



**HAL**  
open science

# Développement de méthodes non-invasives de caractérisation électromagnétique d'antennes miniatures par la mesure de la surface équivalente radar SER en Configuration Monostatique

Yacine Sekhri, Patricia Grassin, Malik Gaoua, Frédérique Gadot, Habiba Hafdallah Ouslimani

## ► To cite this version:

Yacine Sekhri, Patricia Grassin, Malik Gaoua, Frédérique Gadot, Habiba Hafdallah Ouslimani. Développement de méthodes non-invasives de caractérisation électromagnétique d'antennes miniatures par la mesure de la surface équivalente radar SER en Configuration Monostatique. 16èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux, Mar 2020, Toulouse, France. hal-03630833

**HAL Id: hal-03630833**

**<https://hal.science/hal-03630833>**

Submitted on 5 Apr 2022

**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.

# Développement de méthodes non-invasives de caractérisation électromagnétique d'antennes miniatures par la mesure de la surface équivalente radar SER en Configuration Monostatique

Yacine Sekhri<sup>1\*</sup>, Patricia Grassin<sup>1</sup>, Malik Gaoua<sup>1</sup>, Frédérique Gadot<sup>1</sup> et Habiba Hafdallah Ouslimani<sup>1</sup>  
<sup>1</sup>Laboratoire Energétique Mécanique Electromagnétisme ; LEME EA-4416, Université Paris Nanterre, Nanterre, France  
 50 rue de Sèvres, Ville d'Avray 92410 France

\* e-mail correspondance sekhri.yacine@parisnanterre.fr

**Résumé** — Dans cet article, nous présentons la caractérisation non invasive d'antennes par la mesure de leur surface équivalente radar (SER) en configuration monostatique dans la bande de 1-18 GHz. L'étalonnage de la chambre anéchoïque se fait par la caractérisation de cibles étalons et de la chambre à vide entre 1 et 18 GHz. A partir de mesures des ondes diffractées, différentes étapes seront nécessaires pour séparer le mode structure, du mode antenne de l'antenne étudiée. L'objectif visé est d'analyser finement les phénomènes physiques de la diffraction et de les relier aux caractéristiques intrinsèques de l'antenne en comparant les ondes rayonnées et celles diffractées. Les résultats de mesures obtenus sont évalués par comparaison avec ceux obtenus par une modélisation électromagnétique (3D) utilisant le logiciel CST AWS.

## I. INTRODUCTION

L'antenne est la structure physique rayonnante indispensable pour établir toutes les communications sans-fil historiquement entre les systèmes, et de plus en plus entre les objets. Les objets connectés sont de plus en plus compacts, miniatures, très peu encombrants, de faible consommation et de faible coût. L'évolution va donc vers la miniaturisation également de l'antenne tout en conservant ses fonctionnalités d'origine. On parle alors d'antennes miniaturisées ou d'antennes électriquement petites (AEPs) [1-2]. Il s'agit d'antennes de dimensions plus petites que  $\lambda/3$ . Classiquement, les principales caractéristiques des antennes (diagramme de rayonnement, gain, efficacité, polarisation, bande passante, ...) sont déterminées expérimentalement à l'aide de mesures en rayonnement en chambre anéchoïque ou en espace libre. Ces techniques de mesure standards nécessitent l'utilisation d'un câble coaxial d'alimentation. Cependant, et dans le cas d'antennes AEPs, l'effet du câble devient prépondérant. Il contribue, notamment au changement de la distribution des courants sur l'antenne et perturbe ainsi fortement son impédance et son diagramme de rayonnement. Cela nécessite de nouvelles approches pour caractériser les AEPs.

Afin de se soustraire au problème de l'influence du câble d'excitation, différentes techniques de mesure non invasives, notamment l'utilisation de la mesure des ondes diffractées ou « Scattering Waves » en déterminant la Surface Equivalente Radar (SER) ou Radar Cross Section (RCS) en anglais ont déjà été développées [3-5] et les résultats associés sont encourageants. Ces techniques de mesures sont encore très peu utilisées pour la caractérisation des antennes et méritent d'être approfondies.

Les outils logiciels tels que les simulateurs CST MWS (Version 2019) ou Ansys HFSS (Version 2019) habituellement utilisés pour étudier les antennes en rayonnement permettent maintenant d'accéder aux champs diffractés dans les domaines fréquentiel et temporel. Il est donc possible d'analyser et de quantifier la diffraction des antennes AEPs.

Dans ce papier, nous présentons les premiers résultats de caractérisation non-invasive d'une antenne patch via la détermination de sa SER dans la bande 1-18GHz. Pour identifier le mode antenne il est nécessaire de varier l'impédance de charge placée en terminaison de l'antenne. Les simulations du champ diffracté ;  $E_d(\theta, \varphi)$  ont été menées sous une approche temporelle (pulse Gaussien) et fréquentielle large bande. La cohérence des résultats est basée sur la comparaison de signaux obtenus de façon indépendante dans la configuration en mode rayonnement et en mode diffraction (antenne cible).

## II. FORMULATIONS

L'étude aborde la diffraction d'une onde (« Scattering Waves ») par une antenne illuminée par une onde plane avec une polarisation donnée en champ lointain. L'antenne est connectée successivement sur son port d'entrée à différentes charges (court-circuit, circuit ouvert, charge adaptée). L'équation (1) ci-dessous donne une formulation [6-7] du champ diffracté ( $E_d$ ) pour décrire le phénomène physique.

$$E_d(Z_L) = E_{d-s}(Z_a^*) + \frac{j\eta}{4\pi R_a} h_a^t (h_a^r \cdot E_i^l) \frac{e^{-jkr}}{r} \Gamma_m \quad (1)$$

Le champ diffracté comporte deux contributions essentielles :  $E_{d-s}(Z_a^*)$ , premier terme de (1) constitue le champ diffracté lié à l'interaction de l'onde incidente et la structure extérieure de l'antenne : c'est le mode structure. Il est mesuré lorsque l'antenne est adaptée sur une charge ( $Z_L$ ) égale à son impédance  $Z_a=R_a + jX_a$  complexe conjuguée ( $Z_a^*$ ) qui absorbe toutes les ondes incidentes et aucun signal n'est réfléchi ( $\Gamma_m = 0$ ).

Le second terme de (1) constitue le mode antenne. C'est la différence entre le champ diffracté total et le champ lié au mode structure. Il dépend de la charge ( $Z_L$ ), c'est-à-dire du coefficient de réflexion  $\Gamma_m = (Z_L - Z_a^*) / (Z_L + Z_a^*)$ . L'onde réfléchi sur la charge agit comme une source, l'antenne rayonne spontanément comme si on avait placé une source en son entrée.

D'autre part, le niveau des ondes diffractées dépend de la distance  $r$  entre la cible et la sonde de mesure et des fonctions

de transfert en réception ( $h_a^r$ ) et en transmission ( $h_a^t$ ) de l'antenne.

### III. RESULTATS DE SIMULATION / MESURES

L'antenne étudiée est un élément rayonnant imprimé de forme rectangulaire réalisé par une bande de cuivre de dimension  $38.5\text{mm} \times 40\text{mm}$ . C'est une antenne bande étroite ( $\sim 2\%$ ) réalisée pour avoir une fréquence de résonance à 2,43 GHz. Le substrat utilisé est du Polyflon d'épaisseur  $1.585\text{mm}$ , de dimensions ( $L \times W = 88.5\text{mm} \times 90\text{mm}$ ) et de permittivité  $\epsilon_r=2.32$ . Le point d'alimentation est positionné ( $13.85\text{mm}$  du bord selon l'axe Ox) et donne une adaptation caractérisée par un coefficient de réflexion  $S_{11}(\text{dB}) = -32\text{ dB}$  à la fréquence de résonance. Le plan de masse est de mêmes dimensions ( $L \times W$ ). La figure 1 montre la topologie de l'antenne et donne le module  $S_{11}\text{dB}$  simulé et mesuré sur une bande de fréquence de 1 - 18 GHz.

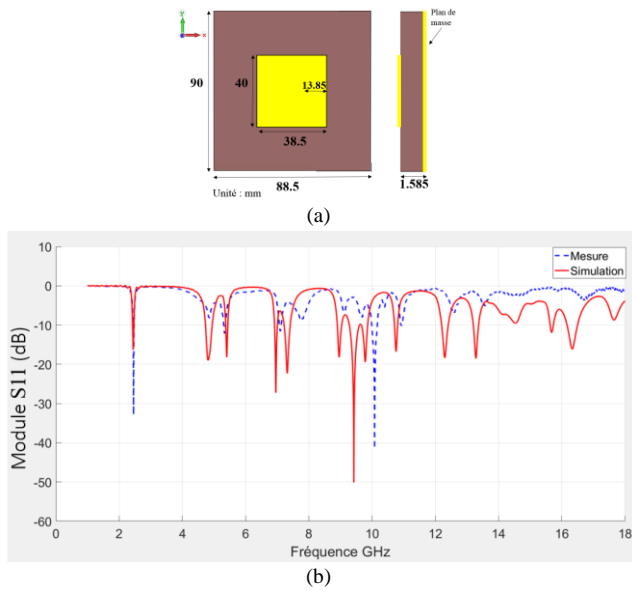


Fig. 1 : Antenne étudiée. (a) Topologie de l'antenne et (b) Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne.

#### A. Paramètres de la simulation

L'antenne a été étudiée sur une large bande de fréquence allant de 1GHz à 18 GHz. Ce choix permet d'avoir une résolution temporelle de l'ordre de la nanoseconde (bien inférieur au temps de réponse de l'antenne) et d'autre part correspond à la résolution du système de mesure. La polarisation privilégiée de l'antenne est rectiligne parallèle à l'axe Ox (Fig. 1a). Seule la composante principale suivant Ox du champ diffracté et rayonné sera étudiée dans la direction maximale de rayonnement Oz,  $E_{d,r}(\theta, \varphi) = E_{d,r}(0, 0)$

#### B. L'approche temporelle en diffraction

L'approche temporelle permet l'étude du champ diffracté  $E_d$  par l'antenne en champ lointain selon la configuration présenté Fig. 2a. L'antenne (cible) est éclairée par une onde plane (source) en champ lointain. Pour séparer les différents échos présents dans la diffraction décrits dans l'équation (1), la charge  $Z_L$  terminale (respectivement un court-circuit, un circuit ouvert, une charge adaptée ou tout autre impédance complexe) est placée au bout d'un câble coaxial SMA (Fig. 2) d'un 1m (temps de propagation associé  $t_g = 5.05\text{ ns}$ ) relié à l'antenne. Le champ diffracté est intercepté par une sonde

polarisée selon Ox placée en champ lointain à 2m de l'antenne (temps de propagation dans l'espace libre associé  $t_v = 6.6\text{ ns}$ ). Le modèle simulé sous CST MWS est donné par la figure 2a.

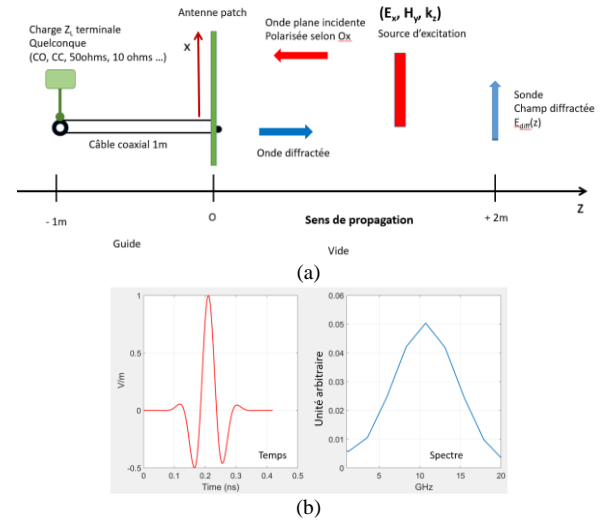


Fig. 2. (a) Configuration du modèle de simulation sur CST MWS, et (b) Forme de l'onde d'excitation (pulse gaussien et largeur spectrale)

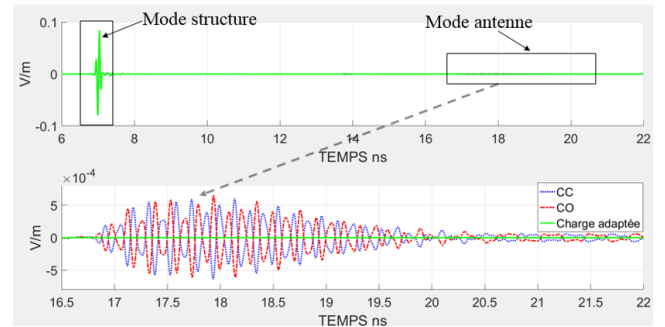


Fig. 3 (a) Champ diffracté ;  $E_d(t)$  par l'antenne illuminée par un pulse gaussien de durée inférieure à 0,4 ns. La réponse temporelle est calculée avec l'antenne chargée avec un court - circuit, un circuit ouvert et une charge adaptée (50 ohms). (b) Dû à la très faible intensité du champ diffracté par le mode antennaire, un effet de loupe permet d'agrandir fortement le champ re-rayonné lié à ce mode.

La figure 3 montre le champ diffracté  $E_d(t)$  simulé sous trois charges  $Z_L$  telles que définies précédemment (Fig. 2). Deux échos sont mis en évidence : un premier écho qui atteint la sonde de mesure (champ diffracté) à  $T_1 = t_v \sim 6.68\text{ ns}$ . Ce temps représente le temps de propagation de l'onde diffractée provenant de la structure d'antenne. L'amplitude de l'écho ne dépend pas de la charge. Il correspond à la diffraction sur la structure extérieure de l'antenne. Ce signal ne présente pas de distorsions notables par rapport à l'onde incidente.

Puis un autre écho arrive sur la sonde (champ  $E_d$ ) à  $T_2=16.7\text{ns}$  qui correspond à  $2 t_g + t_v$ . Le retard lié à la propagation de l'onde dans le câble a permis une séparation spatiale des deux modes. Cet écho correspond donc au champ réfléchi par la charge ( $\Gamma_m \neq 0$ ) et re-rayonné par l'antenne et correspond au mode antennaire. On observe que le champ re-rayonné par l'antenne se caractérise par une amplitude qui dépend fortement de la charge et de la distance champ lointain comme le prévoit l'équation (1). L'amplitude du champ re-rayonné : très faible (quasi-nulle) pour la charge adaptée ( $\Gamma_m = 0$ , courbe en vert), amplitude maximale pour le court-circuit (CC) et le circuit-ouvert (CO), respectivement ( $\Gamma_m =$

-1 bleu) et  $\Gamma_m = +1$  (rouge). Pour ces deux derniers cas un déphasage de  $\pm\pi$  est observé entre les champs re-rayonnés. Par ailleurs le champ re-rayonné par un CC ou un CO est atténué d'un facteur d'environ 40 dB par rapport au mode structure. Le mode antenne excité par une impulsion gaussienne de 0,4ns présente un étalement temporel (3,5ns) et des distorsions liées à la fonction de transfert de l'antenne en réception ( $h_a^r$ ) et en transmission ( $h_a^t$ ) mis en évidence dans l'équation (1). Bien que très fortement atténués, ces échos du mode antenne sont détectables par un moyen de mesure de forte dynamique. Ils sont liés aux caractéristiques de rayonnement principaux de l'antenne (diagramme de rayonnement, directivité, bande passante, polarisation, ...).

### C. Approche temporelle en transmission (rayonnement) : Parallèle entre les signaux rayonnés et diffractés

Ici l'antenne est simulée en rayonnement avec une impulsion d'excitation de même caractéristique que l'onde incidente en mode diffracté (pulse gaussien 0,4 ns de largeur). La sonde (polarisation selon Ox) est placée à 2m en face de l'antenne. La figure 4 montre l'onde incidente (en rouge) et l'onde rayonnée (en bleu) détectée à  $t_v = 6.6ns$ .  $t_v$  correspond au temps de propagation de l'impulsion en espace libre pour atteindre la sonde (dans l'axe). Le comportement temporel de l'antenne présente un étalement conséquent estimé à 4.3 ns lié à la bande passante étroite de l'antenne.

La figure 5 montre une comparaison des champs diffractés (re-rayonnés) liés au mode antenne et rayonné (transmis) par l'antenne. On retrouve une « périodicité » et un étalement temporel identique.

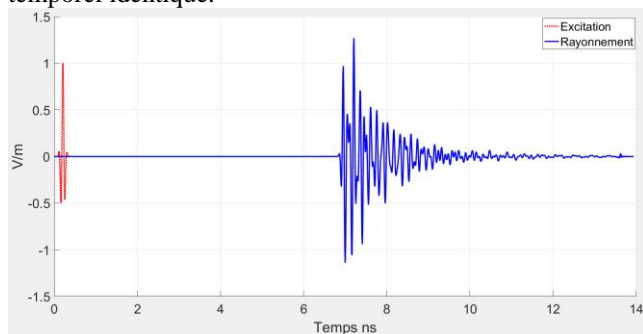


Fig.4 Réponse impulsionnelle rayonnée

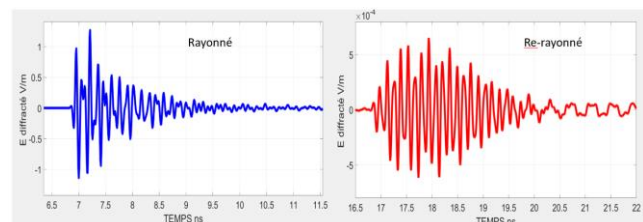


Fig. 5 : Comparaison entre le champ rayonné (mode rayonnement standard) et le champ diffracté (re-rayonné) lié au mode antenne.

La figure 6 donne une représentation spectrale des signaux simulés rayonné et re-rayonné. Par une localisation identique des spectres de l'antenne, on valide que le signal diffracté lié au mode antenne correspond bien au rayonnement de l'antenne. Ces résultats sont validés par la mesure du champ rayonné par l'antenne dans l'axe. Les amplitudes qui sont obtenues par trois méthodes indépendantes différentes ne peuvent pas être comparées. Cela reste qualitatif.

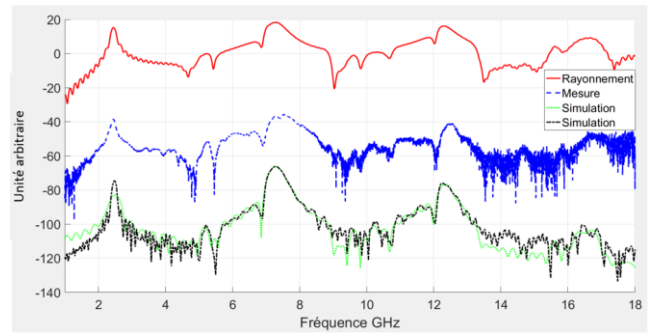


Fig. 6 Comparaison des signaux obtenus : en transmission rayonnée ou champ rayonné  $- S_{21}$ , en haut simulé (rouge), au milieu mesuré (bleu) et en bas les champs re-rayonnés (diffracté) lié au mode antenne (noir CC, vert CO).

### D. Surface équivalent radar (SER)

L'antenne sous test est considérée comme une cible ayant une Surface Equivalente Radar (SER [8-9]) qui est une caractéristique intrinsèque de l'antenne, ne dépendant pas, en particulier de la forme de l'onde incidente. On a vu précédemment que le champ diffracté était composé de 2 termes principaux. Il en résulte que la SER totale  $\sigma_t$  de l'antenne est la somme de 2 composantes : la SER diffractée  $\sigma_{d-s}$  ; liée au mode de structure et la SER re-rayonnée  $\sigma_{d-a}$  liée au mode d'antenne :  $\sigma_t = (\sigma_{d-s} + \sigma_{d-a})$ . La figure 7 montre la SER totale (en dBm<sup>2</sup>) de l'antenne patch obtenue par simulation (CST MWS) sur la bande de fréquence 1-18GHz. Le modèle est celui de la configuration Fig. 2b. Quelle que soit la charge terminale, on retrouve la fréquence de résonance principale de l'antenne est à  $f_r = 2,45 GHz$ . La SER est minimale pour la charge adaptée à la fréquence  $f_r$  (ce qui valide l'impédance d'adaptation  $Z_a = 50\Omega$ ). La courbe présente plusieurs pics d'« absorption » que l'on retrouve sur le paramètre  $S_{11}$  de l'antenne (Fig. 1 a).

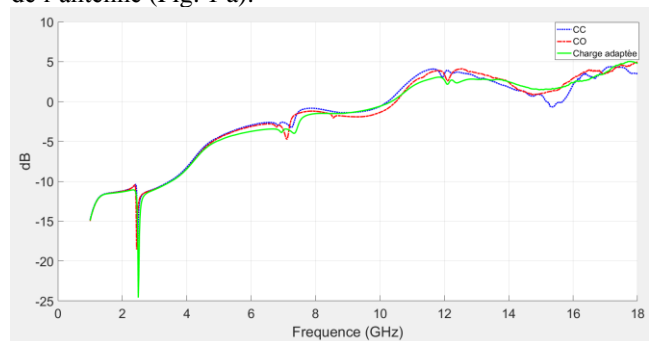


Fig. 7 SER de l'antenne patch simulée sous CST MWS avec trois différentes charges

Cette étape de simulation permet de retrouver de manière qualitative la bande de fonctionnement de l'antenne (bande passante), de connaître l'ordre de grandeur de la SER de l'antenne et ainsi de pouvoir la comparer avec d'autres objets réfléchissants connus. Dans notre cas la SER est comparée à celle d'une plaque métallique de même dimensions que le substrat.

## IV. CALIBRATION DE LA CHAMBRE ANECHOÏQUE

Les travaux présentés concernent les premières investigations sur la mesure de SER d'antennes. Les mesures ont été faites dans la chambre anéchoïque « Boris Vian » du laboratoire dans une configuration monostatique. Le protocole

suivi est celui décrit lors la campagne de comparaison nationale des mesures de la SER et synthétisé dans [10]. L'instrumentation mise en œuvre et la calibration du système de mesure ont été déployés sur une large bande de fréquence (1- 18 GHz) pour obtenir une bonne résolution temporelle et/ou résolution spatiale. La mesure de SER se fait en deux étapes :

- Une phase de calibration mesure dite à « vide ». Cette mesure ( $\sigma_{vaccum}^{measured}$ ) est soustraite de manière vectorielle aux mesures de l'objet sous test » ou cible ( $\sigma_t^{measured}$ ) pour limiter le bruit inhérent au banc de mesure.
- Puis une mesure d'une cible étalon dont on connaît la SER théorique ( $\sigma_{standard}^{theory}$ ).

La SER totale de la cible ainsi calibrée ( $\sigma_{tCOR}^{measured}$ ) peut être obtenue par l'équation (2).

$$\sigma_{tCOR}^{measured} = \left| \frac{s_t^{measured} - s_{vaccum}^{measured}}{s_{standard}^{measured} - s_{vaccum}^{measured}} \right|^2 \times \sigma_{standard}^{theory} \quad (2a)$$

$$\sigma_{tCOR}^{measured} (dBm^2) = 10 \log_{10} (\sigma_{tCOR}^{measured}) \quad (2b)$$

La figure 8 présente le processus de calibration dans le domaine de la réflectométrie temporelle (TDR). Ici, on montre la mesure de la chambre à vide (courbe noire) et la mesure de l'antenne chargée avec un court-circuit (courbe rouge), les courbes sont décalées les unes aux autres pour plus de lisibilité et de clarté. Le niveau mesuré de la chambre à vide est aussi important que celui mesuré en présence de l'antenne sous test. L'étalonnage par les mesures à vide (courbe bleue) permet de supprimer les échos parasites (couplage entre les antennes émission et réception, support / murs de chambre...).

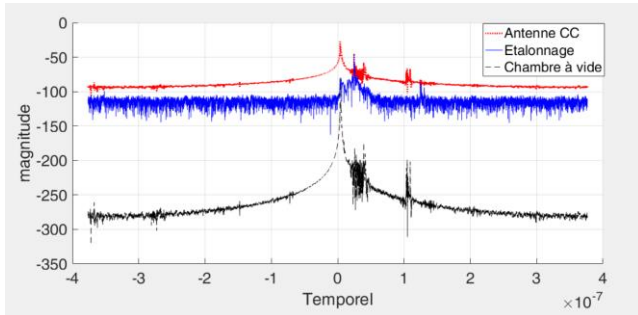


Fig. 8 : Représentation temporelle des signaux diffractés (en fait le paramètre de transmission  $S_{21}$  en dB). **Rouge** la cible (antenne chargée par un CC), **Noir** la chambre vide (signalx2), et **Bleu** la cible étalon (corrigé).

Le passage en fréquentiel, résultat de la FFT est présenté par la figure 9. Elle permet une comparaison mesure / simulation de la SER de l'antenne patch pour les trois charges indiquées plus haut en fonction de la fréquence (Fig. 9).

Les mesures et la théorie sont en parfait accord total sur les fréquences (ou bande de fréquence étroites) où des résonances ont lieu. Plusieurs hypothèses peuvent être avancées pour interpréter les différences en particulier pour les hautes fréquences : a) le rôle de la cible de référence (standard), ici une sphère métallique de diamètre 80 mm caractérisée par une faible SER  $\sigma_{standard\ max}^{measured} = -17dBm^2$  à 18GHz, et  $\sigma_{standard\ min}^{measured} = -23dBm^2$  à 1 GHz, et b) l'orientation des antennes pour être en configuration monostatique joue également un rôle important dans la forme d'onde mesurée, et c) la difficulté d'assurer le même éclairage des cibles (antennes et étalon).

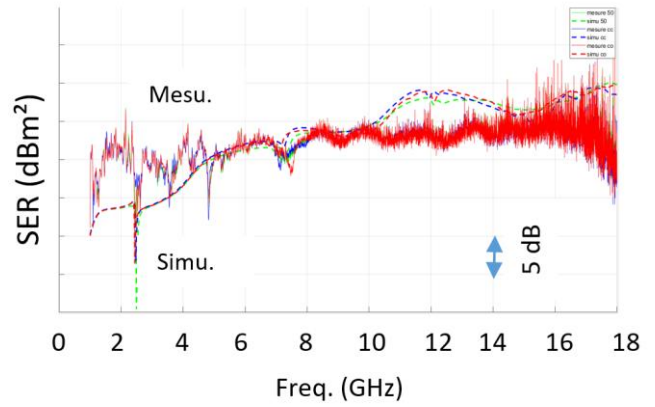


Fig. 9 : SER totale mesurée  $\sigma_{tCOR}^{measured}$  et simulée en fonction de la fréquence pour les 3 charges (CC, CO et 50Ω).

## V. CONCLUSION

L'étude de simulation dans le domaine temporel nous a permis de quantifier les différents échos qui constituent le champ diffracté par l'antenne. Elle a permis de dissocier les deux modes de l'antenne soumise à une onde incidente et de préciser les paramètres accessibles en mesure : c'est à dire pouvoir séparer le mode antenne et le mode structure par l'insertion d'un retard artificiel grâce à un câble séparant la charge de l'antenne. Les mesures étalonnées de la SER de l'antenne sont prometteuses. Sa mise en œuvre de la SER d'antenne demande cependant une grande dynamique de l'instrumentation pour atteindre la précision nécessaire.

## VI. REFERENCES

- [1] Wheeler, Harold A. "Fundamental limitations of small antennas." *Proceedings of the IRE* 35.12 (1947): 1479-1484. DOI: [10.1109/JRPROC.1947.226199](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1947.226199)
- [2] L. G. Chu. "Physical Limitation of Omnidirectional Antennas". Amecan Institut of physics. DOI: 10.1063/1.1715038
- [3] J. Appel-Hansen, "Accurate determination of gain and radiation patterns by radar cross-section measurements," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 27, no. 5, pp. 640-646, 1979
- [4] Bories, S., Hachemi, M., Khelifa, K. H., & Delaveaud, C. (2010, April). Small antennas impedance and gain characterization using backscattering measurements. In *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation* (pp. 1-5). IEEE.2010 Print ISSN : 2164-3342
- [5] SARRAZIN, François. *Caractérisation d'antennes par la méthode du développement en singularités appliquée au coefficient de rétro-diffusion*. 2013. Thèse de doctorat.
- [6] R. B. Green, "The general theory of antenna scattering," *Antenna Lab., Ohio State Univ.*, Rep. 1223-17, Nov. 1963.
- [7] Wang, J., Chang Choi, and R. Moore. "Precision experimental characterization of the scattering and radiation properties of antennas." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 30.1 (1982): 108-112. DOI: [10.1109/TAP.1982.1142745](https://doi.org/10.1109/TAP.1982.1142745)
- [8] Skolnik, Radar—Handbooks *McGraw-Hill (chapitre 11)*
- [9] R. J. Garbacz, "Determination of antenna parameters by scattering cross-section measurements," *Proc. Inst. Elec Eng.*, VO]. 11 1, no. 10, pp. 1679-1686, oct. 1964.
- [10] Fabrice COMBLET, Franck DAOUT, Christelle EYRAUD, Jean-Michel GEFFRIN, Pierre MASSALOUX, Gérard-Pascal PIAU "Mesure de surface équivalente radar (SER) - Aspect expérimental", *Techniques de l'ingénieur*, nov. 2018, Réf. : TE6714 V1