



**HAL**  
open science

# Technique de codage passive pour l'imagerie microonde à synthèse d'ouverture interférométrique

Ettien Lazare Kpré, Cyril Decroze

► **To cite this version:**

Ettien Lazare Kpré, Cyril Decroze. Technique de codage passive pour l'imagerie microonde à synthèse d'ouverture interférométrique. Journées Nationales des Microondes (JNM 2017), May 2017, Saint Malo, France. hal-01525383

**HAL Id: hal-01525383**

**<https://unilim.hal.science/hal-01525383>**

Submitted on 20 May 2017

**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.

## Technique de codage passive pour l'imagerie microonde à synthèse d'ouverture interférométrique

Ettien Lazare Kpré<sup>1</sup>, Cyril Decroze<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Institut de Recherche XLIM, Université de Limoges  
123 Avenue Albert Thomas 87060 LIMOGES CEDEX  
ettien.kpre@etu.unilim.fr

### Résumé —

Ce document présente une technique de codage passive appliquée à l'imagerie radiométrique à synthèse d'ouverture interférométrique (SAIR). L'approche proposée ici est basée sur le codage analogique des signaux reçus par un réseau d'antennes. Ce codage (réalisé par un composant microonde passif à diversité fréquentielle), permet de réduire le nombre de voies RF des radiomètres conventionnels. Le principe théorique est présenté suivi de quelques résultats de simulation et de mesure.

### 1. Introduction

Un radiomètre est un instrument permettant de mesurer le rayonnement thermique naturel d'une source dont la température est supérieure au zéro absolu [1]. Il a été initialement proposé dans le domaine de la radioastronomie [2] et est utilisé dans diverses applications telles que l'observation de la terre à haute résolution et la mesure du niveau et de la salinité de la mer [3]-[4]. Cet instrument a suscité depuis plus d'une décennie un intérêt majeur pour la sécurité [5]. En effet, les ondes millimétriques permettent de voir à travers les vêtements, ainsi la détection d'armes enfouies et d'explosifs est rendu possible [6]. Cependant, ce type d'applications nécessitent un système temps réel et à haute résolution. L'idée du radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique (SAIR) proposée dans [4] permet de répondre à cette problématique. Cette technique permet d'améliorer la résolution en synthétisant un large réseau virtuel à partir d'un faible nombre d'antennes. Pour cela, les signaux collectés par les antennes sont corrélés paire-à-paire afin de mesurer les échantillons de la fonction de visibilité (spectre de l'image de la scène) pour chaque ligne de base (position relative des antennes normalisée par rapport à la longueur d'onde) [7].

La figure 1 présente un élément unitaire d'un radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique. La fonction de visibilité  $V_{ij}$  liée à la corrélation entre les signaux des deux antennes ( $A_i$  et  $A_j$ ) est donnée par l'équation de Corbella [8] :

$$V_{ij}(u, v) = \iint_{4\pi} T_{Mij}(\theta, \phi) \tilde{r}_{ij}\left(\frac{\Delta r}{c}\right) e^{-jk_0 \Delta r} ds \quad (1)$$

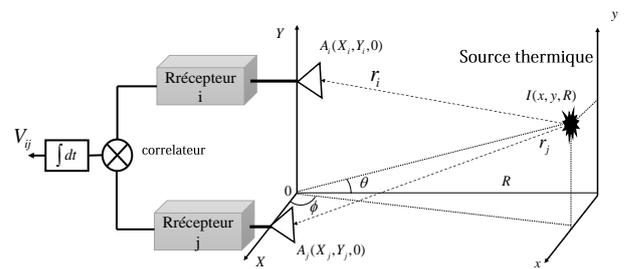


Figure 1. Élément unitaire d'un radiomètre à synthèse d'ouverture interférométrique et géométrie associée.

où :

$$T_{Mij}(\theta, \phi) = K \frac{\sqrt{D_i D_j}}{4\pi} [T_B(\theta, \phi) - T_r] F_i(\theta, \phi) F_j^*(\theta, \phi) \quad (2)$$

$T_{Mij}$  est la température de brillance modifiée.  $T_B(\theta, \phi)$  est la température de brillance de la source,  $T_r$  représente la température physique des récepteurs.  $D_i$  et  $F_i(\theta, \phi)$  sont respectivement la directivité maximale et le diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne  $i$ . Il est important de noter que ce diagramme de rayonnement est supposé être mesuré en présence des autres antennes chargées sur l'impédance de référence (il tient compte des interactions entre antennes).  $\tilde{r}_{ij}(\frac{\Delta r}{c})$  est la fonction de "lavage de frange" (Fringe wash function) [9] qui traduit le degré de corrélation partielle entre les réponses des récepteurs. Cette fonction peut être réduite à l'unité si le système de réception est bande étroite, mais non négligeable si la chaîne de réception est large bande [4].  $K$  est la constante de Boltzmann et  $k_0$  le vecteur d'onde lié à la fréquence du signal.  $\Delta r = r_i - r_j$  représente la distance relative entre la source et chaque antenne.  $(u, v) = (\frac{X_i - X_j}{\lambda_0}, \frac{Y_i - Y_j}{\lambda_0})$  sont les lignes de base qui représentent l'espacement relatif entre les antennes normalisé par rapport à la longueur d'onde  $\lambda_0$ .  $ds$  est l'élément de surface considéré. Plus de détails peuvent être obtenus dans les références [4]-[7].

Une première approximation de l'Eq.1 montre que, dans le cas d'un système idéal, la fonction de visibilité se résume à une simple transformation de Fourier de la température de brillance de la cible [7]. Toutefois, cette approximation n'est pas toujours valide dans un contexte d'imagerie large

bande et champ proche. D'autres approches basées sur une technique d'inversion matricielle permettent un meilleur rendu de l'image de la scène [9]. Ces techniques prennent en compte toutes les interactions entre les antennes ainsi que les erreurs de mesure dues au bruit des récepteurs, au défaut d'alignement des antennes, etc. Cependant l'architecture des systèmes basés sur ces principes restent encore complexes compte tenu du nombre de voies RF nécessaire en aval des capteurs radiométriques. L'idée proposée dans ce document vise à minimiser le nombre de voies RF tout en gardant la même ouverture rayonnante pour atteindre la résolution souhaitée. Le principe théorique est présenté dans le paragraphe suivant, suivi de quelques résultats de simulation et de mesure qui montrent la validité et la faisabilité du concept.

## 2. Principe du CSAIR

Le principe de base du CSAIR (Compressive Synthetic Aperture Interferometric Radiometer [10]) est présenté sur la figure 2.

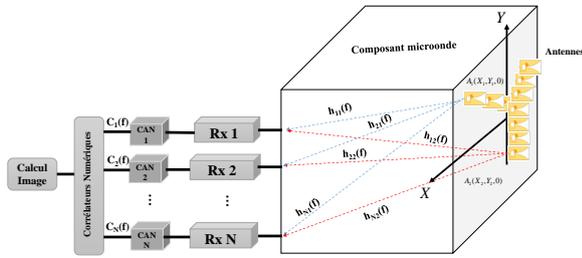


Figure 2. Architecture d'un radiomètre CSAIR

Les signaux reçus par  $M$  antennes sont codés par les fonctions de transfert orthogonales d'un composant compressif vers  $N$  voies de sortie ( $N < M$ ). Le signal mesuré  $c_n(f)$  sur le port de sortie  $n$  du réseau de réception à une fréquence donnée peut s'écrire :

$$c_n(f) = \sum_{m=1}^M h_{nm}(f) s_m(f) \quad (3)$$

où  $h_{nm}(f)$  représente la fonction de transfert mesurée entre l'entrée  $m$  du composant et la sortie  $n$  de la chaîne de réception. Dans ces conditions,  $h_{nm}(f)$  contient à la fois les réponses du composant et de la chaîne de réception.  $s_m(f)$  est le signal reçu par l'antenne  $m$ . L'équation 3 peut être généralisée sous la forme d'un produit matricielle :

$$[\mathbf{c}]_{N \times 1} = [\mathbf{h}]_{N \times M} [\mathbf{s}]_{M \times 1} \quad (4)$$

A noté que la dépendance en fréquence ( $f$ ) est implicite. Une approche standard pour résoudre cette équation est la méthode de Moore-Penrose dont la solution explicite est donnée par la relation [9] :

$$\mathbf{h}^\dagger = (\mathbf{h}^H \mathbf{h})^{-1} \mathbf{h}^H \quad (5)$$

$(\cdot)^\dagger$  et  $(\cdot)^H$  sont respectivement les opérateurs de pseudo-inversion et de transposée conjuguée. Les signaux reçus par chaque antenne (à l'entrée du composant) sont par la suite estimés de la manière suivante :

$$\mathbf{s}_r = \mathbf{h}^\dagger \mathbf{c} \quad (6)$$

Ainsi la fonction de visibilité dans le cas d'un système CSAIR s'écrit :

$$V_{ij}(u, v) = \overline{s_{r_i} s_{r_j}^*} \\ \propto \iint_{4\pi} T(\theta, \phi) F_i(\theta, \phi) F_j^*(\theta, \phi) e^{-jk\Delta r} d\Omega \quad (7)$$

où  $T(\theta, \phi) = T_B(\theta, \phi) - T_r$  est la température modifiée de la source.

En première approche, le calcul de l'image peut être réalisé par une simple transformée de Fourier inverse en supposant que les antennes sont isotropes [10]. Dans ce cas, les interactions entre antennes et les défauts éventuels d'alignement des antennes ne sont pas pris en compte. Aussi l'approche Fourier est basée sur une approximation au premier ordre de Taylor des distances  $r_i$  et  $r_j$ , ce qui peut également engendrer des erreurs de reconstruction de l'image dans le cas d'une imagerie courte portée. Dans un cas réaliste, il est préférable de modéliser la matrice de modélisation du système notée  $\mathbf{G}$  et résoudre l'équation :

$$\mathbf{V} = \mathbf{G} \mathbf{T} \quad (8)$$

où  $\mathbf{V}$  est le vecteur  $P \times 1$  contenant les  $P$  échantillons de visibilité mesurables.  $\mathbf{T}$  le vecteur  $Q \times 1$  contenant les températures des pixels de l'image.  $\mathbf{G}$  est la matrice de modélisation du système CSAIR. Les lignes et colonnes de la matrice sont calculées de la manière suivante :

$$G_{pq} = F_i(\theta, \phi) F_j^*(\theta, \phi) e^{-ik(r_i - r_j)} \quad (9)$$

où  $F_i(\theta, \phi)$  et  $F_j(\theta, \phi)$  sont les diagrammes de rayonnement normalisés des antennes dans le plan de l'image.  $(r_i, r_j)$  est la distance du pixel par rapport au couple d'antenne  $q = (i, j)$  considéré.  $p$  représentent l'indice de l'échantillon de visibilité considéré.

L'Eq.8 est un problème inverse, et peut être résolu par une régularisation de Tikhonov [9]. Dans ces conditions, l'image de la source peut être reconstruite au travers de l'équation suivante :

$$\mathbf{T}_r = \mathbf{G}_\mu^\dagger \mathbf{V} \quad (10)$$

avec :

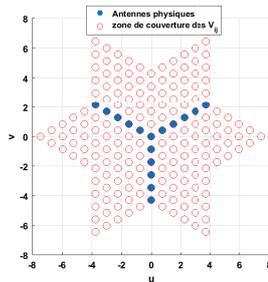
$$\mathbf{G}_\mu^\dagger = (\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \mu \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^H \quad (11)$$

où  $\mu$  est le paramètre de régularisation qui doit être estimé au préalable avant l'inversion matricielle [11]. Dans la suite, la méthode proposée sera comparée au cas d'un système SAIR conventionnel au moyens de simulations.

## 3. Simulation

Le scénario de simulation est constitué d'un réseau d'antennes en forme de Y. Chaque bras du réseau est constitué de  $l = 5$  antennes ce qui fait un total  $M =$

$3l + 1 = 16$  éléments (en tenant compte de l'élément central). Les antennes sont espacées de  $0.86\lambda_0$ . Où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde à 3Ghz. Selon les caractéristiques du réseau d'antennes, le champ de vision est de  $\pm 35.5^\circ$  et la résolution angulaire de  $3.85^\circ$ . A une distance de  $R = 2m$ , l'image peut être reconstruite sur une zone de visibilité de  $\Omega_{FOV} = \pm 1.16m$ , la résolution correspondante est de  $\delta = R.\lambda_0/D_{syn} = 13.45cm$ .  $D_{syn}$  est la taille de l'ouverture synthétisée comme indiquée sur la figure 3.

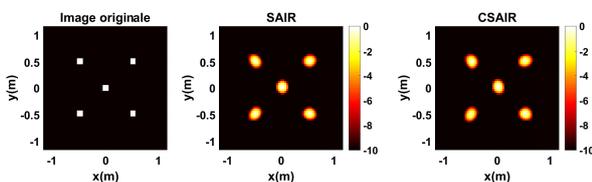


**Figure 3. Réseau d'antennes en forme de Y et la couverture hexagonale de fonction de visibilité.**

Les antennes sont connectées à une cavité surdimensionnée (16 entrées et 4 sorties) dont les fonctions de transfert (orthogonales entre elles) peuvent être modélisées par l'expression suivante [12] :

$$h_{mn}(f) = \mathcal{F}[r_{mn}(t)e^{-t/2\tau_c}] \quad (12)$$

où  $r_{mn}(t)$  est une distribution aléatoire de moyenne nulle.  $\tau_c$  est le temps de décroissance du canal lié au facteur de qualité. Dans cette simulation, nous supposons que ce temps est égal à 300ns. Les voies de sortie du composant sont connectées à  $N=4$  chaînes de réception (cf Fig.2). Pour ce scénario, la chaîne de réception se résume à un simple filtre de Hanning de 2Ghz de bande centrée autour de 3Ghz. La source est constitué de  $64 \times 64$  pixels. Chaque pixel est supposé rayonner un bruit aléatoire de puissance RMS (Root Mean Square) proportionnelle à sa température radiométrique. Ainsi les signaux reçus par les 16 antennes sont codés, sommés de manière entièrement passive par le composant et mesurés sur les 4 voies de sortie de la chaîne de réception, avec un temps d'acquisition de  $\tau = 50\mu s$ . A noter que contrairement à un radiomètre conventionnel qui nécessiterait 16 chaînes de réception, l'architecture proposée ici n'a que 4 voies de sortie. La matrice  $G$  est calculée au préalable et la régularisation de Tikhonov est appliquée par la suite pour reconstruire l'image. La figure 3 montre l'image reconstruite de 5 sources ponctuelles. Cette image est comparée au cas du SAIR classique qui nécessiterait 16 chaînes de réception.



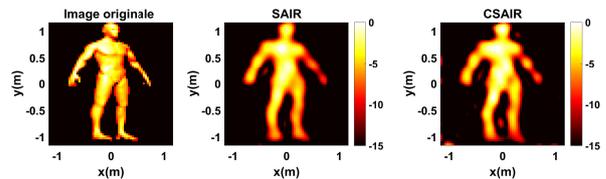
**Figure 4. Images reconstruites de 5 sources ponctuelles.**

Comme le montre la figure 6, la méthode permet de reconstruire l'image des 5 sources discrètes. Visuellement l'image est comparable au cas du SAIR classique. En outre, afin d'effectuer une comparaison quantitative entre les deux approches, l'erreur quadratique moyenne (RMSE) est calculée pour chaque image au moyen de l'équation suivante :

$$RMSE(\tilde{T}, T_0) = \sqrt{\sum_q^Q |\tilde{T}_q - T_{0q}|^2} / \sqrt{\sum_q^Q |T_{0q}|^2} \quad (13)$$

où  $\tilde{T}$  est l'image reconstruite et  $T_0$  est l'image originale. Le RMSE vaut  $6.4 \times 10^{-3}$  dans le cas du CSAIR. Cette grandeur est comparable (dans le cas des 5 sources ponctuelles) à celle du SAIR qui vaut  $5.9 \times 10^{-3}$ . L'algorithme de Tikhonov permet de minimiser les erreurs de reconstruction de l'image dans les deux cas. En effet, pour le CSAIR le niveau de bruit dû aux corrélations croisées entre les différentes voies du composant croît avec le nombre d'antennes. L'algorithme ajuste le paramètre de régularisation en fonction du niveau du bruit, ce qui permet d'obtenir une solution unique et stable.

Le principe proposé dans ce document a également été testé sur une source continue. Sur la figure 5, l'image d'un humain a été reconstruite en comparant les deux approches. Il faut noter que outre les erreurs de mesure de la fonction de visibilité, la résolution de l'image est limitée par le nombre d'antennes choisi (16 dans ce scénario) et la taille de l'ouverture synthétisée (cf Figure 3). L'image a été reconstruite en réalisant un moyennage de 10 dans les deux cas.



**Figure 5. Images reconstruite d'un humain.**

#### 4. Validation expérimentale

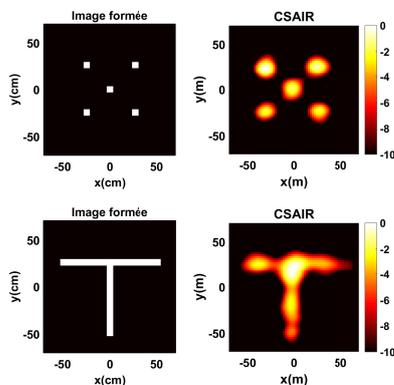
Afin de valider le principe théorique du CSAIR présenté dans le paragraphe précédent, un banc de mesure a été mis en place avec un réseau en forme de Y constitué de 16 antennes. Le pas du réseau est de  $0.86\lambda_0$  où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde centrale dans la bande de 2-4Ghz. Une cavité métallique multimodale (à forte diversité fréquentielle) de  $1m^3$  de volume a été utilisée comme composant compressif. Afin de minimiser le nombre de modes dégénérés, et améliorer la diversité fréquentielle, une demi-sphère de diamètre de 30cm a été placée à l'intérieur de la cavité. La cavité est connectée à sa face avant aux 16 antennes et à sa face arrière à 4 amplificateurs de 30dB de gain en bande S. Les voies de sortie de ces amplificateurs sont connectées à un oscilloscope numérique Agilent 4 voies DSA90404A 20Gsa/s. Les fonctions de transfert de la cavité ont été caractérisées au préalable et possèdent

un temps de décroissance de l'ordre de 300 ns sur chacune des voies.



**Figure 6. Banc de mesure expérimentale. (a) 16 antennes connectées à la face avant de la cavité. (b) 4 voies de sortie.**

L'objectif de ce document étant de démontrer la faisabilité du concept, une source de bruit active est utilisée pour valider le principe. Cette source est constituée d'un AWG (Agilent M8190A 12Gs/s) connecté à une antenne Vivaldi montée sur un rail placé à  $R = 2m$  du système de réception. L'antenne est déplacée de manière séquentielle afin de simuler une source continue. Les signaux enregistrés pour chacune des positions sont par la suite sommés pour émuler une acquisition simultanée. Au final seul  $N=4$  signaux sont mesurés à la sortie des amplificateurs. Ces signaux sont ensuite décodés afin de calculer les fonctions de visibilité et reconstruire l'image tel décrit dans la partie théorique. La figure 7 montre les résultats de mesure pour un temps d'acquisition 50 $\mu$ s. Comme prédit par les résultats de simulation, le concept proposé permet de reconstruire l'image émulée par déplacement de la source de bruit.



**Figure 7. Images reconstruites de 5 sources ponctuelles et une source continue en forme de T.**

## 5. Conclusion

Dans ce document, nous avons montré la faisabilité du CSAIR en utilisant une cavité 16x4 (Entrées x Sorties) ports. Ce concept, associé à la méthode de régularisation de Tikhonov a permis la reconstruction d'images à partir uniquement de 4 signaux mesurés. Ce qui fait du CSAIR une solution potentielle pour la réduction du coût des radiomètres conventionnels. Les travaux futurs s'orienteront vers l'application de ce concept en bande millimétrique pour la réalisation d'un radiomètre CSAIR faible coût dans le cadre du projet ANR PIXEL. Le concept à fait l'objet d'un dépôt de brevet en instance.

## Références

- [1] M. Peichl, H. Still, S. Dill, M. Greiner and M. Jiroušek, "Imaging technologies and applications of microwave radiometry," First European Radar Conference, 2004. EURAD., Amsterdam, The Netherlands, 2004, pp. 269-273.
- [2] A. Richard Thompson, James M. Moran, George W., "Interferometry and synthesis in radio astronomy". 1st ed. New York : Wiley,1986.
- [3] Y. H. Kerr, P. Waldteufel, J.-P. Wigneron, J. Martiuzzi, J. Font, and M. Berger, "Soil moisture retrieval from space : The Soil Moisture and Ocean Salinity (SMOS) mission," IEEE transactions on Geoscience and remote sensing, vol. 39, no. 8, pp. 1729–1735, 2001.
- [4] C. S. Ruf, C. T. Swift, A. B. Tanner, and D. M. Le Vine, "Interferometric synthetic aperture microwave radiometry for the remote sensing of the Earth," Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on, vol. 26, no. 5, pp. 597–611, 1988.
- [5] J.F. Lampin, et al., "MILLIPRISM : millimeter wave passive radiometric imaging system.", 8ème Workshop Interdisciplinaire sur la Sécurité Globale, WISG 2014, 2014, Troyes, France.
- [6] N. Salmon, J. Beale, J. Parkinson, S. Hayward, P. Hall, R. Macpherson, R. Lewis, and A. Harvey, "Digital beam-forming for passive millimetre wave security imaging," IET Seminar Digests, vol. 2007, no. 11961, pp. 181–181, 2007.
- [7] F. Zernike, "The concept of degree of coherence and its application to optical problems", Physica, vol. 5, no. 8, pp. 785-795, 1938.
- [8] I. Corbella, N. Duffo, M. Vall-llossera, A. Camps, and F. Torres, "The visibility function in interferometric aperture synthesis radiometry," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, no. 8, pp. 1677–1682, Aug. 2004.
- [9] E. Anterrieu, "Regularization of an inverse problem in remote sensing imaging by aperture synthesis," in Acoustics, Speech and Signal Processing, 2006. ICASSP 2006 Proceedings.2006 IEEE International Conference on, 2006, vol. 2, pp. II–II.
- [10] E. Kpré and C. Decroze, "Synthetic Aperture Interferometric Imaging Using a Passive Microwave Coding Device," in IEEE International Conference on Antennas Measurement and Application (CAMA 2016), 2016.
- [11] M. Bertero and P. Boccacci, Introduction to inverse problems in imaging, Repr. Bristol : Institute of Physics Publ, 2002.
- [12] David A. Hill "Electromagnetic Theory of Reverberation Chambers", Radio-Frequency Technology Division Electronics and Electrical Engineering Laboratory National Institute of Standards and Technology 325 Broadway Boulder, Colorado 80303-3328.