

La présente invention concerne un dispositif et un procédé pour synchroniser des oscillateurs dans un système de communication. Un exemple d'un tel système est un système de radiotélémetrie, dans lequel des données
5 arrivant à une fréquence située dans la bande de base subissent une conversion de fréquence pour la transmission à des hautes fréquences.

Dans des systèmes de communication basés sur une transmission radio, des données d'entrée, par exemple des
10 signaux vocaux ou des signaux provenant d'un capteur, occupent d'une manière générale une gamme de fréquences relativement basses, mentionnée dans la technique comme étant la bande de base. La fréquence des signaux dans la bande de base est accrue par conversion pour la
15 transmission de ces signaux par l'intermédiaire de la liaison radio. La conversion de fréquence dans le sens montant peut être exécutée par mélange (c'est-à-dire multiplication) des signaux dans la bande de base par une fréquence dérivée d'un oscillateur local.

20 En supposant à titre de simplification que les signaux dans la bande de base comprennent une tonalité continue ayant une fréquence ω_B et que l'oscillateur local possède une fréquence ω_L , alors on sait bien dans la technique que le résultat du mélange produit des signaux à
25 des fréquences $\omega_L - \omega_B$ et $\omega_L + \omega_B$ et que ce processus de mélange augmente les deux bandes latérales qui sont centrées sur la fréquence ω_L de l'oscillateur local. L'un de ces signaux ou ces deux signaux peuvent alors être transmis conformément à des systèmes de transmission
30 connus. En supposant à titre de simplification que seule la bande latérale supérieure est transmise, alors le récepteur est agencé de manière à récupérer la bande de base par mélange du signal arrivant ($\omega_L + \omega_B$) à un signal ω_L' délivré par un oscillateur local. Ceci fournit des signaux
35 possédant les fréquences de somme et de différence

$\omega_L' + \omega_L + \omega_B$ et $\omega_L - \omega_L' + \omega_B$. Si ω_L et ω_L' sont identiques, alors le signal récupéré possède la fréquence ω_B (le terme $\omega_L' + \omega_L + \omega_B$ étant ignoré lorsqu'il apparaît à l'extérieur d'une bande passante du système). Cependant, si les oscillateurs locaux ne sont pas réellement adaptés, alors le terme $(\omega_L - \omega_L')$ n'est pas nul et une erreur de fréquence est introduite dans le signal récupéré. Dans la discussion précédente, on n'a pas tenu compte de la contribution du déphasage, mais ceci est également important et, pour récupérer de façon précise le signal dans la bande de base, les signaux de sortie ω_L et ω_L' délivrés par les deux oscillateurs doivent être adaptés de façon précise à la fois du point de vue de la fréquence et de la phase.

Un système de transmission de données sismiques doit récupérer des informations d'amplitude, de fréquence et de phase à partir de chacun des géophones (ou hydrophones) si le traitement ultérieur des données pour une correction d'excursion normale, une correction d'excursion conséquent et analogue doit être exécuté de façon précise. Il est important que la fréquence des oscillateurs locaux dans les émetteurs et récepteurs dans un tel système de radiotéléométrie soit adaptée de façon très précise. Une solution pour obtenir ceci consiste à utiliser une référence de fréquence très stable et précise dans chaque unité formant récepteur et formant émetteur. Cependant, si des erreurs de fréquence égales approximativement à une partie par million ou moins sont nécessaires dans une gamme étendue de températures, alors des systèmes de référence très précis commandés en fonction de la température sont nécessaires, ces systèmes tendent à être coûteux, volumineux et consommant beaucoup d'énergie et n'étant par conséquent pas appropriés pour être utilisés dans des unités radio portables alimentées par piles.

Conformément au premier aspect de la présente

invention, il est prévu un système de communication de données comprenant une unité maître contenant une horloge maître et au moins une unité distante, caractérisé en ce que la ou chaque unité distante possède un oscillateur local, que l'unité maître transmet un signal contenant au moins des premier et second signaux pilotes à des fréquences prédéterminées et que la ou chaque unité distante est agencée de manière à recevoir les signaux pilotes, pour comparer les fréquences des signaux pilotes reçus à un enregistrement local de leurs fréquences, et pour régler la fréquence de l'oscillateur local de manière à régler la différence entre les fréquences pilotes reçues et les fréquences attendues à une valeur inférieure à un seuil.

Ainsi il est possible de prévoir un système de communication, dans lequel les unités distantes peuvent être pourvues d'oscillateurs locaux relativement bon marché, qui sont commandées de manière à exécuter un verrouillage sur un oscillateur maître.

De préférence, les signaux pilotes possèdent une gamme étroite de fréquences et peuvent être considérés comme des tonalités pilotes.

De préférence ces tonalités pilotes sont insérées dans le signal de la bande de base qui est modulé par l'émetteur. Elles peuvent être modulées pour inclure des informations à des fins d'identification ou à des fins de transfert d'informations.

Avantageusement, la puissance des tonalités pilotes reçues peut être utilisée pour estimer la perte de transmission qui apparaît entre la station de base et une unité distante. Cette estimation peut alors être utilisée pour commander la puissance d'émission de l'unité distante, afin de garantir que son signal est reçu avec une puissance suffisante, mais non excessive, dans la station de base.

De préférence, là où chaque unité est disposée de

manière à contrôler de façon intermittente le signal délivré par l'unité maître et démoduler le signal délivré par cette unité pour récupérer les signaux dans la bande de base et par conséquent les tonalités pilotes. La ou chaque
5 unité pilote convertit, selon une conversion dans le sens descendant, le signal arrivant à haute fréquence en le mélangeant à un signal délivré par un oscillateur local. La ou chaque unité distante inclut un détecteur en quadrature situé dans son récepteur radio de telle sorte que les
10 composantes en phase et en quadrature du signal dans la bande de base sont toutes deux délivrées par le détecteur.

Un processeur de signaux est agencé de manière à repérer les tonalités pilotes dans le signal démodulé dans la bande de base et d'utiliser ces tonalités pour régler la
15 fréquence de l'oscillateur local. Un tel traitement des signaux peut être exécuté dans le domaine analogique ou dans le domaine numérique et dans un système matériel ou dans un système logiciel. On dispose maintenant de processeur de signaux numériques à des coûts raisonnables
20 et ces processeurs conviennent notamment pour cette tâche de traitement. De préférence le processeur de signaux est agencé de manière à identifier les tonalités pilotes par recherche de la différence connue entre les fréquences des tonalités pilotes.

L'utilisation de deux tonalités pilotes pour le verrouillage de fréquence de l'oscillateur local améliore de façon conséquente la fiabilité du système. Chaque unité locale est susceptible d'être utilisée dans un environnement potentiellement parasité (en termes
30 d'interférence électrique et d'interférence des fréquences radio), et par conséquent une boucle à verrouillage de phase servant à réaliser un verrouillage sur une seule tonalité pilote fournirait un risque élevé de verrouillage sur un signal parasite ou un signal de bruit. En cherchant
35 à réaliser un verrouillage sur deux tonalités séparées par

une fréquence connue, ce risque est fortement réduit. Par exemple dans un système de transmission réalisant une transmission à la fois dans la bande latérale supérieure et dans la bande latérale inférieure, les tonalités pilotes peuvent être également espacées autour de la fréquence porteuse. Par conséquent les tonalités pilotes peuvent être corrélées entre elles. Bien que le concept à la base de l'invention puisse être plus facilement envisagé lorsque les tonalités pilotes ont des fréquences positives discrètes dans la bande de base de telle sorte que les deux tonalités apparaissent dans une ou chaque bande latérale, on notera que la conversion de réduction de la fréquence entraîne la possibilité que l'une des fréquences pilotes ou les deux fréquences pilotes possèdent une fréquence négative. Compte tenu d'une représentation géométrique d'un déplacement cyclique, dans laquelle une variable oscillatoire est représentée sous la forme d'une ligne de longueur fixe exécutant un déplacement circulaire et les composantes en phase et en quadrature sont représentées par les projections sur les axes orthogonaux X et Y de la représentation, on note qu'une fréquence positive possède les composantes :

$$\text{En phase} = \cos wt$$

$$\text{En quadrature} = \sin wt$$

et une fréquence négative (c'est-à-dire de rotation en sens inverse) possède les composantes suivantes :

$$\text{En phase} = \cos wt$$

$$\text{En quadrature} = -\sin wt$$

Par conséquent dans un système dans lequel une information de phase existe, des fréquences négatives peuvent apparaître et sont traitées correctement lors d'opérations ultérieures de traitement, comme par exemple un décalage de fréquence.

Avantageusement, le processeur de signaux est agencé de manière à effectuer une copie du signal d'entrée

et appliquer un décalage de fréquence à la copie au moyen d'une fréquence égale de façon nominale à l'écart entre les première et seconde tonalités pilotes.

Avantageusement les tonalités pilotes sont
5 identifiées moyennant l'exécution d'une analyse du signal d'entrée échantillonné dans le domaine des fréquences. On peut utiliser différentes techniques d'analyse dans le domaine des fréquences, mais du point de vue vitesse et simplicité, on peut exécuter une transformation de Fourier
10 rapide. Avantageusement la transformation de Fourier rapide est limitée ou étranglée dans une fenêtre pour compenser le fait qu'elle agit sur un signal de donnée ayant une durée limitée. La transformation de Fourier rapide est une transformation de Fourier rapide complexe permettant de
15 conserver à la fois l'amplitude et la phase de chaque signal. La transformation de Fourier rapide fournit l'amplitude et la phase du signal d'entrée dans une série de fenêtres de fréquences (c'est-à-dire des créneaux de fréquences). Avantageusement, certaines de ces fenêtres
20 peuvent être supprimées pour éliminer des composantes parasites. Les résultats du domaine des fréquences pour les échantillons décalés et les échantillons non décalés sont alors combinés en tenant compte de leur phase de sorte que des vecteurs fournis par les signaux pilotes possèdent la
25 même phase et tendent à se combiner du point de vue amplitude. Le traitement des signaux est exécuté dans des tampons de signaux ayant des longueurs fixes. Pour améliorer le rapport signal/bruit, on forme la moyenne des résultats traités de plusieurs tampons. Avantageusement la
30 gamme des fréquences est corrélée de manière à combiner l'énergie dans des versions, ayant subi un décalage Doppler, des signaux pilotes. Le décalage Doppler peut apparaître en raison du fait que l'une des unités radio se déplace par rapport à l'autre, par exemple une station de
35 base peut être mobile, tandis que les émetteurs locaux

raccordés à des géophones sont fixes, ou bien en raison du fait que la station de base ou les unités distantes ou la station de base et les unités distantes se déplacent par rapport au milieu de transmission, comme cela se produit
5 dans le cas d'une étude sismique marine, dans laquelle les hydrophones peuvent être tirées par un navire d'étude.

Le processeur de signaux effectue des recherches dans le spectre traité du signal reçu pour trouver le pic maximum. En supposant que les données d'entrée ont été
10 copiées et que la copie (ou l'original) a subi un décalage de fréquence dans le sens montant, alors le pic maximum correspond à la fréquence de la tonalité pilote supérieure. Avantagement, le processeur de signaux est alors agencé de manière à estimer une mesure de confiance dans le fait
15 qu'il a identifié correctement la tonalité pilote correcte. Pour effectuer ceci, il peut être utilisé un test en deux parties. Comme première partie du test, le pic peut dépasser un seuil prédéterminé sans valeur absolue, sans rapport avec la quantité dont il dépasse les autres
20 signaux. En second lieu, l'amplitude du pic maximum peut être comparée à l'amplitude du pic maximum en second. Ce rapport peut être également utilisé pour indiquer le degré de confiance concernant le fait qu'un verrouillage satisfaisant a été atteint. Si la différence entre les
25 amplitudes est faible, alors il existe une faible confiance dans le fait que le pic trouvé est valable. Ainsi, le processus de recherche peut être à nouveau déclenché.

Une fois que le processeur de signaux a trouvé les tonalités pilotes avec une confiance suffisante, une
30 nouvelle tension de commande pour l'oscillateur est calculée et produite sur la base de l'erreur existant entre les fréquences des tonalités pilotes attendues et les fréquences des tonalités pilotes reçues. Si l'erreur en fréquence se situe dans des limites prédéterminées, alors
35 on considère qu'il y a un verrouillage de l'oscillateur

local, sinon la tension de commande de l'oscillateur local est mise à jour en vue d'établir un verrouillage acceptable.

Conformément à un second aspect de la présente invention, il est prévu un procédé pour synchroniser un oscillateur local avec un oscillateur maître, caractérisé en ce que l'oscillateur maître est agencé de manière à transmettre les première et seconde tonalités, qu'un signal arrivant est mélangé à un signal de l'oscillateur local pour moduler les première et seconde tonalités pilotes, que le signal démodulé est analysé pour identifier les première et seconde tonalités pilotes par recherche d'au moins l'une des fréquences des tonalités pilotes ou de la différence entre les fréquences des tonalités pilotes et les fréquences des tonalités pilotes démodulées sont comparées aux fréquences attendues des tonalités pilotes de manière à produire une mesure d'erreur de fréquence, et la fréquence de l'oscillateur local est corrigée de manière à réduire cette erreur.

Selon un troisième aspect de l'invention, il est prévu un dispositif pour verrouiller une fréquence sur un signal de porteuse comprenant une tonalité pilote apparaissant dans les bandes latérales supérieure et inférieure du signal de porteuse, caractérisé en ce qu'il est agencé de manière à démoduler le signal reçu pour récupérer une première tonalité pilote à partir de la bande latérale supérieure et une seconde tonalité pilote à partir de la bande latérale inférieure pour positionner les tonalités pilotes par recherche de signaux séparés par une fréquence correspondant à un écart entre les fréquences attendues des première et seconde tonalités pilotes, et recherche d'une mesure indicative d'une erreur entre les fréquences attendues des tonalités pilotes démodulées et les fréquences actuelles des tonalités pilotes démodulées.

Conformément à un quatrième aspect de la présente

invention, il est prévu un procédé pour réduire l'interférence dans une unité de télémétrie d'un système de télémétrie, caractérisé en ce qu'il consiste à produire tous les signaux d'horloge en utilisant l'unité de
5 télémétrie par verrouillage de ces signaux d'horloge sur une horloge maître locale, de sorte que toute interférence harmonique due à un mélange de fréquences d'horloge est prédictible.

Selon un cinquième aspect de la présente invention
10 il est prévu un procédé pour commander des signaux d'horloge dans une pluralité d'unités distantes dans un système distribué de collecte de données, caractérisé en ce qu'il consiste à émettre au moins un signal de référence à partir d'une unité maître et régler les horloges dans les
15 unités distantes pour réaliser un verrouillage sur le signal de référence.

Par conséquent, une fois que l'oscillateur local dans chaque unité distante a été verrouillé correctement par réduction de l'erreur de fréquence des tonalités
20 pilotes dans les limites d'une marge admissible, il s'ensuit que les oscillateurs locaux des différentes unités distantes fonctionnent sensiblement à la même fréquence.

D'autres caractéristiques et avantages de la présente invention ressortiront de la description donnée
25 ci-après prise en référence aux dessins annexés, sur lesquels :

- la figure 1 représente schématiquement un système de communication radio constituant une forme de réalisation de la présente invention ;
- 30 - la figure 2 représente schématiquement le spectre des fréquences d'émission de l'émetteur ;
- la figure 3 représente un schéma-bloc illustrant les étapes de traitement de signaux utilisées pour récupérer les fréquences pilotes ;
- 35 - la figure 4 illustre schématiquement la formation

de la moyenne de vecteurs pilotes pour améliorer le rapport signal/bruit ;

- les figures 5a à 5e illustrent schématiquement le spectre des signaux pour différentes étapes de traitement des signaux ; et

- la figure 6 représente schématiquement le résultat de la corrélation de composantes Doppler.

Comme cela est représenté sur la figure 1, une horloge maître 2 située dans une station de base 4 est utilisée pour produire des signaux de cadencement pour un système de radiotéléométrie. L'horloge maître est également utilisée pour produire la fréquence d'oscillateur locale pour l'émetteur 6 du poste de la station de base 4 (par exemple par multiplication de fréquence et le signal de l'horloge maître peut également être utilisé en fréquence pour produire les signaux pilotes. Les signaux pilotes sont des signaux dans la bande de base et par commodité peuvent avoir une fréquence relativement basse, par exemple située dans la gamme des fréquences de quelques centaines de Hz. Les signaux dans la bande de base sont alors modulés et transmis. La figure 2 représente schématiquement le spectre de transmission des hautes fréquences de la station de base 4, le spectre comprenant une fréquence de porteuse nominale C_T . Dans la forme de réalisation prise à titre d'exemple et représentée sur la figure 2, les signaux pilotes P1 et P2 sont également espacés de part et d'autre de la fréquence porteuse C_T dans le spectre d'émission. Des données additionnelles de signaux se situent dans des enveloppes de modulation 10 et 12 respectivement dans les bandes latérales supérieure et inférieure. Lorsque le signal est ramené dans la bande de base par démodulation, ceci fournit le signal pilote P2 possédant une fréquence $+F$ et le signal pilote P1 possédant une fréquence $-F$, la fréquence négative $-F$ se manifestant dans le monde réel sous la forme d'un signal supplémentaire possédant une fréquence $+F$ avec une

phase associée égale à π radians dans sa partie de signal en quadrature (déphasée). Cependant, comme cela a été établi à la fois par calcul mathématique et expérimentation physique, il importe peu que les signaux pilotes P1 et P2 possèdent respectivement des fréquences positives, des fréquences négatives ou un mélange de fréquences positives et négatives étant donné que cela n'a aucun effet sur les étapes ultérieures de traitement ou sur l'identification des tonalités pilotes.

10 En référence à la figure 1, une unité distante 20 comprend un récepteur radio hétérodyne 22, un processeur de signaux 24 pour la recherche des tonalités pilotes, et un oscillateur 26 commandé par la tension, qui, en liaison avec un synthétiseur 28 de fréquence de canaux, produit la
15 fréquence de l'oscillateur local.

La figure 5a illustre schématiquement le spectre des fréquences d'un signal apparaissant sur une sortie du récepteur radio 22. Le signal comporte une composante 30 de bruit dans le canal. Le signal comporte également des signaux pilotes reçus P1' et P2', dont les fréquences sont décalées par un écart de fréquence F_B . Cet écart peut apparaître sous l'effet du déplacement de l'émetteur, du récepteur ou à la fois de l'émetteur et du récepteur ou en raison d'une erreur de fréquence dans l'oscillateur local
25 du récepteur radio. Le signal de sortie du récepteur radio 22 est envoyé au processeur de signaux 24 pour effectuer les recherches des signaux pilotes. Le processeur de signaux 24 reçoit des signaux d'entrée en phase et en quadrature de la part du récepteur 22, numérise ces signaux
30 et les mémorise dans un tampon d'échantillons 40, comme représenté sur la figure 3. Un premier signal de sortie du tampon à échantillons envoie une copie du signal d'entrée à un circuit de transformation de Fourier rapide ou un algorithme de transformation de Fourier rapide 42 (étant
35 donné que le traitement des données peut être exécuté dans

un système matériel ou un système logiciel). Une seconde sortie du tampon d'échantillons envoie une copie du signal d'entrée à un convertisseur de fréquence 44, qui décale vers le haut la fréquence des signaux échantillonnés, et ce
5 d'une fréquence F_{PS} correspondant à la fréquence séparant les premier et second signaux pilotes P1 et P2. La fréquence décalée dans le sens montant est mémorisée temporairement dans un tampon 46 avant d'être transformée au moyen d'un circuit ou d'un algorithme 48 de
10 transformation de Fourier. La figure 5b représente schématiquement le signal dans la bande de base de l'échantillon d'entrée, qui a subi un décalage de fréquence dans le sens montant et qui est présent à la sortie du dispositif de décalage de fréquence 44. Ceci fournit deux
15 nouvelles copies des signaux pilotes P1" et P2". On notera que la fréquence P2' oscille avec la fréquence P1". Le signal de sortie de l'élément 42 réalisant une transformation de Fourier rapide est traité par un circuit ou un algorithme 50 servant à bloquer ces composantes de
20 fréquence apparaissant pour ou au voisinage de zéro Hz. Un algorithme ou circuit similaire 52 élimine les fréquences de la transformée de Fourier décalées apparaissant à la fréquence F_{PS} ou au voisinage de cette dernière. On a trouvé dans la pratique que la version, qui a subi la
25 transformation de Fourier respective, du tampon d'échantillons et du tampon d'échantillons décalés contient des composantes à la fréquence zéro Hz et à la fréquence F_{PS} , ce qui peut être dû à un phénomène transitoire de commutation à la fermeture dans le système matériel du
30 récepteur. Les composantes parasites pourraient perturber la poursuite du traitement des signaux et par conséquent sont éliminées dans les éléments 50 et 52.

Les signaux ayant subi la transformation de Fourier sont alors combinés lors du pas 54. Une correction de phase
35 est appliquée sur la base de l'instant de démarrage de

blocs de données (c'est-à-dire des ensembles discrets de données collectés dans le tampon à échantillons 40) de sorte que les vecteurs dus à des signaux pilotes possèdent la même phase dans chaque bloc et par conséquent tendent à
5 avoir une amplitude qui augmente.

Un algorithme combine les résultats des tampons à échantillons ayant subi la transformation de Fourier rapide (FFT) et produit :

$$\begin{aligned} \text{Amplitude du résultat } |C_n| &= |A_n| * |B_n| \\ \text{Phase du résultat } \angle C_n &= \angle A_n - \angle B_n + P_n \end{aligned}$$

avec :

A_n , n-ème élément de la transformation FFT du tampon d'échantillons non décalé,
 B_n , n-ème élément de la transformation FFT du
15 tampon d'échantillons décalé,
 C_n , n-ème élément du résultat, et
 P_n , angle de correction de phase.

Le but de calcul est de fournir un seul vecteur pour chaque fenêtre de fréquences, qui possède une
20 amplitude élevée uniquement s'il existe une énergie importante dans la fenêtre équivalente dans les deux tampons, c'est-à-dire qu'il existe une énergie à la fois pour une fréquence particulière et une fréquence plus faible, et ce de l'écart séparant les fréquences pilotes.

25 La phase du résultat est importante étant donné qu'un traitement supplémentaire (décrit plus loin) est appliqué au réseau de vecteurs de sorte que les vecteurs ayant le même angle s'additionnent et que les autres tendent à s'annuler.

30 L'angle de correction de phase P_n est introduit pour une question de réalisation. Un oscillateur est utilisé pour décaler les échantillons d'entrée, et ce de l'écart de fréquences séparant les signaux pilotes de manière à produire le tampon d'échantillons décalés. Si cet
35 oscillateur fonctionne continûment exactement à la

fréquence correspondant à l'écart séparant les fréquences des signaux pilotes, le terme P_c ne serait pas nécessaire. Le vecteur obtenu par la combinaison des tonalités pilotes possède le même angle pour chaque bloc d'échantillons. Dans
 5 la pratique, les échantillons sont collectés pour le bloc d'échantillons, avec un intervalle entre les blocs d'échantillons, tandis qu'un traitement de recherche des tonalités pilotes est exécuté. L'oscillateur de décalage est arrêté de manière à réduire la charge appliquée au
 10 processeur et simplifier la structure logicielle. L'oscillateur de décalage démarre au niveau de chaque bloc avec une phase identique. P_c corrige la phase que l'oscillateur aurait présenté s'il avait fonctionné continûment. La valeur P_c est fournie par :

$$15 \quad P_c = 2 * \text{Pi} * \text{Fps} * (\text{tn} - \text{tl})$$

Fps étant la fréquence de décalage de l'oscillateur (=fréquence de séparation des tonalités pilotes), tn étant la durée pendant laquelle le premier échantillon du bloc d'échantillons actuel a été échantillonné, et tl étant la
 20 durée pendant laquelle le premier échantillon du premier bloc d'échantillons a été échantillonné.

Pour améliorer plus encore le rapport signal/bruit et rejeter une énergie qui possède une fréquence égale presque, mais non exactement, à l'écart de fréquence
 25 séparant les tonalités pilotes, la moyenne du signal de sortie du bloc de traitement 54 est formée sur une pluralité de blocs d'échantillons, dans un élément 56 de formation de la moyenne. Les vecteurs aux signaux pilotes, qui possèdent la même phase d'un bloc d'échantillons à
 30 l'autre, continuent à s'additionner, tandis que d'autres vecteurs ne sont pas intensifiés en raison d'un bruit et d'autres composantes de fréquences dont la phase tend à être aléatoire. Ceci est illustré schématiquement sur la figure 4, qui représente des vecteurs V1 à V4 délivrés par
 35 des signaux de sortie successifs de l'élément 54 de

combinaison de vecteurs, qui se renforcent réciproquement de sorte que leur amplitude augmente, tandis que des vecteurs de bruit N1 à N4 qui correspondent à des signaux non corrélés, possèdent des phases aléatoires de sorte que leur amplitude résultante reste faible. La figure 5c représente schématiquement le spectre de fréquences à la sortie de l'élément 54, tandis que la figure 5d représente schématiquement l'amélioration du rapport signal/bruit à la suite de la formation de la moyenne. On notera que les figures 5c, 5d et 5e sont tracées avec des échelles de fréquences différentes de celles des figures 5a et 5b.

Les vecteurs, dont la moyenne est formée, sont transmis à un corrélateur de fréquence 58, qui reçoit chaque fenêtre de fréquences fournie par la moyenne de transformée de Fourier et la met en corrélation avec une gamme de fréquences située d'un côté ou de l'autre et correspondant à la gamme maximum attendue de fréquences. Des vecteurs formés par des composantes de fréquences des signaux pilotes s'additionnent, tandis que d'autres vecteurs ne s'additionnent pas. Cela garantit que des composantes ayant subi un décalage de fréquence (par exemple sous l'effet du décalage Doppler) du signal pilote interviennent encore dans le processus de détection. Le résultat de la corrélation conduit à un spectre illustré schématiquement sur la figure 5e. La corrélation améliore de façon supplémentaire le rapport signal/bruit.

En particulier le résultat fourni par la combinaison de blocs multiples est en outre traité comme suit :

30
$$E_n = \text{somme } D_{n+k} \text{ pour } k=0 \text{ à } C$$

avec :

E_n , n-ème élément du résultat,

D_n , n-ème élément du résultat de l'étage de formation de la moyenne, et

35 C , décalage Doppler attendu $2 \cdot \max$ en Hz/largeur de chaque

fenêtre FFT en Hz.

Les signaux pilotes présentant un décalage Doppler fournissent un spectre tel que représenté sur la figure 6.

La fréquence du centre du pic de corrélation est inférieure à la fréquence du signal pilote supérieur, et ce de $F_c/2$, F_c étant la gamme des fréquences en Hz, dans laquelle la corrélation est exécutée (=fréquence Doppler attendue $2*max$).

On utilise une technique pour trouver le centre du pic de corrélation avec lequel quelques composantes de trajets multiples sont approximativement trapézoïdales. Le procédé utilisé pour déterminer l'élément de valeur maximal du résultat (qui peut ne pas être le centre du pic en raison de la platitude relative du pic). Le centre du pic de corrélation est estimé moyennant l'exécution du calcul.

$$B_{pk} = \text{Somme}(C_{m+k} * (m+k) / \text{Somme}(m=k))$$

m étant le numéro de fenêtre de la valeur de pic, et k étant compris entre $-C$ et $+C$, C étant la gamme de corrélation comptée en fenêtres.

D'autres améliorations peuvent être apportées moyennant une exclusion de fenêtres dans la somme, lorsque la valeur de la fenêtre est inférieure à certaines fractions de la valeur de pic. On suppose que ces fenêtres sont des valeurs de bruit situées à l'extérieure du pic principal.

Le résultat est le numéro de fenêtre du centre du pic de corrélation. Ce résultat peut être précis au niveau d'une traction d'une fenêtre en permettant ainsi une estimation de la fréquence pilote avec une résolution supérieure à celle de la résolution initiale de la transformation FFT.

Enfin le résultat est produit pour l'estimation de la fréquence du signal pilote supérieur :

$$F_{UP} = (B_{pk} * F_s / N) = F_c / 2$$

avec :

F_c, gamme de fréquences de corrélation Hz,
F_s, fréquence d'échantillonnage FFT en Hz,
N, ordre de la transformation FFT,
B_{pk}, nombre de fenêtres du résultat de corrélation, et
5 F_{up}, estimation de la fréquence du signal pilote supérieur.

Les signaux sont alors transmis au bloc 60 de traitement, qui recherche le spectre pour localiser le pic le plus intense, qui apparaît au niveau de la fréquence $P2 - F_c/2$. Une fois que le pic maximum a été trouvé, sa
10 fréquence est envoyée au bloc 62 pour le calcul de la correction appliquée à la tension de commande pour l'oscillateur local. Le bloc de traitement 60 calcule également un paramètre représentant la valeur de confiance ou d'espérance du fait que la fréquence pilote a été
15 correctement identifiée. Pour exécuter cette opération, deux tests sont appliqués au pic. Tout d'abord, il est comparé à une valeur prédéterminée. Si ce test est passé avec succès, alors le rapport entre le pic maximum et le pic maximum en second est calculé. Ce rapport peut être
20 considéré comme étant une mesure de la confiance avec laquelle le pic correct a été identifié. Il existe d'autres pics correspondant à un signal P1 non décalé et à un signal P2 décalé. Cependant, des pics parasites peuvent apparaître en raison de la présence de tonalités utilisant de fortes
25 interférences, une saturation apparaissant dans le récepteur pour des niveaux de bruit élevés. Si le pic principal n'est pas nettement supérieur aux autres, alors il existe une faible confiance dans le fait que les tonalités pilotes ont été identifiés correctement, et ainsi
30 l'algorithme redémarre.

En supposant que l'estimation de confiance dépasse le seuil de confiance requis, une correction est appliquée à l'oscillateur produisant la fréquence locale. L'ensemble du processus de correction est ensuite répété. Une fois que
35 l'erreur a été réduite au-dessous d'un seuil admissible, un

drapeau 75 est inséré pour indiquer que le système est verrouillé.

Il est possible qu'aucun signal pilote ne soit trouvé. Ceci peut se produire étant donné que les signaux pilotes ne sont pas présents ou bien que les signaux pilotes reçues P1' et P2' se situent respectivement à proximité de zéro Hz et de F_{ps} et par conséquent sont éliminés par le traitement des signaux exécutés dans les éléments 50 et 52. Dans ce dernier cas, la fréquence de l'oscillateur commandé par la tension peut être modifiée entre des recherches successives, avec des décalages successifs de fréquence du signal dans le sens montant et dans le sens descendant, ce qui rend visible le signal pilote masqué à 0 Hz.

Lorsqu'un verrouillage a été obtenu, le signal de sortie délivré par l'oscillateur commandé peut être utilisé pour synthétiser la fréquence du canal radio. Il peut être également utilisé pour délivrer des signaux de cadencement pour les horloges d'échantillonnage utilisés dans des convertisseurs analogique/numérique et numérique/analogique, et également pour fournir les signaux d'horloge d'échantillonnage utilisés dans le matériel logiciel de traitement des signaux numériques, la production de signaux d'horloge de cadence des données, des signaux d'horloge et d'échantillonnage de données sismiques, des signaux d'horloge de processeur et d'unités de commande, et peut être également utilisé pour commander une fréquence de commutation d'unités d'alimentation en source d'alimentation en mode commuté.

Chacun de ces signaux d'horloge étant verrouillés sur le même standard de fréquence stable, le nombre de signaux qui interfèrent et sont produits par un degré donné de diaphonie, est fortement réduit. Par conséquent la tâche d'élimination de ces signaux lors d'un traitement ultérieur des signaux s'en trouve facilité.

Un autre élément critique dans des systèmes de télémétrie, notamment destinés à être utilisés pour collecter des données sismiques, est la gamme dynamique étendue de signaux qui sont renvoyés par les géophones.

5 Pour tirer complètement parti de cette gamme dynamique, il est nécessaire d'utiliser des convertisseurs à très haute résolution et de réduire toute diaphonie ou interférence produite par les circuits. On peut utiliser une gamme dynamique de 24 bits, qui fournit une résolution de 144 dB,

10 bien que l'on puisse s'attendre à ce que cette valeur augmente à l'avenir. Avec ce niveau de gamme dynamique, la réduction des interférences devient extrêmement difficile, et tout mécanisme, qui est à même de maintenir cette gamme dynamique sans entraîner un accroissement important des

15 dimensions ou du poids, présente un avantage pratique net.

Grâce à l'utilisation du verrouillage de l'oscillateur, mentionné précédemment, les signaux d'horloge des unités distantes situées dans le système de télémétrie et tous les signaux d'horloge d'échantillonnage

20 de données restent liés par une synchronisation stricte, ce qui réduit l'importance d'imprécisions due au cadencement, ce qui a pour effet que la limite ultime de résolution est la limite de quantification des convertisseurs analogiques/numériques. Ceci, en liaison avec le fait qu'un

25 bruit produit de façon interne est fortement réduit par la commande des différentes horloges à partir d'une source commune, améliore fortement la performance du système.

Lors des tests, il a été possible d'obtenir une stabilité de fréquence des unités distantes égale à 0,025

30 ppm dans l'ensemble de la gamme des températures de fonctionnement par rapport à l'oscillateur du poste de base. Ceci est avantageux par rapport à la stabilité intrinsèque non corrigée de l'oscillateur commandé par l'obtention des unités distantes, qui de façon typique

35 présentent une erreur de fréquence atteignant jusqu'à plus

ou moins 10 ppm par rapport à l'oscillateur de la station de base. Cette stabilité supplémentaire est très importante, en particulier pour la variation étendue de température qui peut apparaître dans le système de

5 télémétrie.

REVENDEICATIONS

1. Système de communication de données comprenant une unité maître contenant une horloge maître (2) et au moins une unité distante (20), caractérisé en ce que la ou
5 chaque unité distante (20) possède un oscillateur local (26), que l'unité maître transmet un signal contenant au moins des premier et second signaux pilotes (P1, P2) à des fréquences prédéterminées et que la ou chaque unité
10 distante (20) est agencée de manière à recevoir les signaux pilotes, pour comparer les fréquences des signaux pilotes reçus à un enregistrement local de leurs fréquences, et pour régler la fréquence de l'oscillateur local (26) de manière à régler la différence entre les fréquences pilotes reçues et les fréquences attendues à une valeur inférieure à un
15 seuil.

2. Système de communication de données selon la revendication 1, caractérisé en ce que les signaux pilotes (P1, P2) sont des tonalités pilotes.

3. Système de communication de données selon la
20 revendication 2, caractérisé en ce que les tonalités signaux pilotes sont insérées dans un signal de la bande de base, qui est transmis par un émetteur situé dans l'unité maître.

4. Système de communication de données selon l'une
25 ou l'autre des revendications 2 et 3, caractérisé en ce que les tonalités pilotes sont modulées pour inclure une information à des fins d'identification ou de transfert d'informations.

5. Système de communication de données selon l'une
30 quelconque des revendications 2 à 4, caractérisé en ce que la puissance des tonalités pilotes reçues est utilisée pour estimer la perte de transmission qui apparaît entre la station de base (4) et une unité distante, cette estimation étant utilisée pour commander la puissance d'émission de
35 l'unité distante (20) afin de garantir que son signal est

reçu avec une puissance suffisante, mais non excessive, dans la station de base (4).

5 6. Système de communication de données selon l'une quelconque des revendications 2 à 5, caractérisé en ce que la ou chaque unité distante (20) est agencée de manière à contrôler, au moins de façon intermittente, le signal délivré par l'unité maître et à démoduler le signal provenant de cette unité pour récupérer les signaux dans la bande de base et par conséquent les tonalités pilotes.

10 7. Système de communication de données selon l'une quelconque des revendications 2 à 6, caractérisé en ce que la ou chaque unité distante (20) réalise une conversion, dans le sens décroissant, de la fréquence radio arrivante par un mélange de cette fréquence avec un oscillateur local
15 (26), la ou chaque unité distante comprenant un détecteur de quadrature situé dans son récepteur radio de telle sorte que la composante en phase et la composante en quadrature du signal dans la bande de base sont toutes deux délivrées par le détecteur.

20 8. Système de communication de données selon l'une quelconque des revendications 2 à 7, caractérisé en ce que chaque unité distante (20) comprend un processeur de signaux (24) agencé de manière à repérer les tonalités pilotes à l'intérieur du signal démodulé dans la bande de
25 base et à utiliser ces tonalités pilotes pour régler la fréquence de l'oscillateur local (26).

9. Système de communication de données selon la revendication 8, caractérisé en ce que le processeur de signaux (24) est agencé de manière à identifier les
30 tonalités pilotes par recherche d'une différence de fréquence connue entre les tonalités pilotes.

10. Système de communication de données selon l'une ou l'autre des revendications 8 et 9, caractérisé en ce que les tonalités pilotes sont corrélées entre elles pour
35 améliorer leur identification.

11. Système de communication de données selon l'une quelconque des revendications 8 à 10, caractérisé en ce que le processeur de signaux (24) est agencé de manière à effectuer une copie du signal d'entrée démodulé et à
5 appliquer un décalage de fréquence à la copie au moyen d'une fréquence nominale égale à la séparation entre les première et seconde tonalités pilotes.

12. Système de communication de données selon l'une quelconque des revendications 2 à 11, caractérisé en ce que
10 les tonalités pilotes sont identifiées par exécution d'une analyse du signal d'entrée échantillonné, dans le domaine des fréquences.

13. Système de communication de données selon la revendication 12, caractérisé en ce qu'une transformation
15 de Fourier rapide est exécutée.

14. Système de communication de données selon la revendication 13, caractérisé en ce que la transformation de Fourier rapide est limitée ou étranglée dans une fenêtre de manière à compenser le fait qu'elle agit sur le signal
20 de données ayant une durée limitée.

15. Système de communication de données selon l'une ou l'autre des revendications 13 et 14, caractérisé en ce que la transformation de Fourier rapide est une transformation de Fourier complexe servant à maintenir la
25 phase et l'amplitude du signal.

16. Système de communication de données selon la revendication 15, caractérisé en ce que la transformation de Fourier rapide fournit l'amplitude et la phase du signal d'entrée dans une série de fenêtres de fréquences (c'est-à-
30 dire des créneaux de fréquences).

17. Système de communication de données selon la revendication 16, caractérisé en ce que certaines des fenêtres de fréquences peuvent être annulées pour éliminer des composantes parasites.

35 18. Système de communication de données selon l'une

quelconque des revendications 12 à 17, caractérisé en ce que les résultats pour les échantillons décalés et les échantillons non décalés sont ensuite combinés en tenant compte de leur phase de sorte que les vecteurs fournis par
5 les signaux pilotes possèdent la même phase et que leur amplitude tend à augmenter.

19. Système de communication de données selon la revendication 18, caractérisé en ce qu'une gamme de fréquences est corrélée pour la recherche de versions,
10 ayant subi un décalage Doppler, des signaux pilotes.

20. Système de communication de données selon la revendication 19, caractérisé en ce que le processeur de données (24) cherche à déterminer le pic maximum.

21. Système de communication de données selon la revendication 20, caractérisé en ce que le processeur de signaux est agencé de manière à estimer une mesure de confiance dans le fait qu'il a correctement identifié les tonalités pilotes correctes par mesure de la quantité dont le pic maximum dépasse les autres signaux.

22. Système de communication de données selon la revendication 21, dans lequel le test consiste en outre à comparer l'amplitude du pic maximum à l'amplitude du pic maximum en second pour déterminer un rapport servant à indiquer le degré de confiance dans le fait qu'une
25 recherche satisfaisante a été exécutée.

23. Système de communication de données selon l'une quelconque des revendications 11 à 22, caractérisé en ce que, une fois que le processeur de signaux (24) a trouvé les tonalités pilotes avec une confiance suffisante, une
30 nouvelle tension de commande pour l'oscillateur (26) est calculée et produite sur la base de l'erreur existant entre les fréquences des tonalités pilotes attendues et les fréquences des tonalités pilotes reçues.

24. Procédé pour synchroniser un oscillateur local
35 (26) avec un oscillateur maître, caractérisé en ce que

l'oscillateur maître est agencé de manière à transmettre les première et seconde tonalités, qu'un signal arrivant est mélangé à un signal de l'oscillateur local (26) pour moduler les première et seconde tonalités pilotes, que le
5 signal démodulé est analysé pour identifier les première et seconde tonalités pilotes par recherche d'au moins l'une des fréquences des tonalités pilotes ou de la différence entre les fréquences des tonalités pilotes, et les fréquences des tonalités pilotes démodulées sont comparées
10 aux fréquences attendues des tonalités pilotes de manière à produire une mesure d'erreur de fréquence, et la fréquence de l'oscillateur local (26) est corrigée de manière à réduire cette erreur.

25. Dispositif pour verrouiller une fréquence sur
15 un signal de porteuse comprenant une tonalité pilote apparaissant dans les bandes latérales supérieure et inférieure du signal de porteuse, caractérisé en ce qu'il est agencé de manière à démoduler le signal reçu pour récupérer une première tonalité pilote à partir de la bande
20 latérale supérieure et une seconde tonalité pilote à partir de la bande latérale inférieure pour positionner les tonalités pilotes par recherche de signaux séparés par une fréquence correspondant à un écart entre les fréquences attendues des première et seconde tonalités pilotes, et
25 recherche d'une mesure indicative d'une erreur entre les fréquences attendues des tonalités pilotes démodulées et les fréquences actuelles des tonalités pilotes démodulées.

26. Procédé pour réduire l'interférence dans une unité de télémétrie d'un système de télémétrie, caractérisé
30 en ce qu'il consiste à produire tous les signaux d'horloge en utilisant l'unité de télémétrie par verrouillage de ces signaux d'horloge sur une horloge maître locale (2), de sorte que toute interférence harmonique due à un mélange de fréquences d'horloge est prédictible.

35 27. Procédé pour commander des signaux d'horloge

dans une pluralité d'unités distantes (20) dans un système distribué de collecte de données, caractérisé en ce qu'il consiste à émettre au moins un signal de référence à partir d'une unité maître et régler les horloges dans les unités
5 distantes (20) pour réaliser un verrouillage sur le signal de référence.

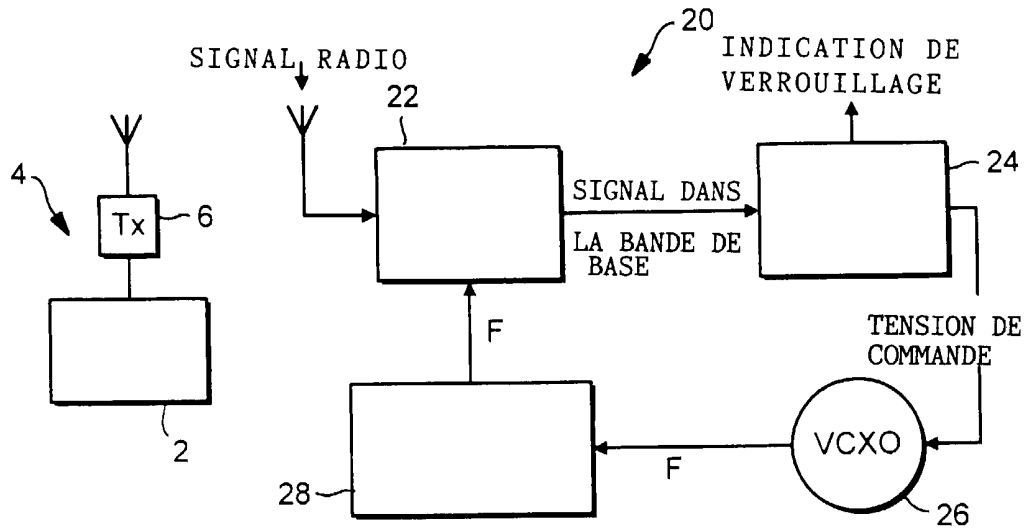


FIG. 1

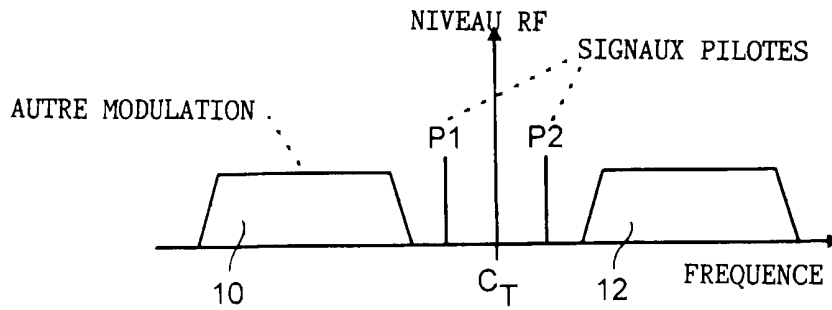
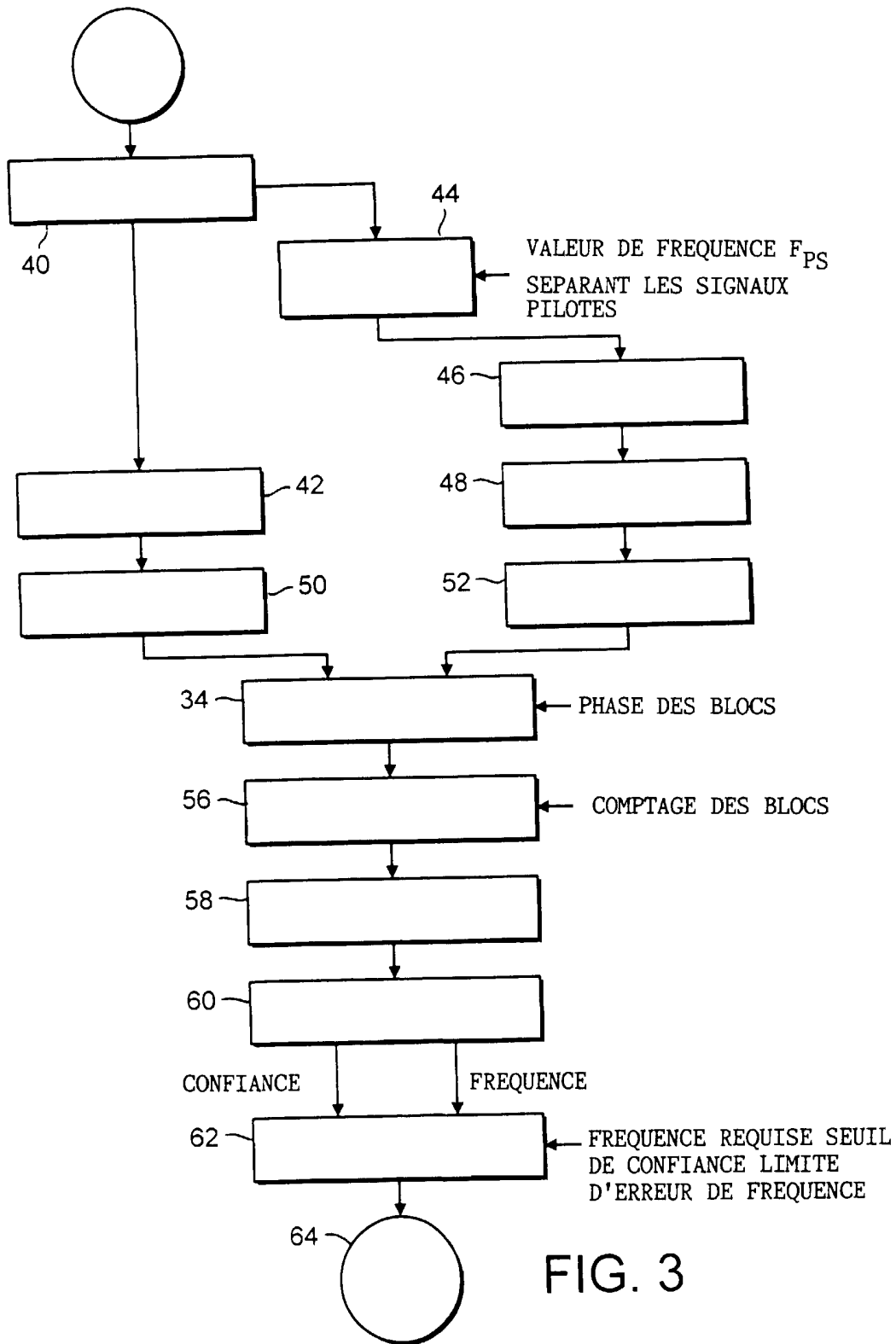


FIG. 2

ENTREE DES SIGNAUX EN PHASE
ET EN QUADRATURE



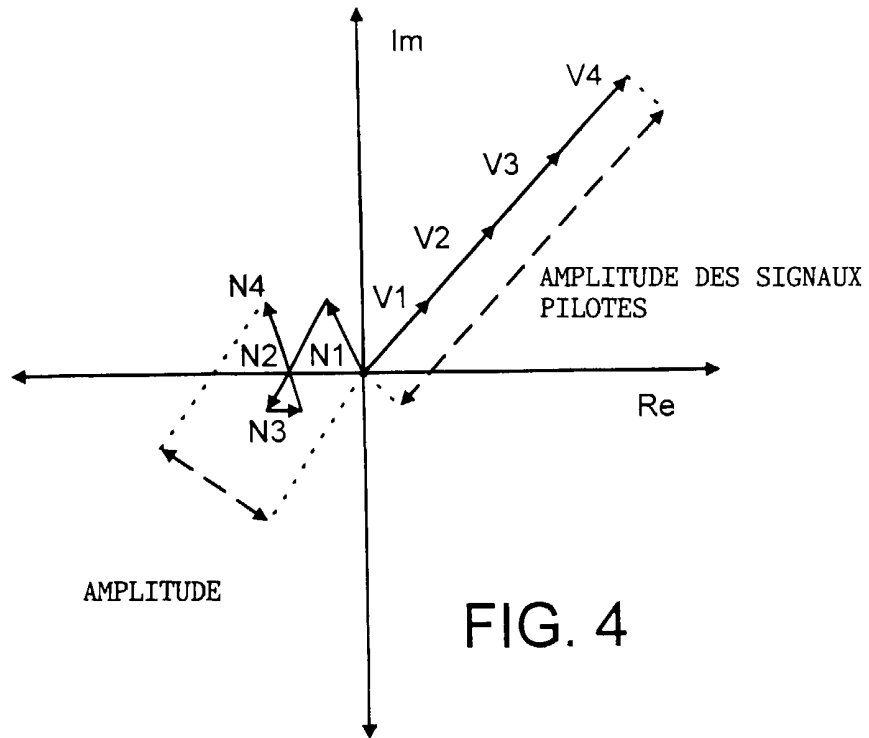


FIG. 4

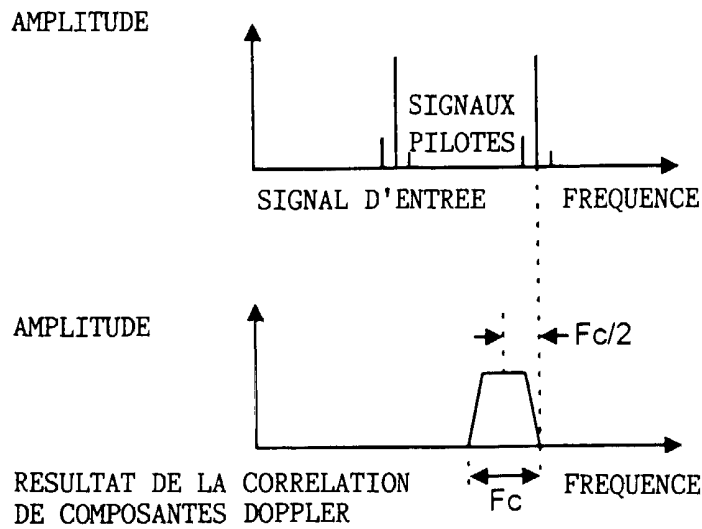


FIG. 6

