

# Modelado del *scattering* difuso en la banda de milimétricas

Francisco Javier Andani<sup>(1)</sup>, Lorenzo Rubio<sup>(1)</sup>, Bernardo Bernardo<sup>(1)</sup>, Vicent M. Rodrigo-Peñarrocha<sup>(1)</sup>,  
Juan Reig<sup>(1)</sup>, Jesús R. Pérez<sup>(2)</sup>, Rafael P. Torres<sup>(2)</sup> y Luis Valle<sup>(2)</sup>

<sup>(1)</sup>Antennas and Propagation Lab, iTEAM, Universitat Politècnica de València, Valencia. España

<sup>(2)</sup>Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Santander. España

E-mail: lrubio@ocom.upv.es

**Resumen**—Propagation channel models based on ray-tracing techniques can estimate, with some details, the specular multipath components reaching the receiver antenna, but have difficulty to estimate diffuse components. In this paper, an empirical model to include diffuse scattering in ray-tracing channel models, or channel simulators, is proposed. The diffuse scattering model has been developed from channel measurements collected from 25 to 40 GHz in the frequency domain, in both line-of-sight (LOS) and obstructed-LOS (OLOS) propagation conditions, in an office environment. The accuracy of a ray-tracing software to estimate time-dispersion metrics is evaluated when the diffuse scattering model is taken into account.

## I. INTRODUCCIÓN

El conocimiento de las características del canal es imprescindible en el diseño, evaluación y despliegue de los sistemas de transmisión vía radio. En la literatura se pueden encontrar modelos, más o menos complejos, con un enfoque tanto empírico como determinista [1]. Estos modelos, en particular aquellos que están basados en técnicas de trazado de rayos, permiten estimar con cierta precisión los parámetros que caracterizan las contribuciones multicamino provenientes de reflexiones especulares [1]. Sin embargo, la aparición de nuevas tecnologías habilitantes para 5G y 6G, como por ejemplo el empleo de MIMO (*multiple-input multiple-output*) masivo [2], requiere evaluar el grado de correlación entre los caminos de propagación que observan los diferentes usuarios. Este grado de correlación está directamente relacionado con las características de la matriz del canal, que para determinados entornos y frecuencias depende no solo de las contribuciones especulares que alcanzan al receptor, sino también de aquellas que lo hacen a través de fenómenos de *scattering*, en lo que se denomina contribuciones difusas. Así por ejemplo, el *scattering* difuso es importante en escenarios de interiores, donde hay un elevado número de objetos, o *scatterers*, que pueden interactuar con los frentes de onda [3]. Se ha comprobado que la contribución a la potencia total del *scattering* difuso es importante a frecuencias inferiores a 6 GHz (banda sub-6 GHz) en escenarios de interiores [4], reduciéndose conforme aumenta la frecuencia. Sin embargo, se ha observado que su efecto sobre la estructura de la matriz del canal en sistemas MIMO puede ser importante incluso en frecuencias elevadas. Así, en [5] se ha observado una incidencia importante del *scattering* difuso sobre las propiedades de la matriz MIMO, y en un trabajo más reciente [6], se ha comprobado que el *scattering* difuso tiene un impacto importante en la correlación de canales en sistemas MIMO masivo en escenarios altamente

reflectantes en la banda de milimétricas (mmWave, *millimeter wave*).

Si bien los modelos de canal, o simulares de canal, son capaces de describir con suficiente detalle las características de las contribuciones multicamino especulares, estos deben incorporar también el *scattering* difuso para poder evaluar otros parámetros, como el grado de correlación entre usuarios y métricas de dispersión temporal. Uno de los principales problemas para modelar el *scattering* difuso reside en la imposibilidad de crear modelos geométricos del escenario de propagación con la resolución requerida al aumentar la frecuencia, siendo este uno de los principales inconvenientes cuando se utilizan técnicas de trazado de rayos.

En esta comunicación se propone una metodología para modelar el efecto del *scattering* difuso basada en un modelado empírico desarrollado a partir de medidas experimentales en la banda mmWave. Este modelo de *scattering* difuso es fácilmente implementable en herramientas de simulación de canal basadas en técnicas de trazado de rayos. Los resultados muestran como la estimación de las métricas que evalúan el comportamiento dispersivo del canal radio mejoran con la introducción del *scattering* difuso.

## II. MEDIDAS DE CANAL

Las medidas utilizadas en este estudio forman parte de trabajos previos realizados con el objetivo de evaluar las pérdidas de propagación y efectos de dispersión temporal del canal radio en la banda de milimétricas. Las medidas se realizaron en un entorno típico de oficina de  $9,68 \times 6,93$  m<sup>2</sup>, con una altura de 2,63 m.

La función de transferencia compleja del canal (CTF, *Channel Transfer Function*) se midió en el dominio de la frecuencia a través de una sonda implementada mediante un analizador de redes vectorial (ARV). Se utilizaron antenas omnidireccionales con polarización vertical (lineal). El subsistema transmisor se conectó al ARV a través de un enlace de radio sobre fibra, evitando así las elevadas pérdidas que introducen los cables.

La antena receptora se ubicó sobre un sistema de posicionamiento XY, implementando un *array* virtual rectangular uniforme (URA, *uniform rectangular array*) de dimensiones  $12 \times 12$ . La separación entre elementos del URA fue de 3,04 mm, menor que  $\lambda/2$  a 40 GHz ( $\approx 3,7$  mm). Se midió el parámetro de *scattering*  $s_{21}(f)$ , equivalente a la CTF del canal radio, entre 25 y 40 GHz, con 8192 muestras en

frecuencia. Las medidas se realizaron en condiciones de visión directa (LOS, *Line-of-Sight*) y obstrucción de la componente directa (OLOS, *Obstructed-LOS*), siempre en condiciones de estacionariedad.

### III. MODELADO DEL SCATTERING DIFUSO

El efecto multicamino hace que la señal recibida sea debida a la superposición de réplicas de la señal transmitida, cada una de ellas con un retardo de propagación y una amplitud relacionada con las pérdidas debidas a los procesos de reflexión, *scattering* y difracción sufridos. La respuesta impulsional (CIR, *channel impulse response*) que permite caracterizar el comportamiento dispersivo del canal radio, indicada por  $h(t, \tau)$ , siendo  $\tau$  la variable de retardo asociada a las contribuciones multicamino y  $t$  la variable que indica su evolución en el tiempo, puede descomponerse en dos términos:

$$h(t, \tau) = h_S(t, \tau) + h_{DS}(t, \tau), \quad (1)$$

donde  $h_S(t, \tau)$  hace referencia a las contribuciones especulares que alcanzan al receptor y  $h_{DS}(t, \tau)$  a la componente de *scattering* difuso, que agrupa las contribuciones multicamino provenientes de las diferentes contribuciones difusas.

Los modelos de propagación basados en trazado de rayos pueden estimar la componente especular  $h_S(t, \tau)$  de la CIR. Sin embargo, tienen dificultades para estimar la componente de *scattering* difuso  $h_{DS}(t, \tau)$ , o simplemente no pueden hacerlo. El objetivo es, por tanto, modelar de forma estadística la componente  $h_{DS}(t, \tau)$  de manera que ésta pueda ser tenida en cuenta en los modelos de propagación o simuladores de canal.

A partir de medidas, bien el dominio de la frecuencia (mediante analizadores de redes vectoriales) o del tiempo (sondas basadas en el principio de correlación), se puede obtener la respuesta impulsional  $h(t, \tau)$ . Si estas medidas se han realizado en un área local pequeña, en términos de longitud de onda, utilizando una estructura en *array*, como por ejemplo el URA descrito en la sección anterior, es posible aplicar algoritmos de procesamiento de señal en *array* para estimar los parámetros de las diferentes contribuciones multicamino que alcanzan al receptor, como son: los retardos,  $\tau$ ; sus amplitudes complejas,  $\alpha$ ; y los ángulos por los que alcanzan al receptor, tanto en acimut,  $\phi$ , como en elevación,  $\beta$ . Estos algoritmos permiten estimar un conjunto limitado de contribuciones, generalmente las  $L$  contribuciones con mayor amplitud, donde el valor de  $L$  está relacionado con parámetros de convergencia del algoritmo. Las contribuciones estimadas permiten obtener la componente  $h_S(t, \tau)$  de la CIR, de modo que aquellas contribuciones no estimadas corresponderían a la componente de *scattering* difuso  $h_{DS}(t, \tau)$  que puede obtenerse entonces sustrayendo la componente especular de la CIR:

$$h_{DS}(t, \tau) \approx h(t, \tau) - h_S(t, \tau). \quad (2)$$

Indicar que (2) es una aproximación y no una igualdad estricta en tanto en cuanto puede haber contribuciones especulares débiles que no hayan sido estimadas. En lo sucesivo se asume condiciones de estacionariedad, omitiéndose por simplicidad la variable temporal  $t$  de la CIR y de sus componentes, especular y difusa.

En la literatura se han propuesto varios algoritmos para estimar las diferentes contribuciones que alcanzan al receptor en una situación de propagación multicamino. En este estudio se ha utilizado el algoritmo SAGE (*Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization*) porque simplifica el problema complejo de optimización en la estimación de parámetros, dividiéndolo en varios procesos unidimensionales que pueden abordarse de forma secuencial. Este algoritmo es una extensión del algoritmo EM (*Expectation-Maximization*) y ha sido utilizado en la estimación de parámetros en canales radio [7], [8]. A partir de las estimaciones proporcionadas por SAGE, la función de transferencia del canal en la antena  $m$ -ésima del URA,  $H_m(f)$ , vendrá dada por la expresión:

$$H_m(f) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \langle \vec{r}_m, \vec{e}(\phi_l, \beta_l) \rangle\right) \exp(-j2\pi f \tau), \quad (3)$$

donde  $L$  es el número de contribuciones multicamino;  $\vec{r}_m$  es el vector posición de la antena  $m$ -ésima y  $\vec{e}(\phi_l, \beta_l)$  es un vector unitario que apunta a la dirección de llegada  $(\phi_l, \beta_l)$  de la contribución  $l$ -ésima. La CIR en la antena  $m$ -ésima del URA,  $h_m(\tau)$ , puede obtenerse ahora mediante la transformada inversa de Fourier de  $H_m(f)$ :

$$h_m(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} H_m(f) \exp(j2\pi f \tau) df. \quad (4)$$

A partir del conocimiento de  $h_m(\tau)$  se puede obtener el perfil de retardo de potencia, del inglés *power delay profile* (PDP), mediante [9]:

$$PDP_m(\tau) = |h_m(\tau)|^2. \quad (5)$$

El promediado del PDP sobre las 144 ( $12 \times 12$ ) antenas del URA, lo que se conoce como APDP (*Averaged PDP*) permite definir unas métricas que nos informan del comportamiento dispersivo en el tiempo y de la selectividad en frecuencia del canal radio. En la Fig. 1 se muestra el APDP medido y el estimado con SAGE en la banda de 33 GHz en condiciones LOS. Las diferencias son debidas a que la CIR estimada con SAGE solo tiene en cuenta las contribuciones especulares. A partir de (2), la componente de *scattering* difuso para la antena  $m$ -ésima puede estimarse mediante:

$$\hat{h}_{m,DS}(\tau) = h_m(\tau) - h_m^{SAGE}(\tau), \quad (6)$$

donde  $\hat{h}_{m,DS}(\tau)$  es una estimación<sup>1</sup> de  $h_{m,DS}(\tau)$

En la Fig. 2, en trazo azul, se muestra el APDP correspondiente a la componente de *scattering* difuso, en unidades logarítmicas, promediada sobre las 144 antenas del URA,  $APDP_{DS}(\tau)$ . A la vista del decaimiento del  $APDP_{DS}(\tau)$  con la variable de retardo, se propone el siguiente modelo:

$$APDP_{DS}(\tau) = P_{DS}(\tau) + X_{DS}, \quad (7)$$

donde  $P_{DS}(\tau)$  describe el comportamiento medio del  $APDP_{DS}(\tau)$ , representado en trazo rojo en la Fig. 2, al

<sup>1</sup>Debe tenerse en cuenta que el algoritmo utilizado en la estimación de las componentes especulares puede no estimar correctamente contribuciones débiles, de baja amplitud, por lo que en este caso  $\hat{h}_{m,DS}(\tau)$  tiene en cuenta las componentes de *scattering* difuso y las componentes especulares no estimadas correctamente.

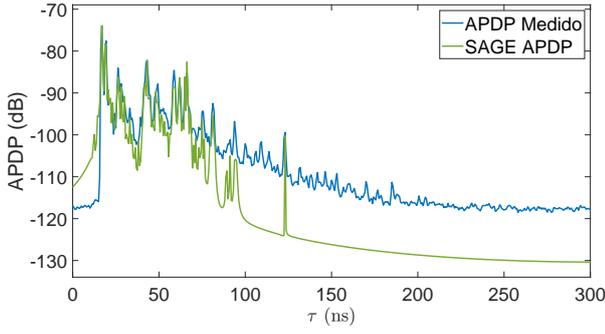


Fig. 1. APDP medido y estimado con SAGE en condiciones de propagación LOS a 33 GHz.

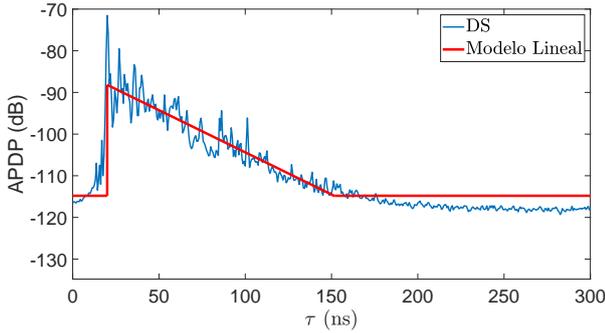


Fig. 2. APDP correspondiente a la componente de *scattering* difuso (azul) y su comportamiento medio (rojo), en condiciones de propagación LOS a 33 GHz.

que se le añade la variable aleatoria  $X_{DS}$  para modelar las variaciones con respecto a su valor medio.

#### A. Modelado de $P_{DS}(\tau)$

La componente  $P_{DS}(\tau)$  puede describirse, en unidades logarítmicas, de la forma siguiente:

$$P_{DS}(\tau)|_{dB} = \begin{cases} P_n & \tau < \tau_0 \\ \alpha_{DS} \cdot \tau & \tau_0 \leq \tau \leq \tau_n \\ P_n & \tau > \tau_n \end{cases} \quad (8)$$

donde  $\tau_0$  corresponde al retardo en el que llega la primera contribución al receptor y  $P_n$  representa el valor mínimo del  $APDP_{DS}(\tau)$ , relacionado con la diferencia de niveles de ruido en el PDP medido y estimado por SAGE a partir de un retardo  $\tau_n$  que se obtiene en base al nivel de ruido en el APDP medido [10]. Los perfiles de potencia de la componente de *scattering* difuso pueden presentar oscilaciones importantes para retardos próximos a la componente directa o principal. Para evitar que esas oscilaciones afecten a la pendiente de  $P_{DS}$ , el valor de  $\alpha_{DS}$  se obtiene mediante una regresión lineal en el intervalo  $[\tau_m, \tau_n]$ , siendo  $\tau_m$  el retardo medio (momento de orden 1) asociado al APDP medido [9].

#### B. Modelado de $X_{DS}$

Las variaciones del  $APDP_{DS}(\tau)$  en torno a su valor medio pueden modelarse a través de una variable aleatoria  $X_{DS}$ . El análisis de la función de distribución (FD) empírica de  $X_{DS}$  no nos ha permitido, de forma clara, proponer una FD teórica que modele fielmente su comportamiento en función de

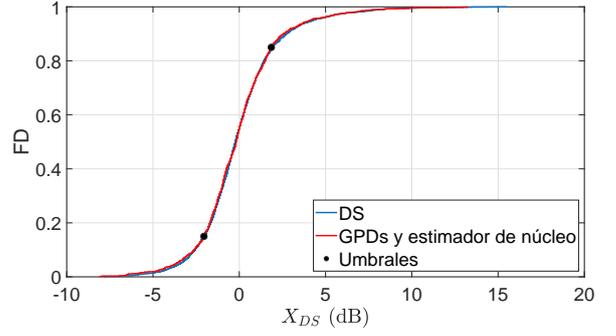


Fig. 3. Aproximación de la función de distribución (FD) empírica de  $X_{DS}$ .

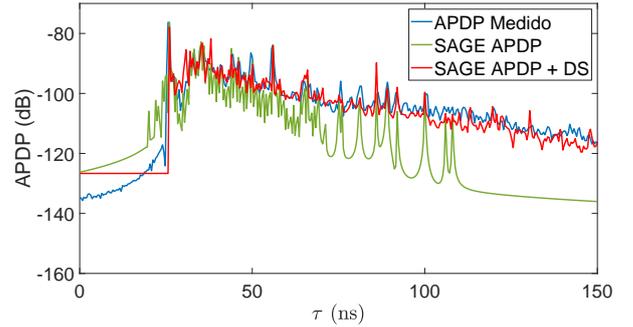


Fig. 4. APDP medido, estimado con SAGE y SAGE con *scattering* difuso, en condiciones de propagación LOS a 26 GHz.

la frecuencia y posición de la antena Tx. Por tanto, hemos optado por realizar una estimación por intervalos de la FD empírica, donde se aproximan las colas (valores mínimos y máximos) haciendo uso de una distribución generalizada de Pareto (GPD, *Generalized Pareto Distribucion*), mientras que en la parte central se realiza una estimación no paramétrica mediante un estimador de núcleo (kernel). Las distribuciones GPD tienen la ventaja de que a partir de un umbral son capaces de realizar un buen ajuste de cualquier FD empírica. Los umbrales que definen los tres intervalos (extremos y centro) de la FD empírica a ajustar se han obtenido en base al conjunto total de medidas, minimizando las diferencias entre las FDs empírica y estimada. En la Fig. 3 se muestra el ajuste de la FD empírica siguiendo el procedimiento descrito. Para la estimación de GPD y de núcleo se ha utilizado la función `paretotails` de Matlab.

## IV. RESULTADOS

En la Fig. 4 se muestra el APDP medido, el estimado con SAGE (SAGE APDP) y SAGE con *scattering* difuso (SAGE APDP + DS) a partir del modelado propuesto en la sección anterior. Puede observarse como la introducción del *scattering* difuso sobre las componentes estimadas por SAGE permite aproximar con cierto detalle el APDP medido. En la Fig. 5 se muestra el APDP medido y estimado con la herramienta de trazado de rayos CINDOOR (CINDOOR APDP), desarrollada por los investigadores de la Universidad de Cantabria. CINDOOR estima con suficiente detalle las principales contribuciones especulares, en particular para retardos bajos. Sin embargo, la resolución del modelo geométrico en términos de la longitud de onda, junto con la existencia de *scattering*

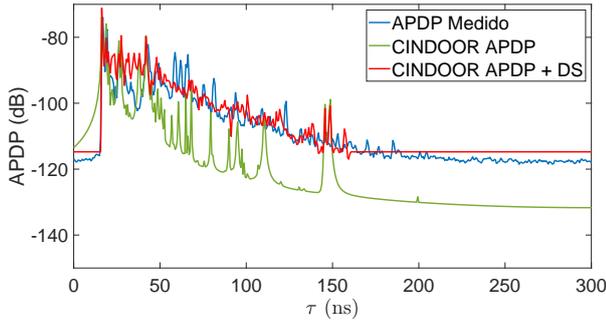


Fig. 5. APDP medido, estimado con CINDOOR y CINDOOR con *scattering* difuso, en condiciones de propagación LOS a 26 GHz.

TABLA I  
NRMSE (%) EN LA ESTIMACIÓN DEL APDP.

		26 GHz	28 GHz	33 GHz	38 GHz
LOS	CINDOOR	11.43	10.67	12.35	10.01
	CINDOOR + DS	10.27	9.82	8.51	8.80
OLOS	CINDOOR	17.31	14.70	16.24	14.89
	CINDOOR + DS	6.11	6.00	5.42	5.76

difuso en el entorno de propagación, hace que haya grandes diferencias en el APDP, diferencias que aumentan con la variable de retardo. La superposición del *scattering* difuso a los resultados proporcionados por CINDOOR (CINDOOR APDP + DS) mejora sesiblemente el APDP, obteniéndose perfil muy similar al medido.

De forma gráfica se ha observado la mejora conseguida al completar los datos proporcionados por la herramienta de trazado de rayos con la introducción del *scattering* difuso. El siguiente paso consistiría en evaluar las principales métricas de dispersión temporal que pueden derivarse a partir del APDP. En las Tablas I-III se muestra el error cuadrático medio normalizado (NRMSE, *normalized root mean square error*), expresado en tanto por cien, en la estimación del APDP, el *delay-spread* y el ancho de banda de coherencia al 90%, siendo estas dos últimas las métricas más utilizadas para analizar el comportamiento dispersivo en tiempo y selectivo en frecuencia, respectivamente, del canal radio en condiciones de propagación multicamino [9]. Se han considerado las bandas de 26, 28, 33 y 38 GHz, en condiciones de propagación LOS y OLOS. Los resultados indican una mejora importante cuando se incorpora el efecto del *scattering* difuso a los resultados obtenidos con la herramienta de trazado de rayos, en particular en condiciones de propagación OLOS.

## V. CONCLUSIONES

En esta comunicación se ha propuesto un método para incorporar el *scattering* difuso en herramientas basadas en trazados de rayos. De esta forma puede estudiarse, con un mayor grado de exactitud, ciertos parámetros relacionados con la respuesta impulsional del canal y que tienen una incidencia importante en las prestaciones finales de los sistemas inalámbricos. El modelo de *scattering* difuso ha sido desarrollado a partir de medidas experimentales en la banda de mmWave, en situaciones de propagación LOS y OLOS, y aplicado en la obtención de métricas de dispersión temporal y selectividad en frecuencia a través del APDP. Como trabajo

TABLA II  
NRMSE (%) EN LA ESTIMACIÓN DEL DELAY-SPREAD.

		26 GHz	28 GHz	33 GHz	38 GHz
LOS	CINDOOR	26.88	27.07	30.85	25.33
	CINDOOR + DS	21.16	19.87	21.43	25.83
OLOS	CINDOOR	37.63	37.94	38.66	28.09
	CINDOOR + DS	5.39	12.03	6.52	3.74

TABLA III  
NRMSE (%) EN LA ESTIMACIÓN DEL ANCHO DE BANDA DE COHERENCIA AL 90%.

		26 GHz	28 GHz	33 GHz	38 GHz
LOS	CINDOOR	60.04	48.69	77.88	41.98
	CINDOOR + DS	39.58	25.77	29.67	28.74
OLOS	CINDOOR	74.31	81.83	77.03	40.28
	CINDOOR + DS	7.00	17.69	7.79	5.78

futuro se analizarán las características de la matriz de canal en sistemas MIMO masivo cuando se incorpora el efecto de *scattering* difuso y su impacto sobre la correlación entre los diferentes canales de propagación en sistemas MIMO multiusuario, así como en la máxima capacidad alcanzable.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado en parte por el Ministerio de Economía, Industria y Competitividad a través de los proyectos TEC2017-86779-C2-1-R y TEC2017-86779-C2-2-R, a través de la Agencia Estatal de Investigación (AEI) y el Fondo Europeo de Desarrollo Regional (FEDER).

## REFERENCIAS

- [1] H. Tataria, K. Haneda, A. M. an M. Shafi, and F. Tufvesson, "Standardization of propagation models for terrestrial cellular systems: A historical perspective," *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 28, pp. 20–44, Mar. 2021.
- [2] L. Lu, G. Li, A. Swindlehurst, A. Ashikhmin, and R. Zhang, "An overview of massive mimo: Benefits and challenges," *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 8, no. 5, pp. 742–758, Oct. 2014.
- [3] S. Salous et al., "Millimeter-wave propagation: Characterization and modeling toward fifth-generation systems," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 58, no. 6, pp. 115–127, Dec. 2014.
- [4] F. Quintin, C. Oestges, F. Horlin, and P. De Doncher, "A polarized clustered channel model for indoor multiantenna systems at 3.6 GHz," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 8, pp. 3685–3693, Oct. 2010.
- [5] K. Saito, J. Takada, and M. Kim, "Dense multipath component characteristics in 11-GHz-band indoor environment," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 9, pp. 4780–4789, Sep. 2017.
- [6] F. Challita, V. M. Rodrigo-Peñarocha, L. Rubio, J. Reig, L. Juan-Llácer, J. Pascual-García, J.-M. Molina-García-Pardo, M. Liénard, and D. Gaillot, "On the contribution of dense multipath components in an intrawagon environment for 5g mmw massive mimo channels," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 12, pp. 2483–2487, December 2019.
- [7] B. H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus, and K. I. Pedersen, "Channel parameter estimation in mobile radio environments using the sage algorithm," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 434–450, Mar. 1999.
- [8] S. Mota, O. García, A. Rocha, and F. Pérez-Fontán, "Estimation of the radio channel parameters using the sage algorithm," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 434–450, Mar. 1999.
- [9] J. D. Parsons, *The mobile radio propagation channel*, 2nd ed. Wiley, 2000.
- [10] A. Bamba, W. Joseph, J. B. Andersen, E. Tanghe, G. Vermeeren, D. Plets, J. . Nielsen, and L. Martens, "Experimental assessment of specific absorption rate using room electromagnetics," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 54, no. 4, pp. 747–757, 2012.