

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

(19) Organisation Mondiale de la
Propriété Intellectuelle
Bureau international



(10) Numéro de publication internationale

WO 2014/135811 A1

(43) Date de la publication internationale
12 septembre 2014 (12.09.2014)

WIPO | PCT

- (51) Classification internationale des brevets :
H04L 27/26 (2006.01) H04L 27/34 (2006.01)
- (21) Numéro de la demande internationale :
PCT/FR2014/050519
- (22) Date de dépôt international :
7 mars 2014 (07.03.2014)
- (25) Langue de dépôt : français
- (26) Langue de publication : français
- (30) Données relatives à la priorité :
1352106 8 mars 2013 (08.03.2013) FR
- (71) Déposant : ORANGE [FR/FR]; 78 rue Olivier de Serres,
F-75015 Paris (FR).
- (72) Inventeurs : LANOISELEE, Marc; 29 rue de la Jannaie,
F-35520 la Chapelle des Fougeretz (FR). SIOHAN,
Pierre; 35 rue Maurice Hay, F-35200 Rennes (FR).
- (74) Mandataire : ORANGE/IMT/OLPS/IPL/PAT; JEUNE
Pascale, 38-40 rue du Général Leclerc, F-92794 Issy Mou-
lineaux 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, SZ, TZ,
UG, ZM, ZW), eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ,
TM), européen (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK,

[Suite sur la page suivante]

(54) Title : METHOD FOR REDUCING PAPR IN A TRANSMISSION OF A MULTI-CARRIER SIGNAL, AND CORRESPONDING TRANSMISSION DEVICE AND COMPUTER PROGRAM

(54) Titre : PROCÉDÉ DE REDUCTION DE PAPR DANS UNE TRANSMISSION D'UN SIGNAL MULTIPORTEUSE, DISPOSITIF DE TRANSMISSION ET PROGRAMME D'ORDINATEUR CORRESPONDANTS

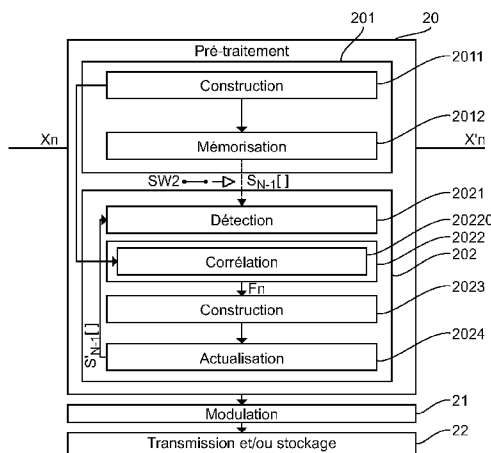


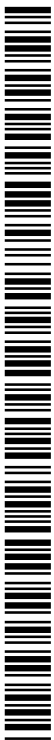
Fig. 2

(57) Abstract : The invention concerns a method for the multi-carrier transmission of a signal comprising OFDM blocks formed from N carriers modulated by a constellation symbol. According to the invention, the method comprises, for at least one OFDM block: - a phase (201) of prebuilding M prebuilt complex time samples representative of the N carriers of said OFDM block, and - a phase (202) of correcting the constellation symbols modulating the N carriers, comprising the following steps, repeated for each carrier: - detection (2021) of P samples having a power higher than a predefined threshold (a), delivering said P samples and M-P zero samples, forming M complex time samples to be corrected, - correcting (2022) the constellation symbol on the basis of said M complex time samples to be corrected, delivering an item of complex correction data (Fn), - building (2023) M complex time samples associated with said item of complex correction data, - updating (2024) said M prebuilt complex time samples.

(57) Abrégé :

[Suite sur la page suivante]

- 20 Prétraitement
2011 Building
2012 Memorisation
2021 Détection
20220 Correlation
2023 Building
2024 Updating
21 Modulation
22 Transmission et/ou stockage



WO 2014/135811 A1



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))
- avant l'expiration du délai prévu pour la modification des revendications, sera republiée si des modifications sont reçues (règle 48.2.h)

Déclarations en vertu de la règle 4.17 :

- relative au droit du déposant de demander et d'obtenir un brevet (règle 4.17.ii)
- relative au droit du déposant de revendiquer la priorité de la demande antérieure (règle 4.17.iii)

L'invention concerne un procédé de transmission multiporteuse d'un signal comprenant des blocs OFDM constitués de N porteuses modulées par un symbole de constellation, Selon l'invention, le procédé comprend, pour au moins un bloc OFDM : o une phase (201) de pré-construction de M échantillons temporels complexes préconstruits représentatifs des N porteuses dudit bloc OFDM, et o une phase (202) de correction des symboles de constellation modulant les N porteuses comprenant les étapes suivantes, répétées pour chaque porteuse: - détection (2021) de P échantillons présentant une puissance supérieure à un seuil prédéterminé (a), délivrant lesdits P échantillons et M-P échantillons nuls, constituant M échantillons temporels complexes à corriger, - correction (2022) du symbole de constellation en fonction desdits M échantillons temporels complexes à corriger, délivrant une donnée de correction complexe (Fn), - construction (2023) de M échantillons temporels complexes associés à ladite donnée de correction complexe, - actualisation (2024) desdits M échantillons temporels complexes préconstruits.

Procédé de transmission d'un signal multiporteuse, dispositif de transmission et programme d'ordinateur correspondants.

1. Domaine de l'invention

Le domaine de l'invention est celui des communications radiofréquence pour
5 lesquelles une modulation multiporteuse, notamment de type OFDM (« Orthogonal Frequency
Division Multiplex » en anglais, pour « multiplexage par répartition orthogonale en
fréquence »), est utilisée.

Plus précisément, la modulation OFDM est de plus en plus utilisée pour la transmission
numérique, en particulier sur les canaux de transmission à trajets multiples. Cette technique
10 de modulation multiporteuse permet notamment de s'affranchir de l'interférence entre
symboles généralement observée lorsqu'on utilise une modulation monoporteuse sur un canal
à trajets multiples. En outre, cette technique présente une très bonne efficacité spectrale et
permet d'économiser des ressources spectrales radio par la mise en œuvre de réseaux mono-
fréquence.

Du fait de sa robustesse intrinsèque aux canaux multi-trajets et aux canaux sélectifs en
15 fréquence, la modulation OFDM est notamment, mais non exclusivement, utilisée dans les
réseaux locaux sans-fil (WiFi), la radiotéléphonie mobile cellulaire 3GPP LTE (de l'anglais « 3rd
Generation Partnership Project » et « Long Term Evolution »), ou encore l'ADSL (de l'anglais
« Asymmetric Digital Subscriber Line »), mais aussi pour des standards tels que ceux relatifs à
20 la diffusion Audio Numérique (DAB pour « Digital Audio Broadcasting » en anglais), la
Télédiffusion Numérique, dont notamment DVB-T (de l'anglais « Digital Video Broadcasting -
Terrestrial ») ou encore le nouveau standard DVB-T2.

2. Art antérieur

2.1 Inconvénients de la modulation OFDM

Un inconvénient majeur de la technique OFDM est inhérent aux fortes fluctuations en
25 amplitude de l'enveloppe du signal modulé et donc aux variations importantes de la puissance
instantanée.

En effet, dans le domaine temporel, la sommation de ces multiples porteuses
modulées de façon indépendante s'effectue en puissance la majeure partie du temps, mais
30 aussi de façon cohérente ce qui conduit à des pics de puissance instantanée qui peuvent
surpasser de plus de 10 dB la puissance moyenne du signal à certains instants.

Le rapport puissance crête à puissance moyenne (PAPR, pour « Peak to Average Power
Ratio » en anglais) des signaux émis, en d'autres termes le facteur qui caractérise le niveau de
ces pics de puissance par rapport à la puissance moyenne du signal, est ainsi généralement
35 très élevé et il augmente avec le nombre de porteuses N.

Les amplificateurs de puissance présentent des caractéristiques non-linéaires qui, couplées à l'amplification des signaux dits à fort PAPR conduisent à des distorsions : remontée spectrale du niveau des lobes secondaires, génération d'harmoniques, création d'interférences non linéaires entre symboles, création d'interférences entre porteuses. Ainsi, ces distorsions entraînent notamment des erreurs de transmission et une dégradation du taux d'erreur binaire (TEB).

2.2 Définition du PAPR

Plus précisément, on utilise, selon un mode de réalisation particulier, un signal OFDM de bande B constitué de la somme de N porteuses orthogonales modulées régulièrement espacées d'intervalle de fréquence Δf tel que : $B = N \cdot \Delta f$. Pour un bloc OFDM donné, chaque porteuse est modulée par un symbole X_n appartenant à une constellation (QPSK, MAQ16, etc.). La transformée de Fourier inverse du signal fréquentiel de bande B, fournit alors dans le domaine temporel le signal $x(t)$, qui sera transmis. Dans le domaine temporel, la durée d'un bloc OFDM est de $N \cdot T_e = 1/\Delta f$, avec T_e la période d'échantillonnage, et a pour expression :

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} X_n \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot \Delta f \cdot t}, 0 \leq t < N \cdot T_e$$

En supposant que les variables X_n , sont aléatoires, statistiquement indépendantes et centrées, on en déduit le PAPR du signal OFDM qui s'exprime comme :

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t < N \cdot T_e} |x(t)|^2}{E. [|x(t)|^2]}$$

On constate qu'avec cette définition du PAPR, et $x(t)$ étant la transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, par exemple une IFFT, de variables aléatoires discrètes, le PAPR peut devenir aussi grand que N dans le cas particulier mais aussi très rare où $\{X_k\}_{k=0}^{N-1} = 1$.

En pratique, les pics de PAPR d'une amplitude donnée surviennent suivant une certaine probabilité d'apparition. Il est notamment peu probable que l'amplitude du signal soit aussi grande que N, et ce d'autant plus que N sera grand. Aussi, de manière classique, pour caractériser le PAPR d'un système OFDM, on fait appel à la fonction de distribution cumulative complémentaire (CCDF) qui fournit la probabilité que l'amplitude du signal dépasse un certain seuil. Cette fonction est la plus utilisée pour caractériser les systèmes de réduction de PAPR et a pour expression :

$$\begin{aligned} CCDF_{PAPR} &= \Pr[PAPR(X_L) > \gamma], \\ &\approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^N \end{aligned}$$

En pratique, cette équation indique par exemple que le signal ne pourra pas être correctement transmis sans saturation d'échantillon d'au moins un symbole sur cent avec un signal comportant 2048 porteuses si les convertisseurs numérique analogique et/ou analogique numérique et les amplificateurs de puissance ne travaillent pas avec un écart de dynamique entre puissance moyenne et puissance crête d'au moins 12,2dB, ce qui représente pour l'amplificateur un rapport de puissance de fonctionnement de 1 à 16.

En dessous de cette marge le signal sera écrêté ou pour le moins fortement distordu avec des répercussions sur les conditions de transmission et de réception.

2.3 Art antérieur pour la réduction du PAPR

Dans la littérature, de nombreuses techniques ont déjà été proposées pour pallier ce problème.

Une solution courante consiste à s'assurer que la plage de fonctionnement de l'amplificateur reste limitée à une zone d'amplification linéaire, ce qui limite malheureusement le rendement de l'amplificateur (quelques % au lieu de, classiquement, 50 %) et donc une augmentation importante de la consommation de l'émetteur. Ceci est une contrainte très forte pour l'utilisation de l'OFDM notamment dans les terminaux mobiles, sachant que la consommation de l'amplificateur de puissance peut représenter plus de 50% de la consommation totale d'un terminal.

Une deuxième approche est l'application d'une contrainte ou codage sur la séquence de données émise pour limiter le PAPR. Cette méthode consiste à construire un jeu de mots de code qui minimise le PAPR. Plusieurs techniques de construction de ces codes ont été proposées. L'avantage de cette solution réside dans le fait qu'elle n'introduit pas de distorsion. En revanche, l'efficacité spectrale est pénalisée sans même pour autant apporter un gain de codage. De plus, à ce jour, son champ d'application est limité aux modulateurs OFDM à faibles nombres de porteuses N du fait d'une trop grande complexité de calcul.

Une troisième approche, appelée communément « technique TI-CES (de l'anglais « *Tone Injection – Constellation Extension Scheme* »), propose d'augmenter le nombre de points des constellations qui modulent les porteuses OFDM afin que pour un point de la constellation d'origine il puisse correspondre plusieurs possibilités de coordonnées dans la nouvelle constellation. Selon cette approche, ce degré de liberté supplémentaire est utilisé pour générer un signal de plus faible PAPR. Cependant, cette méthode présente plusieurs inconvénients du fait que l'extension de constellation va conduire à un accroissement de la puissance moyenne du signal puisque les symboles supplémentaires ont des niveaux de puissance supérieurs. En outre, la sélection de la meilleure possibilité de coordonnées pour

chaque point requiert un accroissement de la complexité du calcul mis en œuvre, le rendant inadapté à une implémentation matérielle pour le traitement de signaux en temps réel.

Une quatrième approche, appelée communément « technique CD (de l'anglais «*Constellation Distortion*») » est également basée sur une modification de constellation et repose sur l'hypothèse selon laquelle le niveau de sortie de l'amplification d'émission est limité par les pics de plus fort PAPR et que si l'amplitude de ces pics peut être diminuée alors la puissance émise peut être augmentée. Selon cette technique, pour un taux de distorsion donné, un problème d'optimisation, dit convexe est résolu afin d'élaborer un signal OFDM avec un niveau de PAPR global minimal. Cependant, cette méthode nécessite d'augmenter de façon très significative la puissance moyenne de sortie pour compenser la perte en termes de rapport signal à bruit. En outre, la complexité de calcul mise en œuvre augmente de manière exponentielle lorsque l'ordre de constellation devient élevé.

Une cinquième technique, appelée communément « technique ACE (de l'anglais «*Active Constellation Extension*») » est également basée sur une modification de constellation et repose sur un déplacement effectué dans le sens d'un éloignement des axes de décision. Cependant, de la même manière que pour les deux méthodes précédentes, cette technique se caractérise par une efficacité moindre pour des constellations d'ordre élevé et par l'accroissement de la puissance moyenne du signal, et par une complexité de calcul très élevée.

Une sixième méthode, appelée communément « technique TR (de l'anglais «*Tone Reservation*») », propose de réserver certaines porteuses du multiplex OFDM, qui ne transportent pas d'informations mais des symboles optimisés à l'émission pour réduire le PAPR. L'optimisation de ces symboles peut être effectuée en utilisant par exemple un algorithme d'optimisation convexe de type SOCP (Second Order Cone Programming). Tout comme la méthode précédente, cette solution n'apporte pas de distorsion au signal émis, mais un inconvénient majeur de cette méthode réside dans le fait qu'un certain nombre de porteuses, doivent être réservées pour pouvoir réduire le PAPR de façon significative. Ces porteuses ne sont pas utilisées pour émettre des données d'informations utiles, ce qui conduit à une réduction de l'efficacité spectrale.

Une septième technique, appelée « Selected Mapping », consiste à appliquer une rotation de phase à chaque symbole de la séquence à transmettre. Plusieurs motifs de rotation de phase peuvent être définis. Pour chaque motif appliqué à la séquence à transmettre, on effectue les opérations pour obtenir un signal OFDM correspondant, et on transmet celui présentant le plus faible PAPR. De nouveau cette technique n'apporte pas de distorsion, mais elle augmente considérablement la complexité à l'émission, puisque plusieurs traitements

doivent être effectués en parallèle, pour choisir ensuite le plus efficace. Les autres traitements, bien qu'ayant été effectués, ne sont par conséquent pas exploités. De plus, elle nécessite de communiquer au récepteur la séquence de rotation utilisée à l'émission avec une très grande fiabilité, ce qui conduit à une réduction de l'efficacité spectrale et une augmentation

5 significative de la complexité du système pour acheminer le motif de rotation appliqué utilisé via un canal dédié. En outre, si cette transmission est erronée, toute la trame OFDM sera perdue.

Une dernière approche est la technique de « clipping », ou limiteur, qui consiste à écrêter l'amplitude du signal lorsqu'il dépasse un seuil prédéfini. Mais cet écrêtage est par

10 nature non linéaire et introduit une distorsion du signal émis se traduisant non seulement par un TEB dégradé mais également par une remontée des lobes secondaires de la DSP (Densité Spectrale de Puissance).

Dans ce contexte particulier, les inventeurs ont donc identifié un besoin pour une nouvelle technique permettant d'améliorer la réduction du PAPR tout en restant simple à

15 implémenter.

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 d'un signal multiporteuse représentatif d'un signal source comprenant des blocs constitués chacun de N

20 porteuses, dits blocs OFDM, chaque porteuse étant modulée par un symbole de constellation et identifiée par un indice n , n étant un entier tel que $0 \leq n \leq N-1$.

Selon l'invention, le procédé comprend les étapes suivantes, pour au moins un bloc OFDM :

- une étape de pré-traitement, mise en œuvre dans le domaine fréquentiel, comprenant :

25

 - une phase de pré-construction d'échantillons temporels complexes, délivrant M échantillons temporels complexes préconstruits représentatifs des N porteuses du bloc OFDM, M étant un entier, et
 - une phase de correction des symboles de constellation qui modulent les porteuses du bloc OFDM, la phase de correction comprenant les étapes suivantes, répétées pour

30

 - détection de P échantillons, P étant un entier, parmi les M échantillons temporels complexes préconstruits issus de la phase de pré-construction lorsque $n=0$, ou parmi M échantillons temporels complexes issus d'une étape d'actualisation mise en œuvre pour une porteuse précédente lorsque $0 < n \leq N-1$, présentant une puissance

supérieure à un seuil prédéterminé, l'étape de détection délivrant les P échantillons et M-P échantillons nuls, constituant M échantillons temporels complexes à corriger,

– correction du symbole de constellation modulant la porteuse en fonction desdits M échantillons temporels complexes à corriger, délivrant une donnée de correction complexe du symbole de constellation,

– construction de M échantillons temporels complexes associés à la donnée de correction complexe,

– actualisation des M échantillons temporels complexes préconstruits, l'actualisation mettant en œuvre une accumulation associant deux à deux les M échantillons temporels complexes associés à la donnée de correction complexe avec les M échantillons temporels complexes préconstruits issus de la phase de pré-construction lorsque $n=0$, ou avec les M échantillons temporels complexes issus d'une étape d'actualisation mise en œuvre pour une porteuse précédente lorsque $0 < n \leq N-1$, délivrant M échantillons temporels complexes utilisés pour la porteuse suivante ;

- une étape de modulation mettant en œuvre une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel d'un signal issu de ladite étape de pré-traitement ;
- une étape de transmission et/ou stockage d'un signal issu de ladite étape de modulation.

Ainsi, l'invention repose sur une approche nouvelle et inventive de la réduction du PAPR d'un signal OFDM.

Plus précisément, la présente invention permet d'améliorer les performances de réduction de PAPR avec une complexité de calcul faible au regard des techniques de l'art antérieur.

En outre, la présente invention présente une grande flexibilité de modification de constellation au regard des modifications de constellation imposées par les techniques TI-CES, CD, ACE et TR.

En effet, le procédé selon l'invention modifie successivement et de manière contrôlée les symboles de constellations modulant les porteuses d'un bloc OFDM dans le domaine fréquentiel avant la mise en œuvre d'une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, par exemple une transformée de Fourier inverse rapide (IFFT).

Pour cela, l'invention utilise, pour la réduction du PAPR un asservissement temps réel de la correction d'une porteuse, dite porteuse courante, par rapport aux porteuses précédemment corrigées d'un même bloc OFDM.

Cet asservissement est notamment basé sur la mise en œuvre d'une détection de P

échantillons, P étant un entier, parmi les M échantillons temporels complexes préconstruits issus de la phase de pré-construction lorsque $n=0$, ou parmi M échantillons temporels complexes issus d'une étape d'actualisation mise en œuvre pour une porteuse précédente lorsque $0 < n \leq N-1$, présentant une puissance supérieure à un seuil prédéterminé (α), l'étape de
5 détection délivrant les P échantillons et $M-P$ échantillons nuls, constituant M échantillons temporels complexes à corriger.

En d'autres, termes parmi les M échantillons temporels complexes préconstruits on détecte au moins un pic ($P=1$), ou une pluralité ($P>1$) de pics de puissance supérieure à un seuil prédéterminé α , la valeur de seuil fixant le niveau de PAPR final recherché.

10 En effet, il est à noter que le nombre de pics de puissance varie d'une porteuse à l'autre au fur et à mesure que la correction du bloc OFDM avance. Ainsi, il est par exemple possible de détecter dix pics de puissance ($P_0=10$) pour la porteuse d'indice $n=0$ et un seul pic pour la porteuse d'indice $N-1$ ($P_{N-1}=1$) du fait que les neuf autres pics ont été suffisamment réduits par correction des $N-1$ porteuses précédentes.

15 L'étape de détection selon l'invention délivre M échantillons temporels complexes à corriger comprenant d'une part ($M-P$) échantillons temporels complexes, échantillons dont la valeur est mise à zéro correspondant aux ($M-P$) échantillons temporels présentant une puissance inférieure au seuil prédéterminé et donc une puissance acceptable au regard du PAPR désiré, et d'autre part les P échantillons temporels complexes détectés.

20 Puis, en tenant compte des M échantillons temporels complexes à corriger, une donnée de correction complexe est obtenue. Cette donnée de correction complexe est ensuite utilisée pour définir la correction à apporter aux coordonnées du symbole de constellation modulant la porteuse courante que l'on cherche à corriger.

Ainsi, à l'issue des deux phases de pré-construction et de correction respectivement
25 mentionnées ci-dessus mises en œuvre pour chacune des N porteuses, on réalise la « pré-construction » dans le domaine fréquentiel du signal temporel corrigé associé au bloc OFDM considéré.

L'invention permet donc une correction globale du bloc OFDM en réduisant, pour
30 chaque porteuse, l'ensemble des pics de puissance dont l'amplitude est supérieure au seuil prédéterminé α correspondant au niveau de PAPR final recherché. Ainsi, l'invention propose une amélioration au regard des techniques de réduction de PAPR visant la correction que d'un seul pic maximal de puissance.

Il est à noter que le terme « pré-construction » signifie que l'on détermine, alors même
35 que l'on est dans le domaine fréquentiel, les M échantillons temporels de la réponse du signal qui « pourraient » être obtenus après la transformation du domaine fréquentiel vers le

domaine temporel, par exemple une IFFT. En effet, l'invention vise à corriger les coordonnées complexes du symbole de constellation modulant une porteuse courante dans le domaine fréquentiel.

Par « complexe », on entend « qui peut avoir une valeur réelle et/ou imaginaire telle que cette valeur est par exemple définie par $v=a+jb$ ».

Un tel procédé aboutit donc à une correction globale du signal temporel OFDM du fait que chaque porteuse d'un bloc OFDM est corrigée, en tenant compte des pics de puissance détectés successivement pour chaque porteuse. Cette correction est optimisée du fait que le déplacement complexe de coordonnées de constellation est déterminé en fonction d'une donnée de correction complexe évoluant pour chaque porteuse en fonction de la correction effectuée sur la porteuse précédente.

Comme décrit par la suite, une telle dépendance entre le déplacement complexe de coordonnées de constellation et la donnée de correction complexe permet de construire une nouvelle constellation qui peut correspondre par exemple et de manière particulière à une constellation modifiée et/ou combinée des constellations issues des techniques de modification de constellation précédemment citées à savoir les techniques TI-CES, CD, ACE et TR.

Dans cette configuration un avantage de la technique proposée selon l'invention est donc de pouvoir regagner en efficacité en permettant d'associer plusieurs techniques de modification de constellation, dont les défauts respectifs distincts peuvent se compenser dans une certaine mesure grâce au contrôle de correction basé sur la mise en œuvre d'un asservissement temps réel entre une porteuse courante à corriger et les porteuses qui la précèdent dans le temps et qui ont été précédemment corrigées.

Selon un mode de réalisation particulier de l'invention, ladite donnée de correction complexe résulte de la corrélation complexe desdits M échantillons temporels complexes à corriger avec M échantillons temporels complexes associés à ladite porteuse d'indice n .

Une telle opération de corrélation complexe permet en effet d'élaborer une donnée de correction complexe dont la prise en compte et l'évolution à chaque porteuse permet de faire progresser la réactualisation du signal dans le sens de la diminution globale des P pics détectés. Ainsi, la donnée de correction complexe est le résultat d'une opération de corrélation complexe, et est également dite donnée de corrélation complexe.

La mise en œuvre de la corrélation complexe selon l'invention permet avantageusement de faire varier de manière proportionnelle la correction du symbole de constellation modulant chaque porteuse.

Ainsi, on évite une correction fixe de chaque symbole de constellation, une telle

correction fixe pouvant limiter la réduction du PAPR désirée.

En effet, du fait que le nombre P de pics supérieurs à un seuil prédéterminé peut varier d'une porteuse à l'autre l'opération de corrélation complexe permet d'obtenir un résultat différent d'une porteuse à l'autre en prenant notamment en compte la correction du symbole de correction des porteuses précédentes.

Ainsi, la mise en œuvre de la corrélation complexe selon l'invention permet une fine optimisation de la réduction du PAPR au regard des techniques de l'art antérieur.

Selon une particularité de l'invention, la phase de pré-construction d'échantillons temporels complexes, met en œuvre une étape de sur-échantillonnage tel que $M = N \cdot L$, L étant un facteur entier de sur-échantillonnage. Le procédé selon l'invention construit $M = L \cdot N$ échantillons temporels avec $L \geq 1$. Lorsque $L = 1$ alors $M = N$. Lorsque $L > 1$, par exemple lorsque $L = 2$ ou 4 , il y a sur échantillonnage. Un tel sur échantillonnage permet avantageusement d'obtenir une plus grande résolution dans la réduction de PAPR.

Selon un aspect particulier de l'invention, la phase de pré-construction comprend les étapes suivantes, répétées pour chaque porteuse d'indice n:

- construction de M échantillons temporels complexes associés à la porteuse,
- mémorisation des M échantillons temporels complexes associés à la porteuse, par accumulation associant deux à deux lesdits M échantillons temporels complexes associés à ladite porteuse avec M échantillons temporels complexes associés aux porteuses précédentes.

Ainsi, lors de la phase de pré-construction on obtient pour chaque porteuse, M échantillons temporels complexes associés qui seront notamment également utilisés par l'opération de corrélation complexe.

Par ailleurs, l'accumulation des M échantillons temporels complexes associés à une porteuse courante d'indice n avec M échantillons temporels complexes associés aux porteuses précédentes permet, une fois ce traitement d'accumulation appliqué aux N porteuses, d'obtenir M échantillons temporels complexes préconstruits représentatifs des N porteuses du bloc OFDM considéré alors même que l'on est dans le domaine fréquentiel.

Avantageusement, l'étape de correction met en œuvre une sommation des coordonnées (par exemple A_n et B_n) du symbole de constellation (par exemple $X_n = A_n + j \cdot B_n$), dites coordonnées d'origine du symbole de constellation, avec des coordonnées représentatives d'un déplacement complexe (par exemple $d_n = dA_n + j \cdot dB_n$) du symbole de constellation sur les axes des abscisses et des ordonnées du plan complexe de la constellation dudit symbole, ledit déplacement complexe étant sélectionné au moyen de ladite donnée de

correction complexe, parmi les déplacements complexes appartenant à au moins une des catégories suivantes :

- déplacement réel, respectivement imaginaire, dudit déplacement complexe, négatif lorsque les signes de la partie réelle et de la partie imaginaire de ladite donnée de correction complexe sont identiques;
- déplacement réel, respectivement imaginaire, du déplacement complexe positif lorsque les signes de la partie réelle et de la partie imaginaire de ladite donnée de correction complexe sont opposés.

Par « déplacement réel du déplacement complexe » on entend le déplacement selon l'axe des réels de la partie réelle du déplacement complexe. Par « déplacement imaginaire du déplacement complexe » on entend le déplacement selon l'axe des imaginaires de la partie imaginaire du déplacement complexe. En effet, les déplacements de la partie réelle et de la partie imaginaire du symbole de constellation sont indépendants l'un de l'autre. Par exemple la partie réelle du symbole de constellation peut être déplacé positivement au regard de l'axe des réels. Tandis que la partie imaginaire peu être déplacée négativement au regard de l'axe des imaginaires.

Ainsi, l'invention propose un contrôle du déplacement complexe de chaque symbole de constellation modulant une porteuse sur les axes des abscisses et des ordonnées du plan complexe de la constellation de ce symbole. On obtient donc un déplacement complexe contrôlé des symboles de constellation qui peut être distinct, que ce soit par sa valeur de déplacement, ou encore par sa polarité d'un symbole de constellation modulant une porteuse à un autre symbole de constellation modulant une autre porteuse.

En d'autres termes, il est par exemple possible que les composantes réelles et/ou imaginaire du symbole de constellation modulant une porteuse d'indice $n+g$, avec g entier tel que $0 \leq n+g \leq N-1$ soient corrigées selon un déplacement réel et/ou imaginaire positif de valeur d_g tandis que les composantes réelles et/ou imaginaire du symbole de constellation modulant la porteuse d'indice n sont corrigées selon un déplacement réel et/ou imaginaire négatif de valeur $d_n = d_{An} + j.d_{Bn}$.

La nature du déplacement complexe étant contrôlée, les déplacements complexes mis en œuvre peuvent conduire à conserver les points de constellation dans leur secteur de décision ou dans la constellation d'origine ou bien à les déplacer en dehors.

Avantageusement, la valeur absolue de la partie réelle $V1$, respectivement imaginaire $V2$, dudit déplacement complexe est proportionnelle à la partie réelle, respectivement imaginaire, de ladite donnée de correction complexe.

On obtient donc une grande précision de correction, les valeurs V1 et V2 selon l'exemple ci-dessus étant proportionnelles à la donnée de correction complexe (également appelée donnée de corrélation complexe) qui résulte de la corrélation complexe précédemment citée. En d'autres termes, les composantes réelles de deux symboles S1 et S2 de constellation distincts modulant deux porteuses distinctes peuvent être corrigées par deux valeurs distinctes de déplacement dA_g et dA_n , de même que les composantes imaginaires dB_g et dB_n sont distinctes d'un symbole à l'autre. De même pour une même porteuse d'ordre n donné, les valeurs V1 et V2, et donc dA_n et dB_n qui en résultent, sont distinctes car les déplacements de la partie réelle et de la partie imaginaire du symbole de constellation sont indépendants l'un de l'autre.

La valeur de déplacement varie donc d'une porteuse à l'autre en fonction de la corrélation complexe tenant compte des P pics de puissance détectés parmi les M échantillons temporels complexes préconstruits issus de la phase de pré-construction lorsque $n=0$, ou parmi M échantillons temporels complexes issus d'une étape d'actualisation mise en œuvre pour une porteuse précédente lorsque $0 < n \leq N-1$.

Selon un aspect particulier de l'invention, l'étape de correction met également en œuvre une pondération de la partie réelle, respectivement imaginaire, du déplacement complexe en fonction desdites coordonnées d'origine dudit symbole de constellation.

En effet, dans le cas de constellation imposées par la techniques ACE, par exemple, des déplacements correcteurs des coordonnées du symboles de constellation vers l'extérieur de la constellation d'origine ne sont autorisés que pour les symboles situés en périphérie de la constellation. La pondération mise en œuvre selon l'invention permet donc de respecter les règles propres aux techniques de l'art antérieur, tel que la technique ACE ou encore une combinaison de ces techniques par exemple les techniques CD et ACE.

Selon un aspect particulier de l'invention, le procédé de transmission comprend en outre une étape de pondération de la donnée de correction complexe par un facteur de pondération.

Une telle pondération permet notamment d'homogénéiser les amplitudes de correction des symboles de constellation.

Selon une variante de réalisation de cet aspect particulier de l'invention, le facteur de pondération varie d'une porteuse à l'autre en fonction de la valeur de l'indice n de la porteuse.

En effet, la dynamique du signal de corrélation au début de la correction d'un bloc OFDM est très élevée comparativement à la fin du bloc, où les pics restant à corriger sont peu nombreux et de faible amplitude de dépassement par rapport au seuil prédéterminé. En conséquence, les déviations de correction sont très importantes au commencement, avec par

exemple un taux d'erreur très élevé selon la technique CD, pour devenir presque nulles en fin de traitement.

Faire varier selon l'invention le facteur de pondération d'une porteuse à l'autre en fonction de la valeur d'indice n permet d'homogénéiser la correction sur la « durée » du bloc OFDM. Ainsi, la correction est « lissée » sur l'ensemble de la « durée » d'un bloc OFDM.

Cette variante de réalisation permet donc en particulier de réduire très significativement le taux d'erreur relatif à l'utilisation de la technique CD, mais également les amplitudes de crêtes des déviations de constellation qui pourraient conduire à des saturations.

Selon un autre aspect particulier de l'invention, le procédé de transmission comprend une étape de normalisation de la donnée de correction complexe.

Cette étape de normalisation est une variante de l'étape de pondération en fonction de la valeur de l'indice n de la porteuse précédemment mentionnée. Cette alternative vise donc également à homogénéiser la dynamique de correction sur l'ensemble du bloc OFDM considéré.

Selon un aspect particulier de cette variante, la normalisation met en œuvre une multiplication par une constante positive, ladite constante étant identique pour chaque étape de normalisation mise en œuvre pour chaque porteuse d'un bloc OFDM, et ladite constante étant proportionnelle et/ou inversement proportionnelle à la valeur d'au moins un paramètre appartenant au groupe comprenant :

- ledit seuil prédéterminé α permettant ladite détection desdits P échantillons ;
- le nombre N desdites porteuses dudit bloc OFDM ;
- un paramètre représentatif d'une efficacité de correction à appliquer audit symbole de constellation.

Selon un autre aspect particulier de l'invention, ledit seuil prédéterminé α varie d'une porteuse à l'autre en fonction de la valeur dudit indice n de ladite porteuse, n étant un entier tel que $0 \leq n \leq N-1$.

Cette variation de la valeur du seuil prédéterminé utilisé pour la détection du ou des pics de puissance est une autre alternative visant à homogénéiser la dynamique de correction sur l'ensemble du bloc OFDM considéré.

Selon un mode de réalisation particulier de l'invention, le procédé de transmission comprend en outre une étape de commutation permettant de transférer lesdits M échantillons temporels complexes préconstruits issus de ladite phase de pré-construction en entrée de ladite étape de détection de ladite phase de correction.

L'invention concerne également un dispositif de transmission d'un signal multiporteuse représentatif d'un signal source comprenant des blocs constitués chacun de N

porteuses, dits blocs OFDM, chaque porteuse étant modulée par un symbole de constellation et identifiée par un indice n , n étant un entier tel que $0 \leq n \leq N-1$.

Selon l'invention, le dispositif de transmission comprend, pour au moins un bloc OFDM :

- 5 • une unité de pré-traitement, mise en œuvre dans le domaine fréquentiel, comprenant :
 - un module de pré-construction d'échantillons temporels complexes, délivrant M échantillons temporels complexes préconstruits représentatifs des N porteuses dudit bloc OFDM, M étant un entier, et
 - une module de correction des symboles de constellation qui modulent les porteuses
10 dudit bloc OFDM, ledit module de correction comprenant les entités suivantes, répétées pour chaque porteuse:
 - une entité de détection de P échantillons, P étant un entier, parmi lesdits M échantillons temporels complexes préconstruits issus de ladite phase de pré-construction lorsque $n=0$, ou parmi M échantillons temporels complexes
15 préconstruits actualisés issus d'une entité d'actualisation mise en œuvre pour une porteuse précédente lorsque $0 < n \leq N-1$, présentant une puissance supérieure à un seuil prédéterminé, ladite entité de détection délivrant lesdits P échantillons et $M-P$ échantillons nuls, constituant M échantillons temporels complexes à corriger,
 - une entité de correction du symbole de constellation modulant ladite porteuse en
20 fonction desdits M échantillons temporels complexes à corriger, délivrant une donnée de correction complexe dudit symbole de constellation,
 - une entité de construction de M échantillons temporels complexes associés à ladite donnée de correction complexe,
 - une entité d'actualisation desdits M échantillons temporels complexes préconstruits, ladite entité d'actualisation mettant en œuvre un accumulateur associant deux à deux lesdits M échantillons temporels complexes associés à ladite donnée de correction complexe avec lesdits M échantillons temporels complexes préconstruits issus dudit module de pré-construction lorsque $n=0$, ou avec lesdits M échantillons temporels complexes issus d'une entité d'actualisation mise en œuvre
25 pour une porteuse précédente lorsque $0 < n \leq N-1$, délivrant M échantillons temporels complexes utilisés pour la porteuse suivante,
- un modulateur mettant en œuvre une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel d'un signal issu de ladite unité de pré-traitement ;
- une unité de transmission et/ou stockage d'un signal issu dudit modulateur.
- 30

Un tel dispositif de transmission est notamment apte à mettre en œuvre le procédé de transmission selon l'invention tel que décrit précédemment.

Selon un mode de réalisation particulier, ladite entité de correction comprend :

- des moyens de sommation des coordonnées dudit symbole de constellation, dites coordonnées d'origine dudit symbole de constellation, avec des coordonnées représentatives d'un déplacement complexe dudit symbole de constellation sur les axes des abscisses et des ordonnées du plan complexe de la constellation dudit symbole, et
- des moyens de pondération de la partie réelle, respectivement imaginaire, dudit déplacement complexe en fonction desdites coordonnées d'origine dudit symbole de constellation.

L'invention concerne également un programme d'ordinateur comportant des instructions pour la mise en œuvre d'un procédé de transmission décrit précédemment lorsque ce programme est exécuté par un processeur.

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 :

- les figures 1A et 1B représentent respectivement le schéma de traitement d'un signal OFDM et un schéma synoptique simplifié du système de réduction du PAPR selon l'invention ;
- la figure 2 illustre les principales étapes d'un procédé de transmission selon l'invention ;
- la figure 3 illustre un schéma synoptique détaillé du système de réduction du PAPR selon l'invention;
- la figure 4 illustre différentes sous-étapes mises en œuvre par le procédé selon l'invention ;
- la figure 5 illustre le principe de fonctionnement des moyens de pondération de la partie réelle, respectivement imaginaire, d'un déplacement complexe appliqué au symbole de constellation modulant une porteuse.
- la figure 6 illustre la structure d'un dispositif de transmission selon l'invention,
- la figure 7 illustre deux types de constellations corrigées obtenues selon l'invention ;
- les figures 8A à 8D illustrent respectivement une comparaison entre une constellation d'origine et une constellation corrigée selon l'invention pour une modulation de type MAQ64 et une modulation de type MAQ16.

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

5.1 Principe général

L'invention repose donc sur l'utilisation d'un contrôle de correction de la constellation modulant un signal OFDM de façon à réduire de façon optimale le rapport puissance crête à puissance moyenne, ou PAPR.

Plus précisément, l'invention met en œuvre une phase de pré-construction d'un signal numérique complexe représentatif d'un bloc OFDM du signal obtenu sans correction en sortie du dispositif de transmission.

Une fois la pré-construction du signal numérique représentatif d'un bloc OFDM effectuée, le procédé selon l'invention met en œuvre une phase de correction qui détecte, pour chaque porteuse, notamment des pics de PAPR au sein de l'ensemble d'échantillons temporels complexes préconstruit représentatif des N porteuses du bloc OFDM précédemment préconstruit.

Les pics détectés correspondent ainsi aux pics d'amplitude supérieure à un seuil prédéterminé correspondant au niveau de PAPR final recherché pour l'ensemble du bloc OFDM qui « serait » obtenu sans correction en sortie du dispositif de transmission. Corriger un tel ensemble de pics à chaque porteuse offre une amélioration au regard des techniques de réduction de PAPR visant la correction d'un unique pic maximal de puissance.

En effet, détecter ces pics pour chaque porteuse sur l'ensemble de la « durée » du bloc OFDM permet de faire progresser porteuse par porteuse la diminution globale des pics du signal supérieurs au seuil prédéterminé correspondant au niveau de PAPR final recherché.

En présence de ces pics, le procédé selon l'invention délivre une donnée de correction complexe permettant d'optimiser la modification de la constellation associée aux porteuses du signal OFDM afin de réduire ces pics.

En particulier, pour chaque porteuse considérée, la donnée de correction complexe résulte d'une corrélation complexe entre :

- d'une part, les échantillons temporels correspondant aux pics de puissance dont l'amplitude est supérieure à un seuil prédéterminé détectés parmi lesdits M échantillons temporels complexes préconstruits issus de ladite phase de pré-construction lorsque $n=0$, ou parmi M échantillons temporels complexes issus d'une étape d'actualisation mise en œuvre pour une porteuse précédente lorsque $0 < n \leq N-1$, et
- les échantillons temporels complexes associée à ladite porteuse considérée d'autre part.

L'invention permet donc d'adapter porteuse par porteuse la constellation du signal à émettre.

De nouvelles constellations de modulation de signal permettant une réduction du PAPR sont donc obtenues selon l'invention.

On décrit ci-après en relation avec la figure 1A, le schéma général de traitement d'un signal OFDM visant à réduire le PAPR. Un signal OFDM est, selon le mode de réalisation tel que décrit par le schéma général en relation avec la figure 1A, traité selon une succession d'étapes :

à l'émission 1000 : génération 101 de données source, codage et entrelacement 102 desdites données délivrant des données entrelacées, modulation desdites données entrelacées 103 par exemple selon une modulation QAM, insertion 104 de porteuses pilotes, correction 105 des symboles OFDM visant à réduire le PAPR selon le procédé de l'invention, modulation OFDM 106 mettant notamment en œuvre une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, par exemple une transformée de Fourier rapide inverse (IFFT de l'anglais « Inverse Fast Fourier Transform ») délivrant des symboles OFDM, transmission 107 dudit signal OFDM sur un canal de transmission 108 en présence de bruit par exemple un bruit blanc gaussien 109 ;

et à la réception 1010 : réception 110 d'un signal dit reçu, démodulation 111 OFDM dudit signal reçu mettant en œuvre une transformée de Fourier rapide (FFT pour « Fast Fourier Transform » en anglais) délivrant un signal reçu transformé, estimation de canal 112, démodulation 113 dudit signal reçu transformé délivrant un signal démodulé, désentrelacement et décodage 114 dudit signal démodulé, détermination du taux d'erreur binaire (de l'anglais « bit error rate »).

L'invention propose donc une technique de correction 105 spécifique qui permet de réduire efficacement le PAPR tout en étant simple d'implémentation. En outre, la correction selon l'invention est mise en œuvre uniquement à la transmission et ne nécessite pas de modifications des récepteurs existants.

Le procédé de réduction de PAPR 105 selon l'invention est présenté selon le synoptique simplifié de la figure 1B. Plus précisément, les étapes essentielles du procédé de transmission selon l'invention sont mises en œuvre dans le domaine fréquentiel entre les étapes classiques d'insertion 104 de porteuses pilotes et de modulation OFDM 106 mettant notamment en œuvre une transformée de Fourier rapide inverse.

Plus précisément, selon la figure 1B, le procédé selon l'invention correspond à un système d'asservissement de type rétroactif (de l'anglais « Feed-Back ») imbriqué avec un asservissement de type actif de type « Feed-Forward ».

Ce procédé est non-itératif, en d'autres termes une correction portant sur un bloc de N porteuses (N correspondant également à la taille de la transformée de Fourier rapide et de la

transformée de Fourier inverse rapide) est entièrement calculée en une durée de N échantillons temporels complexes à la fréquence F_e .

Comme détaillé par la suite en relation avec la figure 2, le fonctionnement du procédé consiste dans une phase à pré-construire grâce à un module de pré-construction et de mémorisation 1055 comprenant une entité de mémorisation M1 représenté sur la figure 1B, avant transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, par exemple une transformée de Fourier inverse rapide (IFFT), le signal temporel complexe qui pourrait être obtenu en sortie du dispositif de transmission à partir de la suite des différentes porteuses d'un bloc m de signal OFDM qui sont modulées par des symboles de constellation.

Pour chaque porteuse modulée par un symbole X_n , sont calculés simultanément tous les échantillons temporels complexes de sa réponse temporelle qui pourraient être obtenus après transformée de Fourier inverse rapide, si cette porteuse était transformée dans le domaine temporel isolément.

Il est à noter que le traitement du signal temporel complexe, et non simplement réel, implique un traitement d'un nombre M d'échantillons temporels (réels et imaginaires) deux fois plus important que le traitement d'un signal temporel réel.

Puis, les différentes réponses temporelles de chaque porteuses sont accumulées dans le module de pré-construction et de mémorisation 1055 qui délivre en sortie un vecteur signal $S_{N-1}[\]$ de taille M constitué de l'ensemble des M échantillons calculés parallèlement pour les N porteuses du bloc OFDM sans qu'aucune correction ne soit mise en œuvre. Ainsi, le module de pré-construction et de mémorisation 1055 délivre une « image » du signal temporel complexe qui serait obtenu pour le bloc OFDM considéré.

Puis, le vecteur $S_{N-1}[\]$ obtenu sur la durée du bloc OFDM considéré, est transféré à un module de correction et d'actualisation 1051 doté d'une entité de mémorisation M2 pour être ensuite utilisé par un module de détection 1050.

Le module de correction et d'actualisation 1051 est de ce fait initialisé avec le vecteur $S_{N-1}[\]$ grâce à la commutation d'un commutateur SW2 permettant de relier l'entité de mémorisation M1 du module de pré-construction et de mémorisation 1055 à l'entité de mémorisation M2 du module de correction et d'actualisation 1051.

L'entité de mémorisation M1 du module de pré-construction et d'accumulation 1055 est de ce fait réinitialisée à zéro et la pré-construction du signal temporel correspondant au bloc OFDM suivant $m+1$ débute.

Dans le module de correction et d'actualisation 1051, la suite des symboles de constellation du bloc OFDM d'indice m ont transité dans une ligne à retard 1057, ce qui entraîne que le premier symbole X_0 ressort lorsque l'entité de mémorisation M2 vient d'être

initialisée par connexion avec l'entité de mémorisation M1. Le commutateur SW2 reliant les entités de mémorisation M1 et M2 est alors déconnecté et reste dans cet état toute la durée du bloc OFDM d'indice m (comme représenté sur la figure 1B).

5 Dans le module de correction et d'actualisation 1051, pour la porteuse d'indice $n=0$, la détection 1050 de l'apparition de tout pic de puissance supérieur en valeur absolue à un seuil prédéterminé α sur un échantillon particulier de l'ensemble des M échantillons temporels complexes du vecteur $S_{N-1}[]$ est tout d'abord mise en œuvre. Cette étape de détection permet d'isoler un ensemble comprenant P échantillons temporels complexes dont l'amplitude en valeur absolue est supérieure au seuil α prédéterminé, les autres $M-P$ échantillons temporels
10 complexes dont l'amplitude est inférieure au seuil α sont mis à zéro.

La valeur de seuil prédéterminé α permet notamment de fixer le niveau de PAPR désiré. Les P échantillons temporels complexes à corriger et les $M-P$ échantillons temporels nuls forment un ensemble de M échantillons temporels complexes appelés « M échantillons temporels complexes à corriger ».

15 Une opération de corrélation complexe 1052 est ensuite appliquée aux M échantillons temporels complexes à corriger et aux M échantillons temporels complexes associés à la porteuse d'indice $n=0$ générés par une entité de génération d'échantillons temporels complexes alimentant également le module de pré-construction et de mémorisation 1055. Il en résulte une donnée de correction complexe F_n dont la valeur est utilisée pour mettre en œuvre un
20 déplacement proportionnel du symbole de constellation modulant la porteuse d'indice $n=0$ tel qu'illustrée par la suite selon les exemples des figures 5A à 5C.

Du fait que l'ensemble des échantillons temporels complexes associés au bloc OFDM d'indice m ont été préalablement construits, la détection de P pics est directement pertinente car les pics détectés sont bien représentatifs des pics de PAPR du bloc OFDM d'indice m qui
25 seraient émis sans correction.

L'invention permet donc une correction globale du bloc OFDM en réduisant, pour chaque porteuse, l'ensemble des pics de puissance dont l'amplitude est supérieure au seuil prédéterminé α correspondant au niveau de PAPR final recherché. Ainsi, l'invention propose une amélioration au regard des techniques de réduction de PAPR visant la correction que d'un
30 seul pic maximal de puissance.

La donnée de correction complexe F_n , calculée pour la première porteuse d'indice $n=0$ du bloc OFDM d'indice m à partir du vecteur $S_{N-1}[]$, comporte un cycle d'horloge de retard, représenté par une barre verticale noire 1054, par rapport au symbole X_0 car une prise en compte enregistrée à une fréquence F_e est effectuée en sortie du module de correction et

d'actualisation 1051. Ainsi, à chaque front de cette horloge, une nouvelle entrée, à savoir un symbole de constellation X_n , est chargée et/ou une nouvelle sortie est actualisée, à savoir un symbole de constellation corrigé X'_n , les valeurs correspondantes sont alors maintenues durant un cycle d'horloge.

5 En fonction de la donnée de correction complexe F_n , un module de pondération 1053 applique une pondération de la correction de constellation modifiant les coordonnées du symbole de constellation X_0 en lui imposant un déplacement complexe pondéré d_0 .

 Le module de pondération additionnel 1053 permet de pondérer les déplacements de correction en fonction de l'emplacement du symbole de constellation. En effet, selon la
10 technique ACE des déplacements extérieurs ne sont autorisés que pour des symboles situés en périphérie de la constellation.

 Un tel déplacement complexe d_0 est pris en compte pour actualiser ensuite le vecteur $S_{N-1}[]$ ce qui a pour effet à la prochaine phase de correction mise en œuvre pour la porteuse d'indice $n=1$ de réduire l'amplitude du pic détecté pour le bloc OFDM d'indice m par rapport à
15 ce qu'elle aurait pu être sans correction.

 Cette actualisation produira donc une nouvelle valeur du vecteur $S'_{N-1}[]$, de la suite des échantillons temporels complexes préconstruits en parallèle, avec une contrainte de régression sur les échantillons de plus fort niveau.

 Ainsi, dès la première porteuse d'indice $n=0$ du bloc OFDM m , les pics de PAPR de plus
20 forts niveaux vont être réduits.

 Le procédé selon l'invention est reproduit ensuite à chaque nouveau symbole de constellation, associé à chaque porteuse, en d'autres termes pour toutes les $N-1$ porteuses suivantes, tant que l'amplitude du pic détecté n'est pas revenue à un niveau comparable ou inférieur aux autres niveaux crêtes du signal. La phase de correction selon l'invention se
25 termine à la fin du bloc OFDM courant une fois que l'ensemble des porteuses qui le constitue ont été parcourues et corrigées si nécessaire.

 Le module de correction et d'actualisation 1051 est alors réinitialisé à zéro pour traiter le vecteur $S_{N-1}[]$ associé au bloc OFDM $m+1$ suivant et transmis par le module de pré-construction et de mémorisation 1055.

30 De ce fait la correction des pics de PAPR d'un bloc OFDM d'indice m est améliorée porteuse par porteuse sur toute la durée N de ce bloc OFDM.

 Tout au long du bloc OFDM d'indice m , en d'autres termes au fur et à mesure que l'on parcourt les N porteuses du bloc OFDM d'indice m , le procédé selon l'invention va donc déterminer une suite de déplacements complexes $d_n = d_{An} + j.d_{Bn}$ de correction qui seront
35 variables d'une porteuse à une autre en fonction du résultat de l'opération de corrélation

complexe. Ces déplacements complexes de correction sont par la suite à la fois combinés aux symboles de constellation d'origine X_n pour former une suite de symboles X'_n conduisant à un plus faible PAPR après modulation OFDM 106 mettant notamment en œuvre une transformée de Fourier rapide inverse, et pris en compte dans l'actualisation du vecteur S_{N-1} [] effectuée pour chaque porteuse.

5.2 Description détaillée et implémentation des différentes étapes du procédé de transmission selon l'invention

La figure 2 représente en détail l'ensemble des étapes mises en œuvre selon l'invention afin d'élaborer une correction de la constellation qui module chaque porteuse d'un bloc OFDM et ceci en vue de réduire le PAPR du signal transmis tandis que la figure 3 représente l'implémentation physique de ces étapes. Ces deux aspects sont détaillés ci-après.

5.2.1 Description des différentes étapes du procédé selon l'invention

Ainsi, comme illustré par la figure 2, le procédé de transmission selon l'invention permettant d'appliquer une correction de la constellation de modulation en vue de réduire le PAPR du signal transmis comprend, une étape de pré-traitement (20) mise en œuvre dans le domaine fréquentiel avant la mise en œuvre d'une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, par exemple une transformée de Fourier inverse Rapide (IFFT).

Plus précisément, cette étape de pré-traitement (20) comprend une phase (201) de pré-construction d'un ensemble de M échantillons temporels complexes préconstruits représentatifs de l'ensemble des N porteuses modulées et multiplexées d'un bloc OFDM d'indice m , M étant un entier.

En particulier, les M échantillons temporels complexes sont obtenus par application d'un sur-échantillonnage tel que $M = N.L$, L étant un facteur entier de sur-échantillonnage.

En effet, la réduction de PAPR doit s'appliquer au signal temporel qui « serait » émis sans correction en sortie du dispositif de transmission OFDM.

Plus précisément, la phase (201) de pré-construction effectuée, pour chaque porteuse modulée par un symbole de constellation, un traitement équivalent à celui comprenant successivement au moins les sous-étapes représentées en relation avec la figure 4.

A partir de la suite des symboles de constellation qui modulent les porteuses, chaque symbole de constellation X_n étant défini par un couple de valeurs (A_n, B_n) qui définissent les coordonnées du symbole de constellation X_n dans le plan complexe tel que $X_n = A_n + j.B_n$, le procédé selon l'invention préconstruit un signal réel numérique représentatif du signal analogique radiofréquence qui sera obtenu en sortie du dispositif de transmission.

Pour ce faire, selon le procédé selon l'invention, on considère tout d'abord la mise en œuvre d'une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, par exemple

une transformée de Fourier inverse rapide (IFFT) (41) sur les composantes réelle (An) et imaginaire (Bn) du symbole de constellation Xn.

On obtient alors l'expression suivante en sortie d'une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, par exemple une transformée de Fourier inverse rapide

(IFFT) à $t = k \cdot T_e$, avec $0 \leq k < K = N$ et $K \cdot T_e = T$, la durée du bloc OFDM considéré : $x(k \cdot T_e) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n \cdot e^{2 \cdot j \cdot \pi \cdot \frac{n}{T} \cdot k \cdot T_e}$

Puis, une transposition (42) des composantes réelles et imaginaire en bande de base est effectuée conformément à l'équation : $y(k \cdot T_e) = \sum_{n=0}^{N-1} \cos(k \cdot \pi) \cdot X_n \cdot e^{2 \cdot j \cdot \pi \cdot \frac{n}{N} \cdot k}$

Ensuite, un sur-échantillonnage (43) à une fréquence égale à $L \cdot F_e$ des composantes réelle et imaginaire en bande de base est mis en œuvre conformément à l'équation suivante :

$$y\left(l \cdot \frac{T_e}{L}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} \cos\left(l \cdot \frac{\pi}{L}\right) \cdot X_n \cdot e^{2 \cdot j \cdot \pi \cdot \frac{n}{N} \cdot \frac{l}{L}}$$
 avec $t = k \cdot T_e$, et $0 \leq l < L \cdot K$.

On procède également (43) à une conversion numérique analogique idéale lorsque L tend vers l'infini : $z(t) = \lim_{L \rightarrow \infty} y\left(l \cdot \frac{T_e}{L}\right)$

Puis, une modulation (45) des composantes à une fréquence ν est mise conformément à l'équation suivante : $R(t) = \text{Re}[z(t) \cdot U(t)]$ avec $U(t) = e^{2 \cdot j \cdot \pi \cdot \nu \cdot t}$, ou encore avec $\arg[z(t)] = \theta(t)$:

$$R(t) = |z(t)| \text{Re}\left[e^{j\theta(t)} \cdot e^{2 \cdot j \cdot \pi \cdot \nu \cdot t}\right]$$

Il est à noter qu'au regard de l'objectif de l'invention, l'enveloppe du signal $R(t)$ ne doit pas excéder le seuil α et doit donc vérifier l'équation suivante : $|R(t)| < \alpha, \forall \nu$ ce qui conduit par équivalence à : $|z(t)| \text{Re}\left[e^{j\theta(t)} \cdot e^{2 \cdot j \cdot \pi \cdot \nu \cdot t}\right] < \alpha, \forall \nu$ et par simplification $|z(t)| < \alpha$.

On en déduit alors que le signal numérique $y(l \cdot T_e/L)$ doit vérifier :

$$\left|y\left(l \cdot \frac{T_e}{L}\right)\right| = \left|\sum_{n=0}^{N-1} \cos\left(l \cdot \frac{\pi}{L}\right) \cdot X_n \cdot e^{2 \cdot j \cdot \pi \cdot \frac{n}{N} \cdot \frac{l}{L}}\right| < \alpha \quad \forall L \text{ qui peut être obtenu lorsque}$$

$$\left|x\left(l \cdot \frac{T_e}{L}\right)\right| = \left|\sum_{n=0}^{N-1} X_n \cdot e^{2 \cdot j \cdot \pi \cdot \frac{n}{N} \cdot \frac{l}{L}}\right| < \alpha, \forall L.$$

Il est à noter qu'en pratique il n'est pas envisageable de pouvoir sur-échantillonner le signal d'un facteur aussi grand que souhaitable pour pouvoir vérifier l'équation ci-dessus. Cependant, il est connu et notamment divulgué dans le document "An Overview of Peak-to-Average Power Ratio, Reduction Techniques for OFDM Signals" (T. Jiang, Y. Wu, IEEE Trans. On Broadcasting, vol. N°2 June 2008), qu'à partir d'un facteur de sur-échantillonnage de 4, il n'y a presque plus d'évolution de la courbe de la fonction de distribution cumulative complémentaire (CCDF) lorsque L augmente puisque pour $L=16$ les deux courbes sont pratiquement confondues.

Il est donc possible de fixer un facteur de sur-échantillonnage L relativement faible, et l'écart entre le PAPR du signal numérique qui a été obtenu et celui qui sera réellement observé sur le signal analogique est estimé à partir des résultats du document cité ci-dessus.

Par la suite, on considère par exemple un facteur de sur-échantillonnage L égal à 2. En effet, cette valeur de sur-échantillonnage est un bon compromis entre l'augmentation de complexité et l'efficacité du système de réduction de PAPR recherchée.

L'expression du signal numérique doit donc vérifier :

$$\left| x\left(l \cdot \frac{T_e}{L}\right) \right| = \sqrt{\left[\sum_{n=0}^{N-1} P_{n,l} \right] + \left[\sum_{n=0}^{N-1} Q_{n,l} \right]} < \alpha$$

avec : $\sum_{n=0}^{N-1} P_{n,l} = \text{Re} \left[x\left(l \cdot \frac{T_e}{L}\right) \right]$ et $\sum_{n=0}^{N-1} Q_{n,l} = \text{Im} \left[x\left(l \cdot \frac{T_e}{L}\right) \right]$, en d'autres termes :

$$P_{n,l} = \left[A_n \cos\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{l}{L} \cdot \frac{n}{N}\right) - B_n \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{l}{L} \cdot \frac{n}{N}\right) \right], Q_{n,l} = \left[B_n \cos\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{l}{L} \cdot \frac{n}{N}\right) + A_n \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{l}{L} \cdot \frac{n}{N}\right) \right]$$

et pour L=2 :

$$P_{n,l} = \left[A_n \cos\left(\pi \cdot l \cdot \frac{n}{N}\right) - B_n \sin\left(\pi \cdot l \cdot \frac{n}{N}\right) \right], Q_{n,l} = \left[B_n \cos\left(\pi \cdot l \cdot \frac{n}{N}\right) + A_n \sin\left(\pi \cdot l \cdot \frac{n}{N}\right) \right].$$

Afin de pouvoir agir sur le niveau de PAPR du signal, le procédé selon l'invention préconstruit les parties réelles et imaginaires du signal temporel $x\left(l \cdot \frac{T_e}{L}\right)$ directement obtenu en sortie d'une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, par exemple une IFFT.

Pour L=2, 2.N échantillons pour chaque composante réelle et imaginaire sont préconstruits afin que le principe puisse s'appliquer pour toutes les fréquences du spectre radio. Ainsi, aucune contrainte en terme de fréquence porteuse n'est appliquée.

On évite ainsi, de ce placer dans le cas particulier d'une fréquence porteuse égale à $F_c/2$ qui est un cas particulier de transmission d'un signal réel dans les fréquences dévolues à la bande de base, mais qui requiert une complexité de mise en œuvre minimale, ce qui est peu applicable à tout système.

Ainsi, le signal résultant $S\left(l \cdot \frac{T_e}{L}\right)$ sans correction issu de la modulation (45), est obtenu à l'issue de la phase de pré-construction (201) et est utilisée par la suite comme référence dans la phase de correction (202). Ainsi, l'objet de la phase de pré-construction (201) est d'obtenir un signal numérique complexe représentatif du point de vue dynamique et valeurs de crêtes, du signal analogique en sortie du dispositif de transmission, en d'autres termes une « image » du signal analogique en sortie du dispositif de transmission.

Ainsi, comme illustré par la figure 2, la phase de pré-construction (201) comprend, pour une porteuse courante d'indice n modulée par un symbole de constellation X_n , n étant un

entier tel que $0 \leq n \leq N-1$, une étape de construction (2011) d'un ensemble de $M=L.N$ échantillons temporels complexes associés à ladite porteuse courante d'indice n , L étant un entier égal à 2 par exemple.

Ainsi, pour chaque porteuse courante d'indice n , l'étape de construction ci-dessus
5 décrite délivre un ensemble de $2.N$ échantillons temporels complexes (du fait que selon cet exemple $L=2$) associés à la porteuse courante d'indice n .

Puis, la phase (201) de pré-construction du procédé de transmission 20 selon l'invention comprend une étape de mémorisation 2012 et d'accumulation associant deux à deux les M échantillons temporels complexes associés à la porteuse courante d'indice n avec
10 l'ensemble précédemment mémorisé de M échantillons temporels complexes associés aux n porteuses précédentes.

Une fois que l'ensemble des N porteuses ont été traitées selon ces deux étapes de construction (2011) et de mémorisation (2012), on obtient donc à l'issue de la phase de pré-construction (201) un vecteur signal $S_{N-1}[]$ constitué de l'ensemble des échantillons complexes
15 calculés parallèlement pour les N porteuses du bloc OFDM sans qu'aucune correction ne soit mise en œuvre.

Puis le procédé de transmission 20 selon l'invention comprend une phase de correction (202) de ce vecteur signal $S_{N-1}[]$ transféré par activation d'un commutateur SW2 permettant de relier le module de pré-construction et le module de correction mettant
20 respectivement en œuvre la phase de pré-construction et la phase de correction.

Puis une fois ce transfert (matérialisé sur la figure 2 par une ligne en pointillé) effectué, la phase de correction devient indépendante de la phase de pré-construction par ouverture du même commutateur SW2.

La phase de correction (202) permet de corriger au fur et à mesure le vecteur signal
25 $S_{N-1}[]$ sans correction issu de la phase de pré-construction (201). Plus précisément, une correction est effectuée au fur et à mesure porteuse par porteuse, par de petits déplacements complexes et variables d'une porteuse à l'autre (dA_n , dB_n), de chaque valeurs d'origine des composantes réelle et imaginaire (A_n , B_n) d'un symbole de constellation modulant une porteuse afin d'obtenir un signal préconstruit et corrigé dont le PAPR est réduit.

Ainsi, la phase de correction (202) met en œuvre pour la porteuse modulée d'indice
30 $n=0$ par un symbole de constellation X_0 , une étape de détection (2021) de P échantillons temporels complexes, P étant un entier, correspondant à des pics de puissance dont l'amplitude est supérieure à un seuil prédéterminé α parmi les échantillons temporels complexe du vecteur signal $S_{N-1}[]$.

Parmi les échantillons temporels complexes du vecteur signal $S_{N-1}[]$, on détecte par exemple, pour un nombre $M=256$, dix pics correspondant aux : quatrième, vingtième, cinquante-cinquième, soixante-dix-huitième centième, centième, cent vingt-deuxième, cent cinquante et unième, cent soixante treizième, cent soixante quatre vingt quinzième et deux cent vingtième échantillons temporels complexes du vecteur signal $S_{N-1}[]$.

L'étape de détection délivre ces $P=10$ échantillons et les autres $M-P=90$ échantillons temporels sont mis à zéro pour former un ensemble de M échantillons temporels complexes à corriger.

Puis, la phase de correction (202) du procédé de transmission 20 selon l'invention comprend une deuxième étape de correction 2022 du symbole de constellation X_0 modulant la porteuse courante d'indice $n=0$ en fonction de l'ensemble de M échantillons temporels complexes à corriger issu de l'étape de détection (2012) décrite ci-dessus, délivrant une donnée de correction complexe F_0 du symbole de constellation modulant la porteuse courante.

Plus précisément, la donnée de correction complexe F_0 résulte d'une opération de corrélation complexe (20220) des M échantillons temporels complexes à corriger comprenant les $P=10$ échantillons dont l'amplitude est supérieure au seuil prédéterminé α issus de l'étape de détection 2021 et des M échantillons temporels complexes associés à la porteuse courante d'indice $n=0$.

L'étape de correction 2022 met en œuvre une sommation des coordonnées du symbole de constellation X_0 , dites coordonnées d'origine dudit symbole de constellation, avec des coordonnées représentatives d'un déplacement complexe (dA_0, dB_0) du symbole de constellation sur les axes des abscisses et des ordonnées du plan complexe de la constellation du symbole, ledit déplacement complexe étant sélectionné au moyen de la donnée de correction complexe F_0 , parmi les déplacements complexes appartenant à au moins une des catégories suivantes :

- déplacement réel, respectivement imaginaire, du déplacement complexe, négatif lorsque les signes de la partie réelle et de la partie imaginaire de la donnée de correction complexe F_0 sont identiques;

- déplacement réel, respectivement imaginaire, du déplacement complexe positif lorsque les signes de la partie réelle et de la partie imaginaire de la donnée de correction complexe F_0 sont opposés.

En outre, selon une particularité de l'invention, la valeur absolue de la partie réelle, respectivement imaginaire, dudit déplacement complexe est proportionnelle à la partie réelle, respectivement imaginaire de la donnée de correction complexe F_0 .

Une fois ce déplacement complexe sélectionné de la donnée de correction complexe F_0 , la sommation des coordonnées d'origine (A_0, B_0) du symbole de constellation X_0 avec les coordonnées (dA_0, dB_0) du déplacement complexe sélectionné est effectuée et délivre les nouvelles coordonnées (A'_0, B'_0) du symbole de constellation corrigé X'_0 correspondant.

5 Le déplacement complexe de correction est donc effectué dans le sens inverse de la formation des pics de PAPR et de manière variable d'une porteuse à une autre. En effet, du fait que le procédé entraîne d'une porteuse à l'autre une diminution globale des pics de signal, l'ensemble des M échantillons temporels complexes à corriger varie également d'une porteuse à l'autre, et en conséquence la donnée de correction relative à une porteuse également. On
10 obtient donc une série de déplacements complexes qui évoluent d'une porteuse à l'autre de manière adaptative au regard du niveau de PAPR global recherché.

Toutefois, et de manière logique, deux porteuses successives peuvent également présenter chacune un déplacement complexe proche de leur symbole de constellation respectif, voire identique.

15 Dans le cas où $n \geq 1$, par exemple $n=5$, l'étape de détection (2021) est effectuée parmi les échantillons temporels complexes du vecteur signal actualisé $S'_{N-1}[\]$ prenant en compte par accumulation les corrections associées aux cinq porteuses précédentes, à savoir les porteuses d'indice 0, 1, 2, 3 et 4.

Puis, la phase de correction (202) du procédé de transmission 20 selon l'invention
20 comprend une étape de construction (2023) d'un ensemble de M échantillons temporels complexes préconstruits associés à la donnée de correction de la porteuse, en d'autre terme le déplacement complexe précédemment défini.

Puis, la phase de correction (202) du procédé de transmission 20 selon l'invention
comprend une étape d'actualisation 2024 du vecteur signal $S_{N-1}[\]$ en associant deux à deux les
25 M échantillons temporels complexes du vecteur signal $S_{N-1}[\]$ avec l'ensemble de M échantillons temporels complexes préconstruits (issus de l'étape de construction 2023 ci-dessus) représentatifs du déplacement complexe d_n de correction effectuée délivrant un vecteur signal $S'_{N-1}[\]$ utilisé pour la porteuse suivante.

L'ensemble des étapes de détection (2021), de correction (2022), de construction
30 (2023) et d'actualisation (2024) est appliqué à chacune des N porteuses.

Une fois ces N porteuses traitées, on obtient donc un bloc OFDM corrigé à l'issue de la phase de correction 202 de l'étape de pré-traitement (20) dans le domaine fréquentiel. Ce bloc OFDM corrigé est ensuite transmis (21) par mise en œuvre d'une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, par exemple une transformée de Fourier inverse rapide
35 (IFFT) et d'une opération de modulation sur fréquence porteuse $U(t)$.

Puis, le signal issu de l'étape de modulation (21) est transmis et/ou stocké (22).

5.2.2 Implémentation physique des différentes étapes du procédé selon l'invention

Conformément au schéma de la figure 3, l'implémentation du procédé selon l'invention comprend neuf modules de traitement, de 301 à 309 tel que décrit par la suite.

5 Par rapport à une chaîne conventionnelle qui génère un signal $S(t)$ à partir de la suite des valeurs (A_n, B_n) des coordonnées dans le plan complexe qui définissent un symbole de constellation X_n ($X_n = A_n + j.B_n$) étant transformées par une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, par exemple une IFFT, le procédé selon l'invention génère à l'issue de la deuxième phase de correction (202), des valeurs corrigées (A'_n, B'_n)
10 porteuse par porteuse qui donneront après transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel et modulation un signal $S'(t)$ corrigé dans lequel les pics de PAPR qui affectent $S(t)$ ont été atténués de sorte à être inférieur à un seuil prédéterminé α .

Pour ce faire, au cours de la première phase de pré-construction (201) décrite précédemment, le procédé selon l'invention préconstruit d'abord progressivement par accumulation et simultanément l'ensemble des échantillons du signal $S(l.T_e/2)$ sur la durée
15 d'un bloc OFDM.

Plus précisément, l'entité de génération d'échantillons temporels complexes 302 reçoit en entrée l'ensemble des symboles de constellation X_n d'un bloc OFDM d'indice m de N porteuses et calcule simultanément la suite des $M = N.L = 2.N$ échantillons de la réponse
20 temporelle complexe qui serait obtenue après transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, par exemple une IFFT.

L'entité 302 de génération s'un signal multiporteuse délivre donc à chaque symbole de constellation X_n , la suite des $2.N$ ($L=2$) échantillons temporels complexes en cosinus et sinus de la porteuse qui lui correspond dans le bloc OFDM de taille N .

25 A chaque coup d'horloge tous les échantillons du signal $S(l.T_e/2)$ sont ainsi préconstruits progressivement en accumulant dans l'entité de mémorisation 307 les résultats de calcul courants avec les différents résultats des pré-construction précédemment effectuées.

Par exemple, les échantillons en cosinus et en sinus de la porteuse d'indice n , constituent les éléments des vecteurs $COS_n[]$ et $SIN_n[]$, sont définis de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 \text{COS}_n[] &= \begin{bmatrix} 1 \\ \cos\left(\pi \cdot \frac{n}{N}\right) \\ \cos\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{n}{N}\right) \\ \text{-----} \\ \cos\left((2 \cdot N - 2) \cdot \pi \cdot \frac{n}{N}\right) \\ \cos\left((2 \cdot N - 1) \cdot \pi \cdot \frac{n}{N}\right) \end{bmatrix} & \text{SIN}_n[] &= \begin{bmatrix} 0 \\ \sin\left(\pi \cdot \frac{n}{N}\right) \\ \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{n}{N}\right) \\ \text{-----} \\ \sin\left((2 \cdot N - 2) \cdot \pi \cdot \frac{n}{N}\right) \\ \sin\left((2 \cdot N - 1) \cdot \pi \cdot \frac{n}{N}\right) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Le calculateur 308 reçoit la succession des symboles de constellation Xn du bloc OFDM et calcule simultanément la suite des 2.N échantillons (N = Taille FFT et L=2) de chaque composante Pn et Qn conformément aux équations $\sum_{n=0}^{N-1} P_{n,l} = \text{Re} \left[x(l \cdot \frac{Te}{L}) \right]$ et $\sum_{n=0}^{N-1} Q_{n,l} =$
 5 $\text{Im} \left[x(l \cdot \frac{Te}{L}) \right]$.

Ces opérations s’effectuent donc entre la représentation dans un plan complexe de la constellation du symbole de constellation Xn=An+j.Bn et la génération des échantillons temporels des composantes en cosinus et sinus de la porteuse d’indice n par le module 302. On obtient en sortie du calculateur 308 les deux composantes suivantes :

$$\begin{aligned}
 10 \quad AP_n[] &= \begin{bmatrix} A_n \\ P_{n,1} \\ \text{-----} \\ P_{n,2 \cdot N - 2} \\ P_{n,2 \cdot N - 1} \end{bmatrix} & AQ_n[] &= \begin{bmatrix} B_n \\ Q_{n,1} \\ \text{-----} \\ Q_{n,2 \cdot N - 2} \\ Q_{n,2 \cdot N - 1} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

A chaque coup d’horloge, matérialisant la cadence de traitement d’une porteuse à une autre, 2.N résultats sont chargés dans l’entité de mémorisation 307. En parallèle, les échantillons complexes des composantes en cosinus et sinus fournies par l’entité 302 de génération d’un signal multiporteuse, qui étaient précédemment à l’indice n-1, sont remplacés
 15 par ceux associés à la porteuse d’indice n.

A la fin du bloc OFDM d’indice m constitué de N porteuses, quand n=N-1, l’ensemble des échantillons temporels réels préconstruits de $S(l \cdot Te/2)$ sur la durée d’un symbole OFDM, à l’exception d’une dernière valeur qui est négligée, sont contenus dans le vecteur $S_{N-1}[]$ en sortie de l’entité de mémorisation 307 et un signal V de validation est activé pendant un cycle
 20 d’horloge.

Le vecteur $S_{N-1}[]$ comprend deux parties vectorielles distinctes :

- à l’initialisation les accumulateurs de l’entité de mémorisation 307 étant mis à zéro, on a : $BP_0[] = [0]$ $BQ_0[] = [0]$,
- Et à l’ordre n, pour $0 < n < N$: $BP_n[] = \sum_{i=0}^{n-1} AP_i[], BQ_n[] = \sum_{i=0}^{n-1} AQ_i[]$

25 L’activation de ce signal V a alors pour effet de transférer les 2.N échantillons temporels de l’entité de mémorisation 307 dans l’entité d’actualisation 305.

L'entité d'actualisation 305 se trouve donc réinitialisée à cet instant, par la fermeture d'un commutateur SW2 commandé par le signal V afin de relier la sortie de l'entité de mémorisation 307 à l'entrée de l'entité d'actualisation 305 et simultanément par l'ouverture d'un commutateur SW1 commandé par le signal complémentaire W de manière à effacer le processus d'accumulation dans l'entité d'actualisation 305 précédent en interrompant le retour de l'entité d'actualisation 305 sur son entrée.

Puis, les commutateurs SW1 et SW2 sont rebasculés pour le restant du bloc OFDM en position respectivement fermée et ouverte, et l'entité d'actualisation 305 travaille ensuite en mode « accumulation seul » à partir des échantillons temporels réels fournis par l'entité de calcul 306 permettant la construction de M échantillons complexes associés à la donnée de correction complexe obtenue selon l'invention.

L'entité de mémorisation 307 est alors intégralement remise à zéro par un signal R synchrone du signal V de chargement. Les calculs de pré-construction et les mémorisations redémarrent alors sur un bloc OFDM d'indice $m+1$.

Parallèlement, la suite des symboles de constellation X_n du bloc d'indice m ont transité dans une ligne retard 309 de durée N. Ainsi, le premier symbole X_0 du bloc d'indice m ressort lorsque l'entité d'actualisation 305 vient d'être réinitialisée par l'entité de mémorisation 307.

A partir de ce premier symbole X_0 du bloc OFDM d'indice m , l'entité de pondération de correction 301 reçoit ensuite, successivement et au rythme de l'horloge, les valeurs de constellation d'origine décomposées selon deux composantes A_n et B_n d'un symbole de constellation X_n modulant une porteuse d'indice n , et restitue des déplacements optimisés (dA_n , dB_n) pour chacune des deux composantes réelle et imaginaire qui auront pour effet de modifier la constellation du symbole X_n courant.

Le procédé selon l'invention permet donc d'optimiser un couple de solution de déplacement complexe (dA_n , dB_n) et par addition avec les composantes A_n et B_n d'origine, un nouveau couple (A'_n , B'_n) est obtenu. Ce nouveau couple, appliqué en entrée de la transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, par exemple une IFFT et après modulation en relation avec la figure 1A, va permettre de générer un signal $S'(t)$ qui présentera un niveau de PAPR réduit.

L'entité de calcul 306 détermine un ensemble de $L.N$ échantillons temporels réels préconstruits représentatifs du déplacement complexe (dA_n , dB_n) effectué pour chaque symbole de constellation tout en recevant les $M = L.N = 2N$ échantillons temporels complexes de la porteuse modulée par ce symbole fournis par le générateur 302.

Ainsi, $4N$ échantillons temporels sont délivrés par le générateur 302 de façon identique et synchrone aux deux entités de calcul 308 et 306 alimentant respectivement l'entité de

mémorisation 307 et l'entité d'actualisation 305. En effet, le délai entre les opérations faisant intervenir les mêmes composantes correspond à la période d'un bloc OFDM exactement.

Le procédé selon l'invention permet donc d'optimiser un couple de solution de déplacement complexe (dA_n , dB_n) et par addition avec les composantes A_n et B_n d'origine, un nouveau couple (A'_n , B'_n) est obtenu. Ce nouveau couple, appliqué en entrée d'une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, par exemple une transformée de Fourier inverse rapide (IFFT) et après modulation 106 en relation avec la figure 1A, va permettre de générer un signal $S'(t)$ qui présentera un niveau de PAPR réduit.

En sortie de l'entité de calcul 306 on obtient ainsi deux vecteurs signal : $CdP_n[]$ et $CdQ_n[]$ dont les composantes réelle et imaginaire $dP_{n,l}$ et $dQ_{n,l}$ respectives ont pour expressions :

$$dP_{n,l} = \left[dA_n \cos\left(\pi \cdot l \cdot \frac{n}{N}\right) - dB_n \sin\left(\pi \cdot l \cdot \frac{n}{N}\right) \right], dQ_{n,l} = \left[dB_n \cos\left(\pi \cdot l \cdot \frac{n}{N}\right) + dA_n \sin\left(\pi \cdot l \cdot \frac{n}{N}\right) \right].$$

Puis à chaque coup d'horloge et partant du vecteur signal $S_{N-1}[]$ chargé à l'initialisation dans l'entité d'actualisation 305, tous les échantillons réels et imaginaires du signal $S'(l \cdot T_e/2)$ sont réactualisés progressivement en accumulant dans l'entité d'actualisation 305, les résultats courant des équations ci-dessus obtenus en sortie de l'entité de calcul 306.

A chaque coup d'horloge, un couple de résultat est donc accumulé dans l'entité d'actualisation 305 et les échantillons de la porteuse en sortie du générateur 302, qui étaient précédemment à l'ordre $n-1$, commutent alors sur ceux de la porteuse d'indice n suivante qui sera représenté par un symbole de constellation corrigé par le nouveau couple de déplacement (dA_n , dB_n).

L'entité d'actualisation 305 étant enregistrée de la même façon que l'entité de mémorisation 307, on obtient donc deux vecteurs signaux en sortie de l'entité d'actualisation 305 qui ont pour expression :

- pour $n=0$, les accumulateurs du bloc D sont initialisés par le bloc B et : $DP_0[] = \sum_{i=0}^{N-2} BP_i[]$, $DQ_0[] = \sum_{i=0}^{N-2} BQ_i[]$.

- à l'ordre n , pour $0 < n < N$:

$$DP_n[] = \sum_{i=0}^{N-2} BP_i[] + \sum_{j=0}^{n-1} CdP_j[] \text{ et } DQ_n[] = \sum_{i=0}^{N-2} BQ_i[] + \sum_{j=0}^{n-1} CdQ_j[]$$

A partir de la sortie de l'entité d'actualisation 305, une entité de détection 304 permet ensuite d'identifier les P pics de puissance supérieurs à une valeur de seuil α déterminée, en mettant à zéro toutes les $M-P$ valeurs de signal comprises entre $-\alpha$ et $+\alpha$ et en ne conservant que les valeurs crêtes. Cette valeur de seuil α fixe le niveau de PAPR final recherché.

En sortie de l'entité de détection 304, on obtient alors deux vecteurs signal définis de la façon suivante : $EP_n[] = \text{Discr}(DP_n[])$ $EQ_n[] = \text{Discr}(DQ_n[])$

avec : $\text{Discr}(DP_{n,l}[]) = \begin{cases} DP_{n,l} & \text{si } [(DP_{n,l})^2 + (DQ_{n,l})^2] \geq \alpha^2 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases}$ et

$\text{Discr}(DQ_{n,l}[]) = \begin{cases} DQ_{n,l} & \text{si } [(DP_{n,l})^2 + (DQ_{n,l})^2] \geq \alpha^2 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases}$

un exemple de vecteurs pour lesquels les échantillons 0, 3,..., (2.N-4), et (2.N-2) constituent des pics de signal d'amplitude supérieure à α obtenus en sortie de l'entité de détection 304 est

5 donné ci-après : $EP_n[] = \begin{bmatrix} DP_{n,0} \\ 0 \\ 0 \\ DP_{n,3} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ DP_{n,2.N-4} \\ 0 \\ DP_{n,2.N-2} \\ 0 \end{bmatrix}$ $EQ_n[] = \begin{bmatrix} DQ_{n,0} \\ 0 \\ 0 \\ DQ_{n,3} \\ \text{---} \\ \text{---} \\ DQ_{n,2.N-4} \\ 0 \\ DQ_{n,2.N-2} \\ 0 \end{bmatrix}$

L'entité de détection 304 fournit alors l'information à une entité de correction mettant en œuvre un corrélateur 303 qui va effectuer un produit de corrélation complexe entre les échantillons en cosinus et sinus de la sous-porteuse à l'ordre n fournis par le générateur 302, et les composantes réelle et imaginaire, respectivement $EP_n[]$ et $EQ_n[]$, en sortie de l'entité de détection 304 de détection de P échantillons.

Si $G_n[] = \text{COS}_n[] + j.\text{SIN}_n[]$, et $E_n[] = EP_n[] + j.EQ_n[]$, le produit de corrélation effectué a pour résultat : $F_n = C_{EG_n}(0) = \sum_{l=0}^{2.N-1} E_n(l).G_n^*(l)$ avec : G_n^* le conjugué de G_n et $\text{Re}(F_n) = \sum_{l=0}^{2.N-1} [EP_{n,l}.\text{COS}_{n,l} + EQ_{n,l}.\text{SIN}_{n,l}]$ et $\text{Im}(F_n) = \sum_{l=0}^{2.N-1} [EQ_{n,l}.\text{COS}_{n,l} - EP_{n,l}.\text{SIN}_{n,l}]$

Le résultat de cette opération va permettre d'élaborer une correction par déplacement $d_n = dA_n + j.dB_n$ des symboles de constellation X_n , qui fera progresser la réactualisation du signal dans le sens de la diminution globale des pics de signal.

Ainsi lorsque la polarité de la partie réelle (imaginaire) du produit de corrélation F_n , appelée donnée de correction complexe, est positif alors une correction par déplacement dA_n (dB_n) négatif du symbole de constellation doit être choisie, inversement si la polarité est opposée une correction par déplacement dA_n (dB_n) positif doit être sélectionnée pour obtenir $A'n$ ($B'n$), les nouvelles coordonnées du symbole de constellation $X'n$ avec : $A'n = A_n + dA_n$ et $B'n = B_n + dB_n$.

Comme pour les techniques TI-CES, CD, ACE et TR de l'art antérieur, le procédé selon l'invention aboutit à une modification de la constellation de modulation des porteuses dans le domaine fréquentiel avant IFFT, pour obtenir ensuite dans le domaine temporel un signal à PAPR réduit.

L'avantage du procédé selon l'invention est la flexibilité de correction de constellation. Effet, tout type de correction peut être appliqué selon l'invention, du moment que celle-ci peut se traduire par un déplacement complexe contrôlé des composantes réelle et/ou imaginaire du symbole de constellation associé à une porteuse.

5 Ainsi, les déplacements complexes de sens positif ou négatif sur l'axe des abscisses et l'axe des ordonnées du plan complexe, peuvent conduire à conserver les points de constellation dans leur secteur de décision ou dans la constellation d'origine ou bien à les déplacer en dehors.

10 En relation avec la figure 7, le procédé selon l'invention permet d'appliquer à la fois des déplacements complexes à l'intérieur (71) ainsi qu'à l'extérieur (72) de la constellation d'origine.

De ce fait, la mise en œuvre du procédé selon l'invention délivre deux nouvelles classes plus générales de correction de constellation:

- 15 - la classe 71 ICS (de l'anglais « Inside Constellation Shift ») pour laquelle, lorsque la modification appliquée reste modérée, les points de constellation déplacés restent inscrits dans la constellation d'origine, cette classe incluant notamment en partie la technique CD de l'art antérieur précédemment décrite, et
- 20 - la classe 72 OCS (de l'anglais Outside Constellation Shift) pour laquelle les points sont déplacés à l'extérieur de la constellation d'origine, cette classe incluant les techniques TI-CES et ACE de l'art antérieur précédemment décrites.

Au regard de la technique TR (de l'art antérieur précédemment décrite), il n'y a pas de notion de constellation, la constellation des porteuses pilote de réduction de pics (PRT) étant défini uniquement dans le but de réduire le PAPR, ce qui peut être également contrôlé par le procédé selon l'invention.

25 La correction de constellation mise en œuvre selon l'invention peut donc se substituer à n'importe laquelle des corrections de constellation des techniques de réduction de PAPR de l'art antérieur précédemment décrites, en y adoptant, pour chacune d'entre elles prise séparément, l'ensemble des avantages ou non.

30 Un avantage du système proposé est alors de pouvoir regagner en efficacité en permettant d'associer plusieurs techniques, dont les défauts respectifs distincts peuvent dans une certaine mesure se compenser.

35 Ainsi, le procédé selon l'invention permet d'obtenir deux nouveaux types de constellation dite « ICS » ou « OCS » selon que les points de constellations sont déplacés respectivement vers l'intérieur ou l'extérieur de la constellation d'origine, qui combinent chacun les avantages des différentes techniques de l'art antérieur.

Selon une variante avantageuse de l'invention, l'amplitude des déplacements qui sont imposés est avantageusement proportionnelle au résultat du produit de corrélation F_n .

Ainsi $d_n = -\beta \cdot F_n$, avec β un facteur de proportionnalité tel que $0 < \beta < 1$. L'expression $Cd_n[] = CdP_n[] + j \cdot CdQ_n[]$ du signal en sortie de l'unité de calcul 306 devient : $Cd_n[] =$
 5 $d_n \cdot G_n = -\beta \cdot F_n \cdot G_n$. En considérant, pour $l = p_0$, un échantillon complexe particulier constituant un pic de signal supérieur au seuil prédéterminé α isolé par l'entité de détection 304, on obtient alors : $Cd_n(p_0) = -\beta \cdot E_n(p_0) \cdot G_n^*(p_0)$. $G_n(p_0) = -\beta \cdot D_n(p_0)$

Et à l'ordre $n+1$ (pour $n < N-2$), l'échantillon pré-construit du pic d'amplitude maximale en p_0 devient : $D_{n+1}(p_0) = \sum_{i=0}^{N-2} B_i(p_0) + \sum_{j=0}^{n-1} Cd_j(p_0) - \beta \cdot D_n(p_0) = (1 - \beta) \cdot D_n(p_0)$. Et

10 finalement on en déduit l'expression à l'ordre n : $D_n(p_0) = (1 - \beta)^n \cdot [\sum_{i=0}^{N-2} B_i(p_0)]$.

Le terme $(1 - \beta)^n$ ne faisant que décroître au fur et à mesure de la progression de l'algorithme dans le bloc OFDM, l'équation ci-dessus démontre qu'à partir de la réponse temporelle initiale du signal $x(l \cdot T_e/2)$ comportant un pic isolé à l'échantillon p_0 , l'algorithme va donc réduire l'amplitude de ce pic à chaque nouveau symbole X_n en appliquant une correction
 15 par un déplacement d_n , jusqu'à ce qu'il soit devenu d'amplitude inférieure à α .

Cette opération est appliquée simultanément pour l'ensemble des P pics détectés. Ainsi, en présence de plusieurs pics, l'opération étant linéaire, l'algorithme va tendre à réduire l'ensemble de ces pics. Néanmoins certains échantillons pourront nécessiter des déplacements d_n (dBn) de sens opposés aux déplacements nécessaires pour réduire certains autres
 20 échantillons.

L'avantage du principe de correction par produit de corrélation mis en œuvre par le corrélateur 303, est de pouvoir fournir des informations de correction pondérées suivant les niveaux et phases relatifs des différents pics entre eux.

Cette technique permet donc de s'affranchir d'imposer un seuil d'efficacité pour la
 25 prise en compte ou non d'une opération de déplacement.

Il est à noter qu'au début de la correction du bloc OFDM, la dynamique du signal de corrélation sera très élevée comparativement à la fin du bloc, où les pics restant à corriger seront peu nombreux et de faible amplitude de dépassement par rapport au seuil α .

Dans ce cas les déviations de correction seront donc très importantes au
 30 commencement, avec éventuellement un taux d'erreur très élevé au regard de la technique CD, pour devenir presque nulles en fin de traitement.

Afin d'homogénéiser les amplitudes de correction sur la durée d'un bloc avec pour conséquence, en particulier, de réduire très significativement le taux d'erreur au regard de la technique CD, et les amplitudes de crête des déviations de constellation qui pourraient

conduire à des saturations, un aspect particulier de l'invention met en œuvre une pondération par l'entité de correction et de corrélation (303) du signal de corrélation issu du corrélateur 303 suivant l'avancement de l'algorithme dans le bloc OFDM, en définissant U comme :

$$\beta = \left(\beta_0 \cdot \frac{U_1+n}{U_1+N} \right)^\delta \text{ par exemple où } \beta_0, \beta_1, \delta \text{ sont des constantes positives et } \delta=2 \text{ par exemple.}$$

5

Selon un autre aspect particulier de l'invention, de manière alternative à la pondération ci-dessus, une normalisation des parties réelle et imaginaire du produit de corrélation est mise en œuvre suivant les expressions :

$$\Re(F_n) = U_0 \cdot \frac{\sum_{l=0}^{2N-1} (EP_{n,l} \cos_{n,l} + EQ_{n,l} \sin_{n,l})}{\sum_{l=0}^{2N-1} |EP_{n,l} \cos_{n,l} + EQ_{n,l} \sin_{n,l}|} \text{ et } \Im(F_n) = \beta_0 \cdot \frac{\sum_{l=0}^{2N-1} (EQ_{n,l} \cos_{n,l} - EP_{n,l} \sin_{n,l})}{\sum_{l=0}^{2N-1} |EQ_{n,l} \cos_{n,l} - EP_{n,l} \sin_{n,l}|}$$

10 où β_0 est une constante positive dépendant par exemple :

- de façon inversement proportionnelle de la taille d'une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel, par exemple une transformée de Fourier inverse rapide (IFFT),
- de la valeur du seuil prédéterminé α
- 15 - de l'efficacité du type de correction employé

$$\text{Un exemple d'équation de cette constante } \beta_0 \text{ est par exemple: } \beta_0 = \frac{(\text{PAPR}-\alpha)^\gamma}{\beta_{\text{Correction}}} \cdot \frac{1}{N}$$

avec $\gamma=2$ par exemple.

Une autre alternative à la normalisation et à la pondération décrites ci-dessus pour homogénéiser les amplitudes de correction sur la durée d'un bloc, consiste à faire varier le seuil prédéterminé α , en fonction de la progression de l'algorithme dans le bloc OFDM.

20

Une expression du seuil prédéterminé α a par exemple la forme suivante:

$$\alpha = \alpha_0 \cdot \left[1 + \beta_2 \cdot \left(\frac{N-n}{N} \right)^\delta \right] \text{ où } U_2 \text{ est une constante positive, } \delta=3 \text{ par exemple et } \alpha_0 \text{ correspond au rapport entre la valeur d'amplitude maximale de puissance souhaitée et la puissance moyenne du signal.}$$

25

Ainsi, les résultats des parties réelle et imaginaire du produit de corrélation déterminent les déplacements complexes des symboles de constellation en vue d'obtenir un PAPR réduit. Ces déplacements sont donc adaptés en fonction du résultat du produit de corrélation complexe de chaque porteuse. On a donc un déplacement dont l'amplitude peut varier d'un symbole à l'autre.

30

Selon un aspect avantageux de l'invention, une entité de pondération supplémentaire 301 est mise en œuvre indépendamment d'une éventuelle pondération mise en œuvre par l'entité de correction et de corrélation 303.

L'entité de pondération supplémentaire 301 pondère les valeurs de correction en fonction de l'emplacement du symbole de constellation. Ainsi dans le cas de déplacements de symboles de constellation correspondant à la technique ACE ou de plusieurs types de correction de constellation combinés : correspondant aux techniques CD et ACE par exemple, tous les symboles ne sont pas modifiés de la même façon.

Dans le deuxième cas par exemple, de faibles déplacements sont autorisés pour les symboles intérieurs à la constellation, et de plus importants vers l'extérieur, pour les symboles situés en périphérie de la constellation.

Cette pondération est également nécessaire dans le cas de plusieurs constellations différentes employées dans un même bloc OFDM, ce qui rend le système complètement compatible avec la technique d'adaptation de la taille de la constellation connue en anglais selon le terme « Bit-Loading ».

Le principe de fonctionnement de l'entité de pondération supplémentaire 301 est illustré à la figure 5.

L'entité de pondération supplémentaire 301 reçoit en entrée les parties réelle et imaginaire du produit de corrélation et applique à chacune d'entre elles un gain respectivement Y_{A_n} et Y_{B_n} , suivi ensuite d'une saturation des valeurs positives et négatives, distinctement, suivant des valeurs de seuil respectivement VSA_{n+} , VSA_{n-} et YSB_{n+} , YSB_{n-} .

A partir d'un signal d'entrée he_n , la fonction de saturation de la partie réelle (imaginaire) restitue un signal hs_n qui vérifie les conditions suivantes :

$$hs_n = \begin{cases} VSA_{n+} & \text{si } he_n > VSA_{n+} \\ VSA_{n-} & \text{si } he_n < VSA_{n-} \\ he_n & \text{autrement} \end{cases}$$

Un module « paramètres de symbole » (non représenté) identifie alors le symbole X_n courant dans la constellation, et suivant sa position détermine l'ensemble des valeurs de gain et de seuil de saturation à appliquer aux composantes réelles et imaginaire du résultat de corrélation afin de délivrer des valeurs de déplacement dA_n et dB_n conformes au type de correction recherchée.

Par exemple, on considère un signal OFDM dont les symboles de constellation X_n forment une constellation MAQ64, telles que représentée à la figure 8A. On a alors $X_n = A_n + jB_n$ avec : $A_n, B_n \in \left\{ \pm \frac{1}{4}, \pm \frac{3}{4}, \pm \frac{5}{4}, \pm \frac{7}{4} \right\}$. Les différents gains et valeurs de seuil de saturation, dans les branches de traitement des parties réelle et imaginaire du module H, peuvent alors être définis de la façon suivante :

$$Y_{A_n} = \begin{cases} 1/2 & \text{si } |A_n| = 7/4 \\ 1/32 & \text{autrement} \end{cases} \quad Y_{B_n} = \begin{cases} 1/2 & \text{si } |B_n| = 7/4 \\ 1/32 & \text{autrement} \end{cases}$$

$$VSA_{n+} = \begin{cases} 11/4 & \text{si } A_n = +7/4 \\ 1/8 & \text{si } A_n = -7/4 \\ 1/32 & \text{autrement} \end{cases} \quad VSB_{n+} = \begin{cases} 11/4 & \text{si } B_n = +7/4 \\ 1/8 & \text{si } B_n = -7/4 \\ 1/32 & \text{autrement} \end{cases}$$

$$VSA_{n-} = \begin{cases} -11/4 & \text{si } A_n = -7/4 \\ -1/8 & \text{si } A_n = +7/4 \\ -1/32 & \text{autrement} \end{cases} \quad VSB_{n-} = \begin{cases} -11/4 & \text{si } B_n = -7/4 \\ -1/8 & \text{si } B_n = +7/4 \\ -1/32 & \text{autrement} \end{cases}$$

Avec ces valeurs on obtient alors la constellation corrigée de la figure 8B. Ainsi, selon
 5 l'invention, malgré des modifications imposées relativement importantes pour réduire le
 PAPR, les déviations ACE (points périphériques) compensent complètement la détérioration du
 TEB apportée par CD (points intérieurs).

Les figures 8C et 8D, illustrent de manière similaire, une comparaison entre une
 constellation d'origine et une constellation corrigée selon l'invention pour une modulation de
 10 de type MAQ16

5.4 Description du dispositif de transmission selon l'invention

On présente finalement, en relation avec la figure 6, la structure simplifiée d'un
 dispositif de transmission d'un signal multiporteuse représentatif comprenant des blocs
 constitués chacun de N porteuses, dits blocs OFDM, chaque porteuse étant modulée par un
 15 symbole de constellation et identifiée par un indice n, n étant un entier tel que $0 \leq n \leq N-1$.

Un tel dispositif de transmission comprend un module de mémorisation 60
 comprenant une mémoire tampon *Mem*, une unité de traitement 61, équipée par exemple
 d'un microprocesseur μP , et pilotée par le programme d'ordinateur 62, mettant en œuvre le
 procédé de transmission selon l'invention.

20 A l'initialisation, les instructions de code du programme d'ordinateur 62 sont par
 exemple chargées dans une mémoire RAM avant d'être exécutées par le processeur de l'unité
 de traitement 61. L'unité de traitement 61 reçoit en entrée un signal multiporteuse x. Le
 microprocesseur de l'unité de traitement 61 met en œuvre les étapes du procédé de
 transmission décrit précédemment, selon les instructions du programme d'ordinateur 62, pour
 25 effectuer une correction de la constellation de modulation visant à réduire le PAPR du signal x.

Pour cela, le dispositif de transmission comprend, outre la mémoire tampon *Mem*,
 une unité de pré-traitement, mise en œuvre dans le domaine fréquentiel, comprenant : un
 module de pré-construction d'échantillons temporels complexes 307, délivrant M échantillons
 temporels complexes préconstruits représentatifs des N porteuses dudit bloc OFDM, M étant
 30 un entier, et un module de correction des symboles de constellation qui modulent les
 porteuses dudit bloc OFDM, ledit module de correction comprenant les entités suivantes,
 répétées pour chaque porteuse: une entité de détection 304 de P échantillons, P étant un

entier, parmi lesdits M échantillons temporels complexes préconstruits issus de ladite phase de pré-construction lorsque $n=0$, ou parmi M échantillons temporels complexes préconstruits actualisés issus d'une entité d'actualisation mise en œuvre pour une porteuse précédente lorsque $0 < n \leq N-1$, présentant une puissance supérieure à un seuil prédéterminé (α), ladite entité de détection délivrant lesdits P échantillons et M-P échantillons nuls, constituant M échantillons temporels complexes à corriger, une entité de correction 303 du symbole de constellation modulant ladite porteuse en fonction desdits M échantillons temporels complexes à corriger, délivrant une donnée de correction complexe (F_n) dudit symbole de constellation, ladite entité de correction mettant en œuvre une opération de corrélation complexe des M échantillons temporels complexes à corriger avec M échantillons temporels complexes associés à la porteuse courante, une entité de construction 306 de M échantillons temporels complexes associés à ladite donnée de correction complexe, une entité d'actualisation 305 desdits M échantillons temporels complexes préconstruits, ladite entité d'actualisation mettant en œuvre un accumulateur associant deux à deux lesdits M échantillons temporels complexes associés à ladite donnée de correction complexe avec lesdits M échantillons temporels complexes préconstruits issus dudit module de pré-construction lorsque $n=0$, ou avec lesdits M échantillons temporels complexes issus d'une entité d'actualisation mise en œuvre pour une porteuse précédente lorsque $0 < n \leq N-1$, délivrant M échantillons temporels complexes utilisés pour la porteuse suivante, un modulateur mettant en œuvre une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel d'un signal issu de ladite unité de pré-traitement et une unité de transmission et/ou stockage d'un signal issu dudit modulateur.

Ces moyens sont pilotés par le microprocesseur de l'unité de traitement 61.

REVENDICATIONS

1. Procédé de transmission d'un signal multiporteuse représentatif d'un signal source comprenant des blocs constitués chacun de N porteuses, dits blocs OFDM, chaque porteuse étant modulée par un symbole de constellation et identifiée par un indice n, n étant un entier tel que $0 \leq n \leq N-1$, caractérisé en ce qu'il comprend les étapes suivantes, pour au moins un bloc OFDM :
- une étape de pré-traitement (20), mise en œuvre dans le domaine fréquentiel, comprenant :
 - une phase de pré-construction (201) d'échantillons temporels complexes, délivrant M échantillons temporels complexes préconstruits représentatifs des N porteuses dudit bloc OFDM, M étant un entier, et
 - une phase de correction (202) des symboles de constellation qui modulent les porteuses dudit bloc OFDM, ladite phase de correction, délivrant un bloc OFDM corrigé, et comprenant les étapes suivantes, répétées pour chaque porteuse:
 - détection (2021) de P échantillons, P étant un entier, parmi lesdits M échantillons temporels complexes préconstruits issus de ladite phase de pré-construction lorsque $n=0$, ou parmi M échantillons temporels complexes issus d'une étape d'actualisation mise en œuvre pour une porteuse précédente lorsque $0 < n \leq N-1$, présentant une puissance supérieure à un seuil prédéterminé (α), ladite étape de détection délivrant lesdits P échantillons et M-P échantillons nuls, constituant M échantillons temporels complexes à corriger,
 - correction (2022) du symbole de constellation modulant ladite porteuse en fonction desdits M échantillons temporels complexes à corriger, délivrant une donnée de correction complexe (F_n) dudit symbole de constellation,
 - construction (2023) de M échantillons temporels complexes associés à ladite donnée de correction complexe,
 - actualisation (2024) desdits M échantillons temporels complexes préconstruits, ladite actualisation mettant en œuvre une accumulation associant deux à deux lesdits M échantillons temporels complexes associés à ladite donnée de correction complexe avec lesdits M échantillons temporels complexes préconstruits issus de ladite phase de pré-construction lorsque $n=0$, ou avec lesdits M échantillons temporels complexes issus d'une étape d'actualisation mise en œuvre pour une porteuse précédente lorsque $0 < n \leq N-1$, délivrant M échantillons temporels complexes utilisés pour la porteuse suivante ;

- une étape de modulation (21) mettant en œuvre une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel d'un signal comprenant au moins ledit bloc OFDM corrigé issu de ladite phase de correction de ladite étape de pré-traitement ;
- une étape de transmission et/ou stockage (22) d'un signal issu de ladite étape de modulation.

5

2. Procédé de transmission selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite donnée de correction complexe (F_n) résulte de la corrélation complexe (20220) desdits M échantillons temporels complexes à corriger avec M échantillons temporels complexes associés à ladite porteuse d'indice n .

10

3. Procédé de transmission selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite phase de pré-construction (201) d'échantillons temporels complexes, met en œuvre une étape de sur-échantillonnage tel que $M = N \cdot L$, L étant un facteur entier de sur-échantillonnage.

4. Procédé de transmission selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite phase de pré-construction comprend les étapes suivantes, répétées pour chaque porteuse d'indice n :

15

- construction (2011) de M échantillons temporels complexes associés à ladite porteuse,
- mémorisation (2012) desdits M échantillons temporels complexes associés à ladite porteuse, par accumulation associant deux à deux lesdits M échantillons temporels complexes associés à ladite porteuse avec M échantillons temporels complexes associés aux porteuses précédentes.

20

5. Procédé de transmission selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite étape de correction met en œuvre une sommation des coordonnées dudit symbole de constellation, dites coordonnées d'origine dudit symbole de constellation, avec des coordonnées représentatives d'un déplacement complexe (dA_n , dB_n) dudit symbole de constellation sur les axes des abscisses et des ordonnées du plan complexe de la constellation dudit symbole, ledit déplacement complexe étant sélectionné au moyen de ladite donnée de correction complexe (F_n), parmi les déplacements complexes appartenant à au moins une des catégories suivantes :

25

- déplacement réel, respectivement imaginaire, dudit déplacement complexe, négatif lorsque les signes de la partie réelle et de la partie imaginaire de ladite donnée de correction complexe (F_n) sont identiques;

30

- déplacement réel, respectivement imaginaire, du déplacement complexe positif lorsque les signes de la partie réelle et de la partie imaginaire de ladite donnée de correction complexe (F_n) sont opposés.

6. Procédé de transmission selon la revendication 5, caractérisé en ce que la valeur absolue de la partie réelle, respectivement imaginaire, dudit déplacement complexe est

proportionnelle à la partie réelle, respectivement imaginaire, de ladite donnée de correction complexe (F_n).

7. Procédé de transmission selon la revendication 5, caractérisé en ce que ladite étape de correction met également en œuvre une pondération (301) de la partie réelle, respectivement
5 imaginaire, dudit déplacement complexe en fonction desdites coordonnées d'origine dudit symbole de constellation.
8. Procédé de transmission selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend en outre une étape de pondération de ladite donnée de correction complexe (F_n) par un facteur de pondération.
- 10 9. Procédé de transmission selon la revendication 8, caractérisé en ce que ledit facteur de pondération varie d'une porteuse à l'autre en fonction de la valeur dudit indice n de ladite porteuse.
10. Procédé de transmission selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend en outre une étape de normalisation de ladite donnée de correction complexe (F_n).
- 15 11. Procédé de transmission selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit seuil prédéterminé (α) varie d'une porteuse à l'autre en fonction de la valeur dudit indice n de ladite porteuse, n étant un entier tel que $0 \leq n \leq N-1$.
12. Procédé de transmission selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend en outre une étape de commutation permettant de transférer lesdits M échantillons temporels
20 complexes préconstruits issus de ladite phase de pré-construction en entrée de ladite étape de détection de ladite phase de correction.
13. Dispositif de transmission d'un signal multiporteuse représentatif d'un signal source comprenant des blocs constitués chacun de N porteuses, dits blocs OFDM, chaque porteuse étant modulée par un symbole de constellation et identifiée par un indice n , n étant un entier
25 tel que $0 \leq n \leq N-1$, caractérisé en ce qu'il comprend, pour au moins un bloc OFDM :
- une unité de pré-traitement, mise en œuvre dans le domaine fréquentiel, comprenant :
 - un module de pré-construction (307) d'échantillons temporels complexes, délivrant M échantillons temporels complexes préconstruits représentatifs des N porteuses dudit bloc OFDM, M étant un entier, et
 - 30 ○ un module de correction des symboles de constellation qui module les porteuses dudit bloc OFDM, ledit module de correction, délivrant un bloc OFDM corrigé, et comprenant les entités suivantes, répétées pour chaque porteuse:
 - une entité de détection (304) de P échantillons, P étant un entier, parmi lesdits M échantillons temporels complexes préconstruits issus de ladite phase de pré-

construction lorsque $n=0$, ou parmi M échantillons temporels complexes préconstruits actualisés issus d'une entité d'actualisation mise en œuvre pour une porteuse précédente lorsque $0 < n \leq N-1$, présentant une puissance supérieure à un seuil prédéterminé (α), ladite entité de détection délivrant lesdits P échantillons et $M-P$ échantillons nuls, constituant M échantillons temporels complexes à corriger,

– une entité de correction (303) du symbole de constellation modulant ladite porteuse en fonction desdits M échantillons temporels complexes à corriger, délivrant une donnée de correction complexe (F_n) dudit symbole de constellation,

– une entité de construction (306) de M échantillons temporels complexes associés à ladite donnée de correction complexe,

– une entité d'actualisation (305) desdits M échantillons temporels complexes préconstruits, ladite entité d'actualisation mettant en œuvre un accumulateur associant deux à deux lesdits M échantillons temporels complexes associés à ladite donnée de correction complexe avec lesdits M échantillons temporels complexes préconstruits issus dudit module de pré-construction lorsque $n=0$, ou avec lesdits M échantillons temporels complexes issus d'une entité d'actualisation mise en œuvre pour une porteuse précédente lorsque $0 < n \leq N-1$, délivrant M échantillons temporels complexes utilisés pour la porteuse suivante,

- un modulateur mettant en œuvre une transformation du domaine fréquentiel vers le domaine temporel d'un signal comprenant au moins ledit bloc OFDM corrigé issu de ladite phase de correction de ladite unité de pré-traitement ;
- une unité de transmission et/ou stockage d'un signal issu dudit modulateur.

14. Dispositif de transmission selon la revendication 13, caractérisé en ce que ladite entité de correction comprend :

– des moyens de sommation des coordonnées dudit symbole de constellation, dites coordonnées d'origine dudit symbole de constellation, avec des coordonnées représentatives d'un déplacement complexe (dA_n , dB_n) dudit symbole de constellation sur les axes des abscisses et des ordonnées du plan complexe de la constellation dudit symbole, et

– des moyens de pondération (301) de la partie réelle, respectivement imaginaire, dudit déplacement complexe en fonction desdites coordonnées d'origine dudit symbole de constellation.

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

processeur.

1/4

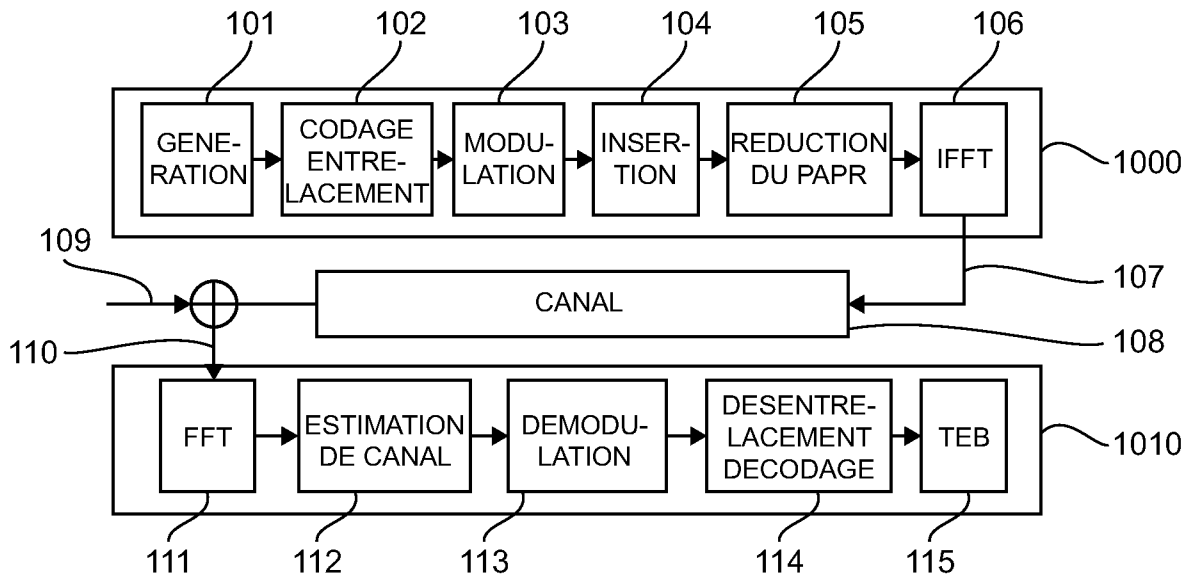


Fig. 1A

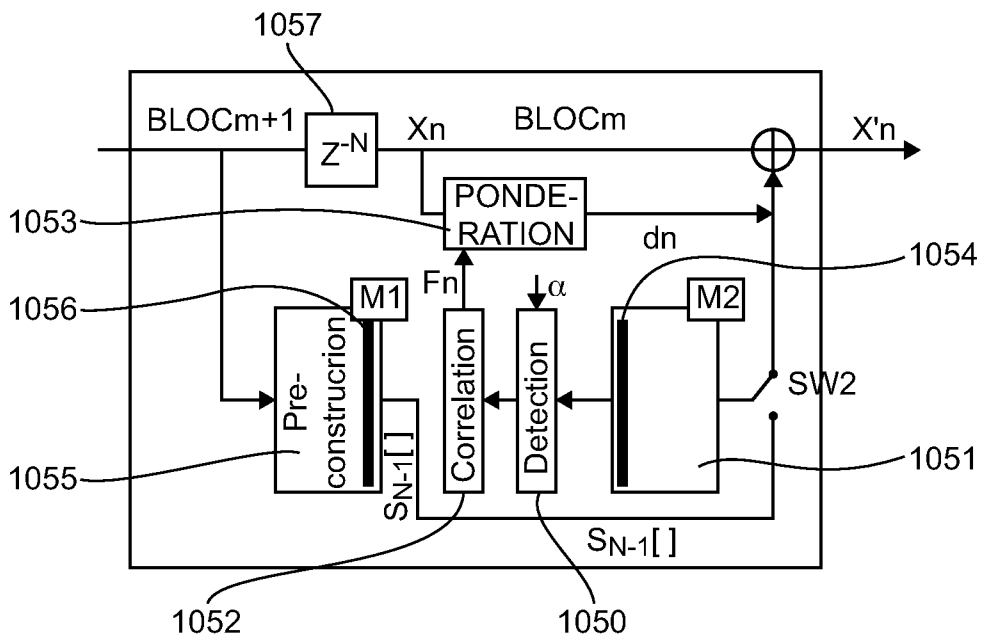


Fig. 1B

3/4

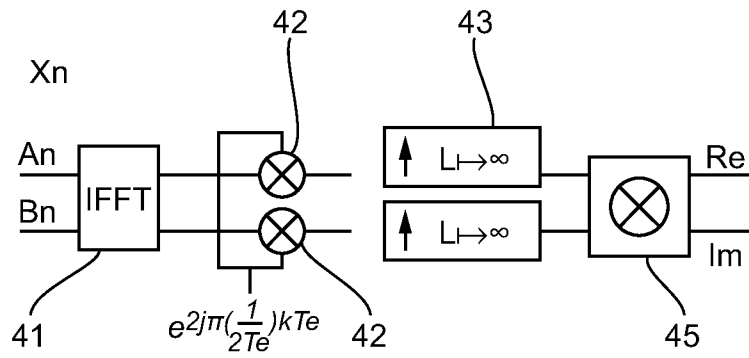


Fig. 4

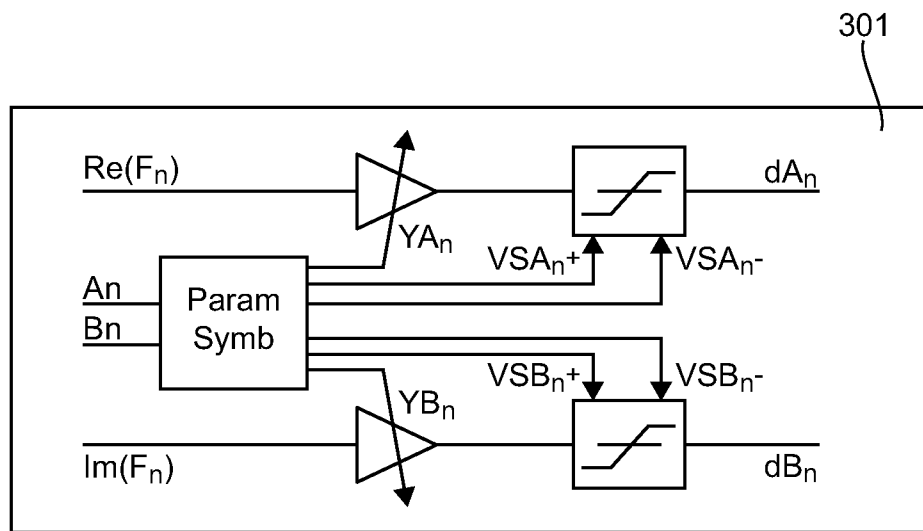


Fig. 5

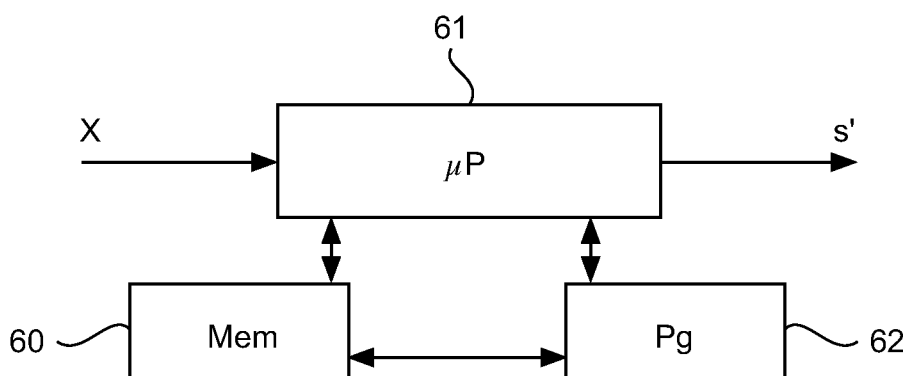


Fig. 6

4/4

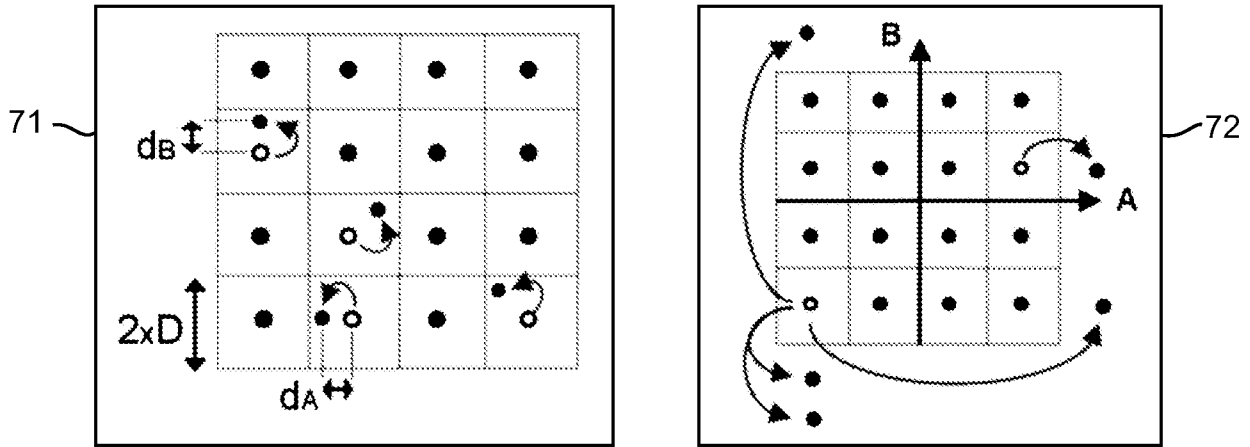


Fig. 7

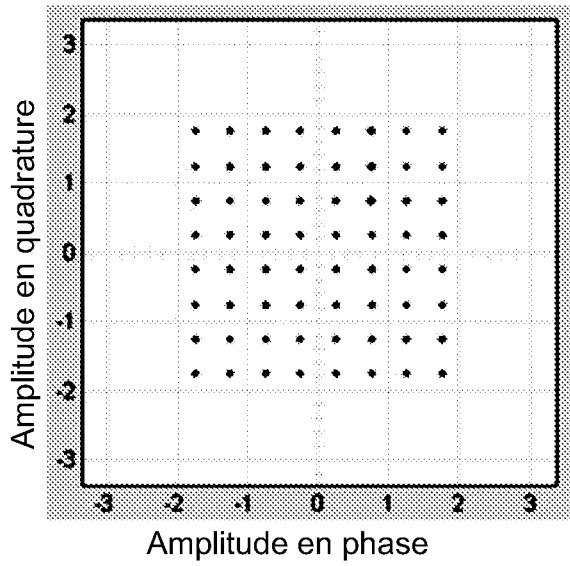


Fig. 8A

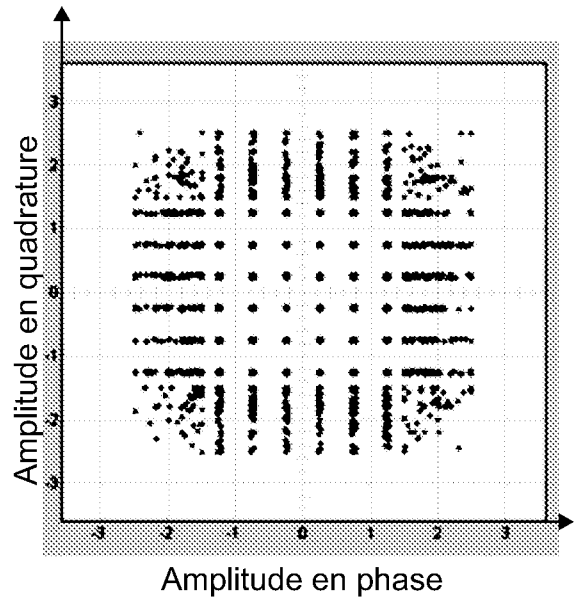


Fig. 8B

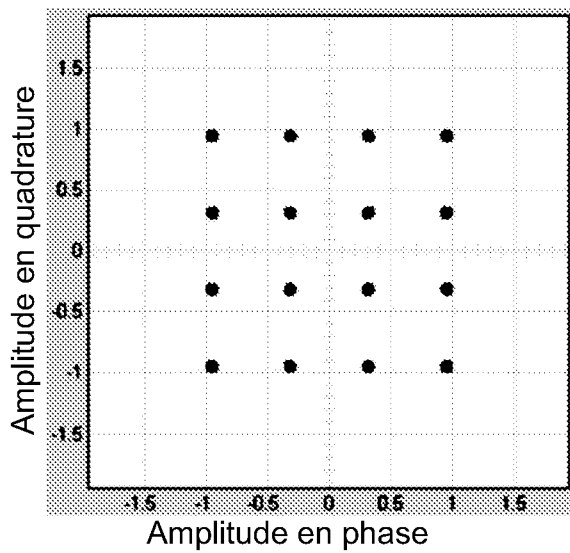


Fig. 8C

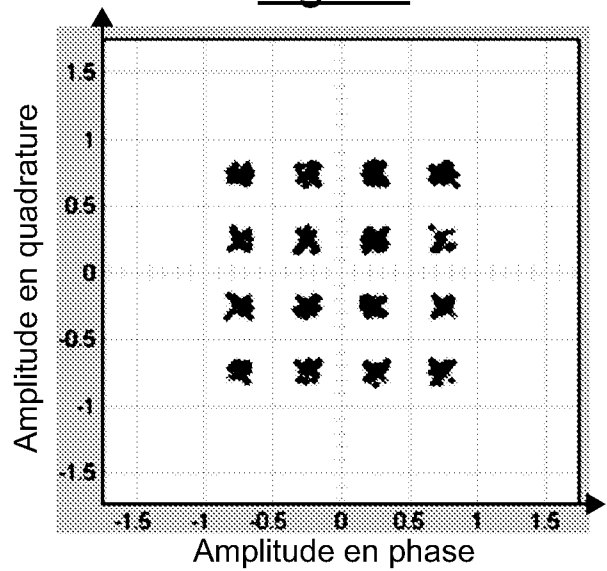


Fig. 8D

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/FR2014/050519

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
 INV. H04L27/26 H04L27/34
 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, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 2007/140367 A1 (BRAITHWAITE RICHARD N [US] BRAITHWAITE RICHARD NEIL [US]) 21 June 2007 (2007-06-21) paragraphs [0003], [0036], [0051], [0053] - [0055], [0057], [0058], [0060] figures 5-7	1-15
X	DVB ORGANIZATION: "TM-NGH1210_96_PAPR_Reduction.docx", DVB, DIGITAL VIDEO BROADCASTING, C/O EBU - 17A ANCIENNE ROUTE - CH-1218 GRAND SACONNEX, GENEVA - SWITZERLAND, 25 November 2011 (2011-11-25), XP017838345, page 1	1-15

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
 23 June 2014

Date of mailing of the international search report
 30/06/2014

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
 Feng, Mei

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/FR2014/050519

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 2007140367 A1	21-06-2007	US 2007140367 A1 WO 2007073490 A2	21-06-2007 28-06-2007

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°

PCT/FR2014/050519

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE INV. H04L27/26 H04L27/34 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, WPI Data		
C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	US 2007/140367 A1 (BRAITHWAITE RICHARD N [US] BRAITHWAITE RICHARD NEIL [US]) 21 juin 2007 (2007-06-21) alinéas [0003], [0036], [0051], [0053] - [0055], [0057], [0058], [0060] figures 5-7	1-15
X	----- DVB ORGANIZATION: "TM-NGH1210_96_PAPR_Reduction.docx", DVB, DIGITAL VIDEO BROADCASTING, C/O EBU - 17A ANCIENNE ROUTE - CH-1218 GRAND SACONNEX, GENEVA - SWITZERLAND, 25 novembre 2011 (2011-11-25), XP017838345, page 1 -----	1-15
<input type="checkbox"/> Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents		
<input checked="" type="checkbox"/> 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	
23 juin 2014	30/06/2014	
Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale	Fonctionnaire autorisé	
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016	Feng, Mei	

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande internationale n°

PCT/FR2014/050519

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
US 2007140367 A1	21-06-2007	US 2007140367 A1	21-06-2007
		WO 2007073490 A2	28-06-2007
