

19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
 INSTITUT NATIONAL
 DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
 PARIS

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

2 871 966

21) N° d'enregistrement national : 04 06593

51) Int Cl⁷ : H 04 B 1/10, H 04 L 27/14

12)

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22) Date de dépôt : 17.06.04.

30) Priorité :

43) Date de mise à la disposition du public de la demande : 23.12.05 Bulletin 05/51.

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) : NORTEL NETWORKS LIMITED — CA.

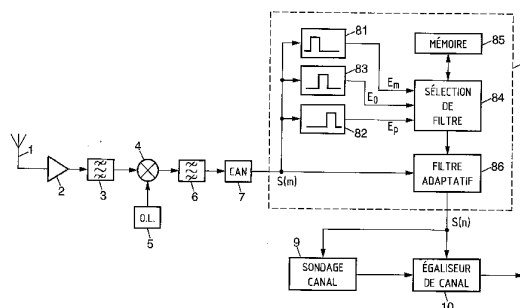
72) Inventeur(s) : BEN RACHED NIDHAM et DORIZE CHRISTIAN.

73) Titulaire(s) :

74) Mandataire(s) : CABINET PLASSERAUD.

54) PROCÉDE ET DISPOSITIF DE TRAITEMENT DE SIGNAL DANS UN RECEPTEUR DE RADIOCOMMUNICATION.

57) Le récepteur produit un bloc de signal numérique (S(m)) ayant une composante utile dans un canal de communication occupant une bande de fréquences de communication. Au moins un niveau d'interférence que présente le signal du bloc dans une bande de fréquences respective adjacente à la bande de communication est estimé afin de sélectionner des paramètres de filtrage du bloc de signal. Le signal (S'(n)) du bloc ainsi filtré est analysé pour estimer la réponse du canal de communication, et traité dans un égaliseur de canal à l'aide de la réponse estimée.



FR 2 871 966 - A1



**PROCEDE ET DISPOSITIF DE TRAITEMENT DE SIGNAL DANS UN
RECEPTEUR DE RADIOCOMMUNICATION**

La présente invention concerne le domaine des radiocommunications, et en particulier les traitements effectués dans un récepteur en amont d'un
5 égaliseur numérique.

Elle s'applique dans des systèmes où le spectre disponible est subdivisé en bandes de fréquence adjacentes pour supporter des communications différentes.

Un exemple est le système européen de radiocommunication cellulaire
10 dit GSM ("Global System for Mobile communications"), dans lequel le spectre alloué autour de 900 ou 1800 MHz est subdivisé en bandes de fréquence espacées de 200 kHz, chacune de ces bandes faisant l'objet d'un multiplexage temporel selon la méthode TDMA ("Time Division Multiple Access"). La modulation utilisée pour transmettre le signal GSM peut être une modulation
15 GMSK ("Gaussian Minimum Shift Keying") appliquée à des symboles binaires, ou une modulation 8-PSK ("8-state Phase Shift Keying") appliquée à des symboles 8-aires, c'est-à-dire de trois bits chacun.

La mise en forme spectrale des signaux à l'émission est conçue pour minimiser les interférences entre les canaux fréquentiels adjacents. Il subsiste
20 toutefois un résidu d'interférence qui s'ajoute au bruit capté par un récepteur dans la bande du signal utile. De plus, la réutilisation des fréquences dans des cellules géographiquement séparées fait qu'il subsiste également un résidu d'interférences co-canal dues à d'autres communications sur la même fréquence porteuse dans une cellule distante. Ces perturbations viennent
25 s'ajouter au bruit thermique à large bande. On cherche à les réduire autant que possible par filtrage en amont de l'égaliseur de canal prévu dans le récepteur.

Il est classique de décomposer le filtrage opéré dans le récepteur en amont de l'égaliseur de canal en la cascade d'un filtre adapté au spectre de la modulation et d'un filtre dans la bande de Nyquist dit "blanchissant". Ce filtre
30 blanchissant doit garantir des résidus de bruit (bruit thermique + interférences des autres canaux) autant que possible indépendants à l'entrée de l'égaliseur

de canal. On sait que cette structure procure un schéma de détection optimal (voir G.D. Forney Jr. : "Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-18, mai 1972, pages 363-378).

5 L'égaliseur fonctionne couramment selon l'algorithme de Viterbi (voir G.D. Forney Jr. : "The Viterbi Algorithm", Proc. of the IEEE, Vol. 61, No. 3, mars 1973, pages 268-278). Son signal de sortie est fourni aux décodeurs situés en aval du récepteur pour exploitation. Un sondage du canal de transmission est opéré après filtrage adapté pour estimer la réponse
10 impulsionnelle du canal, utile aux calculs de métriques dans l'égaliseur de Viterbi.

Le sondage procure également des informations sur la statistique du bruit observé sur le canal, qui servent notamment à calculer la réponse du filtre blanchissant. Celui-ci est par exemple un filtre à réponse impulsionnelle finie
15 calculée en inversant une estimation de la matrice d'autocorrélation du bruit. Dans certains récepteurs (WO 02/11378), la matrice d'autocorrélation du bruit est estimée en tenant compte de contributions de canaux adjacents. La réponse impulsionnelle du filtre blanchissant est recalculée à chaque rafale ("burst") de signal GSM car les interférences changent d'une rafale à l'autre,
20 notamment à cause du saut de fréquence utilisé en GSM.

L'inversion de la matrice d'autocorrélation au moyen de l'algorithme de Levinson-Durbin permet d'obtenir des filtres à phase minimale de réponse assez courte. Cependant, ces filtres ont une réponse en phase non linéaire, ce qui n'est pas une bonne propriété pour l'égaliseur de canal.

25 En outre, le filtre blanchissant a pour effet d'augmenter l'étalement temporel du signal en entrée de l'égaliseur. Si ceci n'est pas un problème en théorie, la pratique impose des égaliseurs de complexité raisonnable. Le nombre d'états du treillis de Viterbi a par principe une croissance exponentielle en fonction de l'étalement temporel du signal d'entrée, et ne peut donc être
30 augmenté à loisir sans affecter fortement la complexité du récepteur. Du fait de cette limitation pratique de l'égaliseur, l'étalement temporel causé par le filtre blanchissant donne lieu à une prise en compte moins précise de l'interférence

inter-symboles, c'est-à-dire à une diminution des performances de la chaîne de réception.

D'autre part, il est courant de faire fonctionner le filtre adapté dans un domaine suréchantillonné, c'est-à-dire sur un signal numérisé et échantillonné
5 à une fréquence multiple de la fréquence des symboles. Ceci permet une prise en compte fine de la mise en forme spectrale du signal modulé. En cas d'interférence dans les canaux adjacents, le sous-échantillonnage ultérieur, qui ramène le signal à la fréquence des symboles pour l'égaliseur, provoque des phénomènes de repliement spectral qui introduisent des composantes
10 additionnelles de bruit dans la bande du signal utile.

Un but de la présente invention est de remédier à certaines au moins des difficultés présentées ci-dessus.

L'invention propose ainsi un procédé de traitement de signal dans un récepteur de radiocommunication, comprenant les étapes suivantes:

- 15 - produire un bloc de signal numérique à partir d'un signal radio reçu, le signal numérique ayant une composante utile dans un canal de communication occupant une bande de fréquences de communication;
- estimer au moins un niveau d'interférence que présente le signal du bloc dans une bande de fréquences respective adjacente à la bande de
20 communication;
- sélectionner des paramètres de filtrage du bloc de signal sur la base au moins du niveau d'interférence estimé;
- filtrer le bloc de signal avec les paramètres de filtrage sélectionnés;
- analyser le signal du bloc filtré pour estimer une réponse du canal de
25 communication; et
- traiter le bloc de signal filtré dans un égaliseur de canal à l'aide de la réponse estimée.

Plutôt que de décomposer le filtrage du signal en un filtrage adapté (fixe) et un filtre blanchissant dont les coefficients sont calculés en fonction du
30 spectre du bruit observé, on procède à ce filtrage en une seule fois, à l'aide d'un filtre dont les paramètres sont sélectionnés suite à une analyse en

fréquence du signal numérique non filtré.

Le filtre pourra ainsi réduire une éventuelle interférence dans un canal adjacent, détectée très tôt dans la chaîne de réception. Cette interférence est avantageusement estimée dans un domaine suréchantillonné, avec une
5 fréquence centrale non nulle, et éliminée par la forme du filtre sans problèmes de repliement.

Le filtre génère un étalement temporel contrôlé, ce qui permet de faire fonctionner l'égaliseur de canal dans de bonnes conditions. C'est typiquement un filtre à réponse impulsionnelle finie dont le nombre de coefficients peut
10 rester modéré. En opérant dans un domaine suréchantillonné, on peut obtenir de bonnes caractéristiques de filtrage avec un faible étalement temporel.

Les paramètres de filtrage sont de préférence sélectionnés de façon à maximiser un rapport d'énergies entre la composante utile et une composante de bruit incluant des interférences dans des bandes de fréquences adjacentes
15 à la bande de communication. Plutôt que de suivre le modèle de Forney en s'efforçant d'abord de s'adapter à l'impulsion de modulation puis de blanchir le bruit, on cherche à maximiser le rapport canal à bruit (C/I) en une seule opération de filtrage.

Dans une réalisation préférée, les paramètres de filtrage sont
20 contraints pour que le filtrage appliqué au bloc de signal ait une réponse en phase linéaire, afin de ne pas perturber l'égaliseur.

Un autre aspect de la présente invention se rapporte à un dispositif de traitement de signal pour un récepteur de radiocommunication, comprenant:

- 25 - des moyens pour produire un bloc de signal numérique à partir d'un signal radio reçu, le signal numérique ayant une composante utile dans un canal de communication occupant une bande de fréquences de communication;
- 30 - des moyens d'estimation d'au moins un niveau d'interférence que présente le signal du bloc dans une bande de fréquences respective adjacente à la bande de communication;

- 5 -

- des moyens de sélection de paramètres de filtrage du bloc de signal sur la base au moins du niveau d'interférence estimé;
- des moyens de filtrage du bloc de signal avec les paramètres de filtrage sélectionnés;
- 5 - des moyens d'analyse du signal du bloc filtré pour estimer une réponse du canal de communication; et
- un égaliseur de canal pour traiter le bloc de signal filtré à l'aide de la réponse estimée.

D'autres particularités et avantages de la présente invention
10 apparaîtront dans la description ci-après d'exemples de réalisation non limitatifs, en référence aux dessins annexés, dans lesquels :

- la figure 1 est un schéma synoptique d'un récepteur de radiocommunication mettant en œuvre la présente invention;
- la figure 2 est un diagramme montrant le spectre d'un signal GSM; et
- 15 - la figure 3 est un organigramme d'un exemple de procédure de sélection de filtre utilisable dans le récepteur de la figure 1.

Le récepteur selon l'invention représenté sur la figure 1 comprend une antenne 1 pour capter des signaux radio. Dans la suite de la présente description, on considèrera, sans que ceci soit limitatif, que ces signaux radio
20 sont de type GSM.

Le signal radio capté par l'antenne 1 est amplifié par un amplificateur 2, puis soumis à un filtrage passe-bande par un filtre radiofréquence 3. Ce signal est transposé à une fréquence intermédiaire par un mélangeur 4 qui le mélange à une onde délivrée par un oscillateur local 5. Un filtre passe-bande 6
25 retient seulement la composante fréquentielle utile en sortie du mélangeur 4, et le signal à fréquence intermédiaire résultant est numérisé par un convertisseur analogique-numérique (CAN) 7, à une fréquence d'échantillonnage F_s égale à Q fois la fréquence F_b des symboles, Q étant un entier égal ou supérieur à 1. De préférence, les symboles reçus sont suréchantillonnés, c'est-à-dire que
30 $Q > 1$. Dans un exemple considéré ci-après: $F_s = 4F_b$, soit $Q = 4$.

Le signal numérique $S(m)$ issu du CAN 7 est traité par un module de filtrage de canal 8 qui remplace le filtre adapté et le filtre blanchissant classiquement utilisés dans la structure de récepteur selon Forney.

Le signal filtré $S'(n)$ délivré par le module de filtrage 8 est à une
5 fréquence d'échantillonnage égale à la fréquence F_b des symboles. Il est soumis à un module 9 de sondage du canal de propagation qui estime de façon connue la réponse impulsionnelle du canal de transmission sur une longueur de $L+1$ échantillons. La mémoire du canal est par exemple prise
10 égale à $L = 4$ symboles pour les calculs. La réponse impulsionnelle estimée est fournie à l'égaliseur de canal 10 qui traite le signal filtré $S'(n)$ délivré par le module 8. L'égaliseur de canal 13 fonctionne par exemple selon l'algorithme de Viterbi. Son signal de sortie est fourni aux décodeurs situés en aval du récepteur pour exploitation.

Le module de filtrage 8 comprend des filtres 81-83 de détection
15 d'interférences. Dans l'application de l'invention à un récepteur GSM, le débit binaire F_b est de 270 kbit/s, ce qui détermine la largeur de bande du signal, dont le spectre est illustré par la figure 2 dans le cas d'une modulation GMSK. Deux porteuses adjacentes du spectre sont espacées de 200 kHz. Si f_c
20 désigne la porteuse utilisée pour transmettre une rafale de signal dans un intervalle de temps TDMA, la bande de fréquence de communication est centrée sur f_c , avec une bande adjacente inférieure centrée sur $f_c - 200$ kHz et une bande adjacente supérieure centrée sur $f_c + 200$ kHz.

Le filtre 81 est un filtre passe-bande adapté à la bande adjacente
inférieure pour estimer le niveau d'énergie E_m du signal reçu dans cette bande
25 inférieure. Symétriquement, le filtre 82 est adapté à la bande adjacente supérieure pour estimer le niveau d'énergie E_p du signal reçu dans cette bande supérieure. Le filtre 83, optionnel, est adapté à la bande de communication pour estimer le niveau d'énergie E_0 de la composante utile du signal reçu. Naturellement, la détermination des fonctions de transfert de ces filtres de
30 détection dépend de celles des filtres analogiques intervenant en amont du

CAN 7. Dans le cas où la porteuse de communication f_c est à une extrémité du spectre GSM, on peut éventuellement désactiver l'un des filtres 81, 82.

Les filtres 81-83 produisent une valeur de chaque niveau d'énergie E_m , E_p , E_0 à chaque bloc de signal correspondant à une rafale de signal émis sur le canal traité. En pratique, les convolutions réalisées par ces filtres n'ont pas besoin d'être calculées sur toute l'étendue du bloc. Il peut suffire de les calculer sur une partie du bloc, correspondant par exemple à quelques dizaines de symboles au centre du bloc (qui entre dans une fenêtre de 156,26 temps-symbole). Il est implicitement fait l'hypothèse que le bruit est stationnaire sur la durée de la rafale.

On peut noter que la sortie du filtre 83 inclut une éventuelle composante d'interférence co-canal, qui n'est pas détectable avant que le sondage de canal ait été effectué. Cette composante n'est pas gênante car l'adaptation du filtrage est surtout fonction des niveaux d'interférence dans les bandes adjacentes.

Les niveaux d'énergie E_m , E_p et E_0 pour la rafale courante sont adressés à un module 84 dont la fonction est de sélectionner les paramètres du filtrage qui sera appliqué au bloc de signal $S(m)$, parmi plusieurs jeux de paramètres stockés dans une mémoire 85. Le filtre adaptatif 86 est chargé avec les paramètres sélectionnés pour procéder au filtrage du bloc et délivrer le signal filtré et décimé $S'(n)$.

Les filtres définis par les jeux de paramètres mémorisés sont optimisés pour des situations d'interférence typiques. La sélection repose sur un choix de celle de ces situations qui est le mieux décrite par les niveaux d'énergie estimés E_m , E_p et E_0 . En pratique, on obtient de très bonnes performances même en prévoyant un petit nombre de filtres, sélectionnés sur la base de comparaisons entre les niveaux d'énergie estimés et des seuils.

Dans un exemple simple d'implémentation, on utilise cinq filtres précalculés:

- F0 correspondant à une réception sans interféreurs dans les canaux adjacents;
- Fm0 correspondant à une réception avec un interféreur relativement peu puissant dans le canal adjacent inférieur, ayant par exemple un niveau de puissance P0 supérieur de $\gamma_0 = 20$ dB à celui du bruit thermique N0;
- Fm1 correspondant à une réception avec un interféreur relativement puissant dans le canal adjacent inférieur, ayant par exemple un niveau de puissance P1 supérieur de $\gamma_1 = 40$ dB à celui du bruit thermique N0;
- Fp0 correspondant à une réception avec un interféreur relativement peu puissant dans le canal adjacent supérieur, ayant par exemple le niveau de puissance P0; et
- Fp1 correspondant à une réception avec un interféreur relativement puissant dans le canal adjacent supérieur, ayant par exemple le niveau de puissance P1.

Chacun de ces filtres est à réponse impulsionnelle finie avec un nombre restreint de coefficients, par exemple de l'ordre d'une dizaine de coefficients dans le domaine suréchantillonné à $4F_b$. De ce fait, l'étalement temporel que le filtrage génère sur le signal en entrée de l'égaliseur de canal reste faible de sorte qu'un égaliseur de complexité modérée pourra fonctionner dans des conditions quasi-optimales.

Le traitement appliqué par le filtre 86 inclut la décimation du signal qui l'amène dans le domaine échantillonné à F_b en recentrant son spectre. Le filtrage global peut être de la forme:

$$S'(n) = \sum_{k=-p}^p a_i(k) \times S(Qn - k) \quad (1)$$

où les coefficients complexes $a_i(k)$ sont ceux du filtre sélectionné F0, Fm0, Fm1, Fp0 ou Fp1. Dans le cas d'un suréchantillonnage d'un facteur $Q = 4$, la taille du filtre est par exemple de $2p+1 = 11$ coefficients complexes $a_i(k)$ ($-5 \leq k \leq +5$).

La sélection de l'un de ces filtres pour une rafale courante peut être réalisée par le module 84 en se fondant sur les seuls d'énergie estimés E_m et E_p (dans cet exemple simple, le filtre 83 n'est pas employé, mais il peut l'être dans des cas plus sophistiqués). La figure 3 illustre un exemple d'algorithme de sélection utilisable pour chaque rafale par le module 84.

Dans cet algorithme, on examine d'abord s'il y a plus d'énergie dans la bande inférieure que dans la bande supérieure (test 20). Dans l'affirmative ($E_m > E_p$), on examine à l'aide d'un seuil α s'il y a un fort déséquilibre entre ces deux niveaux d'énergie (test 21). Si le déséquilibre est faible ($E_m < \alpha \cdot E_p$), on considère ne pas être en présence d'un interféreur dominant, et on sélectionne le filtre F0 à l'étape 22. Si le déséquilibre est fort ($E_m \geq \alpha \cdot E_p$), on examine au test 23 si le niveau d'énergie E_m dans la bande adjacente inférieure dépasse un seuil T0 compris entre 0 et $\gamma_0 \cdot N_0$. Si $E_m < T_0$, on considère ne pas être en présence d'un interféreur dominant par rapport au bruit thermique, et on sélectionne le filtre F0 à l'étape 24. Si $E_m \geq \alpha \cdot E_p$ et $E_m \geq T_0$, on considère être en présence d'un interféreur dominant, et on détermine au test 25 s'il s'agit d'un interféreur puissant ou peu puissant à l'aide d'un seuil T1 compris entre $\gamma_0 \cdot N_0$ et $\gamma_1 \cdot N_0$. Le filtre Fm1 est sélectionné à l'étape 27 si l'interfereur est jugé puissant ($E_m \geq T_1$), et sinon ($E_m < T_1$) le filtre Fm0 est sélectionné à l'étape 26.

La logique est symétrique quand il y a plus d'énergie dans la bande supérieure que dans la bande inférieure au test 20 ($E_p \geq E_m$). On évalue le déséquilibre entre les deux niveaux d'énergie au test 31 à l'aide du seuil α . Si le déséquilibre est faible ($E_p < \alpha \cdot E_m$), on sélectionne le filtre F0 à l'étape 32. Si le déséquilibre est fort ($E_p \geq \alpha \cdot E_m$), on examine au test 33 si le niveau d'énergie E_p dans la bande adjacente supérieure dépasse le seuil T0. Si $E_p < T_0$, on sélectionne le filtre F0 à l'étape 34. Si $E_p \geq \alpha \cdot E_m$ et $E_p \geq T_0$, on détermine au test 35 s'il l'interfereur est puissant ou peu puissant à l'aide du seuil T1. Le filtre Fp1 est sélectionné à l'étape 37 si l'interfereur est jugé puissant ($E_p \geq T_1$), et sinon ($E_p < T_1$) le filtre Fp0 est sélectionné à l'étape 36.

La conception des filtres F0, Fm0, Fm1, Fp0 et Fp1, qui chacun remplacent la cascade d'un filtre adapté et d'un filtre blanchissant repose sur une maximisation du rapport d'énergies entre la composante utile du signal et sa composante de bruit incluant les interférences dans les bandes adjacentes, avec les deux contraintes suivantes:

- réponse impulsionnelle de longueur réduite pour éviter qu'il y ait trop d'étalement temporel du signal en entrée de l'égaliseur 10;
- filtre à réponse en phase linéaire.

Comme le filtre assure aussi la décimation du signal, sa réponse impulsionnelle a_i est en fait la convolution entre celle w_{filt_i} d'un tel filtre de réjection d'interfereurs et celle b_{filt} d'un filtre anti-repliement:

$$a_i(k) = (w_{\text{filt}_i} * b_{\text{filt}})(k) \quad (2)$$

La réponse w_{filt_i} n'est pas déterminée par un critère de blanchissage du bruit, de la forme $|w_{\text{filt}}(f)| \times |N(f)| \approx C$, où $w_{\text{filt}}(f)$ est la fonction de transfert du filtre (transformée de Fourier de w_{filt}), $N(f)$ le spectre du bruit et C une constante, mais en traitant le problème de maximisation:

$$\max_{w_{\text{filt}}} \left(\left\| \frac{U(f)}{N(f)} \times w_{\text{filt}}(f) \right\|^2 \right) \quad (3)$$

où $U(f)$ désigne le spectre de la composante utile du signal $S(m)$, tel que représenté sur la figure 2 dans le cas d'une modulation GMSK.

Dans chaque cas d'interférence considéré s'ajoutant au bruit thermique N_0 , on détermine le spectre $N(f)$ comme la somme du spectre blanc (N_0) et de la composante d'interférence adjacente de puissance P_0 ou P_1 , le tout filtré par le filtre de réception de la chaîne analogique. On calcule alors les matrices d'autocorrélation respectives K_U et K_N de la composante utile et du bruit avec des dimensions égales à la longueur de la réponse du filtre, ce qui permet d'écrire le problème(3) sous la forme:

$$\max_{w_{\text{filt}}} \left(\frac{w_{\text{filt}}^H \cdot K_U \cdot w_{\text{filt}}}{w_{\text{filt}}^H \cdot K_N \cdot w_{\text{filt}}} \right) \quad (4)$$

où $(.)^H$ représente le transposé conjugué d'un vecteur. On obtient w_{filt_i} en diagonalisant la matrice $(KN^{-1}.KU)$ et en prenant le vecteur propre associé à la valeur propre de plus grand module.

Le fait que les nombres de lignes et de colonnes des matrices KU et KN soient pris égaux à la taille du vecteur w_{filt} et la structure Toeplitz de ces matrices assurent la propriété de phase linéaire ($|w_{filt}(-t)| = |w_{filt}(t)|$) de la solution trouvée. Le choix de cette taille de vecteur permet d'autre part de contrôler la longueur de la réponse impulsionnelle obtenue.

La partie anti-repliement b_{filt} peut correspondre à un filtre de Hilbert lissé, défini avec un petit nombre de coefficients. La raideur spectrale du filtre de Hilbert est atténuée en pondérant sa réponse avec une fonction douce (telle qu'une gaussienne) de support court.

A titre d'illustration, la figure 4 montre la densité spectrale de puissance (DSP) de la composante utile du signal dans la bande de communication (courbe en pointillés), la DSP d'une composante d'interférence dans la bande adjacente inférieure (courbe en trait mixte), la fonction de transfert w_{filt_i} obtenue en l'absence de bruit blanc (courbe en trait interrompu), et la fonction de transfert globale, incluant la contribution du filtre de Hilbert lissé (courbe en trait plein).

La figure 5 montre les fonctions d'autocorrélation du signal d'entrée $S(m)$ du filtre 86 (trait interrompu) et de son signal de sortie $S'(n)$ (trait plein) dans le cas où le filtre a les paramètres correspondant à la figure 4. On voit que le filtrage introduit un étalement temporel bien maîtrisé.

La méthodologie ci-dessus est appliquée pour précalculer chacun des filtres F_{m0} , F_{m1} , F_{p0} et F_{p1} avec des modèles de bruits et d'interférences adaptés. Pour le cas sans interféreurs dans les canaux adjacents (filtre F_0), une possibilité est de prendre simplement le filtre de Hilbert lissé précédemment mentionné.

REVENDEICATIONS

1. Procédé de traitement de signal dans un récepteur de radiocommunication, comprenant les étapes suivantes:
 - 5 - produire un bloc de signal numérique à partir d'un signal radio reçu, le signal numérique ($S(m)$) ayant une composante utile dans un canal de communication occupant une bande de fréquences de communication;
 - estimer au moins un niveau d'interférence que présente le signal du bloc dans une bande de fréquences respectivement adjacente à la bande de communication;
 - 10 - sélectionner des paramètres de filtrage du bloc de signal sur la base au moins du niveau d'interférence estimé;
 - filtrer le bloc de signal avec les paramètres de filtrage sélectionnés;
 - analyser le signal du bloc filtré pour estimer une réponse du canal de communication; et
 - 15 - traiter le bloc de signal filtré dans un égaliseur de canal à l'aide de la réponse estimée.

2. Procédé selon la revendication 1, dans lequel le bloc de signal numérique ($S(m)$) est produit sous forme suréchantillonnée relativement à une fréquence de symboles de la composante utile, l'estimation du niveau
20 d'interférence est opérée par analyse du signal numérique suréchantillonné, et l'étape de filtrage produit un bloc filtré composé d'un signal ($S'(n)$) échantillonné à ladite fréquence de symboles.

3. Procédé selon la revendication 1 ou 2, dans lequel on estime un premier niveau d'interférence (E_m) dans une première bande de fréquences
25 située au-dessous de la bande de communication et un second niveau d'interférence (E_p) dans une seconde bande de fréquences située au-dessus de la bande de communication, et on sélectionne les paramètres de filtrage du bloc de signal sur la base au moins des premier et second niveaux d'interférence estimés.

4. Procédé selon la revendication 3, dans lequel on estime en outre un niveau (E_0) que présente le signal ($S(m)$) du bloc dans la bande de communication, et ce niveau estimé dans la bande de communication intervient dans la sélection des paramètres de filtrage du bloc de signal.
5. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel les paramètres de filtrage du bloc de signal sont sélectionnés parmi plusieurs jeux de paramètres précalculés et stockés en mémoire.
6. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel les paramètres de filtrage sont contraints pour que le filtrage appliqué au bloc de signal ait une réponse en phase linéaire.
7. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel les paramètres de filtrage sont sélectionnés de façon à maximiser un rapport d'énergies entre la composante utile et une composante de bruit incluant des interférences dans des bandes de fréquences adjacentes à la bande de communication.
8. Dispositif de traitement de signal pour un récepteur de radiocommunication, comprenant:
- des moyens (1-7) pour produire un bloc de signal numérique à partir d'un signal radio reçu, le signal numérique ($S(m)$) ayant une composante utile dans un canal de communication occupant une bande de fréquences de communication;
 - des moyens (81-83) d'estimation d'au moins un niveau d'interférence que présente le signal du bloc dans une bande de fréquences respective adjacente à la bande de communication;
 - des moyens (84) de sélection de paramètres de filtrage du bloc de signal sur la base au moins du niveau d'interférence estimé;
 - des moyens (86) de filtrage du bloc de signal avec les paramètres de filtrage sélectionnés;

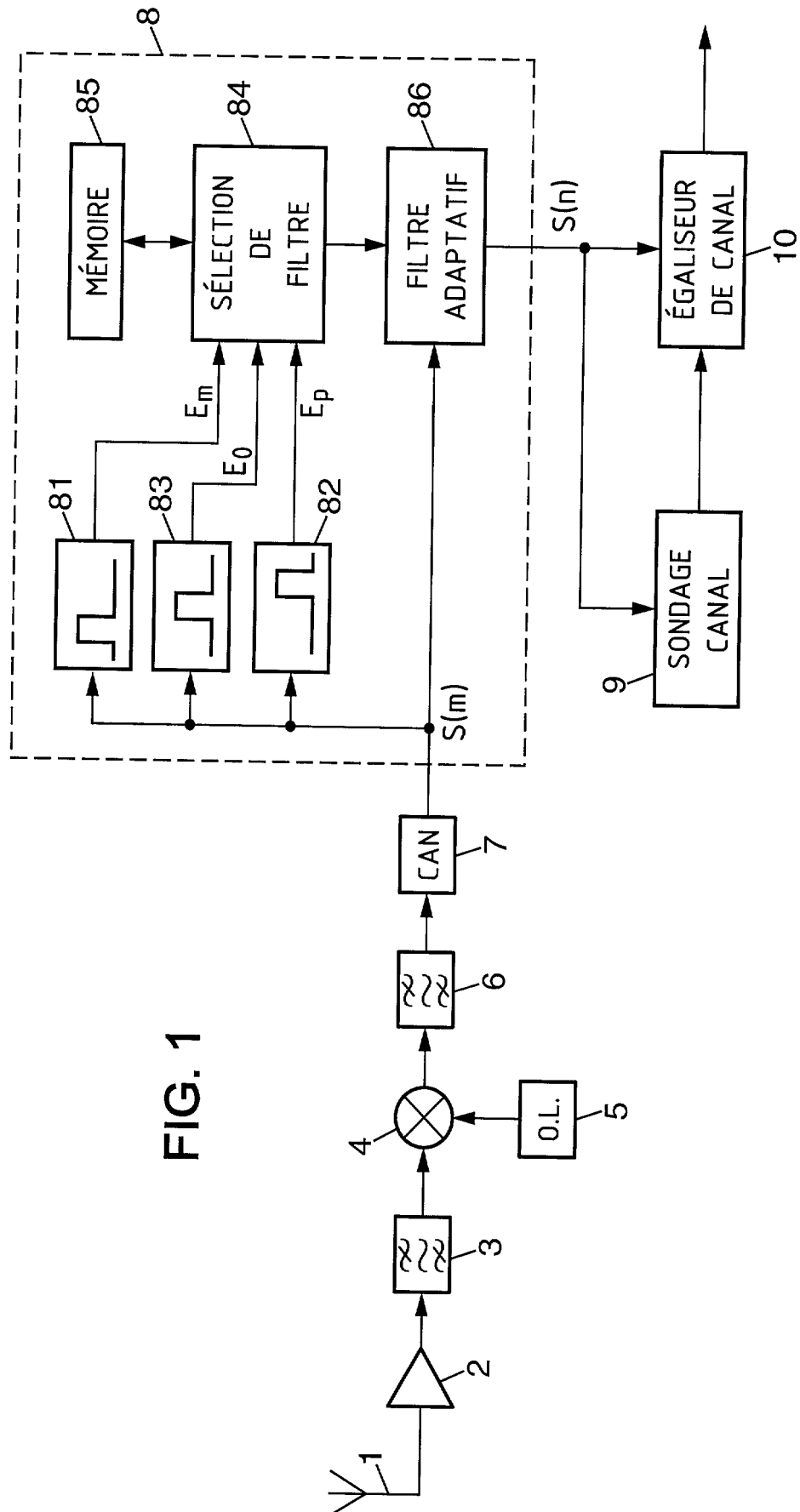
- 14 -

- des moyens (9) d'analyse du signal ($S'(n)$) du bloc filtré pour estimer une réponse du canal de communication; et
- un égaliseur de canal (10) pour traiter le bloc de signal filtré à l'aide de la réponse estimée.

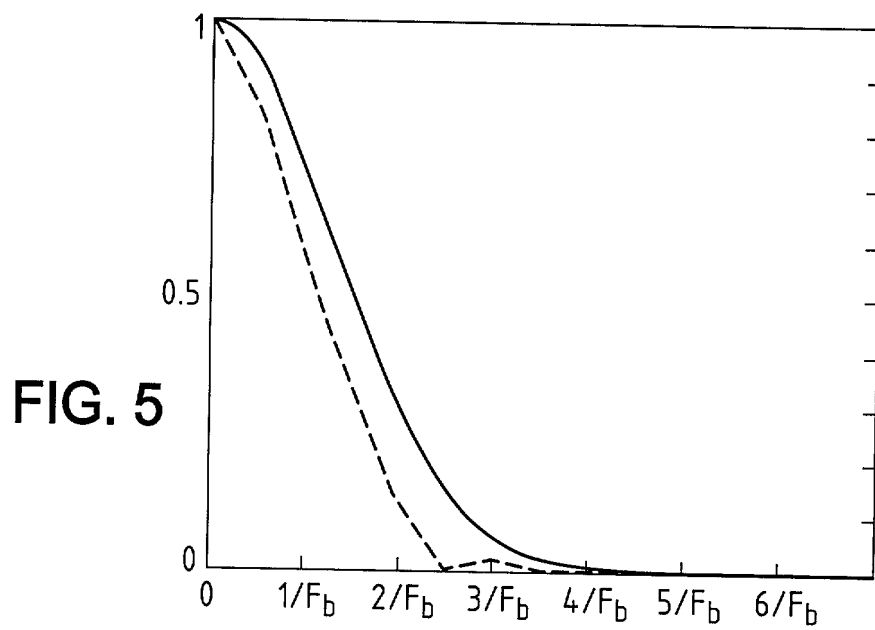
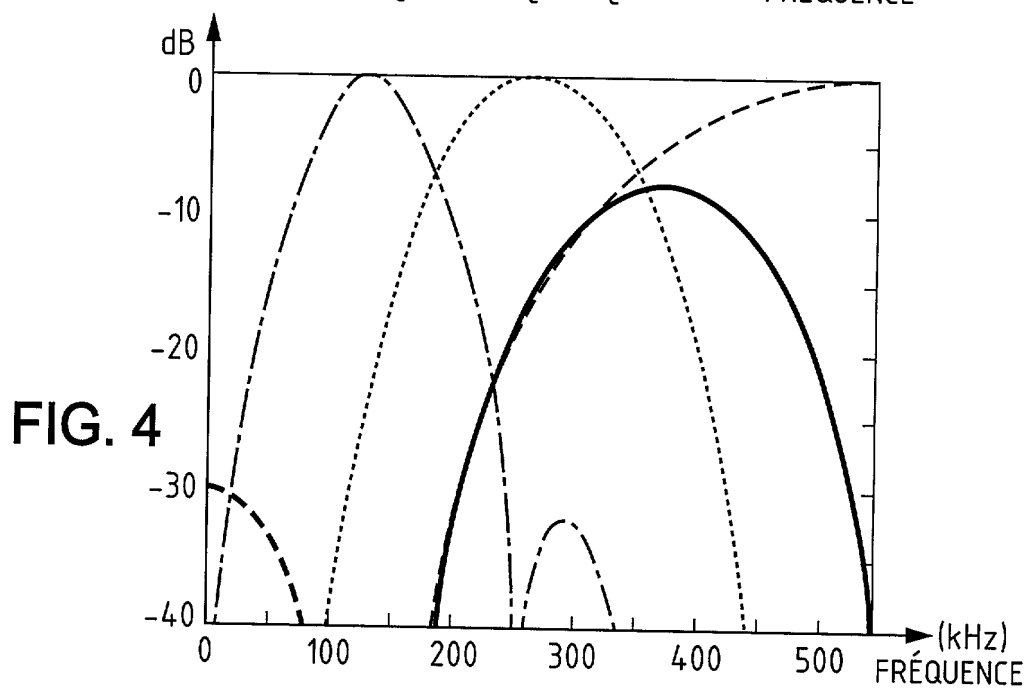
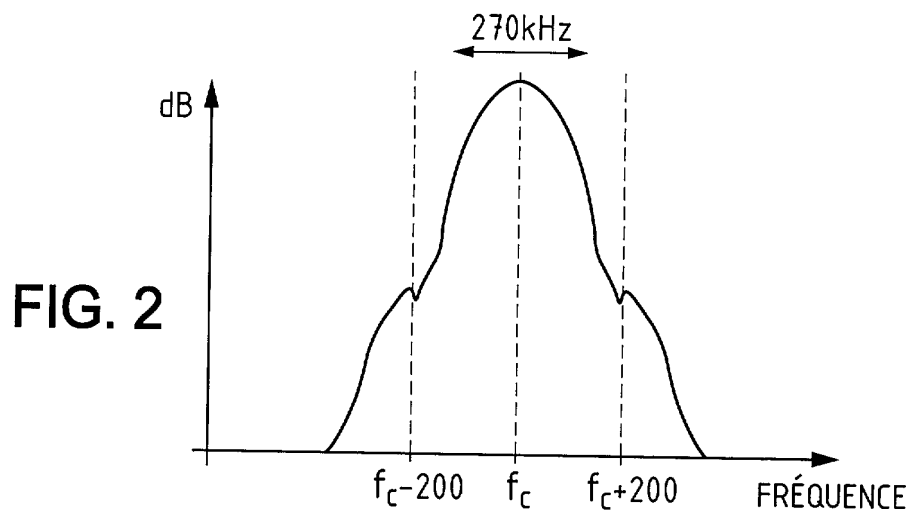
5 9. Dispositif selon la revendication 8, dans lequel le bloc de signal numérique ($S(m)$) est produit sous forme suréchantillonnée relativement à une fréquence de symboles de la composante utile, dans lequel les moyens d'estimation du niveau d'interférence comprennent des moyens (81-83) d'analyse du signal numérique suréchantillonné, et les moyens de filtrage (86)
10 sont agencés pour produire un bloc filtré composé d'un signal ($S'(n)$) échantillonné à ladite fréquence de symboles.

10. Dispositif selon la revendication 8 ou 9, comprenant en outre une mémoire (85) où sont stockés plusieurs jeux de paramètres de filtrage précalculés, les moyens de sélection (84) étant agencés pour sélectionner les
15 paramètres de filtrage du bloc de signal parmi les jeux de paramètres stockés.

11. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 8 à 10, dans lequel les paramètres de filtrage sont contraints pour que le filtrage appliqué au bloc de signal ait une réponse en phase linéaire.



2/3



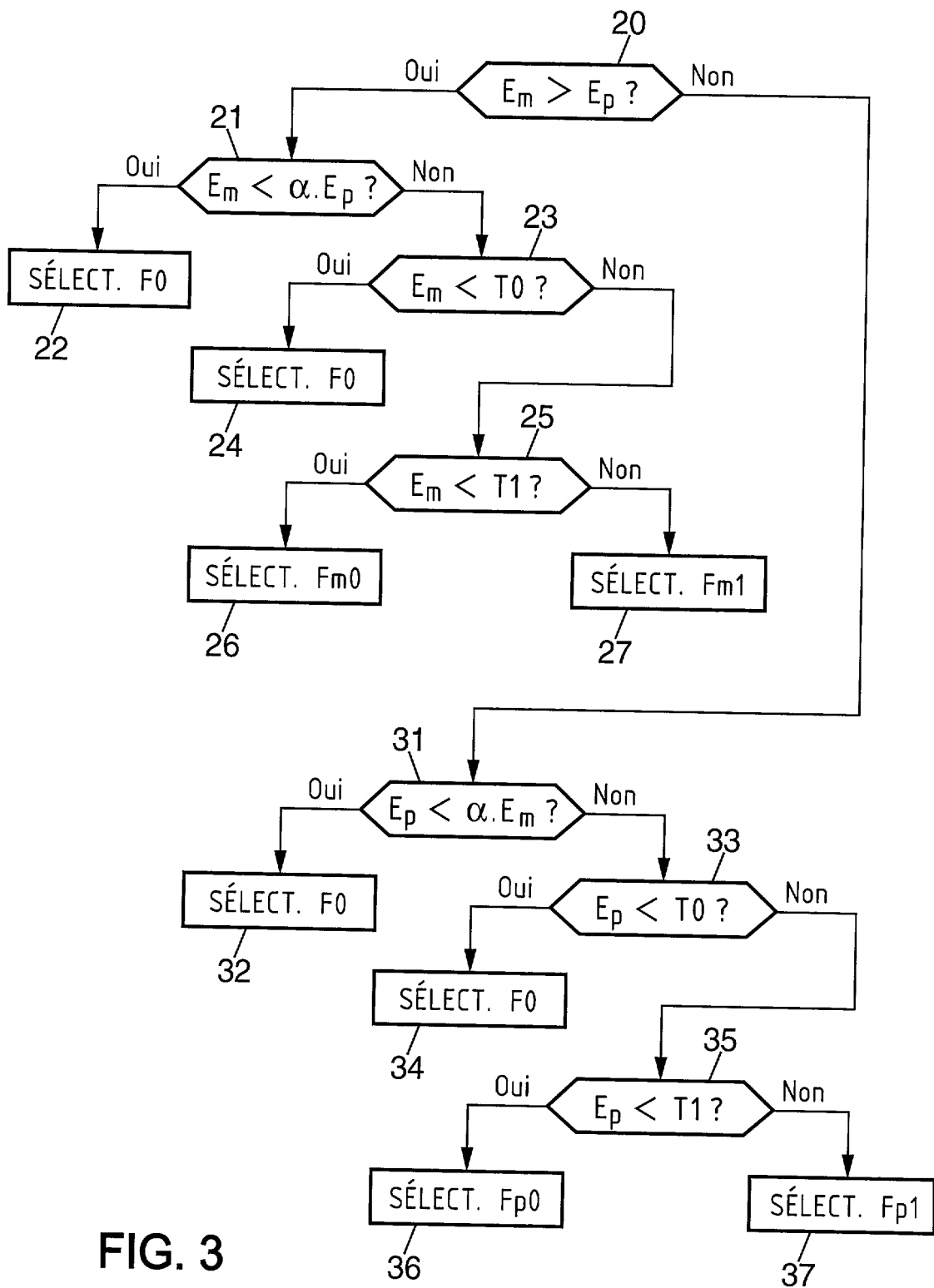


FIG. 3



**RAPPORT DE RECHERCHE
PRÉLIMINAIRE**
établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement
national

FA 652100
FR 0406593

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
A,D	WO 02/11378 A (NORTEL NETWORKS LTD ; BEN RACHED NIDHAM (FR); DORNSTETTER JEAN LOUIS () 7 février 2002 (2002-02-07) * le document en entier *	1-11	H04B1/10
A	EP 0 939 525 A (ITALTEL SPA) 1 septembre 1999 (1999-09-01) * figures 1,3 *	1-11	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (Int.CL.7)
			H04B H04L
		Date d'achèvement de la recherche	Examineur
		8 novembre 2004	Avilés Martínez, L
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS		T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant	
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire			

EPO FORM 1503 12.99 (P04C14) 2

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 0406593 FA 652100**

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche préliminaire visé ci-dessus.

Les dits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du 08-11-2004

Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets, ni de l'Administration française

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
WO 0211378 A	07-02-2002	FR 2812480 A1	01-02-2002
		AU 7992001 A	13-02-2002
		EP 1305921 A1	02-05-2003
		WO 0211378 A1	07-02-2002
		US 2004028155 A1	12-02-2004

EP 0939525 A	01-09-1999	EP 0939525 A1	01-09-1999
		JP 2000059448 A	25-02-2000
		NO 990907 A	27-08-1999
		US 6608873 B1	19-08-2003
