

DESCRIPTION

Titre : Procédé de réception de signaux radiofréquences non étalés spectralement

Domaine technique :

[0001] L'invention se situe dans le domaine des télécommunications, en particulier des communications numériques opérées dans la bande de fréquence HF (Hautes Fréquences), bande de fréquence typiquement comprise entre 3 MHz et 30 MHz.

[0002] Elle porte plus particulièrement sur un procédé de réception de signaux numériques radiofréquences (RF) non étalés spectralement, contribuant à la résolution des erreurs liées aux phénomènes de multitrajets des signaux transmis, ainsi que sur un récepteur configuré pour mettre en œuvre le procédé de réception selon l'invention.

Technique antérieure :

[0003] Par la suite, l'invention est décrite en lien avec des communications radiofréquences opérées dans la bande HF, où l'invention présente des performances particulièrement intéressantes. Cependant, elle peut s'appliquer de manière identique sans considération de la bande de fréquences.

[0004] Les communications opérées en bande HF sont souvent affectées par des phénomènes de multitrajets complexes. Les conditions de propagation (réflexions sur la ionosphère, influence de latitude, etc...) en HF rendent le canal vu par le récepteur doublement sélectif : en fréquence et en temps. La sélectivité en fréquence se traduit par de l'interférence entre symboles, qu'il faut savoir traiter afin de pouvoir décoder l'information transmise. La sélectivité en temps se traduit par la nécessité d'adapter le traitement de l'interférence entre symboles au fil des informations reçues. En HF, le canal vu par un récepteur est très souvent composé de peu de trajets (en général deux, voire un peu plus), mais pouvant

avoir des puissances moyennes proches. Il y a donc un intérêt particulier à traiter correctement ces différents trajets.

[0005] Les modulations utilisées en HF sont majoritairement des modulations mono-porteuses, pour des considérations de facteur de crête. Le traitement de la sélectivité en temps et en fréquence du canal est donc habituellement réalisé dans le domaine temporel.

[0006] Il existe trois familles de traitements permettant de traiter l'interférence entre symboles dans les récepteurs HF :

- les traitements basés sur le maximum de vraisemblance : ces traitements sont optimaux, c'est-à-dire que pour un rapport signal sur bruit donné, et en moyenne, le taux d'erreur binaire (en anglais *Bit Error Rate*, ou BER) obtenu est le plus faible qu'il est possible d'obtenir. Le défaut de cette solution est que la complexité du récepteur augmente exponentiellement avec la longueur du canal de propagation vue par le récepteur et l'ordre de la constellation utilisée, elle est donc généralement prohibitive ;
- les traitements d'égalisation : ces traitements consistent à appliquer l'effet inverse du canal de propagation au signal reçu. Un égaliseur est en général un bon compromis entre les performances obtenues et la complexité associée. On peut classer les égaliseurs existants de la manière suivante :
 - les égaliseurs non itératifs : ils peuvent être linéaires ou non linéaires. Pour les canaux de transmission HF, les égaliseurs non linéaires à retour de décisions (par exemple un égaliseur DFE pour *Decision Feedback Equalization*, ou égalisation à décision récursive, ou un égaliseur BDFE pour *Block Decision Feedback Equalization*, ou égalisation à décision récursive en blocs) présentent de bonnes performances et sont les plus utilisés. Cependant, les performances de ces égaliseurs ne sont pas optimales et peuvent être encore améliorées ;
 - les égaliseurs itératifs : la « Turbo Egalisation » consiste à associer de manière itérative la fonction de décodage de canal avec une

fonction d'égalisation adaptative. Les performances de ces égaliseurs sont globalement très bonnes pour des débits élevés. Cependant, les gains apportés par ce type d'égaliseur sont faibles pour des débits faibles à modérés, comme c'est le cas en HF lorsque l'on souhaite transmettre de manière robuste. De plus, ces égaliseurs possèdent une complexité calculatoire élevée et nécessitent une connaissance fine de l'évolution du canal ;

- les récepteurs Rake : ils sont utilisés lorsque les symboles utiles sont étalés spectralement/répétés avant d'être transmis. L'étalement de spectre consiste à répéter les symboles transmis, en substituant chaque symbole utile à transmettre par une séquence d'étalement. Celle-ci correspond en général à une succession de symboles qui sont transmis à une cadence d'autant plus élevée. Les récepteurs Rake consistent à se placer aux instants correspondant aux divers trajets d'intérêt, puis à « désétaler » le signal pour chacun de ces instants. Les signaux « désétalés » sont ensuite recombinaés de manière cohérente et le signal final est démodulé. Lors du traitement de chacun des trajets d'intérêt, les autres trajets sont considérés comme des signaux d'interférence. La qualité de réception de chaque trajet peut alors être qualifiée par le SINR (acronyme anglais pour *Signal to Interference-plus-Noise Ratio*, ou rapport signal à bruit plus interféreur). Le récepteur tire profit de l'utilisation de séquences d'étalement afin de rejeter les interférences et de maximiser le SINR pour chacun des trajets d'intérêts. L'inconvénient de ce type de récepteur est qu'il présuppose qu'une ou des séquences d'étalement sont utilisées, ce qui n'est pas nécessairement le cas pour les transmissions HF.

[0007] Le problème technique non résolu par l'art antérieur et que l'invention cherche à résoudre est donc celui de l'amélioration des performances des traitements de réception de signaux radiofréquence, en particulier les signaux HF qui par nature ne sont pas étalés et ont des débits modérés (0,15 à 0,6 bits/sec/Hz environ), et ce avec une complexité calculatoire contenue.

[0008] L'invention répond à ce problème en traitant l'interférence entre symboles provoquée par le canal de propagation HF (ou ayant des caractéristiques proches) plus efficacement que les traitements de l'état de l'art.

[0009] Par efficacité, on entend avec une complexité maîtrisée et pour un rapport signal à bruit le plus bas possible.

Résumé de l'invention :

[0010] A cet effet, la présente invention décrit un procédé de réception d'un signal radiofréquences (RF) non étalé spectralement. Le signal est transmis par trames, chaque trame comprenant une ou plusieurs séquences de référence et une ou plusieurs séquences de symboles utiles. Le procédé selon l'invention comprend :

- une première étape de réception, transposition et numérisation d'une trame du signal RF, puis pour au moins une séquence de symboles utiles,
- une deuxième étape d'estimation d'une réponse impulsionnelle du canal de propagation associée à la séquence de symboles utiles, à l'aide d'une ou plusieurs des séquences de référence,
- une troisième étape d'extraction des retards et amplitudes des K trajets les plus forts de ladite réponse impulsionnelle du canal de propagation, avec K supérieur à 1,
- une quatrième étape de traitement de la séquence de symboles utiles par un récepteur Rake à K trajets en utilisant les retards et amplitudes calculés lors de la troisième étape.

[0011] Selon un mode de réalisation de l'invention, la deuxième étape d'estimation d'une réponse impulsionnelle du canal de propagation associée à la séquence de symboles utiles comprend :

- l'estimation d'une première réponse impulsionnelle du canal de propagation à partir d'une séquence de référence située avant ladite séquence de symboles utiles,

- l'estimation d'une deuxième réponse impulsionnelle du canal de propagation à partir d'une séquence de référence située après ladite séquence de symboles utiles, et
- le calcul d'une moyenne entre ladite première réponse impulsionnelle et ladite deuxième réponse impulsionnelle.

[0012] La quatrième étape de traitement de la séquence de symboles utiles par un récepteur Rake à K trajets comprend :

- pour chaque trajet, l'application d'un recalage temporel et d'un gain à la séquence de symboles utiles,
- la sommation des séquences de symboles utiles recalées et ajustées en gain et la normalisation de la séquence de symboles résultante par un coefficient dépendant des gains appliqués aux trajets.

[0013] Avantageusement, le procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon l'invention comprend en outre une étape d'estimation de bits de décision souples sur les symboles utiles issus de la quatrième étape, lesdits bits de décision souples étant par la suite utilisés comme entrées d'un algorithme de décodage correcteur d'erreurs.

[0014] Selon un mode de réalisation du procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon l'invention, le signal RF est transmis dans la bande des Hautes Fréquences.

[0015] L'invention porte également sur un récepteur de signaux radiofréquences, RF, caractérisé en ce qu'il comprend une chaîne radio configurée pour réaliser la première étape d'un procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention, et des moyens de calcul configurés pour mettre en œuvre les étapes suivantes dudit procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon l'invention.

Brève description des figures :

[0016] L'invention sera mieux comprise et d'autres caractéristiques, détails et avantages apparaîtront mieux à la lecture de la description qui suit, donnée à titre

non limitatif, et grâce aux figures annexées, données à titre d'exemple, parmi lesquelles :

- la figure 1 est un schéma fonctionnel représentant une structure d'émission conventionnelle d'un signal HF sur lequel peut être mis en œuvre un procédé de réception d'un signal radiofréquence non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention ;
- la figure 2 représente une structure conventionnelle de trame HF, sur laquelle peut être mis en œuvre un procédé de réception d'un signal radiofréquence non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention ;
- la figure 3 représente schématiquement les étapes d'un procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention ;
- la figure 4 illustre les performances brutes atteintes en mettant en œuvre le procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention sur un signal HF ;
- la figure 5 est un schéma fonctionnel représentant un procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention ;
- la figure 6 représente plus en détails des fonctions d'estimation de canal et de réception Rake dans un procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention ;
- la figure 7 donne un exemple de réponse impulsionnelle calculée par l'estimateur de réponse impulsionnelle du canal de propagation dans un procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention ;
- la figure 8 représente les performances du procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention pour une classe de débit de 600 bits par seconde ;

- la figure 9 représentent les performances du procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention pour une classe de débit de 1200 bits par seconde ;
- la figure 10 représentent les performances du procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention pour une classe de débit de 1800 bits par seconde ;
- la figure 11 représente schématiquement un récepteur radiofréquence configuré pour mettre en œuvre un procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention.

[0017] Des références identiques sont utilisées dans des figures différentes lorsqu'elles désignent des éléments identiques ou comparables.

Description détaillée :

[0018] La figure 1 est un schéma fonctionnel représentant une structure d'émission conventionnelle d'un signal HF sur lequel peut être mis en œuvre un procédé de réception d'un signal radiofréquence non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention. Cette architecture est donnée à titre d'illustration seulement.

[0019] La chaîne d'émission représentée à la figure 1 comprend :

- Un codeur configuré pour appliquer un code correcteur d'erreur 102 (en anglais *Forward Error Correction*, ou FEC) sur les bits d'information 101 à transmettre. Le code correcteur d'erreur permet de corriger les éventuelles erreurs présentes à la réception,
- Un entrelaceur 103, configuré pour entrelacer les bits codés de manière à répartir le plus aléatoirement possible les erreurs à la réception, et de tirer pleinement bénéfice de la diversité disponible,
- Un modulateur 104, configuré pour former des symboles d'une constellation à partir des bits codés et entrelacés,
- Un générateur de symboles modulés 105, configuré pour transmettre des symboles correspondant à une ou plusieurs séquences de référence

utilisables par le récepteur à des fins de synchronisation et d'estimation du canal de propagation,

- Un multiplexeur 106, configuré pour générer un flux de symboles modulés correspondant par alternance aux bits d'information 101 entrelacés, codés et modulés et aux séquences de référence 105,
- Un interpolateur 107, configuré pour suréchantillonner le signal au rythme symbole, par exemple d'un facteur 4,
- Un filtre de mise en forme 108, configuré pour filtrer les symboles complexes de données suréchantillonnés, par exemple un filtre en demi-Nyquist.

[0020] Le signal 109 en sortie de cet émetteur correspond à un signal numérique suréchantillonné, qui sera ensuite converti en analogique, mis sur fréquence porteuse HF et amplifié avant d'être transmis. Ce signal n'est pas étalé spectralement.

[0021] Les fonctions représentées sur la figure 1 sont des fonctions typiques des communications HF, qui permettent de minimiser la présence d'erreurs dans les données récupérées par le récepteur. Ces fonctions ne sont pas strictement indispensables à la mise en œuvre de l'invention, à l'exception de la présence de séquences de référence permettant d'estimer la réponse impulsionnelle du canal de propagation.

[0022] La figure 2 représente une structure conventionnelle de trame HF, sur laquelle peut être mis en œuvre un procédé de réception d'un signal radiofréquence non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention.

[0023] Les trames comprennent par alternance :

- un bloc R 202 correspondant à une séquence de référence, ou séquence pilote, de N_{Ref} symboles, utilisable par le récepteur pour détecter le signal, estimer le canal de propagation et réaliser le suivi de synchronisation temporelle et fréquentielle,
- un bloc D 203 correspondant aux symboles de données utiles à transmettre, de longueur N_{Data} .

- [0024] Le nombre de symboles N_{ref} et N_{Data} relève de choix d'implémentation, et résultent d'un compromis entre les performances recherchées et l'efficacité spectrale de la transmission.
- [0025] Le format de trame représenté à la figure 2 est donné à titre d'illustration seulement. L'invention s'applique de manière identique quel que soit le format de trame, du moment qu'il comprend au moins une séquence de référence permettant au récepteur d'estimer le canal de propagation, et au moins une séquence de données utiles.
- [0026] Avantageusement, les bits d'information sont entrelacés sur un horizon temporel correspondant à la transmission successive de N_{Trame} trames, appelé super-trame, ce qui permet de répartir les erreurs dans le temps.
- [0027] Une séquence préambule 201 de N_P symboles peut être insérée en début de super-trame, permettant au récepteur de réaliser la détection du signal ainsi que des étapes de synchronisation temporelle et fréquentielle.
- [0028] L'invention s'applique donc dans le cadre d'une émission HF conventionnelle non étalée spectralement, avec un format de trame comprenant une ou plusieurs séquences de référence et une ou plusieurs séquences de symboles utiles transportant des bits d'information mis en forme.
- [0029] La figure 3 représente schématiquement les étapes d'un procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention.
- [0030] Le procédé comprend une première étape 301, conforme à l'état de l'art, de réception d'un signal RF, en particulier dans la bande de fréquences HF, comprenant au moins l'acquisition du signal, sa transposition en bande de base ou fréquence intermédiaire, et sa numérisation par un convertisseur analogique-numérique.
- [0031] Le procédé selon l'invention comprend ensuite une deuxième étape 302 d'estimation de la réponse impulsionnelle associée à une séquence de symboles utiles à l'aide d'une ou plusieurs séquences de référence connues du récepteur. L'estimation de la réponse impulsionnelle se fait à partir des séquences de référence, et peut être mise en œuvre de différentes manières connues de l'homme du métier, comme par exemple en utilisant un critère des moindres

carrés (en anglais *Least Square*), un critère de forçage à zéro (en anglais *Zero Forcing*), un critère d'erreur quadratique moyenne minimum (en anglais *Minimum Mean Squared Error*), un critère de maximum de vraisemblance (en anglais *Maximum Likelihood Sequence Estimator*), ou tout autre critère permettant d'estimer un vecteur correspondant la réponse impulsionnelle du canal de propagation affectant les séquences de symboles utiles.

[0032] Selon le mode de réalisation et le schéma de trame, la séquence de référence utilisée pour estimer la réponse impulsionnelle associée à une séquence de symboles utiles peut être la séquence de référence qui la précède, la séquence de référence qui la suit, une moyenne des séquences qui l'entourent, ou une valeur lissée estimée sur plusieurs séquences de référence successives.

[0033] Le procédé selon l'invention comprend ensuite une troisième étape 303 d'extraction des retards Δ_k et amplitudes α_k des K trajets les plus forts de ladite réponse impulsionnelle du canal de propagation. Cette étape consiste à identifier les K pics de la réponse impulsionnelle calculée lors de la deuxième étape 302, et à mémoriser leurs retards et amplitudes respectifs.

[0034] Enfin, le procédé selon l'invention comprend une quatrième étape 304, exécutée lorsque K est supérieur à 1, de traitement de la séquence de symboles utiles considérée à l'aide d'un récepteur Rake à K trajets, en utilisant les retards et amplitudes calculés lors de la troisième étape (303).

[0035] La figure 4 illustre les performances brutes atteintes en mettant en œuvre le procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention sur un signal HF. La figure 4 donne le taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit (en anglais *Signal to Noise Ratio*, ou SNR) avant décodage canal pour des modulations BPSK (modulation de phase à deux états connue en anglais sous le terme *Binary Phase Shift Keying*), QPSK (modulation de phase à quatre états connue en anglais sous le terme *Quadrature Phase Shift Keying*) et 8PSK (modulation de phase à 8 états), pour un canal de propagation standard de type CCIR Poor (standardisé par le Comité Consultatif International des Radiocommunications, et qui présente deux trajets de même puissance moyenne espacés de 2ms), typique des transmissions dans la bande de fréquences HF. Les résultats sont donnés pour un égaliseur selon l'état de l'art

(ici un égaliseur de type BDFE, sigle anglais pour *Block Decision Feedback Equalizer*, connu pour présenter de très bonnes performances en HF) et pour un procédé de réception selon un mode de réalisation de l'invention.

[0036] Les courbes 401, 403 et 405 correspondent aux résultats obtenus avec l'égaliseur BDFE, respectivement pour des modulations BPSK, QPSK et 8PSK. Les courbes 402, 404 et 406 correspondent aux résultats obtenus en mettant en œuvre le procédé de réception selon l'invention, respectivement pour des modulations BPSK, QPSK et 8PSK.

[0037] On constate que l'égaliseur BDFE traite bien mieux l'interférence entre symboles à fort SNR (> 8 dB environ) que le récepteur proposé, pour lequel on observe un plancher d'erreurs. En revanche, pour de plus faibles SNR (< 8 dB environ), le récepteur selon l'invention présente de bien meilleures performances. Pour ces niveaux de SNR, le taux d'erreur binaire avant décodage canal dépend de la constellation utilisée, mais est de l'ordre de 10^{-1} . A ces points de fonctionnement, les codes correcteurs d'erreur modernes ayant des tailles de paquet suffisantes (> 1000 bits d'information environ) et rendements de codage allant de $1/3$ à $1/2$ approximativement sont capables de décoder les paquets avec de faibles probabilités d'erreur (inférieures à 10^{-4}). Le gain par rapport à l'égaliseur BDFE est d'environ 3dB à $BER = 10^{-1}$ pour une modulation BPSK, et d'environ 1dB à $BER = 10^{-1}$ pour une modulation QPSK. Associé à un algorithme de codage correcteur d'erreur performant, comme par exemple un turbo code, un code LDPC (sigle anglais pour *Low Density Parity Check code*, ou vérification de parité à faible densité) ou un code polaire, le récepteur selon l'invention est donc susceptible d'offrir donc de meilleures performances qu'un égaliseur de type BDFE pour un canal de propagation perturbé.

[0038] Le procédé selon l'invention consiste donc à utiliser un récepteur Rake pour des signaux n'utilisant pas de séquences d'étalement.

[0039] La similarité entre un procédé de réception selon l'invention et un récepteur Rake utilisé pour recevoir un signal étalé tel qu'un signal DSSS (acronyme anglais pour *Direct-Sequence Spread Spectrum*, ou étalement de spectre à séquence directe) et/ou un signal CDMA (acronyme anglais pour *Code Division*

Multiple Access ou accès multiple par répartition en code), provient de ce que dans les deux cas, chaque trajet d'intérêt d'un canal à multitrajets est traité indépendamment, puis les trajets sont recombinaison de manière cohérente avant de réaliser la démodulation des symboles.

[0040] La principale différence avec les techniques de réception Rake pour signaux DSSS et/ou CDMA porte sur l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation. En effet, la recombinaison des trajets réalisée dans le récepteur Rake selon une technique de MRC (sigle anglais pour *Maximum Ratio Combining*, ou combinaison à rapport maximal) nécessite la connaissance des retards et amplitudes complexes des trajets à considérer. Dans le cas des récepteurs Rake appliqués aux signaux DSSS et/ou CDMA, l'estimation de canal est obtenue à partir des amplitudes complexes des trajets observés sur la corrélation entre le signal reçu et les séquences d'étalement utilisées. Le procédé selon l'invention s'applique au cas où, contrairement aux signaux DSSS et/ou CDMA, le signal reçu ne comprend pas de séquences d'étalement. L'invention propose alors d'utiliser des séquences de référence et de réaliser une estimation de canal sur ces séquences pour configurer le récepteur Rake.

[0041] L'invention va également à l'encontre des préjugés de l'homme du métier, puisqu'il est d'usage d'utiliser des récepteurs Rake sur des signaux étalés dans des plages de fonctionnement très basses (typiquement pour des rapports signal à bruit négatifs), et des égaliseurs sur des signaux non étalés dans des plages de fonctionnement plus élevées (typiquement pour des rapports signal à bruit positifs). L'invention propose d'utiliser un récepteur Rake sur des signaux non étalés, dans une plage de fonctionnement où il est d'usage d'utiliser des égaliseurs. De manière inattendue, les performances obtenues sont très bonnes. En effet, dans le cas d'un canal CCIR poor à deux trajets de même puissance, et en l'absence de bruit, le SINR vu par chaque trajet est en moyenne de 0dB, et le SINR après recombinaison de 3dB. Comme le montrent la figure 4 et les figures 8 à 10, dans ces conditions, le procédé de réception selon l'invention permet d'obtenir des taux d'erreurs bits suffisants pour assurer un bon taux de décodage des données en sortie de code correcteur d'erreurs.

- [0042] La figure 5 est un schéma fonctionnel représentant un procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention, donné à titre d'illustration non limitative.
- [0043] La figure 5 ne représente que les traitements numériques nécessaires pour récupérer les bits d'information transmis. Le récepteur prend en entrée des symboles modulés suréchantillonnés 501 fourni par un convertisseur analogique-numérique de la partie radio du récepteur. Dans l'exemple, le signal est supposé reçu à une fréquence quatre fois supérieure au rythme symbole. Il est tout d'abord filtré par un filtre adapté 502 correspondant au filtre de mise en forme 108 de la figure 1, à savoir ici un filtre en demi-Nyquist. La présence d'un filtrage et le choix du filtre dépendent de la modulation utilisée.
- [0044] Une estimation de canal 504 est réalisée sur le signal filtré et sur-échantillonné 503, afin de pouvoir finement sélectionner les trajets d'intérêt ainsi que calculer leurs amplitudes complexes. Ces traitements correspondent à un mode de réalisation de la deuxième étape 302 du procédé selon l'invention. L'estimation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation est ensuite utilisée pour configurer un récepteur Rake 505, en charge de la recombinaison MRC des signaux correspondant aux principaux trajets. La décimation du signal au rythme symbole est réalisée pendant le traitement de réception Rake.
- [0045] Dans un mode de réalisation avantageux, le récepteur calcule le rapport signal à bruit 507 du signal de sortie du récepteur Rake 506, et l'utilise pour calculer en 508 des bits de décodage souples (plus connus en anglais sous l'appellation *Soft Bits*), par un algorithme de LLR (sigle anglais pour *Log Likelihood Ratio*, ou rapport de vraisemblance logarithmique). Enfin, les bits de décision souples sont désentrelacés en 509, et traité par le décodeur canal 510, permettant ainsi de retrouver les bits d'information 511.
- [0046] Les traitements réalisés dans le récepteur sont à l'image des traitements mis en œuvre dans l'émetteur. En particulier, si l'émetteur ne réalise pas de filtrage 108, d'entrelacement 103 ou de codage 102, les blocs 502, 509 et 510 n'existeront pas dans le récepteur. En ce qui concerne le sur-échantillonnage des signaux, il s'agit d'un choix d'implémentation pour lequel l'émission et la réception sont indépendants. Le décodage souple est une variante avantageuse

d'implémentation permettant de maximiser les performances du code correcteur d'erreurs.

[0047] La figure 6 représente plus en détails des fonctions d'estimation de canal 504 et de réception Rake 505 dans un procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention. Dans ce mode de réalisation, les séquences de symboles utiles sont encadrées par des séquences de référence. La réponse impulsionnelle du canal est estimée à partir des séquences situées avant et après les symboles utiles.

[0048] L'estimation de canal 504 est réalisée pour chaque séquence de symboles de la trame, en considérant de manière isolée un morceau du signal reçu 601 comprenant la séquence de symboles utiles D d'intérêt et les deux séquences de référence R qui l'entourent. Une première estimée $h_1(n)$ 602 de la réponse impulsionnelle du canal de propagation est calculée sur la séquence de référence qui précède la séquence de symboles, et une deuxième estimée $h_2(n)$ 603 est réalisée sur la séquence qui la suit. Ces estimations sont faites au rythme du signal sur-échantillonné, c'est-à-dire dans l'exemple à quatre fois le débit bauds.

[0049] La réponse impulsionnelle moyenne $h_{moy}(n)$ 604 est ensuite calculée en moyennant les deux estimations de canal $h_1(n)$ et $h_2(n)$. On suppose que le canal de propagation est relativement constant pendant la transmission d'un bloc de symboles utiles, mais que de faibles à fortes variations de canal peuvent intervenir en fonction de l'étalement Doppler des trajets. Le calcul d'une réponse impulsionnelle moyenne permet alors d'améliorer la qualité de l'estimation du canal de propagation s'il est peu variant, et/ou de définir une réponse de canal moyenne si le canal varie plus vite.

[0050] La figure 7 donne un exemple de réponse impulsionnelle calculée par l'estimateur de réponse impulsionnelle du canal de propagation 504 dans un procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention. Dans l'exemple, la réponse impulsionnelle comprend K trajets (ici $K=2$) 701 et 702 ayant chacun un retard Δ_k et une amplitude complexe α_k , avec k un indice allant de 1 à K.

[0051] La troisième étape 303 du procédé selon l'invention consiste à extraire les valeurs des α_k et Δ_k associés aux K trajets les plus significatifs, c'est-à-dire les K trajets de plus forte amplitude α_k .

[0052] La quatrième étape 304 du procédé selon l'invention consiste à recombinaison cohérente les multitrajets à l'aide du récepteur Rake 505. Elle est exécutée lorsque K est supérieur à 1.

[0053] Dans l'exemple de la figure 6, le récepteur Rake est configuré pour traiter K trajets. Il comprend donc K branches, chaque branche prenant en entrée la séquence de symboles utiles D considérée, et étant configurée par rapport à un couple retard/amplitude Δ_k/α_k calculé en 605.

[0054] Le récepteur Rake est configuré pour, dans un premier temps, resynchroniser les trajets à partir des informations de retard Δ_k , en appliquant à la séquence de symboles utiles D le retard inverse 610 sur chaque branche du récepteur Rake.

[0055] Ensuite, lorsque c'est nécessaire, le récepteur Rake ramène en 611 les séquences de symboles au rythme symbole, dans l'exemple en le décimant par quatre, puis applique aux signaux un gain 612 en multipliant chaque signal par un facteur correspondant à l'amplitude complexe α_k .

[0056] Le récepteur Rake 505 réalise enfin une recombinaison cohérente MRC des signaux de chaque branche, c'est-à-dire une sommation cohérente suivie d'une normalisation par un facteur égal à l'inverse de la somme des modules au carré des amplitudes complexes α_k appliqués, soit :

$$\frac{1}{|\alpha_1|^2 + \dots + |\alpha_K|^2}.$$

[0057] Les symboles $Symb_{Rx}$ à la sortie du traitement MRC s'écrivent alors de la manière suivante :

$$Symb_{Rx}(n) = \frac{\sum_{k=1}^K \alpha_k^* \cdot r(4n + \Delta_k)}{\sum_{k=1}^K |\alpha_k|^2}$$

avec K le nombre de trajets d'intérêt, α_k les amplitudes complexes des trajets d'intérêt, Δ_k les retards des trajets d'intérêt et $r(n)$ le signal reçu filtré par le filtre adapté et sur-échantillonné.

[0058] Cette opération est répétée pour toutes les séquences de symboles utiles de la trame.

[0059] Les figures 8, 9 et 10 représentent les performances du procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention, pour des classes de débits de 600, 1200 et 1800 bits par seconde. A titre de comparaison, les performances obtenues par un récepteur HF selon l'état de l'art utilisant un égaliseur BDFE sont représentées sur ces mêmes figures. Le taux d'erreur bit est un taux d'erreur bit après désentrelacement et décodage.

[0060] La figure 8 présente les performances pour un paramétrage fournissant environ 600 bits d'information par seconde, avec des blocs de symboles utiles de 108 symboles et un canal de propagation à deux trajets de puissances moyenne identiques, espacés de 2 ms. Les courbes 801 et 802 représentent les performances obtenues en mettant en œuvre l'invention, respectivement pour 1Hz et 10Hz d'étalement Doppler. Les courbes 803 et 804 représentent les performances obtenues avec un égaliseur BDFE, respectivement pour 1Hz et 10Hz d'étalement Doppler. Pour 1Hz d'étalement Doppler, le procédé de réception selon l'invention présente un gain de près de 4dB par rapport à l'état de l'art pour un taux d'erreur bit de 10^{-2} . Ce gain est de plus de 7dB pour un étalement Doppler de 10Hz.

[0061] La figure 9 présente les performances pour un paramétrage fournissant environ 1200 bits d'information par seconde, avec des blocs de symboles utiles de 108 symboles et un canal de propagation à deux trajets de puissances moyenne identiques, espacés de 2 ms. Les courbes 901 et 902 représentent les performances obtenues en mettant en œuvre l'invention, respectivement pour 1Hz et 9Hz d'étalement Doppler. Les courbes 903 et 904 représentent les performances obtenues avec un égaliseur BDFE, respectivement pour 1Hz et 9Hz d'étalement Doppler. Pour 1Hz d'étalement Doppler, le procédé de réception selon l'invention présente un gain de près de 3dB par rapport à l'état de l'art pour un taux d'erreur bit de 10^{-2} . Ce gain est de plus de 7dB pour un étalement Doppler de 9Hz.

[0062] La figure 10 présente les performances pour un paramétrage fournissant environ 1800 bits d'information par seconde, avec des blocs de symboles utiles de 108 symboles et un canal de propagation à deux trajets de puissances moyenne identiques. Les courbes 1001 et 1002 représentent les performances obtenues en mettant en œuvre l'invention, respectivement pour 1Hz et 5Hz d'étalement Doppler. Les courbes 1003 et 1004 représentent les performances obtenues avec un égaliseur BDFE, respectivement pour 1Hz et 5Hz d'étalement Doppler. Pour 1Hz d'étalement Doppler, le procédé de réception selon l'invention présente un gain d'environ 2dB par rapport à l'état de l'art pour un taux d'erreur bit de 10^{-2} . Ce gain est de plus de 2.5dB pour un étalement Doppler de 5Hz.

[0063] Pour des débits faibles à modérés, le procédé de réception selon l'invention présente donc des performances bien meilleures que les égaliseurs selon l'état de l'art, avec une complexité calculatoire très réduite.

[0064] L'invention porte également sur un récepteur, représenté schématiquement à la figure 11, comprenant une antenne 1101 configurée pour acquérir un signal radiofréquence dans une bande de fréquence donnée, avantageusement la bande de fréquences HF, une chaîne radio 1102 configurée pour transposer le signal acquis vers la bande de base ou une fréquence intermédiaire et le numériser, puis des moyens de calcul 1103 tels qu'un processeur, un processeur de signal numérique (plus connu sous le sigle anglais de DSP pour *Digital Signal Processor*), un microcontrôleur, un circuit spécialisé tel qu'un ASIC (acronyme anglais pour *Application Specific Integrated Circuit*, ou circuit intégré spécifique à une application) ou un FPGA (sigle anglais pour *Field-Programmable Gate Array*, ou réseau de portes logiques programmables), configurés pour mettre en œuvre un procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon un mode de réalisation de l'invention.

REVENDEICATIONS

1. Procédé de réception d'un signal radiofréquences, RF, non étalé spectralement, ledit signal étant transmis par trames, chaque trame comprenant une ou plusieurs séquences de référence (202) et une ou plusieurs séquences de symboles utiles (203), ledit procédé étant caractérisé en ce qu'il comprend :
 - une première étape (301) de réception, transposition et numérisation d'une trame du signal RF, puis pour au moins une séquence de symboles utiles,
 - une deuxième étape (302) d'estimation d'une réponse impulsionnelle du canal de propagation associée à la séquence de symboles utiles (504), à l'aide d'une ou plusieurs des séquences de référence,
 - une troisième étape (303) d'extraction (605) des retards et amplitudes des K trajets les plus forts de ladite réponse impulsionnelle du canal de propagation,
 - lorsque K est supérieur à 1, une quatrième étape (304) de traitement de la séquence de symboles utiles par un récepteur Rake à K trajets (505) en utilisant les retards et amplitudes calculés lors de la troisième étape (303).
2. Procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon la revendication 1, dans lequel la deuxième étape d'estimation d'une réponse impulsionnelle du canal de propagation associée à la séquence de symboles utiles (504) comprend :
 - l'estimation d'une première réponse impulsionnelle (602) du canal de propagation à partir d'une séquence de référence située avant ladite séquence de symboles utiles,
 - l'estimation d'une deuxième réponse impulsionnelle (603) du canal de propagation à partir d'une séquence de référence située après ladite séquence de symboles utiles, et
 - le calcul d'une moyenne (604) entre ladite première réponse impulsionnelle et ladite deuxième réponse impulsionnelle.

3. Procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon l'une des revendications précédentes, dans lequel la quatrième étape de traitement de la séquence de symboles utiles par un récepteur Rake à K trajets (505) comprend :
 - pour chaque trajet, l'application d'un recalage temporel (610) et d'un gain (612) à la séquence de symboles utiles,
 - la sommation des séquences de symboles utiles recalées et ajustées en gain et la normalisation de la séquence de symboles résultante (613) par un coefficient dépendant des gains appliqués aux trajets.
4. Procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon l'une des revendications précédentes, comprenant en outre une étape d'estimation de bits de décision souples (508) sur les symboles utiles (506) issus de la quatrième étape (304), lesdits bits de décision souples étant par la suite utilisés comme entrées d'un algorithme de décodage correcteur d'erreurs (510).
5. Procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon l'une des revendications précédentes, dans lequel le signal RF est transmis dans la bande des Hautes Fréquences.
6. Récepteur de signaux radiofréquences, RF, caractérisé en ce qu'il comprend une chaîne radio (1102) configurée pour réaliser la première étape d'un procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement selon l'une des revendications précédentes, et des moyens de calcul (1103) configurés pour mettre en œuvre les étapes suivantes dudit procédé de réception d'un signal RF non étalé spectralement.