

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 27.08.10.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la
demande : 02.03.12 Bulletin 12/09.

56 Liste des documents cités dans le rapport de
recherche préliminaire : Se reporter à la fin du
présent fascicule

60 Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

71 Demandeur(s) : THALES Société anonyme — FR,
ONERA — FR et CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPA-
TIALES (CNES) — FR.

72 Inventeur(s) : ROUGERIE SEBASTIEN, CARRIE
GUILLAUME, VINCENT FRANCOIS, RIES LIONEL et
MONNERAT MICHEL.

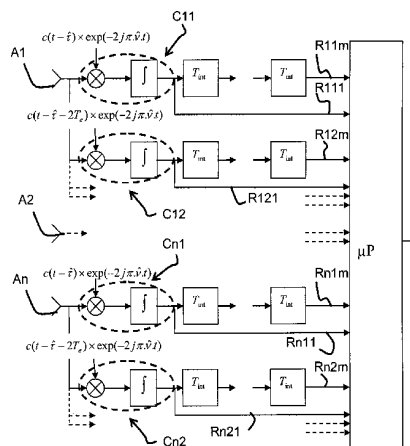
73 Titulaire(s) : THALES Société anonyme, ONERA,
CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES (CNES).

74 Mandataire(s) : MARKS & CLERK FRANCE.

54 DISPOSITIF SPATIO TEMPOREL MULTI-ANTENNES MULTI-CORRELATEURS POUR LA REJECTION DES
MULTI-TRAJETS DES SYSTEMES DE NAVIGATION.

57 L'invention concerne un dispositif de localisation com-
portant au moins deux capteurs de signaux de radiolocali-
sation et un moyen de traitement des signaux apte à mettre
en oeuvre un algorithme d'estimation du maximum de vrai-
semblance, caractérisé en ce qu'un capteur est connecté à
au moins deux lignes de traitement des signaux, chaque li-
gne de traitement comportant un corrélateur et étant agen-
cée de sorte que le moyen de traitement des signaux
calcule les paramètres de signal utile et de signal multi-trajet
à partir des signaux issus de la ligne de traitement.

L'invention s'applique aux stations sol de référence ou
d'observation des constellations de satellites de navigation
et peut être utilisée dans des terminaux mobiles pour amé-
liorer la solution de navigation dans des environnements ur-
bains, voire aéroportuaires.



DISPOSITIF SPATIO TEMPOREL MULTI-ANTENNES MULTI-CORRELATEURS POUR LA REJECTION DES MULTI-TRAJETS DES SYSTEMES DE NAVIGATION

5 (Domaine de l'invention)

Le domaine de l'invention concerne les systèmes de navigation par satellite et plus particulièrement les dispositifs de radiolocalisation par calcul de temps de propagation des signaux émis par les satellites.

10 (Problématique générale)

On entend ici par « système de navigation par satellite » tout système dédié à la navigation large zone, comme par exemple les systèmes existants GNSS (« Global Navigation Satellite System ») appelés GPS, GLONASS ou le futur système GALILEO, ainsi que tous leurs équivalents et
15 dérivés. L'homme de métier connaît bien le principe de localisation des systèmes de navigation par satellite. Le signal radiofréquence émis par un satellite est codé et on utilise le temps mis par ce signal pour atteindre le récepteur à localiser pour déterminer la distance entre ce satellite et ce récepteur, appelée pseudo-distance. La précision des systèmes de
20 navigation par satellite est affectée par un certain nombre d'erreurs. Ces erreurs peuvent se décliner en deux catégories : les contributions globales et les contributions locales. On peut citer pour les contributions globales, les erreurs liées au passage des ondes électromagnétiques dans l'ionosphère et les erreurs liées aux satellites (erreurs d'orbite et erreurs d'horloge). En ce
25 qui concerne les contributions locales, on peut citer les erreurs liées au passage des ondes électromagnétiques dans la troposphère, les erreurs de réflexion des signaux, les erreurs liées aux interférences, les erreurs dues aux zones blanches et le bruit des récepteurs.

30 En environnement urbain comme illustré par la figure 1, le dispositif de radiolocalisation est particulièrement affecté par le phénomène de réflexion des signaux sur les obstacles urbains comme par exemple les façades d'immeuble. La figure 1 représente un véhicule automobile circulant en environnement urbain et un satellite émettant des signaux de
35 radiolocalisation. Les multi-trajets MP sur les signaux utiles LOS constituent

les défauts prépondérants pour la localisation. En effet, les signaux multi-trajets MP introduisent un biais dans l'estimation du temps de propagation des signaux ce qui provoque des erreurs de localisation du récepteur. Il est important de pouvoir supprimer ou estimer ces multi-trajets pour améliorer la
5 précision de localisation des dispositifs de localisation.

Les solutions existantes proposent selon une première approche de discriminer le signal utile des signaux multi-trajets dans le domaine temporel (respectivement fréquentiel). On peut citer par exemple la
10 publication « Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS receiver », A.J. Van Dierendonck, Journal of The Institute of the Navigation vol 39, no 3 fall 1992, ou encore la publication « The Multipath Estimating Delay Lock Loop : Approaching Theoretical Accuracy Limits » par R. Van Nee publiée en 1994 dans le journal IEEE pages 246-251. Cette
15 première approche est mise en défaut pour les situations où les signaux multi-trajets présentent un faible retard par rapport au signal utile.

Une seconde approche consiste à discriminer le signal utile des multi-trajets par un filtrage spatial des signaux reçus. Cette approche dite aussi multi-antennes consiste à réaliser un échantillonnage spatial du front
20 d'onde. Cependant, les algorithmes multi-antennes classiques sont inefficaces du fait de la petite taille du réseau entraînant une mauvaise résolution spatiale et de la corrélation entre les sources.

En troisième approche on pourra citer l'invention « METHOD OF PROCESSING MULTIPATH NAVIGATION SIGNALS IN A RECEIVER
25 HAVING A PLURALITY OF ANTENNAS », déposée aux Etats Unis dont le numéro du brevet délivré est US 6,437,733,B1. Cette approche se base sur une décomposition en valeurs singulières de l'espace engendré par les antennes du réseau de manière à identifier le sous-espace contenant le signal de navigation ciblé et ses multi-trajets. L'estimation des retards des
30 différents trajets étant ensuite effectuée par une méthode du type MEDLL. Cette approche est valable uniquement dans le cas où le nombre d'antennes du réseau est supérieur au nombre de trajets reçus par le système. Dès lors qu'on considère un réseau de petite taille (typiquement 4 antennes), cette condition est mise en défaut dans un scénario urbain où le nombre d'écho
35 dépasse facilement la dizaine.

Enfin, une autre approche consiste en une approche dite spatio-temporelle-fréquentielle utilisant un algorithme nommé « SAGE ». On connaît de l'état de la technique la publication nommée « Channel Parameter Estimation in Mobile Radio Environments Using the Sage algorithm » de Bernard H.Fleury and al. ou la publication nommée « Maximum likelihood delay estimation in a navigation receiver for aeronautical applications », de F. Antreich, and Al. . Cet algorithme est capable d'estimer tous les paramètres des signaux reçus, dont les paramètres caractérisant le signal utile et les multi-trajets. Cependant, l'exécution d'un tel algorithme exige des ressources
5 calculatoires conséquentes. Ceci présente le désavantage de ne pas pouvoir proposer de traitement en temps réel des signaux ce qui est un handicap important pour une application de navigation.
10

L'objectif de l'invention est de proposer un dispositif de localisation par satellite peu ou pas affecté par les erreurs de localisation associées aux phénomènes de multi-trajets. La solution de l'invention n'est peu ou pas affectée par les signaux multi-trajets présentant un faible retard par rapport au signal utile et permet une implémentation matérielle exigeant moins de ressources calculatoires en vue de s'adresser aux dispositifs de localisation
15 grand public disposant d'un nombre réduit d'antennes.
20

Plus précisément, l'invention est un dispositif de localisation comportant au moins deux capteurs de signaux de radiolocalisation et un moyen de traitement des signaux apte à mettre en œuvre un algorithme
25 d'estimation du maximum de vraisemblance. Avantageusement, un capteur est connecté à au moins deux lignes de traitement des signaux, chaque ligne de traitement comportant un corrélateur et étant agencée de sorte que le moyen de traitement des signaux calcule les paramètres de signal utile et de signal multi-trajet à partir des signaux issus des lignes de traitement. Les dits
30 paramètres sont le retard de propagation, la fréquence doppler et la direction d'arrivée.

De préférence, les lignes de traitement comportent également une ligne de retard connectée par une première extrémité à la sortie du corrélateur et par une seconde extrémité à une entrée du moyen de
35

traitement des signaux, le retard introduit correspondant à un multiple de la durée d'intégration des corrélateurs.

Un corrélateur d'une première ligne de traitement est espacé d'une fraction de la période symbole du code d'étalement par rapport au
5 corrélateur d'une seconde ligne de traitement.

Selon une variante, l'algorithme d'estimation du maximum de vraisemblance est de type « SAGE ».

L'invention concerne également le procédé d'estimation des
10 paramètres de signal utile et de signal multi-trajet originaires d'un signal de radiolocalisation émis par un satellite au moyen d'un dispositif de localisation comportant au moins deux capteurs aptes à mesurer le dit signal. Avantageusement il comporte les étapes suivantes :

a) Une première étape de mesure du signal de radiolocalisation
15 par les dits capteurs,

b) Une seconde étape de corrélation avec un code local du signal reçu par les dits capteurs au moyen de corrélateurs,

c) Une troisième étape de construction de l'évolution temporelle des sorties des corrélateurs par concaténation des données successivement
20 produites à la seconde étape,

d) Une quatrième étape de construction de la fonction d'inter corrélation en direction d'arrivée du signal, en retard et en temps par concaténation des données produites à la troisième étape,

e) Une cinquième étape de construction d'une fonction d'inter
25 corrélation de référence de paramètres connus en direction d'arrivée, en retard et en temps.

f) Une cinquième étape d'estimation des paramètres de signal utile et de signal multi-trajet au moyen d'un algorithme de maximum de vraisemblance par comparaison de la fonction d'inter corrélation construite à
30 partir du signal mesuré et de la fonction d'inter corrélation de référence. Selon les variantes du procédé, les étapes sont exécutées dans un ordre différent.

(Avantages)

La présente invention permet une réduction de la charge mémoire et du coup calculatoire pour mettre en œuvre la fonction d'estimation du maximum de vraisemblance. De plus, la solution proposée est indépendante du système de navigation par satellite transmettant les signaux de navigation. Ainsi le dispositif de localisation est capable de fonctionner avec tout type de système de navigation existant et futur basé sur les techniques d'étalement de spectre.

L'implémentation d'une architecture STAP post-corrélation rend l'algorithme plus robuste aux limitations de l'étage RF et en particulier au filtrage. En effet, le principe du maximum de vraisemblance consiste à comparer le signal reçu avec un modèle de signal le plus vraisemblable possible. L'impact de l'étage RF est relativement complexe à prendre en compte sur le modèle des signaux pré-corrélation et ce n'est donc généralement pas fait dans les récepteurs classiques. Cependant, si on se situe après l'étape de corrélation avec un code local, l'impact de l'étage RF est facilement modélisable et peu complexe à prendre en compte dans l'algorithme du maximum de vraisemblance. Par exemple, l'impact du filtrage RF sur la fonction d'intercorrélation du signal reçu avec une réplique locale non filtrée se traduit par un lissage et une dissymétrie de la fonction d'intercorrélation idéale.

L'invention sera mieux comprise et d'autres avantages apparaîtront à la lecture de la description qui va suivre donnée à titre non limitatif et grâce aux figures annexées parmi lesquelles :

La figure 1 illustre un mobile recevant les signaux de radiolocalisation émis par un satellite dans un environnement urbain.

La figure 2 représente un schéma d'une architecture de dispositif de localisation selon l'invention.

La figure 3 est un graphique d'estimation des performances de simulation des paramètres des multi-trajets et du signal utile au moyen d'un dispositif selon l'invention.

La figure 4 est un graphique d'estimation des performances de simulation des paramètres des multi-trajets et du signal utile au moyen d'un dispositif conventionnel par traitement d'un algorithme SAGE.

Le dispositif de localisation selon l'invention comporte une pluralité de capteurs A1, A2, An. Ces capteurs sont des antennes élémentaires conçues pour capter les signaux de radiolocalisation émis par les satellites d'un système de navigation tel que le système GPS ou Galileo. Le réseau de capteurs A1, A2, An permet d'obtenir l'information directionnelle par échantillonnage spatial du front d'onde reçu.

Le dispositif de localisation comporte également des moyens de traitement des signaux reçus par l'ensemble des capteurs A1, A2 à An. Des lignes de traitement de signal sont connectées en sortie de chaque capteur.

Nous décrivons dans ce paragraphe la chaîne de traitement du signal comprise entre la sortie du capteur A1 et les moyens de calcul mettant en œuvre l'algorithme du maximum de vraisemblance. La présence de l'étage RF, de descente en fréquence et d'un éventuel convertisseur analogique-numérique en sortie de chaque antenne n'étant pas utile à la compréhension de l'invention, ces éléments ne sont pas représentés sur la figure 2, le lecteur pourra les considérer comme faisant partie des capteurs. Le capteur A1 est relié à une première ligne comportant successivement un corrélateur C11 (constitué d'un multiplicateur et d'un intégrateur), puis une première ligne de retard R111 et une $m^{\text{ième}}$ ligne de retard R11m, les dites lignes étant connectées en parallèle. La sortie des lignes de retard est connectée à des moyens de calcul pouvant mettre en œuvre un algorithme de maximum de vraisemblance.

L'ensemble des corrélateurs permet d'obtenir une estimation de la fonction d'intercorrélation entre le code local (généré dans le récepteur) et le code reçu afin de pouvoir estimer les retards des différents signaux

Les lignes à retard vont échantillonner le signal post-corrélation avec une période d'échantillonnage de T_{int} afin de pouvoir estimer les fréquences Doppler des différents signaux.

A la suite du traitement de corrélation, des lignes de retard R111 et R11m sont connectées en sortie de l'intégrateur. Ces lignes de retard sont

disposées en parallèles. L'écart introduit par chaque ligne de retard correspond toujours à un multiple de la durée d'intégration du corrélateur. A titre d'exemple non limitatif, la première ligne de retard R111 n'introduit pas de retard, un retard de T_{int} est introduit par la seconde ligne de retard R112 et la $m^{ième}$ ligne de retard R11m introduit un retard de $(m-1)T_{int}$. La ligne de traitement peut comporter un nombre m de lignes de retard en parallèle, chaque ligne de retard étant espacée d'une durée T_{int} correspondant à la durée d'intégration des corrélateurs. Les lignes de retard peuvent être élaborées par tout moyen de traitement du signal en analogique comme numérique. De même, le capteur A1 est relié à une seconde ligne de traitement comportant successivement un corrélateur C12 espacé d'une fraction de la période symbole du code d'étalement (durée notée T_e sur la figure 2) par rapport au corrélateur C11 et m lignes de retard R121 à R12m agencées de la même façon que la première ligne de traitement. Le capteur A1 peut être relié à des troisième et quatrième lignes de traitement et voire plus qui ne sont pas présentées sur la figure 2. Les lignes de traitement comportant les corrélateurs C11 et C12 sont identiques. Plus généralement, les structures des lignes de traitement en sortie de chaque antenne sont identiques entre elles.

Selon un mode de réalisation plus simple, les lignes de traitement peuvent ne pas comporter de lignes de retard. Dans ce cas, les sorties des corrélateurs sont directement connectés aux moyens de calcul μP mettant en œuvre l'algorithme de maximum de vraisemblance.

Le dispositif de localisation comporte une pluralité de capteurs A1 à A_n et chaque capteur est connecté à une ligne de traitement telle que décrite précédemment à la suite du capteur A1. Les capteurs et les lignes de traitement, comportant les lignes de retard, forment un réseau Spatio-temporel multi-corrélateurs.

Les lignes de retard sont reliées directement sur de multiples entrées à des moyens de calcul et de traitement μP mettant en œuvre un algorithme de maximum de vraisemblance. Plusieurs types d'algorithme de maximum de vraisemblance peuvent être mis en œuvre. De préférence, un algorithme de type SAGE traite les signaux issus des lignes de retard dans le but d'estimer les paramètres caractéristiques des signaux reçus (direction

incidente en azimuth et élévation, retard, Doppler par exemple). L'estimation de ces paramètres permet de discriminer le signal utile des signaux multi-trajets. L'algorithme de maximum de vraisemblance est apte à traiter les signaux provenant du système implémenté selon une architecture Spatio-temporelle multi-corrélateurs.

Nous détaillons maintenant les étapes du calcul des paramètres des signaux (trajet direct et multi-trajets) reçus par le système.

L'expression $\mathbf{y}(t)$ du signal ramené en bande de base en sortie des antennes peut se mettre sous la forme :

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{a}(\theta_l, \varphi_l) \times \gamma_l \times \exp(2j\pi \nu_l t) \times c(t - \tau_l) + \mathbf{b}(t)$$

où l'indice « l » correspond au nombre de trajets reçus pour un même signal (trajet direct et échos), le numéro '0' étant affecté au trajet direct, $\mathbf{a}(\theta, \varphi)$ représente le vecteur directionnel du réseau d'antennes en fonction des angles d'arrivée θ et φ de chaque signal. γ_l représente l'amplitude complexe du signal, ν_l sa fréquence Doppler, τ_l son retard de propagation, $c(.)$ le code d'étalement et enfin $\mathbf{b}(.)$ représente le vecteur bruit thermique en sortie de chaque antenne.

Ce signal traverse ensuite les corrélateurs représentés sur la figure 2. L'expression $\mathbf{X}$ du signal reçu post-corrélation pour l'architecture STAP multi-corrélateurs proposée peut se mettre sous la forme vectorisée suivante :

$$\mathbf{X} = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{X}_l(\boldsymbol{\psi}_l) + \mathbf{b}_{mp, T_{int}}$$

avec

$$\boldsymbol{\psi}_l = [\gamma_l, \theta_l, \varphi_l, \tau_{rl}, \nu_{rl}]^T$$

$$\mathbf{X}_l(\boldsymbol{\psi}_l) = \tilde{\gamma}_l \times \mathbf{a}(\theta_l, \varphi_l) \otimes \tilde{\mathbf{R}}_c(\varepsilon_r - \tau_{rl}, \varepsilon_v - \nu_{rl})$$

On rappelle que m représente le nombre de ligne à retard par ligne de traitement, p désigne le nombre total de lignes de traitements par antenne et n représente le nombre d'antennes.

$\mathbf{b}_{mp, T_{int}}$ représente le vecteur bruit thermique en sortie de chaque antenne intégré sur une durée T_{int} , $\boldsymbol{\psi}_l$ représente le vecteur des paramètres à estimer pour le trajet ' l ' et $\mathbf{X}$, $\mathbf{X}_l$ et $\mathbf{b}_{mp, T_{int}}$ sont de dimension $m \times n \times p$.

- On note τ_{rl} et ν_{rl} les retards et décalages Doppler relatifs du trajet 'l' par rapport au trajet direct. Le corrélateur est asservi sur le trajet direct et commet une erreur ε_τ sur le code (retard compté positivement) par rapport au Tap de référence d'indice '0' et ε_ν sur la fréquence du trajet direct. $\tilde{\gamma}_l$ désigne
- 5 l'amplitude complexe du signal post corrélation. La notation $(.)^T$ représente la transposée d'un vecteur, $(.)^H$ représente la transposée-conjuguée d'un vecteur et l'opérateur $\otimes$ représente le produit de Kronecker.

La matrice de corrélation temporelle $\tilde{\mathbf{R}}_C$ du signal est construite de la façon

10 suivante :

- Dans un premier temps, les sorties multi-corrélateurs sont concaténées dans un vecteur colonne pour reconstruire une fonction d'intercorrrelation échantillonnée du signal reçu avec le code local.
- Ces fonctions d'intercorrrelation obtenues pour différents Taps

15 post-corrélation sont concaténées toujours dans un vecteur colonne de manière à tracer l'évolution temporelle des fonctions d'intercorrrelation. Cette évolution temporelle permettra de caractériser les Doppler relatifs des échos.

$$\tilde{\mathbf{R}}_C(\varepsilon_\tau - \tau_{rl}, \varepsilon_\nu - \nu_{rl}) = \begin{bmatrix} r(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,1} + \frac{(p-1)}{2}T_e) \times \exp[-2j\pi(\varepsilon_\nu - \nu_{rl})T_{int}] \\ \vdots \\ r(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,1} - \frac{(p-1)}{2}T_e) \times \exp[-2j\pi(\varepsilon_\nu - \nu_{rl})T_{int}] \\ r(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,2} + \frac{(p-1)}{2}T_e) \times \exp[-2j\pi(\varepsilon_\nu - \nu_{rl})2T_{int}] \\ \vdots \\ r(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,2} - \frac{(p-1)}{2}T_e) \times \exp[-2j\pi(\varepsilon_\nu - \nu_{rl})2T_{int}] \\ \vdots \\ r(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,m} - \frac{(p-1)}{2}T_e) \times \exp[-2j\pi(\varepsilon_\nu - \nu_{rl})mT_{int}] \end{bmatrix}$$

20 avec $r()$ la fonction d'intercorrrelation d'un code reçu avec sa réplique locale.

Les décalages Doppler relatifs sont supposés constants sur la durée de traitement $m.T_{int}$, les retards relatifs évoluent comme :

$$\tau_{rl,m} = \tau_{rl,0} + m \frac{\nu_{rl}}{f_c} T_{int} \text{ où } f_c \text{ désigne la fréquence porteuse du signal.}$$

25

Selon l'architecture Spatio-temporelle multi-corrélateurs proposée sur la figure 2, la matrice d'autocorrélation temporelle $\tilde{\mathbf{R}}_p$ du bruit post-

corrélation est égale à celle du code local pré-corrélation et est indépendante du Doppler, elle s'écrit :

$$\tilde{\mathbf{R}}_p = \begin{bmatrix} r(0) & r(T_e) & \dots & \dots & r(p.T_e) \\ r(T_e) & r(0) & r(T_e) & & \vdots \\ \vdots & r(T_e) & r(0) & r(T_e) & \vdots \\ \vdots & & r(T_e) & r(0) & r(T_e) \\ r(p.T_e) & \dots & \dots & r(T_e) & r(0) \end{bmatrix}$$

5

En supposant le bruit blanc spatialement, la matrice d'autocorrélation spatio-temporelle du bruit post corrélation s'écrit :

$$\mathbb{E}(\mathbf{b}_{NP,T_{\text{int}}} \times \mathbf{b}_{NP,T_{\text{int}}}^H) = \mathbf{C} = \tilde{\sigma} \times \mathbf{I}_m \otimes \tilde{\mathbf{R}}_p$$

10

Enfin, on note $\tilde{\mathbf{R}}_C^H$

$$\tilde{\mathbf{R}}_C^H(\varepsilon_\tau - \tau_{rl}, \varepsilon_\nu - \nu_{rl}) = \tilde{\mathbf{R}}_C^H(\varepsilon_\tau - \tau_{rl}, \varepsilon_\nu - \nu_{rl}) \times [\mathbf{I}_m \otimes \tilde{\mathbf{R}}_p^{-1}]$$

soit :

$$15 \quad \tilde{\mathbf{R}}_C^H(\varepsilon_\tau - \tau_{rl}, \varepsilon_\nu - \nu_{rl}) = \left\{ \begin{array}{c} \left[\begin{array}{c} r(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,1} + \frac{(p-1)}{2} T_e) \\ \vdots \\ r(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,1} - \frac{(p-1)}{2} T_e) \end{array} \right]^H \times \tilde{\mathbf{R}}_p^{-1} \times \exp[-2j\pi.(\varepsilon_\nu - \nu_{rl}).T_{\text{int}}] \\ \left[\begin{array}{c} r(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,2} + \frac{(p-1)}{2} T_e) \\ \vdots \\ r(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,2} - \frac{(p-1)}{2} T_e) \end{array} \right]^H \times \tilde{\mathbf{R}}_p^{-1} \times \exp[-2j\pi.(\varepsilon_\nu - \nu_{rl}).2.T_{\text{int}}] \\ \vdots \\ \left[\begin{array}{c} r(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,N} + \frac{(p-1)}{2} T_e) \\ \vdots \\ r(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,N} - \frac{(p-1)}{2} T_e) \end{array} \right]^H \times \tilde{\mathbf{R}}_p^{-1} \times \exp[-2j\pi.(\varepsilon_\nu - \nu_{rl}).m.T_{\text{int}}] \end{array} \right\}^T$$

Le principe de l'algorithme SAGE consiste à décomposer le signal reçu sur l'ensemble des trajets et à estimer, par maximum de vraisemblance, les paramètres de chaque trajet.

Pour l'architecture et le modèle de signal proposé, l'opposé de la fonction Log-vraisemblance $\Lambda_l(\psi_l)$ pour le trajet ' l ' s'écrit à une constante et un coefficient multiplicatif près :

5

$$\Lambda_l(\psi_l) = (\mathbf{X}_l(\psi_l) - \hat{\mathbf{X}}_l)^H \times \mathbf{C}^{-1} \times (\mathbf{X}_l(\psi_l) - \hat{\mathbf{X}}_l)$$

où la notation $\hat{\cdot}$ désigne l'estimée d'une grandeur. On montre alors que maximiser la vraisemblance pour le trajet ' l ' revient à maximiser le terme $\tilde{\Lambda}_l(\psi_l)$ définit par :

10

$$\tilde{\Lambda}_l(\psi_l) = \frac{\left| \left[\mathbf{a}^H(\theta_l, \varphi_l) \otimes \tilde{\mathbf{R}}_C^H(\varepsilon_\tau - \tau_{rl}, \varepsilon_v - v_{rl}) \right] \times \hat{\mathbf{X}}_l \right|^2}{m \times \tilde{\mathbf{R}}_C^H(\varepsilon_\tau - \tau_{rl}, \varepsilon_v - v_{rl}) \times \tilde{\mathbf{R}}_C(\varepsilon_\tau - \tau_{rl}, \varepsilon_v - v_{rl})}$$

La phase « E-Step » de l'algorithme SAGE consiste à isoler un trajet particulier, et la phase « M-Step » consiste à estimer les paramètres du trajet par maximum de vraisemblance. On boucle alors sur l'ensemble des trajets puis on reboucle itérativement jusqu'à convergence de l'algorithme. Le critère de convergence porte généralement sur la norme de la mise à jour du vecteur des paramètres à estimer. On peut également ajouter un critère sur l'amplitude du trajet à estimer pour le distinguer du bruit.

20

La mise en équation des phases « E-Step » et « M-Step » en mode poursuite est la suivante :

- E-Step

25

$$\hat{\mathbf{X}}_{l_0} = \mathbf{X} - \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l_0}}^{L-1} \mathbf{X}_l(\hat{\psi}_l)$$

- M-Step

- Recherche du retard et Doppler relatifs. Afin de réduire la charge calculatoire, on construit dans un premier temps le vecteur $\mathbf{Y}_{l_0}$ qui exploite les estimées des DOA (direction d'arrivée des signaux), puis on maximise les vraisemblances pour le retard et le Doppler relatif au voisinage des solutions de l'itération précédente :

30

$$\mathbf{Y}_{l_0} = [\mathbf{a}(\hat{\theta}_l, \hat{\phi}_l)^H \otimes \mathbf{I}_{NP}] \times \hat{\mathbf{X}}_{l_0}$$

$$\hat{\tau}_{rl_0} = \arg \max_{\tau_{rl}} \left(\frac{|\tilde{\mathbf{R}}_C^H(\varepsilon_\tau - \tau_{rl}, \hat{\varepsilon}_v - \hat{v}_{rl}) \times \mathbf{Y}_{l_0}|^2}{\tilde{\mathbf{R}}_C^H(\varepsilon_\tau - \tau_{rl}, \hat{\varepsilon}_v - \hat{v}_{rl}) \times \tilde{\mathbf{R}}_C(\varepsilon_\tau - \tau_{rl}, \hat{\varepsilon}_v - \hat{v}_{rl})} \right)$$

$$\hat{v}_{rl_0} = \arg \max_{v_{rl}} \left(\frac{|\tilde{\mathbf{R}}_C^H(\hat{\varepsilon}_\tau - \hat{\tau}_{rl}, \varepsilon_v - v_{rl}) \times \mathbf{Y}_{l_0}|^2}{\tilde{\mathbf{R}}_C^H(\hat{\varepsilon}_\tau - \hat{\tau}_{rl}, \varepsilon_v - v_{rl}) \times \tilde{\mathbf{R}}_C(\hat{\varepsilon}_\tau - \hat{\tau}_{rl}, \varepsilon_v - v_{rl})} \right)$$

- 5 ○ Recherche des DOA. Afin de réduire la charge calculatoire, on construit dans un premier temps le vecteur $\mathbf{Z}_{l_0}$ qui exploite les estimées des retards et Doppler relatifs, puis on maximise les vraisemblances pour les DOA au voisinage des solutions de l'itération précédente :

$$10 \quad \mathbf{Z}_{l_0} = [\mathbf{I}_m \otimes \tilde{\mathbf{R}}_C^H(\hat{\varepsilon}_\tau - \hat{\tau}_{rl}, \hat{\varepsilon}_v - \hat{v}_{rl})] \times \hat{\mathbf{X}}_{l_0}$$

$$\hat{\theta}_{l_0} = \arg \max_{\theta_l} |\mathbf{a}(\theta_l, \hat{\phi}_l)^H \times \mathbf{Z}_{l_0}|$$

$$\hat{\phi}_{l_0} = \arg \max_{\phi_l} |\mathbf{a}(\hat{\theta}_l, \phi_l)^H \times \mathbf{Z}_{l_0}|$$

- 15 ○ Détermination de l'amplitude complexe post-corrélation. Elle s'exprime directement en fonction des autres paramètres par :

$$\hat{\gamma}_l = \frac{[\mathbf{a}(\hat{\theta}_l, \hat{\phi}_l) \otimes \tilde{\mathbf{R}}_C(\hat{\varepsilon}_\tau - \hat{\tau}_{rl}, \hat{\varepsilon}_v - \hat{v}_{rl})]^H \times \hat{\mathbf{X}}_{l_0}}{m \times \tilde{\mathbf{R}}_C^H(\hat{\varepsilon}_\tau - \hat{\tau}_{rl}, \hat{\varepsilon}_v - \hat{v}_{rl}) \times \tilde{\mathbf{R}}_C(\hat{\varepsilon}_\tau - \hat{\tau}_{rl}, \hat{\varepsilon}_v - \hat{v}_{rl})}$$

- 20 En pratique, il est entendu que $\tilde{\mathbf{R}}_C^H$ ne sera pas à recalculer numériquement à la volée lors du traitement par le récepteur afin de ne pas alourdir la charge calculatoire. Au pire, des valeurs numériques pourront être pré-calculées et stockées, voire, sous certaines hypothèses, une solution analytique pourra être proposée.

- 25 Par exemple, si on néglige l'évolution du retard en fonction du Doppler relatif (ce qui revient à négliger une variation de l'ordre de 6.10^{-10} s pour un Doppler de 100 Hz et une durée d'observation de 10 ms) et que le terme $(\varepsilon_\tau - \tau_{rl})$ est multiple du pas de temps entre les corrélateurs, alors chaque

bloc (terme correspondant à 1 ligne à retard post-corrélation) de la matrice $\tilde{\mathbf{R}}_C$ se ramène à 1 Dirac multiplié par un terme de phase :

$$\tilde{\mathbf{R}}_C(k.T_e, \varepsilon_v - \nu_{rl}) \approx \begin{bmatrix} \delta_p(k) \times \exp[-2j\pi.(\varepsilon_v - \nu_{rl}).T_{\text{int}}] \\ \delta_p(k) \times \exp[-2j\pi.(\varepsilon_v - \nu_{rl}).2.T_{\text{int}}] \\ \vdots \\ \delta_p(k) \times \exp[-2j\pi.(\varepsilon_v - \nu_{rl}).m.T_{\text{int}}] \end{bmatrix}^T$$

5

avec :

$$\delta_p(k) = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ -\frac{p-1}{2} & \dots & k-1 & k & k+1 & \dots & \frac{p-1}{2} \end{bmatrix}^T$$

10 Le système conçu selon une architecture STAP multicorrélateur permet de réduire la complexité et les ressources mises en œuvre. Pour un algorithme de Maximisation de vraisemblance appliqué à une architecture conventionnelle avec n antennes, traitant un signal d'une durée de 10ms échantillonné à une cadence 2Mhz, il est nécessaire d'implémenter une

15 matrice de $n \cdot 2 \cdot 10^4$ points. Pour un dispositif de localisation comportant une architecture Spatio-temporelle multi-corrélateurs couplé avec un algorithme de maximisation de vraisemblance opérant sur la même durée de signal, les calculs sont réalisés avec une matrice de taille réduite par rapport à une architecture conventionnelle. En considérant les hypothèses précitées, la

20 taille de matrice est égale à $n \cdot p \cdot m$, soit au nombre n d'antennes, multiplié par le nombre m de lignes à retard, multiplié par le nombre p de corrélateurs. Pour fixer les idées, considérons que les corrélateurs sont espacés de 0.2 chips (0.2 période symbole d'un code d'étalement d'un signal de Navigation). On souhaite estimer la fonction d'intercorrélation sur une durée totale de 2

25 chips, on utilise donc $p = 10$ corrélateurs. Chaque corrélateur est basé sur une intégration sur 1 ms et on traite 10 ms de signal, on utilise donc $m = 10$ lignes à retard. Par conséquent, pour la cadence d'échantillonnage et le nombre de corrélateurs proposés ici à titre d'exemple, l'invention permet une réduction d'un facteur 200 de la dimension de la matrice des signaux à

30 traiter.

En termes de performances, l'invention permet d'obtenir une précision similaire à celle d'un algorithme SAGE classique. Les figures 3 et 4 illustrent ces performances dans le cas d'une simulation numérique selon le scénario suivant : les signaux simulés sont de type GPS C/A. Un trajet direct ainsi que deux échos sont simulés avec les paramètres résumés dans le tableau ci-dessous. Les signaux sont générés en bande de base à une cadence de 10 MHz, les corrélateurs sont espacés de 0.1 chip, 20 lignes de traitement par antenne sont utilisées et 30 lignes à retard par ligne de traitement sont utilisées. Les corrélations sont effectuées sur 1ms, soit un traitement globalement effectué sur 30ms. La puissance de bruit dans la bande de réception est de -132 dBW. Le réseau d'antennes est carré à quatre capteurs espacés de la demi-longueur d'onde de L1.

	LOS	MP1	MP2
Puissance (dBW)	-150	-155	-155
Retard (chips)	0.05	0.2	0.4
Doppler (Hz)	100	139	162
Elevation (°)	61	42.1	20
Azimut (°)	131	220	172

La figure 3 illustre la capacité de l'invention à estimer au cours du temps les paramètres des signaux simulés. On y représente en pointillés les paramètres simulés et en trait plein les paramètres estimés par l'invention. La figure 4 illustre la capacité d'un traitement par un algorithme SAGE classique à estimer les paramètres des signaux simulés. On observe des performances similaires entre les deux traitements sachant que dans ce cas, l'invention permet une réduction d'un facteur 500 de la dimension de la matrice des signaux à traiter.

(Applications)

L'invention s'applique aux stations sol de référence ou d'observation des constellations de satellites de navigation. Cette invention peut être utilisée dans des terminaux mobiles pour améliorer la solution de navigation dans des environnements urbains, voire aéroportuaires.

REVENDECATIONS

5 1. Dispositif de localisation comportant au moins deux capteurs (A1, A2) de signaux de radiolocalisation et un moyen de traitement des signaux (μP) apte à mettre en œuvre un algorithme d'estimation du maximum de vraisemblance, caractérisé en ce qu'un capteur (A1 ; A2) est connecté à au moins deux lignes de traitement des signaux, chaque ligne de traitement
10 comportant un corrélateur (C11, C12) et étant agencée de sorte que le moyen de traitement des signaux (μP) calcule les paramètres de signal utile et de signal multi-trajet à partir des signaux issus des lignes de traitement.

 2. Dispositif de localisation selon la revendication 1, caractérisé en ce que les lignes de traitement comportent également une ligne de retard
15 (R11m) connectée par une première extrémité à la sortie du corrélateur (C11) et par une seconde extrémité à une entrée du moyen de traitement des signaux (μP), le retard introduit correspondant à un multiple de la durée d'intégration des corrélateurs.

 3. Dispositif de localisation selon la revendication 1, caractérisé en ce
20 qu'un corrélateur (C11) d'une première ligne de traitement est espacé d'une fraction de la période symbole du code d'étalement par rapport au corrélateur (C12) d'une seconde ligne de traitement.

 4. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que l'algorithme d'estimation du maximum de vraisemblance est de type « SAGE ».

25 5. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que les dits paramètres sont le retard de propagation, la fréquence doppler et la direction d'arrivée.

 6. Procédé d'estimation des paramètres de signal utile et de signal multi-trajet originaires d'un signal de radiolocalisation émis par un satellite au
30 moyen d'un dispositif de localisation selon l'une quelconque des revendications 1 à 5 comportant au moins deux capteurs aptes à mesurer le dit signal, caractérisé en ce qu'il comporte les étapes suivantes :

 a) Une première étape de mesure du signal de radiolocalisation par les dits capteurs,

b) Une seconde étape de corrélation avec un code local du signal reçu par les dits capteurs au moyen de corrélateurs,

5 c) Une troisième étape de construction de l'évolution temporelle des sorties des corrélateurs par concaténation des données successivement produites à la seconde étape,

d) Une quatrième étape de construction de la fonction d'inter corrélation en direction d'arrivée du signal, en retard et en temps par concaténation des données produites à la troisième étape,

10 e) Une cinquième étape de construction d'une fonction d'inter corrélation de référence de paramètres connus en direction d'arrivée, en retard et en temps.

f) Une sixième étape d'estimation des paramètres de signal utile et de signal multi-trajet au moyen d'un algorithme de maximum de vraisemblance par comparaison de la fonction d'inter corrélation construite à
15 partir du signal mesuré et de la fonction d'inter corrélation de référence.

1/4

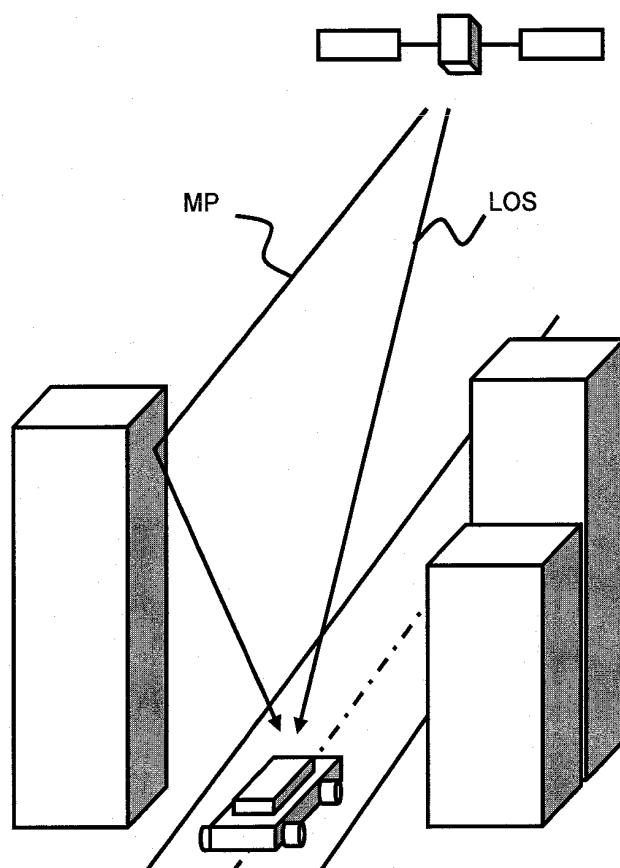


FIG.1

2/4

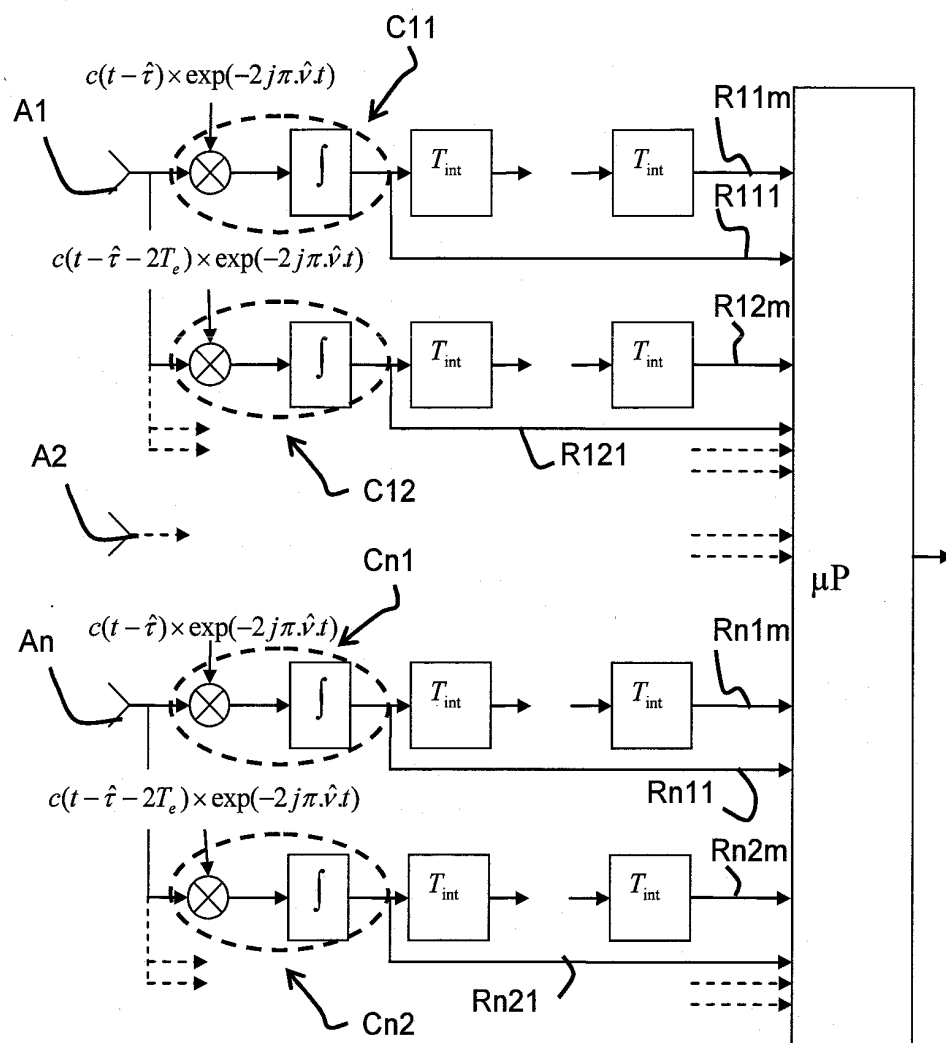


FIG.2

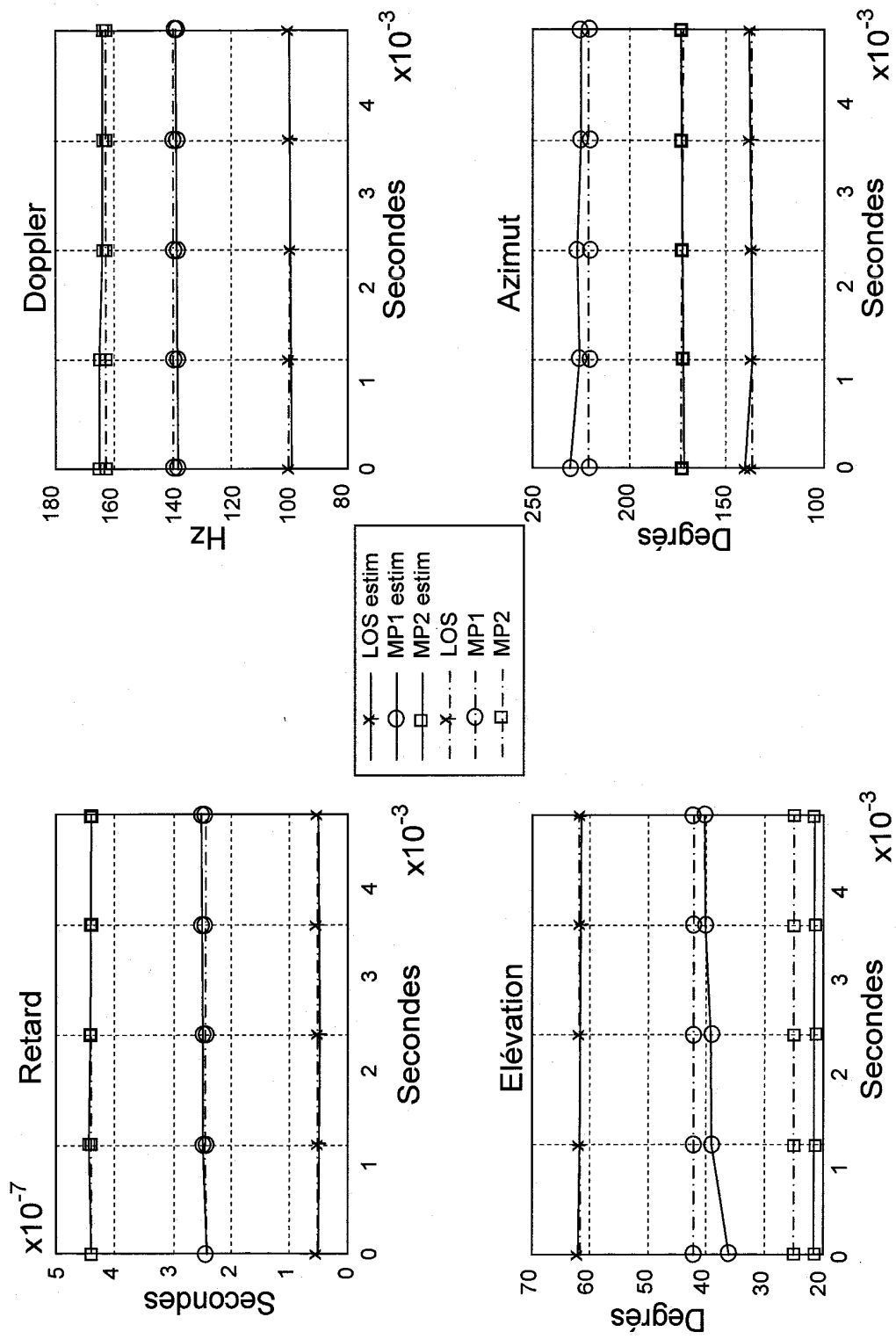


FIG.3

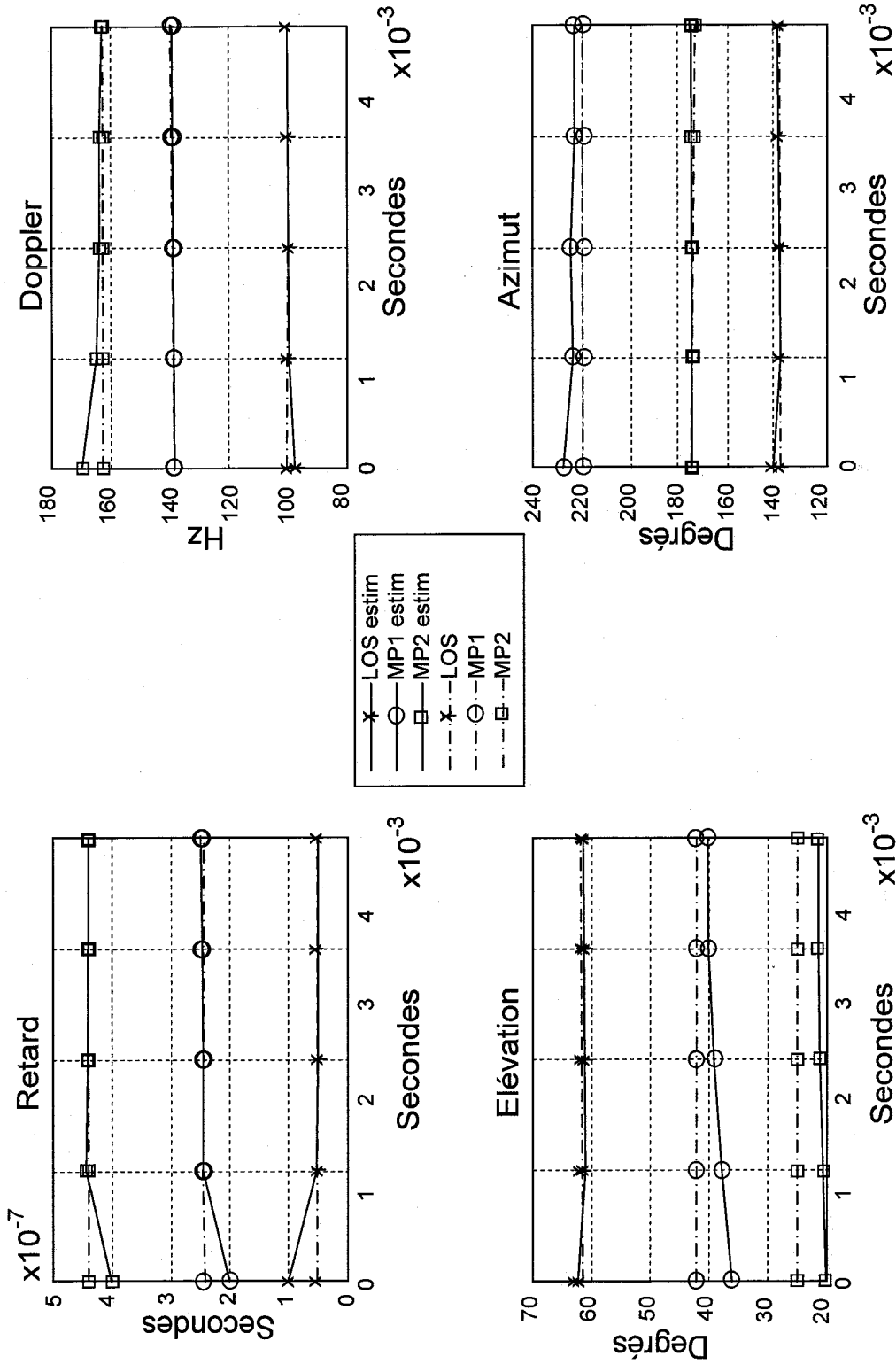


FIG.4



RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE

établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement
national

FA 744379
FR 1003464

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
X	HORNBOSTEL A ET AL: "Simulation of Multi-Element Antenna Systems for Navigation Applications", IEEE SYSTEMS JOURNAL, IEEE, US, vol. 2, no. 1, 1 mars 2008 (2008-03-01), pages 7-19, XP011204046, ISSN: 1932-8184 * chapitre II. * * chapitre III.A, 1er par.;figure 2 * * chapitre III.B, 3ème - 5ème par.;figure 6 * * chapitre III.C, 1er par. * * chapitre IV.B, 1er par. * * chapitre IV.D * -----	1-6	G01S19/22 H04B1/707
X	ALISON BROWN: "Multipath Rejection Through Spatial Processing", INTERNET CITATION, 19 septembre 2000 (2000-09-19), pages 2330-2337, XP007918743, Extrait de l'Internet: URL:http://www.navsys.com/papers/0009003.pdf [extrait le 2000-01-01]	1,2	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC) G01S
A	* abrégé * * page 2332, colonne de gauche - page 2334, colonne de gauche; figure 7 * ----- -/--	3-6	
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
30 mai 2011		Haugg, Sabine	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS		T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant	
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire			



RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE

établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement
national

FA 744379
FR 1003464

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
X,D	ANTREICH F ET AL: "Maximum likelihood delay estimation in a navigation receiver for aeronautical applications", AEROSPACE SCIENCE AND TECHNOLOGY, ELSEVIER MASSON, FR, vol. 12, no. 3, 1 avril 2008 (2008-04-01), pages 256-267, XP022594086, ISSN: 1270-9638, DOI: DOI:10.1016/J.AST.2007.06.005 [extrait le 2008-04-01]	1,2,4,5	
A	* abrégé * * page 257, colonne de droite, ligne 9 - page 260, colonne de gauche, ligne 27 *	3,6	
X	EP 1 255 121 A1 (DEUTSCH ZENTR LUFT & RAUMFAHRT [DE]) 6 novembre 2002 (2002-11-06)	1	
A	* le document en entier *	2-6	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC)
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
30 mai 2011		Haugg, Sabine	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant			

ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 1003464 FA 744379

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche préliminaire visé ci-dessus.

Les dits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du **30-05-2011**

Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets, ni de l'Administration française

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
EP 1255121	A1	06-11-2002	AT 286601 T 15-01-2005
		DE 60108221 D1 10-02-2005	
		DE 60108221 T2 25-05-2005	
		ES 2231339 T3 16-05-2005	
