

Análisis experimental de un canal massive MIMO en una picocelda de interior

Rafael P. Torres⁽¹⁾, Jesús R. Pérez⁽¹⁾, José Basterrechea⁽¹⁾, Luis Valle⁽¹⁾, Marta Domingo⁽¹⁾, Lorenzo Rubio⁽²⁾
Vicent M. Rodrigo⁽²⁾, Juan Reig⁽²⁾

rafael.torres@unican.es, lrubio@dc.com.upv.es,

⁽¹⁾ Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria, 39005.Santander, España

⁽²⁾ iTEAM Research Institute. Universitat Politècnica de Valencia, 46022 Valencia, España.

Abstract- This paper presents an analysis of the massive MIMO channel in an indoor picocell. The analysis is based on the results of a measurement campaign carried out in the 3.2 to 4 GHz band in a scenario of reduced size and with a symmetrical geometry. It is well known that the performance of massive MIMO systems depends largely on the fact that the radio channel meets the condition of favorable propagation. In order to evaluate the performance of the resulting massive MIMO channel, results concerning the sum capacity are included. A second factor that determines the performance of massive MIMO systems when it is operated in a TDD-OFDM framework is the frequency selectivity of the channel that limits the size of the coherence block. In this sense, results of the coherence bandwidths achieved are also presented and analyzed.

I. INTRODUCCIÓN

La evolución y posterior despliegue de la quinta generación de sistemas de comunicaciones móviles (5G), así como el desarrollo de la próxima generación (6G) requerirán el uso óptimo del canal de radio, mejorando la eficiencia espectral. Además de la incuestionable necesidad de más espectro, el despliegue de celdas más pequeñas y el desarrollo de sistemas evolucionados de entrada múltiple y salida múltiple (MIMO) son algunas de las tecnologías habilitadoras más relevantes [1]. Los sistemas MIMO iniciales fueron propuestos para las comunicaciones punto a punto [2]. Más tarde, se desarrolló el concepto de MIMO multiusuario (MU-MIMO) [3], que actualmente tiene en los sistemas MIMO masivos una de sus formas más prometedoras [4-10].

El rendimiento de un sistema MIMO masivo con respecto a la eficiencia espectral alcanzable depende en gran medida de la ortogonalidad entre los subcanales establecidos entre los diferentes terminales de usuario (UT) activos simultáneamente y la estación base (BS). Para el caso de un canal teórico, i.i.d. Rayleigh, esta ortogonalidad aumenta a medida que aumenta el número de elementos de antena del array en la BS [8]. En aquellos casos en que ocurre este hecho, diremos que el canal cumple con la condición de "propagación favorable". Por lo tanto, es importante contrastar empíricamente en qué medida esta condición se verifica en escenarios reales. En los últimos años, se ha realizado un número de campañas de medida para caracterizar empíricamente los canales massive MIMO en diferentes entornos y bandas de frecuencia [10-12]. A diferencia de los trabajos de investigación anteriores, la característica distintiva de este trabajo es la consideración de un entorno de propagación pequeño en el que se consideran hasta 8 UT activos. El pequeño tamaño de la celda junto con su simetría,

la escasez de muebles y la relativa proximidad entre UT, forman un entorno realista y, a priori, poco "favorable" en el que resulta interesante comprobar en qué grado se cumple la condición de propagación favorable.

Además de la importancia de la condición de propagación favorable en la eficiencia espectral obtenible de un sistema MU-MIMO, la duración efectiva del llamado bloque de coherencia es también otro aspecto de gran relevancia. El bloque de coherencia se define como el producto del ancho de banda de coherencia del canal (B_C) y el tiempo de coherencia (T_C). Podemos decir que durante este bloque de frecuencia-tiempo el canal puede considerarse plano en frecuencia e invariante en el tiempo y, por lo tanto, la estimación del canal se mantiene actualizada. En esta comunicación, además de los valores de la capacidad suma obtenible en el entorno, se presentan también resultados experimentales de los valores de B_C para el entorno considerado. Teniendo en cuenta la influencia del B_C en la duración del bloque de coherencia frecuencia-tiempo y su papel en el marco de operación dúplex por división de tiempo (TDD), su conocimiento es determinante para dimensionar los sistemas MU-MIMO actuales que operan en la base OFDM-TDD.

II. CAMPAÑA DE MEDIDAS

A. Entorno de medida.

Las medidas del canal se han llevado a cabo en un aula multiusuarios que tiene un tamaño de 10,7 por 14,5 m y la altura a la placa del techo es de 2,98 m. La sala está equipada con seis filas de escritorios, sillas y dos armarios como mobiliario principal. Además, el entorno está ubicado en un edificio moderno de hormigón armado, con paneles de techo interiores, paredes con paneles de yeso y puertas metálicas.

B. Sistema de medida.

La sonda de canal se muestra en la Fig. 1 y consiste en un escáner plano y un analizador vectorial de redes E8362A de Keysight Technologies (VNA), ambos controlados a distancia para medir en el dominio de la frecuencia el parámetro de scattering $S_{21}(f)$, que se corresponde con la función de transferencia compleja del canal $H(f)$ (CTF) [13-14].

El escáner plano consta de dos unidades lineales y dos servomotores asociados y permite mover la antena del receptor (Rx) en un plano vertical que emula un array virtual (VA) en el lado del receptor. En cada posición Rx del VA, se adquiere la traza S_{21} y, por tanto, la CTF, que ofrece una caracterización completa del canal establecido entre el transmisor (Tx), es

decir, un terminal de usuario activo (UT), y el Rx del VA, es decir, el array en la estación base (BS). El parámetro $S_{21}(f)$ se ha medido en el rango de frecuencia de 3.2 a 4 GHz, muestreándose $N_f=641$ tonos de frecuencia, espaciados uniformemente en el ancho de banda de 800 MHz ($\Delta f=1.25$ MHz).

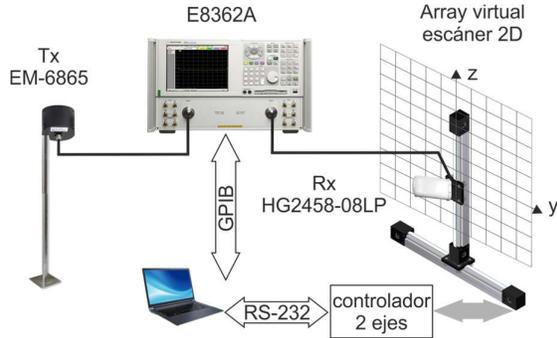


Fig. 1. Diagrama de bloques de la sonda de canal.

Con respecto a las antenas, teniendo en cuenta que el análisis se centrará en el enlace ascendente, se ha utilizado una antena omnidireccional bicónica EM-6865 de Electrometrics como antena transmisora (UT), y en el receptor (BS) se ha utilizado una antena HG2458-08LP periódica logarítmica de L-Com, ambas polarizadas linealmente. La antena EM-6865 opera en el rango de 2-18 GHz y la HG2458-08LP en el rango de 2.3-6.5 GHz. La antena bicónica muestra un comportamiento casi omnidireccional. La antena periódica logarítmica exhibe un ancho de haz a 3 dB de aproximadamente 50° en ambos cortes y niveles de polarización cruzada por debajo de -25 dB dentro del lóbulo principal. Las mediciones de ganancia a 4 GHz proporcionaron valores de 1.3 y 10.4 dBi para las antenas bicónicas y log-periódicas, respectivamente.

Las medidas tratan de emular el enlace ascendente en un sistema massive MIMO, el escáner y, por lo tanto, la antena direccional Rx, se ha colocado cerca de la pared posterior de la sala y con el centro del VA a una altura de 2 m. Además, la antena Tx, que emularía un UT activo, se ha colocado en 8 posiciones diferentes fijada en un mástil a una altura de 1.5 m. Para cualquiera de las posiciones de antena Tx consideradas, el Rx se mueve en el plano YZ implementando una array rectangular uniforme (URA) de 10×10 con una separación entre elementos en ambas direcciones de 50 mm ($\lambda/2$ a 3 GHz o 0.53λ a 3.2 GHz). Esta configuración conduce a un área de exploración total de la URA de $4.82 \lambda^2$ a 3.2 GHz. Los detalles del conjunto de posiciones Tx/UT consideradas, todas en condiciones de línea de visión (LOS), así como la ubicación elegida para el Rx/BS se muestran en la Fig. 2. Las distancias Tx-Rx (o UT-BS) se encuentran en el rango de 6.75-12.75 m.

III. CARACTERIZACIÓN DEL CANAL MASSIVE MIMO.

A. Caracterización en banda ancha.

La respuesta al impulso del canal se puede obtener aplicando la transformada discreta inversa de Fourier a la función de transferencia medida $H(f)$ en los tonos de frecuencia N_f , es decir, el $S_{21}(f)$ medido para los tonos de frecuencia N_f , como se muestra en (1).

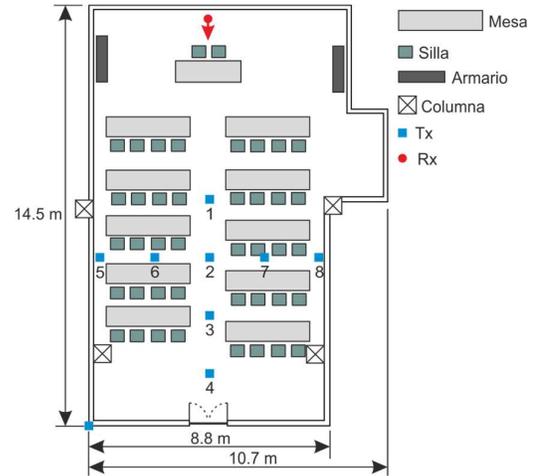


Fig. 2. Vista en planta del entorno de interés. La flecha muestra la dirección de broadside de la antena Rx.

$$h[n] = \frac{1}{N_f} \sum_{k=0}^{N_f-1} W[k] H[k] \exp\left(j \frac{2\pi}{N_f} kn\right) \quad (1)$$

Para reducir los lóbulos secundarios en la respuesta al impulso se ha usado una ventana Hamming, W en (1). A partir de la respuesta al impulso del canal, el perfil potencia-retardo (PDP) se obtiene como $P[n]=|h[n]|^2$ y, a partir del PDP, se pueden obtener algunas magnitudes útiles para caracterizar el canal en el dominio del tiempo, como el retardo cuadrático medio (RMS delay spread), [13-14]. La selectividad en frecuencia del canal se cuantifica mediante la función de correlación en frecuencia normalizada, que puede obtenerse a partir de la transformada de Fourier del PDP. Finalmente, a partir de la función de correlación se obtienen los anchos de banda de coherencia, B_C , para diferentes niveles de correlación. Más detalle sobre los cálculos involucrados pueden encontrarse en [13-14].

B. Modelo de canal massive MIMO

Centrando el análisis en el enlace ascendente, el sistema MIMO masivo considerado es un sistema celular simple donde la BS está equipada con M antenas. El número máximo de usuarios activos es Q y cada terminal de usuario, UT, está equipado con una sola antena. Se supone que los usuarios transmiten una potencia total P . Además, se supone que la BS conoce el canal y que los UT no están colaborando entre sí. Además, consideramos un sistema OFDM con N_f subportadoras, que se corresponde con los tonos medidos.

Considerando este modelo, la señal recibida en la estación base para la k -ésima subportadora cuando los Q usuarios están activos estará dada por:

$$\mathbf{y}[k] = \sqrt{SNR} \mathbf{G}[k] \cdot \mathbf{s}[k] + \mathbf{n}[k]; k = 1, 2, \dots, N_f \quad (2)$$

donde $\mathbf{y}[k]$ es el vector de señales recibidas, un vector columna de orden $M \times 1$ correspondiente a la subportadora k -ésima; $\mathbf{G}[k]$ es la matriz de canal de orden $M \times Q$, cada una de sus columnas se corresponde con el canal de banda estrecha $g_q[k]$ de orden $M \times 1$; $\mathbf{s}[k]$ ($Q \times 1$) es el vector de señales transmitidas por los UTs y normalizado de forma que $E\{\|\mathbf{s}\|^2\} = 1$; y $\mathbf{n}[k]$ es el vector de ruido considerado Gaussiano i.i.d. cuyos elementos tienen varianza unidad. Finalmente, SNR representa la relación

señal a ruido en el receptor. La matriz en (2) está normalizada de tal manera que verifica:

$$\{\|\mathbf{G}\|_F^2\} = M \cdot Q \quad (3)$$

Además, la matriz \mathbf{G} se obtiene de la matriz de las medidas del canal sin procesar, \mathbf{G}^{raw} mediante la expresión:

$$\mathbf{G}_{M \times Q} = \mathbf{G}_{M \times Q}^{\text{raw}} \mathbf{J}_{M \times Q} \quad (4)$$

La matriz de normalización \mathbf{J} es diagonal de orden $Q \times Q$, cuyos elementos (j_q) vienen dados por la expresión:

$$j_q = \sqrt{\frac{M}{\frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} |g_q[k]|^2}}; \quad q = 1, \dots, Q \quad (5)$$

Los elementos de la matriz de normalización toman valores diferentes para que todas las columnas en \mathbf{G} se normalicen a la unidad; en consecuencia, se elimina el desequilibrio de potencia entre los canales correspondientes a cada UT, aunque se mantienen las variaciones de canal entre antenas dentro de la matriz del receptor y los tonos de frecuencia. La matriz normalizada resultante, \mathbf{G} , puede interpretarse como la asociada con un sistema en el que se realiza un control de potencia ideal. En este caso, la potencia total disponible transmitida por los usuarios no se distribuye equitativamente, sino que a cada UT se le asigna la potencia necesaria para que todas las UT alcancen la BS con la misma potencia media.

Bajo la hipótesis de un conocimiento perfecto del canal en la BS, podemos obtener la capacidad suma del sistema MIMO-OFDM masivo mediante la descomposición en valores singulares de la matriz del canal como:

$$C(k) = \sum_{q=1}^Q \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{Q} \cdot \lambda_q \right); \quad k = 1, 2, \dots, N_f \quad (6)$$

donde λ_q representa el q -ésimo autovalor de la matriz $\mathbf{G}^H \mathbf{G}$, i.e. el cuadrado de q -ésimo valor singular de la matriz \mathbf{G} .

IV. RESULTADOS

La Fig. 3 muestra los valores de B_C , considerando un nivel de correlación del 70%, obtenidos para cada UT a lo largo de los elementos de antena que conforman el array. La parte superior e inferior de cada cuadro representan los percentiles 25% y 75% de las muestras, respectivamente; y por lo tanto, la distancia entre la parte superior e inferior de la caja representa el rango intercuartil. Se observa una dispersión significativa de los valores de B_C obtenidos para los canales correspondientes a diferentes elementos del array.

La Fig. 4 muestra las funciones de distribución acumuladas (CDFs) del ancho de banda de coherencia para tres niveles de correlación 50%, 70% y 90%, y los valores más representativos se resumen en la Tabla I. Un efecto significativo es la convergencia de las CDFs en las colas inferiores de las curvas, de tal manera que los valores de ancho de banda de coherencia de indisponibilidad al 10% son del mismo orden de magnitud.

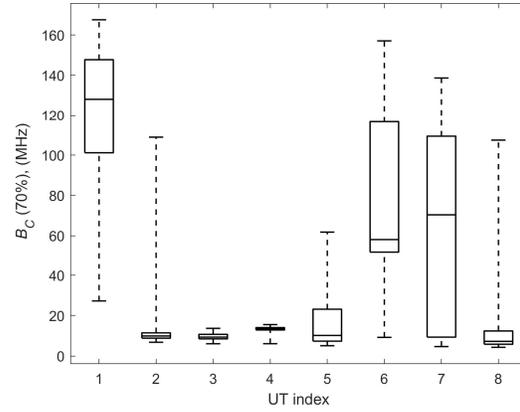


Fig. 3. Ancho de banda de coherencia para una correlación del 70%.

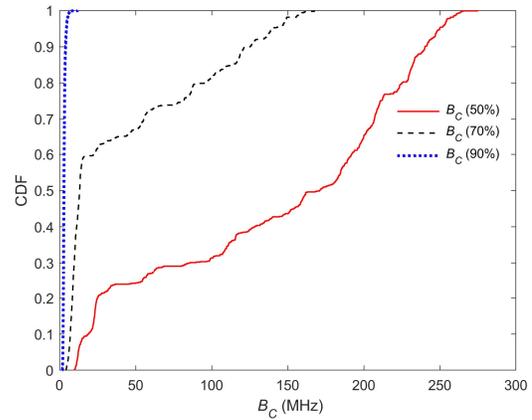


Fig. 4. CDF del ancho de banda de coherencia para diferentes niveles de correlación.

TABLA I
VALORES SIGNIFICATIVOS DEL B_C

Nivel correlación (%)	B_C (min)	B_C (máx)	B_C (mediano)	B_C (10%)
50	9.71	274.91	171.10	19.08
70	4.33	167.50	13.21	7.05
90	1.85	11.74	2.91	2.35

La Fig. 5 presenta las CDFs de la capacidad suma obtenida para un número diferente de UT activas, Q , que van de 2 a 8, para una SNR de 10 dB. Se representa también la CDF de los canales i.i.d. Rayleigh correspondientes. Los resultados muestran cómo las capacidades medidas son más bajas que las correspondientes a los canales teóricos i.i.d. Rayleigh. Las capacidades medias disminuyen con respecto al caso i.i.d. Rayleigh a medida que aumenta el número de UT activos. Sin embargo, en el caso más desfavorable de tener 8 UT activos, el valor mediano de capacidad medida (50.8 bit/s/Hz) alcanza el 91% del correspondiente al canal de referencia i.i.d. Rayleigh.

Finalmente, la Fig. 6 muestra el valor medio de la capacidad para diferentes números de UT a medida que el número de antenas de la BS aumenta de 25 a 100. También se incluyen los valores del canal Rayleigh, así como el valor asintótico de 55.82 bit/s/Hz para $Q=8$ usuarios y $M=100$ antenas [8]. Se puede

observar un aumento de la capacidad con el número de antenas en la BS. Sin embargo, las capacidades medidas se mantienen por debajo de los valores obtenidos para los canales teóricos, con pérdidas máximas del orden de 5 bit/s/Hz para $Q=8$. También se observa que la pendiente de la curva de capacidad media frente al número de antenas en la BS alcanza el nivel del de los canales de referencia para una relación M/Q entre 4 y 5.

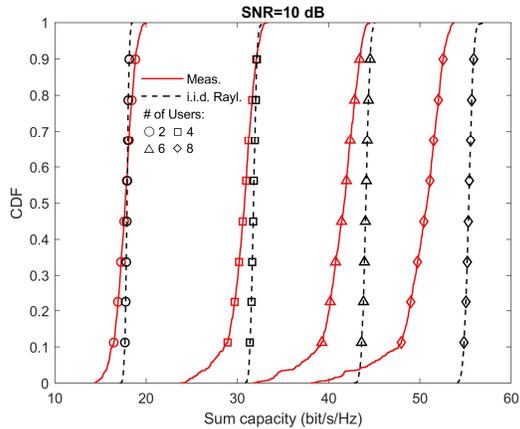


Fig. 5. CDF de la capacidad suma.

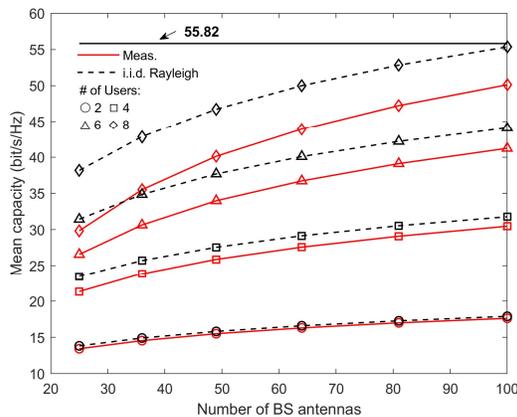


Fig. 6. Capacidad media del sistema frente al número de antenas en la BS.

V. CONCLUSIONES.

El objetivo de esta investigación se centra en el análisis experimental de un canal MIMO masivo en una picocelda de interior. Con respecto a la selectividad en frecuencia del canal, los anchos de banda de coherencia obtenidos muestran valores muy dispersos, no solo entre los diferentes UTs, sino también para los subcanales establecidos entre un UT específico y las M antenas del array en la BS. Las CDFs del B_C obtenidas para los tres valores de correlación considerados presentan una convergencia significativa en la cola inferior, por lo que los valores de B_C de indisponibilidad al 10% alcanzados son del mismo orden de magnitud para los tres niveles de correlación.

Se obtienen valores altos de capacidad y en el caso de 8 UTs activos el canal alcanza una capacidad del 91% con respecto a un canal i.i.d. Rayleigh, que para una SNR de 10 dB es de 55.4 bits/s/Hz. También se observa que la pendiente de la curva de capacidad media frente al número de antenas en la BS alcanza el nivel del de los canales de referencia para una relación M/Q

entre 4 y 5. En consecuencia, se puede afirmar que el canal masivo MIMO analizado permite a los usuarios ser separados espacialmente a pesar del reducido tamaño de la celda y la cercanía de los UTs.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por los proyectos del Plan Estatal de Investigación Científica y Técnica y de Innovación TEC2017-86779-C2-1-R y TEC2017-86779-C2-2-R.

REFERENCIAS

- [1] *IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond*, Recommendation ITU-R M.2083-0, 2015.
- [2] G. J. Foschini, and M. J. Gans, “On Limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, Mar. 1998, DOI: 10.1023/A:1008889222784.
- [3] G. Caire, and S. Shamai, “On the achievable throughput of a multi-antenna gaussian broadcast channel,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 7, pp. 1691–1706, Jul. 2003, DOI: 10.1109/TIT.2003.813523.
- [4] T. L. Marzetta, “How much training is required for multiuser MIMO?,” in *Proc. Fortieth Asilomar Conf. on Signals, Systems, & Computers*, Pacific Grove, CA, USA, 2006, pp.359-363.
- [5] T. L. Marzetta, “Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, Nov. 2010, DOI: 10.1109/TWC.2010.092810.091092.
- [6] T. E. Bogale, and L. B. Le, “Massive MIMO and mmWave for 5G wireless hetnet,” *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 11, no. 1, pp. 64-75, Feb. 2016, DOI: 10.1109/MVT.2015.2496240.
- [7] X. Gao, O. Edfors, F. Rusek, and F. Tufvesson, “Massive MIMO performance evaluation based on measured propagation data,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 14, no. 7, pp. 3899-3911, Jul. 2015, DOI: 10.1109/TWC.2015.2414413.
- [8] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E.G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, “Scaling up MIMO: opportunities and challenges with very large arrays,” *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 30, no. 1, pp. 40-60, Jan. 2013, DOI: 10.1109/MSP.2011.2178495.
- [9] E. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. Marzetta, “Massive MIMO for next generation wireless systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 186–195, Feb. 2014, DOI: 10.1109/MCOM.2014.6736761.
- [10] B. Zhang, Z. Zhong, B. Ai, R. He, F. Tufvesson, J. Flordelis, Q. Wang, and J. Li, “Empirical evaluation of indoor multi-user MIMO channels with linear and planar large antenna arrays,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Personal Indoor Mobile Radio Commun. (PIMRC)*, Montreal, Canada, 2017, pp. 1-6.
- [11] J. Hoydis, C. Hoek, T. Wild, and S. ten Brink, “Channel measurements for large antenna arrays,” in *Proc. Int. Symp. Wireless Commun. Syst. (ISWCS)*, Paris, France, 2012, pp. 811-815.
- [12] S. Payami, and F. Tufvesson, “Channel measurements and analysis for very large array systems at 2.6 GHz,” in *Proc. European Conf. on Antennas and Propag.*, Prague, Czech Republic, 2012, pp. 433-437.
- [13] J. R. Pérez, R. P. Torres, L. Rubio, J. Basterrechea, M. Domingo, V. M. Rodrigo, and J. Reig, “Empirical Characterization of the Indoor Radio Channel for Array Antenna Systems in the 3 to 4 GHz Frequency Band,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 94725-94736, DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2928421.
- [14] L. Rubio, R. P. Torres, V. M. Rodrigo, J. R. Pérez, H. Fernández, J. M. Molina, and J. Reig, “Contribution to the Channel Path Loss and Time-Dispersion Characterization in an Office Environment at 26 GHz,” *Electronics*, vol. 8, no. 11, 1261, pp. 1–14, Nov. 2019, DOI: 10.3390/electronics8111261.