

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 19.11.20.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la
demande : 20.05.22 Bulletin 22/20.

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) : Safran Electronics & Defense Société
par actions simplifiée (SAS) — FR.

72 Inventeur(s) : LILBERT Arnaud et CHIODINI Alain.

73 Titulaire(s) : Safran Electronics & Defense Société par
actions simplifiée (SAS).

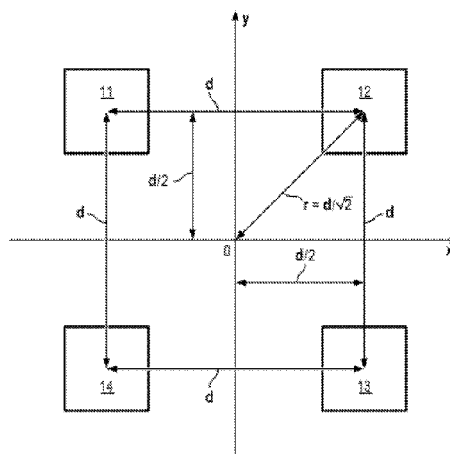
74 Mandataire(s) : REGIMBEAU.

54 Procédé de traitement d'un signal GNSS en vue d'atténuer au moins un signal de brouillage.

57 L'invention concerne un procédé de traitement d'un signal de radionavigation issu d'un satellite (SAT) reçu par un récepteur de radionavigation comprenant plusieurs antennes de réception, chaque antenne étant configurée pour recevoir des signaux issus d'un satellite d'intérêt (SAT) d'au moins un brouilleur et éventuellement d'au moins un autre satellite selon des directions balayées, le procédé comprenant les étapes suivantes mises œuvre dans une unité de traitement dudit récepteur :

- détection à partir du signal reçu par chaque antenne, d'au moins une direction d'un signal de brouillage ;
- détermination d'un jeu de coefficients de pondération ou associé au satellite (SAT) d'intérêt permettant d'atténuer le signal de brouillage reçu dans les directions ainsi déterminées et permettant d'atténuer le cas échéant les signaux issus d'autres satellites de manière à optimiser le signal issu du satellite d'intérêt.

Figure pour l'abrégé : Figure 2



Description

Titre de l'invention : Procédé de traitement d'un signal GNSS en vue d'atténuer au moins un signal de brouillage

[0001] DOMAINE TECHNIQUE GENERAL

[0002] L'invention concerne un procédé et un dispositif pour traiter, éliminer des interférences dans des signaux reçus par un réseau de plusieurs antennes d'un récepteur de positionnement par satellites ou récepteur GNSS (en anglais, « Global Navigation Satellite Systems »). Et l'invention s'applique notamment à l'élimination des interférences dans un signal satellite reçu par un tel récepteur.

ETAT DE LA TECHNIQUE

[0003] Les systèmes de positionnement par satellites, ou systèmes GNSS (GPS, GALILEO, GLONASS) opèrent dans les bandes radioélectriques dévolues à cet usage situées en bande L (c'est-à-dire entre 1 et 2 GHz). Comme tout récepteur radio, ils sont susceptibles d'être brouillés accidentellement ou intentionnellement. Utilisés notamment pour faciliter les transports (maritimes, fluviaux, terrestres et aériens) et permettre le bon déroulement des applications industrielles, scientifiques et militaires, leur brouillage peut mettre en danger des personnes civiles, des processus industriels et des militaires en opération. Il convient donc de déployer partout où cela est nécessaire des solutions antibrouillage adéquates.

[0004] De telles solutions d'antibrouillage sont basées sur un dispositif de traitement spatial comprenant une antenne à diagramme de rayonnement contrôlé (en anglais, CRPA pour « Controlled Radiation Pattern Antenna ») situé en amont du récepteur GNSS et visant à mitiger l'impact négatif des brouilleurs sur les performances du récepteur.

[0005] De tels traitements, consistent à former une antenne apparente en pondérant en amplitude et en phase les signaux issus de capteurs élémentaires avant de les sommer de manière à former un unique signal. Il s'agit en fait d'utiliser un récepteur d'antennes séparées dans l'espace et, par une combinaison adéquate des signaux reçus par chaque antenne, d'atténuer les signaux indésirables dans toutes les directions d'où ils proviennent.

PRESENTATION DE L'INVENTION

[0006] L'objet de l'invention concerne un procédé de traitement de signal permettant d'éliminer des interférences affectant un signal reçu par un réseau d'antennes, par exemple un signal satellite reçu par un récepteur GPS.

[0007] A cet effet, l'invention propose un procédé de traitement d'un signal de radionavigation issu d'un satellite reçu par un récepteur de radionavigation comprenant plusieurs antennes de réception, chaque antenne étant configurée pour recevoir des

signaux issus d'un satellite d'intérêt, d'au moins un brouilleur et éventuellement d'au moins un autre satellite selon des directions balayées, le procédé comprenant les étapes suivantes mises œuvre dans une unité de traitement dudit récepteur :

- [0008] détection à partir du signal reçu par chaque antenne, d'au moins une direction d'un signal de brouillage ;
- [0009] détermination d'un jeu de coefficients de pondération w_{CRPA} ou $w_{CRPA}^{(s)}$ associé au satellite d'intérêt permettant d'atténuer le signal de brouillage reçu dans les directions ainsi déterminées et permettant d'atténuer le cas échéant les signaux issus d'autres satellites de manière à optimiser le signal issu du satellite d'intérêt ;
- [0010] procédé dans lequel la détection de la direction d'un signal de brouillage comprend les étapes de
- [0011] détermination de premiers coefficients de pondérations permettant de maximiser la puissance reçue dans une première direction ;
- [0012] détermination de deuxièmes coefficients de pondérations permettant de maximiser la puissance reçue dans une deuxième direction ;
- [0013] détermination de troisièmes coefficients de pondérations permettant de maximiser la puissance reçue dans une troisième direction les deuxième et troisième directions étant autour de la première direction,
- [0014] détermination des coefficients d'atténuation, à partir des premiers, deuxièmes et troisièmes coefficients,
- [0015] la détermination d'un ratio pour une direction entre
- [0016] • une combinaison linéaire des signaux reçus avec un jeu de coefficients d'amplification obtenus à partir des premiers, deuxièmes et troisièmes jeux de coefficients,
- une combinaison linéaire des signaux reçus avec un jeu de coefficients d'atténuation obtenus à partir des premiers, deuxièmes et troisièmes jeux de coefficients ledit ratio étant proportionnel à la puissance du signal centrée sur cette direction dans une bande étroite autour de cette direction.
- [0017] L'invention est avantageusement complétée par les caractéristiques suivantes, prises seules ou en une quelconque de leur combinaison techniquement possible :
- [0018] - la combinaison linéaire des signaux reçus avec le jeu de coefficients d'amplification est donnée par $s_{gain}(k)$ dans la direction $\theta(k)$, la combinaison linéaire des signaux reçus avec le jeu de coefficients d'atténuation est donnée par $s_{null}(k)$ dans la direction $\theta(k)$, le ratio étant défini par

$$R(k) = \frac{\|s_{gain}(k)\|}{\|s_{null}(k)\| + \sigma_{RX}}$$
 où σ_{RX} est une constante proportionnelle à la racine de la puissance de l'ensemble des sources de bruit du récepteur.

[0019] - un nombre n de brouilleurs est connu, les n directions correspondant aux n ratios les plus élevés.

[0020] - les directions des brouilleurs sont celles pour lesquelles les ratios sont supérieurs à un seuil déterminé.

[0021] - les deuxième et troisième directions sont de $\frac{\pi}{x}$ autour de la première direction, avec x un réel tel que $8 \leq x \leq 12$, x étant de préférence égal à 10.

[0022] - le récepteur recevant des signaux issus d'un seul satellite, la détermination du coefficient w_{CRPA} permettant d'atténuer le signal de brouillage reçu dans les directions déterminées comprend les étapes de

[0023] détermination d'un vecteur de référence $w^{(0)} = \begin{pmatrix} 1 \\ i \\ -1 \\ -i \end{pmatrix}$;

[0024] détermination d'un coefficient de pondération associé à chaque brouilleur ou direction de brouillage

$$w_{brouilleur}^{(p)}(\hat{\phi}_p) = \begin{pmatrix} ikd_1(\hat{\phi}_p) \\ e \\ ikd_2(\hat{\phi}_p) \\ e \\ ikd_3(\hat{\phi}_p) \\ e \\ ikd_4(\hat{\phi}_p) \\ e \end{pmatrix}, \quad 1 \leq p \leq B$$

[0025] où $d_1(\hat{\phi}_p) = 0$, $d_2(\hat{\phi}_p) = d \cos(\hat{\phi}_p)$,

$$d_3(\hat{\phi}_p) = d \cos(\hat{\phi}_p) + d \sin(\hat{\phi}_p)$$

[0026] $d_4(\hat{\phi}_p) = d \sin(\hat{\phi}_p)$

[0027] détermination d'une matrice rectangulaire ou carrée de taille $4 \times (B + 1)$;

$$\mathcal{M} = \begin{pmatrix} w^{(0)} & w_{\hat{\phi}}^{(1)} & \dots & w_{\hat{\phi}}^{(B)} \\ & \square & & \end{pmatrix}$$

$B \text{ colonnes}$

[0028] détermination du jeu de coefficients de pondération

[0029] $w_{CRPA} = j_1$

[0030] avec j_1 la première composante du vecteur $J = (J)^H = (j_1 \dots j_B)$ avec

$$J = \mathcal{M}^\dagger = (\mathcal{M}^H \mathcal{M})^{-1} \mathcal{M}^H \text{ si } B < 3 \text{ ou } J = \mathcal{M}^{-1} \text{ si } B = 3.$$

[0031] - le récepteur reçoit des signaux de $S > 1$ satellites, la détermination du coefficient permettant d'optimiser le signal reçu associé à un satellite d'intérêt et permettant d'atténuer le signal de brouillage dans les directions déterminées et celui des autres sa-

tellites, comprend les étapes de détermination d'un coefficient $w_{\hat{\xi}}^{(s)}$ de pondération associé à chaque satellite s :

$$[0032] \quad w_{\hat{\xi}}^{(s)} = \begin{pmatrix} e^{ikd_1(\hat{\xi}^{(s)})} \\ e^{ikd_2(\hat{\xi}^{(s)})} \\ e^{ikd_3(\hat{\xi}^{(s)})} \\ \vdots \\ e^{ikd_{M-1}(\hat{\xi}^{(s)})} \\ e^{ikd_M(\hat{\xi}^{(s)})} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{ikd_2(\hat{\xi}_{AZIM}^{(s)}, \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)})} \\ e^{ikd_3(\hat{\xi}_{AZIM}^{(s)}, \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)})} \\ \vdots \\ e^{ikd_{M-1}(\hat{\xi}_{AZIM}^{(s)}, \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)})} \\ e^{ikd_M(\hat{\xi}_{AZIM}^{(s)}, \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)})} \end{pmatrix} \text{ pour } 1 \leq s \leq S$$

[0033] où k : désigne le nombre d'onde, $\mathbf{d}_m$ désigne la différence de marche par rapport à l'antenne de référence, $\hat{\xi}^{(s)} = \begin{pmatrix} \hat{\xi}_{AZIM}^{(s)} \\ \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)} \end{pmatrix}$ est la direction d'arrivée du signal reçu en provenance du satellite d'indice s , $\hat{\xi}_{AZIM}^{(s)}$ étant la composante azimutale et $\hat{\xi}_{ELEV}^{(s)}$ étant la composante en élévation ;

[0034] détermination d'un coefficient $w_{\hat{\phi}}^{(b)}$ de pondération associé à chaque brouilleur dans chaque direction déterminée

$$[0035] \quad w_{\hat{\phi}}^{(b)} = \begin{pmatrix} e^{ikd_1(\hat{\phi}^{(b)})} \\ e^{ikd_2(\hat{\phi}^{(b)})} \\ e^{ikd_3(\hat{\phi}^{(b)})} \\ \vdots \\ e^{ikd_{M-1}(\hat{\phi}^{(b)})} \\ e^{ikd_M(\hat{\phi}^{(b)})} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{ikd_2(\hat{\phi}_{AZIM}^{(b)})} \\ e^{ikd_3(\hat{\phi}_{AZIM}^{(b)})} \\ \vdots \\ e^{ikd_{M-1}(\hat{\phi}_{AZIM}^{(b)})} \\ e^{ikd_M(\hat{\phi}_{AZIM}^{(b)})} \end{pmatrix} \text{ pour } 1 \leq b \leq B$$

[0036] détermination d'une matrice $\mathcal{M}$ de taille $M \times (S+B)$ où S est le nombre de satellites, B est le nombre de brouilleurs ou directions de brouillage et M est le nombre d'antennes :

$$[0037] \quad \mathcal{M} = \begin{pmatrix} w_{\hat{\xi}}^{(s)} & \dots & w_{\hat{\xi}}^{(s)} & \dots & w_{\hat{\phi}}^{(1)} & w_{\hat{\phi}}^{(2)} & \dots & w_{\hat{\phi}}^{(B-1)} & w_{\hat{\phi}}^{(B)} \\ & \square & & & & & & \square & \\ & S-1 \text{ colonnes} & & & & & & B \text{ colonnes} & \\ & s \neq s & & & & & & & \end{pmatrix}$$

[0038] détermination du jeu de coefficients de pondération associé à un satellite $\mathbf{s}$ d'intérêt

[0039] $w_{CRPA}^{(\mathbf{s})} = \mathbf{j}_1$

[0040] avec $\mathbf{j}_1$ la première composante du vecteur

$$\mathbf{W} = \mathcal{J}^H = (\mathbf{j}_1 \ \mathbf{j}_2 \ \cdots \ \mathbf{j}_{S+B-1} \ \mathbf{j}_{S+B}) \text{ avec } \mathcal{J} = \mathcal{M}^\dagger = (\mathcal{M}^H \mathcal{M})^{-1} \mathcal{M}^H \text{ si } S+B < M \text{ ou } \mathcal{J} = \mathcal{M}^{-1} \text{ si } S+B = M$$

[0041] $(\cdot)^H$: désignant l'opération « transposition (notée $(\cdot)^\top$) + conjugaison complexe (notée $(\cdot)^*$) ».

[0042] - le plateau antennaire comprend quatre antennes, un jeu de coefficients d'amplification est défini par

[0043] $w_{faisceau}^{étroit}(\theta(k)) = 2 \frac{\mathbf{W}_1}{\|\mathbf{W}_1\|}$

[0044] avec $\mathbf{W} = (\mathbf{W}^\dagger)^H = (\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \mathbf{w}_3)$ et

[0045] $\mathbf{W} = \left(w_{faisceau}(\theta(k)) \ w_{faisceau}^{\psi_1^\dagger}(\theta(k)) \ w_{faisceau}^{\psi_2^\dagger}(\theta(k)) \right)$ où

[0046] $w_{faisceau}^{\psi_1^\dagger}(\theta(k))$ et $w_{faisceau}^{\psi_2^\dagger}(\theta(k))$ sont les deuxièmes et troisièmes coefficients de pondération permettant d'amplifier les signaux dans les directions $\theta(k) + \psi_1$ et $\theta(k) - \psi_2$ autour de cette direction $\theta(k)$ et sont donnés par

[0047] $w_{faisceau}^{\psi_1^\dagger}(\theta(k)) = w_{faisceau}(\theta(k) + \psi_1)$

[0048] $w_{faisceau}^{\psi_2^\dagger}(\theta(k)) = w_{faisceau}(\theta(k) - \psi_2)$

[0049] $\|\cdot\|$: désigne la norme euclidienne

[0050] $(\cdot)^H$: désigne l'opération « transposition (notée $(\cdot)^\top$) + conjugaison complexe (notée $(\cdot)^*$) »

[0051] avec

$$w_{faisceau}(\theta(k)) = \begin{pmatrix} e^{ikd_{1,1}} \\ e^{ikd_{1,2}} \\ e^{ikd_{1,3}} \\ e^{ikd_{1,4}} \end{pmatrix}$$

[0052] où :

[0053] $\mathbf{k} = \frac{2\pi}{\lambda}$: désigne le nombre d'onde de l'onde incidente (avec λ : longueur d'onde)

[0054] $\mathbf{d}_{1,1}$: différence de marche entre l'antenne 1 et elle-même :

[0055] $\mathbf{d}_{1,1} = 0$

[0056] $d_{1,2}$: différence de marche entre l'antenne 1 et l'antenne 2 :

[0057] $d_{1,2} = d \cos (\theta(k))$

[0058] $d_{1,3}$: différence de marche entre l'antenne 1 et l'antenne 3 :

[0059] $d_{1,3} = d \cos (\theta(k)) + d \sin (\theta(k))$

[0060] $d_{1,4}$: différence de marche entre l'antenne 1 et l'antenne 4 :

[0061] $d_{1,4} = d \sin (\theta(k))$

[0062] - le jeu de coefficients d'atténuation est donné par

$$w_{encoche}(\theta(k)) = 2 \frac{(\mathbf{w}_2 + \mathbf{w}_3)}{\|\mathbf{w}_2 + \mathbf{w}_3\|}.$$

[0063] Selon un autre aspect, l'invention concerne un produit programme d'ordinateur comprenant des instructions de code pour mettre en œuvre un procédé selon l'invention, lorsque celui-ci est exécuté par un ordinateur.

[0064] L'invention permet de construire un signal à partir des flux d'échantillons provenant de quatre antennes. Ces flux sont pondérés par des coefficients de pondération puis sommés afin de construire le signal traité. La résolution angulaire fixe la résolution spatiale du procédé. L'opération de balayage de l'espace grâce à une métrique correspondant à un ratio de deux quantités antagonistes permet de s'affranchir de la limitation de détection inhérente aux méthodes classiques.

[0065] Cette solution présente les avantages supplémentaires d'être économique en termes de calculs à effectuer.

PRESENTATION DES FIGURES

[0066] D'autres caractéristiques, buts et avantages de l'invention ressortiront de la description qui suit, qui est purement illustrative et non limitative, et qui doit être lue en regard des dessins annexés sur lesquels :

[0067] [fig.1] la [fig.1] illustre un récepteur selon l'invention ;

[0068] [fig.2] la [fig.2] une configuration possible d'un plateau antennaire selon l'invention ;

[0069] [fig.3] la [fig.3] illustre des étapes d'un procédé selon l'invention ;

[0070] [fig.4] la [fig.4] illustre les composantes utilisées pour déterminer un jeu de coefficients de pondération dans le procédé selon l'invention ;

[0071] [fig.5] la [fig.5] illustre la détection d'un brouilleur avec l'invention et avec un procédé de type connu.

DESCRIPTION DETAILLEE

[0072] La [fig.1] illustre un récepteur 1 GNSS comprenant un réseau d'antennes par exemple de type patch disposées sur un plateau 10 antennaire. Les signaux GNSS reçus par chaque antenne 11, 12, 13, 14 sont transmis à une unité de traitement 2

comprenant plusieurs étages successifs. Une unité de traitement est par exemple un processeur configuré pour mettre en œuvre différents traitements sur les signaux comme on le verra par la suite.

[0073] De préférence, le plateau comporte quatre antennes 11, 12, 13, 14. La description suivante se place dans le cas de quatre antennes, mais l'invention s'applique aussi à un nombre différent d'antennes.

[0074] En outre, on considère que la calibration en gain et en phase des antennes a été préalablement réalisée avec des moyens matériels et logiciels (algorithmiques) appropriés. Une telle calibration est en effet effectuée avant l'acquisition. De manière connue, l'opération de calibration permet de mesurer (afin de les annuler par la suite) les gains et déphasages dispersifs introduits par les chaînes de réception associées aux antennes.

[0075] Un signal incident s_ϕ (où ϕ désigne l'angle d'incidence du signal interférant) est reçu par chaque antenne connectée à un étage 20 comprenant des unités radios 21, 22, 23, 24 par antenne de type connu permettant un filtrage des signaux, une amplification et une transposition en fréquence intermédiaire plus faible que la fréquence porteuse du signal reçu. Les signaux sont ensuite numérisés par une unité de conversion analogique/numérique 30 comprenant un convertisseur analogique/numérique 31, 32, 33, 34 par signal reçu sur chaque antenne.

[0076] Chaque convertisseur fournit des échantillons numériques qui contiennent des informations de navigation (données utiles), des composantes de brouillage et du bruit inhérent à toute transmission radio.

[0077] Ces échantillons numériques sont fournis à un module 40 qui fonctionne sur le principe de l'algorithme CRPA qui permet d'atténuer des signaux dus à des brouilleurs. On considère ici qu'un brouilleur est l'émission selon une direction de signaux de brouillage ou interférents sur le récepteur 1.

[0078] En effet, les échantillons reçus issus de chaque antenne sont pondérés par des coefficients de pondération qui permettent d'atténuer ou supprimer les composantes dues aux brouilleurs. En particulier, ces coefficients de pondération permettent d'atténuer des signaux interférents dans des directions données ce qui revient à créer en quelque sorte des encoches dans le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes (à noter que le diagramme de rayonnement d'une antenne considérée isolément est omnidirectionnel dans le plan azimutal) puisque certaines directions ne sont dans ce cas pas prises en compte.

[0079] En revenant à la [fig.1], le signal de sortie du module 40 est donc une combinaison linéaire des signaux numériques pondérés, soit pour un échantillon n en sortie :

$$[0080] \quad \hat{s} = \sum_{m=1}^M w_{CRPA}(m) z_m$$

[0081] ou encore en notation vectorielle $\hat{s} = Z w_{CRPA}$ où $\hat{s}$ est un signal dont les inter-

férences dues aux brouilleurs sont atténués, et où z_n est le signal issu de chaque antenne après conversion analogique numérique et w_{CRPA} est le vecteur contenant les pondérations à appliquer à chaque voie, M étant le nombre d'antennes.

- [0082] En effet, le jeu de coefficients w_{CRPA} permet d'atténuer les signaux reçus dans certaines directions, le signal $\hat{s}$ étant une combinaison linéaire des signaux reçus par chaque antenne pondérés par des coefficients de pondération atténuant le signal dans des directions dans lesquelles un signal de brouillage est reçu. Le jeu de coefficients w_{CRPA} est un vecteur dont les composantes sont des scalaires complexes.
- [0083] Ensuite, ce signal $\hat{s}$ est fourni à une unité 50 qui permet de calculer les données de navigation (non décrit ici car bien connu de l'homme du métier).
- [0084] En revenant au module 40, celui-ci met en œuvre des étapes d'un procédé de traitement des signaux reçus afin de pondérer ces signaux pour en atténuer les brouilleurs décrit ci-après et en relation avec la [fig.3].
- [0085] Pour ce faire l'unité 40 détecte à partir du signal reçu et acquis (étape E0) par chaque antenne, au moins une direction d'un signal de brouillage (étape E1) puis détermine (étape E2) pour chaque direction de coefficients de pondération à appliquer aux signaux reçus par chaque antenne, ces coefficients permettant d'atténuer le signal reçu dans la direction du signal de brouillage.
- [0086] En particulier, comme cela va être détaillé, la détection de la direction d'un signal de brouillage comprend la détermination d'un ratio formé à partir de deux quantités antagonistes, l'une correspondant à une amplification dans la direction de pointage testée l'autre à une atténuation dans cette direction. Le ratio ainsi formé est un scalaire qui correspond à une direction de pointage.
- [0087] En particulier, pour la direction de pointage testé, le ratio quantifie une puissance des signaux reçus dans un intervalle angulaire étroit autour de cette direction testée. Ceci permet de réaliser un balayage angulaire étroit de chaque direction afin de détecter précisément les brouilleurs.
- [0088] De cette façon, l'environnement radio du récepteur est pris en compte. En outre, le fait d'avoir un signal étroit autour de la direction testée, on peut s'affranchir du repliement spatial et ainsi lever l'ambiguïté introduite sur l'estimation de la direction lorsque l'espacement entre éléments antennaires dépasse un seuil maximal requis. Le seuil dépend de la configuration géométrique du réseau d'antennes. Par exemple, dans le cas d'un réseau constitué d'éléments équidistants disposés sur une droite (alignés), l'espacement ne doit pas dépasser $\lambda/2$. Dans notre cas (réseau constitué de 4 éléments antennaires disposés sur les 4 sommets d'un carré), l'espacement (correspondant ici à la mesure du côté du carré) ne doit pas dépasser $\lambda/2$ également. Dans la suite, afin de simplifier la description mathématique de l'invention, nous supposons que les éléments antennaires sont des antennes omnidirectionnelles idéales et que les voies de

réception sont parfaitement calibrées. De plus, nous négligerons le phénomène de couplage entre éléments antennaires.

[0089] Détection des brouilleurs (étape E1)

[0090] On considère que le plateau antennaire est disposé dans le plan horizontal perpendiculaire à la verticale du lieu où se trouve le récepteur (seule la direction des brouilleurs dans le plan azimutal est détectée) et que son orientation initiale (direction arbitraire) ne varie pas au cours de temps. L'acquisition (étape E0) des signaux incidents est effectuée en balayant l'espace angulaire ($[-\pi; \pi]$). Soit $\theta(t)$ l'angle correspondant à la direction de pointage à l'instant t (direction où se trouvent supposément le signal utile ou le brouilleur). Le balayage angulaire du plan azimutal est uniforme au cours du temps :

[0091] $-\pi \leq \theta(t) < \pi, \quad \forall t$

[0092] la direction de pointage est donnée par :

[0093] $\theta(t) = \left(\left(2\pi \frac{t}{T_{2\pi}} + \pi + \theta_0 \right) \text{reste} (2\pi) \right) - \pi$

[0094] où :

[0095] θ_0 : direction de pointage initiale (nous supposons par la suite que $\theta_0 = 0$ rad)

[0096] $T_{2\pi}$: période de balayage

[0097] reste : désigne l'opération suivante : $a \text{ reste } b = r = a - b \text{ arrondi } \left(\frac{a}{b} \right)$.

[0098] En pratique, le balayage réalisé n'est pas une opération continue mais discrète. On obtient donc les éléments suivants.

[0099] La valeur de l'angle $\theta(t)$ est discrète et quantifiée :

[0100] $\theta(k) = \left((k \bmod K) - \frac{K}{2} \right) \Delta\theta, \quad \Delta\theta = \frac{2\pi}{K}, \quad k \in \mathbb{N}$

[0101] où :

[0102] K : entier positif multiple de 2

[0103] mod : désigne l'opération modulo (qui associe à deux entiers naturels le reste de la division euclidienne du premier par le second)

[0104] La valeur $\theta(k)$ est constante durant une période :

[0105] $\Delta T = NT_s$

[0106] où :

[0107] N : entier positif

[0108] T_s : désigne la période d'échantillonnage des signaux numérisés issus de l'unité 30.

[0109] L'espace angulaire discrétisé est balayé en :

[0110] $T_{2\pi} = K\Delta T = KNT_s$.

[0111] Le signal incident s_ϕ en sortie de l'unité 30 (en notation vectorielle) est donné par

[0112] $Z(k) = \begin{bmatrix} s_N^{(1)}(k) & s_N^{(2)}(k) & s_N^{(3)}(k) & s_N^{(4)}(k) \end{bmatrix}$

[0113] où Z est une matrice de dimension $N \times 4$ où N représente le nombre d'échantillons

acquis durant la période ΔT (période durant laquelle la direction de pointage est constante), le nombre 4 correspondant au nombre d'antennes.

[0114] Les signaux $s_N^{(m)}(k)$ ($1 \leq m \leq 4$), correspondent à des vecteurs colonnes de dimensions $N \times 1$:

[0115]

$$s_N^m(k) = \begin{pmatrix} s^{(m)}(k\Delta T) \\ s^{(m)}(k\Delta T + T_s) \\ \vdots \\ s^{(m)}(k\Delta T + (N-2)T_s) \\ s^{(m)}(k\Delta T + (N-1)T_s) \end{pmatrix}$$

[0116] On suppose que les brouilleurs sont situés dans le plan azimutal (brouilleurs terrestres).

[0117] La réception des signaux incidents (étape E0) (dont la puissance est supérieure au plancher de bruit du récepteur) est effectuée au moyen d'un balayage périodique de l'espace angulaire. Le but du balayage est de détecter les brouilleurs présents (et les multi-trajets possiblement issus de ces derniers). La mise en œuvre du balayage est peu complexe et permet d'économiser le calcul et le traitement subséquent de la matrice de covariance (par les algorithmes CAPON, ESPRIT ou MUSIC par exemple bien connus de l'homme du métier).

[0118] On considère le jeu de coefficients de pondérations suivant :

[0119]

$$\begin{cases} w_{faisceau}^{étroit}(\theta(k)) \\ w_{encoche}(\theta(k)) \end{cases}$$

[0120] les coefficients de pondérations $w_{faisceau}^{étroit}(\theta(k))$ et $w_{encoche}(\theta(k))$ permettent respectivement de sélectionner une partie du signal dans la direction $\theta(k)$ en amplifiant dans cette direction (c'est-à-dire réalisant un « gain ») ou en atténuant dans cette même direction (ou encoche) (réalisant une atténuation significative appelée « null » en anglais). On parle alors de faisceau équivalent dans une direction donnée. Ces coefficients correspondent à des vecteurs colonnes de dimensions 4×1 ($M \times 1$ si M antennes sont utilisées).

[0121] Le jeu de coefficients de pondération $w_{faisceau}^{étroit}(\theta(k))$ utilisé pour la détection des brouilleurs est construit comme suit (voir à ce titre la [fig.4]).

[0122] On introduit le vecteur $w_{faisceau}(\theta(k))$ qui amplifie le faisceau dans la direction $\theta(k)$ (étape E11) :

[0123]

$$w_{faisceau}(\theta(k)) = \begin{pmatrix} e^{ikd_{1,1}} \\ e^{ikd_{1,2}} \\ e^{ikd_{1,3}} \\ e^{ikd_{1,4}} \end{pmatrix}$$

[0124] où :

[0125] $k = \frac{2\pi}{\lambda}$: désigne le nombre d'onde de l'onde incidente (avec λ : longueur d'onde)

[0126] $d_{1,1}$: différence de marche entre l'antenne 1 et elle-même :

[0127] $d_{1,1} = 0$

[0128] $d_{1,2}$: différence de marche entre l'antenne 1 et l'antenne 2 :

[0129] $d_{1,2} = d \cos(\theta(k))$

[0130] $d_{1,3}$: différence de marche entre l'antenne 1 et l'antenne 3 :

[0131] $d_{1,3} = d \cos(\theta(k)) + d \sin(\theta(k))$

[0132] $d_{1,4}$: différence de marche entre l'antenne 1 et l'antenne 4 :

[0133] $d_{1,4} = d \sin(\theta(k))$.

[0134] En outre, on construit les coefficients de pondérations auxiliaires suivant pris de part et d'autre de la direction $\theta(k)$ (étapes E12 et E13) :

[0135] $w_{faisceau}^{\psi_1}(\theta(k)) = w_{faisceau}(\theta(k) + \psi_1)$.

[0136] $w_{faisceau}^{\psi_2}(\theta(k)) = w_{faisceau}(\theta(k) - \psi_2)$.

[0137] Ces coefficients permettant d'amplifier/sélectionner une partie du signal dans la direction $\theta(k) + \psi_1$ et dans la direction $\theta(k) - \psi_2$.

[0138] Les angles ψ_1 et ψ_2 permettent de fixer l'étalement du faisceau équivalent dirigé dans la direction $\theta(k)$ afin, d'une part, de discriminer deux signaux incidents détectables proches et, d'autre part, de lever l'ambiguïté affectant possiblement la valeur estimée de la direction d'arrivée du signal détecté en raison de l'utilisation d'un faisceau trop large.

[0139] Nous appelons faisceau équivalent le faisceau obtenu par le biais de la métrique définie plus loin.

[0140] De manière avantageuse, ψ_1 et ψ_2 ont les valeurs suivantes :

[0141] $\psi_1 = \psi_2 = \frac{\pi}{x}$

[0142] avec x un réel tel que $8 \leq x \leq 12$, x étant de préférence égal à 10.

[0143] En régime établi, ces angles peuvent ne pas être égaux et leur valeur est ajustée en fonction du « paysage » radioélectrique rencontré.

[0144] Ensuite, on obtient la matrice de dimensions 4×3 suivante ($M \times 3$ si M antennes sont utilisées) :

$$[0145] \quad W = \begin{pmatrix} w_{faisceau}(\theta(k)) & w_{faisceau}^{p1}(\theta(k)) & w_{faisceau}^{p2}(\theta(k)) \end{pmatrix}.$$

[0146] On calcule ensuite l'inverse généralisé (ou le pseudo-inverse de Moore-Penrose) de W que nous notons $W^\dagger$. Le rang de W étant égal au nombre de ses colonnes par construction, on a : $W^\dagger = (W^H W)^{-1} W^H$.

[0147] Si $W = (W^\dagger)^H = (\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \mathbf{w}_3)$ la matrice de dimensions 4×3 ($M \times 3$ si M antennes sont utilisées), la première pondération (jeu de poids ou jeu de coefficients d'amplification) utilisée pour la détection des brouilleurs est donc donnée par (étape E14) :

$$[0148] \quad w_{faisceau}^{étroit}(\theta(k)) = 2 \frac{\mathbf{w}_1}{\|\mathbf{w}_1\|}$$

[0149] et la seconde pondération (jeu de coefficients d'atténuation) utilisée pour la détection des brouilleurs est donnée par (étape E15) :

$$[0150] \quad w_{encoche}(\theta(k)) = 2 \frac{(\mathbf{w}_2 + \mathbf{w}_3)}{\|\mathbf{w}_2 + \mathbf{w}_3\|}$$

[0151] où :

[0152] $\|\cdot\|$: désigne la norme euclidienne ;

[0153] $(\cdot)^H$: désigne l'opération « transposition (notée $(\cdot)^T$) + conjugaison complexe (notée $(\cdot)^*$) ».

[0154] Comme on l'aura compris, la détection des brouilleurs réside dans l'utilisation conjointe de ce couple de pondération à travers une métrique de détection R de manière à réaliser l'équivalent d'un faisceau angulaire très étroit. Ces coefficients de pondération permettent de « copier » les flux de données fournis par le module 20 afin de produire deux signaux distincts :

$$[0155] \quad s_{gain}(k) = Z(k) w_{faisceau}^{étroit}(\theta(k))$$

$$[0156] \quad s_{null}(k) = Z(k) w_{encoche}(\theta(k))$$

[0157] On obtient alors $s_{gain}(k)$ qui est une combinaison linéaire des signaux reçus pondérés par le jeu de coefficients de pondération $w_{faisceau}^{étroit}(\theta(k))$ pour la direction $\theta(k)$ afin d'obtenir un signal pour chaque direction $\theta(k)$ (étape E151).

[0158] De même $s_{null}(k)$ est une combinaison linéaire des signaux reçus pondérés par le jeu de coefficients de pondération $w_{encoche}(\theta(k))$ pour chaque direction $\theta(k)$ afin d'obtenir un signal atténué pour chaque direction $\theta(k)$ (étape E152). En d'autres termes, $s_{gain}(k)$ permet de pointer un faisceau dans la direction $\theta(k)$ tandis que $s_{null}(k)$ permet d'atténuer de manière significative ce faisceau dans cette direction.

[0159] On obtient alors le ratio R comme suit (étape E16)

[0160]
$$R(k) = \frac{\| s_{gain}(k) \|}{\| s_{null}(k) \| + \sigma_{RX}}$$

[0161] où :

[0162] σ_{RX} : constante proportionnelle à la racine de la puissance de l'ensemble des sources de bruit du récepteur.

[0163] De manière avantageuse, on utilise la métrique suivante afin d'éviter un calcul coûteux de deux racines carrées par direction de pointage :

[0164]
$$R'(k) = \frac{s_{gain}^H(k) s_{gain}(k)}{s_{null}^H(k) s_{null}(k) + \sigma_{RX}^2} \cong (R(k))^2$$

[0165] où :

[0166] $(\cdot)^H$: désigne l'opération « transposition (notée $(\cdot)^T$) + conjugaison complexe (notée $(\cdot)^*$) ».

[0167] C'est à partir de ce ratio $R'(k)$ que les directions des brouilleurs et donc les brouilleurs sont détectés.

[0168] Selon un mode de réalisation, les directions $\theta(k)$ retenues sont celles pour lesquelles le ratio R est supérieur à un seuil.

[0169] De manière avantageuse, ce seuil est fixé mathématiquement (lorsque cela est possible) ou au moyen de simulations ou expérimentalement. L'objectif est de parvenir à un compromis raisonnable entre probabilité de détection et probabilité de fausse alarme.

[0170] Selon un autre mode de réalisation, les directions $\theta(k)$ retenues sont celles qui correspondent aux ratios les plus élevés. Dans ce cas, on suppose que le nombre de brouilleurs est connu.

[0171] Les signaux $s_{gain}(k)$ et $s_{null}(k)$ correspondent à des vecteurs colonnes de dimensions $N \times 1$ de sorte que $R(k)$ correspond à un scalaire (positif par construction).

[0172] La prise en compte de directions de part et d'autre d'une direction permet d'obtenir, mathématiquement, un balayage angulaire qui est effectué avec un faisceau équivalent très étroit. Les brouilleurs présents dans l'espace angulaire sont ainsi discriminés avec une résolution angulaire très fine. Comme déjà indiqué, il s'agit d'encoches créées de part et d'autre du faisceau servant à produire $s_{gain}(k)$ afin de le rendre étroit et de lui conférer par ailleurs un caractère distinctif facilitant la levée de l'ambiguïté affectant possiblement la direction d'arrivée du signal détecté. Ces deux encoches sont créées à $\theta(k) + \psi_1$ et $\theta(k) - \psi_2$, $\theta(k)$ désignant la direction où regarder.

[0173] La **figure 5** illustre la détection des directions telle que décrite ici avec une méthode classique où la métrique de détection correspond simplement à :

[0174]
$$R_{idéale}^{classique}(k) = \| s_{gain}(k) \|$$

[0175] La direction du brouilleur est constante. Les conditions de réception sont idéales (absence de bruit) et le pas de balayage $\Delta\theta$ a été fixé à 1° . L'arête d du carré d'antennes est égale à λ (soit $r = \lambda / \sqrt{2}$). On constate sur cette figure que la précision de détection de la direction du brouilleur est meilleure qu'avec le coefficient $R_{idéale}^{classique}$ (qui n'est basé que sur l'amplification des signaux dans la direction $\theta(k)$).

[0176] **Détermination du vecteur de pondération (étape E2)**

[0177] On se place dans le cas où le récepteur reçoit le signal d'un seul satellite.

[0178] Une fois les directions déterminées, pour chacune de ces directions, on détermine un vecteur de pondération à appliquer aux signaux reçus par chaque antenne, ledit vecteur permettant d'atténuer le signal reçu dans la direction du signal de brouillage.

[0179] En quelque sorte, il s'agit ici de créer des encoches de gain dans l'espace angulaire dans les directions déterminées à l'étape précédente.

[0180] Tandis que les techniques de détection classiques permettent de détecter simultanément $Q = M - 1$ brouilleurs au plus, ici on peut s'affranchir de cette limitation et en détecter autant que la résolution angulaire du faisceau équivalent le permet durant une durée de balayage $T_{2\pi}$ (en supposant qu'ils ne soient pas intempestifs).

[0181] On se place dans le cas où les brouilleurs sont détectés simplement en identifiant les pics dépassant un seuil fixé (on note P le nombre de brouilleurs détectés). Les directions estimées sont notées $\hat{\phi}_p$ ($1 \leq p \leq P$) par la suite afin de lever toute ambiguïté par rapport à l'angle de balayage θ s'en déduisent immédiatement.

[0182] On se place dans un exemple où on peut détecter trois brouilleurs. La pondération w_{CRPA} est construite comme suit :

[0183] On détermine un vecteur de référence $w^{(0)}$ associé au satellite (étape E21) :

[0184] $w^{(0)} = \begin{pmatrix} 1 \\ i \\ -1 \\ -i \end{pmatrix}$. Un tel vecteur permet d'avoir une initialisation du calcul du vecteur

de pondération.

[0185] On détermine un coefficient de pondération associé à chaque direction brouilleur (ici $p = 3$ directions ou brouilleurs) (étape E22) :

[0186] $w_{brouilleur}^{(p)}(\hat{\phi}_p) = \begin{pmatrix} e^{ikd_1(\hat{\phi}_p)} \\ e^{ikd_2(\hat{\phi}_p)} \\ e^{ikd_3(\hat{\phi}_p)} \\ e^{ikd_4(\hat{\phi}_p)} \end{pmatrix}, \quad 1 \leq p \leq 3$

[0187] où :

$$[0188] \quad \mathbf{d}_1(\hat{\phi}_p) = 0$$

$$[0189] \quad \mathbf{d}_2(\hat{\phi}_p) = d \cos(\hat{\phi}_p)$$

$$[0190] \quad \mathbf{d}_3(\hat{\phi}_p) = d \cos(\hat{\phi}_p) + d \sin(\hat{\phi}_p)$$

$$[0191] \quad \mathbf{d}_4(\hat{\phi}_p) = d \sin(\hat{\phi}_p)$$

[0192] Soit la matrice carrée d'ordre 4 (un vecteur de référence et trois brouilleurs) (étape E23).

$$[0193] \quad \mathcal{M} = \begin{pmatrix} w^{(0)} & w_{\text{brouilleur}}^{(1)} & w_{\text{brouilleur}}^{(2)} & w_{\text{brouilleur}}^{(3)} \end{pmatrix}.$$

[0194] De manière plus générale pour $B \leq 3$ brouilleurs on a :

$$[0195] \quad \mathcal{M} = \begin{pmatrix} w^{(0)} & w_{\hat{\phi}}^{(1)} & \dots & w_{\hat{\phi}}^{(B)} \\ & \square & & \\ & B \text{ colonnes} & & \end{pmatrix}$$

[0196] Soit en inversant $\mathcal{M}$ ($\mathcal{M}$ est construite de manière à être toujours inversible pourvu que les directions des brouilleurs sélectionnés soient distinctes) :

$$[0197] \quad \mathcal{J} = \mathcal{M}^{-1}$$

[0198] Soit si nous notons $\mathbf{J} = (\mathcal{J})^H = (\mathbf{j}_1 \quad \mathbf{j}_2 \quad \mathbf{j}_3 \quad \mathbf{j}_4)$, le vecteur poids cherché est

donné par (étape E24) :

$$[0199] \quad w_{CRPA} = \mathbf{j}_1$$

[0200] De manière complémentaire, si seulement un brouilleur était détecté lors de l'étape de balayage préalable alors la matrice $\mathcal{M}$ à traiter serait donnée par :

$$[0201] \quad \mathcal{M} = \begin{pmatrix} w^{(0)} & w_{\text{brouilleur}}^{(1)} \end{pmatrix}, \text{ de dimensions } 4 \times 2.$$

[0202] Comme $\mathcal{M}$ n'est plus carrée, nous ne pouvons pas simplement l'inverser : nous devons dans ce cas calculer l'inverse de Moore-Penrose.

[0203] Nous avons alors :

$$[0204] \quad \mathcal{J} = \mathcal{M}^\dagger = (\mathcal{M}^H \mathcal{M})^{-1} \mathcal{M}^H$$

$$[0205] \quad \mathbf{J} = (\mathcal{J})^H = (\mathbf{j}_1 \quad \mathbf{j}_2)$$

$$[0206] \quad w_{CRPA} = \mathbf{j}_1$$

[0207] De la même manière, si deux brouilleurs étaient détectés alors la matrice $\mathcal{M}$ à traiter serait donnée par :

$$[0208] \quad \mathcal{M} = \begin{pmatrix} w^{(0)} & w_{\text{brouilleur}}^{(1)} & w_{\text{brouilleur}}^{(2)} \end{pmatrix}, \text{ de dimensions } 4 \times 3.$$

$$[0209] \quad \mathcal{J} = \mathcal{M}^\dagger = (\mathcal{M}^H \mathcal{M})^{-1} \mathcal{M}^H$$

[0210]

$$\mathbf{J} = (\mathbf{J})^H = (\mathbf{j}_1 \ \mathbf{j}_2 \ \mathbf{j}_3)$$

$$[0211] \quad w_{CRPA} = \mathbf{j}_1.$$

[0212] De manière alternative dans le cas d'un plateau antennaire arbitraires on a

$$w^{(0)} = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{\frac{2\pi}{M}} \\ \vdots \\ e^{\frac{2\pi(M-2)}{M}} \\ e^{\frac{2\pi(M-1)}{M}} \end{pmatrix}.$$

[0213] **Généralisation à plusieurs satellites, plusieurs brouilleurs, plusieurs antennes (étape E2')**

[0214] De manière complémentaire, on se place dans le cas où le récepteur reçoit des signaux issus de plusieurs satellites

[0215] On suppose que le récepteur reçoit simultanément des signaux jusqu'à S satellites. La direction d'arrivée des signaux GNSS est fournie au module CRPA 40 et comprend deux composantes angulaires, l'azimut et l'élévation, et est notée comme suit :

$$[0216] \quad \hat{\xi}^{(s)} = \left(\hat{\xi}_{AZIM}^{(s)}, \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)} \right), \quad 1 \leq s \leq S$$

[0217] On considère B brouilleurs (comme pour le cas où un seul satellite est présent). La direction d'arrivée des brouilleurs est estimée comme précédemment et comprend une seule composante, l'azimut, et est notée comme suit :

$$[0218] \quad \hat{\phi}^{(b)} = \hat{\phi}_{AZIM}^{(b)}, \quad 1 \leq b \leq B$$

[0219] On suppose que les brouilleurs sont terrestres (c'est-à-dire qu'ils sont installés sur des mâts, sur des véhicules routiers voire sur des navires ; ils ne sont pas aéroportés) de sorte que leur direction d'arrivée ne présente qu'une composante angulaire : l'azimut.

[0220] Le réseau d'antennes utilisé comporte M éléments (antennes patch) coplanaires, disposés selon une configuration géométrique donnée (linéaire, cercle, disque, matrice, quelconque). Les antennes sont indicées de 1 à M .

[0221] L'antenne d'indice 1 est considérée comme l'antenne de référence (c'est-à-dire qu'elle est considérée comme l'origine pour le calcul de la différence de marche $\mathbf{d}$ entre elle et les autres antennes).

[0222] On se place dans le cas où la condition suivante est réalisée :

$$[0223] \quad (S + B) \leq M.$$

[0224] Comme précédemment, on cherche à atténuer les signaux dans les directions des brouilleurs identifiés. Pour cela, on calcule un vecteur poids par satellite pisté (il y a donc, à chaque itération, autant de vecteurs poids calculés que de satellites pistés).

L'idée est d'annuler à la fois la contribution des satellites concurrents d'indice s (il y en a $S - 1$) et celle des brouilleurs identifiés (jusqu'à B) en projetant des « encoches » de gain en direction de ces sources et de réaliser un gain sur les signaux en provenance du satellite GNSS d'intérêt d'indice S .

[0225] On calcule (étape E21') pour ce qui concerne chaque satellite (y compris le satellite d'intérêt d'indice S) le jeu de coefficients de pondération suivant (on parle de vecteur de référence pour le satellite d'intérêt) :

$$[0226] \quad w_{\xi}^{(s)} = \begin{pmatrix} e^{ikd_1(\hat{\xi}^{(s)})} \\ e^{ikd_2(\hat{\xi}^{(s)})} \\ e^{ikd_3(\hat{\xi}^{(s)})} \\ \vdots \\ e^{ikd_{M-1}(\hat{\xi}^{(s)})} \\ e^{ikd_M(\hat{\xi}^{(s)})} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{ikd_2(\hat{\xi}_{AZIM}^{(s)}, \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)})} \\ e^{ikd_3(\hat{\xi}_{AZIM}^{(s)}, \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)})} \\ \vdots \\ e^{ikd_{M-1}(\hat{\xi}_{AZIM}^{(s)}, \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)})} \\ e^{ikd_M(\hat{\xi}_{AZIM}^{(s)}, \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)})} \end{pmatrix} \quad \text{pour } 1 \leq s \leq S$$

[0227] – k : désigne le nombre d'onde.

– d_m : désigne la différence de marche par rapport à l'antenne de référence (antenne d'indice 1). Elle dépend de la configuration géométrique du réseau d'antennes. $w_{\xi}^{(s)}$ est un vecteur dont chaque composante correspond à un coefficient de pondération.

[0228] De manière similaire, pour ce qui concerne les brouilleurs, on calcule le jeu de coefficients de pondération suivant (étape E22')

$$[0229] \quad w_{\phi}^{(b)} = \begin{pmatrix} e^{ikd_1(\hat{\phi}^{(b)})} \\ e^{ikd_2(\hat{\phi}^{(b)})} \\ e^{ikd_3(\hat{\phi}^{(b)})} \\ \vdots \\ e^{ikd_{M-1}(\hat{\phi}^{(b)})} \\ e^{ikd_M(\hat{\phi}^{(b)})} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{ikd_2(\hat{\phi}_{AZIM}^{(b)})} \\ e^{ikd_3(\hat{\phi}_{AZIM}^{(b)})} \\ \vdots \\ e^{ikd_{M-1}(\hat{\phi}_{AZIM}^{(b)})} \\ e^{ikd_M(\hat{\phi}_{AZIM}^{(b)})} \end{pmatrix} \quad \text{pour } 1 \leq b \leq B$$

[0230] Le coefficient $w_{\xi}^{(s)}$ joue un rôle similaire à celui joué par $w^{(0)}$ (voir ci-avant) : il s'agit d'un vecteur que nous allons « contraindre » afin de créer un gain vers le satellite GNSS d'intérêt et des encoches de gain vers les brouilleurs et les autres satellites

GNSS (qui seraient éventuellement susceptibles de perturber la réception des signaux en provenance du satellite GNSS d'intérêt ; ce n'est habituellement pas le cas car en général les signaux GNSS d'un même système sont conçus pour ne pas se brouiller mutuellement).

[0231] Soit alors la matrice rectangulaire de dimensions $M \times (S + B)$ (la matrice est carrée si $S + B = M$) suivante (étape E23')

$$[0232] \quad \mathcal{M} = \begin{pmatrix} w_{\xi}^{(S)} & \dots & w_{\xi}^{(s)} & \dots & w_{\phi}^{(1)} & w_{\phi}^{(2)} & \dots & w_{\phi}^{(B-1)} & w_{\phi}^{(B)} \\ & & \boxed{\text{S-1 colonnes}} & & & & & \boxed{\text{B colonnes}} & \end{pmatrix}$$

$s \neq S$

[0233] On calcule alors le pseudo-inverse de Moore-Penrose de $\mathcal{M}$:

$$[0234] \quad \mathcal{J} = \mathcal{M}^{\dagger} = (\mathcal{M}^H \mathcal{M})^{-1} \mathcal{M}^H$$

[0235] Ou, si elle est carrée, nous l'inversons simplement :

$$[0236] \quad \mathcal{J} = \mathcal{M}^{-1}$$

[0237] où :

[0238] $(\cdot)^H$: désigne l'opération « transposition + conjugaison complexe »

[0239] Si nous notons $\mathbf{W} = \mathcal{J}^H = (\mathbf{j}_1 \quad \mathbf{j}_2 \quad \dots \quad \mathbf{j}_{S+B-1} \quad \mathbf{j}_{S+B})$ alors le jeu de coefficients de pondération associé au satellite d'intérêt d'indice S est donné par (étape E24') $w_{CRPA}^{(S)} = \mathbf{j}_1$.

[0240] On note ici que dans le cas d'un seul satellite $w_{\xi}^{(S)}$ est remplacé par

$$w^{(0)} = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{\frac{2\pi}{M}} \\ \vdots \\ e^{\frac{2\pi(M-2)}{M}} \\ e^{\frac{2\pi(M-1)}{M}} \end{pmatrix}.$$

Revendications

[Revendication 1]

Procédé de traitement d'un signal de radionavigation issu d'un satellite (SAT) reçu par un récepteur de radionavigation comprenant plusieurs antennes de réception, chaque antenne étant configurée pour recevoir des signaux issus d'un satellite d'intérêt (SAT) d'au moins un brouilleur et éventuellement d'au moins un autre satellite selon des directions balayées, le procédé comprenant les étapes suivantes mises œuvre dans une unité de traitement dudit récepteur :

- détection (E1) à partir du signal reçu par chaque antenne, d'au moins une direction d'un signal de brouillage ;
- détermination (E2, E2') d'un jeu de coefficients de pondération w_{CRPA} ou $w_{CRPA}^{(s)}$ associé au satellite (SAT) d'intérêt permettant d'atténuer le signal de brouillage reçu dans les directions ainsi déterminées et permettant d'atténuer le cas échéant les signaux issus d'autres satellites de manière à optimiser le signal issu du satellite d'intérêt ;
- procédé dans lequel la détection (E1) de la direction d'un signal de brouillage comprend les étapes de
 - détermination (E11) de premiers coefficients de pondérations ($w_{faisceau}(\theta(k))$) permettant de maximiser la puissance reçue dans une première direction ($\theta(k)$) ;
 - détermination (E12) de deuxièmes coefficients de pondérations ($w_{faisceau}^{\psi_1}(\theta(k))$) permettant de maximiser la puissance reçue dans une deuxième direction ($\theta(k) + \psi_1$),
 - détermination (E13) de troisièmes coefficients ($w_{faisceau}^{\psi_2}(\theta(k))$) de pondérations permettant de maximiser la puissance reçue dans une troisième direction ($\theta(k) - \psi_2$) les deuxième et troisième directions étant autour de la première direction,
 - détermination (E14) des coefficients d'atténuation, à partir des premiers, deuxièmes et troisièmes coefficients,
 - la détermination (E16) d'un ratio ($R(k)$) pour une direction entre
 - une combinaison linéaire des signaux reçus avec un jeu de coefficients d'amplification ($w_{faisceau}^{étroit}(\theta(k))$, E14) obtenus à partir des premiers, deuxièmes et troisièmes jeux de coefficients,
 - une combinaison linéaire des signaux reçus avec un jeu de coefficients d'atténuation ($w_{encoche}(\theta(k))$, E15) obtenus à partir des premiers,

deuxièmes et troisièmes jeux de coefficients ledit ratio étant proportionnel à la puissance du signal centrée sur cette direction dans une bande étroite autour de cette direction.

- [Revendication 2] Procédé selon la revendication 1, dans lequel la combinaison linéaire des signaux reçus avec le jeu de coefficients d'amplification est donnée par $s_{gain}(k)$ dans la direction $\theta(k)$, la combinaison linéaire des signaux reçus avec le jeu de coefficients d'atténuation est donnée par $s_{null}(k)$ dans la direction $\theta(k)$, le ratio étant défini par

$$R(k) = \frac{\|s_{gain}(k)\|}{\|s_{null}(k)\| + \sigma_{RX}} \quad \text{où } \sigma_{RX} \text{ est une constante propor-}$$

tionnelle à la racine de la puissance de l'ensemble des sources de bruit du récepteur.

- [Revendication 3] Procédé selon l'une des revendications précédentes, dans lequel un nombre n de brouilleurs est connu, les n directions correspondant aux n ratios les plus élevés.

- [Revendication 4] Procédé selon l'une des revendications précédentes, dans lequel les directions des brouilleurs sont celles pour lesquelles les ratios sont supérieurs à un seuil déterminé.

- [Revendication 5] Procédé selon l'une des revendications précédentes, dans lequel les deuxième et troisième directions sont de $\frac{\pi}{x}$ autour de la première direction, avec x un réel tel que $8 \leq x \leq 12$, x étant de préférence égal à 10.

- [Revendication 6] Procédé selon l'une des revendications précédentes, le récepteur recevant des signaux issus d'un seul satellite, la détermination du coefficient w_{CRPA} permettant d'atténuer le signal de brouillage reçu dans les directions déterminées comprend les étapes de

- détermination (E21) d'un vecteur de référence $w^{(0)} = \begin{pmatrix} 1 \\ i \\ -1 \\ -i \end{pmatrix}$;

- détermination (E22) d'un coefficient de pondération associé à chaque brouilleur ou direction de brouillage

$$w_{brouilleur}^{(p)}(\hat{\phi}_p) = \begin{pmatrix} e^{ikd_1(\hat{\phi}_p)} \\ e^{ikd_2(\hat{\phi}_p)} \\ e^{ikd_3(\hat{\phi}_p)} \\ e^{ikd_4(\hat{\phi}_p)} \end{pmatrix}, \quad 1 \leq p \leq B$$

$$\text{où } \mathbf{d}_1(\hat{\phi}_p) = 0, \mathbf{d}_2(\hat{\phi}_p) = d \cos(\hat{\phi}_p),$$

$$\mathbf{d}_3(\hat{\phi}_p) = d \cos(\hat{\phi}_p) + d \sin(\hat{\phi}_p),$$

$$\mathbf{d}_4(\hat{\phi}_p) = d \sin(\hat{\phi}_p);$$

- détermination (E23) d'une matrice rectangulaire ou carrée de taille $4 \times (B + 1)$;

$$\mathcal{M} = \begin{pmatrix} w^{(0)} & w_{\hat{\phi}}^{(1)} & \cdots & w_{\hat{\phi}}^{(B)} \\ & \square & & \\ & & B \text{ colonnes} & \end{pmatrix}$$

- détermination (E24) du jeu de coefficients de pondération

$$w_{CRPA} = \mathbf{j}_1$$

avec $\mathbf{j}_1$ la première composante du vecteur

$$\mathbf{J} = (\mathcal{J})^H = (\mathbf{j}_1 \quad \cdots \quad \mathbf{j}_{B-1} \quad \mathbf{j}_B) \text{ avec}$$

$$\mathcal{J} = \mathcal{M}^\dagger = (\mathcal{M}^H \mathcal{M})^{-1} \mathcal{M}^H$$

si $B < 3$ ou $\mathcal{J} = \mathcal{M}^{-1}$ si $B = 3$.

[Revendication 7]

Procédé selon l'une des revendications 1 à 5, le récepteur reçoit des signaux de $S > 1$ satellites, la détermination du coefficient permettant d'optimiser le signal reçu associé à un satellite d'intérêt et permettant d'atténuer le signal de brouillage dans les directions déterminées et celui des autres satellites, comprend les étapes de détermination (E21') d'un coefficient $w_{\hat{\xi}}^{(s)}$ de pondération associé à chaque satellite S :

$$w_{\hat{\xi}}^{(s)} = \begin{pmatrix} e^{ikd_1(\hat{\xi}^{(s)})} \\ e^{ikd_2(\hat{\xi}^{(s)})} \\ e^{ikd_3(\hat{\xi}^{(s)})} \\ \vdots \\ e^{ikd_{M-1}(\hat{\xi}^{(s)})} \\ e^{ikd_M(\hat{\xi}^{(s)})} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{ikd_2(\hat{\xi}_{AZIM}^{(s)}, \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)})} \\ e^{ikd_3(\hat{\xi}_{AZIM}^{(s)}, \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)})} \\ \vdots \\ e^{ikd_{M-1}(\hat{\xi}_{AZIM}^{(s)}, \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)})} \\ e^{ikd_M(\hat{\xi}_{AZIM}^{(s)}, \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)})} \end{pmatrix} \text{ pour}$$

$$1 \leq s \leq S$$

où $\mathbf{k}$: désigne le nombre d'onde, $\mathbf{d}_m$ désigne la différence de marche par rapport à l'antenne de référence, $\hat{\xi}^{(s)} = \begin{pmatrix} \hat{\xi}_{AZIM}^{(s)} \\ \hat{\xi}_{ELEV}^{(s)} \end{pmatrix}$ est la

direction d'arrivée du signal reçu en provenance du satellite d'indice s ,
 $\hat{\xi}^{(s)}$ étant la composante azimutale et $\hat{\xi}^{(s)}$ étant la composante en
 ξ_{AZIM} ξ_{ELEV}
 élévation ;

- détermination (E22') d'un coefficient $w_{\hat{\phi}}^{(b)}$ de pondération
 associé à chaque brouilleur dans chaque direction déterminée

$$w_{\hat{\phi}}^{(b)} = \begin{pmatrix} e^{ikd_1(\hat{\phi}^{(b)})} \\ e^{ikd_2(\hat{\phi}^{(b)})} \\ e^{ikd_3(\hat{\phi}^{(b)})} \\ \vdots \\ e^{ikd_{M-1}(\hat{\phi}^{(b)})} \\ e^{ikd_M(\hat{\phi}^{(b)})} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{ikd_2(\hat{\phi}_{AZIM}^{(b)})} \\ e^{ikd_3(\hat{\phi}_{AZIM}^{(b)})} \\ \vdots \\ e^{ikd_{M-1}(\hat{\phi}_{AZIM}^{(b)})} \\ e^{ikd_M(\hat{\phi}_{AZIM}^{(b)})} \end{pmatrix} \text{ pour}$$

$$1 \leq b \leq B$$

- détermination (E23') d'une matrice $\mathcal{M}$ de taille
 $M \times (S + B)$ où S est le nombre de satellites, B est le
 nombre de brouilleurs ou directions de brouillage et M est le
 nombre d'antennes :

$$\mathcal{M} = \begin{pmatrix} w_{\hat{\xi}}^{(s)} & \dots & w_{\hat{\xi}}^{(s)} & \dots & w_{\hat{\phi}}^{(1)} & w_{\hat{\phi}}^{(2)} & \dots & w_{\hat{\phi}}^{(B-1)} & w_{\hat{\phi}}^{(B)} \\ & \square & & & & & \square & & \\ & S-1 \text{ colonnes} & & & B \text{ colonnes} & & & & \\ & s \neq s & & & & & & & \end{pmatrix}$$

- détermination (E24') du jeu de coefficients de pondération
 associé à un satellite s d'intérêt

$$w_{CRPA}^{(s)} = j_1$$

avec j_1 la première composante du vecteur

$$\mathbf{W} = \mathcal{J}^H = (j_1 \ j_2 \ \dots \ j_{S+B-1} \ j_{S+B}) \text{ avec}$$

$$\mathcal{J} = \mathcal{M}^\dagger = (\mathcal{M}^H \mathcal{M})^{-1} \mathcal{M}^H \text{ si } S+B < M \text{ ou } \mathcal{J} = \mathcal{M}^{-1} \text{ si } S+B = M$$

$(\cdot)^H$: désignant l'opération « transposition (notée $(\cdot)^\top$) +
 conjugaison complexe (notée $(\cdot)^*$) ».

tennaire comprend quatre antennes, un jeu de coefficients d'amplification est défini par

$$w_{faisceau}^{étroit}(\theta(k)) = 2 \frac{\mathbf{w}_1}{\|\mathbf{w}_1\|}$$

avec $\mathbf{W} = (\mathbf{W}^\dagger)^H = (\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \mathbf{w}_3)$ et

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} w_{faisceau}(\theta(k)) & w_{faisceau}^{\psi_1^\dagger}(\theta(k)) & w_{faisceau}^{\psi_2}(\theta(k)) \end{pmatrix}$$

où

$w_{faisceau}^{\psi_1^\dagger}(\theta(k))$ et $w_{faisceau}^{\psi_2}(\theta(k))$ sont les deuxièmes et troisièmes

coefficients de pondération permettant d'amplifier les signaux dans les directions $\theta(k) + \psi_1$ et $\theta(k) - \psi_2$ autour de cette direction $\theta(k)$ et sont donnés par

$$w_{faisceau}^{\psi_1^\dagger}(\theta(k)) = w_{faisceau}(\theta(k) + \psi_1)$$

$$w_{faisceau}^{\psi_2}(\theta(k)) = w_{faisceau}(\theta(k) - \psi_2)$$

$\|\cdot\|$: désigne la norme euclidienne

$(\cdot)^H$: désigne l'opération « transposition (notée $(\cdot)^\top$) + conjugaison complexe (notée $(\cdot)^*$) »

avec

$$w_{faisceau}(\theta(k)) = \begin{pmatrix} e^{ikd_{1,1}} \\ e^{ikd_{1,2}} \\ e^{ikd_{1,3}} \\ e^{ikd_{1,4}} \end{pmatrix}$$

où :

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$: désigne le nombre d'onde de l'onde incidente (avec λ :

longueur d'onde)

$d_{1,1}$: différence de marche entre l'antenne 1 et elle-même :

$$d_{1,1} = 0$$

$d_{1,2}$: différence de marche entre l'antenne 1 et l'antenne 2 :

$$d_{1,2} = d \cos(\theta(k))$$

$d_{1,3}$: différence de marche entre l'antenne 1 et l'antenne 3 :

$$d_{1,3} = d \cos(\theta(k)) + d \sin(\theta(k))$$

$d_{1,4}$: différence de marche entre l'antenne 1 et l'antenne 4 :

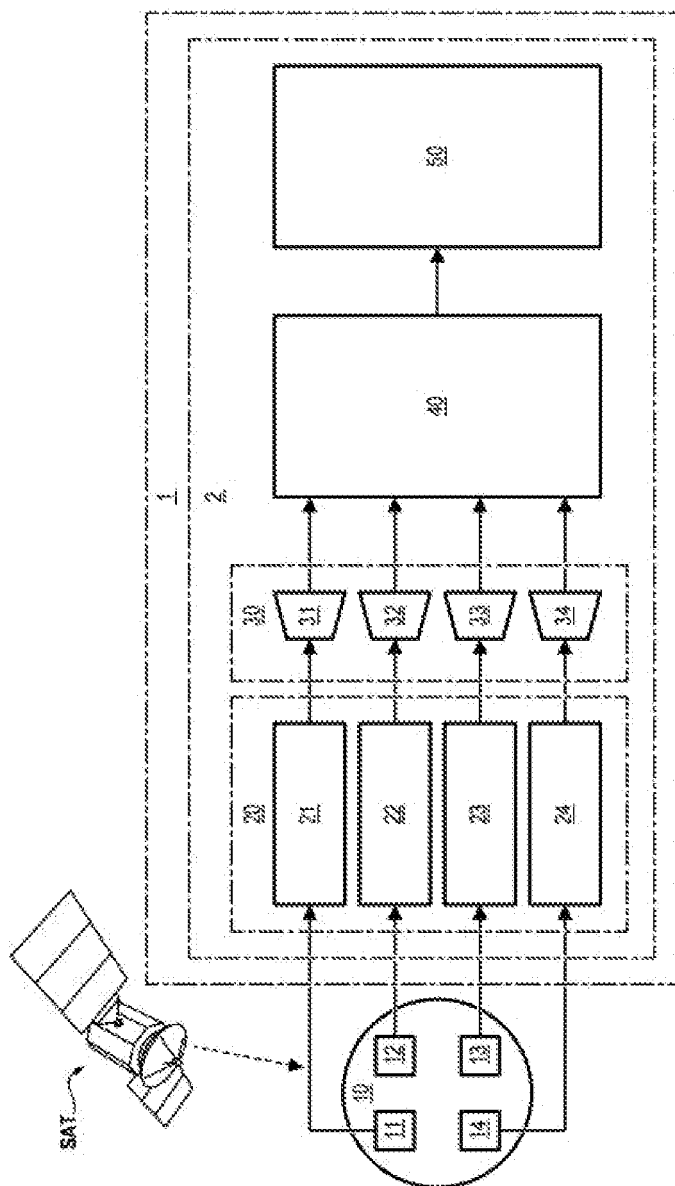
$$\mathbf{d}_{1,4} = d \sin(\theta(k))$$

[Revendication 9] Procédé selon la revendication précédente, dans lequel le jeu de coefficients d'atténuation est donné par

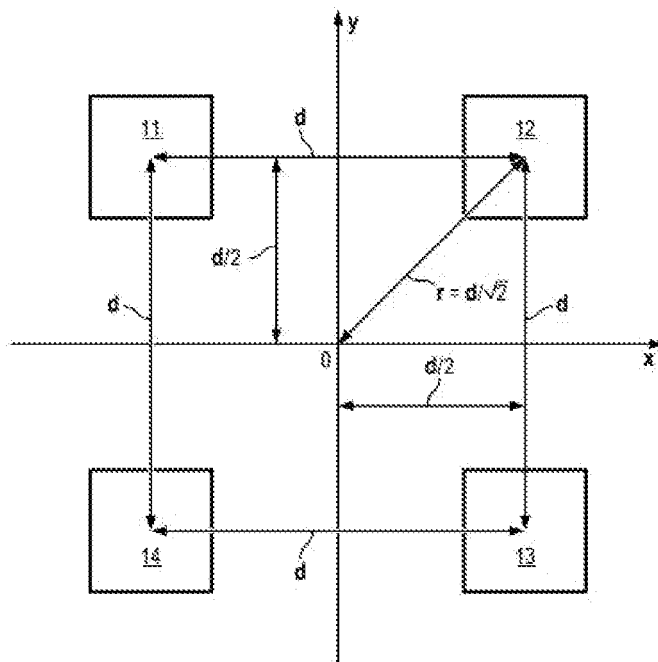
$$w_{encoche}(\theta(k)) = 2 \frac{(\mathbf{w}_2 + \mathbf{w}_3)}{\|\mathbf{w}_2 + \mathbf{w}_3\|}.$$

[Revendication 10] Produit programme d'ordinateur comprenant des instructions de code pour mettre en œuvre un procédé selon l'une des revendications 1 à 9, lorsque celui-ci est exécuté par un ordinateur.

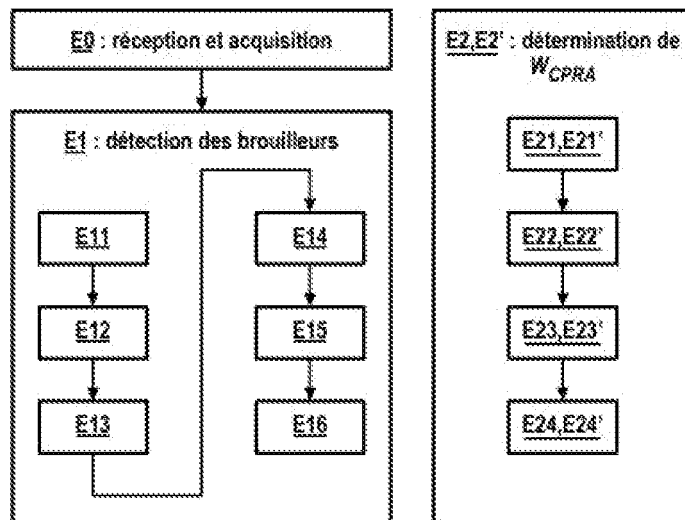
[Fig. 1]



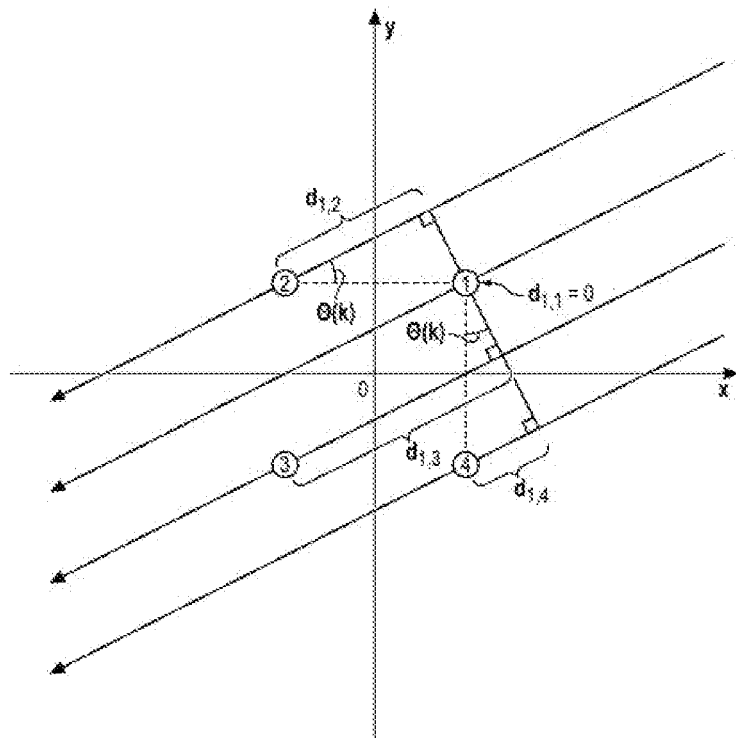
[Fig. 2]



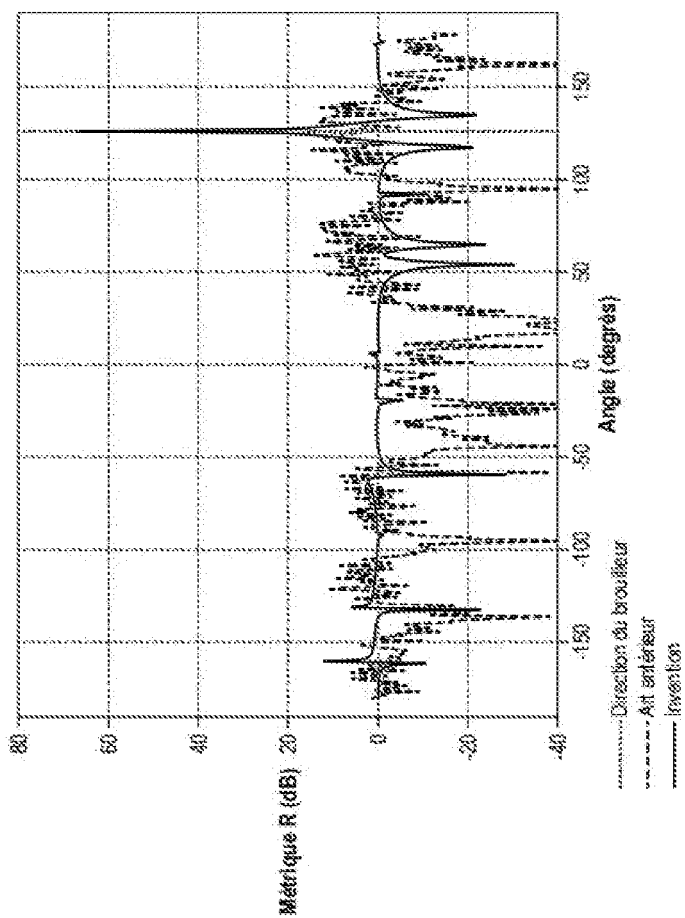
[Fig. 3]



[Fig. 4]



[Fig. 5]



RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE

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

N° d'enregistrement
national

FA 890072
FR 2011766

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		
A	US 2008/291079 A1 (CHANG DONALD CHIN-DONG [US]) 27 novembre 2008 (2008-11-27) * abrégé * * figures 2, 4 * * alinéa [0007] - alinéa [0015] * * alinéa [0026] - alinéa [0034] * -----	1-10	H04L1/06 H04B7/0404 H01Q3/26 G01S19/39
A	US 2013/035052 A1 (MUSSELMAN RANDALL LEE [US]) 7 février 2013 (2013-02-07) * abrégé * * alinéa [0004] - alinéa [0012] * * alinéa [0028] - alinéa [0029] * * alinéa [0036] - alinéa [0040] * -----	1-10	
A	EP 2 669 708 A1 (ASTRIUM GMBH [DE]) 4 décembre 2013 (2013-12-04) * le document en entier * -----	1-10	
A	US 2008/007454 A1 (MINKOFF JOHN [US]) 10 janvier 2008 (2008-01-10) * le document en entier * -----	1-10	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC)
A	CN 107 104 720 B (UNIV ZHEJIANG) 10 juillet 2020 (2020-07-10) * le document en entier * -----	1-10	G01S
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
28 juillet 2021		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 2011766 FA 890072

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 **28-07-2021**
 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
US 2008291079	A1	27-11-2008	CN 101765785 A	30-06-2010
			DE 202008018565 U1	16-11-2015
			EP 2150831 A2	10-02-2010
			US 2008291079 A1	27-11-2008
			US 2011012786 A1	20-01-2011
			US 2011316739 A1	29-12-2011
			WO 2009023325 A2	19-02-2009

US 2013035052	A1	07-02-2013	AUCUN	

EP 2669708	A1	04-12-2013	EP 2669708 A1	04-12-2013
			ES 2596367 T3	09-01-2017
			US 2013322505 A1	05-12-2013

US 2008007454	A1	10-01-2008	CA 2555106 A1	12-02-2007
			US 2008007454 A1	10-01-2008

CN 107104720	B	10-07-2020	AUCUN	
