



- (51) Classification internationale des brevets :
H04L 25/03 (2006.01) H04L 27/26 (2006.01)
- (21) Numéro de la demande internationale :
PCT/FR2011/052665
- (22) Date de dépôt international :
16 novembre 2011 (16.11.2011)
- (25) Langue de dépôt : français
- (26) Langue de publication : français
- (30) Données relatives à la priorité :
1059424 16 novembre 2010 (16.11.2010) FR
- (71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) :
FRANCE TELECOM [FR/FR]; 6 place d'Alleray, F-75015 Paris (FR).
- (72) Inventeurs; et
- (75) Inventeurs/Déposants (pour US seulement) : SIOHAN, Pierre [FR/FR]; 35 rue Maurice Hay, F-35200 Rennes (FR). NDO, Gaëtan [CM/CA]; Appt 410, 3525 rue Aylmer, Montreal, QC H2X 2C1 (CA). HAMON, Marie-Hélène [FR/FR]; 60 rue du Martin Pêcheur, F-35690 Acigne (FR). BOUCHER, Jean-Marc [FR/FR]; 2 rue Haendel, F-29200 Brest (FR).
- (74) Mandataire : FRANCE TELECOM R&D/PIV/BREVETS; Jeune Pascale, 38-40 rue du Général Leclerc, F-92794 Issy Moulineaux 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, 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, IS, JP, KE, KG, KM, 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, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, 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, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, 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, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Déclarations en vertu de la règle 4.17 :

— relative à la qualité d'inventeur (règle 4.17.iv))

Publiée :

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

(54) Title : METHOD OF RECEIVING A MULTICARRIER SIGNAL IMPLEMENTING AN ESTIMATION OF THE INTERFERENCE, CORRESPONDING RECEPTION DEVICE AND COMPUTER PROGRAM

(54) Titre : PROCEDE DE RECEPTION D'UN SIGNAL MULTI PORTEUSE METTANT EN ŒUVRE UNE ESTIMATION DES INTERFERENCES, DISPOSITIF DE RECEPTION ET PROGRAMME D'ORDINATEUR CORRESPONDANTS

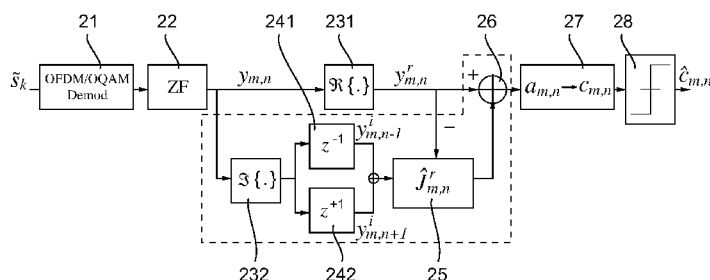


Fig. 2

(57) Abstract : The invention relates to a method of receiving a multicarrier signal formed of a temporal succession of multicarrier symbols. According to the invention, such a method comprises a step of equalizing the multicarrier signal implementing the following steps for at least one carrier of one of said multicarrier symbols, termed the current carrier and current multicarrier symbol; decomposition (12) of said multicarrier signal into a real part and an imaginary part; estimation (13) of interference affecting said current carrier on the basis of said imaginary part of said multicarrier signal, delivering an estimated interference; subtraction (14) of said estimated interference from said real part of said multicarrier signal, delivering an equalized signal.

(57) Abrégé :

[Suite sur la page suivante]



L'invention concerne un procédé de réception d'un signal multiporteuse formé d'une succession temporelle de symboles multiporteuses. Selon l'invention, un tel procédé comprend une étape d'égalisation du signal multiporteuse mettant en œuvre les étapes suivantes pour au moins une porteuse d'un desdits symboles multiporteuses, dits porteuse courante et symbole multiporteuse courant; décomposition (12) dudit signal multiporteuse en une partie réelle et une partie imaginaire; estimation (13) d'une interférence affectant ladite porteuse courante à partir de ladite partie imaginaire dudit signal multiporteuse, délivrant une interférence estimée; soustraction (14) de ladite interférence estimée à ladite partie réelle dudit signal multiporteuse, délivrant un signal égalisé.

Procédé de réception d'un signal multiporteuse mettant en œuvre une estimation des interférences, dispositif de réception et programme d'ordinateur correspondants.

1. Domaine de l'invention

Le domaine de l'invention est celui des communications mettant en œuvre des modulations à porteuses multiples.

Plus précisément, l'invention concerne la réception de signaux multiporteuses, et l'estimation des données transmises dans de tels signaux. Notamment, la technique selon l'invention est bien adaptée à la réception de signaux multiporteuses ayant subi une modulation OFDM « avancée » ne nécessitant pas l'introduction d'un intervalle de garde et présentant une orthogonalité dans le domaine réel. Par exemple, une telle modulation est de type OFDM/OQAM (en anglais « Orthogonal Frequency Division Multiplexing / Offset Quadrature Amplitude Modulation »), BFDM/OQAM (en anglais « Biorthogonal Frequency Division Multiplexing / OQAM »), HS-OQAM (en anglais « Hermitian-Symmetry OQAM »), Wavelet OFDM, etc.

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).

En particulier, l'invention est bien adaptée aux transmissions filaires de type PLC, telles que définies dans la norme IEEE P1901 présentée notamment dans le document « *Recent Developments in the Standardization of Power Line Communications within the IEEE* » de Stefano Galli et Oleg Logvinov, IEEE Communications Magazine, Juillet 2008.

2. Art antérieur

Les techniques de transmission à porteuses multiples présentent de nombreux avantages, notamment dans le contexte de canaux multi-trajets. Ainsi, les modulations de type OFDM sont particulièrement bien adaptées pour contrer les effets des évanouissements dans les canaux à trajets multiples.

Toutefois, ces modulations OFDM présentent l'inconvénient de générer un signal présentant une mauvaise localisation fréquentielle, et nécessitent donc l'introduction d'un intervalle de garde dans le domaine temporel pour limiter les interférences. Or l'insertion d'un tel intervalle de garde engendre une diminution de l'efficacité spectrale du signal multiporteuse.

Des solutions alternatives ont alors été proposées pour limiter les interférences tout en s'affranchissant de l'insertion d'un intervalle de garde. Ces techniques reposent sur la mise en forme du signal par des filtres (pour un signal discrétisé) ou des fonctions (pour un signal continu), dits prototypes, permettant une meilleure localisation fréquentielle grâce à des propriétés d'orthogonalité restreintes au corps des réels. Il s'agit par exemple des modulations de type OFDM/OQAM, classiquement utilisées pour les communications radiofréquences.

Plus précisément, si l'on considère les modulations OFDM/OQAM, le signal OFDM/OQAM peut être représenté, en bande de base, sous la forme suivante :

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n \in \mathbb{Z}} a_{m,n} \underbrace{p(t - n\tau_0) e^{j2\pi m F_0 t} e^{j\phi_{m,n}}}_{g_{m,n}(t)}$$

avec :

- $a_{m,n}$ un élément de données à valeur réelle à transmettre sur une porteuse m à l'instant n ;
- 5 - M le nombre de porteuses d'un symbole multiporteuse ;
- $p(t)$ la fonction prototype utilisée par le modulateur ;
- $\tau_0 = \frac{1}{2} T_0$, avec T_0 la durée d'un symbole multiporteuse en sortie du modulateur ;
- $F_0 = 1 / T_0$ l'espacement entre deux porteuses adjacentes du multiplex ;
- $\phi_{m,n}$ un terme de phase choisi de manière à réaliser une alternance partie réelle-
10 partie imaginaire permettant l'orthogonalité, par exemple égal à $\frac{\pi}{2}(n+m)$ ou $\frac{\pi}{2}(n+m) \pm \pi nm$.

Par analogie avec l'OFDM, on appelle « symboles multiporteuses » les symboles obtenus en sortie du modulateur, après mise en forme par la fonction prototype. Il s'agit toutefois d'un abus de langage simplificateur dans le cas de l'OFDM/OQAM, où les symboles modulés ont un support
15 qui dépend de la durée de la fonction prototype $p(t)$.

On note que la fonction $p(t)$ doit satisfaire la condition d'orthogonalité réelle, c'est-à-dire que les fonctions de base $g_{m,n}$ doivent être telles que :

$$\langle g_{m,n}, g_{m',n'} \rangle_R = \Re \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} g_{m,n}^*(t) g_{m',n'}(t) dt \right\} = \delta_{m,m'} \delta_{n,n'}$$

où :

- 20 $\langle \dots \rangle_R$ désigne le produit scalaire réel ;
- $\Re \{ \dots \}$ désigne la partie réelle ;
- δ désigne le symbole de Kronecker.

De plus, pour une modulation de type OFDM/OQAM, les éléments de données $a_{m,n}$ portent une valeur réelle et sont, à l'instant symbole n et pour la porteuse m , issus d'opérations
25 préliminaires usuelles, comprenant la transformation de données initiales sous forme binaire en symboles q-aire.

Dans le cas d'une modulation d'amplitude en quadrature QAM à constellation carrée à 2^{2K} états, où chaque état correspond à un complexe, cette transformation est de type binaire à $2K$ aire. Par exemple, pour une 4-QAM, les quatre états sont $(1+i)$, $(1-i)$, $(-1+i)$, $(-1-i)$. Ensuite, comme dans

le cadre d'une transmission en OFDM/OQAM, les parties réelle et imaginaire sont traitées séparément, cela revient à avoir une constellation unidimensionnelle à K états, où chaque état possible correspond à une valeur réelle (1 ou -1 pour une 4-QAM par exemple). Autrement dit, les éléments de données $a_{m,n}$, encore appelés symboles OQAM dans ce cas, sont le résultat d'une

5 transformation binaire à K -aire de type PAM (en anglais « Pulse Amplitude Modulation »).

Les éléments de données $a_{m,n}$ sont ensuite modulés sur chaque porteuse (i.e sous-porteuse) en utilisant une base de fonctions orthogonales dans le domaine réel.

Toutefois, après passage dans le canal de transmission, les éléments de données reçus sont complexes, et la condition d'orthogonalité n'est plus remplie.

10 Plus précisément, si l'on considère un canal de transmission à L_h trajets d'amplitude h_l , avec $0 \leq l \leq L_h - 1$, produisant un retard maximum de durée $L_h T_s$ avec T_s la période d'échantillonnage, le coefficient de canal appliqué à chaque porteuse peut s'exprimer par :

$$H_m = \sum_{l=0}^{L_h-1} h_l e^{-j \frac{2\pi l m}{M}}$$

15 Le signal OFDM/OQAM reçu démodulé, noté $y_{m,n}$, peut alors s'exprimer à partir des expressions de la fonction d'ambiguïté du filtre prototype et des coefficients du canal, comme décrit plus précisément dans le document "Transmission capacity for indoor PLC : A comparison between DMT and HS-OQAM" de H. Lin et P. Siohan (IEEE Int. Symp. on Power Line Commun. and Its Appl. vol. 20, pp. 233–238, Mars 2009), selon l'équation suivante :

$$y_{m,n} = \alpha_m a_{m,n} + \underbrace{\sum_{\left(\begin{smallmatrix} p^0, q^0 \end{smallmatrix} \right)} a_{m+p, n+q} e^{j \frac{\pi}{2} (p+q+pq)} e^{j\pi p n} H_m^{(p,q)}}_{J_{m,n}} + w_{m,n}$$

20 avec :

- $\left(p^0, q^0 \right) = \left\{ (p, q) \in \mathbb{Z}^2 \mid (p, q) \neq (0, 0) \right\}$;
- α_m un terme de distorsion tel que :

$$\alpha_m = \sum_{l=0}^{L_h-1} h_l A_p[-l, 0] e^{-j \frac{2\pi m l}{M}}$$

- $A_p(\tau, \nu)$ la fonction d'ambiguïté du filtre prototype, telle que :

25
$$A_p(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(t + \tau/2) p^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi \nu t} dt$$

- $J_{m,n}$ un terme d'interférence ;
- $H_m^{(p,q)}$ le coefficient de canal appliqué à la porteuse (m,n), tel que :

$$H_m^{(p,q)} = \sum_{l=0}^{L_h-1} h_l A_p[-qN - l, p] e^{-j \frac{\pi(2m+p)l}{M}}$$

- $w_{m,n}$ un terme de bruit blanc gaussien.

5 Ainsi, dans cette représentation du signal OFDM/OQAM reçu, les termes α_m et $J_{m,n}$ traduisent la perte d'orthogonalité réelle due au passage au travers du canal.

Afin d'estimer les données transmises, on égalise classiquement le signal multiporteuse démodulé, puis on extrait la partie réelle du signal égalisé.

10 Il est ensuite possible de reconstruire des symboles complexes à partir de la partie réelle de ce signal égalisé. Par exemple, pour reconstruire des symboles complexes de type QAM, on met en œuvre une opération duale à celle permettant de passer à l'émission des symboles QAM aux symboles OQAM. Le récepteur réalise ensuite une détection de type maximum de vraisemblance qui permet de décider quels sont les symboles QAM qui ont le plus probablement été transmis.

15 Si le canal de transmission n'introduit qu'un faible retard, i.e. $L_h T_s \ll T_0 = M T_s$, et si les éléments de données $a_{m,n}$ sont issus de constellations QAM de petites tailles, par exemple QPSK ou 16-QAM, on peut montrer que $\alpha_m \approx 1$ quelque soit m , et que le terme d'interférence $J_{m,n}$ est négligeable devant le bruit.

Dans ce cas, une technique d'égalisation simple du signal reçu, de type forçage à zéro par exemple (en anglais ZF ou « Zero Forcing »), peut être mise en œuvre.

20 Dans tous les autres cas, c'est-à-dire dans les cas où l'interférence affectant le signal reçu devient non négligeable, il est nécessaire de réduire ou supprimer cette interférence en utilisant une technique d'égalisation plus complexe.

25 Par exemple, H. Lin et P. Siohan ont proposé une technique spécifique d'égalisation permettant d'éliminer quasi totalement l'interférence affectant un signal OFDM/OQAM présentant une symétrie hermitienne, dans le cas d'un canal statique. Cette technique, encore appelée EIC pour « Equalization with interference cancellation » (« égalisation avec annulation d'interférences » en français), est décrite plus précisément dans le document "*Equalization with interference cancellation for hermitian symmetric OFDM/OQAM systems*" (IEEE Int. Symp. on Power Line Commun. and Its Appl. Mars 2008).

30 Bien que cette technique présente de bonnes performances en termes d'annulation de l'interférence, elle est particulièrement complexe à mettre en œuvre, et donc difficilement acceptable par les constructeurs des récepteurs.

Il existe donc un besoin pour une nouvelle technique d'égalisation d'un signal

multiporteuse, qui soit simple à mettre en œuvre et offre de bonnes performances, même en présence d'interférences non négligeables.

3. Exposé de l'invention

L'invention propose un nouveau procédé de réception d'un signal multiporteuse, formé d'une succession temporelle de symboles multiporteuses, pour lequel un symbole multiporteuse comprend, à l'émission, des porteuses modulées par des valeurs réelles en utilisant une base de fonctions orthogonales dans le domaine réel.

Selon l'invention, un tel procédé comprend :

- une étape de démodulation du signal multiporteuse,
- 10 - une étape d'égalisation du signal multiporteuse démodulé mettant en œuvre les étapes suivantes, pour au moins une porteuse d'un des symboles multiporteuses, dits porteuse courante et symbole multiporteuse courant :
 - décomposition du signal multiporteuse démodulé en une partie réelle et une partie imaginaire ;
 - 15 - estimation d'une interférence affectant la porteuse courante à partir de la partie imaginaire du signal multiporteuse démodulé, délivrant une interférence estimée ;
 - soustraction de l'interférence estimée à la partie réelle du signal multiporteuse démodulé, délivrant un signal égalisé.

Ainsi, l'invention se situe dans le contexte des modulations OFDM « avancée » (OFDM/OQAM, BFDM/OQAM, HS-OQAM, Wavelet OFDM, etc), pour lesquelles les porteuses d'un symbole multiporteuse forment une base de fonctions orthogonales dans le domaine réel, et ne nécessitant pas l'introduction d'un intervalle de garde.

Plus précisément, l'invention propose une approche nouvelle et inventive de l'égalisation d'un tel signal multiporteuse, basée sur l'utilisation de la partie imaginaire du signal reçu démodulé pour la reconstruction (partielle) de l'interférence et la réduction de cette interférence en réception.

L'utilisation de la partie imaginaire du signal reçu démodulé pour la reconstruction de l'interférence et la réduction de cette interférence en réception permet de tenir compte des coefficients du canal appliqués à chaque porteuse lors de l'étape d'égalisation.

La solution proposée permet ainsi d'égaliser correctement le signal multiporteuse reçu en présence d'interférences, tout en présentant une complexité réduite par rapport aux techniques d'égalisation de l'état de la technique. Notamment, les gains obtenus en termes de taux d'erreur binaire sont significatifs, notamment pour les constellations présentant un grand nombre d'états et pour les filtres prototypes très sélectifs en fréquence.

En particulier, l'étape d'égalisation met en œuvre une étape de pré-égalisation, préalable à l'étape de décomposition du signal multiporteuse.

Cette pré-égalisation est particulièrement simple, et peut être mise en œuvre au moyen d'un égaliseur simple de type forçage à zéro à un coefficient (en anglais « 1-tap ») ou trois coefficients

(en anglais « 3-taps ») par exemple.

En effet, il n'est pas nécessaire de mettre en œuvre une technique de pré-égalisation complexe du signal, qui permettrait d'éliminer une grande partie (voire la totalité) de l'interférence affectant le signal multiporteuse, puisque les interférences sont estimées et supprimées lors des

5 étapes suivant l'étape de pré-égalisation selon l'invention.

L'invention est donc particulièrement simple à mettre en œuvre.

Selon un aspect particulier de l'invention, l'étape d'estimation tient compte d'au moins une porteuse d'un symbole multiporteuse précédent et/ou d'un symbole multiporteuse suivant le symbole multiporteuse courant dans le signal multiporteuse, et correspondant à une même

10 fréquence que la porteuse courante.

On cherche ainsi à détecter les pics de corrélation entre les parties réelle et imaginaire du signal reçu au niveau des différentes porteuses, en l'absence de bruit gaussien, pour déterminer l'interférence affectant la porteuse courante.

Par exemple, l'étape d'estimation tient compte des deux porteuses des symboles

15 multiporteuses adjacents au symbole multiporteuse courant dans le signal multiporteuse, correspondant à une même fréquence que la porteuse courante, notées porteuse précédente et porteuse suivante.

En effet, les inventeurs ont constaté que la partie réelle du signal multiporteuse au niveau de la porteuse courante, notée $y_{m,n}^r$, est corrélée à la partie imaginaire du signal multiporteuse au

20 niveau de la porteuse précédente, notée $y_{m,n-1}^i$, et à la partie imaginaire du signal multiporteuse au niveau de la porteuse suivante, notée $y_{m,n+1}^i$.

Par conséquent, puisqu'en l'absence de bruit gaussien, la corrélation entre la partie réelle du signal multiporteuse au niveau de la porteuse courante $y_{m,n}^r$ et la partie imaginaire du signal multiporteuse au niveau de la porteuse courante $y_{m,n}^i$ se réduit exactement à la corrélation entre la

25 partie réelle de l'interférence affectant la porteuse courante, notée $\Re \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\}$, et la partie imaginaire de l'interférence affectant la porteuse courante, notée $\Im \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\}$, alors $\Re \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\}$ est corrélée à la partie imaginaire de l'interférence affectant la porteuse précédente, notée $\Im \left\{ \frac{J_{m,n-1}}{H_m} \right\}$, et à la partie imaginaire de l'interférence affectant la porteuse suivante $\Im \left\{ \frac{J_{m,n+1}}{H_m} \right\}$.

En particulier, l'étape d'estimation met en œuvre un algorithme de régression linéaire entre :

- la partie réelle de l'interférence affectant la porteuse courante $\Re \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\}$, correspondant à

la partie réelle du signal multiporteuse au niveau de la porteuse courante ($y_{m,n}^r$) en l'absence de bruit, et

- la somme des parties imaginaires de l'interférence affectant la porteuse précédente et la porteuse suivante $\Im \left\{ \left(\frac{J_{m,n-1} + J_{m,n+1}}{H_m} \right) \right\}$, correspondant à la somme des parties

imaginaires du signal multiporteuse au niveau des porteuses précédente et suivante ($y_{m,n-1}^i + y_{m,n+1}^i$) en l'absence de bruit,

- 10 pour déterminer un coefficient directeur d'une droite de régression associée à la porteuse courante, noté $\hat{\rho}_{m,n}$.

En particulier, le coefficient directeur de la droite de régression associée à la porteuse (m,n) est défini par l'équation suivante :

$$\hat{\rho}_{m,n} = \frac{\text{cov}(y_{m,n}^r, y_{m,n+1}^i + y_{m,n-1}^i)}{\text{var}(y_{m,n+1}^i + y_{m,n-1}^i)}$$

- 15 où : var correspond à l'expression de la variance ; et cov correspond à l'expression de la covariance.

Un coefficient directeur distinct peut ainsi être défini pour chaque porteuse.

- 20 Selon une caractéristique particulière de l'invention, l'interférence estimée affectant la porteuse courante, à l'issue de l'étape d'estimation, est obtenue en multipliant le coefficient directeur par la somme des parties imaginaires de l'interférence affectant la porteuse précédente et de l'interférence affectant la porteuse suivante.

En d'autres termes :

$$\hat{J}_{m,n}^r = \Re \left\{ \frac{\hat{J}_{m,n}}{H_m} \right\} = \hat{\rho}_{m,n} \Im \left\{ \left(\frac{J_{m,n-1} + J_{m,n+1}}{H_m} \right) \right\},$$

soit encore :

25
$$\hat{J}_{m,n}^r = \hat{\rho}_{m,n} (y_{m,n-1}^i + y_{m,n+1}^i)$$

en l'absence de bruit gaussien.

En particulier, le coefficient directeur est actualisé périodiquement et/ou en fonction d'une variation d'un canal de transmission du signal multiporteuse.

On estime ainsi de manière précise l'interférence affectant les porteuses, de façon à réaliser une égalisation du signal multiporteuse de bonne qualité, même en présence d'un canal variant relativement rapidement.

Dans un autre mode de réalisation, l'invention concerne un dispositif de réception d'un signal multiporteuse formé d'une succession temporelle de symboles multiporteuses, un symbole multiporteuse comprenant, à l'émission, des porteuses modulées par des valeurs réelles en utilisant une base de fonctions orthogonales dans le domaine réel.

Un tel dispositif comprend :

- des moyens de démodulation du signal multiporteuse reçu,
- 10 - des moyens d'égalisation du signal multiporteuse démodulé comprenant les moyens suivants, activés pour au moins une porteuse d'un des symboles multiporteuses, dits porteuse courante et symbole multiporteuse courant :
- des moyens de décomposition dudit signal multiporteuse démodulé en une partie réelle et une partie imaginaire ;
- 15 - des moyens d'estimation d'une interférence affectant ladite porteuse courante à partir de ladite partie imaginaire dudit signal multiporteuse démodulé, délivrant une interférence estimée ;
- des moyens de soustraction de ladite interférence estimée à ladite partie réelle dudit signal multiporteuse démodulé, délivrant un signal égalisé.

20 Un tel dispositif de réception est notamment adapté à mettre en œuvre le procédé de réception décrit précédemment. Il s'agit par exemple d'un terminal de type radiotéléphone, ordinateur portable, assistant personnel de type PDA (en anglais « Personal Digital Assistant »), du récepteur d'une paire émission-réception ou d'un modem PLC, d'un boîtier décodeur (« set top box »), etc.

25 Ce dispositif pourra bien sûr comporter les différentes caractéristiques relatives au procédé de réception selon l'invention.

Un autre aspect de l'invention concerne un programme d'ordinateur comportant des instructions pour la mise en œuvre du procédé de réception tel que décrit ci-dessus, lorsque ce programme est exécuté par un processeur.

30 L'invention peut ainsi être mise en œuvre de diverses manières, notamment sous forme câblée ou sous forme logicielle.

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 présente les principales étapes de la technique de réception selon l'invention ;
- la figure 2 illustre un exemple de chaîne de réception mettant en œuvre les étapes de la

figure 1 ;

- les figures 3A et 3B illustrent les performances de l'invention par rapport aux techniques de l'art antérieur ;
- la figure 4 présente la structure d'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

5.1 Principe général

L'invention se place dans le contexte des modulations OFDM avancées, ne nécessitant pas l'introduction d'un intervalle de garde, et pour lesquelles les éléments de données sont modulés sur des porteuses d'un symbole multiporteuse en utilisant une base de fonctions orthogonales dans le domaine réel. On considère donc que les différentes porteuses sont modulées, à l'émission, par une valeur réelle.

Après passage dans le canal de transmission, le signal multiporteuse reçu présente un terme d'interférence imaginaire.

Le principe général de l'invention repose sur l'utilisation de la partie imaginaire du signal reçu pour estimer les interférences affectant ce signal, et égaliser correctement ce signal en utilisant une technique d'égalisation simple à mettre en œuvre.

Pour ce faire, on propose selon l'invention une technique de réception d'un signal multiporteuse formé d'une succession temporelle de symboles multiporteuses comprenant une étape spécifique d'égalisation du signal multiporteuse, un symbole multiporteuse comprenant, à l'émission, des porteuses modulées par des valeurs réelles en utilisant une base de fonctions orthogonales dans le domaine réel.

Plus précisément, comme illustré en figure 1, une telle étape d'égalisation met en œuvre les étapes suivantes, pour au moins une porteuse d'un des symboles multiporteuses, dits porteuse courante et symbole multiporteuse courant :

- une étape de décomposition 12 du signal multiporteuse en une partie réelle et une partie imaginaire ;
- une étape d'estimation 13 d'une interférence affectant la porteuse courante à partir de la partie imaginaire du signal multiporteuse, délivrant une interférence estimée. Cette étape permet donc de reconstruire, au moins partiellement, l'interférence affectant la porteuse courante ;
- une étape de soustraction 14 de l'interférence estimée à la partie réelle du signal multiporteuse, délivrant un signal égalisé. Cette étape permet donc d'annuler ou de réduire l'interférence affectant la porteuse courante.

On note que l'étape de décomposition 12 peut être mise en œuvre une fois pour toute pour l'ensemble du signal multiporteuse, ou bien porteuse par porteuse.

Cette étape de décomposition peut être précédée par une étape de pré-égalisation 11 particulièrement simple, de type forçage à zéro à un coefficient par exemple.

La solution proposée permet ainsi d'égaleriser correctement le signal multiporteuse reçu en présence d'interférences, tout en présentant une complexité réduite par rapport aux techniques d'égali-
 5 sation de l'état de la technique. Notamment, la solution proposée est très peu complexe comparativement aux techniques robustes de suppression d'interférence telles que la méthode EIC présentée en relation avec l'art antérieur.

5.2 Exemple de réalisation

On décrit ci-après un exemple d'application de l'invention à la réception d'un signal
 10 multiporteuse de type OFDM/OQAM. Un tel signal peut être construit à partir d'une modulation OQAM présentant un grand nombre d'états (par exemple une QAM présentant 64 états ou plus), puisque la solution proposée permet d'égali-
 15 ser le signal reçu même en présence d'interférences.

A) Théorie

Comme indiqué en relation avec l'art antérieur, le signal multiporteuse reçu, après
 15 démodulation et pré-égalisation, peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$y_{m,n} = \alpha_m a_{m,n} + J_{m,n} + w_{m,n}$$

L'invention propose de prendre en compte non seulement la partie réelle du signal reçu $y_{m,n}^r$, mais également sa partie imaginaire $y_{m,n}^i$, tels que :

$$\begin{aligned} y_{m,n}^r &= \Re \left\{ \frac{\alpha_m}{H_m} \right\} a_{m,n} + \Re \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\} + \Re \left\{ \frac{w_{m,n}}{H_m} \right\} \\ y_{m,n}^i &= \Im \left\{ \frac{\alpha_m}{H_m} \right\} a_{m,n} + \Im \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\} + \Im \left\{ \frac{w_{m,n}}{H_m} \right\} \end{aligned}$$

Si l'on suppose que le retard du canal est relativement négligeable devant la durée d'un symbole multiporteuse, c'est-à-dire $L_h - 1 \ll M$, avec M le nombre de porteuses d'un symbole multiporteuse, alors $\alpha_m \approx H_m$, et on déduit des équations précédentes :

$$\begin{aligned} y_{m,n}^r &\approx a_{m,n} + \Re \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\} + \Re \left\{ \frac{w_{m,n}}{H_m} \right\} \\ y_{m,n}^i &\approx \Im \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\} + \Im \left\{ \frac{w_{m,n}}{H_m} \right\}. \end{aligned}$$

A partir du terme d'interférence $J_{m,n}$ extrait de l'expression du signal multiporteuse reçu $y_{m,n}$, on peut déduire que la partie réelle du signal reçu $y_{m,n}^r$ et la partie imaginaire du signal reçu $y_{m,n}^i$ sont deux variables aléatoires corrélées, et leur corrélation se réduit exactement, en absence de bruit gaussien, à la corrélation entre les parties réelle et imaginaire du terme

d'interférence, $\Re \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\}$ et $\Im \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\}$, puisque les valeurs des éléments de données $a_{m,n}$ sont indépendantes des valeurs des interférences $J_{m,n}$.

On propose donc selon l'invention d'utiliser la partie imaginaire $y_{m,n}^i$ pour estimer et ensuite réduire l'interférence générée par l'OFDM/OQAM en présence d'un canal multitrajet.

5 Pour chaque porteuse d'indice m , si on calcule la corrélation entre les deux séquences

$$\left\{ \Re \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\} \right\}_n \text{ et } \left\{ \Im \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\} \right\}_n \text{ pour un nombre } Nt \text{ d'observations, on constate que des pics de}$$

corrélation apparaissent pour $n_0 = n \pm 1$. On obtient donc un maximum de corrélation en se décalant d'un temps symbole.

On rappelle à cet effet que l'intercorrélation entre deux processus aléatoires et stationnaires

10 x_n et y_n se définit classiquement par :

$$R_{xy}(n_0) = E \left\{ x_{n+n_0} y_n^* \right\} = E \left\{ x_n y_{n-n_0}^* \right\}$$

et peut donc être approximé par la formule suivante :

$$R_{xy}(n_0) = \begin{cases} \frac{1}{Nt - n_0} \sum_{n=0}^{Nt-n_0-1} x_{n+n_0} y_n^* & \text{si } n_0 \geq 0 \\ R_{yx}^*(-n_0) & \text{sinon} \end{cases}.$$

A titre d'exemple, considérant un canal de transmission de type PLC à quatre trajets, un
15 nombre M de porteuses égal à 128, une fréquence d'échantillonnage $F_s = 1/T_s = 10\text{MHz}$, et considérant un filtre prototype de type TFL1, de longueur M , orthogonal, et dont les coefficients sont optimisés suivant le critère de localisation temps-fréquence, l'intercorrélation entre les parties réelle $y_{m,n}^r$ et imaginaire $y_{m,n}^i$ du signal reçu, et donc l'intercorrélation entre les parties réelle

$$\left\{ \Re \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\} \right\}_n \text{ et imaginaire } \left\{ \Im \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\} \right\}_n \text{ du terme d'interférence, pour 300 observations}$$

20 ($Nt = 300$) par exemple, présente des pics de corrélation pour $n_0 = n \pm 1$.

$$\text{D'autre part, les variables } \Re \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\} \text{ et } \Im \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\} \text{ peuvent être approchées par deux}$$

variables aléatoires gaussiennes centrées, puisque le terme d'interférences $J_{m,n}$ s'exprime comme une somme infinie de variables aléatoires de même distribution :

$$J_{m,n} = \sum_{\binom{p}{0}, \binom{q}{0}} a_{m+p,n+q} e^{j\frac{\pi}{2}(p+q+pq)} e^{j\pi n} H_m^{(p,q)}$$

De ce fait, le vecteur aléatoire $\left[\Re \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\}, \Im \left\{ \frac{J_{m,n+1} + J_{m,n-1}}{H_m} \right\} \right]$ suit une distribution

Gaussienne bivariée. Or on rappelle que les isocontours de la densité de probabilité jointe d'une telle distribution ont des formes ellipsoïdales centrées en (m_1, m_2) , où m_1 et m_2 désignent les

5 moyennes du vecteur aléatoire à deux composantes, soit $m_1 = m_2 = 0$ selon notre exemple.

Il est alors possible de déterminer la pente du grand axe de ces ellipses, puis d'estimer le terme d'interférence $\Re \left\{ \frac{J_{m,n}}{H_m} \right\}$, en appliquant un algorithme de type régression linéaire.

Plus précisément, puisque l'intercorrélation entre les parties réelle $y_{m,n}^r$ et imaginaire $y_{m,n}^i$ du signal reçu présente des pics de corrélation aux positions $n-1$ et $n+1$, on considère la

10 somme des deux échantillons imaginaires $y_{m,n-1}^i$ et $y_{m,n+1}^i$ pour estimer le terme d'interférence :

$$y_{m,n+1}^i + y_{m,n-1}^i = \Im \left\{ \left(\frac{J_{m,n-1} + J_{m,n+1}}{H_m} \right) \right\} + \Im \left\{ \left(\frac{w_{m,n-1} + w_{m,n+1}}{H_m} \right) \right\}$$

On détermine ensuite, au moins pour la porteuse courante (m, n) , le coefficient directeur de la droite de régression associée à cette porteuse (correspond au grand axe de l'ellipse), étant donné que la pente de la droite de régression est spécifique à chaque porteuse d'indice m .

En utilisant une technique classique de type régression linéaire (ou toute autre technique permettant de déterminer le coefficient directeur correspondant au grand axe de l'ellipse), la pente de chacune de ces droites de régression peut se calculer, en l'absence de bruit gaussien, par l'expression :

$$20 \quad \hat{\rho}_{m,n} = \frac{\text{cov}(y_{m,n}^r, y_{m,n+1}^i + y_{m,n-1}^i)}{\text{var}(y_{m,n+1}^i + y_{m,n-1}^i)}$$

L'interférence affectant la porteuse (m, n) peut alors être estimée par l'expression :

$$\hat{J}_{m,n}^r = \Re \left\{ \frac{\hat{J}_{m,n}}{H_m} \right\} = \hat{\rho}_{m,n} \Im \left\{ \left(\frac{J_{m,n-1} + J_{m,n+1}}{H_m} \right) \right\},$$

soit encore, en l'absence de bruit gaussien :

$$\hat{J}_{m,n}^r = \hat{\rho}_{m,n} \left(y_{m,n-1}^i + y_{m,n+1}^i \right) = \frac{\text{cov} \left(y_{m,n}^r, y_{m,n+1}^i + y_{m,n-1}^i \right)}{\text{var} \left(y_{m,n+1}^i + y_{m,n-1}^i \right)} \left(y_{m,n-1}^i + y_{m,n+1}^i \right).$$

Il est ainsi possible, selon cet exemple, d'estimer l'interférence affectant la porteuse courante (m,n) en tenant notamment compte de la partie imaginaire du signal reçu au niveau de la porteuse précédant la porteuse courante, et de la porteuse suivant la porteuse courante.

- 5 On note qu'il est également possible d'estimer l'interférence affectant la porteuse courante directement à partir de la partie imaginaire du signal reçu au niveau de cette porteuse courante, par exemple selon l'équation :

$$\hat{J}_{m,n}^r = \hat{\rho}_{m,n} y_{m,n}^i = \frac{\text{cov} \left(y_{m,n}^r, y_{m,n}^i \right)}{\text{var} \left(y_{m,n}^i \right)} y_{m,n}^i,$$

- 10 ou encore d'estimer l'interférence affectant la porteuse courante à partir de la partie imaginaire du signal reçu au niveau d'une ou plusieurs porteuses précédant la porteuse courante et/ou suivant la porteuse courante dans le signal multiporteuse.

- Par exemple, les interférences affectant les porteuses du premier symbole multiporteuse sont estimées à partir de la partie imaginaire du signal reçu au niveau d'un ou plusieurs symboles multiporteuses suivant le premier symbole multiporteuse dans le signal multiporteuse. Les
15 interférences affectant les porteuses du dernier symbole multiporteuse sont estimées à partir de la partie imaginaire du signal reçu au niveau d'un ou plusieurs symboles multiporteuses précédant le dernier symbole multiporteuse dans le signal multiporteuse.

Ainsi, l'invention n'est pas limitée à la technique d'estimation de l'interférence décrite ci-dessus.

20 B) Application pratique

On présente désormais, en relation avec la figure 2, un exemple de chaîne de réception mettant en œuvre un tel procédé de réception.

Tout d'abord, le signal reçu est démodulé par un démodulateur OFDM/OQAM 21, puis pré-égalisé par un égaliseur ZF 22 à un coefficient.

- 25 Le signal reçu démodulé et pré-égalisé, $y_{m,n}$, est alors décomposé (231, 232) en partie réelle $y_{m,n}^r$ et partie imaginaire $y_{m,n}^i$.

- Selon l'invention, on utilise la partie imaginaire $y_{m,n}^i$ pour estimer l'interférence affectant la porteuse courante (m,n) . Ainsi, si on considère l'exemple précédent selon lequel l'intercorrélation entre les parties réelle $y_{m,n}^r$ et imaginaire $y_{m,n}^i$ présente des pics de corrélations
30 aux instants $(n-1)$ et $(n+1)$, on applique à la partie imaginaire du signal $y_{m,n}^i$ un décalage en positif

(241) et en négatif (242) d'une durée égale à celle d'un symbole OQAM (τ_0) pour obtenir les échantillons imaginaires $y_{m,n-1}^i$ et $y_{m,n+1}^i$ permettant d'estimer le terme d'interférence.

L'interférence affectant la porteuse courante (m,n) est alors estimée dans un module d'estimation 25, en utilisant les formules obtenues précédemment :

$$5 \quad \hat{J}_{m,n}^r = \hat{\rho}_{m,n} \left(y_{m,n-1}^i + y_{m,n+1}^i \right) = \frac{\text{cov} \left(y_{m,n}^r, y_{m,n+1}^i + y_{m,n-1}^i \right)}{\text{var} \left(y_{m,n+1}^i + y_{m,n-1}^i \right)} \left(y_{m,n-1}^i + y_{m,n+1}^i \right)$$

On note que ces opérations de décalage sont facultatives, notamment dans le cas où l'interférence affectant la porteuse courante est directement estimée à partir de la partie imaginaire du signal reçu au niveau de cette porteuse courante.

10 Le terme d'interférence affectant la porteuse courante ainsi estimé est alors soustrait à la partie réelle du signal multiporteuse au niveau de la porteuse courante, ce qui permet d'estimer l'élément de données transmis $\hat{a}_{m,n}$.

Il est ensuite possible de reconstruire 27 des symboles complexes de type QAM à partir de cette estimation de l'élément de données, en mettant en œuvre une opération duale à celle permettant de passer à l'émission des symboles QAM aux symboles OQAM.

15 Le récepteur réalise alors une détection de type maximum de vraisemblance 28 classique, qui permet de décider quel est le symbole QAM qui a le plus probablement été transmis.

Le traitement décrit précédemment peut être mis en œuvre pour l'ensemble des porteuses du multiplex.

20 En particulier, dans le cas d'un canal variant peu dans le temps, dans un système de transmission PLC selon la norme IEEE P1901 par exemple, le coefficient directeur $\hat{\rho}_{m,n}$ peut être calculé une fois pour plusieurs symboles. Ainsi, si le canal est invariant sur P symboles multiporteuses, le terme d'interférence peut être calculé pour ces P symboles :

$$\hat{J}_{m,nP}^r = \hat{\rho}_{m,nP} \left(y_{m,n-1}^i + y_{m,n+1}^i \right) = \frac{\text{cov} \left(y_{m,n}^r, y_{m,n+1}^i + y_{m,n-1}^i \right)}{\text{var} \left(y_{m,n+1}^i + y_{m,n-1}^i \right)}.$$

25 Le coefficient directeur $\hat{\rho}_{m,n}$ peut alors être actualisé périodiquement, et ou en fonction d'une variation du canal de transmission.

Si le canal varie dans le temps, dans un système de transmission selon la norme DVB-H nouvelle génération (DVB-NGH) par exemple, il convient d'ajuster en temps réel les valeurs des paramètres de variance et covariance. En d'autres termes, le coefficient directeur $\hat{\rho}_{m,n}$ est mis à jour en permanence.

On présente ci-après, en relation avec les figures 3A et 3B, les performances obtenues par la technique selon l'invention par rapport aux techniques de l'art antérieur, dans le cadre d'une transmission PLC sur un canal multi-trajets à quatre trajets.

On considère pour la transmission un nombre total de porteuse M égal à 128, une
5 fréquence d'échantillonnage $F_s = 10\text{MHz}$, et que l'on transmet des constellations de type 64-QAM sur les différentes porteuses d'une symbole multiporteuse.

Plus précisément, les courbes des figures 3A et 3B représentent le taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit E_b/N_0 obtenu à partir :

- d'une transmission OFDM classique avec intervalle de garde, encore notée CP-OFDM, où la longueur de l'intervalle de garde est choisie égale au retard maximum produit par le canal $L_h = 8$ (courbe 31) ;
- d'une transmission OFDM/OQAM avec un filtre prototype TFL1 de longueur 128, utilisant une technique classique de réception (courbe 321) ou la solution de l'invention (courbe 322) ;
- 15 - d'une transmission OFDM/OQAM avec un filtre prototype IOTA4 (en anglais « Isotropic Orthogonal Transform Algorithm »), de longueur 4×128 , plus sélectif en fréquence que le filtre TFL1, utilisant une technique classique de réception (courbe 331) ou la solution de l'invention (courbe 332) ;
- d'une transmission OFDM/OQAM avec un filtre prototype SRRC4 (en anglais
20 « Square Root Raised Cosine »), de longueur 4×128 , plus sélectif en fréquence que le filtre TFL1, utilisant une technique classique de réception (courbe 341) ou la solution de l'invention (courbe 342) ;
- d'une transmission OFDM/OQAM avec un filtre prototype parfaitement orthogonal FS4 (en anglais « Frequency Selective »), de longueur 4×128 , plus sélectif en fréquence que le filtre TFL1, utilisant une technique classique de
25 réception (courbe 351) ou la solution de l'invention (courbe 352).

On constate, au vu de ces figures 3A et 3B, que les performances des systèmes de transmission mettant en œuvre une technique de réception selon l'invention sont proches de celles obtenues dans le cadre d'une transmission OFDM classique avec insertion d'un intervalle de
30 garde.

Par exemple, pour un rapport $E_b/N_0 = 50\text{dB}$, avec E_b l'énergie émise par bit utile et N_0 la densité spectrale du bruit, le taux d'erreur binaire est divisé par deux par rapport au taux d'erreur obtenu classiquement pour un filtre prototype TFL1, et divisé par quarante pour un filtre prototype IOTA4.

Pour les filtres prototypes les plus sélectifs en fréquence, SRRC4 et FS4, les paliers d'erreurs dus à l'interférence générée en OFDM/OQAM sont effacés dans l'intervalle $\left[10^{-5}, 3 \times 10^{-1}\right]$ du taux d'erreur binaire.

Les gains en terme de taux d'erreur binaire obtenus en utilisant la technique selon l'invention sont donc significatifs, notamment pour les constellations QAM d'ordre élevé, et pour les filtres prototypes très sélectifs en fréquence.

Par ailleurs, en plus de présenter de bonnes performances en termes de taux d'erreur binaire, l'invention présente de bonnes performances en termes de complexité opératoire.

Ainsi, si l'on considère :

- 10 - que le signal multiporteuse est transmis en bande de base, et correspond de ce fait à sa version dite OFDM/OQAM à symétrie hermitienne (c'est-à-dire que, pour une taille de transformée de Fourier rapide de M points, on a au maximum de $M/2 - 1$ porteuses actives par symbole multiporteuse), et
- un cas « en ligne » indiquant le nombre d'opérations à effectuer à la cadence symbole OQAM τ_0 (cas lié à la phase d'égalisation par un égaliseur de type ZF),
- 15 et un cas « périodique » indiquant le nombre d'opérations à effectuer chaque fois que le canal change, i.e. tous les P symboles multiporteuses (cas lié aux formules exprimant une estimation de l'interférence),

on constate que la solution proposée conduit à une complexité « en ligne » dix fois plus faible que celle des solutions de l'art antérieur, comme la technique d'égalisation avec annulation d'interférences EIC présentée en relation avec l'art antérieur. La complexité « périodique » peut s'avérer plus élevée que celle des techniques de l'art antérieur, car elle dépend du nombre d'observations N_t . Toutefois, le calcul de l'interférence étant mis en œuvre moins souvent (par exemple uniquement lorsque le canal varie) et le nombre d'observations pouvant être diminué (notamment pour une mise en œuvre dans un système de transmission de type PLC, pour lequel le canal varie peu), l'impact de ce coût est négligeable.

5.4 Structure du dispositif de réception

On présente finalement, en relation avec la figure 4, la structure simplifiée d'un récepteur mettant en œuvre la technique de réception selon le mode de réalisation particulier décrit ci-dessus.

30 Un tel récepteur comprend une mémoire 41 comprenant une mémoire tampon, une unité de traitement 42, équipée par exemple d'un microprocesseur P , et pilotée par le programme d'ordinateur 43, mettant en œuvre le procédé de réception selon l'invention.

A l'initialisation, les instructions de code du programme d'ordinateur 43 sont par exemple chargées dans une mémoire RAM avant d'être exécutées par le processeur de l'unité de traitement 42. L'unité de traitement 42 reçoit en entrée un signal multiporteuse. Le microprocesseur de l'unité de traitement 42 met en œuvre les étapes du procédé de réception décrit précédemment, selon les

instructions du programme d'ordinateur 43, pour déterminer les interférences affectant le signal multiporteuse, et égalisé ce signal. Pour cela, le récepteur comprend, outre la mémoire tampon 41, des moyens d'égalisation du signal multiporteuse comprenant des moyens de décomposition du signal multiporteuse en une partie réelle et une partie imaginaire, des moyens d'estimation d'une
5 interférence affectant la porteuse courante à partir de la partie imaginaire du signal multiporteuse, délivrant une interférence estimée, et des moyens de soustraction de l'interférence estimée à la partie réelle du signal multiporteuse, délivrant un signal égalisé.

Ces moyens sont pilotés par le microprocesseur de l'unité de traitement 42.

REVENDICATIONS

1. Procédé de réception d'un signal multiporteuse formé d'une succession temporelle de symboles multiporteuses, un symbole multiporteuse comprenant, à l'émission, des porteuses modulées par des valeurs réelles en utilisant une base de fonctions orthogonales dans le domaine
5 réel,
caractérisé en ce qu'il comprend :

- une étape de démodulation du signal multiporteuse,
- une étape d'égalisation du signal multiporteuse démodulé mettant en œuvre les étapes
10 suivantes pour au moins une porteuse d'un desdits symboles multiporteuses, dits porteuse
courante et symbole multiporteuse courant :
 - décomposition (12) dudit signal multiporteuse démodulé en une partie réelle et une partie
imaginaire ;
 - estimation (13) d'une interférence affectant ladite porteuse courante à partir de ladite partie
imaginaire dudit signal multiporteuse démodulé, délivrant une interférence estimée ;
 - 15 - soustraction (14) de ladite interférence estimée à ladite partie réelle dudit signal
multiporteuse démodulé, délivrant un signal égalisé.

2. Procédé de réception selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite étape
d'estimation (13) tient compte d'au moins une porteuse d'un symbole multiporteuse précédent
et/ou d'un symbole multiporteuse suivant ledit symbole multiporteuse courant dans ledit signal
20 multiporteuse démodulé, et correspondant à une même fréquence que ladite porteuse courante.

3. Procédé de réception selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite étape
d'estimation (13) tient compte des deux porteuses des symboles multiporteuses adjacents audit
symbole multiporteuse courant dans ledit signal multiporteuse démodulé, correspondant à une
même fréquence que ladite porteuse courante, notées porteuse précédente et porteuse suivante.

25 4. Procédé de réception selon la revendication 3, caractérisé en ce que ladite étape
d'estimation (13) met en œuvre un algorithme de régression linéaire entre ladite partie réelle du
signal multiporteuse démodulé au niveau de ladite porteuse courante et la somme des parties
imaginaires du signal multiporteuse démodulé au niveau desdites porteuse précédente et suivante
pour déterminer un coefficient directeur d'une droite de régression associée à ladite porteuse
30 courante.

5. Procédé de réception selon la revendication 4, caractérisé en ce que ladite interférence
estimée, affectant ladite porteuse courante, est obtenue en multipliant ledit coefficient directeur par
la somme des parties imaginaires de l'interférence affectant ladite porteuse précédente et de
l'interférence affectant ladite porteuse suivante.

35 6. Procédé de réception selon la revendication 4, caractérisé en ce que ledit coefficient
directeur est actualisé périodiquement et/ou en fonction d'une variation d'un canal de transmission
du signal multiporteuse.

7. Procédé de réception selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite étape d'égalisation met en œuvre une étape de pré-égalisation (11) de type forçage à zéro, préalable à ladite étape de décomposition (12) du signal multiporteuse démodulé.

5 8. Dispositif de réception d'un signal multiporteuse formé d'une succession temporelle de symboles multiporteuses,
un symbole multiporteuse comprenant, à l'émission, des porteuses modulées par des valeurs réelles en utilisant une base de fonctions orthogonales dans le domaine réel,
caractérisé en ce qu'il comprend :

- des moyens de démodulation du signal multiporteuse,

10 - des moyens d'égalisation du signal multiporteuse démodulé comprenant les moyens suivants, activés pour au moins une porteuse d'un desdits symboles multiporteuses, dits porteuse courante et symbole multiporteuse courant :

- des moyens de décomposition (12) dudit signal multiporteuse démodulé en une partie réelle et une partie imaginaire ;

15 - des moyens d'estimation (13) d'une interférence affectant ladite porteuse courante à partir de ladite partie imaginaire dudit signal multiporteuse démodulé, délivrant une interférence estimée ;

- des moyens de soustraction (14) de ladite interférence estimée à ladite partie réelle dudit signal multiporteuse démodulé, délivrant un signal égalisé.

20 9. Programme d'ordinateur comportant des instructions pour la mise en œuvre d'un procédé de réception selon la revendication 1 lorsque ledit programme est exécuté par un processeur.

1/2

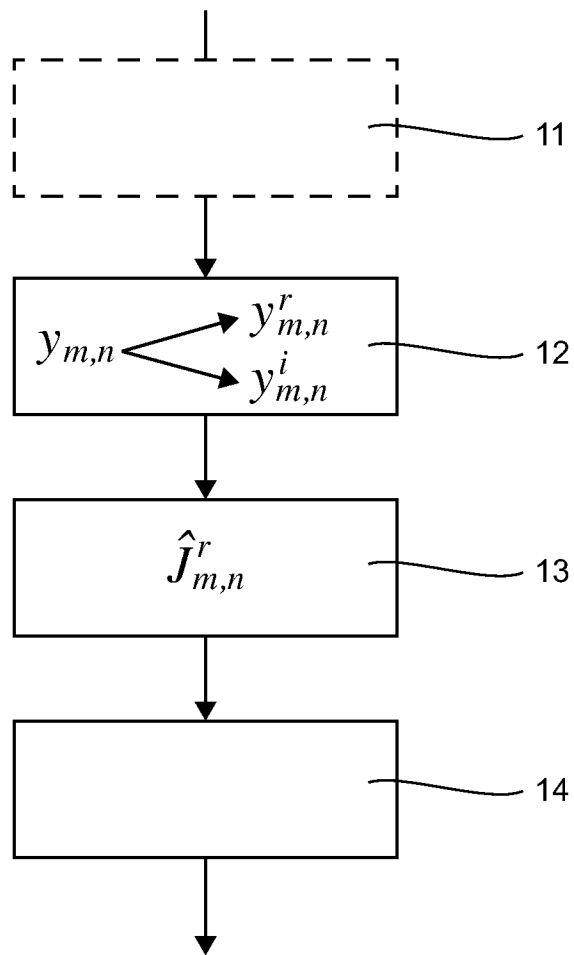


Fig. 1

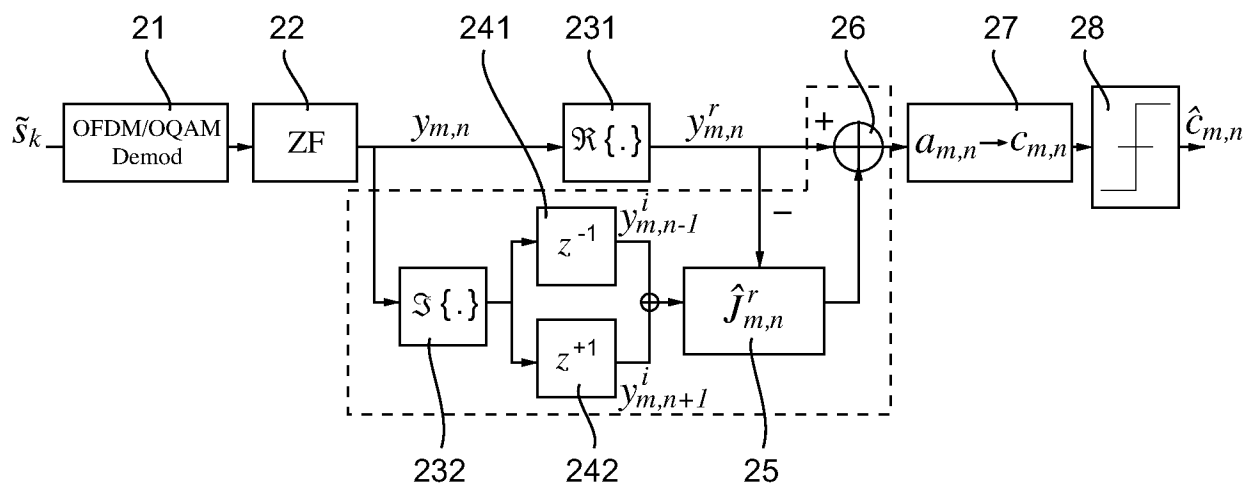


Fig. 2

2/2

Fig. 3A

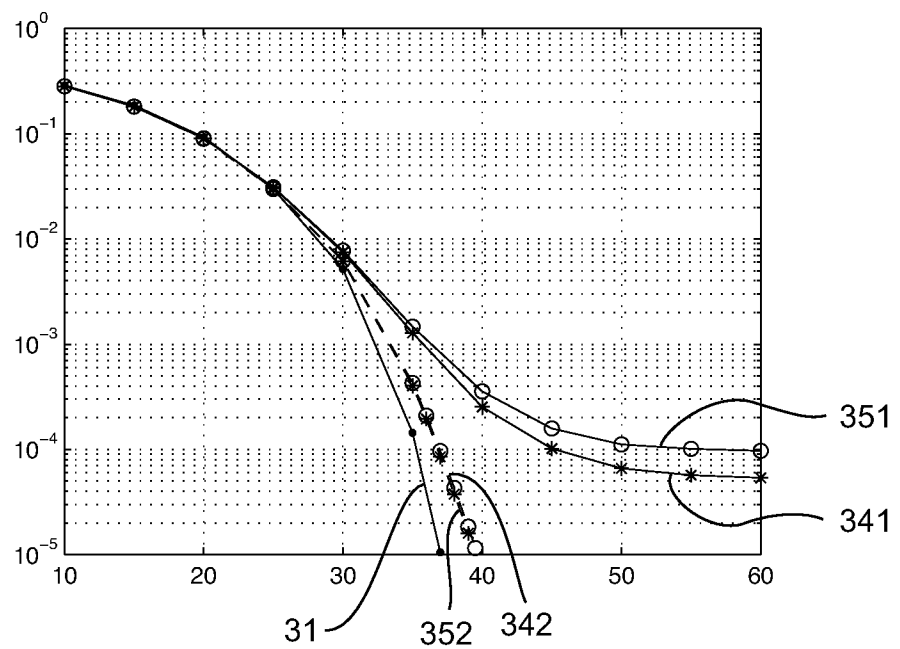


Fig. 3B

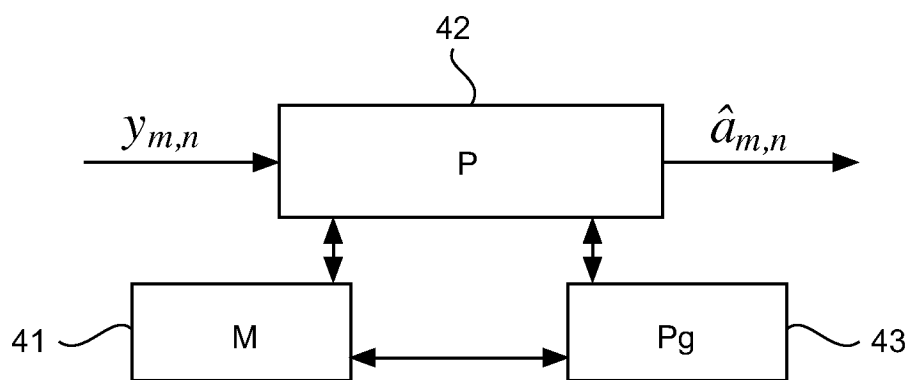
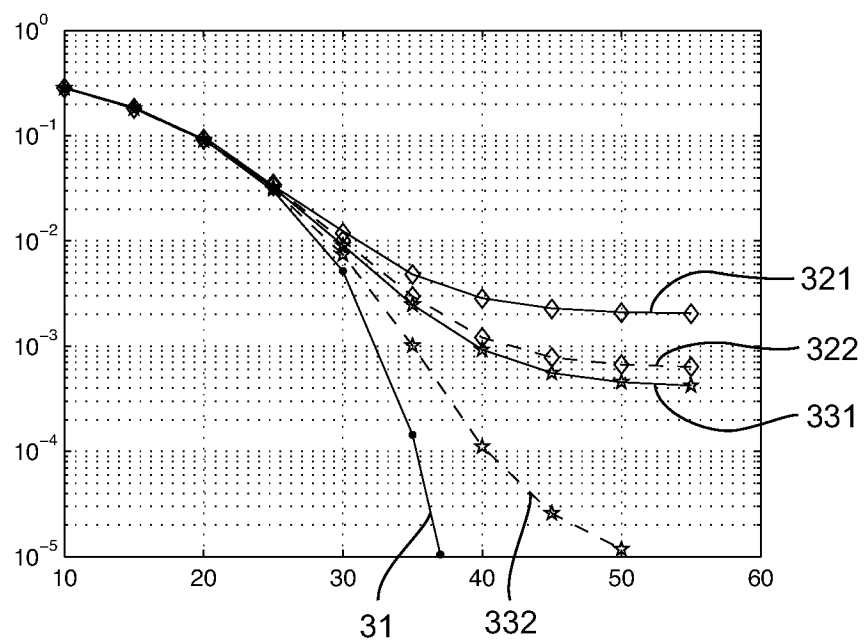


Fig. 4

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/FR2011/052665

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. H04L25/03 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 practical, 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	WO 2008/007028 A2 (FRANCE TELECOM [FR]; LELE CHRISLIN [FR]; JAVAUDIN JEAN-PHILIPPE [FR];) 17 January 2008 (2008-01-17) page 25, line 16 - page 27, line 3 page 11, line 1 - line 15 -----	1-4,6-9
X	WO 2006/117268 A1 (FRANCE TELECOM [FR]; JAVAUDIN JEAN-PHILLIPPE [FR]; BOUVET PIERRE-JEAN) 9 November 2006 (2006-11-09) page 16, line 27 - page 18, line 21 -----	1,8,9
A	WO 02/25883 A1 (FRANCE TELECOM [FR]; TELEDIFFUSION FSE [FR]; GONZALEZ ALBERTO [FR]; LA) 28 March 2002 (2002-03-28) figures 2,3 page 24, line 25 - page 26, line 30 ----- -/-	1,8,9



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 document but published on or after the international filing date

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

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

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

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

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

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

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

1 March 2012

Date of mailing of the international search report

07/03/2012

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

Chave, Julien

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/FR2011/052665

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
L	Gaëtan NDO: "Optimization of Impulsive Noise Countering Strategies for High Data Rate Communications over Indoor PowerLines", 14 December 2010 (2010-12-14), École Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne, XP002645672, pages 149-153, the whole document -----	1-9

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/FR2011/052665

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 2008007028 A2	17-01-2008	EP 2039102 A2	25-03-2009
		US 2009257518 A1	15-10-2009
		WO 2008007028 A2	17-01-2008

WO 2006117268 A1	09-11-2006	FR 2885471 A1	10-11-2006
		WO 2006117268 A1	09-11-2006

WO 0225883 A1	28-03-2002	AU 9196601 A	02-04-2002
		EP 1319292 A1	18-06-2003
		FR 2814303 A1	22-03-2002
		JP 2004509561 A	25-03-2004
		US 2004032909 A1	19-02-2004
		WO 0225883 A1	28-03-2002

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°

PCT/FR2011/052665

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
 INV. H04L25/03 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	WO 2008/007028 A2 (FRANCE TELECOM [FR]; LELE CHRISLIN [FR]; JAVAUDIN JEAN-PHILIPPE [FR];) 17 janvier 2008 (2008-01-17) page 25, ligne 16 - page 27, ligne 3 page 11, ligne 1 - ligne 15 -----	1-4,6-9
X	WO 2006/117268 A1 (FRANCE TELECOM [FR]; JAVAUDIN JEAN-PHILLIPPE [FR]; BOUVET PIERRE-JEAN) 9 novembre 2006 (2006-11-09) page 16, ligne 27 - page 18, ligne 21 -----	1,8,9
A	WO 02/25883 A1 (FRANCE TELECOM [FR]; TELEDIFFUSION FSE [FR]; GONZALEZ ALBERTO [FR]; LA) 28 mars 2002 (2002-03-28) figures 2,3 page 24, ligne 25 - page 26, ligne 30 ----- -/-	1,8,9



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

1 mars 2012

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

07/03/2012

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

Chave, Julien

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°

PCT/FR2011/052665

C(suite). DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
L	Gaëtan NDO: "Optimization of Impulsive Noise Countering Strategies for High Data Rate Communications over Indoor PowerLines", 14 décembre 2010 (2010-12-14), École Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne, XP002645672, pages 149-153, le document en entier -----	1-9

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande internationale n°

PCT/FR2011/052665

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
WO 2008007028 A2	17-01-2008	EP 2039102 A2	25-03-2009
		US 2009257518 A1	15-10-2009
		WO 2008007028 A2	17-01-2008

WO 2006117268 A1	09-11-2006	FR 2885471 A1	10-11-2006
		WO 2006117268 A1	09-11-2006

WO 0225883 A1	28-03-2002	AU 9196601 A	02-04-2002
		EP 1319292 A1	18-06-2003
		FR 2814303 A1	22-03-2002
		JP 2004509561 A	25-03-2004
		US 2004032909 A1	19-02-2004
		WO 0225883 A1	28-03-2002
