



HAL
open science

Geocasting sans fil basé sur la focalisation spatiale de données en OFDM

Guylian Molineaux, François Horlin, Philippe De Doncker, Julien Sarrazin

► **To cite this version:**

Guylian Molineaux, François Horlin, Philippe De Doncker, Julien Sarrazin. Geocasting sans fil basé sur la focalisation spatiale de données en OFDM. 22èmes Journées Nationales Micro-ondes (JNM 2022), Jun 2022, Limoges, France. hal-03930183

HAL Id: hal-03930183

<https://hal.sorbonne-universite.fr/hal-03930183v1>

Submitted on 2 Feb 2023

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Geocasting sans fil basé sur la focalisation spatiale de données en OFDM

G. Molineaux^{1,2}, F. Horlin¹, P. De Doncker¹, J. Sarrazin²

¹Université Libre de Bruxelles, OPERA - Wireless Communications Group, 1050 Bruxelles, Belgique

²Sorbonne Université, CNRS, Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris, 75252 Paris, France
Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS, Laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris, 91192 Gif-sur-Yvette, France.

{gmolinea,fhorlin,pdedonck}@ulb.ac.be, julien.sarrazin@sorbonne-universite.fr

Résumé — La diffusion géolocalisée de données sans fil requière des capacités de focalisation au niveau des stations de base. La focalisation spatiale de données permet d'outrepasser les limites physiques rencontrées dans les réseaux d'antennes afin d'obtenir des précisions angulaires supérieures. Ce papier présente l'implémentation d'un tel schéma permettant une focalisation angulaire et radiale, tout en étant robuste aux multitrajets.

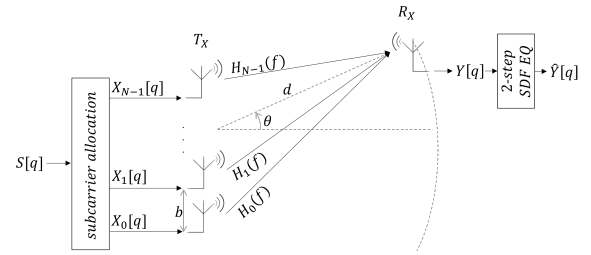


Figure 1. Système de Focalisation Spatiale de Données

1. Introduction

Le geocasting permet d'envoyer des données sans fil, décodables seulement dans une zone délimitée. Ainsi, un utilisateur reçoit de l'information dès qu'il se trouve dans cette zone, sans avoir besoin d'être localisé, répondant ainsi aux problèmes liés au respect de la vie privée. De plus, cela permet de transmettre une donnée géolocalisée dans des lieux où aucun système de positionnement n'existe [1]. Pour cela, les stations de base doivent être équipées de réseaux d'antennes afin de transmettre l'information uniquement dans certaines directions privilégiées. Le problème est qu'il existe une limite physique fondamentale qui relie la largeur d'un faisceau à la taille électrique du réseau, ce qui conditionne la résolution angulaire pouvant être atteinte. Afin d'outrepasser cette limitation, l'idée de ce papier est de focaliser la donnée plutôt que la puissance rayonnée. Ainsi, le problème revient à traiter les signaux émis de façon à dégrader la constellation rapidement dès que le récepteur s'éloigne de la zone désirée. Cette approche est baptisée Focalisation Spatiale de Données (FSD) par opposition à la focalisation de puissance obtenue classiquement par formation de faisceaux.

Ce papier présente une technique FSD basée sur l'utilisation de signaux OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing). Le schéma développé offre une résolution accrue par rapport aux techniques de formation de faisceaux traditionnelles [2] et de modulations directionnelles (DM) [3, 4]. Également, contrairement aux premières techniques de FSD proposées dans la littérature [5, 6, 7], ce papier démontre une focalisation angulaire et radiale, tout en étant robuste aux multitrajets dans l'environnement.

2. Focalisation Spatiale de Données (FSD)

Le système FSD proposé (figure 1) transmet des blocs OFDM $S[q]$ distribués sur N antennes d'un réseau uniforme linéaire, en utilisant Q sous-porteuses, $q \in \mathcal{Q} = -\frac{Q}{2}, \dots, \frac{Q}{2} - 1$ étant l'indice des sous-porteuses. En particulier, un sous-ensemble $\mathcal{Q}_n \subset \mathcal{Q}$ est assigné à chaque antenne $n = 0, \dots, N - 1$, avec $\mathcal{Q} = \bigcup_{n=0}^{N-1} \mathcal{Q}_n$ et $\mathcal{Q}_n \cap \mathcal{Q}_{n'} = \emptyset, \forall n \neq n'$. Un bloc OFDM $X_n[q]$ est ainsi défini pour chaque antenne n comme :

$$X_n[q] = \begin{cases} S[q] & q \in \mathcal{Q}_n \\ 0 & q \in \mathcal{Q} \setminus \mathcal{Q}_n. \end{cases} \quad (1)$$

Les symboles $X_n[q]$ émis par chaque antenne sont transmis via un canal de propagation $H_n[q]$ modélisé comme un canal de Rice :

$$H_n[q] = \alpha e^{j2\pi(f_c + qB_c)\tau_n^{LOS}} + H_n^{NLOS}[q], \quad (2)$$

où τ_n^{LOS} est le temps de propagation du trajet direct (LOS) entre l'antenne n du réseau et l'unique antenne de réception, f_c la fréquence porteuse, B_c l'espacement entre sous-porteuses et $H_n^{NLOS}[q]$ modélise la partie multitrajet (Rayleigh). Le signal reçu s'écrit comme : $Y_n[q] = H_n[q]X_n[q]$.

La FSD exploite la dépendance spatiale de la phase du trajet direct. Toutefois, à cause de la présence de multitrajets, elle ne peut être utilisée directement comme dans le cas en espace libre en [7]. Ainsi, nous proposons une égalisation de canal en deux étapes :

$$\hat{Y}_n[q] = X_n[q] \frac{H_n[q]}{\hat{H}_n[q]} \frac{\hat{H}_n^{LOS}[q]}{\hat{H}_{ref}^{LOS}[q_{ref}]}. \quad (3)$$

La première étape implémente une égalisation classique (Zero Forcing) des blocs OFDM reçus en utilisant l'estimation des canaux $\hat{H}_n[q]$ via des pilotes. La seconde étape consiste à appliquer en post-traitement le comportement de la technique FSD en espace libre présentée en [7] en réintroduisant artificiellement la dépendance spatiale de la phase du trajet direct via le terme $\hat{H}_n^{LOS}[q]$, égalisé par rapport au canal de référence $\hat{H}_{ref}^{LOS}[q_{ref}]$ (c.a.d. le canal qui correspond aux sous-porteuses q_{ref} dans le sous-ensemble de référence prédéterminé \mathcal{Q}_{ref}).

L'estimation de $\hat{H}_n^{LOS}[q]$ au niveau du récepteur peut s'écrire comme :

$$\hat{H}_n^{LOS}[q] = e^{-j2\pi(f_c + qB_c)\hat{\tau}_n^{LOS}}, \quad (4)$$

avec $\hat{\tau}_n^{LOS}$ l'estimation du temps de propagation du LOS du canal n . Cette estimation est obtenue via la réponse impulsionnelle du canal (CIR) $\hat{h}_n[m]$ calculée par transformée de Fourier inverse de $\hat{H}_n[q]$. En relevant le pic correspondant au trajet direct dans la CIR, le temps de propagation du canal n peut être estimé comme $\hat{\tau}_n^{LOS} = m_n^{LOS}\Delta\tau$, où m_n^{LOS} est l'indice correspondant au tap contenant le trajet direct dans le canal n et $\Delta\tau$ est la résolution temporelle (c.a.d. l'inverse de la fréquence d'échantillonnage). En moyennant $\hat{\tau}_n^{LOS}$ sur tous les canaux, une estimation du temps de propagation associé au trajet direct est obtenu : $\bar{\tau}^{LOS}$. La moyenne de la différence de phase entre les trajets directs des canaux adjacents s'écrit comme $\angle\hat{h}_{n+1}(m_{n+1}^{LOS}) - \angle\hat{h}_n(m_n^{LOS})$. En divisant ce terme par $-2\pi f_c$, on obtient une estimation de la différence de retard introduite par deux antennes adjacentes du réseau $\overline{\Delta\tau}^{LOS}$. Le temps de propagation du trajet direct dans le canal n est alors calculé comme $\hat{\tau}_n^{LOS} = \bar{\tau}^{LOS} + (n - \frac{N-1}{2})\overline{\Delta\tau}^{LOS}$ et peut être utilisé dans (4).

En considérant une égalisation parfaite du canal $H_n[q]$ en (3), les symboles égalisés sont :

$$\hat{Y}_n[q] = X_n[q]e^{-j2\pi(f_c + qB_c)\Delta\tau_n^{LOS}}e^{-j2\pi\Delta qB_c\tau_{ref}^{LOS}}. \quad (5)$$

Les symboles subissent ainsi une distorsion due à une phase résiduelle qui dépend de la position azimutale du récepteur, via la différence de retard entre le trajet direct et le canal de référence $\Delta\tau_n^{LOS}$, mais également de la distance émetteur-récepteur, via le produit $\Delta qB_c\tau_{ref}^{LOS}$, où ΔqB_c est la différence de fréquence de la sous-porteuse q et de celle de référence et τ_{ref}^{LOS} est le temps de propagation entre l'antenne de référence du réseau et le récepteur. En dimensionnant le système de sorte à ce que cette phase résiduelle s'annule à la position souhaitée, l'information transmise est ainsi géolocalisée.

3. Beamsteering

Le système OFDM-FSD présenté en section 2. peut générer avec succès une zone géolocalisée exclusive où le taux d'erreur binaire (BER) est au dessous d'un seuil permettant le décodage de l'information transmise. Cependant, il est limité en ce sens qu'il ne peut manipuler activement la position de la zone géolocalisée. Pour cela, il est possible d'intégrer une pondération de phase $\varphi_{n,q}^{steer}$ aux

symboles transmis par chaque antenne n et sous-porteuse q afin d'ajuster la zone géolocalisée aux coordonnées polaires souhaitées ($d^{steer}, \theta^{steer}$). Dans ce scénario, le bloc OFDM $X_n[q]$ transmis par l'antenne n devient :

$$X_n[q] = \begin{cases} S[q]e^{j\varphi_{n,q}^{steer}} & q \in \mathcal{Q}_n \\ 0 & q \in \mathcal{Q} \setminus \mathcal{Q}_n. \end{cases} \quad (6)$$

Le déphasage résiduel sur le symbole reçu en (5) dépend alors de la pondération de phase. Un décodage parfait des symboles reçus ne peut être garanti que lorsque cette phase est égale à un multiple de 2π :

$$\varphi_{n,q}^{steer} - 2\pi(f_c + qB_c)\Delta\tau_n^{LOS} - 2\pi\Delta qB_c\tau_{ref}^{LOS} = k2\pi, \quad k \in \mathbb{Z} \quad (7)$$

Un développement de cette expression aboutit à la pondération de phase suivante :

$$\varphi_{n,q}^{steer} = 2\pi \left[k + (f_c + qB_c)\Delta\tau_n^{LOS} + \Delta qB_c\tau_{ref}^{LOS} \right]. \quad (8)$$

La différence de retard $\Delta\tau_n^{LOS}$ et le retard τ_{ref}^{LOS} dépendent de la position du récepteur dont les coordonnées polaires sont décrites par (d, θ) . Sous une approximation paraxiale ($b \ll d$, avec b la distance inter-antenne dans le réseau), ces quantités sont respectivement données par :

$$\Delta\tau_n^{LOS} = -\Delta n \frac{b}{c} \sin \theta \quad (9a)$$

$$\tau_{ref}^{LOS} = \frac{d}{c} - (n_{ref} - \frac{N-1}{2}) \frac{b}{c} \sin \theta, \quad (9b)$$

où c est la vitesse de la lumière et n_{ref} l'indice de l'antenne de référence. La condition de phase en (7) devant être respectée à la position visée, l'expression finale de la pondération de phase $\varphi_{n,q}^{steer}$ de la sous-porteuse q sur l'antenne n est trouvée en évaluant (9a) et (9b) à la position visée ($d^{steer}, \theta^{steer}$). Ainsi, en substituant $\Delta\tau_n^{LOS}$ et τ_{ref}^{LOS} donnés par (9a) et (9b) dans (8), l'expression suivante est obtenue :

$$\varphi_{n,q}^{steer} = 2\pi \left[\frac{\Delta qB_c}{c} d^{steer} - \left(\Delta n(f_c + qB_c) + \Delta qB_c(n_{ref} - \frac{N-1}{2}) \right) \frac{b}{c} \sin \theta^{steer} \right]. \quad (10)$$

4. Identification et métriques d'évaluation

Dans un scénario en espace libre, la zone géolocalisée est décrite par une région uniforme à l'intérieur de laquelle le BER est en-dessous d'un certain de seuil. En présence de mutitrajets, la zone géolocalisée dévie naturellement de cette forme idéale et ne peut plus être considérée uniforme et continue dans l'espace. Son évaluation n'est donc plus triviale. Pour pallier à ce problème, la zone géolocalisée est caractérisée par l'étude de la distribution spatiale du BER en utilisant un algorithme de clustering, le DBSCAN.

Dans cet optique, l'ensemble \mathcal{L} de toutes les positions où le BER est en dessous d'un seuil BER_{th} est défini comme suit :

$$\mathcal{L} = \left\{ (d, \theta) \mid BER(d, \theta) < BER_{th} \right\}. \quad (11)$$

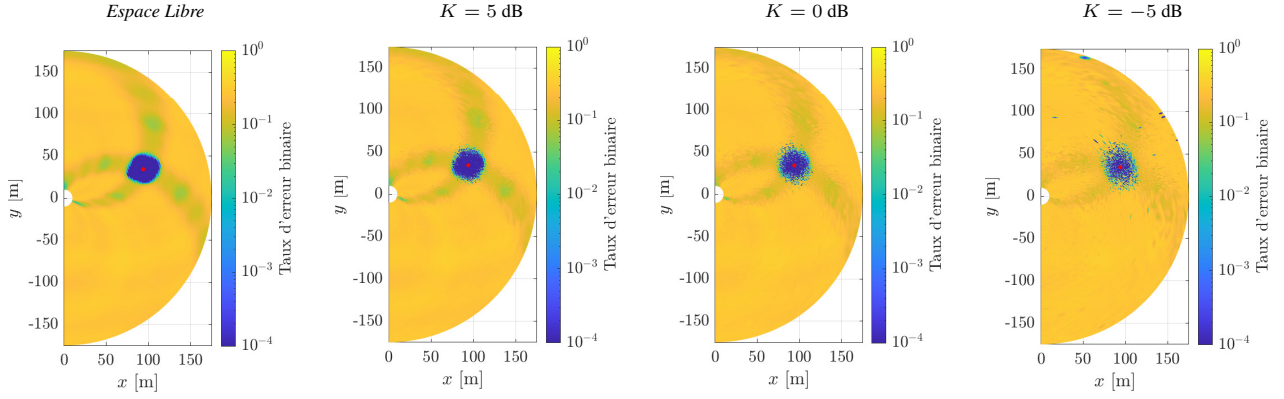


Figure 2. Distribution spatiale du taux d'erreur binaire en espace libre et en fonction du facteur Rice, K .

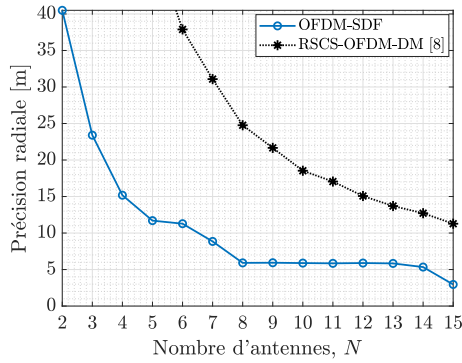


Figure 3. Précision radiale en fonction du nombre d'antennes, N .

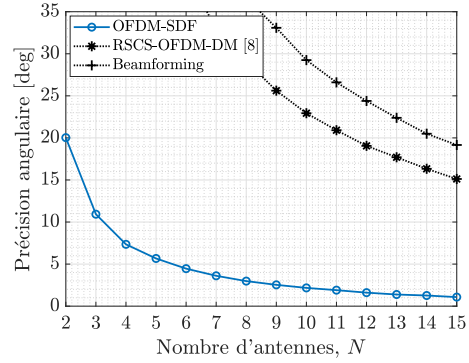


Figure 4. Précision angulaire en fonction du nombre d'antennes, N .

L'ensemble complémentaire \mathcal{H} de toutes les positions avec un BER au-dessus du seuil BER_{th} est défini d'une manière analogue comme :

$$\mathcal{H} = \left\{ (d, \theta) \mid BER(d, \theta) \geq BER_{th} \right\}. \quad (12)$$

L'algorithme DBSCAN est tout d'abord appliqué à l'ensemble \mathcal{L} des positions avec un BER faible. Ceci produit un cluster \mathcal{L}_{clust} contenant les coordonnées des positions à faible BER considérées comme faisant parties d'un unique cluster spatial. DBSCAN identifie également les coordonnées des positions à faible BER se situant en dehors du cluster. Ce second ensemble est dénoté \mathcal{L}_{out} . En appliquant DBSCAN à l'ensemble $\mathcal{H} \cup \mathcal{L}_{out}$, l'ensemble \mathcal{H}_{out} des positions à fort BER se situant dans le cluster peut être identifié. La zone géolocalisée peut alors être définie comme une région spatiale continue couverte par les positions de l'ensemble suivant :

$$\mathcal{G} = \mathcal{L}_{clust} \cup \mathcal{H}_{out}. \quad (13)$$

Grâce à cette définition, des métriques de performances peuvent ainsi être proposées. Les précisions angulaire $\hat{\Theta}_d$ et radiale $\hat{\Theta}_\theta$ sont définies comme les distances angulaire et radiale couvertes par les positions à l'intérieur de la zone géolocalisée :

$$\hat{\Theta}_d = \max\{d \mid (d, \theta) \in \mathcal{G}\} - \min\{d \mid (d, \theta) \in \mathcal{G}\}, \quad (14a)$$

$$\hat{\Theta}_\theta = \max\{\theta \mid (d, \theta) \in \mathcal{G}\} - \min\{\theta \mid (d, \theta) \in \mathcal{G}\}. \quad (14b)$$

La connectivité C à l'intérieur de la zone géolocalisée est définie comme le ratio entre le nombre de positions à faible BER et le nombre total de position à l'intérieur de la zone géolocalisée :

$$C = \frac{\text{card}(\mathcal{L}_{clust})}{\text{card}(\mathcal{G})}. \quad (15)$$

5. Simulations et résultats

Le système OFDM-FSD décrit précédemment est simulé avec une constellation 16-QAM, une fréquence porteuse $f_c = 3.6$ GHz, $Q = 128$ sous-porteuses espacées de $B_c = 781.25$ kHz (bande totale de $B = 100$ MHz), une distance entre antennes du réseau $b = 0.325\lambda_c$ (avec λ_c la longueur d'onde de la porteuse), un rapport signal-à-bruit $SNR = 25$ dB et une zone géolocalisée déterminée par sa position radiale $d^{steer} = 100$ m et angulaire $\theta^{steer} = 20^\circ$.

La figure 2 présente la distribution spatiale du taux d'erreur binaire (BER) avec un réseau de deux antennes en espace libre tout d'abord, puis dans un canal de Rice pour différents facteurs K . Il est observé que le BER est faible seulement dans la zone géolocalisée. Pour cet exemple, cette zone reste consistante jusque $K = 0$ dB. Avec $K = -5$ dB, des dégradations visibles du BER au sein de la zone géolocalisée apparaissent.

Les figures 3 et 4 présentent la précision radiale et angulaire, définie comme la région où le BER est au-dessous

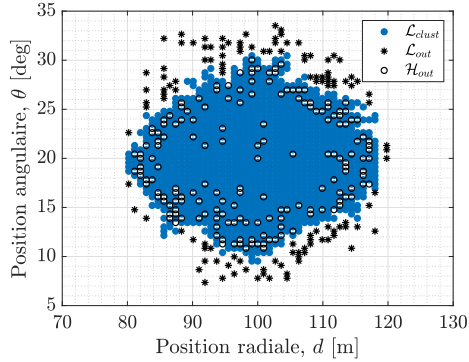


Figure 5. Résultats de clustering d'une zone géolocalisée OFDM-FSD avec $K = 2.5$ dB.

d'un seuil fixé ici à 10^{-3} . Les performances du schéma proposé sont comparées avec celles obtenues par beamforming classique (pour une focalisation angulaire seulement) et avec un schéma de DM (RSCS-OFDM-DM présenté en [8]). Le gain en résolution obtenu avec la méthode proposée est observable à la fois dans la domaine angulaire et radiale. A titre d'exemple, le schéma OFDM-FSD avec un réseau de 2 antennes seulement présente la même précision angulaire qu'un réseau de 12 antennes avec de la DM ou de 15 antennes avec du beamforming.

La figure 5 montre les résultats de clustering en ayant appliqué la méthode décrite en section 4. sur la distribution spatiale de BER obtenue avec la technique OFDM-FSD et un facteur de Rice de 2.5 dB. La figure 6 montre de plus la connectivité à l'intérieur de la zone géolocalisée en fonction du facteur de Rice. Bien que la connectivité sur l'intégralité de la zone géolocalisée diminue avec de faibles facteurs de Rice, il est possible d'observer sur la figure 5 que les positions à fort BER à l'intérieur de la zone géolocalisée se situent en périphérie de cette dernière. Ainsi, il est intéressant d'observer la connectivité de la portion centrale de la zone géolocalisée. Dans cet optique, une zone de forme elliptique centrée autour de la position centrale est analysée dont la largeur est réduite à 3/4, 1/2 et 1/4 de la largeur initiale. Ainsi, il est observé que la connectivité reste similaire à celle d'un système OFDM classique jusqu'à des facteurs de Rice $K = 0$ dB, surtout lorsque la zone considérée est égale à 1/2 ou 1/4 de la largeur initiale.

6. Conclusion

La focalisation spatiale de données (FSD) est construite autour de la variation de phase prédictible des canaux LOS. Dès lors, la présence de multi-trajets dans l'environnement détériore le fonctionnement de la FSD. Ce papier présente pour cela une approche en deux étapes permettant d'améliorer la robustesse de la FSD dans des scénarios multi-trajets. En particulier, il est montré une robustesse de la FSD jusqu'à des facteurs de Rice de 0 dB.

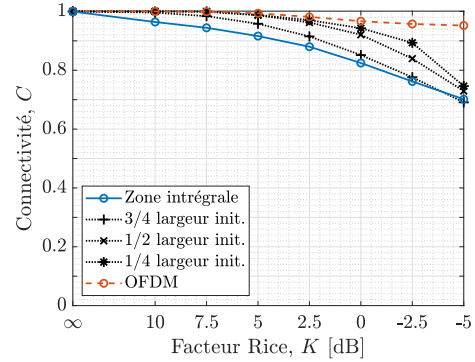


Figure 6. Connectivité dans la zone géolocalisée en fonction du facteur Rice, K .

Références

- [1] M. Di Felice *et al.*, "Group communication on highways : An evaluation study of geocast protocols and applications," *Ad Hoc Networks*, vol. 11, no. 3, pp. 818–832, May 2013.
- [2] C. A. Balanis, *Arrays : Linear, Planar, and Circular*, 3rd ed. Hoboken, New Jersey, USA : John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [3] M. P. Daly and J. T. Bernhard, "Directional modulation technique for phased arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 9, pp. 2633–2640, Sep. 2009.
- [4] J. Hu *et al.*, "Artificial-noise-aided secure transmission with directional modulation based on random frequency diverse arrays," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 1658–1667, 2017.
- [5] J. Sarrazin *et al.*, "Spatial data focusing : An alternative to beamforming for geocasting scenarios," in *2018 USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium)*, Boston, MA, USA, Jul. 2018, pp. 139–140.
- [6] G. Molineaux *et al.*, "Spatial data focusing using time and iq resources for wireless geocasting," in *2019 IEEE Global Communications Conf. (GLOBECOM)*, Dec. 2019, pp. 1–6.
- [7] —, "OFDM-based spatial data focusing for high resolution 2-dimensional wireless geocasting," in *2020 IEEE 31st Annu. Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Aug. 2020, pp. 1–6.
- [8] F. Shu *et al.*, "Secure and precise wireless transmission for random-subcarrier-selection-based directional modulation transmit antenna array," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 36, no. 4, pp. 890–904, Apr. 2018.