

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 11.10.00.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 12.04.02 Bulletin 02/15.

56 Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du présent fascicule*

60 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

71 Demandeur(s) : SATELLITE TERMINAL ACCESS
Société anonyme — FR.

72 Inventeur(s) : HERGAULT STEPHANE.

73 Titulaire(s) :

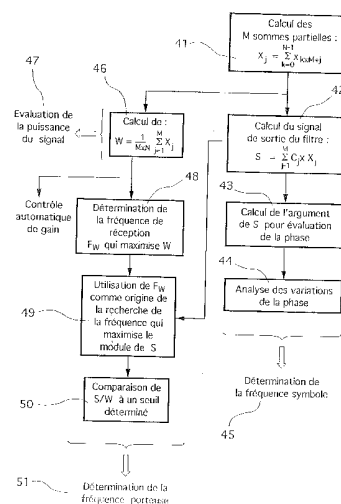
74 Mandataire(s) : CABINET PATRICE VIDON.

54 DISPOSITIF DE FILTRAGE A REPONSE IMPULSIONNELLE FINIE A COEFFICIENTS PERIODIQUES.

57 L'invention concerne un dispositif de filtrage à réponse impulsionnelle finie présentant une fonction de transfert comprenant P coefficients, notés c_q , où $P \geq 1$ est un entier prédéterminé.

Selon l'invention, dans un tel dispositif, lesdits coefficients sont périodiques de période T, de sorte que $c_q = c_{q+T}$, pour tout q vérifiant $1 \leq q \leq P-T$.

L'invention concerne également la mise en oeuvre d'un tel dispositif de filtrage pour évaluer la puissance d'un signal numérique reçu, ainsi que pour déterminer la fréquence porteuse et la fréquence symbole associées à ce signal.



Dispositif de filtrage à réponse impulsionnelle finie à coefficients périodiques.

Le domaine de l'invention est celui de la transmission de données numériques. Plus précisément, l'invention concerne un dispositif de filtrage, pouvant être notamment utilisé dans un dispositif de réception de données numériques.

Les dispositifs de réception mis en œuvre dans les systèmes de transmission de données numériques ont pour rôle de retrouver les données préalablement transmises par un dispositif d'émission. Dans ce dessein, ils doivent déterminer plusieurs informations relatives au signal transmis, et notamment la fréquence porteuse et la fréquence symbole du signal, ainsi que les phases associées. Dans le cas d'une transmission des données par paquets, le dispositif de réception doit également identifier le début de chacune des trames émises.

Une technique classique de réalisation d'un dispositif de réception de données numériques, permettant notamment la régénération du rythme symbole, est présentée en relation avec la figure 1.

Le tuner 1 reçoit le signal sous la forme d'une porteuse modulée. Un tel tuner 1 peut être réalisé selon une technologie analogique et/ou numérique. Il délivre en sortie un signal qui est ensuite filtré par le filtre de réception 2. Un tel filtre de réception 2 élimine le bruit hors de la bande de fréquence du signal, et peut être réalisé de manière analogique et/ou numérique.

Lorsqu'un tel filtre 2 est analogique, le signal qu'il délivre en sortie doit être numérisé et échantillonné à une fréquence suffisante pour respecter le critère de Nyquist.

Classiquement, un dispositif de réception de données numériques tel que représenté en figure 1, comprend en outre des éléments, qui n'ont pas été représentés, permettant de régénérer la fréquence porteuse du signal reçu. De tels éléments mettent couramment en œuvre une fonction d'estimation d'erreur, associée à une fonction de correction de fréquence et de phase. On connaît à ce jour plusieurs configurations permettant d'insérer les éléments mettant en œuvre ces deux fonctions dans la chaîne de réception. À titre d'exemple, on peut agir sur

les oscillateurs locaux du tuner 1 en observant les signaux issus du filtre 2, en mettant en œuvre une boucle dite "de Costa".

Lorsque la fréquence d'échantillonnage est insuffisante à la sortie du filtre 2, un interpolateur 3 reconstruit le signal échantillonné plus rapidement, de manière à générer davantage de points par symbole. En effet, une fréquence d'échantillonnage trop faible rend complexe la détermination de la valeur du signal à l'instant caractéristique du symbole.

La chaîne de réception illustrée en figure 1 comprend également une fonction non linéaire 4, dont la fonctionnalité est de faire apparaître de l'énergie à la fréquence symbole. Une telle fonction non linéaire 4 doit être adaptée au type de modulation utilisée lors de la transmission du signal. Par exemple, pour une modulation du type BPSK (en anglais "Binary Phase Shift Keying", "modulation par déplacement binaire de phase") ou QPSK (en anglais "Quadrature Phase Shift Keying", "modulation par déplacement de phase en quadrature"), une simple détection d'enveloppe en module présente des performances suffisantes. Pour une modulation du type MSK (en anglais "Minimum Shift Keying", "modulation par déplacement de phase minimal"), une telle fonction non linéaire met également en œuvre un calcul de la valeur absolue de la dérivée du signal.

Le signal délivré en sortie de la fonction non linéaire 4 entre ensuite dans un filtre 5, centré sur la fréquence symbole recherchée du signal, reçu par le dispositif de réception. Un tel filtre 5 permet de réduire le bruit généré lors du traitement non linéaire 4. Pour permettre un filtrage efficace du bruit, la largeur de bande d'un tel filtre 5 doit être aussi faible que possible. Cependant, la bande passante d'un tel filtre 5 doit être suffisamment large pour permettre une certaine tolérance sur la valeur de la fréquence symbole, qui est entachée d'une incertitude relative. Il faut donc tenir compte de ces deux effets antagonistes pour arriver à un bon compromis de conception d'un tel filtre 5.

De plus, le temps de réponse du filtre 5 est inversement proportionnel à la largeur de sa bande passante, ce qui impose certaines contraintes sur le temps

d'accrochage du système de réception d'une part, et sur la durée minimale des messages, dans le cas d'une modulation par paquets de données d'autre part.

Il est donc difficile, selon les techniques classiques, de concevoir un filtre de régénération du rythme symbole 5 qui présente des performances satisfaisantes. Généralement, un tel filtre 5 peut être un filtre récursif, ou un filtre itératif (FIR, "Finite-Impulse Filter").

Selon les techniques connues, la régénération de la fréquence symbole du signal à partir d'un tel filtre nécessite d'effectuer au moins deux multiplications et deux additions par point échantillonné du signal.

10 Un inconvénient de cette technique de l'art antérieur est donc qu'elle est très lourde en calculs, d'autant plus qu'un tel filtre 5 doit généralement traiter plusieurs points par symbole.

Un autre inconvénient de cette technique de l'art antérieur est qu'un tel filtre 5 est difficile à réaliser et à concevoir, en raison de l'étroitesse de sa bande
15 passante.

Encore un autre inconvénient de cette technique de l'art antérieur est qu'un tel filtre 5 est généralement très complexe, et nécessite l'utilisation d'une quantité importante de silicium.

Le traitement réalisé par un tel filtre 5 permet en outre d'accéder à la phase
20 moyenne de la fréquence symbole du signal numérique.

En effet, en faisant l'hypothèse que la fréquence symbole du signal reçu par la chaîne de réception illustrée en figure 1 est proche de la fréquence symbole attendue, sur laquelle est centré le filtre 5, on obtient, à l'issue du temps de réponse du filtre 5, une valeur de la phase moyenne de la fréquence symbole du
25 signal numérique.

Cette phase peut ensuite être directement utilisée pour choisir la position du point d'échantillonnage dans le signal. Il est également possible, en analysant les variations de la valeur de cette phase moyenne pour des périodes de temps successives du signal, de déterminer avec précision la fréquence symbole du
30 signal, reçu en entrée de la chaîne de réception de la figure 1.

Le bloc référencé 6 utilise ensuite la phase estimée en sortie du filtre 5 pour réaliser l'échantillonnage du signal au point où la distorsion inter symboles est minimale.

L'invention a notamment pour objectif de pallier les inconvénients des dispositifs de réception de l'art antérieur, et notamment les inconvénients liés au filtre de régénération du rythme symbole 5.

Plus précisément, un objectif de l'invention est de fournir un dispositif de réception de données numériques présentant un filtre de régénération de fréquence symbole qui soit simple et peu coûteux à mettre en œuvre.

10 Un autre objectif de l'invention est de mettre en œuvre une technique de régénération de la fréquence symbole du signal reçu qui nécessite un nombre réduit de calculs par rapport aux techniques de l'art antérieur.

L'invention a encore pour objectif de fournir une technique d'évaluation de la puissance du signal reçu mettant en œuvre un faible nombre de calculs, et qui soit simple à mettre en œuvre.

L'invention a également pour objectif de mettre en œuvre une technique de détection de la présence du signal reçu, par recherche de la fréquence porteuse, présentant une fiabilité accrue par rapport aux techniques de l'art antérieur.

Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront par la suite, sont atteints à l'aide d'un dispositif de filtrage à réponse impulsionnelle finie présentant une fonction de transfert comprenant P coefficients, notés c_q , où $P \geq 1$ est un entier prédéterminé.

Selon l'invention, dans un tel dispositif, lesdits coefficients sont périodiques de période T, de sorte que $c_q = c_{q+T}$, pour tout q vérifiant $1 \leq q \leq P-T$.

25 Ainsi, l'invention repose sur une approche tout à fait nouvelle et inventive du filtrage d'un signal. En effet, l'homme du métier a toujours cru que les coefficients c_q d'un filtre à réponse impulsionnelle finie devaient être déterminés avec précision, notamment en mettant en œuvre une transformée de Fourier, en fonction des performances de filtrage fréquentielles souhaitées. Ainsi, on a
30 toujours pensé que, pour obtenir un dispositif de filtrage à réponse impulsionnelle

finie présentant des performances satisfaisantes, il était nécessaire d'en choisir les coefficients c_q en fonction du pouvoir de réjection que l'on cherchait à atteindre.

L'invention, en mettant en œuvre un dispositif de filtrage à coefficients périodiques, va donc à l'encontre des préjugés de l'homme du métier, pour qui la périodicité des coefficients est néfaste pour les performances du filtre, en raison de l'apparition de lobes secondaires d'amplitude relativement élevée dans le spectre du signal.

Selon une caractéristique avantageuse de l'invention, lesdits coefficients c_q sont complexes.

Avantageusement, ladite période T desdits coefficients c_q est sensiblement égale à la durée d'un symbole numérique reçu par ledit dispositif.

Préférentiellement, le nombre P de coefficients dudit dispositif est un multiple de ladite période T .

Selon une technique avantageuse, lesdits coefficients c_q sont des points issus d'une courbe représentative d'une fonction sinusoïdale.

Selon une autre caractéristique avantageuse de l'invention, lesdits coefficients c_q sont de la forme :

$$c_q = \sin(2\pi q/T) + i \cdot \cos(2\pi q/T).$$

En effet, de tels coefficients permettent d'obtenir une réponse fréquentielle du dispositif de filtrage en sinus cardinal, centrée sur la fréquence symbole attendue du signal reçu.

Avantageusement, à la réception d'une séquence de points consécutifs réels, notés x_1 à $x_{N \times M}$, représentatifs de $N \times M$ points d'un signal numérique comprenant N symboles, chacun desdits symboles étant représenté par M points, il met en œuvre les moyens de génération d'un signal de sortie S suivants :

- des moyens de factorisation desdits coefficients c_q identiques de façon à

exprimer ledit signal de sortie sous la forme :
$$S = \sum_{j=1}^M c_j \times \sum_{k=0}^{N-1} x_{k \times M + j} ;$$

- des moyens de calcul de M sommes partielles
$$X_j = \sum_{k=0}^{N-1} x_{(k \times M + j)} ;$$

- des moyens de calcul dudit signal de sortie $S = \sum_{j=1}^M c_j \times X_j$

De cette façon, la génération du signal de sortie du dispositif de filtrage nécessite un nombre de calculs très réduit par rapport aux techniques de l'art antérieur, et donc une complexité moindre. En effet, le calcul des M sommes
5 partielles s'effectue en P additions, et le calcul du signal de sortie du filtre met en œuvre 2M multiplications seulement.

L'invention concerne également un dispositif de génération de la fréquence symbole d'un signal numérique comprenant N symboles, chacun desdits symboles étant représenté par M points, à partir d'une séquence de points consécutifs réels,
10 notés x_1 à $x_{N \times M}$, représentatifs des N*M points dudit signal numérique.

Selon l'invention, un tel dispositif de génération de la fréquence symbole comprend :

- ledit dispositif de filtrage tel que décrit précédemment, délivrant un signal de sortie S ;
- 15 - des moyens d'évaluation d'un argument dudit signal de sortie S ;
- des moyens d'analyse des variations dudit argument ;
- des moyens de détermination de la fréquence symbole dudit signal numérique reçu, en fonction des résultats de ladite analyse.

En effet, le dispositif de filtrage décrit précédemment permet de calculer
20 simplement le signal S, dont l'argument donne directement accès à la phase du signal. L'analyse des variations de la phase sur plusieurs séquences de symboles permet ensuite d'évaluer facilement la fréquence symbole du signal numérique reçu.

L'invention concerne encore un dispositif d'évaluation de la puissance d'un
25 signal numérique comprenant N symboles, chacun desdits symboles étant représenté par M points, à partir d'une séquence de points consécutifs réels, notés x_1 à $x_{N \times M}$, représentatifs des N*M points dudit signal numérique.

Selon l'invention, un tel dispositif d'évaluation de la puissance comprend :

- ledit dispositif de filtrage tel que décrit précédemment, notamment en ce qu'il assure le calcul de M sommes partielles $X_j = \sum_{k=0}^{N-1} x_{(k \times M + j)}$;
- des moyens de calcul d'une grandeur $W = \frac{1}{M \times N} \sum_{j=1}^M X_j$, avec X_j , pour j compris entre 1 et M, lesdites M sommes partielles,

5 ladite grandeur W étant égale à ou représentative de ladite puissance dudit signal numérique.

Ainsi, si le signal alimentant le dispositif de filtrage décrit précédemment correspond, par exemple, au carré du module d'un signal reçu en entrée d'une chaîne de réception, W est une estimation directe de la puissance. Il est alors très
 10 facile de calculer W, à partir des M sommes partielles évaluées lors de l'étape de génération du signal de sortie du dispositif de filtrage décrite ci-dessus.

L'invention concerne aussi un dispositif de recherche d'une fréquence porteuse d'un signal numérique comprenant N symboles, chacun desdits symboles étant représenté par M points, à partir d'une séquence de points consécutifs réels,
 15 notés x_1 à $x_{N \times M}$, représentatifs des N*M points dudit signal numérique.

Selon l'invention, un tel dispositif de recherche d'une fréquence porteuse comprend :

- ledit dispositif d'évaluation de la puissance tel que décrit précédemment, délivrant une grandeur W égale à, ou représentative de la puissance dudit
 20 signal numérique ;
- des moyens de détermination d'une plage de fréquences dans laquelle ladite grandeur W est maximale ;
- des moyens d'identification, au sein de ladite plage de fréquences, de la fréquence à laquelle le module dudit signal de sortie S est maximal ;
- 25 - des moyens de calcul d'un rapport S/W à ladite fréquence identifiée ;

- des moyens de comparaison dudit rapport S/W à un seuil prédéterminé, ladite fréquence identifiée étant égale à ladite fréquence porteuse recherchée, si ledit rapport S/W est supérieur audit seuil.

L'invention concerne encore un procédé de filtrage à réponse
5 impulsionnelle finie, un procédé de génération de la fréquence symbole, un procédé d'évaluation de la puissance, et un procédé de recherche d'une fréquence porteuse d'un signal numérique correspondant.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront plus
clairement à la lecture de la description suivante d'un mode de réalisation
10 préférentiel, donné à titre de simple exemple illustratif et non limitatif, et des dessins annexés, parmi lesquels :

- la figure 1, déjà commentée ci-dessus, présente un synoptique d'une chaîne de réception mise en œuvre dans un système de transmission numérique classique ;
- 15 - la figure 2 illustre la technique de régénération de la fréquence symbole mise en œuvre selon l'invention, par exemple dans une chaîne de réception telle qu'illustrée en figure 1 ;
- la figure 3 présente la technique d'évaluation de la puissance du signal reçu mise en œuvre selon l'invention ;
- 20 - la figure 4 présente un synoptique de l'ensemble des étapes mises en œuvre selon l'invention pour la détermination des fréquences porteuse et symbole, et l'évaluation de la puissance du signal reçu.

Le principe général de l'invention repose sur la mise en œuvre, par
exemple dans une chaîne de réception d'un signal numérique, d'un dispositif de
25 filtrage à réponse impulsionnelle finie présentant des coefficients périodiques.

On présente, en relation avec les figures 1 à 4, un mode de réalisation d'une technique de filtrage d'un signal numérique reçu.

1. Mise en œuvre d'un filtre de régénération de la fréquence symbole

On considère un signal comprenant N symboles représentés chacun par M points. La fréquence d'échantillonnage F_{ech} du signal est donc proche de $M \times F_{symbole}$, où $F_{symbole}$ est la fréquence symbole du signal considéré.

On appelle x_1 à x_p la séquence de points consécutifs réels délivrés en sortie
 5 de la fonction non linéaire 4 de la figure 1, où :

$$p = n \times M + m$$

$$1 \leq p \leq P = N \times M$$

$$1 \leq n \leq N$$

$$1 \leq m \leq M.$$

10 Les points $x_{n \times M}$ à $x_{(n+1) \times M}$ représentent une période de temps sensiblement égale à la durée d'un symbole. Cependant, dans le cas général, cette période chevauche deux symboles.

Selon l'invention, on met en œuvre un filtre de régénération du rythme symbole présentant P coefficients complexes c_q , qui délivre en sortie un signal :

$$15 \quad S = \sum_{q=1}^{N \times M} c_q \times x_q$$

Selon les techniques de filtrage classiques de l'art antérieur, les coefficients c_q étant complexes, il faut donc effectuer $2P$ additions et $2P$ multiplications par symbole reçu pour construire le signal de sortie du filtre 5.

Selon un mode de réalisation de l'invention, on choisit des coefficients de
 20 filtrage de la forme :

$$c_q = \sin\left(\frac{2\pi q}{M}\right) + i \times \cos\left(\frac{2\pi q}{M}\right)$$

La réponse fréquentielle du filtre est alors une fonction sinus cardinal, centrée sur la fréquence symbole attendue du signal. La largeur de la bande passante d'un tel filtre est inversement proportionnelle au nombre de coefficients
 25 mis en œuvre.

Selon un autre mode de réalisation, on peut bien sûr également choisir d'autres coefficients de filtrage c_q périodiques.

Selon l'invention, les coefficients c_q étant périodiques de période M , on peut écrire le signal S sous la forme :

$$S = \sum_{j=1}^M c_j \times \sum_{k=0}^{N-1} x_{k \times M + j}$$

On peut alors réaliser le calcul du signal de sortie du filtre en deux étapes.

Au cours d'une première étape référencée 41 sur la figure 4, on calcule les M sommes partielles suivantes :

$$5 \quad X_j = \sum_{k=0}^{N-1} x_{k \times M + j}$$

Au cours d'une seconde étape référencée 42, on calcule le signal S sous la forme :

$$S = \sum_{j=1}^M c_j \times X_j.$$

Selon ce mode de réalisation avantageux, les points x_j étant réels, il suffit
10 donc d'effectuer P additions et 2M additions, ce qui représente une réduction importante du nombre de calculs, et diminue donc sensiblement la complexité du filtrage.

De plus, la détermination de l'argument du signal S, au cours d'une étape référencée 43, permet d'identifier le point d'échantillonnage à utiliser pour obtenir
15 un minimum d'interférence entre symboles (IES) sur le signal. En fonction du bloc non linéaire 4 utilisé (représenté en figure 1), un décalage constant de ce point d'échantillonnage peut être requis.

Par ailleurs, une estimation plus précise de la fréquence symbole peut être obtenue en analysant les variations de la phase sur plusieurs séquences
20 successives de N symboles, au cours d'une étape référencée 44. On peut ainsi ajuster la valeur de la fréquence symbole attendue, obtenue au cours d'une étape référencée 45.

À titre d'exemple, on peut comparer la complexité de calcul d'un dispositif de filtrage de l'art antérieur, et du dispositif de filtrage selon l'invention pour un
25 signal modulé en QPSK (en anglais "Quadrature Phase Shift Keying", modulation par déplacement de phase en quadrature).

On considère un signal QPSK présentant N=1000 symboles, chacun des symboles étant échantillonné par M=8 points : on considère donc un ensemble de 8000 échantillons. Selon une technique de filtrage classique, il serait donc

nécessaire d'effectuer $2 \times 8000 = 16000$ additions et $2 \times 8000 = 16000$ multiplications pour obtenir le signal de sortie S du filtre.

Selon l'invention, il suffit en revanche d'effectuer 8000 additions et $2 \times 8 = 16$ multiplications pour déterminer le signal de sortie S.

5 **2. Évaluation de la puissance du signal reçu**

La mise en œuvre d'un dispositif de filtrage 5 présentant des coefficients périodiques tels que décrits ci-dessus permet également une évaluation 47 simplifiée de la puissance du signal reçu.

On considère une variante de réalisation, selon laquelle la fonction non
10 linéaire 4 est une fonction de calcul du carré du module du signal d'entrée. On peut alors évaluer simplement la puissance W du signal, au cours d'une étape référencée 46, en effectuant seulement M additions :

$$W = \frac{1}{M \times N} \sum_{j=1}^M X_j, \text{ où les } X_j \text{ sont les sommes partielles calculées}$$

lors du filtrage du signal par le bloc 5, ainsi que décrit précédemment.

15 Cette estimation W de la puissance est la puissance totale transmise par le filtre 2, et correspond donc à la somme, au sens large, du signal et du bruit. Une telle estimation de la puissance peut par exemple être utilisée pour réaliser un contrôle automatique de gain (CAG).

20 Selon une autre variante de réalisation, la fonction non linéaire 4 ne délivre pas le carré du module du signal d'entrée. La grandeur W, dont l'équation est donnée ci-dessus, n'est alors pas égale à la puissance du signal, mais en donne une indication, utilisable de la même façon, par exemple pour un contrôle automatique de gain, ou pour rechercher la fréquence porteuse du signal reçu.

3. Recherche de la fréquence porteuse

25 Dans le cas où l'incertitude sur la fréquence porteuse est grande, on peut utiliser l'estimation de la puissance W du signal ci-dessus pour détecter la présence du signal, et ajuster ainsi la plage de recherche de la fréquence porteuse.

Dans ce dessein, on décale la fréquence de réception au niveau du tuner 1, de façon à maximiser la grandeur W . On appelle F_W la fréquence de réception qui maximise W , déterminée au cours d'une étape référencée 48.

5 Lorsque le signal reçu est d'amplitude faible, et qu'il est donc de niveau faiblement supérieur à celui du bruit, il est courant, dans une chaîne de réception classique, de réaliser de fausses détections du signal, si l'on se contente pour ce faire d'observer la puissance du signal reçu, ainsi qu'illustré en figure 2.

La courbe 20 est représentative de l'amplitude du signal reçu en fonction de la fréquence de réception. On détecte ainsi deux porteuses 21 et 22. En 10 l'absence de porteuse détectée, l'amplitude du signal reçu n'est pas nulle, mais égale au plancher de bruit 23. Ainsi, si l'amplitude des porteuses 21 et 22 est faible relativement au plancher de bruit 23, il est difficile de distinguer la porteuse QPSK 21 à la bonne fréquence symbole de l'autre porteuse 22, car leurs amplitudes sont assez proches.

15 Selon l'invention, il est possible d'améliorer la précision en fréquence, et d'éliminer ainsi les fausses détections du signal, en utilisant un calcul du module du signal S . En effet, le module de S est proportionnel à l'amplitude du signal obtenue pour une fréquence symbole proche de la fréquence symbole recherchée.

On procède donc en trois étapes successives pour rechercher la fréquence 20 porteuse du signal reçu dans la plage de fréquence 36 illustrée en figure 3.

Au cours d'une première étape 48, déjà décrite précédemment, on recherche la fréquence de réception F_W au niveau du tuner 1, qui maximise l'estimation de la puissance W . À partir de la courbe 30 représentative de l'estimation de la puissance W en fonction de la fréquence de réception, sur la 25 figure 3, on détecte ainsi deux maxima 31 et 32. Le premier maximum 31 est un maximum absolu, qui est donc identifié comme correspondant à la fréquence F_W recherchée. Cependant, il est difficile de détecter avec précision la fréquence F_W à laquelle W est vraiment maximale. On identifie seulement une zone d'incertitude 31.

Au cours d'une deuxième étape référencée 49, on utilise ensuite cette fréquence F_W comme origine de la plage de recherche de la fréquence qui maximise le module de S . Par souci d'allègement du nombre de calculs à mettre en œuvre, on peut envisager, dans un mode de réalisation particulier, de ne
5 calculer le module de S que dans la zone d'incertitude 31 entourant un maximum de puissance détecté au cours de la première étape 48 ci-dessus.

Sur la figure 3, la courbe 33 est représentative du module de S en fonction de la fréquence. On recherche un maximum du module de S dans la zone 31 correspondant à un maximum de W . On détermine alors que le module de S est
10 maximum dans une zone de fréquence référencée 34, plus étroite que la zone d'incertitude 31. La fréquence porteuse du signal est ainsi déterminée avec une précision accrue.

Au cours d'une troisième étape référencée 50, on évalue le rapport S/W , que l'on compare à un seuil prédéterminé, de manière à vérifier que l'on a bien
15 identifié un signal numérique à la fréquence symbole voulue.

En effet, ainsi qu'illustré en figure 3, un tel calcul permet d'éviter de fausses détections de la fréquence porteuse du signal. Dans la zone d'incertitude 34, le rapport S/W est suffisamment élevé pour confirmer une détection correcte de la fréquence porteuse du signal S . En revanche, si l'on détecte par inadvertance
20 le maximum sur W référencé 32, la calcul de S/W permet de déterminer qu'il s'agit d'une erreur en raison de l'amplitude faible du module de S 35, qui conduit à un rapport S/W également faible, et inférieur à un seuil de détection prédéterminé.

On obtient ainsi une estimation 51 de la valeur de la fréquence porteuse suffisamment précise pour garantir un fonctionnement satisfaisant du
25 démodulateur, dans la suite de la chaîne de traitement du signal.

REVENDECATIONS

1. Dispositif de filtrage à réponse impulsionnelle finie présentant une fonction de transfert comprenant P coefficients, notés c_q , où $P \geq 1$ est un entier prédéterminé,
- 5 caractérisé en ce que lesdits coefficients sont périodiques de période T, de sorte que $c_q = c_{q+T}$, pour tout q vérifiant $1 \leq q \leq P-T$.
2. Dispositif de filtrage selon la revendication 1, caractérisé en ce que lesdits coefficients c_q sont complexes.
3. Dispositif de filtrage selon l'une quelconque des revendications 1 et 2,
- 10 caractérisé en ce que ladite période T desdits coefficients c_q est sensiblement égale à la durée d'un symbole numérique reçu par ledit dispositif.
4. Dispositif de filtrage selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que le nombre P de coefficients dudit dispositif est un multiple de ladite période T.
- 15 5. Dispositif de filtrage selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que lesdits coefficients c_q sont des points issus d'une courbe représentative d'une fonction sinusoïdale.
6. Dispositif de filtrage selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que lesdits coefficients c_q sont de la forme :
- 20
$$c_q = \sin(2\pi q/T) + i \cos(2\pi q/T).$$
7. Dispositif de filtrage selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, caractérisé en ce qu'à la réception d'une séquence de points consécutifs réels, notés x_1 à $x_{N \times M}$, représentatifs de $N \times M$ points d'un signal numérique comprenant N symboles, chacun desdits symboles étant représenté par M points, il met en
- 25 œuvre les moyens de génération d'un signal de sortie S suivants :

- des moyens de factorisation desdits coefficients c_q identiques de façon à

$$\text{exprimer ledit signal de sortie sous la forme : } S = \sum_{j=1}^M c_j \times \sum_{k=0}^{N-1} x_{k \times M + j} ;$$

- des moyens de calcul de M sommes partielles $X_j = \sum_{k=0}^{N-1} x_{(k \times M + j)} ;$

- des moyens de calcul dudit signal de sortie $S = \sum_{j=1}^M c_j \times X_j$
- 8. Dispositif de génération de la fréquence symbole d'un signal numérique comprenant N symboles, chacun desdits symboles étant représenté par M points, à partir d'une séquence de points consécutifs réels, notés x_1 à $x_{N \times M}$, représentatifs des N*M points dudit signal numérique,
- 5 caractérisé en ce qu'il comprend :
 - ledit dispositif de filtrage selon la revendication 7, délivrant un signal de sortie S ;
 - des moyens d'évaluation d'un argument dudit signal de sortie S ;
 - 10 - des moyens d'analyse des variations dudit argument ;
 - des moyens de détermination de la fréquence symbole dudit signal numérique reçu, en fonction des résultats de ladite analyse.
- 9. Dispositif d'évaluation de la puissance d'un signal numérique comprenant N symboles, chacun desdits symboles étant représenté par M points,
- 15 à partir d'une séquence de points consécutifs réels, notés x_1 à $x_{N \times M}$, représentatifs des N*M points dudit signal numérique, caractérisé en ce qu'il comprend :
 - ledit dispositif de filtrage selon la revendication 7, notamment en ce qu'il assure le calcul de M sommes partielles $X_j = \sum_{k=0}^{N-1} x_{(k \times M + j)}$;
 - 20 - des moyens de calcul d'une grandeur $W = \frac{1}{M \times N} \sum_{j=1}^M X_j$, avec X_j , pour j compris entre 1 et M, lesdites M sommes partielles, ladite grandeur W étant égale à ou représentative de ladite puissance dudit signal numérique.
- 10. Dispositif de recherche d'une fréquence porteuse d'un signal numérique
- 25 comprenant N symboles, chacun desdits symboles étant représenté par M points,

à partir d'une séquence de points consécutifs réels, notés x_1 à $x_{N \times M}$, représentatifs des $N \times M$ points dudit signal numérique, caractérisé en ce qu'il comprend :

- ledit dispositif d'évaluation de la puissance selon la revendication 9, délivrant une grandeur W égale à, ou représentative de la puissance dudit signal numérique ;
 - des moyens de détermination d'une plage de fréquences dans laquelle ladite grandeur W est maximale ;
 - des moyens d'identification, au sein de ladite plage de fréquences, de la fréquence à laquelle le module dudit signal de sortie S est maximal ;
 - des moyens de calcul d'un rapport S/W à ladite fréquence identifiée ;
 - des moyens de comparaison dudit rapport S/W à un seuil prédéterminé, ladite fréquence identifiée étant égale à ladite fréquence porteuse recherchée, si ledit rapport S/W est supérieur audit seuil.
11. Procédé de filtrage à réponse impulsionnelle finie d'un signal numérique comprenant N symboles, chacun desdits symboles étant représenté par M points, caractérisé en ce que ledit filtrage met en œuvre P coefficients périodiques de période T , notés c_q , de sorte que $c_q = c_{q+T}$, pour tout q vérifiant $1 \leq q \leq P-T$, où $P \geq 1$ est un entier prédéterminé,
- et en ce qu'à la réception d'une séquence de points consécutifs réels, notés x_1 à $x_{N \times M}$, représentatifs des $N \times M$ points dudit signal numérique, il met en œuvre les étapes de génération d'un signal de sortie S suivantes :

- une étape de factorisation desdits coefficients c_q identiques de façon à exprimer ledit signal de sortie sous la forme :
$$S = \sum_{j=1}^M c_j \times \sum_{k=0}^{N-1} x_{k \times M + j} ;$$
- une étape de calcul de M sommes partielles
$$X_j = \sum_{k=0}^{N-1} x_{(k \times M + j)} ;$$
- une étape de calcul dudit signal de sortie
$$S = \sum_{j=1}^M c_j \times X_j .$$

12. Procédé de génération de la fréquence symbole d'un signal numérique comprenant N symboles, chacun desdits symboles étant représenté par M points, à partir d'une séquence de points consécutifs réels, notés x_1 à $x_{N \times M}$, représentatifs des $N \times M$ points dudit signal numérique,

5 caractérisé en ce qu'il comprend :

- une étape de mise en œuvre dudit procédé de filtrage selon la revendication 11, délivrant un signal de sortie S ;
- une étape d'évaluation d'un argument dudit signal de sortie S ;
- une étape d'analyse des variations dudit argument ;
- 10 - une étape de détermination de la fréquence symbole dudit signal numérique reçu, en fonction des résultats de ladite analyse.

13. Procédé d'évaluation de la puissance d'un signal numérique comprenant N symboles, chacun desdits symboles étant représenté par M points,

à partir d'une séquence de points consécutifs réels, notés x_1 à $x_{N \times M}$, représentatifs

15 des $N \times M$ points dudit signal numérique,

caractérisé en ce qu'il comprend :

- une étape de mise en œuvre dudit procédé de filtrage selon la revendication 11, notamment en ce qu'il assure le calcul de M sommes partielles

$$X_j = \sum_{k=0}^{N-1} x_{(k \times M + j)} ;$$

- 20 - une étape de calcul d'une grandeur $W = \frac{1}{M \times N} \sum_{j=1}^M X_j$, avec X_j , pour j

compris entre 1 et M, lesdites M sommes partielles,

ladite grandeur W étant égale à, ou représentative de ladite puissance dudit signal numérique.

14. Procédé de recherche d'une fréquence porteuse d'un signal numérique

25 comprenant N symboles, chacun desdits symboles étant représenté par M points,

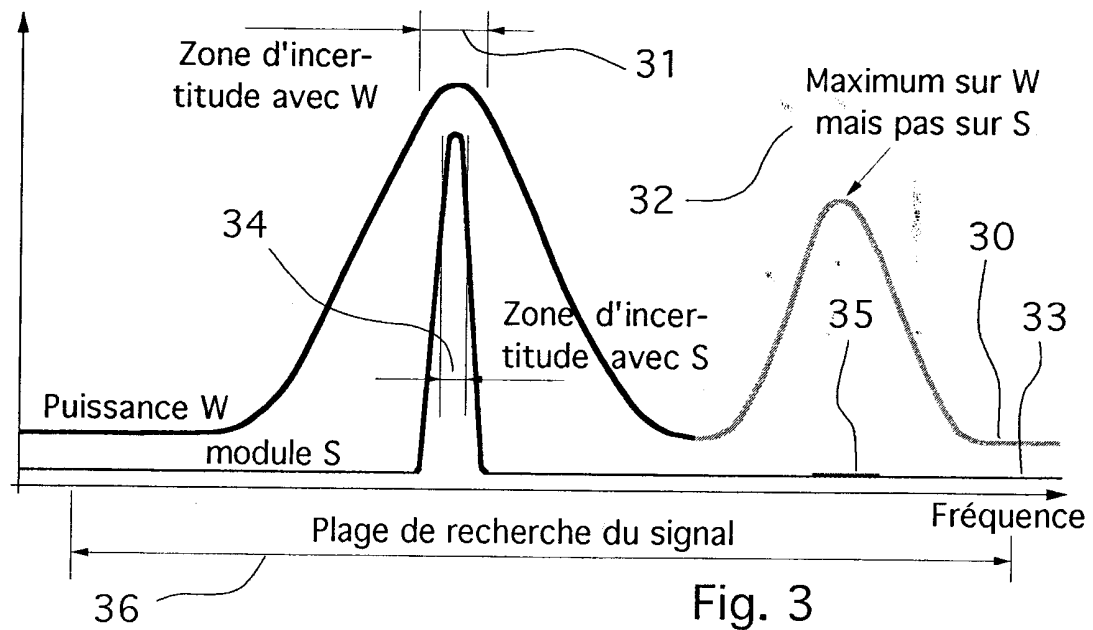
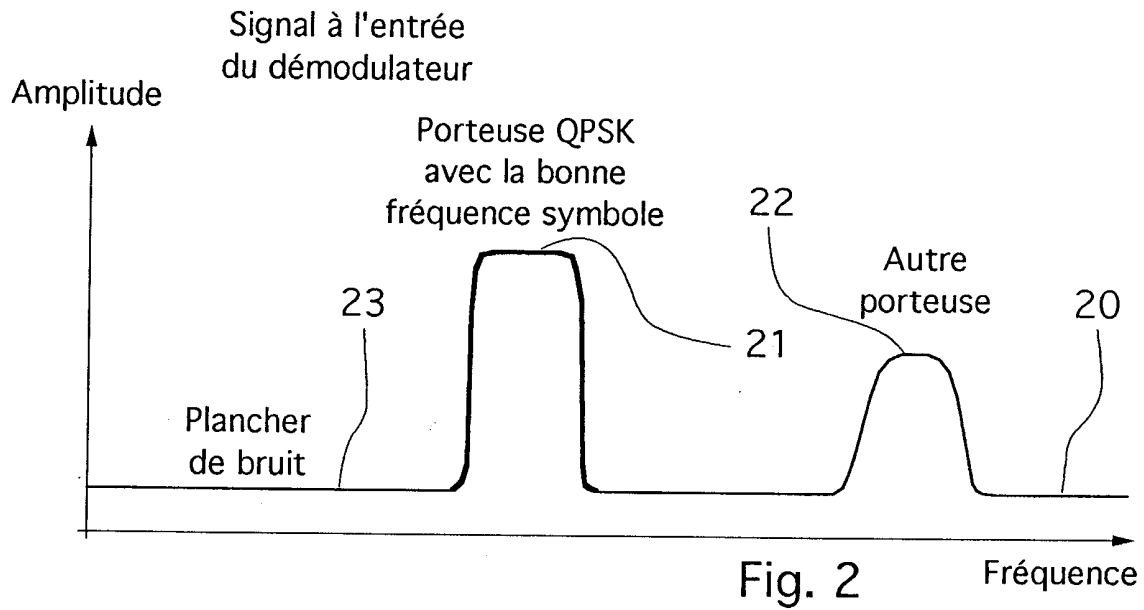
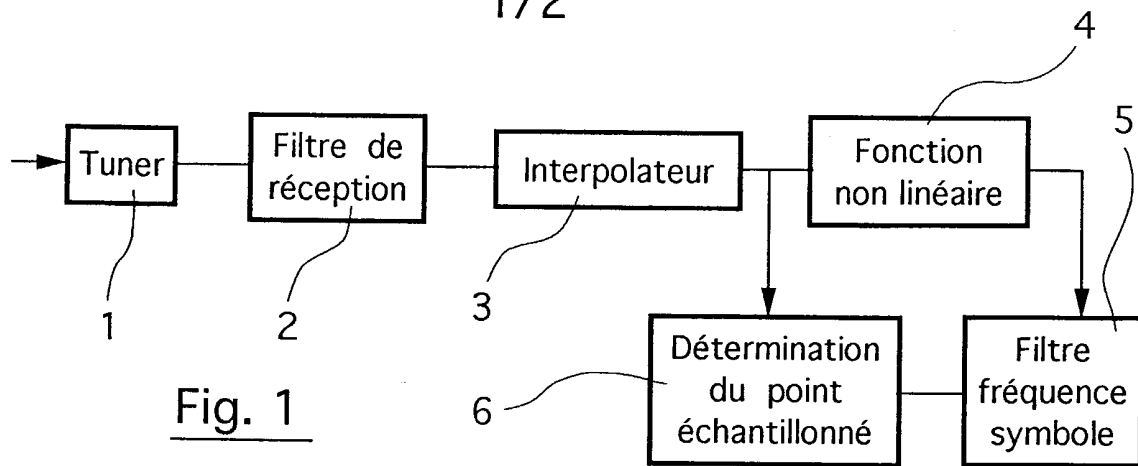
à partir d'une séquence de points consécutifs réels, notés x_1 à $x_{N \times M}$, représentatifs des $N \times M$ points dudit signal numérique,

caractérisé en ce qu'il comprend :

- 5 - une étape de mise en œuvre dudit procédé d'évaluation de la puissance selon la revendication 13, délivrant une grandeur W égale à, ou représentative de la puissance dudit signal numérique ;
- une étape de détermination d'une plage de fréquences dans laquelle ladite grandeur W est maximale ;
- 10 - une étape d'identification, au sein de ladite plage de fréquences, de la fréquence à laquelle le module dudit signal de sortie S est maximal ;
- une étape de calcul d'un rapport S/W à ladite fréquence identifiée ;
- une étape de comparaison dudit rapport S/W à un seuil prédéterminé, ladite fréquence identifiée étant égale à ladite fréquence porteuse recherchée, si ledit rapport S/W est supérieur audit seuil.

15

1/2



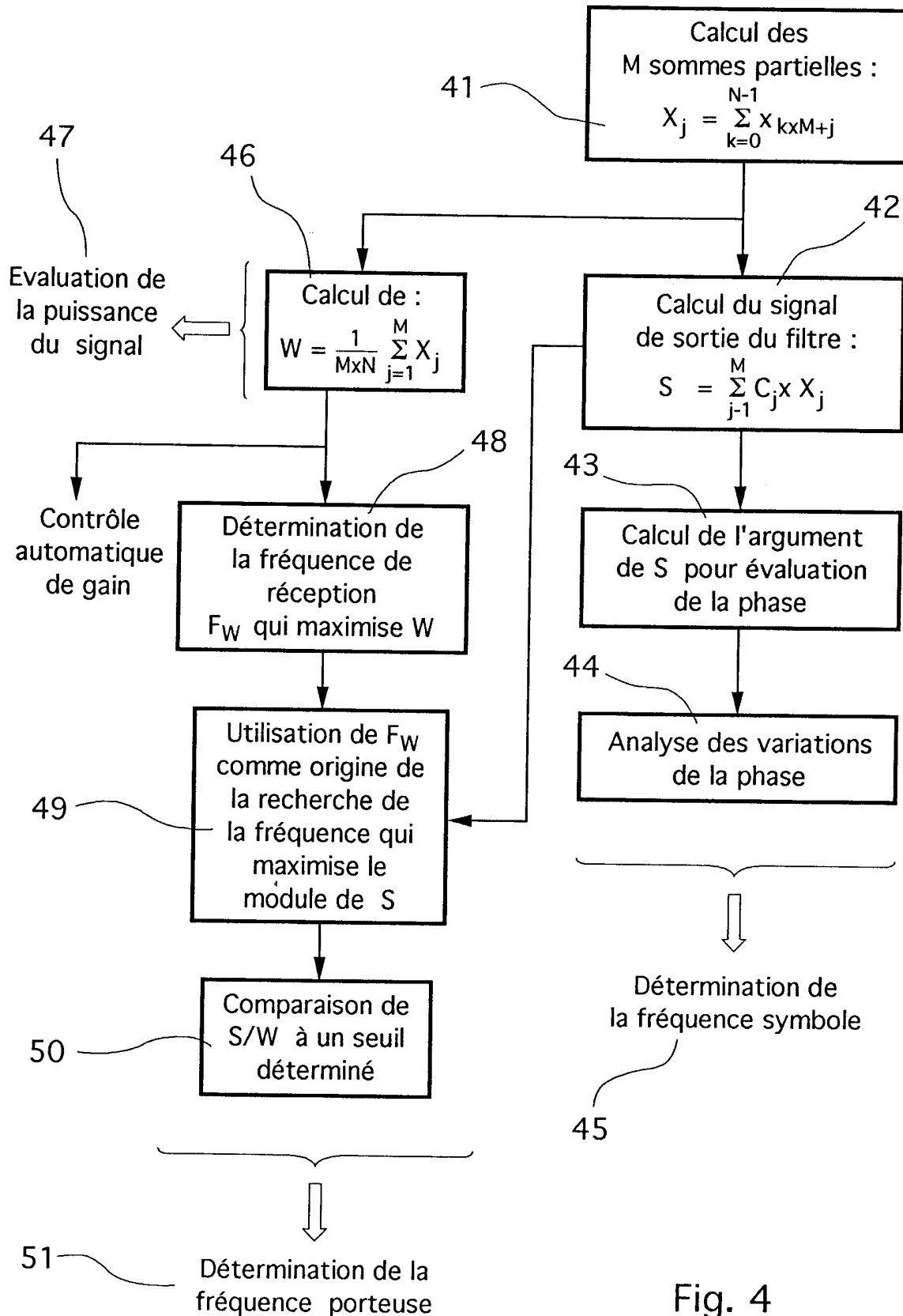


Fig. 4



RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE

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

N° d'enregistrement
national

FA 594209
FR 0013038

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
X	EP 0 367 932 A (ANT NACHRICHTENTECH) 16 mai 1990 (1990-05-16) * page 2, ligne 36 - page 4, ligne 38 * ----	1-6	H04L27/148
X	EP 0 305 125 A (BRITISH TELECOMM) 1 mars 1989 (1989-03-01) * page 3, ligne 22-57 * ----	1-6	
A		7-14	
X	US 5 636 244 A (GOODSON RICHARD L ET AL) 3 juin 1997 (1997-06-03) * colonne 5, ligne 14 - colonne 8, ligne 18 * -----	1	
A		2-14	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (Int.CL.7)
			H03H
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
22 juin 2001		Radomirescu, B-M	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant			