

①⑨ RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
—
**INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE**
—
COURBEVOIE
—

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

3 072 780

②① N° d'enregistrement national : **17 60067**

⑤① Int Cl⁸ : **G 01 R 23/16 (2018.01)**

①②

BREVET D'INVENTION

B1

⑤④ PROCÉDE ET DISPOSITIF RECEPTEUR POUR L'ESTIMATION D'UN DECALAGE FRE-
QUENTIEL ET D'UNE DERIVE FREQUENTIELLE D'UN SIGNAL UTILE.

②② Date de dépôt : 25.10.17.

③③ Priorité :

④③ Date de mise à la disposition du public
de la demande : 26.04.19 Bulletin 19/17.

④⑤ Date de la mise à disposition du public du
brevet d'invention : 28.08.20 Bulletin 20/35.

⑤⑥ Liste des documents cités dans le rapport de
recherche :

Se reporter à la fin du présent fascicule

⑥⑥ Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

○ Demande(s) d'extension :

⑦① Demandeur(s) : AIRBUS DEFENCE AND SPACE
SAS Société par actions simplifiée — FR.

⑦② Inventeur(s) : GADAT BENJAMIN et ANTEUR
MEHDI.

⑦③ Titulaire(s) : AIRBUS DEFENCE AND SPACE SAS
Société par actions simplifiée.

⑦④ Mandataire(s) : IPSIDE.

FR 3 072 780 - B1



DOMAINE TECHNIQUE

La présente invention appartient au domaine de la détection d'un signal utile émis par un dispositif émetteur. Plus particulièrement, la présente invention concerne la détection de signaux utiles dans le cas où chaque signal utile peut être affecté d'une dérive fréquentielle non négligeable, par exemple
5 supérieure à une largeur spectrale dudit signal utile.

Par « largeur spectrale » du signal utile, on entend la largeur du spectre fréquentiel instantané du signal utile. La largeur spectrale dudit signal utile est donc indépendante de la dérive fréquentielle.

10 **ÉTAT DE LA TECHNIQUE**

La présente invention trouve une application particulièrement avantageuse, bien que nullement limitative, dans le cas de signaux utiles dits à « bande étroite » pour lesquels la largeur spectrale est typiquement inférieure à 2 kilohertz, voire inférieure à 1 kilohertz.

15 Dans le cas de signaux utiles à bande étroite, de nombreux phénomènes peuvent introduire une dérive fréquentielle supérieure à la largeur spectrale desdits signaux utiles.

Tout d'abord, les signaux utiles étant reçus par un dispositif récepteur, des déplacements relatifs du dispositif émetteur par rapport au dispositif récepteur peuvent induire, par effet Doppler, des dérives fréquentielles qui
20 peuvent s'avérer non négligeables par rapport à la largeur spectrale des signaux utiles si les vitesses relatives de déplacement sont importantes. De telles dérives fréquentielles peuvent être introduites du fait d'une mobilité du dispositif émetteur et/ou d'une mobilité du dispositif récepteur.

25 Notamment, dans le cas d'un dispositif récepteur embarqué dans un satellite en orbite défilante, par exemple une orbite basse LEO, la vitesse de défilement dudit satellite par rapport au dispositif émetteur (fixe ou mobile à la surface de la Terre) peut introduire des dérives fréquentielles non négligeables des signaux utiles reçus au niveau dudit dispositif récepteur.

30 La dérive fréquentielle peut également être introduite dès l'émission, de manière non contrôlée. En effet, l'émission d'un signal utile nécessite d'équiper un dispositif émetteur de moyens de synthèse fréquentielle (oscillateur local, mélangeur, etc.) mis en œuvre pour traduire en fréquences

le signal utile, généré en bande de base, vers une bande fréquentielle d'émission des signaux utiles. De tels moyens de synthèse fréquentielle peuvent introduire une dérive fréquentielle qui, dans le cas notamment de signaux utiles à bande étroite, peut s'avérer non négligeable par rapport à la
5 largeur spectrale desdits signaux utiles, en particulier dans le cas de dispositifs émetteurs bas coût pour lesquels les moyens de synthèse fréquentielle sont peu performants. Cependant, la dérive fréquentielle introduite par les moyens de synthèse fréquentielle est généralement faible par rapport à celle engendrée par les déplacements relatifs du dispositif émetteur par rapport au dispositif
10 récepteur, en particulier si le signal utile est de faible durée.

Dans une moindre mesure, les moyens de synthèse fréquentielle du dispositif récepteur peuvent également introduire une dérive fréquentielle.

Une fois un signal utile détecté par le dispositif récepteur, c'est-à-dire notamment une fois que l'instant de début dudit signal utile a été estimé, il est
15 alors nécessaire d'estimer et de compenser la dérive fréquentielle, mais également un décalage fréquentiel affectant ledit signal utile, afin de pouvoir extraire les données utiles incluses dans ledit signal utile.

L'estimation du décalage fréquentiel et de la dérive fréquentielle est complexe à effectuer, en particulier du fait qu'il est généralement nécessaire de
20 limiter au maximum la quantité de données pilotes, connues a priori du dispositif récepteur, incluses dans le signal utile, afin de maximiser la quantité de données utiles émises.

En outre, le décalage fréquentiel et la dérive fréquentielle peuvent prendre de nombreuses valeurs différentes. Il est possible de mettre en œuvre
25 des estimateurs au sens du maximum de vraisemblance, en testant toutes les valeurs possibles du décalage fréquentiel et toutes les valeurs possibles de la dérive fréquentielle. Toutefois, la quantité de calculs à effectuer et la quantité de données à mémoriser est alors très importante, et peut s'avérer rédhibitoire, en particulier pour la détection de signaux utiles au niveau d'un satellite.

30 **EXPOSÉ DE L'INVENTION**

La présente invention a pour objectif de remédier à tout ou partie des limitations des solutions de l'art antérieur, notamment celles exposées ci-avant, en proposant une solution qui permette d'estimer le décalage fréquentiel et la

dérive fréquentielle affectant un signal utile de manière précise, tout en limitant la quantité de données pilotes à inclure dans le signal utile et en limitant la quantité de calculs à effectuer par rapport à une approche testant toutes les valeurs possibles du décalage fréquentiel et de la dérive fréquentielle.

5 A cet effet, et selon un premier aspect, l'invention concerne un procédé d'estimation d'un décalage fréquentiel et d'une dérive fréquentielle affectant un signal utile reçu par un dispositif récepteur, ledit signal utile comportant un mot de code formé par un codeur de canal. Le procédé d'estimation comporte une phase d'analyse comportant :

- 10 - pour deux dérives fréquentielles d'analyse : une compensation de la dérive fréquentielle d'analyse considérée sur le signal utile,
- une estimation du décalage fréquentiel sur chaque signal utile obtenu après compensation, de sorte à obtenir des décalages fréquentiels d'analyse associés respectivement aux dérives
- 15 fréquentielles d'analyse, définissant deux points d'analyse dans un plan dérive fréquentielle / décalage fréquentiel,
- une sélection d'hypothèses fréquentielles sur une droite déterminée par les deux points d'analyse.

Le procédé d'estimation comporte en outre une phase d'estimation

20 comportant :

- pour chaque hypothèse fréquentielle : un recalage fréquentiel du signal utile en fonction de l'hypothèse fréquentielle considérée, pour obtenir des séquences d'échantillons associées respectivement aux hypothèses fréquentielles,
- 25 - une évaluation de la probabilité de chaque séquence d'échantillons d'être un mot de code dudit codeur de canal,
- une estimation du décalage fréquentiel et de la dérive fréquentielle affectant le signal utile en fonction de l'hypothèse fréquentielle associée à la séquence d'échantillons présentant la plus forte
- 30 probabilité d'être un mot de code du codeur de canal.

Ainsi, le procédé d'estimation comporte principalement deux phases, une phase d'analyse et une phase d'estimation.

La phase d'analyse vise à sélectionner des hypothèses fréquentielles

à tester au cours de la phase d'estimation, une hypothèse fréquentielle étant définie comme étant une paire constituée par une valeur possible de dérive fréquentielle et une valeur possible de décalage fréquentiel ou, en d'autres termes, un point dans un plan dérive fréquentielle / décalage fréquentiel.

5 Au cours de la phase d'analyse, deux dérives fréquentielles d'analyse prédéterminées différentes sont compensées sur le signal utile, et deux décalages fréquentiels d'analyse sont estimés à partir des signaux utiles obtenus après compensation. Ces étapes permettent d'obtenir deux points d'analyse dans le plan dérive fréquentielle / décalage fréquentiel.

10 Le nombre d'hypothèses fréquentielles à tester est alors réduit en faisant l'hypothèse que la dérive fréquentielle réelle et le décalage fréquentiel réel affectant le signal utile forment un point qui doit se trouver sur la droite formée, dans le plan dérive fréquentielle / décalage fréquentiel, par les deux points d'analyse. Les inventeurs ont constaté que cette hypothèse est
15 particulièrement bien vérifiée dans le cas où le décalage fréquentiel est estimé au moyen d'un estimateur non biaisé. Dans le cas d'un estimateur biaisé, cette hypothèse n'est plus nécessairement vérifiée, mais peut néanmoins permettre d'avoir une précision acceptable compte tenu de la réduction de complexité permise par la réduction du nombre d'hypothèses fréquentielles à tester.

20 Au cours de la phase d'estimation, les différentes hypothèses fréquentielles sont testées en recalant fréquemment le signal utile et en obtenant, pour chaque hypothèse fréquentielle, une séquence d'échantillons censée représenter un mot de code d'un codeur de canal utilisé par le dispositif émetteur pour former le signal utile. Pour déterminer l'hypothèse fréquentielle
25 la plus probable, les séquences d'échantillons obtenues sont évaluées pour déterminer laquelle correspond avec la plus forte probabilité à un mot de code du codeur de canal.

 Ainsi, la phase d'estimation peut être mise en œuvre sans utiliser de données pilotes, en utilisant les propriétés du codeur de canal. En effet, si une
30 hypothèse fréquentielle n'est pas suffisamment proche de la dérive fréquentielle réelle et du décalage fréquentiel réel affectant le signal utile, alors la séquence d'échantillons obtenue après recalage fréquentiel devrait en principe être assez éloignée des mots de code du codeur de canal et donc

présenter une faible probabilité de correspondre à un mot de code du codeur de canal.

5 Dans des modes particuliers de mise en œuvre, le procédé d'estimation peut en outre comporter l'une ou plusieurs des caractéristiques suivantes, prises isolément ou selon toutes les combinaisons techniquement possibles.

Dans des modes particuliers de mise en œuvre, l'évaluation de la probabilité d'une séquence d'échantillons comporte un calcul d'un syndrome souple de ladite séquence d'échantillons.

10 Dans des modes particuliers de mise en œuvre, l'évaluation de la probabilité d'une séquence d'échantillons comporte, pour chaque séquence d'échantillons, un calcul de vraisemblance d'échantillons, le syndrome souple de ladite séquence d'échantillons étant calculé en fonction des vraisemblances desdits échantillons.

15 Dans des modes particuliers de mise en œuvre, le codeur de canal met en œuvre un code convolutionnel, un turbo-code ou un code à contrôle de parité de faible densité.

Selon un second aspect, l'invention concerne un produit programme d'ordinateur comportant un ensemble d'instructions de code de programme qui, lorsqu'elles sont exécutées par un processeur, configurent ledit processeur pour mettre en œuvre un procédé d'estimation selon l'un quelconque des modes de mise en œuvre de l'invention.

20 Selon un troisième aspect, l'invention concerne un dispositif récepteur comportant un circuit de traitement configuré pour mettre en œuvre un procédé d'estimation selon l'un quelconque des modes de mise en œuvre de l'invention.

Selon un quatrième aspect, l'invention concerne un satellite destiné à être placé en orbite défilante, comportant un dispositif récepteur selon l'un quelconque des modes de réalisation de l'invention.

PRÉSENTATION DES FIGURES

30 L'invention sera mieux comprise à la lecture de la description suivante, donnée à titre d'exemple nullement limitatif, et faite en se référant aux figures qui représentent :

- Figure 1 : une représentation schématique d'un exemple de

réalisation d'un système de réception de signaux utiles,

- Figure 2 : une représentation schématique d'un exemple de réalisation d'un dispositif récepteur,
- Figure 3 : un diagramme représentant les principales étapes d'un procédé d'estimation de décalage fréquentiel et de dérive fréquentielle affectant un signal utile selon l'invention,
- Figure 4 : un diagramme représentant un plan dérive fréquentielle / décalage fréquentiel et illustrant la sélection d'hypothèses fréquentielles pour la dérive fréquentielle et le décalage fréquentiel.

5

10

Dans ces figures, des références identiques d'une figure à une autre désignent des éléments identiques ou analogues. Pour des raisons de clarté, les éléments représentés ne sont pas à l'échelle, sauf mention contraire.

DESCRIPTION DÉTAILLÉE DE MODES DE RÉALISATION

15

La figure 1 représente schématiquement un exemple de réalisation d'un système de réception de signaux utiles.

20

Dans l'exemple non limitatif illustré par la figure 1, les signaux utiles correspondent à des signaux radioélectriques émis par des dispositifs émetteurs 10 sensiblement à la surface de la Terre. Par « sensiblement à la surface de la Terre », on entend que chaque dispositif émetteur 10 est au sol (terrestre ou maritime), ou bien en altitude dans l'atmosphère terrestre (embarqué dans un avion, un drone, un ballon, etc.). Les signaux utiles sont émis dans une bande de fréquences, et l'invention est applicable dans n'importe quelle bande de fréquences, notamment les bandes de fréquences traditionnellement utilisées dans les systèmes de télécommunications terrestres ou par satellite.

25

30

Un signal utile émis par un dispositif émetteur 10 comporte notamment un mot de code formé par un codeur de canal à partir de données utiles qui doivent être émises par le dispositif émetteur 10. De manière connue, un codeur de canal rajoute de la redondance pour permettre, au niveau du dispositif récepteur 20 de détecter et éventuellement de corriger des erreurs de transmission. Par exemple, le codeur de canal met en œuvre un code convolutionnel, un turbo-code, un code à contrôle de parité de faible densité (« Low Density Parity Check » ou LDPC dans la littérature anglo-saxonne), etc.

Dans la suite de la description, et tel qu'illustré par la figure 1, on se place de manière non limitative dans le cas où le dispositif récepteur 20 est embarqué dans un satellite 30 en orbite terrestre. Rien n'exclut cependant, suivant d'autres exemples, d'avoir un dispositif récepteur 20 embarqué dans un engin spatial ou aérien (avion, drone, ballon, etc.). Le dispositif récepteur 20 peut également, suivant d'autres exemples, être au sol (terrestre ou maritime) et recevoir les signaux utiles directement des dispositifs émetteurs 10, ou indirectement par exemple par l'intermédiaire du satellite 30. L'invention est également applicable, notamment, dans le cas où c'est le dispositif émetteur 10 qui est embarqué dans un satellite 30, le dispositif récepteur 20 étant au sol.

Le satellite 30 est de préférence en orbite défilante, par exemple en orbite basse altitude LEO (« Low Earth Orbit »). Rien n'exclut cependant de considérer d'autres types d'orbites, par exemple une orbite moyenne altitude MEO (« Medium Earth Orbit »), voire une orbite non défilante telle qu'une orbite géostationnaire GEO (« Geostationary Orbit »), etc.

Chaque dispositif émetteur 10 peut être fixe ou mobile. De même, le dispositif récepteur 20 peut être fixe ou mobile.

Tel qu'indiqué précédemment, chaque signal utile reçu par le dispositif récepteur 20 peut être affecté d'une dérive fréquentielle, par exemple induite dans l'exemple illustré par la figure 1 par le défilement du satellite 30 par rapport aux dispositifs émetteurs 10. Dans la suite de la description, on se place de manière non limitative dans le cas où la dérive fréquentielle est supérieure à la largeur spectrale dudit signal utile. Par « largeur spectrale » du signal utile, on entend la largeur du spectre fréquentiel instantané du signal utile.

Dans la suite de la description, on se place de manière non limitative dans le cas où les signaux utiles sont à bande étroite, c'est-à-dire de largeur spectrale égale ou inférieure à 2 kilohertz, de préférence égale ou inférieure à 1 kilohertz. L'invention est également applicable pour d'autres types de signaux utiles, toutefois on comprend que, pour de tels signaux utiles, une dérive fréquentielle peut facilement devenir non négligeable.

La figure 2 représente schématiquement un exemple de réalisation d'un dispositif récepteur 20. Tel qu'illustré par la figure 2, le dispositif récepteur

20 comporte un circuit 21 radioélectrique et un circuit 22 de traitement.

Le circuit 21 radioélectrique comporte des moyens, considérés comme connus de l'homme de l'art, permettant la réception de signaux utiles émis par des dispositifs émetteurs 10. Ces moyens comportent par, notamment, une ou
5 plusieurs antennes, un ou plusieurs amplificateurs, un ou plusieurs oscillateurs locaux, un ou plusieurs mélangeurs, etc.

Le circuit 22 de traitement est adapté notamment à traiter les signaux utiles reçus par le circuit 21 radioélectrique, éventuellement après conversion analogique / numérique desdits signaux utiles.

10 Le circuit 22 de traitement comporte par exemple un ou plusieurs processeurs et des supports de mémorisation (disque dur magnétique, mémoire électronique, disque optique, etc.) dans lesquels est mémorisé un produit programme d'ordinateur, sous la forme d'un ensemble d'instructions de code de programme à exécuter pour mettre en œuvre, notamment, tout ou
15 partie des étapes d'un procédé 50 d'estimation de décalage fréquentiel et de dérive fréquentielle affectant un signal utile. Alternativement ou en complément, le circuit 22 de traitement comporte un ou des circuits logiques programmables (FPGA, PLD, etc.), et/ou un ou des circuits intégrés spécialisés (ASIC), et/ou un ensemble de composants électroniques discrets, etc., adaptés
20 à mettre en œuvre tout ou partie des étapes du procédé 50 d'estimation.

En d'autres termes, le circuit 22 de traitement correspond à un ensemble de moyens configurés de façon logicielle (produit programme d'ordinateur spécifique) et/ou matérielle (FPGA, PLD, ASIC, etc.) pour mettre en œuvre les différentes étapes du procédé 50 d'estimation.

25 La figure 3 représente les principales étapes d'un procédé 50 d'estimation de décalage fréquentiel et de dérive fréquentielle affectant un signal utile. En principe, le procédé 50 d'estimation est mis en œuvre après avoir détecté le signal utile pour lequel on cherche à estimer le décalage fréquentiel et la dérive fréquentielle, et de préférence après avoir estimé
30 l'instant de début dudit signal utile (synchronisation temporelle).

Tel qu'illustré par la figure 3, le procédé 50 d'estimation comporte principalement deux phases :

- une phase d'analyse 51 qui vise à sélectionner des hypothèses

fréquentielles, une hypothèse fréquentielle étant définie comme étant une paire constituée par une valeur possible de dérive fréquentielle et une valeur possible de décalage fréquentiel ou, en d'autres termes, un point dans un plan dérive fréquentielle / décalage fréquentiel,

5

- une phase d'estimation 55 qui vise à identifier, parmi les hypothèses fréquentielles sélectionnées, l'hypothèse fréquentielle la plus probable ou vraisemblable au vu du signal utile reçu.

Tel qu'illustré par la figure 3, la phase d'analyse 51 comporte :

10

- pour au moins deux dérives fréquentielles d'analyse : une étape 52 de compensation de la dérive fréquentielle d'analyse considérée sur le signal utile,
- une étape 53 d'estimation du décalage fréquentiel sur chaque signal utile obtenu après l'étape 52 de compensation, de sorte à obtenir des décalages fréquentiels d'analyse associés respectivement aux dérives fréquentielles d'analyse, définissant deux points d'analyse P1 et P2 dans un plan dérive fréquentielle / décalage fréquentiel,
- une étape 54 de sélection d'hypothèses fréquentielles sur une droite déterminée par les deux points d'analyse.

15

20

La phase d'estimation 55 comporte :

25

- pour chaque hypothèse fréquentielle : une étape 56 de recalage fréquentiel du signal utile en fonction de l'hypothèse fréquentielle considérée, pour obtenir des séquences d'échantillons associées respectivement aux hypothèses fréquentielles,
- une étape 57 d'évaluation de la probabilité de chaque séquence d'échantillons d'être un mot de code dudit codeur de canal,
- une étape 58 d'estimation du décalage fréquentiel et de la dérive fréquentielle affectant le signal utile en fonction de l'hypothèse fréquentielle associée à la séquence d'échantillons présentant la plus forte probabilité d'être un mot de code du codeur de canal.

30

On décrit à présent des exemples détaillés de mise en œuvre des différentes étapes de la phase d'analyse 51 et de la phase d'estimation 55.

A) Phase d'analyse

A.1) Compensation des dérives fréquentielles d'analyse

Tel qu'indiqué précédemment, la phase d'analyse 51 comporte, pour au moins deux dérives fréquentielles d'analyse, une étape 52 de compensation de la dérive fréquentielle d'analyse considérée sur le signal utile.

En principe, dans le cas où la dérive fréquentielle est induite par le déplacement relatif du satellite 30 embarquant le dispositif récepteur 20 par rapport au dispositif émetteur 10, les valeurs possibles de la dérive fréquentielle sont bornées, comprises dans une plage fréquentielle dont les bornes peuvent être calculées a priori en mettant en œuvre des méthodes connues de l'homme de l'art. Ainsi, en tenant compte de la vitesse de défilement du satellite 30 par rapport à la surface de la Terre, et d'une distance maximale entre une projection au sol de la trajectoire dudit satellite 30 et un dispositif émetteur 10 qui émet un signal utile reçu par ledit satellite, il est possible de calculer a priori une valeur maximale fd_{\max} et une valeur minimale fd_{\min} pour les dérives fréquentielles possibles. Dans un tel cas, lesdites dérives fréquentielles d'analyse correspondent de préférence respectivement à la valeur maximale fd_{\max} et à la valeur minimale fd_{\min} de la dérive fréquentielle, ou bien sont comprises dans la plage fréquentielle définie par ladite valeur maximale fd_{\max} et ladite valeur minimale fd_{\min} de la dérive fréquentielle.

Dans la suite de la description, on se place de manière non limitative dans le cas où les dérives fréquentielles d'analyse correspondent à la valeur maximale fd_{\max} et à la valeur minimale fd_{\min} de la dérive fréquentielle, calculées a priori en fonction des paramètres du système de réception. Par exemple, la valeur minimale fd_{\min} est égale à -15 Hz/s (Hertz par seconde), et la valeur maximale fd_{\max} est égale à 15 Hz/s.

Par exemple, en désignant par $s(t)$ le signal utile reçu à l'instant t , et par respectivement $s_1(t)$ et $s_2(t)$ les signaux utiles obtenus après compensation par les deux dérives fréquentielles d'analyse, la compensation peut être effectuée selon l'expression suivante :

$$s_1(t) = s(t) \cdot \exp\left(-j \cdot \pi \cdot fd_{\min} \cdot t^2\right)$$

$$s_2(t) = s(t) \cdot \exp\left(-j \cdot \pi \cdot fd_{\max} \cdot t^2\right)$$

expression dans laquelle :

- j est l'unité imaginaire ($j^2 = -1$),
- $\exp(z)$ est la fonction exponentielle de la valeur z .

A.2) Estimation des décalages fréquentiels d'analyse

5 Tel qu'indiqué ci-dessus, la phase d'analyse 51 comporte en outre une étape 53 d'estimation des décalages fréquentiels affectant respectivement les signaux utiles $s_1(t)$ et $s_2(t)$ obtenus après compensation des dérives fréquentielles d'analyse sur le signal d'analyse $s(t)$. Les décalages fréquentiels ainsi estimés sont désignés par décalages fréquentiels d'analyse.

10 Dans des modes préférés de mise en œuvre, les décalages fréquentiels d'analyse sont estimés au moyen d'un estimateur non biaisé. De manière générale, tout type d'estimateur de décalage fréquentiel non biaisé peut être mis en œuvre au cours de l'étape 53, et le choix d'un estimateur non biaisé particulier ne constitue qu'une variante possible d'implémentation.

15 Notamment, il est possible, au cours de l'étape 53 d'estimation, d'utiliser des données pilotes, connues a priori du dispositif récepteur 20, éventuellement incluses par le dispositif émetteur 10 dans le signal utile. Des exemples non limitatifs d'estimateurs de décalage fréquentiel non biaisés sont par exemple connus des publications scientifiques suivantes :

- 20 - « Data-aided frequency estimation for bursts digital transmission », U. Mengali et al., IEEE Transactions on Communications, Vol. 45, N°1, Janvier 1997,
- « Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions », M. Luise et al., IEEE Transactions on
- 25 Communications, Vol. 43, N°3, Mars 1995,
- « Planar filtered techniques for bursts mode carrier synchronization », M. P. Fitz, IEEE Globecom'91, Phoenix, Décembre 1991.

 A l'issue de l'étape 53 d'estimation, on dispose donc d'un décalage

30 fréquentiel d'analyse $f_s[f_{d_{\min}}]$ estimé à partir du signal utile $s_1(t)$, et d'un décalage fréquentiel d'analyse $f_s[f_{d_{\max}}]$ estimé à partir du signal utile $s_2(t)$, qui définissent deux points d'analyse P1 et P2 dans un plan dérive fréquentielle / décalage fréquentiel :

$$P1 = (fd_{\min}, fs[fd_{\min}])$$

$$P2 = (fd_{\max}, fs[fd_{\max}])$$

A.3) Sélection d'hypothèses fréquentielles

Tel qu'indiqué ci-dessus, la phase d'analyse 51 comporte en outre une
 5 étape 54 de sélection d'hypothèses fréquentielles. Une hypothèse fréquentielle
 correspond à un point dans un plan dérive fréquentielle / décalage fréquentiel,
 à tester au cours de la phase d'estimation 55.

Afin de réduire le nombre d'hypothèses fréquentielles à tester au cours
 de la phase d'estimation, les hypothèses fréquentielles sélectionnées sont de
 10 préférence toutes des points de la droite définie, dans le plan dérive
 fréquentielle / décalage fréquentiel, par les points d'analyse P1 et P2.

La figure 4 représente schématiquement les points d'analyse P1 et P2
 dans le plan dérive fréquentielle / décalage fréquentiel, ainsi que la droite D
 définie par lesdits points d'analyse P1 et P2. En limitant les hypothèses
 15 fréquentielles à cette droite, l'estimation du décalage fréquentiel et de la dérive
 fréquentielle est ramenée d'un problème bidimensionnel (par exemple
 recherche de la meilleure hypothèse fréquentielle dans la surface hachurée
 définie par les valeurs fd_{\min} et fd_{\max} , et $fs[fd_{\max}]$ et $fs[fd_{\min}]$) à un problème
 monodimensionnel (par exemple recherche de la meilleure hypothèse
 20 fréquentielle sur le segment défini par les points d'analyse P1 et P2). Les
 inventeurs ont constaté que cette hypothèse selon laquelle la solution au
 problème se trouve sur la droite définie par les points d'analyse P1 et P2 est
 particulièrement bien vérifiée dans le cas où le décalage fréquentiel est estimé
 au moyen d'un estimateur non biaisé. Dans le cas d'un estimateur biaisé, cette
 25 hypothèse n'est plus nécessairement vérifiée, mais peut néanmoins permettre
 d'avoir une précision acceptable compte tenu de la réduction de complexité
 permise par la réduction du nombre d'hypothèses fréquentielles à tester.

Dans le cas où les dérivées fréquentielles d'analyse correspondent à la
 valeur maximale fd_{\max} et à la valeur minimale fd_{\min} de la dérive fréquentielle, les
 30 hypothèses fréquentielles sont de préférence choisies sur le segment défini par
 les points d'analyse P1 et P2.

Un nombre N_H d'hypothèses fréquentielles est sélectionné au cours de
 l'étape 54, le nombre N_H étant par exemple de l'ordre de quelques dizaines,

par exemple égal à 50. Par exemple, l'hypothèse fréquentielle de rang k ($1 \leq k \leq N_H$) consiste en une dérive fréquentielle fd_k et en un décalage fréquentiel fs_k déterminés selon les expressions suivantes :

$$fd_k = fd_{\min} + (k - 1) \cdot \frac{fd_{\max} - fd_{\min}}{N_H - 1}$$

$$fs_k = fs[fd_{\min}] + (k - 1) \cdot \frac{fs[fd_{\max}] - fs[fd_{\min}]}{N_H - 1}$$

Avec de telles expressions, l'hypothèse fréquentielle de rang 1 correspond au point d'analyse P1, et l'hypothèse fréquentielle de rang N_H correspond au point d'analyse P2.

B) Phase d'estimation

Tel qu'indiqué précédemment, la phase d'estimation 55 vise à tester les N_H hypothèses fréquentielles sélectionnées au cours de la phase d'analyse 51, afin d'identifier l'hypothèse fréquentielle la plus probable ou vraisemblable au vu du signal utile reçu, ce qui revient à estimer le décalage fréquentiel et la dérive fréquentielle affectant ledit signal utile reçu par le dispositif récepteur 20.

B.1) Recalage fréquentiel du signal utile

Tel qu'indiqué ci-dessus, la phase d'estimation 55 comporte une étape 56 de recalage fréquentiel du signal utile en fonction de chaque hypothèse fréquentielle. L'étape 56 de recalage fréquentiel est comparable à l'étape 52 de compensation de la phase d'analyse, à ceci près qu'elle vise à compenser à la fois une dérive fréquentielle et un décalage fréquentiel.

Par exemple, en désignant par $s'_k(t)$ le signal utile obtenu par recalage fréquentiel en fonction de l'hypothèse fréquentielle (fd_k, fs_k) de rang k ($1 \leq k \leq N_H$), le recalage fréquentiel peut être effectué selon l'expression suivante :

$$s'_k(t) = s(t) \cdot \exp\left(-j \cdot 2\pi \cdot \left(fs_k \cdot t + fd_k \cdot \frac{t^2}{2} \right)\right)$$

En pratique, le signal utile est un signal numérique, correspondant au signal $s(t)$ échantillonné à des instants d'échantillonnage séparés par une période d'échantillonnage T_E prédéfinie. De manière nullement limitative, on considère que la période d'échantillonnage T_E est égale à une période symbole T_S du signal utile, qui correspond à la durée entre deux symboles consécutifs du signal utile. Il est cependant possible de considérer une période

d'échantillonnage T_E supérieure à la période symbole T_S . En outre, pour simplifier les équations, on considère uniquement la partie du signal utile qui correspond au mot de code formé, au niveau du dispositif émetteur 10, par le codeur de canal. Le nombre de symboles formant le mot de code est désigné

5 ci-après par N_S , de sorte que la séquence d'échantillons s'_k obtenue après recalage fréquentiel en fonction de l'hypothèse fréquentielle (fd_k, fs_k) de rang k ($1 \leq k \leq N_H$) peut être exprimée sous la forme suivante ($1 \leq n \leq N_S$) :

$$s'_k [n] = s[n] \cdot \exp\left(-j \cdot 2\pi \cdot \left(fs_k \cdot n \cdot T_E + fd_k \cdot \frac{(n \cdot T_E)^2}{2} \right)\right)$$

expression dans laquelle $s[n]$ est égal à $s(n \cdot T_E)$.

10 Les N_H séquences d'échantillons $\{s'_k[n], 1 \leq n \leq N_S\}$ ($1 \leq k \leq N_H$) sont par conséquent censées correspondre à un mot de code du codeur de canal. Il est à noter que, dans le cas de symboles à deux états (par exemple dans le cas d'une modulation de type BPSK ou « Binary Phase Shift Keying » dans la littérature anglo-saxonne), chaque échantillon d'une séquence représente un

15 bit du mot de code. Dans le cas de symboles à M états ($M > 2$), chaque échantillon d'une séquence représente plusieurs bits du mot de code. Il est alors possible, dans des modes particuliers de réalisation, d'effectuer en outre une démodulation de chaque signal utile obtenu après recalage fréquentiel, afin d'obtenir une séquence d'échantillons comportant au moins un échantillon

20 par bit de mot de code. Une telle démodulation doit, le cas échéant, être à sortie en valeur souples (« soft output demodulation » dans la littérature anglo-saxonne). Rien n'exclut cependant, suivant d'autres exemples, de considérer des séquences d'échantillons dans lesquelles chaque échantillon d'une séquence représente plusieurs bits du mot de code.

25 Dans la suite de la description, on se place de manière non limitative dans le cas où les séquences d'échantillons $\{s'_k[n], 1 \leq n \leq N_S\}$ ($1 \leq k \leq N_H$) comportent un échantillon par bit de mot de code, de sorte que le nombre N_S correspond en outre au nombre de bits d'un mot de code.

B.2) Evaluation des séquences d'échantillons

30 Tel qu'indiqué ci-dessus, la phase d'estimation 55 comporte ensuite une étape 57 d'évaluation de la probabilité de chaque séquence d'échantillons

d'être un mot de code dudit codeur de canal.

L'étape 57 d'évaluation vise à quantifier la probabilité de chacune des N_H séquences d'échantillons de correspondre à un mot de code du codeur de canal. En effet, de manière connue de l'homme de l'art, un codeur de canal rajoute de la redondance de manière structurée. Ainsi, la probabilité d'une séquence d'échantillons de correspondre à un mot de code du codeur de canal correspond à une grandeur représentative de la mesure dans laquelle ladite séquence d'échantillons vérifie la structure imposée par le codeur de canal.

Dans le cas d'un codeur de canal linéaire, la structure dudit codeur de canal est par exemple déterminée de manière connue par la matrice de contrôle de parité dudit codeur de canal, et l'évaluation de chaque séquence d'échantillons peut être effectuée en fonction de ladite matrice de contrôle de parité dudit codeur de canal.

Afin d'évaluer la probabilité d'une séquence d'échantillons de correspondre à un mot de code du codeur de canal, il est possible de mettre en œuvre des méthodes issues de la théorie du codage de canal, et le choix d'une méthode particulière ne constitue qu'une variante d'implémentation possible de l'étape 57 d'évaluation.

Par exemple, il est possible, dans des modes préférés de mise en œuvre, de calculer un syndrome souple de chaque séquence d'échantillons. Une exemple de calcul de syndrome souple est connu de la publication scientifique suivante, dans le contexte d'un codeur de canal de type LDPC et d'une estimation aveugle d'un décalage fréquentiel affectant un signal utile : « Blind estimation of the phase and carrier frequency offset for LDPC coded systems », R. Imad et al., EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Volume 2010, Article ID 293572.

De manière connue de l'homme de l'art, dans le cas d'un codeur de canal linéaire, il est possible de définir une matrice de contrôle de parité H . Si le nombre de bits en entrée du codeur de canal est égal à N_B et le nombre de bits en sortie est égal à N_S , alors la matrice de contrôle de parité H est de dimension $(N_S - N_B) \times N_S$. Le syndrome σ d'une séquence r de N_S bits est un vecteur de dimension $(N_S - N_B)$, comportant les éléments $\{\sigma[j], 1 \leq j \leq (N_S - N_B)\}$, défini par l'expression suivante :

$$\sigma(r) = r \cdot H^T$$

expression dans laquelle H^T correspond à la matrice transposée de la matrice de contrôle de parité H .

Si la séquence r de N_S bits est un mot de code du codeur de canal, alors le syndrome $\sigma(r)$ est le vecteur nul. Dans le cas contraire, le syndrome $\sigma(r)$ est différent du vecteur nul.

Par conséquent, il est possible au cours de l'étape 57 d'évaluation, d'évaluer la probabilité d'une séquence d'échantillons d'être un mot de code comme étant une norme du syndrome souple de ladite séquence d'échantillons. La séquence d'échantillons présentant par exemple la norme de syndrome souple la plus faible peut alors être considérée comme étant la séquence d'échantillons qui présente la probabilité la plus élevée d'être un mot de code du codeur de canal.

Pour calculer le syndrome souple d'une séquence d'échantillons, il est par exemple possible de calculer une vraisemblance de chaque échantillon de cette séquence. Généralement, dans le domaine des codeurs de canal, une telle vraisemblance est calculée sous la forme d'un rapport de vraisemblance logarithmique (« Log-Likelihood Ratio » dans la littérature anglo-saxonne, voir par exemple la publication scientifique mentionnée ci-dessus, des auteurs R. Imad et al.). Le calcul de telles vraisemblances est considéré comme connu de l'homme de l'art, et le choix d'une méthode de calcul particulière ne constitue qu'une variante d'implémentation de l'étape 57 d'évaluation.

Par exemple, chaque élément $\tilde{\sigma}_k[p]$ ($1 \leq p \leq (N_S - N_B)$) du syndrome souple $\tilde{\sigma}_k$ de la séquence d'échantillons s'_k de rang k est calculé selon l'expression suivante :

$$\tilde{\sigma}_k[p] = (-1)^{u_p+1} \cdot \operatorname{argtanh} \left(\prod_{n=1}^{u_p} \tanh \left(\frac{\tilde{s}_k[p_n]}{2} \right) \right) \quad (1)$$

expression dans laquelle :

- $\tanh(z)$ est la fonction tangente hyperbolique de la valeur z ,
- $\operatorname{argtanh}(z)$ est la fonction argument tangente hyperbolique de la valeur z , fonction réciproque de la fonction tangente hyperbolique,

- $\tilde{s}_k[n]$ est la vraisemblance de l'élément $s'_k[n]$ de rang n de la séquence d'échantillons s'_k ,
- p_n est l'indice du n -ième élément non nul de la p -ième ligne de la matrice de contrôle de parité H ,
- 5 - u_p est le nombre d'éléments non nuls de la p -ième ligne de la matrice de contrôle de parité H .

Pour réduire la quantité de calculs, il est possible d'approcher l'expression (1) par l'expression suivante :

$$\tilde{\sigma}_k[p] = (-1)^{u_p+1} \cdot \left(\prod_{n=1}^{u_p} \text{sign}(\tilde{s}_k[p_n]) \right) \cdot \min_{n=1, \dots, u_p} |\tilde{s}_k[p_n]| \quad (2)$$

10 Par exemple, l'évaluation de la séquence d'échantillons se poursuit en calculant une norme du syndrome souple. Par exemple, la grandeur φ_k représentative de la probabilité qu'a la séquence d'échantillons s'_k , associée à l'hypothèse fréquentielle de rang k , d'être un mot de code du codeur de canal est calculée selon l'expression suivante :

$$15 \quad \varphi_k = \sum_{p=1}^{N_S - N_B} \tilde{\sigma}_k[p] \quad (3)$$

En considérant l'expression (3) ci-dessus, la séquence d'échantillons la plus probable est alors celle qui minimise la grandeur φ_k .

Il est à noter que dans le cas où le codeur de canal est suivi d'un poinçonneur, qui supprime certains bits du mot de code à l'émission, il n'est
 20 pas possible d'appliquer directement l'expression (2) ci-dessus. Dans un tel cas, il est possible par exemple de définir une matrice de contrôle de parité partielle H' , qui correspond à la matrice de contrôle de parité H à laquelle il a été supprimé les colonnes correspondant aux bits poinçonnés. Les différents éléments du syndrome souple sont par exemple calculés selon l'expression (1)
 25 ci-dessus. En désignant par N_P le nombre d'éléments du syndrome souple ($N_P \leq (N_S - N_B)$), il est alors possible de calculer, comme grandeur représentative de la probabilité qu'a la séquence d'échantillons s'_k d'être un mot de code du codeur de canal, l'information mutuelle IM_k portée par ce syndrome souple, par exemple selon l'expression suivante :

$$IM_k = 1 - \frac{1}{N_P} \sum_{p=1}^{N_P} \frac{\exp\left(\frac{|\tilde{\sigma}_k(p)|}{2}\right)}{\exp\left(\frac{|\tilde{\sigma}_k(p)|}{2}\right) + \exp\left(-\frac{|\tilde{\sigma}_k(p)|}{2}\right)} \quad (4)$$

En considérant l'expression (4) ci-dessus, la séquence d'échantillons la plus probable est alors celle qui maximise la grandeur IM_k .

De manière plus générale, il est possible de calculer d'autres grandeurs représentatives de la probabilité qu'a une séquence d'échantillons d'être un mot de code. Suivant un autre exemple non limitatif, il est possible de calculer la distance minimale entre la séquence d'échantillons considérée et un mot de code du codeur de canal. Dans un tel cas, la séquence d'échantillons la plus probable est celle qui minimise ladite distance minimale.

10 B.3) Estimation du décalage fréquentiel et de la dérive fréquentielle

Tel qu'indiqué ci-dessus, la phase d'estimation 55 comporte en outre une étape 58 d'estimation du décalage fréquentiel et de la dérive fréquentielle affectant le signal utile.

En pratique, la dérive fréquentielle et le décalage fréquentiel estimés 15 correspondent de préférence à l'hypothèse fréquentielle associée à la séquence d'échantillons la plus probable, c'est-à-dire ayant par exemple minimisé la grandeur φ_k ou maximisé la grandeur IM_k . Toutefois, il est également possible, suivant d'autres exemples, de considérer par exemple les deux hypothèses fréquentielles associées aux deux séquences d'échantillons 20 les plus probables, et d'estimer par exemple la dérive fréquentielle et le décalage fréquentiel comme étant une moyenne (éventuellement pondérée) desdites deux hypothèses fréquentielles si celles-ci sont voisines sur la droite D définie par les points d'analyse P1 et P2.

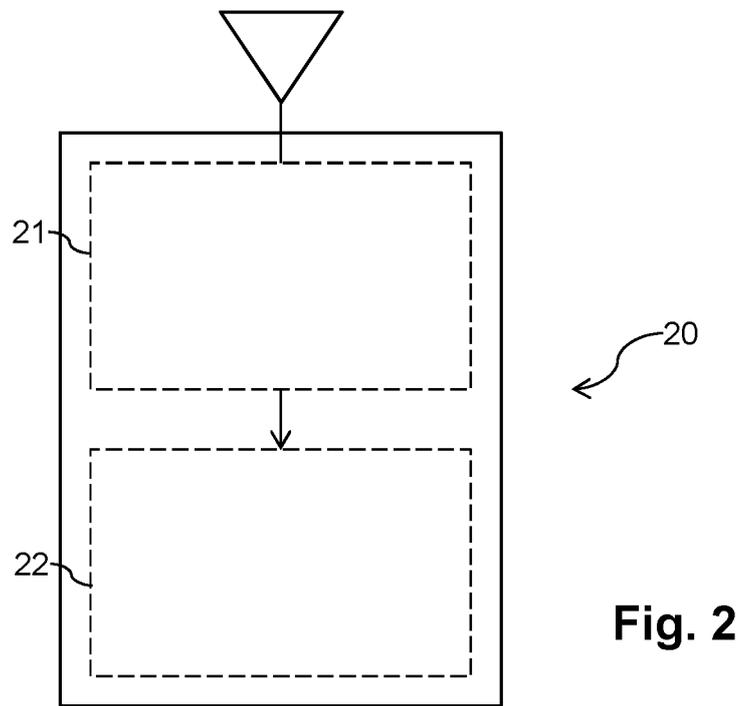
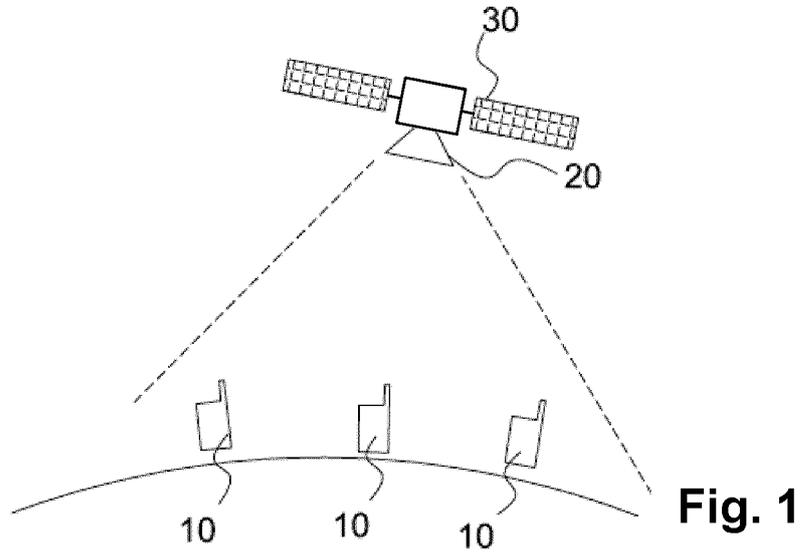
REVENDICATIONS

- 1 - Procédé (50) d'estimation d'un décalage fréquentiel et d'une dérive fréquentielle affectant un signal utile reçu par un dispositif récepteur (20), ledit signal utile comportant un mot de code formé par un codeur de canal à partir de données utiles, ledit procédé étant **caractérisé en ce qu'il**
- 5 comporte une phase d'analyse (51) comportant :
- pour deux dérives fréquentielles d'analyse : une compensation (52) de la dérive fréquentielle d'analyse considérée sur le signal utile,
 - une estimation (53) du décalage fréquentiel sur chaque signal utile obtenu après compensation, de sorte à obtenir des décalages
- 10 fréquentiels d'analyse associés respectivement aux dérives fréquentielles d'analyse, définissant deux points d'analyse dans un plan dérive fréquentielle / décalage fréquentiel,
- une sélection (54) d'hypothèses fréquentielles sur une droite (D) déterminée par les deux points d'analyse,
- 15 et une phase d'estimation (55) comportant :
- pour chaque hypothèse fréquentielle : un recalage fréquentiel (56) du signal utile en fonction de l'hypothèse fréquentielle considérée, pour obtenir des séquences d'échantillons associées respectivement aux hypothèses fréquentielles,
- 20 - une évaluation (57) de la probabilité de chaque séquence d'échantillons d'être un mot de code dudit codeur de canal,
- une estimation (58) du décalage fréquentiel et de la dérive fréquentielle affectant le signal utile en fonction de l'hypothèse fréquentielle associée à la séquence d'échantillons présentant la
- 25 plus forte probabilité d'être un mot de code du codeur de canal.
- 2 - Procédé (50) selon la revendication 1, dans lequel l'évaluation de la probabilité d'une séquence d'échantillons comporte un calcul d'un syndrome souple de ladite séquence d'échantillons.
- 3 - Procédé (50) selon la revendication 2, dans lequel l'évaluation de la
- 30 probabilité d'une séquence d'échantillons comporte, pour chaque séquence d'échantillons, un calcul de vraisemblance d'échantillons, le syndrome souple de ladite séquence d'échantillons étant calculé en

fonction des vraisemblances desdits échantillons.

- 4 - Procédé (50) selon l'une des revendications précédentes, dans lequel le codeur de canal est un code convolutionnel, un turbo-code ou un code à contrôle de parité de faible densité.
- 5 5 - Procédé (50) selon l'une des revendications précédentes, dans lequel le décalage fréquentiel est estimé (53), sur chaque signal utile après compensation, au moyen d'un estimateur non biaisé.
- 6 - Produit programme d'ordinateur caractérisé en ce qu'il comporte un ensemble d'instructions de code de programme qui, lorsqu'elles sont
10 exécutées par un processeur, configurent ledit processeur pour mettre en œuvre un procédé (50) d'estimation selon l'une des revendications précédentes.
- 7 - Dispositif récepteur (20), **caractérisé en ce qu'il** comporte un circuit (22) de traitement configuré pour mettre en œuvre un procédé (50)
15 d'estimation de décalage fréquentiel et de dérive fréquentielle affectant un signal utile selon l'une des revendications 1 à 5.
- 8 - Satellite (30) destiné à être placé en orbite défilante, **caractérisé en ce qu'il** comporte un dispositif récepteur (20) selon la revendication 7.

1/2



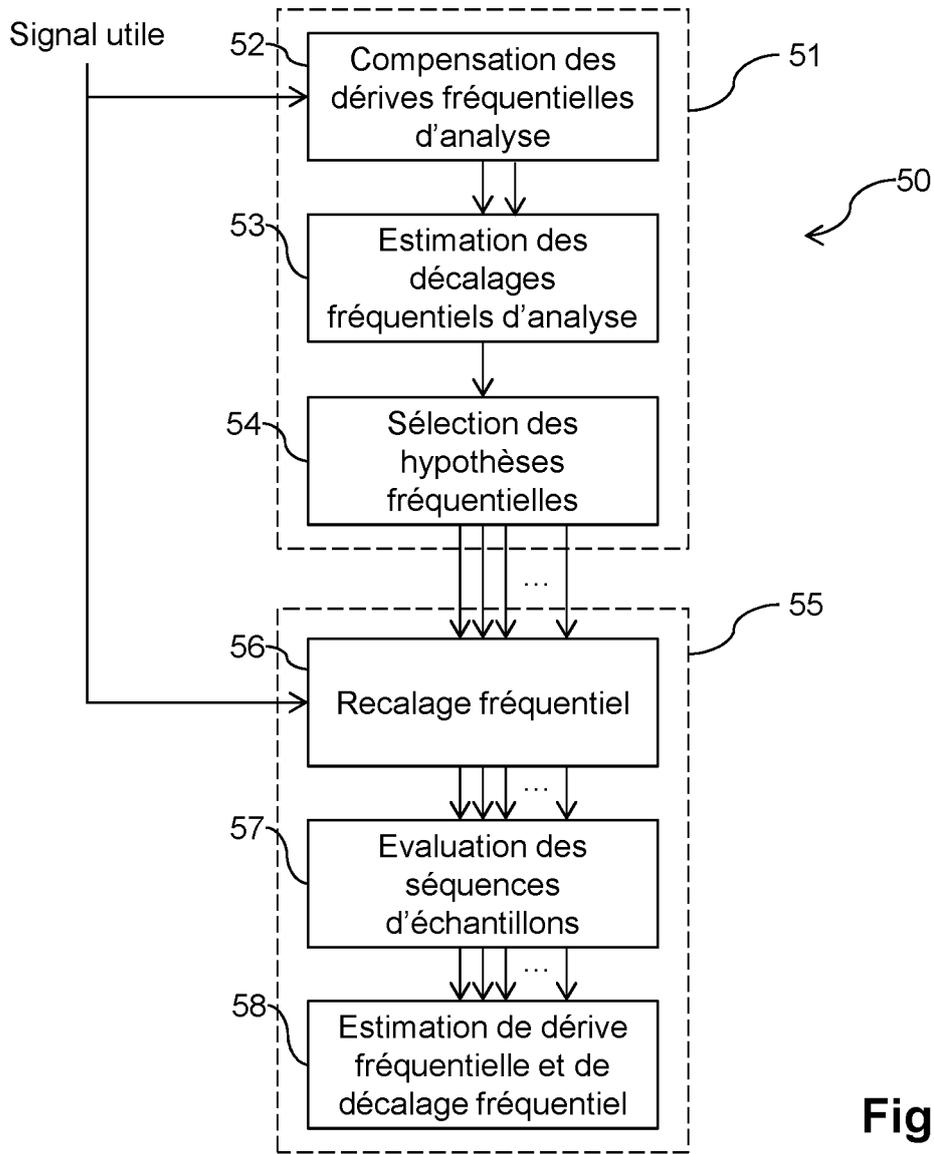


Fig. 3

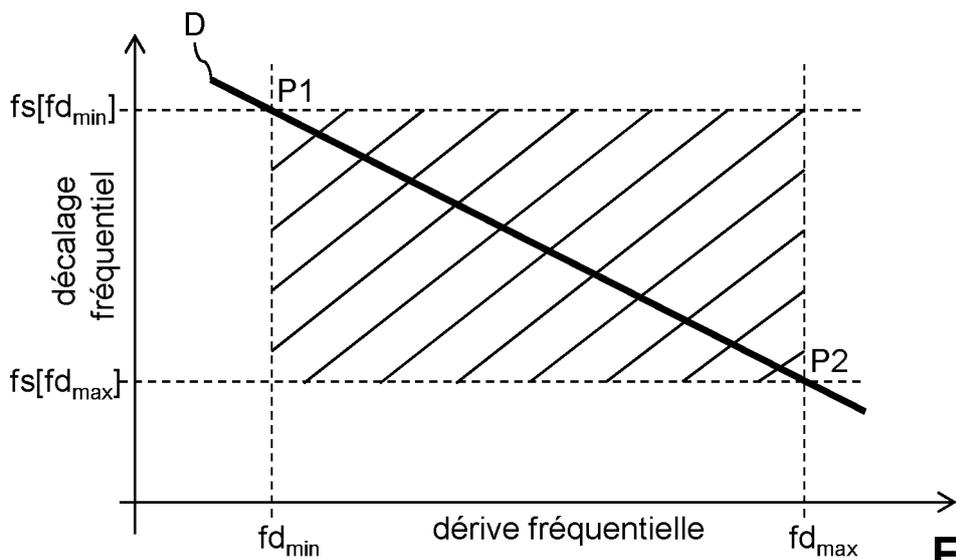


Fig. 4

RAPPORT DE RECHERCHE

articles L.612-14, L.612-53 à 69 du code de la propriété intellectuelle

OBJET DU RAPPORT DE RECHERCHE

L'I.N.P.I. annexe à chaque brevet un "RAPPORT DE RECHERCHE" citant les éléments de l'état de la technique qui peuvent être pris en considération pour apprécier la brevetabilité de l'invention, au sens des articles L. 611-11 (nouveau) et L. 611-14 (activité inventive) du code de la propriété intellectuelle. Ce rapport porte sur les revendications du brevet qui définissent l'objet de l'invention et délimitent l'étendue de la protection.

Après délivrance, l'I.N.P.I. peut, à la requête de toute personne intéressée, formuler un "AVIS DOCUMENTAIRE" sur la base des documents cités dans ce rapport de recherche et de tout autre document que le requérant souhaite voir prendre en considération.

CONDITIONS D'ETABLISSEMENT DU PRESENT RAPPORT DE RECHERCHE

Le demandeur a présenté des observations en réponse au rapport de recherche préliminaire.

Le demandeur a maintenu les revendications.

Le demandeur a modifié les revendications.

Le demandeur a modifié la description pour en éliminer les éléments qui n'étaient plus en concordance avec les nouvelles revendications.

Les tiers ont présenté des observations après publication du rapport de recherche préliminaire.

Un rapport de recherche préliminaire complémentaire a été établi.

DOCUMENTS CITES DANS LE PRESENT RAPPORT DE RECHERCHE

La répartition des documents entre les rubriques 1, 2 et 3 tient compte, le cas échéant, des revendications déposées en dernier lieu et/ou des observations présentées.

Les documents énumérés à la rubrique 1 ci-après sont susceptibles d'être pris en considération pour apprécier la brevetabilité de l'invention.

Les documents énumérés à la rubrique 2 ci-après illustrent l'arrière-plan technologique général.

Les documents énumérés à la rubrique 3 ci-après ont été cités en cours de procédure, mais leur pertinence dépend de la validité des priorités revendiquées.

Aucun document n'a été cité en cours de procédure.

**1. ELEMENTS DE L'ETAT DE LA TECHNIQUE SUSCEPTIBLES D'ETRE PRIS EN
CONSIDERATION POUR APPRECIER LA BREVETABILITE DE L'INVENTION**

LE TIAN ET AL: "An algorithm for Doppler shift and Doppler rate estimation based on pilot symbols", CONSUMER ELECTRONICS, COMMUNICATIONS AND NETWORKS (CECNET), 2012 2ND INTERNATIONAL CONFERENCE ON, IEEE, 21 avril 2012 (2012-04-21), pages 1626-1629, XP032181821, DOI: 10.1109/CECNET.2012.6201618 ISBN: 978-1-4577-1414-6

US 2013/083872 A1 (VARIKAT ANUBALA [IN]) 4 avril 2013 (2013-04-04)

US 2008/143594 A1 (WANG CHI-SHIN [US] ET AL) 19 juin 2008 (2008-06-19)

CN 106 817 333 A (UNIV XIDIAN) 9 juin 2017 (2017-06-09)

GIUGNO L ET AL: "Carrier frequency and frequency rate-of-change estimators with preamble-postamble pilot symbol distribution", COMMUNICATIONS, 2005. ICC 2005. 2005 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON SEOUL, KOREA 16-20 MAY 2005, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, vol. 4, 16 mai 2005 (2005-05-16), pages 2478-2482, XP010825619, DOI: 10.1109/ICC.2005.1494781 ISBN: 978-0-7803-8938-0

UMBERTO MENGALI ET AL: "Data-Aided Frequency Estimation for Burst Digital Transmission", IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ. USA, vol. 45, no. 1, 1 janvier 1997 (1997-01-01), XP011008871, ISSN: 0090-6778

LUISE M ET AL: "CARRIER FREQUENCY RECOVERY IN ALL-DIGITAL MODEMS FOR BURST-MODE TRANSMISSIONS", IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ. USA, vol. 43, no. 2/04, PART 02, 1 février 1995 (1995-02-01), pages 1169-1178, XP000502606, ISSN: 0090-6778, DOI: 10.1109/26.380149

FITZ M P ED - INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS: "Planar filtered techniques for burst mode carrier synchronization", COUNTDOWN TO THE NEW MILENNIUM. PHOENIX, DEC. 2 - 5, 19; [PROCEEDINGS OF THE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE. (GLOBECOM)], NEW YORK, IEEE, US, vol. -, 2 décembre 1991 (1991-12-02), pages 365-369, XP010042548, DOI: 10.1109/GLOCOM.1991.188412 ISBN: 978-0-87942-697-2

RODRIGUE IMAD ET AL: "Blind Estimation of the Phase and Carrier Frequency Offsets for LDPC-Coded Systems", EURASIP JOURNAL ON ADVANCES IN SIGNAL PROCESSING, vol. 2010, no. 1, 1 décembre 2010 (2010-12-01), XP055498267, DOI: 10.1155/2010/293572

**2. ELEMENTS DE L'ETAT DE LA TECHNIQUE ILLUSTRANT L'ARRIERE-PLAN
TECHNOLOGIQUE GENERAL**

NEANT

**3. ELEMENTS DE L'ETAT DE LA TECHNIQUE DONT LA PERTINENCE DEPEND
DE LA VALIDITE DES PRIORITES**

NEANT

