(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle
Bureau international

(43) Date de la publication internationale
13 février 2003 (13.02.2003)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 03/013016 A1

(51) Classification internationale des brevets[7] :
H04B 1/707, H04J 13/04

(21) Numéro de la demande internationale :
PCT/FR02/02386

(22) Date de dépôt international : 8 juillet 2002 (08.07.2002)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :
01/10293 30 juillet 2001 (30.07.2001) FR

(71) Déposant *(pour tous les États désignés sauf US)* : **FRANCE TELECOM** [FR/FR]; 6, place d'Alleray, F-75015 Paris (FR).

(72) Inventeurs; et
(75) Inventeurs/Déposants *(pour US seulement)* : **ROS, Laurent** [FR/FR]; 6, impasse Saint-Jean, F-38240 Meylan (FR). **JOURDAIN, Geneviève** [FR/FR]; Rue du Cèdre, F-38570 Tencin (FR). **ARNDT, Marylin** [FR/FR]; 12b, Domaine les Plantées, F-38330 Biviers (FR).

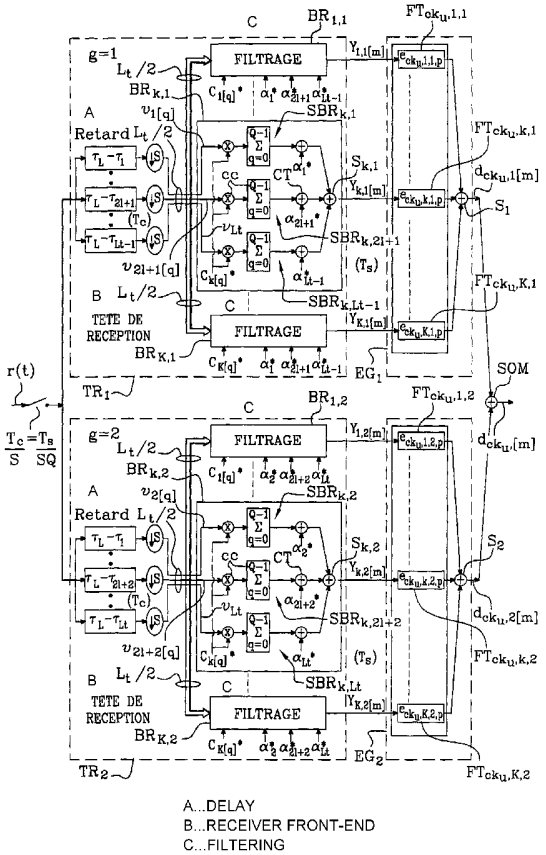
(74) Mandataire : **CABINET MARTINET & LAPOUX**; 43 Boulevard Vauban, BP 405 Guyancourt, F-78055 St. Quentin Yvelines Cedex (FR).

(81) États désignés *(national)* : AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ,

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: DEVICE FOR JOINT DETECTION OF CDMA CODES FOR MULTIPATH DOWNLINK

(54) Titre : DISPOSITIF DE DETECTION CONJOINTE DE CODES CDMA POUR LIAISON DESCENDANTE A TRAJETS MULTIPLES



(57) Abstract: The invention concerns a joint detection device for a UMTS/TDD mobile radiotelephone terminal receiver which processes a signal received with code symbols based on K CDMA codes and having travelled through a propagation channel with L_t multiple paths. The device has two channels each imposing respective $L_t/2$ delays (τ_{2l+g}) and having each K filtering branches ($BR_{k,g}$) correlating $L_t/2$ trains of delayed samples each to a respective code (c_k) and to $L_t/2$ coefficients of estimated paths (α_{2l+g}*) so as to obtain the sum of $L_t/2$ coefficients thus correlated sampled at the symbol period. Then 2K equalizing filters ($FT_{cku,k,g}$) linearly equalize the 2K correlated signals depending on an associated code (c_{ku}), before being summed at the output of the two channels. As a result of the division into two channels, the degrees of freedom are sufficient for precisely cancelling interference for a finite depth of 2K equalization filters more than twice the channel duration.

(57) Abrégé : Un dispositif de détection conjointe pour récepteur de terminal radiotéléphonique mobile UMTS/TDD traite un signal reçu avec des symboles codes selon K codes CDMA et ayant traversé un canal de propagation à L_t trajets multiples. Le dispositif présente deux voies imposant chacune $L_t/2$ retards respectifs (τ_{2l+g}*) et ayant chacune K branches de filtrage ($BR_{k,g}$) corrélant $L_t/2$ suites d'échantillons retardes chacune a un code respectif (c_k) et a $L_t/2$ coefficients de trajet estimes (α_{2l+g}*) afin de sommer $L_t/2$ coefficients ainsi corrélés échantillonnés à la période de symbole. Puis 2K filtres d'égalisation ($FT_{cku,k,g}$) égalisent linéairement les 2K signaux corrélés en dépendance d'un code associé (c_{ku}), avant d'être sommés en sortie des deux voies. Grâce au partage en deux voies, les degrés de liberté sont suffisants pour annuler exactement l'interférence pour une profondeur finie des 2K filtres d'égalisation supérieure au double de la durée du canal.

WO 03/013016 A1

DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) États désignés *(régional)* **:** brevet ARIPO (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), brevet eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), brevet européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK, TR), brevet OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Déclarations en vertu de la règle 4.17 :

— *relative au droit du déposant de revendiquer la priorité de la demande antérieure (règle 4.17.iii)) pour la désignation suivante US*

— *relative à la qualité d'inventeur (règle 4.17.iv)) pour US seulement*

Publiée :

— *avec rapport de recherche internationale*

— *avant l'expiration du délai prévu pour la modification des revendications, sera republiée si des modifications sont reçues*

En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.

Dispositif de détection conjointe de codes CDMA pour liaison descendante à trajets multiples

La présente invention concerne des transmissions numériques à accès multiple à répartition par codes CDMA (Coded Division Multiple Access) dans un système cellulaire radiotéléphonique.

Plus particulièrement, l'invention concerne un dispositif numérique de détection des symboles, luttant contre l'interférence intersymbole, et d'accès multiples dans le récepteur d'un terminal radiotéléphonique mobile de type UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) en mode TDD (Time Division Duplex), suivant la liaison descendante depuis une station de base vers le terminal mobile.

Avant de commenter des dispositifs de détection conjointe de codes CDMA pour une liaison descendante de type UMTS, quelques caractéristiques d'une transmission UMTS en mode TDD sont rappelées ci-après.

Une trame à division du temps TDMA (Time Division Multiple Access) d'un canal physique de propagation a une durée de 10 ms et comporte 15 intervalles temporels (timeslots en terminologie anglo-saxone). Dans chaque intervalle temporel sont transmis jusqu'à K=16 salves simultanées de données (bursts en terminologie anglo-saxone), le plus souvent respectivement assignés à K usagers, bien que deux salves ou plus peuvent être attribuées à un même usager. Le code CDMA c_k pour une salve et un usager donné, désigné par l'indice entier k tel que $1 \leq k \leq K$, est défini par une séquence (channelisation code en terminologie anglo-saxone) de Q éléments de code (chips en terminologie anglo-saxone), associés à un

sur-échantillonnage de chaque symbole de période T_S. Le nombre Q d'éléments de code est appelé le facteur d'étalement et est égal à 16. En mode CDMA, le nombre de codes actifs K est inférieur ou égal à Q. Un intervalle temporel peut contenir 2560 éléments de code (chips) de période $T_C = T_S/Q$.

En pratique, chaque intervalle temporel est décomposé en deux champs de données de longueur identique encadrant une séquence d'apprentissage médiane (midamble en terminologie anglo-saxone) de 256 ou 512 éléments de code pour estimer le canal de propagation. Les symboles sont estimés séquentiellement par filtrage avec une profondeur globale de détecteur, ou de mémoire prédéterminée, de P_d symboles. Ainsi un symbole de données dans un intervalle de temps est estimé en fonction du résultat du traitement linéaire d'une portion d'échantillons correspondant à une durée de $P_d.T_S$ inférieure à la durée d'un intervalle de temps.

En outre, à l'émission dans la station de base, chaque élément de code peut être sur-échantillonné d'un facteur de sur-échantillonnage S au moins égal à 2. Ainsi pour un symbole de données, QS échantillons de période d'échantillonnage T_S/SQ correspondant à Q éléments de code sont émis après une modulation de phase à quatre états.

Par ailleurs, bien qu'en pratique le récepteur du terminal mobile peut comprendre plus qu'une antenne, il est supposé ci-après que les blocs-diagrammes des dispositifs de détection connus et selon l'invention, y compris ceux illustrés, ne se rapportent qu'à une seule antenne.

Dans une cellule du système cellulaire radiotéléphonique, contrairement à la liaison

montante, la liaison descendante est synchrone puisque les signaux des différents terminaux d'usager couverts par la cellule sont synchronisés à l'émission par la station de base. Dans le cas d'une station de base courante, les signaux des différents usagers sont toujours synchronisés à l'entrée du récepteur du terminal mobile après avoir traversé le même canal de propagation. Dans l'environnement du terminal radio mobile considéré, la propagation s'effectue par plusieurs trajets de propagation, typiquement L_t = 2 à 6 trajets prépondérants.

La détection conjointe de K codes CDMA c_1 à c_K dans le terminal mobile d'un usager donné vise à estimer les symboles portant le code attribué temporairement à l'usager donné, que l'on supposera être le code n° k_u, en utilisant la connaissance des K-1 codes des autres usagers qui interfèrent entre eux. Un dispositif de détection conjointe annule en général partiellement l'interférence englobant l'interférence d'accès multiple entre les codes et l'interférence entre les symboles. En présence de bruit additif à l'entrée du récepteur du terminal, on a intérêt à ne pas annuler complètement l'interférence selon un critère de forçage à zéro mais à minimiser globalement l'effet du bruit et de l'interférence avec un critère d'erreur quadratique moyenne minimum MMSE (Minimum Mean Square Error). Néanmoins lorsque le bruit additif est négligeable par rapport au signal utile, il est souhaitable que le résidu d'interférence soit très faible. Pour une structure de dispositif de détection conjointe donnée, on s'intéresse alors à l'aptitude théorique de cette structure à annuler exactement l'interférence en l'absence de bruit additif. Cette

propriété n'est pas bien souvent atteinte par les structures pratiques connues.

Dans la technique antérieure de la détection conjointe, deux structures de dispositif de détection conjointe appelées T_C-structure et T_S-structure travaillent symbole par symbole.

S'agissant de la T_C-structure représentée à la figure 1, cette structure comprend un filtre transverse fractionné FI opérant en entrée à la cadence T_C/S sur le signal r(t) reçu en bande de base et préalablement filtré analogiquement, S étant le facteur de sur-échantillonnage égal typiquement à 1, 2 ou 4, et en sortie à la cadence T_S des estimés des symboles. En contexte de trajets multiples, la T_C-structure est divulguée notamment dans la demande de brevet FR-A-2793363 et est nommée "Egaliseur en ligne" (Row-equalizer). Une fois les coefficients du filtre transverse FI calculés à partir de paramètres du canal, chaque symbole est estimé séquentiellement par un produit scalaire entre la portion d'échantillons reçue correspondante et un jeu de SQP_d coefficients du filtre.

La T_C-structure peut être qualifiée de libre, car pour un pas d'échantillonnage T_S/SQ choisi en entrée, elle réalise le traitement linéaire, non récursif, sans imposer de structure spécifique contrairement à la T_S-structure. Une caractéristique essentielle de ce dispositif de détection est qu'il est capable d'annuler exactement l'interférence pour une longueur déterminée

$$P_d \geq \frac{KWs}{(SQ-K)}$$

où W_S désigne le nombre entier de symboles nécessaire pour couvrir la longueur de la réponse impulsionnelle du canal de propagation entre la station de base et le terminal, appelée ci-après durée de canal, exprimée en période de symbole. En effet, on peut vérifier que l'annulation exacte nécessite de résoudre un système de $K(W_S + P_d)$ équations linéaires avec SQP_d "inconnues" que sont les coefficients du filtre FI et qui peuvent donc être correctement choisis au sens des moindres carrés par exemple, puisque le système admet des solutions, c'est-à-dire est sous-déterminé.

La T_S-structure représentée à la figure 2 comprend deux parties : une tête de réception à large bande TR recevant le signal reçu r(t) diversement retardé par des trajets multiples et un égaliseur EG au temps symbole T_S, qui sont dérivées de la structure théorique linéaire rappelée dans le livre " MULTIUSER DETECTION " de Sergio VERDU, Cambridge University Press, 1998, pages 243-246.

La tête de réception TR contient K branches de filtrage parallèles BR_1 à BR_K respectivement associées aux codes $c_1[q]$ à $c_K[q]$ et délivrant des signaux discrets $y_1[m]$ à $y_K[m]$ au temps symbole mT_S aux K entrées de l'égaliseur. Chaque branche BR_k comporte un filtre adapté au code $c_k[q]$ et au canal de propagation et un sous-échantillonneur synchrone au temps symbole $T_S = Q.T_C$. Pratiquement, avec un canal à trajets multiples, le signal discret $y_k[q]$ produit par la branche BR_k détaillée à la figure 2 résulte de la sommation des sorties au temps symbole de L_t sous-branches $SBR_{k,1}$ à $SBR_{k,Lt}$ associées respectivement aux L_t trajets de propagation. La

sous-branche $SBR_{k,\ell}$ de la branche BR_k, avec $1 \leq \ell \leq L_t$, corrèle le signal reçu r(t) retardé de $\tau_{Lt} - \tau_\ell$ au code $c_{k[q]}$. La sortie de la sous-branche $SBR_{k,\ell}$ est pondérée par le signal complexe estimé $\alpha_\ell{}^*$ du trajet "ℓ". Ainsi la branche de filtrage adapté BR_k recombine les trajets, en combinant directement les résultats des corrélations respectivement associées aux multiples trajets.

En contexte mono-usager (K=1), la structure particulière de tête de réception TR est dénommée "Rake", pour rappeler la forme en "râteau" du filtre adapté au canal formé de trajets discrets. La profondeur de la tête de réception TR est de W_S+1 symboles, soit W_S symboles pour le filtre adapté au canal de propagation et 1 symbole pour le filtre adapté au code respectif dans chacune des branches parallèles. Les K échantillons $y_{1[m]}$ à $y_{K[m]}$ au temps symbole restitués par la tête de réception TR sont appliqués respectivement à K filtres transverses FE_1 à FE_K dans l'égaliseur EG. Chaque filtre transverse FE_k avec $1 \leq k \leq K$ a P coefficients $e_{k,1}$, ... $e_{k,p}$, ... $e_{k,P}$ et opère au temps symbole. La profondeur globale du dispositif de détection exprimée en symboles est ainsi de $P_d = P + W_S$.

Les inconvénients de la T_C-structure par rapport à la T_S-structure sont essentiellement au nombre de trois.

Le premier inconvénient provient du fait que la T_C-structure effectue tous les traitements sur les échantillons qui sont à la cadence la plus rapide T_C/S au lieu d'effectuer une partie des traitements à la période de symbole T_S sur des échantillons obtenus après corrélation avec les codes. Ainsi, la T_C-structure n'exploite pas la nature à trajets discrets

du canal de propagation ni les propriétés de corrélation des signaux CDMA et a un très grand nombre de coefficients P_d SQ ≥ W_S.SQ si l'on veut que la réponse impulsionnelle du filtre transverse FI couvre la durée du canal, ce qui est souhaitable en présence de bruit. Comparativement à la tête de réception TR de la T_S-structure, celle-ci est moins complexe à cause du nombre de multiplications par seconde beaucoup plus faible, dépendant du nombre de trajets L_t et non de la durée de canal W_S, soit en tout une multiplication complexe par trajet et par code à chaque période de symbole T_S.

Le deuxième inconvénient est relatif au calcul des coefficients beaucoup plus complexe que celui dans la T_S-structure car ce calcul nécessite une description du système au temps de sous-élément de code T_C/S au lieu d'au temps symbole T_S. La détermination des coefficients dépend de la formation et de la pseudo-inversion d'une matrice de corrélation de grande taille [(P_d.SQ) x (P_d SQ)] au lieu de [KP x KP].

Le troisième inconvénient a trait à la transmission multi-code, c'est-à-dire plusieurs des K codes actifs sont associés au même terminal radiotéléphonique mobile. La T_C-structure doit être dupliquée autant de fois qu'il y a de codes associés à décoder, alors que la tête de réception TR dans la T_S-structure est conservée et seul le traitement au temps symbole doit être multiplié à raison d'un égaliseur par code associé.

L'avancée en terme de complexité de la T_S-structure par rapport à la T_C-structure a été présentée ci-dessus. L'atout de la T_S-structure est principalement dû au fait que le banc de filtres

adaptés complets dans les branches BR_1 à BR_K a complètement compacté l'information. En effet, les échantillons $y_{1[m]}$ à $y_{K[m]}$ obtenus au temps symbole T_S constituent un résumé exhaustif des échantillons reçus pour estimer les symboles émis.

La T_S-structure présente cependant un inconvénient majeur. Pour une annulation complète de l'interférence, elle nécessite théoriquement des branches de filtrage à mémoire infinie, nécessitant un traitement de tous les échantillons reçus pour décider un symbole au temps symbole T_S. En effet, il n'y a pas de solution exacte à durée finie, garantissant l'annulation d'interférence, pour l'estimation des coefficients qui est fondée sur un système sur-déterminé de $K(2W_S+P)$ équations linéaires avec seulement KP paramètres inconnus que sont les coefficients. Le nombre $2W_S+P$ résulte, pour un code donné, du transfert global de l'émetteur au récepteur jusqu'à la variable d'estimation $d_{[m]}$ au travers de la mise en forme d'émission, du canal de propagation, du filtrage adapté en réception et de l'égaliseur de profondeur P.

En pratique, l'interférence devient négligeable pour une profondeur P de l'égaliseur EG deux ou trois fois supérieure à la durée de canal W_S et la T_S-structure demeure attractive. Néanmoins, rien n'est garanti théoriquement et on ne peut pas anticiper la profondeur nécessaire qui dépend des caractéristiques du canal et du nombre de codes actifs.

Le but de l'invention est de fournir une structure de dispositif de détection conjointe, dépendant de la connaissance ou estimation des paramètres des trajets de propagation, qui préserve les deux caractéristiques d'intérêt pratique qui

s'excluaient mutuellement dans la T_C-structure et la T_S-structure selon la technique antérieure.

A cette fin, un dispositif de détection conjointe pour un signal reçu supportant des symboles codés chacun conjointement par K codes et échantillonnés à au plus une période d'éléments de code et ayant traversé un canal de propagation à L_t trajets multiples, comprenant L_t moyens de retard pour retarder des échantillons du signal reçu avec des retards estimés dûs aux trajets, K moyens de filtrage pour corréler des suites d'échantillons reçus retardés chacun à un code respectif et à des coefficients de trajets estimés, et des moyens d'égalisation pour des échantillons à la période de symbole délivrées par les moyens de filtrage, est caractérisé en ce qu'il présente deux voies parallèles groupant chacune $L_t/2$ moyens de retard respectifs, K moyens de filtrage pour corréler $L_t/2$ suites d'échantillons retardés par les $L_t/2$ moyens de retard respectifs chacun à un code respectif et à $L_t/2$ coefficients de trajet estimés respectifs afin de sommer $L_t/2$ signaux ainsi corrélés et délivrés à la période de symbole, et K moyens d'égalisation pour respectivement égaliser linéairement les K signaux corrélés en dépendance d'un code associé, et comprend un moyen pour sommer 2K signaux égalisés à la période de symbole délivrés conjointement par les 2K moyens d'égalisation dans les deux voies.

Grâce aux caractéristiques précédentes, le dispositif de détection selon l'invention offre des avantages des deux structures connues précitées qui sont :

annulation exacte de l'interférence possible pour une profondeur finie P des moyens d'égalisation au temps symbole telle que $P \geq 2W_S$; cependant, le nombre $K(2W_S+P)$ d'équations linéaires à résoudre qui dépend de la durée du canal W_S et du nombre K de codes et de la profondeur P des moyens d'égalisation, peut être tel que $P < 2W_S$ selon le choix possible des coefficients de chaque moyen d'égalisation, ce qui confère une solution inexacte à l'annulation d'interférence mais moins complexe que celle de la T_C-structure ; contrairement à la T_S-structure, les moyens de filtrage conservent suffisamment de degrés de liberté pour que l'annulation exacte d'interférence soit possible avec des moyens d'égalisation au temps symbole à durée finie ; et

traitements en deux étapes, l'une basée sur des corrélations avec les codes actifs et les trajets multiples dans les moyens de filtrage, l'autre sur une égalisation effectuée au temps symbole dans les moyens d'égalisation à filtres transverses ce qui était acquis avec la T_S-structure ; ces deux étapes bien menées garantissent une complexité raisonnable.

De plus, la corrélation avec les codes constitue une première étape naturelle et satisfaisante en mode CDMA, car elle permet de faire ressortir les attributs du signal reçu avant tout traitement ultérieur.

Dans la structure du dispositif de détection conjointe selon l'invention, le filtre adapté au canal (recombinaison des différents trajets) n'est pas réalisé classiquement en tête de réception large-bande, comme dans la Ts-structure, mais n'est accompli qu'indirectement par l'intermédiaire des deux ensembles à K moyens d'égalisation chacun.

D'autres caractéristiques et avantages de la présente invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante de plusieurs réalisations préférées de l'invention en référence aux dessins annexés correspondants dans lesquels :

- la figure 1 est un bloc-diagramme fonctionnel d'un dispositif de détection conjointe à T_c-structure selon la technique antérieure, déjà commenté ;
- la figure 2 est un bloc-diagramme fonctionnel d'un dispositif de détection conjointe à T_s-structure selon la technique antérieure, déjà commenté ; et
- la figure 3 est un bloc-diagramme fonctionnel d'un dispositif de détection conjointe selon l'invention.

Selon la réalisation préférée montrée à la figure 3, un dispositif de détection conjointe de codes CDMA selon l'invention inclus dans le récepteur d'un terminal radiotéléphonique mobile de type UMTS offre une structure à deux voies parallèles comprenant essentiellement chacune une tête de réception à large bande TR_1, TR_2 constituée de K branches parallèles et un égaliseur EG_1, EG_2 au temps symbole T_S constitué de K filtres transverses discrets parallèles à P coefficients chacun. Chaque voie TR_1-EG_1, TR_2-EG_2 reçoit un signal r(t) à la cadence $T_C/S = T_S/SQ$ et ne le retarde que relativement à l'une respective des moitiés de l'ensemble des trajets multiples.

Le signal reçu r(t) échantillonné à la cadence de T_s/SQ est composé d'éléments binaires complexes en bande de base correspondant aux quatre états de phase $\{1, j, -1, -j\}$ ou $\{1+j, -1+j, -1-j, 1-j\}$ selon les voies traditionnelles I et Q de la modulation de phase QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) à laquelle

le signal émis par la station de base a été soumis. Par défaut tous les signaux et opérations considérés ci-après sont complexes, les décisions sur les symboles complexes filtrés et égalisés par le dispositif de l'invention s'effectuant ultérieurement.

On suppose dans le dispositif de détection conjointe selon l'invention que la tâche d'estimation du canal de propagation entre l'émetteur d'une station de base et le récepteur a été préalablement réalisée, c'est-à-dire que les paramètres tels que retards, amplitudes et phases des signaux dûs aux trajets multiples ont été préalablement identifiés. L'estimation de canal peut être préalablement réalisée classiquement à l'aide de séquences d'apprentissage (midambules) insérées au milieu des intervalles temporels (timeslots).

Afin d'assurer un bon équilibre en terme d'amplitude moyenne et de retard moyen entre les trajets en nombre pair L_t partagés entre les deux voies, les L_t retards estimés τ_1 à τ_{Lt} dus aux trajets multiples, exprimés en nombre entier de sous-éléments de code à la cadence T_s/SQ, sont ordonnés de manière croissante et répartis de manière chronologique dans les deux voies, un trajet sur deux dans chaque voie :

la première voie TR_1-EG_1 contient $L_t/2$ lignes de retard parallèles respectivement imposant des retards estimés de $\tau_L-\tau_1, \ldots \tau_L-\tau_{2\ell+1}, \ldots \tau_L-\tau_{Lt-1}$ avec $0 \leq \ell \leq (L_t/2)-1$, où τ_L exprime en nombre de sous-éléments de code, le retard maximal (dernier trajet), arrondi au symbole supérieur :

$$\tau_L = W_s.S.Q \geq \tau_{Lt},$$

et fournissant un groupe "g" = 1 de suites d'échantillons reçus retardés d'indices impairs $\nu_{1[q]}, \cdots \nu_{2\ell+1[q]}, \cdots \nu_{Lt-1[q]}$;

la deuxième voie TR_2-EG_2 contient $L_t/2$ lignes de retard parallèles respectivement imposant des retards estimés de $\tau_L-\tau_2, \cdots \tau_L-\tau_{2\ell+2}, \cdots \tau_L-\tau_{Lt}$ avec $0 \leq \ell \leq (L_t/2)-1$, et fournissant un groupe "g" = 2 de suites d'échantillons reçus retardés d'indices pairs $\nu_{2[q]}$, $\cdots \nu_{2\ell+2[q]}, \cdots \nu_{Lt[q]}$.

Les têtes de réception à large bande TR_1 et TR_2 et les égaliseurs EG_1 et EG_2 ayant des structures respectivement identiques, l'une TR_g-EG_g des voies est décrite ci-après, quelle que soit la valeur de l'indice g, 1 ou 2.

Les suites d'échantillons reçus retardés $\{\nu_{2\ell+g[q]}\}$ à l'entrée de la tête de réception TR_g sont appliquées à $L_t/2$ sous-échantillonneurs respectifs de rapport S afin que les échantillons reçus retardés passent à la cadence d'élément de code (chips) T_c. Les suites d'échantillons reçus retardés à la cadence T_c sont appliquées conjointement à des premières entrées de $L_t/2$ corrélateurs dans chacune de K branches de filtrage adapté parallèles $BR_{1,g}$ à $BR_{K,g}$ qui sont respectivement associées aux codes $c_{1[q]}$ à $c_{K[q]}$ et qui délivrent respectivement des signaux discrets $Y_{1,g[m]}$ à $Y_{K,g[m]}$ à K entrées de l'égaliseur respectif EG_g, à chaque période de symbole T_s indicée par l'indice entier "m" pour repérer les instants "mT_s".

Ainsi, la tête de réception TR_1-TR_2 ne recombine pas les L_t trajets en un seul groupe, mais recombine les L_t trajets en deux groupes chacun à K branches, à raison de 2 branches par code actif $c_{k[q]}$.

La branche élémentaire $BR_{k,g}$ détaillée à la figure 3 comporte en cascade dans chacune de $L_t/2$ sous-branches $SBR_{k,2\ell+g}$, un corrélateur CC corrélant l'une respective $\{v_{2\ell+g[q]}\}$ des $L_t/2$ suites d'échantillons reçus retardés, appliqués à la cadence T_c, avec le code respectif $c_{k[q]}$ à Q éléments de code (chips) et délivrant en sortie des échantillons synchrones au temps symbole $T_s = T_c/Q$, et un multiplieur CT réalisant une pondération relative au trajet respectif d'indice "$2\ell+g$" du canal de propagation en pondérant les sorties du corrélateur CC par le coefficient complexe $\alpha_{2\ell+g}^*$ du trajet "$2\ell+g$" défini par une amplitude et une phase estimées.

En variante, l'ordre des opérations est inversé : pour les branches $BR_{k,1}$ et $BR_{k,2}$ qui sont alors accolées, le signal reçu r(t) échantillonné à T_c/S subit d'abord un filtrage adapté au code respectif $c_{k[q]}$ délivrant des échantillons à la cadence Tc/S, avant de subir deux recombinaisons de trajets différentes sur deux voies distinctes g=1 et g=2 chacune par des pondérations et retards relatifs aux $L_t/2$ trajets respectifs.

Le signal discret $Y_{k,g[m]}$ est produit par un sommateur $S_{k,g}$ en sortie de la branche $BR_{k,g}$ sommant les sorties au temps symbole des $L_t/2$ sous-branches $SBR_{k,g}$ à $SBR_{k,2(Lt/2-1)+g}$ associées à chacun des $L_t/2$ trajets de propagation respectifs du groupe "g", et résulte ainsi de la double somme de produits scalaires suivante pour chaque échantillon :

$$Y_{k,g[m]} = \sum_{\ell=0}^{\frac{L_t}{2}-1} \left(\sum_{q=0}^{Q-1} c_{k[q]}^* . v_{2\ell+g[mQ+q]} \right) . \alpha_{2\ell+g}^*$$

où (.)* désigne un complexe conjugué, et

$\{c_{k[q]},\ 0 \leq q \leq Q-1\}$ désigne les Q éléments de code (chips) du code numéro "k" transmis à la cadence T_c qui sont des éléments binaires complexes dans l'ensemble des quatre états de phase $\{1, j, -1, -j\}$ ou $\{1+j, -1+j, -1-j, 1-j\}$ de la modulation de phase QPSK.

Compte tenu de la forme du code, la corrélation avec le code représentée par la somme entre parenthèses dans la relation précédente de $Y_{k,g[m]}$ n'utilise que des additions et des soustractions.

La séparation du filtrage adapté au canal à trajets multiples en deux voies TR_1 et TR_2 comparativement à la T_s-structure permet de conserver assez de degrés de liberté pour annuler exactement l'interférence dans les égaliseurs EG_1 et EG_2 ayant ensemble 2KP coefficients lorsque la profondeur P est suffisante, soit $P \geq 2W_s$, où W_S est la durée du canal de propagation exprimée en période de symbole.

Les K échantillons $Y_{1,g[m]}$ à $Y_{K,g[m]}$ au temps symbole restitués par la tête de réception TR_g, correspondant principalement au regroupement des pics de corrélation avec les amplitudes de trajet les plus élevées, sont appliqués respectivement à K filtres discrets transverses $FT_{ck_u,1,g}$ à $FT_{ck_u,K,g}$ dans l'égaliseur respectif EG_g dans la voie g. Ces K filtres transverses $FT_{ck_u,1,g}$ à $FT_{ck_u,K,g}$ n'égalisent les symboles émis ayant été codés qu'avec le code de séquence respective $c_{k_u[q]}$ attribué au terminal radiotéléphonique d'usager k_u, avec $1 \leq k_u \leq K$. Chaque filtre transverse $FT_{ck_u,k,g}$ possède P = P1 + 1 + P2 coefficients $e_{ck_u,k,g,-P1}$ à $e_{ck_u,k,g,P2}$ et opère au temps symbole T_s. Un sommateur S_g en sortie de l'égaliseur EG_g et donc de la voie g additionne les résultats des K filtres $FT_{ck_u,1,g}$ à $FT_{ck_u,K,g}$ en l'échantillon suivant :

$$d_{ck_u,g[m]} = \sum_{k=1}^{k=K} \sum_{p=-P_1}^{p=+P_2} e_{ck_u,k,g,p} \, Y_{k,g[m-p]}$$

où $P = P_1 + 1 + P_2$ est le nombre de coefficients de l'égaliseur EG_g et P_1 le retard d'estimation de celui-ci en symboles.

La profondeur de l'égaliseur EG_g est ainsi de $P = P_d - W_s$ symboles, P_d désignant encore la profondeur globale du dispositif de détection exprimée en symboles.

Les échantillons $d_{ck_u,1[m]}$ et $d_{ck_u,2[m]}$ produits par les sommateurs S_1 et S_2 en sortie des égaliseurs EG_1 et EG_2 sont additionnés en une variable de décision $d_{ck_u[m]}$ dans un sommateur SOM en sortie du dispositif de détection. L'égaliseur EG_1-EG_2 au temps symbole forme la variable de décision $d_{ck_u[m]}$ pour décider des symboles émis relatif au code numéro k_u de séquence respective $c_{k_u[q]}$ attribué au terminal. La décision s'effectue ultérieurement symbole par symbole par comparaison aux quatre valeurs complexes mémorisées de l'ensemble précité $\{1, j, -1, -j\}$ ou $\{1+j, -1+j, -1-j, 1-j\}$ dans un circuit de décision relié à la sortie du sommateur SOM, afin de déduire la valeur du symbole complexe correspondant émis à l'instant mT_s, avant une "démodulation de phase" fournissant les deux bits correspondants.

Ainsi selon l'invention, l'annulation exacte de l'interférence dans les égaliseurs EG_1 et EG_2 nécessite de résoudre un système de $K(2W_s+P)$ équations avec les $2KP$ coefficients des filtres transverses dans l'ensemble des deux égaliseurs, au lieu de KP coefficients pour la T_s-structure.

Le principe de la détermination des coefficients à partir de la connaissance du canal et des codes avec ici une dimension 2KP est donné ci-après.

Le vecteur de taille 2KP contenant tous les coefficients pour estimer les symboles relatif au code c_{k_u} est obtenu, avec un critère d'erreur quadratique moyenne minimum MMSE, par la relation matricielle suivante:

$$(e_{ck_u})^T = (1_\Delta)^T.\tau(\gamma_d)^H[\tau(\gamma_d).\tau(\gamma_d)^H + \sigma_0^2.\tau_{tn}(\beta)]^{-1}$$

où $(.)^T$ et $(.)^H$ représentent respectivement les opérateurs de transposition et de transconjugaison, et $\sigma_0^2 = N_0/2E_b$ est la variance d'un bruit gaussien additif de densité spectrale monolatérale N_0 et E_b est l'énergie moyenne transmise par bit utile après démodulation d'un symbole complexe en deux bits. La connaissance de la variance σ_0^2 implique la connaissance du rapport bruit à signal à l'entrée du récepteur. En pratique, la variance σ_0^2 joue un rôle de régulateur et peut être fixée à une valeur comprise entre 0,1 (- 10 dB) et 0,01 (- 20 dB).

La matrice $\tau(\gamma_d)$ a une taille de 2KP lignes x $K(P+2W_S)$ colonnes et représente le transfert au temps symbole entre $P+2W_S$ symboles pour chacun de K terminaux d'usager et les 2K sorties des branches "multi-usager" de la tête de réception TR_1 - TR_2.

La matrice $\tau_{tn}(\beta)$ est une matrice de taille 2KPx2KP qui contient la corrélation temporelle sur une profondeur de P symboles dans chaque égaliseur EG_1, EG_2 et d'une branche à l'autre en sortie de la tête de réception TR_1 - TR_2.

Le vecteur transposé $(1_\Delta)^T = [0,...0,1,0,...0]$ sélectionne la Δème ligne parmi $K(P+2W_S)$ où $\Delta=K(P_1+$

$2W_S+k_u$) est fixé à partir du choix du retard P_1 de l'égaliseur EG_1, EG_2.

Avec un critère de forçage à zéro annulant complètement l'interférence lorsque $P \geq 2W_S$ et sans tenir compte du bruit, on forme le pseudo-inverse à gauche de la matrice de transfert $\tau(\gamma_d)$, soit :

$$(e_{ck_u})^T = (1_\Delta)^T [\tau(\gamma_d)^H.\tau(\gamma_d)]^{-1}.\tau(\gamma_d)^H.$$

Pour ce critère, on n'a pas besoin de connaître le niveau de bruit et de former la matrice $\tau_{tn}(\beta)$.

Dans le cas où l'on choisit $P<2W_S$, les coefficients s'obtiennent avec la même formule pour le critère MMSE. Pour le critère de forçage à zéro : une puissance d'interférence résiduelle, non annulée, apparaît ; les coefficients sont obtenus avec la formule du critère MMSE en remplaçant σ_0^2 par zéro.

En variante, le dispositif de détection est adaptatif au niveau des phases des signaux de trajet $\alpha_{2\ell+g}^*$ dans les corrélateurs CT et des coefficients $e_{ck_u,k,g,p}$ dans les filtres transverses des égaliseurs EG_1 et EG_2.

Au lieu d'être estimés directement par les relations précitées, les phases des L_t signaux de trajets de canal et/ou les 2KP coefficients des filtres d'égalisation sont déterminés conjointement de manière itérative en dépendance d'une séquence d'apprentissage médiane (midambule) de 256 ou 512 éléments de code incluse dans les salves du signal reçu en mode TDD/UMTS, et/ou sont mis à jour en fonction d'un signal d'erreur entre la variable de décision $d_{ck_u[m]}$ en sortie du dispositif de détection et le symbole décidé par le circuit de décision relié à la sortie du sommateur SOM.

Lorsque les caractéristiques du canal de propagation varient peu, ce qui correspond à une quasi immobilité du terminal radiotéléphonique, les symboles dans les deux champs du symbole utile d'une salve (burst) sont mis à jour en fonction de la séquence d'apprentissage contenue dans la salve. Lorsque les caractéristiques du canal de propagation varient rapidement, ce qui correspond au terminal dans un véhicule en déplacement, les symboles utiles sont mis à jour par le signal d'erreur précité, symbole par symbole.

REVENDICATIONS

1 - Dispositif de détection conjointe pour un signal reçu supportant des symboles codés chacun conjointement par K codes et échantillonnés à au plus une période d'éléments de code et ayant traversé un canal de propagation à L_t trajets multiples, comprenant L_t moyens de retard pour retarder des échantillons du signal reçu avec des retards estimés dûs aux trajets, K moyens de filtrage pour corréler des suites d'échantillons reçus retardés chacun à un code respectif et à des coefficients de trajets estimés, et des moyens d'égalisation pour des échantillons à la période de symbole délivrées par les moyens de filtrage, caractérisé en ce qu'il présente deux voies parallèles (TR_1 - EG_1, TR_2 - EG_2) groupant chacune $L_t/2$ moyens de retard respectifs ($\tau_{2\ell+g}$), K moyens de filtrage ($BR_{k,g}$) pour corréler $L_t/2$ suites d'échantillons retardés par les $L_t/2$ moyens de retard respectifs chacun à un code respectif (c_k) et à $L_t/2$ coefficients de trajet estimés respectifs ($\alpha_{2\ell+g}^*$) afin de sommer $L_t/2$ signaux ainsi corrélés et délivrés à la période de symbole, et K moyens d'égalisation ($FT_{ck_u,k,g}$) pour respectivement égaliser linéairement les K signaux corrélés en dépendance d'un code associé (c_{k_u}), et comprend un moyen (S_1, S_2, SOM) pour sommer 2K signaux égalisés à la période de symbole délivrés conjointement par les 2K moyens d'égalisation dans les deux voies.

2 - Dispositif conforme à la revendication 1, dans lequel chacun ($FT_{ck_u,k,g}$) des K moyens d'égalisation comprend un filtre transversal discret ($FT_{ck_u,k,g}$) ayant des coefficients en nombre

supérieur au double de la durée du canal de propagation exprimée en période de symbole.

3 - Dispositif conforme à la revendication 1 ou 2, dans lequel les L_t moyens de retard ($\tau_{2\ell+1}$, $\tau_{2\ell+2}$) imposant des retards dus aux trajets multiples sont ordonnés de manière croissante et répartis de manière chronologique dans les deux voies (TR_1, TR_2), un trajet sur deux dans chaque voie.

4 - Dispositif conforme à l'une quelconque des revendications 1 à 3, dans lequel les coefficients des moyens d'égalisation ($FT_{ck_u,k,g}$) et/ou les phases des signaux de trajet ($\alpha_{2\ell+g}{}^*$) sont déterminés de manière itérative en dépendance d'une séquence d'apprentissage incluse dans des salves du signal reçu.

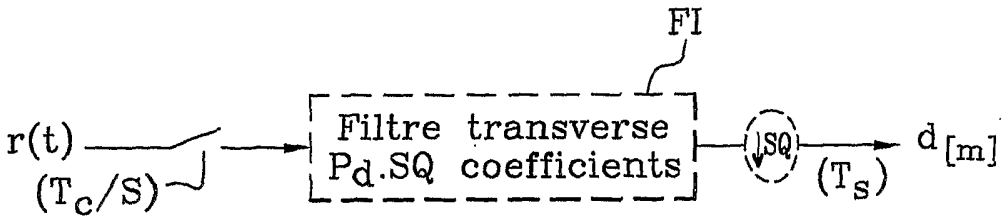


Fig. 1 (TECHNIQUE ANTERIEURE)

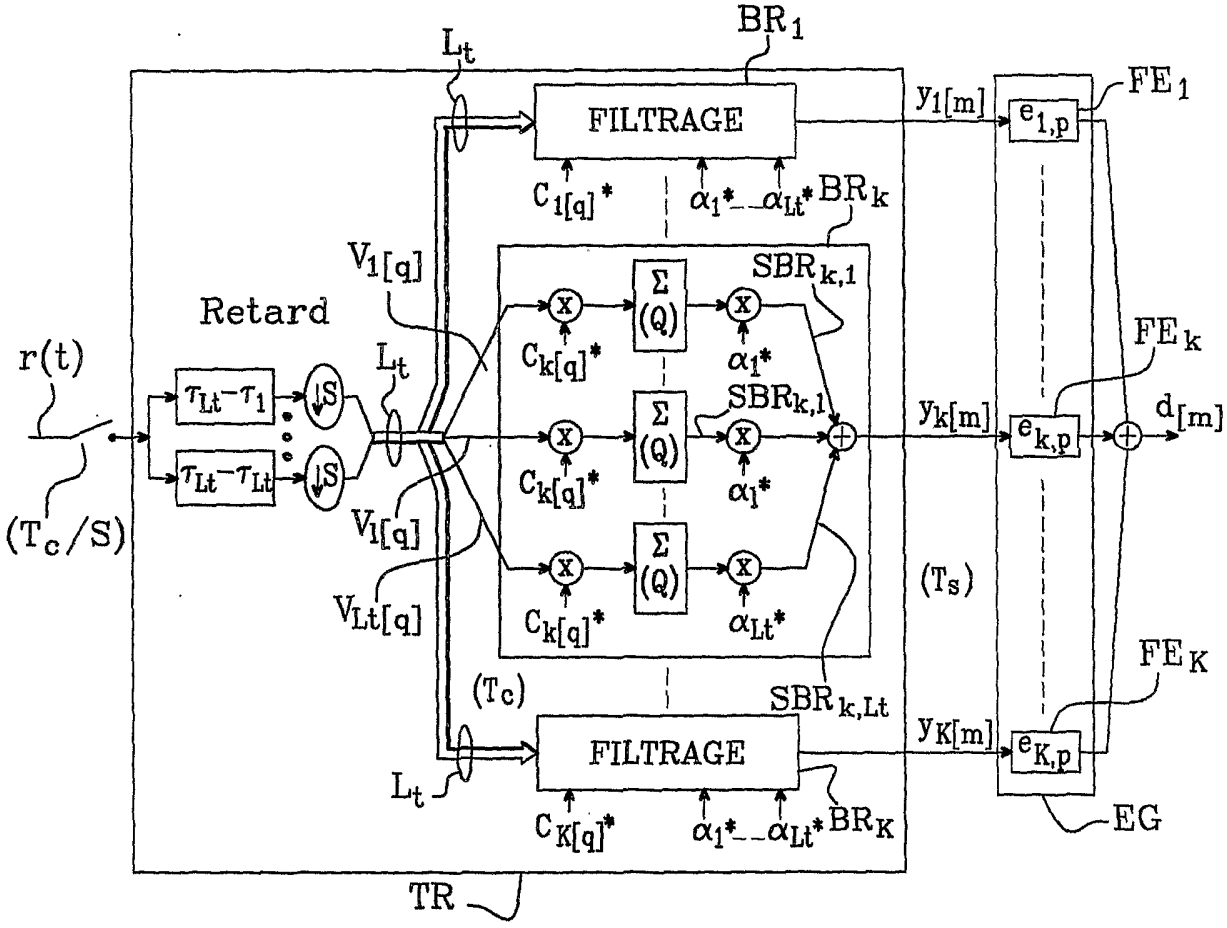
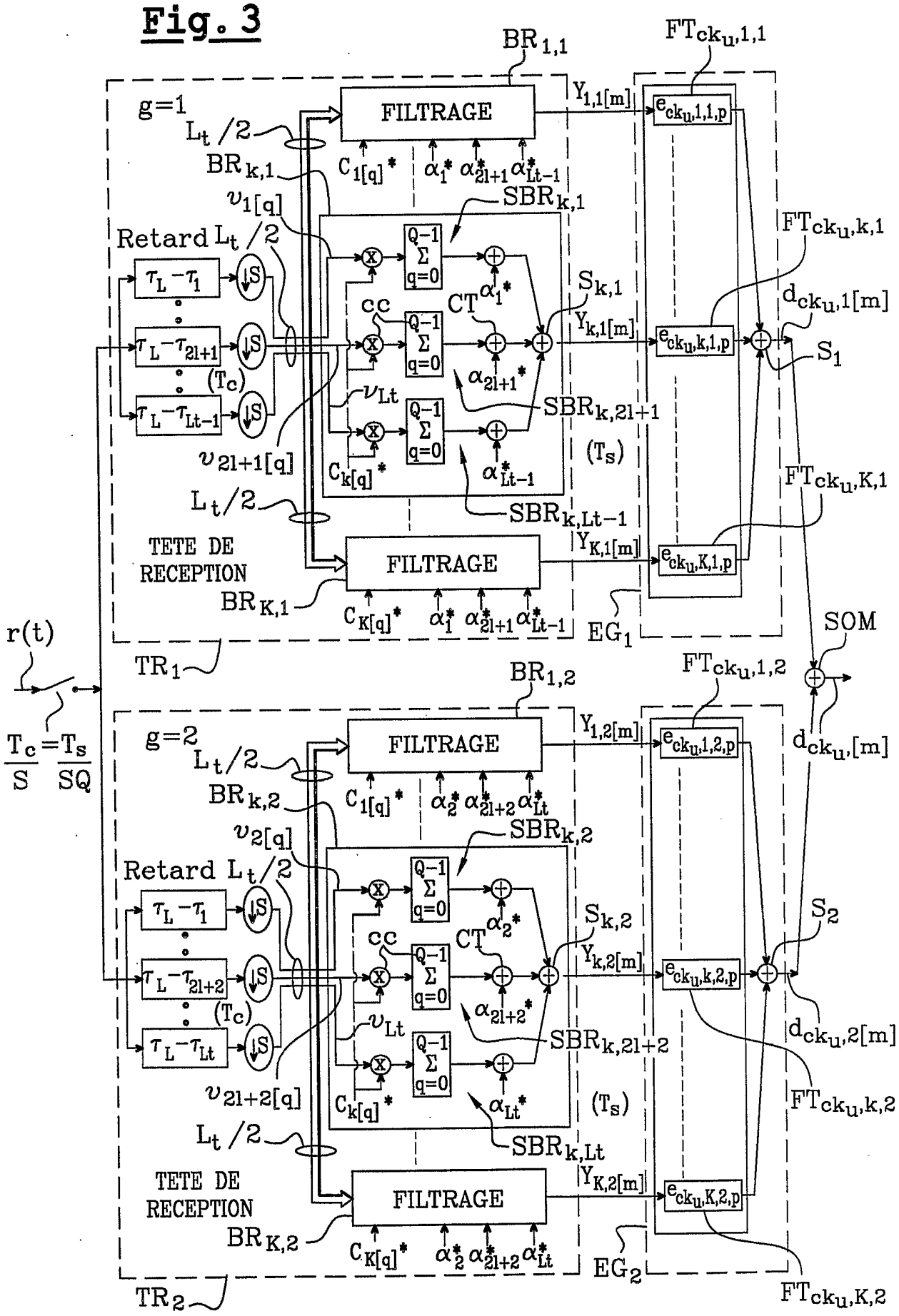


Fig. 2 (TECHNIQUE ANTERIEURE)

Fig. 3


r(t)
Tc/S = Ts/SQ
TR1
TR2
TETE DE RECEPTION
TETE DE RECEPTION
g=1
g=2
Lt/2
FILTRAGE
FILTRAGE
BR1,1
BR1,2
BRk,1
BRk,2
BRK,1
BRK,2
C1[q]*
Ck[q]*
CK[q]*
α1*
α2*
α2l+1
α2l+2
αLt-1
αLt
v1[q]
v2[q]
v2l+1[q]
v2l+2[q]
vLt
Retard Lt/2
τL−τ1
τL−τ2l+1
τL−τ2l+2
τL−τLt-1
τL−τLt
↓S
(Tc)
(Ts)
Q−1 Σ q=0
CC
CT
SBRk,1
SBRk,2l+1
SBRk,2l+2
SBRk,Lt-1
SBRk,Lt
Sk,1
Sk,2
Yk,1[m]
Yk,2[m]
Y1,1[m]
Y1,2[m]
YK,1[m]
YK,2[m]
FTcku,1,1
FTcku,1,2
FTcku,k,1
FTcku,k,2
FTcku,K,1
FTcku,K,2
ecku,1,1,p
ecku,1,2,p
ecku,k,1,p
ecku,k,2,p
ecku,K,1,p
ecku,K,2,p
dcku,1[m]
dcku,2[m]
dcku,[m]
S1
S2
SOM
EG1
EG2

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

ernational Application No
PCT/FR 02/02386

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04B1/707 H04J13/04

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H04B H04J

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)
EPO-Internal, WPI Data, PAJ

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	HUANG H C ET AL: "LINEAR DIFFERENTIALLY COHERENT MULTIUSER DETECTION FOR MULTIPATH CHANNELS" WIRELESS PERSONAL COMMUNICATIONS, KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, NL, vol. 6, no. 1/2, 1998, pages 113-136, XP000734803 ISSN: 0929-6212 page 114 page 122, paragraph 5 -page 129, paragraph 5.3 --- -/--	1-4

[X] Further documents are listed in the continuation of box C.

[ ] Patent family members are listed in annex.

° Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
29 November 2002	06/12/2002

Name and mailing address of the ISA	Authorized officer
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016	Amadei, D

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1992)

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category °	Citation of document, with indication,where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	FAWER U ET AL: "A MULTIUSER RECEIVER FOR CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS COMMUNICATIONS OVER MULTIPATH CHANNELS" IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 43, no. 2/4, PART 3, 1 February 1995 (1995-02-01), pages 1556-1565, XP000505642 ISSN: 0090-6778 page 1556, right-hand column, paragraph 3 page 1557, right-hand column, paragraph III figure 2 ---	1
A	HUANG H ET AL: "COMBINED PILOT MULTIPATH NOISE CANCELLATION AND PARTIAL DECORRELATION FOR COHERENT MULTICODE CDMA RECEIVERS" IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE. PHOENIX, ARIZONA, NOV. 3 - 8, 1997, GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM), NEW YORK, IEEE, US, vol. 2, 3 November 1997 (1997-11-03), pages 904-909, XP000737663 ISBN: 0-7803-4199-6 page 905, left-hand column, paragraph 2.1; figures 2,3 -----	1

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

mande Internationale No
PCT/FR 02/02386

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
CIB 7 H04B1/707 H04J13/04

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)
CIB 7 H04B H04J

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)
EPO-Internal, WPI Data, PAJ

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie °	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	HUANG H C ET AL: "LINEAR DIFFERENTIALLY COHERENT MULTIUSER DETECTION FOR MULTIPATH CHANNELS" WIRELESS PERSONAL COMMUNICATIONS, KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, NL, vol. 6, no. 1/2, 1998, pages 113-136, XP000734803 ISSN: 0929-6212 page 114 page 122, alinéa 5 -page 129, alinéa 5.3 --- -/--	1-4

[X] Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

[ ] Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

° Catégories spéciales de documents cités:

"A" document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent

"E" document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date

"L" document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)

"O" document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens

"P" document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

"T" document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention

"X" document particulièrement pertinent; l'inven tion revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément

"Y" document particulièrement pertinent; l'inven tion revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier

"&" document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée	Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale
29 novembre 2002	06/12/2002

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale	Fonctionnaire autorisé
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL – 2280 HV Rijswijk Tel. (+31–70) 340–2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31–70) 340–3016	Amadei, D

Formulaire PCT/ISA/210 (deuxième feuille) (juillet 1992)

C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie °	Identification des documents cités, avec,le cas échéant, l'indicationdes passages pertinents	no. des revendications visées
A	FAWER U ET AL: "A MULTIUSER RECEIVER FOR CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS COMMUNICATIONS OVER MULTIPATH CHANNELS" IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 43, no. 2/4, PART 3, 1 février 1995 (1995-02-01), pages 1556-1565, XP000505642 ISSN: 0090-6778 page 1556, colonne de droite, alinéa 3 page 1557, colonne de droite, alinéa III figure 2 ---	1
A	HUANG H ET AL: "COMBINED PILOT MULTIPATH NOISE CANCELLATION AND PARTIAL DECORRELATION FOR COHERENT MULTICODE CDMA RECEIVERS" IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE. PHOENIX, ARIZONA, NOV. 3 - 8, 1997, GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM), NEW YORK, IEEE, US, vol. 2, 3 novembre 1997 (1997-11-03), pages 904-909, XP000737663 ISBN: 0-7803-4199-6 page 905, colonne de gauche, alinéa 2.1; figures 2,3 -----	1