Expériences de renversement du temps en micro-ondes : description du radar et résultats

Time Reversal experiments in the microwave range : description of the radar and results

L. BELLOMO*, S. PIOCH**, M. SAILLARD***, E. SPANO****, M. BIANCHERI-ASTIER*****
* LSEET, UMR CNRS 6017, Université du Sud Toulon-Var, FRANCE, lucio.bellomo@lseet.univ-tln.fr
** LSEET, UMR CNRS 6017, Université du Sud Toulon-Var, FRANCE, pioch@lseet.univ-tln.fr
*** LSEET, UMR CNRS 6017, Université du Sud Toulon-Var, FRANCE, marc.saillard@lseet.univ-tln.fr
**** LSEET, UMR CNRS 6017, Université du Sud Toulon-Var, FRANCE, eric.spano@lseet.univ-tln.fr
***** LATMOS, UMR CNRS 8190, Université de Versailles Saint-Quentin-en-Yvelines, FRANCE, marc.biancheriastier@latmos.ipsl.fr

Résumé

Un nouveau système RADAR capable de réaliser des expériences de conjugaison de phase en électromagnétisme sur l'ultra-large bande de fréquence [2-4] GHz est présenté. Nous disposons d'un réseau émetteur/récepteur linéaire de huit antennes reliées à un analyseur de réseau vectoriel 2-ports par huit couples indépendants d'atténuateurs et déphaseurs RF commandés numériquement et par un système d'interrupteurs électromécaniques. Ainsi, chaque canal peut à la fois transmettre et recevoir isolément et peut aussi atténuer et déphaser le signal RF. Pour chaque fréquence, la loi d'amplitude et de phase égale au complexe conjugué du signal reçu est alors implantée dans le prototype et l'onde réémise expérimentalement par le réseau. La qualité de la conjugaison de phase réalisée est évaluée à la fois dans le domaine fréquentiel et temporel. L'excellent accord entre les résultats mesurés et théoriques valide le potentiel du système.

Abstract

A new RADAR system able to perform phase conjugation experiments in the electromagnetic domain on the ultra-wide band [2-4] GHz is presented. We are equipped with a transmit/receive linear array made of eight antennas connected to a 2-port vector network analyzer through eight independent couples of digitally controlled RF attenuators and phase shifters and through a net of electromechanical switches. Hence, each channel can selectively transmit or receive and can as well attenuate and phase shift the RF signal. For each frequency, the amplitude and phase law equal to the complex conjugate of the received signal is coded into the prototype and the wave is experimentally re-emitted by the array. The quality of the achieved phase conjugation is evaluated both in the frequency and time domain. The excellent agreement between measured and theoretical results validates our system's potentiality.

Mots clefs : retournement temporel, ultra-large bande, réseau d'antennes.

Keywords : time reversal, UWB, antenna array.

Introduction

Le concept de miroir à retournement temporel [1] a engendré de nombreuses études en Acoustique et en Électromagnétisme dans la dernière décennie. Les applications potentielles sont nombreuses, en contrôle non destructif, imagerie médicale, acoustique sous-marine et télécommunications. La capacité de ces miroirs à focaliser sur un objet est très utile pour l'imagerie en milieu aléatoire. Elle permet d'améliorer le rapport signal sur fouillis et de rendre ainsi les algorithmes d'imagerie plus robustes.

En Électromagnétisme, très peu d'expériences de retournement temporel (R.T.) ont été effectuées. Une première série d'expériences a été directement réalisée dans le domaine temporel par le biais d'un

oscilloscope numérique et d'un générateur arbitraire de signaux. Grâce à ce dernier, il est relativement simple de réémettre expérimentalement l'onde renversée. A cette catégorie appartiennent les expériences [2,3,4]. Lerosey *et al.* [2] réalisent le retournement sur une largeur de bande de 150 MHz et en milieu réverbérant pour mettre en évidence la compression temporelle du signal retourné. Dans [3] et [4], le prototype est employé sur une largeur de bande de respectivement 2 MHz et 2,7 GHz et comprend une seule antenne à l'émission et une à la réception. La diversité spatiale offerte par un milieu très réverbérant (environnement indoor pour les télécommunications) pallie ici à la non utilisation d'un réseau d'antennes.
Dans une deuxième typologie d'expériences, les systèmes opèrent dans le domaine fréquentiel au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel et la réémission n'est réalisée que de façon numérique. On parle ici plutôt de conjugaison de phase sur une largeur de bande donnée et de synthèse d'impulsion. Dans [5], les auteurs travaillent sur une largeur de bande de 10 GHz avec une antenne à l'émission et une à la réception. Cependant, grâce à un support mécanique celles-ci peuvent occuper différentes positions afin de fabriquer artificiellement deux réseaux. Enfin, Aliferis *et al.* [6] exploitent une bande de 6,5 GHz à l'aide d'un réseau linéaire de huit antennes.

Notre contribution consiste à proposer un système combinant les atouts des deux solutions décrites, à savoir un prototype, basé sur un réseau linéaire de huit antennes, fonctionnant dans le domaine fréquentiel et capable de réémettre expérimentalement le conjugué du signal reçu sur une largeur de bande de 2 GHz.
Ce papier se scinde en trois parties. Dans un premier temps, nous décrivons les éléments constituant notre système. Ensuite, nous développons le protocole ayant servi à réaliser une campagne de mesures. Enfin, nous présentons les résultats expérimentaux relatifs à une expérience complète de conjugaison de phase large bande et validons par là-même le prototype. Une analyse numérique analogue à celles faites classiquement dans [5] et [6] est également montrée.

1. Description du radar

L'architecture générale de notre prototype est représentée sur la Figure 1 ou sur la Figure 2. Cette architecture se décompose en trois grandes parties : une partie Hautes Fréquences (H.F.), une partie circuits d'interface et une partie commande par le biais d'un ordinateur.

1.1. Partie H.F.

La partie H.F. est centralisée autour d'un analyseur de réseau vectoriel (A.R.V.) 2 ports servant d'une part de source RF et d'autre part d'enregistrement du signal reçu.
Le système est constitué d'un réseau linéaire de huit antennes U. W. B. (Ultra Wide Band) capable d'émettre des signaux sur une très large bande et fonctionnant en configuration multistatique. Les antennes sont de type E.T.S.A. (Exponentially Tapered Slot Antennas) antipodales symétriques, imprimées sur un substrat Duroïd de permittivité ε_r = 2,2 de dimensions 8 * 8 cm², présentant une très bonne adaptation (R.O.S.<2) sur la bande de fréquence [2-18] GHz [6].
L'alimentation de chaque antenne du réseau est contrôlée en amplitude et en phase au moyen de déphaseurs et atténuateurs large bande commandés numériquement. Les interrupteurs situés en amont des antennes permettent une utilisation bidirectionnelle des voies, émission ou réception. Le multiplexeur, lui-même réalisé à l'aide de sept interrupteurs, permet de sélectionner la voie de réception. En recherchant un compromis entre coût, disponibilité des composants et encombrement, notre prototype fonctionne dans la gamme de fréquence [2-4] GHz.

1.2. Partie circuits d'interface

Cette partie comporte toute l'électronique contrôlée autour d'un microcontrôleur P.I.C. (Programmable Integrated Circuit). Ce dernier a pour objet de piloter l'ensemble des composants RF (déphaseurs, atténuateurs et interrupteurs). Les atténuateurs et déphaseurs sont respectivement commandés *via* deux mots de 8 bits et 10 bits. Les interrupteurs sont directement pilotés par l'intermédiaire des ports d'entrées/sorties du microcontrôleur.

1.3. Partie commande : ordinateur

Le système s'articule autour d'un ordinateur de type PC chargé de commander, *via* une liaison ETHERNET, l'analyseur de réseau vectoriel et, *via* une liaison USB, le microcontrôleur P.I.C. Le programme central sur PC a été écrit en MATLAB où une I.H.M. (Interface Homme Machine) a été également

développée afin de simplifier le contrôle de l'ensemble du prototype.

2. Protocoles de mesure

Compte tenu de la souplesse qu'offre ce dispositif expérimental, le réseau d'antennes peut être utilisé soit à la réception (cf. Figure 1) soit à l'émission (cf. Figure 2).

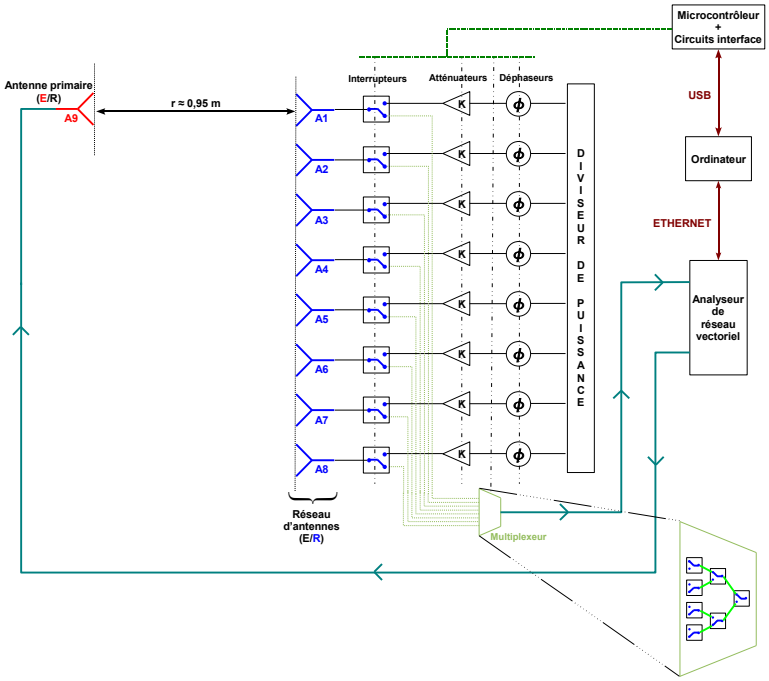

Figure 1 : Architecture du prototype avec le réseau d'antennes en réception.

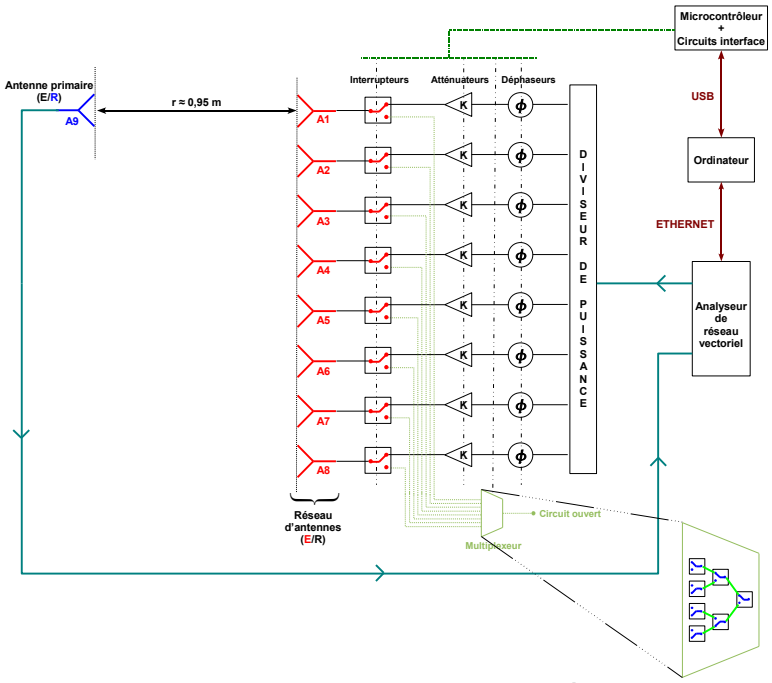

Figure 2 : Architecture du prototype avec le réseau d'antennes en émission.

L'espacement entre les antennes du réseau est ici de 5 cm ($\lambda_0/2$ à 3GHz). De plus, quel que soit l'état du réseau choisi (émetteur ou récepteur) l'ensemble des mesures est effectué dans une chambre, de dimensions 2 * 0,75 m² réalisée au moyen de panneaux absorbants, comprenant uniquement les antennes. L'A.R.V. fonctionne, pour les raisons évoquées dans **1.**, dans la bande fréquence [2-4] GHz avec un pas fréquentiel Δf de 10 MHz (201 points).

Sur la Figure 1, l'A.R.V. véhicule le signal RF jusqu'à l'antenne d'émission A9, laquelle émet une onde électromagnétique. Disposant d'un A.R.V. deux ports, il nous est impossible d'enregistrer les huit coefficients de transmission simultanément. Par conséquent, bien que le réseau soit toujours physiquement en place, la mesure des paramètres S complexes s'effectue séquentiellement sur chaque antenne, sélectionnée par le biais des interrupteurs. Pour la suite du document, ces coefficients de transmission mesurés sont notés S_{j9} où j correspond au numéro de l'antenne réceptrice du réseau ($j \in [1-8]$) et 9 correspond à l'onde incidente émise par l'antenne A9. Ainsi, à chaque fréquence correspond un vecteur $[S_{j9}]$ de dimension 8, soit au total 201 vecteurs.

Une fois les huit paramètres S en transmission enregistrés, le réseau va jouer le rôle d'émetteur et l'antenne A9 de récepteur, cf. Figure 2. Au travers du diviseur de puissance, le signal émis par l'A.R.V. atteint chacune des voies. Les huit signaux sont atténués et déphasés sélectivement avant d'être rayonnés par leur antenne respective. La loi d'amplitude et de phase possible est ici donnée par la conjugaison de phase pour chaque fréquence. Enfin, le signal reçu par l'antenne A9 est mesuré par l'A.R.V. et le paramètre S en transmission correspondant, noté S_{9R}, enregistré dans le PC.
En observant la Figure 1 et la Figure 2, on remarque que le signal n'emprunte pas le même chemin. Comme le théorème de réciprocité n'est plus vérifié dans ces conditions, les S_{j9} sont corrigés vis à vis de cette différence.

3. Résultats et interprétations

Pour valider le potentiel de notre système, nous effectuons une expérience de conjugaison de phase sur la bande [2-4] GHz. Pour cela, nous nous plaçons dans la configuration indiquée sur les Figure 1 et Figure 2 : l'antenne A9 est située face à l'antenne A1 à une distance de 0,95 m du réseau et en absence de diffuseurs dans la chambre.
L'expérience se scinde en plusieurs étapes :

- on enregistre les S_{j9} (cf. Figure 1) - étape dite "aller",
- on conjugue la phase S_{j9} => S_{j9}^*,
- pour chaque voie j et chaque fréquence f_k, on calcul les codes à implanter à l'atténuateur et au déphaseur correspondants au $S_{j9}^*(f_k)$,
- une fois ces codes envoyés par le P.I.C., tout le réseau réémet (cf. Figure 2) - étape dite "retour",
- enfin, on enregistre le paramètre $S_{9R}(f_k)$.

Pour raccourcir le temps nécessaire à couvrir toute la bande [2-4] GHz, la conjugaison de phase est appliquée avec un Δf de 100 MHz (21 points).

3.1. Paramètres S

Une première approche pour évaluer la qualité de la conjugaison de phase consiste à étudier le paramètre S_{9R} en module et en phase. Pour cela, nous disposons de la mesure mais aussi d'une référence construite uniquement au moyen des S_{j9}. Sur la Figure 3, la courbe en pointillée correspond à notre référence et la courbe en trait plein à la mesure.

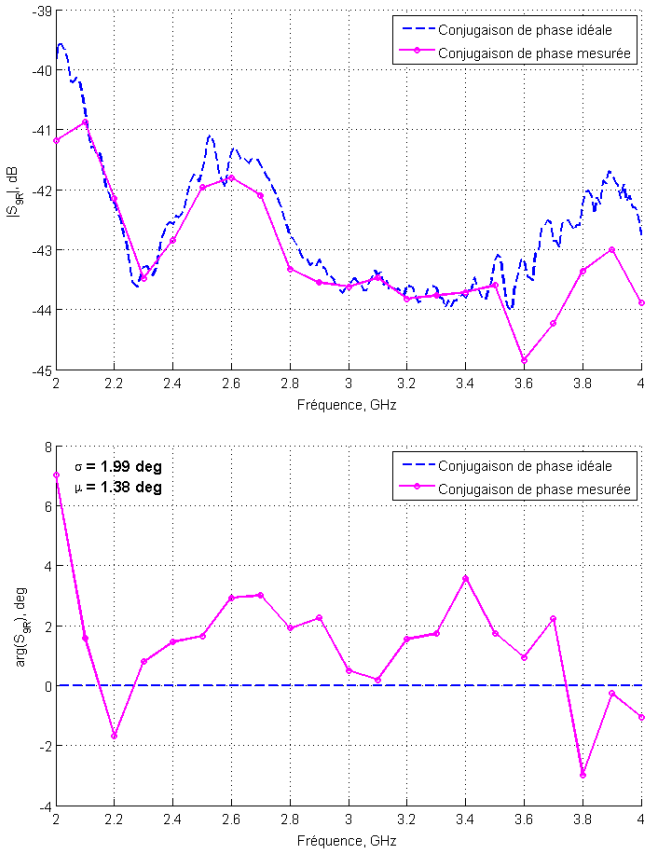

Figure 3 : Comparaison des modules (en haut) et des phases (en bas) du paramètre S_{9R} dans le cas de la conjugaison de phase idéale et mesurée, respectivement en trait pointillé et trait plein.

Pour la courbe de référence, nous avons appliqué la conjugaison de phase et exploité le théorème de réciprocité (validé au préalable expérimentalement en raison de l'absence de composants RF actifs). En effet, si la loi d'amplitude et de phase du réseau correspond aux S_{j9}^* et que la propagation pour chaque voie vaut S_{j9}, le champ E_{A9} reçu par l'antenne A9 est proportionnel à la somme des modules au carré de ces S_{j9} :

$$E_{A9} \propto \sum_{j=1}^{8} S_{j9}^* S_{j9} = \sum_{j=1}^{8} |S_{j9}|^2 \qquad (1)$$

où E_{A9} correspond en effet au S_{9R} mesuré par l'analyseur.
Cette équation montre l'importance d'avoir un signal aller et un signal retour empruntant un chemin identique. Dans le cas contraire, les termes S_{j9}^* et S_{j9} ne se compenseraient pas et le champ retourné n'aurait pas une phase nulle (conformément à la définition de conjugaison de phase).

La qualité de la conjugaison de phase est immédiatement appréciable sur la Figure 3 où l'on constate un très bon accord entre les courbes théoriques et mesurées. Plus particulièrement, la phase retournée est très proche de la valeur idéale de 0° : moyenne et écart type, sur les 21 points, valent respectivement 1,4° et 2°. De même, le module mesuré ne s'éloigne jamais de plus de 1,5 dB du module théorique.
Ces différences par rapport aux résultats théoriques s'expliquent d'une part par la quantification des codes des atténuateurs et des déphaseurs (respectivement environ 0,11 dB/code et 0,36°/code), d'autre part par la précision finie de l'A.R.V., mais aussi par les différences de chemin entre aller et retour non parfaitement compensées. Le faible écart mesuré nous montre en outre que le couplage entre antennes, présent à la fois en émission et en réception, est lui aussi compensé par la conjugaison de phase.

3.2. Approche temporelle

Les résultats interprétés dans le domaine fréquentiel peuvent également être analysés dans le domaine temporel. Il s'agit donc d'appliquer la transformée de Fourier inverse (T.F.I.) sur $S_{9R}(f_k)$ pour obtenir $s_{9réseau}(t_k)$. Puisque nos mesures sont comprises dans la bande [2-4] GHz, nous appliquons une fonction porte (centrée sur $f_c = 3\,\text{GHz}$ et de largeur $f_B = 2\,\text{GHz}$). Dans les domaines fréquentiel et temporel cela s'écrit respectivement :

$$S_{9R}(f_k) = S'_{9R}(f_k)\left[\prod\left(\frac{f-f_c}{f_B}\right)+\prod\left(\frac{f+f_c}{f_B}\right)\right] \tag{2}$$

et

$$s_{9R}(t_k) = s'_{9R}(t_k) \underset{t}{*} \left[2 f_B \, sinc(\pi f_B t)\cos(2\pi f_c t)\right] \tag{3}$$

où S'_{9R} (s'_{9R}) est le signal fréquentiel (temporel) à support infini et $\underset{t}{*}$ désigne le produit de convolution dans le temps. De plus, pour mieux étudier le comportement du s_{9R}, on utilise ses échantillons en t_k pour en construire une version « temps continu » en appliquant le théorème d'échantillonnage de Shannon-Nyquist.

La Figure 4 présente les s_{9R} dans le cas des retournements du signal théorique et mesuré. Pour ces derniers, l'amplitude des S_{9R} n'étant pas constante sur la bande et la phase mesurée n'étant pas nulle (cf. Figure 3), les signaux temporels ne peuvent être exactement identiques au produit $sinc(\pi f_B t)\cos(2\pi f_c t)$. Cependant, on retrouve quasiment son allure.

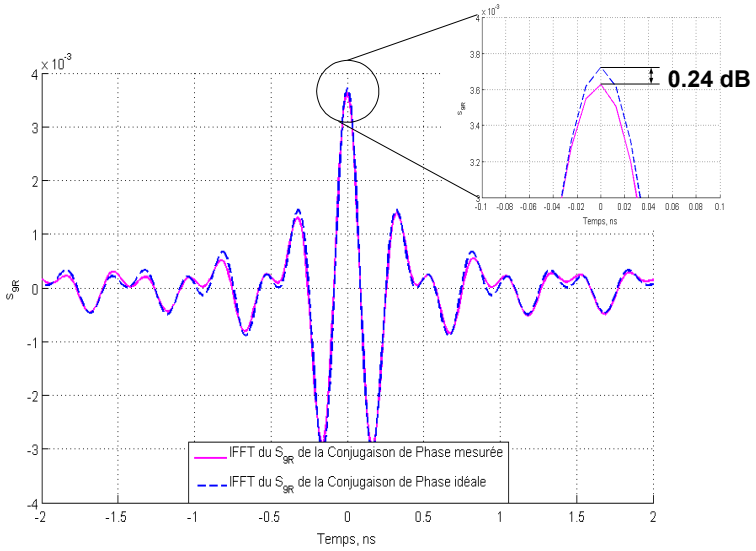

Figure 4 : Comparaison de la T.F.I. du paramètre S_{9R} en transmission dans le cas de la conjugaison de phase idéale et mesurée, respectivement en trait pointillé et trait plein.

On constate une nouvelle fois un excellent accord entre les résultats simulés et expérimentaux. Le signal temporel issu des mesures n'est pas plus étalé dans le temps que le signal idéal et ses lobes secondaires ne sont pas plus élevés que ceux du signal théorique. Ceci signifie que pour toutes les fréquences les ondes émises par chacune des antennes du réseau interfèrent constructivement au niveau de l'antenne A9.
Une mesure quantitative de la qualité de notre retournement est représentée par le rapport entre les deux signaux à l'instant t = 0 ns. En effet, selon la définition de la T.F.I. cela correspond à comparer la somme des $S_{9R}(f_k)$ et donc de toutes les composantes fréquentielles du champ reçu par l'antenne A9. Dans notre cas, ce rapport vaut seulement 0,24 dB.

3.3. Cartes de champ synthétiques

Ne disposant actuellement pas d'un deuxième réseau d'antennes qui permettrait de mesurer le champ retourné en différents points de l'espace, les cartes de champ sont construites à partir de simulations numériques.

Le réseau d'antennes est modélisé par un réseau de dipôles électriques infinitésimaux dont seul le terme en champ lointain du champ électrique est pris en considération. De la même façon que dans le cas expérimental, chaque dipôle est alimenté par son $S_{j9}^*(f_k)$.
Notre travail ne visant pas à une étude numérique mais plutôt à une validation expérimentale du retournement, ce simple choix de modélisation nous est suffisant pour observer la propagation spatio-temporelle du champ.

Les cartes de champs présentées sur la Figure 5 montrent le module du champ électrique à l'instant de temps où l'onde émise par le réseau focalise sur l'antenne A9. Elles sont obtenues en prenant la T.F.I. des cartes de champ monochromatiques, et ce sur chaque pixel. Deux jeux de données sont utilisés : à gauche, les mêmes S_{j9} que dans le cas expérimental, à droite les S_{j9} issus de mesures où seule l'antenne j est présente dans la chambre.

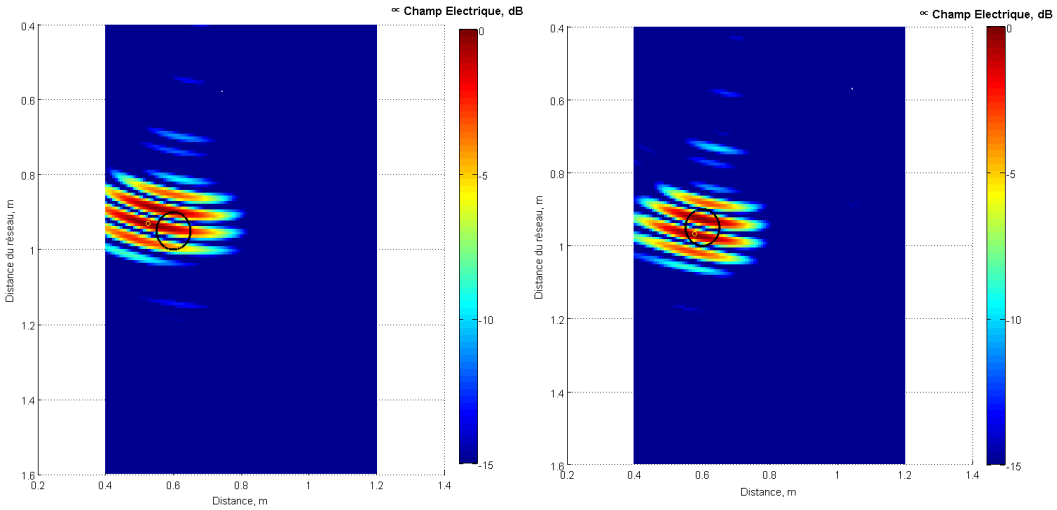

Figure 5 : Cartes de champ à l'instant où l'onde focalise sur l'antenne A9 (cercle noir). A gauche, pour le cas avec couplage entre antennes, à droite pour le cas sans couplage.

Les différences entre les deux cartes se justifient par l'absence de couplage dans le cas de droite. Sur celle - ci, la tache focale est plus petite et effectivement centrée à la position de l'antenne A9 comme l'indique le petit rond jaune correspondant au maximum du champ.
Ce simple exemple pousse à nous convaincre que seule une très fine modélisation des antennes ainsi que du couplage donneraient des cartes de champ réalistes et exploitables. En revanche, lors de la réémission expérimentale du S_{j9}^* aucun problème de ce type ne se pose du fait que le trajet retour compense le trajet aller grâce à la conjugaison de phase. Notre système, éventuellement complété par un deuxième réseau, nous offre ces possibilités.

4. Conclusion

Dans ce papier nous avons présenté un système RADAR fonctionnant dans la gamme de fréquences [2-4] GHz et se basant sur le principe de la conjugaison de phase. Notre prototype, capable de réémettre expérimentalement le signal conjugué, a été validé par une campagne de mesures montrant un excellent accord entre retournement théorique et mesuré.
Cette étape franchie, nous comptons exploiter le RADAR dans des configurations plus complexes (présence de cibles et/ou de diffuseurs) et en appliquant la méthode de décomposition de l'opérateur de retournement temporel (D.O.R.T.) [1] pour focaliser de façon sélective sur une cible. L'acquisition d'un second réseau va ajouter de la souplesse à notre prototype notamment en termes de mesure du champ retourné.

Remerciements

L. BELLOMO bénéficie d'une bourse co-financée DGA/CNRS. Les antennes ETSA utilisées dans le prototype nous ont été gracieusement fournies par le LEAT de Nice-Sophia Antipolis.

Références bibliographiques

1 – M. Fink, D. Cassereau, A. Derode, C. Prada, P. Roux, M. Tanter, J.-L. Thomas, F. Wu, *Time-reversed acoustics*, Rep. Prog. Phys., 63, 1933-1995, 2000.
2 – G. Lerosey, J. de Rosny, A. Tourin, A. Derode, M. Fink, *Time reversal of wideband microwaves*, Applied Physics Letters, 88, 154101, 2006.
3 – G. Lerosey, J. de Rosny, A. Tourin, A. Derode, G. Montaldo, M. Fink, *Time Reversal of Electromagnetic Waves*, Physical Review Letters, Vol. 92, No. 19, 193904, May 2004.
4 – A. Khaleghi, G. El Zein, I. Naqvi, *Demonstration of Time-reversal in indoor Ultra-wideband Communication : Time Domain Measurement*, IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems 2007, Trondheim, Norway, 2007.
5 – D. Liu, S. Vasudevan, J. Krolik, G. Bal, L. Carin, *Electromagnetic Time-Reversal Source Localization in Changing Media : Experiment and Analysis*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 55, No. 2, pp. 344 – 354, Feb. 2007.
6 – A. Cresp, I. Aliferis, M. J. Yedlin, J.-Y. Dauvignac, C. Pichot, *Time-domain processing of electromagnetic data for multiple-target detection*, Proc. Third International Conference on Mathematical Modelling of Wave Phenomena, 9 – 13 June 2008, Växjö, Sweden.