

Performance of MRC Detection in OFDM System with Virtual Carriers over V2V Channels

J. A. Del Puerto-Flores*, Joaquín Cortez[†], Carlos A. Gutiérrez[‡], Carolina Del Valle-Soto*,
Ramiro Velázquez[§], Leonardo J. Valdivia *

* Universidad Panamericana, Facultad de Ingeniería, Alvaro del Portillo 49, Zapopan, Jalisco, 45010, Mexico.

[†] Department of Electrical and Electronics Engineering, Sonora Institute of Technology, Sonora, Mexico.

[‡] Faculty of Science, Universidad Autonoma de San Luis Potosí, San Luis Potosí, Mexico.

[§] Facultad de Ingeniería, Universidad Panamericana, Aguascalientes, Ags., Mexico.

E-mails: jpuerto@up.edu.mx, joaquin.cortez@itson.edu.mx, cgutierrez@uaslp.com, cvalle@up.edu.mx,
rvelazquez@up.edu.mx, lvaldivia@up.edu.mx

Abstract—The vehicle-to-vehicle (V2V) communications require to transmit over doubly selective channels (DSC) with high intercarrier interference (ICI). These characteristics degrade the performance significantly in terms of bit error rate (BER) of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems. State-of-the-art solutions involve receivers with high computational complexity or a reduced system spectral efficiency. This paper investigates the BER performance of OFDM system with virtual carriers (VC) employing the maximal ratio combining (MRC)-based low-complexity detector. The results obtained show that the use of VC provides diversity in the data received, which allows to obtain a gain of ≥ 5 dB compared to the OFDM system with linear/non-linear detector. In addition, the proposed detector has linear complexity, which makes it an attractive solution for the implementation of real-time vehicular systems.

Index Terms—Maximal Ratio Combining (MRC), OFDM systems, Virtual Carriers, Vehicular Communications, V2V.

I. INTRODUCCIÓN

Una parte esencial en los emergentes sistemas de transporte inteligente (STI) son las nuevas tecnologías para la transmisión de información en tiempo real, lo anterior requiere incluir enlaces de comunicación vehículo a infraestructura (V2I, por sus siglas en inglés) y de vehículo a vehículo (V2V, por sus siglas en inglés) [1], [2], este tipo de enlaces requieren operar en canales doblemente selectivos (DSC, por sus siglas en inglés) a altas tasas de transmisión. Estos factores ocasionan que los sistemas de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM, por sus siglas en inglés) sufran de un grave problema denominado interferencia interportadora (ICI, por sus siglas en inglés) [3]. En los sistemas de comunicación V2V, la ICI se acentúa debido a las altas frecuencias de dispersión Doppler originadas por alta movilidad presente en los enlaces vehiculares [3], [4]. La ICI degrada fuertemente el rendimiento general de los sistemas OFDM-V2V ocasionando que las etapas de estimación de canal,

detección de datos y corrección de errores se vuelvan tareas extenuantes. Debido a la complejidad computacional requerida para implementar la ecualización del canal DSC los algoritmos de detección de datos han sido ampliamente estudiados bajo este escenario.

En el estado del arte es usual encontrar detectores lineales tales como mínimos cuadrados (LS, por sus siglas en inglés) o el detector lineal mínimo error cuadrático medio (LMMSE, por sus siglas en inglés) [5]. El desempeño de estos esquemas de detección es inferior en términos de tasa de error de bit (BER, por sus siglas en inglés) en comparación con los esquemas de detección no lineales ya que no reducen significativamente la ICI durante el proceso de detección ocasionado un bajo desempeño a niveles bajos de relación señal a ruido (SNR, por sus siglas en inglés) en canales V2V; no obstante, proporcionan como principal fortaleza una estructura y complejidad computacional mas simple volviéndolos viables para su implementación en hardware.

Por otro lado, los esquemas de detección no lineales hacen uso de la cardinalidad finita de los símbolos transmitidos para mejorar su desempeño. En esta categoría se incluyen los denominados canceladores sucesivos de interferencia ordenada (OSIC, por sus siglas en inglés) [6], ecualizadores de decisión retroalimentada (DFE) [7], el detector óptimo de máxima verosimilitud (ML, por sus siglas en inglés) [7], [8], etc. El desempeño de los detectores no lineales es mucho mejor que el de LMMSE en términos de BER, este desempeño se obtiene a expensas de un incremento considerable en la complejidad computacional, lo cual dificulta su posible implementación en sistemas en tiempo real. Con el objetivo de reducir la complejidad de estos esquemas de detección, para el caso del detector óptimo ML existen aproximaciones del tipo cuasi-ML las cuales son basadas en técnicas de búsqueda jerárquica y selectiva reduciendo el número de secuencias de búsqueda y la complejidad computacional [9], [10]. El precio de estas aproximaciones ocasionan una pérdida del desempeño en términos de BER respecto al ecualizador ML, debido a que existe la probabilidad de eliminar la secuencia óptima de

estimación en etapas tempranas de la búsqueda.

En sistemas OFDM convencionales, una técnica utilizada para contrarrestar la ICI es sacrificar deliberadamente la eficiencia espectral del sistema, lo anterior se obtiene aumentando la redundancia en los datos transmitidos en etapas de corrección de errores hacia adelante (FEC, por sus siglas en inglés) [11]–[13], o utilizando la asignación de portadoras virtuales (VC, por sus siglas en inglés) también conocidas como símbolos de guardas [14]–[18]. Diversos trabajos [6], [14], [16] exponen las ventajas del uso de VC durante la transmisión, logrando una mejora en el desempeño del sistema en términos BER y reducción en la complejidad requerida por los detectores lineales/no lineales, si embargo, los receptores reportados en el estado del arte no utilizan la diversidad de los datos la señal recibida durante el proceso de detección.

En este artículo, se propone utilizar VC como un medio para reducir la ICI y agregar diversidad en los datos de la señal recibida. Además, se utiliza un detector de datos de baja complejidad basado en la combinación de máxima razón (MRC, por sus siglas en inglés) para poder explotar la diversidad en los datos durante proceso de detección. Las simulaciones realizadas muestran una mejora significativa en el desempeño del sistema en términos BER en comparación con sistemas OFDM convencionales con detectores lineales y no lineales. En base a los resultados obtenidos se visualiza el compromiso entre la pérdida de eficiencia espectral y el bajo costo computacional requerido por la estimación MRC.

El resto del artículo está organizado de la siguiente manera. La Sección II describe el modelo sistema de transmisión con portadoras virtuales. En la Sección III se describe el algoritmo de detección utilizando el método de MRC para el sistema OFDM con VC. En la Sección IV se presenta la estructura computacional del transmisor y receptor propuesto. La Sección V muestra la complejidad computacional de los principales esquemas de detección para sistemas de comunicación inalámbricos. En la Sección VI se presentan las simulaciones y resultados obtenidos. Finalmente, la Sección VII resumen las conclusiones finales.

I-A. Notación

Las letras negritas minúsculas (mayúsculas) se utilizan para vectores (matrices); $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$ y $[\cdot]$ denotan los operadores de transpuesta, hermitiano y redondeo hacia arriba respectivamente; $\langle \cdot \rangle_N$ denota corrimiento circular de modulo N ; $E\{\cdot\}$ es el valor esperado. El operador $(\cdot)^k$ se refiere al k -ésimo símbolo OFDM siendo considerado.

II. MODELO DE SISTEMA

Se propone un sistema OFDM con un número total de $N = N_d + N_g + 1$ subportadoras, las cuales incluyen N_d subportadoras de datos, N_g subportadoras de guardas y la componente de DC. El k -ésimo símbolo OFDM transmitido en el dominio del tiempo (DT) $x^k[n]$, sin incluir

prefijo cíclico (CP, por sus siglas en inglés) se define por la ecuación:

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

donde N denota la longitud del símbolo OFDM y $s^k[m]$ es el m -ésimo símbolo de dato perteneciente a una constelación **M-QAM**. Una vez realizada la exclusión del CP, la señal recibida para el k -ésimo símbolo OFDM en su representación compleja banda base puede ser descrita por la siguiente convolución circular discreta:

$$y^k[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h^k[n, l] x^k[\langle n-l \rangle_N] + w^k[n], \quad (2)$$

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

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{H}^k \mathbf{x}^k + \mathbf{w}^k, \quad (3)$$

donde:

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

adicionalmente, \mathbf{H}^k es la matriz de canal de dimensión $N \times N$ cuyos elementos son formados por los coeficientes de la CIR utilizando la siguiente asignación:

$$[\mathbf{H}^k]_{n,n'} = h^k[(n, \langle n-n' \rangle_N)]. \quad (4)$$

El símbolo OFDM recibido en el dominio de la frecuencia (DF) se obtiene a partir de la multiplicación en ambos lados de la ecuación (3) por la matriz de transformada discreta de Fourier (DFT, por sus siglas en inglés) normalizada:

$$[\mathbf{F}]_{n,n'} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{(-j2\pi nn'/N)}, \quad (5)$$

obteniendo la siguiente ecuación del producto:

$$\mathbf{u}^k = \mathbf{F} \mathbf{H}^k \mathbf{x}^k + \mathbf{z}^k, \quad (6)$$

donde \mathbf{u}^k es el símbolo OFDM en el DF y \mathbf{z}^k es la DFT del vector de ruido. Debido a que la matriz \mathbf{F} es unitaria, la ecuación (6) puede ser reescrita de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^k &= \mathbf{F} \mathbf{H}^k \mathbf{F}^H \mathbf{F} \mathbf{x}^k + \mathbf{z}^k, \\ &= \mathbf{F} \mathbf{H}^k \mathbf{F}^H \mathbf{s}^k + \mathbf{z}^k, \end{aligned} \quad (7)$$

$$= \mathbf{G}^k \mathbf{s}^k + \mathbf{z}^k, \quad (8)$$

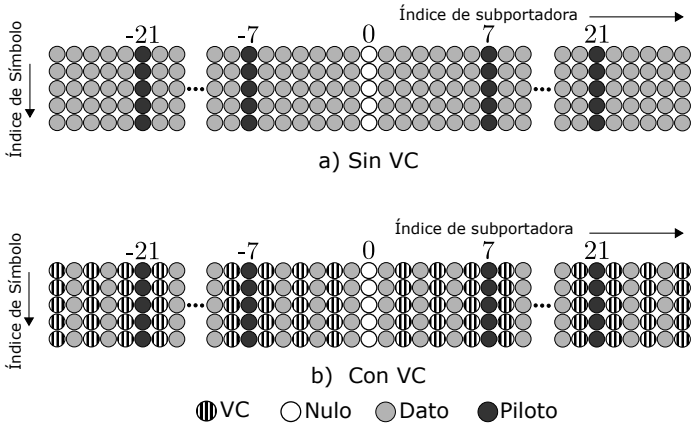


Figura 1: Ejemplo de asignación de portadoras virtuales en la trama 802.11p.

donde, \mathbf{s}^k es la DFT del vector de datos y $\mathbf{G}^k = \mathbf{F}\mathbf{H}^k\mathbf{F}^H$ es la matriz de canal en la frecuencia (CFM, por sus siglas en inglés). Si la CIR es variante en el tiempo provoca que la matriz \mathbf{G}^k no sea diagonal, lo cual se traduce e interpreta como un sistema con ICI.

II-A. Asignación de portadoras virtuales

La Figura 2 presenta la propuesta de modificación del transmisor OFDM convencional incorporando un bloque de asignación del vector de ceros \mathbf{Z}^{VC} para el uso de VC. Debido a la inclusión de VC se tienen solo $N_D = N(1 - 1/\nu)$ portadoras activas, donde $\nu = N/N_{VC}$ es el cociente del tamaño del símbolo OFDM y el numero de portadoras virtuales a utilizar. Se asume que las portadoras activas son colocadas en el índice de subportadora perteneciente al conjunto ψ , los elementos de β^k pueden ser expresado como:

$$\beta^k[n] = \begin{cases} x^k[n], & \text{si } n \in \psi, \\ 0, & \text{si } n \in \bar{\psi}, \end{cases} \quad (9)$$

donde $x^k[n]$ denota una muestra del vector de símbolo OFDM en el DT de (3), y $\bar{\psi}$ denota el conjunto complementario de ψ . Considerando el uso de VC la ecuación (3) puede ser reescrita como:

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{H}^k \beta^k + \mathbf{w}^k. \quad (10)$$

La Figura 1 presenta un ejemplo de la trama 802.11p con VC para el caso de $\nu = 2$.

III. DETECCIÓN MRC

Por el lado del receptor al aplicar la DFT al vector \mathbf{y}^k de (10), se obtiene:

$$\mathbf{u}^k = \mathbf{G}^k \delta^k + \mathbf{z}^k, \quad (11)$$

donde $\delta^k = \mathbf{F}\beta$, debido a la inclusión de VC el vector β^k tendrá ν réplicas de los N_D datos transmitidos en las portadoras activas. Tomando ventaja de la estructura matricial de (11) es posible obtener una forma equivalente

mas conveniente en términos de operadores de matrices tal y como se define a continuación:

$$\mathbf{u} = \Phi \delta + \mathbf{w} \quad (12)$$

donde

$$\mathbf{u} = [u[0] \ u[1] \ \cdots \ u[N-1]]^T \quad (13)$$

$$\mathbf{w} = [w[0] \ w[1] \ \cdots \ w[N-1]]^T, \quad (14)$$

$$(15)$$

la matriz Φ de tamaño $N \times N$ se define como:

$$\Phi = \begin{bmatrix} \phi_{(0,0)} & \phi_{(0,1)} & \cdots & \phi_{(0,\nu-1)} \\ \phi_{(1,0)} & \ddots & & \phi_{(1,\nu-1)} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \phi_{(\nu-1,0)} & \phi_{(\nu-1,1)} & \cdots & \phi_{(\nu-1,\nu-1)} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

donde, cada una de las sub-matrices $\phi_{i,j}$ contiene los coeficientes de la matriz de canal \mathbf{G} de acuerdo a la siguiente asignación:

$$\phi_{i,j} = \begin{bmatrix} g[0+i*N_D, 0+j*N_D] & \cdots & g[0+i*N_D, N_D+j*N_D] \\ g[1+i*N_D, 0+j*N_D] & \cdots & g[1+i*N_D, N_D+j*N_D] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g[N_D+i*N_D, 0+j*N_D] & \cdots & g[N_D+i*N_D, N_D+j*N_D] \end{bmatrix} \quad (17)$$

donde $i, j = \{0, 1, \dots, \nu-1\}$, δ es un vector de datos en el DF con ν réplicas ordenados secuencialmente:

$$\delta = [\delta_0^T \ \delta_1^T \ \cdots \ \delta_{\nu-1}^T]^T \quad (18)$$

y δ_q es un vector con estructura

$$\delta_q = [\delta_q^0 \ \delta_q^1 \ \cdots \ \delta_q^{N_D-1}]^T. \quad (19)$$

Posterior al procesamiento de la matriz Φ de (12), las réplicas de los datos transmitidos producidas por las VC, son utilizados para el detector de datos por medio del esquema de MRC [19] y así obtener el vector de estimado de símbolo $\hat{\mathbf{s}}$, el proceso de detección sub-óptimo se define por la siguiente ecuación:

$$\hat{\mathbf{s}} = \frac{\sum_{i=0}^{\nu-1} \sum_{j=0}^{\nu-1} \phi_{i,j} \delta_j}{\sum_{i=0}^{\nu-1} \sum_{j=0}^{\nu-1} |\phi_{i,j}|^2 + \sigma_w^2}. \quad (20)$$

Los ahorros en términos de complejidad computacional de esta aproximación respecto a cualquiera de las soluciones en el estado del arte son muy significativos, lo anterior se debe a que la ecualización por símbolo y combinado es mucho mas simple en términos de las operaciones que se requieren en los ecualizadores por bloques lineales/no-lineales.

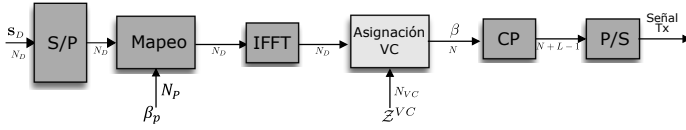


Figura 2: Transmisor OFDM con asignación de VC.

Tabla I: Complejidad computacional en términos de productos complejos por símbolo OFDM.

Detector	Complejidad
Full MLD	$\mathcal{O}(N\Omega^N)$
Conventional QR-MLD	$\mathcal{O}(N\Omega^N)$
OSIC	$\mathcal{O}(N^3)$
LS	$\mathcal{O}(N^3)$
LMMSE	$\mathcal{O}(N^3)$
MRC	$\mathcal{O}(N)$

IV. ESTRUCTURA COMPUTACIONAL

La arquitectura del transmisor y receptor se presentan en las Figuras 2 y 3. El transmisor retiene la estructura de transmisor OFDM convencional con la única diferencia del bloque de asignación que incorpora las VCs en la construcción del símbolo a transmitir. El receptor esta compuesto por cinco etapas principales. Primero se realiza la demodulación OFDM con ayuda del bloque FFT. La siguiente etapa consiste en el demapeo del símbolo OFDM en portadoras de datos y portadoras pilotos utilizados para la estimación del canal. Tercero, con ayuda del bloque; demapeo de VC se realiza el procesamiento para obtener los vectores de datos δ_q y las submatrices $\psi_{i,j}$ de canal V2V. Cuarto, se aplica el combinado entre las diferentes replicas δ_q para obtener el vector de datos transmitidos por las N_D portadoras activas. Finalmente, se realiza la demodulación QAM de los datos con la constelación correspondiente.

V. COMPLEJIDAD COMPUTACIONAL

Esta sección presenta una comparación de los esquemas de detección de datos mas comunes utilizados en canales doblemente selectivos. La Tabla I muestra el orden de la complejidad computacional requerida por los detectores lineales/no lineales. En particular, el uso de la diversidad en el receptor originada por las VC durante la transmisión, permite adecuar al algoritmo de detección MRC con una complejidad lineal de $\mathcal{O}(N)$, la cual representa una complejidad muy inferior en comparación con los detectores OSIC y LMMSE en un sistema OFDM con VC.

VI. SIMULACIÓN Y RESULTADOS

En el presente artículo se analizo el desempeño en términos de BER y complejidad computacional de un sistema OFDM cuando se incluyen VC durante la transmisión para generar diversidad en los datos recibidos en el receptor. El desempeño del receptor propuesto (ver Figura 3) se compara con el de un sistema OFDM con VC con la misma eficiencia espectral utilizando detección de datos lineal/no

Tabla II: Parámetros de simulación.

Parámetro	Valor
Modulación	OFDM
N	64
N_D	$48/\nu$
ν	2, 4
BW	10 MHz
Modulación en datos	4-QAM
Modelo de canal	Exponencial decreciente , Rayleigh fading (rms delay spread, $\tau_{RMS} = 0.4 \mu s$, $f_D = 1$ kHz)
Estimador de canal	Canal ideal

lineal. Las simulaciones se llevaron a cabo siguiendo las especificaciones del estándar 802.11p [1], replicando un escenario V2V con $v = 100$ km / h [20]. La Tabla II presenta los parámetros de configuración del sistema utilizados en nuestras simulaciones.

La Figura 4 muestra el desempeño BER-vs-SNR obtenido por el sistema OFDM propuesto con VC en la transmisión y detección MRC ($\nu = 2$) en los datos. Para el específico caso de SNR = 15 dB, el detector MRC supera por 5 y 7 dB a los detectores OSIC y MMSE respectivamente. Analizando las gráficas se puede resaltar claramente el bajo desempeño de los estimadores LS y MMSE, lo anterior se debe principalmente a que ambos no logran contrarrestar adecuadamente la ICI producida por el canal V2V. Por otro lado, se observa que el detector OSIC es adecuado para mitigar la ICI, sin embargo, durante su proceso de cancelación de interferencia no utiliza adecuadamente la diversidad en los datos. Debido al uso de VC durante la transmisión se debe sacrificar al menos la mitad de la eficiencia espectral de un sistema OFDM, sin embargo, esta pérdida de la eficiencia espectral puede ser compensada utilizando razones de códigos superiores en las etapas de FEC. El sistema propuesto no presenta un piso de error a niveles bajos SNR como el presentado en los detectores LS y MMSE debido a que la propuesta utiliza la diversidad de la señal OFDM recibida durante la detección MRC. Además, es importante mencionar que la complejidad computacional requerida por el detector MRC de $\mathcal{O}(N)$, es mucho inferior a la reportada por el detector lineal MMSE $\mathcal{O}(N^3)$.

Con la finalidad de poder observar el grado de incidencia que se tiene en el desempeño del sistema al aumentar la diversidad en los datos durante la detección MRC, se modifico el parámetro $\nu = 4$, en la Figura 5 muestra una comparación en BER-vs-SNR del sistema propuesto para dos valores distintos de ν . Para el caso específico de SNR = 15 dB, el sistema propuesto configurado con $\nu = 4$ supero por 5 dB al sistema configurado con $\nu = 2$. El incremento en el factor de ν ocasiona una notable mejora en el desempeño del sistema; esto se debe al incremento en la diversidad en el receptor ya que con un factor de $\nu = 4$ el sistema propuesto se comporta como un sistema de única entrada-múltiple salida (SIMO, por sus siglas en

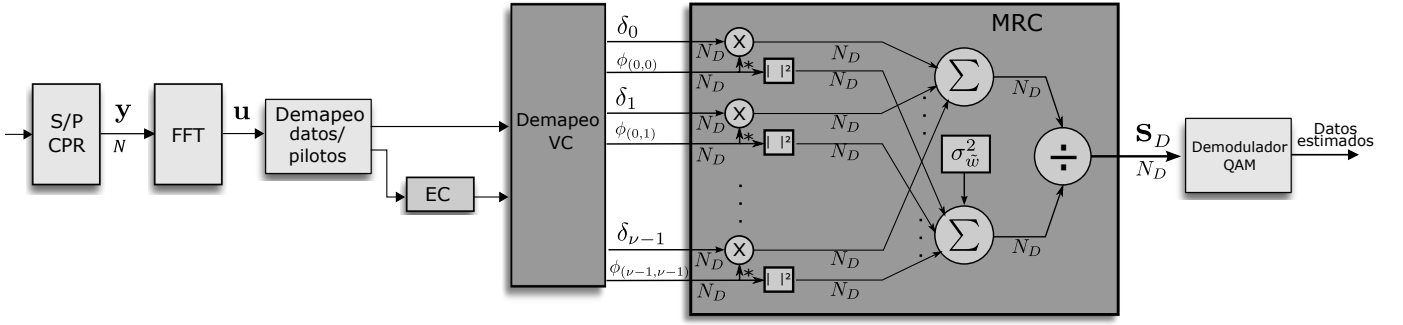


Figura 3: Receptor OFDM propuesto con detección MRC.

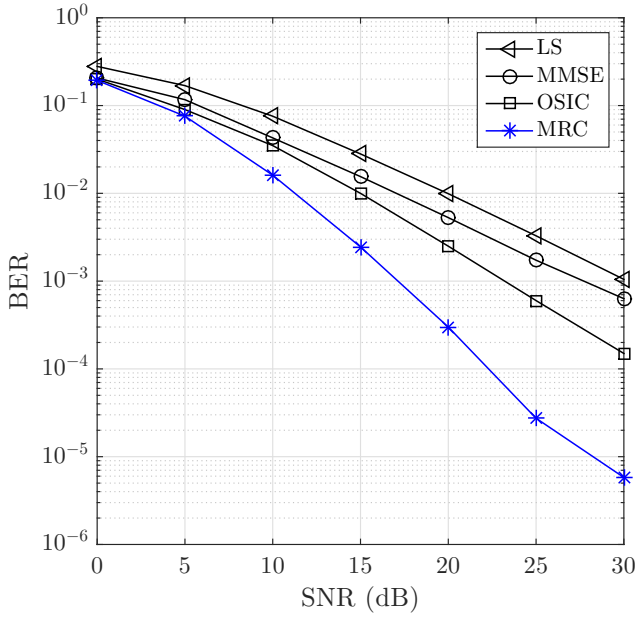


Figura 4: Comparación de BER vs SNR de los detectores LS, MMSE, OSIC y MRC en un canal V2V con un retardo de RMS de $0.4 \mu s$ y una frecuencia de dispersión Doppler de 1 kHz modelando un escenario sin línea de vista con desvanecimiento Rayleigh. El modelo de canal utiliza un perfil Doppler Jake's para cada tap de canal.

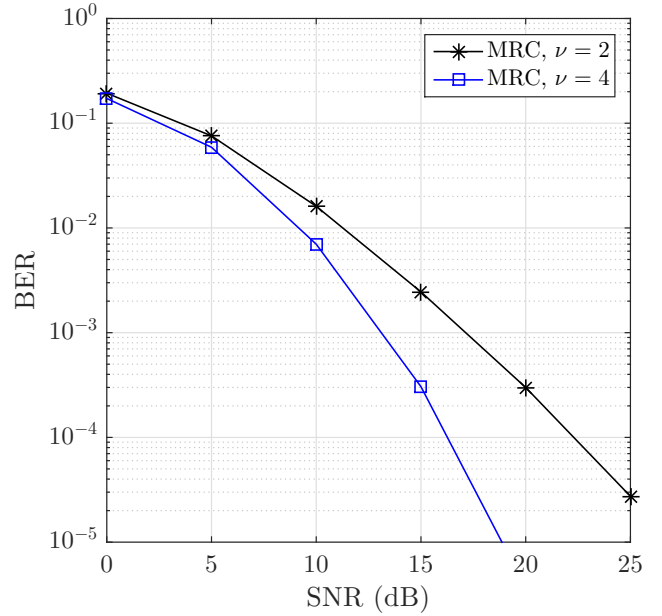


Figura 5: Comparación en desempeño de BER vs SNR del sistema propuesto con $\nu = 1$ y $\nu = 4$ para un perfil de potencia de retardo exponencial decreciente con un retardo de RMS de $0.4 \mu s$ y una frecuencia de dispersión Doppler de 1 kHz modelando un escenario sin línea de vista con desvanecimiento de Rayleigh. El modelo de canal utiliza un perfil Doppler Jake's para cada tap de canal.

inglés) equivalente a 1×4 al recibir cuatro réplicas del vector de datos transmitidos.

VII. CONCLUSIONES

En este artículo, se evaluó el desempeño en términos de BER y complejidad computacional para un sistema OFDM con VC, incluyendo la diversidad de la señal recibida en la detección de los datos. El uso de VC permite mantener la ortogonalidad de las subportadoras al aumentar la distancia de separación en frecuencias entre las subportadoras del símbolo OFDM, lo cual se traduce en una reducción de ICI. Del análisis de los resultados se muestra una ganancia entre 5 y 7 dB del sistema propuesto en comparación con un sistema OFDM convencional con detección OSIC y MMSE respectivamente. Debido al uso

de VC fue posible adaptar la detección MRC de baja complejidad en el receptor, esta propuesta nos ofrece una complejidad del detector igual a $\mathcal{O}(N)$. Finalmente, para compensar la pérdida de eficiencia espectral en un futuro se pretende incluir esquemas de modulación por índice o espacial en el sistema.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors thank PFCE 2019, CONACYT and ITSON research program (PROFAPI) for their support of this work.

REFERENCIAS

- [1] "IEEE Draft Standard for Information Technology - Telecommunications and information exchange between systems - Lo-

- cal 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.
- [2] H. Hartenstein and L. P. Laberteaux, "A tutorial survey on vehicular ad hoc networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, no. 6, pp. 164–171, June 2008.
- [3] G. Acosta-Marum and M. A. Ingram, "Six time- and frequency-selective empirical channel models for vehicular wireless LANs," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 2, no. 4, pp. 4–11, Dec 2007.
- [4] 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*, vol. 99, no. 7, pp. 1189–1212, July 2011.
- [5] Yang-Seok Choi, P. J. Voltz, and F. A. Cassara, "On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 8, pp. 1375–1387, Aug 2001.
- [6] J. A. Del Puerto-Flores, R. Parra-Michel, F. Peña-Campos, J. Cortez, and E. Romero-Aguirre, "Evaluation of OFDM Systems with Virtual Carriers Over V2V Channels," in *2018 IEEE 9th Annual Information Technology, Electronics and Mobile Communication Conference (IEMCON)*, Nov 2018, pp. 882–886.
- [7] F. Hlawatsch and G. Matz, *Wireless communications over rapidly time-varying channels*. Academic Press, 2011.
- [8] J. Cortez, C. A. Gutiérrez, F. R. Castillo-Soria, J. M. Luna-Rivera, F. M. Maciel-Barboza, and E. Ruiz, "Performance Evaluation of Spatial Modulation Techniques in Correlated MIMO V2V Channels," in *2018 IEEE Colombian Conference on Communications and Computing (COLCOM)*, May 2018, pp. 1–6.
- [9] S. 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*, July 2006, pp. 1–5.
- [10] J. Huang, S. Zhou, J. Huang, C. R. Berger, and P. Willett, "Progressive Inter-Carrier Interference Equalization for OFDM Transmission Over Time-Varying Underwater Acoustic Channels," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 5, no. 8, pp. 1524–1536, Dec 2011.
- [11] Y. Zhang, D. Yuan, X. Gao, and C. Gao, "Performance of convolutional codes under a new distance metric in Rayleigh fading channel," in *International Conference on Communication Technology Proceedings, 2003. ICCT 2003.*, vol. 2, April 2003, pp. 1496–1499 vol.2.
- [12] 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*, Nov 2009, pp. 1–6.
- [13] J. A. Del Puerto-Flores, L. C. Yllescas, R. Parra-Michel, F. Peña-Campos, and J. Cortez, "Performance Evaluation of Turbo Decoding in DFTS-OFDM Systems Over V2V Channel," in *2018 IEEE 10th Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*, Nov 2018, pp. 1–5.
- [14] 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)*, May 2017, pp. 1–7.
- [15] 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*, vol. 7, June 2006, pp. 3070–3075.
- [16] S. Chen and C. Zhu, "ICI and ISI analysis and mitigation for OFDM systems with insufficient cyclic prefix in time-varying channels," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 50, no. 1, pp. 78–83, Feb 2004.
- [17] 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)*, Feb 2016, pp. 1–5.
- [18] R. Fan, Y. J. Yu, and Y. L. Guan, "Generalization of Orthogonal Frequency Division Multiplexing With Index Modulation," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, no. 10, pp. 5350–5359, Oct 2015.
- [19] J. R. Barry, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt, *Digital communication*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [20] 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*, vol. 99, no. 7, pp. 1189–1212, July 2011.