



(51) Classification internationale des brevets :
H04L 27/26 (2006.01)

(21) Numéro de la demande internationale :
PCT/FR2014/052166

(22) Date de dépôt international :
2 septembre 2014 (02.09.2014)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :
1358413 3 septembre 2013 (03.09.2013) FR

(71) Déposant : ORANGE [FR/FR]; 78 rue Olivier de Serres,
F-75015 Paris (FR).

(72) Inventeurs : LIN, Hao; 16 square du Bois Perrin, Appt
362, F-35700 Rennes (FR). SIOHAN, Pierre; 35 rue Mau-
rice Hay, F-35200 Rennes (FR).

(74) Mandataire : ORANGE/IMT/OLPS/IPL/PAT; JEUNE
Pascale, 38-40 rue du Général Leclerc, 92794 Issy Mouli-
neux Cedex 9 (FR).

(81) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre
de protection nationale disponible) : AE, AG, AL, AM,

AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY,
BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM,
DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT,
HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR,
KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME,
MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ,
OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA,
SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM,
TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM,
ZW.

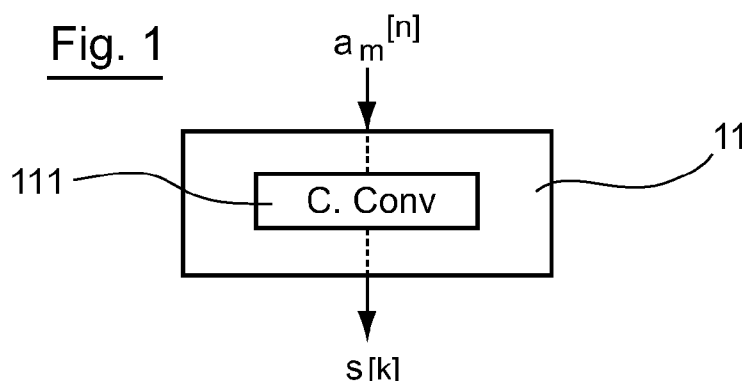
(84) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre
de protection régionale disponible) : ARIPO (BW, GH,
GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ,
TZ, UG, ZM, ZW), eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU,
TJ, TM), européen (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE,
DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU,
LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK,
SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ,
GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Publiée :

— avec rapport de recherche internationale (Art. 21(3))

(54) Title : METHOD AND DEVICE FOR THE TRANSMISSION OF BLOCKS OF REAL DATA SYMBOLS, RECEIVING ME-
THOD AND DEVICE, AND CORRESPONDING COMPUTER PROGRAMS

(54) Titre : PROCEDE ET DISPOSITIF DE TRANSMISSION DE BLOCS DE SYMBOLES DE DONNEES REELS, PROCEDE
ET DISPOSITIF DE RECEPTION ET PROGRAMMES D'ORDINATEUR CORRESPONDANTS



(57) Abstract : The invention relates to a method for the transmission of data symbols, supplying an OQAM-type multiple carrier si-
gnal. According to the invention, such a method comprises a step of forming (11) at least one block of $M \times K$ real data symbols,
where $M > 1$ and $K > 1$, implementing a step of cyclic convolution (111) via a prototype filter $g[k]$ having a length $L = KM + b_1 =$
 $2KN + b_1$ where b_1 is a whole number such that $b_1 \geq 0$ and N is an oversampling factor.

(57) Abrégé : L'invention concerne un procédé de transmission de symboles de données, délivrant un signal à porteuses multiples de
type OQAM. Selon l'invention, un tel procédé comprend une étape de mise en forme (11) d'au moins un bloc de $M \times K$ symboles de
données réels, avec $M > 1$ et $K > 1$, mettant en œuvre une étape de convolution (111) cyclique par un filtre prototype $g[k]$, de lon-
gueur $L = KM + b_1 = 2KN + b_1$ avec b_1 un entier tel que $b_1 \geq 0$ et N un facteur de suréchantillonnage.



Procédé et dispositif de transmission de blocs de symboles de données réels, procédé et dispositif de réception et programmes d'ordinateur correspondants.

1. Domaine de l'invention

Le domaine de l'invention est celui des télécommunications mettant en œuvre une modulation multiporteuse.

Plus précisément, l'invention concerne une nouvelle technique de transmission sur un multiplex de porteuses de type OQAM, appelée ci-après FBMC/COQAM pour « Filter Bank Multi Carrier/Cyclic Offset Quadrature Amplitude Modulation », dont les performances dépassent à la fois celles d'un système conventionnel de type OFDM ainsi que celles d'un système conventionnel de type FBMC/OQAM.

L'invention trouve notamment des applications dans le domaine des communications sans fil (DAB, DVB-T, WLAN, optique non guidée, etc.) ou filaires (xDSL, PLC, optique, etc.). Par exemple, l'invention trouve des applications dans le domaine des communications cellulaires, sur voix montante ou descendante, des communications entre machines (en anglais M2M pour « Machine to Machine »), etc., notamment pour la future génération de radio cellulaire.

2. Art antérieur

Pour la mise en œuvre de modulations multiporteuses, quatre principaux schémas sont actuellement proposés dans la littérature : la modulation OFDM, la modulation FBMC/OQAM, la modulation FBMC/FMT (en anglais « Filtered MultiTone ») et la modulation GFDM (en anglais « Generalized Frequency Division Multiplexing »).

Cependant, quelle que soit la modulation retenue, un compromis doit être fait en fonction de deux critères essentiels, qui sont la densité spectrale de puissance (en anglais PSD pour « power spectral density ») et l'orthogonalité.

En particulier, une bonne densité spectrale de puissance du signal modulé permet de minimiser les interférences éventuelles avec des applications utilisant des bandes de fréquence voisines, ou encore d'améliorer la robustesse par rapport à un effet Doppler.

La modulation FBMC/OQAM permet d'obtenir un signal multiporteuse présentant une bonne densité spectrale de puissance. Elle constitue donc une alternative intéressante à la modulation OFDM mettant en œuvre un préfixe cyclique.

Toutefois, la modulation FBMC/OQAM présente une faiblesse technique relative à la transmission de type « entrées multiples-sortie unique (en anglais MISO pour « Multiple Input Single Output ») après la mise en œuvre d'un codage de type Alamouti, comme expliqué dans le document « *The Alamouti scheme with CDMA-OFDM/OQAM* » (C. Lélé, P. Siohan, et R. Legouable, Eurasip Journal on Advances in Signal Processing).

Quelques solutions ont déjà été proposées pour résoudre le problème de la combinaison d'une modulation de type FBMC/OQAM avec le codage d'Alamouti qui, par nature, s'applique à des symboles de données complexes. En effet, comme les symboles de données OQAM sont réels, le principe du codage d'Alamouti ne peut s'appliquer directement aux symboles de données d'une modulation de type FBMC/OQAM.

Il a notamment été proposé dans le document « *The Alamouti scheme with CDMA-OFDM/OQAM* » précité de combiner des données OQAM avec un choix approprié de codes d'étalement ce qui permet, dans le contexte d'un canal de transmission à bruit blanc gaussien (AWGN), de supprimer l'interférence et de faire fonctionner un système de transmission de données complexes de type FBMC/OQAM. Toutefois, l'introduction d'étalement et de désétalement, respectivement à l'émetteur et au récepteur, constitue un ajout de complexité non négligeable.

Il a également été proposé d'appliquer le codage d'Alamouti à des blocs de symboles de données complexes suffisamment longs obtenus en entrée du module de transformation fréquence/temps, après l'opération usuelle de pré-traitement. Toutefois, les blocs transmis selon cette technique nécessitent l'utilisation de mémoires de grande taille et introduisent un intervalle de garde entre blocs qui génère une perte de débit (en anglais « overhead ») importante. De plus cette technique de type bloc-Alamouti ne peut que réduire l'interférence, qui se limite à une interférence intra-bloc, mais ne peut la supprimer totalement.

Il a par ailleurs été proposé d'introduire un préfixe cyclique au signal FBMC/OQAM, qui consiste en une répétition d'une partie des échantillons du signal modulé. Toutefois, du fait que la forme d'onde initiale est non rectangulaire, la recopie d'une partie des échantillons crée une discontinuité dans le signal transmis, ce qui se traduit par une dégradation de la densité spectrale de puissance.

Il existe donc un besoin pour une nouvelle technique de transmission d'un signal multiporteuse de type OQAM ne présentant pas l'ensemble des inconvénients de l'art antérieur.

3. Exposé de l'invention

L'invention propose une solution nouvelle qui ne présente pas l'ensemble de ces inconvénients de l'art antérieur, sous la forme d'un procédé de transmission de symboles de données destiné à être mis en œuvre dans un système de télécommunications, délivrant un signal à porteuses multiples de type OQAM.

Selon l'invention, un tel procédé comprend une étape de mise en forme d'au moins un bloc de $M \times K$ symboles de données réels, avec $M > 1$ et $K > 1$, mettant en œuvre une étape de convolution cyclique par un filtre prototype $g[k]$ de longueur $L = KM + b_1 = 2KN + b_1$, avec b_1 un entier tel que $b_1 \geq 0$ et N un facteur de suréchantillonnage.

Ainsi, l'invention repose sur une approche nouvelle et inventive de la transmission FBMC/OQAM, selon laquelle on utilise, pour chaque sous-porteuse, une convolution circulaire au lieu d'une convolution linéaire. De cette façon, la transmission devient une transmission par blocs, et présente les avantages liés à ce type de transmission, par exemple :

- 5 - une mise en trame plus simple,
- l'insertion d'un préfixe cyclique facilitée,
- la possibilité d'utiliser les techniques classiquement utilisées dans le cadre des transmissions OFDM, comme le codage de type Alamouti ou les techniques de réduction du facteur de crête (en anglais PAPR ou « Peak-to-Average Power Ratio »), etc.

En particulier, les inventeurs ont démontré qu'une telle convolution cyclique est équivalente à une convolution linéaire avec un filtre périodisé $\tilde{g}[k]$, dit filtre de mise en forme, ce filtre de mise en forme étant obtenu à partir d'une répétition périodique du filtre prototype $g[k]$, de période KM :

$$15 \quad \tilde{g}[k] = g[\text{mod}(k, KM)] + I(k, b_1) \cdot g[k + KM], \text{ où } I(k, b_1) \text{ est la fonction indicatrice valant 1 si } k \in [0, b_1 - 1] \text{ et 0 si } k \in [b_1, KM - 1].$$

On appelle cette nouvelle technique de transmission le FBMC/COQAM.

La technique de transmission FBMC/COQAM proposée selon au moins un mode de réalisation permet à la fois de conserver une bonne densité spectrale de puissance et de
20 préserver la propriété d'orthogonalité, avec une perte de débit significativement réduite par rapport à celle d'une transmission de type OFDM avec préfixe cyclique. De plus, elle offre de bonnes performances quelle que soit la longueur du filtre prototype.

Par ailleurs, on note que le critère d'orthogonalité selon l'invention ne se limite pas à la vérification de l'orthogonalité en présence d'un canal à bruit blanc gaussien, mais prend en
25 compte la transmission au travers d'un canal multi-trajets. Le système de transmission proposé présente donc, selon au moins un mode de réalisation, une orthogonalité parfaite.

Ceci se traduit par un récepteur simplifié et permet aussi une mise en œuvre efficace de schémas de codage MISO, ou plus généralement MIMO de type Alamouti par bloc.

En particulier, l'étape de mise en forme d'au moins un bloc de $M \times K$ symboles de
30 données délivre un signal à porteuses multiples dont l'expression mathématique en temps discret est donnée par :

$$s[k] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{K-1} a_m[n] \underbrace{\tilde{g}[k - nN] e^{j\phi_{m,n}} e^{\frac{j2\pi m(k-D/2)}{M}}}_{\tilde{g}_{m,n}[k]}$$

avec : $a_m[n]$ les symboles de données, avec n l'indice de la colonne du bloc, $0 \leq n \leq K - 1$, et

m l'indice de la ligne du bloc, $0 \leq m \leq M - 1$;

N le facteur de suréchantillonnage, tel que $N = M/2$;

M le nombre de sous-porteuses ;

K le nombre d'intervalles temporels (en anglais « slot ») pour le bloc ;

5 $D = L - 1$;

$\phi_{m,n}$ un terme de phase, avec par exemple $\phi_{m,n} = \frac{\pi}{2}(m + n)$.

En particulier, on note que les symboles de données réels sont obtenus en prenant les parties réelle et imaginaire d'une constellation à valeur complexe, obtenue par la transformation de valeurs binaires en symboles q-aire.

10 Selon un premier exemple d'implémentation, l'étape de mise en forme met en œuvre les étapes suivantes, dans le domaine fréquentiel, pour au moins une colonne du bloc :

- une étape de pré-traitement de phase des M symboles de données associés chacun à une ligne du bloc, délivrant M symboles pré-traités ;
- une étape de suréchantillonnage des M symboles pré-traités par le facteur de
- 15 suréchantillonnage N , délivrant M symboles suréchantillonnés ;
- l'étape de convolution cyclique avec une période KM , mettant en œuvre, pour chaque symbole suréchantillonné, un filtrage par les L coefficients du filtre prototype, délivrant M ensembles de MK coefficients filtrés ;
- pour chaque ensemble de MK coefficients filtrés, une étape de modulation des MK
- 20 coefficients filtrés, délivrant un ensemble de MK coefficients modulés ;
- une étape de sommation des M ensembles de MK coefficients modulés, délivrant MK échantillons temporels formant le signal à porteuses multiples.

Ce premier exemple correspond à l'implémentation directe du transmetteur FBMC/COQAM en bande de base.

25 Selon d'autres exemples, il est également possible de mettre en œuvre l'étape de convolution cyclique dans le domaine temporel, de façon à diminuer la complexité opératoire de l'implémentation directe.

Pour ce faire, l'étape de mise en forme met en œuvre les étapes suivantes, pour au moins une colonne du bloc :

- 30 - une étape de transformation des M symboles de données d'une colonne du bloc du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, délivrant des symboles transformés ;
- l'étape de convolution cyclique, mettant en œuvre, dans le domaine temporel, les étapes suivantes :
 - répétition des symboles transformés, délivrant des symboles répétés,

- filtrage par le filtre de mise en forme des symboles répétés, mettant en œuvre une multiplication de chacun des symboles répétés par un coefficient du filtre de mise en forme, délivrant des symboles filtrés, et
- sommation des symboles filtrés obtenus pour les différentes colonnes du bloc, délivrant des échantillons temporels formant le signal à porteuses multiples.

De plus, l'utilisation de transformations de type IFFT (en anglais « Inverse Fast Fourier Transform ») permet une implémentation rapide de l'algorithme de transmission.

En particulier, selon un deuxième exemple d'implémentation, le procédé de transmission comprend une étape de pré-traitement des symboles de données, mise en œuvre préalablement à l'étape de transformation. L'étape de transformation met en œuvre une transformée de Fourier inverse de taille $M \times M$, délivrant M symboles transformés, l'étape de répétition met en œuvre une répétition cyclique des M symboles transformés, délivrant MK symboles répétés, et l'étape de sommation délivre MK échantillons temporels.

Selon ce deuxième exemple d'implémentation, on réalise une transformation de type transformée de Fourier inverse pour chaque ensemble de M symboles de données. Les symboles transformés résultants de cette transformation sont ensuite filtrés temporellement. On rappelle qu'un tel algorithme de type transformée de Fourier inverse est particulièrement efficace, rapide et facilement implémentable, notamment dans un dispositif de transmission, par exemple en utilisant un algorithme de type Cooley-Tukey ou de type Good.

En particulier, l'étape de mise en forme d'au moins un bloc de $M \times K$ symboles de données délivre un signal à porteuses multiples tel que :

$$\mathbf{s}_{MK \times 1} = \text{diag}\{\mathbf{G}_{MK \times K}(\mathbf{E}_{MK \times M} \mathbf{W}_{M \times M} \mathbf{A}_{M \times K})^T\}$$

avec : $\mathbf{A}_{M \times K} = \left\{ a_m[n] e^{j\phi_{m,n}} e^{-\frac{j\pi m D}{M}} \right\}_{M \times K}$ le bloc de symboles de données obtenu à l'issue de l'étape de prétraitement, pour $0 \leq n \leq K-1, 0 \leq m \leq M-1$;

$\mathbf{W}_{M \times M} = \left\{ e^{\frac{j2\pi km}{M}} \right\}_{M \times M}$ la matrice représentative de l'étape de transformation du

domaine fréquentiel vers le domaine temporel, pour $0 \leq k \leq M-1, 0 \leq m \leq M-1$;

$\mathbf{E}_{MK \times M}$ la matrice représentative de l'étape de répétition cyclique, telle que $\mathbf{E}_{MK \times M}^T = [\mathbf{I}_{M \times M} \cdots \mathbf{I}_{M \times M}]_{M \times MK}$;

$\mathbf{G}_{MK \times K} = \{g^{k,n}\}_{MK \times K} = \{g[\text{mod}(k - nN, MK)]\}_{MK \times K}$ la matrice représentative de l'étape de filtrage, pour $0 \leq k \leq MK-1, 0 \leq n \leq K-1$;

$(.)^T$ l'opérateur de transposition matricielle ;

$\text{diag}\{.\}$ l'opérateur d'extraction des éléments diagonaux d'une matrice.

On peut ainsi écrire l'algorithme de transmission sous forme matricielle, ce qui permet

une mise en œuvre simple et efficace d'un transmetteur selon l'invention.

Selon un troisième exemple d'implémentation, l'étape de transformation met en œuvre une transformée de Fourier partielle inverse de taille $M \times (N + 1)$, délivrant un premier sous-ensemble de $N + 1$ symboles transformés, et l'étape de répétition met en œuvre les étapes suivantes :

- obtention, à partir du premier sous-ensemble, d'un deuxième sous-ensemble de $M - (N + 1)$ symboles transformés, le deuxième sous-ensemble de symboles transformés étant complémentaire du premier sous-ensemble de symboles transformés, pour former un ensemble de M symboles transformés ;
- répétition et permutation des M symboles transformés, délivrant MK symboles répétés.

Enfin, l'étape de sommation délivre MK échantillons temporels.

Selon ce troisième exemple d'implémentation, on calcule uniquement une partie des sorties de la transformée de Fourier inverse, et on déduit le reste des sorties à partir des premières sorties calculées.

De cette façon, on diminue considérablement le nombre d'opérations (multiplications, additions) classiquement effectuées.

Selon un quatrième exemple d'implémentation, le procédé de transmission comprend une étape de pré-traitement des symboles de données, mise en œuvre préalablement à l'étape de transformation. L'étape de transformation met en œuvre une transformée de Fourier partielle inverse de taille $M \times N$, délivrant un premier sous-ensemble de $N = M/2$ symboles transformés, et l'étape de répétition met en œuvre les étapes suivantes :

- obtention, à partir du premier sous-ensemble, d'un deuxième sous-ensemble de $M/2$ symboles transformés, le deuxième sous-ensemble de symboles transformés étant complémentaire du premier sous-ensemble de symboles transformés, pour former un ensemble de M symboles transformés ;
- répétition et permutation des M symboles transformés, délivrant MK symboles répétés.

Enfin, l'étape de sommation délivre MK échantillons temporels.

A nouveau, selon ce quatrième exemple d'implémentation, on calcule uniquement une partie des sorties de la transformée de Fourier inverse, et on déduit le reste des sorties à partir des premières sorties calculées.

De cette façon, on diminue considérablement le nombre d'opérations (multiplications, additions) classiquement effectuées.

Selon une caractéristique particulière de l'invention, le procédé de transmission met en œuvre une étape d'insertion d'un préfixe cyclique devant au moins un échantillon temporel formant le signal à porteuses multiples. Un tel préfixe cyclique, de longueur $L_{CP} = L_{GI} + L_{RI}$,

comprend une première portion de longueur L_{GI} utilisée pour absorber l'interférence due au canal de transmission et une deuxième portion de longueur L_{RI} utilisée pour améliorer le spectre de puissance du signal à porteuses multiples. Le procédé de transmission met également en œuvre une étape de fenêtrage du signal à porteuses multiples mettant en œuvre les étapes

5 suivantes :

- multiplication de chacun des échantillons temporels formant le signal à porteuses multiples et du préfixe cyclique par un coefficient de fenêtrage, délivrant $KM + L_{CP}$ échantillons fenêtrés ;
- suréchantillonnage par un facteur de suréchantillonnage $Q = KM + L_{GI}$ des échantillons
- 10 fenêtrés, délivrant $KM + L_{CP}$ échantillons suréchantillonnés ;
- décalage et sommation des échantillons suréchantillonnés, délivrant un signal à porteuses multiples fenêtré.

En particulier, le signal à porteuses multiples fenêtré $s_{WCP-COQAM}[k]$ est tel que :

$$s_{WCP-COQAM}[k] = \sum_{r=l-1}^{l+1} s[\text{mod}(k - L_{CP}, KM)]h[k - r(KM + L_{GI})]$$

avec : $s[k]$ le signal à porteuses multiples avant insertion du préfixe cyclique ;

15 l l'indice du bloc considéré ;

$h[k]$ une fonction fenêtre ;

r un entier pris dans l'intervalle $[l - 1, l + 1]$.

L'introduction d'un préfixe cyclique, ou plus généralement d'un intervalle de garde, offre à la fois la possibilité de conserver une orthogonalité parfaite en présence d'un canal multi-trajet

20 et de fournir un signal à porteuses multiples présentant une bonne densité spectrale de puissance par l'application d'une fenêtre.

Dans un autre mode de réalisation, l'invention concerne un dispositif de transmission de symboles de données destiné à être mis en œuvre dans un système de télécommunications, délivrant un signal à porteuses multiples de type OQAM.

25 Selon l'invention, un tel dispositif comprend un module de mise en forme d'au moins un bloc de $M \times K$ symboles de données réels, avec $M > 1$ et $K > 1$, comprenant un module de convolution cyclique par un filtre prototype $g[k]$, de longueur $L = KM + b_1 = 2KN + b_1$, avec b_1 un entier tel que $b_1 \geq 0$ et N un facteur de suréchantillonnage.

Un tel dispositif de transmission est notamment adapté à mettre en œuvre le procédé de

30 transmission décrit précédemment. Il s'agit par exemple d'une station de base d'un réseau cellulaire pour une communication sur voie descendante, ou d'un terminal de type ordinateur, téléphone, tablette, boîtier décodeur (en anglais « set-top box »), etc., pour une communication

sur voie montante. Ce dispositif pourra bien sûr comporter les différentes caractéristiques relatives au procédé de transmission selon l'invention, qui peuvent être combinées ou prises isolément. Ainsi, les caractéristiques et avantages de ce dispositif sont les mêmes que ceux du procédé décrit précédemment. Par conséquent, ils ne sont pas détaillés plus amplement.

5 En particulier, la solution proposée permet la réalisation d'une transmission de type FBMC/OQAM en utilisant un schéma différent de l'art antérieur, qui présente notamment une complexité opératoire inférieure aux schémas de l'art antérieur, et de bonnes propriétés en termes d'orthogonalité et de densité spectrale de puissance selon au moins un mode de réalisation.

10 L'invention concerne également un procédé de réception d'un signal à porteuses multiples de type OQAM destiné à être mis en œuvre dans un système de télécommunications, délivrant des symboles de données estimés, le signal à porteuses multiples étant obtenu en mettant en forme, en émission, au moins un bloc de $M \times K$ symboles de données réels, avec $M > 1$ et $K > 1$.

15 Selon l'invention, le procédé de réception comprend une étape d'estimation d'au moins un symbole de données du bloc, mettant en œuvre une étape de convolution cyclique par un filtre prototype $g[k]$, de longueur $L = KM + b_1 = 2KN + b_1$, avec b_1 un entier tel que $b_1 \geq 0$ et N un facteur de sous-échantillonnage.

20 Comme indiqué précédemment, les inventeurs ont démontré qu'une telle convolution cyclique est équivalente à une convolution linéaire avec un filtre périodisé $\tilde{g}[k]$, dit filtre de mise en forme, ce filtre de mise en forme étant obtenu à partir d'une répétition périodique du filtre prototype $g[k]$ de période KM :

$$\tilde{g}[k] = g[\text{mod}(k, KM)] + I(k, b_1) \cdot g[k + KM], \text{ où } I(k, b_1) \text{ est la fonction indicatrice}$$

valant 1 si $k \in [0, b_1 - 1]$ et 0 si $k \in [b_1, KM - 1]$.

25 L'invention propose ainsi une nouvelle technique pour la mise en œuvre d'une réception de type FBMC/OQAM, notée FBMC/COQAM, permettant d'estimer aisément des symboles de données réels d'au moins un bloc de symboles de données.

En particulier, la technique de réception proposée est flexible et adaptée à la dispersion du canal de transmission.

30 Par ailleurs, du fait de l'orthogonalité parfaite du système proposé selon au moins un mode de réalisation particulier, il est possible d'implémenter un récepteur particulièrement simple.

Un tel procédé de réception est notamment adapté à recevoir un signal à porteuses multiples émis selon le procédé de transmission décrit ci-dessus. Les caractéristiques et avantages
35 de ce procédé de réception sont les mêmes que ceux du procédé de transmission. Par

conséquent, ils ne sont pas détaillés plus amplement.

En particulier, l'étape d'estimation d'au moins un symbole de données du bloc délivre un symbole de données estimé, à la position (m_0, n_0) , tel que :

$$\hat{a}_{m_0, n_0} = \Re \left(\sum_{k=0}^{MK-1} s[k] \tilde{g}[k - n_0 N] e^{-j\phi_{m_0, n_0}} e^{\frac{-j2\pi m_0 (k-D/2)}{M}} \right)$$

avec : $s[k]$ le signal à porteuses multiples ;

5 N le facteur de sous-échantillonnage, tel que $N = M/2$;

M le nombre de sous-porteuses ;

K le nombre d'intervalles temporels pour le bloc ;

$D = L - 1$;

ϕ_{m_0, n_0} un terme de phase à la position (m_0, n_0) .

10 Cette formulation fournit l'algorithme de réception permettant une implémentation directe d'un récepteur de type FBMC/COQAM.

En particulier, selon un premier exemple d'implémentation, l'étape d'estimation d'au moins un symbole de données du bloc met en œuvre les étapes suivantes, dans le domaine fréquentiel :

- 15 - une étape d'obtention d'un signal à porteuses multiples comprenant MK échantillons ;
- une étape de démodulation des MK échantillons, délivrant M ensembles de MK coefficients démodulés ;
- l'étape de convolution cyclique avec une période KM , mettant en œuvre, pour
- 20 chaque ensemble de MK coefficients démodulés, un filtrage par les L coefficients du filtre prototype, délivrant M symboles filtrés ;
- une étape de sous-échantillonnage des M symboles filtrés par le facteur de sous-échantillonnage N , délivrant M symboles sous-échantillonnés ;
- une étape de post-traitement de phase des M symboles sous-échantillonnés,
- 25 délivrant M symboles post-traités ;
- une étape d'extraction de la partie réelle des M symboles post-traités, délivrant M symboles de données estimés.

Ce premier exemple correspond à l'implémentation directe du récepteur FBMC/COQAM en bande de base.

30 Selon d'autres exemples, il est également possible de mettre en œuvre l'étape de convolution cyclique dans le domaine temporel, de façon à diminuer la complexité opératoire de l'implémentation directe.

Ainsi, selon un deuxième exemple d'implémentation, l'étape d'estimation d'au moins un symbole de données du bloc, met en œuvre les étapes suivantes :

- une étape d'obtention d'un signal à porteuses multiples comprenant MK échantillons temporels ;
- 5 - l'étape de convolution cyclique, mettant en œuvre :
 - un filtrage par le filtre de mise en forme des échantillons temporels, mettant en œuvre une multiplication de chacun des échantillons temporels par un coefficient du filtre de mise en forme, délivrant MK échantillons filtrés ;
 - une répartition des MK échantillons filtrés en K groupes de M échantillons filtrés ;
 - 10 - une sommation des échantillons filtrés des K groupes, délivrant M symboles filtrés ;
 - une étape de transformation des M symboles filtrés du domaine temporel vers le domaine fréquentiel, délivrant M symboles transformés,
 - 15 - une étape de post-traitement de phase des M symboles transformés, délivrant M symboles post-traités ;
 - une étape d'extraction de la partie réelle des M symboles post-traités, délivrant M symboles de données estimés.

L'utilisation de transformations de type FFT (en anglais « Fast Fourier Transform ») permet de plus une implémentation rapide de l'algorithme de réception.

Il est également possible d'exprimer l'expression des symboles de données estimés sous forme matricielle :

$$\mathbf{y}_{M \times 1} = \Phi_{M \times M} \mathbf{W}_{M \times M}^H \mathbf{E}_{MK \times M}^T \mathbf{D}_{MK \times MK} \mathbf{s}_{MK \times 1}$$

avec : $\mathbf{s}_{MK \times 1}$ un vecteur représentatif des MK échantillons de signal à porteuses multiples ;

$\mathbf{D}_{MK \times MK} = \text{diag}(g^{k,n})$ la matrice représentative de l'étape de filtrage, $0 \leq n \leq K - 1$,
 25 et $0 \leq k \leq MK - 1$;

$\text{diag}\{\cdot\}$ l'opérateur d'extraction des éléments diagonaux d'une matrice ;

$\mathbf{E}_{MK \times M}^T = [\mathbf{I}_{M \times M} \cdots \mathbf{I}_{M \times M}]_{M \times MK}$ la matrice représentative des étapes de répartition et sommation ;

$\mathbf{W}_{M \times M}^H$ la matrice représentative de l'étape de transformation du domaine temporel vers
 30 le domaine fréquentiel ;

$\Phi_{M \times M} = \text{diag}(e^{-j\phi_{m_0 n_0}} e^{\frac{j\pi m_0 D}{M}})$ la matrice diagonale représentative du post-traitement ;

$(\cdot)^T$ l'opérateur de transposition matricielle ;

$(\cdot)^H$ l'opérateur de transposition et conjugaison matricielle.

Selon une autre caractéristique particulière de l'invention, le procédé de réception met en œuvre, préalablement à l'étape d'estimation, les étapes suivantes :

- suppression, dans le signal à porteuses multiples, d'une première portion d'un préfixe cyclique de longueur $L_{CP} = L_{GI} + L_{RI}$ inséré en émission, la première portion présentant une longueur L_{GI} et étant utilisée pour absorber l'interférence due au canal de transmission ;
- décalage cyclique du signal à porteuses multiples obtenu à l'issue de l'étape de suppression, tel que $s[k] = s[\text{mod}(k + L_{GI}, KM)]$, délivrant MK échantillons temporels ;
- transformation des MK échantillons temporels du domaine temporel vers le domaine fréquentiel, délivrant MK échantillons fréquentsiels ;
- égalisation des MK échantillons fréquentsiels, délivrant MK échantillons égalisés ;
- transformation des MK échantillons égalisés du domaine fréquentiel vers le domaine temporel.

Selon cet exemple, l'égalisation est donc mise en œuvre avant la démodulation FBMC/COQAM.

En variante, selon une autre caractéristique particulière de l'invention, le procédé de réception met en œuvre, préalablement à l'étape d'estimation, les étapes suivantes :

- suppression, dans le signal à porteuses multiples, d'une première portion d'un préfixe cyclique de longueur $L_{CP} = L_{GI} + L_{RI}$ inséré en émission, la première portion présentant une longueur L_{GI} et étant utilisée pour absorber l'interférence due au canal de transmission ;
- décalage cyclique du signal à porteuses multiples obtenu à l'issue de l'étape de suppression, tel que $s[k] = s[\text{mod}(k + L_{GI}, KM)]$, délivrant MK échantillons temporels.

De plus, l'étape d'estimation met en œuvre une étape d'égalisation des symboles post-traités, préalablement à l'étape d'extraction de la partie réelle.

Selon cet exemple, l'égalisation est donc mise en œuvre après la démodulation FBMC/COQAM.

Dans un autre mode de réalisation, l'invention concerne un dispositif de réception d'un signal à porteuses multiples de type OQAM destiné à être mis en œuvre dans un système de télécommunications, délivrant des symboles de données estimés, ledit signal à porteuses multiples étant obtenu en mettant en forme, en émission, au moins un bloc de $M \times K$ symboles de données réels, avec $M > 1$ et $K > 1$.

Selon l'invention, un tel dispositif de réception comprend un module d'estimation d'au moins un symbole de données du bloc, comprenant un module de convolution cyclique par un filtre prototype $g[k]$, de longueur $L = KM + b_1 = 2KN + b_1$, avec $b_1 \geq 0$ et N un facteur de

sous-échantillonnage.

Un tel dispositif de réception est notamment adapté à mettre en œuvre le procédé de réception décrit précédemment. Il s'agit par exemple d'une station de base d'un réseau cellulaire pour une communication sur voie montante, ou d'un terminal de type ordinateur, téléphone, tablette, boîtier décodeur, etc., pour une communication sur voie descendante. Ce dispositif pourra bien sûr comporter les différentes caractéristiques relatives au procédé de réception selon l'invention, qui peuvent être combinées ou prises isolément. Ainsi, les caractéristiques et avantages de ce dispositif sont les mêmes que ceux du procédé décrit précédemment. Par conséquent, ils ne sont pas détaillés plus amplement.

L'invention concerne encore un ou plusieurs programmes d'ordinateur comportant des instructions pour la mise en œuvre d'un procédé de transmission tel que décrit ci-dessus lorsque ce ou ces programmes sont exécutés par un processeur, et un ou plusieurs programmes d'ordinateur comportant des instructions pour la mise en œuvre d'un procédé de réception tel que décrit ci-dessus lorsque ce ou ces programmes sont exécutés par un processeur.

Les procédés selon l'invention peuvent donc être mis en œuvre de diverses manières, notamment sous forme câblée et/ou sous forme logicielle.

L'invention concerne aussi un ou plusieurs supports d'informations lisibles par un ordinateur, et comportant des instructions d'un ou plusieurs programmes d'ordinateur tels que mentionné ci-dessus.

4. Liste des figures

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

- la figure 1 illustre les principales étapes mises en œuvre par un procédé de transmission selon un mode de réalisation particulier de l'invention ;
- la figure 2 présente un premier exemple d'implémentation directe d'un transmetteur selon l'invention ;
- la figure 3 illustre les principales étapes mises en œuvre par un procédé de réception selon un mode de réalisation particulier de l'invention ;
- la figure 4 présente un premier exemple d'implémentation directe d'un récepteur selon l'invention ;
- les figures 5 à 7 présentent trois autres exemples d'implémentation d'un transmetteur selon l'invention ;
- la figure 8 illustre un mode de réalisation particulier de l'invention reposant sur l'insertion d'un préfixe cyclique et d'un fenêtrage ;

- les figures 9A et 9B présentent un deuxième exemple d'implémentation d'un récepteur selon l'invention ;
- les figures 10 et 11 présentent deux autres exemples d'implémentation d'un récepteur selon le mode de réalisation particulier de l'invention reposant sur l'insertion d'un préfixe cyclique et d'un fenêtrage ;
- les figures 12 et 13 comparent les performances de l'invention aux techniques de l'art antérieur ;
- les figures 14 et 15 illustrent respectivement la structure simplifiée d'un dispositif de transmission mettant en œuvre une technique de transmission, et un dispositif de réception mettant en œuvre une technique de réception selon un mode de réalisation particulier de l'invention.

5. Description d'un mode de réalisation de l'invention

Le principe général de l'invention repose sur une nouvelle technique pour la mise en œuvre d'une transmission/réception de type FBMC/OQAM, notée FBMC/COQAM, mettant en œuvre une convolution cyclique (encore appelée convolution circulaire) par un filtre prototype.

La mise en œuvre d'une telle convolution cyclique permet notamment de traiter des blocs de symboles de données réels. La modulation proposée est ainsi de type transformée par bloc.

De plus, une telle technique de transmission selon l'invention permet de générer, selon au moins un mode de réalisation, un signal à porteuses multiples parfaitement orthogonal, que l'on considère un canal à bruit blanc gaussien ou un canal présentant des trajets multiples, et présentant une bonne densité spectrale de puissance par rapport aux signaux à porteuses multiples de l'art antérieur.

On présente ci-après, en relation avec la figure 1, les principales étapes mises en œuvre par un procédé de transmission selon un mode de réalisation de l'invention.

Un tel procédé reçoit en entrée au moins un bloc de $M \times K$ symboles de données, avec $M > 1$ et $K > 1$, à valeurs réelles. Ces symboles de données sont notés $a_m[n]$, avec n l'indice du symbole de données dans l'intervalle temporel (en anglais « slot », i.e. de la colonne du bloc), $0 \leq n \leq K - 1$, et m l'indice de la sous-porteuse (i.e. de la ligne du bloc), $0 \leq m \leq M - 1$.

Pour la mise en forme 11 d'un bloc de $M \times K$ symboles de données, le procédé met notamment en œuvre une étape de convolution cyclique 111 par un filtre prototype $g[k]$, de longueur $L = KM + b_1 = 2KN + b_1$, avec $b_1 \geq 0$ et N un facteur de suréchantillonnage tel que $N = M/2$.

A l'issue de l'étape de mise en forme 11, on obtient des échantillons temporels formant le signal à porteuses multiples $s[k]$.

Ainsi, comme déjà indiqué, l'idée du FBMC/COQAM est, pour chaque sous-porteuse, d'utiliser une convolution cyclique au lieu d'une convolution linéaire. De cette façon, la modulation FBMC/OQAM devient une modulation de type transformée par bloc. Pour un bloc de taille $M \times K$ (avec $k \in [0, MK - 1]$), l'expression mathématique à temps discret du signal bande de base à porteuses multiples obtenu est donnée par :

$$s[k] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{K-1} a_m[n] \tilde{g}[k - nN] e^{j\phi_{m,n}} e^{\frac{j2\pi m(k-D/2)}{M}}$$

avec : M le nombre de sous-porteuses, soit encore le nombre de lignes du bloc de symboles de données réels,

K le nombre de slots de symboles de données réels pour chaque bloc, soit encore le nombre de colonnes du bloc ;

$D = L - 1$ avec L la longueur du filtre prototype (sous sa forme la plus générale, sa longueur peut se mettre sous la forme $L = KM + b_1$, avec $b_1 \geq 0$) ;

$\phi_{m,n}$ un terme de phase, par exemple tel que $\phi_{m,n} = \pi(m + n)$;

$a_m[n]$ le symbole de données à valeurs réelles, pour la m -ième sous-porteuse et le n -ième slot, obtenus en prenant les parties réelles et imaginaires d'une constellation à valeurs complexes, obtenue par la transformation de binaire à symbole q -aire,

$\tilde{g}[k]$ un filtre de mise en forme obtenu à partir d'une répétition périodique du filtre prototype $g[k]$, de période KM , tel que :

$$\tilde{g}[k] = g[\text{mod}(k, KM)] + I(k, b_1) \cdot g[k + MK],$$

où $I(k, b_1)$ est la fonction indicatrice valant 1 si $k \in [0, b_1 - 1]$ et 0 si $k \in$

$[b_1, MK - 1]$;

N le facteur de suréchantillonnage tel que $N = M/2$. Ceci résulte de la décomposition d'un symbole de données complexe en deux symboles de données réels et traduit aussi le fait que les formes d'onde élémentaires vont avoir un recouvrement de N échantillons.

La figure 2 illustre notamment un premier exemple d'implémentation d'un tel transmetteur en bande de base, correspondant à une implémentation directe de l'expression mathématique à temps discret du signal à porteuses multiples $s[k]$ exprimée ci-dessus.

Plus précisément, selon ce premier exemple d'implémentation, l'étape de mise en forme met en œuvre une succession d'étapes dans le domaine fréquentiel, pour au moins une colonne du bloc de symboles de données réels.

Ainsi, au cours d'une première étape, les M symboles de données d'une colonne du bloc, associés chacun à une ligne du bloc, subissent un pré-traitement de phase 2π , délivrant M symboles pré-traités. Plus précisément, au cours de ce pré-traitement, les symboles de données

réels $a_m[n]$ sont multipliés par un premier terme de phase en $\pi/2$, permettant d'assurer un déphasage en temps et en fréquence des porteuses du signal multiporteuse. Eventuellement, les symboles de données réels $a_m[n]$ sont également multipliés par un deuxième terme permettant de tenir compte de la longueur du filtre prototype.

5 Au cours d'une deuxième étape, les M symboles pré-traités sont suréchantillonnés 22 par le facteur de suréchantillonnage N , délivrant M symboles suréchantillonnés.

Au cours d'une étape suivante, on applique la convolution cyclique 111 avec une période KM aux M symboles suréchantillonnés. Plus précisément, l'étape de convolution cyclique met en œuvre, pour chaque symbole suréchantillonné, un filtrage par les L coefficients du filtre prototype, et délivre donc M ensembles de MK coefficients filtrés.

Ensuite, pour chaque ensemble de MK coefficients filtrés, on module 23 les MK coefficients filtrés en multipliant chaque ensemble par $e^{\frac{j2\pi km}{M}}$, délivrant un ensemble de MK coefficients modulés. On obtient ainsi M ensembles de MK coefficients modulés, chaque ensemble étant associé à une branche du transmetteur de la figure 2.

15 Finalement, au cours d'une dernière étape 24, les M ensembles de MK coefficients modulés sont sommés (en additionnant tous les premiers coefficients modulés de chaque ensemble, puis tous les deuxièmes coefficients modulés de chaque ensemble, etc., puis tous les derniers coefficients modulés de chaque ensemble), de façon à obtenir MK échantillons temporels formant le signal à porteuses multiples $s[k]$.

20 De manière symétrique, la figure 3 illustre les principales étapes mises en œuvre par un procédé de réception d'un signal à porteuses multiples obtenu en mettant en forme, en émission, au moins un bloc de $M \times K$ symboles de données, avec $M > 1$ et $K > 1$, selon un mode de réalisation de l'invention.

Plus précisément, pour l'estimation 31 d'au moins un symbole de données du bloc, le procédé de réception met en œuvre une étape de convolution cyclique 311 par un filtre prototype $g[k]$, de longueur $L = KM + b_1 = 2KN + b_1$, avec $b_1 \geq 0$ et N un facteur de sous-échantillonnage tel que $N = M/2$.

Pour un bloc donné, l'étape d'estimation 31 d'au moins un symbole de données du bloc délivre un symbole de données estimé, à la position (m_0, n_0) dans le plan temps/fréquence, tel que :

$$\hat{a}_{m_0, n_0} = \Re(y_{m_0, n_0}) = \Re\left(\sum_{k=0}^{KM-1} s[k] \tilde{g}_{m_0, n_0}^*[k]\right)$$

En développant l'expression de $\tilde{g}_{m_0, n_0}[k]$ dans l'équation ci-dessus, on obtient :

$$\hat{a}_{m_0, n_0} = \Re \left(\sum_{k=0}^{MK-1} s[k] \tilde{g}[k - n_0 N] e^{-j\phi_{m_0, n_0}} e^{\frac{-j2\pi m_0 (k-D/2)}{M}} \right)$$

avec : $s[k]$ le signal à porteuses multiples ;

N le facteur de sous-échantillonnage, tel que $N = M/2$;

M le nombre de sous-porteuses ;

K le nombre de slots pour le bloc ;

5 $D = L - 1$;

ϕ_{m_0, n_0} un terme de phase à la position (m_0, n_0) .

La figure 4 illustre notamment un premier exemple d'implémentation d'un tel récepteur en bande de base, correspondant à une implémentation directe de l'expression mathématique d'un symbole de données estimé $\hat{a}_{m_0, n_0}$ exprimée ci-dessus.

10 Plus précisément, selon ce premier exemple d'implémentation, l'étape d'estimation 31 met en œuvre une succession d'étapes dans le domaine fréquentiel.

Ainsi, après obtention du signal à porteuses multiples comprenant MK échantillons, l'étape d'estimation 31 met en œuvre une démodulation 41 des MK échantillons, en multipliant chaque échantillon par $e^{\frac{j2\pi km}{M}}$, de façon à obtenir M ensembles de MK coefficients démodulés.

15 Au cours d'une étape suivante, on applique la convolution cyclique 311 avec une période KM . Plus précisément, la convolution cyclique 311 met en œuvre, pour chaque ensemble de MK coefficients démodulés, un filtrage par les L coefficients du filtre prototype. On obtient ainsi M symboles filtrés.

20 Les M symboles filtrés sont ensuite sous-échantillonnés 42 par le facteur de sous-échantillonnage N , de façon à obtenir M symboles sous-échantillonnés.

Les M symboles sous-échantillonnés subissent alors un post-traitement 43, délivrant M symboles post-traités. Plus précisément, au cours de ce post-traitement, les symboles sous-échantillonnés sont multipliés par un premier terme de phase en $-\pi/2$. Eventuellement, les symboles sous-échantillonnés sont également multipliés par un deuxième terme permettant de

25 tenir compte de la longueur du filtre prototype.

Finalement, afin d'obtenir des symboles de données estimés, on extrait 44 la partie réelle des M symboles post-traités. On obtient ainsi M symboles de données estimés, notés $\hat{a}_m[n]$ sur la figure 4.

5.2 Description d'exemples d'implémentation particuliers

30 On décrit ci-après, en relation avec les figures 5 à 8, différents exemples d'implémentation d'un transmetteur FBMC/COQAM selon un mode de réalisation particulier de

l'invention, et en relation avec les figures 9A à 11 différents exemples d'implémentation d'un récepteur FBMC/COQAM selon un mode de réalisation particulier de l'invention.

En effet, une implémentation directe des expressions mathématiques du signal à porteuse multiples $s[k]$ et d'un symbole de données estimé $\hat{a}_{m_0, n_0}$ se traduit par une complexité opératoire très élevée. Dans ce qui suit, on présente donc d'autres exemples d'implémentation, et notamment une implémentation basée sur la mise en œuvre d'une IFFT standard côté transmetteur ou une implémentation basée sur la mise en œuvre d'une IFFT partielle, encore appelée IFFT élaguée. Cette dernière est celle de moindre complexité.

De plus, afin de simplifier la lecture, on suppose dans ces exemples d'implémentation que $b_1 = 0$, ce qui ne modifie pas les schémas proposés. On a donc $\tilde{g}[k] = g[\text{mod}(k, MK)]$.

5.2.1 Exemples d'implémentation du transmetteur

A) Implémentation basée sur la mise en œuvre d'une IFFT standard

On présente, en relation avec la figure 5, un deuxième exemple d'implémentation d'un transmetteur FBMC/COQAM, mettant en œuvre une transformation des symboles de données réels du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, préalablement à la convolution cyclique. Selon cet exemple d'implémentation, on réalise donc tout d'abord une transformation, par exemple de type IDFT (en anglais « Inverse Discrete Fourier Transform »), pour chaque ensemble de M symboles de données réels $a_m[n]$ alimentant les M sous-porteuses (i.e. pour chaque colonne du bloc de symboles de données). Les symboles transformés résultant de cette opération sont ensuite filtrés temporellement. Ceci permet donc de mettre en œuvre la convolution cyclique en temps et non en fréquence, et ainsi à une cadence de traitement MK fois plus basse.

Ceci revient à exprimer, pour $0 \leq k \leq MK - 1$, l'expression du signal multiporteuse en bande de base sous la forme suivante :

$$s[k] = \underbrace{\sum_{n=0}^{K-1} \underbrace{\sum_{m=0}^{M-1} a_m[n] e^{j\phi_{m,n}} e^{-\frac{j\pi m D}{M}}}_{\text{pré-traitement}} e^{\frac{j2\pi m k}{M}} \tilde{g}[k - nN]}_{\text{filtrage cyclique}}$$

L'implémentation de cette expression est illustrée en figure 5. Ainsi, l'étape de mise en forme 11 met en œuvre les étapes suivantes, pour au moins une colonne du bloc :

- une étape de pré-traitement 51 de M symboles de données réels, au cours de laquelle les symboles de données réels $a_m[n]$ sont multipliés par un premier terme de phase en $\pi/2$, permettant d'assurer un déphasage en temps et en fréquence des porteuses du signal multiporteuse, et par un deuxième terme permettant de tenir compte de la longueur du filtre de mise en forme, délivrant M symboles pré-traités ;
- une étape de transformation 52 des M symboles pré-traités du domaine fréquentiel vers

le domaine temporel, mettant en œuvre une transformée de Fourier inverse de taille $M \times M$, délivrant M symboles transformés, notés $b_k[n]$, pour $k \in [0, M - 1]$, ;

- l'étape de convolution cyclique 111, mettant en œuvre, dans le domaine temporel, les étapes suivantes :

- 5 - répétition cyclique 53 des M symboles transformés, délivrant MK symboles (transformés) répétés, tels que $b_{k+N}[n] = b_k[n]$, pour $k \in [0, MK - 1]$;
- filtrage 54 par le filtre de mise en forme des symboles répétés, mettant en œuvre une multiplication de chacun des symboles répétés $b_k[n]$ par un coefficient $g^{k,n}$ du filtre de mise en forme, délivrant MK symboles filtrés, notés $c_k[n]$, pour
10 $k \in [0, MK - 1]$. Pour ce faire, on peut se baser sur le principe de filtrage polyphase, tel que notamment rappelé dans le document « *Multirate systems and filter banks* » (P. P. Vaidyanathan, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New-York, New Jersey, 1993, chapitre 4), il est possible de réduire le coût de l'opération de filtrage ; et
- 15 - sommation 55, branche par branche, des symboles filtrés obtenus pour les différentes colonnes du bloc, de façon à additionner tous les premiers symboles filtrés obtenus pour les différentes colonnes du bloc, selon l'équation $\sum_{n=0}^{K-1} c_0[n]$, puis tous les deuxièmes symboles filtrés obtenus pour les différentes colonnes du bloc, selon l'équation $\sum_{n=0}^{K-1} c_1[n]$, etc., et finalement tous les derniers symboles
20 filtrés obtenus pour les différentes colonnes du bloc, selon l'équation $\sum_{n=0}^{K-1} c_{MK-1}[n]$, délivrant MK échantillons temporels formant le signal à porteuses multiples.

On peut noter que les coefficients $g^{k,n}$ du filtre de mise en forme, décalés à chaque intervalle temporel d'indice n , peuvent se déduire de l'expression du filtre prototype avec
25 différents indichages. Donc une fois que les variables M et K sont fixées, les coefficients du filtre de mise en forme peuvent être pré-calculés (par exemple hors-ligne) et stockés dans des tables pour $n = 0 \dots K - 1$.

Par ailleurs, l'opération de répétition cyclique / expansion 53 est simplement proposée à titre illustratif. En pratique, il n'est pas nécessaire d'allouer des mémoires additionnelles pour le
30 stockage des données à recopier, il suffit d'utiliser les mêmes données périodiquement.

Finalement, comme indiqué ci-dessus, on suppose sans perte de généralité que la longueur du filtre de prototype est donnée par $L = KM$. Dans le cas plus général où $L = KM + b_1$, le nombre de symboles transformés répétés est toujours égal à KM , mais les coefficients du filtre de mise en forme $g^{k,n}$ sont modifiés pour tenir compte de cette variable b_1 .

Il est également possible d'exprimer l'expression du signal FBMC/COQAM multiporteuse sous forme matricielle :

$$\mathbf{s}_{MK \times 1} = \text{diag} \left\{ \mathbf{G}_{MK \times K} \left(\underbrace{\mathbf{E}_{MK \times M} \mathbf{W}_{M \times M} \mathbf{A}_{M \times K}}_{\mathbf{Q}_{K \times MK}} \right)^T \right\}$$

avec : $\mathbf{A}_{M \times K} = \left\{ a_m[n] e^{j\phi_{m,n}} e^{-\frac{j\pi m D}{M}} \right\}_{M \times K}$ la matrice de symboles de données de taille $M \times K$

obtenue à l'issue de l'étape de prétraitement, avec pour indices d'entrée $m \in [0, M - 1]$ et

5 $n \in [0, K - 1]$;

$\mathbf{W}_{M \times M} = \left\{ e^{\frac{j2\pi km}{M}} \right\}_{M \times M}$ la matrice IDFT de taille $M \times M$, avec pour indices d'entrée

$(m, k) \in [0, M - 1]$;

$\mathbf{E}_{MK \times M}$ la matrice représentative de la répétition cyclique, de taille $MK \times M$, telle que telle que $\mathbf{E}_{MK \times M}^T = [\mathbf{I}_{M \times M} \cdots \mathbf{I}_{M \times M}]_{MK \times M}$;

10 $\mathbf{G}_{MK \times K} = \{g^{k,n}\}_{MK \times K} = \{g[\text{mod}(k - nN, MK)]\}_{MK \times K}$ la matrice représentative du filtrage, encore appelée matrice polyphase circulante, de taille $MK \times K$, pour $k \in [0, MK - 1]$ et $n \in [0, K - 1]$;

$(.)^T$ l'opérateur de transposition matricielle ;

$\text{diag}\{\cdot\}$ l'opérateur d'extraction des éléments diagonaux d'une matrice.

15 Pour aboutir à une implémentation efficace, un algorithme IFFT est appliqué pour le calcul des IDFT, tandis que l'opération de répétition/expansion ne nécessite pas de calculs.

Par ailleurs, l'opération d'extraction des termes diagonaux suggère que seules les opérations concernant les éléments diagonaux de $\mathbf{G}_{MK \times K} \mathbf{Q}_{K \times MK}$ sont à calculer, i.e. pour $s[k]$ avec $k \in [0, MK - 1]$, seule la multiplication entre la k-ième ligne du vecteur de $\mathbf{G}_{MK \times K}$ et la k-

20 ième colonne du vecteur de $\mathbf{Q}_{K \times MK}$ est à prendre en compte.

B) Implémentation basée sur la mise en œuvre d'une IFFT partielle

On présente ci-après, en relation avec les figures 6 et 7, un troisième et un quatrième exemples d'implémentation d'un transmetteur FBMC/COQAM, mettant également en œuvre une transformation des symboles de données réels du domaine fréquentiel vers le domaine temporel,

25 préalablement à la convolution cyclique.

Toutefois, selon ces exemples, on tient compte de la propriété de symétrie des symboles transformés $b_k[n]$. Ainsi, il possible d'utiliser une IFFT partielle ou élaguée (en anglais « pruned IFFT ») au lieu d'une transformée IFFT classique, ce qui réduit la complexité d'environ 50%.

Pour se faire, on repart de l'expression précédente du signal multiporteuse en bande de

30 base et on introduit un terme de phase $\phi_{m,n} = \frac{\pi}{2}(m + n)$:

$$s[k] = \underbrace{\sum_{n=0}^{K-1} e^{\frac{j\pi n}{2}} \underbrace{\sum_{m=0}^{M-1} a_m[n] e^{\frac{-j\pi m D}{M}} e^{\frac{j2\pi m(k+\frac{M}{4})}{M}}}_{\substack{\text{IFFTe+HSExt} \\ \text{permutation+CYCEXD}}} \tilde{g}[k - nN]}_{\text{filtrage cyclique}}$$

On rappelle que le paramètre de retard D peut s'écrire sous la forme $D = L - 1 = KM + b_1 - 1$. En reformulant l'expression de ce paramètre en introduisant un entier b_2 tel que $b_2 = \left\lceil \frac{b_1-1}{KM} \right\rceil$, où l'opérateur $\lceil \cdot \rceil$ correspond à l'opérateur partie entière par excès, et un entier b_3 tel que $b_3 = KM - \text{Rem}\left(\frac{b_1-1}{KM}\right)$ où l'opérateur $\text{Rem}(\cdot)$ fournit l'entier restant, on obtient :

$$D = (b_2 + 1)KM - b_3$$

- 5 On extrait ensuite de l'expression du signal multiporteuse $s[k]$ les termes intervenant dans la transformée IFFT partielle, en reformulant comme suit :

$$T = \sum_{m=0}^{M-1} a_m[n] e^{\frac{-j\pi m D}{M}} e^{\frac{j2\pi m(k+\frac{M}{4})}{M}}$$

$$T = \sum_{m=0}^{M-1} a_m[n] e^{-j2\pi m(b_2+1)K} e^{j\frac{\pi m b_3}{M}} e^{\frac{j2\pi m(k+\frac{M}{4})}{M}}$$

On peut ici tenir compte de la parité des termes $(b_2 + 1)K$ et b_3 , et exprimer ces termes de la manière suivante :

$$(b_2 + 1)K = 2q_1 + q_2, \text{ avec } q_1 \in \mathbb{N} \text{ et } q_2 \in \{0,1\}, \text{ et}$$

$$10 \quad b_3 = 2q_3 + q_4, \text{ avec } q_3 \in \mathbb{N} \text{ et } q_4 \in \{0,1\}$$

ce qui amène à considérer quatre cas différents.

Selon un premier cas, on considère $q_2 = 0$ et $q_4 = 0$.

Dans ce cas, on a :

$$T = \sum_{m=0}^{M-1} a_m[n] e^{j2\pi m(k+\frac{M}{4}+q_3)/M} = \sum_{m=0}^{M-1} a_m[n] e^{j2\pi m k_1/M}$$

- De ce fait, en appliquant une fonction de transformée de Fourier inverse partielle IFFTe
15 aux symboles de données réels, on obtient $\frac{M}{2} + 1$ symboles transformés pour $k = 0 \dots M/2$ tels que :

$$b_k[n] = \sum_{m=0}^{M-1} a_m[n] e^{\frac{j2\pi m k}{M}}$$

Pour obtenir les $\frac{M}{2} - 1$ symboles transformés manquants, on applique une fonction d'extension hermitienne symétrique HSExt telle que :

$$b_{M-k}[n] = b_k^*[n] \text{ pour } k = 1 \dots \frac{M}{2} - 1$$

$$b_{k_1}[n] = b_{\text{mod}(k+\frac{M}{4}+q_3, M)}[n] \text{ pour } k_1 = 0 \dots M-1$$

On applique ensuite une fonction de permutation (permut) et de répétition cyclique (CYCEXD) aux symboles transformés :

$$b_{k_1}[n] = b_{\text{mod}(k_1, M)}[n] \text{ pour } k_1 = 0 \dots KM-1 \text{ et } n \text{ pair,}$$

$$5 \quad b_{k_1}[n] = -b_{\text{mod}(k_1, M)}^*[n] \text{ pour } k_1 = 0 \dots KM-1 \text{ et } n \text{ impair.}$$

Selon un deuxième cas, on considère $q_2 = 1$ et $q_4 = 0$.

Dans ce cas, on a :

$$T = \sum_{m=0}^{M-1} a_m[n] e^{j2\pi m(k+\frac{M}{4}+q_3-N)/M} = \sum_{m=0}^{M-1} a_m[n] e^{j2\pi m k_1/M}$$

Seule la fonction d'extension hermitienne symétrique HSExt est alors différente par rapport au premier cas :

$$10 \quad b_{M-k}[n] = b_k^*[n] \text{ pour } k = 1 \dots \frac{M}{2} - 1$$

$$b_{k_1}[n] = b_{\text{mod}(k+\frac{M}{4}+q_3-N, M)}[n] \text{ pour } k_1 = 0 \dots M-1$$

Les autres fonctions sont inchangées et ne sont pas reprises ici.

Un troisième exemple d'implémentation du transmetteur FBMC/COQAM selon ces premier et deuxième cas est illustré en figure 6.

15 Plus précisément, comme illustré sur cette figure 6, l'étape de mise en forme 11 met en œuvre les étapes suivantes, pour au moins une colonne du bloc de symboles de données réels :

- une étape de transformation 61 des M symboles de données de la colonne du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, mettant en œuvre une transformée de Fourier partielle inverse de taille $M \times (N+1)$ selon la fonction IFFTe présentée ci-dessus,

20 délivrant un premier sous-ensemble de $N+1$ symboles transformés, notés $b_k[n]$, avec $k = 0 \dots M/2$;

- l'étape de convolution cyclique 111, mettant en œuvre, dans le domaine temporel, les étapes suivantes :

25

- répétition 62 des symboles transformés mettant en œuvre les sous-étapes suivantes :

- obtention, à partir du premier sous-ensemble, d'un deuxième sous-ensemble de $M - (N+1)$ symboles transformés, le deuxième sous-ensemble de symboles transformés étant complémentaire du premier sous-ensemble de symboles transformés, pour former un ensemble de M symboles transformés ;

30

- répétition et permutation des M symboles transformés, délivrant MK

symboles répétés, notés $b_k[n]$, avec $k = 0 \dots MK - 1$;

selon les fonctions HSExt, permut et CYCEXD présentés ci-dessus ;

- filtrage 63 par le filtre de mise en forme des symboles répétés, mettant en œuvre une multiplication de chacun des symboles répétés par un coefficient du filtre de mise en forme, délivrant des symboles filtrés, notés $c_k[n]$, avec $k = 0 \dots MK - 1$;
- et
- sommation 64, branche par branche, des symboles filtrés obtenus pour les différentes colonnes du bloc, comme décrit en relation avec la figure 5, délivrant MK échantillons temporels formant le signal à porteuses multiples.

10 Selon un troisième cas, on considère $q_2 = 0$ et $q_4 = 1$.

Dans ce cas, on a :

$$T = \sum_{m=0}^{M-1} a_m[n] e^{j\frac{\pi m}{M}} e^{j2\pi m \left(k + \frac{M}{4} + q_3\right) / M} = \sum_{m=0}^{M-1} a_m[n] e^{j\frac{\pi m}{M}} e^{j2\pi m k_1 / M}$$

De ce fait, en appliquant une fonction de transformée de Fourier inverse partielle IFFTe aux symboles de données réels, on obtient $M/2$ symboles transformés pour $k = 0 \dots \frac{M}{2} - 1$ tels que :

$$b_k[n] = \sum_{m=0}^{M-1} a_m[n] e^{j\frac{\pi m}{M}} e^{j2\pi m k / M}$$

15 Pour obtenir les $M/2$ symboles transformés manquants, on applique une fonction d'extension hermitienne symétrique HSExt telle que :

$$b_{M-1-k}[n] = b_k^*[n] \text{ pour } k = 0 \dots \frac{M}{2} - 1$$

$$b_{k_1}[n] = b_{\text{mod}\left(k + \frac{M}{4} + q_3, M\right)}[n] \text{ pour } k_1 = 0 \dots M - 1$$

On applique ensuite une fonction de permutation (permut) et de répétition cyclique

20 (CYCEXD) aux symboles transformés :

$$b_{k_1}[n] = b_{\text{mod}(k_1, M)}[n] \text{ pour } k_1 = 0 \dots KM - 1 \text{ et } n \text{ pair,}$$

$$b_{k_1}[n] = -b_{\text{mod}(k_1, M)}^*[n] \text{ pour } k_1 = 0 \dots KM - 1 \text{ et } n \text{ impair.}$$

Selon un quatrième cas, on considère $q_2 = 1$ et $q_4 = 1$.

Dans ce cas, on a :

$$T = \sum_{m=0}^{M-1} a_m[n] e^{j\frac{\pi m}{M}} e^{j2\pi m \left(k + \frac{M}{4} + q_3 - N\right) / M} = \sum_{m=0}^{M-1} a_m[n] e^{j\frac{\pi m}{M}} e^{j2\pi m k_1 / M}$$

25 Seule la fonction d'extension hermitienne symétrique HSExt est alors différente par rapport au troisième cas :

$$b_{M-1-k}[n] = b_k^*[n] \text{ pour } k = 0 \dots \frac{M}{2} - 1$$

$$b_{k_1}[n] = b_{\text{mod}(k+\frac{M}{4}+q_3-N,M)}[n] \text{ pour } k_1 = 0 \dots M - 1$$

Les autres fonctions sont inchangées et ne sont pas reprises ici.

Un quatrième exemple d'implémentation du transmetteur FBMC/COQAM selon ces troisième et quatrième cas est illustré en figure 7.

Plus précisément, comme illustré sur cette figure 7, l'étape de mise en forme 11 met en œuvre les étapes suivantes, pour au moins une colonne du bloc de symboles de données réels :

- une étape de pré-traitement 71 des M symboles de données réel de la colonne, telle que décrite en relation avec la figure 5 par exemple, délivrant M symboles pré-traités ;
- une étape de transformation 72 des M symboles pré-traités du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, mettant en œuvre une transformée de Fourier partielle inverse de taille $M \times N$ selon la fonction IFFTe présentée ci-dessus, délivrant un premier sous-ensemble de $N = M/2$ symboles transformés, notés $b_k[n]$, avec $k = 0 \dots \frac{M}{2} - 1$;
- l'étape de convolution cyclique 111, mettant en œuvre, dans le domaine temporel, les étapes suivantes :

- répétition 73 des symboles transformés, mettant en œuvre les sous-étapes suivantes :

- obtention, à partir du premier sous-ensemble, d'un deuxième sous-ensemble de $M/2$ symboles transformés, le deuxième sous-ensemble de symboles transformés étant complémentaire du premier sous-ensemble de symboles transformés, pour former un ensemble de M symboles transformés ;
- répétition et permutation des M symboles transformés, délivrant MK symboles répétés, notés $b_k[n]$, avec $k = 0 \dots MK - 1$;

selon les fonctions HSExt, permut et CYCEXD présentées ci-dessus ;

- filtrage 74 par le filtre de mise en forme des symboles répétés, mettant en œuvre une multiplication de chacun des symboles répétés par un coefficient du filtre de mise en forme, délivrant des symboles filtrés, notés $c_k[n]$, avec $k = 0 \dots MK - 1$; et
- sommation 75, branche par branche, des symboles filtrés obtenus pour les différentes colonnes du bloc, comme décrit en relation avec la figure 5, délivrant MK échantillons temporels formant le signal à porteuses multiples.

C) Optimisation de la densité spectrale de puissance et de l'orthogonalité

Quel que soit le schéma retenu pour l'implémentation d'un transmetteur FBMC/COQAM selon l'invention, il est possible d'insérer dans le signal à porteuses multiples $s[k]$, préalablement à sa transmission, un préfixe cyclique ou plus généralement un intervalle de garde, noté CP, permettant d'annuler l'interférence inter-bloc du système FBMC/COQAM, et donc d'obtenir une

orthogonalité parfaite dans le cas d'un canal multi-trajet.

En outre, pour éviter que la fuite spectrale due au traitement par bloc se traduise par une mauvaise densité spectrale de puissance, on propose selon un mode de réalisation particulier de l'invention d'appliquer un fenêtrage après l'opération d'insertion du préfixe cyclique.

On obtient ainsi un signal à porteuses multiples fenêtré, dénommé WCP-COQAM.

On considère un préfixe cyclique de longueur L_{CP} , telle que $L_{CP} = L_{GI} + L_{RI}$, avec L_{GI} la longueur d'une première portion du préfixe cyclique utilisée pour absorber l'interférence due au canal de transmission (qui peut éventuellement être égale à zéro) et L_{RI} la longueur d'une deuxième portion du préfixe cyclique utilisée pour améliorer le spectre de puissance du signal à porteuses multiples, i.e. la longueur de la deuxième portion du préfixe cyclique dévolue au fenêtrage (qui est nécessairement supérieure à zéro et inférieure ou égale à L_{GI}).

En particulier, le l -ième bloc du signal à porteuses multiples fenêtré $s_{WCP-COQAM}[k]$, pour $k = 0 \dots KM + L_{CP} - 1$, peut être obtenu pour le l -ième bloc du signal à porteuses avant insertion du préfixe cyclique précédemment noté $s[k]$, pour $k = 0 \dots KM - 1$, par l'expression suivante :

$$s_{WCP-COQAM}[k] = \sum_{r=l-1}^{l+1} s[\text{mod}(k - L_{CP}, KM)] h[k - r(KM + L_{GI})]$$

avec : $s[k]$ le signal à porteuses multiples avant insertion du préfixe cyclique ;

l l'indice du bloc considéré ;

$h[k]$ une fonction fenêtrage, définie dans l'intervalle $k = 0 \dots KM + L_{CP} - 1$;

r un entier pris dans l'intervalle $[l - 1, l + 1]$.

Par exemple, la fonction fenêtrage $h[k]$ est définie comme suit :

$$h[k] = \begin{cases} \text{coefficients de fenêtrage} & \text{si } k \in [0, L_{RI} - 1] \\ h[KM + L_{CP} - 1 - k] & \text{si } k \in [KM + L_{CP} - L_{RI}, KM + L_{CP} - 1] \\ 1 & \text{sinon} \end{cases}$$

où les coefficients de fenêtrage dépendent du fenêtrage choisi (par exemple de type Hamming, Hanning, etc.).

Ainsi, comme illustré en figure 8, le procédé de transmission met également en œuvre, selon un mode de réalisation de l'invention, postérieurement à l'étape de mise en forme du signal à porteuses multiples, une étape d'insertion 81 d'un préfixe cyclique devant au moins un échantillon temporel formant le signal à porteuses multiples $s[k]$ et/ou une étape de fenêtrage

82.

Plus précisément, l'étape de fenêtrage 82 met en œuvre :

- une multiplication 821 de chacun des MK échantillons temporels formant le signal à porteuses multiples et du préfixe cyclique par un coefficient de fenêtrage, délivrant $KM + L_{CP}$ échantillons fenêtrés ;
- un suréchantillonnage 822, par un facteur de suréchantillonnage $Q = KM + L_{GI}$, des échantillons fenêtrés, délivrant $KM + L_{CP}$ échantillons suréchantillonnés ;
- un décalage et une sommation 823 des échantillons suréchantillonnés, délivrant le signal à porteuses multiples fenêtré $s_{WCP-COQAM}[k]$.

On note que le bloc de conversion série/parallèle 80 de la figure 8, de même que les blocs de conversion parallèle/série des figures 5 à 7, sont facultatifs si les étapes d'insertion d'un préfixe cyclique 81 et de fenêtrage 82 sont directement mises en œuvre sur les MK échantillons temporels.

Le signal à porteuses multiples fenêtré $s_{WCP-COQAM}[k]$ ainsi obtenu présente de bonnes propriétés en termes de densité spectrale de puissance et d'orthogonalité.

En particulier, on note que la technique d'insertion d'un préfixe cyclique et de fenêtrage proposée peut s'appliquer à d'autres techniques de transmission d'un signal à porteuses multiples, et notamment la technique de transmission FBMC/OQAM ou GFDM, quel que soit le schéma utilisé pour l'implémentation du transmetteur (implémentation directe ou à complexité réduite).

5.2.2 Exemples d'implémentation du récepteur

A) Implémentation basée sur la mise en œuvre d'une FFT classique

Comme indiqué précédemment, une implémentation directe de l'expression mathématique d'un symbole de données estimé $\hat{a}_{m_0, n_0}$ se traduit par une complexité opératoire très élevée. Dans ce qui suit, on présente donc d'autres exemples d'implémentation, et notamment une implémentation basée sur la mise en œuvre d'une FFT standard côté récepteur.

En reprenant l'expression générale pour l'estimation d'au moins un symbole de données, pour un bloc, à la position (m_0, n_0) dans le plan temps-fréquence, telle que :

$$\hat{a}_{m_0, n_0} = \Re(y_{m_0, n_0}) = \Re\left(\sum_{k=0}^{KM-1} s[k] \tilde{g}_{m_0, n_0}^*[k]\right)$$

et en développant le terme $\tilde{g}_{m_0, n_0}[k]$ dans cette expression, on obtient :

$$y_{m_0, n_0} = \underbrace{\sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{K-1} s[k + lM] \tilde{g}[k + lM - n_0N]}_{\text{filtrage}} e^{\frac{-j2\pi m_0(k - n_0N)}{M}} \underbrace{e^{-j\phi_{m_0, n_0}} e^{\frac{j\pi m_0 D}{M}}}_{\text{post-traitement}}$$

FFT

Plus précisément, selon un deuxième exemple d'implémentation d'un récepteur selon l'invention, illustré en figure 9A, une fois les MK échantillons temporels du signal à porteuses multiples reçus, on met en œuvre la convolution cyclique 311.

Au cours de l'étape de convolution cyclique 311, les MK échantillons temporels sont
 5 filtrés 91 par le filtre de mise en forme, en multipliant chaque échantillon temporel indicé k , pour $0 \leq k \leq MK - 1$, par un coefficient $g^{k,n}$ du filtre de mise en forme, de façon à obtenir MK échantillons filtrés, notés u_k . Au cours d'une étape suivante 92, illustrée plus précisément en figure 9B, ces échantillons filtrés u_k sont répartis 921 dans K groupes de M échantillons filtrés, notés $G_0, G_1, \dots, G_{K-1}$. On additionne 922 ensuite les échantillons filtrés des K groupes
 10 $G_0, G_1, \dots, G_{K-1}$, de façon à obtenir M symboles filtrés, notés v_k , pour $0 \leq k \leq M - 1$. Par exemple, on additionne ensemble les premiers échantillons filtrés des groupes $G_0, G_1, \dots, G_{K-1}$, puis on additionne ensemble les deuxièmes échantillons filtrés des groupes $G_0, G_1, \dots, G_{K-1}$, etc., et finalement on additionne ensemble les derniers échantillons filtrés des groupes $G_0, G_1, \dots, G_{K-1}$.

15 Au cours d'une étape suivante, les M symboles filtrés sont transformés 93 du domaine temporel vers le domaine fréquentiel, en utilisant une FFT de taille $M \times M$, délivrant M symboles transformés.

Les M symboles transformés subissent alors un post-traitement de phase 94, mettant en œuvre une multiplication de chacun des symboles transformés par un terme de phase
 20 $e^{-j(\phi_{k,n} - k\pi D/M)}$, délivrant M symboles post-traités, encore appelés symboles démodulés $y_{m,n}$.

Finalement, afin d'obtenir une estimation des M symboles de données, on peut extraire la partie réelle des M symboles post-traités $y_{m,n}$.

B) Implémentation du récepteur lors de la mise en œuvre d'un fenêtrage en émission

On a décrit, en relation avec l'émission, un mode de réalisation particulier de l'invention
 25 selon lequel on insérait un préfixe cyclique dans le signal à porteuses multiples $s[k]$ et/ou on appliquait un fenêtrage au signal avant émission.

On obtenait ainsi un signal à porteuses multiple fenêtré, dénommé WCP-FBMC/COQAM, ou de manière simplifiée WCP-COQAM.

Un des avantages d'une telle technique de transmission est que le récepteur peut avoir un
 30 schéma d'égalisation hybride. Une telle flexibilité permet notamment au récepteur de décider comment décoder la partie données/informations utiles en fonction des caractéristiques de dispersion du canal de transmission.

On présente ci-après deux modes de réception, selon la position de l'étape d'égalisation dans la chaîne de réception.

Selon un premier mode de réception, illustré en figure 10, préalablement à l'étape d'estimation, le procédé met en œuvre les étapes suivantes :

- suppression 1010, dans le signal à porteuses multiples, de la première portion de longueur L_{GI} du préfixe cyclique ;
- 5 - décalage cyclique 1011 (Δ) du signal à porteuses multiples obtenu à l'issue de l'étape de suppression, tel que $s[k] = s[\text{mod}(k + L_{GI}, KM)]$, pour $k = 0, \dots, KM - 1$, délivrant MK échantillons temporels ;
- transformation 1012 des MK échantillons temporels du domaine temporel vers le domaine fréquentiel, en utilisant par exemple une FFT de taille $KM \times KM$, délivrant MK
- 10 échantillons fréquentsiels ;
- égalisation 1013 des MK échantillons fréquentsiels, délivrant MK échantillons égalisés ;
- transformation 1014 des MK échantillons égalisés du domaine fréquentiel vers le domaine temporel.

Les MK échantillons temporels obtenus à l'issue de l'étape de transformation 1014 sont ensuite traités comme décrit en relation avec les figures 9A et 9B, en leur appliquant :

- un filtrage 91 délivrant MK échantillons filtrés,
- une répartition par groupe 921/sommation 922 délivrant M symboles filtrés,
- une transformation 93 délivrant M symboles transformés
- un post-traitement de phase 94 délivrant M symboles post-traités,

20 Finalement, afin d'obtenir une estimation des M symboles de données, on peut extraire 1015 la partie réelle des M symboles post-traités $y_{m,n}$, délivrant M symboles estimés notés $\hat{a}_{m,n}$.

Dans ce premier mode de réception, l'égalisation est mise en œuvre dans le domaine fréquentiel, et met par exemple en œuvre un algorithme de type forçage à zéro.

Selon un deuxième mode de réception, illustré en figure 11, préalablement à l'étape d'estimation, le procédé met en œuvre les étapes suivantes :

- suppression 1110, dans le signal à porteuses multiples, de la première portion de longueur L_{GI} du préfixe cyclique ;
- décalage cyclique 1111 (Δ) du signal à porteuses multiples obtenu à l'issue de l'étape de suppression, tel que $s[k] = s[\text{mod}(k + L_{GI}, KM)]$, pour $k = 0, \dots, KM - 1$, délivrant MK
- 30 échantillons temporels.

Les MK échantillons temporels obtenus à l'issue de l'étape de décalage cyclique 1111 sont ensuite traités comme décrit en relation avec les figures 9A et 9B, avec une étape d'égalisation des symboles post-traités, mise en œuvre préalablement à l'étape d'extraction de la partie réelle. Ainsi, les MK échantillons temporels obtenus à l'issue de l'étape de décalage

35 cyclique 1111 sont traités en leur appliquant :

- un filtrage 91 délivrant MK échantillons filtrés,
- une répartition par groupe 921/sommation 922 délivrant M symboles filtrés,
- une transformation 93 délivrant M symboles transformés
- un post-traitement de phase 94 délivrant M symboles post-traités,
- 5 - une égalisation 1112 des M symboles post-traités délivrant M symboles égalisés,
- une extraction 1113 des parties réelles des M symboles égalisés, délivrant M symboles estimés notés $\hat{a}_{m,n}$.

Dans ce deuxième mode de réception, l'égalisation est mise en œuvre dans le domaine fréquentiel, et met par exemple en œuvre un algorithme de type forçage à zéro.

10 En particulier, on note qu'une telle technique de réception simplifiée peut s'appliquer à d'autres techniques de réception d'un signal à porteuses multiples dans lequel on a inséré un préfixe cyclique et/ou appliqué un fenêtrage en émission, et notamment dans le cadre d'une transmission de type FBMC/OQAM ou GFDM.

5.3 *Evaluation des performances*

15 On présente finalement, en relation avec les figures 12 et 13, des courbes comparant les performances de l'invention par rapport aux techniques de l'art antérieur, en termes de densité spectrale de puissance et d'orthogonalité.

Plus précisément, la figure 12 illustre la densité spectrale de puissance du signal à porteuses multiples (PSD), en fonction de la fréquence normalisée (freq), pour cinq techniques de transmission :

- une transmission de type OFDM avec préfixe cyclique selon l'art antérieur, notée CP-OFDM ;
- une transmission de type FBMC/OQAM sans préfixe cyclique selon l'art antérieur, notée FBMC/OQAM ;
- 25 - une transmission de type FBMC/OQAM avec préfixe cyclique selon l'art antérieur, notée CP-FBMC/OQAM ;
- une transmission de type FBMC/OQAM avec préfixe cyclique et fenêtrage, notée WCP-FBMC/OQAM ;
- une transmission de type FBMC/COQAM avec préfixe cyclique et fenêtrage selon un mode de réalisation particulier de l'invention, notée WCP-FBMC/COQAM.

Les paramètres de transmission utilisés pour obtenir ces courbes de performance sont :

- $M = 64$;
- $K = 4$;
- $L_{GI} = M/4$;

- $L_{RI} = L_{GI}/2$;
- $h[k]$ est la fenêtre de Hamming ;
- le filtre prototype pour la transmission de type FBMC/OQAM ou FBMC/COQAM est de type TFL4, i.e. un filtre de longueur 4M optimisé directement en discret suivant le critère de localisation temps-fréquence tel que décrit dans l'article de D. Pinchon et al. « Design techniques for orthogonal modulated filter banks based on a compact representation », *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. 52, N° 6, pp. 1682-1692, Juin 2004.

On constate sur ces courbes que le signal à porteuses multiples obtenu en utilisant une technique de transmission de type WCP-FBMC/COQAM peut, tout comme le signal à porteuses multiples obtenu en utilisant une technique de transmission FBMC/OQAM classique (sans préfixe cyclique), conserver une très bonne densité spectrale de puissance. De plus, pour le signal WCP-FBMC/COQAM, l'orthogonalité est parfaitement restaurée si l'étalement du canal n'excède pas la longueur L_{GI} . Si on augmente la longueur L_{RI} , la densité spectrale de puissance du signal WCP-FBMC/COQAM peut approcher de très près, voire être meilleure, que celle du signal FBMC/OQAM.

En ce qui concerne la perte de débit due à l'insertion d'un préfixe cyclique, on constate que celle du signal WCP-FBMC/COQAM est fortement réduite comparée à celle du signal CP-OFDM :

$$\text{redondance du signal WCP - FBMC/COQAM} = \frac{KM}{KM + L_{GI}} = 5,9\%$$

$$\text{redondance du signal CP - OFDM} = \frac{M}{M + L_{GI}} = 20\%$$

En considérant une longueur donnée de préfixe cyclique, la perte de débit résultant de la technique de transmission proposée est donc largement plus faible que celle du CP-OFDM. De plus, la densité spectrale de puissance du signal à porteuses multiples obtenu selon la technique de transmission proposée est bien meilleure comparée à celle des systèmes de l'état de l'art, que l'on considère ou non un traitement de fenêtrage.

Finalement, la figure 13 illustre le taux d'erreur binaire BER en fonction du rapport E_b/N_0 en dB, pour quatre techniques de transmission :

- une transmission de type OFDM avec préfixe cyclique selon l'art antérieur, notée CP-OFDM ;
- une transmission de type FMBC/OQAM sans préfixe cyclique selon l'art antérieur, notée FBMC/OQAM ;

- une transmission de type FBMC/COQAM avec préfixe cyclique et fenêtrage selon un mode de réalisation particulier de l'invention, mettant en œuvre une réception selon le premier mode de réception décrit, notée WCP-FBMC/COQAM (mode 1) ;
- une transmission de type FBMC/COQAM avec préfixe cyclique et fenêtrage selon un mode de réalisation particulier de l'invention, mettant en œuvre une réception selon le deuxième mode de réception décrit, notée WCP-FBMC/COQAM (mode 2).

Les paramètres de transmission utilisés pour obtenir ces courbes de performance sont les mêmes que définis ci-dessus. Par ailleurs, la constellation symbole à transmettre, dans un simple canal à deux coefficients (1 et 0,5) séparés du préfixe cyclique de longueur $L_{GI} - 1$ échantillons, est de la MAQ16 (16-QAM).

La figure 13 illustre clairement que le système WCP-FBMC/COQAM avec le premier mode de réception peut parfaitement enlever toute l'interférence comparé au système FBMC/OQAM classique. Le système WCP-FBMC/COQAM peut donc parfaitement maintenir l'orthogonalité lors d'une transmission à travers un canal multi-trajet. En outre, le gain en performance par rapport au CP-OFDM vient en partie de la perte de débit/redondance réduite et aussi de la sélectivité fréquentielle accrue, due à une taille de FFT plus grande au récepteur (voir figure 10). De plus, on peut constater qu'un système WCP-FBMC/COQAM avec le deuxième mode de réception confère des performances identiques à celles du FBMC/OQAM classique. Ce mode de réception hybride est particulièrement important, car on sait que dans le cas d'un canal de transmission faiblement dispersif en temps mais à fort Doppler, le schéma classique FBMC/OQAM aura l'avantage. Cet avantage sera préservé avec le WCP-FBMC/COQAM si on commute de mode de réception. On notera que pour ces deux modes, le signal transmis reste inchangé.

Finalement, en garantissant l'orthogonalité parfaite avec le système WCP-FBMC/COQAM, un codage de type Alamouti peut facilement être mis en œuvre, comme dans un système classique de type CP-OFDM.

La technique de transmission/réception proposée selon l'invention permet donc d'apporter un gain à la fois du point de vue de la densité spectrale de puissance à l'émission et de l'orthogonalité en présence d'un canal multi-trajets.

5.4 Structure des dispositifs de transmission et de réception

On présente finalement, en relation avec les figures 14 et 15 respectivement, la structure simplifiée d'un dispositif de transmission de type FBMC/COQAM et la structure d'un dispositif de réception de type FBMC/COQAM selon un mode de réalisation particulier de l'invention.

Comme illustré en figure 14, un tel dispositif de transmission comprend une mémoire 1410 comprenant une mémoire tampon, une unité de traitement 1411, équipée par exemple d'un microprocesseur μP , et pilotée par le programme d'ordinateur 1412, mettant en œuvre le

procédé de transmission selon un mode de réalisation de l'invention.

A l'initialisation, les instructions de code du programme d'ordinateur 1412 sont par exemple chargées dans une mémoire RAM avant d'être exécutées par le processeur de l'unité de traitement 1411. L'unité de traitement 1411 reçoit en entrée au moins un bloc de symboles de données réels, notés $\{a_m[n]\}_{M \times K}$. Le microprocesseur de l'unité de traitement 1411 met en œuvre les étapes du procédé de transmission décrit précédemment, selon les instructions du programme d'ordinateur 1412, pour générer un signal à porteuses multiples $s[k]$ (ou $s_{WCP-COQAM}[k]$). Pour cela, le dispositif de transmission comprend, outre la mémoire tampon 1410, un module de mise en forme du ou des blocs de symboles de données comprenant un module de convolution cyclique par un filtre prototype $g[k]$, de longueur $L = KM + b_1 = 2KN + b_1$, avec $b_1 \geq 0$ et N un facteur de suréchantillonnage.

Ces modules sont pilotés par le microprocesseur de l'unité de traitement 1411.

Comme illustré en figure 15, un tel dispositif de réception a quant à lui une mémoire 1510 comprenant une mémoire tampon, une unité de traitement 1511, équipée par exemple d'un microprocesseur μP , et pilotée par le programme d'ordinateur 1512, mettant en œuvre le procédé de réception selon un mode de réalisation de l'invention.

A l'initialisation, les instructions de code du programme d'ordinateur 1512 sont par exemple chargées dans une mémoire RAM avant d'être exécutées par le processeur de l'unité de traitement 1511. L'unité de traitement 1511 reçoit en entrée un signal à porteuses multiples $s[k]$ (ou $s_{WCP-COQAM}[k]$). Le microprocesseur de l'unité de traitement 1511 met en œuvre les étapes du procédé de réception décrit précédemment, selon les instructions du programme d'ordinateur 1512, pour estimer les symboles de données transmis. Pour cela, le dispositif de réception comprend, outre la mémoire tampon 1510, un module d'estimation d'au moins un symbole de données du bloc, comprenant un module de convolution cyclique par un filtre prototype $g[k]$, de longueur $L = KM + b_1 = 2KN + b_1$, avec $b_1 \geq 0$ et N un facteur de sous-échantillonnage.

Ces modules sont pilotés par le microprocesseur de l'unité de traitement 1511.

REVENDICATIONS

1. Procédé de transmission de symboles de données destiné à être mis en œuvre dans un système de télécommunications, délivrant un signal à porteuses multiples de type OQAM, caractérisé en ce qu'il comprend une étape de mise en forme (11) d'au moins un bloc de $M \times K$ symboles de données réels, avec $M > 1$ et $K > 1$, mettant en œuvre une étape de convolution (111) cyclique par un filtre prototype $g[k]$, de longueur $L = KM + b_1 = 2KN + b_1$, avec b_1 un entier tel que $b_1 \geq 0$ et N un facteur de suréchantillonnage.

2. Procédé de transmission selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite étape de mise en forme (11) d'au moins un bloc de $M \times K$ symboles de données délivre un signal à porteuses multiples tel que :

$$s[k] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{K-1} a_m[n] \tilde{g}[k - nN] e^{j\phi_{m,n}} e^{\frac{j2\pi m(k-D/2)}{M}}$$

avec : $a_m[n]$ lesdits symboles de données, avec n l'indice de la colonne dudit bloc, $0 \leq n \leq K - 1$, et m l'indice de la ligne dudit bloc, $0 \leq m \leq M - 1$;

$\tilde{g}[k]$ un filtre de mise en forme obtenu à partir d'une répétition périodique du filtre prototype $g[k]$ de période KM ;

N ledit facteur de suréchantillonnage, tel que $N = M/2$;

M le nombre de sous-porteuses ;

K le nombre d'intervalles temporels pour ledit bloc ;

$D = L - 1$;

$\phi_{m,n}$ un terme de phase.

3. Procédé de transmission selon l'une quelconque des revendications 1 et 2, caractérisé en ce que ladite étape de mise en forme (11) met en œuvre les étapes suivantes, dans le domaine fréquentiel, pour au moins une colonne dudit bloc :

- une étape de pré-traitement de phase (21) des M symboles de données associés chacun à une ligne dudit bloc, délivrant M symboles pré-traités ;
- une étape de suréchantillonnage (22) desdits M symboles pré-traités par ledit facteur de suréchantillonnage N , délivrant M symboles suréchantillonnés ;
- ladite étape de convolution cyclique (111) avec une période KM , mettant en œuvre, pour chaque symbole suréchantillonné, un filtrage par les L coefficients dudit filtre prototype, délivrant M ensembles de MK coefficients filtrés ;
- pour chaque ensemble de MK coefficients filtrés, une étape de modulation (23) desdits MK coefficients filtrés, délivrant un ensemble de MK coefficients modulés ;
- une étape de sommation (24) des M ensembles de MK coefficients modulés délivrant MK

échantillons temporels formant ledit signal à porteuses multiples.

4. Procédé de transmission selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite étape de mise en forme (11) met en œuvre les étapes suivantes, pour au moins une colonne dudit bloc :

- une étape de transformation (52 ; 61 ; 72) des M symboles de données de ladite colonne du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, délivrant des symboles transformés ;
- ladite étape de convolution cyclique (111), mettant en œuvre, dans le domaine temporel, les étapes suivantes :

- répétition (53 ; 62 ; 73) desdits symboles transformés, délivrant des symboles répétés,

- filtrage (54 ; 63 ; 74) par un filtre de mise en forme obtenu à partir d'une répétition périodique du filtre prototype desdits symboles répétés, mettant en œuvre une multiplication de chacun desdits symboles répétés par un coefficient dudit filtre de mise en forme, délivrant des symboles filtrés, et

- sommation (55 ; 64 ; 75) desdits symboles filtrés obtenus pour les différentes colonnes dudit bloc, délivrant des échantillons temporels formant ledit signal à porteuses multiples.

5. Procédé de transmission selon la revendication 4, caractérisé en ce qu'il comprend une étape de pré-traitement (51) desdits symboles de données, mise en œuvre préalablement à ladite étape de transformation,

en ce que ladite étape de transformation (52) met en œuvre une transformée de Fourier inverse de taille $M \times M$, délivrant M symboles transformés ;

en ce que ladite étape de répétition (53) met en œuvre une répétition cyclique desdits M symboles transformés, délivrant MK symboles répétés ;

et en ce que ladite étape de sommation (55) délivre MK échantillons temporels.

6. Procédé de transmission selon la revendication 5, caractérisé en ce que ladite étape de mise en forme (11) d'au moins un bloc de $M \times K$ symboles de données délivre un signal à porteuses multiples tel que :

$$\mathbf{s}_{MK \times 1} = \text{diag}\{\mathbf{G}_{MK \times K}(\mathbf{E}_{MK \times M} \mathbf{W}_{M \times M} \mathbf{A}_{M \times K})^T\}$$

avec : $\mathbf{A}_{M \times K} = \left\{ a_m[n] e^{j\phi_{m,n}} e^{-\frac{j\pi m D n}{M}} \right\}_{M \times K}$ le bloc de symboles de données obtenu à l'issue de

ladite étape de pré-traitement, pour $0 \leq n \leq K - 1$, $0 \leq m \leq M - 1$;

$\mathbf{W}_{M \times M} = \left\{ e^{\frac{j2\pi km}{M}} \right\}_{M \times M}$ la matrice représentative de ladite étape de transformation du

domaine fréquentiel vers le domaine temporel, pour $0 \leq k \leq M - 1$, $0 \leq m \leq M - 1$;

$\mathbf{E}_{MK \times M}$ la matrice représentative de ladite étape de répétition cyclique, telle que

$$\mathbf{E}_{MK \times M}^T = [\mathbf{I}_{M \times M} \cdots \mathbf{I}_{M \times M}]_{M \times MK};$$

$\mathbf{G}_{MK \times K} = \{g^{k,n}\}_{MK \times K} = \{g[\text{mod}(k - nN, MK)]\}_{MK \times K}$ la matrice représentative de ladite étape de filtrage, pour $0 \leq k \leq MK - 1, 0 \leq n \leq K - 1$;

$(.)^T$ l'opérateur de transposition matricielle;

5 $\text{diag}\{\cdot\}$ l'opérateur d'extraction des éléments diagonaux d'une matrice.

7. Procédé de transmission selon la revendication 4, caractérisé en ce que ladite étape de transformation (61) met en œuvre une transformée de Fourier partielle inverse de taille $M \times (N + 1)$, délivrant un premier sous-ensemble de $N + 1$ symboles transformés, en ce que ladite étape de répétition (62) met en œuvre les étapes suivantes :

- 10 - obtention, à partir dudit premier sous-ensemble, d'un deuxième sous-ensemble de $M - (N + 1)$ symboles transformés, ledit deuxième sous-ensemble de symboles transformés étant complémentaire dudit premier sous-ensemble de symboles transformés, pour former un ensemble de M symboles transformés ;
- répétition et permutation desdits M symboles transformés, délivrant MK symboles
- 15 répétés ;

et en ce que ladite étape de sommation (64) délivre MK échantillons temporels.

8. Procédé de transmission selon la revendication 4, caractérisé en ce qu'il comprend une étape de pré-traitement (71) desdits symboles de données, mise en œuvre préalablement à ladite étape de transformation,

20 en ce que ladite étape de transformation (72) met en œuvre une transformée de Fourier partielle inverse de taille $M \times N$, délivrant un premier sous-ensemble de $N = M/2$ symboles transformés, en ce que ladite étape de répétition (73) met en œuvre les étapes suivantes :

- obtention, à partir dudit premier sous-ensemble, d'un deuxième sous-ensemble de $M/2$ symboles transformés, ledit deuxième sous-ensemble de symboles transformés étant
- 25 complémentaire dudit premier sous-ensemble de symboles transformés, pour former un ensemble de M symboles transformés ;
- répétition et permutation desdits M symboles transformés, délivrant MK symboles répétés ;

et en ce que ladite étape de sommation (75) délivre MK échantillons temporels.

30 9. Procédé de transmission selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, caractérisé en ce qu'il comprend une étape d'insertion (81) d'un préfixe cyclique devant au moins un échantillon temporel formant ledit signal à porteuses multiples,

ledit préfixe cyclique, de longueur $L_{CP} = L_{GI} + L_{RI}$, comprenant une première portion de longueur L_{GI} utilisée pour absorber l'interférence due au canal de transmission et une deuxième

35 portion de longueur L_{RI} utilisée pour améliorer le spectre de puissance dudit signal à porteuses

multiples,

et une étape de fenêtrage (82) dudit signal à porteuses multiples mettant en œuvre les étapes suivantes :

- multiplication (821) de chacun desdits échantillons temporels formant ledit signal à porteuses multiples et dudit préfixe cyclique par un coefficient de fenêtrage, délivrant $KM + L_{CP}$ échantillons fenêtrés ;
- suréchantillonnage (822) par un facteur de suréchantillonnage $Q = KM + L_{GI}$ desdits échantillons fenêtrés, délivrant $KM + L_{CP}$ échantillons suréchantillonnés ;
- décalage et sommation (823) desdits échantillons suréchantillonnés, délivrant un signal à porteuses multiples fenêtré.

10. Procédé de transmission selon la revendication 9, caractérisé en que ledit signal à porteuses multiples fenêtré $s_{WCP-COQAM}[k]$ est tel que :

$$s_{WCP-COQAM}[k] = \sum_{r=l-1}^{l+1} s[\text{mod}(k - L_{CP}, KM)]h[k - r(KM + L_{GI})]$$

avec : $s[k]$ ledit signal à porteuses multiples avant insertion du préfixe cyclique ;

l l'indice du bloc considéré ;

$h[k]$ une fonction fenêtré ;

r un entier pris dans l'intervalle $[l - 1, l + 1]$.

11. Dispositif de transmission de symboles de données destiné à être mis en œuvre dans un système de télécommunications, délivrant un signal à porteuses multiples de type OQAM, caractérisé en ce qu'il comprend un module de mise en forme d'au moins un bloc de $M \times K$ symboles de données réels, avec $M > 1$ et $K > 1$, comprenant un module de convolution cyclique par un filtre prototype $g[k]$, de longueur $L = KM + b_1 = 2KN + b_1$, avec b_1 un entier tel que $b_1 \geq 0$ et N un facteur de suréchantillonnage.

12. Procédé de réception d'un signal à porteuses multiples de type OQAM destiné à être mis en œuvre dans un système de télécommunications, délivrant des symboles de données estimés,

ledit signal à porteuses multiples étant obtenu en mettant en forme, en émission, au moins un bloc de $M \times K$ symboles de données réels, avec $M > 1$ et $K > 1$,

caractérisé en ce que ledit procédé de réception comprend une étape d'estimation (31) d'au moins un symbole de données dudit bloc, mettant en œuvre une étape de convolution cyclique (311) par un filtre prototype $g[k]$, de longueur $L = KM + b_1 = 2KN + b_1$, avec b_1 un entier tel que $b_1 \geq 0$ et N un facteur de sous-échantillonnage.

13. Procédé de réception selon la revendication 12, caractérisé en ce que ladite étape d'estimation (31) d'au moins un symbole de données dudit bloc délivre un symbole de données

estimé, à la position (m_0, n_0) , tel que :

$$\hat{a}_{m_0, n_0} = \Re \left(\sum_{k=0}^{MK-1} s[k] \tilde{g}[k - n_0 N] e^{-j\phi_{m_0, n_0}} e^{\frac{-j2\pi m_0 (k-D/2)}{M}} \right)$$

avec : $s[k]$ ledit signal à porteuses multiples ;

$\tilde{g}[k]$ un filtre de mise en forme obtenu à partir d'une répétition périodique du filtre prototype $g[k]$ de période KM ;

5 N ledit facteur de sous-échantillonnage, tel que $N = M/2$;

M le nombre de sous-porteuses ;

K le nombre d'intervalles temporels pour ledit bloc ;

$D = L - 1$;

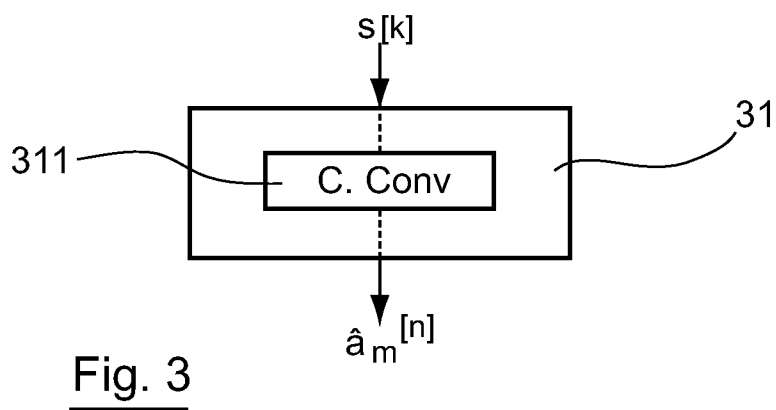
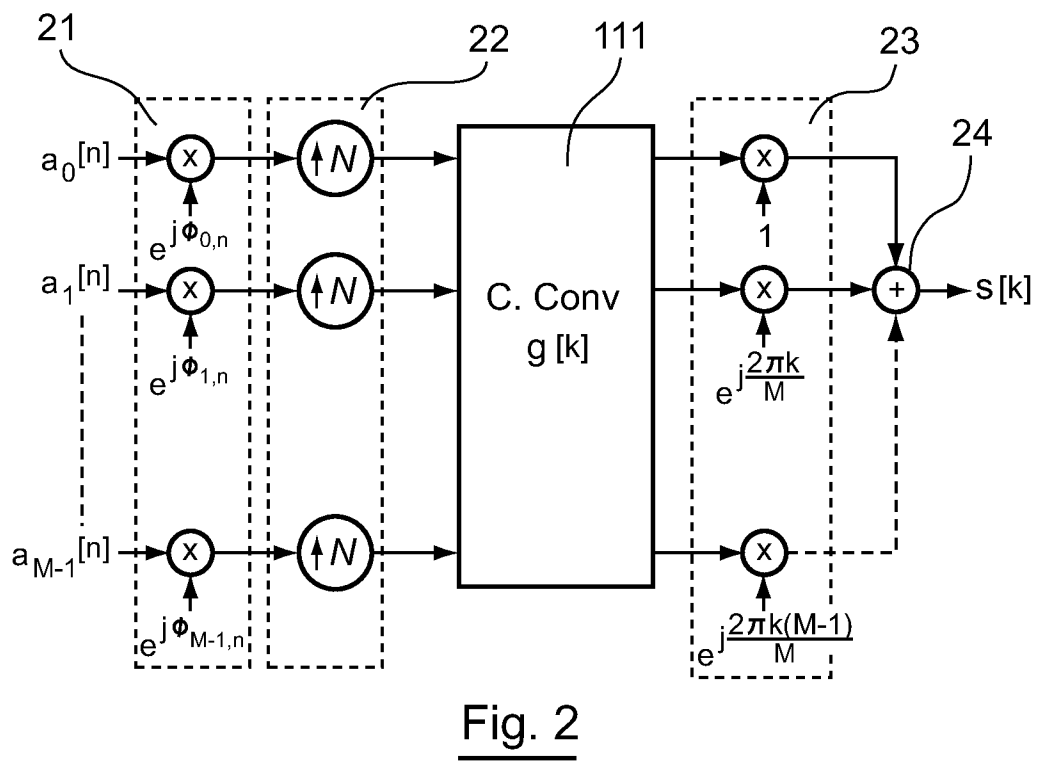
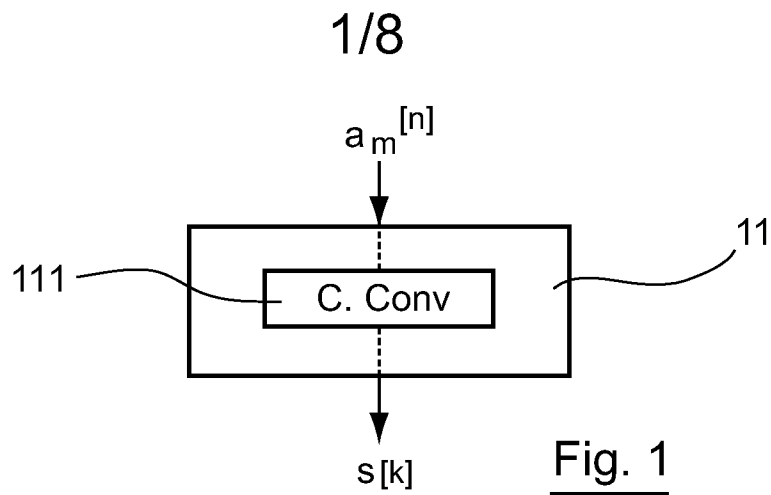
ϕ_{m_0, n_0} un terme de phase à la position (m_0, n_0) .

10 **14.** Dispositif de réception d'un signal à porteuses multiples de type OQAM, destiné à être mis en œuvre dans un système de télécommunications, délivrant des symboles de données estimés,

ledit signal à porteuses multiples étant obtenu en mettant en forme, en émission, au moins un bloc de $M \times K$ symboles de données réels, avec $M > 1$ et $K > 1$,

15 caractérisé en ce que ledit dispositif de réception comprend un module d'estimation d'au moins un symbole de données dudit bloc, comprenant un module de convolution cyclique par un filtre prototype $g[k]$, de longueur $L = KM + b_1 = 2KN + b_1$, avec b_1 un entier tel que $b_1 \geq 0$ et N un facteur de sous-échantillonnage.

15. Programme d'ordinateur comportant des instructions pour la mise en œuvre d'un
20 procédé selon la revendication 1 ou selon la revendication 12 lorsque ce programme est exécuté par un processeur.



2/8

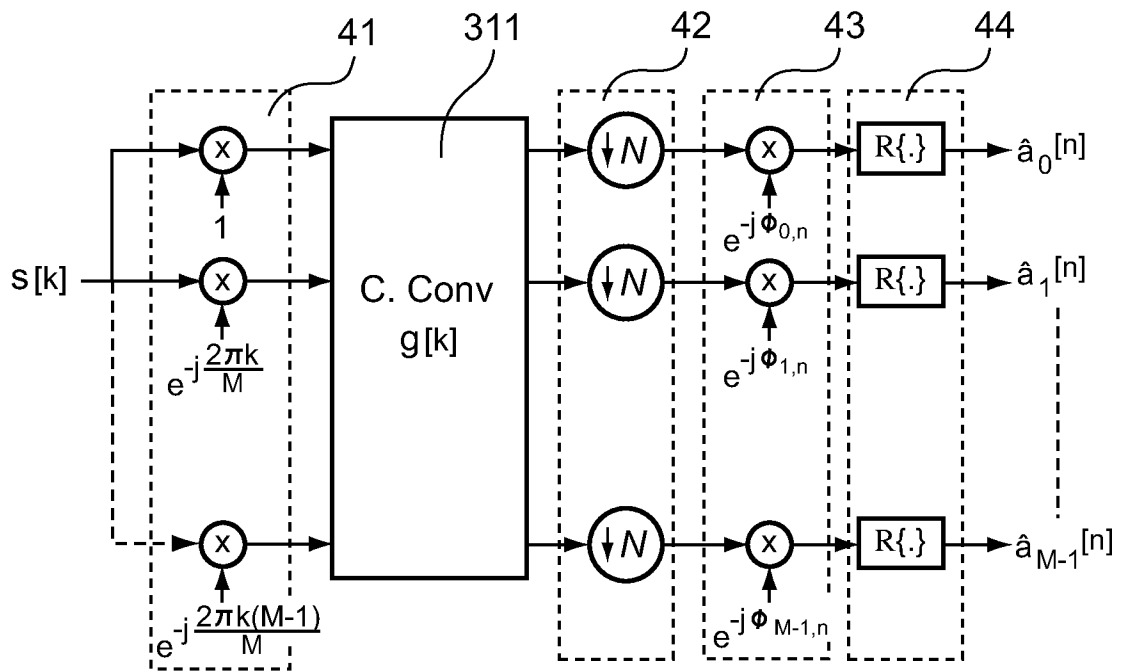


Fig. 4

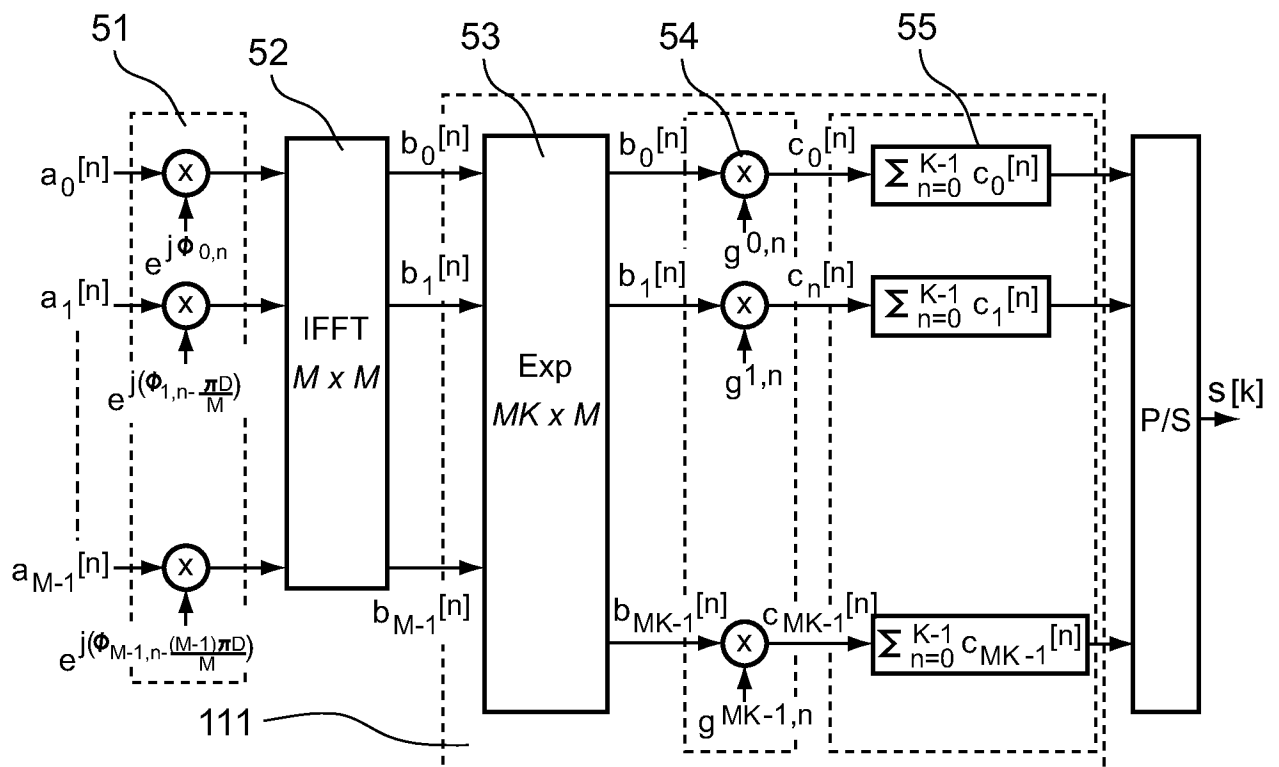


Fig. 5

3/8

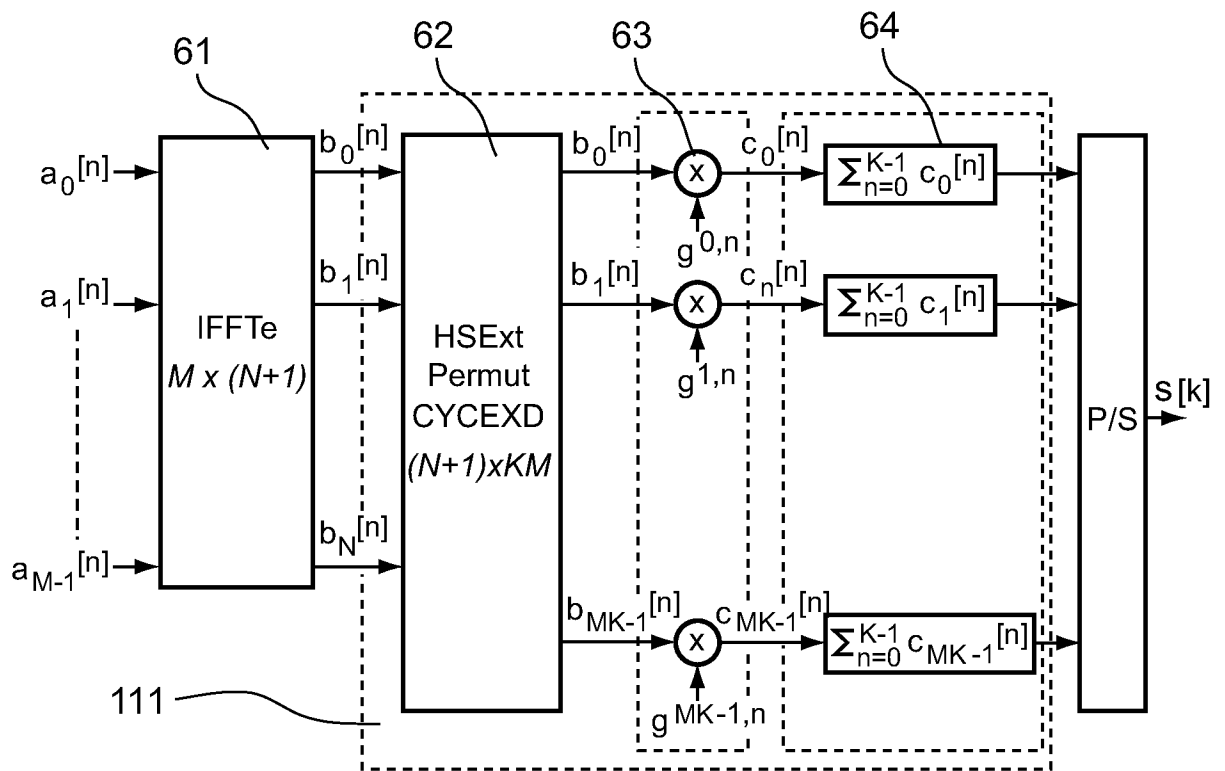


Fig. 6

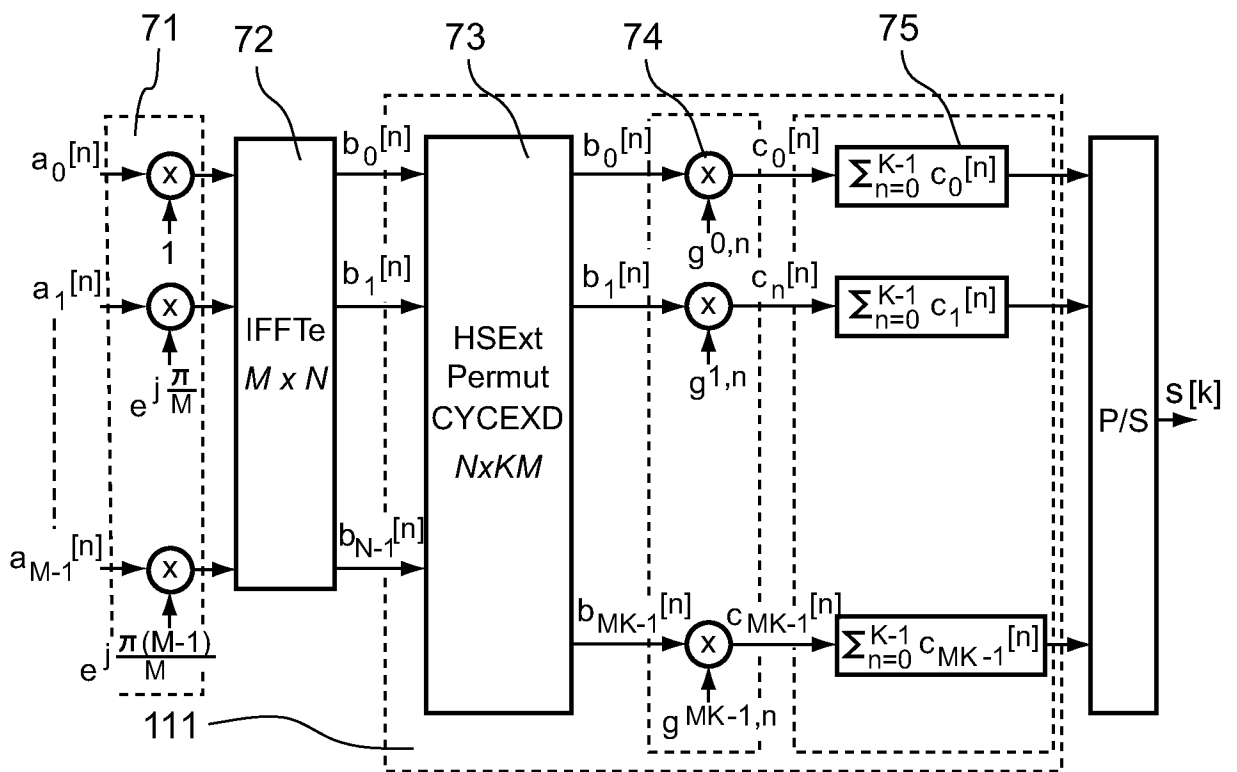


Fig. 7

4/8

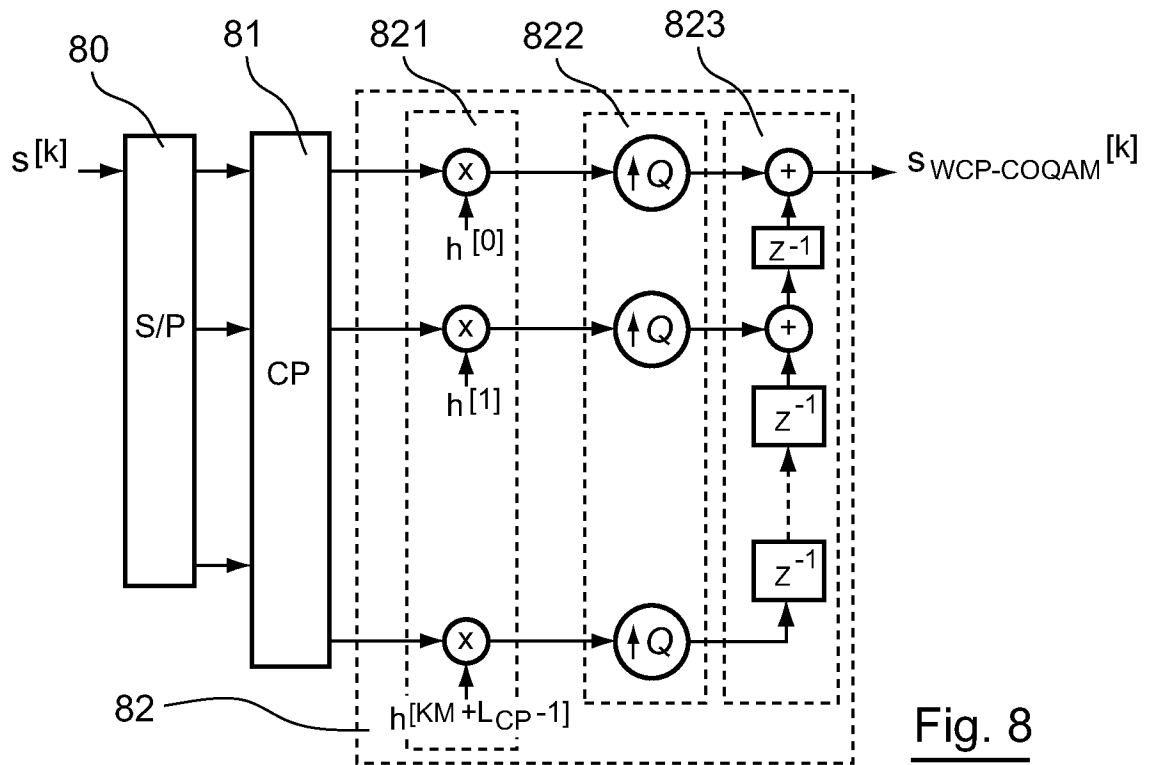


Fig. 8

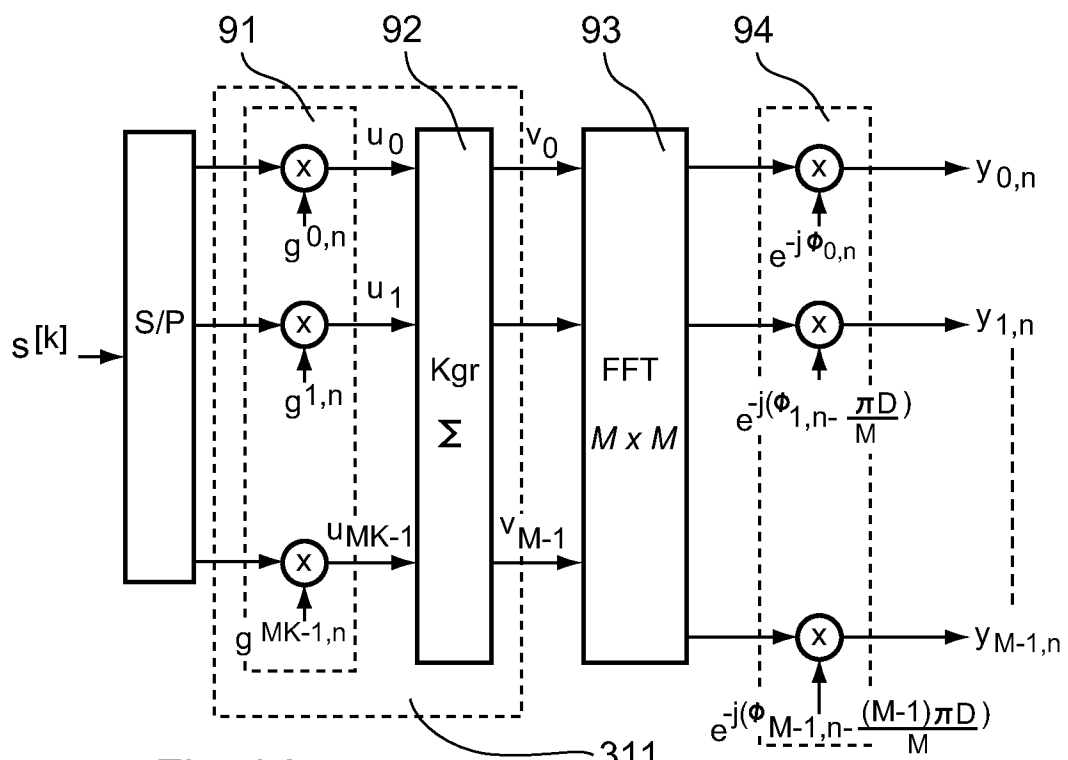
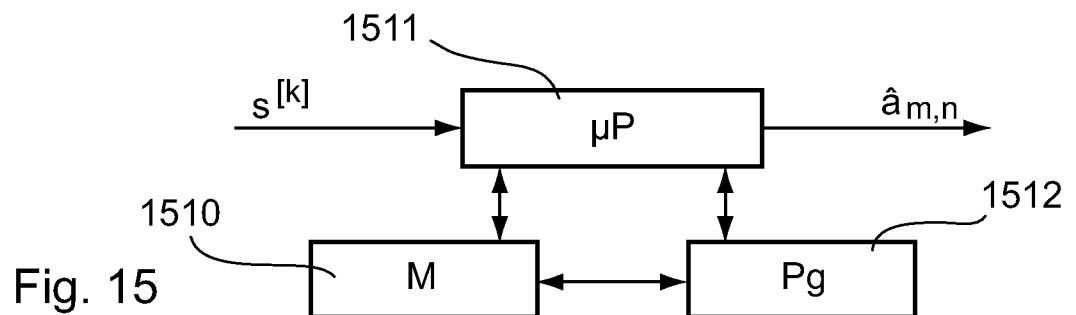
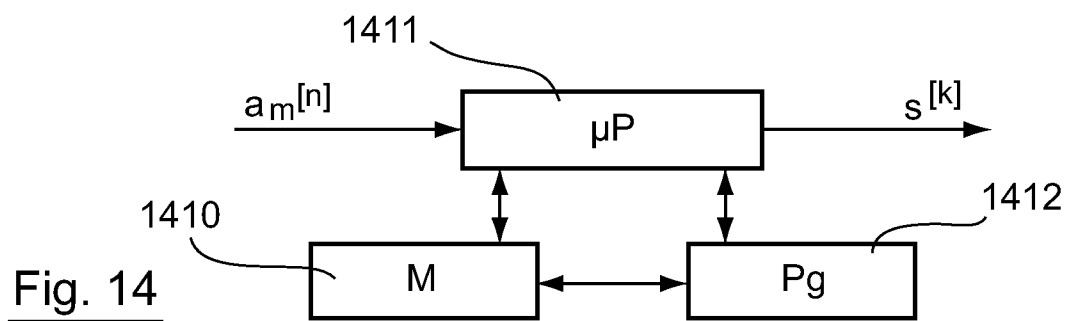
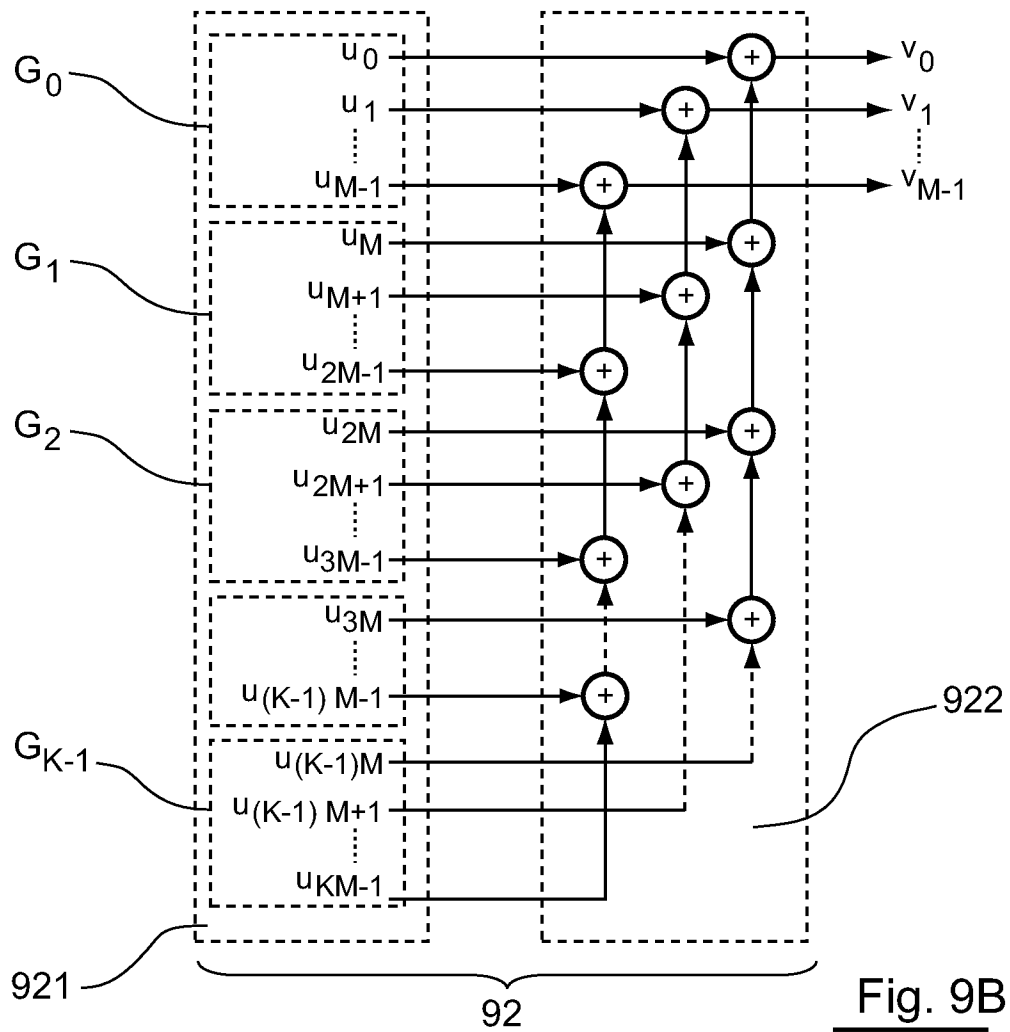


Fig. 9A

5/8



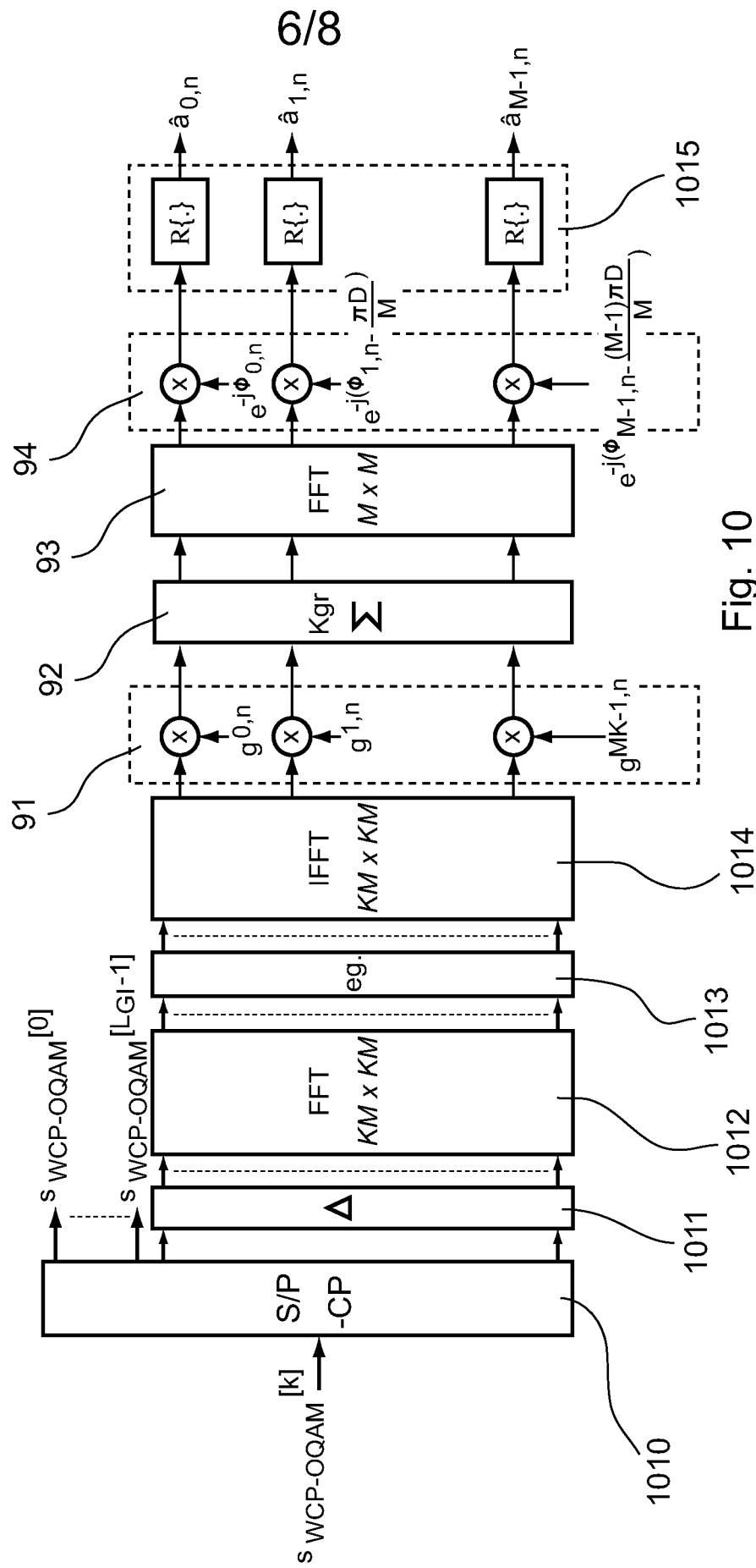


Fig. 10

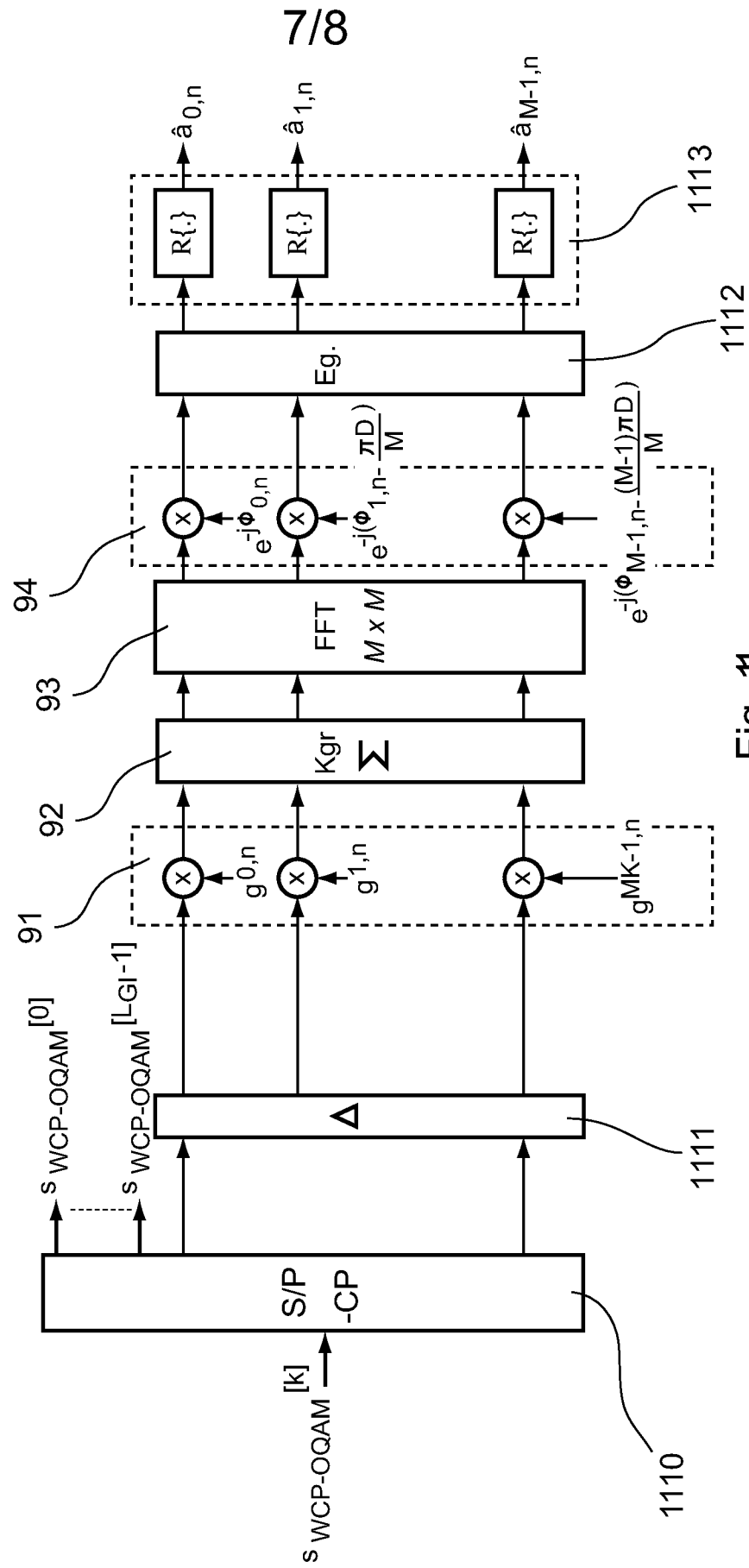


Fig. 11

8/8

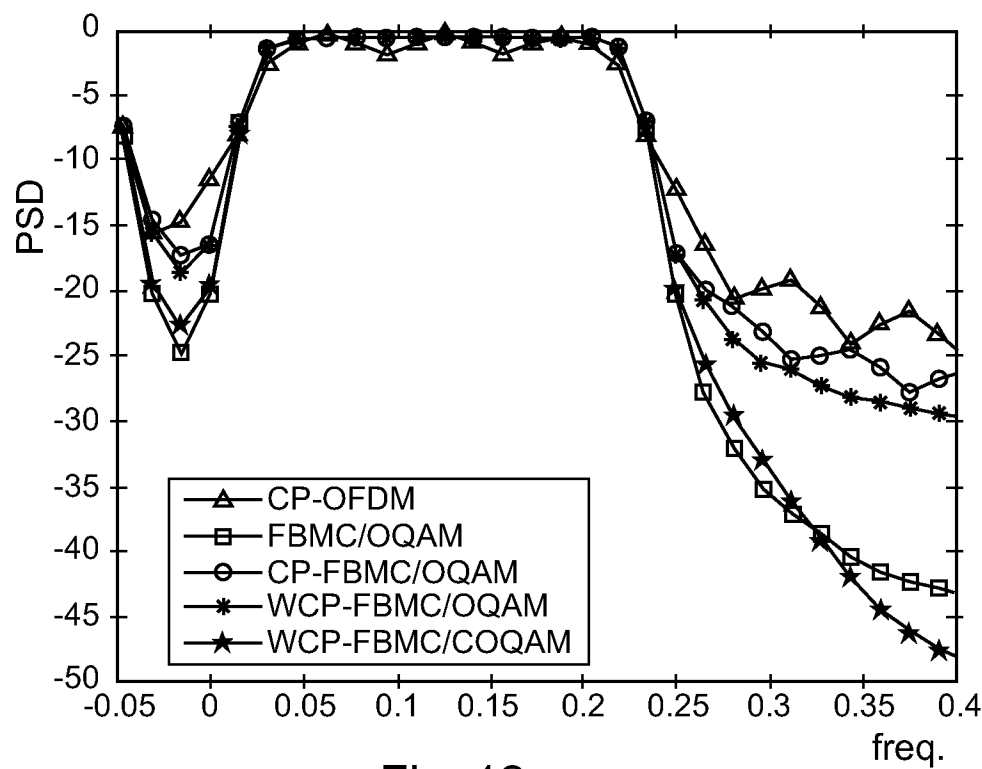


Fig. 12

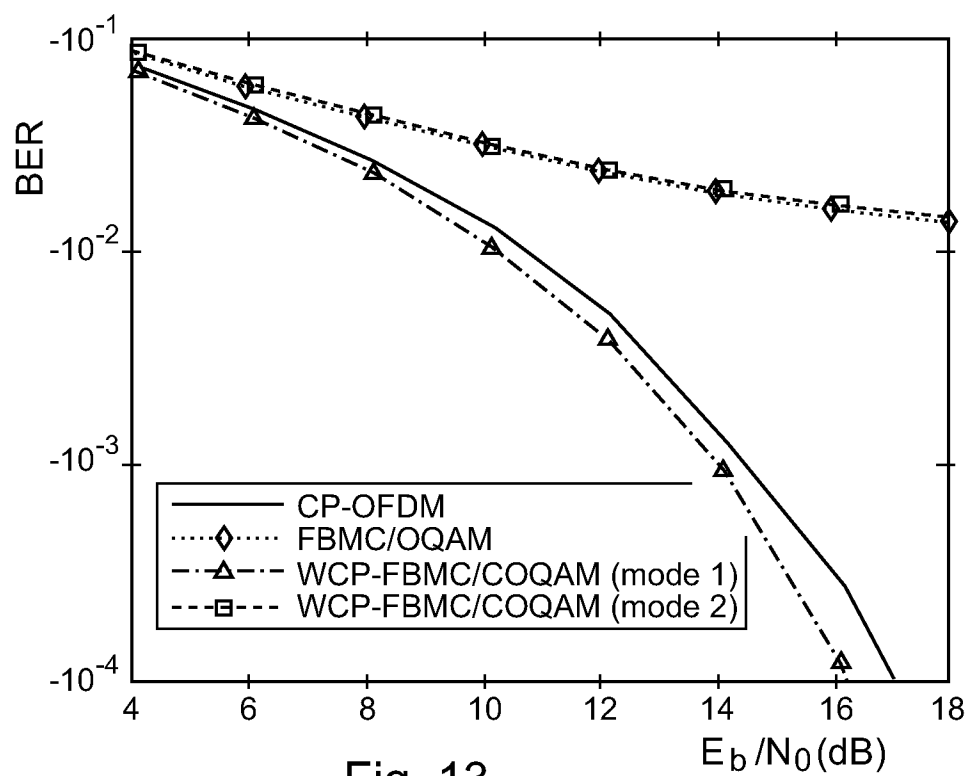


Fig. 13

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/FR2014/052166A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
INV. H04L27/26
ADD.

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)
H04L

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 practicable, search terms used)

EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	XIQI GAO ET AL: "Cyclic Prefixed OQAM-OFDM and its Application to Single-Carrier FDMA", IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ. USA, vol. 59, no. 5, 1 May 2011 (2011-05-01), pages 1467-1480, XP011477653, ISSN: 0090-6778, DOI: 10.1109/TCOMM.2011.031611.100045 page 1468, left-hand column - page 1469, left-hand column ----- -/--	1-3, 11-15



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family 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 application or patent 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

21 October 2014

Date of mailing of the international search report

27/10/2014

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Douglas, Ian

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/FR2014/052166

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	TONELLO ANDREA M: "A novel multi-carrier scheme: Cyclic block filtered multitone modulation", 2013 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS (ICC), IEEE, 9 June 2013 (2013-06-09), pages 5263-5267, XP032522046, ISSN: 1550-3607, DOI: 10.1109/ICC.2013.6655422 [retrieved on 2013-11-04] abstract paragraph [000I] - paragraph [0III] paragraph [00VI] -----	1-3, 11-15
A	HAO LIN ET AL: "A new transceiver system for the OFDM/OQAM modulation with Cyclic Prefix", PERSONAL, INDOOR AND MOBILE RADIO COMMUNICATIONS, 2008. PIMRC 2008. IEEE 19TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON, IEEE, PISCATAWAY, NJ, USA, 15 September 2008 (2008-09-15), pages 1-5, XP031371537, ISBN: 978-1-4244-2643-0 abstract paragraph [00II] paragraph [IV.A] -----	1-15
A	PIERRE SIOHAN ET AL: "Analysis and Design of OFDM/OQAM Systems Based on Filterbank Theory", IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, IEEE SERVICE CENTER, NEW YORK, NY, US, vol. 50, no. 5, 1 May 2002 (2002-05-01), XP011080136, ISSN: 1053-587X figure 3 figure 4 page 1180, right-hand column -----	4,5,8

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°

PCT/FR2014/052166

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE INV. H04L27/26 ADD.		
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) H04L		
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 cela est réalisable, termes de recherche utilisés) EPO-Internal		
C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	XIQI GAO ET AL: "Cyclic Prefixed OQAM-OFDM and its Application to Single-Carrier FDMA", IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ. USA, vol. 59, no. 5, 1 mai 2011 (2011-05-01), pages 1467-1480, XP011477653, ISSN: 0090-6778, DOI: 10.1109/TCOMM.2011.031611.100045 page 1468, colonne de gauche - page 1469, colonne de gauche ----- -/--	1-3, 11-15
☒ 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'appartenant 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'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément "Y" document particulièrement pertinent; l'invention 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	
21 octobre 2014	27/10/2014	
Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016		Fonctionnaire autorisé Douglas, Ian

C(suite). DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	TONELLO ANDREA M: "A novel multi-carrier scheme: Cyclic block filtered multitone modulation", 2013 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS (ICC), IEEE, 9 juin 2013 (2013-06-09), pages 5263-5267, XP032522046, ISSN: 1550-3607, DOI: 10.1109/ICC.2013.6655422 [extrait le 2013-11-04] abrégé alinéa [000I] - alinéa [0III] alinéa [00VI] -----	1-3, 11-15
A	HAO LIN ET AL: "A new transceiver system for the OFDM/OQAM modulation with Cyclic Prefix", PERSONAL, INDOOR AND MOBILE RADIO COMMUNICATIONS, 2008. PIMRC 2008. IEEE 19TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON, IEEE, PISCATAWAY, NJ, USA, 15 septembre 2008 (2008-09-15), pages 1-5, XP031371537, ISBN: 978-1-4244-2643-0 abrégé alinéa [00II] alinéa [IV.A] -----	1-15
A	PIERRE SIOHAN ET AL: "Analysis and Design of OFDM/OQAM Systems Based on Filterbank Theory", IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, IEEE SERVICE CENTER, NEW YORK, NY, US, vol. 50, no. 5, 1 mai 2002 (2002-05-01), XP011080136, ISSN: 1053-587X figure 3 figure 4 page 1180, colonne de droite -----	4,5,8