

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 24.03.03.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 01.10.04 Bulletin 04/40.

56 Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : *Ce dernier n'a pas été établi à la date de publication de la demande.*

60 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

71 Demandeur(s) : IMRA EUROPE SA Société anonyme
— FR.

72 Inventeur(s) : GAETA MICHEL et AIKYO HIDEYUKI.

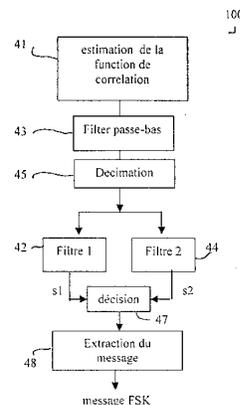
73 Titulaire(s) :

74 Mandataire(s) : NOVAGRAAF BREVETS.

54 AMELIORATION SE RAPPORTANT A LA REDUCTION DES INTERFERENCES POUR LA RECEPTION SANS FIL ET A LA DEMODULATION D'UN SIGNAL CODE PAR SAUT DE FREQUENCE.

57 Le dispositif (100) pour démoduler des composantes codées par déplacement de fréquence (FSK) d'un signal de communication reçu, comprend:

- un estimateur (41) de la corrélation du signal reçu fournissant un signal de démodulation,
- un premier filtre (42) recevant ledit signal de démodulation et fournissant un premier signal de phase (s1),
- un second filtre (44) entraînant un temps d'intégration du signal différent à travers le filtre que ledit premier filtre et recevant ledit signal de démodulation et fournissant un second signal de phase (s2), ledit second signal de phase étant déphasé par rapport audit premier signal de phase,
- un comparateur de phase (47) pour comparer les phases desdits premier et second signaux de phase (s1, s2) pour en déduire les composantes codées FSK et fournissant un signal démodulé en sortie, et
- un module d'extraction (48) du message FSK qui reçoit le signal démodulé et qui fournit le message FSK démodulé.



AMELIORATIONS SE RAPPORTANT A LA REDUCTION DES INTERFERENCES
POUR LA RECEPTION SANS FIL ET A LA DEMODULATION D'UN SIGNAL
CODE PAR SAUT DE FREQUENCE

5

La présente invention se rapporte à des techniques destinées à être utilisées pour traiter la réception d'un signal de communications. L'invention peut particulièrement convenir au traitement d'un signal reçu sans fil (par exemple un signal de verrouillage/déverrouillage à distance pour un véhicule ou une alarme de véhicule), mais l'invention n'est pas limitée à un environnement sans fil. Plus précisément, l'invention se rapporte à la réduction des effets d'interférences dans un signal reçu et à une technique pour traiter et démoduler le signal reçu codé par une modulation à codage par déplacement de fréquence (FSK).

Dans la modulation FSK, des bits ou des séquences de bits sont représentés par des signaux d'au moins deux fréquences différentes. En raison de contraintes techniques, les propriétés de modulation ne sont pas toujours stables dans le temps. Par exemple, des propriétés de modulation peuvent être affectées par des variations de température, des variations d'alimentation, des tolérances des composants, et un déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur. En particulier, dans le cas par exemple d'un système de sécurité de véhicule, l'émetteur est monté de façon caractéristique dans un petit porte-clé ou une poignée de clés, et constitue un circuit miniature à faible coût (tolérances médiocres), alimenté par une pile miniature. Avec un tel émetteur, il est difficile de prédire précisément les fréquences qui seront générées par l'émetteur. Les fréquences peuvent également fluctuer durant l'émission. De même, les instants auxquels les signaux à modulation FSK seront transmis peuvent être inconnus au niveau du récepteur.

Des techniques non cohérentes sont connues pour démoduler de tels signaux imprévisibles à modulation FSK. Cependant, de même qu'elles présentent une forte surcharge de calcul, les techniques non cohérentes classiques sont extrêmement vulnérables aux effets des interférences

provenant d'autres signaux dans la même plage de fréquences que les signaux d'intérêt à modulation FSK. Les techniques non cohérentes peuvent être particulièrement affectées par les interférences cohérentes se présentant sous forme d'une ou plusieurs fréquences d'interférences relativement stables. De telles interférences cohérentes peuvent, par exemple, être engendrées par un éclairage électrique ou par un équipement électronique, par exemple des circuits numériques présentant une fréquence d'horloge stable. Dans un environnement automobile, il existe de nombreux circuits indépendants qui peuvent produire de telles interférences à une fréquence proche de la modulation considérée.

En outre, des interférences peuvent être causées par un brouillage par balayage de fréquence. En effet, la pollution industrielle telle le démarrage des moteurs engendrer des perturbations dans la bande de fréquence du signal FSK qui rendent plus difficile la démodulation du signal.

Des techniques sont connues pour réduire les effets du bruit et de l'interférence. Cependant, la plus efficace de ces techniques repose sur une source de référence du bruit ou de l'interférence à réprimer. Par exemple, la source de référence peut être un second récepteur à un emplacement différent d'un premier récepteur pour fournir un signal reçu différent dans l'espace. Cependant, un tel second récepteur ajoute un coût significatif et il est souvent fortement incommode à mettre en oeuvre. La source de référence peut en variante prendre la forme d'un générateur de signal préprogrammé ou d'une modélisation mathématique. Cependant, l'utilisation d'une référence préprogrammée suppose une connaissance préalable de l'interférence. De même, une référence préprogrammable n'est pas adaptable à la modification des conditions ni même à une plage de conditions différentes.

En résumé, il subsiste de nombreux problèmes significatifs pour fournir une technique qui puisse fonctionner avec des émetteurs classiques à forte dispersion, et qui puisse fournir un traitement et une démodulation efficaces à faible coût et cependant robustes des signaux à modulation FSK, et fournissent également une immunité

relativement importante aux interférences dans la bande de fréquence du signal d'intérêt.

Un premier aspect de l'invention se rapporte à la réduction d'une interférence de brouillage par balayage de fréquence dans un signal de communications reçu. Le premier aspect comprend d'une façon générale un filtrage du signal reçu en utilisant un filtre adaptatif.

Une telle technique peut permettre une suppression extrêmement efficace et adaptative d'une interférence due à un brouillage par balayage de fréquence, qui présente un temps de cohérence de durée plus longue que le signal intéressant.

Le filtre peut être un filtre à soustraction pour enlever du signal reçu une ou plusieurs composantes obtenues à partir d'un signal de référence. Le signal de référence peut être obtenu à partir du signal reçu. Le signal de référence peut être un signal retardé dans le temps obtenu à partir du signal reçu. Le filtre peut être du type de Wiener.

Le premier aspect ci-dessus de l'invention peut particulièrement convenir à une utilisation, mais sans s'y limiter, avec un signal à modulation FSK. Cependant, le premier aspect peut être utilisé avec un type quelconque de modulation ou de codage d'informations, pour éliminer une interférence due à un brouillage par balayage de fréquence existant.

Un autre aspect de l'invention se rapporte à une technique pour traiter et / ou démoduler de façon non cohérente le signal à modulation FSK. Cet aspect comprend d'une façon générale la démodulation du signal d'intérêt, dans lequel les interférences non cohérentes ont été supprimées comme décrite ci-dessus, par un double filtrage de l'autocorrélation du signal et en utilisant la dynamique de la phase apparente. Les retards de groupe des deux filtres sont différents et choisis en fonction des caractéristiques générales du signal d'intérêt attendus (fréquence d'échantillonnage et période des bits). Ces signaux filtrés sont ensuite comparés pour déduire le message FSK.

Donc, l'invention concerne un dispositif destiné à démoduler des composantes codées par déplacement de fréquence

(FSK) d'un signal de communication reçu, le dispositif comprenant un estimateur de la corrélation du signal reçu fournissant un signal de démodulation, un premier filtre destiné à recevoir ledit signal de démodulation et à fournir en sortie un premier signal de phase, un second filtre entraînant un temps d'intégration du signal différent à travers le filtre que ledit premier filtre et destiné à recevoir ledit signal de démodulation et à fournir en sortie un second signal de phase, ledit second signal de phase étant déphasé par rapport audit premier signal de phase, un comparateur de phase destiné à comparer les phases desdits premier et second signaux de phase pour en déduire les composantes codées par déplacement de fréquence (FSK) dudit signal de communication reçu et fournissant un signal démodulé en sortie, et un module d'extraction du message FSK qui reçoit le signal démodulé et qui fournit le message FSK démodulé.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront au cours de la description qui va suivre. Un mode de réalisation préféré et non limitatif de l'invention est maintenant décrit, à titre d'exemple uniquement, en faisant référence aux dessins annexés dans lesquels :

La figure 1 est un schéma simplifié représentant les principes d'un supprimeur d'interférence pourvu d'un filtre de Wiener.

La figure 2 est un schéma synoptique simplifié représentant un processeur de signal d'un récepteur de communications.

La figure 3 est un schéma synoptique simplifié représentant des stades de traitement d'informations dans une première section de conditionnement du processeur de signal de la figure 2.

La figure 4 est un schéma synoptique simplifié représentant les stades de traitement d'informations.

La figure 5 est un exemple des propriétés des filtres passe bas (densité spectrale de puissance et retard de groupe) permettant la démodulation.

La figure 6 est un exemple de résultats de démodulation en utilisant les filtres de la figure 5.

Avant de décrire en détail le mode de réalisation préféré entier, les principes d'un supprimeur d'interférence sont tout d'abord brièvement décrits en faisant référence à la figure 1. Le supprimeur d'interférence comprend un filtre adaptatif, par exemple un filtre Wiener. Cette figure 1 illustre les principes d'utilisation du supprimeur comprenant un filtre de Wiener pour annuler une interférence dans un signal reçu, sur la base d'une référence de bruit. La référence de bruit peut être obtenue à partir du signal reçu, retardé d'un retard approprié, de préférence Z^{-1} . Le principe d'un tel supprimeur Wiener consiste à estimer un filtre linéaire qui permet la génération d'un signal phasé qui peut être soustrait du signal reçu par un soustracteur. Après la soustraction, seules les composantes du signal non cohérentes à la référence de bruit subsistent. Ce signal est utilisé en tant que signal d'erreur du filtre adaptatif, tandis que le signal sortant du filtre est utilisé en tant que signal de sortie qui se prête à la démodulation. Le principe de ce filtre est d'identifier et de sélectionner une copie linéairement prédictibles du signal d'entrée. Les composantes non-linéairement prédictibles sont donc supprimées par le filtre.

On comprend ainsi que si le signal d'entrée ne comporte pas de composantes non-linéairement prédictibles, il n'est pas nécessaire d'utiliser un tel filtre adaptatif. Le signal reçu sans composantes non-linéairement prédictibles peut en fait directement être démodulé, comme cela sera expliqué plus en détail ci-après.

Donc, le supprimeur d'interférence comprend d'une façon générale un filtre adaptatif 22 recevant un signal d'entrée 24 et un signal d'erreur 26, et générant un signal de sortie 28. A titre d'exemple, le filtre adaptatif 22 peut être du type à soustraction, par exemple un filtre de Wiener. Le filtre 22 peut être réalisé de façon numérique et peut fonctionner après d'échantillonnage pour traiter une séquence d'échantillons numérisés du signal. Le filtre 22 comprend une première ligne de signal 30, une seconde ligne de signal 32 comprenant un retard (Z^{-1}), et un soustracteur 34, afin de

combiner de manière soustractive les composantes du signal provenant de la première et de la seconde ligne de signal 30 et 32. Le filtre 22 comprend en outre un estimateur de coefficient 36 sensible au signal d'erreur 26 afin de mettre à jour dynamiquement les coefficients du filtre. La dynamique de mise à jour des coefficients est dimensionnée en fonction des caractéristiques de la modulation d'intérêt. Ainsi on peut tendre vers la suppression de toutes les composantes non-linéairement prédictibles du signal à la sortie 28. On se rendra compte que les principes décrits peuvent être appliqués à tout filtre adaptatif.

Le signal d'erreur 26 commande l'adaptation du filtre 22 dans lequel l'estimateur 36 fonctionne pour mettre à jour les coefficients. En général, l'estimateur 36 met continuellement à jour les coefficients du filtre pour compenser une variation quelconque, une création ou une dispersion des composantes du signal. Le filtre est donc efficace pour continuer à soustraire toutes les composantes non linéairement prédictibles tout en conservant le signal intéressant à démoduler qui est linéairement prédictible.

Le principe d'opération de ce filtre est de permettre la génération d'un signal comportant uniquement les composantes prédictibles sur la ligne de sortie 28. En fait, on suppose que les interférences dues au brouillage par balayage de fréquence changent vite et sont non-linéaires, et que le signal FSK, c'est-à-dire le signal intéressant ainsi que d'autres composants sont plus stables et linéaires.

Par la soustraction du signal sortant du filtre adaptatif du signal d'entrée, on peut ainsi supprimer l'interférence non-linéaire rapide.

Le supprimeur peut être continuellement fonctionnel, ou bien il peut n'être fonctionnel qu'à des intervalles périodiques, par exemple si le circuit contenant le supprimeur n'est actif que périodiquement pour diminuer la consommation de puissance électrique. Par exemple, un état activé périodiquement peut être utilisé pour des applications dans les véhicules où le circuit est alimenté à partir d'une batterie. Dans un tel état, il est préféré que le filtre 22 présente un temps de réponse d'adaptation inférieur à la

durée pendant laquelle le circuit est activé à chaque cycle d'activation. Un tel temps de réponse peut permettre au filtre 22 d'éliminer de façon adaptative une nouvelle interférence détectée au début d'un cycle d'activation. Par exemple, le filtre peut avoir un temps de réponse d'adaptation inférieur à environ un dixième de la durée pendant laquelle le circuit est activé.

Les principes ci-dessus permettent de fournir une technique extrêmement efficace pour réduire une interférence due au brouillage par balayage de fréquence, comme par exemple de signaux d'interférence sinusoïdaux.

Les fréquences de modulation FSK d'un signal d'entrée en modulation FSK peuvent être généralement définies par $F_c \pm F_t$, où F_c est une fréquence centrale ou porteuse, et $2F_t$ est la différence de fréquence entre les fréquences.

La fréquence centrale ou porteuse F_c peut être de 314 MHz pour le Japon ou de 433 MHz pour l'Europe. F_t peut être d'environ 30 kHz, de sorte que la différence entre les deux fréquences de modulation FSK est d'environ 60 kHz.

En se référant à la figure 2, un processeur de signal est illustré pour traiter un signal de communications reçu à modulation FSK dans un récepteur. Le récepteur peut être un récepteur sans fil, par exemple un récepteur radio, hyperfréquence ou infrarouge. Une application du présent mode de réalisation réside dans le domaine de la commande à distance des systèmes de sécurité, par exemple pour des systèmes de sécurité de véhicule (par exemple une alarme, un dispositif d'immobilisation et/ou de verrouillage de porte) ou bien les systèmes de sécurité des immeubles (par exemple une alarme et/ou des verrous de porte). Le processeur de signal peut être réalisé sous forme matérielle, ou sous forme d'un logiciel exécuté sur un processeur, ou bien d'un mélange de matériel et de logiciel. Le processeur de signal peut comprendre un mélange de circuits de traitement analogique et numérique ou peut être entièrement analogique.

Le processeur de signal peut comprendre d'une façon générale une première section de pré-conditionnement du signal destinée à filtrer par un filtrage passe-bande le signal reçu et à convertir la fréquence du signal reçu en

une bande de base complexe, une seconde section de filtrage adaptatif C destinée à éliminer des signaux d'une interférence de brouillage par balayage de fréquence, et une troisième section de démodulation B destinée à démoduler le signal résultant pour obtenir des informations se rapportant à un signal à modulation FSK intéressant.

La première section A sera expliquée plus en détail en se référant à la figure 3. Dans la première section A, le signal reçu 62 peut tout d'abord être filtré par un filtre passe-bande grâce à un premier filtre passe-bande analogique 70. D'une manière caractéristique, la largeur de la bande passante du filtre 70 est d'environ 10 % de la fréquence porteuse F_c . Après un filtrage passe-bande, le signal est fourni à un mélangeur de fréquences 72 en vue d'un changement de fréquence vers une fréquence intermédiaire pour un filtrage ultérieur par un second filtre passe-bande analogique 74. La fréquence intermédiaire peut être de façon caractéristique de 10,7 MHz, car une large gamme de circuits de filtre 74 est actuellement déjà disponible sur la base du standard de fréquence intermédiaire de 10,7 MHz. Le signal filtré par un filtrage passe-bande résultant peut présenter de façon caractéristique une bande passante d'environ 600 kHz. Il peut être difficile d'obtenir une bande passante plus étroite en utilisant d'autres filtres analogiques. Pour cette raison, dans le présent mode de réalisation, le signal est numérisé par un étage numériseur 78, en vue d'un traitement numérique supplémentaire. Par exemple, le signal peut être échantillonné à une fréquence d'échantillonnage, par exemple d'environ 1,3 MHz (environ le double de la largeur de bande du signal).

Le signal numérisé est alors changé en fréquence vers la bande de base par l'étage 79, et filtré par un étage de filtre numérique 80, qui peut rétrécir davantage la bande passante, par exemple à environ 120 à 130 kHz. Enfin, le signal est décimé par un étage sous-échantillonneur 84, par exemple, d'un facteur d'environ 5 voire 10.

Une telle bande passante étroite permet de fournir un grand degré de réjection du bruit, de sorte que les techniques de suppression d'interférence ultérieures puissent

être utilisées plus efficacement pour réduire une interférence due au brouillage par balayage de fréquence, et des techniques relativement peu coûteuses en terme de puissance de calcul peuvent être utilisées pour une

5 démodulation des fréquences de modulation FSK. En général, le coût et la complexité des circuits de traitement numérique dépendent de la fréquence d'échantillonnage employée. L'utilisation d'un signal en bande de base permet d'obtenir des avantages significatifs pour réduire le coût et la

10 complexité du processeur de signal 60.

On se rendra compte que le mode de réalisation décrit ci-dessus du conditionnement du signal n'est simplement qu'un exemple, et que de nombreuses autres techniques de conditionnement et/ou de filtrage de largeur de bande et/ou

15 de conversion de fréquence peuvent être utilisées.

En se référant à la figure 2, la seconde section C traite le signal de sortie de la première section A dans la bande de base complexe pour éliminer des composantes d'interférences non-linéaires et non reconnues comme un

20 signal intéressant. La seconde section C est fondée sur un filtre de Wiener, présentant une entrée de signal 90 et une entrée de référence 92 générée par l'intermédiaire d'un retard 94. Le filtre peut être similaire à celui déjà décrit en faisant référence à la figure 1. Donc, le filtre adaptatif de la seconde section C reçoit en tant que signal d'erreur le

25 signal de sortie du soustracteur, et le supprimeur 20 s'adapte de façon active pour annuler les composantes d'une interférence préexistante, comme décrit ci-dessus.

La troisième section B comprend une section de

30 démodulation 100 (voir figure 4). Dans la section de démodulation 100, la démodulation est basée sur la dynamique de la phase apparente du premier coefficient de corrélation.

Comme cela est représenté à la figure 4, la troisième section de démodulation B comprend un premier filtre 42, et

35 un second filtre 44, et reçoit en entrée le signal 28. Ce signal d'entrée passe d'abord par un module d'estimation de la fonction de corrélation 41, et est ensuite filtré par un filtre passe-bas 43 et décimée par un module de décimation 45 pour préparer le signal à la démodulation. Le signal sortant

du décimateur 45 est donc le signal ne contenant que le signal d'intérêt (ou signal intéressant), et des composants linéaires, mais pas les composantes non-linéaires.

Comme déjà mentionné ci-dessus, si le signal reçu ne comporte pas de composantes non-linéairement prédictibles, il n'est pas nécessaire d'utiliser le filtre adaptatif. Le signal reçu sans composantes non-linéairement prédictibles est donc considéré le signal d'intérêt et ce signal peut directement passer dans la section de démodulation.

Chaque filtre 42, 44 a un retard de groupe différent, comme cela est représenté par un exemple à la figure 5. Le signal à démoduler passe à travers chaque filtre 42, 44 avec un temps d'intégration différent. Le premier filtre 42 fournit un signal de sortie S1 et le second filtre 44 fournit un signal de sortie S2. Ensuite, ces signaux S1 et S2 sont fournis à un comparateur de phase 47 pour déduire le message FSK par une simple comparaison. Par exemple, une règle de décision peut être le suivant :

Si la phase de S1 > la phase de S2,
le message FSK est +1, si non, le message FSK est -1.

Donc, le message FSK peut être extrait dans un module d'extraction du message 48 pour obtenir le message FSK démodulé. La figure 6 montre un exemple de démodulation selon cette règle.

Bien entendu, les filtres utilisés 42, 44 peuvent être des filtres passe-bas ou passe-haut. En fonction du filtre utilisé, un déphasage supplémentaire de Π peut être nécessaire, comme cela sera compris par un homme de métier.

Pour détailler davantage, le signal en bande de base après filtrage et décimation peut être modélisé par :

$$S_{CFD}(t) = FSK(t) + Jammer(t) + Noise(t)$$

35

La modélisation du signal FSK peut être exprimé par :

$$FSK(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} \chi_1(t - kT) \exp(2\pi j(f_c + f_k)t - \varphi_k)$$

Où :

A : l'amplitude du signal.

$\chi_1(t)$: une fonction créneau qui correspond à :

$$\begin{aligned} \chi_1(t) &= 1 \text{ pour } t \in]0, T] \text{ et} \\ \chi_1(t) &= 0 \text{ pour } t \notin]0, T]; \end{aligned}$$

f_c : la fréquence porteuse;

$\{f_k\}$: le message binaire FSK utilisant un signal deux tons avec les fréquences de décalage : f_{+1} et f_{-1} ;

$f_{+1} - f_{-1}$ représente la largeur de bande du signal FSK

T : la durée de transmission pour chaque élément binaire;

Φ_k : un ensemble de variables distribuées aléatoirement entre 0 et 2π .

15

La composante des interférences à fréquences stables (appelée couramment par le terme anglais « jammer ») est représentée par :

$$20 \quad \text{Jammer}(t) = \sum_i J_i \exp(2\pi j f_i t + \phi_i)$$

La composante de bruit (appelée dans la formule « Noise(t) » du terme anglais « noise » utilisé couramment pour indiquer le bruit) est supposée correspondre à du bruit gaussien.

25 Ainsi, on peut déterminer le premier coefficient de corrélation:

$$\begin{aligned} \Gamma(t,1) &= E\{S_{CFD}(t)S_{CFD}^*(t-1)\} \\ &= E\{[FSK(t) + \text{Jammer}(t) + \text{Noise}(t)][FSK^*(t-1) + \text{Jammer}^*(t-1) + \text{Noise}^*(t-1)]\} \\ 30 \quad &= E\{FSK(t)FSK^*(t-1)\} + E\{\text{Jammer}(t)\text{Jammer}^*(t-1)\} + E\{\text{Noise}(t)\text{Noise}^*(t-1)\} \end{aligned}$$

Le coefficient de corrélation présente 3 parties séparées, car chaque composante ne partage aucune information avec une autre composante et ces composantes peuvent donc être considéré des composantes orthogonales.

35

$$\begin{aligned} E\{FSK(t)FSK^*(t-1)\} &\approx A^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \chi_1(t-kT) E\{\exp(2\pi j(f_c + f_k)t - \varphi_k) \exp(-2\pi j(f_c + f_k)(t-1) + \varphi_k)\} \\ &\approx A^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \chi_1(t-kT) \exp(2\pi j(f_c + f_k)) \end{aligned}$$

Pour chaque composante de modulation FSK, la fonction de corrélation est un nombre complexe constant pendant une période Tchip (la période ou cycle standard du signal de modulation FSK).

Par souci de simplification, Tchip est supposé d'être plus grand que 1. Comme il n'y a pas d'interférence entre les deux composantes de modulation FSK, il est possible de factoriser :

$$\begin{aligned}
 E\{Jammer(t)Jammer^*(t-1)\} &= E\left\{\sum_i J_i \exp(2\pi j f_i t + \phi_i) \sum_i J_i \exp(-2\pi j f_i (t-1) - \phi_i)\right\} \\
 &= \sum_i J_i^2 E\{\exp(2\pi j f_i t + \phi_i) \exp(-2\pi j f_i (t-1) - \phi_i)\} \\
 &= \sum_i J_i^2 \exp(2\pi j f_i) = \Theta_{jammer}
 \end{aligned}$$

Etant donné que les différentes composantes de la composante des interférences à fréquences stables sont orthogonales, seulement les premiers coefficients de corrélation de chaque interférence peuvent être retenus, normalisés en amplitude. La sommation ne dépend pas de temps, mais est une valeur complexe constante. Selon la phase, les composantes des interférences à fréquences stables ne s'ajoutent pas forcément.

$$E\{Noise(t)Noise^*(t-1)\} = 0$$

La contribution du bruit peut être ignorée car cette composante est supposée correspondre au bruit gaussien.

Ainsi :

$$\Gamma(t,1) = \Theta_{jammer} + A^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \chi_1(t-kT) \exp(2\pi j (f_c + f_k))$$

Le premier coefficient de corrélation est un signal complexe qui peut changer chaque Tchip. Sa largeur de bande est très réduite.

Donc, le message FSK à démoduler peut être obtenu par une mesure relative du coefficient $\Gamma(t,1)$ comme décrit précédemment à l'aide de l'application deux filtres.

Avantageusement, dans le filtre à Wiener décrit à la figure 1, des filtres à réponse impulsionnelle finie (FIR) ou des filtres à réponse impulsionnelle infinie (IIR) peuvent être utilisés pour le filtre linéaire. Les filtres de type
5 FIR présentent un avantage en termes de stabilité. Cependant, certaines limitations des filtres à réponse FIR peuvent résulter en une complexité et un coût de traitement supplémentaires. De manière à pouvoir annuler l'effet de l'interférence proche d'un signal intéressant, le filtre à
10 réponse FIR doit récupérer la phase de chaque composante d'interférence. Pour faire cela, le nombre de coefficients du filtre à réponse FIR devrait être augmenté pour obtenir le degré de liberté approprié pour le filtre. Par exemple, de manière à pouvoir annuler jusqu'à 5 composantes
15 d'interférences, le nombre minimum de coefficients théoriques du filtre est de 10. En pratique, en raison de l'estimation du bruit, ce nombre devrait être augmenté, habituellement jusqu'à environ 30. Le nombre de coefficients peut être directement associé à la complexité et au coût du traitement,
20 et devrait de préférence être aussi faible que possible pour réduire la charge de calcul.

En général, un filtre à réponse IIR peut fournir une réalisation plus efficace avec une plus grande souplesse. De manière à éviter les problèmes de stabilité, il peut être
25 préféré que le filtre à réponse IIR soit réalisé d'une manière série-parallèle.

Lorsque l'agencement du filtre est utilisé dans un mode d'économie d'énergie actionné par intermittence, les coefficients provenant du cycle d'activation précédent sont
30 conservés en tant qu'historique des composantes d'interférences et sont utilisés en tant que coefficients initiaux pour le cycle d'activation suivant.

REVENDEICATIONS

1. Dispositif (100) destiné à démoduler des composantes codées par déplacement de fréquence (FSK) d'un signal de communication reçu, le dispositif comprenant :

5 un estimateur (41) de la corrélation du signal reçu fournissant un signal de démodulation,

un premier filtre (42) destiné à recevoir ledit signal de démodulation et à fournir en sortie un premier signal de phase (s1),

10 un second filtre (44) entraînant un temps d'intégration du signal différent à travers le filtre que ledit premier filtre et destiné à recevoir ledit signal de démodulation et à fournir en sortie un second signal de phase (s2), ledit second signal de phase étant déphasé par rapport audit premier signal de phase,

un comparateur de phase (47) destiné à comparer les phases desdits premier et second signaux de phase (s1, s2) pour en déduire les composantes codées par déplacement de fréquence (FSK) dudit signal de communication reçu et fournissant un signal démodulé en sortie, et

20 un module d'extraction (48) du message FSK qui reçoit le signal démodulé et qui fournit le message FSK démodulé.

25 2. Dispositif selon la revendication 1, dans lequel le dispositif comporte en outre

un filtre adaptatif (22) destiné à éliminer des composantes du signal de communications reçu et à fournir en sortie un signal filtré (28),

30 dans lequel l'estimateur de la corrélation (41) reçoit le signal filtré (28) comme un signal de démodulation.

3. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel lesdits filtres (42, 44) sont des filtres passe-bas.

4. Dispositif selon la revendication 3, dans lequel lesdits filtres (42, 44) sont des filtres passe-haut.

5. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel le filtre adaptatif (22) comprend un filtre de Wiener.

5 6. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel le filtre adaptatif (22) reçoit le signal de communications en tant que première entrée, et un signal de communications retardé en tant que seconde entrée de référence.

10

7. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel le filtre adaptatif (22) comprend au moins un filtre à réponse impulsionnelle finie.

15

8. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, réalisé sous forme d'un circuit numérique en vue de traiter des échantillons du signal de communications reçu.

20

9. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, réalisé sous forme d'un circuit analogique.

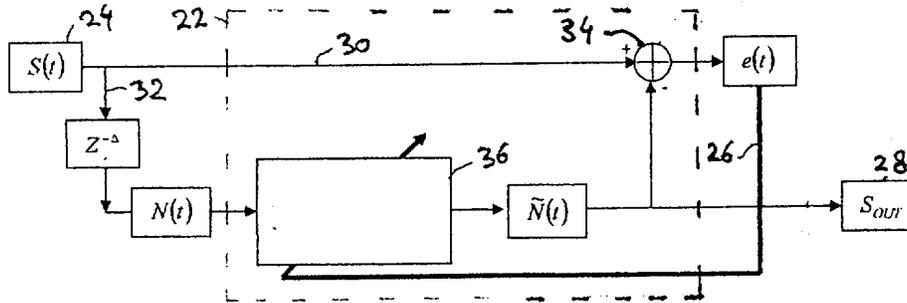


Figure 1

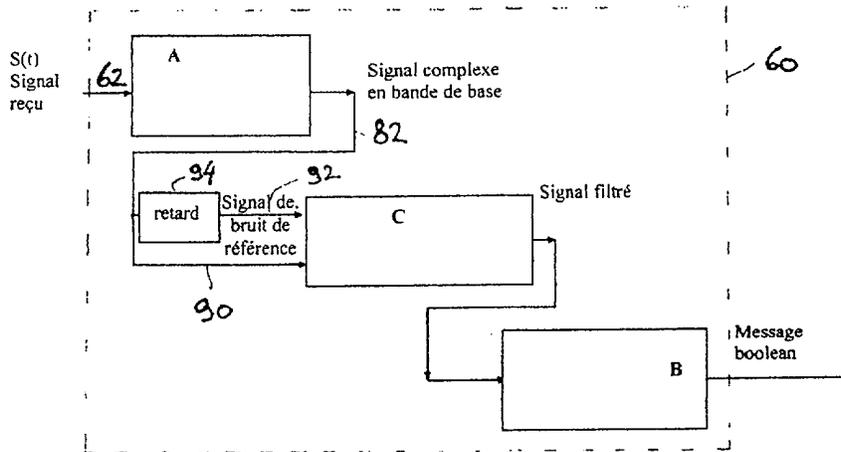


Figure 2

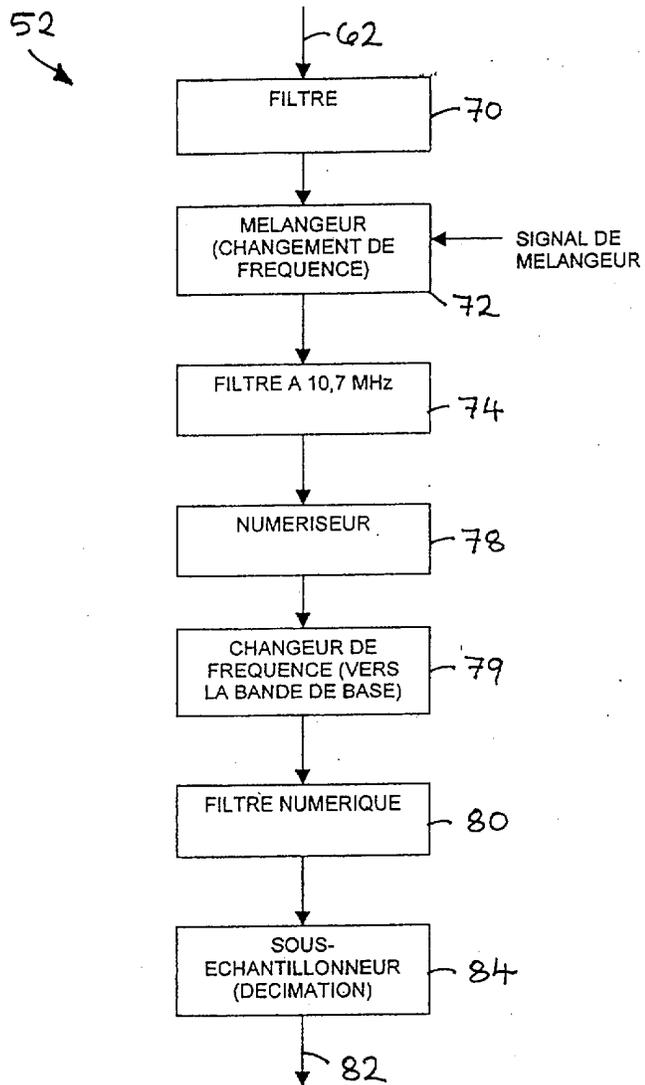


FIGURE 3

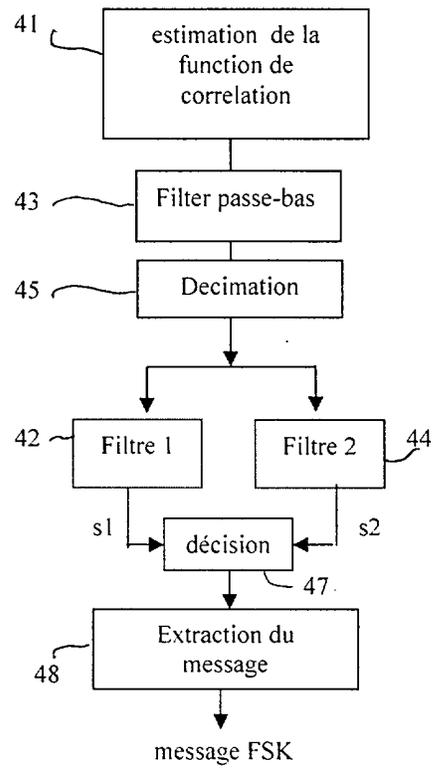


Figure 4

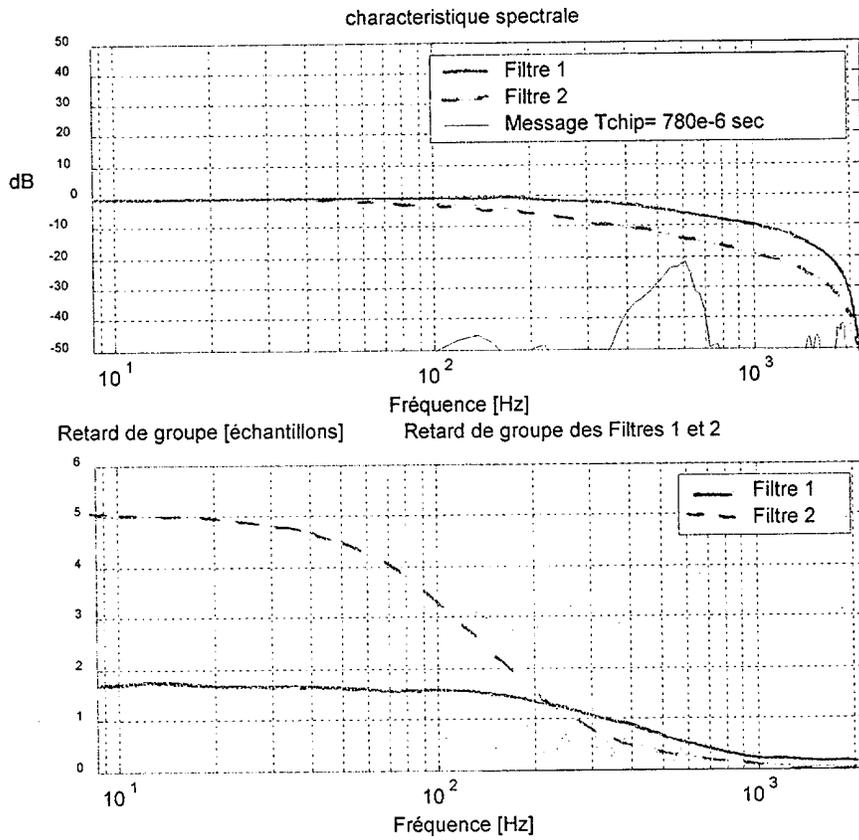


FIGURE 5

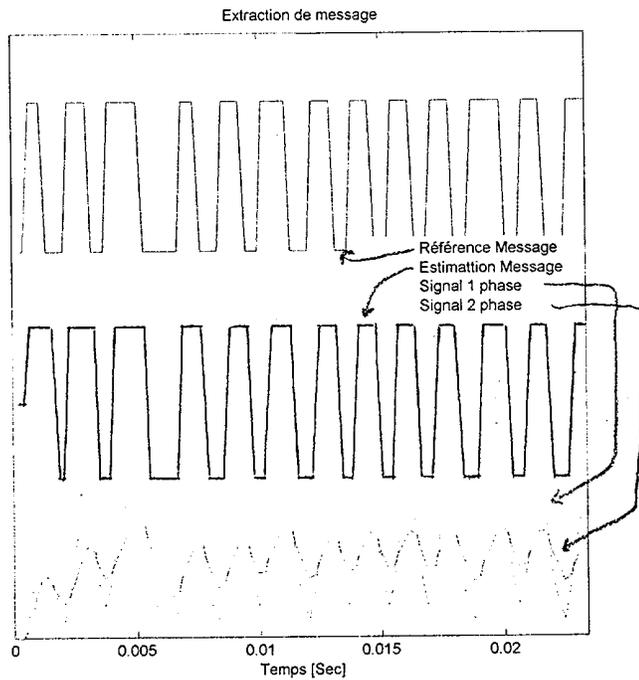


FIGURE 6