



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

(21) Numéro de la demande internationale :
PCT/EP2014/053256

(22) Date de dépôt international :
19 février 2014 (19.02.2014)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :
1351451 20 février 2013 (20.02.2013) FR

(71) Déposant : SUPELEC [FR/FR]; 3 rue Joliot-Curie - Plateau de Moulon, F-91192 Gif-sur-Yvette Cedex (FR).

(72) Inventeur : PALICOT, Jacques; 15 rue Robelin, F-35000 Rennes (FR).

(74) Mandataire : MILON, Marie-Anne; Cabinet Vidon, Technopôle Atalante, 16B rue de Jouanet, BP90333, F-35703 Rennes Cedex 7 (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, 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).

[Suite sur la page suivante]

(54) Title : METHODS AND DEVICES FOR TRANSMITTING AND RECEIVING A MULTICARRIER SIGNAL REDUCING THE PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO, AND CORRESPONDING PROGRAMME AND SIGNAL

(54) Titre : PROCÉDES ET DISPOSITIFS DE TRANSMISSION ET DE RECEPTION D'UN SIGNAL MULTIPORTEUSE REDUISANT LE RAPPORT PUISSANCE CRÊTE À PUISSANCE MOYENNE, PROGRAMME ET SIGNAL CORRESPONDANTS

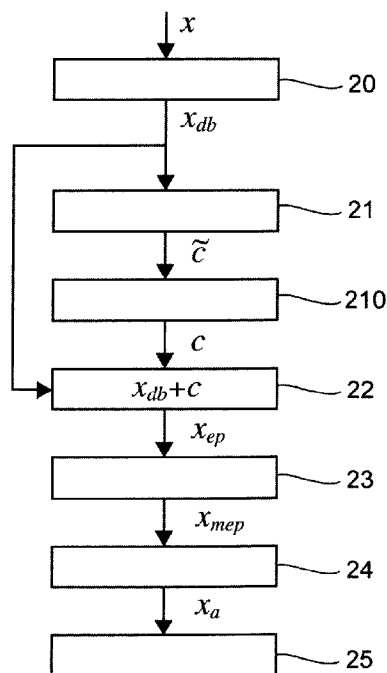


Fig. 2

(57) Abstract : The invention concerns a method for the multicarrier transmission of a source signal comprising N subcarriers. Said method comprises the following steps: - partial response encoding (20) of said source signal, delivering an encoded source signal comprising a part created by said partial response encoding, referred to as an empty encoded part of said encoded source signal, - generation (21) of a predetermined signal from said encoded source signal, referred to as an additional signal; - addition (22) of said encoded source signal and said additional signal to said empty encoded part, in order to obtain a signal having a peak-to-average power ratio lower than the peak-to-average power ratio of said source signal, referred to as a compact envelope signal; - modulation (23) of a carrier wave by said compact envelope signal, delivering a modulated compact envelope signal; - amplification (24) of said modulated compact envelope signal, using a power amplifier, delivering an amplified signal; - transmission (25) of said amplified signal.

(57) Abrégé :

[Suite sur la page suivante]

**Publiée :**

- *sans rapport de recherche internationale, sera republiée
dès réception de ce rapport (règle 48.2.g)*

L'invention concerne un procédé transmission multiporteuse d'un signal source comprenant N sous-porteuses. Ledit procédé comprend les étapes suivantes : - codage à réponse partielle (20) dudit signal source, délivrant un signal source codé comprenant une partie créée par ledit codage à réponse partielle, dite partie codée vide dudit signal source codé, - génération (21) d'un signal prédéterminé à partir dudit signal source codé, dit signal additionnel; - addition (22) à ladite partie codée vide dudit signal source codé, dudit signal additionnel, afin d'obtenir un signal présentant un rapport puissance crête à puissance moyenne inférieur au rapport puissance crête à puissance moyenne dudit signal source, dit signal à enveloppe compacte; - modulation (23) d'une onde porteuse par ledit signal à enveloppe compacte, délivrant un signal modulé à enveloppe compacte; - amplification (24) dudit signal modulé à enveloppe compacte, à l'aide d'un amplificateur de puissance, délivrant un signal amplifié; - émission (25) dudit signal amplifié.

Procédés et dispositifs de transmission et de réception d'un signal multiporteuse réduisant le rapport puissance crête à puissance moyenne, programme et signal correspondants.

1. Domaine de l'invention

Le domaine de l'invention est celui de la transmission de signaux numériques, notamment sur les canaux de transmission à trajets multiples, pour une application « éco-radio » ou « Green Radio » visant à réduire la consommation de l'énergie utilisée lors de cette transmission.

Plus précisément, l'invention concerne les techniques de modulation multiporteuse, notamment de type OFDM (« Orthogonal Frequency Division Multiplex » en anglais, pour « multiplexage par répartition orthogonale en fréquence »). 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 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.

Du fait de sa robustesse intrinsèque aux canaux sélectifs en fréquence, la modulation OFDM est notamment, mais non exclusivement, utilisée dans les réseaux locaux sans-fil (WiFi ou WiMAX), la télévision numérique terrestre (TNT) ou encore l'ADSL (de l'anglais « Asymmetric Digital Subscriber Line ») et l'HIPERLAN/2 (de l'anglais « High Performance Radio Local Area Network »), mais aussi pour des standards tels que ceux relatifs à la diffusion Audio Numérique (DAB pour « Digital Audio Broadcasting » en anglais), la diffusion Vidéo Numérique (DVB-T pour « Digital Video Broadcasting » en anglais).

2. Art antérieur

2.1 Inconvénients de la modulation OFDM

Un des principaux inconvénients de l'OFDM à ce jour reste que les signaux OFDM possèdent une très large bande et présentent en conséquence une grande variation d'amplitude. L'enveloppe du signal ainsi modulé, présente une forte dynamique comme illustrée schématiquement, sur la figure 1, par le signal $x(t)$ et son enveloppe 11.

Par ailleurs, le signal ainsi modulé, avant d'être transmis, doit être amplifié pour compenser les atténuations de propagation. On a également représenté, sur la figure 1, les caractéristiques typiques 12 d'un amplificateur de puissance RF, avec, en abscisses, la puissance P_e du signal source en entrée de l'amplificateur et, en ordonnées, la puissance P_s du signal en sortie de l'amplificateur. En particulier, tant que l'amplificateur n'est pas arrivé à saturation (asymptote horizontale 13), l'amplification est considérée comme fonctionnant en zone linéaire LIN (asymptote oblique 14) jusqu'à une puissance seuil de saturation P_{SAT} .

Ainsi, en référence à nouveau à la figure 1, lorsque le signal source d'entrée $x(t)$ présente une forte dynamique d'enveloppe, pour les parties d'enveloppe P_2 de forte amplitude, l'amplification est alors considérée comme fonctionnant en zone non linéaire avec un risque de dépasser le seuil de saturation de l'amplificateur et une génération des distorsions non linéaires d'amplitude et de phase.

Le rapport puissance crête à puissance moyenne (PAPR, pour « Peak to Average Power Ratio » en anglais) des signaux émis est ainsi généralement très élevé et il augmente avec le nombre de sous-porteuses N .

Il s'ensuit une remontée spectrale du niveau des lobes secondaires (ACPR, pour « Adjacent Channel Power Ratio »), la génération d'harmoniques, une création d'interférences entre symboles non linéaires, une création d'interférences entre sous-porteuses, ce qui entraîne notamment des erreurs de transmission et une dégradation du taux d'erreur binaire (TEB).

Une grande valeur du PAPR conduit par exemple à prendre un recul par rapport au point de compression de l'amplificateur de puissance (de l'ordre du PAPR) pour éviter les distorsions non linéaires.

Ce recul aboutit à une diminution du rendement énergétique de l'amplificateur de puissance (quelques % au lieu de, classiquement, 70 %) 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.

2.2 Art antérieur pour la réduction du PAPR

On connaît déjà plusieurs méthodes pour réduire la puissance crête du signal OFDM, dont un récapitulatif est donné par exemple dans le document "*A classification of methods for efficient power amplification of signals*" (Y. Louet, J. Palicot, Annals of Telecommunications, vol. 63, Issue 7-8, pp 351-368, July/August 2008).

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.

Une deuxième approche est basée sur un ajout de signal pour diminuer le PAPR. Plus précisément, le signal ajouté présente des pics d'amplitude en opposition de phase avec ceux du signal que l'on veut corriger.

La technique de « clipping », ou limiteur, qui consiste à écrêter l'amplitude du signal lorsqu'elle dépasse une valeur prédéterminée, est également une méthode d'ajout de signal

tel que démontré notamment dans le document "*Clipping formulated as an adding signal technique for OFDM Peak Power Reduction*" (D. Guel, J. Palicot, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC-Spring, Barcelone, Espagne, 26-29 avril 2009). En effet, le « clipping » consiste à supprimer du signal, cependant une telle suppression est mathématiquement équivalente à
5 ajouter un signal correcteur.

Cependant, cet écrêtage ou ajout de signal est par 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).

De telles méthodes d'ajout de signal sont par exemple combinées avec une troisième
10 approche, appelée communément « technique TR » (de l'anglais « *Tone Reservation* »), proposant de réserver certaines sous-porteuses du multiplex OFDM. De telles sous-porteuses réservées ne transportent pas d'informations utiles mais le signal additionnel de correction présenté ci-dessus, ou des symboles optimisés à l'émission pour réduire le PAPR. L'optimisation de ces symboles peut être effectuée en utilisant par exemple un algorithme
15 d'optimisation convexe de type SOCP (Second Order Cone Programming).

La combinaison de l'ajout de signal et de la technique TR est notamment illustrée par la figure 1B.

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 sous-porteuses, doivent être
20 réservées pour pouvoir réduire le PAPR de façon significative. Ces sous-porteuses ne sont pas utilisées pour émettre des données d'informations utiles, ce qui conduit à une réduction de l'efficacité spectrale.

2.3 Objectifs de l'invention

L'invention a notamment pour objectif de pallier ces inconvénients de l'art antérieur.

Plus précisément, la présente invention vise explicitement une application « éco-
25 radio » ou « Green Radio » visant à réduire la consommation de l'énergie utilisée lors de cette transmission.

En effet, l'augmentation sans cesse du nombre d'équipements radio mobiles ainsi que les progrès en termes de technologies de communication ont eu un impact considérable dans
30 le surcroît des émissions de CO₂.

De ce fait, un objectif de l'invention selon au moins un mode de réalisation est de proposer une technique permettant de réduire le PAPR de manière significative au regard des technique de l'art antérieur tout en conservant des performances satisfaisantes en termes de distorsion du signal émis, d'efficacité spectrale, de TET (Taux d'erreur Trame) et/ou de TEB
35 (Taux d'Erreur Binaire).

Un autre objectif de l'invention, selon au moins un mode de réalisation, est de fournir une technique qui soit simple à mettre en œuvre, aussi bien à l'émission qu'à la réception.

3. Exposé de l'invention

L'invention propose une solution nouvelle qui ne présente pas l'ensemble de ces
5 inconvénients de l'art antérieur, sous la forme d'un procédé de transmission multiporteuse d'un signal représentatif d'un signal source comprenant N sous-porteuses, destiné à être amplifié par un amplificateur de puissance puis transmis via un canal de transmission.

Selon l'invention, le procédé de transmission comprend les étapes suivantes :

- codage à réponse partielle appliqué à chaque sous-porteuse d'au moins une partie
10 desdites N sous-porteuses dudit signal source, créant pour chaque sous-porteuse à laquelle ledit codage à réponse partielle est appliqué un espace spectral vide, correspondant à au moins une sous-porteuse vide, l'ensemble desdites sous-porteuses vides formant une partie codée vide dudit signal source codé,
- génération d'un signal prédéterminé à partir dudit signal source codé, dit signal
15 additionnel ;
- addition à ladite partie codée vide dudit signal source codé, d'une partie spectrale dudit signal additionnel correspondant à ladite partie codée vide dudit signal source codé, de façon à obtenir un signal comprenant $N_t > N$ sous-porteuses et présentant un rapport puissance crête à puissance moyenne inférieur au rapport puissance crête à
20 puissance moyenne dudit signal source, dit signal à enveloppe compacte ;
- modulation d'une onde porteuse par ledit signal à enveloppe compacte, délivrant un signal modulé à enveloppe compacte ;
- amplification dudit signal modulé à enveloppe compacte, à l'aide d'un amplificateur de puissance, délivrant un signal amplifié ;
- 25 - émission dudit signal amplifié.

Ainsi, l'invention repose sur une approche nouvelle et inventive de la transmission d'un signal. En effet, l'invention propose ainsi d'améliorer la technique de réduction du PAPR, de l'art antérieur d'ajout de signal au moyen de la technique TR (de l'anglais « *Tone Reservation* ») représentée selon la figure 1B en utilisant un codage à réponse partielle d'une
30 partie de sous-porteuses du signal source permettant de créer une partie codée vide dédiée à l'ajout du signal additionnel permettant de réduire le PAPR.

En d'autres termes, pour chaque sous-porteuse auquel le codage à réponse partielle est appliqué selon l'invention, il y a création d'un espace spectral vide également appelé sous-porteuse vide (de valeur nulle), dédiée à l'ajout ultérieur d'un signal réducteur du PAPR.

Sous-porteuse par sous-porteuse de la partie du signal source auquel le codage à réponse partielle est appliqué il y a création d'un espace spectral vide (également appelé sous-porteuse vide) entre chaque sous-porteuse de cette partie.

Puis, lors de l'étape d'addition, la valeur de la porteuse du signal additionnel correspondant à cet espace spectral vide du signal source codé est additionnée (dans le domaine temporel ou le domaine fréquentiel) sur cet espace spectral vide, la sous-porteuse du signal à enveloppe compacte ainsi formée étant uniquement dédiée à la réduction du PAPR.

Il est à noter que l'étape d'addition selon l'invention ne consiste pas à additionner le spectre complet du signal additionnel au spectre complet du signal source codé. Au contraire, seules les sous-porteuses du spectre du signal additionnel correspondant fréquemment aux sous-porteuses vides du signal source codé sont additionnées deux à deux. En conséquence, rien n'est additionné sur les N sous-porteuses d'origine, dites N sous-porteuses utiles, du signal source qui portent les données à transmettre.

Ainsi, le signal à enveloppe compacte selon l'invention comprend selon l'invention un nombre N_t de sous-porteuses supérieur au signal source, i.e. $N_t > N$.

On parle donc de « codage à réponse partielle par sous-porteuse » selon l'invention. Une telle application « par sous-porteuse » est appliquée après une conversion série parallèle du signal source.

Ainsi, le codage à réponse partielle par sous-porteuse selon l'invention permet de réserver un espace spectral pour chaque sous-porteuse auquel il est appliqué, cet espace spectral correspondant à l'emplacement de sous-porteuses dédiées à l'ajout de signal correcteur selon une alternative à la méthode TR. En effet, la mise en œuvre de la technique TR telle que prévue dans le standard de Télédiffusion DVB-T2 correspond à réserver un nombre P de sous-porteuses égal à environ 1% du nombre N des sous-porteuses pour la réduction de PAPR.

Au contraire, la présente invention propose d'accroître le nombre de sous-porteuses réservées au moyen d'un codage à réponse partielle et ce de manière systématique.

Ainsi, au regard de la combinaison de la technique d'ajout de signal et de la technique TR de l'art antérieur, la mise en œuvre selon l'invention de la combinaison du codage à réponse partielle par sous-porteuse et l'ajout de signal permet d'accroître la réduction du PAPR, du fait qu'il est possible d'ajouter un signal correcteur sur un nombre de sous-porteuses vides plus important.

La réduction du PAPR selon l'invention est donc accrue.

En outre, la technique selon l'invention présente une faible complexité et permet de limiter la diminution de l'efficacité spectrale du fait que les sous-porteuses vides sont créées « de toute pièce » sans diminution du nombre de sous-porteuses utiles du signal source.

En effet, à l'inverse, la technique de l'art antérieur précédemment citée d'ajout de signal combinée à la technique TR, réserve P sous-porteuses ce qui entraîne une diminution du nombre de sous-porteuses utiles, et en conséquence une diminution de l'efficacité spectrale.

Selon un exemple particulier de l'invention, le codage à réponse partielle est un codage duo-binaire.

Avantageusement, le procédé comprend également une étape de filtrage numérique de sorte à éliminer la partie du signal additionnel qui interfère avec ledit signal source.

En d'autres termes, un tel filtrage permet d'éliminer les sous-porteuses fréquentielles du signal à enveloppe compacte n'appartenant pas à la bande de fréquence allouée au signal source d'entrée. Par exemple, un tel filtrage correspond à la mise en œuvre d'un filtrage numérique classique.

Selon un premier mode de réalisation de l'invention, le codage à réponse partielle délivre dans le domaine fréquentiel:

- N sous-porteuses, dites N sous-porteuses utiles, destinées à porter les données du signal source, et
- N sous-porteuses, dites N sous-porteuses vides, associées à la partie codée vide du signal source codé à laquelle le signal additionnel est additionné.

En d'autres termes, pour chacune des N sous-porteuses utiles du signal, le codage à réponse partielle crée une sous-porteuse vide. Ainsi, il y a autant d'étapes de codage à réponse partielle que de sous-porteuses dans le signal source, à savoir N étapes, chacune de ces N étapes délivrant deux sous-porteuses : la sous-porteuse utile issue du signal source et la sous-porteuse vide créée par le codage à réponse partielle.

On réduit donc le PAPR sur autant de sous-porteuses vides (N) qu'il n'y a de sous-porteuses utiles (N). Ainsi, le signal codé délivré en sortie du codage à réponse partielle, par exemple un codage duo-binaire, comprend 2N sous-porteuses, c'est-à-dire deux fois plus de sous-porteuses.

Il est à noter également que le signal codé délivré en sortie du codage à réponse partielle peut comprendre $N_t > 2N$ sous-porteuses. Par exemple, N_t comprend N sous-porteuses utiles, N sous-porteuses vides et N_a sous-porteuses dédiées à d'autres fonctionnalités telle que par exemple une estimation de canal, une synchronisation, ou encore de l'augmentation de débit.

Par exemple, selon le standard 802.11a mise en œuvre dans les réseaux WiFi seules

cinquante deux sous-porteuses parmi soixante quatre sont utilisées. Les autres douze sous-porteuses sont mises à zéro et dédiées à d'autres fonctionnalités.

Avantageusement, selon un deuxième mode de réalisation de l'invention, le codage à réponse partielle délivre dans le domaine fréquentiel:

- 5 • N sous-porteuses, dites sous-porteuses utiles, destinées à porter les données du signal source, et
- M sous-porteuses, tel que $P < M \leq N$, dites sous-porteuses vides, P correspondant à un nombre de sous-porteuses prédéterminé, lesdites M sous-porteuses vides étant associées à ladite partie codée vide du signal source codé à laquelle ledit signal
- 10 additionnel est additionné.

Selon cette approche, il est possible d'appliquer un codage à réponse partielle « sélectif ». En d'autres termes pour N sous-porteuses utiles du signal source, il est possible de créer moins de sous-porteuses vides que de sous-porteuses utiles tout en ayant un nombre de sous-porteuses vides supérieur au nombre P de sous-porteuses par exemple réservées selon la

15 technique TR. Ainsi, M sous-porteuses vides sont créées par codage à réponse partielle de M sous-porteuses utiles, par exemple un codage duo-binaire, et (N-M) sous-porteuses utiles sont codées classiquement de manière binaire. Le codage binaire classique des (N-M) sous-porteuses utiles ne crée donc aucune sous-porteuses vide associée.

L'application d'un codage à réponse partielle « sélectif » permet donc d'obtenir des

20 performances de réductions du PAPR supérieures à celles relatives à la technique de l'art antérieur précédemment citée d'ajout de signal combinée à la technique TR, tout en permettant de limiter la complexité de codage, le nombre de sous-porteuses vides créées par le codage étant inférieur au nombre de sous-porteuses utiles.

Par exemple, selon ce mode de réalisation, il est possible de créer par codage à

25 réponse partielle M sous-porteuses vides uniquement pour les M sous-porteuses centrales du signal source. Chacune des M sous-porteuses vides obtenues est délivrée par application d'un codage à réponse partielle à une sous-porteuse.

Il est à noter que dans le cas où $M=N$, on obtient le même résultat que pour le premier mode de réalisation, à savoir autant de sous-porteuses vides créées par codage à réponse

30 partielle que de sous-porteuses utiles du signal source et en conséquence une complexité de codage équivalente.

Selon une première variante, un tel codage à réponse partielle sélectif peut être mis en œuvre de manière prédéterminée selon un critère de sélection fixe et connu de l'émetteur comme du récepteur.

35 Selon une deuxième variante, un tel codage à réponse partielle sélectif peut-être

paramétrable et ajusté par l'utilisateur. Dans ce cas, l'utilisateur peut agir et faire varier la valeur du paramètre M de même que l'emplacement des M sous-porteuses utiles du signal source qui seront utilisées par le codeur à réponse partielle pour créer les M sous-porteuses vides destinées à porter le signal additionnel.

5 Selon cette deuxième variante, il est néanmoins nécessaire de transmettre au récepteur la valeur du paramètre M et l'emplacement des M sous-porteuses utiles du signal source qui seront utilisées par le codeur à réponse partielle pour créer les M sous-porteuses vides destinées à porter le signal additionnel.

10 Selon un troisième mode de réalisation de l'invention, le codage à réponse partielle délivre dans le domaine fréquentiel:

- N sous-porteuses, dites sous-porteuses utiles, destinées à porter les données du signal source, et
- M sous-porteuses comprenant M_1 sous-porteuses dédiées à une fonction prédéterminée et M_2 sous-porteuses tel que $P < M_2$, dites sous-porteuses vides, P correspondant à un nombre de sous-porteuses prédéterminé, lesdites M_2 sous-porteuses vides étant associées à ladite partie codée vide à laquelle ledit signal additionnel est additionné.

15 Selon ce troisième mode de réalisation, les M sous-porteuses créées par codage à réponse partielle comprennent à la fois M_1 sous-porteuses dédiées à une fonction prédéterminée, telle que par exemple une estimation de canal, une synchronisation, ou encore de l'augmentation de débit et M_2 sous-porteuses tel que $P < M_2$, dites sous-porteuses vides associées à ladite partie codée vide à laquelle ledit signal additionnel est additionné.

 Selon ce mode de réalisation, il est par exemple possible que M soit supérieur à N . Il est également possible que M_2 soit supérieur à N .

25 L'avantage de ce mode de réalisation, est qu'il permet de créer des sous-porteuses vides pour réduire le PAPR et pour au moins une autre fonction au regard du signal source d'origine. Ce troisième mode de réalisation de l'invention offre donc de nombreuses possibilités au prix d'une complexité accrue du fait de la prise en compte d'un paramètre supplémentaire M_1 dont la valeur correspond au nombre de sous-porteuses dédiées à au moins une autre fonction au regard du signal source d'origine.

30 Selon une première approche particulière de l'invention, l'étape d'addition est mise en œuvre dans le domaine temporel après application d'une transformée de Fourier inverse de taille $N+M$ au signal additionnel et application d'une transformée de Fourier inverse de taille N audit signal source codé.

35 En effet, à l'issue de l'étape de codage à réponse partielle de chaque sous-porteuse

d'au moins une partie desdites N sous-porteuses dudit signal source, M sous-porteuses vides sont délivrées selon ce mode de réalisation. La valeur de ces sous-porteuses vides étant nulle, la taille de la transformée de Fourier inverse appliquée au signal source codé est égale à N.

En revanche, une fois que l'addition du signal additionnel est effectuée la valeur de chacune des M sous-porteuses vides créées par codage à réponse partielle passe de zéro à la valeur de la sous-porteuse fréquentielle correspondante du signal additionnel, il est donc nécessaire de mettre en œuvre une transformée de Fourier inverse de taille N+M.

Optionnellement, la transformée de Fourier inverse est une transformée de Fourier inverse rapide (IFFT).

Selon une deuxième approche particulière de l'invention, l'étape d'addition est mise en œuvre dans le domaine fréquentiel avant application d'une transformée de Fourier inverse de taille N+M au signal à enveloppe compacte.

L'avantage de cette approche est de réduire le nombre d'opérations de transformée de Fourier inverse ce qui permet de réduire la complexité de mise en œuvre de l'invention.

Le signal additionnel peut être généré, à partir du signal source codé issu de l'étape de codage à réponse partielle, au moyen d'une multitude de méthodes de génération.

Selon une première option de réalisation préférentielle, l'étape de génération du signal additionnel met en œuvre une réduction du rapport puissance crête à puissance moyenne dudit signal source par limitation encore appelé « clipping », ladite limitation consistant à écrêter l'amplitude du signal lorsqu'elle dépasse une valeur prédéterminée.

L'utilisation de cette méthode de « clipping » présente l'avantage d'être simple et peu coûteuse à mettre en œuvre.

Selon une deuxième option de réalisation, l'étape de génération du signal additionnel met par exemple en œuvre une réduction du rapport puissance crête à puissance moyenne du signal source par application d'une méthode géométrique, le signal additionnel $\tilde{c}(t)$ obtenu par la méthode géométrique étant défini par l'équation suivante dans le domaine discret :

$$\tilde{c}_n = \begin{cases} 0, & |x_n| \leq A \\ \left(\frac{A}{|x_n|} - 1\right) x_n \cdot e^{j\theta_n}, & |x_n| > A \end{cases}$$

avec :

x_n le signal source,

n représentant l'indice d'un échantillon dans le domaine discret,

A une amplitude maximale dudit signal à enveloppe compacte

$\theta_n = 2\pi \frac{\Delta f}{B} \frac{n}{N}$, avec : Δf le décalage fréquentiel entre ledit signal source et ledit signal

additionnel et B la largeur de bande dudit signal source.

Les avantages d'un tel signal additionnel sont notamment décrits et évalués dans le document *"Tone reservation technique based on geometric method for orthogonal frequency division multiplexing peak-to-average power ratio reduction"* (D. Guel, J. Palicot, Y. Louët, IET communication, volume 4, Issue 17, pages 2065-2073, 26 Novembre 2010).

Avantageusement, ladite méthode géométrique met en œuvre une étape de pondération par un scalaire réel $\beta^{(opt)}$ défini par l'équation suivante :

$$\beta^{(opt)} = - \frac{\sum_{n \in S_p} x_n c_n^*}{\sum_{n \in S_p} |c_n|^2}$$

avec $S_p = \{n: |y_n| > A\}$, en d'autres termes l'ensemble des indices n tel que $|y_n| > A$ où $y_n = x_n + \beta c_n$

et $c_n = \sum_{k=0}^{N_F-1} \tilde{c}_{n-k} h_n$ avec N_F la longueur d'un filtre numérique utilisé par ladite étape de filtrage et h_n un coefficient d'indice n dudit filtre.

Une telle variante « améliorée » de la méthode géométrique permet une réduction de la complexité mise en œuvre selon la méthode géométrique « classique ». Une comparaison de la méthode géométrique classique et de la méthode géométrique « améliorée » est notamment présentée dans le chapitre 5 du document *"Etude de nouvelles techniques de réduction du « facteur de crête » à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuses"* (D. Guel, Thèse de Doctorat, Novembre 2009).

Il est à noter que le signal additionnel peut être généré de multiples manières alternatives à la méthode géométrique décrite ci-dessus. Différentes techniques d'ajout de signal sont notamment décrites dans la thèse indiquée ci-dessus. Par exemple, la technique d'ajout de signal, définie dans le brevet EP 219 333 par une fonction décroissante lorsque l'amplitude du signal augmente, peut également être envisagée.

Selon un exemple, la modulation correspond à une modulation à réponse partielle. Parmi les modulations à réponse partielle, on peut citer par exemple la modulation de deux voies duo-binaires en quadrature, dite modulation QPRS, de même débit que la modulation MAQ4.

De façon avantageuse, les étapes de génération du signal additionnel, de filtrage numérique et d'addition sont itérées au moins une fois.

De plus, les itérations des étapes de génération du signal additionnel, de filtrage numérique et d'addition sont interrompues lorsqu'une variation inférieure à un seuil prédéterminé est atteinte.

Par exemple, le seuil correspond à une valeur comprise entre 0,1 et 0,5 dB,

notamment 0,2 dB, du rapport puissance crête à puissance moyenne.

Ainsi, l'invention propose une mise en œuvre itérative du procédé de transmission, qui permet de réduire efficacement et rapidement le PAPR.

L'invention concerne également un dispositif de transmission multiporteuse d'un signal représentatif d'un signal source, destiné à être amplifié puis transmis via un canal de transmission. Selon l'invention, un tel dispositif de transmission comprend :

- des moyens de codage à réponse partielle appliqué à chaque sous-porteuse d'au moins une partie desdites N sous-porteuses du signal source, créant pour chaque sous-porteuse à laquelle ledit codage à réponse partielle est appliqué un espace spectral vide, correspondant à au moins une sous-porteuse vide, l'ensemble desdites sous-porteuses vides formant une partie codée vide dudit signal source codé,
- des moyens de génération d'un signal prédéterminé à partir du signal source codé, dit signal additionnel ;
- des moyens d'addition à la partie codée vide du signal source codé, d'une partie spectrale dudit signal additionnel correspondant à ladite partie codée vide dudit signal source codé, de façon à obtenir un signal comprenant $N_t > N$ sous-porteuses et présentant un rapport puissance crête à puissance moyenne inférieur au rapport puissance crête à puissance moyenne dudit signal source, dit signal à enveloppe compacte ;
- des moyens de modulation d'une onde porteuse par ledit signal à enveloppe compacte, délivrant un signal modulé à enveloppe compacte ;
- des moyens d'amplification dudit signal modulé à enveloppe compacte, à l'aide d'un amplificateur de puissance, délivrant un signal amplifié ;
- des moyens d'émission dudit signal amplifié.

Les avantages et les modes de réalisation décrits au regard du procédé de transmission sont également applicables au dispositif de transmission selon l'invention. En particulier, les moyens de codage à réponse partielle correspondent à autant de modules de codage à réponse partielle qu'il n'y a de sous-porteuse dans la partie du signal source à laquelle le codage à réponse partielle est appliqué.

L'invention concerne également un signal représentatif d'un signal source comprenant N sous-porteuses, destiné à être amplifié puis transmis selon le procédé de transmission précédemment décrit, le signal présentant un rapport puissance crête à puissance moyenne inférieur au rapport puissance crête à puissance moyenne d'un signal source à partir duquel ledit signal amplifié a été construit et transmis au moyen des étapes suivantes :

- codage à réponse partielle appliqué à chaque sous-porteuse d'au moins une partie desdites N sous-porteuses dudit signal source, créant pour chaque sous-porteuse à laquelle ledit codage à réponse partielle est appliqué un espace spectral vide, correspondant à au moins une sous-porteuse vide, l'ensemble desdites sous-porteuses vides formant une partie codée vide,
- génération d'un signal prédéterminé à partir dudit signal source codé, dit signal additionnel ;
- addition à ladite partie codée vide dudit signal source codé, d'une partie spectrale dudit signal additionnel correspondant à ladite partie codée vide dudit signal source codé, de façon à obtenir un signal comprenant $N_t > N$ sous-porteuses et présentant un rapport puissance crête à puissance moyenne inférieur au rapport puissance crête à puissance moyenne dudit signal source, dit signal à enveloppe compacte ;
- modulation d'une onde porteuse par ledit signal à enveloppe compacte, délivrant un signal modulé à enveloppe compacte ;
- amplification dudit signal modulé à enveloppe compacte, à l'aide d'un amplificateur de puissance, délivrant ledit signal amplifié ;
- émission dudit signal amplifié.

Il est à noter que dans le cas optionnel d'un codage à réponse partielle sélectif créant M sous-porteuses vides, tel que $P < M \leq N$, dites sous-porteuses vides et selon la deuxième variante précédemment citée où un tel codage à réponse partielle sélectif peut-être paramétrable et ajusté par l'utilisateur, la valeur du paramètre M et/ou l'emplacement des M sous-porteuses utiles du signal source qui seront utilisées par le codeur/décodeur à réponse partielle pour créer les M sous-porteuses vides destinées à porter le signal additionnel sont également insérés dans le signal selon l'invention.

L'invention concerne également un procédé de réception du signal décrit ci-dessus ledit signal selon l'invention ayant été obtenu à partir d'un signal source comprenant N sous-porteuses. Selon l'invention, le procédé de réception comprend les étapes suivantes :

- réception du signal, dit signal reçu,
- démodulation du signal reçu, délivrant un signal reçu démodulé comprenant N sous-porteuses,
- décodage à réponse partielle appliqué à chaque sous-porteuse desdites N sous-porteuses dudit signal reçu démodulé, délivrant un signal décodé.

Ainsi, le procédé de réception comprend des étapes réciproques de celles du procédé de transmission. Plus précisément, à l'émission l'étape d'addition de signal, en tant que telle, permet de réduire le PAPR mais ne nécessite aucun traitement particulier à la réception. A

l'inverse, le codage à réponse partielle par sous-porteuse mis en œuvre à l'émission nécessite une étape réciproque de décodage à réponse partielle par sous-porteuse à la réception.

Ainsi, à la réception, le décodage à réponse partielle permet de détecter les sous-porteuses utiles du signal. Les sous-porteuses vides uniquement dédiées à la réduction du PAPR lors de la transmission OFDM ne sont en effet pas prises en compte lors de la réception du fait de leur orthogonalité avec les sous-porteuses utiles.

La démodulation du signal reçu mettant en œuvre une transformée de Fourier et plus particulièrement une transformée de Fourier rapide (FFT) de taille N (N étant le nombre de sous-porteuses du signal source codé puis amplifié selon l'invention), délivre N sous-porteuses en parallèle en entrée du décodage à réponse partielle qui est appliqué individuellement à chaque sous-porteuse.

Il est à noter que dans le cas optionnel d'une mise en œuvre à l'émission d'un codage à réponse partielle sélectif créant M sous-porteuses, tel que $P < M \leq N$, dites sous-porteuses vides et selon la deuxième variante précédemment citée où un tel codage à réponse partielle sélectif peut-être paramétrable et ajusté par l'utilisateur, la valeur du paramètre M et/ou l'emplacement des M sous-porteuses utiles du signal source qui seront utilisées par le codeur/décodeur à réponse partielle pour créer les M sous-porteuses vides destinées à porter le signal additionnel sont transmis et utilisés à la réception pour ajuster l'étape de décodage à réponse partielle.

Avantageusement, l'étape de décodage met en œuvre un décodage de Viterbi. En d'autres termes l'algorithme de Viterbi est utilisé pour pallier la redondance générée par le codage à réponse partielle utilisé lors de la transmission.

En effet, le codage à réponse partielle mis en œuvre par le procédé de transmission crée un nouveau niveau de codage ayant pour conséquence que la distance aux seuils de décision est plus faible et la résistance au bruit plus faible également, le taux d'erreur se trouvera donc dégradé par rapport au binaire.

Un décodage de Viterbi à la réception apporte donc une solution à cet inconvénient du codage à réponse partielle mis en œuvre à l'émission.

En effet, il a par exemple été démontré dans l'art antérieur qu'asymptotiquement et au prix d'une faible complexité les codages binaire et duo-binaire atteignent le même taux d'erreur.

Par ailleurs, à la réception, il convient de mettre en œuvre une démodulation à réponse partielle, par exemple une démodulation de deux voies duo-binaires en quadrature, dite démodulation QPRS réciproquement à une modulation QPRS mise en œuvre par exemple lors de la transmission.

L'invention concerne également un dispositif de réception d'un signal selon l'invention tel que décrit précédemment ledit signal selon l'invention ayant été obtenu à partir d'un signal source comprenant N sous-porteuses. Selon l'invention, le dispositif de réception comprend :

- des moyens de réception dudit signal, dit signal reçu,
- 5 - des moyens de démodulation dudit signal reçu, délivrant un signal reçu démodulé comprenant N sous-porteuses,
- un décodeur à réponse partielle appliqué à chaque sous-porteuse desdites N sous-porteuses dudit signal reçu démodulé, délivrant un signal décodé.

Ainsi, l'invention requiert une modification simple des récepteurs existants basée sur l'ajout d'un décodeur à réponse partielle.

Avantageusement, le décodeur comprend également un module de décodage de Viterbi.

L'invention concerne encore un produit programme d'ordinateur téléchargeable depuis un réseau de communication et/ou enregistré sur un support lisible par ordinateur et/ou exécutable par un processeur. Selon l'invention, ledit produit programme d'ordinateur comprend des instructions de code de programme pour la mise en œuvre du procédé de transmission et/ou du procédé de réception décrits ci-dessus, lorsqu'il est exécuté sur un ordinateur.

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, déjà commentées en relation avec l'art antérieur, illustrent respectivement les caractéristiques d'un amplificateur classique ainsi que les enveloppes respectives du signal source et la méthode d'ajout de signal par la « technique TR » (de l'anglais « *Tone Reservation* ») ;
- la figure 2 illustre les principales étapes d'un procédé de transmission selon l'invention ;
- la figure 3 illustre la densité spectrale de puissance des signaux binaire et duo-binaire ;
- 30 - la figure 4 est un schéma synoptique d'un exemple de dispositif de transmission selon une première approche de réalisation de l'invention ;
- la figure 5 est un schéma synoptique d'un exemple de dispositif de transmission selon une deuxième approche de réalisation de l'invention ;
- les figures 6A à 6C illustrent le problème de réduction du PAPR et les étapes de mise en œuvre d'une méthode géométrique de génération du signal additionnel selon deux

variantes;

- les figures 7A à 7C illustrent respectivement un exemple de constellations de modulations mises en œuvre selon un mode de réalisation de l'invention ;
- la figure 8 illustre les principales étapes d'un procédé de réception selon l'invention;
- 5 - la figure 9 est un schéma synoptique d'un exemple de dispositif de réception selon un mode de réalisation de l'invention.

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

5.1 Principe général

L'invention repose donc sur la combinaison spécifique du codage à réponse partielle,
10 par exemple un codage duo-binaire, du signal source et de l'ajout d'un signal additionnel réducteur de PAPR sur les sous-porteuses vides créées par codage duo-binaire.

On évite ainsi l'introduction de bruit sur les sous-porteuses de données dites sous-porteuses utiles.

Selon l'invention, on obtient une amélioration de la réduction du PAPR du signal
15 source au regard de la combinaison existante de la technique d'ajout de signal et de la technique TR.

En effet, en comparaison avec la technique TR, le codage à réponse partielle permet de créer « de toute pièce » et non de réserver des sous-porteuses vides dédiées à la réduction du PAPR.

20 En outre, au regard de la technique TR telle que prévue dans le standard de Télédiffusion DVB-T2 consistant à réserver un nombre P de sous-porteuses égal à environ 1% du nombre N des sous-porteuses pour la réduction de PAPR, la technique selon l'invention permet d'obtenir des sous-porteuses créées spécifiquement pour la réduction du PAPR et dont le nombre est strictement supérieur à P.

25 On obtient ainsi un accroissement de la réduction du PAPR au regard de la combinaison de l'art antérieur.

Il est également à noter que la présente invention propose une nouvelle forme d'onde basée sur un codage à réponse partielle effectué par exemple sur chaque sous-porteuse. Un spectre différent du signal obtenu selon l'art antérieur est donc délivré selon l'invention.

30 5.2 Description détaillée et implémentation des différentes étapes du procédé de transmission selon l'invention.

On décrit ci-après en relation avec la figure 2, les principales étapes mises en œuvre pour la réduction du PAPR selon l'invention.

Comme illustré en figure 2, la transmission multiporteuse d'un signal représentatif
35 d'un signal source x, destiné à être amplifié par un amplificateur de puissance puis transmis via

un canal de transmission, comprend les étapes suivantes :

- codage à réponse partielle 20 appliqué à chaque sous-porteuse d'au moins une partie desdites N sous-porteuses du signal source x , créant pour chaque sous-porteuse à laquelle ledit codage à réponse partielle est appliqué un espace spectral vide, correspondant à au moins une sous-porteuse vide, l'ensemble desdites sous-porteuses vides formant une partie codée vide;
- génération 21 d'un signal prédéterminé à partir du signal source codé, dit signal additionnel $\tilde{c}$;
- filtrage numérique 210 dudit signal additionnel, délivrant un signal additionnel filtré c ;
- addition 22 aux sous-porteuses d'un ensemble de sous-porteuses prédéterminé dudit signal source codé x_{db} , d'une partie spectrale dudit signal additionnel correspondant à ladite partie codée vide dudit signal source codé filtré c , de façon à obtenir un signal comprenant $N_t > N$ sous-porteuses et présentant un rapport puissance crête à puissance moyenne inférieur au rapport puissance crête à puissance moyenne dudit signal source, dit signal à enveloppe compacte x_{ep} ;
- modulation 23 d'une onde porteuse par ledit signal à enveloppe compacte x_{ep} , délivrant un signal modulé à enveloppe compacte x_{mep} ;
- amplification 24 dudit signal modulé à enveloppe compacte x_{mep} , à l'aide d'un amplificateur de puissance, délivrant un signal amplifié x_a ;
- émission 25 dudit signal amplifié x_a .

A) codage à réponse partielle

Plus précisément, le tableau suivant délivre les équations de différents codes à réponse partielle (20). Parmi les codages à réponse partielle, figure notamment le codage duo-binaire et le codage duo-binaire QPRS dont les équations respectives sont notamment données à la première et dernière ligne du tableau ci-dessous :

Nombre de bits par symboles	Règle de codage avec a et b des bits d'entrée, k l'indice d'itération (j étant utilisé pour une écriture complexe)	Spectre $H(f)$	Nombre de niveaux
1	$a(k)+a(k-1)$	$2\cos(\pi(f/f_s))$	3
1	$a(k)+2a(k-1)+a(k-2)$	$4\cos^2(\pi(f/f_s))$	5
1	$a(k)+2a(k-2)+a(k-4)$	$4\sin^2(\pi(f/f_s))$	5
2	$a(k)+a(k-1)+j(b(k)+b(k-1))$	$2\cos(\pi(f/f_s))$	3x3

Chaque symbole porte un bit, il est obtenu par l'équivalent d'un codage convolutif entre deux éléments binaires consécutifs. Il s'agit en fait de la création d'une interférence

entre deux symboles consécutifs, volontairement créée à l'émission, ce qui veut dire que le code duo-binaire ne respecte pas le critère de Nyquist. La redondance générée par le code, n'est pas, comme classiquement, un ajout de bits de redondance, mais se retrouve dans le signal par l'ajout d'un troisième niveau.

5 Le signal duo-binaire par exemple peut aussi être considéré comme un filtrage de fonction de transfert : $H(z) = 1 + z^{-1}$.

L'opération de mise en forme est ensuite effectuée par un filtre rectangulaire $g(t)$ de largeur T . Avec les notations suivantes, $b_k \in \{0,1\}$, $i_k = 2b_k - 1 \in \{-1, +1\}$, $c_k = i_k + i_{k-1} \in \{-2, 0, +2\}$ et $a_k = Ac_k$, le signal s'écrit :

10 $s(t) = \sum_k a_k T g(t - kT)$ où $a \in \{-2A, 0, 2A\}$ et $g(t) = \frac{1}{T} \text{Rect}_{[0,T]}(t)$.

L'intérêt principal du codage duo-binaire réside dans le fait que le spectre occupé par le signal duo-binaire 32 est deux fois plus petit que le spectre binaire 31 tel qu'illustré par la figure 3 représentant les densités spectrales de puissance des signaux binaires et duo-binaires. Le spectre occupé par le signal duo-binaire 32 est notamment équivalent à un spectre binaire avec un filtre de Nyquist de roll-off égal à zéro, un tel filtre de Nyquist de roll-off égal à zéro étant irréalisable en pratique.

Ainsi, au regard de la figure 3, on observe notamment la création d'une partie vide 33, utilisée selon l'invention pour ajouter le signal additionnel permettant la réduction du PAPR.

L'inconvénient du codage duo-binaire réside dans le fait qu'un nouveau niveau est créé par le codage, par conséquent la distance aux seuils de décision sera plus faible et la résistance au bruit plus faible également, le taux d'erreur se trouvera donc dégradé par rapport au binaire.

Cependant, pour pallier cet inconvénient, il est possible de gérer cette redondance générée par le code au moyen d'un algorithme de Viterbi à la réception, tel que décrit par la suite au regard du procédé de réception selon l'invention. Alors, asymptotiquement, grâce à ce décodeur de Viterbi, au prix d'une faible complexité, les deux codages atteignent le même taux d'erreur.

Selon l'invention, le codage duo-binaire libérant la moitié (33) du spectre d'origine sur chaque sous-porteuse comme illustré par la figure 3 est avantageusement mis en œuvre afin d'utiliser la place libérée (33) dans le spectre pour ajouter un signal additionnel (donc autant de sous-porteuses additionnelles que de sous-porteuses utiles selon le mode de réalisation de la figure 3) pour réduire au maximum le PAPR.

Par la suite, on décrit l'invention en utilisant un codage duo-binaire en particulier. Il est évident que l'ensemble des détails d'implémentation décrits au regard du codage duo-binaire

sont transposables à tout autre codage à réponse partielle tels que ceux qui sont par exemple illustrés par le tableau ci-dessus ou d'autres codes à réponse partielle non reproduit dans ce tableau mais bien connus de l'Homme du métier.

Comme indiqué précédemment, selon un premier mode de réalisation de l'invention, le codage à réponse partielle et par exemple le codage duo-binaire délivre dans le domaine fréquentiel:

- N sous-porteuses, dites N sous-porteuses utiles, destinées à porter les données du signal source, et
- N sous-porteuses, dites N sous-porteuses vides, associées à la partie duo-binaire vide à laquelle le signal additionnel est additionné.

En d'autres termes, pour chacune des N sous-porteuses utiles du signal, le codage duo-binaire crée correspondant à un espace spectral vide appelé sous-porteuse vide (33), tel qu'illustré sur la figure 3.

Selon un deuxième mode de réalisation de l'invention, le codage duo-binaire délivre dans le domaine fréquentiel:

- N sous-porteuses, dites sous-porteuses utiles, destinées à porter les données du signal source, et
- M sous-porteuses, tel que $P < M \leq N$, dites sous-porteuses vides, P correspondant à un nombre de sous-porteuses prédéterminé, lesdites M sous-porteuses vides étant associées à ladite partie duo-binaire vide à laquelle ledit signal additionnel est additionné.

Selon cette approche, il est possible d'appliquer un codage duo-binaire « partiel ». En d'autres termes pour N sous-porteuses utiles du signal source, il est possible de créer moins de sous-porteuses vides que de sous-porteuses utiles tout en ayant un nombre de sous-porteuses vides supérieur au nombre P de sous-porteuses réservées selon la technique TR.

Par exemple, selon ce mode de réalisation, il est possible de créer par codage duo-binaire M sous-porteuses vides uniquement pour les M sous-porteuses centrales du signal source.

Selon un autre exemple, les M sous-porteuses vides peuvent être obtenues par codage duo-binaire des M sous-porteuses utiles du signal source qui présentent le PAPR le plus élevé.

B) Génération

A partir du signal codé et par exemple un signal source duo-binaire x_{db} délivré par l'étape de codage à réponse partielle correspondant selon cet exemple à un codage duo-binaire du signal source x, un signal additionnel est généré afin de réduire le PAPR du signal à transmettre.

En d'autres termes, l'étape d'addition selon l'invention ne consiste pas à additionner le spectre complet du signal additionnel au spectre complet du signal source codé. Au contraire, seules les sous-porteuses du spectre du signal additionnel correspondant fréquemment aux sous-porteuses vides du signal source codé sont additionnées deux à deux. En conséquence, rien n'est additionné sur N les sous-porteuses d'origine, dites sous-porteuses utiles, du signal source qui portent les données à transmettre. Plus précisément, le signal additionnel peut être généré 21 de multiples manières. Différentes techniques d'ajout de signal sont notamment décrites dans le document précédemment cité : *"Etude de nouvelles techniques de réduction du « facteur de crête » à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuses"* (D. Guel, Thèse de Doctorat, Novembre 2009).

Préférentiellement, la présente invention met en œuvre un signal additionnel généré par une méthode de « clipping » telle que décrite plus en détail par la suite et illustrée par les figures 4 et 5.

L'utilisation de la technique de « clipping » 430 est en effet simple et peu coûteuse à mettre en œuvre.

Un autre exemple de signal additionnel qui peut être utilisé dans l'invention en combinaison avec le codage duo-binaire, correspond au signal additionnel du brevet EP 219 333. Selon cet exemple, le signal additionnel est défini par une fonction décroissante approximée par au moins un segment de droite. En particulier, un exemple de ce type de signal présente une fonction décroissante correspondant à une fonction sécante hyperbolique.

Ce signal additionnel peut être représenté sous forme de symbole discret dans le domaine temporel tel que :

$$c_n = f(r_n)e^{j\varphi_n} - x_n$$

avec f telle que définie précédemment :

$$f(r) = A \operatorname{sech}(\eta r) = \frac{2A}{e^{\eta r} + e^{-\eta r}}$$

où : A représente le paramètre de contrôle de la puissance moyenne de sortie, , en d'autres termes l'amplitude maximale dudit signal à enveloppe compacte,

η représente le paramètre de performance représentant le gain en réduction du rapport puissance crête à puissance moyenne,

r l'amplitude du signal source.

Ainsi, selon cet exemple particulier, l'étape de génération 21 du signal additionnel délivre un symbole C_k .

L'ensemble des symboles C_k forme le signal additionnel $C(f)$ dans le domaine

fréquentiel correspondant au signal $c(t)$ dans le domaine temporel.

Selon un autre exemple, la présente invention met en œuvre une méthode géométrique pour générer le signal additionnel.

Une telle méthode géométrique est notamment décrite en détail dans le document
 5 *"Tone reservation technique based on geometric method for orthogonal frequency division multiplexing peak-to-average power ratio reduction"* (D. Guel, J. Palicot, Y. Louët, IET communication, volume 4, Issue 17, pages 2065-2073, 26 Novembre 2010).

Ce document décrit notamment deux variantes de la méthode géométrique à savoir la méthode géométrique « classique » mise en œuvre par l'émetteur illustré par la figure 6A et la
 10 méthode géométrique « améliorée » mise en œuvre par l'émetteur illustré par la figure 6C.

Plus précisément, la méthode géométrique a pour objectif de réduire l'enveloppe complexe du signal multiporteuse x juste avant l'amplificateur de puissance 601 par l'ajout 602 d'un signal complexe au signal bande de base du signal multiporteuse.

Le principe de la technique consiste d'abord à générer un "signal artificiel" a qui est
 15 ensuite modulé en fréquence intermédiaire Δf pour donner lieu au "signal additionnel" $\tilde{c}$ qui est en principe hors de la bande utile du signal multiporteuse x . Enfin $\tilde{c}$ est ajouté à x de façon à diminuer considérablement le PAPR du signal résultant $y = x + \tilde{c}$. Juste après amplification, le "signal additionnel" est éliminé par filtrage analogique passif passe-bande.

Le signal multiporteuse bande de base $x(t)$ peut être décomposé en phase et en
 20 quadrature de la façon suivante :

$$x(t) = I(t) + jQ(t),$$

où $I(t)$ est la composante en phase et $Q(t)$ la composante en quadrature.

L'enveloppe complexe du signal multiporteuse bande de base $x(t)$ s'écrit :

$$r(t) = |x(t)| = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$$

La décomposition du "signal artificiel" a en composante en phase et en composante en
 25 quadrature peut s'écrire :

$$a(t) = I_a(t) + jQ_a(t)$$

Le principe de calcul du "signal artificiel" a est comme suit :

Soit A l'amplitude maximale admissible (encore appelée seuil d'amplitude du signal source ou encore amplitude maximale du signal à enveloppe compacte).

(i) Si $r(t) \geq A$, le "signal artificiel" $a(t)$ est généré de façon à ce que :

30 $|x(t) + a(t)|^2 = |I(t) + I_a(t)|^2 + |Q(t) + Q_a(t)|^2 = A^2.$

(ii) Sinon, i.e. si $r(t) < A$, le "signal artificiel" a est égal à zéro.

Dans le cas où $r(t) \geq A$, les paramètres $I_a(t)$ et $Q_a(t)$ peuvent être déterminés géométriquement en considérant $0 \leq t \leq T_s$ et (I/Q) le plan défini par la figure 6B.

Dans le plan défini par la figure 6B, (ξ) est le cercle de centre O et de rayon A, X_c est le symétrique de X par rapport à O, (ξ_c) est le cercle de centre X_c et de rayon A, et les angles φ et α sont définis tels que $\varphi = (\overrightarrow{OI}, \overrightarrow{OM})$, $\alpha = (\overrightarrow{OX}, \overrightarrow{OM})$

Soit $\overrightarrow{OX}$ le vecteur associé à $z_X = re^{j\varphi} = I + jQ$, soit $\overrightarrow{OM}$ le vecteur associé à $z_M = Ae^{j(\alpha+\varphi)}$ et $\overrightarrow{OA}$ le vecteur associé à $z_A = I_a + jQ_a$

Résoudre l'équation :

$|x(t) + a(t)|^2 = |I(t) + I_a(t)|^2 + |Q(t) + Q_a(t)|^2 = A^2$ consiste à trouver $A \in (I/Q)$ tel que :

$$|\overrightarrow{OX} + \overrightarrow{OA}|^2 = A^2 \Leftrightarrow (I + I_a)^2 + (Q + Q_a)^2 = A^2$$

Les points A de coordonnées $\begin{bmatrix} I_a \\ Q_a \end{bmatrix}$ décrivent le cercle (ξ_c) .

De la relation $\overrightarrow{OA} = \overrightarrow{OM} - \overrightarrow{OX}$, on déduit que $z_A = z_M - z_X$, et en substituant $z_M = Ae^{j(\alpha+\varphi)} = \frac{A}{|z_X|} e^{j\alpha} z_X$ on obtient : $z_A = \left\{ \frac{A}{|z_X|} e^{j\alpha} - 1 \right\} z_X$

Cette dernière relation est vérifiée par une infinité de points, chaque point étant caractérisé par un choix approprié de $\alpha \in [0, 2\pi[$.

Dans les techniques dites d'ajout de signal, la variation (augmentation ou diminution) de la puissance moyenne a un impact fort sur la qualité de la transmission.

Tenant compte de cet aspect, un "signal artificiel" présentant le moins de puissance additionnelle est préférentiellement utilisé.

Dans ce contexte, le "signal artificiel" avec le moins de puissance additionnelle correspond au vecteur $\overrightarrow{OA}$ avec le plus petit module possible, c'est-à-dire que $\alpha = 0$ ce qui correspond à $z_A^{(opt)} = \left\{ \frac{A}{|z_X|} - 1 \right\} z_X$.

Les expressions analytiques de I_a et Q_a sont obtenues en prenant la partie réelle et la partie imaginaire de z_A :

$$\begin{bmatrix} I_a^{(opt)} \\ Q_a^{(opt)} \end{bmatrix} = \left(\frac{A}{\sqrt{I^2 + Q^2}} - 1 \right) \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix}$$

Le "signal additionnel" $\tilde{c}$ s'écrit donc :

$a^{(opt)}(t)e^{ej\pi\Delta ft} = \left[I_a^{(opt)}(t) + jQ_a^{(opt)}(t) \right] e^{ej\pi\Delta ft}$ avec $I_a^{(opt)}$ et $Q_a^{(opt)}$ tels qu'exprimés ci-dessus.

La mise en œuvre de la méthode géométrique « classique » décrite ci-dessus met en œuvre d'une part une étape d'initialisation exécutée une fois afin de fixer les paramètres A et Δf de la méthode géométrique et d'autre part une étape d'exécution qui comprend notamment les sous-étapes suivantes :

- (i) Calculer le signal OFDM temporel $x_n = r_n e^{j\phi_n}$,
- (ii) Calculer le "signal artificiel" a_n en utilisant la relation $\left[\frac{I a_{(opt)}}{Q a_{(opt)}} \right] = \left(\frac{A}{\sqrt{I^2 + Q^2}} - 1 \right) \left[\frac{I}{Q} \right]$.
- Calculer le "signal additionnel" $\tilde{c}_n = a_n e^{j\theta_n} = \begin{cases} 0, & |x_n| \leq A \\ \left(\frac{A}{|x_n|} - 1 \right) x_n \cdot e^{j\theta_n}, & |x_n| > A \end{cases}$ où
- $$\theta_n = 2\pi \frac{\Delta f}{B} \frac{n}{NL}.$$
- 5 (iii) Calculer le signal résultant $y_n = x_n + \tilde{c}_n$.
- (iv) Transposer y_n en radiofréquence et amplifier ce dernier. Après amplification, éliminer le "signal additionnel" par filtrage radiofréquence de façon à ne transmettre que le signal multiporteuse amplifié.

Au regard de la méthode géométrique « classique », il a été déterminé que le gain en réduction du PAPR est important quand le signal additionnel est généré proche de la bande passante du signal multiporteuse. Or, lorsque le signal additionnel est généré proche de la bande passante du signal multiporteuse, c'est-à-dire, lorsque le paramètre $|\Delta f|$ est proche de zéro, le filtre analogique placé juste après l'amplificateur de puissance n'a plus de sens.

En effet, ce filtre a tout son intérêt lorsque $|\Delta f|$ est grand car il permet d'éliminer le "signal additionnel" après amplification et ne laisser propager que le signal multiporteuse amplifié.

De ce fait, la méthode géométrique « améliorée » mise en œuvre par l'émetteur illustré par la figure 6C propose de supprimer le filtre analogique qui existe dans la méthode géométrique classique et de choisir $\Delta f = 0$ pour réduire le PAPR.

Lorsque $\Delta f = 0$, les distorsions générées sont importantes (ce qui se traduit pas une dégradation soutenue du TEB), pour y remédier, la méthode géométrique « améliorée » propose également de filtrer 61 (par un filtre numérique de type "passe-haut") la partie du "signal additionnel" qui interfère avec le signal multiporteuse.

En filtrant le "signal additionnel", le phénomène de « remontée de pic » (de l'anglais "peak-regrowth") se produit, ce qui se traduit par une perte d'une partie du signal utile qui sert à la réduction du PAPR et en conséquence une diminution du gain de réduction du PAPR. Pour limiter cette perte de performance, dans la méthode géométrique améliorée une pondération 603 du signal additionnel $\tilde{c}$ par un scalaire réel $\beta^{(opt)}$ obtenu par optimisation 62 est mise en œuvre avant d'ajouter 602 le signal additionnel au signal multiporteuse x . Une fois le scalaire réel $\beta^{(opt)}$ calculé, un processus itératif est mis en œuvre pour accroître le gain de réduction du PAPR.

Le filtrage numérique 61 consiste à éliminer la partie du “signal additionnel” qui interfère avec le signal multiporteuse. Le filtre numérique qui est de type “passe haut” consiste donc à rendre les signaux $\tilde{c}$ et x orthogonaux (puisque'ils sont disjoints dans le domaine fréquentiel).

5 La réalisation du filtre numérique 61 est effectuée de manière transverse (non-récurrente). Plus précisément, soit N_F la longueur du filtre et h_k , $0 \leq k \leq N_F$ les coefficients du filtre, le signal c_n à la sortie du filtre s'écrit : $c_n = \sum_{k=0}^{N_F-1} \tilde{c}_{n-k} h_n$

Le filtre numérique 61 permet d'atténuer les fréquences inférieures à la fréquence de coupure $f_c + \frac{B}{2}$ et ce, dans le but de conserver uniquement les hautes fréquences du signal additionnel.

Au regard de la figure 6C, le module 62 « OPT » est utilisé pour calculer la valeur de $\beta^{(opt)}$. En effet, pour accroître la réduction du PAPR, il convient de résoudre le problème d'optimisation convexe ci-dessous :

$$\min_{\beta} \sum_{n \in S_p} |x_n + \beta c_n|^2$$

avec $S_p = \{n: |y_n| > A\}$ où $y_n = x_n + \beta c_n$

15 et $c_n = \sum_{k=0}^{N_F-1} \tilde{c}_{n-k} h_n$ avec N_F la longueur d'un filtre numérique utilisé par ladite étape de filtrage et h_n un coefficient d'indice n dudit filtre.

Ce problème de minimisation n'est rien d'autre qu'un problème de moindres carrés linéaires dont la solution $\beta^{(opt)}$ est donnée par :

$$\beta^{(opt)} = - \frac{\sum_{n \in S_p} x_n c_n^*}{\sum_{n \in S_p} |c_n|^2}$$

La mise en œuvre de la méthode géométrique « améliorée » décrite ci-dessus met en œuvre d'une part une étape d'initialisation exécutée une fois afin de fixer les paramètres A et $\Delta f=0$ de la méthode géométrique et d'autre part une étape d'exécution qui comprend notamment les sous-étapes suivantes :

(i) Calculer le signal OFDM temporel $x_n = r_n e^{j\phi_n}$, initialiser $x_n^{(i)}$ à x_n et fixer $i = 0$,

(ii) Calculer le “signal artificiel” $a_n^{(i)}$ en utilisant la relation

$$25 \quad a_n^{(i)} = \begin{cases} 0, & |x_n^{(i)}| \leq A \\ \left(\frac{A}{|x_n^{(i)}|} - 1 \right) x_n^{(i)}, & |x_n^{(i)}| > A \end{cases}$$

Calculer le “signal additionnel” $\tilde{c}_n = a_n^{(i)} e^{j\theta_n}$ où $\theta_n = 2\pi \frac{\Delta f}{B} \frac{n}{NL}$.

Calculer le “signal additionnel filtré” $c_n = \sum_{k=0}^{N_F-1} \tilde{c}_{n-k} h_n$

- (iii) Calculer $\beta^{(opt)}$ en appliquant $\beta^{(opt)} = -\frac{\sum_{n \in S_p} x_n c_n^*}{\sum_{n \in S_p} |c_n|^2}$ tel que précisé ci-dessus
- (iv) Mettre à jour l'algorithme de la manière suivante : $x_n^{(i+1)} = x_n^{(i)} + \beta^{(opt)} c_n^{(i)}$
- (v) Incrémenter i et aller à l'étape (ii) si le nombre maximal d'itérations N_{iter} n'est pas atteint. Sinon, faire $y_n = x_n^{(i)}$ et arrêter l'exécution.

5 C) Addition et Filtrage du signal additionnel

Une fois que le signal additionnel est généré 21 à partir du signal source duo-binaire x_{db} délivré par l'étape de codage duo-binaire 20 du signal source x, l'addition 22 du signal duo-binaire et du signal additionnel est mise en œuvre.

Deux approches de réalisation respectivement illustrées par les figures 4 et 5 sont décrites ci-après et diffèrent notamment par leurs étapes d'addition et de filtrage additionnel.

On présente en relation avec la figure 4, un schéma synoptique d'un exemple d'un dispositif de transmission 40 selon une première approche de réalisation de l'invention, dans un contexte de signal OFDM.

L'ensemble des symboles X_n forme le signal source $X(f)$ comprenant N sous-porteuses 15 dans le domaine fréquentiel et correspondant au signal $x(t)$ dans le domaine temporel.

Le dispositif de transmission 40 comprend tout d'abord un codeur duo-binaire 41 codant le signal source au moyen d'un code duo-binaire tel que décrit ci-dessus. Un tel codeur duo-binaire est un codage à réponse partielle « par porteuse » tel que d'écrit précédemment. Lorsqu'une telle application « par porteuse » est mise en œuvre chaque porteuse auquel le 20 codage à réponse partielle est appliqué est issue d'une étape de conversion série parallèle préalable du signal source, mise en œuvre par un convertisseur série-parallèle (400), afin que chaque porteuse à traiter puisse être codée individuellement par le codage à réponse partielle selon l'invention.

Il y a donc autant de codages à réponse partielle mis en œuvre en parallèle qu'il n'y a 25 de sous-porteuses source à traiter.

Le dispositif comprend en outre un module 42 permettant de transformer le signal source duo-binaire dans le domaine temporel au moyen d'une transformée de Fourier inverse et plus particulièrement d'une transformée de Fourier inverse rapide de taille N.

A partir du signal source duo-binaire temporel, des moyens de génération 43 génère 30 un signal additionnel $c(t)$.

Comme indiqué ce signal additionnel peut être généré au moyen d'une multitude de méthodes de génération, parmi lesquelles on retrouve notamment les méthodes géométriques « classique » et « améliorée » décrites ci-dessus, l'utilisation d'une fonction décroissante sécant hyperbolique telle que décrite dans le brevet EP 219 333 ou encore

préférentiellement l'utilisation de la technique de « clipping » 430, ou limiteur tel qu'illustré par la figure 4.

L'utilisation de la technique de « clipping » 430 est en effet simple et peu coûteuse à mettre en œuvre.

5 En relation avec la figure 4, le signal additionnel est ensuite filtré numériquement 44 par application :

- d'une transformée de Fourier 441 et plus particulièrement d'une transformée de Fourier rapide (FFT) de taille $N+M$, avec $P < M \leq N$, P correspondant à un nombre de sous-porteuses prédéterminé, par exemple égal au nombre de sous-porteuses
10 réservées selon la technique TR,
- d'un filtrage dans le domaine fréquentiel 440,
- d'une transformée de Fourier inverse 442 et plus particulièrement d'une transformée de Fourier inverse rapide de taille $N+M$.

Selon l'invention, le filtrage 440 est sélectionné afin de limiter efficacement le bruit
15 généré par la technique d'écêtage et éviter ainsi la dégradation du TEB.

Une fois ce signal additionnel filtré $c(t)$ obtenu, on l'additionne 22 au signal source duo-binaire. Ces opérations, de génération du signal additionnel, d'addition et de filtrage sont itérées au moins deux fois, jusqu'à obtenir une variation du PAPR par exemple inférieur à 0,2 dB.

20 A la sortie de l'opération d'addition 22 on obtient le signal à enveloppe compacte $x_{ep}(t)$.

Le signal à enveloppe compacte $x_{ep}(t)$ est ensuite utilisé pour moduler une onde porteuse de fréquence f_c délivrant un signal modulé à enveloppe compacte $x_{mep}(t)$. Cette modulation est une multiplication du signal à enveloppe compacte par une onde porteuse, ce
25 qui revient à transposer à une fréquence plus haute (ou plus basse) le signal à enveloppe compacte $x_{mep}(t)$.

Le signal modulé à enveloppe compacte $x_{mep}(t)$ est ensuite amplifié à l'aide d'un amplificateur de puissance 45, délivrant un signal amplifié $x_a(t)$ puis émis par une antenne d'émission 46.

30 Selon la figure 5, le dispositif de transmission 50 diffère selon une deuxième approche de l'invention du dispositif de transmission 40 de la figure 4 en ce que les étapes d'addition et de filtrage du signal additionnel sont modifiées.

En effet, selon cette deuxième approche, les signaux source duo-binaire et additionnel sont additionnés dans le domaine fréquentiel, et plus précisément en entrée d'une

transformée de Fourier inverse 51, et non dans le domaine temporel tel que représenté selon la figure 4.

Plus précisément, le signal source duo-binaire dans le domaine fréquentiel est directement utilisé pour générer le signal additionnel.

5 Le signal additionnel est également délivré par les moyens de génération 43 dans le domaine fréquentiel par application d'une transformée de Fourier 441 et plus particulièrement d'une transformée de Fourier rapide (FFT) de taille $N+M$, avec $P < M \leq N$, P correspondant à un nombre de sous-porteuses prédéterminé, par exemple égal au nombre de sous-porteuses réservées selon la technique TR, et filtré (440).

10 Les signaux source et duo-binaire sont ensuite additionnés dans le domaine fréquentiel, le signal additionnel réducteur de PAPR étant additionné sur chaque sous-porteuses vides créées par codage duo-binaire du signal source. Ainsi, la figure 5 illustre « un entrelacement » des sous-porteuses utiles du signal source duo-binaire portant les symboles de données X_0 à X_n (en trait plein) d'une part, et des sous-porteuses vides de celui-ci sur
15 lesquelles les symboles de correction X_0 à X_M du signal additionnel ont été additionnés (en trait pointillés) d'autre part en entrée d'une transformée de Fourier inverse 51 et plus particulièrement d'une transformée de Fourier inverse rapide de taille $N+M$.

Il est à noter que lors de la première itération du processus itératif, les sous-porteuses vides créées par codage à réponse partielle, par exemple un codage duo-binaire sont mises à
20 zéro.

Dans le cas où $N=M$, il y a dans ce cas autant de sous-porteuses utiles du signal source duo-binaire que de sous-porteuses vides sur lesquelles le signal additionnel a été additionné et la taille de transformée de Fourier inverse rapide correspondante est égale à $2N$.

Ainsi, l'approche illustrée par la figure 5, mettant en œuvre une addition dans le
25 domaine fréquentiel, permet « d'économiser » un module/une étape de transformée de Fourier inverse de taille N .

D) Modulation

Selon l'exemple ici détaillé basé sur un codage à réponse partielle correspondant à un codage duo-binaire, l'invention met par exemple en œuvre une modulation de deux voies duo-
30 binaires en quadrature, dite modulation QPRS (de l'anglais « *Quadrature Partial Response Signaling* »).

Plus précisément, cette modulation transporte deux bits par symbole, elle doit donc être comparée à la modulation de changement de phase à quatre états QPSK (de l'anglais « *Quadrature Phase-Shift Keying* »).

La constellation QPRS tel que représenté par la figure 7A, comprend neuf points au lieu des quatre points de la constellation QPSK.

De nombreuses modulations à réponse partielle ont été proposées afin de moduler les signaux codés au moyen d'un codage partiel dont les équations sont notamment indiquées au sein du tableau ci-dessus.

La figure 7B illustre notamment la constellation de la modulation 81QPR. Cette modulation transporte 4 bits par symbole. De ce point de vue elle doit être comparée à la modulation d'amplitude en quadrature à seize états MAQ16.

Selon un autre exemple de modulation adaptée au codage à réponse partielle, la figure 7C représente la constellation 81/9 QPR dont les performances en termes de continuité de service sont données dans le document *"Multiresolution broadcast using partial response modulation"* (J. Palicot, C. Roland, K. Berberidis, International Conference on Telecommunications (ICT 2005), May 2005, Capetown, South Africa).

5.3 Description détaillée et implémentation des différentes étapes du procédé de réception selon l'invention.

Comme illustré en figure 8, la réception multiporteuse d'un signal représentatif d'un signal amplifié et transmis selon le procédé de transmission décrit ci-dessus, ledit signal selon l'invention ayant été obtenu à partir d'un signal source comprenant N sous-porteuses, nécessite un traitement particulier qui comprend les étapes suivantes :

- réception (81) dudit signal, dit signal reçu,
- démodulation (82) dudit signal reçu, délivrant un signal reçu démodulé comprenant N sous-porteuses,
- décodage (83) duo-binaire appliqué à chaque sous-porteuse desdites N sous-porteuses dudit signal reçu démodulé, délivrant un signal décodé.

En effet, le procédé de réception comprend des étapes réciproques de celles du procédé de transmission décrit ci-dessus. Plus précisément, le codage duo-binaire par sous-porteuse mis en œuvre à l'émission nécessite une étape réciproque de décodage duo-binaire à la réception.

Ainsi, à la réception, le décodage à réponse partielle permet de détecter les sous-porteuses utiles du signal. Les sous-porteuses vides uniquement dédiées à la réduction du PAPR lors de la transmission OFDM ne sont en effet pas prises en compte lors de la réception du fait de leur orthogonalité avec les sous-porteuses utiles.

La démodulation du signal reçu mettant en œuvre une transformée de Fourier et plus particulièrement une transformée de Fourier rapide (FFT) de taille N (N étant le nombre de sous-porteuses du signal source codé puis amplifié selon l'invention), délivre N sous-porteuses

en parallèle en entrée du décodage à réponse partielle qui est appliqué individuellement à chaque sous-porteuse. De manière, l'étape de décodage met également en œuvre un décodage de Viterbi 830 afin de pallier la dégradation du taux d'erreur introduite par l'application d'un codage duo-binaire à l'émission.

5 Par ailleurs, à la réception, il convient de mettre en œuvre une démodulation 82 de deux voies duo-binaires en quadrature dite démodulation QPRS réciproquement à la modulation QPRS mise en œuvre lors de la transmission.

La figure 9 illustre un dispositif de réception 900 d'un signal selon l'invention tel que décrit précédemment. Selon l'invention, le dispositif de réception d'un signal représentatif
10 d'un signal amplifié et transmis selon le procédé de transmission décrit ci-dessus, ledit signal selon l'invention ayant été obtenu à partir d'un signal source comprenant N sous-porteuses, comprend :

- des moyens de réception (91) dudit signal, dit signal reçu,
- des moyens de démodulation (92) dudit signal reçu, délivrant un signal reçu démodulé
15 comprenant N sous-porteuses,
- un décodeur duo-binaire (93) appliqué à chaque sous-porteuse desdites N sous-porteuses dudit signal reçu démodulé, délivrant un signal décodé.

De manière préférentielle, le décodeur comprend également un module de décodage de Viterbi 930.

REVENDEICATIONS

1. Procédé de transmission multiporteuse d'un signal représentatif d'un signal source comprenant N sous-porteuses, destiné à être amplifié par un amplificateur de puissance puis transmis via un canal de transmission,

5 caractérisé en ce que ledit procédé comprend les étapes suivantes :

- codage à réponse partielle (20) appliqué à chaque sous-porteuse d'au moins une partie desdites N sous-porteuses dudit signal source, créant pour chaque sous-porteuse à laquelle ledit codage à réponse partielle est appliqué un espace spectral vide, correspondant à au moins une sous-porteuse vide, l'ensemble desdites sous-porteuses

10 vides formant une partie codée vide dudit signal source codé,

- génération (21) d'un signal prédéterminé à partir dudit signal source codé, dit signal additionnel ;

- addition (22) à ladite partie codée vide dudit signal source codé, d'une partie spectrale dudit signal additionnel correspondant à ladite partie codée vide dudit signal source codé, de façon à obtenir un signal comprenant $N_t > N$ sous-porteuses et présentant un rapport puissance crête à puissance moyenne inférieur au rapport puissance crête à puissance moyenne dudit signal source, dit signal à enveloppe compacte ;

15

- modulation (23) d'une onde porteuse par ledit signal à enveloppe compacte, délivrant un signal modulé à enveloppe compacte ;

20 - amplification (24) dudit signal modulé à enveloppe compacte, à l'aide d'un amplificateur de puissance, délivrant un signal amplifié ;

- émission (25) dudit signal amplifié.

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit codage à réponse partielle (20) est un codage duo-binaire.

25 3. Procédé selon la revendication 1 ou la revendication 2, caractérisé en ce que ledit procédé comprend également une étape de filtrage numérique (210) de sorte à éliminer la partie dudit signal additionnel qui interfère avec ledit signal source.

4. Procédé selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que ledit codage à réponse partielle (20) délivre dans le domaine fréquentiel:

30 • N sous-porteuses, dites N sous-porteuses utiles, destinées à porter les données dudit signal source, et

• N sous-porteuses, dites N sous-porteuses vides, associées à ladite partie codée vide dudit signal source codé à laquelle ledit signal additionnel est additionné.

5. Procédé selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que ledit codage à

35 réponse partielle (20) délivre :

- N sous-porteuses, dites sous-porteuses utiles, destinées à porter les données dudit signal source, et
- M sous-porteuses, tel que $P < M \leq N$, dites sous-porteuses vides, P correspondant à un nombre de sous-porteuses prédéterminé, lesdites M sous-porteuses vides étant associées à ladite partie codée vide dudit signal source codé à laquelle ledit signal additionnel est additionné.

6. Procédé selon la revendication 5, caractérisé en ce que ladite étape d'addition est mise en œuvre dans le domaine temporel après application d'une transformée de Fourier inverse de taille N+M audit signal additionnel et application d'une transformée de Fourier inverse de taille N audit signal source codé.

7. Procédé selon la revendication 5, caractérisé en ce que ladite étape d'addition est mise en œuvre dans le domaine fréquentiel avant application d'une transformée de Fourier inverse de taille N+M audit signal à enveloppe compacte.

8. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que ladite génération dudit signal additionnel met en œuvre une réduction du rapport puissance crête à puissance moyenne dudit signal source par limitation, ladite limitation consistant à écrêter l'amplitude du signal lorsqu'elle dépasse une valeur prédéterminée.

9. Procédé selon la revendication l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que ladite génération dudit signal additionnel met en œuvre une réduction du rapport puissance crête à puissance moyenne dudit signal source par application d'une méthode géométrique,

ledit signal additionnel $\tilde{c}(t)$ obtenu par ladite méthode géométrique étant défini par l'équation suivante dans le domaine discret :

$$\tilde{c}_n = \begin{cases} 0, & |x_n| \leq A \\ \left(\frac{A}{|x_n|} - 1\right) x_n \cdot e^{j\theta_n}, & |x_n| > A \end{cases}$$

avec :

x_n le signal source,

n représentant l'indice d'un échantillon dans le domaine discret,

A une amplitude maximale dudit signal à enveloppe compacte,

$\theta_n = 2\pi \frac{\Delta f}{B} \frac{n}{N}$, avec : Δf le décalage fréquentiel entre le signal source et le signal additionnel et B la largeur de bande dudit signal source.

10. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que ladite modulation correspond à une modulation à réponse partielle.

11. Procédé selon la revendication 3, caractérisé en ce que lesdites étapes de génération

dudit signal additionnel, de filtrage numérique et d'addition sont itérées au moins une fois.

12. Dispositif de transmission (40) multiporteuse d'un signal représentatif d'un signal source comprenant N sous-porteuses, destiné à être amplifié puis transmis via un canal de transmission, caractérisé en ce que ledit dispositif de transmission comprend :

- 5 - des moyens de codage (41) à réponse partielle appliqué à chaque sous-porteuse d'au moins une partie desdites N sous-porteuses dudit signal source, créant pour chaque sous-porteuse à laquelle ledit codage à réponse partielle est appliqué un espace spectral vide, correspondant à au moins une sous-porteuse vide, l'ensemble desdites sous-porteuses vides formant une partie codée vide dudit signal source codé,
- 10 - des moyens de génération (42) d'un signal prédéterminé à partir dudit signal source codé, dit signal additionnel ;
- des moyens d'addition (43) à ladite partie codée vide dudit signal source codé, d'une partie spectrale dudit signal additionnel correspondant à ladite partie codée vide dudit signal source codé, de façon à obtenir un signal comprenant $N_t > N$ sous-porteuses et
- 15 - présentant un rapport puissance crête à puissance moyenne inférieur au rapport puissance crête à puissance moyenne dudit signal source, dit signal à enveloppe compacte ;
- des moyens de modulation (44) d'une onde porteuse par ledit signal à enveloppe compacte, délivrant un signal modulé à enveloppe compacte ;
- 20 - des moyens d'amplification (45) dudit signal modulé à enveloppe compacte, à l'aide d'un amplificateur de puissance, délivrant un signal amplifié ;
- des moyens d'émission (46) dudit signal amplifié.

13. Signal représentatif d'un signal amplifié transmis selon le procédé de transmission de l'une quelconque des revendications 1 à 11, ledit signal présentant un rapport puissance crête

25 à puissance moyenne inférieur au rapport puissance crête à puissance moyenne d'un signal source comprenant N sous-porteuses à partir duquel ledit signal amplifié a été construit et transmis au moyen des étapes suivantes :

- codage à réponse partielle appliqué à chaque sous-porteuse d'au moins une partie desdites N sous-porteuses dudit signal source, créant pour chaque sous-porteuse à
- 30 laquelle ledit codage à réponse partielle est appliqué un espace spectral vide, correspondant à au moins une sous-porteuse vide, l'ensemble desdites sous-porteuses vides formant une partie codée vide dudit signal source codé,
- génération d'un signal prédéterminé à partir dudit signal source codé, dit signal additionnel ;
- 35 - addition à ladite partie codée vide dudit signal source codé, d'une partie spectrale

dudit signal additionnel correspondant à ladite partie codée vide dudit signal source codé, de façon à obtenir un signal comprenant $N_t > N$ sous-porteuses et présentant un rapport puissance crête à puissance moyenne inférieur au rapport puissance crête à puissance moyenne dudit signal source, dit signal à enveloppe compacte ;

- 5 - modulation d'une onde porteuse par ledit signal à enveloppe compacte, délivrant un signal modulé à enveloppe compacte ;
- amplification dudit signal modulé à enveloppe compacte, à l'aide d'un amplificateur de puissance, délivrant ledit signal amplifié ;
- émission dudit signal amplifié.

10 **14.** Procédé de réception d'un signal correspondant à un signal selon la revendication 13 obtenu à partir d'un signal source comprenant N sous-porteuses, caractérisé en ce que ledit procédé de réception comprend les étapes suivantes :

- réception (81) dudit signal, dit signal reçu,
- démodulation (82) dudit signal reçu, délivrant un signal reçu démodulé comprenant N sous-porteuses,
- 15 - décodage (83) à réponse partielle appliqué à chaque sous-porteuse desdites N sous-porteuses dudit signal reçu démodulé, délivrant un signal décodé.

15. Procédé de réception selon la revendication 14, caractérisé en ce que ladite étape de décodage met également en œuvre un décodage (830) de Viterbi.

20 **16.** Dispositif de réception (900) d'un signal correspondant à un signal selon la revendication 13 obtenu à partir d'un signal source comprenant N sous-porteuses, caractérisé en ce que ledit dispositif de réception comprend :

- des moyens de réception (91) dudit signal, dit signal reçu,
- des moyens de démodulation (92) dudit signal reçu, délivrant un signal reçu démodulé
- 25 comprenant N sous-porteuses, -un décodeur (93) à réponse partielle appliqué à chaque sous-porteuse desdites N sous-porteuses dudit signal reçu démodulé, délivrant un signal décodé.

17. Dispositif de réception selon la revendication 16, caractérisé en ce que ledit décodeur comprend un module de décodage de Viterbi (930).

30 **18.** Produit programme d'ordinateur téléchargeable depuis un réseau de communication et/ou enregistré sur un support lisible par ordinateur et/ou exécutable par un processeur, caractérisé en ce qu'il comprend des instructions de code de programme pour la mise en œuvre du procédé de transmission selon l'une au moins des revendications 1 à 11 ou selon l'une au moins des revendications 14 et 15, lorsqu'il est exécuté sur un ordinateur.

1/5

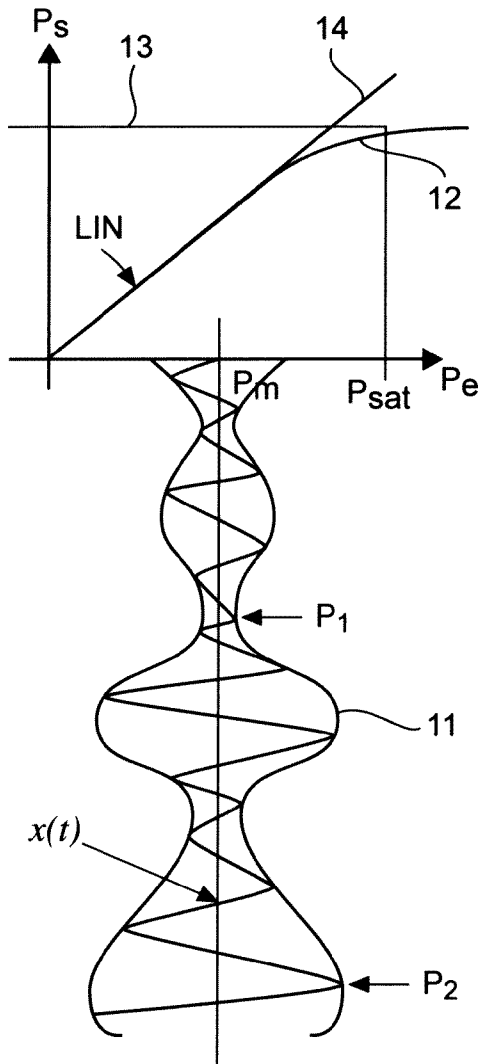


Fig. 1A

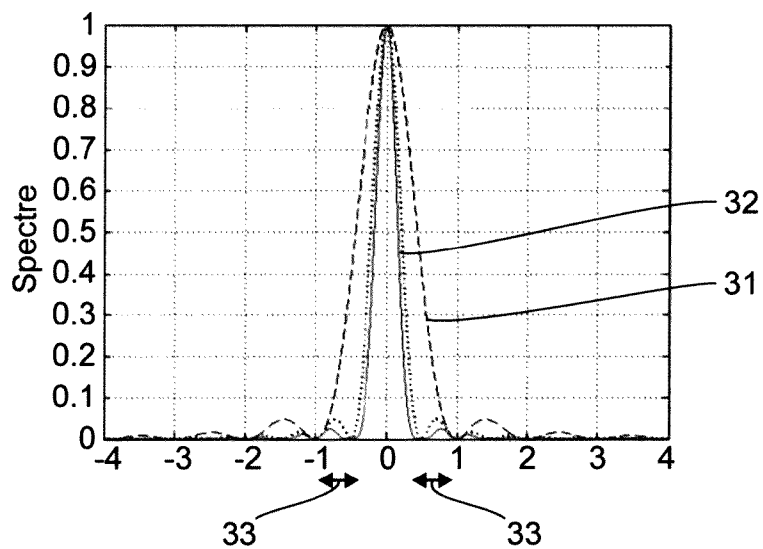


Fig. 3

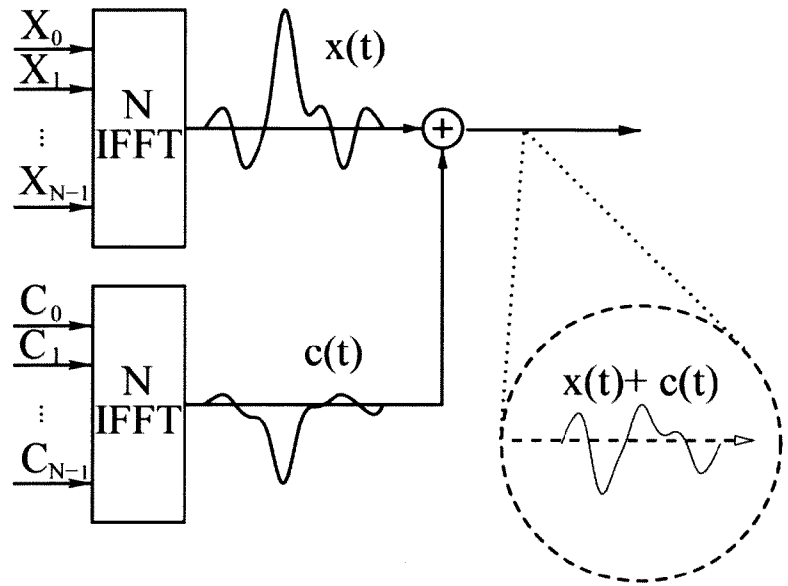


Fig. 1B

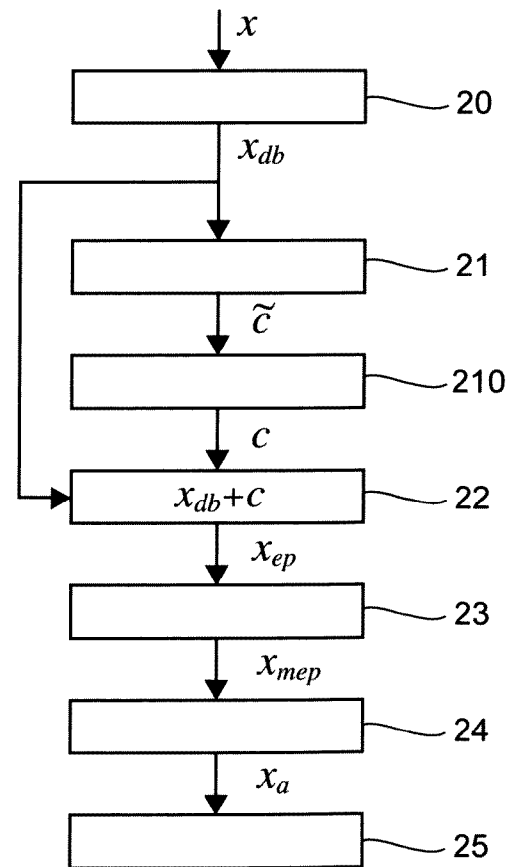


Fig. 2

2/5

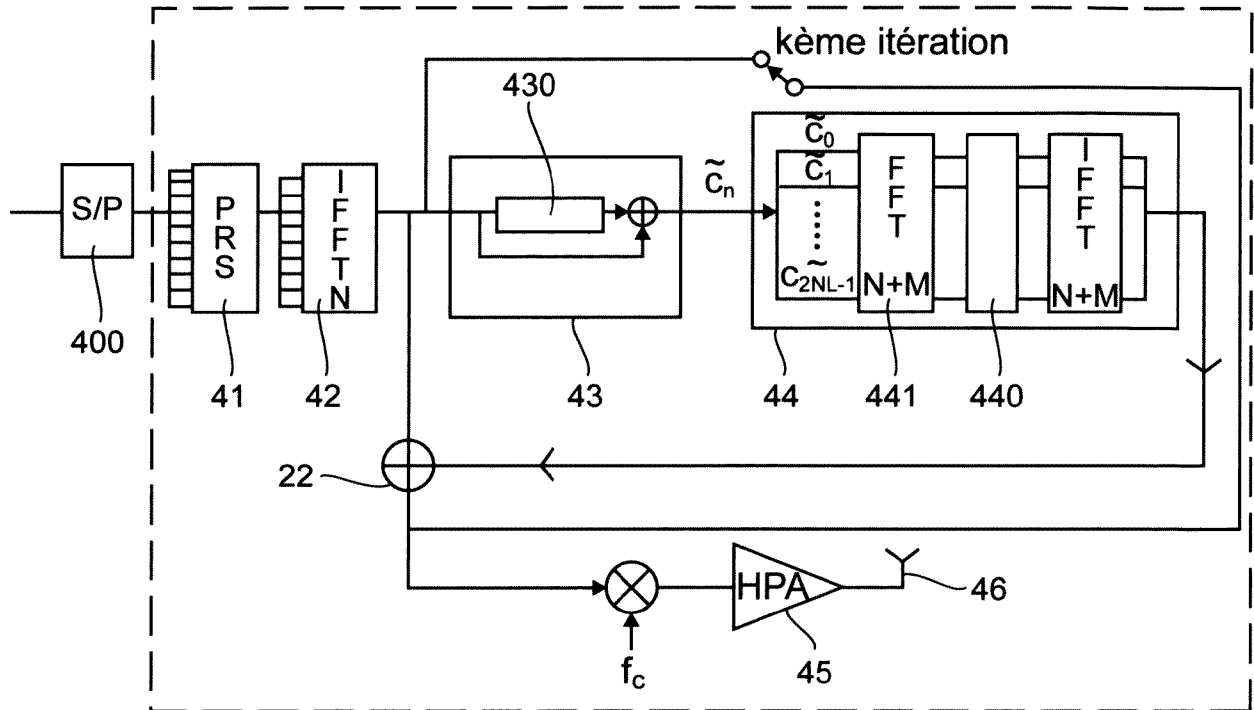


Fig. 4

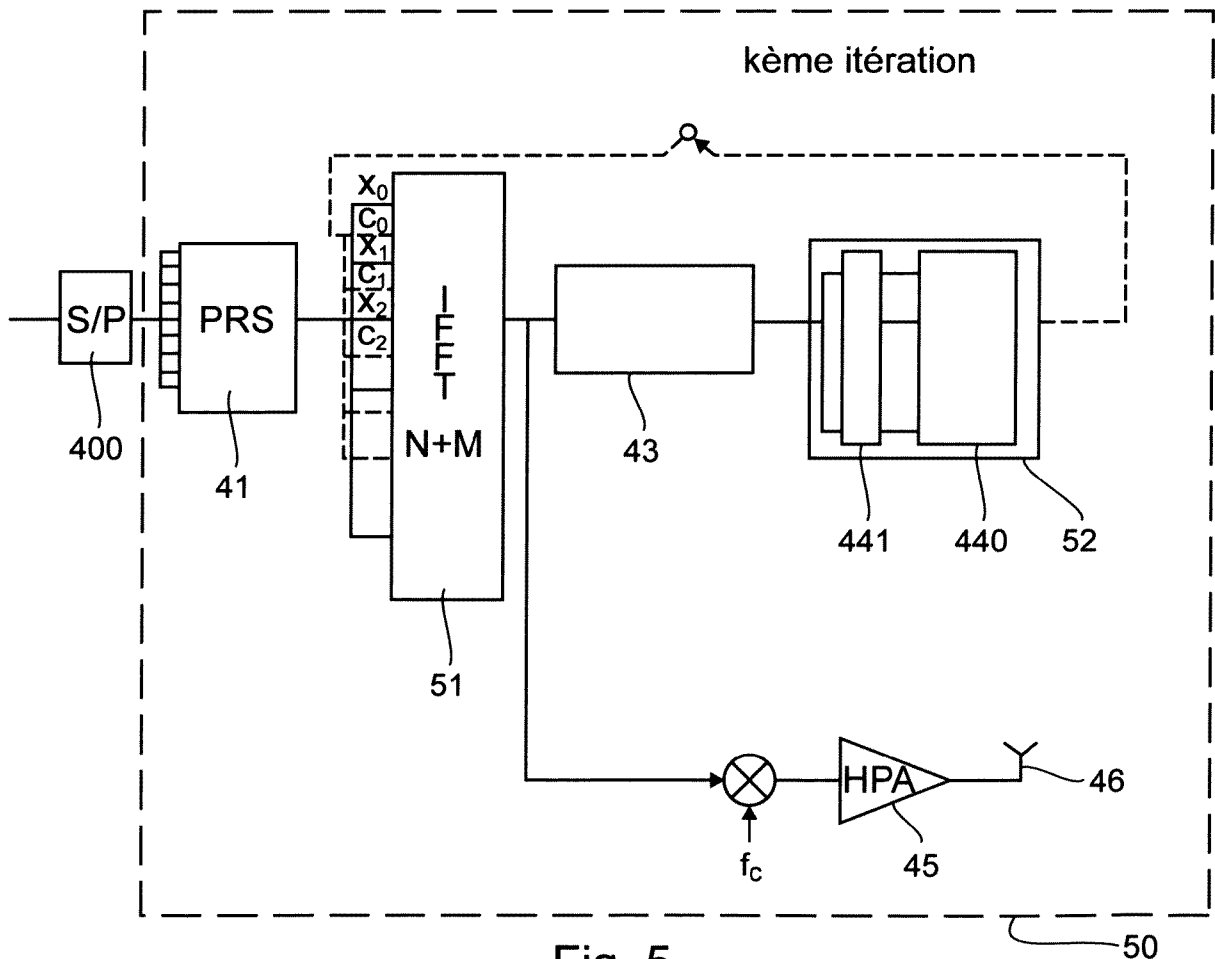


Fig. 5

3/5

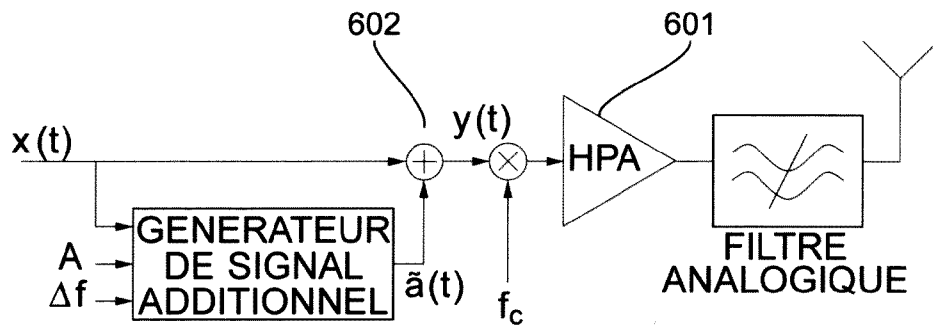


Fig. 6A

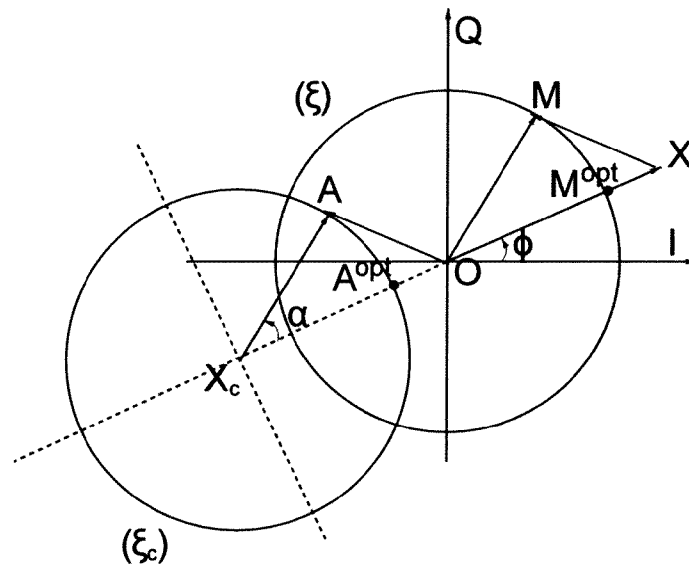


Fig. 6B

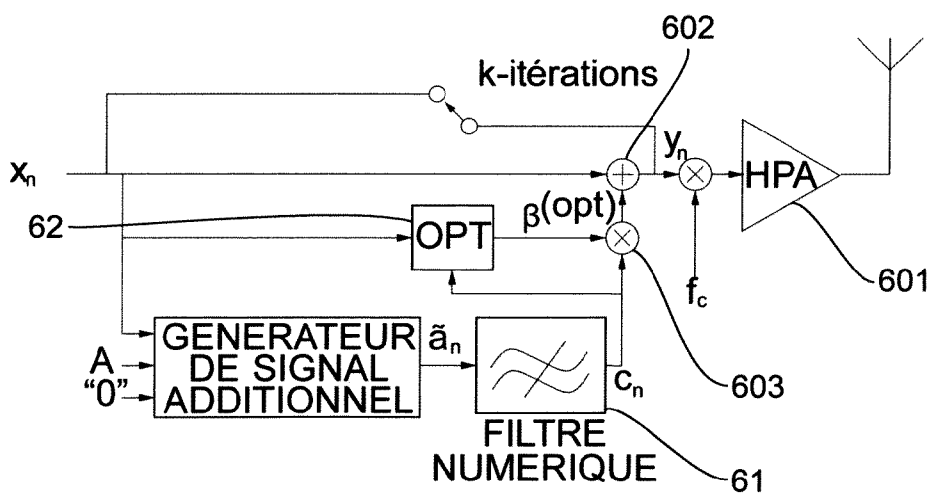
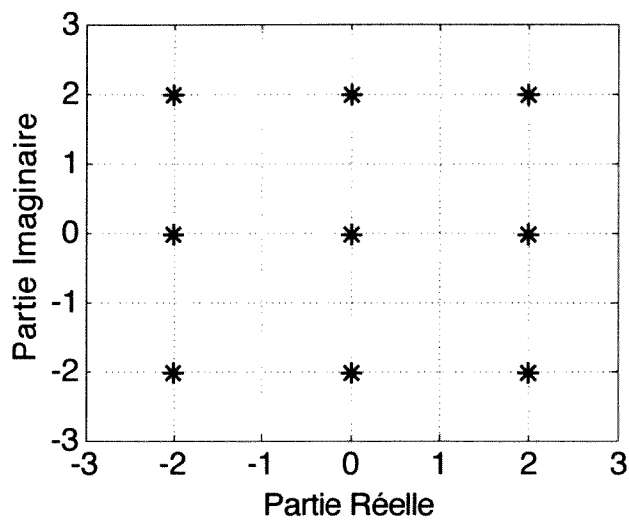
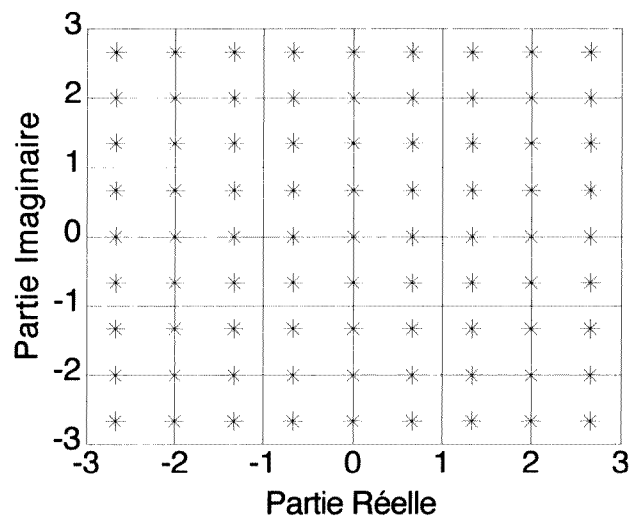
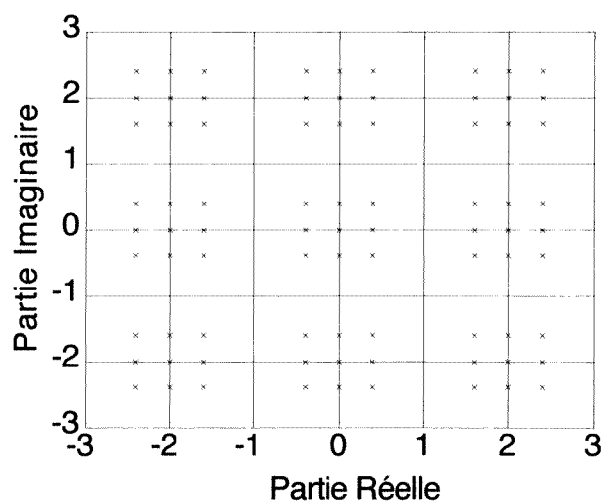
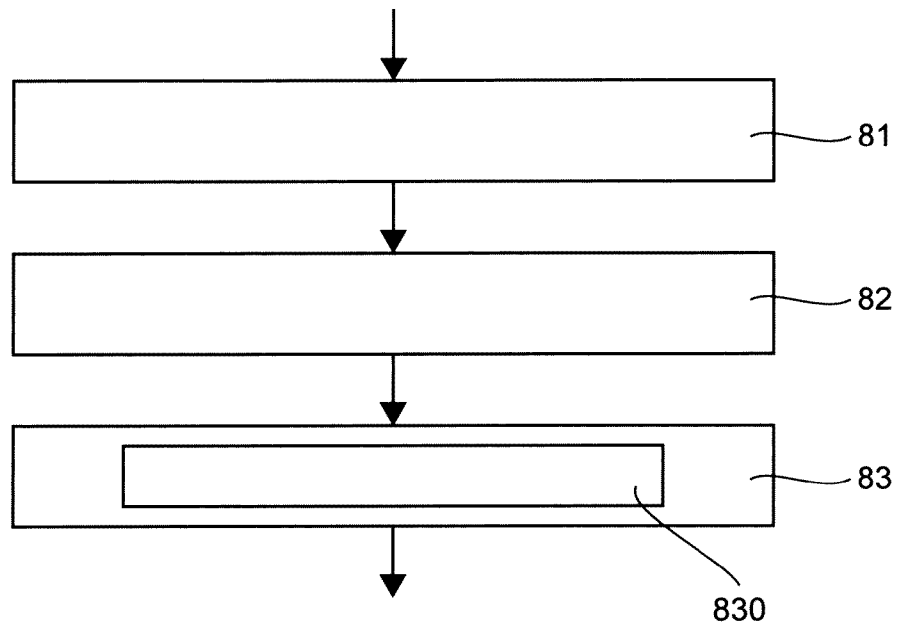
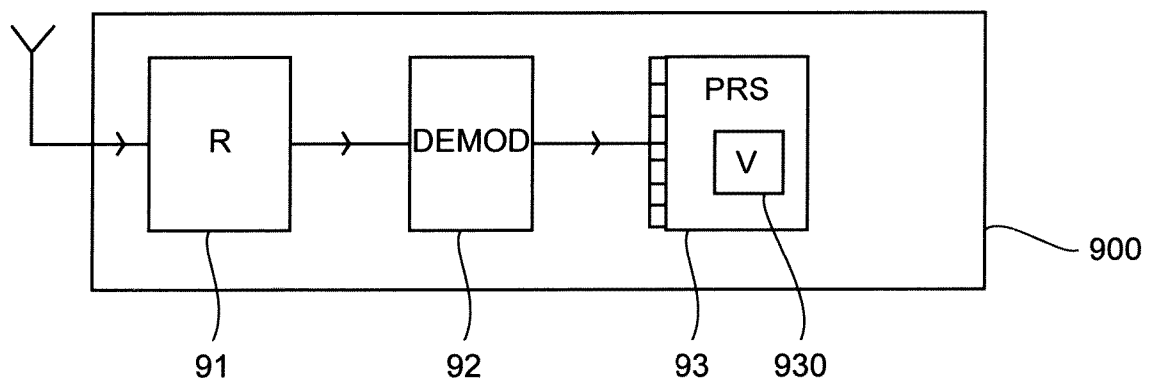


Fig. 6C

4/5**Fig. 7A****Fig. 7B****Fig. 7C**

5/5Fig. 8Fig. 9