

19 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
COURBEVOIE

11 N° de publication :  
(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

3 071 621

21 N° d'enregistrement national : 17 00992

51 Int Cl<sup>8</sup> : G 01 S 19/22 (2017.01), H 04 B 1/707

12

## DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 28.09.17.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 29.03.19 Bulletin 19/13.

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 :

○ Demande(s) d'extension :

71 Demandeur(s) : OFFICE NATIONAL D'ETUDE ET DE RECHERCHES AEROSPATIALES (ONERA) Etablissement public à caractère industriel et commercial — FR, CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES CNES Etablissement public à caractère industriel et commercial — FR.

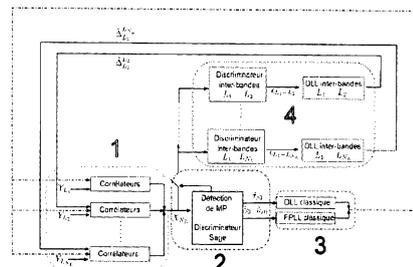
72 Inventeur(s) : ISRAEL JONATHAN, CARRIE GUILLAUME, ROUGERIE SEBASTIEN et RIES LIONEL.

73 Titulaire(s) : OFFICE NATIONAL D'ETUDE ET DE RECHERCHES AEROSPATIALES (ONERA), THALES Société anonyme, CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES CNES Etablissement public à caractère industriel et commercial.

74 Mandataire(s) : ONERA.

54 DISPOSITIF DE LOCALISATION AVEC RECEPTEUR MULTIFREQUENCE.

57 L'invention concerne un dispositif de localisation comportant un système de réception multifréquence d'au moins deux signaux de radiolocalisation de fréquences différentes (L1, L2) et un moyen de traitement des signaux apte à mettre en œuvre un algorithme d'estimation du maximum de vraisemblance. Le signal de chaque fréquence (L1, L2) 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. 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 améliorer la solution de navigation dans des environnements urbains, voire aéroportuaires.



FR 3 071 621 - A1



## DISPOSITIF DE LOCALISATION AVEC RECEPTEUR MULTIFREQUENCE

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

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,  
10 GLONASS ou le futur système GALILEO, ainsi que tous leurs équivalents et  
dérivés. L'homme du 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  
15 récepteur, appelée pseudo-distance. La précision des systèmes de  
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,  
20 dans la troposphère, ainsi que les erreurs liées aux satellites (erreurs d'orbite  
et erreurs d'horloge). En ce qui concerne les contributions locales, on peut  
citer les erreurs associées à la réflexion des signaux, les erreurs liées aux  
interférences ou encore le bruit des récepteurs.

En environnement urbain, le dispositif de radiolocalisation est  
25 particulièrement affecté par le phénomène de réflexion des signaux sur les  
obstacles urbains comme par exemple les façades d'immeuble. Les multi-  
trajets « MP » (soit l'ensemble des signaux réfléchis par l'environnement  
proche du récepteur) constituent la source d'erreur prépondérante pour la  
localisation. En effet, les muti-trajets (« MultiPath » ou « MP »), vont venir

s'ajouter au signal utile (« Line Of Sight » ou « LOS » pour trajet direct en ligne de visée), ce qui va biaiser l'estimation du temps de propagation du LOS, et finalement provoquer 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. Dans le cadre mono-fréquence, 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 publication " Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a  
10 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 première approche est mise en défaut pour les situations où les signaux  
15 multi-trajets présentent un faible retard par rapport au signal direct.

Une seconde approche consiste à discriminer le signal utile des multi-trajets par un filtrage spatial des signaux reçus à l'aide d'un réseau d'antennes. Cependant, les algorithmes multi-antennes classiques (soit les algorithmes de formation de faisceaux) souffrent de la forte corrélation entre  
20 le signal direct et les multi-trajets. Cet effet est d'autant plus important que le réseau est de petite taille.

En troisième approche on peut citer l'invention " Method of processing multipath navigation signals in a receiver having a plurality of antennas ", déposée aux Etats Unis dont le numéro du brevet délivré est US  
25 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 différents trajets étant ensuite effectuée par une méthode du type MEDLL (« Multipath Estimating Delay Lock  
30 Loop »). 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 dépasse facilement la dizaine.

5            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 "Multipath Mitigation Methods  
10 Based on Diversity Algorithms," Proceedings of the 26th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2013), Nashville, TN, September 2013, pp. 1596-1605., de Rougerie, S., Carrie, G., Israel, J., Ries, L., Monnerat, M., Thevenon, P. Cet algorithme est capable d'estimer tous les paramètres caractérisant des signaux reçus  
15 (soit le signal utile et les multi-trajets). La version de Rougerie *et al.* (Brevets FR 2964 199 et WO 2012/025306 A1) permet l'application en temps réel de cet algorithme.

          Dans le cadre multifréquences, des solutions ont également été proposées afin de prendre en compte les effets des multi-trajets. Dans un  
20 contexte RTK, l'approche proposée par M. Sahmoudi et M. G. Amin dans "Fast Iterative Maximum-Likelihood Algorithm (FIMLA) for Multipath Mitigation in the Next Generation of GNSS Receivers", publiée dans IEEE Trans. On Wireless Communications, vol. 7, n° 11 en Novembre 2008 est une méthode par filtrage particulière tri-fréquences et double différence afin  
25 de lever les ambiguïtés de phase, estimer les biais ionosphériques et fournir un indicateur de présence de multitrajets. Toutefois, cette méthode n'estime pas les paramètres caractérisant les multitrajets mais détecte uniquement leur présence et n'est valable que dans un contexte RTK.

Dans "GNSS Multifrequency receivers in urban environment: Theoretical analysis" publié dans Proc. ION GNSS 2005, M. Musso, G. Gera, A. Cattoni et C. S. Regazzoni font l'hypothèse de canaux de propagation indépendants pour proposer une moyenne pondérée des estimateurs appliqués sur chaque bande de fréquence. Cette approche, notée M. Musso par la suite, suppose en plus de manière implicite que les retards inter-bandes sont connus ou fournis par un dispositif extérieur et ne permet donc pas d'estimer de manière indépendante tous les paramètres caractérisant les canaux de propagation.

A l'inverse de cette approche, N.I. Ziedan suppose dans "Multi-Frequency Combined Processing for Direct and Multipath Signals Tracking Based on Particle Filtering" publié dans ION GNSS 2011 qu'il existe des relations purement déterministes entre les retards et phase des multi-trajets sur deux fréquences différentes. Il propose un filtrage particulière tirant parti de cette redondance. Cette approche présente plusieurs inconvénients. D'un point de vue de la modélisation, il s'appuie sur des relations déterministes incertaines, notamment sur les relations de phases à l'origine supposées égales entre le LOS et les MP. En outre, la fonction de vraisemblance proposée par N. I. Ziedan suppose implicitement que le bruit entre les sorties de corrélateurs est blanc alors qu'il ne l'est pas: sa fonction de corrélation temporelle est celle du code local.

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 peu de ressources calculatoires en vue de s'adresser aux dispositifs de localisation grand public disposant d'une capacité calculatoire réduite.

Pour atteindre ce but ou d'autres, un premier aspect de l'invention propose un dispositif permettant la réception d'au moins deux signaux de radiolocalisation de fréquences différentes. Plus précisément, l'invention est un dispositif de localisation comportant un système de réception  
5 multifréquences d'au moins deux signaux de radiolocalisation de fréquences différentes et un moyen de traitement des signaux apte à mettre en œuvre un algorithme d'estimation du maximum de vraisemblance, caractérisé en ce que le signal de chaque fréquence est connecté à au moins deux lignes de traitement des signaux, chaque ligne de traitement comportant un corrélateur  
10 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.

Le dispositif de localisation selon l'invention peut comprendre une ou plusieurs caractéristiques suivantes, prises isolément ou en combinaison :

15 - des décalages temporels entre les différentes fréquences liés aux effets ionosphériques et RF sont corrigés par un module n°4 de la présente invention.

- chaque ligne de traitement comporte également une ligne de retard connectée par une première extrémité à la sortie du corrélateur et par  
20 une seconde extrémité à une entrée du moyen de traitement des signaux, le retard introduit correspondant à un multiple d'une durée d'intégration des corrélateurs.

- un premier corrélateur d'une première ligne de traitement est espacé d'une fraction de la période symbole d'un code local par rapport à un  
25 second corrélateur d'une seconde ligne de traitement.

- l'algorithme d'estimation du maximum de vraisemblance est de type "SAGE".

- les dits paramètres sont le retard de propagation et la fréquence doppler.

Un deuxième aspect de l'invention propose un procédé d'estimation des 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 permettant la réception d'au moins deux signaux de fréquences différentes, caractérisé en ce qu'il comporte les étapes suivantes :

a) Une première étape de mesure du signal de radiolocalisation sur les dites fréquences,

b) Une seconde étape de corrélation avec un code local du signal reçu sur les dites fréquences au moyen de corrélateurs,

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 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 corrélation de référence de paramètres connus 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 appliqué au signal multifréquences par comparaison de la fonction d'inter corrélation construite à partir du signal mesuré et de la fonction d'inter corrélation de référence.

D'autres particularités et avantages de la présente invention apparaîtront dans la description ci-après d'exemples de réalisation non limitatifs, en référence aux dessins annexés dans lesquels :

La figure 1 est un schéma général d'une chaîne de traitement d'un système GNSS « Global Navigation Satellite System », incluant l'invention.

La figure 2 est un schéma détaillé du module n°1 de la figure 1.

La figure 3 est un graphique des performances d'estimation des paramètres utiles, soit le retard de propagation et la fréquence Doppler, sur des données simulées (GALILEO E5A E5B), au moyen de chacune des trois méthodes suivantes: dispositif conventionnel par traitement d'un algorithme SAGE (noté SAGE / STAP BPSK(10)), d'un dispositif selon l'invention (noté SAGE / STAP BPSK(10)/BPSK(10)) et d'un dispositif de référence (noté M. Musso). Cette estimation de performances est donnée en fonction du C/N0 du signal reçu.

La figure 4 est un graphique des performances d'estimation des paramètres utiles, soit le retard de propagation et la fréquence Doppler, sur des données simulées (GALILEO E5A E5B), au moyen de chacune des trois méthodes suivantes: dispositif conventionnel par traitement d'un algorithme SAGE (noté SAGE / STAP BPSK(10)), d'un dispositif selon l'invention (noté SAGE / STAP BPSK(10)/BPSK(10)) et d'un dispositif de référence (noté M. Musso). Cette estimation de performances est donnée en fonction du retard relatif d'un multi-trajet supposé être en phase sur chacune des deux voies.

La figure 5 est un graphique des performances d'estimation des paramètres utiles, soit le retard de propagation et la fréquence Doppler, sur des données simulées (GALILEO E5A E5B), au moyen de chacune des trois méthodes suivantes: dispositif conventionnel par traitement d'un algorithme SAGE (noté SAGE / STAP BPSK(10)), d'un dispositif selon l'invention (noté SAGE / STAP BPSK(10)/BPSK(10)) et d'un dispositif de référence (noté M. Musso). Cette estimation de performances est donnée en fonction du retard

relatif d'un multi-trajet supposé être en phase sur une voie et en opposition de phase sur l'autre voie.

Comme illustré, les signaux bruts reçus sur chacune des  $N_L$  bandes passent par un banc de corrélateur afin de compresser les données et de faire ressortir le signal utile du bruit (module n°1). Leurs sorties sont concaténées au sein d'un vecteur  $X_{NL}$  venant alimenter le module n°2 qui contient l'algorithme SAGE ainsi qu'un détecteur de multi-trajets. Dans le module n°2, l'algorithme SAGE fournit une estimation des paramètres recherchés du signal direct (retard  $\hat{\tau}_0$ , amplitude  $\hat{\gamma}_0$  et doppler  $\hat{\nu}_0$ ), alors que le détecteur de multi-trajets fournit une information binaire sur la présence de multi-trajets.

Les paramètres du signal direct (fourni par l'algorithme SAGE dans le module n°2) vont alimenter une boucle de poursuite de retard (« Delay Lock Loop » ou « DLL ») ainsi qu'une boucle de poursuite de phase (« Frequency and Phase Lock Loop » ou « FPLL ») classiques (Module n°3). Les sorties de ces modules sont les informations recherchées sur lesquelles s'effectue l'asservissement de l'ensemble du module de poursuite. L'information de détection des multi-trajets (fournie par le détecteur de multi-trajets dans le module n°2) lance les discriminateurs inter-bandes uniquement dans les portions de trajectoire sans multi-trajets, permettant d'estimer et de poursuivre (via une boucle DLL) les retards entre les différentes bandes de fréquences (Module n°4).

Nous justifions et détaillons dans ce document l'originalité et la pertinence de cette solution. Il a déjà été démontré que l'algorithme SAGE/STAP (brevet FR 2964199) présente de nombreux intérêts dans un cadre multi-antennes (estimation explicite des paramètres des multi-trajets, réduction de la charge mémoire et du coût calculatoire, robustesse aux limitations de l'étage RF, indépendance du système de navigation utilisé). Nous montrons ici que des

adaptations majeures sont nécessaires pour qu'il puisse être exploité dans un cadre multifréquences.

L'algorithme décrit dans le brevet FR 2964199 permet d'estimer l'ensemble de variables  $\psi_l = [\gamma_l, \tau_{rl}, \nu_{rl}]^T$ , où  $\gamma_l$ ,  $\tau_{rl}$  et  $\nu_{rl}$  sont respectivement  
 5 l'amplitude, le retard relatif (par rapport au retard absolu du trajet direct  $\tau_0$ ) et le doppler relatif (par rapport au doppler absolu du trajet direct  $\nu_0$ ) de chaque multi-trajet  $l$ , l'indice 0 étant réservé au trajet direct. Pour cela, il est nécessaire de pouvoir décomposer l'ensemble de ces variables d'état sur  
 10 cachés sont par nature indépendants entre eux, ce qui constitue une hypothèse fondamentale de l'algorithme décrit dans le brevet FR 2964199.

Dans le cadre multifréquences (où les fréquences  $L_1, \dots, L_{N_l}$  sont considérées), l'ensemble des variables que l'on cherche à estimer devient

$$\psi_l = [\psi_l^{L_i}]_{i=1, \dots, N_l}, \text{ où } \psi_l^{L_i} = [\gamma_l^{L_i}, \tau_{rl}^{L_i}, \nu_{rl}^{L_i}]^T.$$

15 Les  $\gamma_l^{L_i}$  sont les amplitudes de chaque multi-trajet  $l$  sur la bande  $L_i$  et sont tous indépendants entre eux.

Les dopplers  $\nu_{rl}^{L_i}$  sont reliés par une simple relation de proportionnalité entre eux faisant intervenir le rapport des longueurs d'onde :  $\nu_{rl}^{L_i} = \nu_{rl}^{L_1} \lambda_1 / \lambda_i$ .

Si on prend la bande  $L_1$  comme référence (soit la fréquence indiquée par 1),  
 20 les retards  $\tau_{rl}^{L_i}$  peuvent s'écrire à partir du retard sur la bande  $L_1$ , et du décalage temporel entre les bandes  $L_1$  et  $L_i$ . Ce décalage temporel entre les deux bandes, noté  $\Delta_{L_i}^{L_1}$ , est lié aux effets atmosphériques et aux chaînes de réception RF. Il est donc indépendant des multi-trajets (soit de l'indice " $l$ ").  
 En notant le retard de chaque multi-trajet sur la bande  $L_1$   $\tau_{rl} = \tau_{rl}^{L_1}$ , nous  
 25 pouvons alors écrire :

$$\tau_{rl}^{L_i} = \tau_{rl} + \Delta_{L_1}^{L_i}.$$

En prenant la fréquence  $L_1$  comme référence, l'ensemble des variables d'état s'écrit donc en fait pour chaque multi-trajet:

5  $\psi_l = [\gamma_l^{L_1}, \dots, \gamma_l^{L_{N_L}}, \tau_{rl}, \nu_{rl}, \Delta_{L_1}^{L_2}, \dots, \Delta_{L_1}^{L_{N_L}}]^T$  avec  $\tau_{rl} = \tau_{rl}^{L_1}, \nu_{rl} = \nu_{rl}^{L_1}$ , le retard et le doppler relatif sur  $L_1$ .

10 Les  $\Delta_{L_1}^{L_i}$  intervenant dans la définition de tous les multi-trajets, il n'est plus possible de décomposer les variables à estimer sur des sous-espaces indépendants liés à chaque multi-trajet. Il s'agit pourtant d'une hypothèse fondamentale de l'algorithme SAGE STAP (brevet FR 2964199) nécessaire à son application.

Pour contourner ce problème, nous proposons de séparer l'estimation des paramètres des chemins  $\psi_l = [\gamma_l^{L_1}, \dots, \gamma_l^{L_{N_L}}, \tau_{rl}, \nu_{rl}]^T$  de l'estimation des biais inter-bande  $[\Delta_{L_1}^{L_2}, \dots, \Delta_{L_1}^{L_{N_L}}]$ . Le module n°4 permet d'estimer les biais inter-bandes  $[\Delta_{L_1}^{L_2}, \dots, \Delta_{L_1}^{L_{N_L}}]$  dans le cas sans multi-trajets. Il utilise  
 15 donc les sorties du module n°2 qui informe sur la présence de multi-trajets à un instant donné. Le retard global inter-bandes est donc estimé avec fiabilité sur des portions de trajectoires sans multi-trajets. Ces estimations peuvent ensuite être utilisées dans toutes les portions de trajectoire car il a été démontré que la constante de temps de dérive de ces biais est faible (de  
 20 l'ordre de plusieurs minutes en dehors d'évènements ionosphériques extraordinaires). Le module n°1 (banc de corrélateurs) s'applique ainsi non pas aux signaux multi-fréquences bruts mais aux signaux multi-fréquences corrigés de ces biais inter-bandes. Dès lors, les variables à estimer pour l'algorithme SAGE (module n°2) sont  $\psi_l = [\gamma_l^{L_1}, \dots, \gamma_l^{L_{N_L}}, \tau_{rl}, \nu_{rl}]^T$ . Les sous-  
 25 espaces définis par chaque multi-trajet sont bien indépendants entre eux et l'algorithme SAGE (module n°2) décrit plus bas peut effectivement s'appliquer.

Nous détaillons maintenant dans la suite de la description les quatre modules selon l'invention, tel que schématisés sur la figure 1.

Le module n°1 est également schématisé sur la figure 2 pour faciliter sa compréhension.

- 5 L'expression  $y(t)$  du signal ramené en bande de base en sortie de l'antenne peut se mettre sous la forme :

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \begin{bmatrix} \gamma_l^{L_1} \times \exp(2j\pi v_l^{L_1} t) \times c_1(t - \tau_l^{L_1}) \\ \vdots \\ \gamma_l^{L_{N_L}} \times \exp(2j\pi v_l^{L_1} \lambda_1 / \lambda_{N_L} t) \times c_1(t - \tau_l^{L_1} - \Delta_{L_1}^{L_{N_L}}) \end{bmatrix}_{N_L \times 1} + \mathbf{b}(t)$$

- où  $\mathbf{b}(t)$  est le bruit de mesure sur chaque bande et  $c_i$  désigne la séquence d'étalement du signal sur la bande  $i$ . Cette expression fait intervenir les retards et les fréquences Doppler absolus sur la bande  $L_1$  de chaque multi-  
10 trajet:

$$\begin{cases} \tau_l = \hat{\tau} - \tau_{rl} \\ v_l = \hat{v} - v_{rl} \end{cases}$$

- Considérons dans un premier temps l'architecture de la figure 2 avec un  
15 nombre impair  $P$  de corrélateurs numérotés par l'indice  $p$  tel que  $p \in [-(P-1)/2, (P-1)/2]$  et un nombre  $N$  de prises ("Taps") post-corrélation. Chaque corrélation est effectuée sur une durée  $T_{int}$ . Considérons dans un premier temps la sortie  $R_{k,l}$  d'un corrélateur pour le chemin ' $l$ ' d'amplitude unité sur la bande  $k$ . Le corrélateur est asservi sur le retard et le Doppler du  
20 trajet direct en bande  $L_1$ . La  $n^{ième}$  sortie de corrélation correspondant au Tap  $p$  pour la bande  $k$  s'écrit :

$$R_{k,l}(\tau_{rl} - \Delta_{L_1}^{L_k}, v_{rl}, p, n) = \frac{1}{T_{int}} \times \int_{(n-1)T_{int}}^{nT_{int}} c_k(t - \tau_l - \Delta_{L_1}^{L_k} - pT_e) c_k(t - \hat{\tau}) \times \exp[-2j\pi v_l \lambda_1 / \lambda_k t] \times \exp[2j\pi \hat{v} \lambda_1 / \lambda_k t] dt$$

La sortie de corrélation avec le code local peut se réécrire :

$$R_{k,l}(\tau_{rl} - \Delta_{L_1}^{L_k}, v_{rl}, p, n) = r_k(\tau_{rl} - pT_e - \Delta_{L_1}^{L_k}) \times \text{sinc}[\pi v_{rl} \lambda_1 / \lambda_k T_{\text{int}}] \\ \times \exp[-2j\pi v_{rl} \lambda_1 / \lambda_k n T_{\text{int}}] \exp[j\pi v_{rl} \lambda_1 / \lambda_k T_{\text{int}}]$$

où  $r_k(\cdot)$  désigne la fonction d'autocorrélation du code sur la bande  $k$ .

- 5 Les termes d'amplitude et de phase indépendants de  $n$  et  $p$  sont maintenant rassemblés dans l'amplitude complexe  $\tilde{\gamma}_l^{L_k}$  du chemin  $l$ . La sortie du corrélateur peut donc se mettre sous la forme :

$$R_{k,l}(\tau_{rl} - \Delta_{L_1}^{L_k}, v_{rl}, p, n) = \frac{\tilde{\gamma}_l^{L_k}}{\gamma_l^{L_k}} \tilde{R}_k(\tau_{rl} - \Delta_{L_1}^{L_k}, v_{rl}, p, n) \\ \tilde{\gamma}_l^{L_k} = \gamma_l^{L_k} \text{sinc}[\pi v_{rl} \lambda_1 / \lambda_k T_{\text{int}}] \exp[j\pi v_{rl} \lambda_1 / \lambda_k T_{\text{int}}]$$

avec :

10  $\boxed{\tilde{R}_k(\tau_{rl} - \Delta_{L_1}^{L_k}, v_{rl}, p, n) = r_k(\tau_{rl} - pT_e - \Delta_{L_1}^{L_k}) \times \exp[-2j\pi v_{rl} \lambda_1 / \lambda_k n T_{\text{int}}]}$

On construit alors le vecteur de corrélation temporel  $\tilde{\mathbf{R}}_k$  du signal de la façon suivante :

- Dans un premier temps, les sorties multi-corrélateurs sont concaténées dans un vecteur colonne pour reconstruire une fonction d'inter  
15 corrélation échantillonnée du signal reçu sur la bande  $k$ .

Ces fonctions d'inter corrélation obtenues pour différents Taps post-corrélation sont concaténées toujours dans un vecteur colonne de manière à tracer l'évolution temporelle des fonctions d'inter corrélation. Cette évolution temporelle permettra de caractériser les Doppler relatifs des échos.

Les décalages Doppler relatifs sont supposés constants sur la durée de traitement  $N.T_{int}$ . Les retards relatifs en fonction des Taps post-corrélation évoluent suivant :

$$\tau_{rl,n}^{L_k} = \tau_{rl,0}^{L_k} + n \frac{v_{rl}^{L_k}}{c} \lambda_k T_{int} = \tau_{rl,0}^{L_1} - \Delta_{L_1}^{L_k} + n \frac{v_{rl}^{L_1}}{c} \lambda_1 T_{int} = \tau_{rl,0} - \Delta_{L_1}^{L_k} + n \frac{v_{rl}}{c} \lambda_1 T_{int}$$

5 Le vecteur de corrélation temporel  $\tilde{\mathbf{R}}_k$  est donc de la forme :

$$\tilde{\mathbf{R}}_k(\tau_{rl} - \Delta_{L_1}^{L_k}, v_{rl}) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{R}}_k\left(\tau_{rl,1} - \Delta_{L_1}^{L_k}, v_{rl}, -\frac{(P-1)}{2}, 1\right) \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{R}}_k\left(\tau_{rl,1} - \Delta_{L_1}^{L_k}, v_{rl}, \frac{(P-1)}{2}, 1\right) \\ \tilde{\mathbf{R}}_k\left(\tau_{rl,2} - \Delta_{L_1}^{L_k}, v_{rl}, -\frac{(P-1)}{2}, 2\right) \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{R}}_k\left(\tau_{rl,2} - \Delta_{L_1}^{L_k}, v_{rl}, \frac{(P-1)}{2}, 2\right) \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{R}}_k\left(\tau_{rl,N} - \Delta_{L_1}^{L_k}, v_{rl}, \frac{(P-1)}{2}, N\right) \end{bmatrix}_{NP \times 1}$$

Ou encore :

$$\tilde{\mathbf{R}}_k(\tau_{rl} - \Delta_{L_1}^{L_k}, v_{rl}) = \begin{bmatrix} r_k\left(\tau_{rl,1} - \Delta_{L_1}^{L_k} + \frac{(P-1)}{2} T_e\right) \times \exp\left[-2j\pi v_{rl} \lambda_1 / \lambda_k T_{int}\right] \\ \vdots \\ r_k\left(\tau_{rl,1} - \Delta_{L_1}^{L_k} - \frac{(P-1)}{2} T_e\right) \times \exp\left[-2j\pi v_{rl} \lambda_1 / \lambda_k T_{int}\right] \\ r_k\left(\tau_{rl,2} - \Delta_{L_1}^{L_k} + \frac{(P-1)}{2} T_e\right) \times \exp\left[-2j\pi v_{rl} \lambda_1 / \lambda_k 2.T_{int}\right] \\ \vdots \\ r_k\left(\tau_{rl,2} - \Delta_{L_1}^{L_k} - \frac{(P-1)}{2} T_e\right) \times \exp\left[-2j\pi v_{rl} \lambda_1 / \lambda_k 2.T_{int}\right] \\ \vdots \\ r_k\left(\tau_{rl,N} - \Delta_{L_1}^{L_k} - \frac{(P-1)}{2} T_e\right) \times \exp\left[-2j\pi v_{rl} \lambda_1 / \lambda_k N.T_{int}\right] \end{bmatrix}_{NP \times 1}$$

Le modèle du signal reçu post-corrélation pour l'architecture multi-fréquences multi-corrélateurs proposée peut finalement se mettre sous la forme vectorisée suivante :

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

avec

$$\boldsymbol{\psi}_l = [\tilde{\gamma}_l^{L_1}, \dots, \tilde{\gamma}_l^{L_{N_L}}, \tau_{rl}, v_{rl}]_{(N_L+2) \times 1}^T = [\tilde{\gamma}_l^T, \tau_{rl}, v_{rl}]^T \text{ et } \Delta_{L_l} = [\Delta_{L_l}^{L_2}, \dots, \Delta_{L_l}^{L_{N_L}}]_{(N_L-1) \times 1}^T$$

$$\mathbf{X}_l(\boldsymbol{\psi}_l^T, \Delta_{L_l}^T) = \begin{bmatrix} \tilde{\gamma}_l^{L_1} \times \tilde{\mathbf{R}}_1(\tau_{rl}, v_{rl}) \\ \vdots \\ \tilde{\gamma}_l^{L_{N_L}} \times \tilde{\mathbf{R}}_{N_L}(\tau_{rl} - \Delta_{L_l}^{L_{N_L}}, v_{rl}) \end{bmatrix}_{NPN_L \times 1}$$

$$\mathbf{X}_l(\boldsymbol{\psi}_l^T, \Delta_{L_l}^T) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{R}}_1(\tau_{rl}, v_{rl}) & \mathbf{O}_{NP \times 1} & \dots & \mathbf{O}_{NP \times 1} \\ \mathbf{O}_{NP \times 1} & \tilde{\mathbf{R}}_2(\tau_{rl} - \Delta_{L_l}^{L_2}, v_{rl}) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \mathbf{O}_{NP \times 1} \\ \mathbf{O}_{NP \times 1} & \dots & \mathbf{O}_{NP \times 1} & \tilde{\mathbf{R}}_{N_L}(\tau_{rl} - \Delta_{L_l}^{L_{N_L}}, v_{rl}) \end{bmatrix}_{NPN_L \times N_L} \times \begin{bmatrix} \tilde{\gamma}_l^{L_1} \\ \tilde{\gamma}_l^{L_2} \\ \vdots \\ \tilde{\gamma}_l^{L_{N_L}} \end{bmatrix}_{N_L \times 1}$$

ou encore

$$\mathbf{X}_l(\boldsymbol{\psi}_l^T, \Delta_{L_l}^T) = \tilde{\mathbf{R}}(\tau_{rl}, v_{rl}, \Delta_{L_l}^T) \times \tilde{\gamma}_l$$

- 5 où  $\boldsymbol{\psi}_l$  représente le vecteur des paramètres associés au chemin ' $l$ ' et  $\mathbf{X}$ ,  $\mathbf{X}_l$  et  $\mathbf{b}_{NP, T_{int}}$  sont des vecteurs colonnes de dimension  $2NP$  et  $\mathbf{O}_{NP \times 1}$  représente un vecteur colonne nul de dimension  $NP$ . Le vecteur  $\Delta_{L_l}$  représente les décalages temporels entre la bande  $L_1$  et les bandes  $\{L_k\}_{k=2:N_L}$ . Le choix du nombre de corrélateurs  $P$  a été fixé afin de couvrir l'ensemble du domaine des retards  $[-T_c, T_c]$  correspondant à  $\pm 1$  chip de code. Comme rappelé dans
- 10 le brevet FR 2964199, le nombre de corrélateurs qui propose le meilleur compromis complexité / performances est donc:

$$P_{opt} = \text{ceil}[2 \times T_c \times F_e]$$

- 15 Le module n°2, tel que schématisé sur la figure 1, comprend au moins deux sous-modules appelés le sous-module « SAGE » et le sous-module de

détections des multi trajets. Nous allons détaillons maintenant le module n°2 en commençant par le sous-module SAGE.

Ici nous supposons que les retards inter-bandes ont déjà été estimés par le module n°4 et qu'ils sont compensés au niveau du banc de corrélateurs du module n°2. Le modèle d'entrée est désormais:

$$\mathbf{X}(\boldsymbol{\psi}) = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\mathbf{R}}(\tau_{rl}, \nu_{rl}) \times \tilde{\boldsymbol{\gamma}}_l + \mathbf{b}_{NPN_L, T_{int}}$$

avec

$$\boldsymbol{\psi}_l = [\tilde{\boldsymbol{\gamma}}_l^{L_1}, \dots, \tilde{\boldsymbol{\gamma}}_l^{L_{N_L}}, \tau_{rl}, \nu_{rl}]_{(N_L+2) \times 1}^T = [\tilde{\boldsymbol{\gamma}}_l^T, \tau_{rl}, \nu_{rl}]^T \text{ et } \boldsymbol{\psi} = [\boldsymbol{\psi}_0 \quad \dots \quad \boldsymbol{\psi}_{L-1}]_{(N_L+2)L \times 1}^T \mathbf{X}$$

Les sous-espaces définis par chaque multi-trajet sont bien indépendants entre eux. On peut donc appliquer le processus itératif de l'algorithme SAGE pour estimer les paramètres (voir brevet FR 2964199). La log vraisemblance (à une constante près) associée au sous-espace caché " l " est alors :

$$\Lambda_l(\boldsymbol{\psi}_l) = (\hat{\mathbf{X}}_l - \tilde{\mathbf{R}}(\tau_{rl}, \nu_{rl}) \times \tilde{\boldsymbol{\gamma}}_l)^H \mathbf{C}^{-1} (\hat{\mathbf{X}}_l - \tilde{\mathbf{R}}(\tau_{rl}, \nu_{rl}) \times \tilde{\boldsymbol{\gamma}}_l)$$

Avec  $\hat{\mathbf{X}}_l = [\hat{\mathbf{X}}_l^{(L_1)T} \quad \dots \quad \hat{\mathbf{X}}_l^{(L_{N_L})T}]^T$  l'estimation du chemin " l " issue de la E-STEP (voir algorithme SAGE brevet FR 2964199), et  $\mathbf{C}$  la matrice de covariance associée au modèle de signal ci-dessus :

$$\mathbf{E}(\mathbf{b}_{NPN_L, T_{int}} \times \mathbf{b}_{NPN_L, T_{int}}^H) = \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \tilde{\sigma}_1^2 \times \mathbf{I}_N \otimes \tilde{\mathbf{C}}_{1,P} & \mathbf{O}_{NP} & \dots & \mathbf{O}_{NP} \\ \mathbf{O}_{NP} & \tilde{\sigma}_2^2 \times \mathbf{I}_N \otimes \tilde{\mathbf{C}}_{2,P} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{O}_{NP} & & & \tilde{\sigma}_{N_L}^2 \times \mathbf{I}_N \otimes \tilde{\mathbf{C}}_{N_L,P} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\mathbf{C}}_{i,P} = \begin{bmatrix} r_i(0) & r_i(Te) & \dots & \dots & r_i(P \cdot Te) \\ r_i(Te) & r_i(0) & r_i(2Te) & & \vdots \\ \vdots & r_i(2Te) & r_i(0) & r_i(2Te) & \vdots \\ \vdots & & r_i(2Te) & r_i(0) & r_i(2Te) \\ r_i(P \cdot Te) & \dots & \dots & r_i(2Te) & r_i(0) \end{bmatrix}_P$$

$\mathbf{I}_N$  est la matrice identité de dimension  $N$  et  $\mathbf{O}_{NP}$  la matrice carrée nulle de dimension  $NP$ . On note que la fonction d'autocorrélation du bruit post-corrélation n'est plus celle d'un bruit blanc mais celle du code local pré-corrélation. Pour finir,  $\tilde{\sigma}_k^2$  représente la puissance de bruit en sortie du banc de corrélateurs observée sur chaque bande de fréquence  $k$ . Pour simplifier la fonction coût, on peut utiliser la relation quadratique entre  $\tilde{\gamma}_l$  et  $\Lambda_l(\psi_l)$ , ainsi que les structures diagonales par bloc des différentes matrices. On a donc :

$$\hat{\gamma}_l^{L_k} = \frac{\tilde{\mathbf{R}}_k^H(\hat{\tau}_{rl}, \hat{\nu}_{rl}) \times \hat{\mathbf{X}}_l^{(L_k)}}{\tilde{\mathbf{R}}_k^H(\hat{\tau}_{rl}, \hat{\nu}_{rl}) \times \tilde{\mathbf{R}}_k(\hat{\tau}_{rl}, \hat{\nu}_{rl})}$$

$$\tilde{\Lambda}_l(\tau_{rl}, \nu_{rl}) = \sum_{k=1}^{N_k} \frac{1}{\tilde{\sigma}_k^2} \frac{|\tilde{\mathbf{R}}_k^H(\tau_{rl}, \nu_{rl}) \times \hat{\mathbf{X}}_l^{(L_k)}|^2}{\tilde{\mathbf{R}}_k^H(\tau_{rl}, \nu_{rl}) \times \tilde{\mathbf{R}}_k(\tau_{rl}, \nu_{rl})}$$

10 avec :

$$\tilde{\mathbf{R}}_k^H(\tau_{rl}, \nu_{rl}) = \left\{ \begin{array}{l} \left[ \begin{array}{c} r_k(\tau_{rl,1} + \frac{(P-1)T_e}{2}) \\ \vdots \\ r_k(\tau_{rl,1} - \frac{(P-1)T_e}{2}) \end{array} \right]^H \times \tilde{\mathbf{R}}_{k,p}^{-1} \times \exp[-2j\pi\nu_{rl}\lambda_1 / \lambda_k T_{\text{int}}] \\ \vdots \\ \left[ \begin{array}{c} r_k(\tau_{rl,2} + \frac{(P-1)T_e}{2}) \\ \vdots \\ r_k(\tau_{rl,2} - \frac{(P-1)T_e}{2}) \end{array} \right]^H \times \tilde{\mathbf{R}}_{kp}^{-1} \times \exp[-2j\pi\nu_{rl}\lambda_1 / \lambda_k 2.T_{\text{int}}] \\ \vdots \\ \left[ \begin{array}{c} r_k(\tau_{rl,N} + \frac{(P-1)T_e}{2}) \\ \vdots \\ r_k(\tau_{rl,N} - \frac{(P-1)T_e}{2}) \end{array} \right]^H \times \tilde{\mathbf{R}}_{k,p}^{-1} \times \exp[-2j\pi\nu_{rl}\lambda_1 / \lambda_k N.T_{\text{int}}] \end{array} \right\}^T$$

Nous allons maintenant détailler le sous-module de détection de multi-trajets (MP). La détection des multi-trajets s'obtient par un test du  $\chi^2$  sur la différence entre le signal observé et l'estimation que l'on a du trajet direct, cette différence étant normalisée par la puissance de bruit post corrélation et sa covariance:

$$\Delta\mathbf{X} = (\mathbf{X} - \mathbf{X}_0(\hat{\psi}_0))^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{X} - \mathbf{X}_0(\hat{\psi}_0))$$

Sous l'hypothèse H0, nous n'avons pas de multi-trajets. Dans le cas d'un canal Gaussien,  $\Delta\mathbf{X}$  suit alors une loi du  $\chi^2$  centrée à  $N \times P \times N_L$  degrés de liberté. Sous l'hypothèse H1, des multi-trajets sont présents.  $\Delta\mathbf{X}$  suit alors une loi du  $\chi^2$  non centrée à  $N \times P \times N_L$  degrés de liberté. A partir d'une probabilité de fausse alarme (typiquement  $P_{fa} = 10^{-3}$ ), nous pouvons détecter si nous sommes sous l'hypothèse H0 ou H1.

Nous allons maintenant détailler le module n°3 :

Ce module contient les boucles de poursuite DLL et FPLL standard bien connues par les hommes du métier [Kaplan, " Understanding GPS: principles and applications ", 1 ed. Norwood, MA 02062, USA: Artech House, Inc, 1996]. Ce module prend en entrée l'estimation du retard, doppler et phase relatifs entre le signal reçu et le code de référence, et sort les commandes nécessaires pour piloter les corrélations dans le module n°2.

Nous allons maintenant détailler le module n°4 :

Pour estimer les retards inter-bandes, nous proposons d'utiliser  $N_L - 1$  boucles de poursuite de type DLL, connues par l'homme du métier. La boucle n°k prend en entrée la différence entre le discriminateur sur la fréquence  $L_1$  et le discriminateur sur la fréquence  $L_k$ :

$$D_{L_k}^{L_1} = \varepsilon^{L_k} - \varepsilon^{L_1},$$

où  $\varepsilon^{L_k}$  est le discriminateur normalisé sur la bande  $L_k$ . Ces discriminateurs sont bien connus par l'homme du métier. Comme les phénomènes de retard inter-bandes ont des temps de corrélation longs, nous proposons d'utiliser des boucles DLL à des ordres inférieurs à 2 et de bandes inférieures à 0.5Hz. Cependant, ces boucles ne sont pas robustes aux multi-trajets. Ainsi, nous proposons d'utiliser un détecteur de multi-trajets issu du module n°2 afin de couper la boucle en présence de MP ou de fading. Dans le cas où la boucle est coupée, nous proposons de conserver la dernière estimation jusqu'au retour d'une situation moins dégradée.

Pour un dispositif de localisation comportant l'architecture décrite dans ce document, les calculs les plus longs (le module n°2) sont réalisés avec une matrice de taille réduite par rapport à une architecture conventionnelle utilisant le signal en bande de base. La taille de matrice est égale à  $N_L \times N \times P$ , soit au nombre  $N_L$  de fréquences, multiplié par le nombre  $N$  de lignes à retard, multiplié par le nombre  $P$  de corrélateurs. Pour fixer les idées, dans le cadre mono-fréquence, à performance d'estimation équivalente, nous réduisons la taille des vecteurs à traiter d'un facteur 500 par rapport à un traitement direct sur signaux non compressés par le banc de corrélateurs.

En termes de performances, l'invention proposée permet de réduire le bruit d'un facteur  $\sqrt{N_L}$  par rapport à un traitement mono fréquence (traitement des bandes GALILEO E5a et E5b). De plus, l'invention proposée permet d'améliorer les performances dans le cas de faible puissance par rapport aux méthodes issues de la littérature [Musso, Maristella, Gera, Gianluca, Cattoni, Andrea, Regazzoni, Carlo S., "GNSS Multifrequency Receivers in Urban Environment: Theoretical Analysis," *Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2005)*, Long Beach, CA, September 2005, pp. 2661-2669]. En présence de multi-trajets en phase ou en opposition de phase, l'invention proposée améliore nettement les performances de

réjection des multi-trajets par rapport au cas mono fréquence et par rapport aux méthodes de la littérature.

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

## REVENDEICATIONS

5           1. Dispositif de localisation comportant un système de réception  
multifréquence d'au moins deux signaux de radiolocalisation de fréquences  
différentes (L1, L2) et un moyen de traitement des signaux ( $\mu P$ ) apte à  
mettre en œuvre un algorithme d'estimation du maximum de vraisemblance,  
caractérisé en ce que le signal de chaque fréquence (L1, L2) est connecté à  
10 au moins deux lignes de traitement des signaux, chaque ligne de traitement  
comportant un corrélateur (C11, C12) et étant agencée de sorte que le  
moyen de traitement des signaux ( $\mu P$ ) 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  
15 que des décalages temporels entre les différentes fréquences sont corrigés  
par un module n°4.

          3. Dispositif de localisation selon la revendication 1, caractérisé en ce  
que chaque ligne de traitement comporte également une ligne de retard  
(R11m) connectée par une première extrémité à la sortie du corrélateur  
20 (C11) et par une seconde extrémité à une entrée du moyen de traitement  
des signaux ( $\mu P$ ), le retard introduit correspondant à un multiple d'une durée  
d'intégration des corrélateurs.

          4. Dispositif de localisation selon la revendication 1, caractérisé en ce  
qu'un premier corrélateur (C11) d'une première ligne de traitement est  
25 espacé d'une fraction de la période symbole d'un code local par rapport à un  
second corrélateur (C12) d'une seconde ligne de traitement.

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

          6. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que les dits  
30 paramètres sont le retard et la fréquence doppler.

          7. Procédé d'estimation des 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 permettant la réception d'au moins deux

signaux de fréquences différentes, caractérisé en ce qu'il comporte les étapes suivantes :

a) Une première étape de mesure du signal de radiolocalisation sur les dites fréquences,

5 b) Une seconde étape de corrélation avec un code local du signal reçu sur les dites fréquences au moyen de corrélateurs,

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

10 d) Une quatrième étape de construction de la fonction d'inter corrélation 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 corrélation de référence de paramètres connus en retard et en temps.

15 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 appliqué au signal multifréquences par comparaison de la fonction d'inter corrélation construite à partir du signal mesuré et de la fonction d'inter corrélation de référence.

20

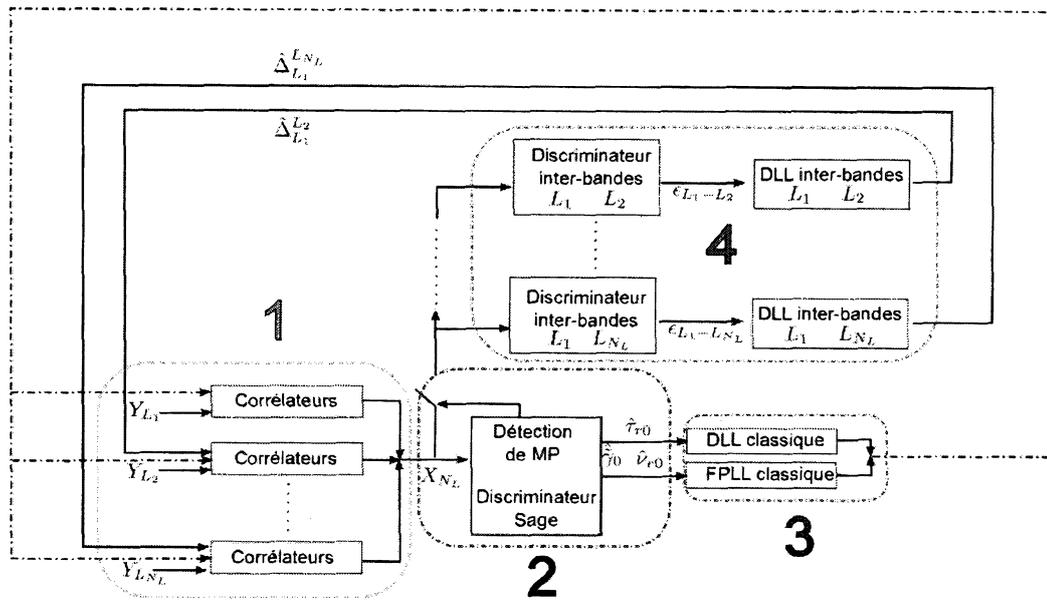


Figure 1

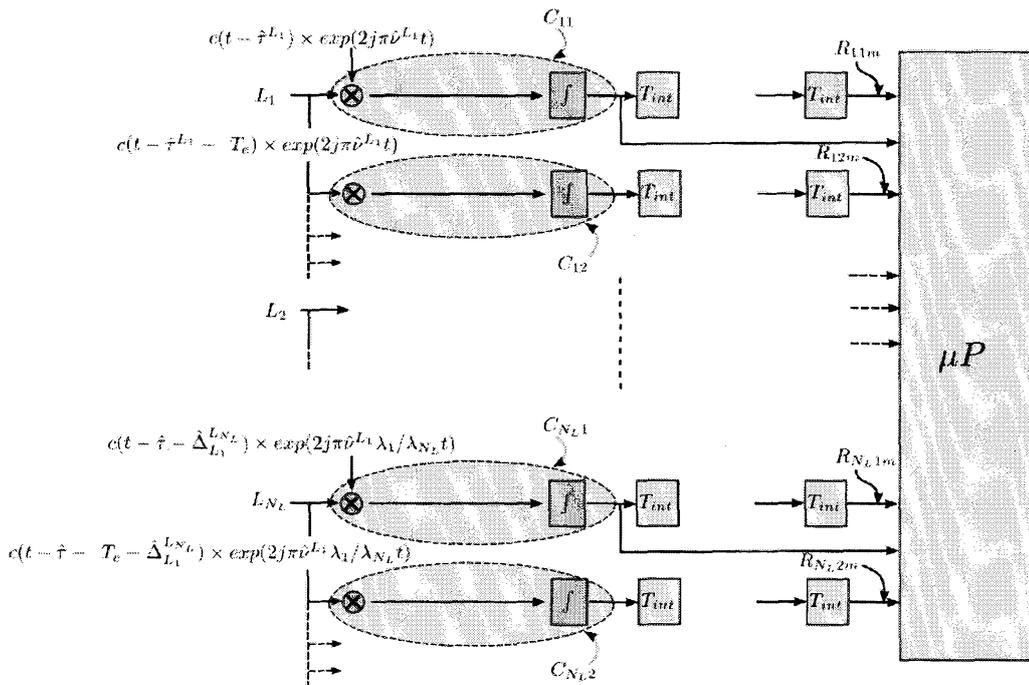


Figure 2

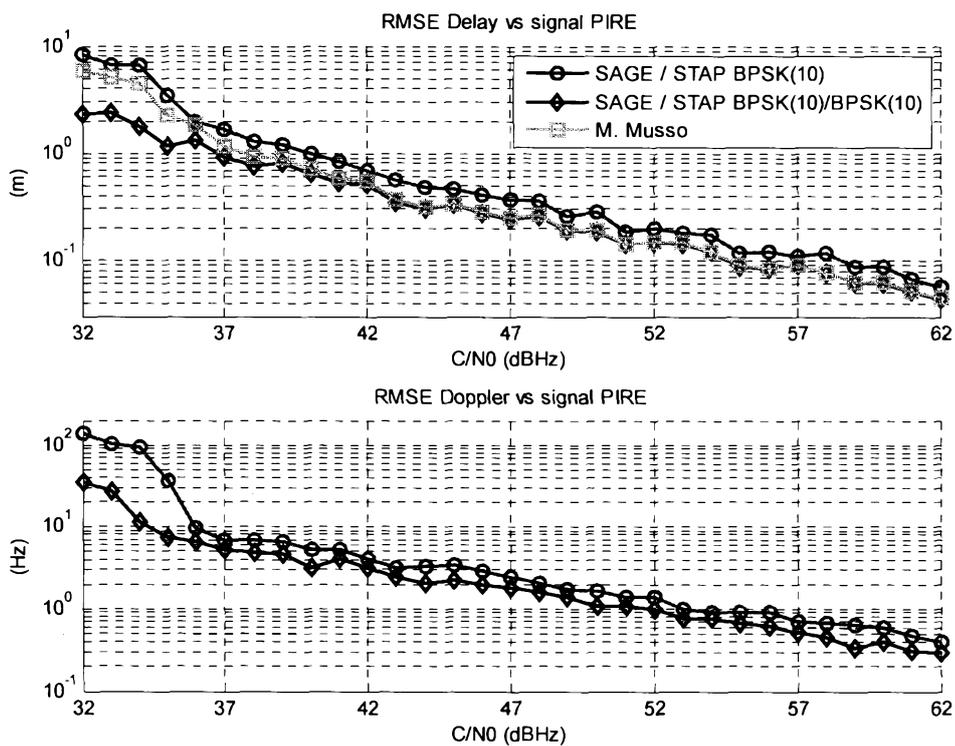


Figure 3

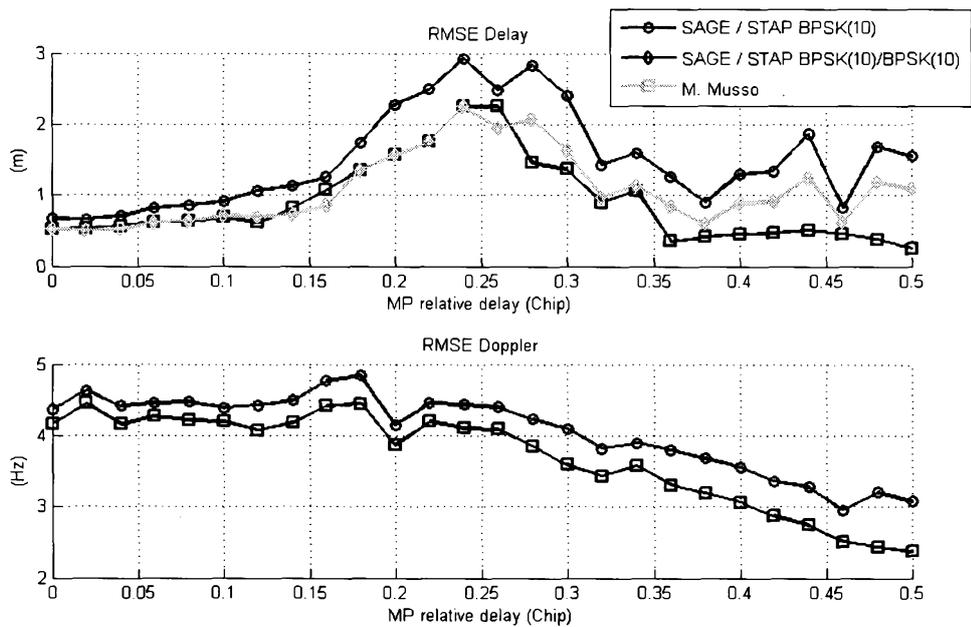


Figure 4

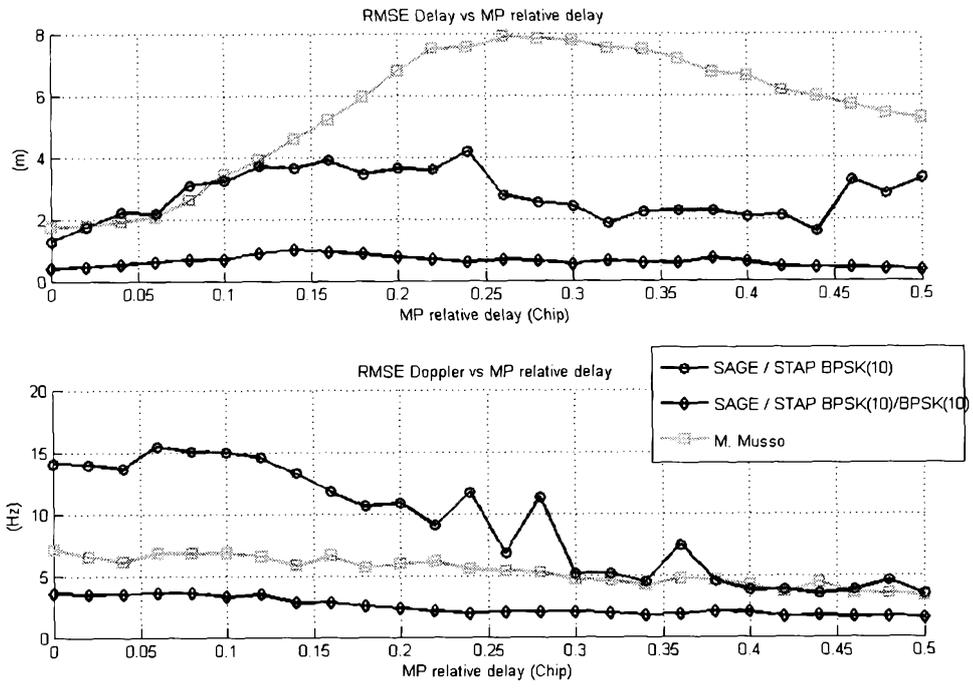


Figure 5

**RAPPORT DE RECHERCHE  
 PRÉLIMINAIRE**

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

 N° d'enregistrement  
 national

 FA 854859  
 FR 1700992

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	FR 2 964 199 A1 (THALES SA [FR]; ONERA (OFF NAT AEROSPATIALE) [FR]; CENTRE NAT ETD SPAT) 2 mars 2012 (2012-03-02) * figure 2 * * page 6, ligne 13 - page 9, ligne 2 * * revendications 1-6 *	1-7	G01S19/22 H04B1/707
A	----- EP 2 674 782 A1 (BOEING CO [US]) 18 décembre 2013 (2013-12-18) * figures 5,6 * * alinéa [0052] - alinéa [0062] *	1-7	
A	----- MOHAMED SAHMOUDI ET AL: "Multipath Mitigation Techniques Using Maximum-Likelihood Principle", INSIDE GNSS, 1 novembre 2008 (2008-11-01), pages 24-29, XP055511510, * le document en entier *	1-7	
A	----- ANDREW CARTMELL: "Considerations for Calibration of Frequency Dependent Delays", GPS 2000 - PROCEEDINGS OF THE 13TH INTERNATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION (ION GPS 2000), THE INSTITUTE OF NAVIGATION, 8551 RIXLEW LANE SUITE 360 MANASSAS, VA 20109, USA, 22 septembre 2000 (2000-09-22), pages 799-809, XP056002440, * le document en entier *	2	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC)
			G01S
		Date d'achèvement de la recherche	Examineur
		2 octobre 2018	Hekmat, Taymoor
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			

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE  
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 1700992 FA 854859**

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 **02-10-2018**

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
FR 2964199	A1	02-03-2012	EP 2609447 A1	03-07-2013
			ES 2613704 T3	25-05-2017
			FR 2964199 A1	02-03-2012
			WO 2012025306 A1	01-03-2012
-----				
EP 2674782	A1	18-12-2013	EP 2674782 A1	18-12-2013
			US 2013335268 A1	19-12-2013
-----				