



ANÁLISIS DEL RENDIMIENTO DE D-BLAST MIMO SOBRE SDR-USRP

D-BLAST MIMO PERFORMANCE ANALYSIS OVER SDR-USRP

Freddy Cárdenas¹ , Jairo Otáñez¹ , Juan Inga^{2,*} ,
 Esteban Inga³ , Andrés Ortega⁴

Recibido: 13-05-2021, Recibido tras revisión: 29-11-2021, Aceptado: 08-12-2021, Publicado: 01-01-2022

Resumen

Este artículo describe la implementación de la técnica basada en multiplexación espacial D-BLAST sobre equipos de radio definido por *software* (SDR), específicamente usando USRP Ettus Research x310; con el objetivo de afrontar el problema de la diversidad espacial que posee el esquema de MIMO Alamouti, al no poder incrementar el número de antenas del transmisor respecto al del receptor. El escenario de simulación fue en un ambiente *indoor* usando las herramientas de programación gráfica con el *software Labview Communications*, logrando un diseño más robusto de codificación basado en la no linealidad de ecuaciones matriciales, mitigando, de este modo, a través de la redundancia de información los efectos de la interferencia que genera el incremento propio de las antenas en el transmisor. Los resultados experimentales evaluados fueron la tasa de error de bit (BER) y la tasa de error de símbolo (SER) para determinar la efectividad de la diversidad espacial. La ganancia lograda fue alrededor de 10 dB y 7 dB en MIMO 2×2 y MIMO 3×2 respectivamente, usando la técnica D-BLAST simétrica.

Palabras clave: Alamouti, D-BLAST, MIMO, SDR, USRP

Abstract

This paper describes the implementation of technique based on D-BLAST spatial multiplexing over Software Defined Radio (SDR) equipment; specifically, using Universal Software Peripheral Radio (USRP) Ettus Research x310; with the aim of solve the problem of spatial diversity that the MIMO Alamouti scheme has, since it is not possible to increase the number of antennas of the transmitter with respect to the receiver. The simulation scenario was in an indoor environment using graphical programming tools with the *Labview Communications* Software, achieving a more robust coding design based on the nonlinearity of matrix equations, in this way, the effects of interference were mitigating through the redundancy of information due to the increase of the antennas at the transmitter. The experimental results evaluated were bit error rate (BER) and symbol error rate (SER) to determine the effectiveness of spatial diversity. The gain achieved was around 10dB and 7dB in MIMO 2×2 and MIMO 3×2 respectively, using the symmetric D-BLAST technique.

Keywords: Alamouti, D-BLAST, MIMO, SDR, USRP

¹Carrera de Ingeniería Electrónica / GITEL, Universidad Politécnica Salesiana, Cuenca, Ecuador.

^{2,*}Carrera de Telecomunicaciones / GITEL, Universidad Politécnica Salesiana, Cuenca, Ecuador.

Autor para correspondencia ✉: jinga@ups.edu.ec

³GIREI, Universidad Politécnica Salesiana, Quito, Ecuador.

⁴Centro de Estudios y Desarrollo Sostenible (CEDS), Universidad Tecnológica ECOTEC, Guayaquil, Ecuador.

Forma sugerida de citación: Cárdenas, F.; Otáñez, J.; Inga, J.; Inga, E. y Ortega, A. "Análisis del Rendimiento de D-BLAST MIMO sobre SDR-USRP," *Ingenius, Revista de Ciencia y Tecnología*, N.º 27, pp. 105-116, 2022. DOI: <https://doi.org/10.17163/ings.n27.2022.10>.

1. Introducción

El desarrollo de los sistemas MIMO ha ganado gran importancia en los últimos años para la estandarización e implementación de los modernos sistemas de comunicaciones. Los retos para la obtención de una alta calidad de servicio y tasa de datos están siendo explotados desde las técnicas MIMO, a través de la propagación multi-trayecto con el objetivo de incrementar la eficiencia espectral en canales inalámbricos. En este contexto, los sistemas MIMO también pueden incrementar la capacidad del enlace explotando la diversidad de canal [1–5].

El espectro es un recurso escaso, y esto se está evidenciando con la migración espectral desde LTE a 5G [2]. El espectro de las comunicaciones móviles está ya saturado en redes existentes; por esta razón, los principales beneficios que brinda MIMO, a más de la diversidad espacial, es la *multiplexación espacial* y las actuales técnicas de conformación de haces (*beamforming*), desplegadas en antenas inteligentes para la optimización espectral.

Un codificador espacio-temporal como el esquema Alamouti [6] maximiza la diversidad espacial para un igual número de antenas transmisoras y receptoras. En multiplexación espacial, las señales son transmitidas y recibidas, al mismo tiempo, en el mismo espectro de frecuencia, a altas tasas de datos.

En este contexto, la diversidad espacial puede ser influenciada en términos de tasa de error de bit (por sus siglas en inglés Bit Error Rate, BER) por el número de antenas al receptor. El estudio experimental observado [6], demuestra que el BER con canal de desvanecimiento se acerca a la situación ideal cuando se aumenta el número de antenas en el receptor. También, se debe considerar que el codificador espacio-temporal de Alamouti aprovecha la diversidad espacial que presenta la interferencia por multitrayectos para que el receptor separe los símbolos de información recibidos, los mismos que son mezclados por el canal de tal manera que la energía de un símbolo puede ser recibida por cada una de las antenas del receptor. En el caso de Alamouti esto puede lograrse mientras el número de antenas de recepción sea igual o mayor al número de antenas de transmisión; no obstante, esto no siempre puede darse.

1.1. Multiplexación espacial D-BLAST

La multiplexación espacial (SM) por capas espacio-temporales conocidas como BLAST (*Bell Laboratories Layered Space-Time*), son alternativas válidas para la transmisión de datos con MIMO. En adición, se debe indicar que la multiplexación espacial como D-BLAST permite al receptor trabajar en un escenario MIMO, donde el número de antenas de transmisión pueda ser mayor al número de antenas del receptor a pesar de

que esto demandaría mayor complejidad en el diseño del transmisor y el receptor [4], [7, 8]. De acuerdo con esto, los símbolos de información se demultiplexan en varias capas, donde cada una se transmite de forma independiente. Para lograrlo, se aplica un proceso de rotación o diagonalización de los símbolos de información, donde cada símbolo corresponde al de un flujo de datos independiente [9].

Por esto, es necesario considerar que dentro de las arquitecturas BLAST, D-BLAST propone una arquitectura donde los símbolos a transmitir se multiplexan por cada una de las antenas del transmisor, es decir, al menos en un instante de tiempo, un símbolo de información es transmitido por cada una de las antenas del transmisor, lo cual incrementa la diversidad espacial, factor importante para aprovechar MIMO. No obstante, a diferencia de otros formatos de trabajo como el de Alamouti; D-BLAST permite considerar el escenario en donde el número de antenas del transmisor sea mayor al número de antenas del receptor tal como se mencionó antes [7, 8], [10, 11]. El sistema MIMO D-BLAST es elegido para este trabajo debido a su capacidad de operar en ausencia del conocimiento del estado del canal y la capacidad de aprovechar la diversidad espacial para su trabajo [7], [12].

1.2. Implementación de técnicas MIMO sobre SDR

Los sistemas de radio definida por *software* (SDR) son sistemas de radio comunicación que permiten implementar modulaciones y esquemas de transmisión de capa física a través *software* [13]. Además, el desarrollo tecnológico de los sistemas de comunicaciones está marcado por el diseño y uso de sistemas de prototipado FPGA [14] a través de SDR, donde este *hardware* es controlado mediante diferentes plataformas de desarrollo. Esto permite dotar de flexibilidad a las evaluaciones de los sistemas de comunicaciones digitales. En este entorno de desarrollo, muchas plataformas de *software* están permitiendo acceder con mayor flexibilidad al núcleo del procesador FPGA para manejar con facilidad el procesamiento digital de señales (DSP) en el sistema de comunicación inalámbrico. Así, el presente trabajo usa equipos SDR, de forma concreta equipos periféricos universales de radio por *software* (USRP) [15, 16]. La programación de los USRP ha sido realizada usando lenguaje gráfico, los mismos que van tomando cada vez el control para el procesamiento paralelo de señales en transmisiones de radio; para el desarrollo de este trabajo se usó Labview Communications de National Instruments [16–18].

Para el caso de sistemas MIMO, la comunidad científica ha tenido mucho desarrollo experimental, llegando incluso a probar un MIMO con arreglo de 64 antenas [19]. Esto demanda mayor adquisición de *hardware* y, por ende, mayor costo en la implementación.

Por este motivo, los sistemas de desarrollo buscan plataformas con costos más accesibles para la evaluación de nuevas tecnologías. Por ejemplo, Prieto *et al.* [20], evalúan el esquema STBC-Alamouti MIMO 2×2 a través del uso de equipos USRP-2920 con la plataforma Simulink/MATLAB; donde se llega a comprobar la proporcionalidad del incremento de la capacidad espacial con el número de antenas en el receptor convergiendo a una disminución en el BER a través de la diversidad espacial. Sin embargo, Alamouti no considera el caso en el que el número de antenas en el transmisor sea mayor al del receptor.

Otra aplicación del modelado y aplicación de sistemas MIMO es el caso presentado por Liu *et al.* en [12] mostrando una implementación de MIMO D-BLAST para sistemas de comunicación aéreos. En dicho escenario, las posibles interferencias inalámbricas son mayores al de un escenario de tipo *outdoor*, *indoor*, sumando el efecto de interferencia (*jammimg*) situación común en el escenario propuesto. De esta manera, [12] muestra una estrategia para desbloquear o desinhibir antenas debido a la interferencia inalámbrica aprovechando un sistema MIMO y usando un sistema retroalimentado de baja velocidad para la identificación del estado del canal, aspecto que D-BLAST sí permite frente al uso de codificadores espacio-temporales. No obstante, se debe considerar que la retroalimentación del canal no siempre puede ser aprovechada ya que requiere de un canal adicional y tampoco contrasta el sistema implementado con la técnica de codificación espacio-temporal.

Por otro lado, el uso del equipo NI-USRP 2920 [16] para sistemas MIMO ha demostrado incrementar la capacidad en el enlace; sin embargo, el sistema tiene dos desventajas debido a la arquitectura propia del *hardware*: *i.* la velocidad de transmisión de datos, ya que los equipos usan el protocolo de comunicación vía TCP/IP; *ii.* cuando el número de antenas es incrementado, surge la necesidad de usar más equipos SDR ya sea para la transmisión o para la recepción generándose un problema de sincronización entre equipos. Para el caso *i.* se puede mejorar usando equipos que tengan disponible el uso de puertos MXI para conectarse en forma directa a la tarjeta madre del computador a través del módulo PCI-Express. En este sentido, aunque la mejora de velocidad puede ser notable en cuanto al ancho de banda de la transmisión, aún es limitada. El segundo caso *ii.* puede resolverse a través de software para que se generen señales de sincronización de tiempo desde el primer equipo hacia el segundo estableciéndose una conexión en una arquitectura maestro-esclavo usando las entradas y salidas correspondientes para pasar las señales de reloj de un equipo a otro.

El problema de la sincronización, no solo es de software, es un compromiso de *software-hardware*, que puede resultar muy complejo, por ejemplo, para lograr sincronizar los equipos, El Sonic *et al.* [16] solu-

cionaron mediante una red LAN interconectados entre los sistemas de radio mediante un switch LAN. Sin embargo, al incrementar los equipos, disminuirá la velocidad de transmisión por la capacidad que brinda TCP/IP y aumenta la complejidad de configuración de la sincronización de equipos. Cabe mencionar que esta sincronización se refiere a que todos los equipos que constituyen el transmisor o receptor y no a la sincronización del enlace de comunicaciones la misma que para este trabajo se resuelve usando símbolos de entrenamiento en la trama de transmisión. Esto se amplía en las siguientes secciones. De acuerdo con lo mencionado, una opción más simple, pero también más costosa, es trabajar con una versión que integre un arreglo MIMO como es el caso del modelo NI-USRP 2940R equivalente a los equipos USRP Series X300. Este modelo de SDR ya aplica un arreglo de antenas de 2×2 simplificando el proceso de implementación del sistema y permitiendo concentrarse en el procesamiento de las señales de radio en banda base y la sección de comunicaciones digitales del sistema de comunicación. Además, este modelo integra el puerto MXI para incrementar el ancho de banda de comunicación entre el SDR y el computador.

Si el número de equipos es superior a dos, en cualquier caso es más simple resolver el problema de la sincronización de equipos usando un controlador de señal de reloj externo como es el caso del equipo GPS NI-CDA2990. Ya que este trabajo evalúa sistemas comunicaciones donde el número de antenas de transmisión es mayor a dos, se usa la sincronización externa debido a que se usan más de dos equipos en el transmisor; por lo tanto, el uso del equipo NI-CDA2990 es importante en la operación y en la evaluación de MIMO. En la Figura 1 se presenta una imagen correspondiente a la implementación de este trabajo usando los antes citados y donde se puede apreciar cómo están dispuestos los equipos SDR. Debe mencionarse también que, el uso de este reloj externo, puede limitar la distancia del enlace si se usa tanto en el equipo transmisor como en el receptor.

1.3. Objeto de estudio e hipótesis

El objeto de estudio principalmente se enfoca en el proceso de diseño e implementación de la no linealidad de ecuaciones matriciales en el codificador D-BLAST, realizando mediante tres métodos para mejorar la detección de símbolos en el receptor: *i.* Promediar los símbolos transmitidos en las diferentes posiciones de las columnas donde se repite cada símbolo, ya que el mismo se distribuye de forma diagonal con la interferencia de otros símbolos. *ii.* Es igual al método *i.*, pero se resta la interferencia y, finalmente, *iii.* Sabiendo que la mayor interferencia se encuentra en la columna media de la matriz, se despreja esta columna y se realiza el promedio en las otras columnas, similar a los métodos ya mencionados.

El objetivo es comparar a través de una aplicación práctica con equipos SDR, el rendimiento entre esquemas para MIMO como la multiplexación espacial diagonal o D-BLAST y el codificador espacio-temporal (STBC) de Alamouti instrumentados en un ambiente de interiores (*indoor*) real usando equipos USRP a diferencia de lo puesto en marcha por Soria *et al.* [21] que evalúan la multiplexación espacial de BLAST, pero en el formato vertical.

El artículo se ordena de la siguiente forma: en la sección II se realiza una revisión de trabajos similares en el uso de equipos SDR. La sección III analiza el esquema y modelo matemático del codificador espacio-temporal D-BLAST y describe el proceso de implementación de los algoritmos de decodificación usados en los equipos SDR. La sección IV presenta los resultados obtenidos analizando las figuras de mérito como la tasa de error de bit. En la sección V se presenta las conclusiones.



Figura 1. Implementación de equipos

2. Materiales y métodos

Las consideraciones para la instalación en la arquitectura del sistema MIMO son los equipos USRP X310 de la compañía Ettus Research, debido a la flexibilidad en la velocidad de transmisión de cada equipo de radio. Este modelo de equipo posee el puerto PCI-E para transmitir hasta 1 Gbps; adicionalmente, posee un sistema de sincronización externa disciplinada por GPS (GPSDO), usando el reloj de sincronización del equipo NI-CDA2990 con la posibilidad de expandir hasta 8 antenas en el transmisor y el receptor. La plataforma de desarrollo de *software* fue mediante *Labview NI Communications*. Gracias al uso de este módulo, se facilita el proceso de sincronización para cualquier sistema de comunicación en el que sea necesario más de dos equipos de transmisión o recepción. Gracias a la sincronización, cada uno de los equipos pueden establecer el mismo tiempo de símbolo, de bit y/o de muestreo.

El equipo CDA-2990 permite distribuir una señal de reloj para conectar hasta 8 canales o equipos SDR.

Este equipo puede generar el pulso de reloj de sincronización de forma externa por GPS (GPSDO) o a través de un cristal que permite generar señales de sincronización de entrada de precisión de pulso por segundo (PPS). La configuración y conexión ha sido usada en el desarrollo de este trabajo como corresponde a la Figura 2.

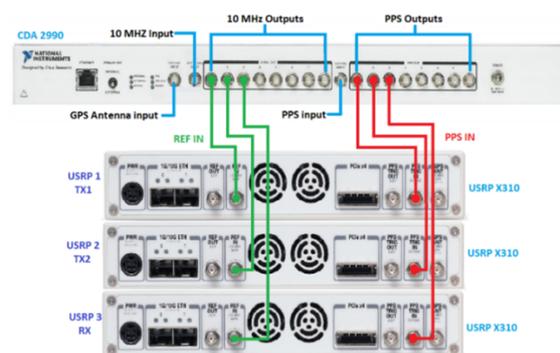


Figura 2. Conexiones del CDA-2990, equipo usado para la sincronización de los equipos de radio NI-USRP

2.1. Arquitectura de multiplexación espacial de D-BLAST

Es una arquitectura que combina varias señales iguales o similares de un bajo ancho de banda para convertir en una señal de mayor ancho de banda [22, 23]. También, similar a lo que sucede con la codificación espacio-temporal, se transmiten datos al mismo tiempo por cada antena y por el mismo canal [4], [22]. No obstante, la multiplexación espacial D-BLAST usa flujos de símbolos de datos con entrelazado de los mismos;

hay que tomar en cuenta que los símbolos pudieron obtenerse de un flujo de bits al cual previamente se aplicó alguna técnica para codificación y corrección de errores hacia adelante (FEC). De acuerdo con esto, primero es necesario organizar los bits de información a transmitir a través de un conversor serie/paralelo acorde al número de antenas del transmisor. Entonces, para cada flujo obtenido de la conversión serie/paralela se aplica la codificación temporal y luego el mapeo de símbolos o modulación lineal, como se observa en la Figura 3.

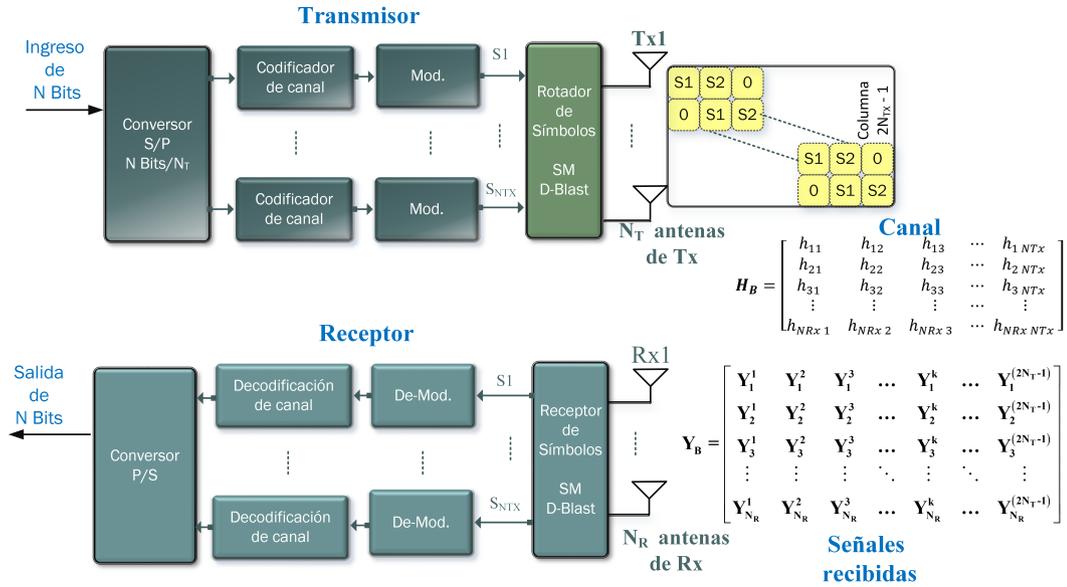


Figura 3. Arquitectura de multiplexación espacial D-BLAST

De esta forma, se crean tramas independientes para cada antena del transmisor previo al proceso de multiplexación espacial en donde estas tramas pasan a través de un bloque que se encarga de rotar los símbolos de cada flujo [24] y las hace girar de forma diagonal para que cada símbolo sea transmitido al menos una vez por cada una de las antenas del transmisor asegurando la diversidad espacial.

Para ejemplificar este proceso, se considera un transmisor con $N_T = 3$ antenas; se asume que previo a la multiplexación espacio-temporal, es decir, en la entrada del bloque que rota los símbolos, se tiene un símbolo por cada flujo, que de forma general s_i representará al i -ésimo símbolo que ingresa a este rotador. La salida por su parte estará representada por la ecuación (1) donde los espacios rellenos con «0» corresponden a los instantes de tiempo que no transmiten información, es decir, señales de energía 0. Así, cada símbolo salta de una antena a otra por cada tiempo de transmisión T_k .

$$S_D = \begin{pmatrix} s_1^1 & s_2^2 & s_3^3 & 0 & 0 \\ 0 & s_1^1 & s_2^3 & s_3^4 & 0 \\ 0 & 0 & s_1^3 & s_2^4 & s_3^5 \end{pmatrix} \quad (1)$$

Las columnas de la ecuación (1) representan cada uno de los instantes o tiempos de transmisión, mientras que las filas corresponden a las antenas de transmisión. En este sentido, s_3^3 corresponde al símbolo 2 transmitido en el instante de tiempo 3 o T_3 y de forma general s_i^j representa al símbolo i que ingresó al rotador y que será transmitido en el instante j .

Entonces, para el trabajo de una multiplexación espacial diagonal D-BLAST, la dimensión de la matriz resultante de la rotación de símbolos del transmisor será de N_T filas \times $2N_T - 1$ columnas, entendiendo que cada grupo de símbolos ingresan y se mapean de acuerdo con la matriz espacio-temporal de forma independiente aplicando la rotación de símbolos y que es descrita ya de forma general en la ecuación (2).

$$S_D = \begin{pmatrix} s_1^1 & s_1^2 & \dots & s_{N_T}^{N_T} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & s_{N_T-1}^{N_T} & s_{N_T+1}^{N_T} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & s_{N_T-2}^{N_T} & s_{N_T-1}^{N_T+1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & s_1^{N_T} & s_1^{N_T+1} & \dots & s_{2N_T-1}^{N_T} \end{pmatrix} \quad (2)$$

La matriz con los coeficientes del canal es \mathbf{H}_B que se detalla en la ecuación (3) y la matriz de señales recibidas es \mathbf{Y}_D que se obtiene según la ecuación (4) que está en función del canal \mathbf{H}_B de los símbolos transmitidos \mathbf{S}_D y del ruido del canal representado por \mathbf{n} . Para \mathbf{H}_B , el elemento $h_{i,j}$ representa la respuesta al impulso del canal por el trayecto entre la antena de transmisión i y la antena receptora j .

$$H_B = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & \dots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R \times 1} & h_{N_R \times 2} & h_{N_R \times 3} & \dots & h_{N_R \times N_T} \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{Y}_D = \mathbf{H}_B \mathbf{S}_D + \mathbf{n} \quad (4)$$

Para una transmisión continua, antes de aplicar el rotador, se conforma una matriz de los símbolos de información a transmitir donde el número de filas es igual a N_T y el número de columnas será igual a $(R \cdot N)/N_T$ donde N representa la cantidad de bits de información y R es la tasa de codificación FEC. De esta manera, siguiendo el ejemplo antes citado con $N_T = 3$, la segunda columna que ingresa al rotador corresponde a los símbolos s_4 , s_5 y s_6 lo que significa que la matriz de trabajo del rotador usaría los siguientes cinco instantes de tiempo de transmisión con el formato de la matriz presentada en la ecuación (1) de forma independiente a los primeros tres símbolos.

En lo que respecta a la recepción, de acuerdo con la ecuación (4), para cada tiempo de símbolo, se recibe la combinación lineal de los símbolos transmitidos en el instante de tiempo T_k con el canal \mathbf{H}_B , para cada elemento $h_{i,j}$, lo que significa que cada antena del receptor contiene información de todos los símbolos transmitidos en dicho instante de tiempo T_k .

Por otra parte, la Tabla 1 muestra la disposición de los símbolos a transmitir considerando el caso de MIMO 2×2 presentando la rotación de símbolos D-BLAST transmitidas por cada instante de tiempo y por cada antena para los dos primeros bloques de transmisión; para el caso de la recepción de MIMO D-BLAST 2×2 , la Tabla 2 muestra la posición de símbolos recibidos para los dos primeros bloques de recepción identificando los correspondientes tiempos de símbolo.

Tabla 1. Disposición de símbolos para TX con D-BLAST MIMO de 2×2

	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
Antena T_{X1}	s_1^1	s_2^2	$\mathbf{0}$	s_3^4	s_4^5	$\mathbf{0}$
Antena T_{X2}	$\mathbf{0}$	s_1^2	s_2^2	$\mathbf{0}$	s_3^5	s_4^6
	Primer bloque de TX para MIMO 2×2			Segundo bloque de TX para MIMO 2×2		

Tabla 2. Disposición de símbolos para RX con D-BLAST MIMO de 2×2

	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
Antena R_{X1}	Y_1^1	Y_1^2	Y_1^3	Y_1^4	Y_1^5	Y_1^6
Antena R_{X2}	Y_2^1	Y_2^2	Y_2^3	Y_2^4	Y_2^5	Y_2^6
	Primer bloque de RX para MIMO 2×2			Segundo bloque de RX para MIMO 2×2		

Cada uno de los símbolos o señales de recepción descrito en la Tabla 2 corresponden a las señales de salida del canal, las mismas que se detallan en las ecuaciones (5) a la (10), donde la ecuación (5) corresponde a las señales recibidas en el primer instante de tiempo tanto por la antena 1 como por la antena 2 del receptor del ejemplo propuesto.

$$Y_1^1 = h_{11}s_1^1 + h_{12} \cdot 0 + n_1 \quad Y_2^1 = h_{21}s_1^1 + h_{22} \cdot 0 + n_2 \quad (5)$$

$$Y_1^2 = h_{11}s_2^2 + h_{12}s_1^2 + n_3 \quad Y_2^2 = h_{21}s_2^2 + h_{22}s_1^2 + n_4 \quad (6)$$

$$Y_1^3 = h_{11} \cdot 0 + h_{12}s_2^3 + n_5 \quad Y_2^3 = h_{21} \cdot 0 + h_{22}s_2^3 + n_6 \quad (7)$$

$$Y_1^4 = h_{11}s_3^4 + h_{12} \cdot 0 + n_7 \quad Y_2^4 = h_{21}s_3^4 + h_{22} \cdot 0 + n_8 \quad (8)$$

$$Y_1^5 = h_{11}s_4^5 + h_{12}s_3^5 + n_9 \quad Y_2^5 = h_{21}s_4^5 + h_{22}s_3^5 + n_{10} \quad (9)$$

$$Y_1^6 = h_{11} \cdot 0 + h_{12}s_4^6 + n_{11} \quad Y_2^6 = h_{21} \cdot 0 + h_{22}s_4^6 + n_{12} \quad (10)$$

2.2. D-BLAST usando sistemas de radio definido por *software* (SDR)

El diagrama de bloques del sistema de comunicaciones implantado sobre periféricos universales de radio por *software* (USRP, del inglés *universal software radio peripheral*) se muestra en la Figura 4. La arquitectura UHD usada es la disponible para «LabVIEW Communication Design Suite». Las características de los equipos usados, son los USRP Ettus X310 con las siguientes especificaciones:

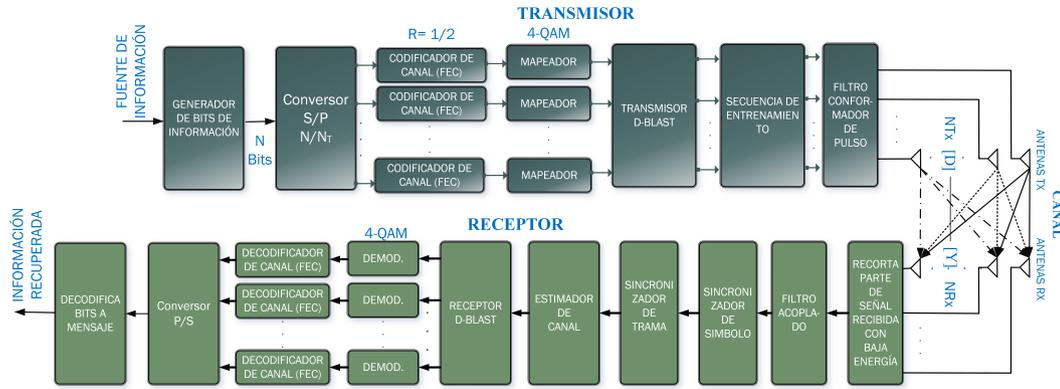


Figura 4. Arquitectura de implementación de D-BLAST sobre equipos SDR-USRP

- Ancho de banda de hasta 40 MHz por cada canal (2 canales).
- La imagen cargada en el FPGA permite conexión Ethernet de 1 Gbps para transmitir 25 Megamuestras/s Full Duplex.
- Arquitectura de reloj flexible con frecuencia de muestreo configurable.

La implementación de MIMO con los equipos SDR, se usó las configuraciones Alamouti 2×2 , D-BLAST 2×2 y D-BLAST 3×2 , donde la fuente de información es basada en texto, por lo tanto, se implementó un codificador de fuente para obtener el flujo de bits de información adecuado. El primer bloque del transmisor de la Figura 4 representa dicho codificador de fuente. En el caso de la aplicación de la arquitectura D-BLAST, el flujo de bits obtenidos de la fuente de información se pasa de serie a paralelo de acuerdo con el número de antenas de transmisión N_T . Para el caso de este trabajo con $N_T = 2$ y $N_T = 3$ tomando en cuenta que en ambos casos $N_R = 2$.

Luego de obtener flujos de bits multiplexados, para cada subflujo, se aplicó un codificador de canal con la misma estructura al usado en Alamouti y también el mismo esquema de modulación 4-QAM para no diferenciar en los resultados comparativos. En esta arquitectura, el proceso de codificación temporal y modulación es independiente para cada subflujo de datos. A estos subflujos se aplica D-BLAST.

Se insertan a la salida del bloque de transmisión D-BLAST símbolos de entrenamiento para que el receptor pueda sincronizar las tramas de datos recibidas por cada subflujo recibido. Los símbolos de entrenamiento se transmiten de forma secuencial por cada una de las antenas del arreglo, pero la secuencia de cada subflujo se transmite de forma individual. Por lo tanto, para el caso de 3×2 , por ejemplo, el subflujo es conformado por tres partes, una parte conformada de símbolos en el rango de $\pm \frac{1}{\sqrt{2}} \pm \frac{1}{\sqrt{2}}i$, y las otras dos corresponden a símbolos en cero ($0 + 0i$). Entonces, el conjunto de

símbolos que conforma el preámbulo de cada subflujo fue de 528 símbolos, donde cada una de las partes antes descritas posee 176 símbolos. La disposición de estos símbolos de entrenamiento se presenta en la Tabla 3. Esta estructura permitirá que la secuencia de entrenamiento de cada subflujo de datos no se interfiera con otro y la comunicación sea más estable.

Tabla 3. Distribución de los símbolos de entrenamiento en los subflujos

sub-flujo 0	$\pm \frac{1}{\sqrt{2}} \pm \frac{1}{\sqrt{2}}i$	0+0i	0+0i	S_D
sub-flujo 1	0+0i	$\pm \frac{1}{\sqrt{2}} \pm \frac{1}{\sqrt{2}}i$	0+0i	
sub-flujo 2	0+0i	0+0i	$\pm \frac{1}{\sqrt{2}} \pm \frac{1}{\sqrt{2}}i$	
Longitud total = 528 símbolos				

En los bloques que se muestran en el receptor, se aplican cinco bloques adicionales a diferencia del diagrama de simulación. De acuerdo con esto, según la Figura 4, el primer bloque del receptor, busca eliminar muestras con baja energía que corresponden a los símbolos de relleno en cero. Para esto, se establece un nivel de umbral que permita descartar muestras con muy baja energía o simplemente ruido. De esta manera, el umbral es la energía promedio de todos los posibles valores que se pueden obtener en una modulación digital. En el caso de este trabajo, es el promedio de los cuatro posibles símbolos transmitidos con 4-QAM.

El segundo bloque es un filtro acoplado para maximizar la relación señal a ruido (SNR) de las señales capturadas. El tercer bloque y cuarto bloque del receptor se encargan de la sincronización del tiempo de símbolo y de la sincronización de una trama debida a las señales capturadas por cada una de las antenas del receptor. Para lograrlo, se aprovecha que el receptor conoce los símbolos de entrenamiento, y, que a la salida del cuarto bloque del receptor, son eliminados. El modelo matemático para cada señal recibida antes de

eliminar los símbolos de sincronización se presenta en la Tabla 4 y la Tabla 5 para la construcción de MIMO 2×2 y MIMO 3×2 respectivamente; en ambos casos, estas expresiones resultan de aplicar la ecuación (4). Previo al uso de este tercer bloque del receptor, se aplica el debido submuestreo de símbolos para pasar de muestras a símbolos y, por tanto, al finalizar la sincronización, en la salida del cuarto bloque del receptor se obtienen los símbolos listos para la estimación del canal.

El bloque *estimador de canal* posee un número de entradas igual al número de antenas transmisoras. Además, para efectuar la estimación de los coeficientes del canal, se optó por usar un estimador de baja complejidad computacional basado en mínimos cuadrados (LS, del inglés Least Squares) [25, 26]. Como ya se mencionó, la estimación de canal usada en este trabajo necesita que el receptor conozca los símbolos usados para sincronización y posee la función objetivo descrita por la ecuación $\mathbf{h}_{LS} = \arg \min_h \|\mathbf{y} - \widehat{H}\mathbf{A}\|$ donde las secuencias de símbolos de entrenamiento transmitidas son definidas como $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{N_{Tx} \times L}$, y la expresión de la matriz de secuencias de entrenamiento recibidas es \mathbf{y} .

Tabla 4. Señales recibidas para MIMO 2×2 considerando la primera capa de símbolos para D-BLAST

	T_1	T_2	T_3
R_{x1}	$s_1 h_{11} + \mathbf{n}$	$s_1 h_{11} + s_1 h_{12} + \mathbf{n}$	$s_2 h_{12} + \mathbf{n}$
R_{x2}	$s_1 h_{21} + \mathbf{n}$	$s_2 h_{21} + s_1 h_{22} + \mathbf{n}$	$s_2 h_{22} + \mathbf{n}$

Tabla 5. Señales recibidas para MIMO 3×2 considerando la primera capa de símbolos para D-BLAST

		T_1	T_2	T_3	T_4	T_5
Y_B	R_{X1}	$s_1 h_{11} + \mathbf{n}$	$s_2 h_{11} + s_1 h_{12} + \mathbf{n}$	$s_3 h_{11} + s_2 h_{12} + s_1 h_{13} + \mathbf{n}$	$s_3 h_{12} + s_2 h_{13} + \mathbf{n}$	$+s_3 h_{13} + \mathbf{n}$
	R_{X2}	$s_1 h_{21} + \mathbf{n}$	$s_2 h_{21} + s_1 h_{22} + \mathbf{n}$	$s_3 h_{21} + s_2 h_{22} + s_1 h_{23} + \mathbf{n}$	$s_3 h_{22} + s_2 h_{23} + \mathbf{n}$	$+s_3 h_{23} + \mathbf{n}$

Es decir, el algoritmo del estimador *LS* busca encontrar los coeficientes \mathbf{h}_{LS} del canal estimado \widehat{H} que minimiza el error cuadrático entre los símbolos de sincronización recibidos con la versión aproximada que usa los símbolos conocidos por el receptor. Además, debido a que los símbolos de entrenamiento son conocidos por el receptor, es posible precalcular la matriz \mathbf{A}^\dagger , para almacenar en memoria, y así, el receptor no calcule la matriz pseudo inversa de \mathbf{A} cada vez que el canal sea reestimado $\widehat{H} = \mathbf{A}^\dagger \mathbf{y} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{y}$.

A la salida del estimador se retiran las secuencias de entrenamiento. Con el canal estimado y los símbolos sincronizados se procede a separar los símbolos recibidos ya que, debido a los multitrayectos del canal y propios de una transmisión MIMO. La información de cada uno de los símbolos transmitidos durante cada bloque de transmisión (ver Tabla 1) se encuentra dentro de todos los flujos de símbolo recibidos.

2.2.1. Decodificador o demultiplexor espacio-temporal D-BLAST

Para recuperar los símbolos recibidos, es necesario tomar en cuenta que, en el primer instante de recepción T_1 , se encuentra una versión del primer símbolo transmitido, donde cada copia es afectada por el componente de canal correspondiente. Similar a lo indicado sucede en el último instante de transmisión de una capa, donde el último símbolo transmitido estará presente en el receptor en varias copias, de manera que cada copia sea modificada por un componente del canal.

También, a partir del segundo instante de recepción hasta el penúltimo, cada nuevo símbolo que ingrese, será modificado por alguna copia de los símbolos que ingresaron en instantes de tiempo anteriores; además, en el caso de los símbolos intermedios, se verá más acentuada esta interferencia. De acuerdo con esto, en el tercer instante de tiempo, se puede ver cómo el tercer símbolo es ingresado y modificado por los dos símbolos anteriores que ya entraron en la matriz para su proceso de demodulación.

Entonces, la técnica D-BLAST para el sistema MIMO 2×2 realiza un promedio de la diagonal 1 y 2 de la matriz de símbolos Y_B , es decir, que el valor medio entre la señal recibida R_{X1} en el instante de recepción T_1 con la señal recibida por la antena R_{X2} en el instante de recepción T_2 permite decodificar el símbolo s_1 según la ecuación 11. El símbolo 2 s_2 se decodifica determinando el valor medio entre la señal recibida por la antena R_{X1} en el instante de recepción T_2 con la señal recibida por la antena R_{X2} en el instante de recepción T_3 según la ecuación 12.

$$s_i = \frac{(s_1 h_{11} + n) + (s_2 h_{21} + s_1 h_{22} + n)}{2} \quad (11)$$

$$s_{i+1} = \frac{(s_2 h_{11} + s_1 h_{12} + n) + (s_2 h_{22} + n)}{2} \quad (12)$$

Este procedimiento se aplicó en el esquema MIMO 3×2. El promedio para obtener los tres primeros símbolos enviados y el orden que mantienen y que son presentados a continuación son de vital importancia para la correcta estimación de canal. De acuerdo con esto, los coeficientes son:

$$s_i = \frac{(s_1 h_{11} + n) + (s_2 h_{21} + s_1 h_{22} + n)}{2} \quad (13)$$

$$s_{i+1} = \frac{(s_2 h_{11} + s_1 h_{12} + n) + (s_3 h_{21} + s_2 h_{22} + s_1 h_{23} + n)}{2} \quad (14)$$

$$s_{i+2} = \frac{(s_3 h_{12} + s_2 h_{13} + n) + (s_3 h_{23} + n)}{2} \quad (15)$$

Estos símbolos se consideran como estimados debido a que están distorsionados por efecto del canal. Por lo tanto, para eliminar este efecto se utilizan los coeficientes del canal determinados en la estimación de canal multiplicando por la conjugada transpuesta de la matriz con los coeficientes obtenidos del estimador de canal.

En todos los casos donde el número de antenas de transmisión sea mayor al de recepción, se necesitará completar la matriz de canal con tantas columnas como sea la diferencia entre $(N_{Tx} - N - R_x)$ para cumplir con la dimensión $N_{Tx} \times N_{Rx}$.

3. Resultados y discusión

Debido al uso del equipo para sincronización, la distancia entre el transmisor y el receptor estuvo alrededor de 3 metros y para evaluar el comportamiento del sistema se modificó la potencia del transmisor con valores entre -30 dB a 15 dB evitando que se sature el canal. Para verificar la operación se usó un equipo de radio adicional para generar una portadora con mayor potencia para emular efectos de *jammimg* en la transmisión verificar la operación en condiciones de un canal con gran desvanecimiento y múltiples trayectorias. La frecuencia de transmisión es de 2,4 Ghz, por lo que coexiste con la red de wifi del laboratorio en el cual se desarrolló la experimentación, haciendo que el canal varíe constantemente.

Para los efectos de las simulaciones realizadas previo a la implementación se considera un ambiente *indoor* donde los efectos de la distancia no son considerados para contrastarlo con los resultados obtenidos en la implementación. A continuación, se expone la evaluación del rendimiento de simulación y experimentación entre diversidad espacial y multiplexación espacial. Además, en la Tabla 6 se resumen las características de los equipos usados en esta implementación. Es decir, el modelo de canal usado en las simulaciones corresponde a un canal con distribución Rayleigh para considerar los desvanecimientos del canal por multitrayectorias, además de considerar el ruido. El desarrollo de estas simulaciones permitió establecer el procesamiento de las señales de radio para la recuperación del mensaje en el receptor.

Tabla 6. Parámetros usados en la implementación

Parámetro	Valor
Tasa de muestreo IQ:	2,1 MSamples/s
Frecuencia de portadora:	2,4 GHz
Modulación:	4 QAM
Codificador de canal:	Convolutacional, R=1/2
Ganancia del transmisor:	15 dB
Sensibilidad del receptor:	10 dB
Tipo de antenas usadas:	Antenas verticales para banda ISM
Ganancia del antenas:	6 dBi

En las Figuras 5 y 6 se observa el efecto de disparidad cuando $N_{Rx} < N_{Tx}$. Cuando el sistema es MIMO simétrico (igual número de antenas), tanto el rendimiento del BER como el SER es más óptimo respecto a cuando es asimétrico. Comprobamos que en un ambiente de simulación, para MIMO 2×2 basado en Alamouti permite reducir el impacto del BER.

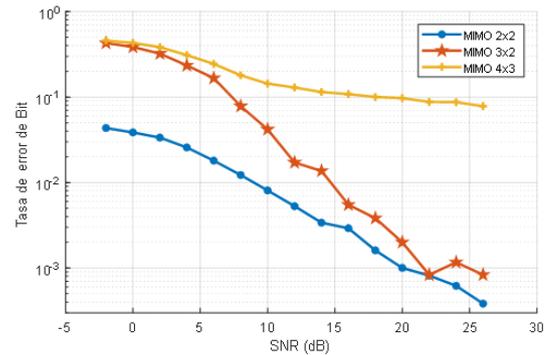


Figura 5. Análisis de rendimiento BER en simulaciones MIMO

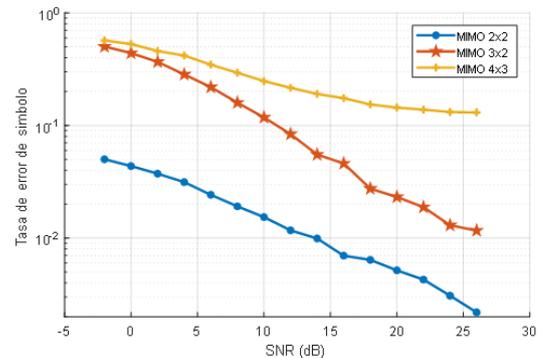


Figura 6. Análisis de rendimiento SER en simulaciones MIMO

Para el enfoque experimental se han validado los mismos términos de rendimiento, pero con diferentes técnicas. Así, las Figuras 7 y 8 podemos comparar la técnica basada en diversidad espacial con MIMO-Alamouti *vs.* Multiplexación espacial con MIMO D-BLAST.

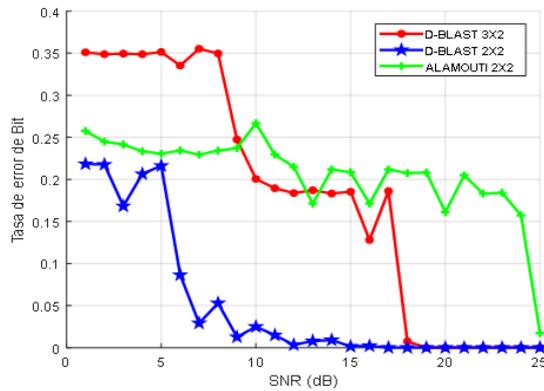


Figura 7. Análisis BER experimental entre MIMO-Alamouti y MIMO D-BLAST

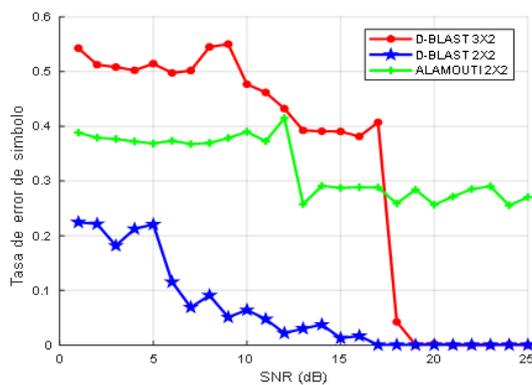


Figura 8. Análisis SER experimental entre MIMO-Alamouti y MIMO D-BLAST

Del mismo modo, podemos observar que la asimetría en MIMO empeora el sistema; no obstante, la técnica con matrices diagonales BLAST es superior a la tradicional codificación espacio-temporal de Alamouti para MIMO en alrededor 10 dB. Sin embargo, un sistema simétrico y asimétrico MIMO D-BLAST es más robusto respecto al MIMO Alamouti; esto se debe al tratamiento matemático y la redundancia que se aplica al sistema para disminuir los efectos de la interferencia.

Otra apreciación importante es que si se compara las gráficas en todos los sistemas MIMO se puede observar que se tiene un valor mayor de tasa de error de símbolo que la tasa de error de bit para un mismo valor de SNR. Esto confirma la efectividad del codificador convolucional pese al incremento de antenas. No obstante, es claro que para sistemas MIMO de mayor tamaño, hay mayor probabilidad de fallo debido a la complejidad del sistema a pesar de que se puede incrementar la cantidad de datos transmitida.

4. Conclusiones

El uso de los sistemas SDR es muy importantes en la actualidad; debido a que esos sistemas son capaces

de procesar grandes cadenas de datos generando un procesamiento en paralelo donde en su arquitectura interna se encuentran los FPGA que son diseñados para solventar este problema. La implementación del sistema D-BLAST 2×2 (simétrico) resultó ser más eficiente en comparación del sistema D-BLAST 3×2 (asimétrico), mostrando una tasa de error de bit menos significativa en los diferentes esquemas de MIMO analizados. Además, un D-BLAST simétrico brinda mejor diversidad espacial debido a que puede crecer en el número de antenas de transmisión y recepción, a diferencia del esquema de Alamouti que solo puede crecer en el número de antenas de recepción.

Para la implementación de D-BLAST u otro tipo de codificación espacio-temporal para MIMO, se recomienda tener en cuenta cada uno de los procesos tanto de codificación como de decodificación descritos en este documento. Uno de estos procesos fundamentales es la estimación de canal, debido a que se requiere de sus coeficientes para una buena comunicación inalámbrica, para cualquier número de antenas que se requiera tanto en el transmisor como en el receptor.

En este sentido, los coeficientes del canal deben tener la disposición y mantener el orden como se muestra en este trabajo. Si estos coeficientes no son los correctos, la estimación de canal será errónea, lo cual llevará a una tasa de error de bit significativa en un bajo nivel de ruido. Se recomienda para trabajos futuros probar otro sistema para la estimación de canal.

Finalmente, se debe indicar que, para la transmisión de datos usando MIMO D-BLAST para transmitir con N_T antenas, será necesario transmitir los símbolos en $2 \times (N_T - 1)$ tiempos de símbolo, por lo cual deberá analizarse para un gran número de antenas si la operación de D-BLAST no entra en conflicto con el tiempo de coherencia del canal inalámbrico. Esto se debe a que en el proceso de dar redundancia en la transferencia de símbolos, se pierde ancho de banda al mismo tiempo.

Referencias

- [1] S. Xu, S. Xu, and Y. Tanaka, "Dynamic resource reallocation for 5G with OFDMA in multiple user MIMO RoF-WDM-PON," 2016, pp. 480–484. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/APCC.2015.7412561>
- [2] M. Danneberg, N. Michailow, I. Gaspar, M. Matthe, D. Zhang, L. L. Mendesy, and G. Fettweis, "Implementation of a 2 by 2 MIMO-GFDM transceiver for robust 5G networks," 2015, pp. 236–240. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/ISWCS.2015.7454336>
- [3] N. Prasad and M. K. Varanasi, "Analysis and optimization of diagonally layered lattice

- schemes for MIMO fading channels,” *IEEE transactions on information theory*, vol. 54, no. 3, pp. 1162–1185, 2008. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/TIT.2007.915701>
- [4] B. Clerckx and C. Oestges, *MIMO Wireless Networks*. Academic Press Publications, 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/C2010-0-66925-2>
- [5] Y. K. Chang, F. B. Ueng, and K. Z. Wu, “A novel MIMO-GFDM receiver for next generation communication,” *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, vol. 29, no. 6, pp. 1–15, 2018. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1002/ett.3288>
- [6] M. Gupta and G. Murmu, “Experimental Study of Fading using Alamouti Space-Time Block Code,” no. 1. IEEE, 2018, pp. 0–5. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/SCEECS.2018.8546851>
- [7] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2011, vol. 158. [Online]. Available: https://doi.org/10.1007/978-1-4419-6111-2_2
- [8] O. Shental, S. Venkatesan, A. Ashikhmin, and R. A. Valenzuela, “Massive BLAST: An architecture for realizing ultra-high data rates for large-scale MIMO,” *IEEE WIRELESS COMMUNICATIONS LETTERS*, vol. 7, no. 3, pp. 404–407, 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/LWC.2017.2780079>
- [9] J. J. Mroczek, M. J. Gans, and L. L. Joiner, “Performance of frequency hopping d-blast mimo architecture using ldpc and bpsk,” in *MILCOM 2015-2015 IEEE Military Communications Conference*. IEEE, 2015, pp. 860–865. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/MILCOM.2015.7357553>
- [10] A. Sibille, C. Oestges, and A. Zanella, *MIMO: From Theory to Implementation*. Academic Press Publications, 2010. [Online]. Available: <https://bit.ly/3s2o9uk>
- [11] G. C. Daily and P. A. Matson, “Ecosystem services: From theory to implementation,” *Proceedings of the National Academy of Sciences*, vol. 105, no. 28, pp. 9455–9456, 2008. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1073/pnas.0804960105>
- [12] Y. Liu, B. Chen, J. J. Mroczek, J. E. Malowicki, and R. J. Michalak, “Robust MIMO communications against antenna blockage and interference,” in *MILCOM 2019-2019 IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*. IEEE, 2019, pp. 7–12. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/MILCOM47813.2019.9020916>
- [13] V. Garg, “Fourth generation systems and new wireless technologies,” *en. Wireless Communications & Networking*. Elsevier, pp. 1–22, 2007.
- [14] N. T. Hieu, N. T. Tu, L. T. Danh, A. N. Duc, and B. H. Phu, “Design and implementation of MIMO-STBC systems on FPGA hardware,” *International Conference on Advanced Technologies for Communications*, pp. 274–277, 2012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/ATC.2012.6404275>
- [15] J. Kaderka and T. Urbanec, “Time and sample rate synchronization of RTL-SDR using a GPS receiver,” in *2020 30th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*, 2020, pp. 4–7. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/RADIOELEKTRONIKA49387.2020.9092398>
- [16] G. Soni, G. Kaur, and V. K. Banga, “Implementation & BER analysis of 2×2 MIMO Using USRP 2920- universal software radio peripheral,” in *2016 Second International Conference on Computational Intelligence Communication Technology (CICT)*. IEEE, 2016, pp. 523–527. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/CICT.2016.109>
- [17] V. S. Muradi, R. K. Paithane, A. Ahmed, and A. Pawar, “Spectrum sensing in cognitive radio using Labview and NI USRP,” in *2018 2nd International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC)*. IEEE, 2018, pp. 1316–1319. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/ICISC.2018.8399019>
- [18] A. Yanza-Verdugo, C. Pucha-Cabrera, and J. Inga-Ortega, “Compressive Sensing Based Channel Estimator and LDPC Theory for OFDM using SDR,” *Ingenius. Revista de Ciencia y Tecnología*, vol. 23, no. 1, pp. 74–85, 2020. [Online]. Available: <https://doi.org/10.17163/ings.n23.2020.07>
- [19] N. Narukawa, T. Fukushima, K. Honda, and K. Ogawa, “64 × 64 MIMO antenna arranged in a daisy chain array structure at 50 Gbps capacity,” in *2019 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS)*. URSI, 2019, pp. 2019–2022. [Online]. Available: <https://doi.org/10.23919/URSI-EMTS.2019.8931517>
- [20] R. Prieto, A. Abril, and A. Ortega, “Experimental Alamouti-STBC Using LDPC Codes for MIMO Channels over SDR Systems,” in *2017 IEEE 30th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*. IEEE, 2017, pp. 1–5. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/CCECE.2017.7946842>

- [21] V. Soria, G. V. Arevalo, P. Avila, F. Tello, and C. G. Santamaria, "Performance comparison of 2×2 and 4×4 V-BLAST and Alamouti MIMO systems," in *2018 IEEE 3rd Ecuador Technical Chapters Meeting, ETCM 2018*, 2018, pp. 18–21. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/ETCM.2018.8580317>
- [22] J. J. Anguís Horno, *Redes de Área Local Inalámbricas: Diseño de la WLAN de Wheelers Lane Technology College*. Escuela Superior de Ingenieros Universidad de Sevilla, 2008. [Online]. Available: <https://bit.ly/3IFbsM9>
- [23] M. Sellathurai and S. Haykin, *Space-Time Layered Information Processing for Wireless Communications*. Wiley & Sons, 2009. [Online]. Available: <https://bit.ly/3oPIjG3>
- [24] J. R. Hampton, *Introduction to MIMO communications*. Cambridge University Press, 2013. [Online]. Available: <https://bit.ly/3DQyh2>
- [25] V. Puig Borrás, "Simulación computacional y paralelización de un sistema de comunicaciones inalámbrico MIMO: Estimación de canal y decodificación de señales," Master's thesis, Universidad Politécnica de Valencia, 2011. [Online]. Available: <https://bit.ly/3IWlitc>
- [26] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. Wiley & Sons, 2010, vol. 11, no. 3. [Online]. Available: <https://bit.ly/3m3QgFN>