

12 **DEMANDE DE BREVET D'INVENTION**

**A1**

22 Date de dépôt : 15.02.18.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 16.08.19 Bulletin 19/33.

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

60 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

○ Demande(s) d'extension :

71 **Demandeur(s)** : THALES — FR, INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE — FR et CENTRE NATIONAL DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE — FR.

72 **Inventeur(s)** : SAHIN SERDAR, CIPRIANO ANTONIO, POUILLIAT CHARLY et BOUCHERET MARIE LAURE.

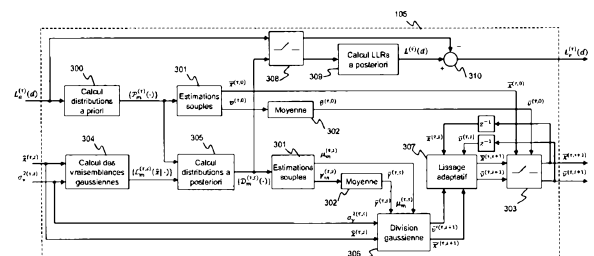
73 **Titulaire(s)** : THALES, INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE, CENTRE NATIONAL DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE.

74 **Mandataire(s)** : MARKS & CLERK FRANCE.

54 **PROCEDE POUR CALCULER UNE ESTIMATION D'UN SIGNAL NUMERIQUE MODULE ET DE SA FIABILITE.**

57 L'invention concerne un procédé pour améliorer le calcul d'estimation des symboles d'un signal modulé et de la fiabilité de l'estimée, comportant au moins les étapes suivantes :

- Une étape de calcul d'estimations souples (301) du signal par une technique de maximum de vraisemblance exacte ou approximée (304), en utilisant les symboles estimés  $x$  du bloc de données courant, les symboles estimés étant caractérisés par une mesure de fiabilité moyenne (302),
- Une étape de division gaussienne (306) du signal estimé par maximum de vraisemblance, supposé blanc, par le signal estimé  $x$  pour générer une estimation souple du signal transmis, l'estimation étant caractérisée par une mesure de fiabilité par bloc de données,
- Une étape de lissage adaptatif (307) sur le signal estimé par la division gaussienne et sur les mesures de fiabilité, pour fournir une estimation  $x$  du signal transmis et une mesure de fiabilité  $v$  associée.



## PROCEDE POUR CALCULER UNE ESTIMATION D'UN SIGNAL NUMERIQUE MODULE ET DE SA FIABILITE

L'invention concerne un procédé pour améliorer le calcul de  
5 l'estimation des symboles d'un signal numérique modulé et de leur fiabilité,  
pour toute tâche qui nécessite une telle estimation. Dans le cadre des  
communications numériques, elle peut être utilisée pour des récepteurs de  
communication sans fil, ou pour des récepteurs de communications filaires.  
Par exemple, l'estimation des symboles présentée ici peut être utilisée pour  
10 dériver une estimation du canal (ou de certains de ses paramètres) entre  
l'émetteur et le récepteur. Elle peut être utilisée pour dériver une estimation  
des paramètres du signal ou du récepteur comme, par exemple, le décalage  
d'horloge, ou l'instant de réception du signal. Elle peut être utilisée aussi pour  
dériver des métriques de qualité du lien, comme par exemple l'information  
15 mutuelle entre les symboles émis et ceux reçus, la fiabilité de l'estimée du  
signal envoyé, le rapport signal sur bruit ou signal sur bruit plus interférence.  
Ces métriques sont utilisées avec différentes finalités, comme l'adaptation du  
lien, par exemple l'adaptation des paramètres d'une chaîne de transmission,  
ou alors à la réception pour optimiser le point de fonctionnement du  
20 récepteur ou d'un ou plusieurs de ses blocs fonctionnels internes, en  
choisissant les bons algorithmiques et les paramétrages les plus adaptés, en  
fonction de la flexibilité du récepteur même.

L'invention concerne aussi un procédé pour supprimer des  
interférences au sein d'un signal reçu sur un récepteur. Elle s'applique  
25 notamment à de l'égalisation avec un récepteur adaptatif de type égaliseur à  
retour de décision ou DFE (Digital Feedback Equalizer) permettant une  
égalisation des symboles reçus.

Le domaine de l'invention est celui des systèmes de  
communications numériques par voie radio et entre autres les émetteurs et  
30 les récepteurs de communications multivoies, c'est-à-dire comprenant  
plusieurs antennes.

L'invention concerne également les systèmes multi-utilisateurs dans lesquels les ressources de communications sont partagées entre plusieurs utilisateurs qui peuvent communiquer simultanément par un partage de bandes fréquentielles ou de créneaux ou slots temporels.

5 Plus généralement, l'invention concerne tous les systèmes de communication multi-utilisateurs dans lesquels de forts niveaux d'interférences sont générés à la fois entre des émetteurs associés à des utilisateurs différents mais également entre les symboles véhiculés par un signal transmis par un utilisateur du fait des perturbations inhérentes au  
10 canal de propagation.

Afin de supprimer ou au moins limiter l'interférence générée sur le signal reçu, il est connu de mettre en œuvre un procédé de suppression d'interférence au sein du récepteur. Cette fonctionnalité a pour but de nettoyer le signal reçu des diverses sources d'interférences avant son  
15 décodage.

Dans ce contexte, l'invention concerne précisément le domaine de la suppression d'interférence dans un contexte multi-utilisateurs dans le cadre des récepteurs itératifs, qui consiste en l'itération des fonctions de suppression d'interférence et de décodage dans l'objectif final d'améliorer le  
20 taux d'erreur bit ou le taux d'erreur paquet sur les symboles décodés.

L'invention trouve entre autres son application dans les systèmes de communication cellulaires tels que le système 3GPP LTE.

L'invention vise également une méthode d'égalisation dans le domaine fréquentiel et qui soit flexible, adaptée à un contexte soit mono-  
25 utilisateur, soit multi-utilisateurs et avec un récepteur mettant en œuvre un traitement soit non-itératif, soit itératif.

Un transfert d'information d'une source à une destination implique la propagation par un canal qui peut être, par exemple, un canal radio, un canal filaire (tel qu'un câble coaxial), etc. Certains moyens de propagation  
30 génèrent une interférence dite inter-symbole sur le signal reçu. Autrement dit, le signal reçu échantillonné à un instant donné, après compensation des

retards de propagation et de traitement, et ayant une synchronisation correcte, ne contient pas seulement le symbole envoyé (éventuellement amplifié et avec une perturbation de phase) plus du bruit, mais un mélange ou combinaison linéaire de symboles envoyés.

5 Il est usuel dans ce cas d'utiliser des algorithmes d'égalisation pour réduire l'effet parasite de l'interférence inter-symbole (ISI). De nombreuses méthodes d'égalisation sont décrites dans l'art antérieur. L'objectif est d'atteindre des performances optimales données par la borne du filtre adapté (qui est une borne inférieure sur le taux d'erreur paquet) tout  
10 en étant facile d'utilisation. Les algorithmes doivent donc avoir une complexité de calcul, une occupation de mémoire et une latence de traitement compatibles, à la fois aux applications qui utilisent les récepteurs en question et aux contraintes des plateformes matérielles sur lesquelles ils sont implémentés. Le problème technique posé est donc de trouver des  
15 algorithmes qui trouvent un bon compromis performances/complexité d'implémentation par rapport aux applications visées.

Il existe plusieurs classes d'égaliseurs : les égaliseurs linéaires, les égaliseurs à retour de décision (DFE ou Decision Feedback Equalizers), les égaliseurs à effacement d'interférences (Interference Cancellation) et les  
20 détecteurs du maximum a posteriori (Maximum A Posteriori – MAP), ou des détecteurs qui estiment une séquence au maximum de vraisemblance (Maximum Likelihood Sequence Estimation – MLSE). Ces égaliseurs peuvent être déclinés en forme itérative. Des récepteurs itératifs particuliers sont les récepteurs dits « turbo », où il existe un échange réitéré  
25 d'information probabiliste extrinsèque entre blocs de traitements, par exemple entre le bloc d'égalisation et le bloc de décodage.

Dans le domaine des égaliseurs itératifs, les égaliseurs de l'état de l'art peuvent se distinguer en fonction du type de signal de retour :

- Retour dur (DFE conventionnel) ou souple à partir du démodulateur  
30 ou du décodeur de canal [13],
- Retour extrinsèque du décodeur de canal [2],

- Retour a posteriori du décodeur de canal [14].

Ces types de récepteurs élémentaires ont été étendus à des cas de signaux soumis à interférences inter-symboles, inter-antennes ou inter-utilisateurs [12].

5 Plus en détail, la structure de l'égaliseur DFE fréquentiel classique a été présentée dans la référence [13] et étendue au cas d'égaliseur fractionnel dans [8]. Ces articles présentent des égaliseurs sans boucle turbo, où le signal de retour est soit de type classique dur, soit souple et calculé avec la probabilité a posteriori sur le signal égalisé. Les égaliseurs de  
10 type fréquentiel ont été ensuite étendus pour prendre en compte un signal de retour calculé à partir de probabilités extrinsèques fournies par le décodeur, il s'agit des égaliseurs de type « turbo », voir par exemple [2]. Dans l'article [14] les auteurs montrent sur un cas de détecteur linéaire pour des systèmes multi-antennaires (on traite ici l'interférence entre antennes) qu'un signal de  
15 retour calculé à partir de probabilités a posteriori fournies par le décodeur peut améliorer les performances du système par rapport à un signal de retour calculé sur les probabilités extrinsèque. Les auteurs de l'article [12] appliquent les retours extrinsèques en provenance du décodeur à un cas de transmissions sans fil multiutilisateurs où les émetteurs sont dotés  
20 d'antennes multiples et appliquent un code espace-temps. Thomas Minka propose dans son rapport technique [3] la propagation d'espérance (Expectation Propagation – EP – en anglais), une technique de l'inférence bayésienne, qui est un algorithme itératif pour l'estimation de densité de probabilité a posteriori. Cette méthode mathématique générique peut être  
25 utilisée pour approximer la solution d'un problème de maximisation de la probabilité a posteriori ou MAP de façon itérative. La propagation d'espérance EP peut aussi être vue comme un algorithme de passage de messages connu sous l'expression anglo-saxonne « message passing », en particulier comme une généralisation de l'algorithme de propagation de croyance (Belief Propagation – BP – en anglais) aux cas de distributions de  
30 probabilité non-catégoriques mais appartenant à la famille exponentielle. En

particulier, ce concept permet d'effectuer un meilleur « message passing » avec des estimateurs à erreur quadratique moyenne minimum (Minimum Mean Square Error – MMSE). Dans le domaine des communications numériques et en particulier des récepteurs turbo, le concept « d'expectation propagation » permet de calculer un type de retour souple différent. En particulier, la référence [6] utilise ce nouveau retour souple dans le cadre d'un récepteur à entrées multiples sorties multiples, (Multiple-Input Multiple-Output – MIMO), ce qui permet de mieux approcher les performances MAP. Dans le cadre de l'égalisation, la référence [15] étudie un signal de retour basé sur le concept de l'EP à partir du démodulateur souple, pour les égaliseurs linéaires par bloc dans le domaine temporel. En couplant ce retour avec le retour extrinsèque en provenance du décodeur, dans une structure avec une double boucle (égaliseur/démodulateur, démodulateur/décodeur), les auteurs obtiennent de bonnes performances.

La référence [16] traite de l'égalisation fréquentielle avec EP dans le cas multi-utilisateurs où les émetteurs mobiles sont équipés d'une seule antenne de transmission. Dans une des approches proposées, le retour EP est calculé sur une distribution Gaussienne coloré, c'est-à-dire, en laissant chaque symbole estimé au démodulateur avoir une mesure de fiabilité propre à lui. Cela contraint le récepteur fréquentiel à avoir une structure très complexe, nécessitant l'inversion d'une matrice pleine à chaque bloc de données. Un récepteur alternatif moins complexe est aussi dérivé, avec une hypothèse de moindres carrés, mais l'égaliseur dévient alors inutilisable dès lors que le canal de propagation présente des zéros spectraux.

Les méthodes connues de l'art antérieur ne permettent pas de prendre en compte un ou plusieurs des problèmes listés ci-après, ou encore conjointement, les aspects suivants :

- La mise en œuvre d'une chaîne de réception numérique itérative qui inclut un récepteur adaptatif à suppression d'interférence qui transforme le canal de propagation en un canal équivalent à bruit additif Gaussien,

- Le récepteur adaptatif à suppression d'interférence est auto-itéré avec un démodulateur qui lui fournit un retour qui est une estimation du signal transmis,
- Le calcul d'un retour de type propagation d'espérance au sein du démodulateur souple, sur une distribution gaussienne blanche, c'est-à-dire où l'ensemble des symboles estimés du bloc de données est caractérisé par une seule mesure de fiabilité,
- L'utilisation d'un procédé de lissage adaptatif sur les symboles estimés par le retour EP, et sur la variance caractérisant la fiabilité ce retour. Ce procédé permet de choisir un compromis entre la robustesse des estimations et la vitesse de convergence du procédé itératif,
- L'utilisation éventuelle d'une technique de protection supplémentaire contre des estimations erronées, en remplaçant le retour EP par un retour a posteriori, suivant la valeur de la fiabilité des estimés EP.

La prise en considération conjointe de ces points permet alors l'utilisation d'un démodulateur souple à retour EP blanchi pour adresser directement les problématiques suivantes (entre autres) :

- La mise en œuvre d'un récepteur traitant l'interférence entre symboles dans le domaine fréquentiel,
- La mise en œuvre d'un récepteur fractionnaire qui traite de l'égalisation fréquentielle du canal avec un facteur de sur-échantillonnage,
- La mise en œuvre d'un récepteur fréquentiel avec recouvrement de blocs de données, où le retour EP est par ailleurs utilisé pour la réduction de l'interférence entre blocs,
- L'utilisation des retours EP au sein d'un détecteur multi-utilisateur et où les utilisateurs peuvent être équipés d'un nombre variable (une ou plusieurs) d'antennes de transmission. Le retour EP blanchi est alors utilisé pour traiter l'interférence entre utilisateurs et l'interférence multi-antennaire, en plus de l'interférence entre symboles.

La suite de la description fait appel aux notations suivantes :

$x$  dénote un scalaire;

$\mathbf{x}$  dénote un vecteur;

$\mathbf{X}$  dénote une matrice;

5  $[\mathbf{x}_i]_{i=1..N}$  est le vecteur contenant les coefficients  $x_i$ ;

$\left[ \mathbf{X}_{i,j} \right]_{\substack{i=1..R \\ j=1..M}}$  est une matrice par bloc qui contient les matrices  $\mathbf{X}_{i,j}$ ;

$\mathbf{x}^T$  est le vecteur transposé de  $\mathbf{x}$  (pareil pour les matrices);

$\mathbf{x}^*$  est le vecteur conjugué de  $\mathbf{x}$  (pareil pour les matrices);

$\mathbf{x}^H$  est le vecteur hermitien, c'est-à-dire le vecteur transposé et conjugué, de

10  $\mathbf{x}$  (pareil pour les matrices);

$\underline{\mathbf{x}}$  dénote la représentation en domaine fréquentielle du vecteur  $\mathbf{x}$  ;

$\underline{\mathbf{X}}$  dénote la représentation en domaine fréquentielle de la matrice  $\mathbf{X}$  ;

$\text{tr}(\mathbf{X})$  est la trace de la matrice  $\mathbf{X}$ ;

$\otimes$  dénote le produit de Kronecker;

15  $\odot$  dénote le produit terme à terme entre deux vecteurs ( $\mathbf{c} = \mathbf{a} \odot \mathbf{b}$  est tel que  $c_n = a_n b_n$ ), aussi appelé produit matriciel de Hadamard, ou produit de Schur ;

$\text{circ}(\mathbf{x})$  est une matrice circulante avec première colonne égale à  $\mathbf{x}$ ;

$\text{diag}(\mathbf{x})$  est une matrice diagonale avec les coefficients  $\mathbf{x}$  sur sa diagonale;

20  $\mathbf{b}$  : vecteur des bits d'information ;

$\mathbf{d}$  : vecteur des bits codés et entrelacés ;

$E_{\mathcal{P}}[x]$  : espérance de  $x$  selon la distribution de probabilités  $\mathcal{P}$ ,  $E_{\mathcal{P}}[x] = \sum_{\alpha \in \mathcal{X}} \alpha \mathcal{P}(\alpha)$  ;

25  $\mathbf{F}_M$  : la matrice de transformée de Fourier de taille  $M \times M$ , l'entrée  $k, l$  de la matrice est  $[\mathbf{F}_M]_{k,l} = \frac{1}{\sqrt{M}} \exp\left(-\frac{2j\pi kl}{M}\right)$ ,  $k = 0, \dots, M-1$  et  $l = 0, \dots, M-1$ .

L'inverse de la matrice de transformée de Fourier coïncide avec sa transposée conjugué :  $\mathbf{F}_M^H$  ;

$\mathbf{I}_N$  : matrice identité de taille  $N \times N$  ;

30  $M$  : taille d'un vecteur de données à égaliser, correspondant aussi à la taille de FFT dans un émetteur de type SC-FDMA ;

$\mathcal{M}_1$  : fonction d'étiquetage binaire d'un symbole de la constellation ;

$N$  : taille de la IFFT dans un émetteur de type SC-FDMA, correspondant au nombre total de sous-porteuses du modulateur/démodulateur. Cela aussi est équivalent au nombre d'échantillons temporels ;

5  $R$  : nombre d'antennes de réception ;

$s$  : identifiant entier de l'auto-itération (entre 0 et  $\mathcal{S}_\tau$ ) ;

$\mathcal{S}_\tau$  : nombre d'auto-itérations du récepteur (nombre entier égal ou supérieur à zéro) pour la  $\tau$ -ième turbo-itération ;

$\tau$  : identifiant entier de la turbo-itération (entre 0 et  $\mathcal{T}$ ) ;

10  $\mathcal{T}$  : nombre de turbo-itérations du récepteur (nombre entier égal ou supérieur à zéro) ;

$T_u$  : nombre d'antenne de transmission de l'utilisateur  $u$  ;

$U$  : nombre d'utilisateurs (notamment d'émetteurs) ;

$\bar{v}$  : fiabilité globale de l'estimation  $\bar{x}$  ;

15  $Var_{\mathcal{P}}[x]$  : variance de  $x$  selon la distribution de probabilité  $\mathcal{P}$ ,  $Var_{\mathcal{P}}[x] = E_{\mathcal{P}}[|x - E_{\mathcal{P}}[x]|^2]$  ;

$\mathcal{X}_u$  : constellation des symboles de l'utilisateur  $u$  ;

$\bar{x}$  : estimation du symbole transmis  $x$  fournie par le démodulateur ;

20  $\hat{x}$  : estimation du symbole transmis  $x$  fournie par le récepteur adaptatif à suppression d'interférence ;

$\underline{\Sigma}_w$  : la matrice de covariance du bruit dans le domaine fréquentiel

25 L'invention concerne un procédé pour améliorer l'estimation des symboles d'un signal modulé et de la fiabilité de l'estimée, le signal comprenant des blocs de données le procédé étant exécuté au niveau d'un processeur et comportant au moins les étapes suivantes :

- Une étape de calcul d'estimations souples du signal par une technique de maximum de vraisemblance exacte ou approximée, en utilisant les symboles estimés  $\hat{x}$  du bloc de données courant, les symboles estimés du bloc étant caractérisés par une mesure de fiabilité moyenne

- Une étape de division gaussienne du signal estimé par maximum de vraisemblance, supposé blanc, par le signal estimé  $\hat{x}$  pour générer une estimation souple du signal transmis, l'estimation étant caractérisée par une mesure de fiabilité par bloc de données,
- 5 • Une étape de lissage adaptatif sur le signal estimé par la division gaussienne et sur les mesures de fiabilités, pour fournir une estimation  $\bar{x}$  du signal transmis et une mesure de fiabilité  $\bar{v}$  associée.

Selon une variante de réalisation, le procédé comporte en plus :

- 10 • Une étape de calcul de distributions a priori du signal transmis à partir d'entrées/sorties souples binaires,
- Une étape de calcul d'estimations souples du signal transmis, par la technique du maximum a posteriori, en utilisant le signal estimé par le maximum de vraisemblance et les distributions a priori calculées à l'étape précédente, ladite estimation est caractérisée par une mesure
- 15 de fiabilité moyenne.

Le procédé peut aussi comporter :

- Une étape de décodage par un décodeur binaire à entrées/sorties souples,
- Une étape d'initialisation du démodulateur souple, en calculant une estimation a priori du signal transmis, ladite estimation étant caractérisée par
- 20 une fiabilité moyenne en amont de l'étape de calcul d'estimations souples du signal transmis.

Selon une variante de réalisation, le procédé comprend en outre une étape de désentrelacement et d'entrelacement des informations souples sur le signal transmis, lors de l'échange itératif entre un démodulateur souple

25 et un décodeur binaire à entrées/sorties souples.

Le procédé est utilisé pour la suppression d'interférence au sein d'un signal issu d'au moins un émetteur reçu sur un récepteur comprenant une ou plusieurs antennes, ledit signal comprenant un ou plusieurs blocs de données et comporte en outre les étapes suivantes :

- 30 • Une étape de calcul des paramètres du récepteur, en utilisant la connaissance du canal,

- Une étape de traitement du signal reçu par un récepteur à suppression d'interférence qui génère une autre estimation  $\hat{x}$  du signal transmis en utilisant une estimation préalable  $\bar{x}$  du signal transmis  $x$  et la connaissance du canal, l'estimation du signal étant effectuée par le récepteur à suppression d'interférence,
- Le calcul de la fiabilité  $\sigma_v^2$  de l'estimation du signal transmis  $\hat{x}$  obtenue par le récepteur à suppression d'interférence, en utilisant les paramètres du récepteur,
- Une étape d'échange itératif des estimations du signal transmis, entre le récepteur à suppression d'interférence et le démodulateur souple,
- Une étape de calcul d'information souple sur les bits du signal transmis, faite à partir du signal démodulé.

Le procédé peut aussi comporter les étapes suivantes :

- Une étape de calcul des paramètres du récepteur adaptatif, en utilisant la connaissance du canal et la fiabilité des retours souples du démodulateur,
- Une étape d'échange itératif des fiabilités des estimations du signal transmis entre le bloc qui calcule les paramètres du récepteur adaptatif et le démodulateur souple.

Selon une variante de réalisation, le procédé pour supprimer l'interférence au niveau d'un signal comporte les étapes suivantes :

- Une étape d'estimation des paramètres du canal entre l'émetteur et le récepteur en utilisant le signal reçu,
- Une étape de calcul des paramètres du récepteur adaptatif ou non, en utilisant l'estimation des paramètres du canal et la fiabilité des retours souples du démodulateur,
- Une étape d'échange itératif des fiabilités des estimations du signal transmis entre le bloc qui calcule les paramètres du récepteur adaptatif et le démodulateur souple.

Le procédé peut comprendre en outre une étape itérative d'estimation des paramètres du canal, en utilisant l'estimation souple du signal transmis et sa fiabilité en provenance du démodulateur souple, conjointement avec le signal reçu.

5 L'étape de traitement du signal reçu par un récepteur à suppression d'interférence et l'étape de calcul de ses paramètres comprennent, par exemple:

- Une étape de conversion du signal reçu dans le domaine fréquentiel,
- Une étape de calcul des paramètres de l'égaliseur dans le domaine  
10 fréquentiel, qui réalise les fonctions du bloc,
- Une étape d'égalisation linéaire à suppression d'interférence dans le domaine fréquentiel, paramétrée selon les sorties obtenues lors du calcul des paramètres de l'égaliseur dans le domaine fréquentiel,
- Une étape de conversion du signal traité dans le domaine temporel,
- 15 • Une étape de conversion dans le domaine fréquentiel de l'estimation souple du signal transmis fournie par le démodulateur souple.

L'étape de traitement du signal reçu par un récepteur à suppression d'interférence et l'étape de calcul de ses paramètres comprennent, par exemple:

- 20 • Une étape de séparation du signal reçu  $y$  en  $P$  segments  $y_p$  de  $N_p$  symboles chacun, avec recouvrement,  $p = 1, \dots, P$ .
- Une étape de conversion de chacun de segments du signal reçu dans le domaine fréquentiel,
- Une étape du calcul des paramètres des  $P$  égaliseurs dans le  
25 domaine fréquentiel, qui réalise les fonctions du bloc,
- Une étape d'égalisation linéaire à suppression d'interférence dans le domaine fréquentiel de chacun des segments, paramétrée selon les sorties obtenues lors du calcul des paramètres des  $P$  égaliseurs dans le domaine fréquentiel,

- Une étape de conversion de chacun des signaux traités dans le domaine temporel, et d'extraction des symboles non recouverts pour obtenir une estimation  $\hat{x}$ ,
- Une étape de conversion dans le domaine fréquentiel de l'estimation  
5 souple du signal transmis fournie par le démodulateur souple.

Le calcul des paramètres des  $P$  égaliseurs dans le domaine fréquentiel peut utiliser la connaissance de la statistique de l'interférence entre segments, estimée à partir de la fiabilité des retours du démodulateur souple.

10 L'interférence résiduelle entre segments est régénérée, par exemple, en utilisant les retours du démodulateur souple, et soustraite de chacun des  $P$  segments  $y_p$ , avant l'étape de conversion dans le domaine fréquentiel.

15 Selon un mode de réalisation l'étape de traitement du signal reçu par un récepteur à suppression d'interférence et l'étape de calcul de ses paramètres comprennent:

- Un sur-échantillonnage du signal reçu avec un facteur de sur-échantillonnage  $\alpha$ ,
- Une étape de conversion en fréquence du signal reçu  
20 suréchantillonné,
- Une étape de calcul du filtre de l'égaliseur dans le domaine fréquentiel suréchantillonné,
- Une étape d'égalisation linéaire à suppression d'interférence dans le domaine fréquentiel suréchantillonné selon la sortie obtenue lors du  
25 calcul des paramètres de l'égaliseur dans le domaine fréquentiel suréchantillonné,
- Une étape de conversion du signal traité dans le domaine temporel, suivi d'un échantillonneur de facteur d'échantillonnage  $\alpha$  égal au facteur de sur-échantillonnage du signal reçu.

- Une étape d'interpolation idéale de l'estimation souple du signal transmis fournie par le démodulateur souple par un facteur de suréchantillonnage  $\alpha$  égal à celui du signal reçu (cela consiste en l'ajout de  $\alpha - 1$  zéros entre deux échantillons), suivi d'une conversion dans le domaine fréquentiel suréchantillonné.

5

Le procédé est utilisé pour supprimer des interférences au sein d'un signal reçu sur un récepteur de type SC-FDMA ou SS-SC-FDMA comprenant une étape de mise en trame utilisant respectivement une modulation SC-FDMA ou SS-SC-FDMA et une étape d'exécution du procédé selon l'invention.

10

Le procédé peut aussi être utilisé pour supprimer des interférences au sein d'un signal reçu sur un récepteur de type SC ou SS-SC comprenant une étape de mise en trame utilisant respectivement une modulation SC ou SS-SC et une étape d'exécution du procédé selon l'invention.

15

L'invention concerne aussi un procédé pour supprimer des interférences au sein d'un signal reçu sur un récepteur de type OFDM ou OFDMA comprenant une étape de mise en trame utilisant respectivement une modulation OFDM ou OFDMA et une étape d'exécution du procédé selon l'invention dans lequel, l'étape de traitement du signal reçu par un récepteur à suppression d'interférence et l'étape de calcul de ses paramètres comprennent:

20

- Une étape de conversion du signal reçu dans le domaine fréquentiel,
- Une étape de calcul des paramètres de l'égaliseur dans le domaine fréquentiel, qui réalise les fonctions du bloc,
- Une étape d'égalisation linéaire à suppression d'interférence dans le domaine fréquentiel, paramétrée selon les sorties obtenues lors du calcul des paramètres de l'égaliseur dans le domaine fréquentiel.

25

Selon une variante, le procédé de suppression d'interférence comprend en outre:

30

- Une étape de génération du signal à l'émetteur selon un code espace-temps par blocs de type Alamouti ou autre code espace-temps par bloc de type orthogonal,
- 5 • Une étape d'estimation des paramètres des canaux entre les antennes de l'émetteur et celles du récepteur,
- Une étape du calcul des paramètres du récepteur dans le domaine fréquentiel, qui prennent en compte la structure du code espace-temps par blocs utilisé,
- 10 • Une étape d'égalisation linéaire à suppression d'interférence dans le domaine fréquentiel en utilisant les filtres obtenus lors du calcul des paramètres des égaliseurs dans le domaine fréquentiel, et qui combine les signaux reçus en entrée selon la méthode associée au code espace-temps par blocs utilisé par l'émetteur.

L'invention concerne aussi un procédé pour supprimer des  
 15 interférences au sein des signaux issus d'un émetteur reçus sur un récepteur, dans un réseau de type MIMO où l'émetteur est doté de plusieurs antennes de transmissions et d'un entrelaceur qui répartit les bits codés sur les antennes disponibles, comprenant une étape d'exécution du procédé selon l'invention comprenant en outre :

- 20 • Une étape de traitement des signaux reçus en provenance des antennes de l'émetteur par un récepteur à suppression d'interférence, qui en utilisant ses paramètres et une estimation préalable des signaux transmis  $\bar{x}_t$  par les antennes d'émission  $t = 1, \dots, T_1$ , génère une autre estimation des signaux émis  $\hat{x}_t$ ,
- 25 • Une étape du calcul des paramètres du récepteur qui prend en compte la présence de plusieurs antennes d'émission et les estimations des paramètres des canaux entre les antennes de l'émetteur et du récepteur,
- Une étape de démodulation souple où l'estimation du signal de  
 30 chaque antenne d'émission est traitée indépendamment.

L'invention concerne aussi un procédé pour supprimer des interférences au sein des signaux issus de plusieurs émetteurs reçus sur un récepteur, dans un réseau de type MU-MIMO où les émetteurs sont dotés d'une ou plusieurs antennes de transmissions et d'un entrelaceur qui répartit les bits codés sur les antennes disponibles, comprenant une étape d'exécution du procédé selon l'invention comprenant:

- Une étape de traitement des signaux reçus en provenance des émetteurs par un récepteur à suppression d'interférence, qui en utilisant ses paramètres et une estimation préalable des signaux transmis  $\bar{x}_{t,u}$  par les antennes d'émission  $t = 1, \dots, T_u$  des utilisateurs  $1, \dots, U$ , génère une autre estimation des signaux émis  $\hat{x}_{t,u}$ ,
- Une étape du calcul des paramètres du récepteur qui prend en compte la présence de plusieurs utilisateurs, éventuellement avec plusieurs antennes d'émission, et d'éventuelles estimations des paramètres des canaux entre les antennes des émetteurs et du récepteur,
- Une étape de démodulation souple où l'estimation du signal de chaque antenne d'émission de chaque utilisateur est traitée indépendamment,
- Une étape d'ordonnancement des utilisateurs à décoder selon un critère basé sur la puissance des signaux reçus, ou selon une métrique dérivée de la puissance des signaux reçus et de la fiabilité de leurs constellations, ou encore selon une métrique basée sur les écarts de puissances et fiabilité entre couples d'utilisateurs.

L'invention concerne aussi un récepteur comportant au moins une antenne pour recevoir un signal émis par au moins un émetteur et un processeur configuré pour exécuter le procédé d'amélioration de calcul des symboles et leurs fiabilités, lesdits symboles étant utilisés pour la modulation d'un signal selon les étapes du procédé de l'invention.

Le récepteur peut comporter un démodulateur souple comprenant au moins les éléments suivants :

- Un module de calcul des distributions a priori,
- Un premier module d'estimations souples, ayant une sortie  
5 reliée à un module de calcul de distributions a posteriori,
- Un module de calcul des vraisemblances gaussiennes ayant une sortie reliée au module de calcul de distributions a posteriori, dont la sortie est reliée à un deuxième module d'estimations souples,
- Le deuxième module d'estimations souples transmet ses  
10 résultats directement à un module de division gaussienne et à un dispositif effectuant une moyenne dont la sortie est reliée au module de division gaussienne,
- Le module de division gaussienne est relié à un lissage adaptatif fournissant les valeurs des symboles estimées ainsi que leurs  
15 variances.

D'autres caractéristiques et avantages de la présente invention apparaîtront mieux à la lecture de la description d'exemples de réalisation donnés à titre illustratif et non limitatif annexée des figures qui représentent :

- Figure 1, une vue du système mono-utilisateur avec émetteur et  
20 récepteur utilisant une seule antenne, SISO,
- Figure 2, un schéma-bloc avec une vue fonctionnelle d'un émetteur mono-antennaire,
- Figure 3, un schéma de la structure d'un turbo DFE dans le cas SISO, pour un système SC-FDMA,
- Figure 4, une structure d'égaliseur linéaire à suppression  
25 d'interférence,
- Figure 5, une structure du démodulateur souple,
- Figure 6 et figure 7 des courbes de performances obtenues dans le cas SISO,
- Figure 8, un schéma généralisant le récepteur turbo DFE à des  
30 modulations quelconques,

- Figure 9, une vue du système multi-utilisateurs,
- Figure 10, une vue d'un système multi-utilisateurs MIMO,
- Figure 11, un schéma bloc fonctionnel pour un émetteur multi-antennaire,
- 5 • Figure 12, un schéma de structure d'un turbo DFE dans le cas MU-MIMO, pour un système SC-FDMA,
- Figure 13, un démodulateur souple pour le cas MU-MIMO,
- Figure 14, le filtrage et le procédé de suppression des interférences dans le cas MU-MIMO, et
- 10 • Figure 15, un détail d'un bloc pour le démodulateur souple.

La technique de turbo égalisation consiste en l'itération entre la fonction d'égalisation, de démodulation souple (ici appelé aussi demapper ou demapping souple) et de décodage, généralement avec la finalité d'améliorer le taux d'erreur bit (Bit Error Rate – BER) ou le taux d'erreur paquet (Packet Error Rate – PER) tout en maîtrisant la complexité du récepteur.

Afin de bien faire comprendre l'invention, la première variante de réalisation est donnée, à titre d'exemple non limitatif, dans le cas d'un système simple entrée simple sortie ou SISO (Single Input Single Output) illustré à la figure 1. Le système est constitué d'un émetteur 10 et d'un récepteur 20 tous les deux équipés d'une seule antenne à l'émission et à la réception.

L'émetteur mono-antennaire générique 10 pour l'application SISO est représenté en figure 2. L'émetteur 10 prend en entrée des bits d'information,  $\mathbf{b}$ , les bits sont codés dans un codeur 11 avec un codeur correcteur d'erreur qui peut être un code convolutif, un turbo-code, ou un code à contrôle de parité à faible densité (Low-Density Parity-Check – LDPC) ou tout autre code pour lequel il existe un algorithme de décodage qui donne des informations souples. Les bits codés sont entrelacés avec un entrelaceur 12. Les bits entrelacés sont ensuite modulés par un modulateur 13. Le modulateur 13 fournit en sortie des symboles tirés d'une constellation  $\mathcal{X}$ . Les symboles modulés sont transmis à un bloc de mise en trame 14 qui organise

les données par blocs dans une trame et qui peut aussi insérer des séquences pilotes qui serviront, par exemple au récepteur, pour l'estimation du canal. Les séquences pilotes sont générées par un générateur de séquences pilotes 15. De plus, le bloc de mise en trame 14 implémente une méthode de périodisation partielle des blocs de données qui permet, à la réception, d'implémenter un égaliseur dans le domaine fréquentiel. Le signal mis en trame est transmis vers une chaîne radio fréquence RF, 16, pour émission par une antenne  $A_e$ .

Le bloc de mise en trame 14 peut utiliser une modulation à multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (Orthogonal Frequency Division Multiplexing –OFDM) avec un total de  $N$  sous-porteuses dont  $M$  sous-porteuses utilisées avec un préfixe cyclique (Cyclic Prefix – CP) et éventuellement un suffixe cyclique (Cyclic Suffix – CS). Le bloc de mise en trame peut aussi mettre en place une modulation OFDM à accès multiple, appelée dans la littérature OFDMA. Le bloc de mise en trame peut aussi mettre en place une modulation mono-porteuse à accès multiple par répartition en fréquence Single Carrier-Frequency Division Multiple Access (SC-FDMA), avec  $M$  le nombre de sous-porteuses utilisées pour le précodage avec une transformée de Fourier discrète (Discrete Fourier Transform – DFT). Ici aussi le CP et éventuellement le CS sont utilisés. Dans ce cadre, si  $N = M$ , l'émetteur implémente un signal mono-porteuse (Single Carrier – SC).

Les CP et CS peuvent être substitués par une séquence constante (par exemple des zéros, ou des séquences pilotes) ou évoluant d'une trame à l'autre (par exemple par un procédé pseudo-aléatoire connu des utilisateurs), ce qui permet d'obtenir encore un signal avec la bonne propriété de périodicité partielle sur les blocs de données étendus avec l'une de ces séquences. Il est aussi possible de considérer l'utilisation d'une modulation monoporteuse avec une mise-en-forme spectrale (Spectrally Shaped - Single Carrier – SS-SC) ou une modulation mono-porteuse avec une mise-en-forme spectrale à accès multiple par répartition en fréquence

(Spectrally Shaped - Single Carrier - Frequency Division Multiple Access – SS-SC-FDMA), où le signal pourrait être filtré en temps, ou en fréquence, par un filtre de mise-en-forme, après l'ajout des CP/CS.

Sans sortir du cadre de l'invention, il est possible d'utiliser des  
 5 constellations ayant une propriété de non-circularité (appelée aussi  
 impropreté dans la littérature [1]. La non-circularité s'exprime formellement  
 par le fait que si  $x(n)$  est un symbole aléatoire de la constellation émis au  
 temps  $n$ , alors l'espérance du symbole au carré est différente de zéro  
 $E[x^2(n)] \neq 0$ . La quantité  $E[x^2(n)]$  est appelée aussi pseudo-covariance dans  
 10 la littérature. Cette propriété s'étend aux signaux échantillonnés ou continus  
 aussi. L'invention s'applique donc à des émetteurs utilisant des constellations  
 complexes comme la modulation d'amplitude en quadrature (Quadrature  
 Amplitude Modulation – QAM), la modulation par changement de phase ou  
 Phase Shift Keying (PSK), la modulation par changement de phase et  
 15 d'amplitude (Amplitude Phase Shift Keying – APSK) ; des constellations  
 réelles, comme la modulation par changement de phase binaire ou « Binary  
 Phase Shift Keying » (BPSK), ou les modulations en amplitude d'impulsion  
 (Pulse Amplitude Modulation – PAM). La technique peut être appliquée aussi  
 à des constellations tournées périodiquement comme la  $\pi/2$ -BPSK, où sur  
 20 les symboles pairs on utilise une constellation BPSK classique  $\{+1, -1\}$  et sur  
 les symboles impairs on utilise une constellation tournée de  $\pi/2$  radians  $\{+j, -j\}$ ,  
 et plus généralement les constellations  $\pi/M$ -MPSK, où la rotation  
 périodique est de  $\pi/M$  radians. Il est aussi possible d'appliquer la technique  
 décrite ici à des constellations appelées quasi-rectilignes, c'est-à-dire des  
 25 constellations dont les symboles peuvent être obtenus par filtrage complexe  
 d'un signal décrit par les symboles d'une constellation réelle. Des exemples  
 sont la modulation par déplacement de fréquence minimum (Minimum Shift  
 Keying – MSK), la modulation par déplacement de fréquence minimum  
 gaussien (Gaussian Minimum Shift Keying – GMSK), les modulations de  
 30 phase continues (Continuous Phase Modulation – CPM) avec alphabet

binaire ou la modulation d'amplitude en quadrature décalée en quadrature (Offset Quadrature Amplitude Modulation – OQAM).

La figure 3 illustre un schéma fonctionnel du récepteur 20 dans le cas où le signal émis est obtenu avec une technique SC-FDMA avec préfixe CP. On suppose ici que le signal de l'émetteur est synchronisé au récepteur avec une précision adéquate (i.e. inférieure à la durée du CP, si ce dernier est présent) et qu'un algorithme de synchronisation a fourni l'instant de synchronisation au récepteur. Le signal fourni en entrée au bloc 101 est donc déjà synchronisé en temps et fréquence et à la bonne fréquence d'échantillonnage. Si dans la figure 3 on suppose qu'à l'émission un signal SS-SC-FDMA a été utilisé, et que le signal en entrée du bloc 101 a été aussi filtré par un filtre de mise en forme adapté à celui utilisé à l'émission (selon les méthodes connues par l'homme du métier), alors le récepteur peut être utilisé pour recevoir un signal de type SS-SC-FDMA. Dans la figure 3, si le bloc de dé-allocation des sous-porteuses 103 coïncide avec l'identité (c'est-à-dire s'il est transparent) et  $M = N$ , ce récepteur peut être utilisé dans un système SC avec CP. Dans ce même cas (bloc 103 supprimé et  $M = N$ ), si le signal émis est un signal SS-SC et si le signal en entrée du bloc 101 a été aussi filtré par un filtre de mise en forme adapté à celui utilisé à l'émission (selon les méthodes connues par l'homme du métier), alors le récepteur peut être utilisé pour recevoir un signal de type SS-SC. Pour les deux derniers cas de signaux émis de type SC et SS-SC, si dans la figure 3 le bloc « suppression CP » est substitué par un bloc « Extraction du bloc de traitement » qui extrait les séquences connues (par exemple pour les utiliser pour estimer le canal) et les blocs de données à traiter, alors le récepteur peut recevoir des signaux SC et SS-SC avec des séquences pilotes connues à la place des CP et CS. De plus, si dans la figure 3 les blocs 109 et 107 sont supprimés (ou équivalentement s'ils implémentent la transformation identité), alors le récepteur est adapté à recevoir un signal de type OFDM ou OFDMA.

Le récepteur selon l'invention contient deux boucles de rétroaction. La première boucle est positionnée entre l'égaliseur DFE 108 et le démodulateur souple SISO 105. Dans la suite, le parcours de cette boucle est appelé « auto-itération » et un égaliseur qui utilise cette boucle est un « égaliseur auto-itéré ». La deuxième boucle se situe entre le démodulateur souple SISO 105 et le décodeur bloc « décodage » 111. Dans la suite, le parcours de cette boucle est désigné sous l'expression « turbo-itération » et un égaliseur qui utilise cette boucle est un « égaliseur turbo-itéré » ou un « turbo-égaliseur ».

Le récepteur 20 effectue un nombre  $\mathcal{T} \geq 0$  de turbo-itérations. Pour chaque turbo-itération donnée  $\tau = 0, \dots, \mathcal{T}$ , le récepteur effectue un nombre  $\mathcal{S}_\tau \geq 0$  d'auto-itérations. Il est possible de configurer le récepteur avec la suite  $\{\mathcal{T}, \mathcal{S}_0, \dots, \mathcal{S}_\mathcal{T}\}$ , soit au début de la réception du signal, soit dynamiquement pendant le traitement du signal ; les détails seront donnés plus loin dans la description. Par exemple prenons  $\{\mathcal{T} = 3, \mathcal{S}_0 = 5, \mathcal{S}_1 = 3, \mathcal{S}_2 = 1, \mathcal{S}_3 = 1\}$ , cela veut dire que le récepteur effectue cinq auto-itérations lorsque  $\tau = 0$  (sans avoir encore décodé le signal), trois auto-itérations quand  $\tau = 1$  c'est-à-dire à la première turbo itération (après le premier passage dans le décodeur), et une auto-itération quand  $\tau = 2$  ou 3, i.e., à la deuxième et troisième turbo itération. Les nombres d'auto-itérations ou de turbo-itérations règlent le compromis entre performances, complexité de calcul et mémoire nécessaire, au sein du récepteur.

Dans la suite de la description, les paramètres en entrée ou en sortie du turbo égaliseur, du calcul égaliseur et les paramètres du démodulateur souple, et du décodeur souple, à l'exception des observations initiales et estimations initiales  $\mathbf{y}$ ,  $\mathbf{H}$ ,  $\underline{\Sigma}_w$ , dépendent de l'identifiant de la turbo-itération courante  $\tau = 0, \dots, \mathcal{T}$  et éventuellement de l'identifiant de l'auto-itération courante  $s = 0, \dots, \mathcal{S}_\tau$ . Par exemple, le filtre égaliseur  $f^{(\tau,s)}$  indique le filtre utilisé à la turbo-itération  $\tau$  et à l'auto-itération  $s$ . Ceci-dit, dans la suite, pour simplifier la notation, l'apex ne sera pas

explicité, et nous nous référerons implicitement à la turbo-itération et auto-itération courante.

De plus, il convient d'initialiser les blocs au début du traitement de réception et au début de chaque turbo-itération, donc pour chaque  $\tau =$   
 5  $0, \dots, \mathcal{T}$ .

Dans cet exemple, la description est donnée pour un cas SC-FDMA, en sachant que les adaptations pour les autres cas cités précédemment peuvent être déduites par un homme du métier.

Après avoir extrait les blocs de données en provenance de  
 10 l'antenne de réception  $A_r$  du récepteur, à travers la suppression du CP dans le cas des systèmes SC avec CP ou du SC-FDMA, 101, les blocs de données passent à travers une transformation de Fourier rapide 102 (Fast Fourier Transform – FFT) de taille  $N$  (passage dans le domaine fréquentiel). Le signal en sortie de la FFT passe ensuite dans un bloc « De-alloc sous-p »  
 15 103 qui permet d'accéder aux  $M$  ressources fréquentielles (sous-porteuses) parmi  $N$ , à travers lesquelles le signal a été transmis. Ce bloc sélectionne seulement les sous-porteuses sur lesquelles le signal a été transmis (dé-allocation des sous-porteuses), et en sortie de ce dernier bloc de dé-allocation 103 le signal est représenté par un vecteur  $\underline{y}$  de taille  $M$ ,  
 20 regroupant les sous-porteuses utilisés.

En parallèle, les séquences pilotes sont extraites des signaux provenant de l'antenne de réception  $A_r$  et envoyées dans le bloc « Estimation des canaux et de la variance du bruit » 104. Elles sont utilisées pour calculer une estimation de la réponse fréquentielle du canal entre l'émetteur et le  
 25 récepteur, sur les  $M$  sous-porteuses d'intérêts (celles utilisées par l'utilisateur pour envoyer l'information). La réponse fréquentielle du canal entre l'émetteur et le récepteur est organisée dans un vecteur  $\underline{h}$  de taille  $M$ , ou de façon équivalente, dans une matrice diagonale  $\underline{H} = \text{diag}(\underline{h})$  de taille  $M \times M$ . Le bloc « Estimation des canaux et de la variance du bruit » 104 fournit aussi  
 30 une estimation de la variance du bruit. Ce bruit contient la contribution du bruit thermique sur l'antenne de réception  $A_r$  et d'éventuelles interférences

dues à plusieurs effets parasites en provenance soit de traitements numériques, soit d'autres signaux extérieurs. Le bloc « Estimation des canaux et de la variance du bruit » fournit la matrice de covariance du bruit dans le domaine fréquentiel  $\underline{\Sigma}_w$ . Typiquement, on a une estimation de canal et de covariance du bruit par bloc de données.

Les traitements de la partie du récepteur où il y a la présence des deux boucles précitées sont alors activés.

Au tout premier passage ( $\tau = 0$ ), ou à chaque début de turbo-itération ( $\tau = 1, \dots, \mathcal{T}$ , si  $\mathcal{T} > 0$ ), le bloc 105, démodulateur souple SISO, est activé pour une phase d'initialisation. Par convention cette phase est associée à l'indice d'auto-itération  $s = -1$ . Dans cette phase d'initialisation, le bloc 105 effectue plusieurs opérations : a) il vide ses registres internes ; b) il met à zéro les entrées du vecteur d'entrée  $\hat{x}$  (signal égalisé) ; c) il pose  $\sigma_v^2 = +\infty$  (ou autre valeur faisant office de l'infini). Puis le démodulateur souple SISO 105 regarde s'il y a une entrée d'information a priori en provenance du décodeur et plus précisément du bloc entrelaceur 112. Ensuite, il génère une l'estimation souple  $\bar{x}$  et sa fiabilité correspondante  $\bar{v}$ . La sortie vers le bloc désentrelaceur 110, n'est pas calculée pendant la phase d'initialisation. A la toute première activation de la phase d'initialisation ( $\tau = 0$ ) l'information a priori en provenance du bloc entrelaceur 112 correspond par convention à un vecteur de zéros. Ainsi, l'estimation souple  $\bar{x}$  sera un vecteur nul et  $\bar{v} = \sigma_x^2$ , où  $\sigma_x^2$  est l'énergie moyenne des symboles des constellations d'origine de l'utilisateur.

L'estimation du canal  $\underline{H}$  et l'estimation de la matrice de covariance du bruit sont ensuite transmises au bloc « calcul des paramètres de l'égaliseur » 106. Ce bloc prend aussi en entrée la quantité  $\bar{v}$  en provenance du demapping souple qui mesure la fiabilité moyenne des symboles envoyés par l'utilisateur à l'intérieur du bloc de données qui est en cours de traitement (la moyenne est donc sur la longueur de bloc  $M$  dans le cas de l'exemple). Dans le cas plus général, avec  $s > 0$ , le bloc de « calcul des paramètres de l'égaliseur »

106 fournit en sortie à chaque auto-itération les coefficients de l'égaliseur  $\underline{f}$  de taille  $M$  dans le domaine fréquentiel, qui est en général un turbo-égaliseur linéaire MMSE auto-itéré avec retour EP. Dans tous les cas, le bloc de calcul 106 fournit en sortie aussi une estimation du bruit après égalisation  $\sigma_v^2$ , pour  
 5 chaque bloc de données, calculée sous l'hypothèse de bruit gaussien et modèle additif  $\hat{x} = x + v$ . Ces deux sorties (filtre en domaine fréquentiel et variance du bruit résiduel) sont calculées de la façon suivante :

$$\bar{s} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{|h_m|^2}{\sigma_{w_m}^2 + \bar{v}|h_m|^2}, \quad (1)$$

$$\underline{f}_m = \frac{1}{\bar{s}} \frac{h_m}{\sigma_{w_m}^2 + \bar{v}|h_m|^2}, \quad m = 0, \dots, M - 1, \quad (2)$$

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{\bar{s}} - \bar{v}, \quad (3)$$

où  $\bar{s}$  est le biais de l'égaliseur fréquentiel MMSE et  $\sigma_{w_m}^2$  pour  $m = 0, \dots, M - 1$  sont les covariances sur la diagonale de la matrice  $\underline{\Sigma}_w$  (il n'est donc pas  
 10 nécessaire d'estimer les entrées de cette matrice hors de la diagonale principale).  $\underline{f}_m$  sont les coefficients du filtre  $\underline{f}$ .

Le vecteur de signal reçu  $\underline{y}$  de taille  $M$  est passé dans le bloc « égaliseur linéaire à suppression d'interférence » 108 qui prend en entrée aussi les coefficients du filtre de l'égaliseur  $\underline{f}$ , la réponse fréquentielle du  
 15 canal  $\underline{H}$  et le vecteur de taille  $M$  d'estimations souples des symboles émis dans le domaine fréquentiel  $\underline{\bar{x}}$ , qui est généré par le bloc de FFT normalisée de taille  $M$  107 à partir du vecteur de taille  $M$  d'estimations souples dans le domaine temporel  $\bar{x}$ , en provenance du démodulateur souple SISO 105. La fiabilité globale de cette estimation est représentée par la valeur  $\bar{v}$ , plus elle  
 20 est proche de zéro plus la fiabilité est grande ( $\bar{v}$  est une variance). Le bloc égaliseur linéaire à suppression d'interférence 108 réalise la suppression d'interférence (Interference Cancellation – IC) pour l'ISI, dans ce cas SISO. Le bloc égaliseur linéaire à suppression d'interférence 108 produit un vecteur

de taille  $M$   $\hat{\underline{x}}$  qui représente une estimation des symboles dans le domaine fréquentiel.

Le vecteur  $\hat{\underline{x}}$  est ensuite repassé dans le domaine temporel à travers une IFFT 109 normalisée de taille  $M$ , pour obtenir le vecteur  $\hat{\underline{x}}$  du signal temporel égalisé, qui est envoyé au démodulateur souple SISO 105. A partir de  $\hat{\underline{x}}$ , de la variance du bruit après égalisation  $\sigma_v^2$  et des informations souples a priori, par exemple sous la forme de métriques en rapport de vraisemblance logarithmique (Log-Likelihood Ratio – LLRs)  $L_a$  en provenance du décodeur, le démodulateur souple produit des informations souples pour chaque bit du signal d'entrée, par exemple sous la forme de LLR extrinsèques  $L_e$ . Ce démodulateur prend des formes différentes selon la statistique du signal après égalisation : si la constellation de départ est réelle on peut utiliser un démodulateur pour des statistiques gaussiennes complexes symétriques, autrement un démodulateur pour des statistiques gaussiennes avec pseudo-covariance non nulle est plus adapté.

Les métriques souples sont ensuite désentrelacées par le bloc désentrelaceur 110 qui est le bloc inverse du bloc entrelaceur 112. Ensuite, quand tous les bits du paquet sont récupérés, les métriques souples sont envoyées au décodeur 111 qui génère, produit des estimations de probabilités des bits d'information envoyés (par exemple des probabilités a posteriori). Ces estimations de probabilités peuvent être utilisées pour obtenir une estimation dur  $\mathbf{b}'$  des bits transmis  $\mathbf{b}$  avec un détecteur à seuil.

Si le récepteur utilise des turbo-itérations, le décodeur produit aussi des estimations des bits codés envoyés, c'est-à-dire des probabilités extrinsèques (EXT), par exemple sous forme de LLRs, qui mesurent la probabilité que les bits codés envoyés soient 0 ou 1. Les EXT sont ensuite envoyées à l'entrelaceur 112 pour être entrelacées. L'entrelaceur 112 situé dans le récepteur 20 opère de la même manière que l'entrelaceur 12 se trouvant dans l'émetteur 10, avec la seule différence que ce dernier opère sur des données binaires, alors que l'entrelaceur 112 opère sur des LLRs. Les EXT entrelacées deviennent des informations a priori du point de vue du

reste du récepteur, par exemple sous forme de LLRs a priori  $L_a$  et entrent dans le démodulateur souple SISO 105.

En fonction de l'ordonnancement de l'activation du démodulateur souple SISO, de l'égaliseur et du décodeur, différentes boucles peuvent être réalisées.

Le bloc « égaliseur linéaire à suppression d'interférence » 108 réalise la suppression d'interférence et applique une égalisation linéaire en fréquence sur le signal d'entrée. Dans la littérature il est appelé aussi égaliseur linéaire à suppression d'interférence (Linear Equalizer - Interference Cancellation – LE-IC) puisqu'il régénère une estimation du signal interférant pour le soustraire. Cette structure est déjà bien connue dans la littérature [2]. La différence par rapport à l'état de l'art existant est dans la valeur de l'entrée  $\underline{x}$  (estimation des symboles dans le domaine fréquentiel) fournie au bloc 108, ainsi que le filtre utilisé, ces deux quantités étant calculées de façon nouvelle. La sortie  $\hat{\underline{x}}$  du bloc égaliseur linéaire à suppression d'interférences 108 sera donc différente que celle qui peut être trouvée dans [2] à égalité des autres hypothèses.

La figure 4 donne un exemple détaillé pour le filtrage et le procédé de suppression de l'interférence, qui est réalisé de façon efficace comme il suit. Le bloc « égaliseur linéaire à suppression d'interférence » 108 comprend un soustracteur 201 qui agit sur des vecteurs de taille  $M$  et qui retranche du signal réellement reçu  $y$ , une estimation de ce même signal reçu (signal utile avec interférences du canal de propagation). Cela permet d'obtenir un signal correctif introduit dans un filtre linéaire 202 de type MMSE de réponse fréquentielle  $f$ , calculée par le bloc de calcul des paramètres de l'égaliseur 106. Le filtre linéaire 202 est suivi lui-même d'un sommateur 203 de vecteurs de taille  $M$ , qui réintroduit dans le signal correctif filtré la contribution du signal utile déjà estimé. Le bloc de retranchement du signal reçu estimé 201 obtient l'estimation à retrancher par un module de génération du signal reçu estimé (signal utile avec interférences du canal de propagation) 200.

Le bloc 200 de génération du signal reçu estimé produit une estimation du signal reçu (signal utile avec interférences du canal de propagation) à partir de l'estimation des symboles dans le domaine fréquentiel  $\underline{\bar{x}}$ , et l'estimation du canal  $\underline{H}$ . Ceci est obtenu par simple multiplication terme à terme du vecteur  $\underline{\bar{x}}$  avec l'estimation de la réponse fréquentielle du canal  $\underline{h}$ , tel que  $\underline{h} = \text{diag}(\underline{H})$ . Donc, le signal reçu estimé en fréquence est  $\underline{h} \odot \underline{\bar{x}}$  ou équivalentement  $\underline{H}\underline{\bar{x}}$  en notations matricielles. Quand  $\tau = s = 0$ ,  $\underline{\bar{x}}$  est un vecteur de zéros (pas d'estimation disponible).

Le sommateur 201 implémente un retranchement dans le domaine fréquentiel du signal reçu estimé au signal reçu,  $\underline{y} - \underline{h} \odot \underline{\bar{x}}$ . Le résultat est nommé signal correctif.

Le bloc 202 applique simplement le filtre  $\underline{f}$ . Il s'agit là encore tout simplement d'une multiplication entrée par entrée du vecteur du filtre de taille  $M$  et du vecteur d'entrée de même taille. Cette étape correspond à l'égalisation proprement dite qui réduit d'avantage l'ISI résiduel du signal correctif.

Enfin, le sommateur 203 génère une estimation fréquentielle des symboles égalisés en ajoutant au signal correctif filtré l'estimation du signal utile obtenue à partir de l'information souple en provenance du démodulateur souple SISO à l'auto-itération précédente et si  $s = 0$ , à la turbo-itération précédente. Ceci est implémenté de manière à améliorer progressivement (itération après itération) l'estimation du signal utile final. La sortie  $\underline{\hat{x}}$  s'écrit

$$\underline{\hat{x}} = \underline{\bar{x}} + \underline{f}^* \odot (\underline{y} - \underline{h} \odot \underline{\bar{x}}) \quad (4)$$

De façon équivalente, cette relation aurait aussi pu s'exprimer par des produits matriciels avec  $\underline{\hat{x}} = \underline{\bar{x}} + \text{diag}(\underline{f}^*)(\underline{y} - \underline{H}\underline{\bar{x}})$ .

La structure du démodulateur souple SISO 105 est illustrée à la figure 5.

Tout d'abord, l'utilisateur choisit les symboles à envoyer parmi une constellation (potentiellement multidimensionnelle, ici l'invention est présentée avec une constellation avec une dimension complexe)  $\mathcal{X} \subset \mathbb{C}$ , où  $\mathbb{C}$  est l'espace des nombre complexes, de cardinalité  $Q = |\mathcal{X}|$ , tel que

$q = \log_2 Q$ . Nous supposons que les symboles de la constellation ont une moyenne nulle et une puissance statistique égale à  $\sigma_x^2$ . Il est aussi possible de normaliser une constellation de façon que  $\sigma_x^2 = 1$ . Le modulateur dans l'émetteur 10, à partir de chaque vecteur de  $q$  bits codés et entrelacés en sortie du bloc entrelaceur 12, génère le symbole correspondant de la constellation selon une fonction  $\mathcal{M}$ , qui est aussi appelée fonction d'étiquetage ou simplement étiquetage, notion connue de l'homme du métier. En se focalisant sur un vecteur de données  $x$  d'émission de longueur  $M$ , ses entrées  $x_m$ ,  $m = 0, \dots, M - 1$  sont obtenues ainsi :  $x_m = \mathcal{M}(\mathbf{d}_m)$ , où  $\mathbf{d}_m = [d_{mq}, \dots, d_{(m+1)q-1}]$  est le  $m$ -ième groupe de  $q$  éléments du vecteur  $\mathbf{d}$  qui est le vecteur des bits codés et entrelacés de taille  $qM$  correspondant au bloc de données. Le vecteur de bits  $\mathbf{d}_m$  peut être interprété comme l'étiquette binaire du symbole  $x_m$ . On note traditionnellement aussi  $d_{mq+j} = \mathcal{M}_j^{-1}(x_m)$  le  $j$ -ème bit (de l'étiquette) du symbole  $x_m$ , avec  $j = 0, \dots, q - 1$ . Pour terminer, on pose aussi  $\mathcal{X}_j^b = \{\alpha \in \mathcal{X} | \mathcal{M}_j^{-1}(\alpha) = b\}$ , i.e. l'ensemble de tous les symboles de la constellation qui ont un bit de valeur  $b$  (0 ou 1) dans la  $j$ -ème position de leur étiquette binaire. Ces notations sont nécessaires pour expliciter facilement les calculs des probabilités des bits et des symboles dans la suite.

La figure 5 décrit un exemple détaillé pour la structure du démodulateur souple.  $L_a^{(\tau)}(\mathbf{d})$  représente le vecteur des LLRs a priori sur les bits codés et entrelacés, en provenance du décodeur et qui sont associés au vecteur de signal estimé après égalisation  $\hat{\mathbf{x}}^{(\tau,s)}$  en train d'être traité. A la turbo-itération  $\tau = 0$  (i.e. le décodage n'a pas encore eu lieu),  $L_a(\mathbf{d})$  est un vecteur de zéros (aucune information a priori sur les bits  $\mathbf{d}$  disponible).

A la toute première utilisation du récepteur ( $\tau = 0$ ), ou à chaque début de turbo-itération ( $\tau = 1, \dots, \mathcal{T}$ , si  $\mathcal{T} > 0$ ), après avoir activé le décodeur 111 et l'entrelaceur 112, le démodulateur souple SISO 105, est activé pour une phase d'initialisation, avec un indice d'auto-itération conventionnel de  $s = -1$ . Dans cette phase, le démodulateur souple SISO 105 exécute plusieurs étapes préparatoires : a) il vide ses registres internes en

correspondance du bloc 307 ; b) il met à zéro les entrées du vecteur d'entrée  $\hat{x}$  (signal égalisé) ; c) il pose  $\sigma_v^2 = +\infty$  (ou autre valeur faisant office de l'infini). Ensuite, la chaîne de calcul constituée par un bloc de calcul des distributions a priori 300, un bloc d'estimations souples 301, un estimateur de  
 5 moyenne effectuant une moyenne 302 et un interrupteur 303 est activée. Cette chaîne de calcul n'est plus activée pour les autres indices  $s \geq 0$ , mais uniquement quand une nouvelle initialisation est instruite. Pendant la phase d'initialisation, en fonctionnement normal les autres blocs ne sont pas activés.

10 Lors de la phase d'initialisation, le bloc de calcul des distributions a priori 300 effectue le calcul des probabilités de masse (distributions de probabilité) a priori sur les symboles de la constellation  $\mathcal{X}$  (ce bloc est connu de l'état de l'art) à partir des  $L_a(\mathbf{d})$ . Pour chaque symbole  $x_m$ ,  $m = 0, \dots, M - 1$  de chaque bloc de données utilisé pour transmettre le mot de code, on  
 15 calcule une distribution selon les formules suivantes :

$$p_m^{(\tau)}(\alpha) = \prod_{j=0}^{q-1} \exp\left(-\mathcal{M}_j^{-1}(\alpha)L_a^{(\tau)}(d_{qm+j})\right) \quad (5)$$

$$p_m^{(\tau)}(\alpha) = n_{p,m}^{-1} p_m^{(\tau)}(\alpha), \quad \text{avec } n_{p,m} = \sum_{\alpha \in \mathcal{X}} p_m^{(\tau)}(\alpha) \quad (6)$$

Il est possible d'implémenter ces calculs dans le domaine logarithmique (selon des méthodes existantes dans la littérature) pour des questions de réduction de complexité de calcul.

Le bloc d'estimations souples 301 calcule une estimation des  
 20 symboles émis, ainsi qu'une estimation de leur fiabilité, en partant des distributions de probabilité en entrée. Puisque l'ensemble des distributions a priori  $\{p_m^{(\tau)}(\alpha)\}$  (pour tous les symboles de tous les blocs de données composant un même mot de code) change seulement à chaque turbo-  
 itération, le bloc 301 est appliqué aux  $\{p_m^{(\tau)}(\alpha)\}$  une seule fois par turbo-  
 25 itération et produit les estimations suivantes :

$$\bar{x}_m^{(\tau,0)} = E_{p_m^{(\tau)}}[x_m]; \quad v_m^{(\tau,0)} = Var_{p_m^{(\tau)}}[x_m] \quad (7)$$

avec les définitions standard d'espérance  $E_{\mathcal{P}_m^{(\tau)}}[\cdot]$  et de variance  $Var_{\mathcal{P}_m^{(\tau)}}[\cdot]$ . Quand  $\tau = 0$ , i.e., il n'y a pas de turbo-itération et donc pas d'information a priori disponible en provenance du décodeur,  $\bar{x}_m^{(0,0)} = 0$  et  $v_m^{(0,0)} = \sigma_x^2$  pour tous les  $m$ . Autrement dit, les symboles envoyés ne peuvent pas être estimés et ils ont une variance égale à la puissance statistique de la constellation d'origine (c'est-à-dire, l'imprécision est maximale). Cette information pour  $\tau = 0$ , peut être exploitée pour éviter les calculs du bloc de calcul de distributions a priori 300 et le calcul de la moyenne des variances  $v_m^{(\tau,0)}$ , et réduire ainsi la complexité de la solution.

10 Le bloc de moyenne 302 calcule une simple moyenne des valeurs en entrée. Ainsi, quand le bloc moyennneur est appliqué aux  $v_m^{(\tau,0)}$ ,  $m = 0, \dots, M - 1$  d'un bloc donné, il calcule tout simplement  $\bar{v}^{(\tau,0)} = M^{-1} \sum_{m=0}^{M-1} v_m^{(\tau,0)}$  et il génère des moyennes, bloc par bloc. Il est aussi possible, dans une autre implémentation, de considérer tous les symboles correspondants à un mot de code et d'effectuer la moyenne sur cette longueur.  $\bar{v}^{(\tau,0)}$  est la variance moyenne a priori de l'estimation des symboles émis (soit sur un bloc de données, soit sur tout le mot de code). Elle permet à la fois d'obtenir un estimateur plus robuste que les variances instantanées  $v_m^{(\tau,0)}$  de la fiabilité moyenne des symboles estimés et aussi de pouvoir implémenter une stratégie d'égalisation dans le domaine fréquentiel, en général moins coûteuse d'un point de vue calculs.

25 Les estimations a priori des symboles émis  $\bar{x}_m^{(\tau,0)}$  ainsi que leur variance moyenne  $\bar{v}^{(\tau,0)}$  sont acheminées vers l'interrupteur 303. Si l'auto-itération courante est  $s = -1$  (i.e. phase d'initialisation), l'interrupteur 303 fournit en sortie  $\bar{x}_m^{(\tau,s+1)} = \bar{x}_m^{(\tau,0)}$  pour tout  $m$  et  $\bar{v}^{(\tau,s+1)} = \bar{v}^{(\tau,0)}$ , c'est-à-dire les estimations a priori des symboles et leur variance moyenne a priori. Si  $s \geq 0$ , l'interrupteur 303 fournit en sortie les estimations des symboles  $\bar{x}_m^{(\tau,s+1)}$  et leur variance moyenne  $\bar{v}^{(\tau,s+1)}$  en provenance du bloc de lissage adaptatif 307. Lorsque  $s = -1$ , pour toute turbo-itération, la sortie de l'interrupteur 303

correspond donc à la sortie d'un mapping souple avec information souple en provenance du décodeur, tel que décrit dans la référence [2]. La sortie  $L_e^{(\tau)}(\mathbf{d})$  n'est pas calculée en phase d'initialisation. Une fois que les sorties de l'interrupteur 303 sont calculées, on considère que l'indice  $s$  d'entrée est  
 5 incrémenté de 1.

Nous décrivons par la suite la chaîne de calcul quand le bloc 105 est activé avec un indice d'auto-itération  $s = 0, \dots, \mathcal{S}_\tau - 1$ . Dans ce cas, il n'est pas nécessaire de parcourir la chaîne de calcul constituée par les blocs 300, 301, 302. L'interrupteur 303 laissera passer les sorties du lissage adaptatif  
 10 307.

La figure 5 montre qu'il n'est pas nécessaire non plus de parcourir la chaîne comprenant le calcul LLRs a posteriori 309, le sommateur 310 pour calculer les LLRs extrinsèques de sortie. En effet, l'interrupteur 309 est fermé seulement lorsque  $s = \mathcal{S}_\tau$ , c'est-à-dire quand les auto-itérations sont  
 15 terminées. Selon une variante, il est possible de calculer les LLRs a posteriori pour chaque indice d'auto-itération, pour pouvoir lancer le décodeur. Nous décrivons par la suite la chaîne de traitement constituée par les blocs 304, 305, 301, 302, 306, 307 et 303.

Le bloc de calcul des vraisemblances 304 calcule des vraisemblances à partir des estimations  $\hat{x}_m^{(\tau,s)}$  (les  $M$  symboles égalisés du bloc courant) et de la variance du bruit résiduel après égalisation  $\sigma_v^{2(\tau,s)}$ , en utilisant un modèle gaussien non-biaisé pour les estimations  $\hat{x}_m^{(\tau,s)}$ . A noter qu'il est décrit dans l'état de l'art comment utiliser un modèle gaussien biaisé. Ce calcul donne :

$$\mathcal{L}_m^{(\tau,s)}(\hat{x}_m^{(\tau,s)}|\alpha) = \exp\left(-\left|\hat{x}_m^{(\tau,s)} - \alpha\right|^2 / \sigma_v^{2(\tau,s)}\right), \quad m = 0, \dots, M - 1, \quad (8)$$

25 pour chaque  $\alpha$  appartenant à la constellation  $\mathcal{X}$ . Il est possible d'implémenter ce calcul dans le domaine logarithmique (selon des méthodes existantes dans la littérature) pour des questions de réduction de la complexité de calcul.

Le bloc de calcul de distributions de probabilité a posteriori 305 calcule les distributions des symboles émis en connaissant l'observation (symboles égalisés), selon une méthode connue de l'homme du métier:

$$d_m^{(\tau,s)}(\alpha) = \mathcal{L}_m^{(\tau,s)}(\hat{x}_m^{(\tau,s)} | \alpha) \mathcal{P}_m^{(\tau)}(\alpha) \quad (9)$$

$$\mathcal{D}_m^{(\tau,s)}(\alpha) = n_{d,m}^{-1} d_m^{(\tau)}(\alpha), \quad \text{avec } n_{d,m} = \sum_{\alpha \in \mathcal{X}} d_m^{(\tau)}(\alpha) \quad (10)$$

Il est possible d'implémenter ces calculs dans le domaine logarithmique  
5 (selon des méthodes existantes dans la littérature) pour des questions de réduction de complexité computationnelle.

L'ensemble  $\{\mathcal{D}_m^{(\tau,s)}(\alpha)\}_{\alpha \in \mathcal{X}_1}$  des distributions a posteriori pour les symboles du bloc de données courant est ensuite traité par le bloc d'estimations souples 301 pour générer des estimations a posteriori des symboles émis  
10  $\mu_m^{(\tau,s)} = E_{\mathcal{D}_m^{(\tau,s)}}[x_m]$  et leur correspondante variance a posteriori  $\gamma_m^{(\tau,s)} = \text{Var}_{\mathcal{D}_m^{(\tau,s)}}[x_m]$ . La nouvelle estimation des symboles émis, générée en combinant l'information a priori disponible avec l'information contenue dans l'observation selon l'invention présente des caractéristiques supérieures à l'estimation a priori, ou à une estimation dérivée de la seule observation.  
15 Dans le cadre de la théorie d' « expectation propagation » (EP), cette opération permet aussi de projeter une description probabiliste mixte sur les symboles envoyés (des variables gaussiennes pour les observations, combinées avec des estimations a priori qui sont des variables catégoriques) sur une description probabiliste unique, selon un modèle gaussien tel que  
20 décrit dans la référence [3]. Plus dans le détail, nous utilisons ici un résultat de la théorie de l'information, connu sous le nom de « reverse I-projection », ou « M-projection », qui stipule que le fait de trouver une distribution de type exponentiel (dans notre cas, gaussienne) qui minimise la divergence de Kullback-Leibler (une mesure de distance probabiliste) par rapport à une  
25 distribution quelconque, revient à trouver la distribution exponentielle ayant les mêmes moments statistiques (« moment matching »).

Les variances a posteriori sont ensuite moyennées par le bloc moyenneur 302 pour obtenir une variance a posteriori moyenne  $\bar{\gamma}^{(\tau,s)} = M^{-1} \sum_{m=0}^{M-1} \gamma_m^{(\tau,s)}$  sur le bloc de données en cours de traitement. Comme dans le cas des estimations a priori, la variance moyenne a posteriori permet à la fois  
 5 d'obtenir un estimateur plus robuste de la fiabilité moyenne des symboles émis estimés du bloc de données et aussi de pouvoir implémenter une stratégie d'égalisation dans le domaine fréquentiel, en général moins coûteuse d'un point de vue des calculs.

Les estimations a posteriori  $\mu_m^{(\tau,s)}$  des symboles émis et leurs variances moyennes a posteriori  $\bar{\gamma}^{(\tau,s)}$  sont ensuite envoyées dans le bloc de « division gaussienne » 306 qui prend aussi en entrée les observations (symboles égalisé)  $\hat{x}_m^{(\tau,s)}$  et la variance du bruit résiduel après égalisation  $\sigma_v^{2(\tau,s)}$ . En suivant le cadre de la théorie « expectation propagation », ce bloc va générer une information extrinsèque sur les symboles émis, en suivant un modèle  
 15 gaussien. Les solutions de l'état de l'art utilisent soit une information a priori (catégorique, extrinsèque du décodeur), soit une information a posteriori (catégorique aussi, combinée de l'information extrinsèque du décodeur et de la vraisemblance du démodulateur souple). Cette opération permet donc de mieux respecter le principe turbo en retranchant à l'information a posteriori,  
 20 l'information a priori disponible au démodulateur, au début du traitement (c'est l'extrinsèque de l'égaliseur) et en permettant ainsi d'améliorer la qualité du signal de retour et, in fine, les performances du récepteur. La division gaussienne 306 va calculer des estimations extrinsèques des symboles émis  $\bar{x}_m^{(\tau,s+1)}$  et une variance extrinsèque moyenne  $\bar{\nu}^{(\tau,s+1)}$  selon la procédure  
 25 suivante :

$$\bar{x}_m^{(\tau,s+1)} = \begin{cases} \mu_m^{(\tau,s)}, & \sigma_v^{2(\tau,s)} \leq \bar{\gamma}^{(\tau,s)} \\ \frac{\mu_m^{(\tau,s)} \sigma_v^{2(\tau,s)} - \hat{x}_m^{(\tau,s)} \bar{\gamma}^{(\tau,s)}}{\sigma_v^{2(\tau,s)} - \bar{\gamma}^{(\tau,s)}}, & \sigma_v^{2(\tau,s)} > \bar{\gamma}^{(\tau,s)}, \end{cases} \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (11)$$

$$\bar{v}^{(\tau,s+1)} = \begin{cases} \bar{\gamma}^{(\tau,s)}, & \sigma_v^{2(\tau,s)} \leq \bar{\gamma}^{(\tau,s)} \\ \frac{\sigma_v^{2(\tau,s)} \bar{\gamma}^{(\tau,s)}}{\sigma_v^{2(\tau,s)} - \bar{\gamma}^{(\tau,s)}}, & \sigma_v^{2(\tau,s)} > \bar{\gamma}^{(\tau,s)} \end{cases} \quad (12)$$

En effet, le cas  $\sigma_v^{2(\tau,s)} \leq \bar{\gamma}^{(\tau,s)}$  signifie que les informations a posteriori calculées par le démodulateur souple SISO et les informations en provenance des observations sont en contradiction mutuelle. Dans ce cas, le bloc de division gaussienne 306 retient les informations a posteriori comme

5

sortie. D'autres stratégies sont possibles dans ce cas particulier. Par exemple, en cas de contradiction dans les résultats, le bloc 306 peut fournir en sortie l'information a priori en provenance du décodeur, calculé à l'initialisation du démodulateur souple SISO (non représenté sur la figure 5). Ces estimations extrinsèques sont passées au bloc de lissage adaptatif 307

10

dont la finalité est de lisser les estimations en entrée en prenant en compte les valeurs passées. Un algorithme possible implémenté par ce bloc est d'accumuler linéairement les estimations présentes et passées (auto-itération précédente) selon les formules suivantes qui peuvent être interprétées comme un filtrage :

$$\bar{x}_m^{(\tau,s+1)} = (1 - \beta_{\tau,s}) \bar{x}_m^{(\tau,s+1)} + \beta_{\tau,s} \bar{x}_m^{(\tau,s)} \quad (13)$$

$$\bar{v}^{(\tau,s+1)} = (1 - \beta_{\tau,s}) \bar{v}^{(\tau,s+1)} + \beta_{\tau,s} \bar{v}^{(\tau,s)} \quad (14)$$

15

Les blocs  $z^{-1}$  qui se trouvent sur la boucle, dans la figure 5, représentent l'opération de délai unitaire, vis-à-vis de l'indice  $s$ , en référence au transformée Z. Les coefficients  $\beta_{\tau,s}$  sont toujours compris entre 0 et 1. Quand ils sont proches de zéro, c'est l'estimation courante en sortie de la division gaussienne 306 qui a plus de poids, quand ils sont proches de un ce sont les estimations de l'auto-itération précédente qui ont plus de poids. Ce filtrage est utilisé pour augmenter la robustesse du procédé global d'itération dans le récepteur. Typiquement, des coefficients  $\beta_{\tau,s} = 0$  donnent une vitesse de convergence rapide, mais aussi des instabilités possibles et au final la convergence à un point optimal peut ne pas être atteinte. Des coefficients

20

25

$\beta_{\tau,s}$  proches de un donnent une vitesse de convergence lente, avec des

possibles dégradations de la performance finale, mais avec plus de stabilité. Il est donc possible de régler le compromis entre performances et nombre d'itérations en choisissant les paramètres du filtre. Dans la pratique il y a plusieurs stratégies de choix pour ces paramètres : ils sont par exemple constants pour tout  $s > 0, \tau$ . Un exemple d'implémentation est de choisir une décroissance exponentielle  $\beta_{\tau,s} = \alpha(\tau,s)e^{-\beta(\tau,s)}$ , où  $\beta(\cdot)$  sera une fonction croissante avec  $s$  et/ou  $\tau$ , et  $\alpha(\cdot)$  sert de pondération pour  $s$  et  $\tau$  petits. Dans cet exemple, au fur et à mesure des itérations, nous donnons plus de confiance aux estimations courantes. En gardant la même expression, on pourrait imaginer  $\beta$  comme une fonction nulle, une fonction  $\alpha(\cdot)$  qui reste constante, proche de un, pendant les quelques itérations initiales, puis qui décroît linéairement après avoir décidé que les points fixes erronés ne seront pas pris en compte. Encore une autre méthode de lissage adaptatif possible et de pondérer les précisions, c'est-à-dire l'inverse des variances, à la place que les variances elles-mêmes. Par exemple, la formule (14) peut être substituée par :

$$\bar{v}^{(\tau,s+1)} = \frac{1}{(1-\beta_{\tau,s})\frac{1}{\bar{v}^{(\tau,s+1)}} + \beta_{\tau,s}\frac{1}{\bar{v}^{(\tau,s)}}}. \quad (15)$$

De plus, la formule (13) peut être substituée par :

$$\bar{x}_m^{(\tau,s+1)} = \gamma_{\tau,s}\bar{x}_m^{(\tau,s+1)} + \beta_{\tau,s}\bar{x}_m^{(\tau,s)} \quad (16)$$

où  $\gamma_{\tau,s} + \beta_{\tau,s}$  n'est pas forcément 1. Par exemple on pourrait choisir  $\beta_{\tau,s} = \epsilon \bar{v}^{(\tau,s+1)} / \bar{v}^{(\tau,s)}$  et  $\gamma_{\tau,s} = (1 - \epsilon) \bar{v}^{(\tau,s+1)} / \bar{v}^{(\tau,s+1)}$ . Il est possible d'implémenter des filtres adaptatifs, par exemple de type Kalman. En général on peut envisager des formules de lissages aussi non-linéaires  $\bar{v}^{(\tau,s+1)} = l_v^{(\tau,s)}(\bar{v}^{(\tau,s)}, \bar{v}^{(\tau,s+1)})$  et  $\bar{x}_m^{(\tau,s+1)} = l_x^{(\tau,s)}(\bar{x}_m^{(\tau,s)}, \bar{x}_m^{(\tau,s+1)}, \bar{v}^{(\tau,s)}, \bar{v}^{(\tau,s+1)}, \bar{v}^{(\tau,s+1)})$ , où la fonction de lissage sur les fiabilités  $l_v^{(\tau,s)}$  est fonction seulement des fiabilités courantes et passées pour réduire la complexité du calcul.

Au final, selon l'une des méthodes décrites précédemment ou évidentes pour l'homme de l'art, le bloc de lissage adaptatif 307 génère des estimations extrinsèques lissées  $\bar{x}_m^{(\tau,s+1)}$  des symboles émis, ainsi que pour chaque

vecteur leur variance moyenne extrinsèque lissée  $\bar{v}^{(\tau,s+1)}$  qui est une mesure de la fiabilité du vecteur de ces estimations. Ces quantités sont transmises à l'interrupteur 303, elles sont considérées comme des sorties du bloc 105, si  $s = 0, \dots, \mathcal{S}_\tau - 1$ .

5 Nous décrivons maintenant le fonctionnement du démodulateur souple SISO 105 quand  $s = \mathcal{S}_\tau$ . Une valeur de  $s = \mathcal{S}_\tau$  indique la dernière auto-itération. Après avoir exécutée la démodulation souple SISO 105, le traitement de décodage sera enclenché. Dans ce cas, le démodulateur souple SISO 105 produit en sortie, pour chaque nouvelle turbo-itération avec  
10 le décodeur, des LLRs extrinsèques  $L_e^{(\tau)}(\mathbf{d})$  sur les bits codés du bloc de données traité. Dans cette phase, le bloc interrupteur 308 est fermé et seuls le bloc 309 et le sommateur 310 sont utilisés. Il n'est pas nécessaire de calculer les autres sorties du bloc 105.

Par un procédé appelé dans la littérature « marginalisation » [4], les  $L_e^{(\tau)}(\mathbf{d})$   
15 sont générées à partir des LLRs a posteriori calculés par le bloc 309 et en soustrayant les LLRs a priori  $L_a^{(\tau)}(\mathbf{d})$  à travers le bloc somme 310. Le bloc de calcul des LLRs a posteriori 309 est un bloc connu de la littérature :

$$L^{(\tau)}(d_{mq+j}) = \ln \frac{\sum_{\alpha \in X_j^0} D_m^{(\tau,s)}(\alpha)}{\sum_{\alpha \in X_j^1} D_m^{(\tau,s)}(\alpha)}, \quad m = 0, \dots, M-1, \quad j = 0, \dots, q-1 \quad (17)$$

D'autres bases de logarithme et des méthodes de simplification des calculs sont aussi applicables. Ensuite les LLRs extrinsèques sont calculés par le  
20 bloc somme 310 comme suit :  $L_e^{(\tau)}(d_{mq+j}) = L^{(\tau)}(d_{mq+j}) - L_a^{(\tau)}(d_{mq+j})$ .

Dans des implémentations sur des programmes d'ordinateur ou sur du matériel, il convient aussi de maîtriser la dynamique des LLRs du demapping souple et du décodeur afin de stabiliser, rendre plus robuste le comportement de l'algorithme, et de réduire son occupation mémoire tout en  
25 gardant des performances acceptables. Différentes stratégies telles que décrites dans les références [5], [6], [7] sont possibles et peuvent être appliquées indépendamment du procédé décrit ci-dessus.

Les figures 6 et 7 illustrent un exemple de performance de l'invention dans un cas de système SC avec synchronisation et estimation de canal parfaites, dans le cadre SISO. La constellation utilisée par l'émetteur est une 8-PSK, le canal de propagation est le canal Proakis C (avec puissance moyenne normalisé à un) avec un profil de puissance de type triangulaire (1, 2, 3, 2, 1). La figure 6 montre comment différentes instanciations de l'invention, dénommées FD  $\mathcal{S}$ -SILE, avec  $\mathcal{S}_\tau = \mathcal{S}$  pour tout  $\tau$ , et avec  $\mathcal{S} = 1, 2, 5$  produisent des meilleures performances que l'égaliseur MMSE linéaire standard et l'égaliseur turbo linéaire MMSE fréquentiel avec IC de [1], dénommé dans les figures « FD ». La figure 6 en particulier montre les performances avec  $\mathcal{T} = 0$ , sans turbo-itération, et avec  $\mathcal{T} = 1$ , en turbo-itérant une fois avec de décodeur. Dans ces deux cas les gains sont considérables.

Dans les mêmes hypothèses, la figure 7 illustre les performances avec  $\mathcal{T} = 10$  turbo-itérations. Les propositions considérées arrivent à mieux approcher la borne du filtre adapté que le turbo-égaliseur MMSE linéaire fréquentiel avec IC.

Sans sortir du cadre de l'invention, le procédé peut s'appliquer dans différentes structures d'égaliseur, dont quelques exemples sont donnés ci-après à titre illustratif et nullement limitatif.

L'invention peut s'appliquer à un égaliseur turbo fractionnaire voir par exemple [8]. Dans ce contexte, l'unique différence est que le signal en provenance de l'antenne est sur-échantillonné avec un facteur avec un facteur  $\sigma > 1$ , typiquement entier. En faisant référence à la figure 3, les blocs de données auront donc une taille  $\sigma N$  dans la FFT 102,  $\sigma M$  dans la transformée de fourrier inverse IFFT 109 et dans la FFT 107. De plus, le bloc IFFT 109 est suivi par un échantillonneur de débit  $\sigma$  et le bloc FFT 107 est précédé par un interpolateur idéal de facteur  $\sigma$  (qui introduit  $\sigma - 1$  zéro entre deux échantillons entrants). Le bloc d' « estimation de canal et variance du bruit » doit effectuer ses estimations dans le domaine interpolé en incluant les filtres éventuels d'émission et réception, et puis passer éventuellement

les estimations en fréquence. Le calcul des paramètres de l'égaliseur va effectuer les calculs du filtre dans le domaine sur-échantillonné, en revanche il va estimer la variance du bruit résiduel d'égalisation au temps symbole (pour la passer au démodulateur souple). Le bloc turbo égalisation 108 va donc travailler dans le domaine sur-échantillonné. En revanche, le bloc de démodulation souple SISO 105 conserve la description précédente.

L'invention peut s'appliquer à un égaliseur de type Overlap FDE [9]. Dans ce type de récepteur, le bloc de données entre deux séquences pilotes est plus long du bloc de traitement, et pour des questions de complexité ou de nécessité (par exemple un canal variable dans le temps qui change dans l'horizon d'un bloc de données), le traitement d'égalisation fréquentiel est décomposé sur plusieurs segments (avec recouvrement) du bloc de données initial. Ces segments souffrent d'une interférence entre eux. Cela implique que la matrice de covariance du bruit en sortie du bloc d'« estimation de canal et de variance du bruit » 104 inclut aussi la variance due à l'interférence, ce qui modifie les valeurs du filtre d'égalisation.

L'invention peut être appliquée à la fois dans des stratégies de réjection d'interférence [10] et de suppression d'interférence [11]. Dans ce dernier cas, la variance  $\bar{v}^{(\tau,s)}$  en sortie du démodulateur souple SISO 105 peut aussi être utilisée dans le bloc 104 (lien en pointillé dans la figure 3) pour fournir une meilleure estimation de la variance du bruit plus interférence résiduelle par exemple selon la formule suivante :

$$\underline{\Sigma}_w = \underline{\Sigma}_{w'} + 2\bar{v}^{(\tau,s)} \mathbf{F}_{N_p} \mathbf{G}_p \mathbf{G}_p^H \mathbf{F}_{N_p}^H \quad (18)$$

où  $N_p$  est la taille du segment,  $\mathbf{F}_{N_p}$  est la matrice de transformation de Fourier discrète de taille  $N_p \times N_p$ ,  $\underline{\Sigma}_{w'}$  est la matrice de covariance du bruit avant ajout du terme relatif à l'interférence entre segments,  $\mathbf{G}_p$  est une matrice  $N_p \times N_p$  avec les  $L - 1$  diagonales supérieures non-nulles et égales à celles d'une matrice circulante générée à partir de l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal  $\mathbf{h}_p = [h_{0,p}, \dots, h_{L-1,p}]^T$  obtenue en correspondance du segment  $p$  de données. De plus, si l'estimation souple du signal envoyé et sa

variance correspondante en sortie du démodulateur souple SISO 105 sont fournis au bloc d'estimation de canal et de variance de bruit 104 (liens en pointillé dans la figure 3), ce dernier bloc peut implémenter des procédés d'estimation de canal et de variance de bruit en exploitant ces informations additionnelles. Les nouvelles estimations de canal et de variance de bruit (5 possiblement à chaque itération) peuvent être exploitées par le reste du récepteur selon la description précédente.

La technique proposée peut s'appliquer aussi à des égaliseurs linéaires au sens large.

10 De manière générale, l'invention peut être utilisée au sein de tout type de récepteur itératif étant structuré comme illustré sur la Figure 8.

En effet, on considère disposer d'un émetteur 10 utilisant une modulation 13, une mise en trame 14 et une chaîne RF 15, quelconques, sur un bloc de données  $x$  pour le transmettre à travers un canal de propagation quelconque. On considère disposer d'un frontal RF 500 qui extrait l'observation  $y$  du signal, reçu à l'antenne, perturbé par le canal de communication, et qui le fournit au bloc d'estimation canal 501. Cet estimateur extrait du signal  $y$ , les séquences pilotes, afin d'utiliser une des techniques d'estimations, connues de l'homme de l'art, pour obtenir des paramètres caractérisant le canal. On suppose disposer d'un bloc « récepteur adaptatif à suppression d'interférence » 502, capable de fournir une estimation  $\hat{x} = x + v$  modélisée selon un modèle statistique gaussien additif ( $v$  étant le bruit gaussien équivalent ajouté au signal utile). L'estimation  $\hat{x}$  est obtenue grâce à un procédé de suppression d'interférence 20 qui, en utilisant une estimation préalable  $\bar{x}$  du signal transmis  $x$ , et une estimation des paramètres du canal, génère une estimation de l'interférence et la soustrait au signal reçu.

Par ailleurs, on dispose d'un bloc de calcul des paramètres du récepteur 503, qui utilise les estimations du canal et la fiabilité de l'estimation préalable  $\bar{v}$ , pour calculer les paramètres intrinsèques du récepteur 502, et 30

pour calculer la variance  $\sigma_v^2$  caractérisant la puissance d'interférence résiduelle  $v$ , en sortie du récepteur 502.

L'invention s'applique au niveau du démodulateur souple 504, où, pour un bloc de données avec des statistiques supposées blanches, la technique de propagation d'espérance est utilisée pour calculer les estimations souples  $\bar{x}$  qui serviront comme retour de décision pour le récepteur, avec la variance  $\bar{v}$  caractérisant la fiabilité des ces mêmes estimations. Suite à un nombre approprié d'itérations  $\mathcal{S}$ , le démodulateur souple 504 calcule des LLRs binaires extrinsèques sur les bits déterminant les symboles qui peuvent servir à estimer les bits transmis à travers une décision dure 505, consistant à comparer chaque LLR binaire à zéro.

Si les bits transmis ont été traités au préalable par un encodeur canal (comme par exemple dans l'émetteur 10 détaillé à la figure 2), les modifications nécessaires au récepteur sont représentées en tirets sur la figure 8. Le bloc décodeur binaire à entrées/sorties souples 507 est utilisé conjointement avec le démodulateur souple 504, et le récepteur adaptatif 502, selon un ordonnancement choisi de manière appropriée, pour aider au décodage des bits d'information de l'émetteur. En particulier, on pourrait utiliser l'ordonnancement à deux boucles, décrite plus haut pour l'application SC-FDMA. Si les mots de code en sortie de l'encodeur canal ont été entrelacés par un entrelaceur binaire (voir par exemple émetteur 10 à la figure 2), alors les blocs desentrelaceur 506 et entrelaceur 508 sont inclus dans boucle d'itération entre le démodulateur souple 504 et le décodeur 507. Finalement, en considérant un récepteur itératif qui améliore aussi son estimation du canal au fur et à mesure des itérations, en plus du signal transmis, on peut considérer que les estimations  $\bar{x}$  et la fiabilité  $\bar{v}$  en sortie du démodulateur souple 504 sont dirigées aussi vers l'estimateur du canal 501 (flèches en pointillés sur la figure 8). Dans ce cas, l'estimateur 501 peut utiliser, à partir de la première auto-itération du récepteur, l'estimation  $\bar{x}$  du signal transmise, conjointement avec l'observation du canal  $y$ , pour raffiner les paramètres du canal estimé, par exemple avec une méthode de type

« moindres carrés » sur la totalité du bloc de données, au lieu d'utiliser seulement les pilotes.

En effet, l'invention porte, notamment, sur la technique de l'estimation du signal transmis, au niveau du démodulateur souple 504 qui  
5 travaille sur un modèle équivalent à un bruit additif gaussien. Elle peut être utilisée au sein de tout récepteur itératif qui passe par une telle étape de démodulation et se distingue des démodulateurs durs, utilisés entre autres dans les égaliseurs à retour de décision conventionnels, qui sont sujets à des problèmes de propagation de l'erreur. La technique considérée ici est  
10 différente aussi des techniques de démodulation souple utilisant une estimation a posteriori du signal, qui n'enlèvent pas de l'estimation du signal de retour l'information déjà connue par le récepteur, induisant ainsi le récepteur à l'erreur en le biaisant avec ses propres informations. Comparée à d'autres techniques d'estimation avec propagation d'espérance utilisées  
15 dans les récepteurs, le procédé selon l'invention fournit une fiabilité moyenne par bloc de données, ce qui permet de rendre le récepteur moins complexe et plus robuste face à des erreurs ponctuelles d'estimation. Par ailleurs, l'invention applique un lissage adaptatif sur le signal estimé, afin de fournir un degré de liberté additionnel qui permet de calibrer le rapport entre la  
20 robustesse des performances et la vitesse de convergence du récepteur vers les performances limites.

Par simplicité, les cas d'utilisations décrits ci-dessus, s'intéressent au traitement d'un signal mono-antennaire provenant d'un seul utilisateur. Nous allons montrer par un exemple d'usage que l'invention peut être utilisée  
25 au sein d'un récepteur multiutilisateur itératif.

L'invention s'applique aussi au cas mono-utilisateur single input multiple output (SIMO), c'est-à-dire à un système de communications avec un seul émetteur et un seul récepteur utilisant  $R$  antennes à la réception.

L'invention s'applique aussi au cas mono-utilisateur multiple input  
30 multiple output (MIMO) où le seul émetteur est doté de plusieurs,  $T_u$ , antennes de transmission.

L'invention s'applique aussi à un système de transmission sans fil multi-utilisateurs, où les utilisateurs  $u$  ( $10_1, \dots, 10_u$ ) sont dotés d'une antenne ( $T_u = 1$ ) et le récepteur 20 est doté de  $R$  antennes où  $R$  peut être égal à un ou plus. Nous supposons que  $U$  utilisateurs transmettent vers le récepteur et  
 5 utilisent les mêmes ressources temporelles et fréquentielles. Le système est représenté en figure 9. Ce type de système est appelé aussi système Multiple Input Multiple Output (MIMO) distribué ou MIMO virtuel, ou simplement MIMO. Si ces utilisateurs utilisent des ressources temporelles et fréquentielles distinctes, permettant au récepteur d'apercevoir leurs signaux  
 10 sans interférence (i.e. orthogonaux), le récepteur peut traiter chacun des utilisateurs comme un système SIMO/SISO mono-utilisateur indépendant.

L'invention s'applique aussi à un système de transmission sans fil multiutilisateur, où les utilisateurs  $u$  ( $10_1, \dots, 10_u$ ) sont dotés d'une ou plusieurs antennes ( $T_u \geq 1$ ) et le récepteur 20 est doté de  $R$  antennes ou  $R \geq 1$ . Nous  
 15 supposons que  $U$  utilisateurs transmettent vers le récepteur et utilisent les mêmes ressources temporelles et fréquentielles. Le système est représenté en figure 10. Ce type de système est appelé aussi système Multi-User MIMO (MU-MIMO). Si ces utilisateurs utilisent des ressources temporelles et fréquentielles distinctes, permettant au récepteur d'apercevoir leurs signaux  
 20 sans interférence (i.e. orthogonaux), le récepteur peut traiter chacun des utilisateurs comme un système MIMO/MISO mono-utilisateur indépendant. Dans ce cas, seule l'interférence entre les signaux des antennes d'un même émetteur sera présente ou non-négligeable.

Nous décrivons l'invention d'abord dans le cas simple d'un  
 25 récepteur multi-antennaire dans le cadre d'un système de type MU-MIMO. Nous notons que les autres scénarios ne sont que des cas particuliers de ce dernier et peuvent s'en déduire.

La figure 11 illustre le cas d'un émetteur multi-antenne générique  
 30  $10_u$ , et le schéma bloc fonctionnel associé. Le codeur correcteur d'erreur  $11_u$  utilisé dans ce cas, n'est pas sujet à des contraintes différentes de celles d'un émetteur mono-antennaire, il prend en entrée des bits d'information, et

fournit des bits encodées en sortie. L'entrelaceur spatio-temporel  $12_u$  fournit  $T_u$  flux de bits entrelacés indépendants en sortie. Chacun des flux de bits entrelacés, est ensuite modulé par un modulateur  $13_{u,1}$ ,  $13_{u,T_u}$  dédié à chaque antenne qui fournit en sortie des symboles tirés d'une constellation  $\mathcal{X}_{u,t}$ , qui peut être différente d'une antenne à l'autre et d'un utilisateur à l'autre. Les remarques sur les constellations auxquelles l'invention reste applicable s'étend pour le cas de chacun de  $T_u$  modulateurs d'un émetteur multi-antenne. Les blocs de mise en trame 14 organisent les symboles en utilisant la même stratégie pour chacun des antennes. Le bloc  $15_u$  générateur de séquences pilotes est étendu au cas multi-antenne, avec une capacité de fournir des séquences pilotes distinctes pour les différentes antennes. Les exemples de modulations données, tel qu'OFDM, (SS)-SC-FDMA ou (SS)-SC, restent valables. Ensuite chacun des signaux préparés pour une antenne est passé par une chaîne radio fréquence (RF) 16, identique pour chaque antenne, et émis.

Le code correcteur, l'entrelaceur, le modulateur et la génération de séquences pilotes peuvent présenter des caractéristiques différentes choisies en fonction de l'utilisateur. De plus, le modulateur peut présenter des caractéristiques différentes choisies en fonction de l'antenne d'émission pour un utilisateur donné.

La figure 12 représente un schéma-bloc fonctionnel pour le récepteur dans le cas où le signal émis est obtenu avec une technique SC-FDMA avec CP. Cependant, comme pour le cas SISO, si le bloc de de-allocation des sous-porteuses coïncide avec l'identité (c'est-à-dire s'il est transparent), ce récepteur peut être utilisé dans un système SC ou SS-SC ou SS-SC-FDMA avec CP. En plus de cela, si à la place du bloc « suppression CP » on met un bloc d' « Extraction du bloc de traitement », le récepteur est adapté aux différents types de systèmes SC avec des séquences pilotes ou constantes à la place des CP. On suppose ici que le signal de l'émetteur est synchronisé au récepteur avec une fiabilité adéquate (i.e. inférieure à la

durée du CP, si présent) et qu'un algorithme de synchronisation a fourni l'instant de synchronisation au récepteur.

Comme pour le cas SISO (figure 3), le récepteur MU-MIMO de la figure 12 contient deux boucles de rétroaction : une boucle d'auto-itération (itération demappeur souple / égaliseur) et une boucle de turbo-itération (itération demappeur souple / décodeur). En plus de cette structure, en présence de plusieurs utilisateurs, le récepteur doit décider, pour chaque boucle, les utilisateurs dont les signaux seront décodés / traités et quels signaux ne seront pas décodés/traités. Ici nous utilisons un procédé de traitement en parallèle de tous les signaux de tous les utilisateurs dans la boucle d'auto-itération, et une procédé de décodage en série par utilisateur (typiquement à partir de l'utilisateur reçu avec le rapport signal sur interférence plus bruit le plus fort) pour la boucle de turbo-itération. D'autres ordonnancements des traitements des utilisateurs et de leurs antennes sont cependant envisageables. En général, soit  $\mathcal{U} = \{1, \dots, U\}$  l'ensemble des identifiants des utilisateurs et soit  $P_{\mathcal{U}} = \{u_i | u_i \cap u_j = \emptyset, i \neq j; \cup_i u_i = \mathcal{U}\}$  une partition de  $\mathcal{U}$ . Par exemple, si  $\mathcal{U} = \{1, 2, 3\}$  une partition pourrait être  $u_1 = \{1, 3\}$ ,  $u_2 = \{2\}$ . Un autre exemple d'ordonnement est, pour chaque turbo-itération, de décoder d'abord les utilisateurs appartenant à  $u_1$  puis faire des auto-itérations et puis décoder les utilisateurs appartenant à  $u_2$  (sans ré-decoder ceux dans  $u_1$ ). La composition de la partition des utilisateurs et l'ordre de ses sous-ensembles définissent l'ordonnement en ce qui concerne le décodage des utilisateurs dans la boucle turbo. Les regroupements d'utilisateurs dans la partition peuvent se faire selon plusieurs métriques possibles, par exemple des utilisateurs ordonnancés selon la puissance de réception de leurs signaux, ou selon une métrique dérivée de la puissance de réception de leurs signaux et de la fiabilité/variance de leurs constellations, ou encore des métriques basées sur les écarts de puissance de réception et fiabilité entre couple d'utilisateurs, etc.

Comme pour le cas SISO, dans la suite, les paramètres en entrée ou en sortie des blocs 106, 108, 105T, à l'exception des observations

initiales  $\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_R$  sur les différentes antennes, et des estimations initiales  $\underline{H}$ ,  
 $\underline{\Sigma}_w$ , dépendent de l'identifiant de la turbo-itération courante  $\tau = 0, \dots, \mathcal{T}$ , de  
 l'ensemble d'utilisateurs  $u_i$  à décoder et éventuellement de l'identifiant de  
 l'auto-itération courante  $s = 0, \dots, \mathcal{S}_\tau$ . La lettre « T » est utilisée pour désigner  
 5 que l'on considère T antennes c'est-à-dire tous les utilisateurs confondus. Ce  
 bloc a tous les T signaux estimés en entrée. Pour présenter la stratégie  
 d'ordonnancement plus clairement, supposons que nous avons une partition  
 $P_{\mathcal{U}} = \{u_1, \dots, u_I\}$  de  $\mathcal{U}$  et une fonction d'ordre  $\sigma(i)$  qui ordonne la partition de  
 façon séquentielle  $u_{\sigma(i)}$  du plus petit au plus grand selon un critère à  
 10 déterminer (des exemples ont été donnés précédemment). Dans la suite,  
 nous supposons que cette fonction d'ordre a été appliquée à la partition pour  
 chaque turbo-itération et nous dénommons la suite ordonnée de la partition  
 $(u_1, \dots, u_I)$  par simplicité et sans perte de généralité. A chaque turbo-  
 itération, le récepteur essaie de décoder l'ensemble des utilisateurs  $u_1$ , puis  
 15 il fait des auto-itérations éventuelles, puis (au sein de la même turbo-  
 itération) il essaie de décoder les utilisateurs dans  $u_2$  tout en sachant que  
 des informations souples du décodage des utilisateurs dans  $u_1$  existent et  
 ainsi de suite. A une turbo-itération donnée, le récepteur essaie donc de  
 décoder  $u_i$  en ayant les informations souples de décodage déjà pour tout  $u_j$   
 20 avec  $j < i$ . Une stratégie de décodage des utilisateurs purement séquentielle  
 est obtenue en posant  $u_i = \{i\}$ . Une stratégie de décodage des utilisateurs  
 purement parallèle est obtenue en posant  $u_i = \mathcal{U}$ . Ici, nous restons sur une  
 explication avec un codeur par utilisateur comme en figure 11. Nous notons  
 cependant que, dans une autre variante où il y aurait un codeur par antenne  
 25 d'émission au sein du même émetteur, si un utilisateur virtuel est attribué à  
 chaque antenne, le même mécanisme peut être utilisé pour ordonnancer le  
 décodage des signaux par antenne de tous les utilisateurs confondus.

Les quantités échangées par le récepteur itératif de la figure 12  
 dépendent en général de l'indice d'auto-itération, de turbo-itération et de  
 30 l'ordonnancement des utilisateurs à décoder au sein d'une turbo-itération

donnée (en particulier des utilisateurs déjà décodés au sein de la même turbo itération). L'indice de turbo-itération est incrémenté quand tous les utilisateurs ont été décodés (toute la partition de l'ensemble des utilisateurs a été parcourue selon la fonction d'ordre établie). Par exemple, le filtre

5 égaliseur  $f_{t,u}^{(\tau,u_i,s)}$  indique le filtre à appliquer pour égaliser le signal de l'antenne  $t$  de l'utilisateur  $u$ , filtre qui est utilisé à la turbo-itération  $\tau$  et à l'auto-itération  $s$ , en sachant que pendant la turbo-itération on veut décoder les utilisateurs de l'ensemble  $u_i$  et sachant que les utilisateurs appartenant à tout  $u_j$  avec  $j < i$  ont déjà été décodés. Notez que l'indice de l'utilisateur  $u$

10 (en bas du symbole) peut appartenir ou pas à  $u_i$ , puisqu'il fait référence au filtre utilisé dans la boucle d'auto-itération (pas de turbo-itération), qui d'ailleurs suit un procédé de traitement parallèle décrit plus bas. Ceci-dit, dans la suite, pour simplifier la notation, l'indice  $(\tau, u_i, s)$  ne sera pas forcément explicité, et nous nous référerons implicitement à la turbo-itération,

15 aux utilisateurs en train d'être décodés couramment et à l'auto-itération courante.

Comme dans le cas SISO, il convient d'initialiser les blocs au début du traitement de réception et au début de chaque turbo-itération, donc pour chaque  $\tau = 0, \dots, \mathcal{T}$ . Dans le cas MIMO-MU, il faut relancer cette phase

20 d'initialisation, qui est importante en particulier pour le bloc demapping souple 105T, à chaque nouveau cycle d'auto-itérations, ce qui arrive pour chaque turbo-itération  $\tau$  et, dans son sein, après chaque décodage des utilisateurs  $u_i$ . Cette phase d'initialisation sera dénotée par convention avec un indice  $s = -1$ .

25 La description qui suit est donnée pour un cas SC-FDMA. Après avoir extrait les blocs de données en provenance des antennes du récepteur (à travers la suppression du CP dans le cas des systèmes SC avec CP ou du SC-FDMA, 101), les blocs sont soumis à une transformation de Fourier rapide 102 (Fast Fourier Transform – FFT) de taille  $N$  (passage dans le

30 domaine fréquentiel). Ensuite, les signaux en sortie des FFTs passent dans

des blocs « De-alloc sous-p » 103 qui sélectionnent uniquement les éléments des vecteurs correspondants aux sous-porteuses où les signaux ont été envoyés (dé-allocation des sous-porteuses). En sortie de ces derniers blocs, les signaux sont représentés par  $R$  vecteurs  $\underline{y}_r$  de taille  $M$ . Pour faciliter et

5 simplifier la lecture du document par la suite, ces vecteurs peuvent être concaténés l'un à la suite de l'autre dans un vecteur  $\underline{y}$  de taille  $MR$ .

En parallèle, les séquences pilotes sont extraites des signaux en provenance de l'antenne de réception et envoyées dans le bloc « Estimation des canaux et de la variance du bruit » 104 et utilisées pour calculer une

10 estimation de la réponse fréquentielle des canaux MIMO entre les émetteurs et le récepteur, sur les  $M$  sous-porteuses d'intérêts (celles utilisées par les utilisateurs pour envoyer l'information). La réponse fréquentielle du canal entre l'antenne  $t$  de l'utilisateur  $u$  et l'antenne  $r$  du récepteur est organisée dans un vecteur  $\underline{h}_{r,t,u}$  de taille  $M$ , ou de façon équivalente, dans une matrice

15 diagonale  $\underline{H}_{r,t,u} = \text{diag}(\underline{h}_{r,t,u})$  de taille  $M \times M$ . Pour faciliter la lisibilité du document, les matrices correspondantes à une antenne de transmission  $t$  d'un utilisateur  $u$  peuvent être concaténées dans une matrice bloc-diagonale  $\underline{H}_{t,u}$  de taille  $MR \times M$ . Ces dernières peuvent être concaténées

20 séquentiellement dans une matrice bloc-diagonale  $\underline{H}$  de taille  $MR \times MT$ , les canaux des antennes des émetteurs sont concaténés sur la même ligne, pour la même antenne de réception. La quantité  $T = \sum_{u=1}^U T_u$  est le nombre total de toutes les antennes d'émission, tous les émetteurs confondus. Le bloc « Estimation des canaux et de la variance du bruit » 104 fournit aussi

25 une estimation de la variance du bruit. Ce bruit contient la contribution du bruit thermique sur les antennes de réception et d'éventuelles interférences dues à la plusieurs effets en provenance soit de traitement numérique, soit d'autres signaux extérieurs. On suppose que le bloc « Estimation des canaux et de la variance du bruit » fournit la matrice de covariance du bruit dans le

30 domaine fréquentiel  $\underline{\Sigma}_w$  de taille  $MR \times MR$ . Typiquement, on a une estimation de canal et de covariance du bruit par bloc de données.

Une fois que les observations et les estimations du canal MU-MIMO global  $\underline{H}$  et de la covariance du bruit sont disponibles, la première boucle de traitement (auto-itération) est activée. Au tout premier passage ( $\tau = 0$ ), ou à chaque début de turbo-itération ( $\tau = 1, \dots, \mathcal{T}$ , si  $\mathcal{T} > 0$ ) et également après chaque décodage d'un ensemble d'utilisateurs, le bloc 105T, démodulateur souple, est activé pour une phase d'initialisation. Par convention nous associons cette phase à l'indice d'auto-itération  $s = -1$ . Au tout début d'une turbo-itération, si aucun paquet d'aucun utilisateur n'a pas encore été décodé, une commande d'initialisation ( $s = -1$ ) est générée avec le bloc « Gestionnaire d'ordonnancement et d'initialisation » pour tous les utilisateurs, ce qui fait que le bloc 105T (l'explication est donnée en relation aux figures 12 et 13):

- a) vide ses registres internes ;
- b) met à zéro les entrées des  $U$  vecteurs (signaux égalisés)  $\hat{\mathbf{x}}_u$  de longueur  $T_u M$  formés par la concaténation des vecteurs  $\hat{\mathbf{x}}_{t,u}$  de taille  $M$  (signal égalisé de l'antenne  $t$  de l'utilisateur  $u$ ) ;
- c) pose les entrées des vecteurs  $\sigma_{v,u}^2 = [\sigma_{v,1,u}^2, \dots, \sigma_{v,t,u}^2, \dots, \sigma_{v,T_u,u}^2]$  à l'infini ou toute autre valeur faisant office de l'infini ;
- d) à la toute première activation de la phase d'initialisation ( $\tau = 0$ ) les informations a priori en provenance des blocs 112<sub>u</sub> sont mises par convention égales à des vecteurs de zéros ;
- e) les blocs 105T<sub>u</sub> de la figure 13 s'exécutent avec un indice d'auto-itération  $s = -1$ , notamment en utilisant d'éventuelles entrées non nulles d'information a priori en provenance des décodeurs 111<sub>u</sub> et plus précisément des blocs 112<sub>u</sub> (pour tous les  $u = 1, \dots, U$ ). La notation T<sub>u</sub> est une convention indiquant à la fois que c'est le démodulateur de l'utilisateur  $u$  (en indice) et que l'entrée est égale aux signaux égalisés des T<sub>u</sub> antennes de l'utilisateur  $u$ . Ainsi, pour tout  $u$ , le bloc 105T<sub>u</sub> génère une estimation souple  $\bar{\mathbf{x}}_u$  de longueur  $T_u M$  formée par la concaténation des vecteurs  $\bar{\mathbf{x}}_{t,u}$  de taille  $M$  (estimation souple du

signal de l'antenne  $t$  de l'utilisateur  $u$ ) et le vecteur de leurs fiabilités correspondantes  $\bar{v}_u = [\bar{v}_{1,u}, \dots, \bar{v}_{t,u}, \dots, \bar{v}_{T_u,u}]$ , qui collecte une fiabilité par antenne de l'utilisateur  $u$ .

5 Nous notons qu'à la toute première activation de la phase d'initialisation ( $\tau = 0$ ) les estimations souples  $\bar{x}_u$  seront des vecteurs nuls et  $\bar{v}_{t,u} = \sigma_x^2$ , pour tout  $t$  et  $u$ , où  $\sigma_x^2$  est l'énergie moyenne des symboles des constellations d'origine de l'utilisateur (on suppose ici que toutes les constellations ont la même énergie moyenne, ce qui n'est pas restrictif).

10 f) Les sorties vers les blocs 110<sub>u</sub>, désentrelaceurs, ne sont pas calculées parce qu'inutiles.

Pendant une turbo-itération donnée, quand les paquets de l'ensemble des utilisateurs  $u_i$  ont été décodés, en ayant ainsi généré des informations souples, plusieurs stratégies d'initialisation sont possibles. La première est que le bloc « Gestionnaire d'ordonnancement et d'initialisation » figure 13 génère une commande d'initialisation ( $s = -1$ ) pour tous les utilisateurs, ce qui produit une procédure d'initialisation comme celle décrite pour le cas « aucun paquet d'aucun utilisateur n'a pas encore été décodé » précédemment décrit. Une autre stratégie d'initialisation est que le bloc  
 15 « Gestionnaire d'ordonnancement et d'initialisation » génère une commande d'initialisation ( $s = -1$ ) pour tous les utilisateurs  $u \in \bigcup_{j \geq i} u_j$ , c'est-à-dire que le démodulateur souple MU-MIMO 105T utilise l'information a priori en provenance des décodeurs des utilisateurs qui viennent d'être décodés et des utilisateurs qui n'ont pas encore été décodés, alors que pour les autres  
 20 utilisateurs  $u \in \bigcup_{j < i} u_j$  le demappeur souple va utiliser les estimations souples  $\bar{x}_u$  et leurs fiabilités correspondantes  $\bar{v}_u$  déjà disponibles au terme du cycle précédant d'auto-itérations. Cela permet de profiter d'améliorations éventuelles dans la fiabilité des estimations déjà calculées. Bien sûr ce ne sont pas les uniques stratégies possibles (il suffit de changer l'ensemble des

utilisateurs pour lesquels l'initialisation est effectuée) et les stratégies peuvent aussi changer selon l'indice  $\tau$  de turbo-itérations.

L'estimation du canal global MU-MIMO  $\underline{H}$  et de la matrice de covariance du bruit sont passées au bloc « calcul des paramètres de l'égaliseur» 106. Ce bloc prend aussi en entrée les  $\bar{v}_u$ ,  $u = 1, \dots, U$  en provenance du démodulateur souple MU-MIMO 105T qui mesure la fiabilité moyenne des symboles envoyés par antenne de chaque utilisateur dans le bloc de données qui est en train d'être traité (la moyenne est donc sur la longueur de bloc  $M$  dans le cas de l'exemple). Sans turbo-itération  $\tau = 0$  et auto-itération  $s = 0$ , quand il n'y a pas d'information souple en provenance du décodeur ni de l'égaliseur, après la phase d'initialisation du bloc 105T  $\bar{v}_{t,u} = \sigma_x^2$ , pour tout  $t$  et  $u$ , où  $\sigma_x^2$  est l'énergie moyenne des symboles des constellations d'origine de l'utilisateur, comme décrit ci-dessus. Dans ce cas, l'égaliseur calculé par le calcul des paramètres de l'égaliseur 106 coïncide avec un égaliseur MU-MIMO MMSE linéaire traditionnel implémenté dans le domaine fréquentiel. Au cours des turbo-itérations successives, ou pendant une turbo itération, lorsque de l'information souple en provenance des décodeurs des certains utilisateurs  $u$  est disponible (par exemple parce qu'ils ont déjà été décodés une fois), après la phase d'initialisation, pour toutes les antennes  $t$  d'émission de ces utilisateurs  $u$ , le démodulateur souple MU-MIMO renvoie le vecteur d'estimations souples non nul,  $\bar{x}_{t,u} = E_{\mathcal{P}_{t,u}}[x_{t,u}]$ , et  $\bar{v}_{t,u} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \text{Var}_{\mathcal{P}_{t,u}}[x_{m,t,u}]$ , i.e. la moyenne des variances des symboles envoyés sur l'antenne  $t$  de l'utilisateur  $u$ , calculée sur l'information a priori en provenance du décodeur. Dans ce cas, l'égaliseur obtenu par le calcul égaliseur 106 coïncide avec un turbo-égaliseur MMSE linéaire à effacement d'interférence traditionnel implémenté dans le domaine fréquentiel (soit selon une stratégie série, soit parallèle en fonction de l'ordonnancement des utilisateurs  $u$  décodés pendant la turbo-itération). Dans le cas plus général, avec  $s > 0$ , le bloc de calcul égaliseur 106 fournit en sortie à chaque auto-itération les coefficients des égaliseurs  $\underline{f}_{t,u}$  de taille  $MR$  dans le domaine

fréquentiel, pour l'égalisation du signal en provenance de l'antenne  $t$  de l'utilisateur  $u$ . Ce filtre agit sur les observations concaténées  $\underline{y}$  dans le domaine fréquentiel. Ceci est en général un turbo-égaliseur linéaire MMSE auto-itéré avec retour (feedback) EP. Les filtres d'un même utilisateur  
 5 peuvent être regroupés par commodité dans une matrice  $\underline{F}_u = [\underline{f}_{1,u}, \dots, \underline{f}_{T_u,u}]$  de taille  $MR \times T_u$ .

Le bloc de calcul des paramètres de l'égaliseur fournit aussi en sortie les vecteurs  $\underline{\sigma}_{v,u}^2 = [\sigma_{v,1,u}^2, \dots, \sigma_{v,t,u}^2, \dots, \sigma_{v,T_u,u}^2]$ ,  $u = 1, \dots, U$  qui collectent des estimations du bruit après égalisation pour chaque bloc de données de  
 10 l'antenne  $t$  de l'utilisateur  $u$ , calculées sous l'hypothèse de bruit gaussien et modèle additif  $\hat{\mathbf{x}}_{t,u} = \mathbf{x}_{t,u} + \mathbf{v}_{t,u}$ . Appelons  $\underline{\sigma}_w^2 = \text{diag}(\underline{\Sigma}_w)$  le vecteur des covariances sur la diagonale de la matrice de covariance du bruit. On calcule d'abord la matrice suivante (représentant la covariance du signal reçu en intégrant l'information souple en provenance du démodulateur souple MU-  
 15 MIMO souple) :

$$\underline{\Sigma}_d = \text{diag}(\underline{\sigma}_w^2) + \sum_{u=1}^U \sum_{t=1}^{T_u} \bar{v}_{t,u} \underline{\mathbf{H}}_{t,u} \underline{\mathbf{H}}_{t,u}^H \quad (19)$$

Cette matrice est diagonale par blocs. Le récepteur doit calculer son inverse et il existe des méthodes efficaces en termes de calculs ou de mémoire pour implémenter ce calcul. La matrice inverse est de taille  $MR \times MR$  et elle est aussi diagonale par blocs qui ont une taille de  $M \times M$  correspondante à la  
 20 longueur du bloc de données :

$$\underline{\Sigma}_d^{-1} = \begin{pmatrix} \text{diag}(\lambda_{1,1}) & \cdots & \text{diag}(\lambda_{1,R}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{diag}(\lambda_{R,1}) & \cdots & \text{diag}(\lambda_{R,R}) \end{pmatrix} \quad (20)$$

où la matrice  $\text{diag}(\lambda_{r,r'})$  capture l'inverse de la cross-covariance du signal reçu entre deux antennes  $r$  et  $r'$  du récepteur. Les sorties sont calculées de la façon suivante, pour tout  $u = 1, \dots, U$  et  $t = 1, \dots, T_u$  :

$$\bar{s}_{t,u} = \frac{1}{M} \sum_{r=1}^R \underline{\mathbf{h}}_{r',t,u}^H \sum_{r'=1}^R \lambda_{r,r'} \odot \underline{\mathbf{h}}_{r',t,u} \quad (21)$$

$$\underline{f}_{r,t,u} = \frac{1}{\bar{s}_{t,u}} \sum_{r'=1}^R \lambda_{r,r'} \odot \mathbf{h}_{r',t,u}, \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (22)$$

$$\sigma_{v,t,u}^2 = \frac{1}{\bar{s}_{t,u}} - \bar{v}_{t,u} \quad (23)$$

Le vecteur total  $\underline{f}_{t,u}$  résulte de la concaténation des vecteurs des filtres  $\underline{f}_{r,t,u}$  pour  $r = 1, \dots, R$ .

Les vecteurs de signaux reçus sur des antennes et transformés en fréquence  $\underline{y}_r$  de taille  $M$  sont passés au bloc « égaliseur linéaire à suppression d'interférence » 108 qui reçoit aussi en entrée les coefficients des égaliseurs  $\underline{F}_u$ , pour tous les utilisateurs  $u$  (qui sont traités parallèlement), la réponse fréquentielle globale du canal MU-MIMO  $\underline{H}$  et les vecteurs de taille  $M$  d'estimations souples des symboles émis dans le domaine fréquentiel  $\bar{x}_u$ , pour tous les utilisateurs  $u$ , qui sont générés à partir des vecteurs de taille  $M$  d'estimations souples dans le domaine temporel  $\bar{x}_u$ , en provenance du démodulateur souple MU-MIMO 105T. La fiabilité globale de ces estimations par antenne de l'utilisateur  $u$  est représentée par les valeurs de  $\bar{v}_u = [\bar{v}_{1,u}, \dots, \bar{v}_{t,u}, \dots, \bar{v}_{T_u,u}]$ , plus elle est proche de 0 plus la fiabilité est grande (ces valeurs représentent des variances). L'égaliseur LE-IC 108 réalise la suppression d'interférence (IC) pour l'ISI, le MAI et le MUI dans le cas général MU-MIMO. L'égaliseur 108 produit des vecteurs  $\hat{x}_{t,u}$  de taille  $M$  qui représentent des estimations des symboles de chaque antenne de chaque utilisateur dans le domaine fréquentiel.

Les vecteurs  $\hat{x}_{t,u}$  sont ensuite passés à nouveau dans le domaine temporel à travers  $T_u$  IFFT normalisées de taille  $M$  (109), pour obtenir des vecteurs  $\hat{x}_{t,u}$  représentant les signaux temporels égalisés, qui sont envoyés au démodulateur souple MU-MIMO 105T. Ce dernier, à partir des  $\hat{x}_{t,u}$ , des correspondantes variances du bruit après égalisation  $\sigma_{v,t,u}^2$  et des informations souples a priori, par exemple sous la forme de métriques Log-Likelihood Ratios (LLRs)  $L_a(\mathbf{d}_u)$  en provenance des décodeurs, produit les estimations souples des symboles émis dans le domaine temporel  $\bar{x}_u$ , pour

tous les utilisateurs  $u$ , ainsi que leurs fiabilités correspondantes  $\bar{v}_u$ . Si la boucle de turbo-itération est activée après, le demappeur souple produit aussi des informations souples pour chaque bit des signaux des utilisateurs appartenant à  $u_i$ , par exemple sous la forme de LLR extrinsèques  $L_e(\mathbf{d}_u)$ ,

5  $u \in u_i$ .

A ce moment, si l'ordonnancement commande d'exécuter une boucle d'auto-itération, les traitements poursuivent avec une réactivation des blocs 107, 106, 108, 109, 105T.

Autrement, si l'ordonnancement commande d'exécuter une  
10 nouvelle boucle d'auto-itération ou de continuer la boucle de turbo-itération courante, les métriques souples  $L_e(\mathbf{d}_u)$ ,  $u \in u_i$  sont ensuite désentrelacées par les blocs 110<sub>u</sub> pour les utilisateurs  $u \in u_i$ . Ensuite, les métriques souples sont envoyées aux décodeurs 111<sub>u</sub> des utilisateurs  $u \in u_i$  qui produisent des estimations des probabilités des bits d'informations envoyés (par exemple  
15 des probabilités a posteriori), si la dernière turbo-itération est atteinte, i.e.  $\tau = \mathcal{T}$ . Elles sont utilisées pour décider les bits envoyés avec des détecteurs à seuil. Autrement, les décodeurs 111<sub>u</sub> des utilisateurs  $u \in u_i$  produisent aussi des estimations des bits codés envoyés c'est-à-dire des probabilités extrinsèques (EXT), par exemple sous forme de LLRs, qui mesurent la  
20 probabilité que les bits codés envoyés soient 0 et 1. Les EXT sont ensuite envoyées aux entrelaceurs 112<sub>u</sub> des utilisateurs  $u \in u_i$ . Les EXT entrelacées des utilisateurs  $u \in u_i$  deviennent des informations a priori  $L_a(\mathbf{d}_u)$  et entrent dans le démodulateur souple MU-MIMO 105T. Avant de repasser par le démodulateur souple MU-MIMO, l'indice qui parcourt la partition des  
25 utilisateurs  $P_u$  est incrémenté à  $i + 1$ , sauf si  $i = I$ . Dans ce dernier cas, on vient de décoder les derniers utilisateurs de la partition, donc l'indice pour parcourir la partition est réaffecté à  $i = 1$  et l'indice de turbo-itération est incrémenté à  $\tau + 1$  (nouvelle turbo-itération qui commence).

Le démodulateur souple MU-MIMO 105T traite ses entrées et la  
30 procédure continue en fonction de l'activation d'une auto-itération ou d'une turbo-itération.

Le bloc « égaliseur linéaire à suppression d'interférence » 108 réalise la suppression d'interférence (IC) pour l'ISI, le MAI et le MUI et égalise les signaux reçus dans le domaine fréquentiel et spatial. Comme pour le cas SISO, la différence par rapport à l'état de l'art existant réside dans les entrées  $\underline{\bar{x}}_u$  (estimations des symboles dans le domaine fréquentiel pour tous les utilisateurs), ainsi que les filtres utilisés, ces quantités étant calculées selon le procédé de l'invention.

La figure 14 décrit en détail le filtrage et le procédé de suppression de l'interférence. Le bloc de concaténation 204 sert simplement à concaténer les vecteurs des estimations souples  $\underline{\bar{x}}_u$  de taille  $MT_u$  dans un unique vecteur  $\underline{\bar{x}}$  de taille  $MT$ . Le bloc « Génération des signaux reçus estimés » 205 génère une estimation des  $R$  signaux reçus (partie utile plus interférences de tout type) au récepteur, concaténés dans le vecteur de sortie  $\underline{H\bar{x}}$  de taille  $MR$ . Nous notons que pour  $\tau = s = 0$ ,  $\underline{\bar{x}}$  est un vecteur de zéros (pas d'estimation disponible). Le séparateur 206 sépare le vecteur  $\underline{H\bar{x}}$  en  $R$  vecteurs de taille  $M$ , un pour chaque voie du récepteur. Ces derniers sont soustraits par les sommes vectorielles 207 aux symboles reçus dans le domaine fréquentiel  $\underline{y}_r$ . On voit bien que le procédé est ici en parallèle, dans le sens que toutes les estimations disponibles dans la boucle d'auto-itération des signaux des utilisateurs sont utilisées pour générer les signaux reçus. Ceci permet de prendre en compte (à travers l'estimation de canal global) l'influence que les utilisateurs ont les uns sur les autres, et que les antennes ont les unes sur les autres. Les signaux correctifs en sortie des sommes 207, sont envoyés à un banc de filtres MMSE linéaire 208 qui appliquent singulièrement le même traitement du cas SISO mais en utilisant les filtres  $\underline{f}_{r,t,u}$  calculés par le bloc 106, pour tout  $u$  et  $t$ . Cela est fait pour toutes les antennes de réception. Les signaux correctifs égalisés (de taille  $M$ ) en sortie des filtres (égaliseurs) 208 et qui correspondent au même utilisateur  $u$  et à la même antenne  $t$ , sont sommés ensemble par les sommes vectorielles 209. Cela revient à combiner ensemble des estimations des mêmes signaux égalisés en provenance

d'antennes de réception différentes pour améliorer la fiabilité des estimations. Les blocs de concaténation 210<sub>u</sub> concatènent ensemble les signaux des  $T_u$  antennes d'un même utilisateur  $u$ . Enfin, les sommes vectorielles 211<sub>u</sub> génèrent les estimations fréquentielles (de taille  $T_u M$ ) des symboles égalisés en ajoutant les estimations des signaux utiles aux signaux correctifs filtrés en provenance des bancs de filtres 208, comme une généralisation des sommes issues du bloc 201 au cas SISO.

### Structure du démodulateur souple MU-MIMO

Nous détaillons par la suite la structure du démodulateur souple MU-MIMO 105T. Comme il a été écrit pour la phase d'initialisation, le démodulateur souple MU-MIMO 105T représenté en figure 13, se compose de  $U$  démodulateurs souples MIMO séparés 105T<sub>u</sub>, qui traitent séparément les signaux égalisés correspondant aux antennes d'émission d'un même utilisateur. Le gestionnaire d'ordonnancement et d'initialisation 311 (figure 13) active tous les démodulateurs souples MIMO pendant les auto-itérations en générant ainsi toutes les estimations souples  $\bar{x}_u$  et leurs fiabilités moyennes correspondantes  $\bar{v}_u$  afin que les blocs implémentant les fonctions liées à l'égalisation à suppression d'interférence puissent avoir des estimations des signaux de tous les utilisateurs. En revanche, quand un cycle d'auto-itérations prend fin parce que  $s = S_\tau$ , le gestionnaire d'ordonnancement configure seulement les démodulateurs souples MIMO des utilisateurs  $u \in u_i$  qui doivent être décodés selon l'ordonnancement courant pour que ces démodulateurs calculent les LLRs extrinsèques  $L_e(\mathbf{d}_u)$  à envoyer aux décodeurs des utilisateurs intéressés. Quand les nouvelles informations a priori  $L_a(\mathbf{d}_u)$ ,  $u \in u_i$  sont disponibles à l'entrée du démodulateur souple MU-MIMO 105T, le gestionnaire 311 va déclencher l'initialisation des démodulateurs souples MIMO 105T<sub>u</sub> selon la stratégie choisie (voir description plus haut pour le turbo-récepteur MU-MIMO de figure 12). Si  $i = I$  et  $\tau = T$ , la boucle turbo est terminée et la dernière turbo-itération est achevée. Dans ce cas il faut réinitialiser  $\tau = 0, s = -1, i = 1$  pour le prochain paquet. Si  $i = I$  mais  $\tau < T$ , la boucle turbo courante est

terminée mais il y a encore des boucles turbo programmées, donc  $\tau$  est mis à jour avec une valeur  $\tau + 1$  et le gestionnaire active les démodulateurs souples  $105T_u$  en phase d'initialisation selon la stratégie définie en posant  $s = -1$ ,  $i = 1$ . Si  $i < I$ , la boucle turbo n'est pas finie et le gestionnaire 311 va mettre à jour l'index  $i$  de la partition à  $i + 1$  et redémarrer une séquence de  $\mathcal{S}_\tau$  auto-itérations en démarrant par une phase d'initialisation ( $s = -1$ ). Le nombre total d'auto-itérations pendant la boucle turbo  $\tau$  sera de  $\mathcal{S}_\tau I$ . Pour une stratégie de décodage en série, ce nombre sera donc de  $\mathcal{S}_\tau U$ , alors qu'il sera de  $\mathcal{S}_\tau$  pour une stratégie de décodage en parallèle.

10 Nous allons détailler le bloc de démodulateur souple MIMO  $105T_u$ , qui s'applique à un émetteur MIMO comme celui illustré à la figure 11. Ce bloc est illustré à la figure 15. Le démodulateur souple MIMO  $105T_u$  est composé de  $T_u$  démodulateurs souple SISO 105 déjà décrits (voir figure 5) qui sont tous activés au même temps par la commande en provenance du gestionnaire d'ordonnancement et d'initialisation 311 (figure 13). Chaque 15 démodulateur souple SISO 105 traite les vecteurs de données qui correspondent à une des antennes d'émission de l'utilisateur  $u$ , en utilisant sa constellation correspondante  $\mathcal{X}_{t,u}$ . A ce fin, le bloc de séparation 113 déconcatène le vecteur  $\sigma_{v,u}^2$  de taille  $T_u$  des variances du bruit résiduel, en  $T_u$  valeurs  $\sigma_{v,t,u}^2$  à envoyer aux démodulateurs. Le bloc de séparation 114 20 déconcatène le vecteur  $\hat{\mathbf{x}}_u$  représentant signaux après égalisation et suppression d'interférence de taille  $MT_u$ , en  $T_u$  vecteurs  $\hat{\mathbf{x}}_{t,u}$  à envoyer aux démodulateurs. Le bloc de séparation 115 déconcatène le vecteur  $\mathbf{L}_a(\mathbf{d}_u)$  représentant les LLR a priori en provenance du décodeur de l'utilisateur  $u$  et de taille égale à la somme de la longueur des paquets codés sur les  $T_u$  25 antennes de l'utilisateur, en  $T_u$  vecteurs  $\mathbf{L}_a(\mathbf{d}_{t,u})$ , représentant les LLRs a priori du paquet envoyé sur l'antenne  $t$  de l'utilisateur  $u$ , à envoyer aux démodulateurs. Après traitement, les dispositifs de concaténation 116, 117, 118 opèrent de façon inverse aux blocs 113, 114, 105, respectivement sur

les fiabilités  $\bar{v}_{t,u}$ , les estimations souples des symboles émis  $\bar{x}_{t,u}$  et les LLR extrinsèques  $L_e(\mathbf{d}_{t,u})$  pour former les vecteurs  $\bar{v}_u$ ,  $\bar{x}_u$  et  $L_e(\mathbf{d}_u)$ .

L'invention s'applique aussi trivialement pour l'homme de l'art aux schémas avec des codes espace-temps par blocs de type orthogonal, comme celui d'Alamouti et décrit pour le cas SC-FDMA dans l'article [LEE],  
5 par exemple. Ces schémas ne sont pas représentés. Dans le cas des codes espace-temps par blocs de type orthogonal, il existe des méthodes de détection connues de l'homme de l'art [LEE] à maximum de vraisemblance ou à maximum de probabilité a posteriori avec complexité réduite. L'invention  
10 décrite ici peut s'appliquer après avoir adapté les calculs du bloc d'égalisation linéaire à suppression d'interférence 502 et le bloc de calcul des paramètres du récepteur 503, par exemple comme décrit dans [LEE] de façon à prendre en compte la structure du code espace-temps par blocs de type orthogonal utilisé à l'émetteur.

### Références citées

- 5 [1] P. Chevalier, F. Pignon, "New Insights into Optimal Widely Linear Array Receivers for the Demodulation of BPSK, MSK, and GMSK Signals corrupted by Noncircular Interferences – Application to SAIC", *IEEE Trans. on Signal Processing*, v. 54, n. 3, pp: 870-883, March 2006.
- [2] [TUCHLER] M. Tüchler, A. C. Singer, "Turbo Equalization: An Overview," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 57, no. 2, pp. 920-952, fevrier 2011.
- 10 [3] Thomas Minka, « Divergence measures and message passing », Microsoft Research, MSR-TR-2005-173, décembre 2005.
- [4] S. ten Brink, J. Speidel, R.-H. Yan, "Iterative Demapping and Decoding for Multilevel Modulation", *IEEE GLOBECOM* 1998.
- [5] Q. Wang, Q. Xie, Z. Wang, S. Chen, L. Hanzo, "A Universal Low-Complexity Symbol-to-Bit Soft Demapper", *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, 2014.
- 15 [6] D. Auras, R. Leupers, G. Ascheid, "A Novel Class of Linear MIMO Detectors with Boosted Communications Performance: Algorithm and VLSI Architecture", *IEEE ISVLSI* 2014.
- [7] I. Collings, M. Butler and M. McKay, "Low Complexity receiver design for MIMO bit-interleaved coded modulation", *IEEE ISSSTA* 2004.
- 20 [8] N. Benvenuto, S. Ciccotosto, and S. Tomasin, "Iterative Block Fractionally Spaced Nonlinear Equalization for Wideband Channels", *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 4, no. 5, pp. 489-492, October 2015.
- 25 [9] L. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, F.K. Jondral, "Low Complexity CDMA Downlink Receiver based on Frequency Domain Equalization", *IEEE VTC'03 Fall*, 2003.
- [10] T. Obara, F. Adachi, "MMSE Weight for Single Carrier Overlap FDE", *Proc. IEEE Asia Pacific Conference on Communications*, 2011.
- 30 [11] S. Tomasin, "Overlap and save frequency domain DFE for throughput efficient single carrier transmission", *IEEE PIMRC* 2005.

- [12] [LEE] S.-R. Lee, F.-B. Ueng, H.-F. Wang, and Y.-K. Chang, "Iterative multiuser detection for LDPC MIMO SC-FDMA communication systems", Wiley Trans Emerging Tel Tech. doi: 10.1002/ett.2773, 15 janvier 2014.
- 5 [13] [BENVENUTO] N. Benvenuto, S. Tomasin, « Iterative Design and Detection of a DFE in the Frequency Domain », IEEE Trans. on Commun., v. 53, n. 11, pp: 1867-1875, Nov. 2005.
- [14] [WITZKE] M. Witzke, S. B aro, F. Schreckenbach, and J. Hagenauer, "Iterative detection of MIMO signals with linear detectors," in Proc. 10 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ACSSC), Pacific Grove, CA, USA. IEEE, Nov. 2002.
- [15] [SANTOS] I. Santos, J. J. Murillo-Fuentes, R. Boloix-Tortosa, E. A. de Reyna, and P. M. Olmos, "Expectation propagation as turbo equalizer in isi channels," IEEE Trans. Commun., vol. 65, no. 1, pp. 360–370, 15 Jan. 2017.
- [16] [MENG] K. Wu, G. Ren, X. Meng, J. Wu, Q. Wang, "Spectral-Efficient Band Allocation Scheme for Frequency-Domain Pulse Shaping-Based SC-FDMA Systems", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.: 66, n: 9, pp: 8249 - 8262, Sept. 2017.

## REVENDEICATIONS

1 – Procédé pour améliorer l'estimation des symboles d'un signal modulé et de la fiabilité de l'estimée, le signal comprenant des blocs de données comportant au moins les étapes suivantes exécutées au niveau d'un processeur:

• Une étape de calcul d'estimations souples (301) du signal par une technique de maximum de vraisemblance exacte ou approximée (304), en utilisant les symboles estimés  $\hat{x}$  du bloc de données courant, les symboles estimés du bloc étant caractérisés par une mesure de fiabilité moyenne (302),

• Une étape de division gaussienne (306) du signal estimé par maximum de vraisemblance, supposé blanc, par le signal estimé  $\hat{x}$  pour générer une estimation souple du signal transmis, l'estimation étant caractérisée par une mesure de fiabilité par bloc de données,

• Une étape de lissage adaptatif (307) sur le signal estimé par la division gaussienne et sur les mesures de fiabilités, pour fournir une estimation  $\bar{x}$  du signal transmis et une mesure de fiabilité  $\bar{v}$  associée.

2 – Procédé selon la revendication 1 comprenant en outre:

• Une étape de calcul de distributions a priori du signal transmis (300) à partir d'entrées/sorties souples binaires,

• Une étape de calcul d'estimations souples (301) du signal transmis, par la technique du maximum a posteriori (305), en utilisant le signal estimé par le maximum de vraisemblance (304) et les distributions a priori calculées à l'étape précédente, ladite estimation est caractérisée par une mesure de fiabilité moyenne (302).

3 – Procédé selon l'une des revendications 1 ou 2 caractérisé en ce qu'il comporte en outre :

- Une étape de décodage par un décodeur binaire à entrées/sorties souples (507, 111),

- Une étape d'initialisation du démodulateur souple (504,105), en calculant une estimation a priori du signal transmis (300,301), ladite estimation étant caractérisée par une fiabilité moyenne (302) en amont de l'étape de calcul d'estimations souples (301) du signal transmis.

4 – Procédé selon la revendication 3 comprenant en outre une étape de désentrelacement (506) et d'entrelacement (508) des informations souples sur le signal transmis, lors de l'échange itératif entre un démodulateur souple (105) et un décodeur binaire à entrées/sorties souples (111).

5 – Procédé selon l'une des revendications 1 à 4 pour la suppression d'interférence au sein d'un signal issu d'au moins un émetteur reçu sur un récepteur comprenant une ou plusieurs antennes, ledit signal comprenant un ou plusieurs blocs de données caractérisé en ce qu'il comporte en outre les étapes suivantes :

- Une étape de calcul des paramètres du récepteur (503), en utilisant la connaissance du canal,
- Une étape de traitement du signal reçu par un récepteur à suppression d'interférence (502) qui génère une autre estimation  $\hat{x}$  du signal transmis en utilisant une estimation préalable  $\bar{x}$  du signal transmis  $x$  et la connaissance du canal, l'estimation du signal étant effectuée par le récepteur à suppression d'interférence,
- Le calcul de la fiabilité  $\sigma_v^2$  de l'estimation du signal transmis  $\hat{x}$  obtenue par le récepteur à suppression d'interférence (502), en utilisant les paramètres du récepteur,
- Une étape d'échange itératif des estimations du signal transmis, entre le récepteur à suppression d'interférence (502) et le démodulateur souple (504,105),

- Une étape de calcul d'information souple sur les bits du signal transmis, faite à partir du signal démodulé (309-310).

6 – Procédé de suppression d'interférence d'un signal reçu selon la revendication 5 comprenant en outre:

- Une étape de calcul des paramètres du récepteur adaptatif (503), en utilisant la connaissance du canal et la fiabilité des retours souples du démodulateur (504),
- Une étape d'échange itératif des fiabilités des estimations du signal transmis entre le bloc qui calcule les paramètres du récepteur adaptatif (503) et le démodulateur souple (504,105).

7 – Procédé de suppression d'interférence d'un signal reçu selon la revendication 5 comportant:

- Une étape d'estimation des paramètres du canal entre l'émetteur et le récepteur (501) en utilisant le signal reçu,
- Une étape de calcul des paramètres du récepteur adaptatif ou non (503), en utilisant l'estimation des paramètres du canal et la fiabilité des retours souples du démodulateur (504),
- Une étape d'échange itératif des fiabilités des estimations du signal transmis entre le bloc qui calcule les paramètres du récepteur adaptatif (503) et le démodulateur souple (504,105).

8 – Procédé de suppression d'interférence d'un signal reçu selon la revendication 7, comprenant en outre une étape itérative d'estimation des paramètres du canal (501), en utilisant l'estimation souple du signal transmis et sa fiabilité en provenance du démodulateur souple (504,105), conjointement avec le signal reçu.

9 – Procédé de suppression d'interférence d'un signal reçu selon l'une des revendications 5 à 8 dans lequel, l'étape de traitement du signal reçu par un

récepteur à suppression d'interférence (502) et l'étape de calcul de ses paramètres (503) comprennent:

- Une étape de conversion du signal reçu dans le domaine fréquentiel (102),
- 5 • Une étape de calcul des paramètres de l'égaliseur dans le domaine fréquentiel (106), qui réalise les fonctions du bloc (503).
- Une étape d'égalisation linéaire à suppression d'interférence (108) dans le domaine fréquentiel, paramétrée selon les sorties obtenues lors du calcul des paramètres de l'égaliseur dans le domaine
- 10 fréquentiel (106),
- Une étape de conversion du signal traité dans le domaine temporel (109),
- Une étape de conversion dans le domaine fréquentiel (107) de l'estimation souple du signal transmis fournie par le démodulateur
- 15 souple.

10 – Procédé selon l'une des revendications 5 à 8 dans lequel, l'étape de traitement du signal reçu par un récepteur à suppression d'interférence (502) et l'étape de calcul de ses paramètres (503) comprennent:

- 20 • Une étape de séparation du signal reçu  $y$  en  $P$  segments  $y_p$  de  $N_p$  symboles chacun, avec recouvrement,  $p = 1, \dots, P$ .
- Une étape de conversion de chacun des segments du signal reçu dans le domaine fréquentiel (102),
- Une étape du calcul des paramètres des  $P$  égaliseurs dans le
- 25 domaine fréquentiel, qui réalise les fonctions du bloc (503),
- Une étape d'égalisation linéaire à suppression d'interférence (108) dans le domaine fréquentiel de chacun des segments, paramétrée selon les sorties obtenues lors du calcul des paramètres des  $P$  égaliseurs dans le domaine fréquentiel (503),

- Une étape de conversion de chacun des signaux traités dans le domaine temporel (109), et d'extraction des symboles non recouverts pour obtenir une estimation  $\hat{x}$ ,
- Une étape de conversion dans le domaine fréquentiel (107) de l'estimation souple du signal transmis fournie par le démodulateur souple.

11 – Procédé selon la revendication 10 où le calcul des paramètres des  $P$  égaliseurs dans le domaine fréquentiel utilise la connaissance de la statistique de l'interférence entre segments, estimée à partir de la fiabilité des retours du démodulateur souple (504).

12 – Procédé selon l'une des revendications 10 ou 11 où l'interférence résiduelle entre segments est régénérée en utilisant les retours du démodulateur souple (504), et soustraite de chacun des  $P$  segments  $y_p$ , avant l'étape de conversion dans le domaine fréquentiel.

13 – Procédé selon l'une des revendications 5 à 8, dans lequel, l'étape de traitement du signal reçu par un récepteur à suppression d'interférence (502) et l'étape de calcul de ses paramètres (503) comprennent:

- Un sur-échantillonnage du signal reçu avec un facteur de sur-échantillonnage  $\alpha$ ,
- Une étape de conversion en fréquence (102) du signal reçu suréchantillonné,
- Une étape de calcul du filtre de l'égaliseur dans le domaine fréquentiel suréchantillonné,
- Une étape d'égalisation linéaire à suppression d'interférence (108) dans le domaine fréquentiel suréchantillonné selon la sortie obtenue lors du calcul des paramètres de l'égaliseur dans le domaine fréquentiel suréchantillonné (503),

- Une étape de conversion du signal traité dans le domaine temporel (109), suivi d'un échantillonneur de facteur d'échantillonnage  $\alpha$  égal au facteur de sur-échantillonnage du signal reçu.
- Une étape d'interpolation idéale de l'estimation souple du signal transmis fournie par le démodulateur souple par un facteur de suréchantillonnage  $\alpha$  égal à celui du signal reçu (cela consiste en l'ajout de  $\alpha - 1$  zéros entre deux échantillons), suivi d'une conversion dans le domaine fréquentiel suréchantillonné (107).

10 14 – Procédé pour supprimer des interférences au sein d'un signal reçu sur un récepteur de type SC-FDMA ou SS-SC-FDMA comprenant une étape de mise en trame utilisant respectivement une modulation SC-FDMA ou SS-SC-FDMA et une étape d'exécution du procédé selon l'une des revendications 9 à 13.

15 15 – Procédé pour supprimer des interférences au sein d'un signal reçu sur un récepteur de type SC ou SS-SC comprenant une étape de mise en trame utilisant respectivement une modulation SC ou SS-SC et une étape d'exécution du procédé selon l'une des revendications 9 à 13.

20 16 – Procédé pour supprimer des interférences au sein d'un signal reçu sur un récepteur de type OFDM ou OFDMA comprenant une étape de mise en trame utilisant respectivement une modulation OFDM ou OFDMA et une étape d'exécution du procédé selon l'une des revendications 5 à 8 dans lequel, l'étape de traitement du signal reçu par un récepteur à suppression d'interférence (502) et l'étape de calcul de ses paramètres (503) comprennent:

- Une étape de conversion du signal reçu dans le domaine fréquentiel (102),

- Une étape de calcul des paramètres de l'égaliseur dans le domaine fréquentiel (106), qui réalise les fonctions du bloc (503),
- Une étape d'égalisation linéaire à suppression d'interférence (108) dans le domaine fréquentiel, paramétrée selon les sorties obtenues lors du calcul des paramètres de l'égaliseur dans le domaine fréquentiel (106).

17 – Procédé de suppression d'interférence d'un signal reçu selon l'une des revendications 9 à 16, comprenant en outre:

- Une étape de génération du signal à l'émetteur selon un code espace-temps par blocs de type Alamouti ou autre code espace-temps par bloc de type orthogonal,
- Une étape d'estimation des paramètres des canaux entre les antennes de l'émetteur et celles du récepteur,
- Une étape du calcul des paramètres du récepteur dans le domaine fréquentiel, qui prennent en compte la structure du code espace-temps par blocs utilisé,
- Une étape d'égalisation linéaire à suppression d'interférence dans le domaine fréquentiel en utilisant les filtres obtenus lors du calcul des paramètres des égaliseurs dans le domaine fréquentiel, et qui combine les signaux reçus en entrée selon la méthode associée au code espace-temps par blocs utilisé par l'émetteur.

18 – Procédé pour supprimer des interférences au sein des signaux issus d'un émetteur reçus sur un récepteur, dans un réseau de type MIMO où l'émetteur est doté de plusieurs antennes de transmissions et d'un entrelaceur qui répartit les bits codés sur les antennes disponibles, comprenant une étape d'exécution du procédé selon l'une des revendications 5 à 16 comprenant en outre :

- Une étape de traitement des signaux reçus en provenance des antennes de l'émetteur par un récepteur à suppression d'interférence (502), qui en utilisant ses paramètres et une estimation préalable des signaux transmis  $\bar{x}_t$  par les antennes d'émission  $t = 1, \dots, T_1$ , génère une autre estimation des signaux émis  $\hat{x}_t$  (207-211, 205),
- Une étape du calcul des paramètres du récepteur (503) qui prend en compte la présence de plusieurs antennes d'émission et les estimations des paramètres des canaux entre les antennes de l'émetteur et du récepteur,
- Une étape de démodulation souple ( $105T_u$ ) où l'estimation du signal de chaque antenne d'émission est traitée indépendamment.

19 – Procédé pour supprimer des interférences au sein des signaux issus de plusieurs émetteurs reçus sur un récepteur, dans un réseau de type MU-MIMO où les émetteurs sont dotés d'une ou plusieurs antennes de transmissions et d'un entrelaceur qui répartit les bits codés sur les antennes disponibles, comprenant une étape d'exécution du procédé selon l'une des revendications 5 à 16 comprenant:

- Une étape de traitement des signaux reçus en provenance des émetteurs par un récepteur à suppression d'interférence (502), qui en utilisant ses paramètres et une estimation préalable des signaux transmis  $\bar{x}_{t,u}$  par les antennes d'émission  $t = 1, \dots, T_u$  des utilisateurs  $= 1, \dots, U$ , génère une autre estimation des signaux émis  $\hat{x}_{t,u}$  (204-211),
- Une étape du calcul des paramètres du récepteur qui prend en compte la présence de plusieurs utilisateurs, éventuellement avec plusieurs antennes d'émission, et d'éventuelles estimations des paramètres des canaux entre les antennes des émetteurs et du récepteur,

- Une étape de démodulation souple (105T) où l'estimation du signal de chaque antenne d'émission de chaque utilisateur est traitée indépendamment,
- Une étape d'ordonnancement (311) des utilisateurs à décoder selon un critère basé sur la puissance des signaux reçus, ou selon une métrique dérivée de la puissance des signaux reçus et de la fiabilité de leurs constellations, ou encore selon une métrique basée sur les écarts de puissances et fiabilité entre couples d'utilisateurs.

5

10 20 – Récepteur comportant au moins une antenne pour recevoir un signal émis par au moins un émetteur et un processeur configuré pour exécuter le procédé d'amélioration de calcul des symboles et leurs fiabilités selon l'une des revendications 1 à 17, lesdits symboles étant utilisés pour la modulation d'un signal.

15

21 – Récepteur selon la revendication 20 caractérisé en ce qu'il comporte un démodulateur souple comprenant au moins les éléments suivants :

- Un module (300) de calcul des distributions a priori,
- Un premier module (301) d'estimations souples, ayant une sortie reliée à un module de calcul de distributions a posteriori (305),
- Un module de calcul des vraisemblances gaussiennes (304) ayant une sortie reliée au module de calcul de distributions a posteriori (305), dont la sortie est reliée à un deuxième module d'estimations souples (301),
- Le deuxième module d'estimations souples (301) transmet ses résultats directement à un module de division gaussienne (306) et à un dispositif effectuant une moyenne dont la sortie est reliée au module de division gaussienne,

20

25

- Le module de division gaussienne est relié à un lissage adaptatif (307) fournissant les valeurs des symboles estimées ainsi que leurs variances.



FIG.1

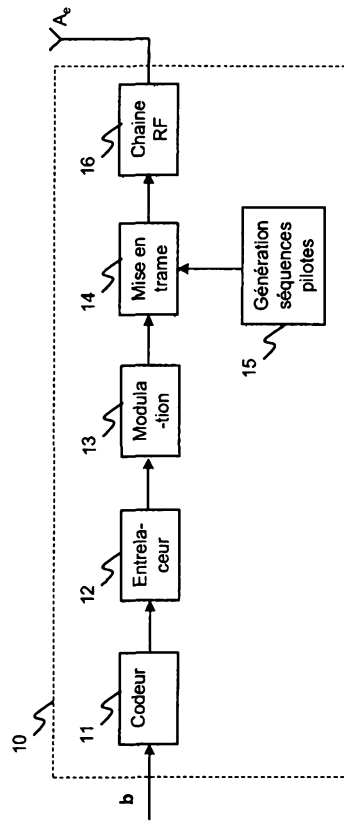


FIG.2

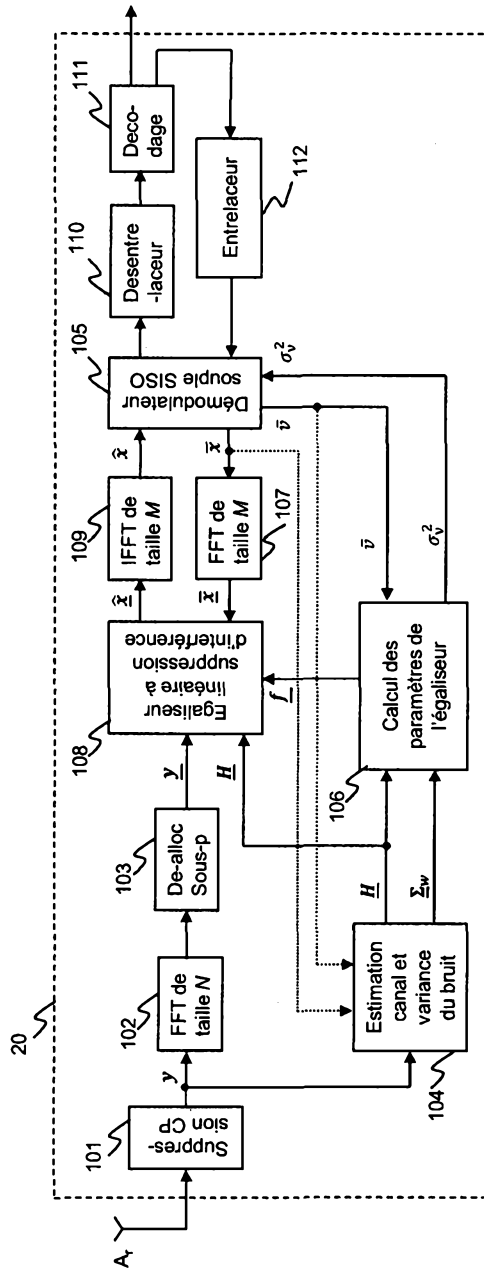


FIG.3

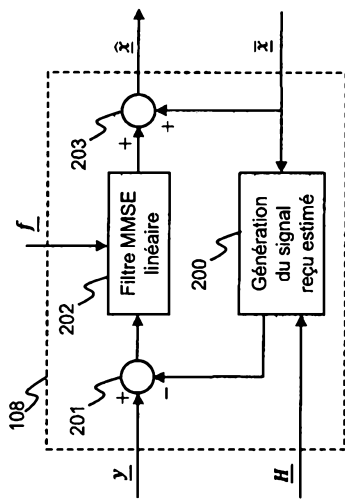


FIG.4

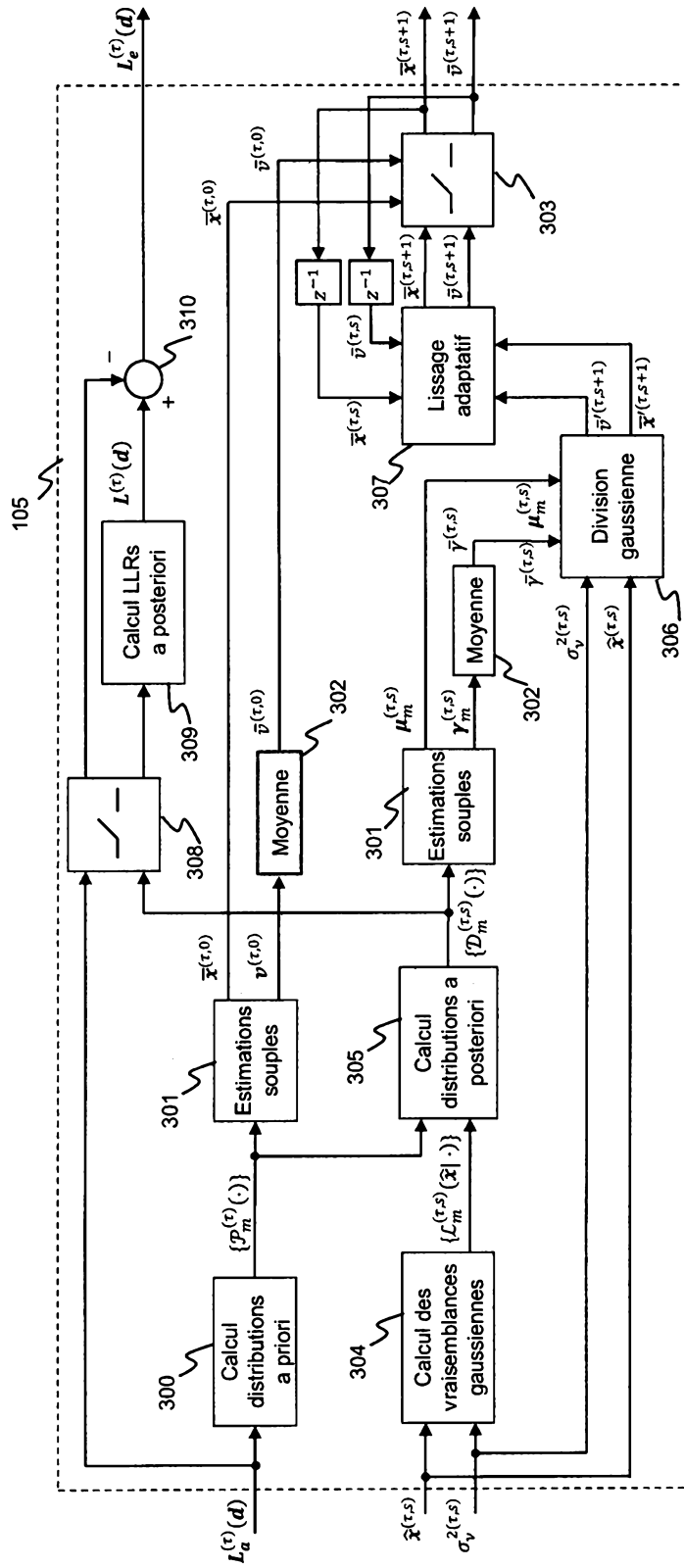


FIG.5

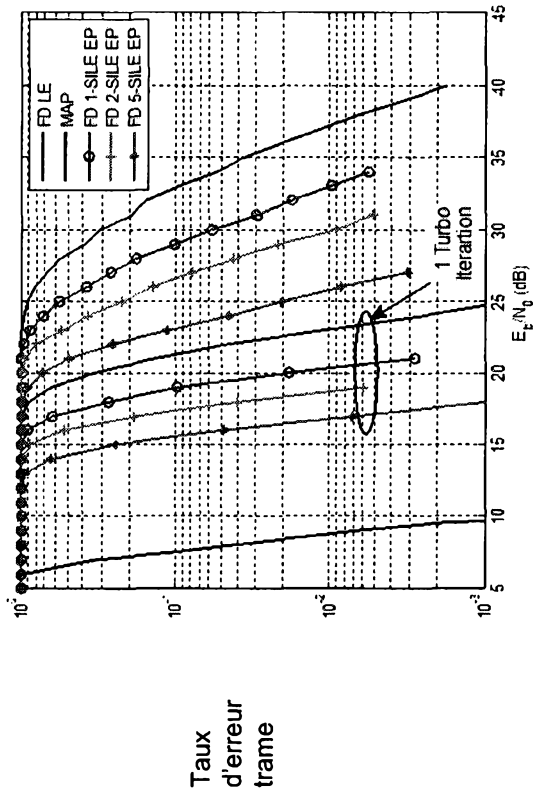


FIG.6

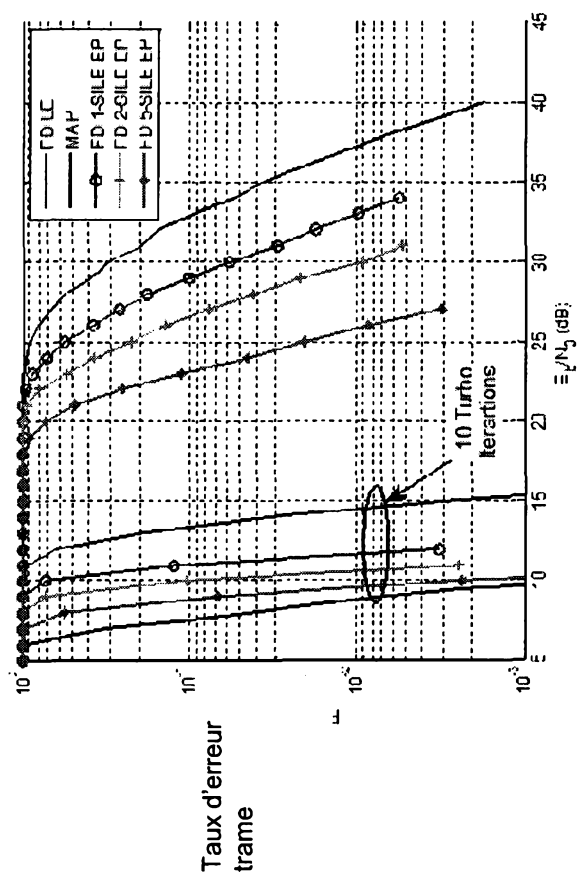


FIG. 7

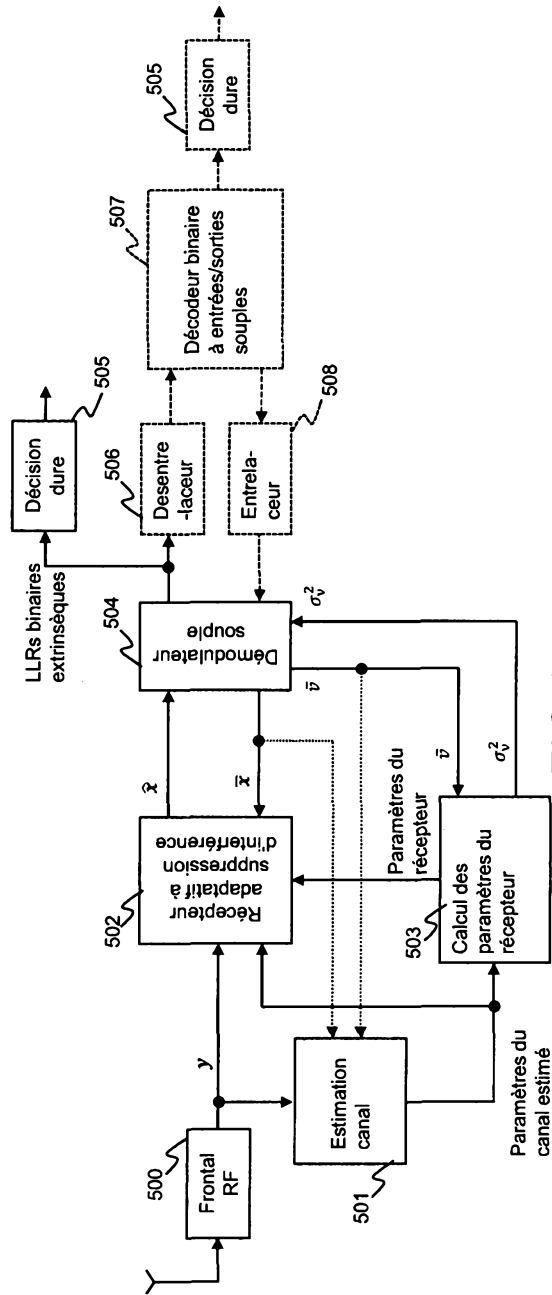


FIG.8

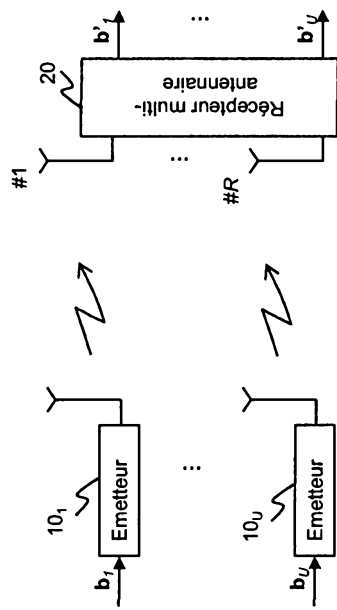


FIG.9

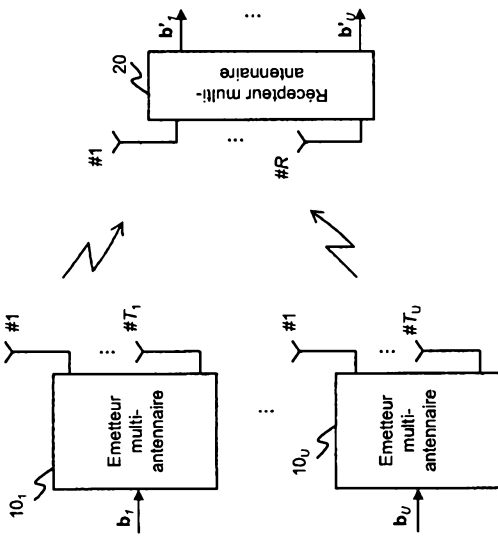


FIG.10

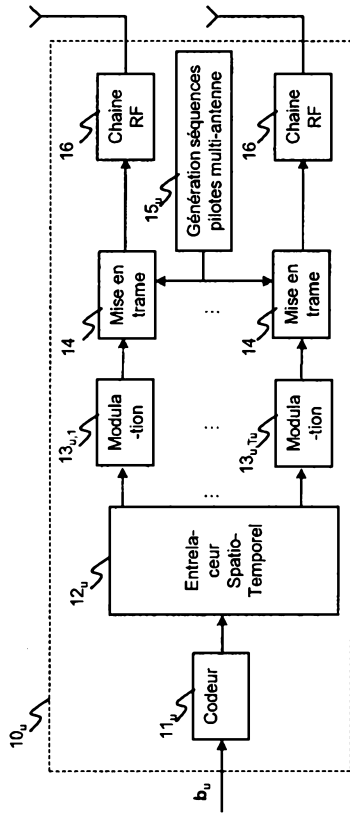


FIG.11

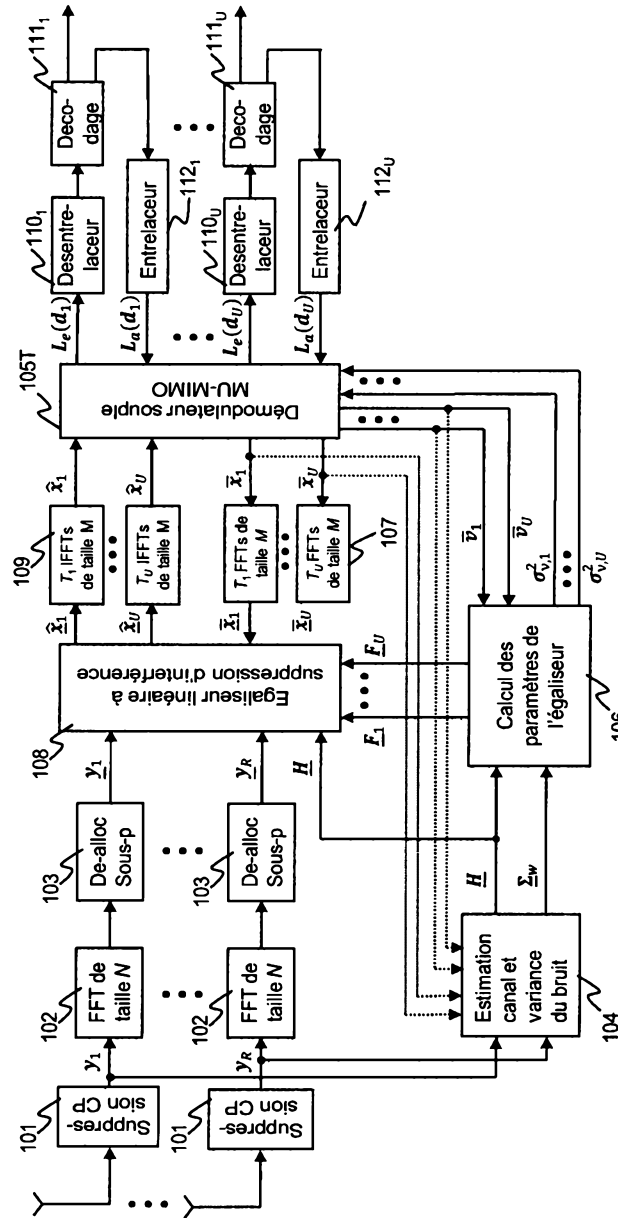


FIG.12

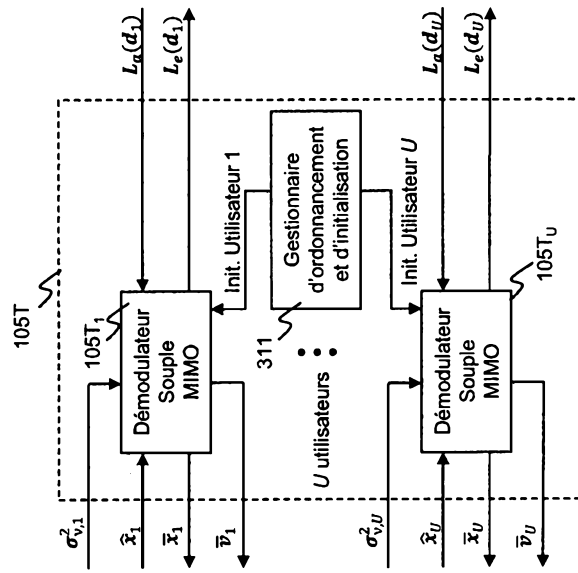


FIG.13







**RAPPORT DE RECHERCHE  
PRÉLIMINAIRE**

N° d'enregistrement  
national

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

FA 850551  
FR 1800146

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
A	<p>WU KUN ET AL: "Spectral-Efficient Band Allocation Scheme for Frequency-Domain Pulse-Shaping-Based SC-FDMA Systems", IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, US, vol. 66, no. 9, 1 septembre 2017 (2017-09-01), pages 8249-8262, XP011660834, ISSN: 0018-9545, DOI: 10.1109/TVT.2017.2683802 [extrait le 2017-09-19] * page 8253 - page 8255 *</p> <p style="text-align: center;">-----</p>	1-21	H03M13/39 H04B1/10 H04B7/0456
A	<p>SANTOS IRENE ET AL: "Block expectation propagation equalization for ISI channels", 2015 23RD EUROPEAN SIGNAL PROCESSING CONFERENCE (EUSIPCO), EURASIP, 31 août 2015 (2015-08-31), pages 379-383, XP032836367, DOI: 10.1109/EUSIPCO.2015.7362409 [extrait le 2015-12-22] * page 381 - page 382 *</p> <p style="text-align: center;">-----</p>	1-21	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC)  H04L
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
24 octobre 2018		Baltersee, Jens	
<p>CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul                      Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie                      A : arrière-plan technologique                      O : divulgation non-écrite                      P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention                      E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure.                      D : cité dans la demande                      L : cité pour d'autres raisons                      .....                      &amp; : membre de la même famille, document correspondant</p>			