

Centro de Investigación y de Estudios Avanzados
del Instituto Politécnico Nacional
Unidad Guadalajara

Sistema de comunicación multiportadora para el estándar 802.11p utilizando precodificación frecuencial y cancelación no lineal de interferencia

Tesis que presenta:
Jose Alberto Del Puerto Flores

para obtener el grado de:
Doctor en Ciencias

en la especialidad de:
Ingeniería Eléctrica

Director de Tesis
Dr. Ramón Parra Michel

CINVESTAV del IPN Unidad Guadalajara, Guadalajara, Jalisco, Enero de 2019.

Sistema de comunicación multiportadora para el estándar 802.11p utilizando precodificación frecuencial y cancelación no lineal de interferencia

**Tesis de Doctorado en Ciencias
Ingeniería Eléctrica**

Por:

Jose Alberto Del Puerto Flores
Maestro en Ciencias en Ing. Eléctrica
CINVESTAV-IPN 2012-2014

Becario de CONACYT, expediente no. 280232

Director de Tesis
Dr. Ramón Parra Michel

CINVESTAV del IPN Unidad Guadalajara, Enero de 2019.

Resumen

Se cree ampliamente que la comunicación vehículo a vehículo (vehicle-to-vehicle, V2V) facilitará varias aplicaciones automotrices futuras como: seguridad vial, avenidas inteligentes, automóviles autónomos, entretenimiento, etc. Así mismo, al permanecer conectados los vehículos, las personas pueden conocer con anticipación los imprevistos ocurridos sobre las avenidas y viajar de manera más eficiente.

Diversas campañas de mediciones describen al canal V2V como un entorno muy adverso para la propagación de señal, debido a dos causas principales: 1) Tanto el transmisor como el receptor presentan alta movilidad, aunado a eso existe la presencia de dispersores móviles y estacionarios; estas características conducen a un canal con un corto tiempo de coherencia. 2) La presencia de dispersores distantes dan lugar a componentes largos de multitrayectoria; por lo tanto, el entorno V2V adolece de un estrecho ancho de banda de coherencia. Estas problemáticas dificultan los procesos de igualación y detección en el receptor, degradando el desempeño en términos de eficiencia espectral y tasa de error de bit (bit error rate, BER).

Las soluciones encontradas en la literatura presentan los siguientes inconvenientes: receptores de alta complejidad, bajas tasas de codificación, incompatibilidad con el estándar 802.11p para enlaces V2V, lo cual las vuelven inviables. En esta tesis se propone un receptor para el estándar 802.11p, capaz de explotar de manera eficiente la diversidad frecuencial del canal. Para poder mitigar la interferencia entre subportadoras, el receptor expuesto combina las técnicas de detección no lineal y cancelación de interferencia iterativa. El detector no lineal propuesto obtienen un desempeño cercano en términos de BER al detector óptimo de máxima verosimilitud (maximum likelihood, ML) y un costo computacional inferior a $\mathcal{O}(N^3)$ requerido por el detector de mínimo error cuadrático medio (minimum mean square error, MMSE).

Abstract

It is widely believed that vehicle to vehicle (V2V) communication will facilitate many future automotive applications, such as road safety, smart roadways, autonomous automobiles, and entertainment systems, among others. Moreover, vehicles being connected allows drivers to recognize unexpected incidents in advance and travel more efficiently.

Many measurement campaigns consider the V2V channel to be an adverse environment for signal propagation, due to two main causes: 1) The fact that the transmitter and receiver present high mobility, and the existence of both mobile and stationary scatter, lead to a channel with low coherence time, 2) The presence of distant scatter leads to long multipath components; hence the V2V environment suffers from narrow coherence bandwidth. These problems hinder the equalization and detection processes in the receiver, degrading the performance in terms of spectral efficiency and bit error rate (BER).

The solutions found in the state of the art present the following drawbacks: receivers with high computational complexity, low coding rates, incompatibility with the 802.11p standard for V2V links, which makes them unfeasible. In this thesis, a receiver for the 802.11p standard is proposed, capable of efficiently exploiting the frequency diversity of the channel, based on a nonlinear detector of low computational complexity and on the cancellation of iterative interference. The nonlinear detector proposed obtains a performance close to the maximum-likelihood (ML) optimum detector and a computational cost lower than $\mathcal{O}(N^3)$, required by the minimum mean square error (MMSE) detector.

Agradecimientos

A Dios, por haber estado a mi lado en los momentos buenos y malos; mostrándome lo que puedo lograr con trabajo.

Con una dedicatoria especial a mis padres Dunstano y Guillermina, por siempre apoyarme en mis decisiones y el gran amor que me brindan.

A mis hermanos Martha, Elda y Dunstano, por su amor y siempre mostrar interés en mis logros; son mis ejemplos de vida.

A mi asesor de tesis el Dr. Ramón Parra Michel, por brindarme la oportunidad de realizar mi doctorado, gracias hoy y siempre.

A mis amigos y compañeros: Renee, Isabel, Alan, Fernando, Gonzalo, Luis, Remberto y David, gracias por acompañarme en esta travesía.

A los doctores Fernando y Joaquín, por su apoyo y compartirme sus conocimientos durante el transcurso del proyecto.

A la pareja de profesores Dr. Julio Cesar y M.C. Avelina, por su amistad y consejos invaluable.

Al Centro de Investigación y Estudios Avanzados - IPN Unidad Gdl., y profesores, por el alto nivel de enseñanza que brindan.

Agradezco al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el apoyo económico proporcionado.

Índice general

Resumen	3
Abstract	5
Agradecimientos	7
Acrónimos	17
1. Canal de comunicación Vehículo a Vehículo	19
1.1. Introducción	19
1.2. Asignación de pilotos 802.11p	22
1.3. Canal de comunicación Vehículo a Vehículo	22
1.4. Estado del arte de sistemas de comunicación vehículo a vehículo. . . .	25
1.5. Problemas abiertos	30
1.6. Objetivos	31
1.7. Organización	32
2. Detección de datos transmitidos	33
2.1. Introducción	33
2.2. Modelo del sistema	33
2.3. Detección Lineal	35
2.4. Detección no lineal	37
2.5. Resultados y simulaciones	38
2.6. Observaciones finales del capítulo	39
3. Algoritmos de Detección propuestos	41
3.1. Dispersión DFTS	42
3.2. Modelo de señal propuesto	43

3.2.1. Ecualización por sub-bandas	46
3.3. Algoritmos de detección no lineales para sistemas DFTS-OFDM . . .	47
3.3.1. Detección OSIC	51
3.3.2. Detección QR-ML convencional	52
3.3.3. Mitigación de ICI	56
3.4. Estructura computacional	57
3.5. Complejidad computacional	58
3.6. Resultados y simulaciones	62
3.7. Observaciones finales del capítulo	64
4. Sistema OFDM con portadoras virtuales	67
4.1. Introducción	67
4.2. Modelo del sistema con VC	68
4.2.1. Incorporación de portadoras virtuales	70
4.3. Detección OSIC basada en la descomposición QR	72
4.3.1. Mitigación de ICI en portadoras pilotos	72
4.4. Complejidad computacional	73
4.5. Simulación y resultados	73
4.6. Observaciones finales del capítulo	75
5. Evaluación del performance de sistemas DFT-OFDM con turbo de- codificación sobre canales V2V	79
5.1. Introducción	79
5.2. Modelo de sistema	80
5.3. Detección de símbolos	83
5.3.1. Descomposición QR	83
5.3.2. Detección OSIC de datos turbo codificados	84
5.3.3. Calculo de valores LLR	85
5.4. Complejidad computacional	86
5.5. Simulaciones y resultados	86
5.6. Observaciones finales del capítulo	88

6. Resumen de contribuciones y trabajo a futuro	93
6.1. Conclusiones	95
6.2. Trabajo futuro	96
Bibliografía	97

Índice de figuras

1.1. Escenario de comunicación vehículo a vehículo.	20
1.2. Estructura del preámbulo y trama del estándar 802.11p.	21
1.3. Esquema de asignación de pilotos en 802.11p	22
1.4. Ejemplo de función de transferencia variante en tiempo de un canal V2V.	24
1.5. Diagrama a bloque simplificado, de un sistema de comunicación V2V en banda base.	26
2.1. Evaluación de BER-vs-SNR de detectores lineales, para un canal V2V con exponencial decreciente de PDP y espectro Doppler Jakes repli- cando un escenario NLOS (modelo acorde a [AMI07b]).	40
3.1. Ejemplo de la estructura cuasibanda de matriz de un DSC.	44
3.2. Estructura del truncamiento por bandas aplicado a la matriz de canal.	46
3.3. Estructura del árbol de búsqueda bajo el criterio ML.	53
3.4. Estructura del árbol de búsqueda bajo el criterio ML.	54
3.5. Transmisor del sistema de comunicaciones propuesto.	58
3.6. Receptor del sistema de comunicaciones propuesto.	58
3.7. Complejidad Computacional de los Detectores V2V OSIC y V2V Near ML.	61
3.8. EscenarioNLOS.	63
3.9. Evaluación de los algoritmos propuestos en canal ideal	64
3.10. Evaluación del detector Near ML con estimación de canal iterativa.	65
4.1. Transmisor OFDM con portadoras virtuales.	70

4.2. Trama 802.11p sin Vc y con VC.	71
4.3. Configuración del receptor OFDM propuesto con mitigación de ICI y detección OSIC.	73
4.4. Prueba de BER vs SNR del sistemas OFDM con y sin VC bajo un escenario V2V NLOS, con $\tau_{RMS} = 0,4\mu s$ y $f_D = 1kHz$	77
4.5. Prueba de BER vs SNR del sistemas OFDM con y sin VC; sin etapas de FEC, bajo un escenario V2V NLOS, con $\tau_{RMS} = 0,4\mu s$ y $f_D = 1kHz$	78
5.1. Transmisor DFTS-OFDM.	83
5.2. Configuración del receptor propuesto con turbo decodificación y de- tección OSIC.	85
5.3. Prueba de BER vs SNR del sistemas OFDM con turbo decodificación y detección OSIC bajo un escenario V2V NLOS, con $\tau_{RMS} = 0,4\mu s$ y $f_D = 1kHz$	90
5.4. Comparación en BER vs SNR del sistemas OFDM con FEC Viter- bi/turbo y detección lineal/no lineal, bajo un escenario V2V NLOS, con $\tau_{RMS} = 0,4\mu s$ y $f_D = 1kHz$	91

Índice de tablas

1.1. Parámetros de configuración del estándar IEEE 802.11p.	23
1.2. Características de seis escenarios V2V.	23
1.3. Comparación de sistemas V2V reportados.	27
3.1. Complejidad computacional en el cálculo de la Descomposición V2V Sorted QR	60
4.1. Complejidad computacional en términos de productos complejos re- querido para la detección de señales	74
4.2. Parámetros de simulación.	75
5.1. Complejidad computacional de métodos de decodificación.	86
5.2. Complejidad computacional de detectores utilizados en DSC.	86
5.3. Parámetros de simulación.	87

Acrónimos

AWGN	ruido aditivo Gaussiano blanco
BEM-2D	modelo de expansión de bases bidimensional
BER	tasa de error de bit
BW	ancho de banda
CFM	matriz de canal en frecuencia
CIR	respuesta al impulso del canal
CP	prefijo cíclico
CR	respuesta del canal
DFTS	transformada discreta de Fourier extendida
DSC	canal doblemente selectivo
DSRC	comunicación dedicado a corto alcance
FD	dominio de frecuencia
FEC	corrección de errores hacia adelante
ICI	interferencia entre portadoras
ISI	interferencia entre símbolos
LP	precodificación lineal
LS	mínimos cuadrados
ML	máxima verosimilitud
MMSE	mínimo error cuadrático medio
MSE	error cuadrático medio
OFDM	multiplexación por frecuencias ortogonales
OSIC	cancelación de interferencia sucesiva ordenada
PDP	perfil de retardo de potencia
PHY	capa física
SNR	relación señal a ruido
TD	dominio del tiempo
V2V	vehículo a vehículo
VC	portadoras virtuales

Capítulo 1

Canal de comunicación Vehículo a Vehículo

1.1. Introducción

Recientemente, la seguridad vial se ha visto muy afectada por accidentes de tráfico, mismos que se han vuelto una de las principales causas de muerte en el mundo. La comunicación vehículo a vehículo (vehicle-to-vehicle, V2V) como un componente importante del sistema de transporte inteligente, se ha propuesto para resolver esta problemática. Durante la última década las comunicaciones V2V han sido ampliamente investigadas, desarrollando diversas aplicaciones destinadas a la seguridad vial, de las cuales podemos mencionar las siguientes: alerta de colisiones, indicadores de velocidades, semáforos inteligentes, el diagnóstico inalámbrico remoto, etc [HL08].

Se cree ampliamente que la comunicación V2V facilitará varias aplicaciones automotrices futuras, como seguridad, entretenimiento, difusión de información vial y conducción autónoma. Al permanecer conectados los vehículos pueden comunicarse entre ellos, reaccionar a los imprevistos y viajar de manera más eficiente. Por ejemplo, un vehículo puede advertir a otro vehículo sobre peligros inminentes en la carretera, clima adverso o de un tráfico próximo. Para que lo antes mencionado sea posible es importante que la comunicación entre vehículos sea confiable.

La red de comunicación V2V mostrada en la Figura 1.1 adolecerá de un entorno de propagación de señal muy severo para la transmisión de información. Lo anterior

se debe principalmente a los siguientes dos fenómenos: 1) La movilidad tanto del transmisor como del receptor, además de la presencia de dispersores móviles y estacionarios; originan un canal con un corto tiempo de coherencia. 2) La presencia de dispersores distantes dan lugar a componentes de multitrayectoria de larga distancia, lo cual es traducido a un estrecho ancho de banda de coherencia de canal V2V. Estos dos factores mencionados anteriormente dificultan los procesos de igualación de canal y detección de datos en el receptor.

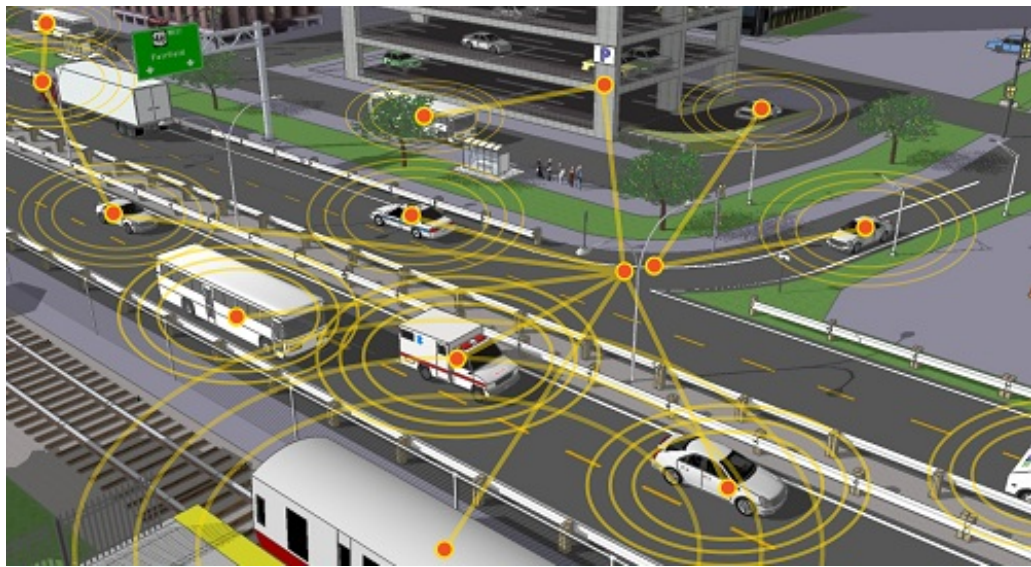


Figura 1.1: Escenario de comunicación vehículo a vehículo.

Estándar IEEE 802.11p

En el año 2010 la comunicación V2V fue estandarizada con el nombre de comunicaciones dedicadas a corto alcance (dedicated short-range communications, DSRC) IEEE 802.11p [IEE10]. Este estándar utiliza una capa física (physical layer, PHY) basada en el estándar IEEE 802.11a, modificando el ancho de banda de la señal a 10 MHz y la frecuencia central a 5,9 GHz, pero manteniendo el esquema de multiplexación por frecuencias ortogonales (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM). El estándar 802.11a fue desarrollado originalmente para entornos en interiores, los cuales son relativamente estacionarios; por lo tanto, debido a que estas formas de onda se transmiten bajo entornos V2V con alta movilidad, el rendimiento

(en términos de confiabilidad) de los sistemas de comunicación V2V se alejan de su desempeño deseable.

La estructura del preámbulo del 802.11p difiere del 802.11a, teniendo como principal diferencia la duración del símbolo, el cual es duplicado de $16\mu s$ a $32\mu s$. Como se muestra en la Figura 1.2, cada trama transmitida consta de un preámbulo que incluye dos símbolos de entrenamiento, el campo de señal y el campo de datos. Los símbolos de entrenamiento cortos (10 símbolos, cada uno de $1,6\mu s$ de duración) se encuentran al comienzo de la trama y se utilizan para realizar la sincronía del sistema. Posteriormente, se transmiten dos símbolos de entrenamiento largos (cada uno de $6,4\mu s$ de duración) utilizados para la sincronización fina y en la estimación del canal. La parte restante de la trama se utiliza para el campo de SEÑAL (símbolo de encabezado), contiene información sobre la longitud de la trama, la modulación y los esquemas de codificación utilizados en los siguientes símbolos de carga útil; se codifica con el código más robusto y se modula usando la constelación BPSK. El receptor debe decodificar y analizar esta información antes de comenzar a decodificar el primer símbolo de carga útil. Por último, el campo de DATO (carga útil) de longitud variable contiene la información a transmitir y al igual que el campo de SEÑAL deben ir separados por un intervalo de guarda (guard interval, GI). Dependiendo de la modulación de datos utilizada, el estándar IEEE 802.11p puede llegar a admitir varias velocidades de transmisión de datos que van desde los 3 a 27 Mbps.

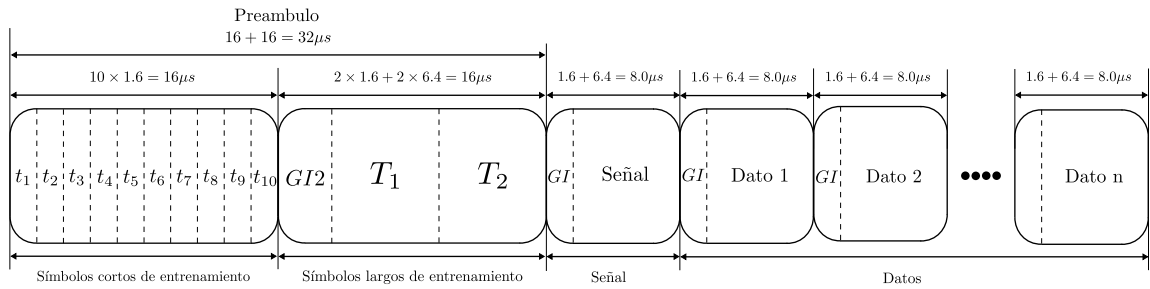


Figura 1.2: Estructura del preámbulo y trama del estándar 802.11p.

1.2. Asignación de pilotos 802.11p

Las condiciones de alta movilidad presentes en ambientes V2V ocasionan una respuesta al impulso del canal (channel impulse response, CIR) variante en el tiempo. El presente trabajo asume que las variaciones temporales de los coeficientes del canal se darán por cada símbolo OFDM que componen a cada trama transmitida. La capa física de 802.11p utiliza 64 subportadoras por símbolo OFDM, incluyendo 48 subportadoras de datos, 4 subportadoras pilotos colocadas en los índices -21 , -7 , 7 y 21 (Figura 1.3); pertenecientes al conjunto $0, 1$ utilizados para la estimación del canal, 11 subportadoras virtuales de valor nulo, utilizadas como guardas y una subportadora de DC, para realizar una IFFT de 64 muestras en la transmisión.

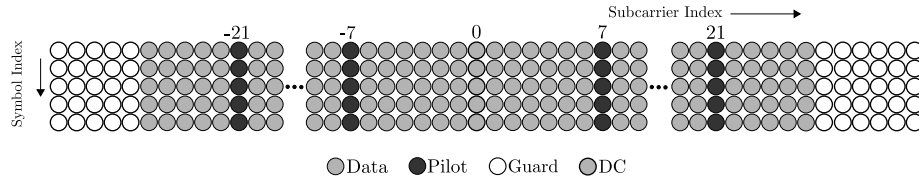


Figura 1.3: Esquema de asignación de pilotos en 802.11p

Como se demuestra en [TSD04], la asignación de pilotos mencionada no es la más adecuada para la estimación del canal V2V; sin embargo, el uso de receptores con esquemas de estimación de canal iterativos y detección de datos basadas en la técnica de mínimo error cuadrático medio (minimum mean square error, MMSE) en el dominio de la frecuencia (frequency domain, FD), logran tener un funcionamiento aceptable por arriba de la tercera iteración [ZBCM12a]. Los parámetros utilizados por el estándar IEEE 802.11p se muestran en la Tabla 1.1.

1.3. Canal de comunicación Vehículo a Vehículo

La caracterización de los canales inalámbricos, específicamente para canales V2V han sido investigado en un gran número de literaturas (ver [CWL⁺09, xWCL09, CWW⁺12, CYW⁺13a, SM08, AMI07b, CYW⁺13b] y referencias internas). En [AMI07b] y [SM08] se expone una clasificación de los escenarios V2V posibles, dentro de los escenarios mas representativos encontramos: V2V-Autopista con dirección opuesta,

Parámetro	Valor
BW(MHz)	10
Velocidad de transmisión (Mbit/s)	3, 4.5, 6, 9, 12, 18, 24, 27
Esquema de modulación	BPSK, QPSK, 16 QAM, 64QAM
Razón de código	1/2, 2/3, 3/4
Subportadoras de datos	48
Subportadoras pilotos	4
Tamaño de FFT	64
Periodo FFT (μs)	6.4
Prefijo cíclico (μs)	1.6

Tabla 1.1: Parámetros de configuración del estándar IEEE 802.11p.

V2V-Urbano sobre avenida principal con dirección opuesta, V2V en calle sub-urbano, V2V en autopista, V2V autopista en la misma dirección, V2V Urbano avenida principal. La Tabla 1.2 expone las características encontradas de cada uno de los escenarios reportados en [AMI07b].

Escenario	Velocidad (Km/h)	Desplazamiento Doppler (Hz)	Retardo maximo (μs)
V2V autopista, dirección opuesta	104	1000-1300	0.3
V2V urbano av. principal, dirección opuesta	32-48	300	0.5
V2V autopista	104	600-700	0.4
V2V urbano av. principal, misma dirección	32-48	400-500	0.4
V2V sub-urbano calle, misma dirección	32-48	300-500	0.7
V2V autopista, misma dirección	104	900-1150	0.7

Tabla 1.2: Características de seis escenarios V2V.

Como se puede encontrar en la literatura, un modelo de canal simple no es capaz de modelar con precisión el entorno V2V. Por lo tanto, en este trabajo, se utilizan modelos de canales estacionarios basados en el conocido modelo Tapped Delay Line (TDL) logrando replicar la variación temporal de los canales V2V. La CIR

será variante durante el periodo de símbolo OFDM, es notable que la característica de variación temporal del canal dará lugar a la interferencia entre portadoras (inter-carrier interference, ICI), lo que degradará en gran medida el rendimiento de la modulación OFDM [CYW⁺13b]. La Figura 1.4 muestra la función de transferencia variante en tiempo de un canal V2V observada en una sección de la trama V2V con una frecuencia de dispersión Doppler igual a $f_d = 1000$ Hz y un tiempo de retardo máximo de $\tau_{max} = 0,4 \mu s$.

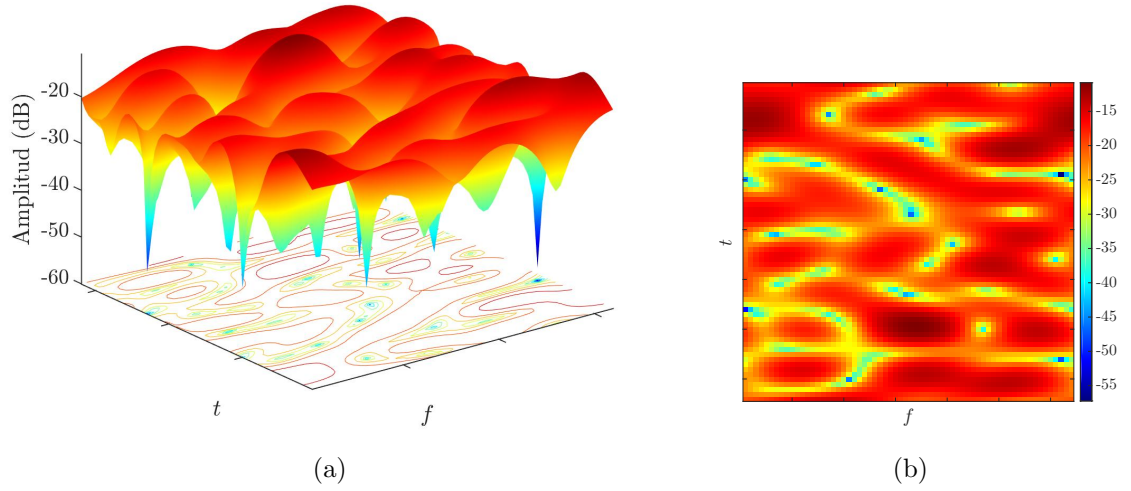


Figura 1.4: Ejemplo de función de transferencia variante en tiempo de un canal V2V.

Bajo el conocimiento del canal V2V doblemente selectivo, se debe tomar en cuenta que la colocación de símbolos piloto en la cuadrícula de tiempo-frecuencia OFDM, es de crucial importancia. Al diseñar un sistema inalámbrico, los símbolos de piloto adyacentes en la cuadrícula de tiempo-frecuencia deben cumplir algunos requisitos. Específicamente, el espaciamiento entre pilotos máximo Δf (numero de subportadoras) en el dominio de la frecuencia está determinado en función del retardo máximo τ_{max} del canal:

$$\Delta f \leq \frac{N}{\tau_{max} B}, \quad (1.1)$$

donde N es el número de subportadoras del símbolo OFDM igual a 64, y B es el ancho de banda del sistema igual a 10 MHz. Por otro lado el espacio máximo Δt

(número de símbolos OFDM) debe de satisfacer lo siguiente:

$$\Delta t = \frac{B}{2f_d(N + G)}, \quad (1.2)$$

donde G representa la duración del intervalo de guarda igual a 16 subportadoras. De manera de ejemplo, a partir de los datos mostrados en [AMI07b], con un $\tau_{max} = 0.7 \mu s$ y una f_d de aproximadamente 1.2-1.5 KHz. Podemos ver que el patrón piloto del IEEE 802.11p satisface a (1.2). Sin embargo, las subportadoras piloto de seguimiento de 4 fases no están lo suficientemente cercanas como para muestrear adecuadamente la variación del canal en el dominio de la frecuencia, es decir, no cumplen con (1.1). Por lo tanto, la asignación de pilotos de 802.11p (Figura 1.3) no resulta adecuada para realizar el proceso de estimación de canal.

1.4. Estado del arte de sistemas de comunicación vehículo a vehículo.

La estructura básica de todo sistema de comunicación V2V bajo en el cual se encuentran basados un gran número sistemas en la literatura, se muestra en la Figura 1.5. De acuerdo con la Figura 1.5, el sistema recibe datos digitales de una fuente de información para ser procesados en el codificador convolucional. El codificador de canal añade redundancia a la secuencia de datos a transmitir para mejorar el desempeño de la detección y la corrección de errores de bits, durante la recepción. El siguiente bloque es el interleaver; el cual decorrelaciona la secuencia de bits generada por el codificador de canal, disminuyendo los errores de bits por ráfaga. A continuación, el modulador selecciona bloques de m bits para realizar el mapeo a un símbolo complejo $s \in \Omega$, por cada mT_s segundos, donde Ω es el conjunto de la constelación utilizada por el estándar 802.11p, de cardinalidad igual a 2^m y T_s es el tiempo de muestreo. Posteriormente se insertan los símbolos pilotos pertenecientes al conjunto de $\{-1, 1\}$, realizando a la vez la formación del símbolo OFDM indicada por el estándar. El bloque IFFT, realiza modulación OFDM por cada bloque de 64 muestras. La siguiente etapa anexa el prefijo cíclico (cyclic prefix, CP) con duración de $1.6 \mu s$ con el fin de mitigar la interferencia entre símbolos (ISI) OFDM, por último

se anexa el preámbulo de la trama V2V.

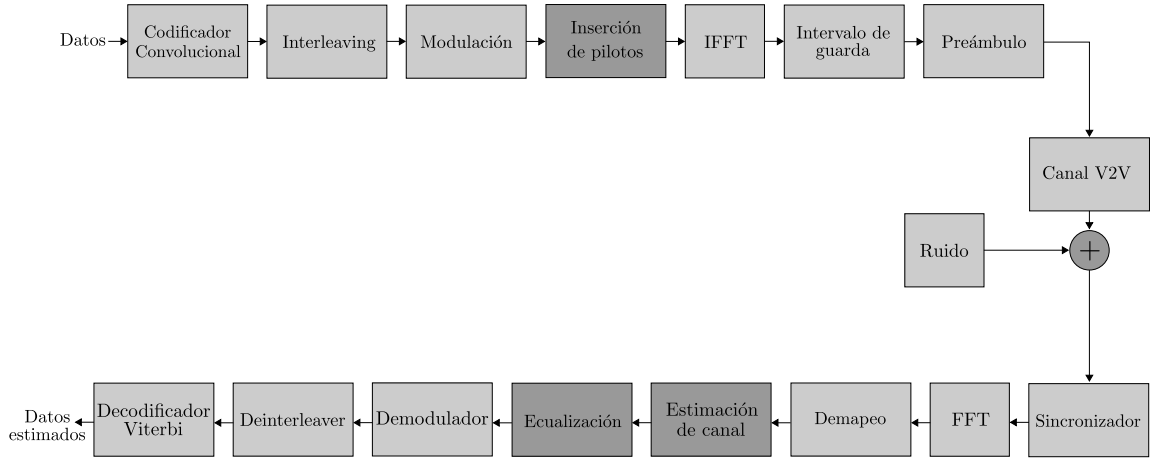


Figura 1.5: Diagrama a bloque simplificado, de un sistema de comunicación V2V en banda base.

Por el lado del receptor, primeramente se realiza la sincronía de trama y símbolo del sistema. A continuación se ejecuta la extracción del CP, para mitigar la ISI. La siguiente etapa es la demodulación OFDM con ayuda del bloque FFT. El símbolo OFDM demodulado es procesado por el demapeador, el cual separa las subportadoras de datos de las subportadoras pilotos. Las siguientes dos etapas: estimación de canal y ecualización, representan los procesos de mayor importancia durante la recepción. El desempeño de estas dos etapas, influyen directamente con el desempeño general del sistema de comunicación V2V. El estimador de canal, estima la CIR variante en tiempo con ayuda de los 4 símbolos pilotos transmitidos dentro del símbolo OFDM. Consecutivamente el bloque de ecualización realiza la igualación del canal con ayuda del canal estimado para reducir en los datos recibidos las distorsiones producidas por el canal de comunicación, este bloque entrega símbolos complejos estimados que serán demodulados por alguna de las siguientes dos asignaciones: 1) Por decisión dura, en bits (ceros y unos) o en 2) Por decisión suave, pudiendo tomar un valor en el rango de cero a uno, anexando información adicional sobre el grado de confiabilidad del símbolo a estimar. El bloque deinterleaver realiza el desentrelazado de la trama, por último el decodificar viterbi, corrige los errores de bits de los datos detectados.

Trabajos relacionados

Dentro de la literatura se han propuesto un gran número de trabajos enfocados en los bloques sombrados de la Figura 1.5. Para poder lidiar con la movilidad del entorno V2V, la literatura expone algoritmos de asignación de pilotos en la malla tiempo-frecuencia, estimadores de canales en el dominio del tiempo (time domain, TD) o en el dominio de la frecuencia (frequency domain, FD), detectores lineales o no lineales y combinaciones de estos algoritmos de procesamiento de señales.

Basándonos en los trabajos recientemente reportados, podemos realizar la siguiente clasificación en dos grandes grupos; los que mantienen la estructura del estándar 802.11p y aquellos que la modifican en busca de un mejor desempeño. La Tabla 1.3 muestra la comparación de cada uno de los trabajos recientemente reportados. En base a la comparación podemos concluir que los esquemas que no realizan modificaciones al estándar 802.11p no logran un desempeño aceptable en términos de BER y los que logran obtener un buen desempeño requieren de información a priori sobre las estadísticas del canal V2V y de una complejidad computacional alta. Por otro lado, los esquemas que realizan modificaciones al estándar 802.11p logran un desempeño subóptimo aceptable, a costa de una pérdida significativa en la eficiencia espectral del sistema, reduciendo la tasa de transmisión deseable.

Esquema de estimación de canal	Esquema de detección	Modificación al estándar	Necesita información del canal	Complejidad computacional	Performance en BER
Basado en secuencia de entrenamiento [KOC08a, CKkC ⁺ 09]	lineal	si	si	c.2	p.1-p.3
TDLSE [LSLC09a, LL10]		si	no	c.2	p.2
LS	lineal	no	no	c.1	p.5
Basado en filtro de Wiener [NSK11]	lineal	no	si	c.3	p.3
DPS generalizadas modificado [ZBCM12a]		si	si	c.4	p.3
STA [FBC ⁺ 12]	lineal	no	si	c.3	p.2
Decisión Dirigida [BCD11]	lineal	no	si	c.5	p.3
Secuencias pseudo pilotos [LL10]	lineal	no	si	c.3	p.2

c.1 representa una complejidad muy baja y c.5 indica una complejidad muy alta.

p.1 representa un excelente performance mientras que p.5 una severa degradación en el performance.

Tabla 1.3: Comparación de sistemas V2V reportados.

El problema específico de la estimación de los parámetros del canal en el receptor se complica aún más en los sistemas V2V, debido a que la ICI afecta la integridad de las subportadoras pilotos requeridas para llevar a cabo la estimación del canal de manera adecuada. Entre los trabajos que abordan esta problemática, podemos mencionar a [ZBCM12b, ZM12] como los más relevantes; estos trabajos proponen un receptor iterativo con un estimador de canal basado en un modelo de expansión de base bidimensional (2D-BEM). Sin embargo, el problema con estos enfoques es que solo reconstruyen las variaciones del canal dentro de una resolución de trama OFDM, omitiendo la variación temporal del canal dentro de un símbolo OFDM. Además, estos trabajos emplean un esquema de detección lineal de datos, el cual no puede mitigar adecuadamente la ICI en canales doblemente selectivos. Por otra parte, los receptores iterativos de [ZBCM12b, ZM12] requieren de al menos 5 iteraciones para ofrecer un rendimiento aceptable en términos de BER. Un estimador de canal adecuado para operar en canales altamente variantes es reportado en [PCCALGPM13a], el cual es capaz de estimar las variaciones del canal a nivel de símbolo OFDM, por medio de una aproximación del canal basado en un 2D-BEM; además de reducir eficientemente la dimensionalidad de las bases requeridas.

Los enfoques [ASLC06, TL08, RBL05a] hacen una reducción sustancial de la complejidad computacional requerida en la detección de datos. Esto se logra aproximando al modelo de señal original, por medio de un modelo de señal reducido en el dominio de la frecuencia; basado en la ecualización por bandas descrito en [ASLC06, TL08, RBL05a]. La ecualización por bandas trunca a la matriz de canal en un pequeño número de bandas cercanas a la diagonal principal. El modelo de observación aproximado, descrito en [ASLC06, TL08, RBL05a] no incluye la diversidad frecuencial del canal; este mal acondicionamiento hace que la detección lineal utilizada obtenga un rendimiento menor en comparación con la detección realizada en el modelo de observación completo. Por otro lado, el modelo aproximado descrito en [ASLC06, TL08, RBL05a] no es compatible con la detección no lineal cuando se incluye la diversidad frecuencial del canal.

Los trabajos [KOC08b] y [LSLC09b] presentan sistemas con estimadores de datos adecuados para contrarrestar las distorsiones producidas por la ICI, logrando un mejor rendimiento que los receptores convencionales. Sin embargo, realizan modi-

ficaciones en la capa física del estándar 802.11p para introducir secuencias de entrenamiento adicionales. Estas modificaciones se traducen en una disminución de la eficiencia espectral del sistema y representa un problema de incompatibilidad con el estándar 802.11p [IEE10]. Además los enfoques [KOC08b] y [LSLC09b] utilizan estimadores de canal con una ventana de observación que cubre una gran cantidad de símbolos OFDM, lo que aumenta la memoria requerida para su implementación y la latencia del sistema.

Debido a que la detección de datos es uno de los procesos con mayor complejidad computacional en el receptor, la factibilidad de cualquier sistema diseñado para funcionar en tiempo real en canales V2V, depende principalmente del grado de complejidad del detector utilizado. La complejidad computacional del detector óptimo de máxima verosimilitud (maximum likelihood, ML) es reportada en el orden de $\mathcal{O}(N_D \Omega^{N_D})$ [DGC03a]. Podemos notar que la complejidad del detector ML aumenta abruptamente dependiendo del tamaño de la constelación Ω y del número de subportadoras de datos N_D utilizados. Esto hace que su implementación en un sistema en tiempo real sea menos viable en comparación con los detectores lineales, cuya complejidad se encuentran acotados por $\mathcal{O}(N_D^3)$.

En la literatura podemos encontrar una serie de detectores, con una menor complejidad y un rendimiento similar al detector ML. Algunos de estos algoritmos fueron diseñados para el sistema de espacio-tiempo de los laboratorios Bell vertical (Bell Laboratories Layer Space-Time, V-BLAST) [WBR⁺01a, DGC03a], basados en la cancelación sucesiva de interferencia. Podemos encontrar otros algoritmos de detección con un rendimiento similar al detector ML en términos de BER. Uno de los más relevantes a mencionar es el detector esférico [HV05]. El detector esférico está basado en algoritmos de búsqueda de árbol, aplicado a sistemas multiportadoras [HS06b] con una menor complejidad a la detección ML [GN04a]. Otros esquemas de detección no lineales son basados en el algoritmo M y la descomposición QR de la matriz de canal [MYA12, TYA11]. Sin embargo, estos detectores no lineales mencionados anteriormente son aplicados a un modelo de sistema que no incluye la diversidad frecuencial del canal, además de no explotar una aproximación de la matriz de canal en bandas durante su descomposición QR.

Un factor importante que afecta el rendimiento del sistema multiportadora es

la selectividad de frecuencia del canal. Esta característica del canal de banda ancha dificulta la recuperación de algunas señales degradadas por un desvanecimiento profundo del canal. Debido a que la detección no lineal de datos se lleva a cabo secuencialmente, la selectividad del canal causa una degradación en el rendimiento esperado por la detección no lineal, incluso en condiciones de alta relación señal a ruido (SNR). Los trabajos mencionados anteriormente [ZBCM12b, ZM12] abordan esta problemática a través de etapas de codificación del canal, con el inconveniente de sacrificar una parte de la eficiencia espectral del sistema. Sin embargo, a nivel de señal, no se han propuestos esquemas para aprovechar eficientemente la selectividad frecuencial del canal; realizando el esparcimiento de la energía de las subportadoras de datos dentro del símbolo OFDM por medio de la precodificación lineal.

1.5. Problemas abiertos

Basándose en el análisis del estado del arte, podemos concluir lo siguiente:

- El sistema OFDM convencional se aleja de su desempeño esperado bajo condiciones de canal ideal, cuando opera en escenarios con alta dispersión Doppler. El desempeño reportado por los detectores lineales convencionales: mínimos cuadrados (least squares, LS) y LMMSE, demuestran que no son adecuados para mitigar la ICI en entornos V2V. Debido a que se cuenta con trabajos previos de un estimador de canal adecuado para canales doblemente selectivos, se determina al proceso de detección de datos como la parte crítica del sistema de comunicación V2V que queda por realizar mejoras.
- Los sistemas de comunicaciones V2V con modificaciones en el estándar 802.11p logran un desempeño cercano al detector ML. Sin embargo, se tiene los inconvenientes de requerir un incremento en la complejidad computacional del sistema y un decremento de su eficiencia espectral, originando bajas tasas de transmisión.
- Con base en el estándar 802.11p se observa la compatibilidad del uso de herramientas potentes de procesamiento de señales, como lo es la precodificación lineal para lidiar con los canales V2V altamente dispersivos.

- Debido a la severa ICI, las técnicas de detección no lineales han sido ignoradas en los sistemas V2V. Esto debido a que sin el adecuado modelo de señal el desempeño de la detección no lineal no tendrá una mejora significativa al desempeño logrado por la detección lineal, lo cual no justificaría el aumento requerido en la complejidad computacional durante la detección de los datos.

Estas consideraciones llevan a la conclusión de que es deseable idear un sistema de comunicación capaz de operar sobre escenarios con alta movilidad, con las siguientes características:

- Debe ser robusto a las incertidumbres en las estadísticas del canal V2V y a los cambios temporales entre los posibles escenarios V2V.
- Para poder ser manejable para alguna tecnología de descripción de hardware (hardware description language, HDL), la etapa de detección de datos debe mantener una complejidad computacional igual o inferior a la detección lineal MMSE acotada por $\mathcal{O}(N^3)$.
- Debe proporcionar una eficiencia espectral similar o mejor que la reportada por trabajos previos.

1.6. Objetivos

Bajo el creciente interés en el desarrollo de sistemas de comunicación vehículo a vehículo y sus aplicaciones a fines, esta tesis se dirige al diseño de sistemas de comunicación capaces de operar bajo escenarios con alta movilidad. La exploración de detección no lineal es deseable con el fin de realizar la cancelación de interferencia entre portadoras con el fin de obtener un desempeño cercano al detector óptimo en el sentido ML. En la búsqueda de este objetivo, se pueden reconocer los siguientes objetivos particulares:

- La total compatibilidad con el estándar 802.11p es deseable con el fin de mantener la eficiencia espectral esperada.

- Proponer un novedoso modelo de señal capaz de ejecutar de manera eficiente la detección no lineal, con el fin de contrarrestar la interferencia entre portadoras y distorsiones del canal V2V.
- Mantener una complejidad computacional cercana o inferior a la detección lineal MMSE acotada por $\mathcal{O}(N^3)$.

1.7. Organización

El documento está organizado de la siguiente manera. El capítulo 2 expone a los detectores lineales y no lineales más representativos en el estado del arte, al mismo tiempo se describe el modelo de sistema OFDM convencional. En el capítulo 3 se propone un nuevo modelo de señal con diversidad frecuencial en los datos; totalmente compatible con la detección no lineal. Adicionalmente, se proponen detectores no lineales de baja complejidad computacional. En el capítulo 4 se propone una segunda opción para disminuir la complejidad computacional y la ICI, mediante el uso de subportadoras virtuales. El capítulo 5 muestra la evaluación en desempeño de distintas configuraciones de receptores OFDM, específicamente muestra la relación entre el desempeño y el costo computacional al utilizar conjuntamente las técnicas de turbo decodificación y detección no lineal. Finalmente el capítulo 6, muestra un resumen de las contribuciones logradas y las líneas de investigación que quedan abiertas para trabajo a futuro.

Capítulo 2

Detección de datos transmitidos

2.1. Introducción

Asumiendo que la longitud del CP es lo suficientemente largo para absorber la CIR, se tendrá un sistema robusto a la interferencia intersimbólica (inter symbol interference, ISI). Sin embargo, debido a la alta dispersión doppler presente en los escenarios V2V; la interferencia entre portadora sigue siendo un gran problema y motivación para trabajos recientes dedicados a mitigar la interferencia y distorsión producida por el canal, empleando técnicas de detección de datos. En este capítulo presentaremos los esquemas de detección lineales y no lineales, más relevantes en el estado del arte de comunicaciones V2V.

2.2. Modelo del sistema

En este documento nos restringiremos al análisis de sistemas basados en la modulación OFDM, con el fin de mantener los requerimientos descritos en el estándar 802.11p mantendremos la asignación de la estructura de la trama OFDM previamente descrita.

Una vez realizada la exclusión del prefijo cíclico (cyclic prefix, CP), la señal recibida para el k -ésimo símbolo en el receptor en su representación compleja banda base, puede ser descrita por la siguiente convolución circular discreta:

$$y^k[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h^k[n, l] x^k[\langle n - l \rangle_N] + w^k[n], \quad (2.1)$$

donde $n = \{0, \dots, N - 1\}$, $l = \{0, \dots, L - 1\}$, $x^k[n]$ el k -ésimo símbolo OFDM transmitido de tamaño N , L es la longitud de la respuesta al impulso (CIR), $h^k[n, l]$ es la CIR del k -th bloque en el instante n para un impulso como entrada en las l muestras previas y $w^k[n]$ es el ruido aditivo Gaussiano blanco (additive white Gaussian noise, AWGN) complejo. La convolución circular (2.1) entre la CIR y $x^k[n]$ puede ser reescrita en su forma matricial como:

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{H}^k \mathbf{x}^k + \mathbf{w}^k \quad (2.2)$$

donde

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^k &= \begin{bmatrix} y^k[0] & y^k[1] & \dots & y^k[N-1] \end{bmatrix}^T, \\ \mathbf{x}^k &= \begin{bmatrix} x^k[0] & x^k[1] & \dots & x^k[N-1] \end{bmatrix}^T, \\ \mathbf{w}^k &= \begin{bmatrix} w^k[0] & w^k[1] & \dots & w^k[N-1] \end{bmatrix}^T, \end{aligned}$$

es el vector de ruido AWGN circular y simétrico, con media cero y varianza $\sigma_w^2 = N_0/2$. \mathbf{H}^k es una matriz de dimensión $N \times N$ cuyos elementos son formados por los coeficientes de la CIR con la siguiente asignación:

$$[\mathbf{H}^k]_{n, n'} = h^k[n, \langle n - n' \rangle_N], \quad (2.3)$$

donde $n, n' = \{0, 1, \dots, N - 1\}$, $\langle \cdot \rangle_N$ es el operador modulo N y la CIR es asumida como cero para $\langle n - n' \rangle_N > L - 1$. El símbolo OFDM recibido en el dominio de la frecuencia (FD) y con CP removido, es obtenido multiplicando ambos lados de (2.2) por la matriz de transformada discreta de Fourier (DFT) normalizada:

$$[\mathbf{F}]_{n, n'} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{(-j2\pi n n' / N)}, \quad (2.4)$$

lo cual da como resultado :

$$\mathbf{u}^k = \mathbf{F}\mathbf{H}^k\mathbf{x}^k + \mathbf{z}^k, \quad (2.5)$$

donde \mathbf{u}^k es el símbolo OFDM recibido en el FD y \mathbf{z}^k es la DFT del vector de ruido. Haciendo uso de las propiedades de la matriz \mathbf{F} ortogonal; $\mathbf{F}^{-1} = \mathbf{F}^H$ y $\mathbf{F}^H\mathbf{F} = \mathbf{I}$, donde \mathbf{I} es la matriz identidad de tamaño $N \times N$, (2.5) puede ser reescrita como:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^k &= \mathbf{F}\mathbf{H}^k\mathbf{F}^H\mathbf{F}\mathbf{x}^k + \mathbf{z}^k, \\ &= \mathbf{F}\mathbf{H}^k\mathbf{F}^H\mathbf{s}^k + \mathbf{z}^k, \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$= \mathbf{G}^k\mathbf{s}^k + \mathbf{z}^k; \quad (2.7)$$

donde \mathbf{s}^k esta compuesto por: el vector $\mathbf{s}_D^k \in \Omega$ de tamaño N_D , N_P símbolos pilotos y N_G símbolos de guarda. $\mathbf{G}^k = \mathbf{F}\mathbf{H}^k\mathbf{F}^H$ es la matriz de canal en la frecuencia (channel frequency matrix, CFM), que contiene la información en los dominios de la frecuencia y frecuencia Doppler de la representación circulante y dispersa de la CIR variante en tiempo. Cuando la propagación Doppler es insignificante, \mathbf{G}^k es una matriz diagonal lo cual repercute a un sistema libre de ICI. En ambientes V2V debido a la gran movilidad tanto del transmisor como del receptor, la dispersión Doppler es muy significativa originando que la matriz \mathbf{G}^k se convierta en una matriz dispersa generando un sistema afectado por ICI.

2.3. Detección Lineal

Las técnicas de detección explicadas a continuación asumen que la información del canal es conocida, dejando el proceso utilizado para la estimación del mismo para el siguiente capítulo.

La idea general de un detector lineal es poder resolver el sistema lineal descrito por nuestro modelo de sistema (2.7), por lo tanto el vector de símbolo estimado sera una función lineal de la forma:

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{LIN}} = \mathbf{W}\mathbf{u}, \quad (2.8)$$

donde \mathbf{W} es el filtro lineal que resuelve a (2.7). Un gran número de trabajos repor-

tados, realizan la ecualización de los datos en el FD haciendo uso de los siguientes dos algoritmos:

Mínimos Cuadrados

El ecualizador de mínimos cuadrados (least squares, LS) asume a \mathbf{s} como una variable determinista e ignora la componente del ruido. Es un filtro lineal \mathbf{W} que minimiza el error cuadrático entre \mathbf{u} y $\mathbf{G}\mathbf{s}$:

$$\mathbf{W}_{\text{LS}} = \underset{\mathbf{w}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{u} - \mathbf{G}\mathbf{W}\mathbf{s}\|^2. \quad (2.9)$$

La solución de (2.9) corresponde a la pseudoinversa de Moore-Penrose \mathbf{G}^+ [KKH93], definida por:

$$\mathbf{W}_{\text{LS}} = \mathbf{G}^+ \quad (2.10)$$

$$= (\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^H. \quad (2.11)$$

La fácil implementación del detector LS, lo hace atractivo para el uso en diversos sistemas de comunicación, sin embargo al no considerar la componente del ruido no logran un desempeño aceptable con baja relación señal a ruido (signal to noise ratio, SNR).

LMMSE

El ecualizador de mínimo error cuadrático medio lineal (linear minimum mean squared error, LMMSE) asume a \mathbf{s} como una variable estocástica, anexando las estadísticas de segundo orden de los datos y del ruido con lo cual se mejora el rendimiento en bajos SNR con respecto al LS. Es un filtro lineal que minimiza el error cuadrático medio (mean squared error, MSE) entre \mathbf{s} y $\hat{\mathbf{s}}_{\text{LIN}}$, descrito por:

$$\mathbf{W}_{\text{LMMSE}} = \underset{\mathbf{w}}{\operatorname{argmin}} E\{\|\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}}_{\text{LIN}}\|^2\}, \quad (2.12)$$

considerando el ruido AWGN con varianza σ_z^2 , es posible definir lo siguiente [Ver98]:

$$\mathbf{W}_{\text{LMMSE}} = (\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \sigma_z^2 \mathbf{I}_{N_D})^{-1} \mathbf{G}^H, \quad (2.13)$$

donde N_D , es el número de subportadoras de datos y \mathbf{I}_{N_D} es la matriz identidad de dimensión $N_D \times N_D$. Trabajos recientes hacen uso de LS y LMMSE para la ecualización de los datos, realizando el cálculo de la pseudoinversa mediante la descomposición LDL, QR, etc., obteniendo una complejidad en el orden de $\mathcal{O}(N_D^3)$. Dentro de los trabajos relacionados [ZBCM12a], [BCZB10] tratan de contrarrestar la doble selectividad del canal V2V, mediante técnicas de ecualización en el FD basados en el detector LMMSE como se expresa a continuación:

$$\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \sigma_z^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{u}, \quad (2.14)$$

sin embargo, este tipo de estimación de datos deja al sistema susceptible al ICI en gran medida, como se demostrará en las simulaciones realizadas en este trabajo.

2.4. Detección no lineal

Este tipo de detección toma como información a priori el hecho de que los símbolos estimados $\hat{\mathbf{s}}$ deben de pertenecer a un alfabeto finito de elementos pertenecientes a una constelación Ω . Bajo esta idea se pierde la simplicidad de la detección lineal por la adición de etapas no lineales con el fin de incluir durante la detección la información sobre la distribución de la constelación utilizada en la transmisión.

Un aspecto de gran importancia que posee la detección no lineal, es la inclusión del proceso de mitigación ICI, durante el proceso recursivo de detección. A continuación se describen algunos algoritmos de detección no lineal en el DF, a los cuales se les realizarán modificaciones con el fin de reducir el orden de complejidad computacional requerida.

Ecualizador DFE

La ecualización por decisión retroalimentada (Decision-feedback, DFE) se caracteriza por la acción de dos filtros lineales, un primer filtro reduce el ICI producido

por los símbolos aun no detectados y un segundo filtro de retroalimentación que cancela el ICI producido por los símbolos ya detectados, este proceso recursivo puede ser expresado de la siguiente manera [HM11a]:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}_F \mathbf{u} - \mathbf{W}_B \hat{\mathbf{s}}, \quad (2.15)$$

donde \mathbf{W}_F es el filtro de alimentación hacia delante (feedforward) de dimensión $N_D \times N_D$, \mathbf{W}_B es el filtro de retroalimentación de dimensión $N_D \times N_D$, $\hat{\mathbf{s}}$ es el vector de símbolos ya detectados, para el diseño del filtro DFE usualmente son utilizados los criterios de LS o LMMSE ya discutidos. La manera más simple de operar del filtro DFE es de manera secuencial partiendo de la última subportadora de dato hasta la primera en este caso tendremos a \mathbf{W}_B como una matriz triangular superior, sin embargo esta forma de operar no asegura el mejor desempeño en la detección como demostraremos más adelante.

Ecualizador ML

Tomando como referencia (2.7), el detector óptimo de máxima verosimilitud (maximum likelihood, ML) puede ser definido como:

$$\hat{\mathbf{s}} = \underset{\mathbf{s} \in \Omega^{N_D}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{u} - \mathbf{G}\mathbf{s}\|, \quad (2.16)$$

donde \mathbf{s} es un posible símbolo OFDM transmitido y Ω^{N_D} es el conjunto de todos los posibles símbolos OFDM transmitidos. Como podemos observar el criterio ML resulta ser el detector óptimo ya que realiza la detección; minimizando el error entre el símbolo OFDM recibido y todos los posibles símbolos a transmitir, sin embargo este detector emplea una gran complejidad computacional igual a $\mathcal{O}(N^{N_D})$, lo cual lo vuelve poco factible para en su implementación en sistemas reales.

2.5. Resultados y simulaciones

Los resultados numéricos presentados a continuación fueron obtenidos por medio de un simulador implementado en Matlab-Simulink, replicando entornos de simulación compatibles con el estándar 802.11p [IEE10]. El estándar 802.11p utiliza un

ancho de banda $BW = 10$ MHz, un prefijo cíclico $CP=16$ muestras, un tamaño de símbolo OFDM igual a 64, 48 subportadoras de datos y 4 subportadoras pilotos. Se utilizó la modulación QPSK en los datos, una longitud de trama igual a $M = 37$ símbolos OFDM y un estimador de canal basado en un modelo por expansión de bases ortogonales bidimensional (BEM-2D) descrito en [PCCALGPM13a].

La Figura 2.1 muestra el desempeño logrado por receptores OFDM convencionales; utilizando detección lineal en los datos. Es muy notorio el bajo desempeño de los detectores LS y LMMSE bajos escenarios con alta movilidad, ambos esquemas realizan la detección de los datos por bloques de símbolos OFDM sin realizar alguna cancelación de interferencia entre los datos estimados. Por tal motivo, queda claro que los esquemas de detección lineales no son adecuados para escenarios con alta ICI.

2.6. Observaciones finales del capítulo

En este capítulo se expusieron los esquemas de detección más representativos utilizados en comunicaciones V2V. En base a los resultados de simulación podemos exponer las siguientes afirmaciones:

- La ICI presente en canales V2V, degrada el desempeño de los detectores lineales: LS y LMMSE. Los cuales son utilizados en la mayoría de los sistemas propuestos en el estado del arte.
- Bajo escenarios altamente dispersivos, la detección lineal presentan un error de piso a niveles altos de SNR; lo cual resta confiabilidad a los enlaces V2V.
- Un aspecto a favor con los que cuenta la detección lineal es su baja complejidad computacional y su total compatibilidad con sistemas OFDM con precodificación en los datos.
- Finalmente, debido al bajo desempeño de la detección lineal, queda abierto explorar el desempeño de la detección no lineal y proponer mecanismos para reducir la complejidad computacional requerida por estos.

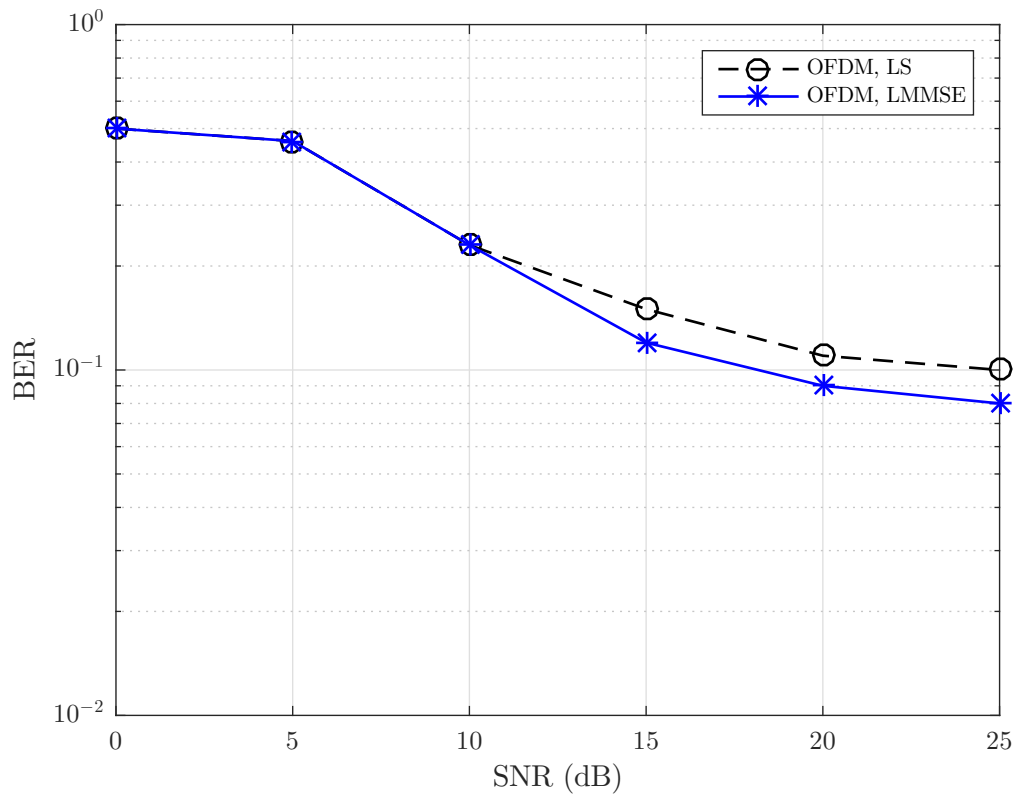


Figura 2.1: Evaluación de BER-vs-SNR de detectores lineales, para un canal V2V con exponencial decreciente de PDP y espectro Doppler Jakes replicando un escenario NLOS (modelo acorde a [AMI07b]).

Capítulo 3

Algoritmos de Detección propuestos

Los principales problemas con los que un sistema de comunicación vehicular debe lidiar son: la alta movilidad ya sea por parte transmisor, receptor o ambos y los dispersores móviles o estáticos que rodean al transmisor\receptor. Esto se puede traducir a nivel de señal: en distintas CIR para cada símbolo OFDM, selectividad en la función de transferencia del canal, altas frecuencias de dispersión Doppler (por arriba de los 600 Hz). Lo anterior ocasiona que la ICI sea una limitante para lograr un desempeño cercano al óptimo, bajo condiciones de canal ideal; tanto para la detección lineal y no lineal antes descritos.

A continuación se propone un nuevo modelo de señal con el fin de lograr:

- Contrarrestar los efectos de distorsión del canal V2V doblemente selectivo.
- Volver menos susceptible a nuestro receptor a la ICI, incorporando algoritmos de detección no lineal.
- Acercarnos al desempeño en términos de BER del detector óptimo ML.
- Una reducción significativa en la complejidad computacional requerida durante la detección reportada en trabajos previos.

3.1. Dispersión DFTS

La selectividad del canal V2V vuelve susceptible a los sistemas OFDM a errores de detección, debido a que la potencia local de algunas subportadoras puede ser baja a causa de los desvanecimientos profundos presente en la función de transferencia del canal, volviendo casi imposible la detección del dato transmitido sobre estas subportadora. Para contrarrestar esta problemática, la técnica conocida como transformada discreta de Fourier-extendida (discrete Fourier transform-spreading, DFTS) [HM11a] es incluida en sistemas de comunicación actuales como LTE-Advance, haciendo uso de la matriz de Fourier (2.4) como codificador lineal en las portadoras de datos. La selección de la matriz Fourier como codificador se debe a las siguientes cuestiones:

- La estructura de las secuencias de exponenciales complejas implica que cada símbolo de información en la entrada distribuye su energía uniformemente a lo largo del ancho de banda del vector de salida. Con esto se logra que las distorsiones causada por los desvanecimientos profundos son dispersados a lo largo de todo el bloque, evitando la pérdida datos en subportadoras en particular.
- El proceso de codificado y decodificado puede ser ejecutado de manera simple utilizando el algoritmo de la FFT con complejidad $\mathcal{O}(N_D \log_2 N_D)$.

La dispersión DFT en los datos, puede ser incorporada al modelo de señal (2.7), por medio de la multiplicación de la matriz de Fourier \mathbf{F} con el vector de símbolo OFDM transmitido, tomando solo en cuenta los índices de portadoras de datos. El proceso anterior puede ser descrito matemáticamente por la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_D^k &= \mathbf{G}_D^k \mathbf{F} \mathbf{s}_D^k + \mathbf{z}_D^k \\ &= \mathbf{G}_D^k \chi_D^k + \mathbf{z}_D^k, \end{aligned} \tag{3.1}$$

donde \mathbf{u}_D^k , \mathbf{G}_D^k , χ_D^k y $\mathbf{w}_D^{(n)}$ son respectivamente el vector de datos recibido, la CFM de rango reducido $N_D \times N_D$, el vector de datos transmitido con precodificación lineal (linear precoding, LP) y el vector de ruido; cada uno muestreado en las posiciones de subportadoras de datos.

Debido a la precodificación de los datos transmitidos en la ecuación de observación (3.1), se logra que la energía de cada dato transmitido en χ_D^k se distribuya

entre las N_D subportadoras. Con lo anterior se logra cierta robustez a la selectividad frecuencial del canal. Este modelo de señal expuesto es totalmente compatible con algoritmos de detección lineal (LS o LMMSE) debido a que tanto las etapas de ecualización y demodulación son realizadas a nivel de bloque, es decir, simultáneamente a las N_D subportadoras de cada símbolo OFDM \mathbf{u}_D^k recibido. En un caso particular para la estimación de los datos por LMMSE se debe aplicar la decodificación lineal en el vector $\hat{\chi}$ estimado con ayuda de la matriz \mathbf{F}^H antes de realizar la demodulación de los datos, dicha decodificación es descrito por:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{F}^H \hat{\chi} = \mathbf{F}^H ((\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \sigma_z^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{u}), \quad (3.2)$$

Como es reportado en [HM11a], el desempeño en la detección lineal aumenta a medida que se extiende el tamaño de bloque precodificado. Sin embargo, el sistema continúa siendo susceptible a la ICI y a medida que la dispersión Doppler aumenta el desempeño de la detección lineal con LP se aleja del desempeño óptimo esperado. Como podemos observar el modelo de sistema (3.1) no puede ser compatible con el uso de algoritmos de detección no lineal, ya que estos realizan la detección muestra a muestra eliminando interferencia a la vez en cada subportadora, requiriendo que la energía de cada subportadora se encuentra desacoplada, lo cual no se cumple el vector $\hat{\chi}$ estimado debido a la LP aplicada.

3.2. Modelo de señal propuesto

Hasta este punto solo se ha incorporado al modelo del sistema original (2.1) la precodificación lineal en los datos (3.1) con el fin de volver menos susceptible al receptor propuesto a la selectividad del canal. Sin embargo, dicho sistema no es compatible con la detección no lineal, la cual puede contrarrestar en mayor medida la ICI en comparación con la detección lineal. Siguiendo esta idea exponemos como una aportación principal de este trabajo el siguiente modelo de señal, el cual logra conservar la diversidad entre las subportadoras de datos lograda por la aplicación de la LP en el lado del transmisor, además de permitir el uso adecuado de algoritmos de detección no lineal para la estimación de datos transmitidos en el receptor, logrando mitigar la ICI.

Partiendo de la ecuación (3.1) tenemos:

$$\begin{aligned}\mathbf{F}^H \mathbf{u}_D^k &= \mathbf{F}^H \mathbf{G}_D^k \chi_D^k + \mathbf{F}^H \mathbf{z}_D^k \\ &= \mathbf{F}^H \mathbf{G}_D^k \mathbf{F} \mathbf{F}^H \chi_D^k + \mathbf{F}^H \mathbf{z}_D^k \\ \mathbf{y}_D^k &= \mathbf{H}_D'^k \mathbf{s}_D^k + \mathbf{w}_D^k,\end{aligned}\tag{3.3}$$

donde los vectores \mathbf{y}_D^k , \mathbf{s}_D^k y \mathbf{w}_D^k son los vectores resultantes del muestreo de los vectores \mathbf{y}^k , \mathbf{s}^k y \mathbf{w}^k en la posición de los datos. Es importante aclarar que el modelo de observación fue reducido a un rango N_D , a consecuencia de que la precodificación lineal solo fue aplicada a las subportadoras de datos. La nueva matriz $\mathbf{H}_D'^k$ se trata de una matriz cuasibanda resultante de la regresión de la matriz \mathbf{G}_D^k al tiempo, con una distribución de energía distinta a la versión muestreada en la posición de los datos en filas y columnas de \mathbf{H}^k , como se puede observar en la Figura 3.1. La matriz $\mathbf{H}_D'^k$ de canal es capaz de decodificar la LP aplicada en los datos transmitidos.

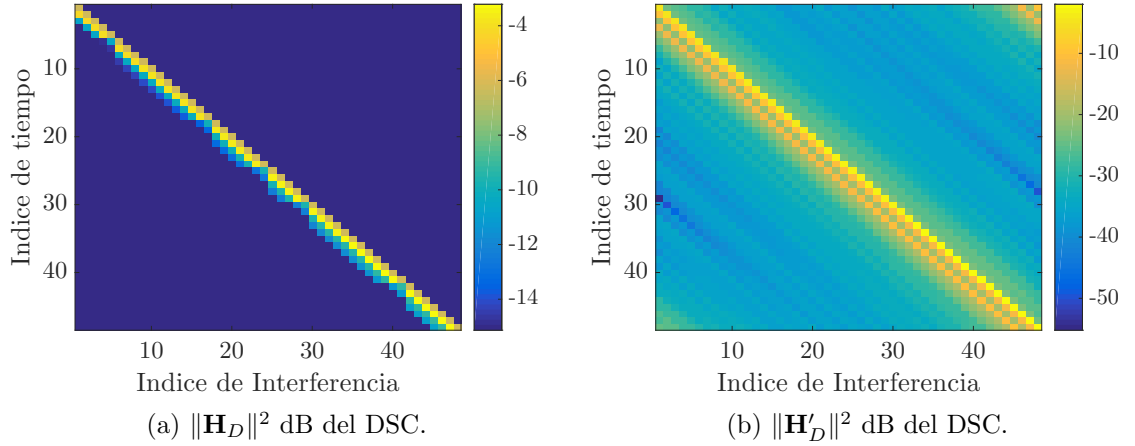


Figura 3.1: Ejemplo de la estructura cuasibanda de matriz de un DSC.

En el nuevo modelo de sistema (3.3) podemos observar que la detección de los datos se realizará haciendo uso de la matriz $\mathbf{H}_D'^k$ en el TD y del vector de datos \mathbf{s}_D^k en el FD. Con lo anterior se logra un sistema compatible con la detección no lineal incorporando la decodificación lineal en el receptor, removiendo de esta forma la LP aplicada a los datos en la transmisión. El criterio de detección óptima ML para la

estimación de los símbolos transmitidos \mathbf{s}_D puede ser aplicado en (3.3) de la siguiente manera:

$$\hat{\mathbf{s}}_D = \underset{\mathbf{s} \in \Omega^{N_D}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y}_D^k - \mathbf{H}_D'^k \mathbf{s}\|, \quad (3.4)$$

donde Ω es la constelación de los datos transmitidos, Ω^{N_D} es el conjunto de todos los posibles símbolos OFDM transmitidos. Sin embargo, debido al gran número de posibilidades de este conjunto, se traduce a una alta complejidad para su implementación en sistemas reales. Trabajos recientes enfocados en sistemas de múltiple-entrada múltiple-salida (multiple-input multiple-output, MIMO), han realizado muchos esfuerzos para lograr un rendimiento casi óptimo con cargas computacionales relativamente más bajas. Entre estos trabajos, la detección esférica [VB99, DGC03b, HV01] y la detección de máxima verosimilitud con descomposición QR y M-algoritmo (QRM-MLD) [YKGI03, HKM⁺04, SKSP07, KC08] parecen ser los más prometedores.

Aunque el algoritmo de decodificación esférico puede obtener el rendimiento óptimo ML con una complejidad inferior, posee dos problemas principales; su complejidad variable y comportamiento secuencial complica su implementación en hardware. En contraste, el algoritmo QRM-MLD tiene una complejidad computacional estable, una vez que se elige el número de ramas M sobrevivientes en el árbol de búsqueda. Por lo tanto, el algoritmo QRM-MLD tiene ventaja sobre la decodificación esférica en la perspectiva de implementación. Siendo esta idea crucial, la matriz $\mathbf{H}_D'^k$ de (3.3) es descompuesta en una matriz ortonormal \mathbf{Q} y en una matriz triangular superior \mathbf{R} . Lo anterior es descrito por la siguiente ecuación::

$$\mathbf{H}_D'^k = \mathbf{Q}\mathbf{R},$$

esta igualdad es sustituida en (3.3) obteniendo:

$$\mathbf{y}_D^k = \mathbf{Q}\mathbf{R}\mathbf{s}_D^k + \mathbf{w}_D^k, \quad (3.5)$$

premultiplicando el vector recibido \mathbf{y}_D^k por la matriz \mathbf{Q}^H , obtenemos:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{R}\mathbf{s}_D^k + \tilde{\mathbf{w}}, \quad (3.6)$$

donde $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y}$ y $\tilde{\mathbf{w}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{w}$. Las estadísticas del vector de ruido no son alteradas debido a que la matriz \mathbf{Q} es unitaria, es decir $\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H = \mathbf{I}$. Por lo tanto, gran parte de la complejidad computacional de nuestro receptor recae en el algoritmo utilizado en la descomposición QR de la matriz \mathbf{H}_D^k , dos criterios de optimización para dicha descomposición son expuestos más adelante en este trabajo.

3.2.1. Ecualización por sub-bandas

Como se puede observar en la Figura 3.1b la matriz \mathbf{H}' aun conserva su estructura cuasi-banda, es decir la magnitud de los coeficientes de la matriz decaen a medida que se alejan de la diagonal principal, por lo cual podemos tratar a las interferencias causadas por los coeficientes de magnitudes pequeñas como si formaran parte del ruido AWGN, lo cual nos permite considerar a estos coeficientes como elementos nulos dentro de la matriz de canal. Esto último puede ser traducido a un truncamiento de la matriz de canal \mathbf{H}' como se muestra en la Figura 3.2. La idea principal de utilizar este truncamiento en nuestra matriz de canal, es poder reducir la complejidad computacional en la detección no lineal que utilizaremos en nuestro sistema, sin tener una pérdida significativa en el desempeño del mismo.

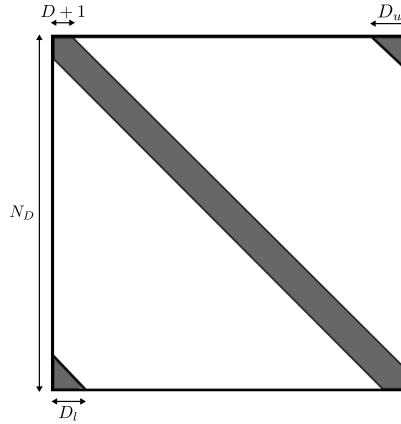


Figura 3.2: Estructura del truncamiento por bandas aplicado a la matriz de canal.

El valor de D es usualmente $\ll N_D$, sin embargo su radio debe ser lo suficientemente largo para poder considerar a \mathbf{w}_D estadísticamente independiente de \mathbf{s}_D . En

[HS06a] y [DS07] se propone el calculo de este parámetro como:

$$D = \lceil \nu_{max} T_s N \rceil + 2, \quad (3.7)$$

donde D el número de sub-bandas diagonales de la matriz de canal, ν_{max} es la frecuencia Doppler de dispersión máxima, T_s el tiempo de muestreo y N el número de subportadoras, sin embargo este parámetro sólo es válido cuando se realiza la ecualización en el FD con ayuda de la matriz $\mathbf{G} = \mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{F}^H$, para nuestro caso donde la matriz \mathbf{H}' es más dispersa se necesita de al menos el doble de este parámetro para conservar un desempeño aceptable en la detección de los datos. El uso adecuado de esta técnica a reportado una reducción en la detección LMMSE a $\mathcal{O}(D^2 N)$ mediante la siguiente aproximación expuesta en [RBL05b]:

$$\hat{\mathbf{s}} = (\mathring{\mathbf{G}}^H \mathring{\mathbf{G}} + \sigma_z^2 \mathbf{I}_{N_D})^{-1} \mathring{\mathbf{G}}^H \mathbf{u}, \quad (3.8)$$

donde $\mathring{\mathbf{G}}$ es una aproximación de \mathbf{G} con D sub-bandas diagonales no iguales a ceros. Para nuestro caso se propone realizar una aproximación de la matriz de canal \mathbf{H}' por la matriz en banda $\mathring{\mathbf{H}}'$, la cual sera utilizada en los algoritmos de detección no lineal propuestos en las siguientes secciones.

3.3. Algoritmos de detección no lineales para sistemas DFTS-OFDM

En esta sección del trabajo se presentan los diferentes algoritmos de detección utilizados en los sistema de comunicación V2V propuestos. De acuerdo a la ecuación (3.3) es posible aplicar en este proceso de detección algoritmos similares a los utilizados sistemas MIMO; que utilicen codificación espacio-temporal orientados a explotar la ganancia del multiplexaje, tal como V-BLAST.

Como se mencionó a detalle en el capítulo dos, en la familia de los detectores lineales los más representativos son: el detector LS [WBKK03b] y LMMSE [Ver98], ambos son esquemas de detección de baja complejidad, pero su desempeño en términos de BER se degrada al operar en canales con alta movilidad; como es el caso en ambientes V2V. Por otro lado, tenemos a la familia de detectores no lineales, dentro

de la cual podemos mencionar: la detección OSIC [WBKK03b], el detector QRM [WSX⁺09] y el detector esférico [KKH93] [GN04b]. Con base a trabajos reportados podemos afirmar que el desempeño de cada uno de ellos en términos de BER es de bueno a excelente, siendo el detector esférico el mejor de ellos, con una complejidad variable o fija dependiente de la relación señal a ruido. Los esquemas de cancelación sucesiva de interferencia (successive interference cancellation, SIC) logran un desempeño subóptimo, aunque estos presentan la ventaja que son de baja complejidad computacional y no depende del ruido presente en las antenas receptoras en sistemas MIMO. Debido a lo anterior, se realizó el diseño de dos esquemas de detección basados en las dos familias de detectores previamente mencionadas, con el objetivo de realizar la detección eficiente en términos de complejidad computacional y BER. Los cuales deben de ser capaces de operar en canales con alta movilidad dispersivos en tiempo y frecuencia.

Ambos detectores hacen uso de la descomposición QR de la matriz de canal \mathbf{H}'_D utilizando los criterios: ZF o MMSE, posteriormente en el proceso de decodificación de los símbolos transmitidos se realizan técnicas de búsqueda en árboles [WSX⁺09, CHK07] y de cancelación sucesiva de interferencias.

Descomposición QR

En esta sección se describe el proceso para la obtención de la descomposición QR de la matriz de canal \mathbf{H}'_D , el algoritmo propuesto se presenta como una extensión del algoritmo de Gram-Schmidt (GS) modificado [GL16], en el cual; en cada paso de ortonormalización para cada una de las columnas de \mathbf{Q} , previamente se realiza un reordenamiento en la posición de las columnas, con el objetivo de que las filas de la matriz \mathbf{R} se encuentren colocadas de manera descendente con respecto a su relación señal a ruido.

En [LBH⁺07] se describe el uso de cancelación sucesiva de interferencia entre antenas de un sistema MIMO, así como el cálculo de la descomposición QR como prerrequisito para la detección no lineal realizada, viendo el modelo de señal descrito se propone modificaciones del mismo para ser aplicado a nuestro sistema multiprotadora V2V. Con dichas modificaciones se logra realizar la cancelación sucesiva de interferencia entre las N_D subportadoras dentro de un símbolo OFDM, además de

explotar la estructura cuasi-banda de la matriz \mathbf{H}'_D (Figura 3.2) para reducir la complejidad computacional en el cálculo de la descomposición V2V-Sorted QR.

Para efectos de simplificar las ecuaciones que describen la detección y el procedimiento de obtención de la misma usaremos la siguiente reducción en la notación: $\mathbf{w} = \mathbf{w}'_D$, $\mathbf{s} = \mathbf{s}_D$, $\mathbf{y} = \mathbf{y}_D$ y $\mathbf{H}'_D = \mathbf{H}$. En el cálculo de V2V-Sorted QR, tanto para el criterio ZF como MMSE, es obtenida a través de la aplicación de una secuencia de rotaciones unitarias (rotaciones de Givens) sobre la matriz ampliada $\underline{\mathbf{H}}$, la cuál se define para el criterio ZF como:

$$\underline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{y} \end{bmatrix}, \quad (3.9)$$

y para el caso del criterio MMSE la matriz ampliada $\underline{\mathbf{H}}$, se define como:

$$\underline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{y} \\ \sigma_n \mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Gracias al uso de rotaciones unitarias en el proceso de ortogonalización para la obtención de V2V-Sorted QR, se logra conservar la energía original de todos los elementos de la matriz original \mathbf{H} , por lo tanto el rango dinámico de todas las variables utilizadas en el proceso tienen magnitudes bien acotadas, por lo cual su implementación en hardware puede realizarse utilizando aritmética de punto-fijo sin ningún problema. Se propone la siguiente notación dentro del algoritmo iterativo:

$$\mathbf{X}^{(0)} = \underline{\mathbf{H}}, \quad (3.11)$$

donde $\mathbf{X}^{(i)}$ indica la i -ésima versión de la matriz ampliada $\underline{\mathbf{H}}$ después de haber aplicado una i -ésima rotación, cada rotación de Givens descrita por la matriz de rotación Θ_i , es diseñada para hacer **cero** un elemento de la matriz $\mathbf{X}^{(i)}$, por lo que en el proceso de generación de la matriz triangular superior \mathbf{R} se requiere aplicar una secuencia de rotaciones de Givens sobre las matrices ampliadas (3.9) y (3.10) de la siguiente manera:

$$\mathbf{X}^{(N_D)} = \Theta_{N_D} \cdots \Theta_1 \mathbf{X}^{(0)}, \quad (3.12)$$

donde en $\mathbf{X}^{(N_D)}$ para el caso del criterio ZF se obtendrá lo siguiente:

$$\mathbf{X}^{(N_D)} = \begin{bmatrix} \mathbf{R} & \mathbf{Q}^H \mathbf{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R} & \tilde{\mathbf{y}} \end{bmatrix}, \quad (3.13)$$

y para el caso del criterio MMSE la matriz $\mathbf{X}^{(N_D)}$ se define como:

$$\mathbf{X}^{(N_D)} = \begin{bmatrix} \mathbf{R} & \mathbf{Q}_1^H \mathbf{y} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Q}_2^H \mathbf{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R} & \tilde{\mathbf{y}} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{y}}_1 \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

la matriz \mathbf{R} y el vector $\tilde{\mathbf{y}}$ son requeridos para el proceso de detección de nuestro sistema. Una descripción completa del proceso a realizar para calcular la descomposición V2V Sorted QR se presenta a continuación:

- Paso 1: Se genera la matriz cuasibanda \mathbf{H} , manteniendo B diagonales diferentes de **cero**, donde $B = D_u + D_l + 2D + 1$ con una estructura igual a la mostrada en la Figura (3.2).
- Paso 2: Se construye la matriz ampliada $\underline{\mathbf{H}}$ acorde al criterio a utilizar: zero-forcing o MMSE.
- Paso 3: Se inicializa el vector $\mathbf{p} = (1, \dots, N_D)$, en el cuál se almacenará el orden de detección de las N_D subportadoras del sistema multiportadora V2V.
- Paso 4: Se inicializa la matriz $\mathbf{X}^{(0)} = \underline{\mathbf{H}}$.
- Paso 5: Se inicializa el vector **norm** con las normas euclidianas de las N_D columnas de la matriz $\mathbf{X}^{(0)}$
- Paso 6: Para $k = 1$ se determina la columna de la matriz $\mathbf{X}^{(k-1)}$ que posee la menor norma, se almacena su índice en k_i .
- Paso 7: Se intercambian las columnas k y k_i en los vectores \mathbf{p} , **norm** y en los primeros $Q = N_D + k - 1$ o $Q = N_D$ renglones de $\mathbf{X}^{(k-1)}$ si el criterio MMSE o zero-forcing es aplicado respectivamente.
- Paso 8: Se calcula el conjunto de matrices de rotación de Givens Θ_k tal que los elementos de $\mathbf{X}^{(k-1)}(k+1 : Q, k) = 0$, $\mathbf{X}^{(k)}(k+1 : Q, k) = \Theta_k \mathbf{X}^{(k-1)}(k+1 : j, k)$.

- Paso 9: Se aplica el conjunto de matrices de rotación de Givens Θ_k a los elementos de las columnas restantes de $\mathbf{X}^{(k-1)}$, $\mathbf{X}^{(k)}(k : Q, k+1 : N_D) = \Theta_k \mathbf{X}^{(k-1)}(k : Q, k+1 : N_D)$.
- Paso 10: Se actualizan los últimos $N_D - k$ valores del vector **norm**.
- Paso 11: Se incrementa $k = k + 1$, si $k = N_D$ se detiene el proceso de lo contrario se regresa al Paso 6.
- Paso 12: Se obtienen la matriz \mathbf{R} y el vector $\tilde{\mathbf{y}}$ a partir de la matriz $\mathbf{X}^{(N_D)}$, así también se regresa el vector \mathbf{p} con el orden de detección óptimo.

Es importante mencionar que el proceso descrito anteriormente reduce significativamente el número de rotaciones de Givens requeridas para realizar la descomposición Sorted QR, debido a que la matriz en bandas generada de \mathbf{H} contiene una gran cantidad de elementos nulos, logrando de esta forma una disminución en la complejidad computacional con respecto al algoritmo convencional, como se analizará más adelante.

3.3.1. Detección OSIC

La combinación del detector de cancelación de interferencia sucesiva ordenada (ordering successive interference cancellation, OSIC) con la descomposición V2V Sorted QR, permite implementar un detector subóptimo de muy baja complejidad, que para el sistema multiportadora V2V con LP presente un excelente desempeño en términos de BER. La descomposición V2V Sorted QR de la matriz de canal \mathbf{H} calcula una matriz triangular superior \mathbf{R} y una matriz ortogonal de norma unitaria \mathbf{Q} y una matriz de permutación \mathbf{P} , tal que $\mathbf{HP} = \mathbf{QR}$, donde \mathbf{HP} es la matriz \mathbf{H} con sus columnas ordenadas acorde a \mathbf{P} . Premultiplicando la ecuación (3.3) por la matriz \mathbf{Q}^H , se obtiene:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{R}\mathbf{s} + \tilde{\mathbf{w}}, \quad (3.15)$$

debido a la estructura triangular de la matriz \mathbf{R} , el k -ésimo elemento del vector $\tilde{\mathbf{y}}$ puede ser calculado por:

$$\tilde{\mathbf{y}}_k = \mathbf{R}_{kk}\mathbf{s}_j + \sum_{i=k+1}^{N_D} \mathbf{R}_{ki}\mathbf{s}_i + \tilde{\mathbf{w}}_k. \quad (3.16)$$

La detección k -ésimo símbolo recibidos se realiza de forma secuencial acorde al orden $k = N_D \cdots 1$ utilizando la siguiente expresión:

$$\hat{\mathbf{s}}_k = \mathcal{Q} \left[\frac{\tilde{\mathbf{y}}_k - \sum_{i=k+1}^{N_D} \mathbf{R}_{ki}\hat{\mathbf{s}}_i}{\mathbf{R}_{kk}} \right], \quad (3.17)$$

donde $\hat{\mathbf{s}}_k$ es el k -ésimo elemento del vector estimado de \mathbf{s}_k y $\mathcal{Q}[\cdot]$ es un dispositivo de decisión que mapea su argumento al punto más cercano de la constelación Ω . Finalmente los símbolos decodificados son reordenados acorde a \mathbf{P} . Asumiendo que todas las decisiones previas son correctas, la interferencia de los símbolos previos puede ser cancelada perfectamente en cada iteración del proceso, la contribución del ruido $\tilde{\mathbf{w}}$ no se considera debido a que su varianza no fue afectada por la propiedad ortonormal de la matriz \mathbf{Q} .

La adaptación del detector OSIC al sistema multiportadora posee una muy baja complejidad computacional con respecto al detector óptimo ML, sin embargo debido a la cancelación secuencial que describe el algoritmo para la búsqueda del vector estimado $\hat{\mathbf{s}}$ ocasiona que el vector óptimo sea descartado en algunas realizaciones, por lo que su desempeño en términos de BER se aleja al logrado por el detector óptimo ML.

3.3.2. Detección QR-ML convencional

La adaptación de la detección QR-ML convencional a nuestro modelo de señal (3.6), puede ser reformulado de la siguiente manera:

$$\hat{\mathbf{s}}_{ML} = \underset{\mathbf{s} \in \Omega^{N_D}}{\operatorname{argmin}} \|\tilde{\mathbf{y}} - \mathbf{R}\mathbf{s}\| \quad (3.18)$$

$$= \underset{\mathbf{s} \in \Omega^{N_D}}{\operatorname{argmin}} \left(\sum_{j=1}^{N_D} |\tilde{y}_j - \sum_{i=j}^{N_D} r_{j,i}s_i|^2 \right), \quad (3.19)$$

la búsqueda de la solución ML basada en (3.19) puede reflejarse en la construcción del árbol de búsqueda mostrado en la Figura 3.3. Para poder calcular (3.19) se define la siguiente métrica de rama:

$$d_i = |\tilde{y} - r_{i,i}\hat{s}_i - \sum_{j=i+1}^{N_D} r_{i,j}\hat{s}_j|^2, \quad (3.20)$$

donde d_i es la valor de la métrica de rama de un nodo \hat{s}_i , que tiene a $\hat{s}_{N_D}, \dots, \hat{s}_{i+1}$ ($\hat{s}_k \in \Omega, i+1 \leq k \leq N_D$) como sus nodos antecesoros. La distancia entre cada nodo de un k -ésimo nivel y la raíz se define como el valor métrico acumulado, el cual representa la suma de todas la métricas de ramas desde la raíz hasta el nodo indicado. Para un nivel n , la métrica acumulada se obtiene a partir de:

$$\sum_{i=1}^n d_{N_D-i+1} = \sum_{i=1}^n |\tilde{y}_{N_D-i+1} - \sum_{j=N_D-i+1}^{N_D} r_{N_D-i+1,j}\hat{s}_j|^2, \quad (3.21)$$

de acuerdo con (3.19), la detección óptima del vector \hat{s} sera la ruta que minimice a (3.21), cuando $n = N_D$.

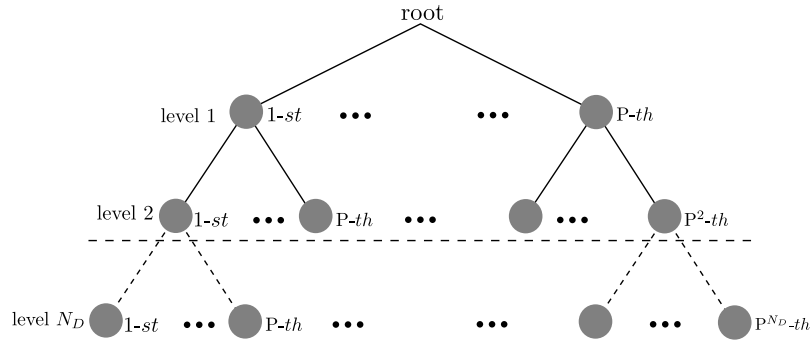


Figura 3.3: Estructura del árbol de búsqueda bajo el criterio ML.

Nuestra propuesta expuesta a continuación, se basa en la incorporación del algoritmo M adaptativo a la detección QR-ML convencional, realizando ajustes en el proceso de búsqueda de árbol con el objetivo de reducir la complejidad computacional.

Detector V2V Near ML

Es importante aclarar que al igual que la detección OSIC se hace uso de la descomposición Sorted-QR previamente descrita. Como se ilustra en la Figura (3.4) el símbolo s_{N_D} se ubica en el nodo raíz del árbol, y los nodos hijos que emanan del mismo son una solución posible para $s_{N_D-1} \cdots s_1$, la aplicación del algoritmo M radica en seleccionar en cada nivel del árbol un máximo de M ($M < P$) candidatos para la detección del i -ésimo símbolo del vector $\hat{\mathbf{s}}$ estimado, descartando los $P - M$ nodos restantes del nivel actual.

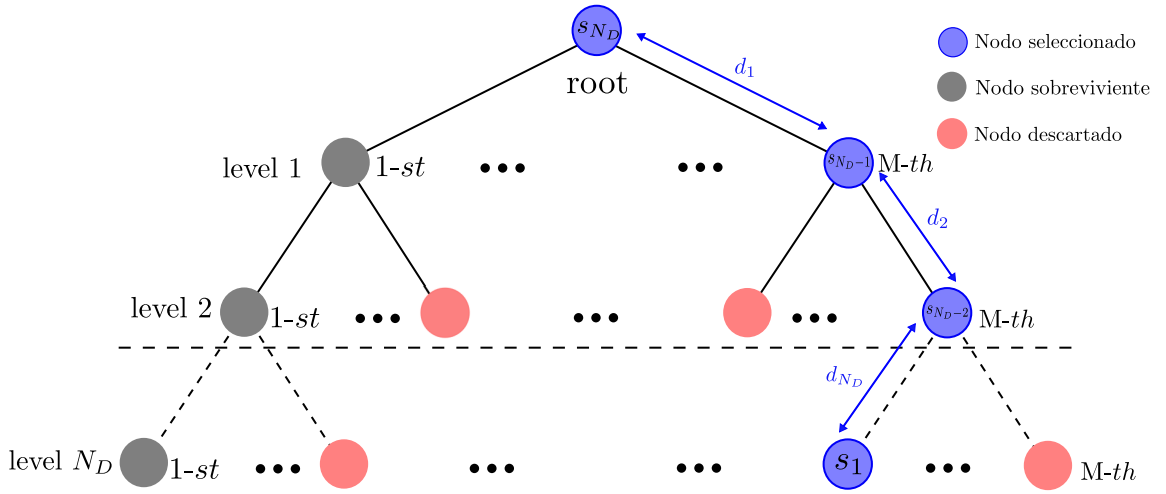


Figura 3.4: Estructura del árbol de búsqueda bajo el criterio ML.

A cada rama se le asigna una métrica de distancia definida por:

$$D_k^2 = \|\tilde{\mathbf{y}}_k - \sum_{i=k}^{N_D} \mathbf{R}_{k,i} \mathbf{x}_i\|^2, \quad (3.22)$$

seleccionando los M nodos que mantengan una distancia menor entre cada nodo de un k -ésimo nivel y el nodo raíz, por lo tanto al finalizar la detección se tendrá tan solo M rutas posibles, cada una con una distancia total igual a:

$$D_T^2 = \sum_{k=1}^{N_D} D_k^2, \quad (3.23)$$

la solución $\hat{\mathbf{s}}$, sera dada por la ruta que cumpla con:

$$\hat{\mathbf{s}} = \underset{\mathbf{s} \in \Omega}{\operatorname{argmin}} \sum_{k=1}^{N_D} D_k^2 = \underset{\mathbf{s} \in \Omega}{\operatorname{argmin}} D_T^2. \quad (3.24)$$

Valores pequeños de M generan como resultado detectores de baja complejidad pero subóptimos en términos de tasa de error de bit, a medida que el valor de M es incrementado, el desempeño del algoritmo propuesto se acerca al desempeño del detector ML, con la penalidad de un incremento en la complejidad computacional del mismo. El pseudocódigo para implementar el algoritmo V2V Near ML se presenta a continuación:

Algoritmo 1. DETECTOR NEAR ML RECURSIVO PARA SISTEMA V2V

Entrada: \mathbf{R} , $\tilde{\mathbf{y}}$, **order**, \mathbf{M} , Ω , N_D .

Salida: Símbolo Estimado $\hat{\mathbf{s}}$.

- ▷ Las variables en formato bold y en mayúscula representan matrices
- ▷ Las variables en formato bold y en minúscula representan vectores
- ▷ Todas las variables se consideran globales, visibles en cualquier parte de la función
- ▷ El uso de subíndices en las variables indica que se esta referenciando a un vector o una fila de una matriz

{PROGRAMA PRINCIPAL *Detector Near ML Recursivo*}

begin

1. $D_{min} \leftarrow \infty$
2. $skip \leftarrow true$
3. **level** $\leftarrow \{ \}$
4. **S** $\leftarrow \{ \}$
5. $\ell \leftarrow N_D$
6. $\mathbf{d}_\ell^2 \leftarrow \|\tilde{\mathbf{y}}_\ell - \mathbf{R}_{\ell\ell}\mathbf{x}_i\|^2$ para todos los símbolos $\mathbf{x}_i \in \Omega$
7. **dist** $_\ell$, **pos** $_\ell \leftarrow \mathbf{d}_\ell^2$, en orden ascendente
8. **S** $_\ell \leftarrow \Omega(\mathbf{pos}_\ell)$, en orden ascendente
9. $nearml(\tilde{\mathbf{y}}, \ell - 1)$
10. $\hat{\mathbf{s}}(\mathbf{order}) = \mathbf{sest}$ (símbolo estimado)
11. Devuelve $\hat{\mathbf{s}}$

```

end
{Función  $nearml(\tilde{\mathbf{y}}, n)$ }
12.   For ( $k = 1$  to  $M$ ) do
13.       If ( $skip = true$  and  $dist_{n-1,k} > dist_{n,1}$ ) then
14.           Break
15.       end_If
16.        $level_{n+1} \leftarrow k$ 
17.        $\mathbf{d}_n^2 \leftarrow \|\tilde{\mathbf{y}}_n - \mathbf{R}_{nn}\mathbf{x}_i - \sum_{i=n+1}^{N_D} \mathbf{R}_{ni}\mathbf{S}_{n,level_n}\|^2$ 
       para todo  $\mathbf{x}_i \in \Omega$ 
18.        $dist_n \leftarrow dist_n + dist_{n+1,level_{n+1}}$ 
19.        $\mathbf{S}_n \leftarrow \Omega(\mathbf{pos}_n)$ , en orden ascendente
20.       If ( $skip = true$  and  $dist_{n,1} > D_{min}$ ) then
21.           Break
22.       end_If
23.       If ( $n > 1$ ) then
24.            $nearml(\tilde{\mathbf{y}}, n - 1)$ 
25.       else_If
26.           If ( $dist_{n,1} < D_{min}$ ) then
27.                $D_{min} \leftarrow dist_{n,1}$ 
28.                $\hat{\mathbf{s}}_1 \leftarrow \mathbf{S}_{n,1}$ 
29.               For ( $i = n + 1$  to  $N_D$ ) do
30.                    $\hat{\mathbf{s}}_i \leftarrow \mathbf{S}_{i,level(i)}$ 
31.               end_For
32.           end_If
33.       end_If
34.   end_For

```

3.3.3. Mitigación de ICI

Como una posible solución para mitigar la ICI, al igual que en [ZBCM12a] y [PCCALGPM13b], se propone un esquema iterativo de cancelación de ICI. La idea principal es utilizar la matriz de canal $\hat{\mathbf{G}}^k$, por la cual el símbolo OFDM esti-

mado previo es distorsionado, de esta operación se extrae un aproximado de la ICI introducida por el canal dentro de las subportadoras que componen a un símbolo OFDM. La ICI estimada se resta del símbolo recibido actual, eliminando parte de la interferencia entre subportadoras, como resultado se tendrá un nuevo símbolo recibido con menor ICI. Como se expresa en (3.25) este proceso se puede ejecutar de manera iterativa con el fin de mejorar la estimación de canal y detección de dato. Lo anterior se puede expresar matemáticamente de la siguiente forma:

$$\mathbf{u}_{it}^k = \mathbf{u}_{it}^k - [\hat{\mathbf{G}}_{(it-1)}^k]^T \mathbf{u}_{(it-1)}, \quad (3.25)$$

donde el índice $it = \{0, 1, 2, \dots\}$ indica el número de iteración, $\mathbf{u}_{(0)}^k$ es k -ésimo símbolo recibido, $[\hat{\mathbf{G}}^k]^T$ es la matriz de canal estimada con elementos nulos en la diagonal principal y $\mathbf{u}_{(it-1)}^k$ es el símbolo recibido de la iteración previa.

3.4. Estructura computacional

La arquitectura del transmisor y receptor se resume en las Figuras 3.5 y 3.6, el transmisor retiene la estructura de un sistema OFDM convencional, anexando las etapas de codificación convolucional e interleave, cumpliendo con la configuración del estándar 802.11p [IEE10]. EL bloque LP-DFT, es utilizado para anexar diversidad en las subportadoras de datos.

El receptor está compuesto por 4 etapas principales. Primero se realiza la demodulación OFDM convencional con ayuda de la FFT y el demapeo de las subportadoras del símbolo OFDM. La segunda etapa consiste en la estimación del canal con ayuda de los símbolos pilotos; el estimador de canal entrega las versiones truncada en bandas de la matriz \mathbf{G} para la mitigar la ICI del vector \mathbf{y} recibido, y de la matriz \mathbf{H}' para la detección de los símbolos \mathbf{s} transmitidos. En la tercera etapa se realiza el truncamiento de la matriz \mathbf{H} a una matriz de rango reducido N_D , posteriormente se realiza la descomposición QR de la matriz \mathbf{H}'_D por el método de ZF o MMSE según la configuración del sistema; a continuación se encuentra el vector $\tilde{\mathbf{y}}$ con la multiplicación de \mathbf{Q} y \mathbf{y}_D . Se ejecuta la detección con ayuda de la matriz \mathbf{R} . La estimación del vector $\hat{\mathbf{s}}$ es realizada por medio del detector: OSIC o Near ML. En la etapa final se realiza un lazo de retroalimentación de la señal estimada $\hat{\mathbf{s}}$ para reali-

zar la mitigación de ICI entre subportadoras de datos y lograr disminuir el error de estimación de canal. Este proceso se repite consecutivamente hasta llegar al número de iteraciones configurada en el sistema propuesto.

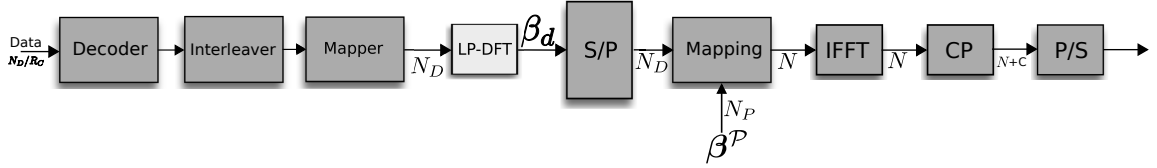


Figura 3.5: Transmisor del sistema de comunicaciones propuesto.

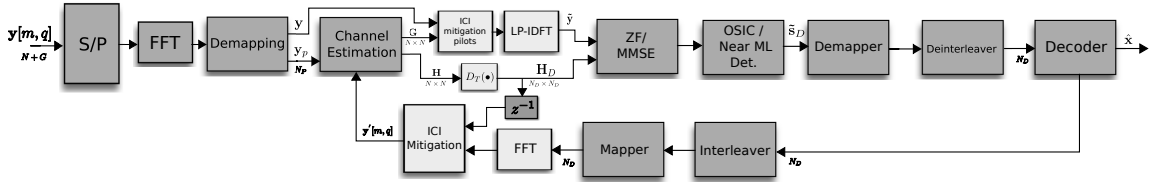


Figura 3.6: Receptor del sistema de comunicaciones propuesto.

3.5. Complejidad computacional

Para verificar la complejidad computacional del detector propuesto, se contaron el número de operaciones complejas requeridas durante la descomposición V2V Sorted QR, tanto para el criterio ZF como para el criterio MMSE. Las rotaciones de Givens son implementadas utilizando aritmética convencional, lo anterior se debe principalmente a que en el grupo de comunicaciones inalámbricas del CINVESTAV Unidad Guadalajara existe trabajo previo para implementar eficientemente en hardware operaciones como: división, raíz cuadrada y sumas de números reales [RGPEPM⁺13]. Definimos la siguiente operación vectorial como $\mathbf{V}(a, b)$ y al conjunto de operaciones que se deben realizar para ejecutarla como:

$$\begin{aligned}
[mag \quad co \quad se] &= \mathbf{V}(a, b) \\
mag &= \sqrt{a^2 + b^2} \\
co &= a/r \\
se &= -b/r
\end{aligned} \tag{3.26}$$

La operación rotacional es definida como $\mathbf{R}(a, b, co, se)$ y al conjunto de operaciones que se deben realizar para ejecutarla como:

$$\begin{aligned}
[x_{r1} \quad x_{r2}] &= \mathbf{R}(a, b, co, se) \\
x_{r1} &= a * co - b * se \\
x_{r2} &= a * se + b * co,
\end{aligned} \tag{3.27}$$

analizando las ecuaciones (3.26) y (3.27), se observa que para realizar ambas operaciones sólo se requieren dos operaciones complejas para cada una de ellas, esta característica será la base que se usará para contar el número de operaciones complejas que se requieren para calcular la descomposición V2V Sorted QR, tanto para el criterio ZF como para el criterio MMSE. Las condiciones para la obtención de la complejidad computacional de la descomposición V2V Sorted QR y de los detectores V2V OSIC y V2V Near ML son:

- Se considera un sistema con $N_D = 48$ subportadoras de datos.
- Se utiliza un esquema de modulación 4QAM con potencia promedio unitaria por símbolo.
- Se simulo para $M = 4$ ramas sobrevivientes máximo por nivel en el algoritmo V2V Near ML.
- Las dimensiones del sistema multiportadora V2V son: Para el criterio zero-forcing 48×48 y para el criterio MMSE 96×48 .

Tabla 3.1: Complejidad computacional en el cálculo de la Descomposición V2V Sorted QR

Descomposición QR	Número de Rotaciones Matriz en Bandas NR	Número de Rotaciones Matriz Completa NR	Polinomio Aproximado
Zero-Forcing	37,900	114,020	NR $\approx D^2 N_D$
MMSE	59,650	172,780	NR $\approx 2D^2 N_D$

- Se realizaron simulaciones con 2000 realizaciones de canal, promediando las operaciones complejas en forma independiente para la descomposición V2V Sorted QR (usando criterio zero-forcing o MMSE) y con el detector (V2V OSIC o V2V Near ML).
- En base a simulaciones se determino que se requieren $B = 27$ diagonales diferentes de cero en la matriz \mathbf{H} para modelar correctamente el canal y minimizar las pérdidas en términos de tasa BER.

Como se observa en la Tabla (3.1), la complejidad en términos de operaciones complejas, es del orden cuadrático con el número de diagonales B diferentes de cero y lineal con el número de subportadoras de datos N_D . Sistemas propuestos en [RBL05b, HS06a], utilizan la descomposición LDL reportando una complejidad similar, sin embargo su modelo de señal no permite obtener un desempeño cercano al detector óptimo ML. Para el caso de la complejidad de los detectores V2V OSIC y V2V Near ML se contabilizaron las operaciones complejas necesarias para la detección de los N_D símbolos transmitidos por el sistema. El conteo se hizo en función del SNR, tanto para el criterio ZF como el MMSE, los resultados de estas simulaciones se presentan en la Figura (3.7). Del análisis de la Figura (3.7) se observa que la complejidad en términos de operaciones complejas para ambos detectores usando los criterios ZF y MMSE son iguales, por lo que el cálculo de la descomposición V2V Sorted QR para ambos criterios no afecta la complejidad de los detectores V2V OSIC y V2V Near ML.

En el detector OSIC es complejidad constante y no depende de la relación señal a ruido (SNR) en el receptor, es el que presenta la mas baja complejidad, sin embargo

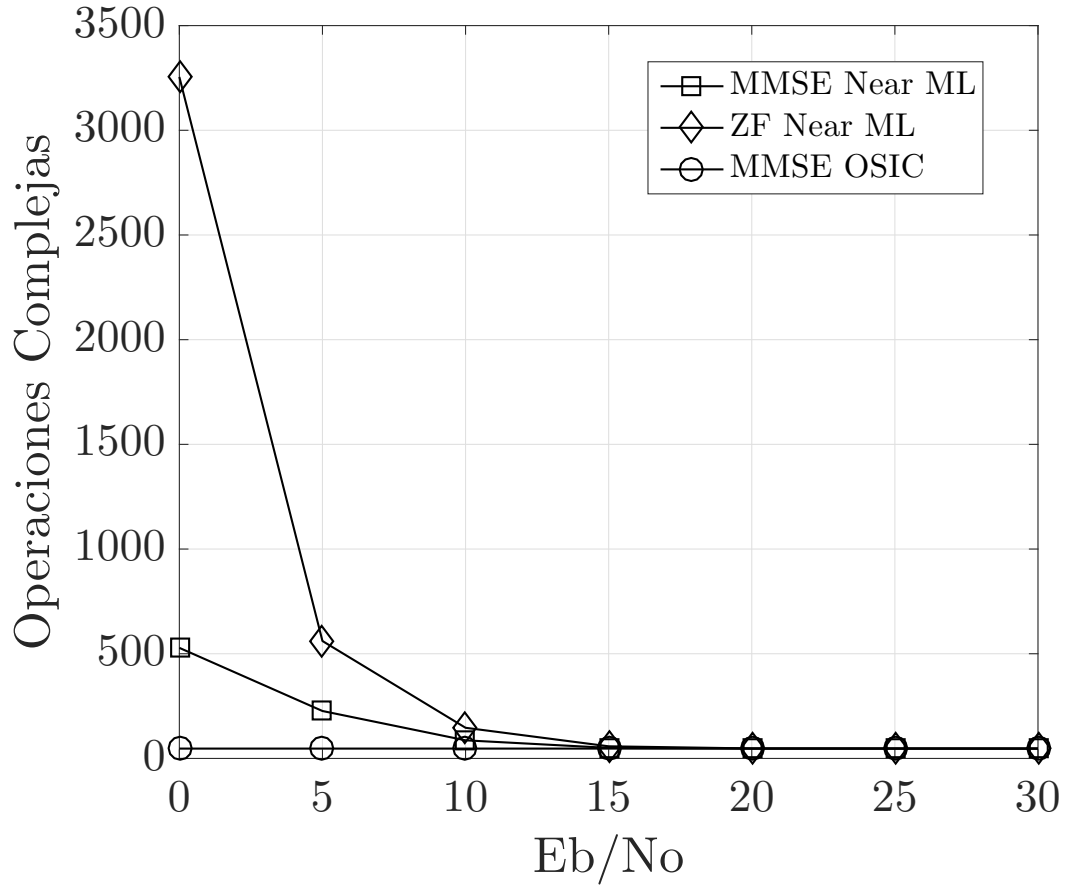


Figura 3.7: Complejidad Computacional de los Detectores V2V OSIC y V2V Near ML.

su desempeño no es el óptimo en términos de BER, como se demuestra en las pruebas realizadas en la siguiente sección. Para el caso del detector Near ML, se observa en la Figura (3.7) que su complejidad tiende a un valor constante a partir de un SNR de 15 dB, tendiendo a ser muy similar a la obtenida en el detector OSIC, pero con un desempeño en términos de la tasa de error de bit muy similar al del detector ML, como se expone en las pruebas realizadas a continuación.

3.6. Resultados y simulaciones

Los resultados numéricos presentados a continuación fueron obtenidos por medio de un simulador implementado en Matlab-Simulink, replicando entornos de simulación compatibles con el estándar 802.11p [IEE10]. Los bloques que describen los algoritmos de procesamiento de señales internos realizados por el transmisor y del receptor iterativo fueron discutidos en la Sección 3.4.

El estándar 802.11p utiliza un ancho de banda $BW = 10$ MHz, un prefijo cíclico de $CP=16$ muestras, lo que corresponde que el sistema puede absorber un retardo máximo tolerable de $1,6\mu s$ en la duración de la CIR del canal V2V, de las 64 subpotadoras que componen un símbolo OFDM; 48 son utilizadas para la transmisión de datos y una longitud de trama de $M = 37$ símbolos OFDM.

Los experimentos realizados utilizan el esquema de modulación 4-QAM, codificación convolucional de longitud $R = 7$ y una tasa de código de $R_c = 1/2$. Para la generación del canal V2V tomamos los parámetros reportados en [ZBCM12a] que describen modelos de canales V2V, con velocidad igual a $v = 100$ km/h.

La Figura 3.8 muestra el BER vs Eb/N_0 , bajo un escenario vehicular sin línea de vista NLOS (no-line-of-sight), para esto se considera un canal con Rayleigh fading con un perfil de potencia de retardo (power delay profile, PDP) exponencialmente decreciente, con tiempo de retardo RMS (root mean square) igual a $\tau_{RMS} = 0,4\mu s$ y una frecuencia de dispersión Doppler de $f_D = 1KHz$. Este modelo replica al escenario **V2V-Autopista** descrito en [AMI07b, AMI07a]. Las líneas punteadas muestran el desempeño de sistemas con detectores lineales, utilizando la asignación de pilotos mostrados en la Figura 1.3 para la estimación iterativa del canal. La línea sólida es asignada al desempeño de nuestro sistema propuesto con detección no lineal Near-ML, utilizando el patrón de pilotos de la Figura 1.3 para la estimación de canal. Las pruebas muestran que la detección lineal necesita de al menos tres iteraciones para no encontrar un error de piso, en el caso de la detección no lineal Near ML no es necesaria de ninguna iteración. Para el caso concreto de $SNR = 7$ dB, la detección Near ML superan por dos dB a la detección LMMSE [ZBCM12a] con dos iteraciones.

Con el fin de cuantificar el desempeño de la detección Near-ML y OSIC, con respecto a la detección LMMSE de una manera mas clara, se realizó pruebas sin

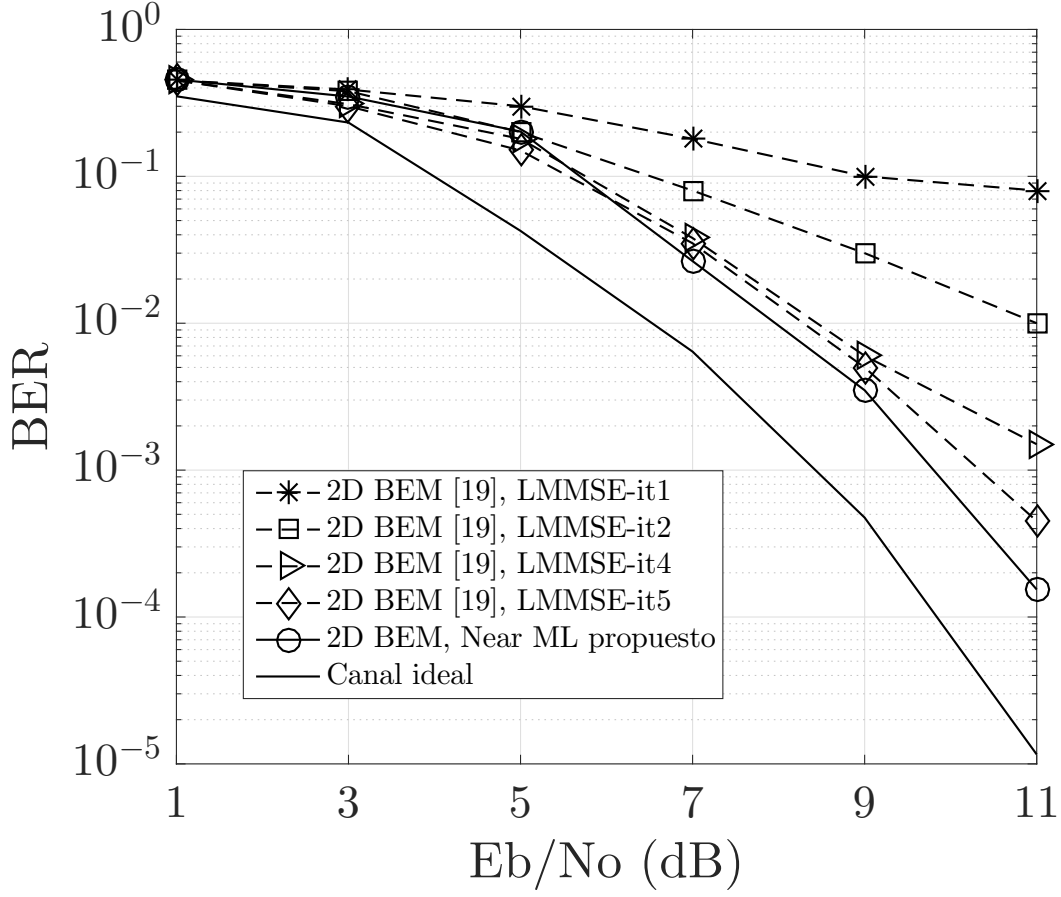


Figura 3.8: EscenarioNLOS.

el uso del codificador convolucional. La Figura 3.9 muestra el BER vs SNR de los algoritmos propuestos con la incorporación de LP en los datos como se demuestra en (3.3). Como se puede observar sin incluir a la detección LP-ZF OSIC, los algoritmos propuestos presentan un mejor desempeño a la detección LP-LMMSE. Para el caso particular de un SNR=15 dB, nuestro mejor algoritmo propuesto LP-MMSE Near-ML supera por 5 dB en desempeño a la detección LMMSE con canal ideal.

La Figura 3.10 muestra el desempeño del receptor iterativo propuesto, se observa que realizando dos iteraciones para la mitigación de ICI, se logra converger muy cercanamente a la misma tasa de BER que el sistema operando con canal ideal.

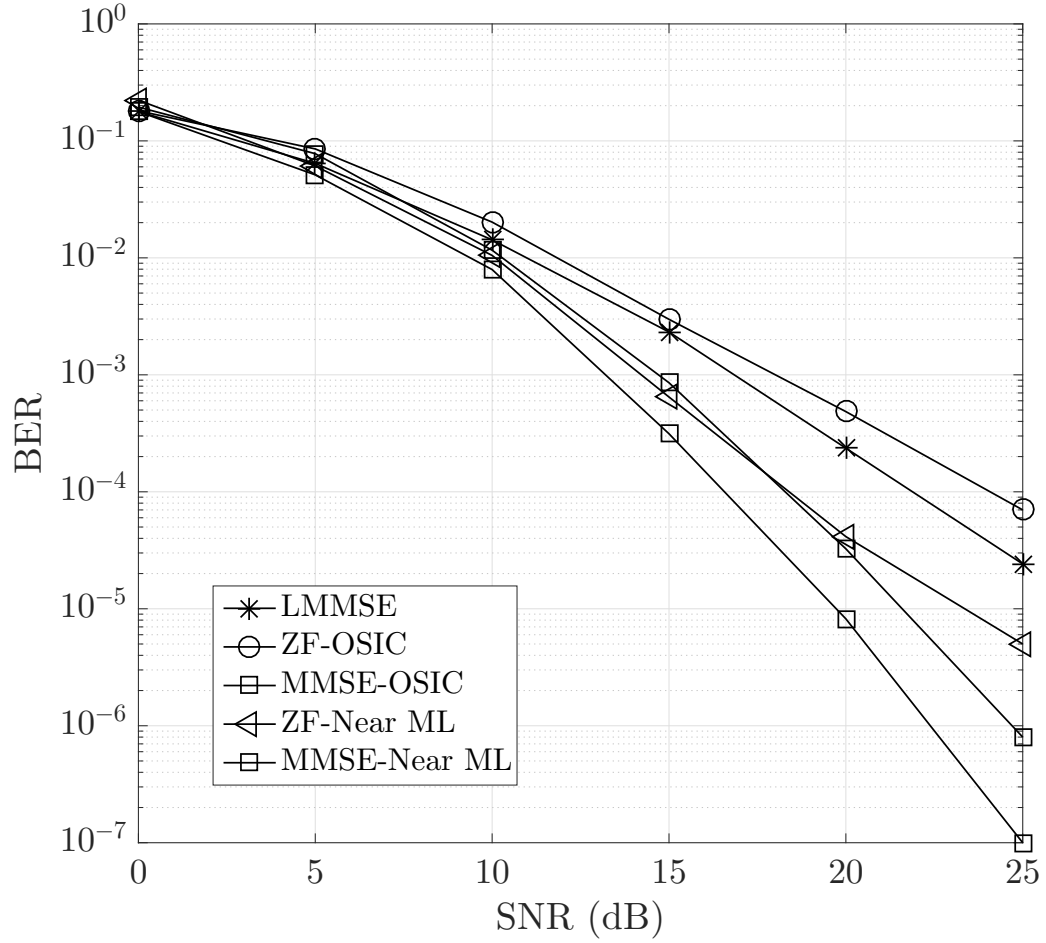


Figura 3.9: Evaluación de los algoritmos propuestos en canal ideal

3.7. Observaciones finales del capítulo

Este capítulo se expuso un receptor de baja complejidad computacional capaz de mitigar los problemas de ICI presente en los sistemas de comunicación V2V. El receptor para entornos de alta movilidad propuesto, obtuvo con una complejidad computacional inferior a los receptores OFDM convencionales, combinando eficientemente; un modelo de señal con diversidad frecuencial en los datos, ecualización por bandas, detectores no lineales subóptimos y un esquema iterativo de mitigación de ICI. Los resultados muestran que con un número menor de iteraciones y con una

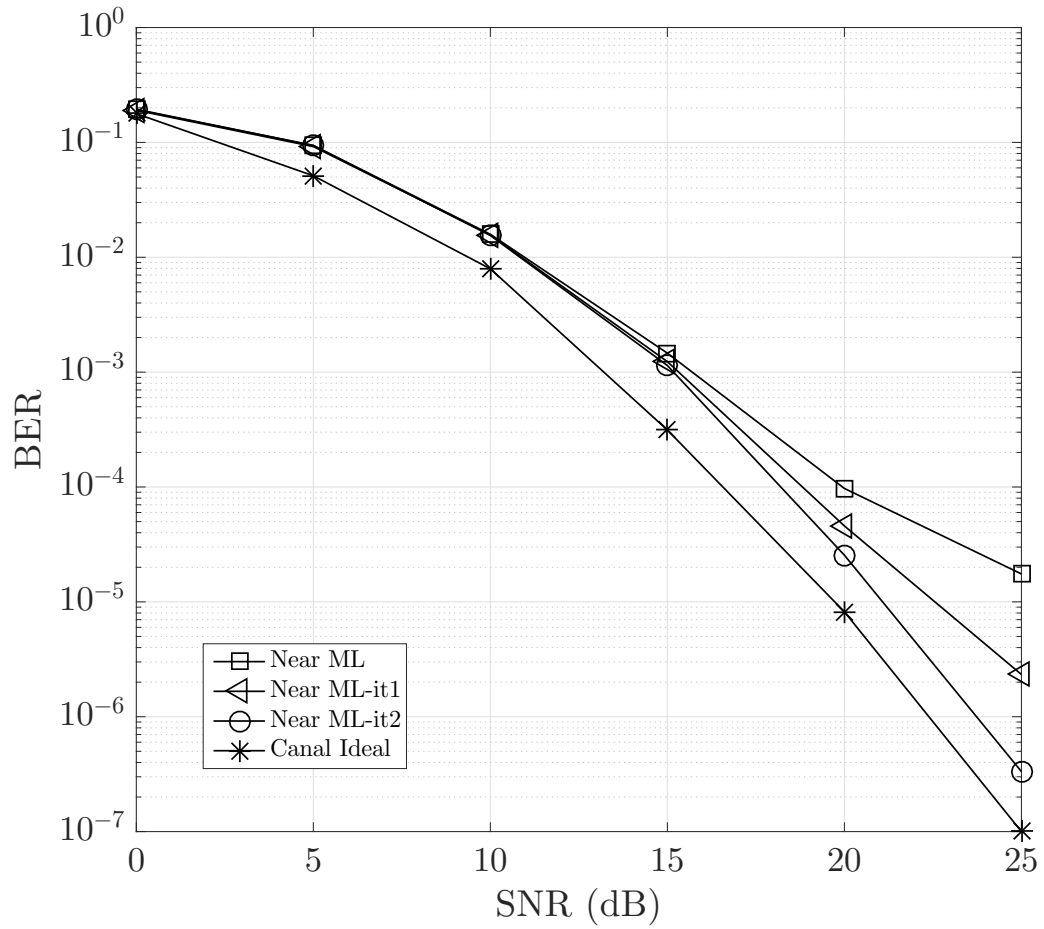


Figura 3.10: Evaluación del detector Near ML con estimación de canal iterativa.

menor complejidad computacional, el sistema propuesto logró un desempeño igual o mejor en términos de BER, que otras aproximaciones reportadas en el estado del arte.

Capítulo 4

Sistema OFDM con portadoras virtuales

4.1. Introducción

El uso de la modulación OFDM en los sistemas de comunicación de nueva generación como lo es V2V [IEE10], se debe a que proporciona una mayor inmunidad a los desvanecimientos del canal producidos por el fenómeno de multitrayectoria. OFDM transforma al canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia, en múltiples canales con desvanecimientos con cierta banda de coherencia por medio del uso subportadoras con frecuencias múltiples [NTF17]. Estas subportadoras deben de estar separadas por al menos de $1/T_s$ para mantener la ortogonalidad entre ellas, donde T_s es el tiempo de muestreo. Sin embargo en canales altamente dispersivos la ortogonalidad de las subportadoras dentro de un símbolo OFDM es alterada, ocasionando ICI. La ICI degrada el funcionamiento del sistemas en diferentes etapas, por ejemplo la estimación de canal, detección y decodificación de datos. Una solución convencional para contrarrestar esta problemática consiste en sacrificar deliberadamente la eficiencia espectral del sistema introduciendo mayor redundancia en los datos en las etapas de corrección de errores hacia adelante (forward error correction, FEC) o por la transmisión de portadoras virtuales (virtual carriers, VC), también conocidas como símbolos de guardas.

Diversos trabajos [NTF17, HMB06, CZ04] exponen las ventajas del uso de VC

durante la transmisión. Los enfoques [NTF17, CZ04] utilizan VC como intervalos de guardas por cada símbolo OFDM, logrando una mejora en el desempeño en términos de tasa de error de bits y reducción en la complejidad del estimador de canal y el detector de datos. Sin embargo en [NTF17, CZ04] hacen uso de detectores lineales incapaces de mitigar la ICI en canales altamente variantes.

Los trabajos [NTF17, HMB06, CZ04, LWCY16, FYG15] exploran las ventajas de usar VC-OFDM sobre canales altamente variables en el tiempo. Los enfoques expuestos en [NTF17, CZ04] utilizan las VCs como intervalos de guarda para cada símbolo OFDM, logrando una mejora en el rendimiento en términos de BER y una reducción en la complejidad requerida por el estimador de canal y el detector de datos. Sin embargo, el análisis en [NTF17] y [CZ04] está limitado aun sistema OFDM con detección lineal, el cual no está diseñado para la mitigación de ICI.

En este documento, las VCs son aplicas como guardas de subportadoras de datos para reducir el ICI dentro un símbolo OFDM. Los resultados muestran el desempeño logrado en términos de BER por el sistema OFDM con y sin VC. Los experimentos muestran simulaciones y comparaciones entre sistemas OFDM con VC y sin VC en presencia de detectores lineales y no lineales. También se evalúan diferentes tasas de codificación en la etapa de FEC. Los resultados finales del capítulo proporciona información sobre la relación entre el costo computacional del sistema y el rendimiento del sistema con y sin VC.

4.2. Modelo del sistema con VC

Considerando un sistema OFDM con un numero total de subportadoras igual a $N = N_d + N_g + 1$, que consisten de N_g subportadoras de guardas, N_d subportadoras de datos y una componente de DC. Definimos a $x^k[n]$ como el k -esimo símbolos OFDM transmitido sin CP, el cual puede ser expresado por la siguiente ecuación:

$$x^k[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} s^k[m] e^{j2\pi nm/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (4.1)$$

donde N indica el tamaño del símbolo OFDM y $s^k[m]$ es el m -ario símbolo de dato perteneciente a una constelación de modulación Ω . En el lado del receptor al excluir

el CP, la señal recibida para el k -ésimo símbolo OFDM en su representación compleja pasabanda puede ser descrita por la siguiente convolución circular:

$$y^k[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h^k[n, l] x^k[\langle n - l \rangle_N] + w^k[n], \quad (4.2)$$

donde $n = \{0, 1, \dots, N - 1\}$, $l = \{0, 1, \dots, L - 1\}$, L es la longitud de la respuesta al impulso (CIR), $h^k[n, l]$ es la CIR para el k -ésimo bloque de símbolos OFDM en el n -ésimo instante de tiempo para una función impulso como entrada de las l muestras anteriores y $w^k[n]$ es el AWGN con media cero y varianza igual a $\sigma_w^2 = N_0/2$. La convolución circular de (4.2) puede ser representada matricialmente de la siguiente forma.

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{H}^k \mathbf{x}^k + \mathbf{w}^k, \quad (4.3)$$

donde:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^k &= \begin{bmatrix} y^k[0], & y^k[1], & \dots, & y^k[N-1] \end{bmatrix}^T, \\ \mathbf{x}^k &= \begin{bmatrix} x^k[0], & x^k[1], & \dots, & x^k[N-1] \end{bmatrix}^T, \\ \mathbf{w}^k &= \begin{bmatrix} w^k[0], & w^k[1], & \dots, & w^k[N-1] \end{bmatrix}^T, \end{aligned}$$

y \mathbf{H}^k es la matriz de canal de tamaño $N \times N$ cuyos elementos son formados por los coeficientes de la CIR con la siguiente asignación:

$$[\mathbf{H}^k]_{n, n'} = h^k[n, \langle n - n' \rangle_N], \quad (4.4)$$

donde $n, n' = \{0, 1, \dots, N - 1\}$ y la CIR es asumida como cero para $\langle n - n' \rangle_N > L - 1$. El símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia es obtenido por la multiplicación en ambos lados de la ecuación (4.3) por la matriz de transformada discreta de Fourier (DFT) normalizada:

$$[\mathbf{F}]_{n, n'} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{(-j2\pi n n' / N)}, \quad (4.5)$$

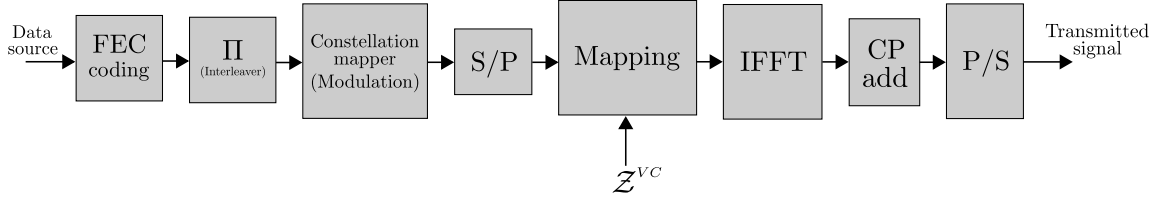


Figura 4.1: Transmisor OFDM con portadoras virtuales.

which gives the result:

$$\mathbf{u}^k = \mathbf{F}\mathbf{H}^k\mathbf{x}^k + \mathbf{z}^k, \quad (4.6)$$

donde \mathbf{u}^k es el símbolo OFDM recibido en el FD y \mathbf{z}^k es la DFT del vector de ruido. Debido a la que la matriz \mathbf{F} es unitaria, la ecuación (4.6) puede ser reescrita de la siguiente manera:

$$\mathbf{u}^k = \mathbf{G}^k\mathbf{s}^k + \mathbf{z}^k, \quad (4.7)$$

donde, $\mathbf{s}^k = \mathbf{F}\mathbf{x}^k$ es la DFT del vector de datos y $\mathbf{G}^k = \mathbf{F}\mathbf{H}^k\mathbf{F}^H$ es la CFM. Si la CIR es variante en tiempo, producirá una matriz \mathbf{G}^k no diagonal, originando ICI al modelo de sistema planteado.

4.2.1. Incorporación de portadoras virtuales

Al igual que en [NTF17], una alternativa para disminuir la ICI entre subportadoras de datos adyacentes, es la transmisión de subportadoras con potencia igual a cero, llamadas portadoras virtuales (virtual carriers, VC), incrementando el espacio entre subportadoras. La Figura 4.1 muestra el transmisor OFDM propuesto, basado en un transmisor OFDM convencional con ajustes en el bloque de mapeo. El bloque de mapeo forma el símbolo OFDM, además de asignar un vector de ceros \mathbf{Z}^{VC} en sus correspondientes índices de VC dentro del símbolo OFDM. Por la inclusión de VC en el transmisor solo se tendrá $N_{\mathcal{D}} = N_d(1 - 1/\nu)$ por tardaras activas, donde $\nu = \lfloor N_d/N_{VC} \rfloor$ es la relación de VC moduladas. Las portadoras activas son colocadas en el índice de subportadoras pertenecientes al conjunto ψ , por lo cual los elementos

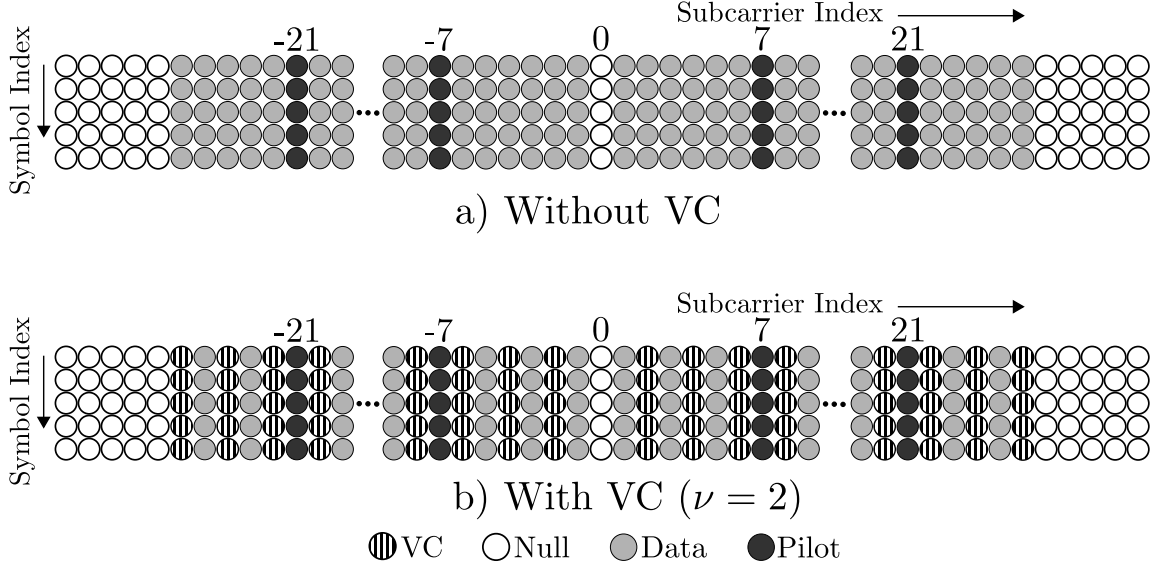


Figura 4.2: Trama 802.11p sin Vc y con VC.

de \mathbf{s}^k pueden ser asignados por:

$$\mathbf{s}_d^k = \begin{cases} \mathcal{X}, & \text{si } n \in \boldsymbol{\psi}, \\ 0, & \text{si } n \in \overline{\boldsymbol{\psi}}, \end{cases} \quad (4.8)$$

donde \mathcal{X} denota un símbolo en el alfabeto de $\boldsymbol{\Omega}$, y $\overline{\boldsymbol{\psi}}$ denota el conjunto complementario de $\boldsymbol{\psi}$. En el lado del receptor, se puede realizar una simplificación en la detección debido a que las VCs puede ser consideradas con energía despreciable. La ecuación (4.7) puede ser reformulada al siguiente modelo de observación aproximado:

$$\mathbf{u}_{\mathcal{D}}^k = \mathbf{G}_{\mathcal{D}} \mathbf{s}_{\mathcal{D}}^k + \mathbf{z}_{\mathcal{D}}^k, \quad (4.9)$$

donde $\mathbf{u}_{\mathcal{D}}^k, \mathbf{s}_{\mathcal{D}}^k, \mathbf{z}_{\mathcal{D}}^k$, son la versiones muestreadas de $\mathbf{u}^k, \mathbf{s}^k$ y \mathbf{z}^k en el índice del conjunto $\boldsymbol{\psi}$ y $\mathbf{G}_{\mathcal{D}}$ es la matriz con filas y columnas de \mathbf{G} en los índices de portadoras activas. La Figura 4.2 muestra un ejemplo de la trama 802.11p con VC utilizando $\nu = 2$.

4.3. Detección OSIC basada en la descomposición QR

Primeramente, se calcula la descomposición QR [WBKK03a] de la matriz de canal $\mathbf{G}_{\mathcal{D}}$. Se define $\mathbf{G}_{\mathcal{D}} = \mathbf{Q}\mathbf{R}$, donde \mathbf{Q} es una matriz unitaria y \mathbf{R} es una matriz triangular superior, ambas de tamaño $N_{\mathcal{D}} \times N_{\mathcal{D}}$. La idea básica es obtener un modelo reducido de (4.7) utilizando la siguiente aproximación:

$$\mathbf{u}_{\mathcal{D}}^k \approx \mathbf{Q}\mathbf{R}\mathbf{s}_{\mathcal{D}}^k + \mathbf{z}_{\mathcal{D}}^k, \quad (4.10)$$

$$\mathbf{Q}^H \mathbf{u}_{\mathcal{D}}^k = \mathbf{R}\mathbf{s}_{\mathcal{D}}^k + \mathbf{Q}^H \mathbf{z}_{\mathcal{D}}^k, \quad (4.11)$$

$$\tilde{\mathbf{u}} = \mathbf{R}\mathbf{s}_{\mathcal{D}}^k + \tilde{\mathbf{z}}. \quad (4.12)$$

las estadísticas del ruido no son alteradas debido a que la matriz \mathbf{Q} es unitaria. El nuevo modelo descrito en (4.12) es adecuado para la aplicación directa de la detección OSIC, aplicada a sistemas MIMO [WBKK03a]. Debido a la estructura triangular de la matriz \mathbf{R} , el j -ésimo elemento de $\tilde{\mathbf{u}}$ puede ser calculado por:

$$\tilde{u}_j = r_{jj}s_j + \sum_{i=j+1}^{N_{\mathcal{D}}} r_{ji}s_i + \tilde{z}_j. \quad (4.13)$$

donde r_{ab} denota el elemento de la matriz \mathbf{R} en la a -ésima fila y b -ésima columna. La detección del j -ésimo símbolo recibido es encontrado secuencialmente en el orden $j = N_{\mathcal{D}}, N_{\mathcal{D}} - 1, \dots, 1$ usando la siguiente expresión:

$$\hat{s}_j = \mathcal{Q} \left[\frac{\tilde{u}_j - \sum_{i=j+1}^{N_{\mathcal{D}}} r_{ji}\hat{s}_i}{r_{jj}} \right], \quad (4.14)$$

donde $\mathcal{Q}[\cdot]$ es un operador de decisión que mapea su argumento al punto mas cercano de la constelación Ω_n y \hat{s}_j es el j -ésimo símbolo estimado.

4.3.1. Mitigación de ICI en portadoras pilotos

Debido a que la detección se realiza teniendo en cuenta el modelo de señal reducido descrito en la ecuación (4.9), la información del ICI de las subportadoras pilotos

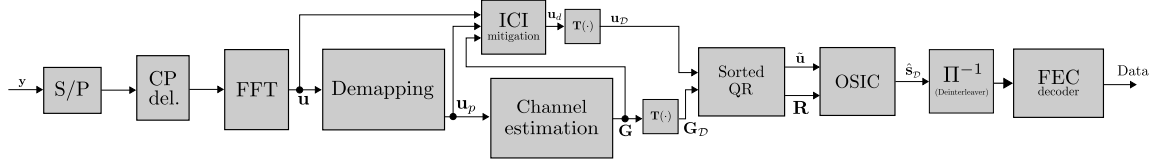


Figura 4.3: Configuración del receptor OFDM propuesto con mitigación de ICI y detección OSIC.

no está disponible. Como en [PCCALGPM13a], una alternativa para resolver este problema es realizar la sustracción de la ICI en subportadoras pilotos antes de la detección, ICI de los pilotos se aproxima utilizando un símbolo OFDM previo. El ICI aproximado se calcula aplicando la matriz de canal estimada a los pilotos desde un símbolo OFDM anterior, descrito por:

$$\mathbf{u}^k = \mathbf{u}^{k-1} - \tilde{\mathbf{G}}^{k-1} \mathbf{u}_p^{k-1}, \quad (4.15)$$

donde $\tilde{\mathbf{G}}^{k-1}$ es la matriz de canal estimada del símbolo OFDM previo muestreada en índices de pilotos en sus columnas y \mathbf{u}_p^{k-1} es la versión muestreada de \mathbf{u}^{k-1} es los índices de pilotos.

4.4. Complejidad computacional

Esta sección contiene una comparación de los algoritmos de detección más representativos utilizados en canales doblemente selectivos. La Tabla 4.1 indica el orden de complejidad computacional de los detectores lineales/no lineales. En particular, el uso de VC en el sistema de comunicación reduce el costo computacional del detector OSIC a $\mathcal{O}((N_d/\nu)^3)$. En el caso de $\nu = 2$, hay una reducción de 90 % del costo computacional requerido por el detector OSIC en comparación con los detectores OSIC y LMMSE para un sistema OFDM sin VC.

4.5. Simulación y resultados

El receptor propuesto (ver Figura 4.3) es comparado con el rendimiento logrado por un sistema OFDM sin VC con mayor redundancia en la codificación/decodificación

Tabla 4.1: Complejidad computacional en términos de productos complejos requerido para la detección de señales

Método de detección	Complejidad
MLD	$\mathcal{O}(\Omega^N N_d)$
QR-MLD	$\mathcal{O}(\Omega^N N_d)$
OSIC	$\mathcal{O}(N_d^3)$
LMMSE	$\mathcal{O}(N_d^3)$

del FEC, con el fin de mantener la misma eficiencia espectral. Los experimentos se llevaron a cabo siguiendo las especificaciones del estándar 802.11p [IEE10], replicando un escenario V2V con $v = 100$ km/h [MMK⁺11a]. La Tabla 4.2 muestra los parámetros de configuración del sistema.

La Figura 4.4 muestra el rendimiento en términos de BER vs SNR logrado por el sistema OFDM propuesto con VC y detección OSIC. A partir de SNR = 10 dB, el receptor con VC y detección OSIC supera en 5 dB al sistema OFDM sin VC y detección LMMSE. De manera similar, a partir de aproximadamente de SNR = 18 dB, el receptor propuesto supera en 2.5 dB al sistema OFDM con VC y detección LMMSE, ambos sistemas pierden la mitad de la eficiencia espectral cuando se incluye VC. Sin embargo, la detección OSIC obtiene un mejor rendimiento debido a que la detección LMMSE no opera adecuadamente con presencia de ICI. Para SNR = 15 dB, el receptor propuesto supera en aproximadamente 3 dB al sistema OFDM sin VC y detección OSIC. El uso de $\nu = 2$ en el sistema significa una pérdida de la mitad de la eficiencia espectral; sin embargo, se obtiene una reducción de 90 % del costo computacional requerido por el detector OSIC, lo que reduce su orden de complejidad a $\mathcal{O}((N_d/nu)^3)$. Para proporcionar una comparación justa, se evaluó el rendimiento de un sistema OFDM con una tasa de código de $R_c = 1/4$ en la codificación/decodificación en la etapa de FEC para mantener la misma eficiencia espectral del sistema con VC y una FEC de $R_c = 1/2$. Los resultados muestran una mejora el rendimiento de aproximadamente 1.5 db a partir de SNR = 18 dB del sistema con $R_c = 1/4$ en comparación del sistema propuesto, pero este sistema no reduce el orden de complejidad original del detector OSIC de $\mathcal{O}(N_d^3)$.

Tabla 4.2: Parámetros de simulación.

Parámetro	Valor
Número de subportadoras OFDM	$N = 64$
Número de subportadoras de datos	$N_d = 48$
Ancho de banda	$BW = 10 \text{ MHz}$
Muestras de prefijo cíclico	$CP = 16$
Tiempo de muestreo	$T_s = 100ns$
Periodo de símbolo	$T_{OFDM} = 8\mu s$
Modulación de datos	QPSK
Tipo de codificación	Viterbi
Tasa de código	$R_c = 1/2, \quad 1/4$
Número de VC (para $R_c = 1/2$)	$N_{VC} = 24$
Número de VC (para $R_c = 1/4$)	$N_{VC} = 0$
Longitud de trama	37 símbolos OFDM
Modelo de canal	Exponencial decreciente , Rayleigh fading (rms delay spread = $0.4 \mu s$, $f_D = 1 \text{ kHz}$)
Estimador de canal	Canal ideal

La Figura 4.5 muestra el BER vs SNR del sistema OFDM con detección OSIC sin incluir las etapas de codificación/decodificación del FEC. Esta prueba enfatiza la mejora en el rendimiento del sistema con VC, superando en 5 dB al sistema sin VC. Nuevamente, el sistema con VC obtiene una reducción de 90 % del costo computacional requerida en la detección, sacrificando la mitad de la eficiencia espectral. Es importante mencionar que la inclusión de VC en la transmisión mejora el rendimiento y la complejidad del sistema al reducir el ICI en la señal recibida.

4.6. Observaciones finales del capítulo

En este capítulo se analizó, el impacto del uso de VC en los sistemas OFDM. Los resultados indican que el uso de VC, es traducido a un bajo costo computacional en el receptor y a un buen desempeño en términos de BER, superando en 5 dB de SNR al sistema sin VC y detección LMMSE. Al incluir VC, se obtuvo una reducción de 90 %

en el costo computacional durante la detección. Sin embargo, resulta interesante ver que el rendimiento general del sistema con VC y FEC no se ve afectado en comparación con sistemas sin VC y doble de tasa de codificación en el FEC. Como líneas de investigación futuras se sugiere la exploración de incluir modulación por índice de portadora en el sistema propuesto, con la idea de poder disminuir los efectos del ICI.

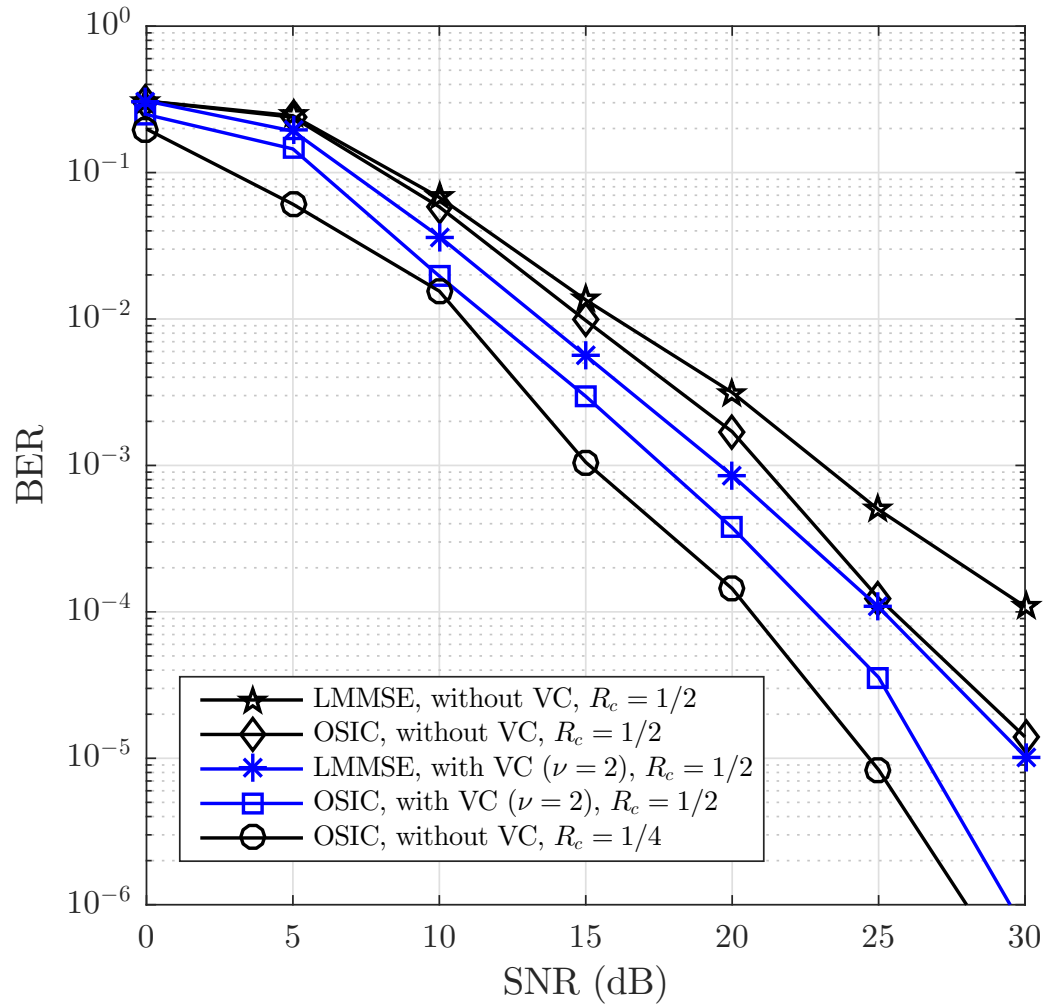


Figura 4.4: Prueba de BER vs SNR del sistemas OFDM con y sin VC bajo un escenario V2V NLOS, con $\tau_{RMS} = 0,4\mu s$ y $f_D = 1kHz$.

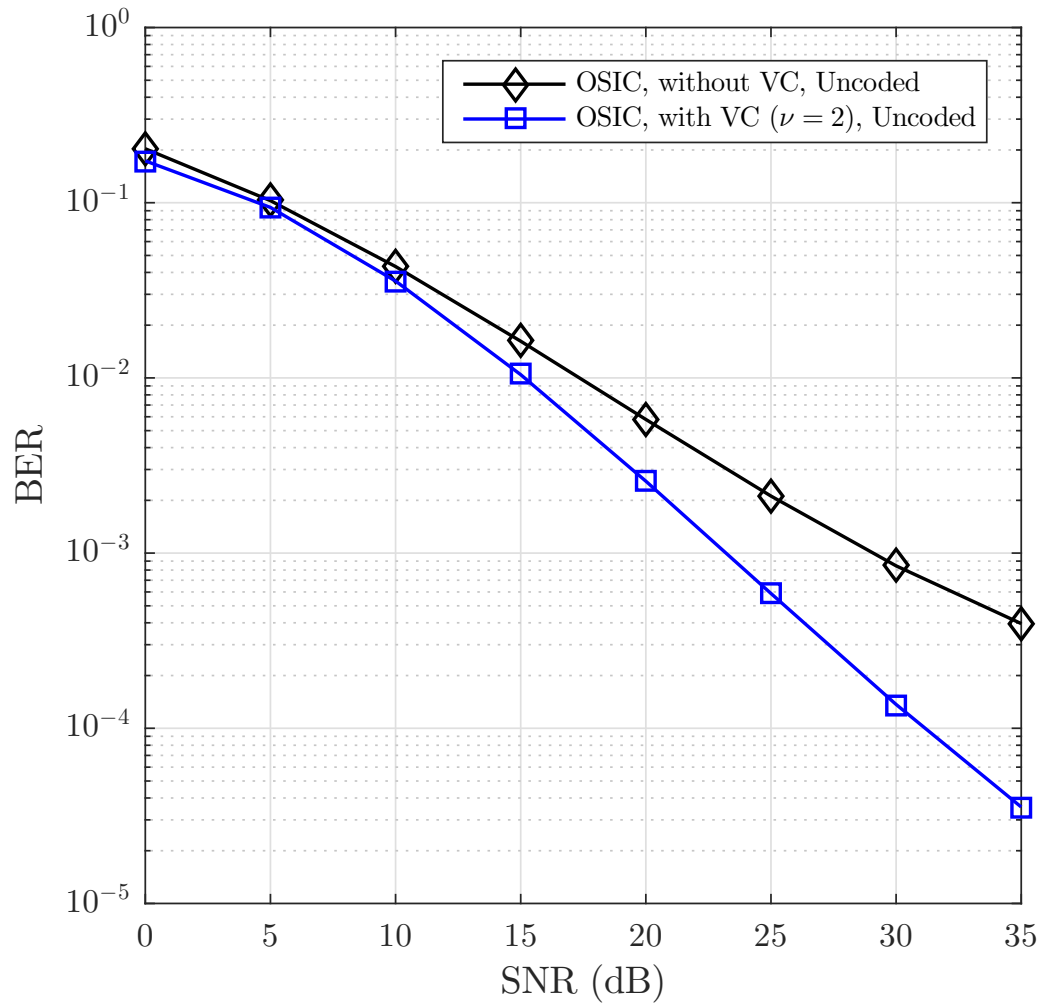


Figura 4.5: Prueba de BER vs SNR del sistemas OFDM con y sin VC; sin etapas de FEC, bajo un escenario V2V NLOS, con $\tau_{RMS} = 0,4\mu s$ y $f_D = 1kHz$.

Capítulo 5

Evaluación del performance de sistemas DFT-OFDM con turbo decodificación sobre canales V2V

5.1. Introducción

Se cree ampliamente que las comunicaciones de V2V facilitarán muchas aplicaciones automotrices futuras relacionadas con la seguridad vial, el diagnóstico y la conducción autónoma [HL08]. Tanto el entorno móvil como la alta frecuencia de portadora de 5.9 GHz hacen que los enlaces V2V experimenten canales doblemente selectivos (double selective channels, DSC) [AMI07b, MMK⁺11b]. En estos escenarios, las altas frecuencias de dispersión Doppler alteran la ortogonalidad entre las subportadoras, lo que se traduce en interferencia entre subportadoras. La ICI afecta el rendimiento del receptor, principalmente en las etapas de estimación de canal y detección de datos, originando una mayor tasa de errores de bits durante la decodificación [CG02, JCC99, PCCALGPM13a].

Para mitigar la ICI algunas técnicas de detección se han propuesto, por ejemplo LMMSE [PCCALGPM13a, CG02], máxima verosimilitud (ML) [DGC03a], filtro de decisión retroalimentado (DFE) [HM11b] y OSIC [WBKK03a]. Los enfoques [DGC03a, HM11b, WBKK03a], solo se han evaluado en sistemas OFDM convencionales sin explotar la diversidad de frecuencial del canal a nivel de señal en los datos.

Además, los enfoques en [DGC03a, HM11b] requieren de una mayor complejidad computacional que $\mathcal{O}(N^3)$, donde N denota la longitud del símbolo OFDM.

La etapa de FEC agrega redundancia a los bits transmitidos para compensar los errores de bits causados por el ruido, desvanecimientos del canal o el ICI. La redundancia agregada, tiene por inconveniente la disminución de la eficiencia espectral del sistema. Existen varios trabajos dedicados a analizar el rendimiento de las etapas con FEC, utilizando turbo decodificadores en canales con interferencia, modificando diferentes parámetros como el tamaño de bloque, la razón de código, el número de iteraciones requeridas por el turbo código, etc. [Kim99, PS09].

El rendimiento combinado de las etapas de FEC y detección no lineal en DSC solo se ha explorado en los sistemas OFDM convencionales sin explotar la posible inclusión de la diversidad de frecuencia en los datos [Kim99, PS09]. En este capítulo, analizamos el rendimiento de los receptores multiportadora con diferentes configuraciones, en particular, se expone un sistema OFDM con diversidad de datos (DFTS-OFDM), que incorpora la detección no lineal OSIC y la turbo decodificación simultáneamente, como una propuesta para combatir el ICI. En escenarios con alta movilidad. Se demostrará que el rendimiento del turbo decodificador aumenta cuando se opera en un sistema DFTS-OFDM con detección no lineal OSIC, en comparación con un sistema OFDM convencional con detección lineal.

5.2. Modelo de sistema

Las partes que componen al transmisor propuesto se muestran en la Figura 5.1. Se considera una transmisión DFTS-OFDM en un canal V2V doblemente selectivo, la secuencia de bits de información $a_j \in \{0, 1\}$ para $j = 0, 1, \dots, J - 1$ desde las capas superiores se codifican utilizando una FEC de código de tasa R_c . La etapa de FEC genera los bits codificados $b_i \in \{0, 1\}$ para $i = 0, 1, \dots, I - 1$. Los bits codificados se entrelazan en bloques de m elementos, con el fin de minimizar el error de ráfaga en el decodificador. Los c_m bits se agrupan en bloques de M elementos, cada bloque se asigna al k -ésimo símbolo perteneciente a un conjunto de alfabeto finito Ω con una cardinalidad igual a $|\Omega| = 2^M$. Los símbolos de datos se agrupan en bloques de longitud N_d , formando el vector de datos \mathbf{s}_d . A través de la DFT, el vector

de datos \mathbf{s}_d se precodifica linealmente, con el objetivo de explotar la diversidad de frecuencial del canal. χ^k denota el k -ésimo símbolo de datos precodificados compuesto por las N_d muestras en el FD. Los símbolos pilotos y guardas se asignan al índice de subportadora indicado por el estándar 8702.11p [IEE10], formando el vector \mathbf{s} compuesto por los símbolos $s[m]$ para $m = 0, 1, \dots, N-1$. Para la transmisión OFDM, el k -ésimo símbolo OFDM en el TD se obtiene utilizando la transformada de Fourier discreta inversa (IDFT) de tamaño N , finalmente un CP de longitud $\nu = (\frac{1}{16})N$ es insertado.

Sea $x^k[n]$ las n -ésima muestra en el tiempo del k -ésimo símbolo OFDM en el dominio del tiempo sin incluir CP, puede ser expresado por:

$$x^k[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} s^k[m] e^{j2\pi nm/N}, \quad n = 0, \dots, N-1. \quad (5.1)$$

Una vez removido el CP, la señal recibida para el k -ésimo símbolo en el receptor puede ser descrita por la siguiente convolución circular discreta:

$$y^k[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h^k[n, l] x^k[\langle n-l \rangle_N] + w^k[n], \quad (5.2)$$

donde, $n = \{0, 1, \dots, N-1\}$, $l = \{0, 1, \dots, L-1\}$, $h^k[n, l]$ es la respuesta al impulso del canal (CIR) del k -ésimo bloque en el instante n para una función impulso como entrada en las l muestras previas y $w^k[n]$ es el ruido Gaussiano blanco aditivo complejo, con media cero y varianza igual a $\sigma_w^2 = N_0/2$. La convolución circular de la ecuación (5.2) entre la CIR y $x^k[n]$ puede ser reescrita en su forma matricial de la siguiente forma:

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{H}^k \mathbf{x}^k + \mathbf{w}^k, \quad (5.3)$$

donde:

$$\begin{aligned}\mathbf{y}^k &= \begin{bmatrix} y^k[0], & y^k[1], & \cdots, & y^k[N-1] \end{bmatrix}^T, \\ \mathbf{x}^k &= \begin{bmatrix} x^k[0], & x^k[1], & \cdots, & x^k[N-1] \end{bmatrix}^T, \\ \mathbf{w}^k &= \begin{bmatrix} w^k[0], & w^k[1], & \cdots, & w^k[N-1] \end{bmatrix}^T,\end{aligned}$$

y \mathbf{H}^k es la matriz de canal de tamaño $N \times N$ cuyos elementos son formados por los coeficientes de la CIR con la siguiente asignación:

$$[\mathbf{H}^k]_{n,n'} = h^k[n, \langle n - n' \rangle_N], \quad (5.4)$$

donde $n, n' = \{0, 1, \dots, N-1\}$ y la CIR es asumida como cero para $\langle n - n' \rangle_N > L-1$. El símbolo OFDM recibido en el FD es obtenido por la multiplicación en ambos lados de la ecuación (5.3) por la matriz de transformación de Fourier discreta (DFT):

$$[\mathbf{F}]_{n,n'} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{(-j2\pi nn'/N)}, \quad (5.5)$$

which gives the result:

$$\mathbf{u}^k = \mathbf{F}\mathbf{H}^k\mathbf{x}^k + \mathbf{z}^k, \quad (5.6)$$

donde \mathbf{u}^k es la símbolo OFDM recibido en el FD y \mathbf{z}^k es la DFT es el vector de ruido. Dado que la matriz \mathbf{F} es unitaria, la ecuación (5.6) puede ser reescrita de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\mathbf{u}^k &= \mathbf{F}\mathbf{H}^k\mathbf{F}^H\mathbf{F}\mathbf{x}^k + \mathbf{z}^k, \\ &= \mathbf{F}\mathbf{H}^k\mathbf{F}^H\mathbf{s}^k + \mathbf{z}^k,\end{aligned} \quad (5.7)$$

$$= \mathbf{G}^k\mathbf{s}^k + \mathbf{z}^k, \quad (5.8)$$

donde, \mathbf{s}^k es compuesto por N_d símbolos precodificados perteneciente al vector $\chi^k = \mathbf{F}\mathbf{s}_d^k$, N_p símbolos pilotos y N_g símbolos de guarda. $\mathbf{G}^k = \mathbf{F}\mathbf{H}^k\mathbf{F}^H$ es la matriz de canal en la frecuencia (CFM), es de importancia mencionar que si la CIR varia

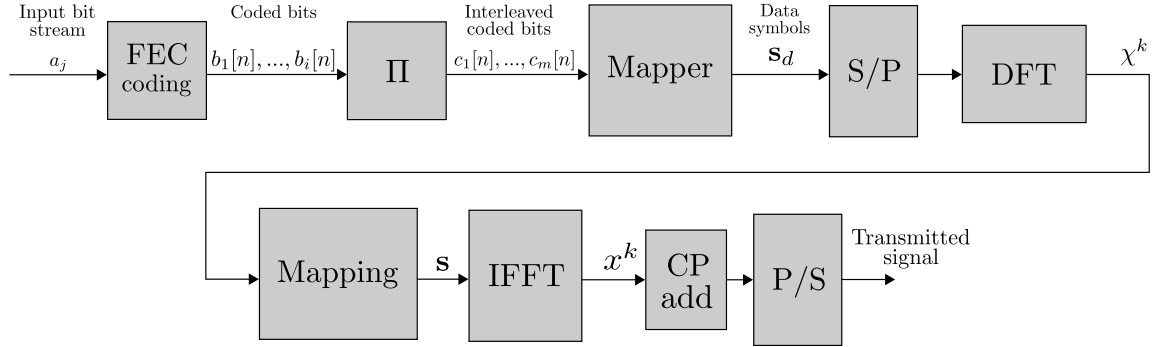


Figura 5.1: Transmisor DFTS-OFDM.

con el tiempo, se tendrá una CFM dispersa, es decir no diagonal; implicando ICI. Realizando un muestreo en las posiciones de índices de datos al modelo señal, se puede obtener la siguiente aproximación:

$$\mathbf{u}_d^k = \mathbf{G}_d^k \chi_d^k + \mathbf{z}_d^k. \quad (5.9)$$

5.3. Detección de símbolos

El modelo de señal (5.9) puede ser reescrito para permitiendo su ajuste simple en el algoritmo de detección no lineal en la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}^H \mathbf{u}_d^k &= \mathbf{F}^H \mathbf{G}_d^k \chi_d^k + \mathbf{F}^H \mathbf{z}_d^k, \\ &= \mathbf{F}^H \mathbf{G}_d^k \mathbf{F} \mathbf{F}^H \chi_d^k + \mathbf{F}^H \mathbf{z}_d^k, \\ \mathbf{y}_d^k &= \mathbf{C} \mathbf{s}_d^k + \mathbf{w}_d^k, \end{aligned} \quad (5.10)$$

donde, $\mathbf{C} = \mathbf{F}^H \mathbf{G}_d^k \mathbf{F}$ y los vectores \mathbf{y}_d^k , \mathbf{s}_d^k y \mathbf{w}_d^k son versiones muestreadas de \mathbf{y}^k , \mathbf{s}^k y \mathbf{w}^k en los índices de datos.

5.3.1. Descomposición QR

Se ha demostrado que la detección Zero-Forcing (ZF) y MMSE pueden ser definidas en términos de la descomposición QR de la matriz de canal [WBKK03a,

WBR⁺01b], con $\mathbf{C} = \mathbf{Q}\mathbf{R}$, donde, \mathbf{Q} es una matriz ortogonal de la norma unitaria y \mathbf{R} es una matriz triangular superior, ambas de tamaño $N_d \times N_d$. Al multiplicar la señal recibida \mathbf{y}_d^k por \mathbf{Q}^H se obtiene el siguiente modelo de señal:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{R}\mathbf{s}_d^k + \tilde{\mathbf{w}}, \quad (5.11)$$

donde $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y}_d^k$ y $\tilde{\mathbf{w}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{w}_d^k$. Dado que la matriz \mathbf{Q} es unitaria, las estadísticas del vector de ruido \mathbf{w}_d^k no son modificadas. Como en [WBKK03a], se utilizó un algoritmo de Sorted-QR para el cálculo de la descomposición QR de \mathbf{C} , con criterios MMSE. A continuación se presenta un esquema de detección no lineal para el modelo de señal descrito por la ecuación (5.11).

5.3.2. Detección OSIC de datos turbo codificados

La combinación de la detección por cancelación de interferencia sucesiva ordenada (OSIC) con la descomposición QR permite la implementación de un detector subóptimo. Debido a la estructura triangular de \mathbf{R} , el k -ésimo elemento del vector $\tilde{\mathbf{y}}$ se puede obtener de la siguiente manera:

$$\tilde{y}_k = \mathbf{R}_{kk} s_k + \sum_{i=k+1}^{N_D} \mathbf{R}_{ki} s_i + \tilde{w}_k. \quad (5.12)$$

La detección del k -ésimo símbolo recibido se realiza secuencialmente en el orden $k = N_D, N_D - 1, \dots, 1$ usando la siguiente expresión:

$$\hat{s}_k = \mathcal{Q} \left[\frac{\tilde{y}_k - \sum_{i=k+1}^{N_D} \mathbf{R}_{ki} \hat{s}_i}{\mathbf{R}_{kk}} \right], \quad (5.13)$$

donde, $\mathcal{Q}[\cdot]$ es un operador de decisión que asigna su argumento al punto más cercano en la constelación Ω y \hat{s}_k es el k -ésimo símbolo estimado. La contribución del ruido $\tilde{\mathbf{w}}$ no se considera debido al hecho de que su varianza no se vio afectada por la matriz unitaria \mathbf{Q} .

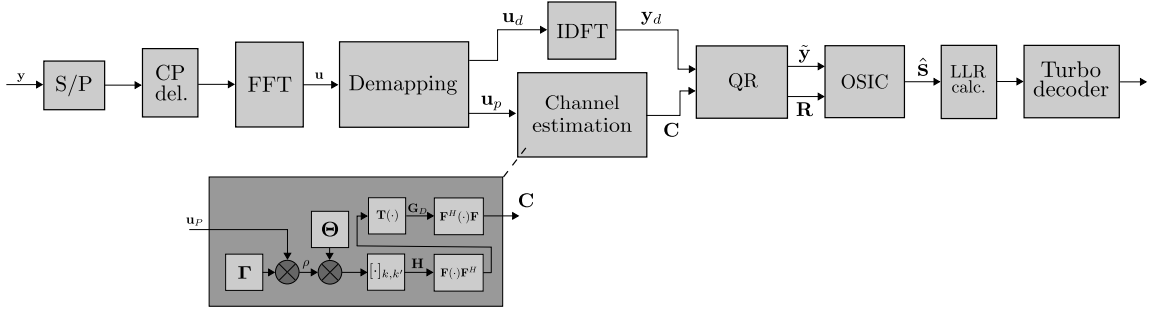


Figura 5.2: Configuración del receptor propuesto con turbo decodificación y detección OSIC.

5.3.3. Calculo de valores LLR

Los símbolos complejos detectados del vector de datos \mathbf{s} se convierten a valores de relación logarítmica de verosimilitud (LLR), aproximados por las ecuaciones reportadas en [TB02]:

$$D_{I,j} = \begin{cases} s_I[j], & j = 1 \\ -|D_{I,j-1}| + d_{I,j} & j > 1 \end{cases} \quad (5.14)$$

$$LLR(b_I, j) = \sigma^2 \cdot D_{I,j}, \quad j \geq 1, \quad (5.15)$$

y

$$D_{Q,j} = \begin{cases} s_Q[j], & j = 1 \\ -|D_{Q,j-1}| + d_{Q,j} & j > 1 \end{cases} \quad (5.16)$$

$$LLR(b_Q, j) = \sigma^2 \cdot D_{Q,j}, \quad j \geq 1, \quad (5.17)$$

donde los subíndices I y Q representan la fase y cuadratura del símbolo detectado, σ^2 es el SNR y $-|D_{I,j-1}|$ (or $-|D_{Q,j-1}|$) es la distancia entre $s(j)$ y el límite de partición mas cercano.

Tabla 5.1: Complejidad computacional de métodos de decodificación.

Decodificador	Complejidad
Viterbi	$\mathcal{O}(K^2T)$
Log-MAP (turbo decodificación)	$\mathcal{O}(T2^\eta(\eta + 1))$

K es el número de combinaciones de estados ($K = 2^\eta$), T es el número de muestras y η es el número de bits [LXH17].

Tabla 5.2: Complejidad computacional de detectores utilizados en DSC.

Detection method	Complexity
MLD	$\mathcal{O}(\Omega^N N_d)$
QR-MLD	$\mathcal{O}(\Omega^N N_d)$
LMMSE	$\mathcal{O}(N_d^3)$
OSIC	$\mathcal{O}(N_d^3)$

5.4. Complejidad computacional

Esta sección contiene una comparación de los algoritmos de decodificación y detección más representativos utilizados en canales doblemente selectivos. La tabla 5.1 compara la complejidad computacional requerida por los algoritmos de decodificación Log-MAP y Viterbi; cabe señalar que ambos algoritmos tienen una complejidad computacional similar. La tabla 5.2 [DZA⁺12] indica que el detector no lineal OSIC tiene la misma complejidad computacional que el detector LMMSE convencional.

5.5. Simulaciones y resultados

La figura 5.2 muestra la estructura del receptor propuesto, incluyendo detección no lineal y turbo decodificación. A continuación se expondrá el rendimiento de la turbo decodificación con decisión suave, comparando su rendimiento con la detección de datos lineal y no lineal de los datos. De la misma manera, se compara el rendimiento de la turbo decodificación en los sistemas DFTS-OFDM y OFDM convencionales.

Tabla 5.3: Parámetros de simulación.

Parámetros	Valor
Modulación	DFTS-OFDM
N	64
N_d	48
BW	10 MHz
Modulación de datos	QPSK
Tipo de decodificación	Turbo decoder, Viterbi
Tasa de código	1/3
Número de iteraciones (turbo coder)	2
Longitud de trama	37 OFDM symbols
Modelo de canal	Exponencial decreciente , Rayleigh fading (rms delay spread = $0.4 \mu s$, $f_D = 1$ kHz)
Estimador de canal	BEM-2D [PCCALGPM13a]

Además, también se incluirá una prueba del rendimiento de la turbo decodificación contra la decodificación Viterbi con decisión dura/suave. Los experimentos se realizaron en un entorno de simulación 802.11p a través de un canal Rayleigh de múltiples trayectorias replicando el escenario V2V sin línea de vista (NLOS) con $v = 100$ km/h, con un perfil de potencia de retardo exponencialmente decreciente, con un tiempo de retardo igual a $\tau_{RMS} = 0,4 \mu s$ y frecuencia dispersión Doppler igual a $f_D = 1$ kHz. La tabla 5.3 muestra los parámetros de configuración del sistema [IEE10]. El estimador de canal implementado utiliza el modelo de expansión de base bidimensional (BEM-2D) reportado en [PCCALGPM13a]. El turbo decodificador funciona sobre tramas de valores suaves, para evaluar su rendimiento de punto fijo, los datos LLR suaves se cuantificaron en 5 bits: un bit para el signo, otro para la parte entera y tres para la parte fraccionaria. Para mantener la eficiencia espectral, se utilizó la misma proporción de código de $R_c = 1/3$ para el turbo código y el código convolucional.

La Figura 5.3 muestra que BER-vs-SNR logrado por el sistema DFTS-OFDM con detección no lineal OSIC. Para el caso específico en SNR = 5 dB, la detección OSIC con turbo decodificación superó a la detección no lineal con decodificación

Viterbi con decisión suave en aproximadamente 5 dB. Para el nivel de $\text{SNR} = 6$ dB, se obtuvo un rendimiento superior de 4 dB con respecto al uso del turbo decodificador en un sistema OFDM convencional con detección LMMSE. Se observa que la turbo decodificación en un sistema OFDM convencional con detección de LMMSE tienen un piso de error notable por arriba de los 10 dB de SNR, esto debido a que el detector de LMMSE no es adecuado para mitigar ICI, causando el aumento en errores de bits durante la turbo decodificación. La diferencia en el rendimiento del turbo decodificador con datos cuantificados (Q) y datos no cuantificados (UQ) es aproximadamente 0.5 dB a partir de 7 dB de SNR, con una BER inferior a 10^{-4} en ambos casos.

La Figura 5.4 muestra la BER-vs-SNR logrado por la turbo decodificación con decisión suave y la detección OSIC, en comparación con la decodificación Viterbi con decisión dura/suave y detección lineal/no lineal, ambas en un sistema DFTS-OFDM. Se puede observar que la detección propuesta OSIC con decodificación Viterbi con decisión suave supera en 2 dB el rendimiento alcanzado por la misma detección con decisión dura Viterbi. Para el caso específico de $\text{SNR} = 13$ dB, la detección OSIC con decisión suave y decodificación Viterbi supera en 4 dB a la detección LMMSE con decisión dura y decodificación Viterbi, además de no presentar el error de piso mostrado en la detección LMMSE en valores altos de SNR. El rendimiento del turbo decodificador es muy superior al del decodificador Viterbi, lo que justifica el costo computacional adicional en el receptor. La detección OSIC propuesta junto con la turbo decodificación logra una reducción de 6 dB de la SNR con respecto a la detección OSIC con decodificación Viterbi y una reducción de 8 dB en comparación con la detección LMMSE y decodificación Viterbi para lograr una tasa de $\text{BER} = 10^{-4}$.

5.6. Observaciones finales del capítulo

En este capítulo se evaluaron distintas configuraciones de receptores OFDM para canales V2V. Se encontró que la configuración DFTS-OFDM con turbo decodificación y detección OSIC logra el mejor desempeño en BER a niveles bajos de SNR, además de mantener una complejidad computacional cercana a la de los receptores

OFDM convencionales. Los resultados muestran que la turbo decodificación supera a la decodificación de Viterbi con decision dura/suave, en al menos 6 dB de SNR. Además, la combinación de la turbo codificación y la detección no lineal supera significativamente a la turbo codificación con detección lineal. Esto último, enfatiza la necesidad de implementar un detector no lineal de baja complejidad computacional. Los resultados encontrados, pueden ser utilizados para el diseño de sistemas de comunicación multiportadora con mitigación eficiente de ICI para canales V2V.

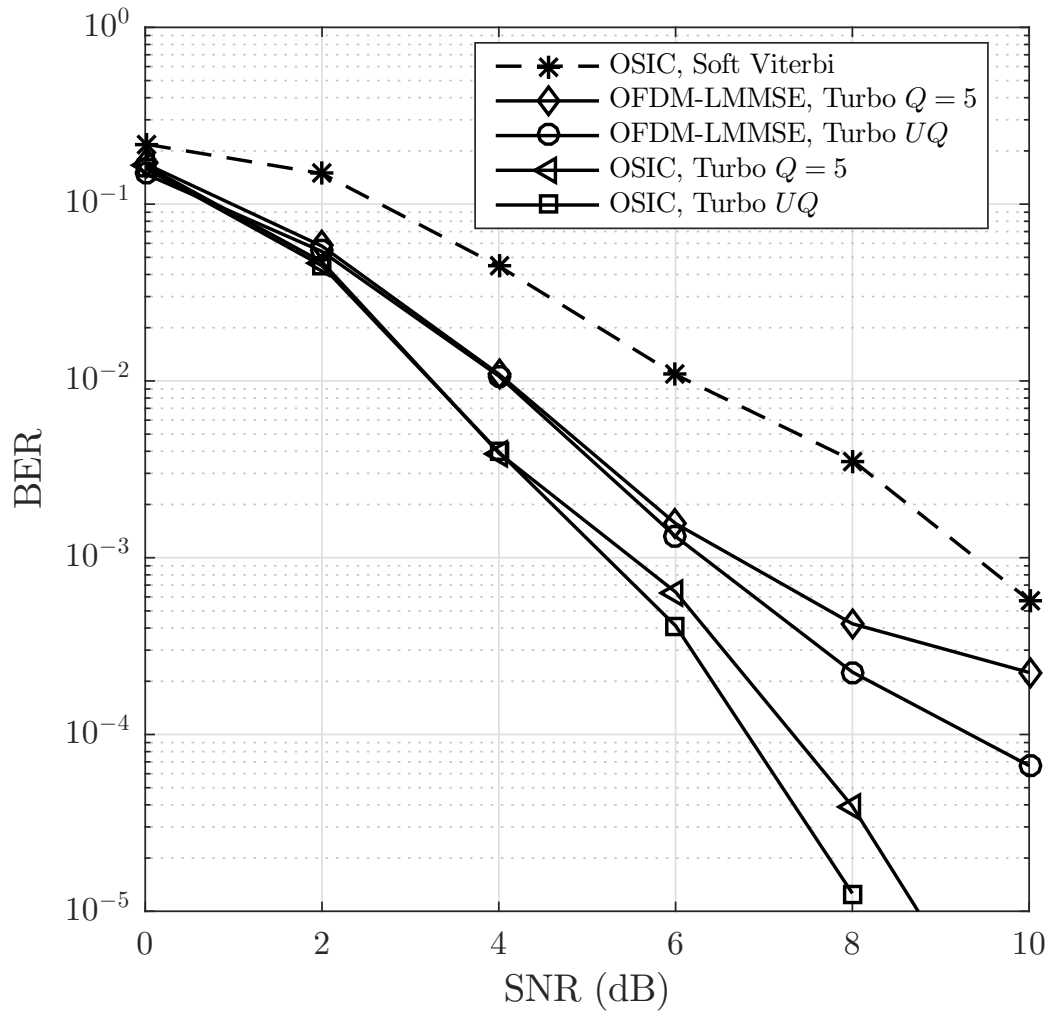


Figura 5.3: Prueba de BER vs SNR del sistemas OFDM con turbo decodificación y detección OSIC bajo un escenario V2V NLOS, con $\tau_{RMS} = 0,4\mu s$ y $f_D = 1kHz$.

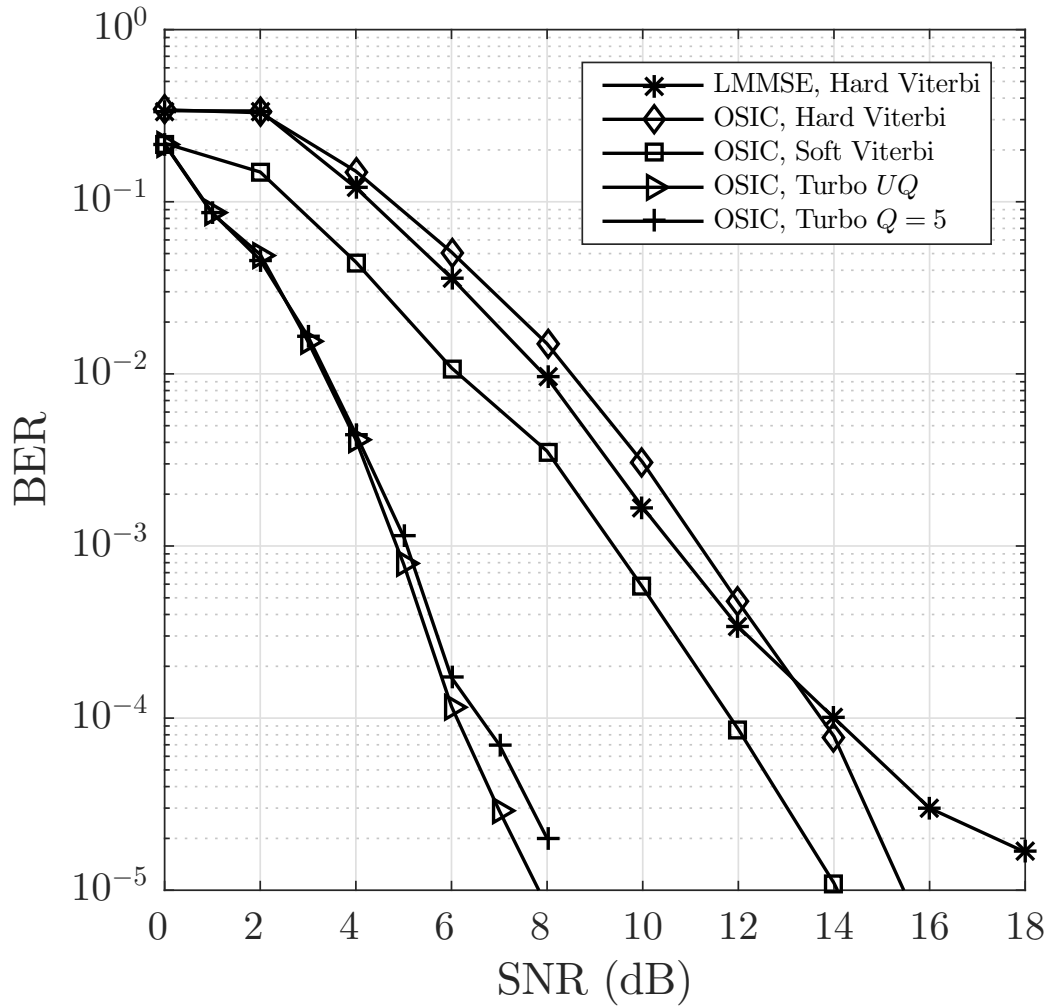


Figura 5.4: Comparación en BER vs SNR del sistemas OFDM con FEC Viterbi/turbo y detección lineal/no lineal, bajo un escenario V2V NLOS, con $\tau_{RMS} = 0,4\mu s$ y $f_D = 1kHz$.

Capítulo 6

Resumen de contribuciones y trabajo a futuro

Resultados

Con respecto a los objetivos descritos en el capítulo 1, se obtuvieron los siguientes resultados:

- Para el caso del estándar 802.11p se propuso un sistema de comunicación totalmente compatible con los requerimientos de la capa física del estándar.
- El nuevo modelo de señal reportado es capaz de incorporar la diversidad frecuencial del canal, volviendo al sistema robusto a canales dispersivos en comparación con sistemas OFDM convencionales.
- Los algoritmos de detección no lineales de baja complejidad computacional propuestos mantienen una complejidad por debajo de la complejidad del detector LMMSE de $\mathcal{O}(N^3)$. Esta contribución toma importancia, debido a que los detectores no lineal son adecuados para mitigar la ICI originada por el canal V2V altamente dispersivo.
- El modelo de señal con diversidad frecuencial propuesto, aumenta en gran medida el desempeño de la detección no lineal. Es importante mencionar que lo antes mencionado, no se encuentra reportado en la literatura. Esta contribución

se destaca porque el desempeño del sistema propuesto es mejor en términos de BER, que la detección lineal y no lineal en sistemas OFDM convencionales de mayor complejidad computacional.

- Se evaluaron distintas configuraciones de receptores multiportadoras, realizando variaciones en las etapas de: modulación, codificación y detección. Se encontró que el modelo de señal propuesto disminuye la probabilidad de errores de bits durante decodificación de los datos.
- Por último se propone el uso de portadoras virtuales como un medio intuitivo para disminuir la ICI y el costo computacional requerido en el receptor.

Producción

Artículos de conferencias

- J.A. Del Puerto-Flores, F. Peña-Campos, J. Cortez-Gonzales, E. Romero-Aguirre and R. Parra-Michel. Evaluation of OFDM Systems With Virtual Carriers Over V2V Channels, *9th IEEE Annual Information Technology, Electronics and Mobile Communication Conference (IEMCON)*, Vancouver Canada, del 1 al 3 de noviembre de 2018.
- J.A. Del Puerto-Flores, F. Peña-Campos, J. Cortez-Gonzales, Lennin C.-Yllescas and R. Parra-Michel. Performance Evaluation of Turbo Decoding in DFTS-OFDM Systems over V2V Channel, *IEEE 10th Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*, Guadalajara, México, del 14 al 16 de noviembre de 2018.

Artículos de revistas

- J.A. Del Puerto-Flores, F. Peña-Campos, J. Cortez-Gonzales and R. Parra-Michel. Carrier Diversity Incorporation to Low-Complexity Near-ML Detection for Multicarrier Systems over V2V Radio Channel. *Por someter*.

- J.A. Del Puerto-Flores, F. Peña-Campos, J.L. Naredo-Villagran and R. Parra-Michel. Channel Characterization and SC-FDM modulation for PLC in High Voltage Power lines. *Por someter*.

Patente

- “Sistema de comunicación multiportadora para canales doblemente selectivos utilizando dispersión en frecuencia y cancelación no lineal de interferencia”, J.A. Del Puerto-Flores, F. Peña-Campos, J. Cortez-Gonzales y R. Parra-Michel, presentada por el CINVESTAV al Instituto Mexicano de Propiedad Intelectual el 20 de Diciembre del 2017; asignándole el archivo MX/E/2017/095816. *Sometida*.

6.1. Conclusiones

A través del desarrollo de la tesis, los análisis de los trabajos reportados y el planteamiento de la problemática en comunicaciones V2V, podemos concluir lo siguiente:

- El grave problema de ICI en canales V2V puede ser mitigado eficientemente con la ayuda de detectores no lineales. Específicamente el detector Near-ML de baja complejidad propuesto, mejora el desempeño en términos de BER en comparación con sistemas OFDM convencionales.
- El modelo de señal propuesto explota de manera eficiente la diversidad frecuencial del canal, conservando la integridad de los datos transmitidos durante la recepción.
- Finalmente, se deja en claro que el modelado de sistemas de comunicaciones V2V se vuelve una tarea exigente al requerir el conocimiento de temas específicos como: modelado de canales, estimación de canales doblemente dispersivos, codificación de canal, detección y precodificación de datos. Los temas mencionados se vuelve de gran importancia si se desea proponer sistemas de comunicaciones adecuados para contrarrestar las distorsiones ocasionadas canales V2V.

6.2. Trabajo futuro

Las líneas de investigación que actualmente siguen abiertas, exponen los trabajos y posibles contribuciones a futuro que quedan por realizarse en el área de comunicaciones V2V. Los principales temas son los siguientes:

- Con el fin de volver al sistema propuesto menos susceptible a la ICI, es necesario explorar esquemas de modulaciones por índice de portadora. Los esquemas de modulación por índice de portadora proveen una mayor separación entre subportadoras, con lo cual, la integridad de las subportadoras de datos no serán comprometidas por la ICI. Dicho esquema de modulación es totalmente compatible con el sistema propuesto en la tesis.
- Extender el sistema propuesto a sistemas MIMO, contemplando la interferencia anexada por los grados de libertad presentes en entornos multiusuarios y la interferencia entre antenas.
- Debido al cambio continuo de escenarios en comunicaciones V2V, la clasificación en tiempo real del escenario presente durante la comunicación es necesaria. Con la ayuda del clasificador de escenario se podría conmutar a detectores de muy baja complejidad computacional como lo es LS.
- Adecuar el sistema propuesto a esquemas nuevos de comunicaciones inalámbricas 5G. Adaptando el modelo de simulación con los requerimientos propuestos para la tecnología 5G.

Bibliografía

- [AMI07a] G. Acosta-Marum and M. A. Ingram. Six time- and frequency-selective empirical channel models for vehicular wireless LANs. In *2007 IEEE 66th Vehicular Technology Conference*, pages 2134–2138, Sept 2007.
- [AMI07b] Guillermo Acosta-Marum and M. A. Ingram. Six time- and frequency-selective empirical channel models for vehicular wireless LANs. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2(4):4–11, Dec 2007.
- [ASLC06] S. Ahmed, M. Sellathurai, S. Lambotharan, and J. A. Chambers. Low-complexity iterative method of equalization for single carrier with cyclic prefix in doubly selective channels. *IEEE Signal Processing Letters*, 13(1):5–8, Jan 2006.
- [BCD11] A. Bourdoux, H. Cappellet, and A. Dejonghe. Channel tracking for fast time-varying channels in IEEE802.11p systems. In *2011 IEEE Global Telecommunications Conference - GLOBE-COM 2011*, pages 1–6, Dec 2011.
- [BCZB10] L. Bernado, N. Czink, T. Zemen, and P. Belanovic. Physical layer simulation results for IEEE 802.11p using vehicular non-stationary channel model. In *2010 IEEE International Conference on Communications Workshops*, pages 1–5, May 2010.
- [CG02] Xiaodong Cai and G. B. Giannakis. Low-complexity ICI suppression for OFDM over time- and frequency-selective Rayleigh fa-

- ding channels. In *Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2002.*, volume 2, pages 1822–1826 vol.2, Nov 2002.
- [CHK07] J. Cha, J. Ha, and J. Kang. Low-complexity iterative QRD-M detection algorithm for V-BLAST systems. *Electronics Letters*, 43(24):1374–1376, Nov 2007.
- [CKkC⁺09] Woong Cho, S. I. Kim, H. k. Choi, H. S. Oh, and Dong Yong Kwak. Performance evaluation of V2V/V2I communications: The effect of midamble insertion. In *2009 1st International Conference on Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace Electronic Systems Technology*, pages 793–797, May 2009.
- [CWL⁺09] X. Cheng, C. X. Wang, D. I. Laurenson, S. Salous, and A. V. Vasilakos. An adaptive geometry-based stochastic model for non-isotropic MIMO mobile-to-mobile channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(9):4824–4835, September 2009.
- [CWW⁺12] X. Cheng, C. X. Wang, H. Wang, X. Gao, X. H. You, D. Yuan, B. Ai, Q. Huo, L. Y. Song, and B. L. Jiao. Cooperative MIMO channel modeling and multi-link spatial correlation properties. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 30(2):388–396, February 2012.
- [CYW⁺13a] X. Cheng, Q. Yao, C. X. Wang, B. Ai, G. L. Stuber, D. Yuan, and B. L. Jiao. An improved parameter computation method for a MIMO V2V rayleigh fading channel simulator under non-isotropic scattering environments. *IEEE Communications Letters*, 17(2):265–268, February 2013.
- [CYW⁺13b] X. Cheng, Q. Yao, M. Wen, C. X. Wang, L. Y. Song, and B. L. Jiao. Wideband channel modeling and intercarrier interference cancellation for Vehicle-to-Vehicle communication systems.

- IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 31(9):434–448, September 2013.
- [CZ04] Shaoping Chen and Cuitao Zhu. ICI and ISI analysis and mitigation for OFDM systems with insufficient cyclic prefix in time-varying channels. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 50(1):78–83, Feb 2004.
- [DGC03a] M. O. Damen, H. El Gamal, and G. Caire. On maximum-likelihood detection and the search for the closest lattice point. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(10):2389–2402, Oct 2003.
- [DGC03b] M. O. Damen, H. El Gamal, and G. Caire. On maximum-likelihood detection and the search for the closest lattice point. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(10):2389–2402, October 2003.
- [DS07] S. Das and P. Schniter. Max-SINR ISI/ICI-shaping multicarrier communication over the doubly dispersive channel. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 55(12):5782–5795, Dec 2007.
- [DZA⁺12] X. Dai, R. Zou, J. An, X. Li, S. Sun, and Y. Wang. Reducing the Complexity of Quasi-Maximum-Likelihood Detectors Through Companding for Coded MIMO Systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(3):1109–1123, March 2012.
- [FBC⁺12] J. A. Fernandez, K. Borries, L. Cheng, B. V. K. Vijaya Kumar, D. D. Stancil, and F. Bai. Performance of the 802.11p physical layer in vehicle-to-vehicle environments. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(1):3–14, Jan 2012.
- [FYG15] R. Fan, Y. J. Yu, and Y. L. Guan. Generalization of Orthogonal Frequency Division Multiplexing With Index Modulation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 14(10):5350–5359, Oct 2015.

- [GL16] Gene H. Golub and Charles F. Van Loan. *Matrix Computations*. Johns Hopkins University Press, fourth edition, 2016.
- [GN04a] Zhan Guo and P. Nilsson. Reduced complexity schnorr-euchner decoding algorithms for mimo systems. *IEEE Communications Letters*, 8(5):286–288, May 2004.
- [GN04b] Zhan Guo and P. Nilsson. Reduced complexity Schnorr-Euchner decoding algorithms for MIMO systems. *IEEE Communications Letters*, 8(5):286–288, May 2004.
- [HKM⁺04] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, M. Sawahashi, T. Itoh, Y. Kakura, A. Ushirokawa, and H. Seki. Likelihood function for QRM-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance for OFCDM MIMO multiplexing in multipath fading channel. In *2004 IEEE 15th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (IEEE Cat. No.04TH8754)*, volume 2, pages 1142–1148 Vol.2, September 2004.
- [HL08] H. Hartenstein and L. P. Laberteaux. A tutorial survey on vehicular ad hoc networks. *IEEE Communications Magazine*, 46(6):164–171, June 2008.
- [HM11a] Franz Hlawatsch and Gerald Matz. *Wireless communications over rapidly time-varying channels*. Academic Press. Academic Press, 2011.
- [HM11b] Franz Hlawatsch and Gerald Matz. *Wireless communications over rapidly time-varying channels*. Academic Press, 2011.
- [HMB06] L. Huang, G. Mathew, and J. W. M. Bergmans. Pilot-Aided Channel Estimation for Systems with Virtual Carriers. In *2006 IEEE International Conference on Communications*, volume 7, pages 3070–3075, June 2006.
- [HS06a] S. J. Hwang and P. Schniter. Efficient sequence detection of multi-carrier transmissions over doubly dispersive channels. In

2006 IEEE 7th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, pages 1–5, July 2006.

- [HS06b] Sung-Jun Hwang and Philip Schniter. Efficient Sequence Detection of Multicarrier Transmissions over Doubly Dispersive Channels. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2006(1):093638, August 2006.
- [HV01] B. Hassibi and H. Vikalo. On the expected complexity of sphere decoding. In *Conference Record of Thirty-Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (Cat.No.01CH37256)*, volume 2, pages 1051–1055 vol.2, November 2001.
- [HV05] B. Hassibi and H. Vikalo. On the sphere-decoding algorithm i. expected complexity. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 53(8):2806–2818, Aug 2005.
- [IEE10] IEEE Draft Standard for Information Technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications Amendment : Wireless Access in Vehicular Environments. *IEEE Unapproved Draft Std P802.11p /D11.0*, Mar 2010, 2010.
- [JCC99] Won Gi Jeon, Kyung Hi Chang, and Yong Soo Cho. An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels. *IEEE Transactions on Communications*, 47(1):27–32, Jan 1999.
- [KC08] B. s Kim and K. Choi. A Very Low Complexity QRD-M Algorithm Based on Limited Tree Search for MIMO Systems. In *VTC Spring 2008 - IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1246–1250, May 2008.

- [Kim99] Jin Young Kim. Performance of OFDM/CDMA system with turbo coding in a multipath fading channel. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 45(2):372–379, May 1999.
- [KKH93] Hyunkee Min Sooyong Choi Kyungchul Kwak, Sungeun Lee and Daesik Hong. *Fundamentals of statistical signal processing, Volume I: Estimation Theory*. Prentice-Hall Signal Processing Series, 1993.
- [KOC08a] Sang In Kim, Hyun Seo Oh, and Hyun Kyun Choi. Mid-ambly aided OFDM performance analysis in high mobility vehicular channel. In *2008 IEEE Intelligent Vehicles Symposium*, pages 751–754, June 2008.
- [KOC08b] Sang In Kim, Hyun Seo Oh, and Hyun Kyun Choi. Mid-ambly aided OFDM performance analysis in high mobility vehicular channel. In *2008 IEEE Intelligent Vehicles Symposium*, pages 751–754, June 2008.
- [LBH⁺07] P. Luethi, A. Burg, S. Haene, D. Perels, N. Felber, and W. Fichtner. VLSI implementation of a high-speed iterative sorted MMSE QR decomposition. In *2007 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pages 1421–1424, May 2007.
- [LL10] C. S. Lin and J. C. Lin. Novel channel estimation techniques in IEEE 802.11p environments. In *2010 IEEE 71st Vehicular Technology Conference*, pages 1–5, May 2010.
- [LSLC09a] C. S. Lin, C. K. Sun, J. C. Lin, and B. C. Chen. Performance evaluations of channel estimations in IEEE 802.11p environments. In *2009 International Conference on Ultra Modern Telecommunications Workshops*, pages 1–5, Oct 2009.
- [LSLC09b] C. S. Lin, C. K. Sun, J. C. Lin, and B. C. Chen. Performance evaluations of channel estimations in IEEE 802.11p environments.

- In *2009 International Conference on Ultra Modern Telecommunications Workshops*, pages 1–5, Oct 2009.
- [LWCY16] Y. Li, M. Wen, X. Cheng, and L. Yang. Index modulated OFDM with ICI self-cancellation for V2X communications. In *2016 International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC)*, pages 1–5, Feb 2016.
- [LXH17] T. Lu, Z. Xu, and B. Huang. An event-based nonintrusive load monitoring approach: Using the simplified viterbi algorithm. *IEEE Pervasive Computing*, 16(4):54–61, October 2017.
- [MMK⁺11a] C. F. Mecklenbrauker, A. F. Molisch, J. Karedal, F. Tufvesson, A. Paier, L. Bernado, T. Zemen, O. Klemp, and N. Czink. Vehicular Channel Characterization and Its Implications for Wireless System Design and Performance. *Proceedings of the IEEE*, 99(7):1189–1212, July 2011.
- [MMK⁺11b] C. F. Mecklenbrauker, A. F. Molisch, J. Karedal, F. Tufvesson, A. Paier, L. Bernado, T. Zemen, O. Klemp, and N. Czink. Vehicular Channel Characterization and Its Implications for Wireless System Design and Performance. *Proceedings of the IEEE*, 99(7):1189–1212, July 2011.
- [MYA12] H. Moroga, T. Yamamoto, and F. Adachi. Iterative overlap td-qrm-ml block signal detection for single-carrier transmission without cp insertion. In *2012 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, pages 1–5, Sept 2012.
- [NSK11] J. Nuckelt, M. Schack, and T. Kurner. Performance evaluation of Wiener filter designs for channel estimation in vehicular environments. In *2011 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, pages 1–5, Sept 2011.
- [NTF17] S. Naima, B. F. Tarek, and D. Fatima. Compromise between spectral efficiency and interference cancellation in OFDM system.

In *2017 International Conference on Engineering MIS (ICEMIS)*, pages 1–7, May 2017.

- [PCCALGPM13a] F. Pena-Campos, R. Carrasco-Alvarez, O. Longoria-Gandara, and R. Parra-Michel. Estimation of Fast Time-Varying Channels in OFDM Systems Using Two-Dimensional Prolate. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 12(2):898–907, February 2013.
- [PCCALGPM13b] F. Pena-Campos, R. Carrasco-Alvarez, O. Longoria-Gandara, and R. Parra-Michel. Estimation of fast time-varying channels in OFDM systems using two-dimensional prolate. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 12(2):898–907, February 2013.
- [PS09] S. Pramono and Sugihartono. The performance of turbo coded orthogonal frequency division multiplexing in rayleigh fading channel. In *International Conference on Instrumentation, Communication, Information Technology, and Biomedical Engineering 2009*, pages 1–6, Nov 2009.
- [RBL05a] L. Rugini, P. Banelli, and G. Leus. Simple equalization of time-varying channels for ofdm. *IEEE Communications Letters*, 9(7):619–621, July 2005.
- [RBL05b] L. Rugini, P. Banelli, and G. Leus. Simple equalization of time-varying channels for OFDM. *IEEE Communications Letters*, 9(7):619–621, July 2005.
- [RGPEPM⁺13] A. Rodriguez-Garcia, L. Pizano-Escalante, R. Parra-Michel, O. Longoria-Gandara, and J. Cortez. Fast fixed-point divider based on Newton-Raphson method and piecewise polynomial approximation. In *2013 International Conference on Reconfigurable Computing and FPGAs (ReConFig)*, pages 1–6, Dec 2013.

- [SKSP07] W. Shin, H. Kim, M. h Son, and H. Park. An Improved LLR Computation for QRM-MLD in Coded MIMO Systems. In *2007 IEEE 66th Vehicular Technology Conference*, pages 447–451, September 2007.
- [SM08] I. Sen and D. W. Matolak. Vehicle-to-vehicle channel models for the 5-GHz band. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 9(2):235–245, June 2008.
- [TB02] F. Tosato and P. Bisaglia. Simplified soft-output demapper for binary interleaved COFDM with application to HIPERLAN/2. In *2002 IEEE International Conference on Communications. Conference Proceedings. ICC 2002 (Cat. No.02CH37333)*, volume 2, pages 664–668 vol.2, 2002.
- [TL08] Z. Tang and G. Leus. A novel receiver architecture for single-carrier transmission over time-varying channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 26(2):366–377, February 2008.
- [TSD04] Lang Tong, B. M. Sadler, and Min Dong. Pilot-assisted wireless transmissions: general model, design criteria, and signal processing. *IEEE Signal Processing Magazine*, 21(6):12–25, Nov 2004.
- [TYA11] K. Temma, T. Yamamoto, and F. Adachi. Improved 2-step qrm-ml block signal detection for single-carrier transmission. In *2011 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, pages 1–5, Sept 2011.
- [VB99] E. Viterbo and J. Boutros. A universal lattice code decoder for fading channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(5):1639–1642, July 1999.
- [Ver98] Sergio Verdu. *Multiuser Detection*. Cambridge University Press, 1998.

- [WBKK03a] D. Wubben, R. Bohnke, V. Kuhn, and K. . Kammeyer. MMSE extension of V-BLAST based on sorted QR decomposition. In *2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall (IEEE Cat. No.03CH37484)*, volume 1, pages 508–512 Vol.1, Oct 2003.
- [WBKK03b] D. Wubben, R. Bohnke, V. Kuhn, and K. D. Kammeyer. Mmse extension of v-blast based on sorted qr decomposition. In *2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall (IEEE Cat. No.03CH37484)*, volume 1, pages 508–512 Vol.1, Oct 2003.
- [WBR⁺01a] D. Wubben, R. Bohnke, J. Rinas, V. Kuhn, and K. D. Kamme-
yer. Efficient algorithm for decoding layered space-time codes. *Electronics Letters*, 37(22):1348–1350, Oct 2001.
- [WBR⁺01b] D. Wubben, R. Bohnke, J. Rinas, V. Kuhn, and K. D. Kamme-
yer. Efficient algorithm for decoding layered space-time codes. *Electronics Letters*, 37(22):1348–1350, Oct 2001.
- [WSX⁺09] K. Wu, L. Sang, C. Xiong, X. Zhang, and D. Yang. Novel QRM-
MLD algorithm for V-BLAST systems with permuted channel
matrix. In *2009 IEEE 20th International Symposium on Perso-
nal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pages 2484–2488,
Sept 2009.
- [xWCL09] C. x. Wang, X. Cheng, and D. I. Laurenson. Vehicle-to-vehicle
channel modeling and measurements: recent advances and futu-
re challenges. *IEEE Communications Magazine*, 47(11):96–103,
November 2009.
- [YKGI03] Jiang Yue, Kyeong Jin Kim, J. D. Gibson, and R. A. Iltis. Chan-
nel estimation and data detection for MIMO-OFDM systems.
In *IEEE Global Telecommunications Conference, 2003. GLOBE-
COM '03*, volume 2, pages 581–585 Vol.2, December 2003.

- [ZBCM12a] T. Zemen, L. Bernado, N. Czink, and A. F. Molisch. Iterative time-variant channel estimation for 802.11p using generalized discrete prolate spheroidal sequences. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(3):1222–1233, March 2012.
- [ZBCM12b] T. Zemen, L. Bernado, N. Czink, and A. F. Molisch. Iterative time-variant channel estimation for 802.11p using generalized discrete prolate spheroidal sequences. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(3):1222–1233, March 2012.
- [ZM12] T. Zemen and A. F. Molisch. Adaptive reduced-rank estimation of nonstationary time-variant channels using subspace selection. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(9):4042–4056, Nov 2012.