

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 13.09.19.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 19.03.21 Bulletin 21/11.

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) : **COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE ET AUX ENERGIES ALTERNATIVES Etablissement Public — FR.**

72 Inventeur(s) : **WOLF Florian, DE RIVAZ Sébastien, DEHMAS François et CANCES Jean-Pierre.**

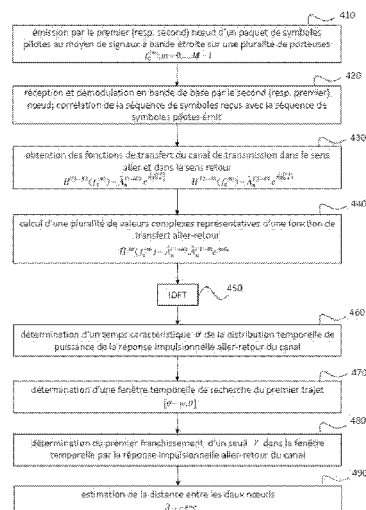
73 Titulaire(s) : **COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE ET AUX ENERGIES ALTERNATIVES Etablissement Public.**

74 Mandataire(s) : **BREVALEX.**

54 **MÉTHODE D'ESTIMATION DE DISTANCE DANS UN RÉSEAU LPWA ET MÉTHODE D'ESTIMATION DE POSITION ASSOCIÉE.**

57 La présente invention concerne une méthode d'estimation de distance entre nœuds d'un réseau LPWA. Un premier nœud (resp. un second nœud) émet une séquence de symboles pilotes au moyen de signaux à bande étroite sur une pluralité de porteuses (410). Le second (resp. le premier) nœud reçoit les signaux émis et les démodule en bande de base puis les corrèle avec la séquence émise (420). Des valeurs complexes représentatives d'une fonction de transfert aller-retour du canal de transmission entre les deux nœuds sont obtenues (430,440) puis soumises à une IDFT pour fournir une réponse impulsionnelle aller-retour (450) du canal. On détermine alors une fenêtre temporelle se terminant en un temps caractéristique de la distribution temporelle de la réponse impulsionnelle aller-retour (460,470) et l'on recherche au sein de cette fenêtre temporelle le premier instant où un seuil prédéterminé est franchi par l'amplitude de ladite réponse impulsionnelle (480) pour obtenir une estimation de la distance entre les deux nœuds (490). Optionnellement, la méthode fournit une métrique de confiance de l'estimation de distance obtenue. L'invention concerne enfin une méthode d'estimation de position d'un nœud utilisant la méthode d'estimation de distance précitée.

Figure pour l'abrégé : Fig. 4.



Description

Titre de l'invention : MÉTHODE D'ESTIMATION DE DISTANCE DANS UN RÉSEAU LPWA ET MÉTHODE D'ESTIMATION DE POSITION ASSOCIÉE

Domaine technique

[0001] La présente invention concerne le domaine général des réseaux LPWA (*Low Power Wide Area*) à bande étroite tels que les réseaux LoRa, SigFox et NB-IoT.

Technique antérieure

[0002] La géolocalisation des objets connectés est devenue un enjeu important dans le domaine de l'IoT (*Internet of Things*). Elle permet notamment d'enrichir les informations transmises par ces objets par des informations de localisation, de gérer plus efficacement le réseau et de développer des applications de suivi géographique lorsque les objets sont mobiles.

[0003] Une première possibilité de géolocalisation consiste à équiper les objets connectés de modules de réception GNSS (*Global Navigation Satellite System*). Toutefois, cette option est coûteuse et n'est généralement pas compatible avec les contraintes de consommation énergétique très strictes de ces objets. En outre, elle est exclue lorsque les objets connectés sont déployés dans un environnement intérieur (*indoor*).

[0004] Une seconde possibilité de géolocalisation est d'effectuer une trilatération à partir des signaux radio émis par les objets connectés et reçus par différentes stations de base. Toutefois, les signaux émis dans les réseaux LPWA, qu'ils utilisent une bande licenciée (NB-IoT) ou non (SigFox, LoRa) sont à faible débit et bande étroite pour se propager sur de longues distances (jusqu'à plusieurs kilomètres). Le fait que les signaux radio émis soient à bande étroite conduit à une limitation inhérente importante de la résolution des temps d'arrivée (ToA) de ces signaux et donc à une faible résolution en distance de la position des objets connectés. Cette faible résolution temporelle peut notamment conduire à des erreurs de position importantes lorsque les canaux de transmission sont de type multi-trajet, dans la mesure où les différents trajets ne peuvent être discriminés.

[0005] Dans le domaine du radar, il est connu de mesurer une distance à une cible en utilisant une pluralité de signaux à bande étroite, de manière à ne pas recourir à des convertisseurs CANs de haute fréquence. Plus précisément, cette technique (connue sous le nom de *stepped frequency radar*), consiste à faire varier par sauts successifs la fréquence porteuse du signal émis tout en conservant une bande étroite instantanée, la réponse complexe étant alors mesurée pour chaque fréquence porteuse. En combinant de manière cohérente les mesures, plus précisément en effectuant une transformée de

Fourier inverse des mesures ainsi obtenues, on obtient une réponse impulsionnelle du canal dans le domaine temporel. La résolution temporelle est alors inversement proportionnelle à la largeur de bande de fréquence virtuelle balayée et non plus proportionnelle à la largeur de bande instantanée. Une technique similaire, dénommée « *coherent multi-channel ranging* », a été appliquée dans des réseaux LR WPAN (Low Rate Wireless Personal Area Network) pour déterminer la position de transpondeurs ZigBee, comme décrit dans l'article de M. Pichler *et al.* intitulé « Multi-channel distance measurement with IEEE 802.15.4 (ZigBee) devices » publié dans IEEE Journal of selected topics in signal processing, Vol. 3, No. 5, Oct. 2009, pp. 845-859. Toutefois, l'article précité fait appel à des hypothèses restrictives fortes sur le scénario de propagation, à savoir une situation de vue directe (LOS) et l'absence de multi-trajet.

[0006] La détermination de distance multi-canal cohérente ne peut s'appliquer telle quelle aux réseaux LPWA. En effet, la bande de fréquence virtuelle balayée est soumise à des contraintes réglementaires dans la bande ISM (au plus 7MHz peuvent être utilisés dans la bande à 868 MHz), ce qui limite la résolution temporelle et ne permet pas une résolution satisfaisante des multi-trajets comme indiqué précédemment.

[0007] Un objet de la présente invention est par conséquent de proposer une méthode d'estimation de distance entre nœuds d'un réseau LPWA, permettant d'obtenir une meilleure résolution que dans l'état de la technique, en particulier lorsque les canaux de transmission sont de type multi-trajet. Un premier objet subsidiaire de la présente invention est de proposer une méthode d'estimation de distance fournissant en outre une métrique de confiance pour chacune des distances mesurées. Un second objet subsidiaire de la présente invention est de proposer une méthode d'estimation de position associée à la méthode d'estimation de distance précitée.

Exposé de l'invention

[0008] La présente invention est définie par une méthode d'estimation de distance entre un premier nœud et un second nœud d'un réseau LPWA, le premier (resp. le second) nœud émettant une pluralité de signaux à bande étroite, successivement sur une pluralité M de fréquences porteuses et le second (resp. premier) nœud démodulant après réception lesdits signaux en bande de base, la méthode étant spécifique en ce que :

on obtient une pluralité de valeurs complexes représentatives d'une fonction de transfert aller-retour du canal de transmission, aux différentes fréquences porteuses ;

on effectue une IDFT de la troisième pluralité de valeurs complexes pour obtenir une réponse impulsionnelle aller-retour du canal de transmission;

on détermine un instant caractéristique (θ) de la distribution temporelle de la réponse impulsionnelle aller-retour et une fenêtre temporelle ($[\theta - w, \theta]$) se terminant en cet

instant caractéristique;

on recherche dans ladite fenêtre temporelle l'instant ($t^{wp, T}$) auquel l'amplitude de la réponse impulsionnelle aller-retour franchit pour la première fois une valeur de seuil prédéterminée (γ) et on en déduit une estimation de la distance entre les deux nœuds .

- [0009] Avantageusement, on détermine des premières valeurs complexes prises par la fonction de transfert du canal de transmission dans le sens aller, aux dites fréquences porteuses, et des secondes valeurs complexes prises par la fonction de transfert du canal de transmission dans le sens retour, aux mêmes fréquences porteuses, et l'on obtient les valeurs complexes représentatives de la fonction de transfert aller-retour du canal de transmission en effectuant les produits respectifs des premières valeurs complexes avec les secondes valeurs complexes pour les mêmes fréquences porteuses.
- [0010] Les valeurs complexes représentatives de la fonction de transfert aller-retour du canal de transmission aux différentes fréquences porteuses peuvent en outre corrigées par des phaseurs pour compenser une erreur de phase liée à l'offset de fréquence entre le modulateur/démodulateur du premier nœud et le modulateur/démodulateur du second nœud, lesdits phaseurs étant obtenus à partir d'une estimation dudit offset de fréquence ($\delta \cdot f_0$) et d'une estimation du temps (T) séparant une émission à une fréquence porteuse par le premier nœud et une émission subséquente sur la même fréquence porteuse par le second nœud.
- [0011] Selon une variante typique de réalisation, les fréquences porteuses sont choisies de manière équirépartie sur une bande virtuelle de largeur $(M - 1)\Delta f$ où Δf est l'écart entre deux fréquences porteuses consécutives.
- [0012] De préférence, les signaux à bande étroite émis par le premier (resp. second) nœud sont obtenus en modulant les différentes porteuses au moyen d'au moins une séquence de symboles pilotes et que la première (resp. seconde) pluralité de symboles complexes est obtenue par le second (resp. premier nœud) en corrélant avec ladite séquence de symboles pilotes les séquences de symboles obtenus par démodulation en bande de base des signaux reçus.
- [0013] Selon une première variante, le temps caractéristique de la distribution temporelle de la réponse impulsionnelle aller-retour est choisi comme le temps auquel l'amplitude réponse impulsionnelle aller-retour atteint sa valeur maximale.
- [0014] Selon une seconde variante, le temps caractéristique de la distribution temporelle de la réponse impulsionnelle aller-retour est obtenu comme une moyenne pondérée des retards de propagation pondérés par la puissance de la réponse impulsionnelle observée pour ces retards.
- [0015] La largeur de la fenêtre temporelle pourra être obtenue comme une fraction prédéterminée de l'écart-type du retard de propagation dans la distribution temporelle de la réponse impulsionnelle aller-retour.

[0016] De préférence, on déterminera, à partir au moins de l'écart-type du retard de propagation dans la distribution temporelle de ladite réponse impulsionnelle aller-retour, un facteur de qualité de l'estimation de distance, ledit facteur de qualité étant indicatif de la catégorie LOS/NLOS auquel appartient le canal de transmission.

[0017] L'invention concerne également une méthode d'estimation de la position d'un nœud d'intérêt dans un réseau LPWA comprenant une pluralité N de nœuds-ancres dont les positions sont connues, dans laquelle on estime la distance entre le nœud d'intérêt et chacun des nœuds-ancres au moyen de la méthode d'estimation de distance définie précédemment, la position du nœud d'intérêt étant obtenue en minimisant une fonction de coût $F_x(\mathbf{p}) = \sum_{i=1}^N \hat{\pi}_i \left(\|\mathbf{p} - \mathbf{p}_i\| - \hat{d}_i \right)^2$ où $\hat{d}_i, i=1, \dots, N$ sont les distances estimées entre le nœud d'intérêt et les nœuds ancres, $\hat{\pi}_i, i=1, \dots, N$ sont les facteurs de qualité respectifs de l'estimation de ces distances, $\mathbf{p}_i, i=1, \dots, N$, sont des vecteurs représentant les positions respectives des nœuds ancres et \mathbf{p} est un vecteur représentant la position du nœud d'intérêt.

[0018] L'invention concerne alternativement une méthode d'estimation de la position d'un nœud d'intérêt dans un réseau LPWA comprenant une pluralité N de nœuds-ancres dont les positions sont connues, caractérisée en ce que l'on estime la distance entre le nœud d'intérêt et chacun des nœuds-ancres au moyen de la méthode d'estimation de distance définie plus haut, la position du nœud d'intérêt étant obtenue en minimisant une fonction de coût $F_x(\mathbf{p}) = \sum_{i=1}^N \hat{\pi}_i \left(\|\mathbf{p} - \mathbf{p}_i\| - \hat{d}_i \right)^2$ où $\hat{d}_i, i=1, \dots, N$ sont les distances estimées entre le nœud d'intérêt et les nœuds ancres, $\mathbf{p}_i, i=1, \dots, N$ sont des vecteurs représentant les positions respectives des nœuds ancres, \mathbf{p} est un vecteur représentant la position du nœud d'intérêt, $\hat{\pi}_i, i=1, \dots, N$ sont des facteurs de qualité indicatifs de la catégorie LOS/NLOS des canaux de transmission entre le nœud d'intérêt et les nœuds-ancres, le facteur de qualité relatif à un canal de transmission entre le nœud d'intérêt et un nœud ancre étant fourni par un réseau de neurones artificiels recevant en entrée les parties réelles et imaginaires des valeurs complexes représentatives de la fonction de transfert aller-retour de ce canal de transmission.

Brève description des dessins

[0019] D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture d'un mode de réalisation préférentiel de l'invention, décrit en référence aux figures jointes parmi lesquelles :

[0020] [fig.1] représente de manière schématique un premier scénario d'estimation de distance entre deux nœuds d'un réseau LPWA à partir de mesures de temps de vol aller-retour ;

- [0021] [fig.2] représente de manière schématique un second scenario d'estimation de distance entre deux nœuds d'un réseau LPWA à partir de phases de vol aller-retour ;
- [0022] [fig.3] représente un exemple de balayage de bande virtuelle pouvant être mis en œuvre dans le cadre de la présente invention ;
- [0023] [fig.4] représente de manière schématique une méthode d'estimation de distance entre deux nœuds d'un réseau LPWA selon un mode de réalisation de la présente invention ;
- [0024] [fig.5] donne un exemple de mesure de distance dans le cas où le canal de transmission entre deux nœuds est de type multi-trajet ;
- [0025] [fig.6] représente de manière schématique une première méthode d'estimation de la position d'un nœud dans un réseau LPWA utilisant une estimation de distance selon l'invention ;
- [0026] [fig.7] représente de manière schématique une seconde méthode d'estimation de la position d'un nœud dans un réseau LPWA utilisant une estimation de distance selon l'invention.
- [0027] **EXPOSÉ DÉTAILLÉ DE MODES DE RÉALISATION PARTICULIERS**
- [0028] On considérera dans la suite un réseau LPWA (*Low Power Wide Area*) tel que présenté dans la partie introductive, par exemple un réseau LoRa, SigFox ou NB-IoT. Ces réseaux ont notamment pour caractéristique d'utiliser des signaux à bande étroite (typiquement d'une centaine de Hz à une centaine de kHz) et à bas débit pour permettre des communications de longue portée (typiquement d'un km à quelques dizaines de kms).
- [0029] Les nœuds d'un réseau LPWA comprennent, d'une part, des objets connectés et, d'autre part, des stations de base. Un objet connecté servi par une station de base échange avec celle-ci des paquets de données sur un canal de transmission qui est généralement de type multi-trajet.
- [0030] On a représenté en Fig. 1 un scenario d'estimation de distance à partir de mesures de temps de vol aller-retour entre deux nœuds d'un réseau LPWA. On suppose que les horloges de ces deux nœuds ne sont pas synchrones mais présentent un décalage t_0 . Dans la suite on suppose que les temps sont mesurés par les horloges locales.
- [0031] Un nœud 1 du réseau émet un premier paquet de symboles (typiquement une séquence de symboles-pilotes) au moyen d'un signal à bande étroite, à un premier temps d'émission $T_D^{[T1]}$. Ce signal est reçu par le nœud 2 au temps d'arrivée $\hat{T}_A^{[R2]}$ (l'accent circonflexe indiquant qu'il s'agit d'une mesure). Après avoir reçu ce premier paquet, le nœud 2 émet un second paquet de symboles (par exemple une séquence de symboles pilotes identiques ou différents de ceux du premier paquet) au moyen d'un signal à bande étroite, à un second temps d'émission $T_D^{[T2]}$. Ce signal est reçu par le

nœud 1 au temps d'arrivée $\hat{T}_A^{[R1]}$. Le temps de vol aller-retour est donné par :

[0032] [Math.1]

$$\begin{aligned} \text{tof} &= (\hat{T}_A^{[R1]} - T_D^{[T1]}) - (T_D^{[T2]} - \hat{T}_A^{[R2]}) = (\hat{T}_A^{[R1]} + \hat{T}_A^{[R2]}) - (T_D^{[T1]} + T_D^{[T2]}) \\ &= (T_D^{[T2]} - t_0 + \tau) + (T_D^{[T1]} + t_0 + \tau) - (T_D^{[T1]} + T_D^{[T2]}) = 2\tau \end{aligned} \quad (1)$$

[0033] où τ est le temps de propagation d'un paquet sur le canal de transmission.

[0034] Etant donné que les paquets sont émis au moyen d'un signal à bande étroite, de largeur notée BW_{sym} , la mesure du temps de vol aller-retour est réalisée pour une pluralité M de fréquences porteuses, $f_0^{(m)}$, $m = 0, \dots, M-1$ réparties sur une bande virtuelle de largeur BW_{virt} . Ces fréquences sont généralement choisies équiréparties sur la bande virtuelle, autrement dit $f_0^{(m)} = f_{ref} + m\Delta f$ où Δf est l'écart entre les fréquences successives et f_{ref} est une fréquence de référence prédéterminée. Dans ce cas, la largeur de bande virtuelle est $BW_{virt} = (M-1)\Delta f$. Alternativement, les fréquences porteuses pourront ne pas être choisies équiréparties sur la bande virtuelle. Nous noterons dans la suite tof_m le temps de vol aller-retour mesuré pour un paquet émis à la fréquence porteuse $f_0^{(m)}$.

[0035] Une première solution consiste à effectuer la moyenne $\overline{\text{tof}}$ des temps de vol aller-retour tof_m , $m = 0, \dots, M-1$ relatifs aux différentes porteuses et d'en déduire la distance entre les deux nœuds par $d = c \cdot \frac{\overline{\text{tof}}}{2}$ où c est la vitesse de la lumière. Toutefois, la ré-

solution obtenue par une telle mesure est insuffisante, *a fortiori* lorsque le canal de transmission est multi-trajet.

[0036] La Fig. 2 représente de manière schématique un scénario d'estimation de distance entre deux nœuds d'un réseau LPWA à partir de phases de vol aller-retour.

[0037] On suppose à nouveau que le nœud 1 émet un premier paquet de symboles pilotes au moyen d'un signal à bande étroite sur une porteuse de fréquence f_0 et que ce signal est reçu par le nœud 2. La phase du signal reçu par le récepteur du nœud 2, après translation en bande de base, encore dénommée phase d'arrivée (PoA) du premier paquet, est notée $\hat{\varphi}_A^{[R2]}$. De même, le nœud 2 émet un second paquet de symboles pilotes au moyen d'un signal à bande étroite sur une porteuse de fréquence f_0 et le signal est reçu par le nœud 1. La phase du signal reçu par le récepteur du nœud 1, après translation en bande de base, encore dénommée phase d'arrivée du second paquet, est notée $\hat{\varphi}_A^{[R1]}$.

[0038] On appelle phase de vol aller-retour la somme des phases d'arrivée des deux paquets :

[0039] [Math.2]

$$pof = \phi_A^{[R1]} + \phi_A^{[R2]} \quad (2)$$

[0040] On peut montrer que cette phase de vol aller-retour peut s'exprimer sous la forme :

[0041] [Math.3]

$$pof = -2\pi f_0(2 + \delta)\tau + 2\pi f_0\delta(T + \varepsilon_t) + \Delta\phi_x \quad (3)$$

[0042] où δ est un offset relatif de fréquence entre l'horloge du second nœud et celle du premier nœud (l'offset de fréquence de porteuse ou CFO est donc $\delta \cdot f_0$), T est l'intervalle de temps séparant l'émission du premier paquet et l'émission du second paquet sur la même porteuse, ε_t est l'incertitude sur l'estimation de T par le second nœud (à partir de la mesure du temps d'arrivée du premier paquet), et $\Delta\phi$ est un écart de phase constant donné par :

[0043] [Math.4]

$$\Delta\phi_x = (\phi_R^{[T1]} - \phi_R^{[R2]}) + (\phi_R^{[T2]} - \phi_R^{[R1]}) \quad (4)$$

[0044] où $\phi_R^{[T1]}$, $\phi_R^{[T2]}$, $\phi_R^{[R1]}$, $\phi_R^{[R2]}$ sont respectivement les phases à l'origine des émetteurs du premier nœud et du second nœud et les phases à l'origine des récepteurs du premier nœud et du second nœud.

[0045] On remarque tout d'abord que le décalage temporel t_0 , dû au défaut de synchronisation des nœuds est absent de la phase de vol aller-retour. En effet, la rotation de phase due à ce décalage est compensée entre le sens aller et le sens retour.

[0046] On remarque aussi que si l'offset de fréquence est négligeable, la phase de vol aller-retour ne dépend plus de l'intervalle de temps T . A défaut, comme détaillé plus loin et lorsque l'incertitude ε_t sur la mesure du temps d'arrivée est négligeable, on peut estimer l'offset de fréquence et compenser le second terme dans l'expression (3).

[0047] La mesure de phase de vol aller-retour peut être réalisée à une pluralité M de fréquences porteuses, réparties sur une bande virtuelle de largeur BW_{virt} . Avantageusement, ces fréquences porteuses sont choisies équiréparties dans la bande en question. Dans ce cas, en conservant les notations précédentes et en supposant que les offsets de fréquence sont négligeables, les phases de vol aux fréquences $f_0^{(m)}$, $m = 0, \dots, M-1$ sont données par :

[0048]

[Math.5]

$$p\phi_m = -2\pi(f_{c,r} + m\Delta f)2\tau + \Delta\phi_R \quad (5)$$

- [0049] où l'on a supposé que les phases à l'origine et par conséquent les valeurs $\Delta\phi_R$ étaient identiques pour les différentes fréquences porteuses.
- [0050] L'utilisation des phases de vol aller-retour aux différentes fréquences porteuses, pour estimer la distance séparant les deux nœuds sera décrite plus loin.
- [0051] On a représenté en Fig. 3 un exemple de balayage d'une bande virtuelle au cours du temps par un couple de nœuds de réseau LPWA, pour mesurer des phases de vol aller-retour comme décrit en relation avec la Fig. 2.
- [0052] Dans cet exemple, le balayage de la bande virtuelle de largeur BW_{virt} est réalisé par sauts de fréquence de valeur Δf . La largeur de bande instantanée est notée BW_{sym} (typiquement d'une centaine de Hz à une centaine de kHz comme indiqué précédemment). La transmission de chaque paquet dure un temps T_p . Un temps de garde T_g est respecté entre la fin de la transmission aller et le début d'une transmission retour sur le même canal de manière à ce qu'un nœud n'émette et ne reçoive pas simultanément. Un temps T_s peut être en outre prévu pour passer d'une fréquence à la suivante. Dans ce cas la durée totale du balayage est de $T_{MC} = M(2T_p + T_g + T_s)$. Avantagusement, cette durée sera choisie inférieure au temps de cohérence du canal de transmission entre les deux nœuds, ce de manière à pouvoir combiner des valeurs complexes représentatives de la fonction de transfert aller-retour du canal de transmission, comme expliqué plus loin.
- [0053] Il convient de noter que le balayage en fréquence porteuse n'est pas nécessairement monotone (croissant ou décroissant) comme indiqué sur la figure mais peut obéir à un ordre quelconque. De la même façon, les fréquences porteuses balayées ne sont pas nécessairement équiréparties sur la bande virtuelle.
- [0054] La Fig. 4 représente de manière schématique une méthode de mesure de distance entre deux nœuds d'un réseau LPWA selon un mode de réalisation de la présente invention.
- [0055] On se place à nouveau dans le scénario envisagé en Fig. 2. Autrement dit, un premier nœud (resp. second nœud) émettant un premier (resp. second) paquet de symboles pilotes au moyen d'un signal à bande étroite sur une porteuse et un second (resp. premier) nœud reçoit ce signal et le démodule en bande de base. Cette émission/réception est répétée pour une pluralité M de fréquences porteuses réparties dans une bande virtuelle de largeur BW_{virt} . Sans perte de généralité, on supposera dans la suite

que les fréquences porteuses sont équiréparties, comme illustré en Fig. 3.

- [0056] Lors de la transmission aller, le second nœud obtient, après démodulation en bande de base, une séquence de symboles complexes reçus qui est corrélée avec la séquence de symboles pilotes émis par le premier nœud.
- [0057] Le cas échéant, les symboles complexes reçus font préalablement l'objet d'une correction de phase en fonction de l'offset de fréquence (CFO) par multiplication avec un phaseur $\exp(-2\pi j\hat{\delta}\cdot f_0^{(m)})nT_e$ où $\hat{\delta}$ est l'offset relatif estimé au récepteur, n est le numéro d'échantillon dans la séquence et T_e est la période d'échantillonnage (période symbole). Différentes techniques d'estimation d'offset de fréquence pourront être envisagées par l'homme du métier sans sortir du cadre de la présente invention. On notera d'ailleurs que la compensation du deuxième terme dans l'expression (3) dû à l'offset de fréquence et le temps aller-retour T , peut être réalisée même lorsque l'intervalle de temps Tn n'est pas identique pour les différentes fréquences porteuses, à condition qu'elle soit connue.
- [0058] Le résultat de la corrélation avec la séquence de symboles pilotes, n'est autre que, à un facteur de normalisation près, $H^{T1\rightarrow R2}(f_0^{(m)}) = \hat{A}_m^{T1\rightarrow R2} \cdot e^{j(\hat{\phi}_{A,m}^{[R2]})}$ autrement dit à la valeur prise par la fonction de transfert du canal de transmission dans le sens du nœud 1 vers le nœud 2 (choisi conventionnellement comme le sens aller). $\hat{A}^{T1\rightarrow R2}$ est un réel positif représentant l'atténuation du canal de transmission dans le sens aller, mesurée à la fréquence $f_0^{(m)}$ et $\hat{\phi}_{A,m}^{[R2]}$ est la phase d'arrivée (PoA) du premier paquet à la fréquence $f_0^{(m)}$.
- [0059] De même, lors de la transmission dans le sens retour, le premier nœud effectue une démodulation du signal en bande de base du signal émis par le second nœud. Après corrélation avec la séquence de symboles émis par le second nœud, on obtient, à un facteur de normalisation près, $H^{T2\rightarrow R1}(f_0^{(m)}) = \hat{A}_m^{T2\rightarrow R1} \cdot e^{j(\hat{\phi}_{A,m}^{[R1]})}$, valeur prise par la fonction de transfert dans le sens retour, où $\hat{A}^{T2\rightarrow R1}$ est un réel positif représentant l'atténuation du canal dans le sens retour, mesurée à la fréquence $f_0^{(m)}$ et $\hat{\phi}_{A,m}^{[R1]}$ est la phase d'arrivée (PoA) du second paquet à la fréquence $f_0^{(m)}$.
- [0060] La méthode de mesure de distance entre deux nœuds de réseau LPWA illustrée en Fig. 4 débute par une étape 410 dans laquelle le premier (resp. le second) nœud émet successivement des signaux à bande étroite sur une pluralité M de fréquences porteuses $f_0^{(m)}$, $m = 0, \dots, M-1$.
- [0061] A l'étape 420, le second (resp. premier) nœud démodule en bande de base lesdits signaux à bande étroite reçus du premier (second nœud). Pour chaque fréquence, $m = 0, \dots, M-1$ le nœud en question obtient ainsi une séquence de symboles reçus. Cette

séquence est corrélée avec la séquence des symboles pilotes émis pour obtenir en 430 une pluralité M de valeurs complexes représentant la fonction de transfert du canal de transmission dans le sens aller (resp. retour) aux dites fréquences porteuses $f_0^{(m)}$, $m = 0, \dots, M - 1$,

[0062] A l'étape 440, on calcule un jeu de

[0063] M valeurs complexes représentatives de la fonction de transfert du canal de transmission aller-retour, en multipliant respectivement les valeurs complexes représentatives de la fonction de transfert dans le sens aller avec les valeurs complexes représentatives de la fonction de transfert dans le sens retour, pour les mêmes fréquences :

[0064] [Math.6]

$$\tilde{H}^{AR}(f_0^{(m)}) = \tilde{A}_m^{T1 \rightarrow R1} \tilde{A}_m^{T2 \rightarrow R2} e^{j(\phi_{T1 \rightarrow R1}^{(m)} + \phi_{T2 \rightarrow R2}^{(m)})} = \tilde{A}_m^{T1 \rightarrow R2} \tilde{A}_m^{T2 \rightarrow R1} e^{j\phi_{AR}^{(m)}} \quad (6)$$

[0065] pour $m = 0, \dots, M - 1$.

[0066] On notera que cette moyenne renforce la contribution du trajet en ligne directe et élargit la contribution des trajets indirects.

[0067] A l'étape 450, on effectue une IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) sur les valeurs complexes de la fonction de transfert aller-retour, $\tilde{H}^{AR}(f_0^{(m)})$, $m = 0, \dots, M - 1$. On obtient ainsi une réponse impulsionnelle résultant de la convolution de la réponse impulsionnelle du canal de transmission dans le sens aller avec la réponse impulsionnelle du canal de transmission dans le sens retour. Cette réponse impulsionnelle, dite réponse impulsionnelle aller-retour, sera notée $\tilde{h}^{AR}(t)$. Lorsque le canal de transmission est réciproque, les fonctions de transfert sont identiques dans le sens aller et le sens retour, et $\tilde{h}^{AR}(t)$ n'est alors que la réponse du canal auto-convoluée.

[0068] Avantagusement, on choisira pour M une puissance de 2 de manière à effectuer l'opération de l'étape 450 par IFFT.

[0069] A l'étape 460, on détermine un temps caractéristique, θ , de la distribution temporelle de puissance dans la réponse impulsionnelle aller-retour.

[0070] Selon une première variante de réalisation, ledit temps caractéristique est défini comme celui correspondant au pic d'amplitude (ou de puissance) de la réponse impulsionnelle aller-retour :

[0071] [Math.7]

$$\theta = \arg \max_t |\tilde{h}^{AR}(t)| \quad (7)$$

[0072] Selon une seconde variante de réalisation, le temps caractéristique est défini comme

une moyenne des retards de propagation pondérés par la puissance de la réponse impulsionnelle aller-retour observés pour ces retards, soit :

[0073] [Math.8]

$$\theta = \frac{\int_0^{\infty} t |h^{AR}(t)|^2 dt}{\int_0^{\infty} |h^{AR}(t)|^2 dt} \quad (8)$$

[0074] A l'étape 470, on détermine une fenêtre temporelle de largeur prédéterminée w se terminant audit temps caractéristique, soit $[\theta - w, \theta]$. La largeur de la fenêtre caractéristique est avantageusement choisie proportionnelle à l'écart type du temps de propagation (*delay spread*) dans la réponse impulsionnelle aller-retour, σ_τ , soit :

[0075] [Math.9]

$$w = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau}^2)} \quad (9)$$

[0076] Par exemple on pourra choisir :

[0077] [Math.10]

$$w = \frac{\lambda}{2} \cdot \sigma_\tau \quad \text{avec } 0 < \lambda \leq 1 \quad (10)$$

[0078] Dans tous les cas, la largeur de la fenêtre temporelle sera choisie inférieure à $\frac{c}{2\Delta f}$ de

manière à éviter le repliement dans la fenêtre temporelle de trajets multiples arrivant avant le premier trajet.

[0079] A l'étape 480, on recherche au sein de ladite fenêtre temporelle, par valeurs croissantes de retard de propagation, le premier instant, $t^{w,\gamma} = 2\hat{t}^{w,\gamma}$ où l'amplitude (ou la puissance) de la réponse impulsionnelle franchit une valeur de seuil γ prédéterminée.

[0080] La distance entre les deux nœuds du réseau est enfin estimée à l'étape 490 au moyen de $\hat{d} = c \cdot \hat{t}^{w,\gamma}$.

[0081] La sélection conjointe d'une largeur de fenêtre de recherche temporelle et d'un seuil de détection permet d'obtenir une estimation correcte de la distance même dans le cas d'un second trajet plus puissant que le trajet direct.

[0082] La Fig. 5 illustre le cas d'une mesure de distance entre deux nœuds d'un réseau LPWA lorsque le canal de transmission est de type multi-trajet. On a représenté en abscisses le retard de propagation et en ordonnées l'amplitude de la réponse impulsionnelle telle qu'obtenue à l'étape 450.

[0083] On remarque que le maximum de l'amplitude est atteint à la distance θ et que le premier franchissement du seuil γ dans la fenêtre de recherche $[\theta - w, \theta]$ intervient à un

instant $t^{w,\gamma} = 2\hat{t}^{w,\gamma}$. La distance estimée est donnée par $\hat{d} = c\hat{t}^{w,\gamma}$. La recherche du maximum de la réponse impulsionnelle aurait conduit ici à une valeur erronée $\frac{c\theta}{2}$

puisque ce trajet indirect présente une amplitude plus élevée que le trajet direct.

[0084] L'homme du métier comprendra que les pics apparaissant avant le début de la fenêtre temporelle ainsi que ceux intervenant dans la fenêtre temporelle mais inférieur au seuil γ ne sont pas pris en considération.

[0085] Optionnellement, en sus de l'estimation de distance, la méthode de mesure selon la présente invention peut fournir une information relative à la qualité de la mesure.

[0086] Plus précisément, celle-ci détermine si le canal de transmission est de type LOS ou NLOS en comparant l'écart-type du temps de propagation dans la réponse impulsionnelle aller-retour à une valeur de seuil prédéterminée σ_{th} ; si l'écart-type est supérieur à la valeur de seuil, le canal est classé comme étant de type NLOS et, dans le cas contraire, le canal est classé comme étant de type LOS. Le seuil σ_{th} peut être déterminé de manière empirique en établissant un histogramme des écarts-types de retard de propagation pour des canaux de transmission LOS ou NLOS. Ces écarts-types peuvent être obtenus lors d'une campagne de mesures sur des nœuds géoréférencés (on sait alors déterminer *a priori* si les canaux sont de type LOS ou NLOS) et/ou sur la base d'une simulation à partir de modèles de canaux LOS et NLOS. En pratique, un tel histogramme présente deux groupes de valeurs d'écarts-types que l'on peut séparer au moyen d'une valeur de seuil.

[0087] Alternativement, au lieu d'une simple information binaire, la méthode de mesure pourra fournir des probabilités que le canal soit de type LOS ou NLOS en fonction de la distance de l'écart-type à ladite valeur de seuil.

[0088] Selon une variante, dans le cas où un canal est identifié comme NLOS, on pourra corriger la valeur de distance estimée à l'étape 480 au moyen de :

[0089] [Math.11]

$$\hat{d}_{cor} = \hat{d} - c\mu\sigma_s \quad (11)$$

[0090] où μ est un facteur de proportionnalité prédéterminé (qui peut également être obtenu sur la base d'une campagne de mesure ou par simulation).

[0091] La Fig. 6 représente de manière schématique une première méthode d'estimation de la position d'un nœud dans un réseau LPWA utilisant une estimation de distance selon l'invention.

[0092] La méthode d'estimation de la position d'un nœud illustrée en Fig. 6 met en œuvre la méthode d'estimation de distance décrite en relation avec la Fig. 4.

[0093] La méthode d'estimation de la position d'un nœud, 610, fait appel à un certain

nombre (au moins 3 dans un plan) de nœuds-ancres c'est-à-dire de nœuds du réseau dont la position est connue ou a été précédemment déterminée.

- [0094] Le nœud dont la position est à déterminer, 610, émet un paquet de symboles pilotes au moyen d'un signal à bande étroite, successivement sur la pluralité M de fréquences porteuses. Le signal émis est reçu par la pluralité de nœuds-ancres et démodulé en bande de base, pour estimer les valeurs $\left\{H_i^{T1 \rightarrow R2}(f_0^{(m)})\right\}_{m=0}^{M-1}$ de la fonction de transfert aller.
- [0095] Réciproquement, les nœuds-ancres (seuls deux nœuds-ancres quelconques 620_i et 620_j ont été ici représentés) émettent chacun un paquet de symboles pilotes au moyen d'un signal à bande étroite, successivement sur ladite pluralité M de fréquences porteuses. Les nœuds-ancres peuvent émettre à tour de rôle ou bien simultanément avec des codes orthogonaux distincts. Le nœud, 610, dont la position est à déterminer effectue une démodulation en bande de base de chacun de ces signaux et détermine les valeurs des fonctions de transfert retour $\left\{H_i^{T2 \rightarrow R1}(f_0^{(m)})\right\}_{m=0}^{M-1}$ du canal aux différentes fréquences.
- [0096] Le serveur de calcul distant (voire le nœud-ancree, généralement une station de base) reçoit les valeurs en question et en déduit en 630_i des valeurs $\left\{\tilde{H}_i^{AR}(f_0^{(m)})\right\}_{m=0}^{m=M-1}$ représentatives de la fonction de transfert aller-retour du canal de transmission entre le nœud 610 et le nœud-ancree 620_i à sa portée. Une transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) est effectuée en 640_i sur chaque ensemble de valeurs $\left\{\tilde{H}_i^{AR}(f_0^{(m)})\right\}_{m=0}^{m=M-1}$ pour obtenir la réponse impulsionnelle aller-retour du canal de transmission entre le nœud 610 et le nœud-ancree 620_i. Ce processus est répété pour la pluralité des nœuds ancres considérés.
- [0097] On obtient ainsi une réponse impulsionnelle aller-retour $\tilde{h}_i^{AR}(t)$ pour chaque canal de transmission entre le nœud 610 et un nœud ancree 620_i.
- [0098] Les étapes 460 à 490 sont ensuite effectuées par le module 645_i pour fournir une estimation $\hat{d}_i = c \cdot \hat{\tau}_i^{w,r}$ de la distance entre le nœud 610 et un nœud-ancree 620_i.
- [0099] En parallèle, à partir de la réponse impulsionnelle $\tilde{h}_i^{AR}(t)$, le module 647_i calcule un facteur de qualité, $\hat{\pi}_i$, représentatif de la qualité de l'estimation de la distance obtenue. Ce facteur de qualité pourra être par exemple inversement proportionnel à l'écart-type de la distribution temporelle de $\tilde{h}_i^{AR}(t)$, une probabilité que le canal de propagation soit de type LOS (plus précisément comporte un trajet LOS), un rapport de vraisemblance entre l'appartenant à une catégorie LOS et une catégorie NLOS, le résultat d'une classification par une machine à vecteurs de support (SVM) préalablement entraînée sur des réponses impulsionnelles labellisées LOS/ NLOS, etc. Le facteur de qualité pourra

en outre être pondéré par la puissance moyenne ou la puissance maximale de la réponse impulsionnelle aller-retour de manière à pénaliser les nœuds ancrés éloignés ou présentant de mauvaises conditions de propagation.

[0100] Quel que soit la manière dont les facteurs de pondération $\hat{\pi}_i$ sont obtenus, ceux-ci sont fournis, avec les estimations de distance correspondantes, \hat{d}_i , à un module d'estimation de position, 650. Ce module d'estimation cherche à minimiser une fonction de coût, pondérant l'écart à distance estimée avec le facteur de qualité de l'estimation correspondante :

[0101] [Math.12]

$$F_x(\mathbf{p}) = \sum_{i=1}^N \hat{\pi}_i \left(\|\mathbf{p} - \mathbf{p}_i\| - \hat{d}_i \right)^2 \quad (12)$$

[0102] où \mathbf{P} est un vecteur définissant la position du nœud 610 dans un repère donné et \mathbf{P}_i , $i=1, \dots, N$ sont des vecteurs définissant les positions respectives (connues) des nœuds-ancres 620_i dans le même repère, et N est le nombre de nœuds-ancres considérés.

[0103] La position estimée est alors celle minimisant la fonction de coût :

[0104] [Math.13]

$$\hat{\mathbf{p}} = \arg \min_{\mathbf{p}} (F_x(\mathbf{p})) \quad (13)$$

[0105] La Fig. 7 représente de manière schématique une seconde méthode d'estimation de la position d'un nœud dans un réseau LPWA utilisant une estimation de distance selon l'invention.

[0106] Cette seconde méthode d'estimation de la position d'un nœud diffère de la première uniquement dans la manière dont les facteurs de qualité des différentes mesures sont calculés.

[0107] Plus précisément, les éléments 710, 720_{ij}, 730_{ij}, 740_{ij}, 745_{ij}, 750 sont respectivement identiques aux éléments 610, 620_{ij}, 630_{ij}, 640_{ij}, 645_{ij}, 650 et leur description ne sera donc pas répétée ici.

[0108] Les facteurs de qualité $\hat{\pi}_i$, $i=1, \dots, N$, sont ici fournis par des réseaux de neurones artificiels, 745_i, $i=1, \dots, N$ (ou bien un réseau de neurones uniques avec multiplexage à l'entrée) effectuant une classification LOS/NLOS des canaux de transmission sur la base de leurs fonctions de transfert aller-retour. Plus précisément chaque réseau de neurones est configuré pour fournir un score d'appartenance à la catégorie LOS ou NLOS, autrement dit la probabilité qu'un canal de transmission appartienne à l'une ou l'autre catégorie. Les réseaux de neurones sont préalablement entraînés sur les valeurs complexes représentatives des fonctions de transfert aller-retour, c'est-à-dire sur des

M-uplets $\left\{ \tilde{H}^{AR} \left(f_0^{(m)} \right) \right\}_{m=0}^{m=M-1}$ obtenus par mesure et/ou par simulation, chaque M-uplet étant labellisé par le type LOS/NLOS du canal de transmission afférent. Par simulation, on entend ici le tirage de paramètres d'un modèle prédéterminé de canal de transmission.

Revendications

- [Revendication 1] Méthode d'estimation de distance entre un premier nœud et un second nœud d'un réseau LPWA, le premier (resp. le second) nœud émettant une pluralité de signaux à bande étroite, successivement sur une pluralité M de fréquences porteuses (410) et le second (resp. premier) nœud démodulant après réception lesdits signaux en bande de base (420), caractérisée en ce que:
- on obtient une pluralité de valeurs complexes représentatives d'une fonction de transfert aller-retour du canal de transmission, aux différentes fréquences porteuses (430-440) ;
 - on effectue une IDFT de la troisième pluralité de valeurs complexes pour obtenir une réponse impulsionnelle aller-retour du canal de transmission (450) ;
 - on détermine un instant caractéristique (θ) de la distribution temporelle de la réponse impulsionnelle aller-retour (460) et une fenêtre temporelle ($[\theta - w, \theta]$) se terminant en cet instant caractéristique (470) ;
 - on recherche dans ladite fenêtre temporelle (480) l'instant ($t^{w, \theta}$) auquel l'amplitude de la réponse impulsionnelle aller-retour franchit pour la première fois une valeur de seuil prédéterminée (θ) et l'on en déduit une estimation de la distance entre les deux nœuds (490).
- [Revendication 2] Méthode d'estimation de distance selon la revendication 1, caractérisée en ce que l'on détermine des premières valeurs complexes prises par la fonction de transfert du canal de transmission dans le sens aller, aux dites fréquences porteuses, et des secondes valeurs complexes prises par la fonction de transfert du canal de transmission dans le sens retour, aux mêmes fréquences porteuses, et que l'on obtient les valeurs complexes représentatives de la fonction de transfert aller-retour du canal de transmission en effectuant les produits respectifs des premières valeurs complexes avec les secondes valeurs complexes pour les mêmes fréquences porteuses.
- [Revendication 3] Méthode d'estimation de distance selon la revendication 1 ou 2, caractérisée en ce que les valeurs complexes représentatives de la fonction de transfert aller-retour du canal de transmission aux différentes fréquences porteuses sont corrigées par des phaseurs pour compenser une erreur de phase liée à l'offset de fréquence entre le modulateur/démodulateur du premier nœud et le modulateur/démodulateur du second nœud, lesdits phaseurs étant obtenus à partir d'une estimation

dudit offset de fréquence ($\delta \cdot f_0$) et d'une estimation du temps (T) séparant une émission à une fréquence porteuse par le premier nœud et une émission subséquente sur la même fréquence porteuse par le second nœud.

- [Revendication 4] Méthode d'estimation de distance selon l'une des revendications précédentes, caractérisée en ce que les fréquences porteuses sont choisies de manière équirépartie sur une bande virtuelle de largeur $(M - 1)\Delta f$ où Δf est l'écart entre deux fréquences porteuses consécutives.
- [Revendication 5] Méthode d'estimation de distance selon l'une des revendications précédentes, caractérisée en ce que les signaux à bande étroite émis par le premier (resp. second) nœud sont obtenus en modulant les différentes porteuses au moyen d'au moins une séquence de symboles pilotes et que la première (resp. seconde) pluralité de symboles complexes est obtenue par le second (resp. premier nœud) en corrélant avec ladite séquence de symboles pilotes les séquences de symboles obtenus par démodulation en bande de base des signaux reçus.
- [Revendication 6] Méthode d'estimation de distance selon l'une des revendications précédentes, caractérisée en ce que le temps caractéristique de la distribution temporelle de la réponse impulsionnelle aller-retour est le temps auquel l'amplitude réponse impulsionnelle aller-retour atteint sa valeur maximale.
- [Revendication 7] Méthode d'estimation de distance selon l'une des revendications 1 à 5, caractérisée en ce que le temps caractéristique de la distribution temporelle de la réponse impulsionnelle aller-retour est une moyenne pondérée des retards de propagation pondérés par la puissance de la réponse impulsionnelle observée pour ces retards.
- [Revendication 8] Méthode d'estimation de distance selon l'une des revendications précédentes, caractérisée en ce que la largeur de la fenêtre temporelle est obtenue comme une fraction prédéterminée de l'écart-type du retard de propagation dans la distribution temporelle de la réponse impulsionnelle aller-retour.
- [Revendication 9] Méthode d'estimation de distance selon l'une des revendications précédentes, caractérisée en ce que l'on détermine, à partir au moins de l'écart-type du retard de propagation dans la distribution temporelle de ladite réponse impulsionnelle aller-retour, un facteur de qualité de l'estimation de distance, ledit facteur de qualité étant indicatif de la catégorie LOS/NLOS auquel appartient le canal de transmission.
- [Revendication 10] Méthode d'estimation de la position d'un nœud d'intérêt dans un réseau

LPWA comprenant une pluralité N de nœuds-ancres dont les positions sont connues, caractérisée en ce que l'on estime la distance entre le nœud d'intérêt et chacun des nœuds-ancres au moyen de la méthode d'estimation de distance selon la revendication 9, la position du nœud d'intérêt étant obtenue en minimisant une fonction de coût

$$F_x(\mathbf{p}) = \sum_{i=1}^N \hat{\pi}_i \left(\|\mathbf{p} - \mathbf{p}_i\| - \hat{d}_i \right)^2 \text{ où } \hat{d}_i, i=1, \dots, N \text{ sont les distances estimées}$$

entre le nœud d'intérêt et les nœuds ancres, $\hat{\pi}_i, i=1, \dots, N$ sont les facteurs de qualité respectifs de l'estimation de ces distances, $\mathbf{p}_i, i=1, \dots, N$, sont des vecteurs représentant les positions respectives des nœuds ancres et \mathbf{p} est un vecteur représentant la position du nœud d'intérêt.

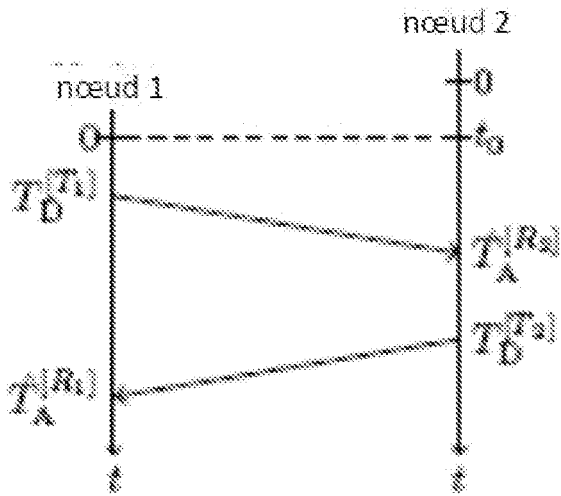
[Revendication 11]

Méthode d'estimation de la position d'un nœud d'intérêt dans un réseau LPWA comprenant une pluralité N de nœuds-ancres dont les positions sont connues, caractérisée en ce que l'on estime la distance entre le nœud d'intérêt et chacun des nœuds-ancres au moyen de la méthode d'estimation de distance selon l'une des revendications 1 à 8, la position du nœud d'intérêt étant obtenue en minimisant une fonction de coût

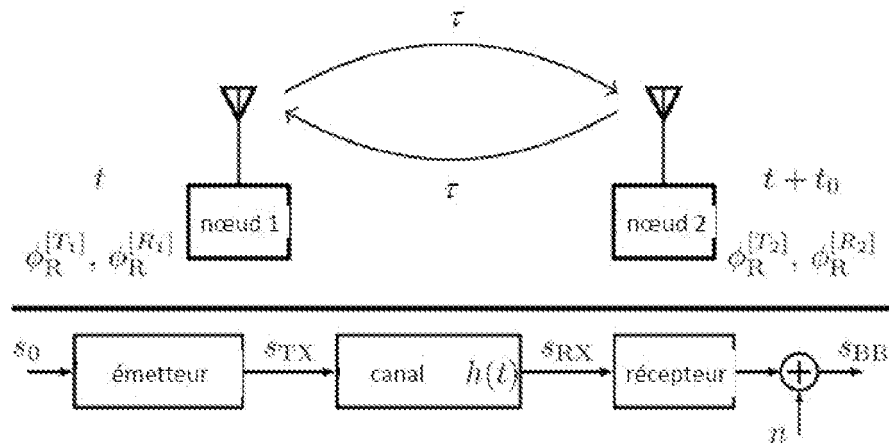
$$F_x(\mathbf{p}) = \sum_{i=1}^N \hat{\pi}_i \left(\|\mathbf{p} - \mathbf{p}_i\| - \hat{d}_i \right)^2 \text{ où } \hat{d}_i, i=1, \dots, N \text{ sont les distances estimées}$$

entre le nœud d'intérêt et les nœuds ancres, $\mathbf{p}_i, i=1, \dots, N$ sont des vecteurs représentant les positions respectives des nœuds ancres, \mathbf{p} est un vecteur représentant la position du nœud d'intérêt, $\hat{\pi}_i, i=1, \dots, N$ sont des facteurs de qualité indicatifs de la catégorie LOS/NLOS des canaux de transmission entre le nœud d'intérêt et les nœuds-ancres, le facteur de qualité relatif à un canal de transmission entre le nœud d'intérêt et un nœud ancre étant fourni par un réseau de neurones artificiels recevant en entrée les parties réelles et imaginaires des valeurs complexes représentatives de la fonction de transfert aller-retour de ce canal de transmission.

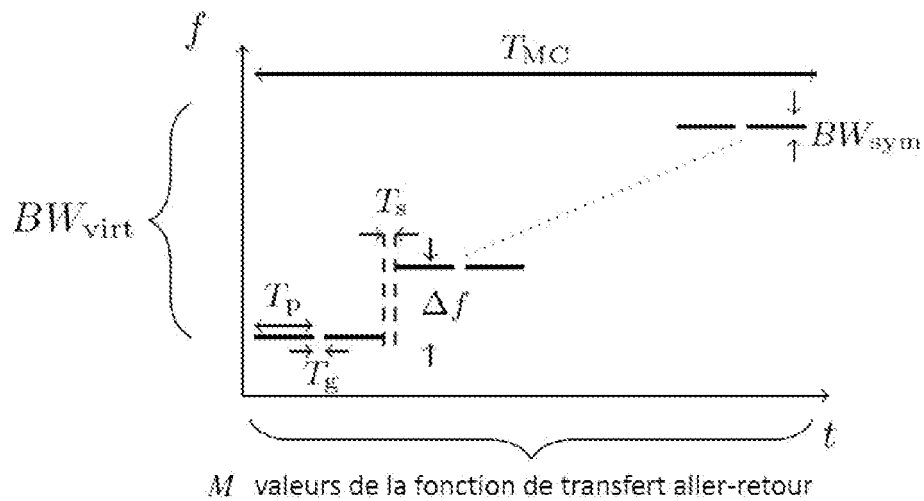
[Fig. 1]

**Fig. 1**

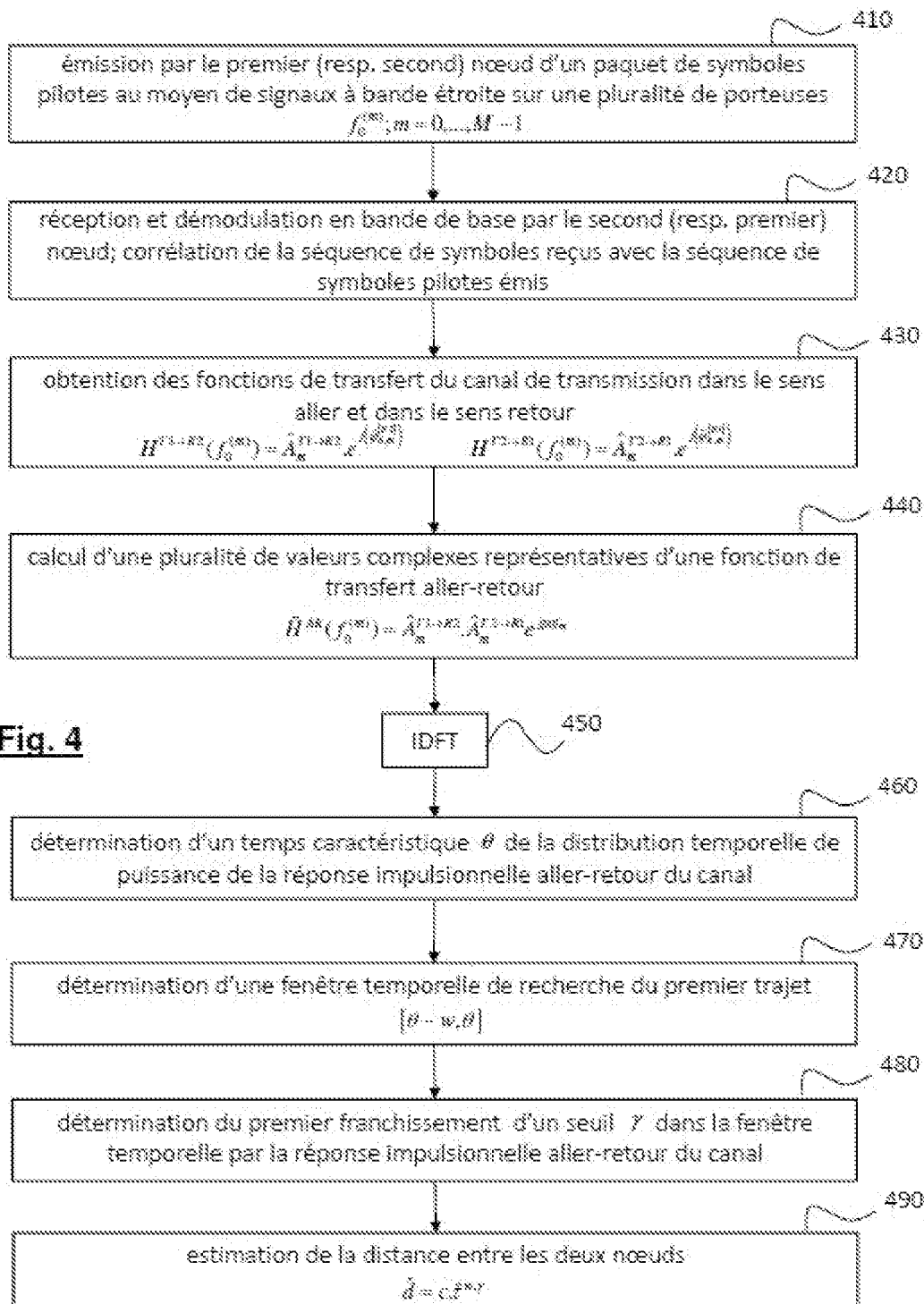
[Fig. 2]

**Fig. 2**

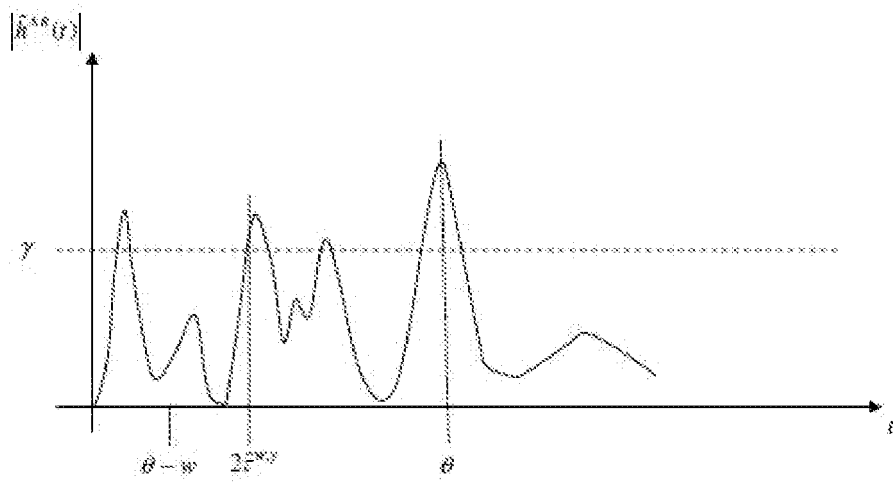
[Fig. 3]

**Fig. 3**

[Fig. 4]



[Fig. 5]

**Fig. 5**

[Fig. 6]

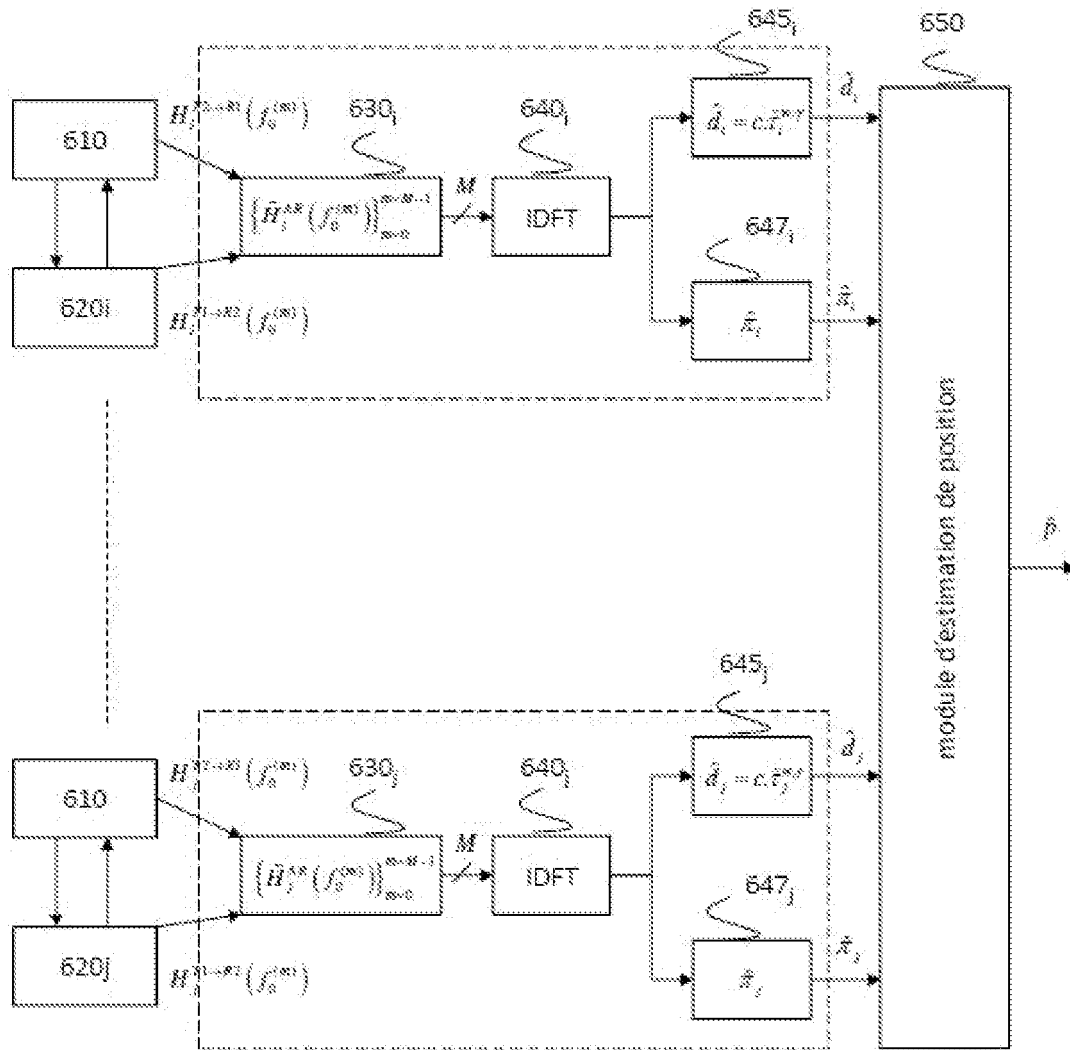
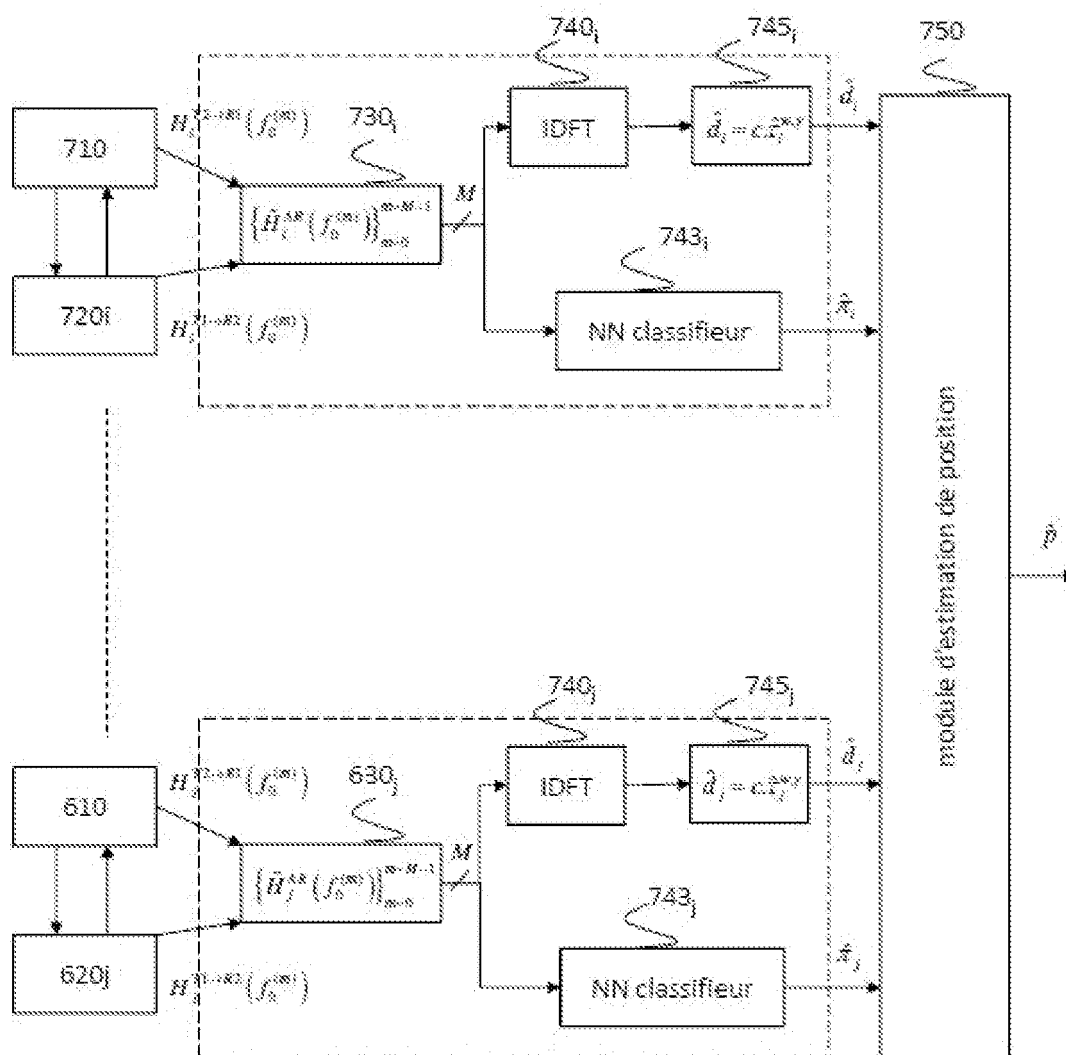


Fig. 6

[Fig. 7]

**Fig. 7**



**RAPPORT DE RECHERCHE
PRÉLIMINAIRE**

N° d'enregistrement national

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

FA 874578
FR 1910165

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	<p>WOLF FLORIAN ET AL: "Coherent Multi-Channel Ranging for Narrowband LPWAN: Simulation and Experimentation Results", 2018 15TH WORKSHOP ON POSITIONING, NAVIGATION AND COMMUNICATIONS (WPNC), IEEE, 25 octobre 2018 (2018-10-25), pages 1-6, XP033460376, DOI: 10.1109/WPNC.2018.8555746 [extrait le 2018-11-30] * figures 1-3 * * I. Introduction II. Coherent Multi-Channel Ranging V.Conclusion *</p>	1-11	G01S1/22 H04B17/364 G06F17/17
X	<p>MATS RYDSTRÅ M ET AL: "Adapting the Ranging Algorithm to the Positioning Technique in UWB Sensor Networks", WIRELESS PERSONAL COMMUNICATIONS, KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, DO, vol. 47, no. 1, 2 octobre 2007 (2007-10-02), pages 27-38, XP019617216, ISSN: 1572-834X * sections: 1 Introduction 2 System Model 2.2 Receiver Architectures 3 Ranging Algorithm *</p>	1-11	<p>DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC)</p> <p>G01S</p>
A	<p>US 2008/032710 A1 (GUVENC ISMAIL [US] ET AL) 7 février 2008 (2008-02-07) * figures 1a,1b,2-3 * * alinéas [0013] - [0017], [0023] - [0024], [0027] - [0035] * * alinéas [0045] - [0051] *</p>	1,7,9,10	
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
18 mai 2020		Tancredi, Urbano	
<p>CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS</p> <p>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</p>		<p>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</p>	

1
EPO FORM 1503 12.99 (P04C14)



**RAPPORT DE RECHERCHE
PRÉLIMINAIRE**

N° d'enregistrement national

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

FA 874578
FR 1910165

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	SAHINOGLU Z ET AL: "Threshold-Based TOA Estimation for Impulse Radio UWB Systems", ULTRA-WIDEBAND, 2005 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ZURICH, SWITZERLAND 05-08 SEPT. 2005, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, 5 septembre 2005 (2005-09-05), pages 420-425, XP010873336, DOI: 10.1109/ICU.2005.1570024 ISBN: 978-0-7803-9397-4 * figure 3 * * sections: I. Introduction III. TOA Estimation Algorithms V.C. Dependence of Optimal Search-back Window on the SNR *	1,7,8	
A	BREGAR KLEMEN ET AL: "Improving Indoor Localization Using Convolutional Neural Networks on Computationally Restricted Devices", IEEE ACCESS, vol. 6, 21 mars 2018 (2018-03-21), pages 17429-17441, XP011681588, DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2817800 [extrait le 2018-04-16] * figure 5 * * sections: I. Introduction II. Related Work IV. Measurements V. Node Localization VI. NLOS Classification and Ranging Error Estimation using CNN *	1,11	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC)
		Date d'achèvement de la recherche	Examineur
		18 mai 2020	Tancredi, Urbano
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			

1
EPO FORM 1503 12.99 (P04C14)

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 1910165 FA 874578**

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 **18-05-2020**

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 2008032710	A1	07-02-2008	AUCUN
