



HAL
open science

ASAP: Une solution de localisation passive et mono-ancree pour les réseaux de capteurs sans fils

Roudy Dagher, Nathalie Mitton

► **To cite this version:**

Roudy Dagher, Nathalie Mitton. ASAP: Une solution de localisation passive et mono-ancree pour les réseaux de capteurs sans fils. Joint 16th CFIP & 12th NOTERE, Jul 2015, Paris, France. hal-01169713

HAL Id: hal-01169713

<https://inria.hal.science/hal-01169713>

Submitted on 13 Nov 2015

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.

ASAP : a Passive Single-Anchor Localization Technique for Wireless Sensor Networks

Roudy Dagher* and Nathalie Mitton*

Inria Lille – Nord Europe.

Email: roudy.dagher@inria.fr, nathalie.mitton@inria.fr

Abstract—In this paper, we focus on the node localization problem in the context of wireless sensor networks (WSN). By adopting a cross-layer approach, we propose a novel single-anchor localization system that is able of intercepting its neighboring communications and simultaneously identifying (MAC layer) and localizing (Physical layer) the current transmitting node on the channel. The particularity of our proposal is that it does not have any impact on the nodes. The anchor is equipped with an antenna array with large aperture (compared to the wavelength), which allows both traffic analysis and localization of any transmitting node in the covered localization area. The spatial performance of the proposal is evaluated by simulation in all the localization area (ZL) as a function of the signal-to-noise ratio (SNR). Simulation results show good localization performance, especially near the anchor.

Index Terms—Localization, WSN, 802.15.4, cross-layer, physical layer, antenna array.

I. INTRODUCTION

Avec les avancées récentes dans le développement des réseaux de capteurs sans fils (WSNs), de telles technologies ont émergé et apparaissent comme une des solutions clés pour l'instrumentation des villes intelligentes du futur [1] au travers d'applications telles que : les luminaires intelligents, la surveillance du trafic et de la qualité de l'air, etc. Les WSNs ont aussi attiré beaucoup de recherches dans le domaine de la localisation [2]. Connaître la position des nœuds permet le déploiement de nombreuses applications telles que le suivi d'objets et l'habitat intelligent [3].

La localisation est souvent réalisée en deux temps. La première phase consiste à collecter des signaux entre le(s) nœud(s) de référence (ancres) dont on connaît la position et le nœud suivi (source) dont on cherche à estimer la position. Durant cette phase, des métriques reliant les positions connues à celles inconnues sont estimées. Dans une deuxième phase, ces métriques alimentent un algorithme de localisation dédié qui fournit une estimation de la position du nœud suivi à partir des métriques et la connaissance de la position des ancres. Ces deux phases sont aussi respectivement appelées [4] phase d'*association* et phase de *fusion des métriques*. Par exemple, dans une localisation à base de puissance du signal reçu (RSSI), les métriques sont des estimations de distance entre les ancres

et la source, alors qu'une fusion des métriques serait l'intersection de ces cercles [5]. Il est important de noter que d'autres méthodes de localisation sans ancres exploitent le graphe du réseau pour une localisation qualitative [6] ou classent les approches de localisation en "*range-based*" et "*range-free*" pour l'utilisation de mesures de distances physiques entre les ancres et le nœud suivi [7].

Dans ce travail, nous utilisons la phase d'*association* d'un algorithme de localisation récent [4], pouvant être classé de type *range-based*, qui utilise des réseaux d'antennes à large ouverture (LAA) et se base sur les statistiques du second ordre du signal reçu. Nous proposons une phase de *fusion des métriques* alternative qui permet d'avoir une solution mono-ancre mais multi-antennes. L'approche est "cross layer" au sens qu'elle utilise la couche MAC pour identifier le nœud à l'origine du message intercepté et la couche physique pour le localiser avec notre algorithme de localisation appelé *ASAP* (Arrayed Single Anchor Positioning). En outre, nous faisons le choix d'un réseau d'antennes à faible ouverture (de l'ordre du mètre) afin d'embarquer les antennes sur une seule ancre physique et amplement simplifier leurs calibrations. Les contributions de ce papier peuvent se résumer comme suit :

- (i) une solution de localisation mono-ancre qui est :
 - passive : sans échange de paquets spécifiques .
 - non-intrusive : l'ancre peut être déployée n'importe où et n'importe quand sans perturber le réseau.
 - simple : la réduction de l'ouverture du réseau simplifie l'intégration des antennes sur une seule station.
- (ii) une étude de l'erreur de localisation dans toute la zone de localisation (ZL) du réseau d'antennes.

Afin d'être localisée, la source doit émettre dans la zone de Fresnel du réseau d'antennes, qui définit la zone de localisation (ZL) autour de l'ancre. A l'intérieur de cette zone, le message est détecté par une des antennes de l'ancre. Le signal reçu est démodulé puis analysé en parallèle par la couche MAC pour récupérer l'adresse de l'émetteur, et par la couche physique qui démodule les signaux pour la localisation (cf. Fig. 1).

Le reste de l'article est organisé comme suit. La section II présente l'architecture générale de notre approche et la discute par rapport à l'état de l'art. Le problème est formulé mathématiquement dans la section III dans un formalisme de traitement du signal. L'algorithme de localisation *ASAP* est ensuite détaillé dans la section IV

■ This work is supported by CPER CIA, IPL SmartCities@Inria and FP7 SMART CITIES VITAL.

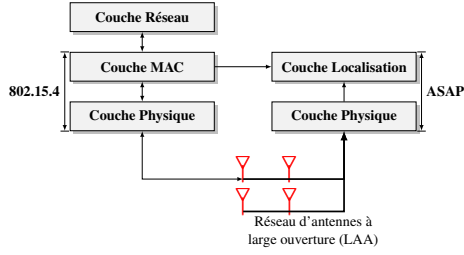


FIGURE 1. Cohabitation avec la pile de communication

dans le cas particulier de réseaux d'antennes circulaires. Les performances sont présentées dans la section V avant de conclure en section VI.

II. APPROCHE RETENUE ET ÉTAT DE L'ART

La particularité des réseaux de capteurs sans fils réside dans les ressources limitées des nœuds et par le fait qu'ils passent la majorité de leur temps en veille afin d'économiser l'énergie. Lorsqu'on adresse le problème de localisation dans ce contexte, il est primordial d'en tenir compte. En particulier, il est préférable de ne pas interférer avec la fonction applicative du réseau à des fins de localisation.

Le système *ASAP* s'intègre bien dans un tel réseau. En effet, l'ancre est dotée d'un réseau d'antennes à large ouverture (par rapport à la longueur d'onde) ce qui lui permet à la fois d'écouter le canal et d'analyser le trafic. Dès qu'un paquet est détecté au niveau de la couche MAC (IEEE 802.15.4 par ex.), l'émetteur est identifié avec l'adresse source du paquet. En parallèle, les signaux démodulés et enregistrés sur toutes les antennes de l'ancre sont utilisés par la couche localisation pour localiser le nœud. La seule contrainte sur le nœud émetteur est d'émettre dans la zone de localisation (ZL) de l'ancre (Fig. 1). La majorité des techniques de localisation utilise au moins trois ancres pour localiser le nœud source [2]. Néanmoins, grâce à sa simplicité de déploiement et son effet limité sur le réseau, la localisation mono-ancre a fait l'objet de plusieurs recherches sur la localisation, en particulier dans le contexte des WSNs. Meissner *et al.* [8] ont proposé une technique de localisation mono-ancre en environnement intérieur qui exploite les composantes multi-chemins d'un signal Ultra-Large Bande (ULB). En utilisant la connaissance de la géométrie de la zone d'intérêt (comme un appartement), les signaux réfléchis peuvent être vus comme des sources secondaires. Ainsi, à partir d'une seule ancre physique on peut construire plusieurs ancres virtuelles. A l'aide de filtres adéquats, leur système est capable de traquer un agent mobile au sein d'un bâtiment. A part les aspects coûts (en comparaison à des radios en bande ISM), l'inconvénient majeur d'une telle approche est l'hypothèse de la disponibilité de la géométrie exacte de la zone d'intérêt. Khan *et al.* [9] ont proposé l'utilisation d'antennes directives en deux approches : soit avec plusieurs antennes réparties sur la périphérie de

l'ancre, soit une seule antenne rotative avec une vitesse de rotation fixe et connue. L'inconvénient de ces solutions réside dans l'aspect actif de la localisation. En effet, la technique repose sur une synchronisation entre l'ancre et la source et sur des mesures de RSSI, peu fiables à cause de leur dépendance à l'environnement [10].

Giorgetti *et al.* [11] ont conçu et évalué une solution mono-ancre à base de réseau d'antennes commutées, de forme générale hexagonale. Le procédé se base sur des mesures d'angles d'incidence du signal reçu. Il fait en outre l'hypothèse limitative et non toujours vérifiée que les nœuds du réseau qu'on cherche à localiser se situent tous dans le même plan, et que l'ancre se trouve à une hauteur fixe et connue par rapport à ce plan.

Enfin, Rashid *et al.* [12] proposent une solution mono-ancre pour des nœuds déployés en grille basée sur des estimations de distances sur RSSI. Des nœuds spéciaux se localisent localement. Le reste de réseau se localise ensuite, de proche en proche, avec une trilatération avec son voisinage précédemment localisé. Par construction, cette approche est limitée à un déploiement en grille.

III. FORMULATION DU PROBLÈME

Dans cette section, nous formulons le problème de traitement de signal et localisation avec des réseaux d'antennes à large ouverture (LAA) avec une modélisation pour le cas d'un signal en bande étroite à partir du cadre théorique de Manikas *et al.* [4]. Nous garderons les mêmes notations.

Notations

a, A	Scalaire
$\underline{a}, \underline{A}$	Vecteur colonne
\mathbf{A}, \mathbf{A}	Matrice
$(\cdot)^*$	Complexe conjugué
$(\cdot)^T, (\cdot)^H$	Transposé, conjugué transposé
\odot, \oslash	Produit, division matricielle par éléments
$\exp(\underline{A})$	Exponentielle par éléments due vecteur \underline{A}
\underline{A}^b	Puissance par éléments du vecteur \underline{A}
$\ \underline{A}\ $	Norme euclidienne \underline{A}
\mathbb{I}_N	Matrice identité de dimension $N \times N$
$\underline{\mathbf{1}}_N$	Vecteur colonne de N uns
\mathcal{R}, \mathcal{C}	Ensemble des nombres réels, complexes

A. Modèle du canal en zone de Fresnel

Considérons un réseau d'antennes à large ouverture formé de N antennes omnidirectionnelles, avec un point de référence commun (origine de phase pris comme origine du système de coordonnées). La position des éléments de l'antenne, étant connue, peut être définie par

$$\mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_N] = [r_x, r_y, r_z]^T \quad (1)$$

où $r_i \in \mathcal{R}^{3 \times 1}$ pour $i = 1 \dots N$ est la position de la $i^{\text{ème}}$ antenne du réseau et $r_x, r_y, r_z \in \mathcal{R}^{N \times 1}$ dénote ses coordonnées x, y and z . L'ouverture du réseau d'antenne est donc définie par $D = \max_{\forall i, j} \|r_i - r_j\|$.

Supposons que le réseau d'antennes reçoit un signal, avec une porteuse de fréquence F_c véhiculant un message $m(t)$ (enveloppe complexe), d'une source se trouvant

à une position¹ r_m par rapport au point de référence $\underline{r}_m = [x, y, z]^T = \rho \cdot \underline{u}(\theta, \phi)$, avec le vecteur directionnel pointant dans la direction de la source $\underline{u}(\theta, \phi) = [\cos \theta \cos \phi, \sin \theta \cos \phi, \sin \phi]^T$. Le vecteur d'onde est

$$\underline{k}(\theta, \phi) = \frac{2\pi F_c}{c} \cdot \underline{u}(\theta, \phi) \quad (2)$$

avec c la vitesse de la lumière. Dans ces conditions, la zone de Fresnel du réseau d'antennes est délimitée par $\rho < \frac{2D^2 F_c}{c}$. Dans cette zone, la propagation de l'onde est sphérique, en contraste avec la propagation plane en champs lointain. Par conséquent, la réponse du réseau, outre sa dépendance par rapport à l'angle d'incidence, dépend aussi de la distance entre la source et les éléments du réseau. Sous l'hypothèse de bande étroite, le signal reçu² $\underline{x}(t) \in \mathcal{C}^{N \times 1}$, démodulé en bande de base, par l'ensemble du réseau peut être modélisé comme suit

$$\underline{x}(t) = \underline{q} \odot \underline{S} \odot \underline{m}(t) + \underline{n}(t), \quad (3)$$

avec $\underline{q} \in \mathcal{C}^{N \times 1}$ modélisant l'effet inconnu d'affaiblissement du canal (fading). Le vecteur directionnel du réseau $\underline{S} \triangleq \underline{S}(\theta, \phi, \rho, \mathbf{r}, F_c)$ représente la réponse du réseau d'antennes. Enfin, le vecteur $\underline{n}(t) \in \mathcal{C}^{N \times 1}$ dénote un bruit blanc gaussien additif avec comme puissance σ^2 et matrice de covariance $\mathbb{R}_{nn} = \sigma_n^2 \mathbb{I}_N \in \mathcal{C}^{N \times N}$. Dans la direction (θ, ϕ, ρ) , le vecteur directionnel du réseau dans la zone de Fresnel, peut être modélisé par

$$\underline{S} = (\rho \cdot \underline{1}_N \odot \underline{\rho})^a \odot \exp(-j \frac{2\pi F_c}{c} \cdot (\rho \cdot \underline{1}_N - \underline{\rho})) \quad (4)$$

où a est une constante connue ou estimée au préalable modélisant le coefficient d'atténuation du canal. Le vecteur $\underline{\rho}$ dénote les distances (inconnues) entre la source et chacune des antennes du réseau $\underline{\rho} = [\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_N]^T \in \mathcal{R}^{N \times 1}$. A partir de (3), la matrice de covariance du signal reçu s'écrit

$$\mathbb{R}_{xx} = \mathcal{E}\{\underline{x}(t)\underline{x}(t)^H\} = \mathbb{R}_{ss} + \mathbb{R}_{nn} \quad (5)$$

avec $\mathbb{R}_{nn} = \sigma^2 \mathbb{I}_n$ la matrice de covariance du bruit, et la matrice de covariance du signal (utile) $\mathbb{R}_{ss} = P_m (\underline{q} \odot \underline{S}) \cdot (\underline{q} \odot \underline{S})^H$ où P_m est la puissance du message $m(t)$. La matrice \mathbb{R}_{ss} étant hermitienne et de rang unité, elle admet une seule valeur propre réelle non nulle

$$\lambda = \|\underline{q} \odot \underline{S}\|^2 = P_m \rho^{2a} \underline{1}_N^T (\underline{q} \odot \underline{q}^* \odot \underline{\rho}^{-2a}). \quad (6)$$

En pratique, on n'observe qu'un nombre limité d'échantillons L du signal qu'on range comme suit $\mathbb{X} = [\underline{x}(t_1), \underline{x}(t_2), \dots, \underline{x}(t_L)] \in \mathcal{C}^{N \times L}$. Dans ce cas, la matrice de covariance peut être approximée par $\mathbb{R}_{xx} \approx \mathbb{R} = \frac{1}{L} \mathbb{X} \cdot \mathbb{X}^H$. Ainsi, en cohérence avec l'équation (5), la valeur propre du signal peut être approximée à partir de la valeur propre

1. L'azimut θ est mesuré dans le sens contraire aux aiguilles d'une montre par rapport à l'axe des x positifs, et l'angle d'élévation ϕ est mesuré dans le même sens à partir du plan $x - y$.

2. Il s'agit de la composante du signal en vision directe. En présence de multi-chemins, cette dernière peut être efficacement extraite (pré-traitement) à partir des signaux reçus [13].

principale de $\mathbb{R} : \lambda \approx \max(\text{eig}(\mathbb{R})) - \hat{\sigma}^2$, avec $\hat{\sigma}^2$ comme approximation de la puissance du bruit. Cette dernière s'estime directement en prenant la moyenne des valeurs propres non principales de \mathbb{R} .

B. Phase d'association et métriques

Sans perte de généralité, supposons que le point de référence du réseau d'antennes soit placé à la $i^{\text{ème}}$ antenne. Toutes les mesures \mathbb{X} sont alors prises par rapport à ce nouveau point de référence (changement d'origine) :

- Vecteur directionnel du réseau \underline{S}_i avec une géométrie d'antennes $\mathbf{r}_i = \mathbf{r} - r_i \underline{1}_N^T$ et une source à $(\theta_i, \phi_i, \rho_i)$ par rapport à ce nouveau point de référence.
- L'observation \mathbb{X}_i avec comme matrice de covariance \mathbb{R}_i et valeur propre λ_i .

Arbitrairement, prenons la première antenne r_1 comme point de référence *primaire*. En changeant le point de référence vers la $i^{\text{ème}}$ antenne, et en répétant le processus pour toutes les $N-1$ antennes, on peut prouver [4] à partir de (6) que le rapport des valeurs propres ainsi construites est relié aux distances antennes-source comme suit :

$$\mathcal{K}_i = \left(\frac{\lambda_i}{\lambda_1} \right)^{\frac{1}{2a}} = \frac{\rho_i}{\rho_1} \quad \forall i = 2 \dots N. \quad (7)$$

Il faut noter qu'à partir de (7), la méthode de fusion de métrique dans [4], référencée ici comme *méthode analytique*, dérive un système d'équations de la forme $\mathbb{H} \underline{r}'_m = \underline{b}$:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 2(r_1 - r_2)^T, & (1 - \mathcal{K}_2^2) \\ \vdots & \vdots \\ 2(r_1 - r_N)^T, & (1 - \mathcal{K}_N^2) \end{bmatrix}}_{\mathbb{H}} \underbrace{\begin{bmatrix} r_m \\ \rho_1^2 \end{bmatrix}}_{\underline{r}'_m} = \underbrace{\begin{bmatrix} \|r_1\|^2 - \|r_2\|^2 \\ \vdots \\ \|r_1\|^2 - \|r_N\|^2 \end{bmatrix}}_{\underline{b}}. \quad (8)$$

Enfin, les sources d'erreurs ont été étudiées dans [4] et montrent que la borne supérieure de l'erreur moyenne quadratique de localisation (RMSE), est affectée par la taille du réseau d'antennes, le rapport signal sur bruit (SNR), ainsi que le nombre d'échantillons (L). Plus important, cette erreur dépend de la géométrie du réseau d'antennes vis-à-vis de la position de la source. C'est la raison pour laquelle dans la section qui suit nous nous intéressons au cas de réseaux d'antennes (presque-)circulaires.

IV. ALGORITHME DE LOCALISATION

Il est prouvé dans [4] que les métriques dans (7) génèrent des lieux circulaires dont l'intersection correspond à la position de la source r_m . Plus précisément, à partir de l'estimation des valeurs propres du signal, on peut construire $N-1$ lieux circulaires définis par $\mathcal{C}_i = \mathcal{C}(r_1, r_i, \mathcal{K}_i) \triangleq \mathcal{C}(r_{c_i}, R_{c_i})$. Cette définition, connue sous la définition d'Apollonius d'un cercle [14, §18.3], permet de définir un cercle avec deux foyers (r_1, r_i) et un rapport constant \mathcal{K}_i . En particulier, lorsque $\mathcal{K}_i = 1$, le cercle dégénère en la médiatrice du segment $[r_1 - r_i]$. Lorsque $\mathcal{K}_i \neq 1$, les centres et les rayons sont donnés par [4] :

$$r_{c_i} = \frac{1}{1 - \mathcal{K}_i^2} r_i - \frac{\mathcal{K}_i^2}{1 - \mathcal{K}_i^2} r_1 \quad R_{c_i} = \left| \frac{\mathcal{K}_i}{1 - \mathcal{K}_i^2} \right| \cdot \|r_1 - r_i\| \quad (9)$$

A. Ambiguïté des réseaux circulaires

Nous énonçons un théorème spécifique aux réseaux à géométrie circulaire³. Nous prouvons que pour une géométrie circulaire, les cercles définis dans (9) admettent toujours deux points d'intersection, inverses par rapport au cercle du réseau. Cette relation entre les solutions est essentielle pour *ASAP*.

Définition 1 (Inversion par rapport à un cercle). *Soit un point r_m et un cercle C_i . L'inverse de r_m par rapport à C_i est défini avec l'opérateur $(\cdot)^{C_i}$ comme suit $r_m^{C_i} = r_{c_i} + \frac{R_{c_i}^2}{\|r_m - r_{c_i}\|^2} \cdot (r_m - r_{c_i})$. Le centre de C_i est appelé le pôle ou le centre de l'inversion. Dans le cas dégénéré ($K_i = 1$), $r_m^{C_i}$ devient le symétrique de r_m par rapport à la médiatrice du segment $[r_1 - r_i]$ (cf. [14, §20.3]).*

L'inversion dans un cercle admet de nombreuses propriétés, voici celles qui nous intéressent ici.

- P.1 : L'inversion par rapport à un cercle est une involution i.e. $(r_m^{C_i})^{C_i} = r_m$.
- P.2 : Inverser le pôle l'envoie à l' ∞ i.e. il disparaît du plan Euclidien.
- P.3 : Tous les points sur le cercle d'inversion sont invariants i.e. $r_m^{C_i} = r_m$.
- P.4 : L'inverse de tout point à l'intérieur du cercle se trouve obligatoirement à l'extérieur de celui-ci et vice-versa.

Définition 2 (Réseau à géométrie circulaire). *Un réseau d'antennes \mathbf{r} est dit à géométrie circulaire lorsque tous ces éléments r_i sont cocycliques.*

Théorème 1. *Soit une source r_m et un réseau d'antennes circulaire \mathbf{r} . L'ensemble des lieux circulaires $C_i = \mathcal{C}(r_1, r_i, K_i)$ admet toujours deux points d'intersections r_m et $r_m^{C_r}$ qui sont inverses par rapport au cercle C_r passant par les éléments du réseau.*

Démonstration. Voir notre rapport de recherche [15] Théorème 3 et Figures 3.c, 3.d et 3.a. En bref, la preuve consiste à démontrer que : $r_m \in C_i \Leftrightarrow r_m^{C_r} \in C_i \quad \forall i$. \square

B. Algorithme ASAP

En vertu du Théorème 1, si l'on prend un réseau d'antennes circulaire (voire presque-circulaire) nous obtenons toujours deux solutions au problème de localisation : une à l'intérieur (englobée par les antennes du réseau) et l'autre à l'extérieur du cercle du réseau d'antennes. Si l'on réduit suffisamment l'ouverture du réseau d'antennes, on peut physiquement éliminer la solution qui se trouve à l'intérieur. Comparé à la méthode de localisation analytique, qui se trouve fortement perturbée avec ce type de réseaux, le gain en qualité de localisation est considérable. C'est l'idée fondatrice de l'algorithme *ASAP*. L'ouverture étant réduite, l'estimation de la position de la source est prise comme le barycentre des points d'intersection dits

3. La preuve et une discussion détaillée se trouvent dans [15].

<p>Initialisation</p> <p>ÉTAPE-1 : Une source, gagne l'accès au canal et émet un message dans la zone de localisation (ZL).</p> <p>ÉTAPE-2 : L'ancre, équipée d'un réseau d'antennes $N - aire$, détecte le message et mesure les signaux par rapport au point de référence primaire.</p> <p>ÉTAPE-3 : Rotation du point de référence du réseau d'antennes sur l'ensemble des antennes du réseau pour construire N matrices \mathbb{X}_i avec leurs statistiques du second ordre \mathbb{R}_i</p> <p>ÉTAPE-4 : Construction du vecteur de métriques \underline{K} via (7) via une décomposition en valeurs propres des matrices \mathbb{R}_i.</p> <p>ÉTAPE-5 : Construction des lieux $\mathcal{L} = \{r_{c_i}, R_{c_i}\}_{i=2, \dots, N}$, conformément à (9) à partir de la géométrie du réseau d'antennes \mathbf{r} et l'estimation du vecteur \underline{K}.</p> <p>Algorithme</p> <pre> $[\mathcal{C}_1, \mathcal{C}_2] = clustering(r_{c_i}, R_{c_i});$ si est_vider(\mathcal{C}_1) & est_vider(\mathcal{C}_2) alors $\hat{r}_m = \text{barycentre}(r_{c_i});$ % Pas d'intersection sinon si est_vider(\mathcal{C}_1) alors $\hat{r}_m = \text{barycentre}(\mathcal{C}_2);$ % Une seule intersection sinon si est_vider(\mathcal{C}_2) alors $\hat{r}_m = \text{barycentre}(\mathcal{C}_1);$ % Une seule intersection sinon % Deux intersections si($\ \text{barycentre}(\mathcal{C}_1)\ > \ \text{barycentre}(\mathcal{C}_2)\$) alors $\hat{r}_m = \text{barycentre}(\mathcal{C}_1);$ sinon $\hat{r}_m = \text{barycentre}(\mathcal{C}_2);$ fin si fin </pre> <hr/> <p>fonction $[\mathcal{C}_1, \mathcal{C}_2] = clustering(r_{c_i}, R_{c_i})$</p> <p>$\mathbb{P}_i = \bigcap_{i=2}^N C_i(r_{c_i}, R_{c_i});$ % intersection des lieux circulaires</p> <p>$\mathcal{C}_1 \triangleq 1^{er}$ sous-ensemble de \mathbb{P}_i les plus proches entre eux</p> <p>$\mathcal{C}_2 \triangleq 2^{nd}$ sous-ensemble de \mathbb{P}_i les plus proches entre eux</p> <p>fin</p>

Tableau I
L'ALGORITHME DE LOCALISATION ASAP.

extérieurs. *ASAP* est détaillé dans la Table I, avec comme origine du système de coordonnées le centre du cercle du réseau. En bref, *ASAP* constitue une fusion de métriques géométrique en contraste avec la fusion analytique (8).

V. ÉVALUATION PAR SIMULATIONS NUMÉRIQUES

Dans cette section, nous étudions l'erreur de localisation de l'approche sous Matlab. Nous considérons un réseau de $N = 4$ antennes planaire et deux géométries de réseau à ouverture réduite, respectivement presque-circulaire et circulaire comme suit :

$$\mathbf{r}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1.5 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{r}_2 = \begin{bmatrix} 1.25 & 0 & -1.25 & 0 \\ 0 & 1.25 & 0 & -1.25 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Ces deux géométries ont la même ouverture et rayon de la zone de localisation (ZL) $D = 2.5m$, $rayon(\text{ZL}) = 101.25m$. Il faut noter que l'ouverture est petite comparée à celle dans [4] ayant une ouverture de 90m, dans le cas de la géométrie nommée "good array geometry".

Nous simulons un canal de coefficient d'atténuation (path loss) $a = 2$, un affaiblissement modélisé par une variable aléatoire complexe dont le module suit une loi

log-normale de moyenne 0 dB et d'écart-type 8 dB et la phase suit une distribution uniforme sur $0 - 2\pi$ rad. Étant donné le contexte ciblé des WSNs, nous adoptons le standard IEEE 802.15.4 pour la sélection de la fréquence, la modulation du message, ainsi que pour les valeurs typiques du SNR. Par conséquent, nous supposons que la source transmet avec une porteuse $F_c = 2.43\text{GHz}$ (i.e. canal 16) de la bande ISM (2.4GHz). Une modulation O-QPSK est utilisée avec des symboles sur 4-bits. Chaque symbole est ensuite associé à une séquence (en anglais chip) de 32 bits à partir d'un dictionnaire de 16 séquences (16-array DSSS spreading). Nous considérons les valeurs suivantes du SNR, en cohérence avec les valeurs de SNR de IEEE 802.15.4 : (i) $\text{SNR}_{low} = 0$ dB : autant de signal que de bruit, (ii) $\text{SNR}_{good} = 5$ dB : bon dans le contexte des WSNs, (iii) $\text{SNR}_{high} = 20$ dB : élevé dans le contexte des WSNs. Enfin, nous utilisons la métrique suivante pour l'erreur de localisation $RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \|r_m - \hat{r}_m\|^2}$.

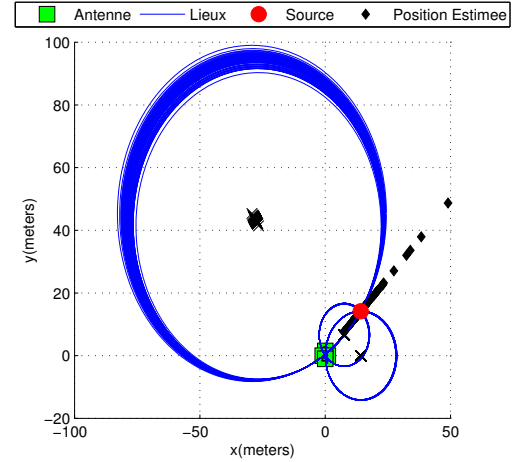
A. Comparaison avec la méthode analytique

Afin d'illustrer le mauvais conditionnement de la méthode analytique, nous choisissons la géométrie \mathbf{r}_1 presque circulaire de (10). Le canal est simulé avec des SNR acceptables $\text{SNR} = 20\text{dB}$ puis $\text{SNR} = 5\text{dB}$ avec une source émettant un message de L_{max} échantillons depuis la position : $\rho_m = 20\text{m}$, $\theta_m = 45^\circ$, $\phi_m = 0^\circ$.

Les simulations ont été répétées 100 fois, puis nous examinons les lieux circulaires générés ainsi que l'estimation de la position par la méthode analytique pour chaque simulation (Figure 2(a)). Il est clair à partir de ces résultats, que la méthode analytique est fortement perturbée par la géométrie du réseau qui ramène une ambiguïté entre deux solutions possibles. En revanche, les lieux circulaires sont toujours porteurs d'informations (partiellement) pertinentes sur la position de la source. En guise de comparaison, les résultats obtenus avec *ASAP* sont listés dans la Figure 2(b). Ces derniers montrent bien le gain obtenu avec une approche géométrique.

B. Etude de l'erreur dans la zone de localisation

Étant donné que l'erreur de localisation dépend de la position de la source, nous avons étudié cette erreur dans toute la zone de localisation (ZL) avec la géométrie circulaire \mathbf{r}_2 de (10). Nous avons donc échantillonné cette zone avec un pas radial de 3m et un pas azimutal de 3° . La zone ZL ayant un rayon de 101.25m , nous obtenons 3391 échantillons. Pour chacune de ces positions, sur 100 réalisations, nous avons évalué l'erreur de localisation dite *erreur spatiale*. L'erreur est dite radiale lorsqu'elle est évaluée en fonction de la distance de la source (ρ) et ce dans toutes les directions (θ). Les résultats obtenus pour différentes valeurs du SNR sont présentés dans la Figure 3. Globalement, l'erreur se dégrade avec le SNR et la distance de la source par rapport à l'ancre. Globalement, dans une région de l'ordre $40 - 50\text{m}$ autour de l'ancre, l'erreur est bonne. Au delà de cette distance, des erreurs plus élevées



(a) Lieux circulaires pour $\text{SNR}_{high} = 20$ dB

SNR (dB)	Méthode analytique	<i>ASAP</i>
20	8.751 m	0.070 m
5	64.338 m	0.410 m

(b) Erreur quadratique moyenne (RMSE)

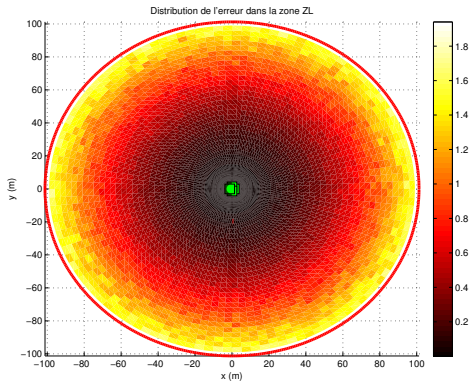
FIGURE 2. Lieux de positionnement avec le réseau \mathbf{r}_1 (presque-circulaire) à ouverture $D = 2.5\text{m}$ et $L = L_{max} = 8128$ échantillons.

commencent à apparaître. Ces résultats laissent penser qu'il vaudrait mieux avoir une ancre mobile qui pourra visiter le réseau et affiner la localisation avec le temps.

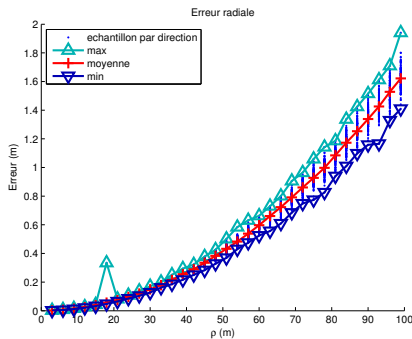
VI. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Un algorithme de localisation appelé *ASAP* a été présenté dans ce papier. Il permet de localiser d'une manière passive et non intrusive tout nœud qui émet dans la zone de localisation d'une seule ancre multi-antenne. L'ancre peut ainsi s'immiscer dans le réseau et le localiser en analysant le trafic et ce sans aucun impact sur les nœuds qui ne participent pas au processus de localisation proprement dit. En se basant sur des travaux récents dans le domaine du traitement du signal des réseaux d'antennes à large ouverture (LAA), nous avons identifié et prouvé des ambiguïtés de localisation avec la technique LAA dans le cas de réseaux circulaires (ou presque-circulaires). Nous avons proposé de réduire l'ouverture du réseau afin de permettre de lever l'ambiguïté en ignorant la solution à l'intérieur du réseau d'antennes. L'approche a été évaluée par simulation et montre une bonne qualité de localisation dans toutes les directions et en particulier à proximité de l'ancre (40-50m); au delà des erreurs plus grandes commencent à apparaître.

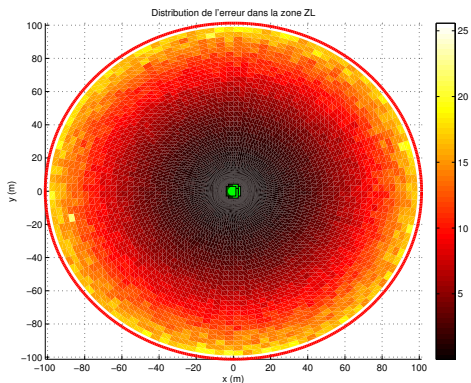
Ainsi, en fonction du contexte de l'application visée (portée radio, SNR, taille des paquets, mobilité, couverture du réseau) on peut construire un réseau d'antennes pour répondre au mieux aux besoins de l'application. A titre d'exemple, suite à une détection d'une anomalie ou un événement sur capteur, l'opérateur peut arriver sur le terrain et localiser le nœud avec une ancre transportable.



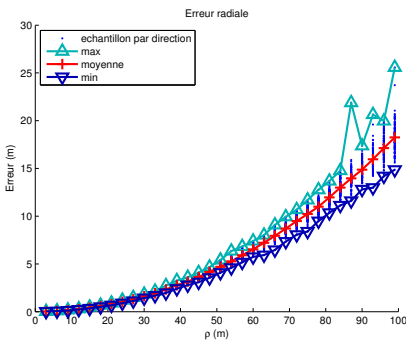
(a) Performance spatiale, $SNR_{high} = 20$ dB



(b) Performance radiale, $SNR_{high} = 20$ dB



(c) Performance spatiale, $SNR_{low} = 0$ dB



(d) Performance radiale, $SNR_{low} = 0$ dB

FIGURE 3. Erreur quadratique moyenne (RMSE) avec ASAP dans toute la zone de localisation.

Un autre scénario nous intéresse en particulier, où la source sera fixe et à position connue alors que le réseau d'antennes sera mobile et à position inconnue. Il s'agit de la navigation dans villes intelligentes initialement étudiée dans [16]. Dans tel contexte, équiper le véhicule avec un réseau d'antennes lui conférera la faculté de localiser tout capteur dans son voisinage par rapport à son référentiel, et ce en analysant le trafic réseau de luminaires intelligents ou autres. Si l'orientation du véhicule et la position des voisins sont connues dans un référentiel global, la position du véhicule sur la chaussée peut être inférée par simple changement de base. L'aspect passif et la nécessité d'un seul point de référence (voisin) serait un avantage majeur pour ce type de cas d'usage. Les travaux futurs porteront sur la généralisation en 3D ainsi que l'étude d'autres géométries de réseaux d'antennes. En particulier, nous nous intéresserons aux aspects suivants : vérification expérimentale, signaux large-bande et extraction du signal en vision directe (pré-traitement) ainsi que la mobilité.

RÉFÉRENCES

- [1] T. Watteyne and K. S. J. Pister, "Smarter cities through standards-based wireless sensor networks," *IBM Journal of Research and Development*, vol. 55, no. 1&2, pp. 80–89, 2011.
- [2] Y. Liu, Z. Yang, X. Wang, and L. Jian, "Location, localization, and localizability," *Journal of Computer Science and Technology*, vol. 25, no. 2, pp. 274–297, 2010.
- [3] G. Mao, B. Fidan, and B. Anderson, "Wireless sensor network localization techniques," *Computer Networks*, vol. 51, no. 10, pp. 2529–2553, 2007.
- [4] A. Manikas, Y. I. Kamil, and M. Willerton, "Source localization using sparse large aperture arrays," *Signal Processing, IEEE Trans. on*, vol. 60, no. 12, pp. 6617–6629, 2012.
- [5] S. Gezici, "A survey on wireless position estimation," *Wireless Personal Communications*, vol. 44, no. 3, pp. 263–282, 2008.
- [6] K. Heurtefeux and F. Valois, "Localisation collaborative pour réseaux de capteurs," in *Colloque Franc. sur l'Ingénierie des Protocoles (CFIP)*, 2008.
- [7] R. Dalcé, L. Gui, T. Val, A. Van Den Bossche, and A. Wei, "Localisation par méthodes "range-based" et "range-free" de stations mobiles communicantes dans un réseau sans fil," in *Colloque Franc. sur l'Ingénierie des Protocoles (CFIP)*, 2011.
- [8] P. Meissner and K. Witrisal, "Multipath-assisted single-anchor indoor localization in an office environment," in *Systems, Signals and Image Processing (IWSSIP)*, 2012, pp. 22–25.
- [9] H. M. Khan, S. Olariu, and M. Eltoweissy, "Efficient single-anchor localization in sensor networks," in *Dependability and Security in Sensor Networks and Systems (DSSNS)*, 2006.
- [10] K. Heurtefeux and V. Fabrice, "De la pertinence du rssi pour la localisation dans les réseaux de capteurs," in *AlgoTel*, 2012.
- [11] G. Giorgetti, A. Cidronali, S. K. Gupta, and G. Manes, "Single-anchor indoor localization using a switched-beam antenna," *IEEE Com. Letters*, vol. 13, no. 1, pp. 58–60, 2009.
- [12] H. Rashid and A. K. Turuk, "Localization of wireless sensor networks using a single anchor node," *Wireless personal communications*, vol. 72, no. 2, pp. 975–986, 2013.
- [13] E. Venieris and A. Manikas, "Preprocessing algorithm for source localisation in a multipath environment," in *Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)*, June 2014.
- [14] D. Pedoe, *Geometry : A comprehensive course*. Courier Dover Publications, 2013.
- [15] R. Dagher and N. Mitton, "On The Ambiguity of Source Localization Using Large Aperture Arrays," Inria Lille, Research Report RR-8631, 2014.
- [16] R. Dagher, N. Mitton, and I. Amadou, "Towards wsn-aided navigation for vehicles in smart cities : An application case study," in *Pervasive Computing and Communications Workshops (PERCOM Workshops)*. IEEE, 2014.