

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 30.03.01.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 04.10.02 Bulletin 02/40.

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) : FRANCE TELECOM Société anonyme — FR et TELEDIFFUSION DE FRANCE - TDF — FR.

72 Inventeur(s) : BERBERIDIS KOSTAS, MARAVA ALEXANDRA, KARAIVAZOGLOU PANOS et PALICOT JACQUES.

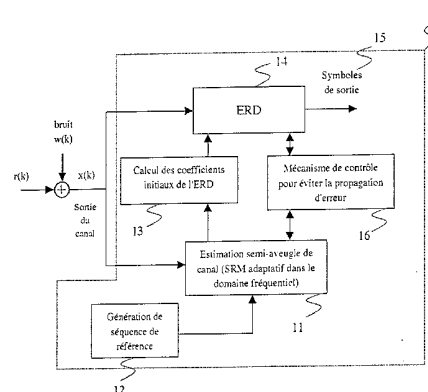
73 Titulaire(s) :

74 Mandataire(s) : CABINET PATRICE VIDON.

54 EGALISEUR A RETOUR DE DECISIONS BASE SUR UNE ESTIMATION DE CANAL, PROCEDE D'EGALISATION, RECEPTEUR, SIGNAL ET SYSTEME D'EMISSION ET DE RECEPTION CORRESPONDANTS.

57 L'invention concerne un dispositif d'égalisation d'un signal reçu, transmis via un canal de transmission, comprenant un égaliseur à retour de décisions.

Selon l'invention, un tel dispositif met en oeuvre des moyens d'initialisation des coefficients de filtrage dudit égaliseur tenant compte d'une estimation de la réponse dudit canal de transmission délivrée par un estimateur de canal.



Egaliseur à retour de décisions basé sur une estimation de canal, procédé d'égalisation, récepteur, signal et système d'émission et de réception correspondants.

Le domaine de l'invention est celui de la réception de signaux numériques, notamment lorsque ces derniers sont transmis via des canaux de transmission perturbés. Plus précisément, l'invention concerne l'égalisation de tels signaux.

L'invention s'applique notamment, mais non exclusivement aux techniques de transmission en mode paquet (TDMA pour "Time Division Multiple Access", "accès multiple par répartition dans le temps") mises en œuvre par exemple dans les systèmes d'accès radio sans fil haut débit de type HIPERACCESS. L'invention s'applique bien sûr également à tout autre type de système de transmission, dans lequel une égalisation est nécessaire.

L'invention s'applique plus particulièrement aux systèmes de transmission présentant des canaux de transmission variables dans le temps, pour lesquels une égalisation adaptative doit être mise en œuvre.

Parmi les nombreuses techniques d'égalisation connues, l'égaliseur adaptatif à retour de décision (ERD, ou en anglais DFE pour "Decision Feedback Equalizer") est généralement reconnu comme l'égaliseur permettant d'obtenir le meilleur compromis performance-complexité.

Le problème posé dans les systèmes de transmission en mode paquet consiste à trouver des systèmes d'égalisation qui convergent rapidement (si possible en un bloc de transmission), tout en n'utilisant que de courtes séquences de référence, de manière à augmenter le débit utile.

L'estimation de canal est une technique bien connue, utile dans de très nombreuses applications, et notamment pour des applications d'égalisation de canaux de transmission.

Ainsi, dans le cadre du GSM (Groupe Spécial Mobile) par exemple, on utilise un égaliseur de type MLSE ("Maximum Likelihood Sequence Estimation" pour "estimation de séquence à maximum de vraisemblance "), qui nécessite donc la mise en œuvre d'une estimation de canal. Dans le cas de transmissions de

modulations multiporteuses, une estimation de canal est également nécessaire pour pondérer les métriques du décodeur de Viterbi.

On connaît à ce jour deux grandes classes d'estimateurs de canal.

5 Une première classe d'estimateurs de canal regroupe les estimateurs de canal aveugles, qui ne connaissent du signal émis qu'un certain nombre de propriétés statistiques.

Mais ces estimateurs présentent de nombreux inconvénients, liés notamment à une lente vitesse de convergence et à la possibilité d'existence de minima locaux.

10 Une deuxième classe d'estimateurs rassemble les estimateurs de canal entraînés à l'aide d'une séquence de référence. Bien qu'ils permettent de pallier aux inconvénients des estimateurs aveugles, ces estimateurs de canal présentent l'énorme désavantage d'être consommateurs de ressources. En effet, la présence d'une séquence de référence réduit considérablement l'efficacité spectrale et le
15 nombre de symboles utiles au sein du signal transmis. Ces inconvénients sont d'autant plus importants que la transmission est une transmission en mode paquet, pour laquelle la séquence de référence doit être transmise à chaque début de salve (en anglais "burst").

Ainsi, on a par exemple envisagé de mettre à jour les filtres direct (FF) et
20 récursif (FB) d'un ERD adaptatif, en utilisant un algorithme basé sur la méthode des moindres carrés (en anglais LMS pour "Least Mean Square"). Un inconvénient principal de l'algorithme LMS (et de tout autre type d'algorithme à gradient stochastique) est sa faible vitesse de convergence initiale en présence d'un signal bruité. Dans les systèmes de transmission par salves, l'égaliseur ERD
25 reposant sur un algorithme de type LMS doit être réinitialisé à chaque fois qu'une nouvelle salve est reçue, et l'inconvénient mentionné ci-dessus affecte donc considérablement l'efficacité spectrale du système de transmission global.

L'invention a notamment pour objectif de pallier ces inconvénients de l'art antérieur.

Plus précisément, un objectif de l'invention est de fournir une technique d'égalisation permettant d'améliorer les performances globales d'un système de transmission dans lequel elle est mise en œuvre, par rapport aux techniques de l'art antérieur. L'invention a notamment pour objectif de fournir une telle technique
5 d'égalisation qui soit adaptée aux transmissions en mode paquet, par exemple du type TDMA.

Un autre objectif de l'invention est de mettre en œuvre une technique d'égalisation présentant une vitesse de convergence élevée.

L'invention a encore pour objectif de fournir une technique d'égalisation
10 selon laquelle la séquence de référence introduite dans le signal transmis est courte.

Encore un objectif de l'invention est de mettre en œuvre une technique d'égalisation de faible complexité globale (c'est-à-dire mettant notamment en œuvre un filtrage et un algorithme peu complexes), à la fois en termes de nombres
15 d'opérations réalisées et de surface de silicium utilisée, de manière à minimiser les coûts de développement.

Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront par la suite sont atteints, à l'aide d'un dispositif d'égalisation d'un signal reçu, transmis via un canal de transmission, comprenant un égaliseur à retour de décisions.

20 Selon l'invention, un tel dispositif met en œuvre des moyens d'initialisation des coefficients de filtrage dudit égaliseur tenant compte d'une estimation de la réponse dudit canal de transmission délivrée par un estimateur de canal.

Ainsi, l'invention repose sur une approche tout à fait nouvelle et inventive de l'égalisation à retour de décision. En effet, l'invention repose notamment sur
25 l'utilisation d'une estimation de la réponse impulsionnelle du canal de transmission pour déterminer les coefficients de filtrage d'un égaliseur à retour de décision, de manière à optimiser la phase d'initialisation de ces coefficients.

Avantageusement, ledit estimateur de canal est un estimateur de canal semi-aveugle, mettant en œuvre un étage fonctionnant de façon non-aveugle,
30 tenant compte d'une séquence de référence connue dudit dispositif, et un étage

fonctionnant de façon aveugle.

Un tel estimateur de canal permet donc de pallier aux inconvénients des estimateurs aveugles d'une part (à savoir notamment la lente vitesse de convergence) et des estimateurs entraînés par une séquence de référence d'autre
5 part (à savoir le problème de consommation de la ressource). L'estimateur de l'invention présente donc des performances supérieures à celles des deux types d'estimateurs ci-dessus, et permet notamment d'utiliser une séquence de référence courte dans le signal transmis, ce qui conduit à un important gain en efficacité spectrale.

10 Selon une caractéristique avantageuse de l'invention, ledit égaliseur à retour de décisions comprend des moyens de calcul de coefficients de filtrage délivrant en permanence des coefficients de filtrage mis à jour à un filtre direct et à un filtre récursif, et ledit estimateur délivre en permanence une estimation mise à jour de la réponse dudit canal de transmission.

15 Préférentiellement, un tel dispositif comprend des moyens de contrôle de la stabilité dudit égaliseur à retour de décisions, tenant compte d'une part d'un premier vecteur délivré par ledit égaliseur et représentatif desdits coefficients de filtrage et d'autre part d'un second vecteur délivré par ledit estimateur de canal et représentatif de ladite estimation de canal.

20 De tels moyens de contrôle de la stabilité permettent notamment d'éviter le phénomène de propagation d'erreurs, inhérent aux égaliseurs de type ERD classiques, et susceptible d'en détériorer les performances. Ils exploitent la caractéristique de l'invention mentionnée ci-dessus, selon laquelle les moyens de calcul de coefficients de filtrage (respectivement l'estimateur de canal) délivrent
25 en permanence des coefficients de filtrage mis à jour à un filtre direct et à un filtre récursif (respectivement une estimation mise à jour de la réponse du canal de transmission).

Selon une première variante avantageuse de l'invention, lesdits moyens de contrôle de la stabilité tiennent compte de la norme de la différence entre ledit
30 premier vecteur et ledit second vecteur.

Selon une deuxième variante avantageuse de l'invention, lesdits moyens de contrôle de la stabilité tiennent compte du niveau d'erreur d'égalisation quadratique moyenne.

De manière préférentielle, lesdits moyens de contrôle de stabilité mettent
5 en œuvre une comparaison desdits vecteurs, avec une approche de type hystérésis.

Une telle approche permet ainsi d'affiner le contrôle de la stabilité de l'égaliseur en ne tenant pas compte des fluctuations de faible amplitude de l'erreur d'égalisation ou de la norme de la différence des deux vecteurs évoqués ci-dessus.

Selon une technique avantageuse de l'invention, en cas de détection
10 d'instabilité, lesdits moyens de contrôle de stabilité commandent une procédure de réinitialisation dudit égaliseur, à l'aide desdits moyens d'initialisation, lorsque le résultat de ladite comparaison et/ou le niveau d'erreur d'égalisation quadratique moyenne dépasse un seuil prédéterminé.

On peut ainsi réactiver le calcul des coefficients de filtrage des filtres
15 direct (FF) et récursif (FB) de l'ERD à partir de l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal, et réinitialiser l'ERD, de manière à éviter la propagation d'erreurs.

Dans le cas où les moyens de contrôle de stabilité indiquent que l'erreur
20 d'égalisation quadratique moyenne, ou que la norme de la différence des deux vecteurs ci-dessus est sensiblement nulle, on peut ainsi décider, dans le cadre d'une transmission par salves, de ne pas réinjecter les nouveaux coefficients issus de l'estimation à la salve suivante, mais de continuer à utiliser les coefficients déterminés par l'égaliseur.

Avantageusement, ledit estimateur de canal semi-aveugle met en œuvre un
25 traitement adaptatif en mode bloc, dans ledit étage fonctionnant de façon aveugle et dans ledit étage fonctionnant de façon non-aveugle.

Un tel traitement est donc nouveau par rapport aux traitements de l'art
30 antérieur, qui fonctionnent classiquement en mode "batch" (par mode "batch", on entend ici et dans toute la suite du document un mode de fonctionnement en temps différé et non-adaptatif dans lequel on mémorise d'abord l'ensemble des données

d'un paquet, et on résout ensuite un ensemble d'équations à partir des données mémorisées).

Préférentiellement, ledit estimateur de canal semi-aveugle met en œuvre ledit traitement adaptatif en mode bloc dans le domaine fréquentiel.

5 Un tel traitement dans le domaine fréquentiel permet d'accroître la vitesse de convergence de l'ERD, et de diminuer la charge de calcul par rapport aux méthodes classiques mises en œuvre dans le domaine temporel.

De façon avantageuse, ledit estimateur de canal semi-aveugle met en œuvre une approche de type SRM (en anglais "Subchannel Response Matching" pour "adaptation de la réponse en sous-canaux") dans ledit étage fonctionnant de façon aveugle.

De manière préférentielle, ledit étage fonctionnant de façon aveugle est initialisé par une estimation finale dudit étage fonctionnant de façon non-aveugle.

Ainsi, dans un mode de transmission de données par salves par exemple, 15 l'étage non-aveugle réalise, pendant la durée de la courte séquence de référence, une estimation du canal, qui est ensuite utilisée dans l'étage aveugle pendant le reste de la salve.

Selon un mode de réalisation préféré de l'invention, ledit étage fonctionnant de façon aveugle comprend au moins deux filtres transverses 20 agissant chacun sur un sous-canal distinct, lesdits sous-canaux étant obtenus par sur-échantillonnage dudit signal reçu, et des moyens de calcul des coefficients desdits filtres transverses, minimisant l'erreur entre les sorties desdits filtres transverses.

On utilise ainsi un modèle multi-canaux, par exemple de type SIDO (en 25 anglais "Single Input Dual Output", pour "entrée unique, sortie double"). On peut prévoir $p \geq 2$ sous-canaux (par exemple $p=2$), et on utilise alors p filtres transverses, un pour chaque sous-canal.

Avantageusement, ledit égaliseur comprend des moyens de calcul de coefficients de filtrage à partir d'une estimation de la réponse dudit canal de 30 transmission, à l'aide d'équations de Wiener.

On peut donc, à partir des équations de Wiener, déterminer les expressions des filtres direct et récursif de l'ERD en fonction des coefficients estimés de la fonction de transfert du canal.

Préférentiellement, lesdits moyens de calcul de coefficients de filtrage
5 mettent en œuvre un algorithme des moindres carrés de type Levinson (abstraction faite de l'effet du bruit).

En effet, les expressions des filtres obtenues à partir des équations de Wiener peuvent être interprétées comme un problème des moindres carrés, résoluble par un algorithme de type Levinson classique, si on ne tient pas compte
10 du bruit affectant le signal.

Selon une caractéristique avantageuse de l'invention, lesdits moyens de calcul de coefficients de filtrage tiennent compte en outre d'un terme représentatif de l'effet du bruit.

On modifie ainsi l'algorithme de Levinson classique pour tenir compte de
15 l'effet du bruit, et obtenir une solution exacte pour les coefficients de filtrage de l'ERD.

De manière préférentielle, ledit effet du bruit est pris en compte pour au moins un des paramètres dudit algorithme de Levinson appartenant au groupe comprenant :

- 20 - les paramètres de prédiction directe ;
- les paramètres de prédiction de retour ;
- le facteur de gain dit de Kalman ;
- lesdits coefficients de filtrage.

En effet, la prise en compte de l'effet du bruit affecte tout ou partie des
25 paramètres ci-dessus au cours de l'initialisation de l'ERD.

Préférentiellement, un tel dispositif est destiné à la réception de signaux transmis par salves.

Un tel dispositif est bien sûr également adapté à la réception de signaux transmis en mode continu.

30 L'invention concerne également un récepteur d'au moins un signal transmis

via un canal de transmission, comprenant un dispositif d'égalisation tel que décrit précédemment.

L'invention concerne encore un procédé d'égalisation d'un signal reçu, transmis via un canal de transmission, comprenant une étape d'égalisation à retour
5 de décisions, mettant en œuvre une étape d'initialisation des coefficients de filtrage de ladite étape d'égalisation tenant compte d'une estimation de la réponse dudit canal de transmission délivrée par une étape d'estimation de canal.

L'invention concerne aussi un signal destiné à être reçu par un récepteur comprenant un dispositif d'égalisation d'un signal reçu, transmis via un canal de
10 transmission, comprenant un égaliseur à retour de décisions (DFE), et mettant en œuvre des moyens d'initialisation des coefficients de filtrage dudit égaliseur tenant compte d'une estimation de la réponse dudit canal de transmission délivrée par un estimateur de canal.

Selon l'invention, un tel signal comprend une séquence de référence
15 réduite par rapport à la longueur d'une séquence reçue nécessaire pour obtenir une estimation du canal à l'aide de cette seule séquence dans les mêmes conditions.

Avantageusement, ladite séquence de référence est réduite d'un facteur d'au moins 75% par rapport à ladite longueur.

En effet, selon les simulations réalisées dans le cadre de l'invention, on a
20 déterminé que l'on pouvait, grâce au dispositif d'égalisation proposé, obtenir des performances identiques à celles des dispositifs d'égalisation classiques, à partir d'un signal présentant une séquence de référence 4 fois plus courte que celle qui est généralement proposée. L'invention permet donc un important gain en efficacité spectrale.

Selon une variante avantageuse de l'invention, ledit signal étant transmis
25 selon un mode de transmission par paquets, pour au moins certains desdits paquets, ladite séquence de référence réduite est dupliquée, et placée en début et en fin dudit paquet, de façon à permettre une meilleure égalisation fréquentielle.

L'invention concerne encore un signal destiné à être reçu par un récepteur
30 comprenant un dispositif d'égalisation d'un signal reçu, transmis via un canal de

transmission, comprenant un égaliseur à retour de décisions (DFE), et mettant en œuvre des moyens d'initialisation des coefficients de filtrage dudit égaliseur tenant compte d'une estimation de la réponse dudit canal de transmission délivrée par un estimateur de canal, ledit signal comprenant au moins une séquence de référence, et comprenant en outre au moins un champ dont la valeur à l'émission est significative d'au moins une caractéristique de ladite séquence de référence indiquant si un dispositif d'égalisation tel que décrit précédemment doit être activé dans ledit récepteur et/ou sous quelle forme il doit être activé.

Avantageusement, ladite au moins une caractéristique appartient au groupe comprenant :

- la longueur de ladite séquence de référence ;
- le polynôme générateur de ladite séquence, pour une séquence de référence du type minimisant l'autocorrélation entre les éléments de ladite séquence ;
- la position de ladite séquence dans un paquet de données à transmettre, pour une transmission en mode paquets.

On prévoit ainsi que le signal comprenne un champ, renseigné à l'émission, et permettant de déterminer, en réception, le type de séquence de référence qu'il comprend (par exemple sa longueur, son polynôme générateur, sa position dans le paquet de données), de manière à adapter la procédure d'égalisation du signal reçu, en fonction de la séquence de référence qu'il comprend.

L'invention concerne encre un système d'émission et de réception d'au moins un signal depuis au moins un émetteur vers au moins récepteur, comprenant au moins un dispositif d'égalisation tel que décrit précédemment.

Avantageusement, un tel système d'émission et de réception permet d'émettre un signal comprenant au moins un champ dont la valeur à l'émission est significative d'au moins une caractéristique de ladite séquence de référence, de façon à indiquer si ledit au moins un dispositif d'égalisation décrit précédemment doit être activé dans ledit récepteur, et/ou sous quelle forme il doit être activé.

Le dispositif d'égalisation décrit précédemment s'applique notamment, mais non exclusivement pour l'égalisation d'un signal transmis par salves de

données en modulation numérique monoporteuse.

Par exemple, un tel dispositif d'égalisation peut être utilisé dans le cadre d'un système d'accès radio sans fil haut débit de type HIPERACCESS, en cours de normalisation auprès de l'ETSI ("European Telecommunications Standards Institute" pour "Institut européen des normes de télécommunication"). L'invention s'applique bien sûr également à tout autre système de transmission de données, et notamment aux systèmes de transmission de données qui présentent de l'interférence entre symboles (IES).

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

- la figure 1 présente un synoptique du dispositif d'égalisation selon l'invention, présentant un égaliseur à retour de décision (ERD) coopérant avec un estimateur semi-aveugle de canal ;
- la figure 2 illustre l'approche de type SRM (en anglais "Subchannel Response Matching" pour "adaptation de la réponse des sous-canaux") mise en œuvre dans le dispositif d'égalisation de la figure 1 ;
- la figure 3 illustre la méthode de type SIDO (en anglais "Single Input Dual Output" pour "entrée unique sortie double" mise en œuvre dans le dispositif d'égalisation de la figure 1 ;
- la figure 4 illustre les performances comparatives du dispositif d'égalisation de la figure et d'un égaliseur ERD classique en termes d'erreur quadratique moyenne.

Le principe général de l'invention repose sur l'utilisation d'un estimateur de canal, par exemple de type semi-aveugle, pour réaliser un nouveau type d'égaliseur à retour de décision (ERD).

Plus précisément, le principe de l'invention consiste, dans un premier temps, à obtenir une estimation de la réponse impulsionnelle du canal, puis, dans un second temps, à utiliser cette estimation pour initialiser correctement les filtres

direct (FF) et récursif (FB) d'un égaliseur ERD. Il est en effet possible d'obtenir, pour ces filtres, des expressions liées à la réponse impulsionnelle (IR pour l'anglais "Impulse Response") du canal, en étudiant la relation liant le canal aux valeurs des coefficients des filtres en régime permanent, optimisées à l'aide d'un

5 critère d'erreur quadratique moyenne minimale (en anglais MMSE pour "Minimal Mean Square Error"). Ainsi, plus l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal est exacte, et plus l'égaliseur adaptatif ERD converge rapidement, car ses filtres sont initialisés avec des valeurs très proches des valeurs finales obtenues en régime permanent à l'aide du critère MMSE.

10 On présente, en relation avec la figure 1, un mode de réalisation d'un égaliseur à retour de décision selon l'invention, basé sur une estimation semi-aveugle de canal dans le domaine fréquentiel.

Un signal $r(k)$ est émis, puis transmis au récepteur 1 de l'invention, par l'intermédiaire d'un canal de transmission non représenté. Au cours de cette

15 transmission, un bruit $w(k)$ se superpose au signal $r(k)$ émis. En sortie du canal, un signal $x(k)$, correspondant à la somme du signal $r(k)$ et du bruit $w(k)$ est reçu par le récepteur 1.

Un tel récepteur 1 comprend notamment un bloc 11 d'estimation semi-aveugle de canal. Dans le mode de réalisation représenté sur la figure 1, la partie

20 aveugle de l'estimateur 11 met en œuvre une approche adaptative de type SRM (en anglais "Subchannel Response Matching" pour "adaptation de la réponse des sous-canaux") dans le domaine fréquentiel.

Un bloc 12 génère une séquence de référence, insérée à l'émission dans le signal $r(k)$ à transmettre, qu'il fournit à l'estimateur 11. Cette séquence de

25 référence est utilisée par la partie non-aveugle de l'estimateur 11 pour déterminer une estimation de la réponse impulsionnelle du canal de transmission. Selon l'invention, une séquence de référence courte suffit à obtenir une bonne estimation du canal, et, par la suite, une bonne égalisation du signal reçu.

L'estimation de canal obtenue en sortie de l'estimateur 11 alimente le bloc

30 13 de calcul des coefficients initiaux de l'égaliseur ERD 14. En effet, comme

mentionné précédemment dans ce document, on a déterminé, selon l'invention, les relations liant l'estimation du canal de transmission et les coefficients de filtrage de l'égaliseur 14. A partir de ces relations et de l'estimation de canal fournie par l'estimateur de canal 11, le bloc référencé 13 peut donc calculer les coefficients
5 initiaux optimaux des filtres de l'égaliseur ERD 14.

L'égaliseur ERD 14 met donc en œuvre une égalisation du signal reçu $x(k)$, et délivre des symboles de sortie égalisés 15.

Le récepteur 1 de la figure 1 comprend en outre un bloc 16 de contrôle, destiné à éviter le phénomène de propagation des erreurs inhérent aux égaliseurs
10 de type ERD. Un tel bloc 16 de contrôle est alimenté d'une part par l'ERD 14 et d'autre part par l'estimateur de canal 11, par l'intermédiaire du bloc référencé 13 de calcul des coefficients de l'initialisateur. Son fonctionnement sera détaillé dans la suite du document.

I. Algorithme d'estimation semi-aveugle de canal mis en œuvre selon l'invention.

15

La technique d'estimation de canal mise en œuvre selon l'invention repose donc, ainsi qu'illustré en figure 1, sur un algorithme adaptatif semi-aveugle qui s'appuie sur une approche de type SRM (en anglais "Subchannel Response Matching"). Selon les techniques semi-aveugles, une séquence de référence courte
20 est utilisée, de manière à obtenir des performances accrues par rapport aux techniques aveugles. Ceci est généralement réalisé en minimisant une fonction de coût comprenant une partie aveugle et une partie non-aveugle. Dans la plupart des cas connus, ces méthodes fonctionnent de manière non-adaptative.

Selon l'invention, en revanche, l'algorithme adaptatif qui est mis en œuvre
25 repose sur deux étages distincts. Le premier étage est un étage non-aveugle, qui utilise un algorithme conventionnel de type LMS. Dans le second étage, qui est un étage aveugle, un algorithme adaptatif d'estimation aveugle de canal est utilisé. Ce second étage est initialisé à l'aide de l'estimation finale du canal, obtenue en sortie de l'étage précédent.

Ainsi, la technique adaptative semi-aveugle mise en œuvre selon l'invention peut être résumée de la manière suivante :

- un étage non-aveugle met en œuvre un traitement adaptatif en mode bloc dans le domaine fréquentiel selon un algorithme de type "fractionally spaced LMS"(en français, "égaliseur fractionné de type erreur quadratique minimale") (sur la durée de la courte séquence de référence) ;
- un étage aveugle met en œuvre un nouvel algorithme adaptatif d'estimation aveugle de canal en mode bloc dans le domaine fréquentiel reposant sur une approche de type SRM (pour le reste de la salve).

On détaille par la suite la méthode de calcul du nouvel algorithme de l'étage aveugle, ainsi que son implémentation dans le domaine fréquentiel.

De manière classique, cet algorithme s'appuie sur un modèle multi-canaux, obtenu par sur-échantillonnage de la sortie du canal de transmission. Selon l'invention, on utilise un modèle de type SIDO (en anglais "Single Input Dual Output", pour "entrée unique sortie double").

La caractéristique principale d'une telle méthode est illustrée en figure 2, et peut être décrite à l'aide de l'équation suivante :

$$\mathbf{x}_{M,i} * \mathbf{h}_{M,j} = \mathbf{x}_{M,j} * \mathbf{h}_{M,i} \quad (1)$$

où i et j désignent l'un quelconque des sous-canaux et où M est l'ordre du canal (ou l'ordre le plus élevé parmi les sous-canaux).

Sur la figure 2, les blocs référencés 20 (respectivement 21) symbolisent la fonction de transfert h_i (respectivement h_j) du sous-canal i (respectivement du sous-canal j). Le signal x_i (respectivement x_j) est le signal obtenu en sortie du bloc référencé 20 (respectivement 21) alimenté en entrée par le signal $s(n)$.

On présente désormais, en relation avec la figure 3, le modèle de type SIDO mis en œuvre selon l'invention. La structure présentée en figure 3 présente deux sous-canaux référencés 30 et 31, dont les sorties respectives sont notées $x_1(n)$ et $x_2(n)$. h_1 et h_2 désignent les fonctions de transfert des sous-canaux référencés 30 et 31, et $s(n)$ désigne la séquence d'entrée alimentant chacun des sous-canaux 30 et 31. L'algorithme adaptatif de l'invention met à jour deux filtres

transverses référencés 32 et 33, un à la sortie de chaque sous-canal, respectivement notés w_1 et w_2 . En appliquant le critère SRM, on minimise l'erreur $e(n)$ entre les sorties des deux filtres adaptatifs référencés 32 et 33, à savoir $e(n) = y_1(n) - y_2(n)$, où $y_1(n)$, $y_2(n)$ désignent respectivement les sorties des

5 filtres w_1 (32) et w_2 (33).

Selon le critère SRM, on a :

$$w_1 = \alpha h_2 \quad (2)$$

$$w_2 = \alpha h_1 \quad (3)$$

où α désigne un nombre complexe arbitraire. Cette ambiguïté d'échelle est

10 inhérente à toutes les méthodes d'identification de canal aveugle du second ordre.

La fonction de coût de l'algorithme adaptatif est alors de la forme :

$$J = E[\|e(n)\|^2] = E[\|y_1(n) - y_2(n)\|^2] \quad (4)$$

ce qui donne :

$$J = E[\|x_1 * w_1 - x_2 * w_2\|^2] \quad (5)$$

15 On peut réécrire les produits de convolution, et ainsi obtenir :

$$J = E\left[\left\|w_1^0 x_1(n) + \sum_{j=1}^{M-1} w_1^j x_1(n-j) - \sum_{j=0}^{M-1} w_2^j x_2(n-j)\right\|^2\right] \quad (6)$$

où w_i^j est le $j^{\text{ème}}$ coefficient du $i^{\text{ème}}$ sous-canal ($j = 0, \dots, M-1$ et $i = 1, 2$). Pour éliminer la solution triviale $w_i^j = 0, \forall i, j$, on peut faire l'hypothèse que w_1^0 est égal

20 à 1. On notera que l'estimation de canal pendant la séquence de référence courte fournit une valeur pour le premier coefficient.

On peut alors écrire l'équation (6) sous forme matricielle :

$$J = E[\|x_1(n) + (w_1^{tr})^T x_1(n-1) - w_2^T x_2(n)\|^2] \quad (7)$$

où

$$25 \quad x_1(n-1) = [x_1(n-1) x_1(n-2) \cdots x_1(n-M+1)]^T \quad (8)$$

$$x_2(n) = [x_2(n) x_2(n-1) \cdots x_2(n-M+1)]^T \quad (9)$$

$$w_1^{tr} = [w_1^1 w_1^2 \cdots w_1^{M-1}]^T \quad (10)$$

$$w_2 = [w_2^0 w_2^1 \cdots w_2^{M-1}]^T \quad (11)$$

On définit $x(n)$ et w de la façon suivante :

$$\mathbf{x}(n) = [-x_1(n-1)x_2(n)]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{w} = [w_1^H w_2]^T \quad (13)$$

On peut alors obtenir à partir de l'équation (7)

$$J = E[\|x_1(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\|^2] = E[(x_1(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n))(x_1(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n))^*] \quad (14)$$

5 ce qui donne

$$J = E[x_1(n)x_1^*(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)x_1^*(n) - x_1(n)\mathbf{w}^H \mathbf{x}^*(n) + \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\mathbf{w}^H \mathbf{x}^*(n)] \quad (15)$$

L'algorithme de gradient stochastique général présente la forme suivante :

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \frac{1}{2} \mu \nabla J \quad (16)$$

où μ désigne la taille du pas d'adaptation.

10 Selon un mode de réalisation de l'invention, le gradient de la fonction de coût J est de la forme :

$$\nabla J = 2 \frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}^*} = -2x_1(n)\mathbf{x}^*(n) + 2\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^*(n) \quad (17)$$

Ainsi, l'algorithme aveugle adaptatif de type LMS est de la forme :

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu(x_1(n)\mathbf{x}^*(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^*(n)) \quad (18)$$

15 ce qui est très proche d'un algorithme de type LMS conventionnel avec $x_1(n)$ la réponse souhaitée et $\mathbf{x}(n)$ l'entrée du filtre transverse \mathbf{w} . Il faut noter ici que, selon ce mode de réalisation de l'invention, un algorithme de type LMS normalisé a été utilisé, ce qui signifie que l'équation (18) a été modifiée de la façon suivante :

$$20 \quad \mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \frac{\hat{\mu}}{\alpha + \|\mathbf{x}(n)\|^2} (x_1(n)\mathbf{x}^*(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^*(n)) \quad (19)$$

La mise en œuvre dans le domaine fréquentiel du procédé décrit ci-dessus est assez similaire à celle d'un algorithme de type LMS. On peut résumer le procédé semi-aveugle complet de l'invention de la manière suivante :

25 **1. Etage non-aveugle** (de l'algorithme adaptatif en mode bloc dans le domaine fréquentiel)

Partie de filtrage :

1. $\mathbf{W}_{nb} = FFT([\mathbf{w}_{nb} \mathbf{0}_{2M}]^T)$ où $\mathbf{0}_{2M}$ est un vecteur nul de longueur $2M$ et où \mathbf{w}_{nb} est le vecteur d'estimation de canal de longueur $2M$ (sur-échantillonné d'un facteur 2).

$$2. \mathbf{X} = \text{diag}\left\{FFT\left([x_1(n-M)x_2(n-M)\dots x_1(n)x_2(n)\dots x_1(n+M-1)x_2(n+M-1)]\right)\right\}$$

$$3. \mathbf{y}_{nb} = \text{les } 2M \text{ derniers éléments de } IFFT([\mathbf{X}\mathbf{W}_{nb}])$$

Partie de mise à jour :

1. $\mathbf{d}_{nb} = [s(n)0s(n+1)0\dots s(n+M-1)0]^T$
- 5 2. $\mathbf{e}_{nb} = \mathbf{d}_{nb} - \mathbf{y}_{nb}$
3. $\mathbf{E}_{nb} = FFT([\mathbf{0}_{2M}\mathbf{e}_{nb}])$
4. $\mathbf{g}_{nb} = \text{les } 2M \text{ premiers éléments de } IFFT([\mathbf{X}^H\mathbf{E}_{nb}])$
5. $\mathbf{W}_{nb} = \mathbf{W}_{nb} + \mu_{nb} FFT([\mathbf{g}_{nb}\mathbf{0}_{2M}]^T)$ où $\mathbf{0}_{2M}$ est un vecteur nul de longueur 2M.

- 10 2. **Etage aveugle** (de l'algorithme adaptatif de l'estimation aveugle de canal dans le domaine fréquentiel)

Partie de filtrage :

1. $\mathbf{W}_1 = FFT([\mathbf{w}_1^T\mathbf{0}_{M+1}]^T)$ où $\mathbf{0}_{M+1}$ est un vecteur nul de longueur M+1.
2. $\mathbf{W}_2 = FFT([\mathbf{w}_2^T\mathbf{0}_M]^T)$ où $\mathbf{0}_M$ est un vecteur nul de longueur M.
- 15 3. $\mathbf{X}_1 = \text{diag}\left\{FFT\left(-[x_1(n-M-1)\dots x_1(n-2)x_1(n-1)\dots x_1(n+M-2)]\right)\right\}$
4. $\mathbf{X}_2 = \text{diag}\left\{FFT\left([x_2(n-M)\dots x_2(n-1)x_2(n)\dots x_2(n+M-1)]\right)\right\}$
5. $\mathbf{y} = \text{les } M \text{ derniers éléments de } IFFT([\mathbf{X}_1\mathbf{W}_1 + \mathbf{X}_2\mathbf{W}_2])$

Partie de mise à jour :

1. $\mathbf{d} = [x_1(n)\dots x_1(n+M-1)]^T$
- 20 2. $\mathbf{e} = \mathbf{d} - \mathbf{y}$
3. $\mathbf{E} = FFT([\mathbf{0}_M\mathbf{e}])$
4. $\mathbf{g}_1 = \text{les } M-1 \text{ premiers éléments de } IFFT([\mathbf{X}_1^H\mathbf{E}])$
5. $\mathbf{g}_2 = \text{les } M \text{ premiers éléments de } IFFT([\mathbf{X}_2^H\mathbf{E}])$
6. $\mathbf{W}_1 = \mathbf{W}_1 + \mu FFT([\mathbf{g}_1\mathbf{0}_{M+1}]^T)$ où $\mathbf{0}_{M+1}$ est le vecteur nul de longueur
- 25 M+1.
7. $\mathbf{W}_2 = \mathbf{W}_2 + \mu FFT([\mathbf{g}_2\mathbf{0}_M]^T)$ où $\mathbf{0}_M$ est le vecteur nul de longueur M.

La mise en œuvre, selon l'invention, d'un ERD semi-aveugle, permet de diminuer notablement la longueur de la séquence de référence utilisée. On peut donc envisager, sans diminuer notablement l'efficacité spectrale, de dupliquer

cette séquence de référence au début et à la fin du paquet de transmission, dans le cas d'une transmission de données par paquets. Cette répartition permet, lorsqu'on utilise une taille de transformée (FFT) de la longueur du paquet, de reproduire la convolution linéaire du canal par la convolution cylindrique de la FFT, sans
 5 utiliser la méthode de recouvrement décrite ci-dessus. Une telle duplication de la séquence de référence permet donc d'obtenir un important gain de mémoire et de temps de calcul.

La formulation dans le domaine fréquentiel ci-dessus suppose par ailleurs que la taille de bloc soit choisie égale à M pour l'étage aveugle et à $2M$ pour
 10 l'étage non-aveugle. L'algorithme ci-dessus fournit des estimations de canal qui seront ensuite utilisées pour l'initialisation de l'ERD 14 de la figure 1.

Il s'avère donc qu'une courte séquence de référence suffit pour que ce nouveau procédé adaptatif d'estimation semi-aveugle de canal converge vers une "bonne" estimation de canal. Ainsi, dans un système de transmission par salves,
 15 seuls quelques symboles de référence sont nécessaires au début de chaque salve. En utilisant l'estimation de canal, on peut initialiser les filtres de l'ERD à décision dirigée. On notera que la mise en œuvre du procédé d'estimation de canal peut être prolongée sur la durée de la salve. De cette façon, on peut obtenir un procédé qui empêche le phénomène de propagation d'erreur, intrinsèque à la structure des
 20 ERD classiques.

II. Initialisation de l'égaliseur ERD

Une estimation de la réponse impulsionnelle du canal étant connue, les valeurs optimales, au sens des moindres carrés, des coefficients de l'ERD 14 peuvent être calculées dans le bloc de calcul 13 de la figure 1, en utilisant les
 25 équations de Wiener.

Soit $\{s(n)\}$ la séquence des symboles transmis, $\{x(n)\}$ l'entrée de l'égaliseur et $\{d(n)\}$ la sortie du dispositif de décision. On considère le cas d'une égalisation de type fractionnée (en anglais "fractionally-spaced"), l'entrée de l'égaliseur comprend donc p échantillons par période de symbole. Soit
 30 $\alpha_M = [\alpha_{-(M-1)}^{pT} \alpha_{-(M-2)}^{pT} \dots \alpha_1^{pT} \alpha_0^{pT}]^T$ le vecteur des coefficients du filtre direct (FF), où

chaque α_k^p est un vecteur de p coefficients et soit $\mathbf{b}_N = [b_1 b_2 \dots b_N]^T$ le vecteur des coefficients du filtre récursif. Alors $\mathbf{u}(n) = [\mathbf{x}_p^T(n+M-1) \mathbf{x}_p^T(n+M-2) \dots \mathbf{x}_p^T(n) d(n-1) \dots d(n-M)]^T = [\mathbf{x}^T(n) \mathbf{d}^T(n)]^T$ est le vecteur d'entrée des coefficients de l'égaliseur et $s(n)$ est la sortie souhaitée.

- 5 La solution de Wiener optimale à ce problème d'optimisation peut être exprimée sous la forme :

$$\mathbf{R}_{uu} \mathbf{c} = \mathbf{r}_{us} \quad (20)$$

où

$\mathbf{c} = [\alpha_M^T \mathbf{b}_N^T]^T$ est le vecteur des coefficients de l'égaliseur (filtres direct et récursif),

- 10 $\mathbf{R}_{uu} = E\{\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)\}$ est la matrice d'autocorrélation du vecteur d'entrée de l'égaliseur et

$\mathbf{r}_{us} = E\{\mathbf{u}(n)s^*(n)\}$ est le vecteur d'intercorrélacion de l'entrée de l'égaliseur et de la sortie souhaitée.

Le système d'équations ci-dessus peut être découpé de la façon suivante :

15
$$\begin{bmatrix} \mathbf{R}_{xx} & \mathbf{R}_{xd} \\ (\mathbf{R}_{xd})^H & \mathbf{R}_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_M \\ \mathbf{b}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{xs} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} \alpha_M + \mathbf{R}_{xd} \mathbf{b}_N &= \mathbf{r}_{xs} \\ (\mathbf{R}_{xd})^H \alpha_M + \mathbf{R}_{dd} \mathbf{b}_N &= \mathbf{0} \end{aligned} \Leftrightarrow \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_N &= -\frac{1}{\sigma_s^2} (\mathbf{R}_{xd})^H \alpha_M \\ \alpha_M &= (\mathbf{R}_{xx} - \frac{1}{\sigma_s^2} \mathbf{R}_{xd} \mathbf{R}_{dd}^H)^{-1} \mathbf{r}_{xs} \end{aligned} \quad (23)$$

- 20 où \mathbf{R}_{dd} a été remplacé par $\mathbf{R}_{dd} = \sigma_s^2 \mathbf{I}_N$

- Les matrices \mathbf{R}_{xx} et \mathbf{R}_{xd} et le vecteur \mathbf{r}_{xs} peuvent être exprimés sous la forme de fonctions des coefficients du canal, de sorte que les coefficients de l'égaliseur 14, donnés par les équations (23), sont des fonctions de la réponse impulsionnelle du canal. En utilisant l'estimation obtenue à l'aide de l'algorithme d'estimation semi-aveugle, les équations (23) sont résolues et les valeurs obtenues 25 sont utilisées pour l'initialisation des coefficients de l'ERD 14.

A ce stade, le prix à payer pour une convergence plus rapide est la complexité accrue, principalement due à l'inversion de la matrice :

$$\left(\mathbf{R}_{xx} - \frac{1}{\sigma_s^2} \mathbf{R}_{xd} (\mathbf{R}_{xd})^H \right).$$

Une solution au système d'équations (21) peut par exemple être obtenue à partir d'un algorithme rapide, tel que celui présenté dans l'article de Naofal Al-Dhahir et John M. Cioffi, "Fast Computation of Channel-Estimate Based Equalizers in Packet Data Transmission", (en français, "calcul rapide d'égaliseurs reposant sur une estimation de canal dans le cadre d'une transmission en mode paquet") IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 43, n°11, pp. 2462-2473, 5
10 Novembre 1995. On présente dans la suite une autre approche permettant d'obtenir une solution efficace.

On sait que le vecteur $\mathbf{x}(n) = [\mathbf{x}_p^T(n+M-1) \mathbf{x}_p^T(n+M-2) \dots \mathbf{x}_p^T(n)]^T$ de Mp échantillons consécutifs en sortie du canal, échantillonnée à un taux de p échantillons par période de symbole, tel que $\mathbf{x}_p(n) = [x^{(p-1)}(n) \dots x^{(1)}(n) x^{(0)}(n)]^T$ sont les échantillons pendant une période de 15
symbole, peut être exprimé sous la forme :

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}(n) + \mathbf{w}(n) \quad (24)$$

où

20

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_p(-L_1) & \mathbf{h}_p(-L_1+1) & \dots & \mathbf{h}_p(L_2) & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{h}_p(-L_1) & \dots & \mathbf{h}_p(L_2-1) & \mathbf{h}_p(L_2) & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \mathbf{h}_p(L_2-1) & \mathbf{h}_p(L_2) & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \mathbf{h}_p(1) & \mathbf{h}_p(2) & \dots & \mathbf{h}_p(L_2) & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{h}_p(-k) & \dots & \dots & \mathbf{h}_p(0) & \mathbf{h}_p(1) & \dots & \mathbf{h}_p(L_2-1) & \mathbf{h}_p(L_2) \end{bmatrix}$$

(25)

est la matrice appelée "matrice de canal", $\mathbf{s}(n) = [s(n+M-1+L_1) s(n+M-2+L_1) \dots s(n-L_2)]^T$ est le vecteur des 25
échantillons d'entrée desquels dépendent les M échantillons du vecteur $\mathbf{x}(n)$ et

$w(n) = [w(n+M-1)w(n+M-2)\dots w(n)]^T$ est le vecteur des échantillons de bruit correspondants.

En utilisant l'équation (24) on obtient :

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)] = \dots = \sigma_s^2 \cdot \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_{Mp \times Mp} \quad (26)$$

5

De plus, en faisant l'hypothèse que les décisions précédentes sont correctes, on obtient :

$$\mathbf{R}_{xd} = E[\mathbf{x}(n)d_N^H(n)] = \mathbf{H} \cdot E[s(n)d_N^H(n)] = \mathbf{H} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(L_1+M) \times L_2} & \mathbf{0}_{(L_1+M) \times (N-L_2)} \\ \sigma_s^2 \mathbf{I}_{L_2 \times L_2} & \mathbf{0}_{L_2 \times (N-L_2)} \end{bmatrix} = \left[\sigma_s^2 \mathbf{H}_2 \middle| \mathbf{0}_{M \times (N-L_2)} \right] \quad (27)$$

10

où la matrice \mathbf{H}_2 correspond au deuxième membre de la matrice \mathbf{H} , ainsi qu'illustré dans l'équation (25), à savoir, la matrice \mathbf{H} est constituée de deux sous-matrices \mathbf{H}_1 et \mathbf{H}_2 de dimensions respectives $M \times (M+L_1)$ et $M \times L_2$:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 | \mathbf{H}_2] \quad (28)$$

15

Enfinement, le vecteur r_{xs} est donné par la relation :

$$\mathbf{r}_{xs} = \sigma_s^2 \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{h}_p(M-1) \\ \vdots \\ \mathbf{h}_p(0) \end{bmatrix} = \sigma_s^2 \cdot \mathbf{H}_1 \cdot \mathbf{e}_{M+L_1} \quad (29)$$

A l'aide de l'équation (28), l'équation (26) donne :

$$\mathbf{R}_{xx} = \sigma_s^2 \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_1^H + \sigma_s^2 \mathbf{H}_2 \mathbf{H}_2^H + \sigma_w^2 \mathbf{I}_{Mp \times Mp} \quad (30)$$

En remplaçant les équations ci-dessus dans (23), on obtient la forme simplifiée :

20

$$\mathbf{b}_N = \begin{bmatrix} -\mathbf{H}_2^H \mathbf{a}_M \\ \mathbf{0}_{(N-L_2) \times 1} \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\mathbf{a}_M = (\mathbf{H}_1 \mathbf{H}_1^H + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I}_{MP \times MP})^{-1} \cdot \mathbf{H}_1 \cdot \mathbf{e}_{M+L_1} \quad (32)$$

où $\mathbf{e}_{M+L_1} = [0 \dots 0 1]^T$. La dernière équation, si on ignore le terme $\frac{\sigma_w^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I}_{Mp \times Mp}$,

ressemble à un problème des moindres carrés, où la matrice de données est la matrice \mathbf{H}_1 et où la réponse souhaitée est le vecteur \mathbf{e}_{M+L_1} . Une solution

25

approximative aux équations (31), (32) peut ainsi être calculée en utilisant un algorithme classique prévu pour résoudre un problème des moindres carrés.

Un tel algorithme est par exemple présenté dans l'article de G. Carayannis, D. Manolakis, N. Kalouptsidis, intitulé "A unified view of parametric processing algorithms for prewindowed signals", Signal processing, vol. 10, pp. 335-368, 1986. Il s'agit d'un algorithme à ordre récursif, permettant de résoudre les problèmes des moindres carrés filtrés par un échelon (en anglais "prewindowed", c'est-à-dire dans lequel les données sont mises à zéro avant le début de la fenêtre), qui peut être facilement adapté au problème de l'initialisation de l'ERD. Au cours d'une première étape, on calcule la solution d'ordre $m=1$, puis, à chaque récurrence, le filtre récursif optimal d'ordre $m+1$ est calculé à partir du filtre d'ordre m , jusqu'à l'obtention d'une solution pour $m = M$. La complexité totale de l'algorithme est $O(p^3 M^2) = O(M^2)$. De plus, on a trouvé, dans le cadre de l'invention, que l'incorporation du terme $\frac{\sigma_w^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I}_{M_p \times M_p}$ dans les étapes de l'algorithme, de façon à obtenir une solution exacte pour l'équation (32), est directe.

III. Suppression de la propagation d'erreurs.

Le principal inconvénient d'une structure d'ERD classique est sa prédisposition au phénomène dit de propagation d'erreur (qui dégrade parfois de façon significative les performances de l'ERD). Le procédé de l'invention offre la possibilité de combattre ce problème en tirant avantage du fait que l'égaliseur adaptatif ERD 14 et l'estimateur de canal adaptatif 11 fonctionnent en parallèle pendant toute la durée d'une salve. Compte tenu de la méthode efficace qui a été proposée ci-dessus pour calculer les filtres direct (FF) et récursif (FB) à partir de l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal, on dispose donc, à chaque instant, de deux méthodes parallèles et indépendantes pour calculer les mêmes paramètres (c'est-à-dire les filtres direct FF et récursif FB).

Ainsi, on peut donc, selon l'invention, utiliser la norme de leur différence comme indication de la propagation d'erreur. En cas de propagation d'erreur, la réinitialisation de l'ERD 14 avec les valeurs des filtres FF et FB calculées le plus récemment est nécessaire. Une méthode plus efficace peut être de surveiller le niveau de l'erreur quadratique moyenne d'égalisation, et de mettre en œuvre une procédure de calcul des filtres FF et FB (à partir de l'estimation de la réponse

impulsionnelle du canal), à chaque fois qu'un seuil prédéterminé est dépassé. Il s'avère que, sous certaines conditions, ce mécanisme de vérification est équivalent au mécanisme basé sur la norme de la différence mentionné ci-dessus. Les procédures de vérification et de réinitialisation sont incluses dans le bloc 16 de

5 contrôle de la figure 1.

IV. Résultats de simulation

Dans le cadre de l'invention, de nombreuses simulations ont été effectuées, pour tester les performances du procédé décrit ci-dessus. Les filtres de l'ERD 14 ont été initialisés avec des valeurs calculées par résolution directe des équations

10 (31) et (32), où les valeurs des matrices étaient fixées à partir de l'estimation de canal, obtenue par la méthode adaptative semi-aveugle de type SRM avec 20 symboles de référence pour la partie non-aveugle et 100 autres symboles de données pour la partie aveugle. La modulation utilisée était de type MAQ-16 (Modulation d'amplitude en quadrature) et le canal considéré était un canal à deux

15 trajets, présentant une réponse impulsionnelle de la forme $H(z) = 0,8 - 0,4z^{-1}$, où la période d'échantillonnage était égale à $T_{\text{sample}} = 20$ ns.

La période de symbole a été choisie égale à $T_{\text{symbol}} = 50$ ns, c'est-à-dire que le deuxième trajet est compris dans la période de symbole. Cette réponse impulsionnelle a été passée dans un filtre à cosinus surélevé, présentant un facteur

20 de retombée de 0,25 pour obtenir le modèle de canal final. Une séquence de symboles de type MAQ-16 de 4000 symboles a été appliquée au modèle de canal, et un bruit blanc gaussien a été ajouté, de façon à obtenir un rapport signal à bruit final de 20dB. La figure 4 illustre les courbes d'erreur quadratique moyenne

25 résultantes dans le cadre de l'invention proposée d'une part (courbe 41), et dans le cadre d'un ERD classique d'autre part (courbes 42, 43 et 44), pour différentes longueurs de séquences de référence. Tous les égaliseurs ERD mis en œuvre comprenaient un étage direct de 21 coefficients et un étage récursif de 10 coefficients.

La supériorité en termes de performance du procédé de l'invention par

30 rapport à un procédé classique apparaît clairement sur la figure 4, puisqu'il permet

d'atteindre presque instantanément le régime permanent de l'erreur quadratique moyenne (courbe 41), alors qu'un ERD classique avec 20 symboles de référence ne parvient pas à converger (courbe 44).

REVENDICATIONS

1. Dispositif d'égalisation d'un signal reçu, transmis via un canal de transmission, comprenant un égaliseur à retour de décisions, caractérisé en ce qu'il met en œuvre des moyens d'initialisation des coefficients de filtrage dudit égaliseur tenant compte d'une estimation de la réponse dudit canal de transmission délivrée par un estimateur de canal.
5
2. Dispositif d'égalisation selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit estimateur de canal est un estimateur de canal semi-aveugle, mettant en œuvre un étage fonctionnant de façon non-aveugle, tenant compte d'une séquence de référence connue dudit dispositif, et un étage fonctionnant de façon aveugle.
10
3. Dispositif d'égalisation selon l'une quelconque des revendications 1 et 2, caractérisé en ce que ledit égaliseur à retour de décisions comprend des moyens de calcul de coefficients de filtrage délivrant en permanence des coefficients de filtrage mis à jour à un filtre direct et à un filtre récursif,
15 et en ce que ledit estimateur délivre en permanence une estimation mise à jour de la réponse dudit canal de transmission.
4. Dispositif d'égalisation selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens de contrôle de la stabilité dudit égaliseur à retour de décisions, tenant compte d'une part d'un premier vecteur délivré par ledit égaliseur et représentatif desdits coefficients de filtrage et d'autre part d'un second vecteur délivré par ledit estimateur de canal et représentatif de ladite estimation de canal.
20
5. Dispositif d'égalisation selon la revendication 4, caractérisé en ce que lesdits moyens de contrôle de la stabilité tiennent compte de la norme de la différence entre ledit premier vecteur et ledit second vecteur.
25
6. Dispositif d'égalisation selon la revendication 4, caractérisé en ce que lesdits moyens de contrôle de la stabilité tiennent compte du niveau d'erreur d'égalisation quadratique moyenne.
7. Dispositif d'égalisation selon l'une quelconque des revendications 4 à 6, caractérisé en ce que lesdits moyens de contrôle de stabilité mettent en œuvre une
30

comparaison desdits vecteurs, avec une approche de type hystérésis.

8. Dispositif d'égalisation selon l'une quelconque des revendications 4 à 7, caractérisé en ce que, en cas de détection d'instabilité, lesdits moyens de contrôle de stabilité commandent une procédure de réinitialisation dudit égaliseur, à l'aide
5 desdits moyens d'initialisation, lorsque le résultat de ladite comparaison et/ou le niveau d'erreur d'égalisation quadratique moyenne dépasse un seuil prédéterminé.
9. Dispositif d'égalisation selon l'une quelconque des revendications 2 à 8, caractérisé en ce ledit estimateur de canal semi-aveugle met en œuvre un traitement adaptatif en mode bloc, dans ledit étage fonctionnant de façon aveugle
10 et dans ledit étage fonctionnant de façon non-aveugle.
10. Dispositif d'égalisation selon la revendication 9, caractérisé en ce que ledit estimateur de canal semi-aveugle met en œuvre ledit traitement adaptatif en mode bloc dans le domaine fréquentiel.
11. Dispositif d'égalisation selon la revendication 10, caractérisé en ce que
15 ledit estimateur de canal semi-aveugle met en œuvre une approche de type SRM (en anglais "Subchannel Response Matching" pour "adaptation de la réponse en sous-canaux") dans ledit étage fonctionnant de façon aveugle.
12. Dispositif d'égalisation selon la revendication 11, caractérisé en ce que ledit étage fonctionnant de façon aveugle est initialisé par une estimation finale
20 dudit étage fonctionnant de façon non-aveugle.
13. Dispositif d'égalisation selon l'une quelconque des revendications 9 à 12, caractérisé en ce que ledit étage fonctionnant de façon aveugle comprend au moins deux filtres transverses agissant chacun sur un sous-canal distinct, lesdits sous-canaux étant obtenus par sur-échantillonnage dudit signal reçu,
25 et des moyens de calcul des coefficients desdits filtres transverses, minimisant l'erreur entre les sorties desdits filtres transverses.
14. Dispositif d'égalisation selon l'une quelconque des revendications 1 à 13, caractérisé en ce que ledit égaliseur comprend des moyens de calcul de coefficients de filtrage à partir d'une estimation de la réponse dudit canal de
30 transmission, à l'aide d'équations de Wiener.

- 15.** Dispositif d'égalisation selon la revendication 14, caractérisé en ce que lesdits moyens de calcul de coefficients de filtrage mettent en œuvre un algorithme des moindres carrés de type Levinson (abstraction faite de l'effet du bruit).
- 5 **16.** Dispositif d'égalisation selon la revendication 15, caractérisé en ce que lesdits moyens de calcul de coefficients de filtrage tiennent compte en outre d'un terme représentatif de l'effet du bruit.
- 17.** Dispositif d'égalisation selon la revendication 16, caractérisé en ce que ledit effet du bruit est pris en compte pour au moins un des paramètres dudit
- 10 algorithme de Levinson appartenant au groupe comprenant :
- les paramètres de prédiction directe ;
 - les paramètres de prédiction de retour ;
 - le facteur de gain dit de Kalman ;
 - lesdits coefficients de filtrage.
- 15 **18.** Dispositif d'égalisation selon l'une quelconque des revendications 1 à 17, caractérisé en ce qu'il est destiné à la réception de signaux transmis par salves.
- 19.** Récepteur d'au moins un signal transmis via un canal de transmission, caractérisé en ce qu'il comprend un dispositif d'égalisation selon l'une quelconque des revendications 1 à 18.
- 20 **20.** Procédé d'égalisation d'un signal reçu, transmis via un canal de transmission, comprenant une étape d'égalisation à retour de décisions, caractérisé en ce qu'il met en œuvre une étape d'initialisation des coefficients de filtrage de ladite étape d'égalisation tenant compte d'une estimation de la réponse dudit canal de transmission délivrée par une étape d'estimation de canal.
- 25 **21.** Signal destiné à être reçu par un récepteur comprenant un dispositif d'égalisation d'un signal reçu, transmis via un canal de transmission, comprenant un égaliseur à retour de décisions (DFE), et mettant en œuvre des moyens d'initialisation des coefficients de filtrage dudit égaliseur tenant compte d'une estimation de la réponse dudit canal de transmission délivrée par un estimateur de
- 30 canal,

caractérisé en ce qu'il comprend une séquence de référence réduite par rapport à la longueur d'une séquence reçue nécessaire pour obtenir une estimation du canal à l'aide de cette seule séquence dans les mêmes conditions.

5 **22.** Signal selon la revendication 21, caractérisé en ce que ladite séquence de référence est réduite d'un facteur d'au moins 75% par rapport à ladite longueur.

23. Signal selon la revendication 21, caractérisé en ce que, ledit signal étant transmis selon un mode de transmission par paquets, pour au moins certains desdits paquets, ladite séquence de référence réduite est dupliquée, et placée en début et en fin dudit paquet, de façon à permettre une meilleure égalisation
10 fréquentielle.

24. Signal destiné à être reçu par un récepteur comprenant un dispositif d'égalisation d'un signal reçu, transmis via un canal de transmission, comprenant un égaliseur à retour de décisions (DFE), et mettant en œuvre des moyens d'initialisation des coefficients de filtrage dudit égaliseur tenant compte d'une
15 estimation de la réponse dudit canal de transmission délivrée par un estimateur de canal,

ledit signal comprenant au moins une séquence de référence, caractérisé en ce qu'il comprend en outre au moins un champ dont la valeur à l'émission est significative d'au moins une caractéristique de ladite séquence de
20 référence indiquant si un dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 18 doit être activé dans ledit récepteur et/ou sous quelle forme il doit être activé.

25. Signal selon la revendication 24, caractérisé en ce que ladite au moins une caractéristique appartient au groupe comprenant :

- la longueur de ladite séquence de référence ;
- 25 - le polynôme générateur de ladite séquence, pour une séquence de référence du type minimisant l'autocorrélation entre les éléments de ladite séquence ;
- la position de ladite séquence dans un paquet de données à transmettre, pour une transmission en mode paquets.

26. Système d'émission et de réception d'au moins un signal depuis au moins
30 un émetteur vers au moins récepteur, caractérisé en ce qu'au moins un desdits

- récepteurs comprend un dispositif d'égalisation d'un signal reçu, transmis via un canal de transmission, comprenant un égaliseur à retour de décisions, mettant en œuvre des moyens d'initialisation des coefficients de filtrage dudit égaliseur tenant compte d'une estimation de la réponse dudit canal de transmission délivrée par un
- 5 estimateur de canal.
- 27.** Système d'émission et de réception selon la revendication 26, caractérisé en ce qu'il comprend au moins un dispositif d'égalisation selon l'une quelconque des revendications 1 à 18.
- 28.** Système d'émission et de réception selon la revendication 27, caractérisé
- 10 en ce que ledit signal émis comprend au moins un champ dont la valeur à l'émission est significative d'au moins une caractéristique de ladite séquence de référence, de façon à indiquer si ledit au moins un dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 18 doit être activé dans ledit récepteur et/ou sous quelle forme il doit être activé.
- 15 **29.** Application d'un dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 18 pour l'égalisation d'un signal transmis par salves de données en modulation numérique monoporteuse.

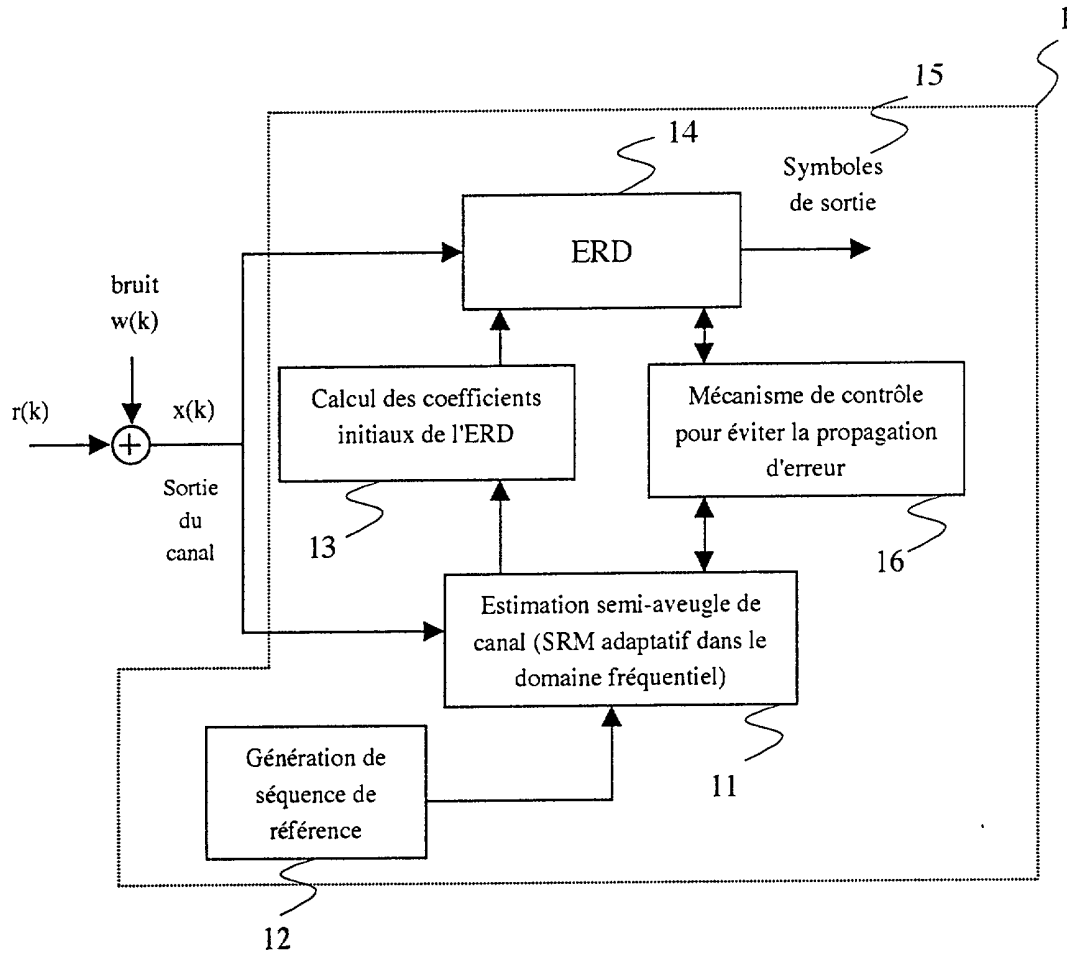


Figure 1

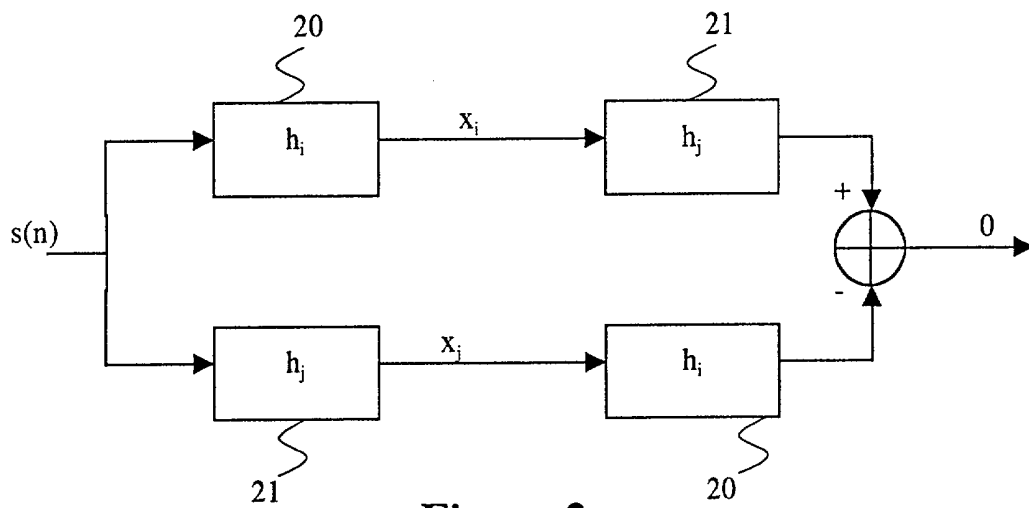


Figure 2

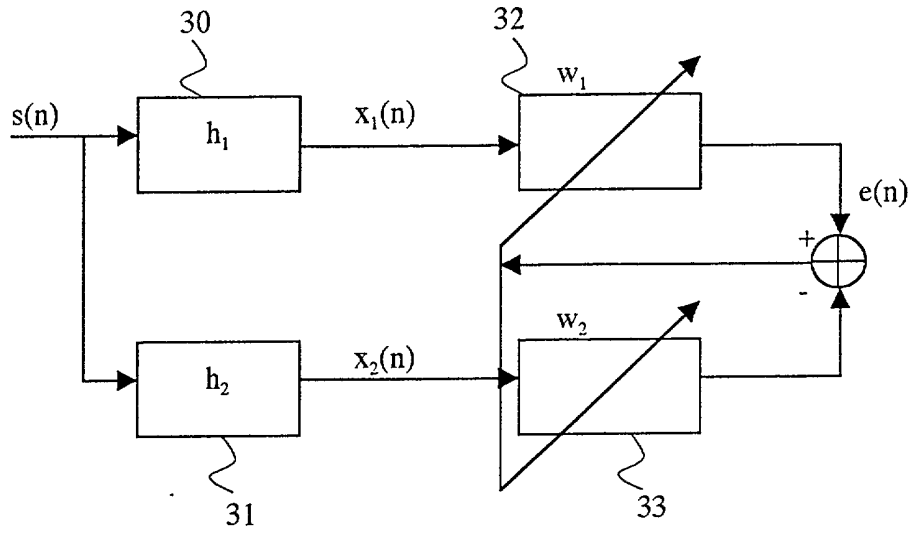


Figure 3

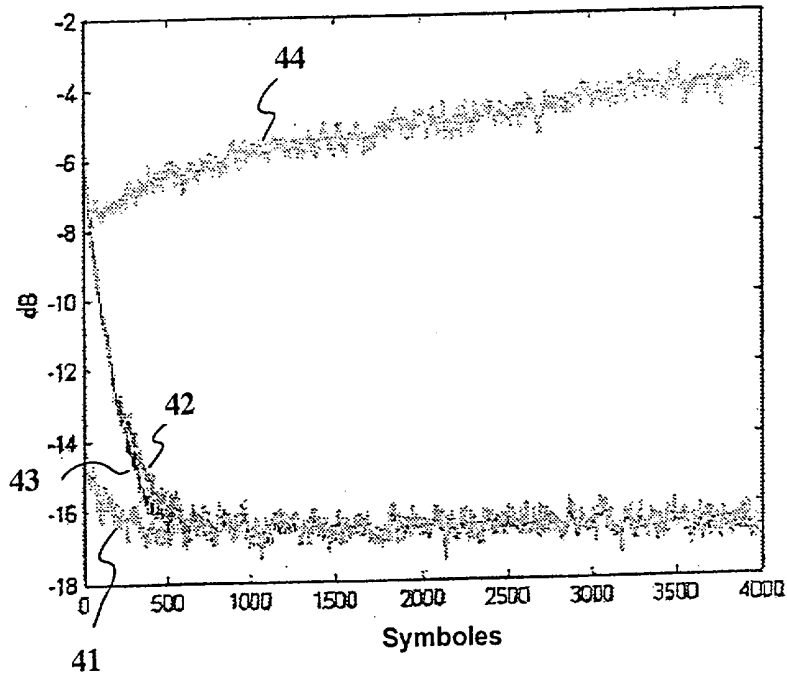


Figure 4

**RAPPORT DE RECHERCHE
PRÉLIMINAIRE**

N° d'enregistrement
national

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

FA 605122
FR 0104409

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	US 5 293 401 A (SERFATY SALOMON) 8 mars 1994 (1994-03-08)	1,3,14, 15,19, 20,26, 27,29 9,10,12, 23	H04L27/01 H04B7/212
A	* abrégé * * colonne 1, ligne 50 - colonne 2, ligne 15 * * colonne 3, ligne 50 - colonne 4, ligne 17 * * colonne 6, ligne 65 - colonne 7, ligne 24 * * colonne 7, ligne 55 - colonne 8, ligne 23 *		
X	PAL ET AL: "Fractionally spaced semi-blind decision feedback equalization of wireless channels" PROCEEDINGS OF THE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS (ICC). GENEVA, MAY 23 - 26, 1993, NEW YORK, IEEE, US, vol. 3, 23 mai 1993 (1993-05-23), pages 1139-1143, XP010137038 ISBN: 0-7803-0950-2 * abrégé * * page 1139, colonne de droite, alinéa 3 - page 1140, colonne de gauche, alinéa 1 *		
X	EP 1 024 631 A (TELEDIFFUSION FSE ;FRANCE TELECOM (FR)) 2 août 2000 (2000-08-02)	1-3, 19-21, 26,27,29 6,13	
A	* alinéa '0009! - alinéa '0010! * * alinéa '0014! - alinéa '0015! * * alinéa '0024! - alinéa '0025! * * alinéa '0057! - alinéa '0062! *		
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
14 décembre 2001		Litton, R	
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			

1

EPO FORM 1503 12.99 (P04C14)

**RAPPORT DE RECHERCHE
PRÉLIMINAIRE**

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

FA 605122
FR 1014409

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	EP 0 880 253 A (LUCENT TECHNOLOGIES INC) 25 novembre 1998 (1998-11-25) * page 2, ligne 30 - ligne 45 * * page 3, ligne 5 - ligne 10 * -----	1-3, 19-21, 26,27,29	
A	DE CARVALHO E ET AL: "Deterministic quadratic semi-blind FIR multichannel estimation algorithms and performance" 2000 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSING. PROCEEDINGS (CAT. NO.00CH37100), PROCEEDINGS OF 2000 INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH AND SIGNAL PROCESSING, ISTANBUL, TURKEY, 5-9 JUNE 2000, pages 2553-2556 vol.5, XP002185751 2000, Piscataway, NJ, USA, IEEE, USA ISBN: 0-7803-6293-4 * abrégé * * page 2553, colonne de gauche, alinéa 3 - alinéa 4 * * page 2553, colonne de droite, alinéa 3 - page 2554, colonne de gauche, alinéa 4 * -----	2,5,11, 21	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (Int.CL.7)
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
14 décembre 2001		Litton, R	
<p>CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS</p> <p>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</p> <p>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</p>			

1

EPO FORM 1503 12.99 (P04C14)

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 0104409 FA 605122**

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 14-12-2001
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
US 5293401	A	08-03-1994	GB	2247812 A	11-03-1992
			JP	2697405 B2	14-01-1998
			JP	4281614 A	07-10-1992

EP 1024631	A	02-08-2000	FR	2789244 A1	04-08-2000
			FR	2789243 A1	04-08-2000
			EP	1024631 A1	02-08-2000
			JP	2000295145 A	20-10-2000

EP 0880253	A	25-11-1998	US	6069917 A	30-05-2000
			CA	2233522 A1	23-11-1998
			EP	0880253 A2	25-11-1998
			JP	10335982 A	18-12-1998
