



**HAL**  
open science

## Diffuseur dépolarisant invariant par rotation

Olivier Rance, Zeshan Ali, Nicolas Barbot, Etienne Perret

► **To cite this version:**

Olivier Rance, Zeshan Ali, Nicolas Barbot, Etienne Perret. Diffuseur dépolarisant invariant par rotation. XXIIèmes Journées Nationales Microondes, Jun 2023, Limoges, France. hal-04047241

**HAL Id: hal-04047241**

**<https://hal.science/hal-04047241v1>**

Submitted on 27 Mar 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.

## Diffuseur dépolarisant invariant par rotation

Olivier Rance, Zeshan Ali, Nicolas Barbot, et Etienne Perret

Univ. Grenoble Alpes, Grenoble INP, LCIS, 26000 Valence, France

{olivier.rance, zeshan.ali, nicolas.barbot, etienne.perret}@lcis.grenoble-inp.fr

**Résumé** - Dans cet article, on montre la possibilité de concevoir un diffuseur résonnant planaire présentant une polarisation croisée en amplitude indépendante de son orientation. Le diffuseur résonnant est composé de deux dipôles avec une disposition angulaire spécifique de manière à respecter les contraintes théoriques introduites pour obtenir une telle invariance. Un diffuseur fonctionnant à 4,26 GHz a été fabriqué et mesuré, offrant de bonnes performances avec une variation relative de la composante de polarisation croisée inférieure à -2 dB quel que soit l'angle d'orientation.

### 1. Introduction

Le principe de la diffusion polarimétrique a reçu une attention significative ces dernières années dans le domaine des capteurs EM à distance. La recherche a été stimulée par le développement de l'imagerie radar à ouverture synthétique pour l'identification des cibles radar [1] et la classification des terrains [2]. En revanche, peu d'efforts ont été faits pour concevoir des objets de petite taille ayant des propriétés polarimétriques particulières.

Dans le présent article, une méthode de conception d'une cible résonante planaire dont la signature est invariante par rotation est proposée. Bien que la conception d'un diffuseur planaire invariant par rotation en co-polarisation soit assez simple, il est plus difficile de concevoir des diffuseurs planaires invariants par rotation en polarisation croisée. Les cibles invariantes en orientation peuvent présenter un intérêt dans plusieurs domaines tels que l'étalonnage des radars polarimétriques, la RFID sans puce et les matériaux absorbant les radars.

Une méthode de conception simple basée sur deux dipôles microrubans pour la réalisation d'un diffuseur résonnant invariant en orientation est proposée. Le diffuseur est finalement fabriqué et les performances obtenues sont évaluées à partir de résultats de mesure.

### 2. Théorie et conception des diffuseurs

L'interaction entre l'onde incidente et la cible radar peut être décrite par la matrice polarimétriques de diffusion  $\mathbf{S}$  (matrice de Sinclair) qui relie le vecteur de champ électrique diffusé  $\mathbf{E}^s$  au vecteur de champ incident  $\mathbf{E}^i$ :

$$\begin{bmatrix} E_v^s \\ E_h^s \end{bmatrix} = \frac{e^{-jkr}}{\sqrt{4\pi \cdot r}} \cdot \begin{bmatrix} S_{vv} & S_{vh} \\ S_{hv} & S_{hh} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_v^i \\ E_h^i \end{bmatrix}, \quad (1)$$

où  $S_{vv}$ ,  $S_{hh}$ ,  $S_{vh}$  et  $S_{hv}$  sont des quantités complexes qui dépendent de la fréquence.  $r$  est la distance entre la cible

et l'antenne et  $k$  est la constante de propagation. Pour une cible passive en configuration monostatique (voir Figure 1),  $\mathbf{S}$  est symétrique, c'est-à-dire  $S_{vh} = S_{hv}$ . Dans (1), la dépendance à la distance  $r$  est éliminée de la matrice  $\mathbf{S}$  pour être cohérent avec la définition classique de la surface équivalente radar (SER).

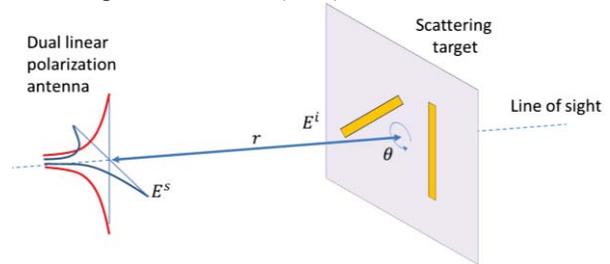


Figure 1. Configuration monostatique avec cible radar sous incidence normale.

Lorsque la cible est tournée d'un angle  $\theta$  par rapport à la ligne de visée (voir figure 1), la matrice de diffusion est modifiée comme suit :

$$\mathbf{S}(\theta) = \mathbf{\Omega}^t \cdot \mathbf{S}(0) \cdot \mathbf{\Omega}, \quad (2)$$

où  $\mathbf{\Omega}^t$  désigne la transposée de  $\mathbf{\Omega}$  qui est la matrice de rotation de l'angle  $\theta$ :

$$\mathbf{\Omega} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Par la suite, il s'avérera utile d'exprimer à partir de (2) la forme explicite de  $S_{vv}$  (copolarisation) et  $S_{vh}$  (polarisation croisée) par rapport à  $\theta$ :

$$\begin{aligned} S_{vv}(\theta) &= \frac{S_{hh} + S_{vv}}{2} \\ &\quad - \frac{S_{hh} - S_{vv}}{2} \cos 2\theta \\ &\quad + S_{vh} \sin 2\theta, \end{aligned} \quad (4)$$

$$S_{vh}(\theta) = \frac{S_{hh} - S_{vv}}{2} \sin 2\theta + S_{vh} \cos 2\theta. \quad (5)$$

Dans (4) et (5), les valeurs  $S_{vv}$ ,  $S_{hh}$ , et  $S_{vh}$  sont les composantes de la matrice de diffusion  $\mathbf{S}$  pour l'orientation de référence de la cible  $\theta = 0$ . Pour un diffuseur quelconque, il est clair que les composantes de la matrice de diffusion dépendent de l'angle de roulis  $\theta$ .

Nous commençons par remarquer que l'application d'un angle de rotation  $\theta = \pi/4$  dans (5) donne :

$$S_{vh}(\pi/4) = \frac{S_{hh} - S_{vv}}{2} \quad (6)$$

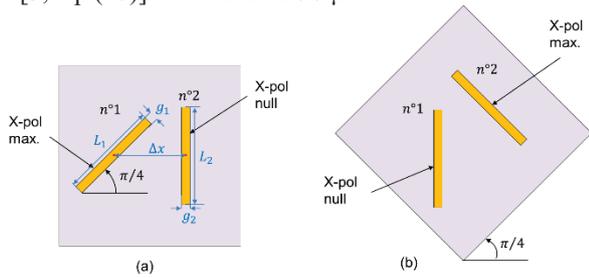
De sorte que (5) peut être réécrit :

$$S_{vh}(\theta) = S_{vh}(\pi/4) \cdot \sin 2\theta + S_{vh}(0) \cdot \cos 2\theta. \quad (7)$$

L'équation (7) se ramène à une équation de cercle lorsque l'on satisfait la relation  $S_{vh}(\pi/4) = j \cdot S_{vh}(0)$  ce qui garantit l'invariance par rotation de l'amplitude de  $S_{vh}(\theta)$ . Cette condition impose l'égalité en amplitude et la quadrature en phase pour les deux orientations  $\pi/4$  et 0.

### 3. Résultats de simulations

Le diffuseur est composé de deux dipôles microstrip imprimés sur un substrat RO4003 ( $\epsilon_r = 3.55$ ,  $\tan\delta = 2.7 \cdot 10^{-3}$ ) d'épaisseur 0,8 mm. La largeur  $g_{1,2}$  des dipôles (figure 2a) est fixée à 2 mm et leur longueur est choisie de telle sorte que la fréquence de résonance correspondante  $f_0$  soit d'environ 3,19 GHz ( $L_{1,2} \approx 26.9$  mm). La séparation  $\Delta x$  entre les centres des dipôles est de 20 mm. Pour ces dimensions, le facteur de qualité des dipôles individuels (non couplés) est évalué à  $Q = 195$  à partir du modèle classique de cavité [4]. La valeur  $\Delta L$  requise pour un décalage de phase de 90°, calculée à partir de [3, éq. (17)] est d'environ 50  $\mu\text{m}$ .



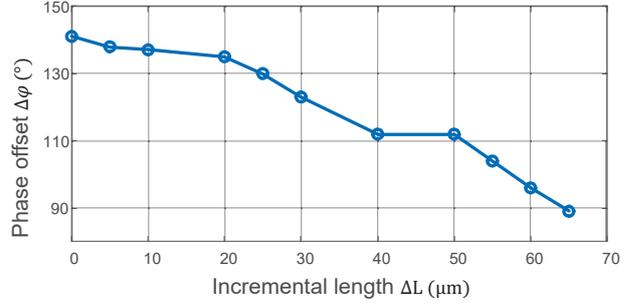
**Figure 2. Contribution de la polarisation croisée d'une cible composée de deux dipôles microrubans orientés à 0 (a) et  $\pi/4$  (b).**

Une série de simulations (solveur temporel de CST Microwave Studio 2018) a été réalisée pour dimensionner les deux dipôles en présence de couplage. La longueur du dipôle n°1 est fixée à  $L_1 = 26.9$  mm et la longueur  $L_2$  du dipôle n°2 est augmentée itérativement par pas de 10  $\mu\text{m}$  (notez que  $L_2 - L_1 = 2\Delta L$ ). Pour chaque valeur de  $\Delta L$  le champ rétrodiffusé en polarisation croisée est calculé pour les angles  $\theta = 0$  et  $\theta = 45^\circ$ . Le décalage de phase  $\Delta\varphi$  à  $f_0$  est reporté sur la figure 3 en fonction de la longueur incrémentale  $\Delta L$ . Le décalage de phase de 90° est obtenu à 3,19 GHz pour des longueurs  $L_1 = 26.9$  mm et  $L_2 = 27.03$  mm ( $\Delta L = 65 \mu\text{m}$ ).

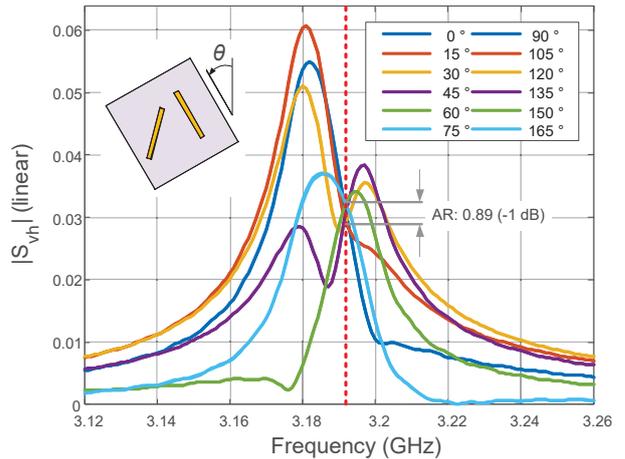
Pour ces dimensions, le coefficient  $S_{vh}$  de la matrice de diffusion a été calculée pour différentes orientations couvrant la plage  $[0^\circ, 180^\circ]$  et les résultats de la simulation sont représentés sur la figure 4. Comme prévu par la théorie, toutes les courbes sont concomitantes à la fréquence de fonctionnement  $f_0 = 3.19$  GHz.

La trajectoire de  $S_{vh}(\theta)$  dans le plan complexe est calculée théoriquement à partir de (7) et de la valeur

calculée de  $S_{vh}$  à  $\theta = 0^\circ$  et  $\theta = 45^\circ$  dans la figure 4. Les données simulées (amplitude et phase à  $f_0$ ) sont également reportées dans la figure 5 et nous observons un très bon accord entre la théorie et les simulations. Le rapport axial (petit axe sur grand axe, qui sont représentés par des lignes rouges sur la figure 5) de l'ellipse obtenue par simulation pour ces valeurs est  $AR = 0.89$  (-1 dB). Notons qu'une façon simple d'évaluer le rapport axial sans tracer l'ellipse est de calculer le rapport entre l'amplitude minimale et maximale à la fréquence de fonctionnement, comme indiqué figure 4.



**Figure 3. Décalage de phase entre  $S_{vh}(0^\circ)$  et  $S_{vh}(45^\circ)$  en fonction de la longueur de l'incrément  $\Delta L$ .  $L_1 = 26.9$  et  $L_2 = L_1 + 2\Delta L$ ,  $f_0 = 3.19$  GHz.**



**Figure 4. Composante de polarisation croisée de la matrice de diffusion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $\theta$  (simulations CST).  $L_1 = 26.9$  mm et  $L_2 = 27.03$  mm.**

### 4. Mesures et Résultats

Un diffuseur fonctionnant à 4,26 GHz a été fabriqué par gravure chimique comme représenté figure 6. Les longueurs des dipôles sont  $L_1 = 19,9$  mm et  $L_2 = 20,05$  mm. Les largeurs sont  $g_1 = g_2 = 2$  mm. Le substrat est carré de dimensions 50 mm×50 mm ; il est réalisé en matériau RO4003 d'épaisseur  $h = 0,8$  mm.

Les mesures sont effectuées dans un environnement semi-anéchoïque à l'aide d'un système MVG Starlab modifié, comme représenté Figure 7. La configuration est monostatique et les mesures sont effectuées en polarisation croisée à l'aide d'une antenne cornet QH2000. Le diffuseur testé est positionné sur une plate-forme rotative à une distance  $r = 30$  cm de l'antenne. L'antenne

est connectée à un VNA Keysight P9375A qui est interfacé avec un ordinateur portable.

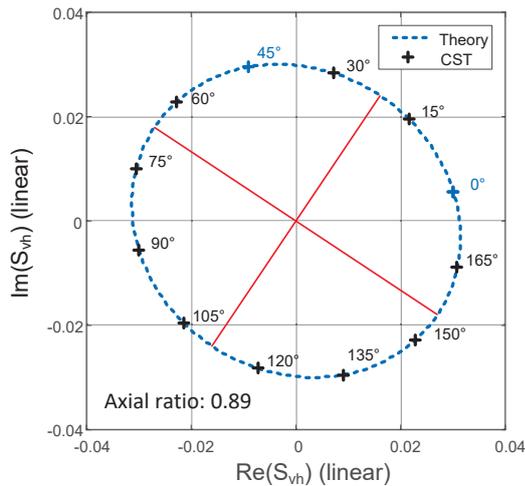


Figure 5. Evolution de  $S_{vh}$  en fonction de l'angle d'orientation  $\theta$  dans le plan complexe. La théorie est calculée à partir de (7) et des valeurs calculées de  $S_{vh}$  à  $\theta = 0^\circ$  et  $\theta = 45^\circ$ . Les résultats de la simulation CST correspondent aux données présentées sur la figure 4 évaluées à  $f_0 = 3.19$  GHz

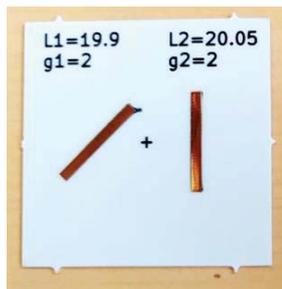


Figure 6. Diffuseur manufacturé.

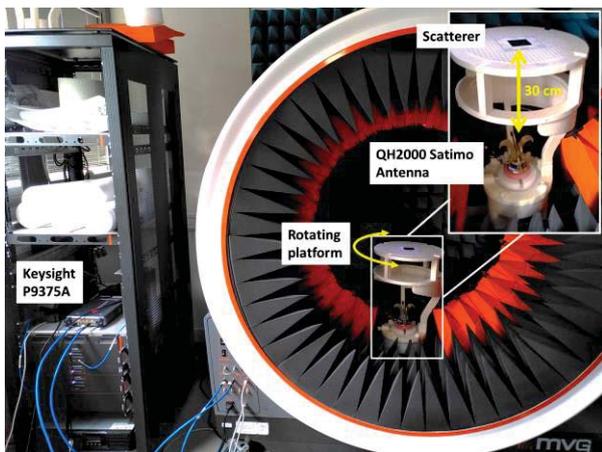


Figure 7. Image de l'installation de mesure. Mesure de la polarisation croisée monostatique en milieu semi-anéchoïque.

Une mesure de référence contenant uniquement le substrat avec un plan de masse (sans dipôles) est effectuée pour chaque angle et soustraite de celle du diffuseur complet. L'objectif de cette mesure de référence est de prendre en compte à la fois les couplages de polarisation croisée des antennes et la diffraction éventuelle des bords du plan de

masse. Le paramètre mesuré  $S_{21}$  du VNA est lié à la composante  $S_{vh}$  de la matrice de diffusion par l'équation radar monostatique :

$$S_{21} = \frac{G \cdot \lambda}{(\sqrt{4\pi})^3 \cdot r^2} S_{vh}, \quad (8)$$

où  $G$  est le gain de l'antenne (5,8 dBi à 4,26 GHz) et  $\lambda$  la longueur d'onde en espace libre.

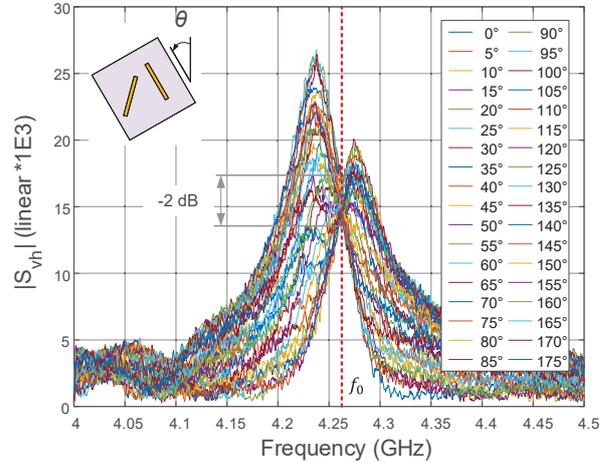


Figure 8. Résultats de la mesure de l'amplitude de la composante de polarisation croisée de la matrice de diffusion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $\theta$ , pour le diffuseur représenté figure 2.

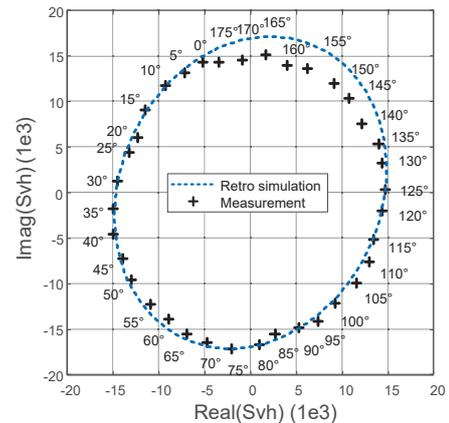


Figure 9. Evolution de  $S_{vh}$  à la fréquence de fonctionnement en fonction de l'angle d'orientation  $\theta$  dans le plan complexe.  $f_0 = 4,26$  GHz, AR=0,79 (-2dB). Paramètre modifié pour la rétro simulation :  $\tan\delta = 7.7 \cdot 10^{-3}$ ,  $g_1 = g_2 = 1.95$  mm.

Des mesures du diffuseur ont été réalisées pour  $\theta$  variant de  $0^\circ$  à  $180^\circ$  avec des pas de  $5^\circ$ . Les résultats des mesures sont représentés Figure 8. Une variation minimale de l'amplitude de la polarisation croisée est obtenue à 4,26 GHz pour laquelle  $|S_{vh}|$  varie entre  $17.3 \cdot 10^{-3}$  et  $13.7 \cdot 10^{-3}$  ce qui correspond à un rapport axial de -2 dB. La décroissance de l'amplitude entre la valeur du sommet à 4,24 GHz et la valeur moyenne à  $f_0$  est d'environ -4,6 dB, ce qui est supérieur à -2 dB.

Le rapport axial (petit axe sur grand axe, qui sont représentés par des lignes grises sur la figure 8) de l'ellipse obtenu sur ces mesures est AR = -2 dB.

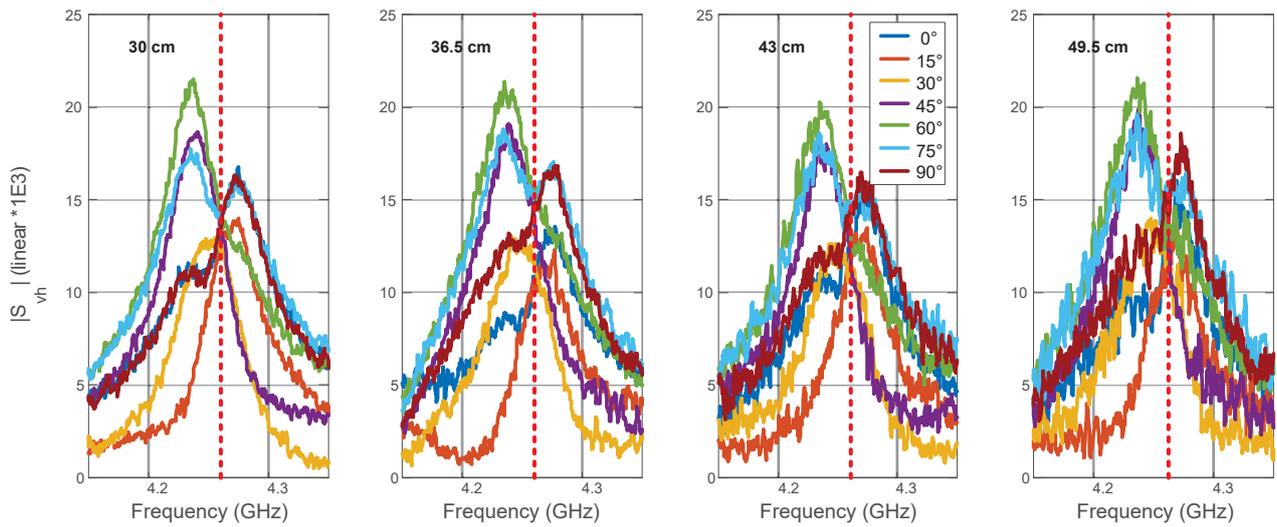


Figure 10. Mesures de  $S_{vh}$  pour différents angles et différentes distances entre le diffuseur et l'antenne.

La valeur de  $S_{vh}$  à la fréquence de fonctionnement  $f_0$  est indiquée pour différentes valeurs de  $\theta$  dans la figure 9. Comme prévu par la théorie, en mesure la trajectoire de  $S_{vh}(\theta)$  décrit une ellipse centrée.

L'impact de la distance  $r$  entre le diffuseur et l'antenne a été évalué en mesure. La distance  $r$  a été progressivement augmentée de 30 cm à 49,5 cm et les résultats des mesures sont présentés sur la figure 13 pour différents angles. Les résultats de mesure montrent que  $S_{vh}$  qui est normalisé par rapport à la distance en utilisant (8) est presque constant. La comparaison entre l'amplitude du sommet de la courbe de  $60^\circ$  (en vert sur la figure 10) donne une erreur relative maximale inférieure à 6% pour 42 cm et 49,5 cm.

La puissance totale reçue est composée de la puissance rétrodiffusée par le diffuseur qui dépend de la distance ainsi que d'un bruit blanc additif de puissance constante. Grâce à la normalisation (8), la décroissance du rapport signal/bruit (SNR) en fonction de la distance peut être visualisée sur les résultats de mesure de la figure 10. La variance du bruit résiduel a été évaluée à 0,021, 0,044, 0,084 et 0,146 pour 30 cm, 36,5 cm, 43 cm et 59,5 cm respectivement. La variance est donc presque proportionnelle à  $r^4$  comme prévu par l'équation du radar. La décroissance du RSN entraîne une dégradation progressive du rapport axial de 0,79 (-2 dB) à 30 cm à 0,70 (-3 dB) à 50 cm pour le diffuseur n°1.

## 5. Conclusion

Dans cet article, une méthode simple est proposée pour concevoir des diffuseurs résonnants invariants en orientation composés de deux dipôles microbandes légèrement décalés en fréquence et avec une orientation relative de  $45^\circ$ . Un diffuseur fonctionnant à 4,26 GHz a été fabriqué et mesuré, offrant de bonnes performances avec un rapport axial égal à -2 dB. Bien que simple et illustrative, la conception actuelle est sensible à la tolérance de fabrication.

## 6. Remerciements

Ce travail est financé par l'Union Européenne à travers l'ERC ScattererID N°772539.

## Références

- [1] C. R. Smith et P. M. Goggans, 'Radar target identification', IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 35, no. 2, pp. 27-38, Apr. 1993.
- [2] S.-W. Chen, Y.-Z. Li, X.-S. Wang, S.-P. Xiao, et M. Sato, 'Modeling and Interpretation of Scattering Mechanisms in Polarimetric Synthetic Aperture Radar: Advances and perspectives', IEEE Signal Process. Mag. vol. 31, no. 4, pp. 79-89, juillet 2014.
- [3] O. Rance, N. Barbot, et E. Perret, "Design of Planar Resonant Scatterer With Roll-Invariant Cross Polarization," IEEE Trans. Microw. Theory Techn. vol. 68, no. 10, pp. 4305-4313, oct. 2020.
- [4] D. R. Jackson and N. G. Alexopoulos, 'Simple approximate formulas for input resistance, bandwidth, and efficiency of a resonant rectangular patch', IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 39, no. 3, pp. 407-410, Mar. 1991.