . . .	21
4.2 Resultados para los casos en donde $M \geq L_c$ y $M < N_s$. Ambas figuras pueden ser comparadas con los resultados observados en la Figura 4.1 mostrando una completa concordancia entre los tres diferentes preámbulos utilizados para la estimación. .	22
4.3 Valores τ_{RMS} de diferentes transmisiones. Una gran concentración de los valores se sitúa en el rango entre 0.5 y 2 ($\approx 95\%$), mientras que valores mayores igual se encuentran presentes representando apenas el 4.22%.	23
4.4 Resultado usando $M = 4$ y $N = 10$. Debido a la presencia de diferentes valores de τ_{RMS} , se observa una gran dispersión alrededor de la curva ajustada.	24
4.5 Resultados usando $M = 8$ y $N = 10$. Similar comportamiento al presentado en el caso de $M = 4$ donde la dispersión alrededor de la curva ajustada es considerable. 25	
A.1Ejemplo de artefactos interfiriendo en una constelación de datos QPSK	33
A.2Ejemplo de diagrama de dispersión al ocurrir pérdida de muestras	34
C.1 Vista desde el extremo sur del laboratorio donde fueron realizadas las pruebas. Se pueden apreciar tanto las antenas transmisoras como las receptoras, así como también el recorrido realizado por el carro que se encuentra marcado en el suelo del laboratorio.	37
C.2 Imagen correspondiente a los equipos transmisores utilizados ubicados en uno de los mesones de trabajo del laboratorio.	38
C.3 Imagen correspondiente al carro movable en donde se ubicaban los equipos receptores, a mano izquierda se aprecian ambas antenas receptoras.	39

INDICE DE TABLAS

2.1 Máximo número de combinaciones de NM en el encabezado de cada paquete transmitido, se incluye aquellos utilizando el total del encabezado y una vez eliminados los símbolos necesarios debido al transiente del canal	9
3.1 Detalle de la cantidad de paquetes erróneos	13

RESUMEN

Para poder transmitir información a través de un medio inalámbrico, la necesidad de un encabezado en donde se pueda sondear el canal para posteriormente poder corregir los datos en el lado del receptor es de vital importancia. Este preámbulo utiliza parte del tiempo en que se podría transmitir información relevante, por lo que acortar su duración sin degradar la calidad de la estimación de canal es un aspecto crucial en los futuros sistemas de comunicaciones inalámbricas móviles. Con este fin, en el presente documento se analizan pruebas de campo usando un preámbulo alternativo al utilizado comúnmente en estimaciones OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) en donde el canal es muestreado a frecuencias equidistantes reduciendo la duración de los símbolos de entrenamiento. Utilizando las ventajas de la similitud de subportadoras contiguas en OFDM, y la interpolación utilizando FFT, las pruebas de campo muestran una gran reducción en el largo del preámbulo obteniendo la misma fidelidad comparada con lo definido en el estándar IEEE802.11a. Dos tipos de comportamiento fueron encontrados. El primero sucede cuando el preámbulo se reduce hasta valores cercanos a la respuesta al impulso del canal en cuyo caso los valores estimados son similares a los obtenidos utilizando el símbolo de entrenamiento en su totalidad. El segundo caso corresponde a cuando el símbolo de entrenamiento posee un menor número de muestras que el retardo máximo del canal. En este caso, el efecto *aliasing* comienza a afectar la reconstrucción del canal, resultando en una gran dispersión alrededor del valor promedio teórico haciendo que sea muy difícil de manejar.

Palabras Claves: Pruebas de Campo, Encabezado OFDM, Estimación de Canal, Interpolación OFDM, Encabezado de Entrenamiento, Transmisiones Inalámbricas.

ABSTRACT

To achieve wireless transmission over the air, training sequences have to be transmitted to probe the channel for a correct data equalization at the receiver end. This training sequence uses payload time of the connection between transmitter and receiver, which means that shortening the preamble length attaining as high accuracy as today's transmissions is crucial for future mobile wireless communication systems. For this purpose, in this paper, field trials using an alternate preamble that probes the channel at equi-spaced frequencies reducing the duration of the training symbols were tested. Taking the advantage of OFDM contiguous subcarriers similarities and FFT interpolation the field trials illustrate a great reduction on preamble length for achieving the same accuracy compare to the one specified in IEEE802.11a standard. Two kinds of behavior were found. The first one happens as the shorten preamble reduces its samples down to the channel impulse response in which case the same values as using full length training symbols were achieved. The second case corresponds to a reduction of the estimation's symbols samples under the maximum delay spread of the channel were aliasing start to affect the reconstruction of the channel, resulting in a great dispersion around the theoretical approach, which makes it difficult to manage.

Keywords: Field Tests, OFDM Header, Channel Estimation, OFDM interpolation, Training Overhead, Wireless Transmissions.

1. INTRODUCCIÓN

La importancia de utilizar una buena estimación en los canales inalámbricos es primordial hoy en día. Una de las técnicas utilizadas para ello es la presentada por (Oberli, 2004), método el cual permite aumentar la cantidad de datos a transmitir acortando los símbolos de entrenamiento sin la necesidad sacrificar calidad de estimación. Con lo anterior, el objetivo de la presente Tesis es reportar los resultados de pruebas de campo realizadas con el fin de poder corroborar la expresión teórica derivada en (Oberli, Estela, & Ríos, 2010) del método antes descrito de manera empírica, así como también la influencia práctica del método propuesto. En el presente capítulo se presenta una revisión bibliográfica así como también la formulación obtenida del algoritmo de estimación introducido por (Oberli & Daneshrad, 2004) cuya derivación matemática se encuentra publicada por (Oberli et al., 2010). En base a ello se presenta el trabajo de la presente tesis. En el Capítulo 2 se encuentra la descripción del diseño experimental para las pruebas de campo utilizadas para el posterior análisis y corroboración del método descrito, introduciendo la descripción del entorno así como también el formato de los paquetes a utilizar. El análisis de las transmisiones, los algoritmos utilizados, así como también las consideraciones tomadas en cuenta en el proceso se presentan en el Capítulo 3. En el Capítulo 4 se muestran los resultados del análisis realizado en el Capítulo 3. Estos resultados son divididos en 2 casos, los cuales fueron introducidos en la formulación original: cuando la reconstrucción de la señal por medio de interpolación es posible teóricamente y cuando se introducen errores debido al submuestreo de la señal, más conocido como *aliasing*. Finalmente en el Capítulo 5 se sintetizan y discuten los resultados de esta tesis a modo de conclusión y se discute sobre posibles trabajos futuros a partir del presente documento.

1.1. Estimaciones de Canales OFDM

La modulación OFDM es una técnica introducida por (Chang, 1966). Esta técnica consiste en la división de un canal de banda ancha en una cantidad N_S de subcanales de

manera que estos posean una respuesta plana en frecuencia. Esta propiedad de la modulación OFDM permite que al ser transmitido un símbolo a través de alguno de estos subcanales, este será alterado únicamente en magnitud y fase sin ser interferido por alguno de los subcanales contiguos. Debido a esta ortogonalidad, dicha señal, compuesta por una sumatoria de símbolos, se puede representar de manera matemática como una transformada de Fourier. Fue en este punto donde (Weinstein & Ebert, 1971) demostraron que el proceso de demodulación OFDM puede ser realizado en su totalidad de manera digital. La ineficiencia de los procesadores e integrados de la época no hizo posible una migración a la modulación OFDM hasta comienzos de los años 90 donde los avances en circuitería permitieron el realizar transformadas rápidas de Fourier (FFT) y su respectiva inversa de manera eficiente, proliferando con ello muchos de los actuales estándares de transmisión inalámbrica donde se encuentran desde redes inalámbricas de área local (802.11a/g/n) hasta redes de mayor alcance como las normas digitales de televisión tanto europeas (DVB-T) como japonesas (ISDB-T).

Lo anterior no hubiese sido posible sin secuencias de entrenamiento que permitiesen la correcta lectura y corrección del canal en el extremo receptor de la transmisión. En este campo, unos de los pioneros fueron Van de Beek, Edfors, Sandell, Wilson y Borjesson (1995), quienes propusieron estimación de Mínimos Cuadrados (LS) y Mínimo Error Cuadrado Medio (MMSE) para estimaciones de canales SISO-OFDM. En este documento, se proponen como solución al problema del conocimiento de las estadísticas del canal un estimador que sólo considera los primeros L taps de energía del canal, de esta manera simplificando el estimador MMSE original obteniendo un desempeño de iguales características para SNR bajas. Luego, Li, Cimini y Sollenberger (1998) dan un salto en proponer un estimador libre de las estadísticas del canal para sistemas SISO-OFDM, el cual posee un buen desempeño en canales estáticos debido a que la estimación posee cierta tolerancia al efecto Doppler para frecuencias bajas.

Debido a la existencia de canales que varían tanto rápidamente como lentamente, Coleri, Ergen, Puri y Bahai (2002), plantean dos técnicas de estimación. En primer lugar

definen una técnica de estimación para aquellos canales que varían lentamente, que corresponde al caso de este documento. Aquí se utilizan símbolos OFDM de entrenamiento utilizando todas las subportadoras como tonos pilotos transmitiéndolos de manera periódica. La segunda técnica introducida, corresponde a la estimación para canales con variación entre un símbolo OFDM y el siguiente. Esta técnica funciona utilizando tonos pilotos insertados en algunas subportadoras de cada uno de los símbolos para estimar esa componente del canal en particular. Para aquellas subportadoras en que no se encuentran tonos pilotos el canal es estimado por medio de interpolación dentro de los cuales varios métodos son propuestos.

Siguiendo con el uso de la interpolación en el estimador, Auer y Karipidis (2005) presentan una técnica de suavizado basada en MMSE en donde se disminuye la complejidad del estimador, obteniendo desempeño de similares características para valores de SNR menores a 30dB. Otra aproximación utilizando interpolación es la realizada por Tang, Lau y Brodersen (2002) para un canal SISO-OFDM utilizando estimación de Máxima verosimilitud (ML). En este artículo Tang et al. (2002) proponen que para sistemas OFDM la respuesta en frecuencia de los canales es generalmente sobremuestreada y los coeficientes del canal en frecuencia tienen correlación entre subportadoras contiguas.

Si bien existen una gran variedad de métodos para la estimación de canal mediante el uso de secuencias de entrenamiento en transmisiones SISO-OFDM, muy pocos consideran lo ineficiente espectralmente que es utilizar todo el símbolo OFDM para la estimación. Es en este ámbito donde Oberli (2004) plantea un método para aprovechar de manera eficiente la correlación existente entre subportadoras contiguas y en cual se basan las pruebas realizadas en este documento.

1.2. Método a Analizar y sus Derivaciones

En la presente sección se mostrará el método descrito en un principio por Oberli (2004).

Consideremos una transmisión OFDM que utiliza N_s subportadoras. La transmisión posee un preámbulo que observa el canal únicamente en $M < N_s$ frecuencias equidistantes, reduciendo de esta manera la duración del símbolo de entrenamiento. Esta observación se produce repitiendo N veces uno de estos símbolos OFDM de M subportadoras. El ancho de banda, y por ende el tiempo de muestreo de los símbolos, es igual como si se utilizara un símbolo OFDM de N_s -puntos. Sin embargo, la duración del símbolo en el dominio del tiempo es de únicamente M muestras. Al poseer un numero $M < N_s$ el resto de las N_s subportadoras con información del canal deben ser obtenidas por medio de la interpolación.

El preámbulo tiene un largo total de $M \times N$ muestras. Para un largo de preámbulo MN fijo, el utilizar un menor valor de M , permite observar un mayor número de veces el canal, ya que se retransmitirá un mayor numero de veces, N , el símbolo de entrenamiento. Esta mayor observación del canal permite una mejor estimación para aquellas frecuencias observadas debido a que el ruido aditivo blanco Gaussiano (AWGN) es promediado un mayor número de veces. Por otra parte, menores valores de M recaen en una menor resolución del espectro del canal, lo que resulta en introducir un factor de error de interpolación al hacer el cómputo del canal con los N_s puntos.

El punto que nos concierne surge de qué manera escoger los valores M y N óptimos con el fin que la estimación de canal obtenida por medio de Error de Mínimos Cuadrados (MSE) sea mínimo para un largo de preámbulo determinado.

La respuesta a esta interrogante, fue derivada de manera teórica en (Oberli et al., 2010) para canales con decaimiento exponencial para un retardo de propagación RMS dado (τ_{RMS}). Como se muestra en (Oberli et al., 2010) el valor esperado del MSE del canal estimado, y posteriormente interpolado, respecto del canal real se representa en la siguiente expresión

$$\text{MSE} = \begin{cases} 2 \left(e^{\frac{-M}{\tau_{\text{RMS}}}} - e^{\frac{-L_c}{\tau_{\text{RMS}}}} \right) + \frac{N_0}{N}, & M < L_c \\ \frac{N_0}{N}, & M \geq L_c \end{cases}, \quad (1.1)$$

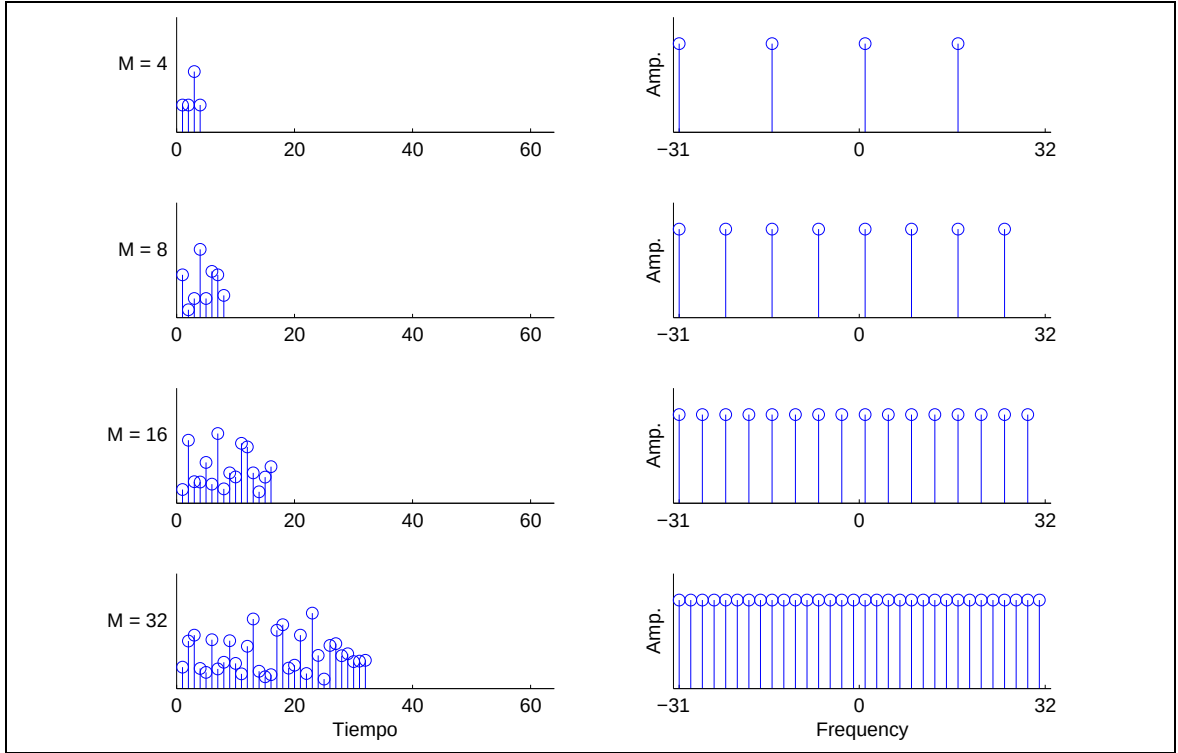


Figura 1.1: Mientras el valor de M decrece respecto a N_s , el espectro del canal es observado a mayor distancia entre subportadoras, acortando su duración en el tiempo.

en donde L_c corresponde a la duración de la respuesta al impulso del canal y N_0 es la densidad espectral de potencia del AWGN. El término $2(e^{-M/\tau_{\text{RMS}}} - e^{-L_c/\tau_{\text{RMS}}})$ en (1.1) representa el error debido a la interpolación debido a la presencia de *aliasing* mientras que el término $\frac{N_0}{N}$ captura la estimación debido al error introducido por el ruido blanco Gaussiano.

Como continuación del trabajo de (Oberli et al., 2010), en esta tesis se llevan a cabo pruebas de campo de transmisiones OFDM utilizando el preámbulo MN , para una gran variedad de valores M y N de manera de cubrir un gran número de combinaciones posibles. Dicha puesta en práctica y análisis de estas transmisiones constituyen el aporte principal de este documento para llegar finalmente a la corroboración del método para transmisiones reales en aquellos casos en que $M \geq L_c$ y discusiones respecto a aquellos casos donde $M < L_c$.

2. DISEÑO EXPERIMENTAL

El siguiente capítulo consta de dos partes. La primera de ellas describe todo lo relacionado con el entorno en el cual fueron realizadas las pruebas de campo. Esto incluye: ubicación de los *test points*, descripción física del laboratorio y distribución espacial de los equipos usados. La segunda parte trata con el contenido de datos al interior de cada una de las transmisiones, diferencias entre paquetes, encabezados y datos utilizados.

2.1. Descripción del Entorno de Prueba

Las pruebas de campo fueron realizadas en Duisburg, Alemania, en un laboratorio de 8×14 m. Las características del laboratorio utilizado, tanto dimensiones de los elementos como la distribución interna, se pueden apreciar en la Figura 2.1. A lo largo de las transmisiones de pruebas, el laboratorio se encontraba sin gente, únicamente el encargado de las transmisiones, por lo que se puede considerar como un ambiente estático. Los equipos utilizados, eran plataformas de prueba para transmisiones OFDM, y se encontraban configuradas utilizando los parámetros del estándar IEEE 802.11 (*Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications — High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, n.d.). Tanto las especificaciones de las plataformas utilizadas como las medidas de prueba son discutidas y analizadas en (Camargo, Lopez, Kakad, Laddha, & Czyliw, 2008).

Las antenas transmisoras se encontraban localizadas a una distancia de 90 cm de la pared y con una separación de 17 cm entre ellas. Por otro lado la base se encontraba a una altura de 2.2 m respecto del piso. En lo que a las antenas receptoras corresponde (2 equipos independientes de recepción fueron utilizados), estas se encontraban ubicadas con una diferencia de 24 cm entre ellas encima de un carro (con el cual las antenas receptoras podrán ser desplazadas a lo largo del laboratorio). La altura del carro en donde los equipos de prueba y las antenas receptoras se encontraban, tenía una altura de 1.10 m sobre el suelo.

Con el fin de obtener una variedad de puntos de prueba y condiciones diferentes para ellos dentro del entorno del laboratorio, las antenas receptoras son desplazadas a lo largo de

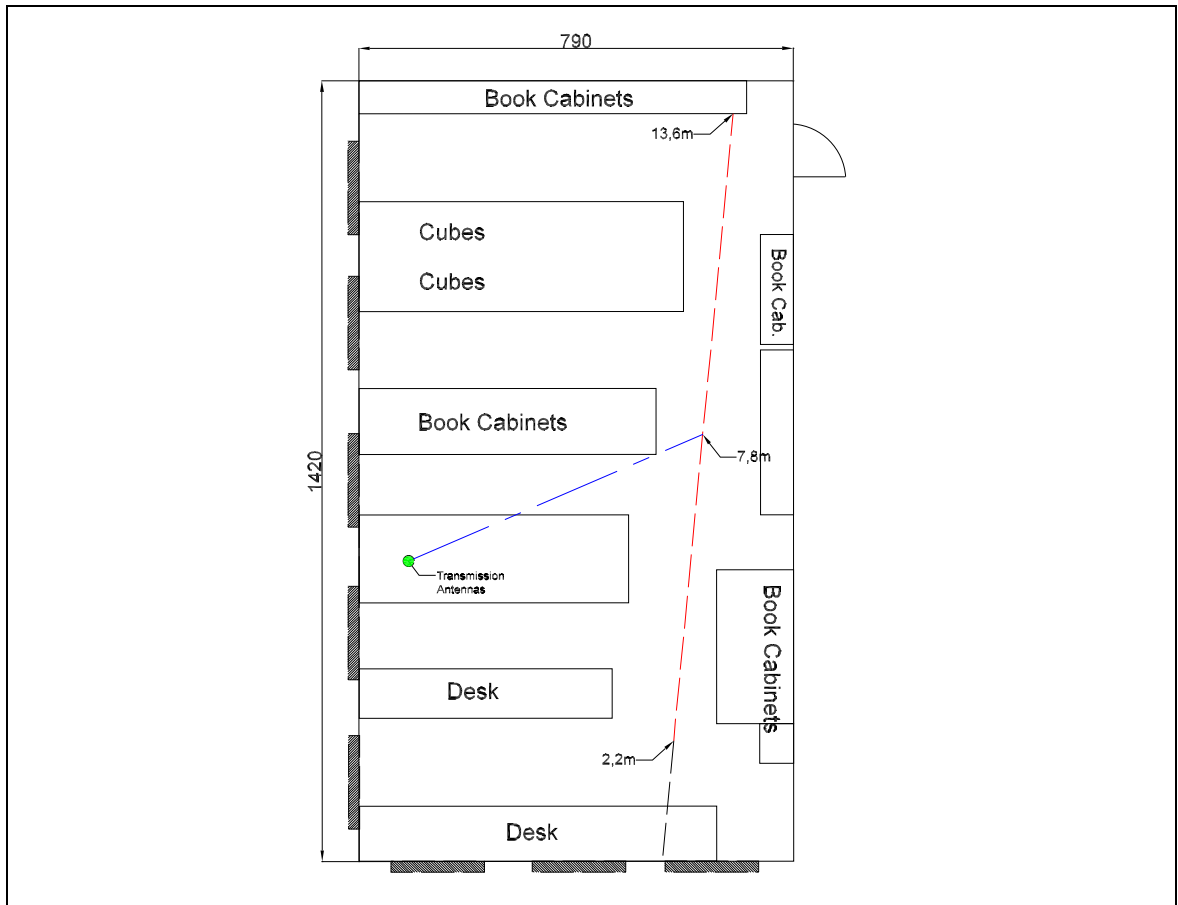


Figura 2.1: Plano del laboratorio usado para las transmisiones de prueba. La línea discontinua que cruza a través del laboratorio indica la trayectoria utilizada por el carro en donde se encontraban las antenas receptoras. La línea de segmentos de distintos tamaños, representa el punto en donde las transmisiones cambian de LOS a NLOS.

la línea de segmentos presente en la Figura 2.1 desde un punto inicial localizado a 2.2 m de la pared sur a un último punto ubicado a una distancia final de 13.6 m respecto de la misma pared. A lo largo de esta trayectoria, las transmisiones fueron realizadas con un intervalo de 10 cm entre cada una dando un total de 115 puntos de prueba que poseerán diferentes parámetros para cada una de las dos antenas.

Utilizando las trayectoria previamente descrita, nos encontramos con 2 condiciones de transmisión diferentes: transmisiones con línea de vista (LOS) y transmisiones sin línea de vista (NLOS). Las primeras suceden desde el punto de inicio (2.2 m) hasta donde el gabinete con libros impide una directa transmisión a la antena receptora. Esto sucede a una

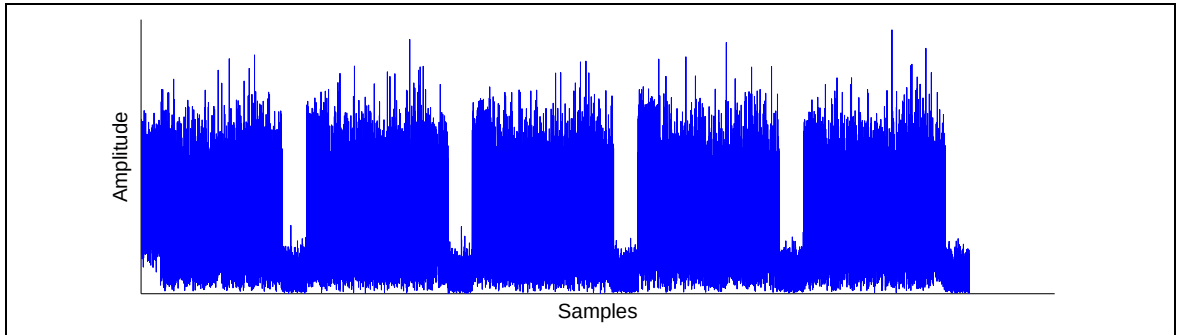


Figura 2.2: Distribución de paquetes dentro del *streaming*. El encabezado difiere de un paquete a otro en el parámetro M cuyos valores varían entre 4, 8, 16, 32 y 64.

distancia de 7.8 m desde la pared sur, o bien, 5.6 m desde el punto de inicio de las pruebas. Desde el punto antes descrito en adelante es que encontramos las transmisiones sin línea de vista hasta el final de la trayectoria de las antenas ubicada a los 13.6 m. Esto da un total de 5.8 m de trayectoria en donde las antenas receptoras no poseen campo visual directo con las antenas emisoras.

2.2. Descripción de las Transmisiones

Cada uno de los 115 puntos de transmisión reciben el mismo tren de paquetes de datos en cada una de las antenas receptoras. Esto nos da un total de 230 transmisiones a analizar. Un total de 112 transmisiones corresponde a aquellas con línea de vista y las 118 restantes son aquellas que no poseen línea de vista de manera directa.

El tren de paquetes transmitido en cada uno de los puntos de prueba consiste en 5 paquetes independientes con un intervalo de silencio entre cada uno de ellos. Cada uno de los paquetes individuales consta de 2 partes, un encabezado, en donde cada uno de los paquetes se diferencia ya que el parámetro M varía de uno a otro, y de un set de datos, este último es igual para cada uno de los 5 paquetes dentro de la transmisión. Por otro lado el intervalo de silencio entre los paquetes posee una duración de 1600 muestras. La configuración se puede observar en la Figura 2.2.

TABLA 2.1. Máximo número de combinaciones de NM en el encabezado de cada paquete transmitido, se incluye aquellos utilizando el total del encabezado y una vez eliminados los símbolos necesarios debido al transiente del canal

M	N_{MAX}	N_E	N_T
4	320	4	316
8	160	2	158
16	80	1	79
32	40	1	39
64	20	1	19

Las transmisiones utilizan símbolos OFDM con una frecuencia central de 2.504 GHz y un ancho de banda total de 20 MHz. Una duración total de 9280 muestras de datos conforman cada paquete. Considerando el conjunto total de paquetes obtenemos una duración de 54400 muestras en cada transmisión.

Para el posterior análisis de manera *offline* y para asegurar la adquisición de tren de paquetes de manera completa, estos eran transmitidos de manera continua con un retardo entre ellos. Luego, utilizando una ventana del doble de duración del tren de datos, podemos asegurar la captura de al menos una transmisión de forma completa.

2.2.1. Encabezado

Con el fin de corroborar el comportamiento de la expresión (1.1) con un gran número de posibles combinaciones de los parámetros M y N , el encabezado utilizado consiste en 1280 muestras de duración. Con este encabezado una gran diversidad de combinaciones MN son posibles dependiendo del valor M , todas las combinaciones posibles se encuentran presentes en la Tabla 2.1.

Como se presenta en la Tabla 2.1, el total de muestras del encabezado nos entrega un número máximo de repeticiones para un símbolo de entrenamiento de M muestras de duración, este valor está dado en N_{MAX} . Pese a ello, para el posterior análisis, el transiente producido por el canal debe ser eliminado al principio de cada paquete. Asumiendo una respuesta al impulso de $L_c = 16$ muestras de largo (como está estipulado en el estándar

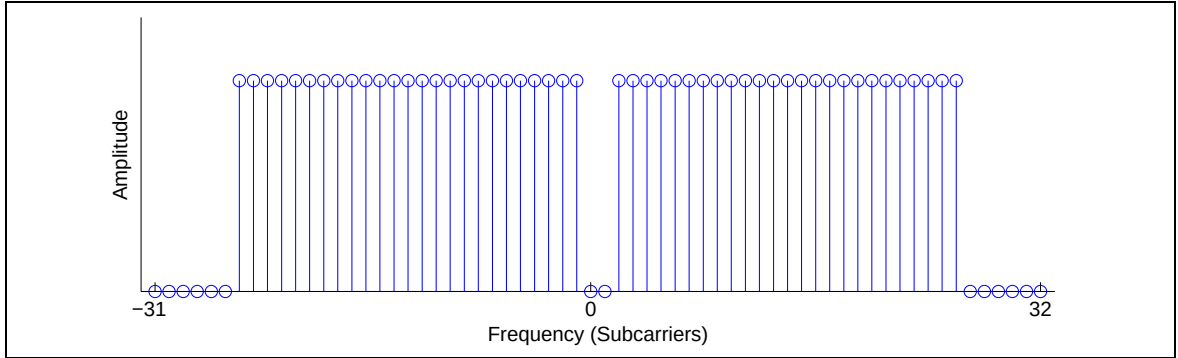


Figura 2.3: Distribución de las subportadoras utilizadas en los símbolos de datos OFDM. Se encuentran sin información las 2 componentes DC y 6 subportadoras en cada extremo del espectro .

IEEE 802.11a), es por ello que los primeros N_E símbolos no serán considerados en la estimación del canal a utilizar en el análisis. Esto nos da un valor final de N_T máximas repeticiones para ser usadas en cada una de las estimaciones utilizando el preámbulo MN .

2.2.2. Datos

Los datos OFDM utilizados utilizan el estándar IEEE 802.11a, esta especificación fija los siguientes parámetros para cada una de las transmisiones: respuesta al impulso del canal (L_c) de muestras y número total de subportadoras (N_S) 64. Un total de 100 símbolos OFDM fueron enviados con estas características dando un total de 8000 muestras de datos en cada paquete.

Del total de 64 subportadoras, 14 fueron dejadas sin información. Estas corresponden a 2 subportadoras en la componente continua al centro del espacio de frecuencia y 6 subportadoras en cada uno de los extremos del espacio de frecuencia utilizadas como margen de guarda para el ancho de banda dando un total de 50 subportadoras con información relevante. Un ejemplo del espectro de frecuencia de uno de estos símbolos se puede apreciar en la Figura 2.3.

3. ANÁLISIS DE DATOS

El proceso correspondiente al análisis de todas las transmisiones recolectadas fue dividido en cuatro partes diferentes. La primera, consistente en individualizar cada uno de los paquetes contenidos en las 230 transmisiones. Luego utilizando los paquetes previamente individualizados, se procede al cálculo de los parámetros correspondientes a cada paquete, estos son: SNR, τ_{RMS} y el canal de referencia con el cual se trabajará posteriormente. En tercer lugar, los datos observados deben ser ecualizados de tal manera que los temas energéticos y de SNR correspondan con las restricciones impuestas en la formulación teórica para hacer posible su posterior comparación. Finalmente se exponen los criterios utilizados para poder hacer las comparaciones pertinentes entre el MSE entregado por el modelo matemático y las pruebas reales.

3.1. Individualización de Paquetes

Para el análisis de cada paquete de manera individual contenido en las 230 transmisiones realizadas, es necesario segmentar cada una de las transmisiones separando los 5 paquetes que cada una contiene. Para ello utilizando el algoritmo de autocorrelación descrito por Schmidl-Cox en (Schmidl & Cox, 1997) se obtendrá un punto de corte individual para cada paquete dentro de la transmisión. Para asegurar una mayor precisión en el punto entregado por el algoritmo, se utiliza una ventana de mayor longitud que la habitual de 2 símbolos de entrenamiento. La ventana utilizada consistente en una duración de $N_{\text{MAX}} - 1$ símbolos de entrenamiento, en donde N_{MAX} dependerá del valor M que posea el paquete en donde estamos realizando el algoritmo, según la Tabla 2.1. De esta manera, el resultado entregado por Schmidl-Cox presenta una certeza mayor frente a utilizar una ventana de 2 símbolos en una transmisión en donde el encabezado posee entre 19 y 316 símbolos de entrenamiento similares.

A pesar de los esfuerzos realizados para aumentar la precisión del algoritmo Schmidl - Cox, el punto entregado dista de ser un 100% preciso, por ende es necesaria la estimación

de un valor de corrección n_0 . Para este propósito se propone una variación del método utilizado por Oberli (Oberli, 2006). La descripción del método se presenta a continuación:

- (i) Seleccionar N de la señal recibida, $r^l(n)$ preámbulo asumiendo perfecto sincronismo y calcular $R^l(k)$.
- (ii) Calcular estimación de canal preliminar utilizando el preámbulo NM como

$$\check{H}^{(n_0)}(k) = \frac{1}{N\sqrt{M}} A_i^*(k) \sum_{l=1}^N R^{(l)}(k), k = 0, \dots, M-1 \quad (3.1)$$

- (iii) Calcular $IDFT\{\check{H}^{(n_0)}(k)\}$ y obtener $\check{h}^{(n_0)}(n)$.
- (iv) Iterar utilizando $\tilde{n}_0$ sobre todo el rango de n_0 , $\tilde{n}_0 = -M/2, \dots, M/2 - 1$.
- (v) Para cada iteración repetir los siguientes pasos:
 - (a) Calcular $\hat{h}^{(\tilde{n}_0)}(n)$, con una simple rotación cíclica de $\check{h}^{(n_0)}(n)$.
 - (b) Apodar con ceros cada $\hat{h}^{(\tilde{n}_0)}(n)$ y calcular $\hat{H}^{(\tilde{n}_0)}(k)$ por medio de interpolación utilizando FFT.
 - (c) Recrear la señal recibida $\hat{Y}^{(n_0)}(k)$ del primer símbolo piloto OFDM.

$$\hat{Y}^{(n_0)}(k) = X(k) \cdot \hat{H}^{(\tilde{n}_0)}(k) \quad (3.2)$$

- (d) Extraer el primer símbolo piloto OFDM de la señal recibida asumiendo que $\tilde{n}_0$ es el correcto. Eliminar el prefijo cíclico y tomar una FFT parcial, lo cual nos entrega una observación $Y^{(\tilde{n}_0)}$.
- (e) Medir la similitud de la estimación del canal utilizando (3.3).

$$e_{n_0} = \sum_k |\hat{Y}^{(\tilde{n}_0)}(k) - Y^{(\tilde{n}_0)}(k)| \quad (3.3)$$

- (vi) La estimación de n_0 corresponde al valor más negativo del MSE diferencial definido por:

$$n_0 = \operatorname{argmin}\{e_{(\tilde{n}_0)} - e_{(\tilde{n}_0)-1}\} \quad (3.4)$$

TABLA 3.1. Detalle de la cantidad de paquetes erróneos

M	Error Tx	Error %
4	101	43.91
8	85	36.96
16	95	41.30
32	94	40.87
64	87	37.83
Total	462	40.17

Luego de realizada la individualización de los paquetes, se observó que las plataformas experimentales utilizadas para las transmisiones poseían ciertas imperfecciones al momento en que las pruebas de campo fueron realizadas, resultando en pérdida de muestras de la señal en alguna etapa intermedia entre la recepción y el almacenamiento de los datos en el ordenador (Anexo A.2). Además de lo anterior, también fue posible observar en esta etapa la presencia de artefactos o interferencias en algunos paquetes. Artefactos debido a transmisiones cercanas o bien a anomalías presentes en el entorno. Debido a estas dificultades, las transmisiones fueron filtradas, dejando de lado aquellas transmisiones erróneas para utilizar únicamente aquellas transmisiones “sanas” en el análisis posterior. De esta manera, no existen manipulación externa realizada dentro de cada paquete a las transmisiones, lo cual podría ser motivo de invalidez de los resultados obtenidos. Como se presenta en la Tabla 3.1 un total de 59.83 % de los paquetes son válidos de un total de 1150 paquetes transmitidos por 115 puntos de prueba. Para mayor información respecto de los criterios de filtrado y de cuales transmisiones fueron filtradas, referirse a los Anexos A y B respectivamente.

3.2. Cálculo de los Parámetros

Uno de los parámetros a determinar en cada uno de los paquetes corresponde al cálculo de la razón señal a ruido (SNR). El cálculo fue realizado utilizando la siguiente expresión:

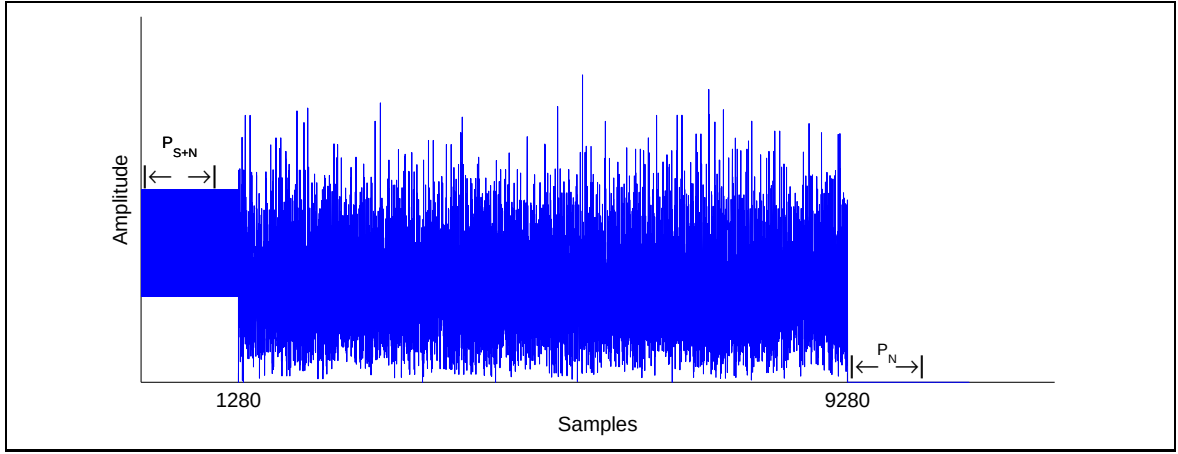


Figura 3.1: Un total de 1000 muestras del encabezado fueron tomadas para el cálculo de P_{S+N} , luego 1000 muestras de ruido fueron tomadas del intervalo de silencio dejado entre paquetes para el cálculo de P_N . Con ambos parámetros, el cálculo de SNR es posible como se presenta en (3.5).

$$\text{SNR} = \frac{P_{S+N}}{P_N} - 1 \quad (3.5)$$

donde P_{S+N} corresponde a la energía promedio unitaria de 1000 muestras tomadas en el preámbulo de la señal recibida (se toman las muestras del preámbulo debido a que en la parte correspondiente a los datos existen subportadoras que no poseen energía ya que han sido seleccionadas para quedar sin información, lo cual cambia el valor promedio de energía por subportadora) comenzando a 10 muestras de distancia del punto en donde comienza el paquete. P_N corresponde a la energía promedio unitaria de 1000 muestras tomadas en el piso de ruido producido en el intervalo de silencio dejado entre un paquete y el siguiente. El diagrama de la Figura 3.1 muestra el lugar donde fueron tomadas las muestras.

El resultado de las mediciones de SNR se puede observar en las Figuras 3.2(a) y 3.2(b) para cada paquete en cada una de las antenas receptoras a lo largo de todos los puntos de prueba previamente definidos en el entorno de prueba. Cabe destacar de las mediciones obtenidas, el notorio cambio en SNR producido entre el cambio de transmisiones LOS a NLOS a partir del punto ubicado a los 7.9 m.

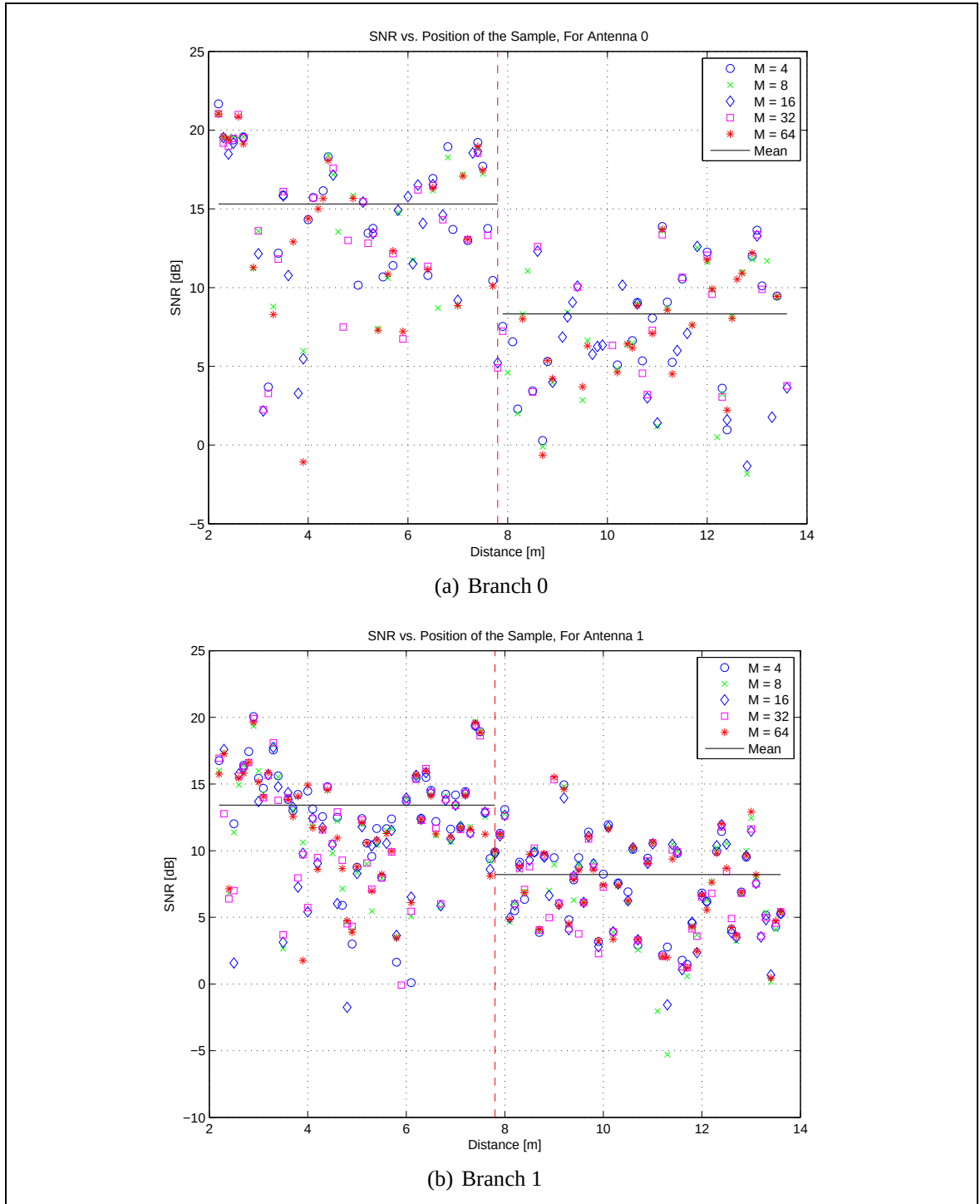


Figura 3.2: Como se presenta en ambas figuras, la serie de tiempo de SNR a lo largo de cada la trayectoria de cada antena son muy similares. Otro punto a tomar en consideración corresponde a la disminución en el promedio de SNR entre las transmisiones LOS y las NLOS. La línea de segmentos ubicada a los 7.9 m representa el límite entre ambos tipos de transmisiones. Para ambos casos, se encuentran graficadas únicamente aquellas transmisiones válidas.

Para obtener la expresión de MSE presentada en (1.1) se asume completo conocimiento del canal real utilizado. Como el canal real no puede ser calculado en el entorno de experimentación, se propone un canal cercano-al-real, $\tilde{H}$. Definimos $\tilde{H}$ como:

$$\tilde{H}(n) = \frac{1}{100\sqrt{N_s}} \sum_{l=1}^{100} S_l^*(n) R_l(n) \quad (3.6)$$

en donde R_l representa los l símbolos OFDM de datos de información recibidos, S_l es el correspondiente l -ésimo símbolo OFDM de datos como fue transmitido y n es la subportadora donde $n = 0 \dots N_s - 1$. La expresión corresponde a un estimador de canal de máxima verosimilitud en donde en lugar de usar un único símbolo de entrenamiento, S , se utiliza cada uno de los símbolos transmitidos de información. De esta manera, se obtiene una estimación de un canal cercano al real de todas las subportadoras N_s con una reducción del ruido AWGN debido a que este se encuentra promediado en un total de 100 mediciones.

Un último parámetro necesario para el análisis corresponde al *RMS Delay Spread* (τ_{RMS}). Para el calculo de τ_{RMS} en todas aquellas transmisiones que fueron validas usando el canal $\tilde{H}$ previamente definido.

3.3. Ecualización de los Datos

Con el fin de poder comparar la información entregada por cada paquete, debemos llevar todos a las mismas condiciones energéticas. Como en el MSE presentado en (1.1) se asume energía promedio unitaria en cada una de las subportadoras en cada símbolo recibido, lo que debemos obtener es ecualizar las transmisiones reales de tal manera de mantener su actual SNR pero llevarlas a un nivel de energía promedio unitaria.

Las transmisiones reales poseen un piso de ruido constante independiente del SNR medida. Este piso de ruido tiene una energía promedio $\bar{P}_N$ es de $\approx -32 \text{ dB}$ (promediado a través del calculo de P_N en cada una de las transmisiones y consistente con los -35 dB EVM entregados como información en las especificaciones de las plataformas de prueba (Camargo et al., 2008) que no varía mayormente de una transmisión a otra. Esto produce una variación en la energía de las subportadoras dependiendo del SNR medido

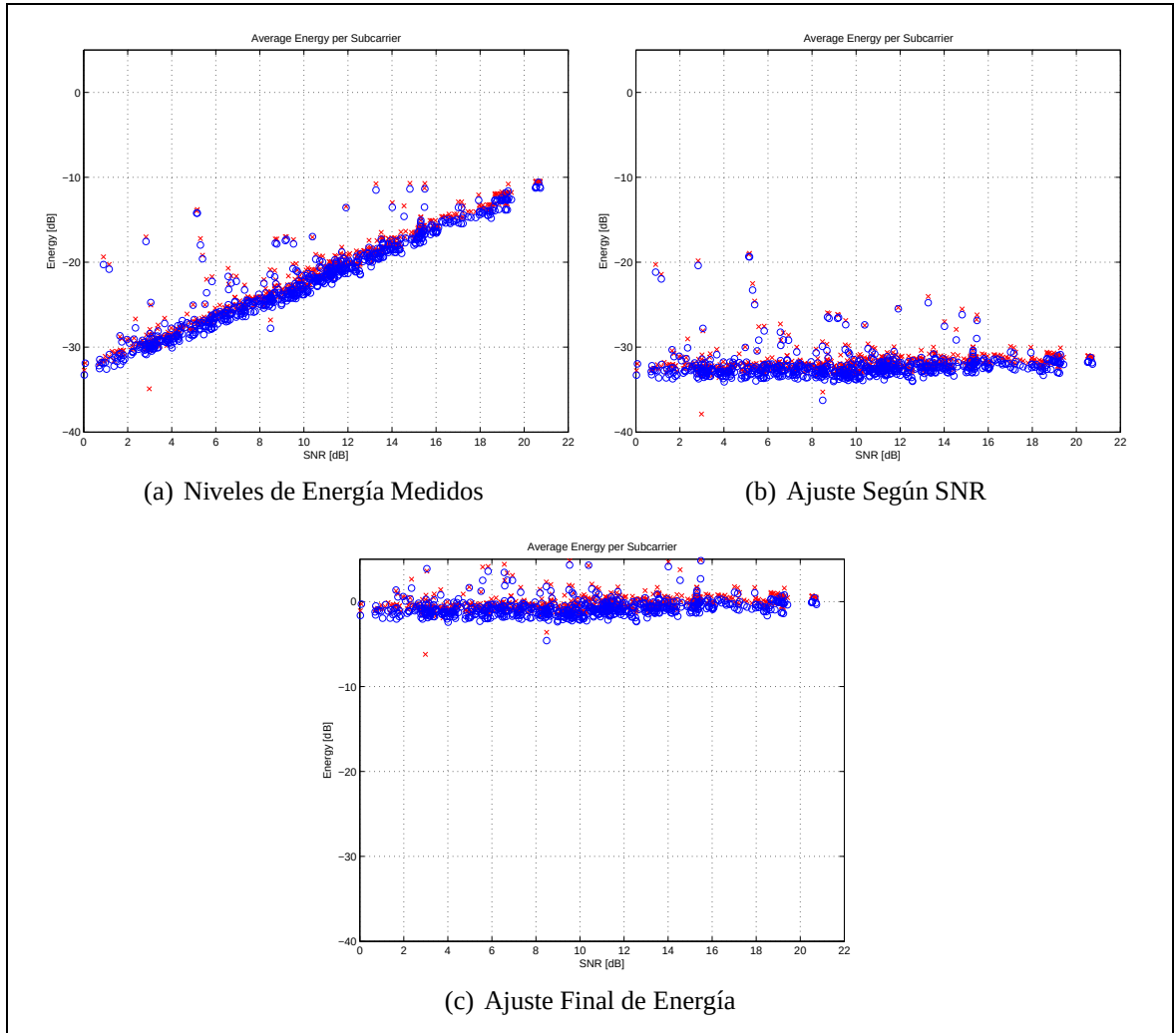


Figura 3.3: Se presentan las correcciones realizadas para la ecualización de energía con el objetivo de llevarlas a un promedio de energía unitaria por subportadora, es decir, 0 dB. En la Figura 3.3(a) se muestra la energía original de las transmisiones, luego en la Figura 3.3(b) la energía una vez corregido el factor según SNR mostrado en (3.7) y finalmente en la Figura 3.3(c), se observa la ecualización final obtenida aplicando el factor (3.8). Los $\circ$ representan la energía promedio por subportadora de un paquete determinado en el encabezado, mientras que las X representan la energía promedio por subportadora en la sección de los datos.

(Figura 3.3(a)). Para llevar todas las transmisiones a las mismas condiciones definidas como energía promedio unitaria por símbolo, lo primero que se debe hacer es estandarizar el promedio de energía del paquete independiente de su SNR. Para lograr ello, se ajusta la

energía de cada paquete mediante la expresión (valores en dB)

$$P_n = \frac{1}{\text{SNR}} P_{Tr} \quad (3.7)$$

donde P_n es la energía de cada transmisión nivelada a un mismo piso, manteniendo la SNR de la transmisión original, SNR representa la razón señal a ruido medida en cada paquete, y finalmente P_{Tr} representa la energía original de la transmisión. Figura 3.3(b).

El paso final de la ecualización es llevar desde el piso de ruido todos los paquetes a energía promedio unitaria para lo cual agregamos un factor $1/\bar{P}_N$ a la expresión (3.7) lo cual nos entrega como resultado que la corrección es de un factor

$$P_T = \frac{1}{\text{SNR} \cdot \bar{P}_N} P_N \quad (3.8)$$

donde P_T representa la energía de cada paquete una vez ecualizada, la cual debiese ser cercano a los 0 dB. Los niveles de energía una vez ecualizados se muestran en la Figura 3.3(c).

3.4. Medida de Comparación

Finalmente, se debe estipular una medida de comparación. Para ello, la estimación del canal ($\hat{H}$) usando N símbolos de entrenamiento del preámbulo NM en cada paquete es necesaria.

Tenemos la señal recibida dada por:

$$r(n) = \tilde{s}(n) *_l h(n) + w(n) \quad (3.9)$$

donde $\tilde{s}(n)$ es la extensión cíclica de los símbolos de entrenamiento transmitidos a través del aire ($s(n)$), $h(n)$ corresponde a la respuesta al impulso del canal, $*_l$ representa la convolución discreta lineal, y $w(n)$ representa AWGN en cada transmisión con densidad espectral de potencia N_0 .

Luego un estimador de canal de máxima verosimilitud $\check{H}(m)$ por subportadora $m = 0 \dots M - 1$ es calculado como es definido en (Oberli et al., 2010). Para poder obtener un canal con las N_s subportadoras a partir de las M muestras del canal $\check{H}(m)$, se realiza una interpolación por medio de FFT. Esta interpolación consiste en:

- (i) Calcular una IFFT de largo M al canal $\check{H}(m)$
- (ii) Apodar con $M - N_s$ ceros el resultado de (i)
- (iii) Tomar una FFT con el total de N_s subportadoras al canal apodado obteniendo finalmente la expresión

$$\hat{H}(k) = \frac{1}{\sqrt{MN_s}} \sum_{n=0}^{N_s-1} \left(\sum_{m=0}^{M-1} \check{H}(m) e^{j2\pi mn/M} \right) e^{-j2\pi kn/N_s} \quad (3.10)$$

donde $k = 1 \dots N_s$ son todas las subportadoras OFDM. $\hat{H}(k)$ representa un canal estimado utilizando las N_s subportadoras usando N símbolos del preámbulo NM .

Una vez obtenido nuestro estimador del canal usando el preámbulo NM , $\hat{H}(k)$, debemos compararlo con nuestro canal cercano-al-real, $\tilde{H}$, definido en (3.6) para obtener el valor MSE de las transmisiones. Como el canal $\tilde{H}$ únicamente posee información en en 50 de las 64 subportadoras (ya que 14 fueron dejadas en blanco en cada símbolo como se estipula en la sección 2.2.2), las correspondientes 50 subportadoras del canal $\hat{H}(k)$ son utilizadas como se muestra en la expresión

$$\text{MSE}_{\text{trial}} = \frac{\sum_{i=1}^{50} \|\hat{H}_{50}(i) - \tilde{H}_{50}(i)\|^2}{50} \quad (3.11)$$

donde $\hat{H}_{50}$ se refiere a las 50 subportadoras tomadas del canal $\hat{H}$, $\hat{H}_{50} = \hat{H}(7 : 31, 31 : 57)$ que corresponden con las 50 subportadoras de información sacadas de $\tilde{H}$, $\tilde{H}_{50} = \tilde{H}(7 : 31, 31 : 57)$. La división corresponde a la obtención del estimador MSE promedio por subportadora.

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Así como la aproximación teórica entrega dos soluciones diferentes según los valores especificados en el encabezado, la presentación de los resultados también se divide en dos partes. En primer lugar, los casos en que no existe *aliasing*, es decir, cuando $M \geq L_c$ y aquellos casos en que $M < L_c$ donde si ocurre el fenómeno de *aliasing*.

4.1. Transmisiones sin *Aliasing*, $M \geq L_c$

Los métodos tradicionales de encabezados de entrenamiento en OFDM se basan en FFT de N_s puntos (Coleri, Ergen, Puri, & Bahai, 2002). Un comportamiento de las mismas características debiese existir para cualquier valor de subportadoras que se encuentre dentro de los rangos menores que N_s y mayores a L_c . Como parte del punto de comparación de este comportamiento predicho, es que el último paquete enviado utiliza un valor $M = 64$, por lo que en este caso sucede que $M = N_s$. En la Figura 4.1, utilizando un valor arbitrario para el ejemplo, de 10 símbolos de entrenamiento (640 muestras) las pruebas de campo describen el comportamiento como ya es conocido cuando se utilizan todas las subportadoras del espectro OFDM de la transmisión.

Para aquellos casos en que las subportadoras equidistantes poseen un número menor a N_s y mayor o igual a la respuesta al impulso del canal, se espera un comportamiento similar al observado en el caso en que se utilizan las $N_s = 64$ subportadoras, con la significativa reducción en la cantidad de muestras del encabezado según sea el caso para una igual estimación del MSE. Las Figuras 4.2(a) y 4.2(b) muestran el mismo caso descrito con anterioridad en la Figura 4.1 utilizando una secuencia de entrenamiento de 10 símbolos en cada caso.

Los tres casos, utilizando un valor de N igual en cada uno, presentan un comportamiento idéntico entre ellos. Esto nos entrega como resultado que para estos valores 16, 32 y 64, el comportamiento describe la misma curva y que esta es precisamente la estipulada teóricamente. Esto último implica que esta semejanza en el valor MSE entregado tiene un impacto directo en la reducción del largo de la secuencia de entrenamiento, reduciendo

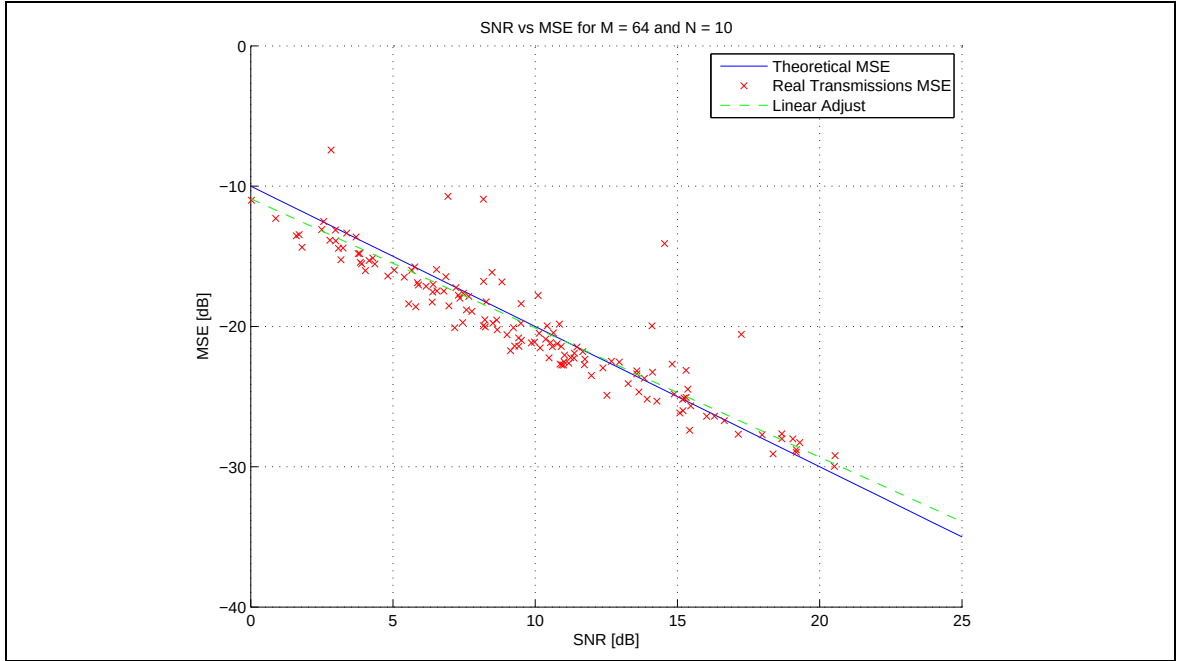


Figura 4.1: Estimación MSE usando un valor de $M = 64$ y $N = 10$. El uso de la totalidad de las subportadoras presenta un comportamiento según lo estipulado en (1.1)

este a la mitad para el caso en que $M = 32$ y hasta llegar a la cuarta parte cuando el valor de M es de 16, sin perder en ninguna instancia la calidad de la estimación.

4.2. Estimación con Presencia de *Aliasing* en el Canal Reconstruido $M < L_c$

En aquellos casos en donde $M < L_c$ deben tomarse algunas consideraciones previamente a la muestra de los resultados. Cada una de las transmisiones realizadas posee un valor τ_{RMS} individual y diferente, por ello cada transmisión se rige por diferentes curvas de estimación predichas en (1.1). Un τ_{RMS} promedio es calculado entre todas las transmisiones.

$$\tilde{\tau}_{\text{RMS}} = [1.1281, 1.1830]ns \quad (4.1)$$

La ecuación (4.1) representa el intervalo de confianza al 5% de la muestra estadística contenida en todas las medidas de τ_{RMS} realizadas a aquellas transmisiones consideradas como válidas descritas anteriormente. El promedio estadístico $\bar{\tau}_{\text{RMS}}$ da un valor de 1.1556

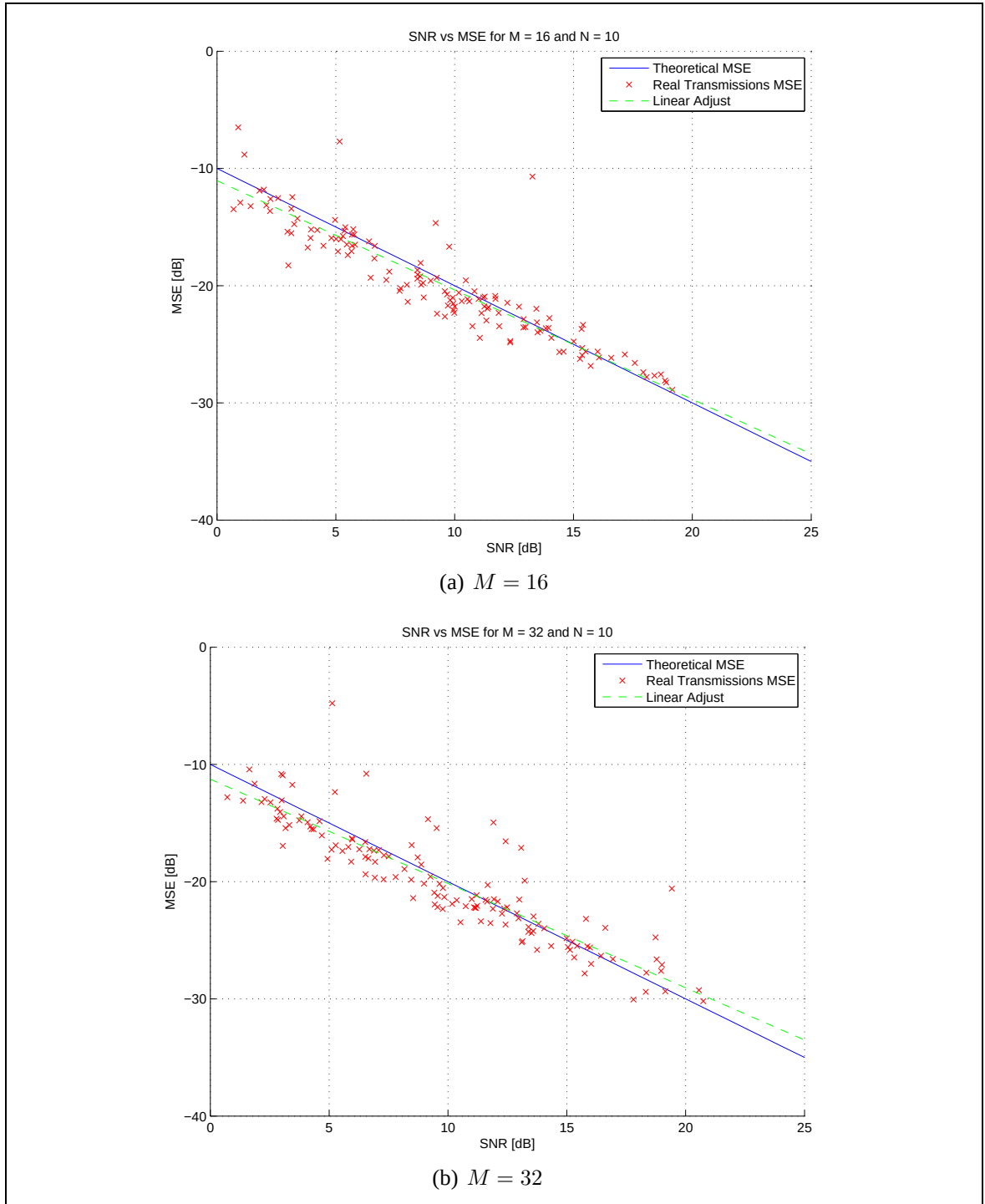


Figura 4.2: Resultados para los casos en donde $M \geq L_c$ y $M < N_s$. Ambas figuras pueden ser comparadas con los resultados observados en la Figura 4.1 mostrando una completa concordancia entre los tres diferentes preámbulos utilizados para la estimación.

ns lo cual es consistente con las dimensiones del entorno donde fueron realizadas las pruebas (para mayor información referirse a la sección 2.1). La representación gráfica de la distribución de los valores τ_{RMS} previamente descrita se puede observar en la Figura 4.3.

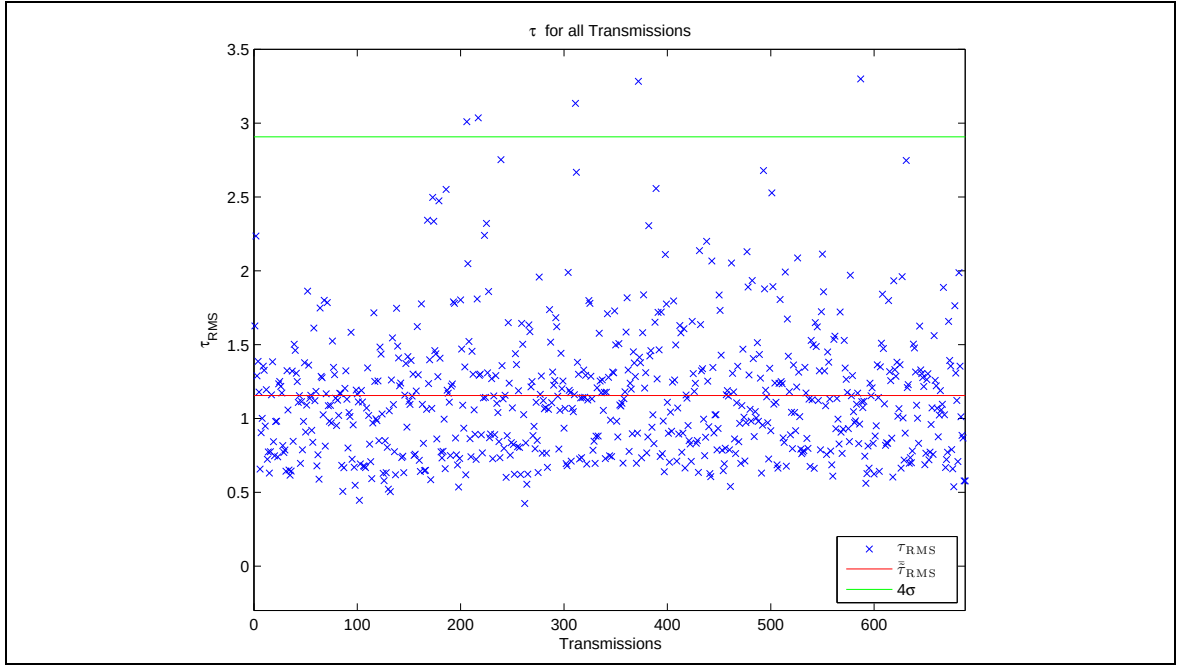


Figura 4.3: Valores τ_{RMS} de diferentes transmisiones. Una gran concentración de los valores se sitúa en el rango entre 0.5 y 2 ($\approx 95\%$), mientras que valores mayores igual se encuentran presentes representando apenas el 4.22%.

Para hacer posible la comparación entre las realizaciones y los valores teóricos, es necesario tomar en consideración el comportamiento estadístico de las mediciones, ya que los valores atípicos presentes pueden distorsionar en gran medida los resultados. Para ello, se consideró como valores atípicos toda transmisión cuyo τ_{RMS} se encontrara 4σ desviado de la media. Este límite se muestra de manera gráfica en la Figura 4.3.

Asumiendo un comportamiento como el presentado en (1.1), se calcula la curva de estas características que mejor se ajusta a los datos obtenidos. Por medio de este ajuste, un valor $\hat{\tau}_{\text{RMS}}$ que minimiza el MSE entre los datos reales y los teóricos es propuesto de la siguiente manera:

$$\hat{\tau}_{\text{RMS}} = \min_{\tau_{\text{RMS}}} \sum \text{MSE}(\tau_{\text{RMS}}) - \text{MSE}_{\text{trial}} \quad (4.2)$$

donde $\text{MSE}(\tau_{\text{RMS}})$ representa el valor teórico utilizando los parámetros medidos en las transmisiones reales (SNR, M y N), a su vez, para un valor τ_{RMS} dado, un $\text{MSE}_{\text{trial}}$ es calculado en (3.11). Una precisión de 10^{-3} fue utilizada para el cálculo computacional de $\hat{\tau}_{\text{RMS}}$; precisiones mayores fueron probadas, pero no se consiguió ninguna diferencia en la calidad de la estimación.

Siguiendo de igual manera que en la sección 4.1, donde el parámetro utilizado fue $N = 10$, los resultados obtenidos muestran los siguientes valores: $\hat{\tau}_{\text{RMS}} = 1.30$ para $M = 4$ (Figura 4.4) y un valor $\hat{\tau}_{\text{RMS}} = 1.39$ para $M = 8$ (Fig. 4.5).

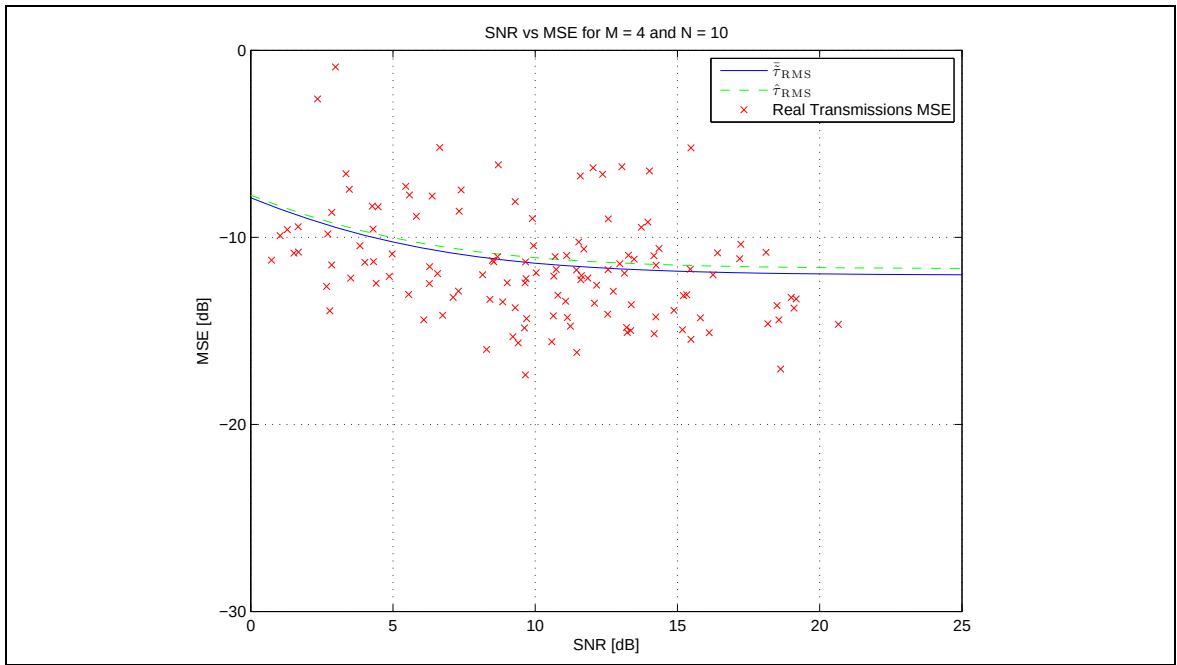


Figura 4.4: Resultado usando $M = 4$ y $N = 10$. Debido a la presencia de diferentes valores de τ_{RMS} , se observa una gran dispersión alrededor de la curva ajustada.

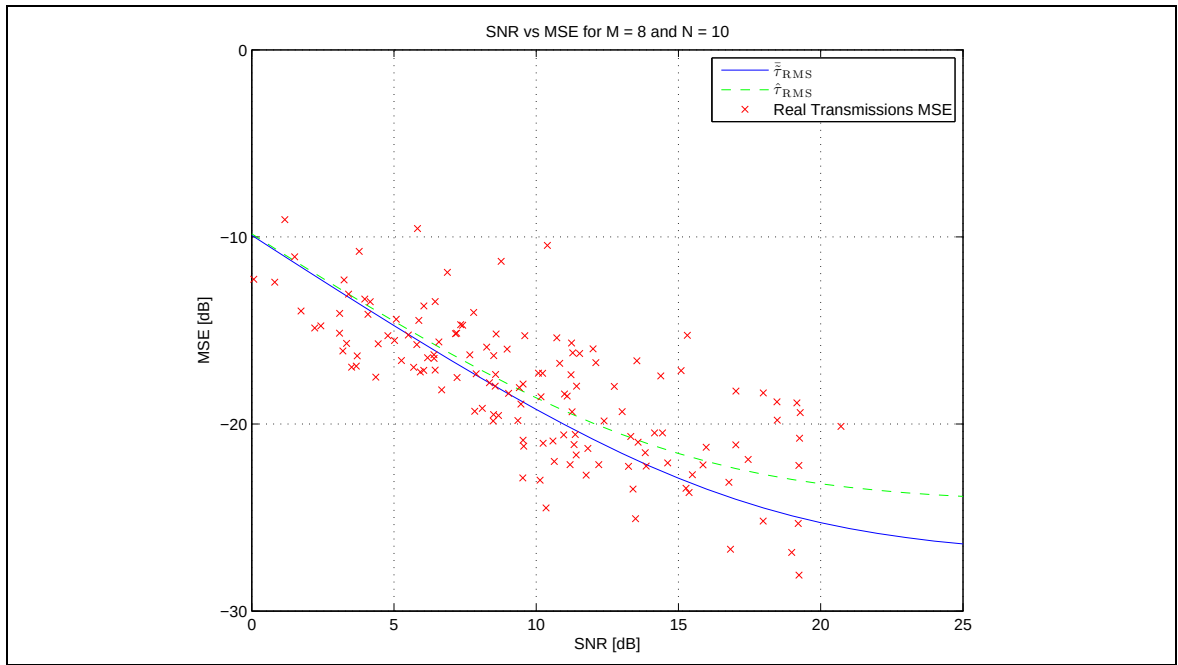


Figura 4.5: Resultados usando $M = 8$ y $N = 10$. Similar comportamiento al presentado en el caso de $M = 4$ donde la dispersión alrededor de la curva ajustada es considerable.

5. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

En el presente capítulo se presenta los resultados principales obtenidos a partir de las pruebas de campo, y a partir de ellos los trabajos futuros y conclusiones de este trabajo.

5.1. Revisión de los Resultados y Comentarios Generales

Tal como se presentaron los resultados en el Capítulo 4, la discusión de igual manera la separamos en 2 partes.

Para aquellos casos en donde $L_c \leq M$, se logro corroborar que, así como se predijo teóricamente en 1.1, la reconstrucción del preámbulo estimado utilizando un número inferior al total de las subportadoras definidas (N_S) pero mayor a la respuesta al impulso del canal (L_C) se produce en su totalidad, sin sacrificar niveles de estimación en lo más mínimo. Tomando el caso de ejemplo en la configuración utilizada, el estándar IEEE 802.11a (*Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications — High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, n.d.), cuyo preámbulo original definido utilizando 2 símbolos de entrenamiento con 64 subportadoras cada uno, dan un total de 128 muestras necesarias para la estimación del canal, en cambio utilizando el algoritmo propuesto, este nivel de precisión se logra con un valor de $M = 16$, lo cual nos da un total de 32 muestras de entrenamiento, una duración 4 veces menor que la existente.

Continuando con el caso anterior, un segundo aspecto en esta reducción se puede establecer si fijamos el largo de entrenamiento en las 128 muestras ya definidas, la utilización del MSE propuesto con un $M = 16$ nos da la posibilidad de realizar hasta un total de 8 observaciones del canal, y esto se puede traducir en una ganancia de hasta 6dB en la precisión de la estimación.

Por otro lado tenemos los casos en donde $M < L_c$, aquí, donde M puede tomar los valores 4 y 8, los resultados entregan una nube dispersa alrededor de la curva predicha. Este comportamiento se debe al factor de *aliasing* introducido en la interpolación FFT en conjunto con la variedad de τ_{RMS} medidos. Esto último, sumado al hecho que como

se predijo por Oberli *et.al.* 2010, las variaciones de la curva de estimación son de gran impacto en las variaciones del valor τ_{RMS} en cuestión.

Debido a que en las transmisiones reales, tanto los factores de Razón Señal a Ruido o τ_{RMS} no son fijos, esta gran dispersión de información alrededor de la curva predicha recae en un comportamiento que posee una dispersión mayor a la esperada, alejándose de los resultados predichos. Esta gran dispersión introducida por la variación del valor τ_{RMS} puede implicar que la necesaria retransmisión del paquete debido a la pérdida de este, lo cual un vez de poder aprovechar de mejor manera el tiempo de utilización del espectro al cambiar una secuencia de entrenamiento por una de menor duración, aumentará el uso de esta.

5.2. Temas de Investigación Futura

Si bien los resultados de las pruebas de campo realizadas entregan valores esperados y comparables con su equivalente teórico, para algunos casos, el escenario creado es estático, SISO y el análisis se produjo de manera *offline* lo que nos lleva al planteamiento de 3 temas a partir de esta tesis:

- (i) Variación del canal en el tiempo, Movilidad: En la actualidad la movilidad es un tema fundamental en las telecomunicaciones. Es aquí, en donde cada vez se le exige a los equipos móviles un mayor ancho de banda, por lo que la importancia de poder realizar una estimación de canal de manera óptima en el tiempo de coherencia disponible es crucial. Los factores de movilidad no han sido consideradas en este trabajo ni en las derivaciones tanto teóricas como simuladas anteriormente del método lo cual deja abierta la interrogante sobre si la reducción del preámbulo beneficia de igual manera en ganar ancho de banda en escenarios de movilidad.

- (ii) Extensión a pruebas MIMO: Otra tendencia actual es el uso de múltiples antenas en las transmisiones inalámbricas (MIMO), si bien la extensión a MIMO es introducida en el planteamiento original del método en (Oberli, 2006) su funcionalidad en escenarios reales, así como también todo el conocimiento en sistemas MIMO desde ese entonces no han sido considerados aún, siendo este método muy beneficioso en un sistema que requiere de una secuencia de entrenamiento que sea capaz de individualizar la estimación según las antenas utilizadas.
- (iii) Efectos del método en análisis *online*: Queda abierto al análisis los efectos de la utilización del método en tiempo real. Por un lado en equipos que ya posean demoduladores OFDM la integración de la interpolación FFT reutilizando la estructura interna ya disponible en ellos, así como también los retardos introducidos por la interpolación para ver la extensión y posible adaptación de este nuevo preámbulo a estándares actuales que utilizan tecnologías OFDM, como los son IEEE 802.11a/g/n y IEEE 802.16.

References

- Auer, G., & Karipidis, E. (2005, May). Pilot-symbol aided channel estimation for ofdm: a separated approach for smoothing and interpolation. In *Proceedings of 40th ieee international conference on communications (ICC)* (pp. 2173–2178).
- Beek, J. V. D., Edfors, O., S, M., Wilson, S. K., Brjesson, P. O., Kate, S., et al. (1995). On channel estimation in ofdm systems. In *in proc. of the ieee vehicular technology conference, vtc â95* (pp. 815–819).
- Camargo, A., Lopez, R., Kakad, A., Laddha, S., & Czylik, A. (2008, February). Closed-loop real-time MIMO-OFDM system for adaptive transmissions. In *International ITG workshop on smart antennas (WSA 2008)* (pp. 356–361).
- Chang, R. W. (1966, December). Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission. *Bell System Technical Journal*, 45, 1775–1796.
- Coleri, S., Ergen, M., Puri, A., & Bahai, A. (2002). Channel estimation techniques based on pilot arrangement in ofdm systems. *IEEE Trans. Broadcasting*, 48, 223–229.
- Estela, M. C. (2007). *Estimación de canal espectralmente eficiente para OFDM*. Unpublished master's thesis, Department of Electrical Engineering, Pontificia Universidad Católica de Chile.
- Li, Y., Cimini, L. J., & Sollenberger, N. R. (1998). Robust channel estimation for ofdm systems with rapid dispersive fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 46(7), 902–915.
- Oberli, C. (2004). *Overhead-efficient algorithms for acquisition, channel estimation and tracking in MIMO-OFDM systems*. Unpublished doctoral dissertation, Department of Electrical Engineering, University of California, Los Angeles.
- Oberli, C. (2006, August). A spectrally efficient acquisition algorithm for MIMO-OFDM. In *Inowo 2006*.

- Oberli, C., & Daneshrad, B. (2004, September). Channel estimation for MIMO-OFDM with training overhead trade-off. In *Pimrc 2004* (p. 1787-1791).
- Oberli, C., Estela, M. C., & Ríos, M. (2010, February). On using transmission overhead efficiently for channel estimation in OFDM. *IEEE Transactions on Communications*, 58(2), 399–404.
- Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications — high-speed physical layer in the 5 GHz band* (No. 802.11a-1999). (n.d.).
- Schmidl, T. M., & Cox, D. C. (1997, December). Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Transactions on Communications*, 45(12), 1613–1621.
- Tang, H., Lau, K. Y., & Brodersen, R. W. (2002). Interpolation-based maximum likelihood channel estimation. In *In proc. of the ieee global telecommunications conference* (pp. 1860–1864).
- Weinstein, S., & Ebert, P. (1971, October). Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform. *IEEE Transactions on Communications*, 19(5), 628–634.

Anexos

ANEXO A. CRITERIOS DE FILTRADO PARA TRANSMISIONES ERRONEAS

En el proceso de análisis de los datos adquiridos utilizando las plataformas de prueba experimentales, se pudo observar dos tipos de anomalías en las transmisiones: artefactos presentes en las transmisiones y pérdida de muestras en alguna etapa del proceso anterior a la grabación de los datos para el procesamiento *offline*.

A.1. Artefactos

Por simple visualización de la cadena de datos recibidos, la presencia clara de interferencias electromagnéticas de algún tipo (más conocido como Artefactos) en la transmisión son claramente visibles en algunos de los paquetes analizados. La corroboración de esta visualización se produjo una vez los paquetes fueron individualizados y procesados.

Un ejemplo de estos artefactos se puede observar en el diagrama de dispersión de los datos recibido y corregidos con el canal real de la transmisión (Fig. A.1). El resultado que se espera al realizar este tipo de diagramas utilizando la corrección del canal real, es la presencia de cuatro zonas definidas que corresponden a la constelación formada por los símbolos de información enviados. Sin embargo, la presencia de artefactos en medio de la transmisión produce pérdidas de símbolos OFDM completos en el paquete en cuestión, transformando toda esta información en errónea, lo cual impide realizar un análisis de estas transmisiones como se describe en el Capítulo 3.

A.2. Pérdida de Muestras

El segundo criterio de selección ocurre en el equipo receptor. En algún instante entre la recepción de la señal y el almacenamiento de esta para el posterior análisis *offline* se produce una pérdida de muestras, o bien se sobremuestrea introduciendo una muestra adicional; cualquiera de estos dos fenómenos, resulta en la introducción de un fasor desde este punto en adelante hasta el final del paquete debido al desplazamiento de una muestra en el dominio del tiempo de la señal. Dicho fasor termina de influir finalizado dicho paquete ya que el intervalo de sólo ruido existente entre paquetes permite independizar la división

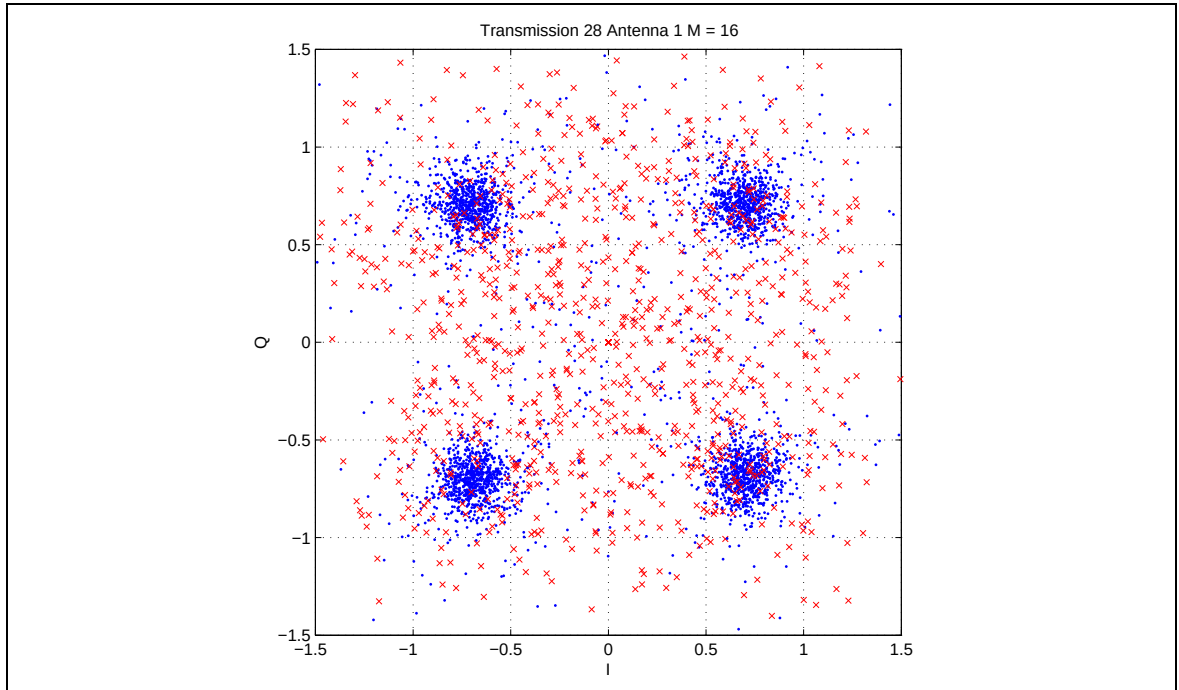


Figura A.1: Ejemplo de artefactos interfiriendo en una constelación de datos QPSK

de los paquetes y tratarlos de manera independiente, por lo que no se influye en el paquete inmediatamente contiguo ni al resto de los que componen la transmisión.

La situación previamente descrita, produce entonces un impedimento al tratar de hacer una comparación entre el canal estimado utilizando el preámbulo ($\tilde{H}$) y aquel propuesto como el canal cercano al real ($\hat{H}$) ya que las muestras no corresponderán a los mismo puntos según donde se haya producido el evento.

Un ejemplo del comportamiento observado se muestra en la Figura (Fig. A.2).

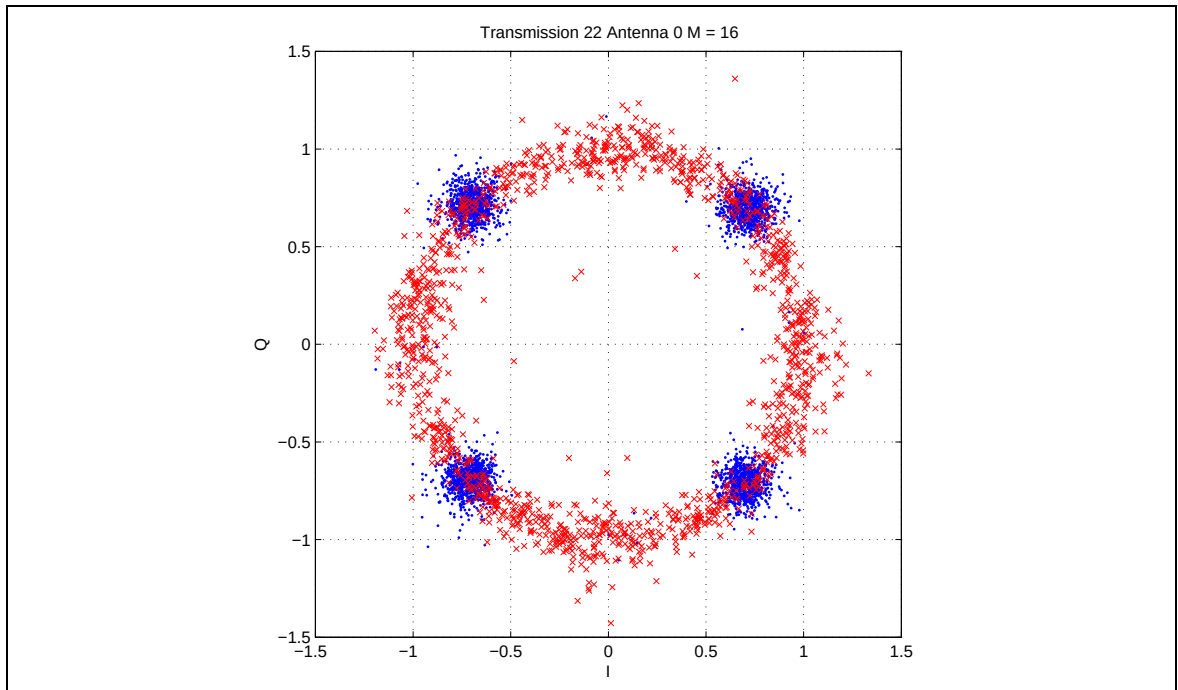


Figura A.2: Ejemplo de diagrama de dispersión al ocurrir pérdida de muestras

ANEXO B. LISTA DE TRANSMISIONES ERRONEAS FILTRADAS

A continuación se presentan los índices correspondientes de aquellas transmisiones que fueron filtradas utilizando los criterios definidos en el Anexo B. Los resultados se presentan en forma ordenada en primera instancia para las transmisiones recibidas por la antena 0 y todos los correspondientes paquetes segmentados según su valor M , para luego utilizando la misma estructura para las transmisiones recibidas en la antena 1.

B.1. Antena 0

$M=4$: 23, 24, 26, 28, 29, 30, 31, 33, 36, 37, 38, 39, 42, 45, 46, 47, 48, 49, 51, 54, 56, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 66, 67, 70, 71, 73, 78, 80, 83, 84, 86, 89, 90, 91, 92, 93, 94, 95, 96, 97, 98, 99, 100, 101, 103, 104, 108, 110, 114, 116, 117, 118, 119, 121, 122, 125, 126, 127, 128, 132, 133, 135, 136

$M=8$: 28, 31, 32, 34, 35, 36, 37, 38, 40, 41, 42, 43, 47, 48, 50, 51, 52, 53, 55, 57, 59, 60, 62, 63, 64, 67, 69, 72, 73, 76, 77, 78, 79, 81, 85, 86, 88, 90, 91, 93, 94, 97, 98, 99, 100, 101, 103, 107, 108, 109, 113, 114, 115, 116, 119, 124, 126, 130, 131, 133, 135, 136

$M=16$: 22, 26, 28, 29, 32, 33, 34, 37, 40, 41, 42, 43, 44, 46, 47, 48, 49, 50, 52, 54, 55, 56, 57, 59, 64, 66, 68, 69, 71, 72, 75, 76, 77, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 85, 87, 88, 90, 95, 96, 100, 101, 102, 104, 105, 107, 109, 111, 112, 113, 115, 117, 119, 120, 121, 122, 123, 125, 126, 127, 129, 131, 132, 134, 135

$M=32$: 28, 29, 33, 36, 37, 38, 39, 40, 42, 43, 44, 46, 49, 50, 54, 55, 56, 58, 60, 61, 63, 66, 68, 69, 70, 71, 73, 75, 77, 80, 81, 82, 83, 84, 87, 88, 89, 90, 91, 92, 93, 95, 96, 97, 98, 99, 100, 102, 103, 104, 105, 106, 110, 112, 113, 114, 116, 117, 118, 119, 122, 124, 125, 126, 127, 128, 129, 132, 133, 134, 135

$M=64$: 25, 28, 30, 31, 32, 34, 35, 36, 38, 41, 45, 46, 47, 48, 50, 51, 52, 53, 55, 58, 60, 61, 62, 63, 66, 67, 68, 69, 73, 76, 78, 79, 80, 81, 82, 84, 85, 86, 90, 91, 92, 93, 94, 97, 98, 99, 100, 101, 103, 107, 108, 110, 114, 115, 116, 118, 119, 122, 123, 128, 130, 131, 132, 133, 135, 136

B.2. Antena 1

$M=4$: 23, 24, 26, 32, 35, 39, 42, 45, 48, 59, 67, 73, 81, 85, 89, 91, 96, 98, 102,
104, 108, 110, 111, 114, 119, 122, 125, 127, 130, 131, 132, 134

$M=8$: 28, 32, 36, 38, 40, 42, 43, 59, 64, 85, 88, 91, 93, 97, 99, 104, 108, 112, 116,
120, 124, 126, 132

$M=16$: 22, 24, 28, 29, 31, 44, 47, 49, 52, 55, 59, 66, 75, 84, 87, 90, 100, 104, 108,
111, 112, 117, 122, 128, 135

$M=32$: 30, 37, 50, 54, 56, 58, 69, 77, 78, 81, 92, 101, 103, 104, 105, 106, 108,
111, 113, 121, 123, 129, 134

$M=64$: 25, 33, 34, 35, 45, 59, 60, 67, 68, 70, 80, 82, 86, 89, 104, 108, 111, 115,
116, 132, 133

ANEXO C. IMAGENES DEL ENTORNO DEL LABORATORIO Y LOS EQUIPOS

En el presente anexo se muestran algunas imágenes tomadas tanto del laboratorio como de los equipos de prueba en el instante en que se realizaron las pruebas. En primer lugar tenemos una vista general del laboratorio (Figura C.1) para luego mostrar una imagen de los equipos transmisores (Figura C.2) y finalmente de los equipos receptores (Figura C.3).



Figura C.1: Vista desde el extremo sur del laboratorio donde fueron realizadas las pruebas. Se pueden apreciar tanto las antenas transmisoras como las receptoras, así como también el recorrido realizado por el carro que se encuentra marcado en el suelo del laboratorio.



Figura C.2: Imagen correspondiente a los equipos transmisores utilizados ubicados en uno de los mesones de trabajo del laboratorio.

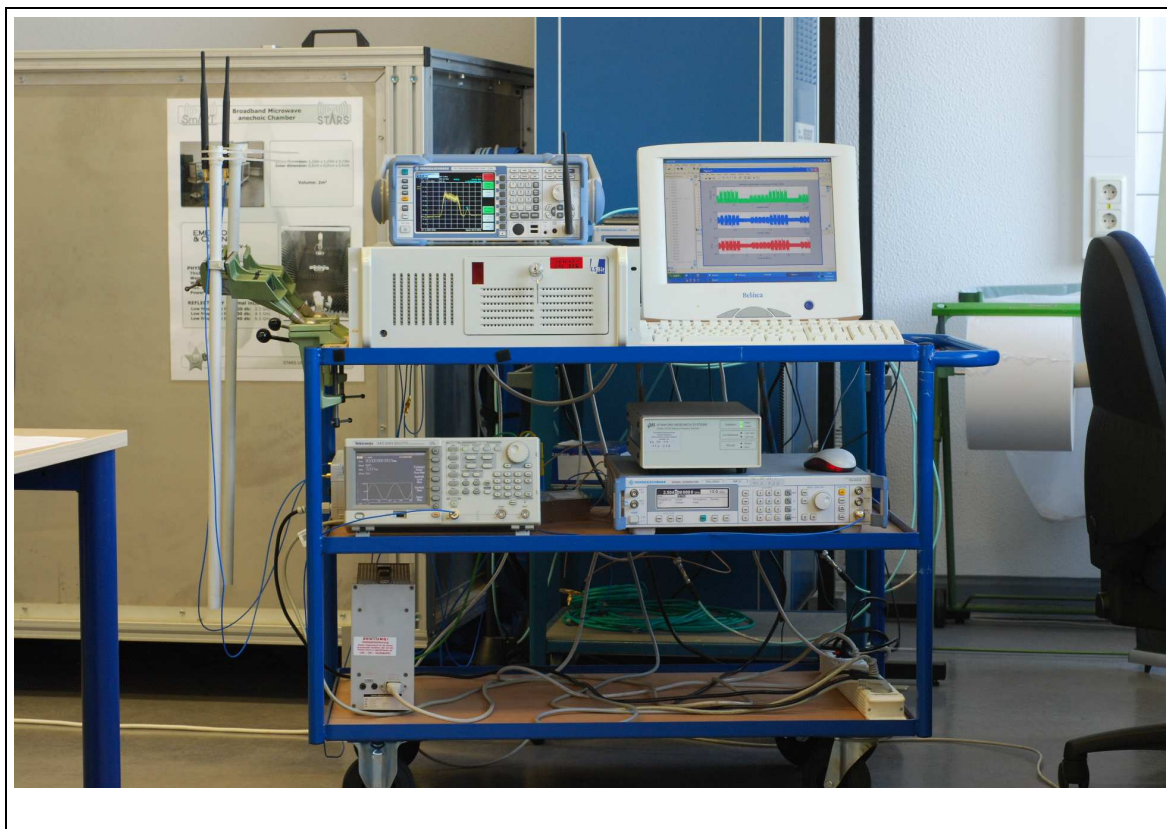


Figura C.3: Imagen correspondiente al carro movable en donde se ubicaban los equipos receptores, a mano izquierda se aprecian ambas antenas receptoras.

ANEXO D. ABREVIACIONES

OFDM: *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, Multiplexación por división de Frecuencias Ortogonales

LOS: *Line-of-Sight*, Línea de vista

NLOS: *Non Line-of-Sight*, Sin línea de vista

L_c : Respuesta al impulso del canal

FFT: *Fast Fourier Transform*, Transformada rápida de Fourier

MSE: *Minimum Square Error*, Error de mínimos cuadrados

SNR: *Signal-to-Noise Ratio*, Razón señal a ruido

AWGN: *Additive White Gaussian Noise*, Ruido Blanco Gausiano

SISO: *Single Input, Single Output*, Una entrada, una salida

MIMO: *Multiple Input, Multiple Output*, Múltiples entradas, múltiples salidas