

①2 DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 09.12.15.

③0 Priorité :

⑦1 Demandeur(s) : ORANGE Société anonyme — FR.

④3 Date de mise à la disposition du public de la
demande : 16.06.17 Bulletin 17/24.

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

⑦2 Inventeur(s) : DUFRENE LOUIS ADRIEN et
SCHWOERER JEAN.

⑥0 Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

⑦3 Titulaire(s) : ORANGE Société anonyme.

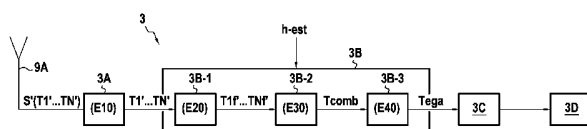
○ Demande(s) d'extension :

⑦4 Mandataire(s) : CABINET BEAU DE LOMENIE.

⑤4 PROCEDE ET DISPOSITIF DE COMBINAISON DE TRAMES DE SYMBOLES COMPLEXES.

⑤7 Le procédé selon l'invention est destiné à être mis en
œuvre dans un récepteur d'un système de communication
et comprend :

- une étape (E10) de réception d'une pluralité N de
trames résultant de N émissions successives d'une même
trame de symboles complexes sur un canal de propagation
multi-trajets ;
- une étape de filtrage (E20) de chaque trame d'une plu-
ralité M de trames obtenues à partir des N trames reçues, M
désignant un entier inférieur ou égal à N, cette étape de fil-
trage de chaque trame étant réalisée au moyen d'un filtre li-
néaire déterminé à partir d'une estimation du canal de
propagation multi-trajets et choisi de sorte à concentrer une
énergie des trajets d'un canal de propagation équivalent
subi par la trame sur un nombre réduit de trajets ; et
- une étape (E30) de combinaison de la pluralité M de
trames filtrées obtenues en sortie de l'étape de filtrage.



Arrière-plan de l'invention

L'invention se rapporte au domaine général des télécommunications.

Elle concerne plus particulièrement la transmission de données numériques, et
5 notamment un procédé destiné à être mis en œuvre au niveau d'un récepteur d'un système de communication radio et permettant de tirer profit d'une pluralité d'émissions successives d'une même trame de données sur un canal de propagation radio.

On assiste depuis quelques années au développement de systèmes de communication radio à à longue portée, tels que par exemple le système EC-GSM (Extended Coverage Global
10 System Communications) ou d'autres évolutions de systèmes de communication mobiles existants (ex. UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), LTE (Long Term Evolution)). Ces systèmes ont une application privilégiée mais non limitative dans le contexte notamment des réseaux d'objets connectés ou de l'Internet des Objets (ou IoT pour « Internet of Things » en anglais) pour assurer les communications inter-objets.

15 La longue portée d'un système de communication reflète sa capacité à supporter une atténuation plus importante que de coutume, ce qui requiert une sensibilité accrue du récepteur. Une technologie classiquement utilisée pour atteindre cette haute sensibilité consiste à réduire autant que possible la bande passante du signal radio émis par le système de communication, parfois au prix d'un débit binaire très faible. L'adoption d'une telle technologie requiert cependant
20 de s'appuyer sur un système de communication radio exclusivement conçu pour un usage à très faible débit. Dans le cas d'un système existant devant être capable de fournir des débits plus importants lorsque les conditions de propagation le permettent, une telle approche n'est plus possible.

Pour augmenter la portée radio d'un système de communication existant sans lui
25 apporter de modifications sensibles, il est nécessaire d'augmenter l'énergie par symbole transmis. La manière la plus commune d'atteindre ce résultat consiste à répéter plusieurs fois (i.e. N fois, N désignant un entier supérieur à 1, égal par exemple à 4, 16 ou 32), de manière aveugle (i.e. sans retour du récepteur), une même trame de symboles complexes, et à émettre ces N répétitions successivement sur un canal de propagation présentant des variations lentes. On obtient ainsi N
30 répétitions corrélées. Le gain théorique en dB résultant de cette opération est alors égal à $10\log(N)$. Toutefois, pour tirer profit des répétitions et atteindre ce gain théorique, le récepteur doit être capable de (re)combinaison judicieusement les N répétitions de la trame émises successivement sur le canal.

Deux principes de combinaison ou recombinaison sont connus dans l'état de la
35 technique et classiquement adoptés au niveau des récepteurs des systèmes de communication :

- une recombinaison des N répétitions après démodulation : chaque trame de symboles reçue (i.e. chaque répétition de la trame originale) est égalisée puis démodulée séparément par le récepteur en une trame de bits codés. Un rapprochement bit à bit entre les N trames de bits

codés ainsi obtenues est ensuite opéré de manière à prendre, pour chaque bit de la trame finale (c'est-à-dire de la trame recombinaison), une décision sur la valeur de ce bit qui tient compte de chacun des N bits issus des N répétitions de la trame originale. Ce principe de recombinaison est aussi connu sous l'appellation de combinaison de type Chase ou « Chase combining » en anglais. Il est décrit plus en détail dans le document de D. Chase, intitulé

5 « Code combining – A Maximum-Likelihood Decoding Approach for Combining an Arbitrary Number of Noisy Packets », IEEE Transactions on Communications, vol. com-33, n°5, mai 1985 ;

- une recombinaison cohérente des N répétitions (via une simple somme par exemple) réalisée
- 10 immédiatement après échantillonnage, c'est-à-dire directement sur les échantillons complexes (ou échantillons IQ pour « In-phase and Quadrature » en anglais c'est-à-dire en phase et en quadrature) obtenus en sortie du canal de propagation, de sorte à accumuler physiquement l'énergie de chaque symbole complexe transmis. La trame d'échantillons complexes résultant de ce type de recombinaison, aussi désignée par accumulation IQ ou « IQ Accumulation » en
- 15 anglais, présente alors un rapport signal-sur-bruit suffisant pour permettre la mise en œuvre des traitements numériques usuels, à savoir égalisation, démodulation et décodage. Le principe de l'accumulation IQ est décrit plus en détail notamment dans le document 3GPP TSG Geran #66, Tdoc GP-150429 intitulé « EC-GSM, On the impact to legacy GSM/EDGE Base stations », 25-28 mai 2015.

20 Le principe de recombinaison de type Chase offre l'avantage d'une mise en œuvre relativement simple, car il s'effectue au niveau des bits. Il est par ailleurs robuste aux variations du canal de propagation radio pouvant apparaître au cours des N émissions successives d'une même trame. Toutefois, les performances obtenues avec ce type de recombinaison sont généralement bien en deçà du gain théorique mentionné précédemment, en raison de la perte d'informations liée

25 aux différents traitements numériques (égalisation et démodulation) effectués en amont de la recombinaison.

Le principe de recombinaison de type accumulation IQ offre la possibilité d'atteindre un gain proche du gain théorique. Toutefois ce gain est atteint au prix d'une sensibilité accrue vis-à-vis de la stabilité du canal de propagation radio sur les N répétitions, ce qui peut s'avérer

30 problématique notamment lorsque le récepteur se trouve en situation de mobilité.

Objet et résumé de l'invention

L'invention permet de pallier notamment les inconvénients précités de l'état de la technique en proposant un procédé de combinaison de trames de symboles complexes destiné à

35 être mis en œuvre dans un récepteur d'un système de communication, ledit procédé comprenant :

- une étape de réception d'une pluralité N de trames résultant de N émissions successives d'une même trame symboles complexes sur un canal de propagation multi-trajets ;

- une étape de filtrage de chaque trame d'une pluralité M de trames obtenues à partir de ladite pluralité N de trames reçues, M désignant un entier inférieur ou égal à N, cette étape de filtrage de chaque trame étant réalisée au moyen d'un filtre linéaire déterminé à partir d'une estimation du canal de propagation multi-trajets et choisi de sorte à concentrer une énergie des trajets d'un canal de propagation équivalent subi par la trame (i.e. vu par la trame après filtrage) sur un nombre réduit (par rapport au nombre de trajets du canal de propagation multi-trajets) et déterminé de trajets ; et
- une étape de combinaison de la pluralité M de trames filtrées obtenues en sortie de l'étape de filtrage.

Corrélativement, l'invention vise également un récepteur d'un système de communication comprenant :

- un module de réception d'une pluralité N de trames résultant de N émissions successives d'une même trame de symboles complexes sur un canal de propagation multi-trajets ;
- un module de filtrage, configuré pour filtrer chaque trame d'une pluralité M de trames obtenues à partir de ladite pluralité N de trames reçues, M désignant un entier inférieur ou égal à N, ce module de filtrage comprenant un filtre linéaire déterminé à partir d'une estimation du canal de propagation multi-trajets et choisi de sorte à concentrer une énergie des trajets d'un canal de propagation équivalent subi par la trame sur un nombre réduit de trajets ; et
- un module de combinaison, configuré pour combiner la pluralité M de trames filtrées obtenues en sortie du module de filtrage et fournir une trame combinée.

Dans un mode particulier de réalisation, le procédé comprend en outre une étape d'égalisation de la trame combinée résultant de l'étape de combinaison, l'étape de filtrage étant une étape de pré-filtrage adaptée à l'étape d'égalisation. Corrélativement, le récepteur comprend, dans ce mode de réalisation, un égaliseur configuré pour égaliser la trame combinée fournie par le module de combinaison. Une telle étape d'égalisation, respectivement un tel égaliseur, permet, de façon connue en soi, de compenser les effets d'un canal de propagation multi-trajets (interférence inter-symboles notamment).

Ainsi, l'invention propose l'introduction d'un nouveau point de recombinaison des répétitions d'une trame de symboles complexes émises successivement sur un canal de propagation. Ce nouveau point se trouve avantageusement après une étape de filtrage ou de pré-filtrage (si le procédé comprend en outre une étape d'égalisation) de M trames de symboles complexes obtenues à partir des N trames de symboles complexes reçues, ce filtrage étant adapté au canal de propagation subi par les trames de symboles répétées.

Le (pré-)filtrage est opéré, conformément à l'invention, sur chacune des M trames, et conduit pour chacune de ces trames, à une concentration de l'énergie des trajets du canal de propagation équivalent subi par chaque trame sur un même nombre réduit de trajets (par exemple sur un ou deux trajets, préférentiellement sur le ou les premiers trajets pour faciliter la mise en

œuvre de l'invention). Il est adapté au canal de propagation (dans le sens où il tient compte d'une estimation du canal de propagation), et permet donc de mitiger l'effet de ses variations le cas échéant sur les M trames. On a en effet, grâce à l'opération de filtrage réalisée, une homogénéisation des canaux subis par les M trames (i.e. tous les canaux équivalents se ressemblent avec une énergie concentrée sur un nombre réduit d'échantillons (préférentiellement sur les premiers échantillons), voire sur un seul échantillon si un seul trajet est privilégié). De cette sorte, on s'assure que la (re)combinaison des trames réalisée par l'invention, en sortie de ce filtrage, s'effectue sur des symboles corrélés, et est constructive.

En outre, la recombinaison proposée par l'invention est effectuée au niveau de symboles complexes ayant subi uniquement un (pré-)filtrage adapté au canal de propagation, autrement dit avant tout autre traitement numérique non linéaire susceptible d'engendrer une perte d'information.

L'invention permet donc, comme le principe de recombinaison « accumulation IQ », d'atteindre un gain proche du gain théorique en $10\log(N)$, tout en réduisant cependant fortement la sensibilité du récepteur par rapport aux variations du canal de propagation. Le principe de recombinaison proposé par l'invention permet donc d'atteindre des performances quasi-optimales.

Différents filtres et le cas échéant égaliseurs peuvent être utilisés par le récepteur dans le cadre de l'invention.

Ainsi, dans un mode particulier de réalisation de l'invention, le filtre linéaire utilisé lors de l'étape de filtrage transforme le canal de propagation équivalent subi par la trame en un canal avec une réponse impulsionnelle à minimum de phase.

Un tel filtre facilite le cas échéant l'étape d'égalisation mise en œuvre après l'étape de combinaison.

Dans un autre mode de réalisation de l'invention, le filtre linéaire utilisé lors de l'étape de filtrage est un filtre adapté.

Dans un autre mode de réalisation, l'étape d'égalisation met en œuvre un égaliseur de type RSSE (pour Reduced-State Sequence Estimation en anglais, ou estimation de séquence à état réduit), et l'étape de pré-filtrage utilise un filtre linéaire adapté à un tel égaliseur RSSE, connu en soi.

Un tel filtre adapté, de même qu'un tel bloc d'égalisation constitué d'un pré-filtre et d'un égaliseur RSSE constituent en soi des schémas classiques de filtrage et d'égalisation couramment utilisés dans les systèmes de communication. L'invention peut donc être mise en œuvre aisément dans les systèmes de radiocommunication numérique existants dont on cherche à étendre la portée radio.

Ainsi, un domaine d'application privilégié de l'invention est celui de la connectivité radio pour l'Internet des Objets (IoT) pour lequel le critère de large couverture radio (ou de façon équivalente de portée radio étendue), y compris en terrain isolé (aussi appelée « zone blanche ») ou dans un emplacement défavorable (par exemple dans un souterrain), est primordial. Dans un

tel contexte, l'invention s'applique notamment judicieusement aux évolutions des standards de téléphonie mobile de deuxième (ex. GSM), troisième (ex. UMTS) et quatrième génération (ex. LTE). L'invention offre par exemple une alternative prometteuse aux techniques de recombinaison de type Chase et de type « accumulation IQ » aujourd'hui considérées dans l'évolution EC-GSM actuellement en cours de spécification par le groupe de standardisation 3GPP-GERAN.

Les exemples précités de (pré-)filtres et d'égaliseurs ne sont toutefois donnés qu'à titre illustratif et d'autres filtres, pré-filtres et/ou égaliseurs peuvent être envisagés en variante.

Dans un mode particulier de réalisation, l'étape de combinaison de la pluralité M de trames filtrées comprend une somme pondérée de ces M trames filtrées.

Une telle combinaison est relativement simple à mettre en œuvre et permet une recombinaison constructive des trames émises successivement sur le canal de propagation. La pondération peut notamment prendre en compte la qualité du canal sur la trame (répétition) considérée et associer un poids plus important aux canaux présentant une meilleure qualité. En variante, une pondération basée sur une mesure de la puissance de chaque trame reçue (ou RSSI pour « Received Signal Strength Indication » en anglais) peut être envisagée, ou selon une autre variante encore une somme non pondérée ou une moyenne peut être envisagée pour combiner les M trames.

Dans un mode particulier de réalisation, $N=M$ et l'étape de filtrage est réalisée sur chacune des N trames reçues.

Ce mode de réalisation est particulièrement simple, les étapes de filtrage et de combinaison étant appliquées directement sur les N répétitions de la trame originale successivement émises et reçues par le récepteur.

Dans un autre mode de réalisation, $N=k.M$ où k désigne un entier supérieur à 1, et chaque trame de la pluralité M de trames résulte d'une combinaison de k trames successives distinctes de la pluralité N de trames reçues.

Autrement dit, dans ce mode de réalisation, une première (re)combinaison de k répétitions de la trame de symboles originale est mise en œuvre selon un principe de recombinaison « accumulation IQ » par bloc, puis une seconde (re)combinaison est mise en œuvre après l'étape de filtrage ou de pré-filtrage. L'entier k est un entier supérieur ou égal à 2. Il est choisi de sorte que sur chaque ensemble de k trames successives distinctes combinées, le canal de propagation multi-trajets peut être considéré comme constant ou présentant des variations lentes. Cette première recombinaison selon le principe « accumulation IQ » permet d'augmenter le rapport signal-sur-bruit sur un bloc de k répétitions et ainsi de fiabiliser l'estimation du canal de propagation radio subi sur ce bloc. Ensuite, la trame résultant de l'accumulation IQ est (pré-)filtrée au moyen d'un filtre adapté à une estimation du canal de propagation équivalent vu par la trame. Une fois que toutes les trames résultant de l'accumulation IQ ont été filtrées, elles sont immédiatement combinées.

Ce mode de réalisation combinant les deux types de recombinaison accumulation IQ et selon l'invention présente plusieurs avantages.

En premier lieu, l'estimation du canal équivalent considérée lors du (pré-)filtrage est particulièrement fiable et permet un fonctionnement optimal de l'étape de (pré-)filtrage et l'étape d'égalisation, notamment en cas de variations du canal de propagation sur l'ensemble des répétitions.

En outre, la recombinaison « accumulation IQ » bénéficie ici d'un gain quasi-optimal puisque sur chaque bloc de k répétitions, les variations du canal peuvent être considérées comme très lentes, autrement dit le canal de propagation est quasi constant.

Par ailleurs, la recombinaison après (pré-)filtrage présente de bonnes performances grâce à la bonne estimation du canal de propagation équivalent subi par chaque trame issue de la recombinaison « accumulation IQ », diminuant l'effet des variations du canal.

Ce mode de réalisation mixte permet donc d'atteindre de très bonnes performances tout en étant davantage robuste aux variations du canal de propagation.

Dans un mode particulier de réalisation, les différentes étapes du procédé combinaison sont déterminées par des instructions de programmes d'ordinateurs.

En conséquence, l'invention vise aussi un programme d'ordinateur ou de microprocesseur sur un support d'informations, ce programme étant susceptible d'être mis en œuvre dans un récepteur ou plus généralement dans un ordinateur, ce programme comportant des instructions adaptées à la mise en œuvre des étapes d'un procédé de combinaison tel que décrit ci-dessus.

Ce programme peut utiliser n'importe quel langage de programmation, et être sous la forme de code source, code objet, ou de code intermédiaire entre code source et code objet, tel que dans une forme partiellement compilée, ou dans n'importe quelle autre forme souhaitable.

L'invention vise aussi un support d'informations lisible par un ordinateur ou un microprocesseur, et comportant des instructions d'un programme tel que mentionné ci-dessus.

Le support d'informations peut être n'importe quelle entité ou dispositif capable de stocker le programme. Par exemple, le support peut comporter un moyen de stockage, tel qu'une ROM, par exemple un CD ROM ou une ROM de circuit microélectronique, ou encore un moyen d'enregistrement magnétique, par exemple une disquette (floppy disc) ou un disque dur.

D'autre part, le support d'informations peut être un support transmissible tel qu'un signal électrique ou optique, qui peut être acheminé via un câble électrique ou optique, par radio ou par d'autres moyens. Le programme selon l'invention peut être en particulier téléchargé sur un réseau de type Internet.

Alternativement, le support d'informations peut être un circuit intégré dans lequel le programme est incorporé, le circuit étant adapté pour exécuter ou pour être utilisé dans l'exécution du procédé en question.

L'invention vise également un système de communication comprenant :

- un émetteur apte à émettre successivement une même trame de symboles complexes d'une pluralité N de fois sur un canal de propagation multi-trajets ; et
- un récepteur selon l'invention apte à traiter la pluralité N de trames résultant des N émissions successives de l'émetteur.

5 Le système de communication bénéficie des mêmes avantages, cités précédemment, que le récepteur et le procédé de combinaison selon l'invention.

On peut également envisager, dans d'autres modes de réalisation, que le procédé de combinaison, le récepteur et le système de communication selon l'invention présentent en combinaison tout ou partie des caractéristiques précitées.

10

Brève description des dessins

D'autres caractéristiques et avantages de la présente invention ressortiront de la description faite ci-dessous, en référence aux dessins annexés qui en illustrent un exemple de réalisation dépourvu de tout caractère limitatif. Sur les figures :

- 15 - la figure 1 représente, de façon schématique, un système de communication conforme à l'invention dans un mode particulier de réalisation ;
- la figure 2 illustre l'architecture matérielle du récepteur du système de communication de la figure 1, conforme à l'invention ;
- la figure 3 représente les différents modules du récepteur du système de communication de la figure 1, ainsi que les étapes du procédé de combinaison selon l'invention mises en œuvre par ces modules, dans une première variante de réalisation ; et
- 20 - la figure 4 représente les différents modules du récepteur du système de communication de la figure 1, ainsi que les étapes du procédé de combinaison selon l'invention mises en œuvre par ces modules, dans une deuxième variante de réalisation.

25

Description détaillée de l'invention

La **figure 1** représente, dans son environnement, un système 1 de communication radio conforme à l'invention, dans un mode particulier de réalisation.

Le système de communication 1 comprend un émetteur 2 et un récepteur 3 conforme à l'invention, aptes à s'échanger des données sous la forme de signaux numériques ou plus particulièrement de trames de symboles complexes véhiculant des informations. L'émetteur 2 et le récepteur 3 sont aptes à communiquer via un réseau de télécommunications, tel que par exemple un réseau de télécommunications mobile. Ce réseau peut être notamment un réseau GSM ou son évolution EC-GSM offrant une portée étendue. L'émetteur 2 est par exemple une station de base du réseau et le récepteur 3 un terminal mobile apte à communiquer avec cette station de base (liaison descendante).

35

Toutefois, l'invention s'applique également en liaison montante, chaque entité apte à communiquer sur le réseau pouvant être à la fois un émetteur et un récepteur conforme à

l'invention. Cependant, dans la suite de la description, par souci de simplification, on ne s'attache plus précisément qu'à la fonction d'émission de l'émetteur 2 et à la fonction de réception du récepteur 3.

Par ailleurs, l'invention s'applique également à d'autres réseaux de télécommunications mobile comme par exemple un réseau UMTS ou LTE, etc.

L'émetteur 2 et le récepteur 3 sont séparés de façon connue en soi par un canal de propagation 4 (ex. par un canal aérien). Par souci de simplification ici, on suppose que l'émetteur 2, respectivement le récepteur 3, est équipé d'une seule antenne d'émission, respectivement de réception.

De façon connue, la transmission de signaux numériques entre l'émetteur 2 et le récepteur 3 est affectée par le bruit lié aux imperfections du système de communication 1 et à la nature physique des composants employés dans ce système (tels que par exemple les antennes d'émission et de réception de l'émetteur 2 et du récepteur 3). Par ailleurs, ces signaux subissent des déformations lorsqu'ils se propagent entre l'antenne (ou les antennes) d'émission de l'émetteur 2 et l'antenne (ou les antennes) de réception sur le canal de propagation 4. Dans la suite de la description, on englobera dans la notion de canal de transmission ou de propagation 4 non seulement les effets du médium sur lequel se propage le signal numérique entre l'émetteur 2 et le récepteur 3 (ex. canal hertzien) mais également les effets induits par les antennes d'émission et de réception de ces derniers sur les signaux numériques.

L'invention a une application privilégiée mais non limitative dans le cadre de transmissions de données sur un canal de propagation dit sélectif en fréquence (canal à trajets multiples ou multi-trajet) et à variations relativement lentes dans le temps. De façon connue, la sélectivité en fréquence d'un canal de propagation est liée au signal numérique que l'on souhaite transmettre sur ce canal : elle traduit le fait que ce signal numérique a des composantes fréquentielles qui sont atténuées différemment par le canal de propagation. Ce phénomène apparaît lorsque la largeur de bande du signal à transmettre est beaucoup plus grande que la bande de cohérence du canal de propagation, la bande de cohérence d'un canal étant définie comme la largeur de bande minimale pour laquelle deux atténuations du canal sont indépendantes. Dans ce cas, le signal se propage selon plusieurs trajets sur le canal radio, chaque trajet étant caractérisé par une atténuation, un retard et un décalage de phase qui lui sont propres. Le signal reçu au niveau du récepteur est la somme (constructrice ou destructrice) des signaux ayant transité par ces différents trajets. La compensation des effets des distorsions introduites par les canaux multi-trajets est classiquement réalisée à l'aide de techniques d'égalisation. Dans la suite de la description, on suppose que le canal de propagation 4 est un canal multi-trajet comprenant L trajets, L désignant un entier supérieur à 1, et peut être modélisé par un filtre à réponse impulsionnelle finie h caractérisée par L coefficients complexes.

Comme mentionné précédemment, l'émetteur 2 et le récepteur 3 sont aptes à s'échanger des données sous la forme de signaux numériques et plus particulièrement de trames

de symboles complexes (ou symboles IQ). La chaîne de transmission permettant d'obtenir de telles trames de symboles complexes est connue de l'homme du métier et dépend du réseau de télécommunications via lequel communiquent l'émetteur 2 et le récepteur 3. A titre illustratif et de façon simplifiée, cette chaîne de transmission comprend notamment les modules fonctionnels suivants : une source 2A d'informations binaires (bits d'information), un codeur de canal 2B apte à transformer les informations binaires en bits codés, un modulateur 2C apte à transformer les bits codés issus du codeur en symboles complexes extraits d'une modulation, un module 2D de formation de trames de symboles complexes, et un module 2E d'envoi de ces trames sur le canal de propagation 4 à destination du récepteur 3 sous la forme d'un signal analogique S. Aucune limitation n'est attachée au choix du schéma de codage ou de la modulation.

On suppose ici que pour bénéficier d'une portée étendue, l'émetteur 2 met en œuvre une technique simple permettant d'augmenter l'énergie des symboles reçus par le récepteur 3. Cette technique consiste à répéter à l'aveugle un nombre prédéterminé N de fois une même trame T de symboles complexes, N désignant un entier supérieur à 1. Par exemple, dans les systèmes de communication classiques (et dans le système 1 considéré ici), N peut être égal à 4, 16 voire 32.

Les N répétitions de la trame T, désignées par $T_1, \dots, T_N$ sont envoyées par l'émetteur 2 au récepteur 3 successivement dans le temps. Ces N trames sont des trames de symboles complexes, véhiculées par le signal S. Le récepteur 3 est apte à traiter cette pluralité N de trames $T_1, \dots, T_N$ résultant des N émissions successives de l'émetteur 2 conformément à l'invention.

Dans le mode de réalisation décrit ici, le récepteur 3 a l'architecture matérielle d'un ordinateur. Il comprend notamment un processeur ou un microprocesseur 5, une mémoire vive 6, une mémoire morte 7, une mémoire non volatile 8 ainsi qu'un module de communication 9 intégrant notamment l'antenne de réception 9A du récepteur 3, etc.

La mémoire morte 7 du récepteur 3 constitue un support d'enregistrement conforme à l'invention, lisible par le processeur 5 du récepteur 3 et sur lequel est enregistré un programme d'ordinateur ou de microprocesseur PROG conforme à l'invention, comportant des instructions pour l'exécution des étapes d'un procédé de combinaison de N trames de symboles complexes émises par l'émetteur 2, conforme à l'invention.

Ce programme d'ordinateur ou de microprocesseur définit de façon équivalente des modules fonctionnels (et logiciels ici) configurés pour mettre en œuvre les étapes du procédé de combinaison, et décrits plus en détail maintenant en référence à deux modes de réalisation particuliers de l'invention. Ces modules fonctionnels s'appuient sur ou commandent les ressources matérielles décrites précédemment du récepteur 3.

La **figure 3** illustre les différents modules fonctionnels, définis par le programme d'ordinateur du récepteur 3, sur lesquels repose l'invention dans une première variante de réalisation. De façon équivalente, le traitement des N répétitions de la trame T par ces différents modules fonctionnels constitue les principales étapes du procédé de combinaison selon l'invention

dans cette première variante de réalisation. Ainsi on désignera à l'intérieur de chaque module entre parenthèses la ou les étapes mises en œuvre par le module.

Comme mentionné précédemment, les N répétitions $T_1, T_2, \dots, T_N$ de la trame T sont envoyées par l'émetteur 2 au récepteur 3 successivement dans le temps sous la forme d'un signal analogique S transitant sur le canal de propagation 4 séparant l'émetteur 2 du récepteur 3.

Le signal S ayant traversé le canal de propagation 4 est désigné par le signal S' . Sur réception de ce signal S' par le module de communication 9 du récepteur 3, il est échantillonné par un module d'échantillonnage 3A connu en soi, comprenant notamment un convertisseur analogique-numérique (CAN) (étape E10). Un nombre N de trames $T_1', T_2', \dots, T_N'$ de symboles complexes sont obtenues en sortie du module d'échantillonnage 3A. Elles représentent les N répétitions de la trame T ayant transité par le canal de propagation.

Dans la première variante de réalisation décrite ici, les N trames $T_1', T_2', \dots, T_N'$ sont fournies à un bloc d'égalisation 3B. Ce bloc d'égalisation 3B comprend ici un pré-filtre 3B-1, un module de combinaison 3B-2 et un égaliseur RSSE (pour Reduced-State Sequence Estimation ou estimation de séquence à état réduit) 3B-3. Un tel égaliseur est connu de l'homme du métier et décrit par exemple dans le document de M. Vedat Eyuboglu et al. intitulé « Reduced-State Sequence Estimation with Set Partitioning and Decision Feedback », IEEE Transactions on Communications, vol. 16, n°1, janvier 1988.

Autrement dit, dans cette première variante de réalisation, le filtrage réalisé par le pré-filtre 3B-1 est appliqué successivement sur l'ensemble des N trames $T_1', T_2', \dots, T_N'$ (étape E20), ou de façon équivalente encore sur un ensemble comprenant M trames correspondant respectivement aux N trames $T_1', T_2', \dots, T_N'$, M désignant un nombre entier égal ici à N .

Le pré-filtre 3B-1 est adapté à l'égaliseur RSSE 3B-3. Il est apte à transformer la réponse impulsionnelle du canal de propagation vu par chaque trame en son équivalent à minimum de phase (i.e., la transformée en z de cette réponse impulsionnelle à minimum de phase a ses racines uniquement à l'intérieur et sur le cercle unité). Dans le cas du canal de propagation multi-trajets 4, le pré-filtre 3B-1 est donc un filtre linéaire permettant de concentrer l'énergie des trajets du canal de propagation équivalent subi par chacune des trames $T_1', T_2', \dots, T_N'$ (i.e. vu par chaque trame en sortie du pré-filtre 3B-1) sur un nombre réduit et prédéterminé de trajets L' , L' étant un entier inférieur au nombre de trajets L du canal de propagation 4. Dans le mode de réalisation décrit ici, le canal de propagation équivalent résultant du passage des trames par le canal de propagation 4 et par le pré-filtre 3B-1 est tronqué de sorte à comprendre également L trajets. Autrement dit, l'énergie concentrée sur les L' trajets choisis est supérieure à l'énergie des $L-L'$ trajets restant du canal de propagation équivalent.

Par exemple, le pré-filtre 3B-1 est choisi de sorte que $L'=1$ ou 2, et les L' trajets retenus sont ici les L' premiers trajets du canal de propagation équivalent (temporellement parlant). L'énergie des $(L'-L)$ derniers coefficients de la réponse impulsionnelle du canal de propagation équivalent vu par chaque trame (résultant de façon connue de l'homme du métier de

la convolution de la réponse impulsionnelle du canal de propagation 4 et de la réponse du pré-filtre 3B-1) est dans ce cas minimale. Un tel pré-filtre est décrit par exemple pour l'égaliseur RSSE dans le document de W. H. Gerstacker et al., intitulé « On Prefilter Computation for Reduced-State Equalization », IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 1 n°4, octobre 2002 et n'est pas repris en détail ici. L'application d'un tel pré-filtre en amont de l'égaliseur RSSE permet de maximiser les performances de l'égaliseur RSSE.

En variante, les L' trajets retenus ne sont pas nécessairement les L' premiers trajets du canal équivalent.

Le pré-filtre 3B-1 et l'égaliseur RSSE 3B-2 du bloc d'égalisation 3B sont déterminés (et mis à jour, par exemple périodiquement) à partir d'une estimation h_{est} du canal de propagation 4 et de ses différents trajets. Le canal variant lentement, l'estimation h_{est} varie peu d'une trame à l'autre (les canaux vus par chaque trame sont corrélés, i.e. la corrélation entre les canaux est supérieure à 0.5) et une mise à jour périodique de la réponse impulsionnelle du pré-filtre et des paramètres de l'égaliseur RSSE est suffisante pour traquer d'éventuelles variations du canal de propagation, la période pouvant être choisie en fonction du temps de cohérence du canal. Aucune limitation n'est attachée à la façon dont l'estimation h_{est} du canal de propagation 4 est obtenue. Cette estimation peut être calculée par le récepteur 3 de façon connue en soi, à l'aide notamment de séquences pilotes transmises par l'émetteur 2 au récepteur 3, ou être fournie par l'émetteur 2 au récepteur 3 via une voie de retour, etc.

Les exemples de pré-filtre et d'égaliseur RSSE décrits dans l'exemple envisagé ici ne sont donnés qu'à titre illustratif. D'autres égaliseurs et/ou pré-filtres peuvent être envisagés dans le bloc d'égalisation 3B. Par exemple, le bloc d'égalisation 3B peut comprendre un égaliseur MLSE (pour Maximum Likelihood Sequence Estimation) ou un égaliseur DFE (pour Decision Feedback Equalizer) connus de l'homme du métier.

Dans une autre variante de réalisation, le bloc d'égalisation 3B peut être réduit à un filtre 3B-1 et un module de combinaison 3B-2 (i.e. le bloc 3B ne comprend pas d'égaliseur supplémentaire). Le filtre 3B-1 est dans ce cas par exemple un filtre adapté connu en soi, dont la réponse impulsionnelle est donnée par $h^*(-t)$ où $h(t)$ désigne la réponse impulsionnelle temporelle du canal de propagation 4 vu par chaque répétition de la trame T et $*$ désigne l'opérateur de conjugaison.

L'étape de (pré-)filtrage E20 des N trames $T1', \dots, TN'$ par le pré-filtre 3B-1 résulte en N trames préfiltrées $T1f', \dots, TNf'$. Ces N trames préfiltrées $T1f', \dots, TNf'$ sont fournies en entrée du module de combinaison 3B-2 du bloc d'égalisation 3B.

Le module de combinaison 3B-2 combine alors les N trames préfiltrées $T1f', \dots, TNf'$ en une trame combinée T_{comb} de symboles complexes (étape E30). Dans la première variante de réalisation décrite ici, chaque symbole de la trame combinée T_{comb} est obtenue en sommant les symboles complexes correspondants des N trames préfiltrées $T1f', \dots, TNf'$.

En variante, d'autres combinaisons peuvent être envisagées, comme par exemple une somme pondérée prenant en compte l'atténuation du canal sur chaque symbole, une moyenne des symboles des N trames préfiltrées, etc.

La trame combinée de symboles complexes T_{comb} est ensuite fournie à l'égaliseur RSSE 3B-3 pour égalisation (étape E40).

La trame égalisée Tega obtenue en sortie de l'égaliseur 3B-3 est ensuite démodulée par un démodulateur 3C, puis décodée par un décodeur 3D, de façon connue en soi et non décrite en détail ici. Le démodulateur 3C et le décodeur 3D dépendent bien entendu du schéma de modulation et de codage utilisé au niveau de l'émetteur 2 et réalisent l'opération inverse de ce schéma.

Ainsi, dans cette première variante de réalisation, la recombinaison des N répétitions de la trame T envoyées successivement sur le canal de propagation 4 par l'émetteur 2 est réalisée sur des symboles complexes ayant subi un premier filtrage (pré-filtre 3B-1) adapté au canal de propagation 4 ce qui permet d'atténuer les effets du canal de propagation. La mise à jour des coefficients du pré-filtre 3B-1, par exemple périodiquement à partir de l'estimation h_{est} du canal dont le récepteur 3 dispose, permet de prendre en compte et de mitiger l'effet des variations du canal de propagation. La recombinaison se fait directement sur les symboles (échantillons) complexes avant tout traitement non linéaire. Elle permet donc l'accumulation constructive de l'énergie des N répétitions de la trame T par rapport à un bruit blanc. Il résulte de ce schéma de recombinaison mis en œuvre conformément à l'invention par le récepteur 3 en un gain proche du gain théorique optimal égal à $10\log(N)$. Ce schéma permet donc d'atteindre un niveau de performance quasi-optimal tel que celui atteint par une recombinaison de type « accumulation IQ » mais avec une vulnérabilité aux variations du canal de propagation radio réduite.

Dans la première variante de réalisation décrite ici, la combinaison des trames est réalisée en sortie du pré-filtre 3B-1 sur les N répétitions successives envoyées par l'émetteur 2. Dans une deuxième variante de réalisation, le récepteur opère une recombinaison de l'énergie portée par ces trames en deux temps : dans un premier temps en sortie du module d'échantillonnage, par bloc de k trames, k désignant un entier supérieur à 1, puis dans un second temps en sortie du pré-filtre 3B-1.

La **figure 4** illustre un tel récepteur (désigné par souci de clarté par 3') ainsi que les différents modules fonctionnels définis par le programme d'ordinateur du récepteur 3', sur lesquels repose l'invention dans cette deuxième variante de réalisation. De façon équivalente, le traitement des N répétitions de la trame T par ces différents modules fonctionnels constitue les principales étapes du procédé de combinaison selon l'invention dans la deuxième variante de réalisation. Les modules du récepteur 3' et les étapes mises en œuvre par ces modules selon la deuxième variante de réalisation qui sont identiques ou similaires aux modules du récepteur 3 et aux étapes mises en œuvre par les modules du récepteur 3 dans la première variante de réalisation sont désignés par les mêmes références.

Comme dans la première variante de réalisation, les N répétitions $T_1, T_2, \dots, T_N$ de la trame T sont envoyées par l'émetteur 2 au récepteur 3', successivement dans le temps, sous la forme d'un signal analogique S transitant sur le canal de propagation 4 séparant l'émetteur 2 du récepteur 3'.

5 Le signal S' reçu par le module de communication 9 du récepteur 3' est échantillonné par un module d'échantillonnage 3A (étape E10), résultant en N trames $T_1', T_2', \dots, T_N'$ de symboles complexes.

Dans la deuxième variante de réalisation, un premier module de combinaison 3A' combine tout d'abord les N trames $T_1', T_2', \dots, T_N'$ par bloc de k trames (étape E15), de sorte à
10 obtenir M trames $T_1'', T_2'', \dots, T_M''$, k désignant un nombre entier supérieur à 1 tel que $N=k.M$. Chaque trame T''_i est une trame de symboles complexes résultant ici de la somme, symbole à symbole, de k trames T_j' , avec $j=4i, 4i+1, 4i+2, \dots, 4i+k-1$. Autrement dit, le premier module de combinaison 3A' réalise une recombinaison de type « accumulation IQ » par bloc de k trames successives sur les N trames $T_1', T_2', \dots, T_N'$.

15 En variante, d'autres combinaisons peuvent être envisagées, comme par exemple une somme pondérée, une moyenne, etc.

Cette première combinaison réalisée par le module de combinaison 3A' est destinée à améliorer l'estimation du canal radio utilisée par le bloc d'égalisation 3B du récepteur 3', en augmentant le rapport signal-à-bruit des signaux utilisés pour estimer le canal radio grâce à la
20 première recombinaison opérée sur k trames successives, k étant supérieur ou égal à 2. L'entier k est choisi préférentiellement de sorte que sur un bloc de k trames successives, le canal de propagation 4 reste invariant ou subit de faibles variations. k peut donc être choisi en fonction du temps de cohérence du canal ou en variante être constant, mais être déterminé pour convenir à la plupart des canaux de propagation expérimentés par l'émetteur 2 et le récepteur 3. De cette sorte
25 on s'assure que la combinaison réalisée par le module de combinaison 3A' est constructive ce qui permet de fiabiliser l'estimation du canal radio subi en moyenne par chaque bloc de k répétitions.

Les M trames délivrées par le premier module de combinaison 3A' sont ensuite fournies successivement au bloc d'égalisation 3B pour être filtrées.

Comme dans la première variante de réalisation, le bloc d'égalisation 3B comprend un
30 pré-filtre 3B-1, un deuxième module de combinaison 3B-2 et un égaliseur RSSE (Reduced-State Sequence Estimation) 3B-3. Autrement dit, dans cette deuxième variante de réalisation, le filtrage réalisé par le pré-filtre 3B-1 est appliqué successivement sur les M trames $T_1'', T_2'', \dots, T_M''$ obtenues à partir des N trames $T_1', T_2', \dots, T_N'$ (étape E20), et permet de générer M trames filtrées $T_{1f}'', \dots, T_{Mf}''$. Le bloc d'égalisation 3B est identique et fonctionne de façon identique à celui
35 considéré dans la première variante de réalisation aux différences près que le module 3B-2 de combinaison opère maintenant sur les M trames $T_{1f}'', T_{2f}'', \dots, T_{Mf}''$ avec $M < N$ au lieu des N trames filtrées $T_{1f}', T_{2f}', \dots, T_{Nf}'$, et que l'estimation de canal h_{est}' prise en compte pour déterminer le pré-filtre 3B-1 et l'égaliseur 3B-3 tient préférentiellement compte de la première combinaison

réalisée par le module 3A' (par exemple, elle tient compte d'une valeur moyenne du canal de propagation sur les k trames successives sommées) et est mise à jour pour chaque trame filtrée $T_{j''}$, $j=1,...,M$.

La trame combinée de symboles complexes T_{comb} issue du module 3B-2 est ensuite
 5 fournie à l'égaliseur RSSE 3B-3 pour égalisation. La trame égalisée obtenue en sortie de l'égaliseur 3B-3 est ensuite démodulée par un démodulateur 3C, puis décodée par un décodeur 3D comme dans la première variante de réalisation.

Cette deuxième variante de réalisation présente de nombreux avantages :

- l'estimation du canal radio est fiable, permettant un fonctionnement optimal du pré-filtrage et
 10 de l'égalisation des trames ;
- la combinaison de type « accumulation IQ » réalisée par le module 3A' bénéficie ici de son gain quasi optimal car les variations du canal de propagation radio au sein de chaque bloc de trames sont supposées très faibles ;
- la combinaison réalisée immédiatement après pré-filtrage par le module 3B-2 conserve de
 15 bonnes performances grâce à une bonne ré-estimation du canal de propagation 4 pour chaque trame $T_{j''}$, $j=1,...,M$, de sorte à diminuer l'effet des variations du canal le cas échéant.

Cette solution mixte permet de combiner les avantages des deux types de recombinaison « accumulation IQ » et selon l'invention.

Dans le mode de réalisation décrit ici (première et deuxième variantes), on a considéré
 20 un système de communication de type GSM ou EC-GSM s'appuyant sur une technologie d'accès multiple par multiplexage temporel ou TDMA (pour « Time Division Multiple Access » en anglais). Toutefois, l'invention s'applique également à des systèmes de communications s'appuyant sur d'autres types de technologies d'accès, comme par exemple la technologie d'accès multiple par répartition de code ou CDMA (pour « Code Division Multiple Access » en anglais). Dans ce type de
 25 système de communication, de façon connue, un filtrage adapté (ex. à l'aide d'un récepteur Rake) est réalisé en réception avant ou après désétalement et l'invention peut être mise en œuvre en recombinaison les différentes trames obtenues directement en sortie de ce filtrage adapté.

REVENDEICATIONS

1. Procédé de combinaison de trames ($T1'-TN'$; $T1''-TM''$) de symboles complexes destiné à être mis en œuvre dans un récepteur (3,3') d'un système de communication (1), ledit
5 procédé comprenant :

— une étape (E10) de réception d'une pluralité N de trames ($T1'-TN'$) résultant de N émissions successives d'une même trame (T) de symboles complexes sur un canal (4) de propagation multi-trajets ;

10 — une étape de filtrage (E20) de chaque trame d'une pluralité M de trames ($T1'-TN'$; $T1''-TM''$) obtenues à partir de ladite pluralité N de trames reçues, M désignant un entier inférieur ou égal à N, cette étape de filtrage de chaque trame étant réalisée au moyen d'un filtre (3B-1) linéaire déterminé à partir d'une estimation (h_{est}) du canal de propagation multi-trajets et choisi de sorte à concentrer une énergie des trajets d'un canal de propagation équivalent subi par la trame sur un nombre réduit de trajets ; et

15 — une étape (E30) de combinaison de la pluralité M de trames filtrées obtenues en sortie de l'étape de filtrage.

2. Procédé de combinaison selon la revendication 1 comprenant en outre une étape d'égalisation (E40) de la trame combinée résultant de l'étape de combinaison, l'étape de filtrage
20 étant une étape de pré-filtrage adaptée à l'étape d'égalisation.

3. Procédé de combinaison selon la revendication 1 ou 2 dans lequel le filtre linéaire (3B-1) utilisé lors de l'étape de filtrage transforme le canal de propagation équivalent subi par la trame en un canal avec une réponse impulsionnelle à minimum de phase.

25

4. Procédé de combinaison selon l'une quelconque des revendications 1 à 3 dans lequel le filtre linéaire (3B-1) utilisé lors de l'étape de filtrage est un filtre adapté.

5. Procédé de combinaison selon l'une quelconque des revendications 1 à 4 dans
30 lequel $N=M$ et l'étape de filtrage (E20) est réalisée sur chacune des N trames reçues ($T1'-TN'$).

6. Procédé de combinaison selon l'une quelconque des revendications 1 à 4 dans lequel $N=k.M$ où k désigne un entier supérieur à 1, et chaque trame ($T1''-TM''$) de la pluralité M de trames résulte d'une combinaison (E15) de k trames successives distinctes de la pluralité N de
35 trames reçues.

7. Procédé de combinaison selon la revendication 6 dans lequel k est choisi de sorte que sur chaque ensemble de k trames successives distinctes combinées, le canal de propagation multi-trajets peut être considéré comme constant ou présentant des variations lentes.

5 8. Procédé de combinaison selon l'une quelconque des revendications 1 à 7 dans lequel l'étape de combinaison (E30) de la pluralité M de trames filtrées comprend une somme pondérée de ces M trames filtrées.

10 9. Procédé de combinaison selon la revendication 2 dans lequel l'étape d'égalisation (E40) met en œuvre un égaliseur (3B-3) de type RSSE (Reduced Sequence State Estimation).

15 10. Programme d'ordinateur (PROG) ou de microprocesseur comportant des instructions pour l'exécution des étapes du procédé de combinaison selon l'une quelconque des revendications 1 à 9 lorsque ledit programme est exécuté par un ordinateur ou un microprocesseur.

20 11. Support d'enregistrement (7) lisible par un ordinateur sur lequel est enregistré un programme d'ordinateur ou de microprocesseur comprenant des instructions pour l'exécution des étapes du procédé de combinaison selon l'une quelconque des revendications 1 à 9.

12. Récepteur (3) d'un système de communication (1) comprenant :

- un module de réception (9) d'une pluralité N de trames résultant de N émissions successives d'une même trame de symboles complexes sur un canal de propagation multi-trajets ;
- un module de filtrage (3B-1), configuré pour filtrer chaque trame d'une pluralité M de trames
25 obtenues à partir de ladite pluralité N de trames reçues, M désignant un entier inférieur ou égal à N, ce module de filtrage comprenant un filtre linéaire déterminé à partir d'une estimation du canal de propagation multi-trajets et choisi de sorte à concentrer une énergie des trajets d'un canal de propagation équivalent subi par la trame sur un nombre réduit de trajets ; et
- 30 — un module de combinaison (3B-2), configuré pour combiner la pluralité M de trames filtrées obtenues en sortie du module de filtrage et fournir une trame combinée (Tcomb).

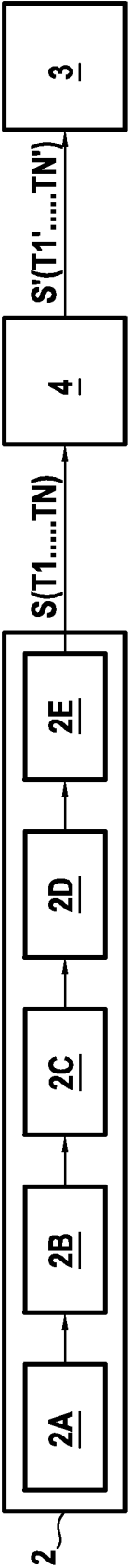
13. Récepteur (3) selon la revendication 12 comprenant en outre un égaliseur (3B-3) configuré pour égaliser la trame combinée (Tcomb) fournie par le module de combinaison (3B-2).
35

14. Système de communication (1) comprenant :

- un émetteur (2) apte à émettre successivement une même trame de symboles complexes une pluralité N de fois sur un canal (4) de propagation multi-trajets ; et

- un récepteur (3) selon la revendication 12 ou 13 apte à traiter la pluralité N de trames résultant des N émissions successives de l'émetteur.

FIG.1



1/2

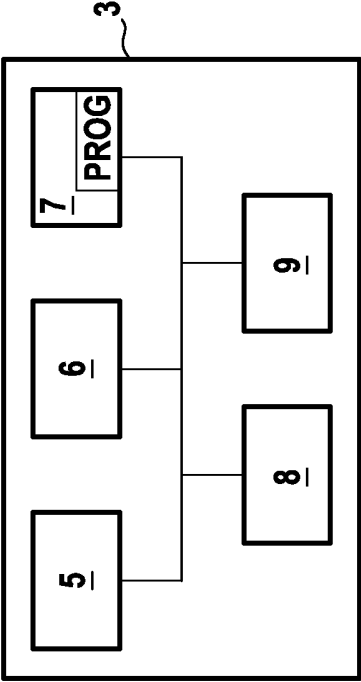


FIG.2

FIG.3

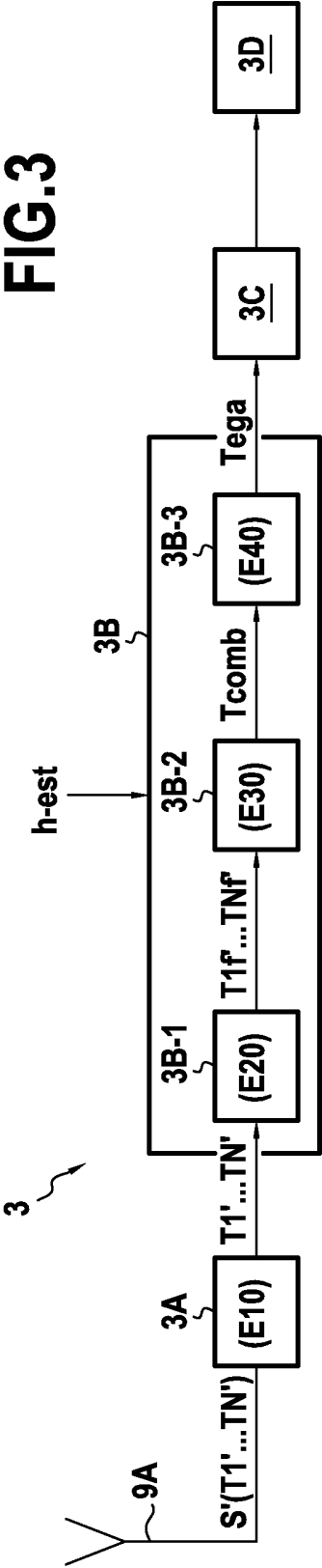
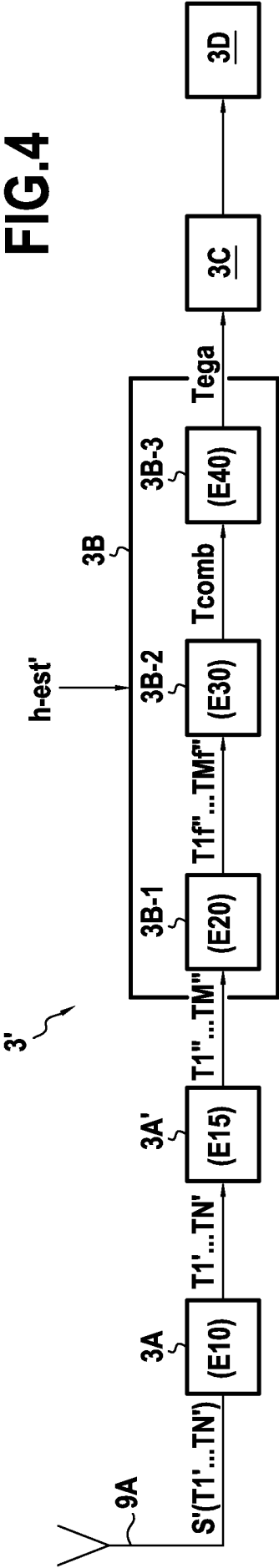


FIG.4





RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE

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

N° d'enregistrement
national

FA 819822
FR 1562071

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	WO 98/19405 A1 (QUALCOMM INC [US]) 7 mai 1998 (1998-05-07)	1,3, 5-12,14	H04B1/7115 H04B3/21 H04L1/08
Y	* abrégé; figures 2a-2d,5 * * page 6, ligne 15 - ligne 31 * * page 10, ligne 3 - ligne 31 * * page 13, ligne 33 - page 14, ligne 39 *	2,4,13	
Y	WO 2004/075498 A1 (QUALCOMM INC [US]; WEI YONGBIN [US]; MALLADI DURGA PRASAD [US]; BLANZ) 2 septembre 2004 (2004-09-02) * alinéa [[1063]] - alinéa [[1068]] *	2,4,13	
A	US 2004/246924 A1 (LUNDBY STEIN A [US] ET AL) 9 décembre 2004 (2004-12-09) * le document en entier *	1-14	
A	US 5 127 051 A (CHAN C CHIU [US] ET AL) 30 juin 1992 (1992-06-30) * ligne 52 - colonne 7, ligne 11; figures 1,3 * * colonne 10, ligne 27 - ligne 58 * * colonne 8, ligne 21 - ligne 31 *	1-14	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC)
			H04B H04L
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
25 août 2016		Ricciardi, Maurizio	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant			

ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE**RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 1562071 FA 819822**

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 **25-08-2016**

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

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
WO 9819405	A1	07-05-1998	AU 5155598 A	22-05-1998
			BR 9712404 A	21-05-2002
			CA 2269028 A1	07-05-1998
			CN 1234929 A	10-11-1999
			EP 0935854 A1	18-08-1999
			JP 2001503234 A	06-03-2001
			KR 20000052997 A	25-08-2000
			RU 99111317 A	20-05-2001
			US 5872775 A	16-02-1999
			WO 9819405 A1	07-05-1998

WO 2004075498	A1	02-09-2004	AT 483307 T	15-10-2010
			AU 2004213989 A1	02-09-2004
			AU 2009202324 A1	02-07-2009
			BR PI0407570 A	14-02-2006
			CA 2516183 A1	02-09-2004
			CN 1751485 A	22-03-2006
			CN 101969420 A	09-02-2011
			EP 1595376 A1	16-11-2005
			EP 2288097 A2	23-02-2011
			ES 2350833 T3	27-01-2011
			IL 170145 A	30-11-2010
			IL 205799 A	28-02-2013
			JP 5675697 B2	25-02-2015
			JP 2006518166 A	03-08-2006
			JP 2010183618 A	19-08-2010
			JP 2012199959 A	18-10-2012
			KR 20050101219 A	20-10-2005
			KR 20110112878 A	13-10-2011
			MX PA05008764 A	05-10-2005
			RU 2360371 C2	27-06-2009
			RU 2009105352 A	27-08-2010
			TW I330965 B	21-09-2010
			UA 92307 C2	25-10-2010
			US 2004203813 A1	14-10-2004
			US 2008002763 A1	03-01-2008
			WO 2004075498 A1	02-09-2004

US 2004246924	A1	09-12-2004	AT 462283 T	15-04-2010
			AU 2004247204 A1	23-12-2004
			BR PI0410895 A	04-07-2006
			CA 2527862 A1	23-12-2004
			CA 2800031 A1	23-12-2004
			CN 1823479 A	23-08-2006
			CN 104994571 A	21-10-2015
			EP 1629609 A2	01-03-2006

EPO FORM P0465

Pour tout renseignement concernant cette annexe : voir Journal Officiel de l'Office européen des brevets, No.12/82

ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE**RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 1562071 FA 819822**

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 **25-08-2016**

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
		EP 1826918 A2	29-08-2007
		EP 2276183 A2	19-01-2011
		ES 2341774 T3	28-06-2010
		JP 5174115 B2	03-04-2013
		JP 5745990 B2	08-07-2015
		JP 5847786 B2	27-01-2016
		JP 2006526962 A	24-11-2006
		JP 2011050075 A	10-03-2011
		JP 2012050117 A	08-03-2012
		JP 2014090431 A	15-05-2014
		KR 20060005419 A	17-01-2006
		MX PA05013099 A	09-03-2006
		NZ 543880 A	31-10-2008
		NZ 571149 A	30-04-2010
		RU 2364028 C2	10-08-2009
		UA 92133 C2	11-10-2010
		US 2004246924 A1	09-12-2004
		US 2007098017 A1	03-05-2007
		US 2007268869 A1	22-11-2007
		WO 2004112278 A2	23-12-2004

US 5127051	A	30-06-1992	AUCUN

EPO FORM P0465

Pour tout renseignement concernant cette annexe : voir Journal Officiel de l'Office européen des brevets, No.12/82