

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

(19) Organisation Mondiale de la Propriété
Intellectuelle
Bureau international



(43) Date de la publication internationale
19 janvier 2006 (19.01.2006)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 2006/005835 A1

(51) Classification internationale des brevets⁷ :
H03M 13/29, H04L 1/00, H03M 13/33

(21) Numéro de la demande internationale :
PCT/FR2005/001350

(22) Date de dépôt international : 1 juin 2005 (01.06.2005)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :
04 06290 10 juin 2004 (10.06.2004) FR

(71) Déposants (pour tous les États désignés sauf US) :
CENTRE NATIONAL DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE (C.N.R.S) [FR/FR]; 3, rue Michel Ange, F-75016 PARIS (FR). **INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE** [FR/FR]; 46, avenue Félix-Viallet, F-38000 Grenoble (FR).

(72) Inventeurs; et

(75) Inventeurs/Déposants (pour US seulement) : **GELLER, Benoît** [FR/FR]; 27, rue des Bernardins, F-75005 PARIS (FR). **BARBOT, Jean-Pierre** [FR/FR]; 55, rue d'Erévan, F-92130 ISSY LES MOULINEAUX (FR). **BROSSIER,**

Jean-Marc [FR/FR]; 3, Clos Marine, F-38190 LE CHAMP-PRES-FROGES (FR). **VANSTRACEELE, Christophe** [FR/FR]; 70, rue Camille Desmoulins, F-94230 CACHAN (FR).

(74) Mandataires : **HABASQUE, Etienne** etc.; CABINET LAVOIX, 2, place d'Estienne d'Orves, F-75441 PARIS CEDEX 09 (FR).

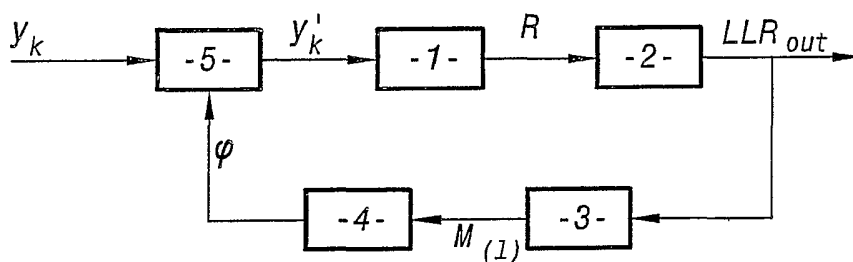
(81) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection nationale disponible) : AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection régionale disponible) : ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasién (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, MC, NL, PL, PT, RO,

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: SYSTEM FOR COMPENSATING TURBODECODER PHASE SHIFT

(54) Titre : SYSTEME DE COMPENSATION DE DEPHASAGE POUR TURBO DECODEUR



(57) Abstract: The invention concerns a turbocode receiver system of a signal emitted by a turbo-coded modulated transmitter system, characterized in that it comprises: a soft demapper (1) the output of which is connected to a turbodecoder (2), and further comprises an adaptive locked loop including: a measurement generator (3) the input of which is connected to the turbodecoder output to receive the reliability vector (LLR_{out}) of the result and adapted to transform said vector into a reliability measurement (M(I)), equal to the average of the lowest reliability values of word bits, transmitted to a phase shift estimator (4) the output of which is connected to a phase compensator (5) positioned upstream of the soft demapper and adapted to correct the incoming signal of the phase value (φ).

(57) Abrégé : L'invention concerne un système récepteur à turbo code d'un signal émis par un système émetteur, turbo codé, modulé et caractérisé en ce qu'il comporte : - un démappeur souple (1) dont la sortie est connectée à un turbo décodeur (2), et comporte également une boucle d'asservissement adaptative comportant : - un générateur de mesure (3) dont l'entrée est connectée à la sortie du turbo décodeur afin de recevoir le vecteur de fiabilité (LLR_{out}) du résultat et apte à transformer ce vecteur en une mesure de fiabilité (M(I)), égale à la moyenne des plus petites valeurs de fiabilité des bits du mot, transmise à - un estimateur (4) de déphasage dont la sortie est connectée à - un compensateur (5) de phase positionné en amont du démappeur souple et apte à corriger le signal entrant de la valeur de phase (φ).



WO 2006/005835 A1



SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Publiée :

— avec rapport de recherche internationale

En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.

Système de compensation de déphasage pour turbo décodeur.

La présente invention concerne un système et un procédé de compensation de déphasage pour un turbo décodeur à blocs.

A ce jour, les turbo codes sont considérés comme les schémas de codage les plus efficaces pour les corrections d'erreurs sans voie de retour (Forward Error Correction – FEC).

Le principe du turbo code a été présenté pour la première fois à la conférence ICC'93 de Genève par C. Berrou, A. Glavieux et Thitimajshima. Ce document présente un décodage itératif de deux codes convolutifs concaténés en parallèle à travers un entrelaceur non uniforme. Le décodage est effectué par un décodeur SISO (Soft Input / Soft Output : Entrée souple / sortie souple) basé sur un algorithme MAP (Maximum a Posteriori).

En 1993, EP 0 654 910, délivré à France Télécom, incorporé par référence, a décrit un turbo code basé sur des codes blocs. Ce turbo code utilise le décodage itératif de deux codes BCH (code Bosc-Hacquengheim-Chaudhuri) concaténés en série à travers un entrelaceur uniforme. Le décodage utilise un nouveau décodeur SISO adapté aux codes blocs. Cet algorithme de décodage est connu sous le nom d'algorithme de Pyndiah.

Les turbo codes présentent des performances remarquables proches de la limite théorique de Shannon.

Ils requièrent cependant une synchronisation parfaite au niveau de la réception, ce qui n'est pas réaliste dans le cas des signaux ayant un faible rapport signal / bruit, domaine d'utilisation privilégiée de ces algorithmes de décodage.

En effet, il a été constaté par Oh et Cheun (« Joint Decoding and Carrier Phase Recovery Algorithm for Turbo Codes », Wangrok Oh et Kyungwhoon Cheun, IEEE Communications Letters, vol. 5, N° 9, septembre 2001, p. 375) qu'une erreur de phase a pour conséquence une dégradation du taux d'erreurs sur les bits (Bit Error Rate – BER).

Oh et Cheung décrivent également, dans ce document, un dispositif à boucle d'asservissement adaptatif permettant, au niveau du décodeur, de compenser le décalage de phase. Cette compensation est calculée à partir de la puissance estimée des valeurs intrinsèques du décodeur, ou de la puissance

estimée des ratios de vraisemblance logarithmique, en sortie du deuxième décodeur.

Bien que Oh et Cheung prennent comme exemple un turbo décodage convolutif, le problème existe également pour les turbo codes à blocs et en particulier pour le décodeur de Pyndiah.

Le but de l'invention est donc l'obtention d'un turbo décodeur à blocs qui soit résistant au déphasage.

L'objet de l'invention est donc un système récepteur à turbo code d'un signal émis par un système émetteur, ce signal étant soumis par l'émetteur à un turbo codage et à une modulation numérique, caractérisé en ce qu'il comporte :

- un démappeur souple apte à recevoir le signal modulé et à le convertir en une suite de mots, chaque mots étant composés de n bits, et chaque bit étant connecté à une valeur de fiabilité de la valeur du bit, dont la sortie est connectée à

- un turbo décodeur apte à générer une liste de mots correspondant aux données numériques décodées ainsi qu'un vecteur de fiabilité (LLR_{out}) du résultat associé à chaque mot et comportant la valeur de fiabilité de chaque bit du mot, ce turbo décodeur étant un turbo décodeur à blocs comportant un décodeur SISO itératif tel que l'entrée (R_m) du décodeur SISO soit égale au vecteur (R) des valeurs de fiabilité en sortie du démappeur souple sommé par le produit d'un coefficient (α) et de la différence entre la sortie (R'_m) du décodeur SISO à l'itération précédente et dudit vecteur (R) des valeurs de fiabilité en sortie du démappeur souple,

et comportant également une boucle d'asservissement adaptative comportant

- un générateur de mesure dont l'entrée est connectée à la sortie du turbo décodeur afin de recevoir le vecteur de fiabilité (LLR_{out}) du résultat et apte à transformer ce vecteur en une mesure de fiabilité ($M(l)$), égale à la moyenne des plus petites valeurs de fiabilité des bits du mot, transmise à

- un estimateur de déphasage apte à calculer l'écart entre la phase correspondant à la mesure de fiabilité ($M(l)$) reçue et celle correspondant au maximum de cette mesure, dont la sortie est connectée à

- un compensateur de phase positionné en amont du démappeur souple et apte à corriger le signal entrant de la valeur de phase (φ) calculée par l'estimateur.

Suivant des modes particuliers de réalisation, le système comporte une
5 ou plusieurs des caractéristiques suivantes :

- la mesure de fiabilité ($M(l)$) est égale à la moyenne des valeurs de fiabilité sensiblement inférieures à une valeur déterminée,

- l'estimateur de déphasage, estime le déphasage en supposant que la mesure de fiabilité ($M(l)$) est une fonction parabolique du déphasage,

10 - l'estimateur de déphasage, estime le déphasage comme la somme de l'estimation (φ_0) pour le mot de code précédent et d'une constante ($\Delta\varphi$) pondérée, un intervalle de calcul étant défini comme ayant pour centre l'estimation (φ_0) pour le mot de code précédent et pour demi largeur la constante ($\Delta\varphi$), et la pondération de la constante étant le ratio entre la différence entre les
15 valeurs de fiabilité ($M(\varphi_1)$, $M(\varphi_2)$) aux extrémités de l'intervalle de calcul et la quadruple valeur de fiabilité $M(\varphi_0)$ à l'estimation précédente diminuée du double de la somme des valeurs de fiabilité ($M(\varphi_1)$, $M(\varphi_2)$) aux extrémités de l'intervalle de calcul,

- la modulation est une modulation QAM,

20 - un désembrouilleur ou un désentrelaceur est intercalé entre le démappeur souple et le turbo décodeur,

- le système de transmission d'un flux de données numériques binaires comporte un système récepteur,

- un embrouilleur, ou un entrelaceur, est intercalé entre le codeur canal
25 et le modulateur et un désembrouilleur, respectivement un désentrelaceur, est intercalé entre le démappeur souple et le turbodécodeur,

L'invention a également pour objet un procédé de réception d'un signal numérique turbo codé et modulé, comportant les étapes suivantes :

a) réception d'un élément de la constellation de la modulation,

30 b) démappage souple de cet élément pour obtenir un mot de n bits, chaque bit étant associé à une valeur de fiabilité de la valeur de ce bit,

c) turbo décodage de ce mot de n bits fournissant un autre mot correspondant aux données numériques décodées ainsi qu'un vecteur de fiabilité de ce résultat comportant la valeur de fiabilité de chaque bit du mot, ce turbo

décodage étant un turbo décodage à blocs comportant un décodage SISO itératif tel que l'entrée du décodage SISO soit égale au vecteur des valeurs de fiabilité en sortie du démappage souple sommé par le produit d'un coefficient et de la différence entre la sortie du décodage SISO à l'itération précédente et dudit vecteur des valeurs de fiabilité en sortie du démappage souple.

d) calcul d'une mesure de fiabilité égale à la moyenne des plus petites valeurs de fiabilité des bits du mot,

e) estimation du déphasage par calcul de l'écart entre la phase correspondant à la mesure de fiabilité reçue et celle correspondant au maximum de cette mesure,

f) compensation par le déphasage estimé en réception du signal modulé.

- à l'initialisation, l'estimation de déphasage parcourt l'espace des phases selon un pas égal à la moitié de la largeur du lobe de la mesure de fiabilité.

- pour chaque mot reçu, les étapes b) à f) sont itérées en utilisant comme estimation de déphasage,

- l'estimation de déphasage du mot précédent, puis

- l'estimation de déphasage du mot précédent moins une valeur

prédéterminée, puis

- l'estimation de déphasage du mot précédent plus une valeur prédéterminée, puis,

l'estimation du déphasage ayant été calculée comme la somme de l'estimation (φ_0) pour le mot de code précédent et d'une constante ($\Delta\varphi$) pondérée, un intervalle de calcul étant défini comme ayant pour centre l'estimation (φ_0) pour le mot de code précédent et pour demi largeur la constante ($\Delta\varphi$), et la pondération de la constante étant le ratio entre la différence entre les valeurs de fiabilité ($M(\varphi_1)$, $M(\varphi_2)$) aux extrémités de l'intervalle de calcul et la quadruple valeur de fiabilité $M(\varphi_0)$ à l'estimation précédente diminuée du double de la somme des valeurs de fiabilité ($M(\varphi_1)$, $M(\varphi_2)$) aux extrémités de l'intervalle de calcul, les étapes b) et c) sont effectuées pour obtenir le mot correspondant aux données numériques décodées.

L'invention sera mieux comprise à la lumière de la description qui va suivre, donnée uniquement à titre d'exemple, et faite en référence aux dessins annexés et dans lesquels :

- la figure 1 est la représentation d'une constellation d'une modulation
5 QAM,
- la figure 2 est la représentation de l'évolution du BER en fonction d'une erreur de phase pour un signal codé BCH $(32, 26, 4)^2$ sur 1024-QAM ($E_b/N_0 = 19\text{dB}$) ;
- la figure 3 est un schéma synoptique d'une implémentation de
10 l'invention ;
- la figure 4 est un schéma du turbo décodeur de Pyndiah selon l'art antérieur ;
- la figure 5 est un schéma du turbo décodeur selon un mode de réalisation de l'invention ;
- 15 - la figure 6 est une représentation de la distribution de probabilité des valeurs absolues des fiabilités avec 4 demi-itérations pour un signal codé BCH $(32, 26, 4)^2$ sur 1024-QAM ($E_b/N_0 = 21\text{dB}$), chaque courbe correspondant à une erreur de phase différente ;
- la figure 7 est une moyenne de M pour 20 mots de code en fonction
20 de l'erreur de phase ;
- la figure 8 est un schéma synoptique de fonctionnement d'un mode de réalisation de l'invention ;
- la figure 9 est l'évolution de M en fonction de l'erreur de phase avec et sans entrelaceur ;
- 25 - la figure 10 est un schéma d'un système de codage/décodage selon un autre mode de réalisation de l'invention.

L'objet d'un codage canal est, en règle générale, d'introduire des éléments de redondance qui permettent, en réception, et malgré le bruit de transmission, de reconstruire l'information transmise. Dans l'exemple décrit, le
30 codage canal est un code produit construit à partir de codes BCH de Hamming étendus par un bit de parité, noté BCH $(32, 26, 4)^2$.

Une fois le codage de redondance effectué, les données sont modulées avant transmission.

Actuellement une technique de modulation de signal largement utilisée est la Modulation Quadratique en Amplitude (Quadrature Amplitude Modulation – QAM).

La description qui suit s'appuie sur ce type de modulation uniquement
5 à titre d'exemple. L'homme du métier saura, sans difficulté particulière, transposer le mode de réalisation décrit à une autre modulation telle qu'une modulation par saut de phase (phase shift keying – PSK) ou par continuité de phase (Minimum Shift Keying - MSK).

La modulation QAM est une combinaison d'une modulation en
10 amplitude et en décalage de phase. Cette modulation consiste à répartir le flux de données, qui se présente sous la forme d'un flux de bits, en blocs de n bits. Il y a ainsi 2^n combinaisons possibles définissant une modulation 2^n -QAM. Les 2^n mots sont répartis sur l'ensemble des combinaisons amplitude / décalage de phase définies pour la modulation. Cette répartition est souvent appelée la
15 constellation QAM. Il est ainsi habituel de représenter cette répartition dans le plan complexe, figure 1, sur lequel chaque mot a_k est représenté par un point dont la distance à l'origine représente l'amplitude et l'angle par rapport à l'axe des x le décalage de phase.

A la réception, en considérant que l'estimation des instants
20 d'échantillonnage est parfaite et qu'il n'y a qu'une erreur sur la phase de la porteuse, cette erreur correspond alors à une rotation de la constellation QAM d'un angle correspondant à ce déphasage. On conçoit aisément qu'une telle rotation peut générer une erreur sur la valeur du symbole finalement détecté.

Cette erreur de phase provoque une augmentation du taux d'erreur
25 binaire (BER), figure 2. On constate ainsi qu'une erreur de deux degrés multiplie par cent ce taux d'erreur.

Si y_k est le symbole reçu et a_k le symbole QAM émis,

$$y_k = a_k e^{j\varphi_k} + n_k \quad (1)$$

où n_k est un bruit gaussien et φ_k la rotation de phase induite par
30 l'erreur sur la phase de la porteuse. φ_k est considérée comme constante pendant le temps de transmission du symbole a_k . Cette hypothèse est pratiquement toujours réalisée dans la mesure où la gigue du signal peut être considérée comme une perturbation basse fréquence.

Le système, figure 3, récupère donc les symboles y_k en entrée d'un démappeur souple 1.

Le démappeur souple 1 fournit un mot par constellation ainsi qu'une valeur correspondant à la fiabilité du résultat. Autrement dit, le démappeur 1 effectue l'opération de conversion d'un couple (amplitude, décalage de phase) en un mot de n bits.

Cependant, du fait du bruit et de la rotation de phase, y_k se trouve en fait à une certaine distance du symbole le plus proche.

Soit $\Lambda(e_j)$ le ratio de vraisemblance logarithmique, ou log-vraisemblance, du bit e_j (Log-Likelihood Ratio – LLR) défini comme

$$\Lambda(e_j) = \text{Ln} \left[\frac{P\left(\frac{e_j = +1}{R}\right)}{P\left(\frac{e_j = -1}{R}\right)} \right] \quad (2)$$

dans lequel $P\{e_j = \varepsilon / R\}$, $\varepsilon = \pm 1$, désigne la probabilité conditionnelle que le bit e_j corresponde à la valeur mappée ε , compte tenu du mot de code reçu R, et Ln désigne le logarithme népérien.

alors $\Lambda(e_j)$ est positif si la probabilité que e_j soit égale à 1 est supérieure à celle que e_j soit égal à 0, et $\Lambda(e_j)$ est négatif dans le cas inverse.

La log-vraisemblance est classiquement utilisée comme valeur de fiabilité du résultat.

Le démappeur souple 1 fournit ainsi en sortie le vecteur R des LLR de chaque bit du mot démodulé.

Ce vecteur R est fourni en entrée du turbo décodeur 2. Celui-ci, en utilisant la redondance créée lors du codage canal, génère en sortie d'une part le mot décodé ainsi qu'une LLR_{out} d'estimation de la fiabilité du résultat trouvé.

Afin de créer une boucle d'asservissement adaptative sur la correction du déphasage, les LLR_{out} générés par le turbo décodeur 2 sont introduits comme paramètres d'entrée d'un générateur de mesure 3 qui transforme l'ensemble des LLR_{out} en une mesure $M^{(l)}$ représentative de la fiabilité du mot l décodé.

Comme expliqué ci-dessous, $M^{(l)}$ est une fonction dépendant de deux paramètres : le mot à décoder et le décalage de phase. Sa notation complète est donc $M(l, \varphi)$. Cependant, afin de simplifier la notation et de mettre en évidence le

paramètre pertinent, la notation $M^{(l)}$ est utilisée quand c'est la variation de M par rapport aux mots qui est considérée et $M(\varphi)$ est utilisée quand c'est la variation de M par rapport au déphasage qui est étudiée.

Cette mesure est alors utilisée par l'estimateur de déphasage 4 pour
5 calculer un déphasage estimé φ qui est soustrait en 5 au signal d'entrée.

Le turbo décodeur 2 utilise un algorithme itératif de type Pyndiah.

Le turbo décodeur de Pyndiah, figure 4, utilise un décodage SISO (Soft In / Soft Out ; entrée souple / sortie souple).

A titre de rappel, un algorithme SISO fait partie des classes
10 d'algorithme qui utilisent en entrée des probabilités sur les bits (ou « soft values ») pour générer d'autres probabilités sur les bits de sortie décodés. Ils se différentient des algorithmes du type « Démodulateur a Entrée Rigide » (Hard Input (HI) Decoder) qui prennent des décisions dures sur la donnée reçue, c'est-à-dire qu'ils fixent la valeur à 0 ou 1 en fonction des critères du décodage.

15 En appelant $R(i)$ l'entrée d'un algorithme SISO et $R'(i)$ sa sortie à la demi itération i , et, comme indiqué précédemment, R le vecteur des LLR en sortie du démappeur souple (et donc $R(1)=R$), l'entrée pour la prochaine boucle SISO $i+1$ est définie par

$$R(i+1) = R + \alpha(i)(R'(i) - R(i)) \quad (3)$$

20 Le système peut également modifier cet algorithme, figure 5, de telle sorte que

$$R(i+1) = R + \alpha(i)(R'(i) - R) \quad (4)$$

Ainsi, l'entrée du décodeur SISO est égale au vecteur R des valeurs de fiabilité en sortie du démappeur souple sommé par le produit d'un coefficient α
25 et de la différence entre la sortie du décodeur SISO à l'itération précédente $R'(i)$ et dudit vecteur R des valeurs de fiabilité en sortie du démappeur souple. Dans cette équation, $\alpha(i)$ est un coefficient de convergence déterminé expérimentalement.

L'avantage de cette implémentation est de lisser l'évolution de la
30 mesure $M^{(l)}$ et donc, comme expliqué ci-après, de permettre un calcul plus aisé de l'estimation du déphasage. Ce lissage est dû au fait que toute l'information apportée par les décodages précédents se propage dans les décodages suivants.

Le décalage en phase de la porteuse, tel que modélisé par l'équation (1), induit une augmentation de la distance euclidienne par rapport au mot émis, et donc une diminution des valeurs de fiabilités en sortie du turbo décodeur, et donc un risque d'erreur accru.

5 Or, la demanderesse a constaté, figure 6, que les valeurs de fiabilité les plus faibles sont les plus sensibles à ce phénomène.

En effet, pour les valeurs de fiabilité importantes, l'ordre de grandeur reste sensiblement constant que l'on soit synchronisé ou non : certains bits convergeront toujours malgré une mauvaise synchronisation.

10 Au contraire, les valeurs de fiabilité les plus faibles tendent vers zéro quand le décalage de phase augmente. Elles sont donc plus sensibles à ce décalage et apportent donc une information plus pertinente pour la correction de celui-ci. Ainsi, on constate sur la figure 6 que la distribution des valeurs de fiabilité inférieures à 1,5 dépend très fortement de cette erreur de phase.

15 La mesure de cette distribution, notée $M^{(l)}$, représente donc la moyenne des plus petites valeurs de fiabilités à la fin du décodage du $l^{\text{ème}}$ mot de code reçu :

$$M(l) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n |LLRM_k^{(l)}| \quad (5)$$

20 où n est un entier plus petit que la longueur du code et $LLRM^{(l)}$ est le vecteur contenant les n plus petites valeurs de fiabilité du mot considéré.

Le nombre n est choisi par l'homme du métier pour assurer un compromis entre un nombre suffisant de termes dans la moyenne et la perturbation apportée par les grandes valeurs de fiabilité.

25 Une méthode équivalente de choix consiste à se fixer une valeur maximale au-delà de laquelle une valeur de fiabilité n'est pas comptée dans la moyenne. Cela permet de s'affranchir du tri des valeurs de fiabilité tout en conservant le même type de résultat.

Comme indiqué, cette mesure $M^{(l)}$ est introduite comme paramètre d'entrée dans l'estimateur de phase.

30 Or l'étude de l'influence du déphasage ϕ sur la mesure $M^{(l)}$ montre, figure 7, que $M^{(l)}$ est à son maximum pour un déphasage nul.

En supposant que les conditions sont telles que l'estimateur est dans sa zone de convergence, la valeur maximale de $M^{(l)}$ peut être atteinte avec un algorithme de gradient stochastique.

5 Dans ce cas, l'algorithme général de recherche du déphasage de la porteuse s'écrit

$$\hat{\varphi} = \hat{\varphi}_{i-1} + \mu(M(\hat{\varphi}_{i-1}, y_1, \dots, y_k) - M(\hat{\varphi}_{i-2}, y_1, \dots, y_k)) \left[\text{sign}(\hat{\varphi}_{i-2} - \hat{\varphi}_{i-1}) \right] \quad (6)$$

où, classiquement, la valeur du pas μ est choisie de façon à réaliser un compromis entre l'erreur quadratique moyenne et la vitesse de convergence.

10 La valeur choisie pour initialiser l'algorithme à chaque nouveau mot de code est la valeur qui est estimée pour le mot de code précédent.

Cet algorithme a cependant l'inconvénient de demander un nombre d'estimations de $M^{(l)}$ relativement important.

15 Une variante de l'algorithme plus légère en temps de calcul peut être obtenue en modélisant l'évolution de $M^{(l)}$ par une simple parabole dans son cône de convergence.

Dans ce cas, trois évaluations sont suffisantes pour obtenir $\hat{\varphi}$.

En considérant φ_0 et une constante $\Delta\varphi$, et en définissant $\varphi_1 = \varphi_0 - \Delta\varphi$ et $\varphi_2 = \varphi_0 + \Delta\varphi$ le maximum est alors donné par :

$$\hat{\varphi} = \varphi_0 + \Delta\varphi \frac{M(\varphi_2) - M(\varphi_1)}{4M(\varphi_0) - 2M(\varphi_2) - 2M(\varphi_1)} \quad (7)$$

20 En prenant pour φ_0 la valeur de l'estimation pour le mot de code précédent, l'estimation de déphasage est donc la somme de l'estimation φ_0 pour le mot de code précédent et d'une constante $\Delta\varphi$, cette constante étant pondérée par le ratio entre la différence entre les valeurs de fiabilité ($M(\varphi_1)$, $M(\varphi_2)$) aux extrémités de l'intervalle de calcul et la quadruple valeur de fiabilité $M(\varphi_0)$ à l'estimation précédente diminuée de la double valeurs des fiabilité aux extrémités de l'intervalle de calcul.

Cette méthode permet une économie importante en termes d'évaluation du critère.

30 Cependant, la modélisation en parabole de l'évolution de $M^{(l)}$ n'est qu'une approximation et n'est donc pas totalement indépendant de $\Delta\varphi$. Il existe

ainsi une valeur optimale de ce paramètre pour laquelle l'estimation sera la meilleure possible.

La demanderesse a constaté que dans ses conditions expérimentales, une estimation optimale est obtenue pour $\Delta\varphi$ égal à 20% de la largeur du lobe de la courbe $M(\varphi)$.

Le système ainsi décrit fonctionne de la manière suivante, figure 8.

Le système reçoit un mot à l'étape 10.

A l'initialisation, c'est-à-dire au premier mot reçu, le système parcourt en 11 l'intervalle $[-\pi, +\pi]$ de l'espace de déphasage, avec un pas correspondant à la moitié de la largeur du lobe, celle-ci ayant été déterminée préalablement, de façon à déterminer une estimation de déphasage initiale φ_0 .

Puis pour chaque mot, le système effectue

- une première itération avec une correction de déphasage de φ_0 en 12. Il faut comprendre par itération, les étapes successives de correction de déphasage, en 12, de démappage souple, en 13, turbo décodage, en 14, calcul de la mesure M , en 15. Puis,
- une deuxième itération avec une correction de déphasage de $\varphi_1 = \varphi_0 - \Delta\varphi$ et
- une troisième itération avec $\varphi_2 = \varphi_0 + \Delta\varphi$.

Connaissant φ_0, φ_1 et φ_2 ainsi que $M(\varphi_0)$, $M(\varphi_1)$ et $M(\varphi_2)$ et par utilisation de l'équation (7), le système en déduit l'estimation φ du déphasage, et lance alors la dernière itération pour ce mot afin d'obtenir le mot décodé en 16 avant de reboucler sur le mot suivant.

Il est remarquable de noter que durant les itérations de recherche et de calcul du déphasage, le turbo décodeur peut limiter le nombre d'itération interne qu'il effectue. En effet, les valeurs de fiabilité utilisées, et donc $M(I)$, convergent très rapidement après quelques, de l'ordre de quatre, demi itérations.

Le dispositif ainsi décrit permet donc de façon aisée d'annuler le décalage de phase ou de le réduire suffisamment pour qu'il n'ait plus qu'une influence limitée sur la fiabilité des résultats du décodage.

Cependant pour certains types de codage source QAM, le dispositif ainsi décrit garde une ambiguïté de phase à π rd ou $\frac{\pi}{2}$ rd.

Ceci se présente quand l'étiquetage utilisé présente une symétrie à π rd ou $\frac{\pi}{2}$ rd.

Par exemple, quand l'étiquetage, c'est-à-dire la représentation des symboles, utilisé est celui de la norme VDSL, figure 9, deux points symétriques par rapport au centre de la constellation se trouvent être dans ce cas étiquetés par deux séquences binaires complémentaires. Ainsi une rotation de π a pour effet d'inverser tous les bits du mot de code. Or le complément d'un mot de code BCH étendu appartenant également à ce code, le résultat obtenu en sortie du dispositif est une valeur de fiabilité aussi importante que pour le mot original reçu sans rotation.

Sans mesure appropriée, cela peut avoir pour effet que, lors de l'initialisation du dispositif, quand ce dernier recherche le décalage initial, celui-ci se bloque en fait sur une valeur de décalage à π près.

Une première solution consiste à choisir un étiquetage ne présentant pas ces symétries, comme, par exemple, l'étiquetage « Quasi-Gray ».

Mais cette solution n'est pas toujours possible car, par exemple, le type d'étiquetage est déjà choisi dans la norme.

En conséquence, la demanderesse propose une seconde solution qui a l'avantage d'être plus générale et plus performante.

Cette seconde solution consiste, figure 10, à interposer un embrouilleur 6 de la taille d'un mot de code entre le codage canal 7 et l'opération de mapping 8 au niveau de l'émetteur. Une opération inverse de désembrouillage est alors réalisée au niveau du récepteur par interposition d'un désembrouilleur 9 entre le démappeur souple 1 et le turbodécodeur 2.

Cette seconde solution a de plus l'avantage d'atténuer fortement les extrema locaux présents en $-\frac{\pi}{2}$ et $\frac{\pi}{2}$, comme le montre la figure 9.

Le couple embrouilleur/désembrouilleur peut être remplacé par un couple entrelaceur/désentrelaceur ou tout autre système équivalent dont l'objet est de rompre la symétrie du codage canal.

Les résultats particulièrement avantageux du dispositif décrit sont validés par les expérimentations et simulations faites.

On obtient ainsi de manière particulièrement avantageuse, un dispositif de compensation de phase qui permet un turbo décodage dans des conditions optimales.

- De plus, les opérations effectuées étant relativement simples, ce
- 5 dispositif peut être construit de manière peu onéreuse en termes de puissance de calcul ou de taille de mémoire de travail.

REVENDECATIONS

1. Système récepteur à turbo code d'un signal émis par un système émetteur, ce signal étant soumis par l'émetteur à un turbo codage et à une modulation numérique, caractérisé en ce qu'il comporte

5 - un démappeur souple (1) apte à recevoir le signal modulé et à le convertir en une suite de mots, chaque mots étant composés de n bits, et chaque bit étant connecté à une valeur de fiabilité de la valeur du bit, dont la sortie est connectée à

 - un turbo décodeur (2) apte à générer une liste de mots correspondant
10 aux données numériques décodées ainsi qu'un vecteur de fiabilité (LLR_{out}) du résultat associé à chaque mot et comportant la valeur de fiabilité de chaque bit du mot, ce turbo décodeur (2) étant un turbo décodeur à blocs comportant un décodeur SISO itératif tel que l'entrée (R_m) du décodeur SISO soit égale au vecteur (R) des valeurs de fiabilité en sortie du démappeur souple sommé par le
15 produit d'un coefficient (α) et de la différence entre la sortie (R'_m) du décodeur SISO à l'itération précédente et dudit vecteur (R) des valeurs de fiabilité en sortie du démappeur souple,

 et comportant également une boucle d'asservissement adaptative comportant

20 - un générateur de mesure (3) dont l'entrée est connectée à la sortie du turbo décodeur afin de recevoir le vecteur de fiabilité (LLR_{out}) du résultat et apte à transformer ce vecteur en une mesure de fiabilité ($M(I)$), égale à la moyenne des plus petites valeurs de fiabilité des bits du mot, transmise à

 - un estimateur (4) de déphasage apte à calculer l'écart entre la phase
25 correspondant à la mesure de fiabilité ($M(I)$) reçue et celle correspondant au maximum de cette mesure, dont la sortie est connectée à

 - un compensateur (5) de phase positionné en amont du démappeur souple et apte à corriger le signal entrant de la valeur de phase (ϕ) calculée par l'estimateur.

30 2. Système récepteur à turbo code d'un signal émis par un système émetteur, ce signal étant soumis par l'émetteur à un turbo codage et à une modulation numérique, caractérisé en ce qu'il comporte

 - un démappeur souple (1) apte à recevoir le signal modulé et à le convertir en une suite de mots, chaque mots étant composés de n bits, et chaque

bit étant connecté à une valeur de fiabilité de la valeur du bit, dont la sortie est connectée à

- un turbo décodeur (2) apte à générer une liste de mots correspondant aux données numériques décodées ainsi qu'un vecteur de fiabilité (LLR_{out}) du résultat associé à chaque mot et comportant la valeur de fiabilité de chaque bit du mot, ce turbo décodeur (2) étant un turbo décodeur à blocs comportant un décodeur SISO itératif

et comportant également une boucle d'asservissement adaptative comportant

- un générateur de mesure (3) dont l'entrée est connectée à la sortie du turbo décodeur afin de recevoir le vecteur de fiabilité (LLR_{out}) du résultat et apte à transformer ce vecteur en une mesure de fiabilité ($M(l)$), égale à la moyenne des plus petites valeurs de fiabilité des bits du mot, transmise à

- un estimateur (4) de déphasage apte à calculer l'écart entre la phase correspondant à la mesure de fiabilité ($M(l)$) reçue et celle correspondant au maximum de cette mesure, dont la sortie est connectée à

- un compensateur (5) de phase positionné en amont du démodulateur et apte à corriger le signal entrant de la valeur de phase (ϕ) calculée par l'estimateur.

- 3. Système récepteur à turbo code selon la revendication 1 ou 2, caractérisé en ce que la mesure de fiabilité ($M(l)$) est égale à la moyenne des valeurs de fiabilité sensiblement inférieures à une valeur déterminée.

- 4. Système récepteur à turbo code selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que l'estimateur (4) de déphasage, estime le déphasage en supposant que la mesure de fiabilité ($M(l)$) est une fonction parabolique du déphasage

- 5. Système récepteur à turbo code selon la revendication 4, caractérisé en ce que l'estimateur (4) de déphasage, estime le déphasage comme la somme de l'estimation (ϕ_0) pour le mot de code précédent et d'une constante ($\Delta\phi$) pondérée, un intervalle de calcul étant défini comme ayant pour centre l'estimation (ϕ_0) pour le mot de code précédent et pour demi largeur la constante ($\Delta\phi$), et la pondération de la constante étant le ratio entre la différence entre les valeurs de fiabilité ($M(\phi_1)$, $M(\phi_2)$) aux extrémités de l'intervalle de calcul et la quadruple valeur de fiabilité $M(\phi_0)$ à l'estimation précédente diminuée du double

de la somme des valeurs de fiabilité ($M(\varphi_1)$, $M(\varphi_2)$) aux extrémités de l'intervalle de calcul.

6. Système récepteur à turbo code selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que la modulation est une
5 modulation QAM.

7. Système récepteur à turbo code selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'un désembrouilleur (9) ou un désentrelaceur est intercalé entre le démappeur (1) souple et le turbo décodeur (2).

10 8. Système de transmission d'un flux de données numériques binaires, caractérisé en ce qu'il comporte un système récepteur selon l'une des revendications précédentes.

9. Système de transmission d'un flux de données numériques binaires selon la revendication 8, caractérisé en ce qu'un embrouilleur (6), ou un
15 entrelaceur, est intercalé entre le codeur canal (7) et le modulateur (8) et qu'un désembrouilleur (9), respectivement un désentrelaceur, est intercalé entre le démappeur souple (1) et le turbodécodeur (2).

10. Procédé de réception d'un signal numérique turbo codé et modulé, caractérisé en ce qu'il comporte les étapes suivantes :

20 a) réception d'un élément de la constellation de la modulation,
b) démappage souple de cet élément pour obtenir un mot de n bits, chaque bit étant associé à une valeur de fiabilité de la valeur de ce bit,

c) turbo décodage de ce mot de n bits fournissant un autre mot correspondant aux données numériques décodées ainsi qu'un vecteur de fiabilité
25 de ce résultat comportant la valeur de fiabilité de chaque bit du mot, ce turbo décodage étant un turbo décodage à blocs comportant un décodage SISO itératif tel que l'entrée du décodage SISO soit égale au vecteur des valeurs de fiabilité en sortie du démappage souple sommé par le produit d'un coefficient et de la différence entre la sortie du décodage SISO à l'itération précédente et dudit
30 vecteur des valeurs de fiabilité en sortie du démappage souple.

d) calcul d'une mesure de fiabilité égale à la moyenne des plus petites valeurs de fiabilité des bits du mot,

e) estimation du déphasage par calcul de l'écart entre la phase correspondant à la mesure de fiabilité reçue et celle correspondant au maximum de cette mesure,

5 f) compensation par le déphasage estimé en réception du signal modulé.

11. Procédé de réception d'un signal numérique turbo codé et modulé selon la revendication 10, caractérisé en ce qu'à l'initialisation, l'estimation de déphasage parcourt l'espace des phases selon un pas égal à la moitié de la largeur du lobe de la mesure de fiabilité.

10 12. Procédé de réception d'un signal numérique turbo codé et modulé selon la revendication 10 ou 11, caractérisé en ce que pour chaque mot reçu, les étapes b) à f) sont itérées en utilisant comme estimation de déphasage,

- l'estimation de déphasage du mot précédent, puis

15 - l'estimation de déphasage du mot précédent moins une valeur prédéterminée, puis

- l'estimation de déphasage du mot précédent plus une valeur prédéterminée, puis,
l'estimation du déphasage ayant été calculée comme la somme de l'estimation (φ_0) pour le mot de code précédent et d'une constante ($\Delta\varphi$) pondérée, un
20 intervalle de calcul étant défini comme ayant pour centre l'estimation (φ_0) pour le mot de code précédent et pour demi largeur la constante ($\Delta\varphi$), et la pondération de la constante étant le ratio entre la différence entre les valeurs de fiabilité ($M(\varphi_1)$, $M(\varphi_2)$) aux extrémités de l'intervalle de calcul et la quadruple valeur de fiabilité $M(\varphi_0)$ à l'estimation précédente diminuée du double de la somme des
25 valeurs de fiabilité ($M(\varphi_1)$, $M(\varphi_2)$) aux extrémités de l'intervalle de calcul, les étapes b) et c) sont effectuées pour obtenir le mot correspondant aux données numériques décodées.

1/5

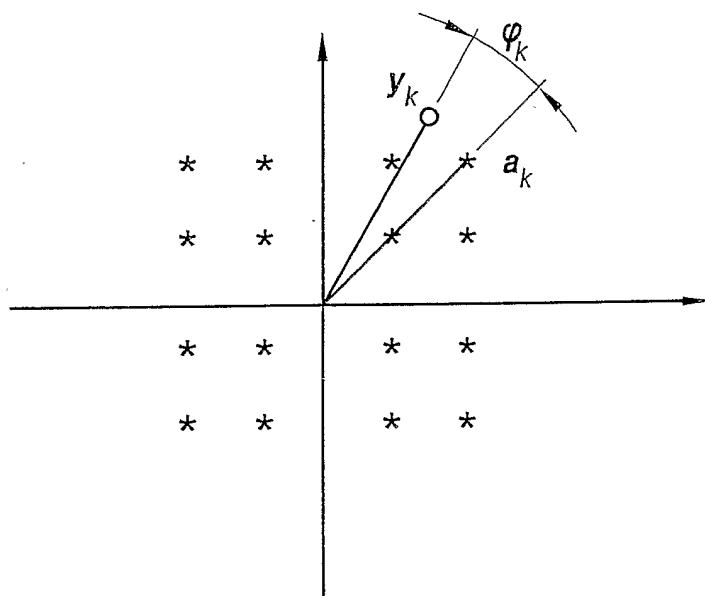


FIG.1
(art antérieur)

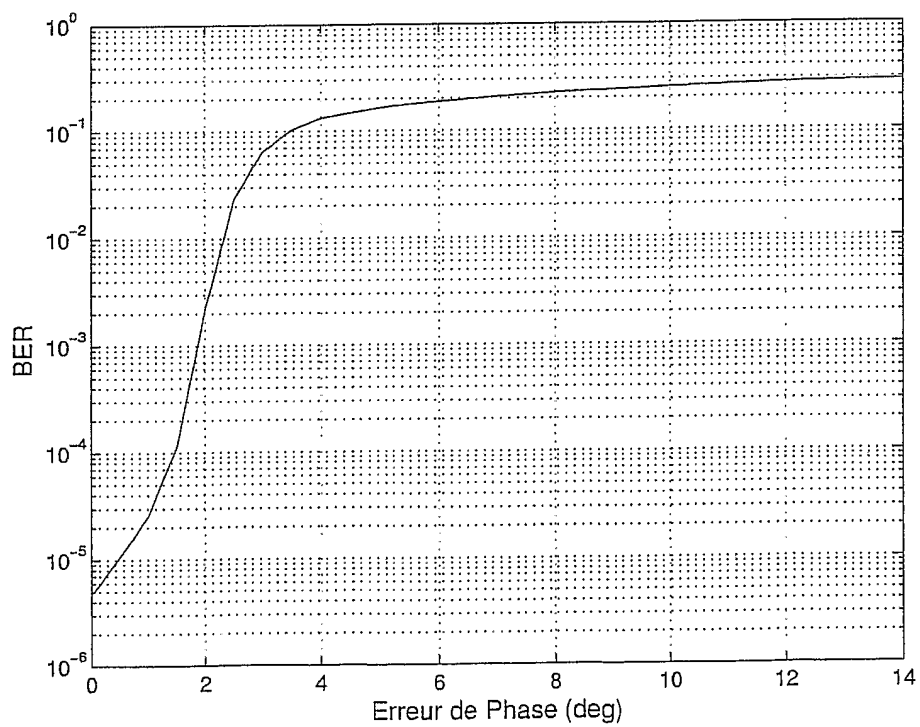
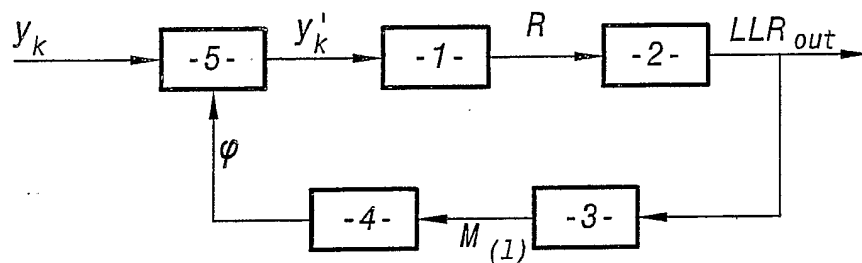
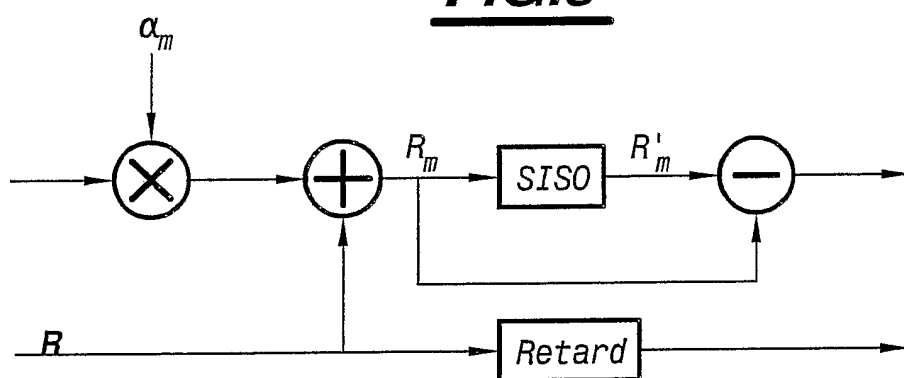
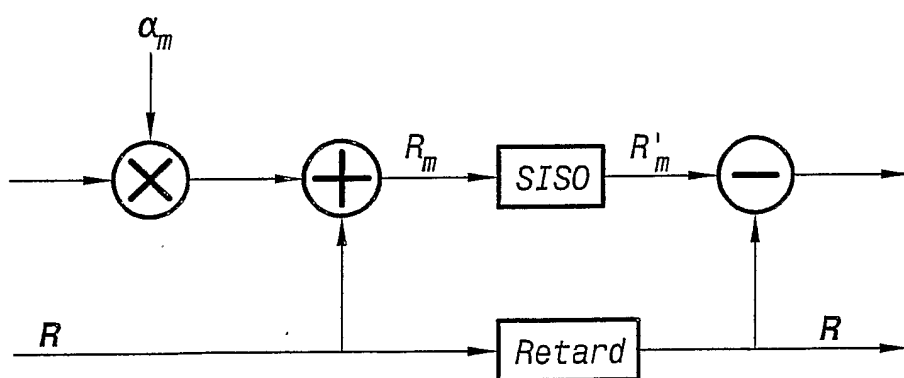


FIG.2

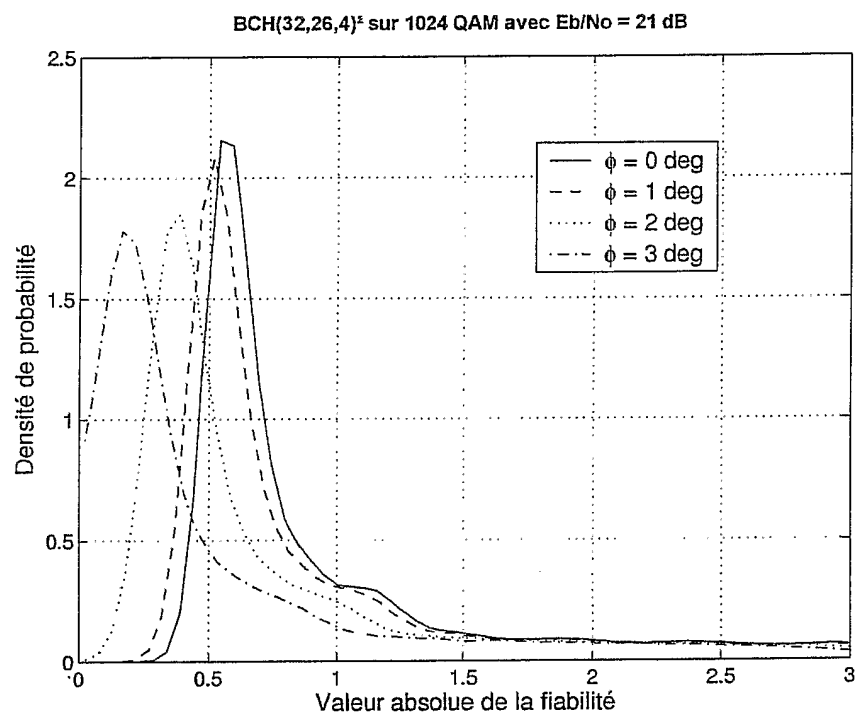
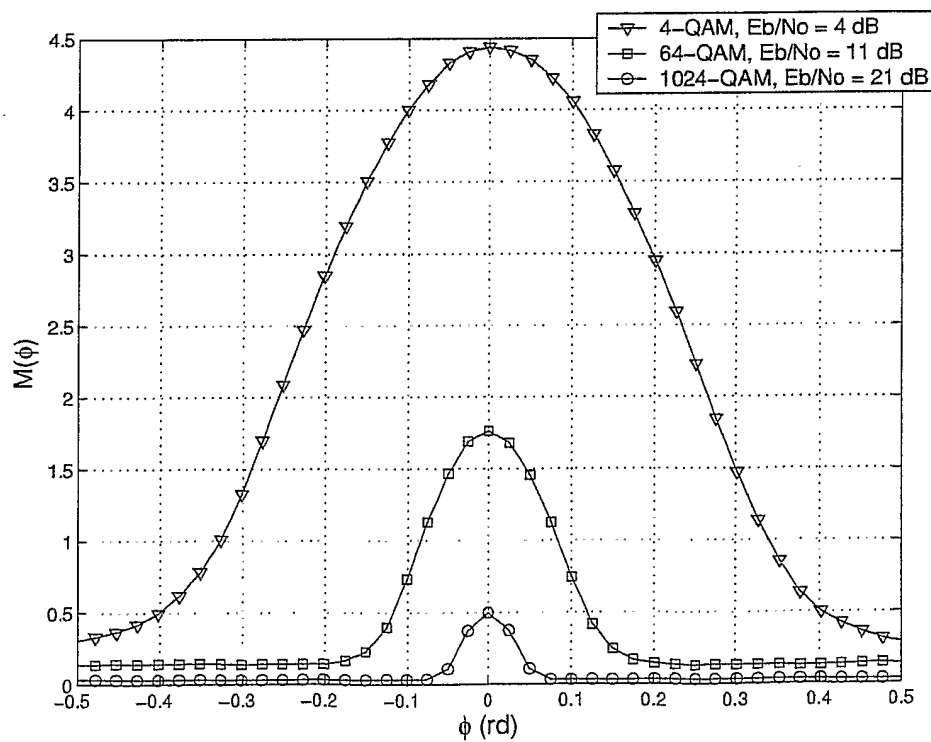
2/5

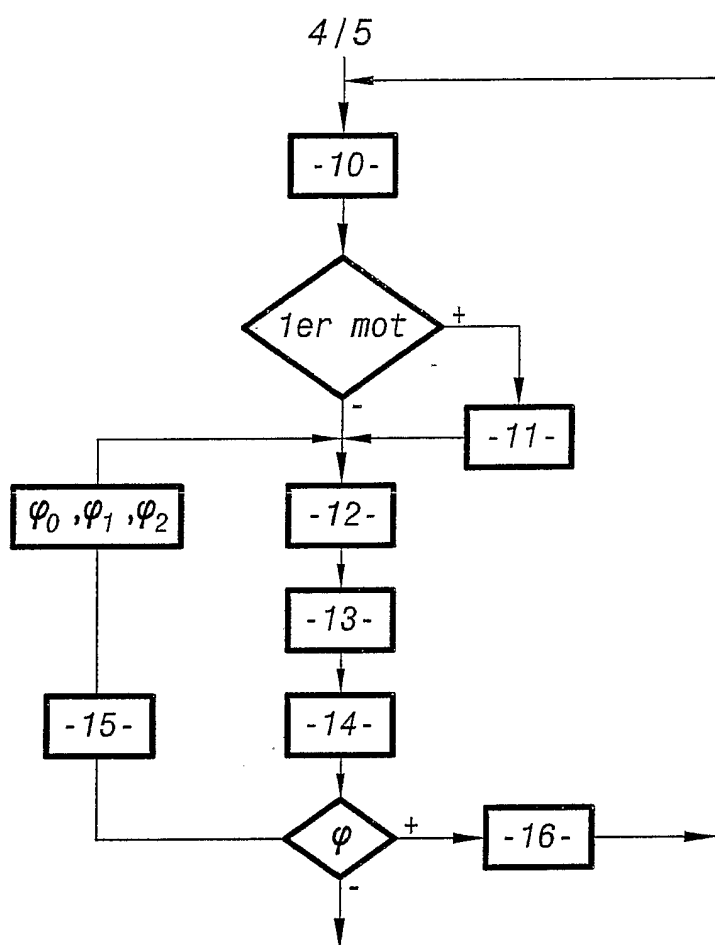
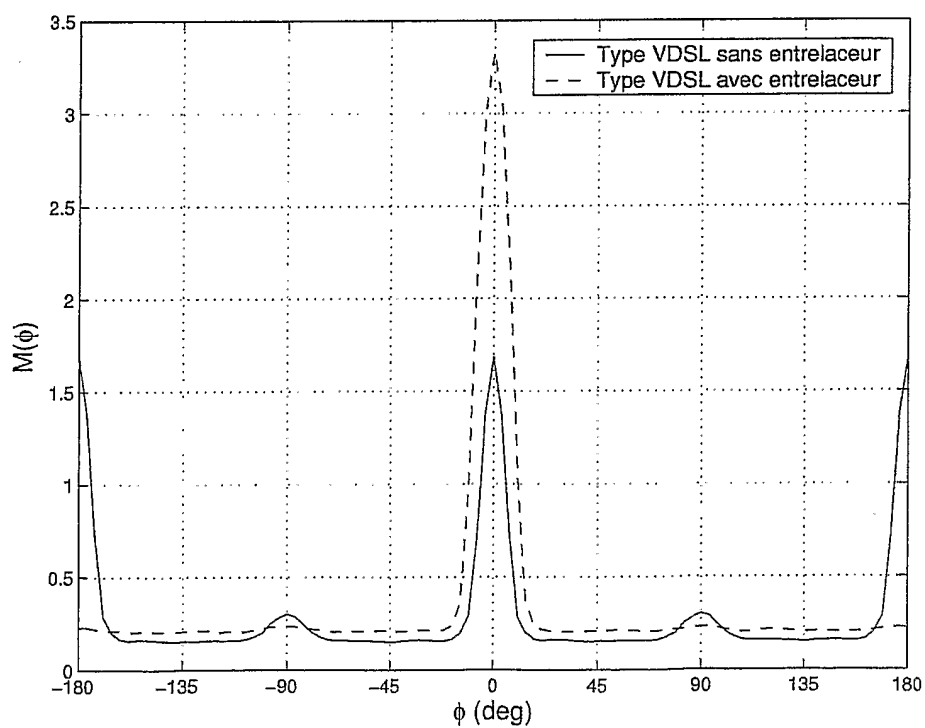
**FIG. 3****FIG. 4**

(art antérieur)

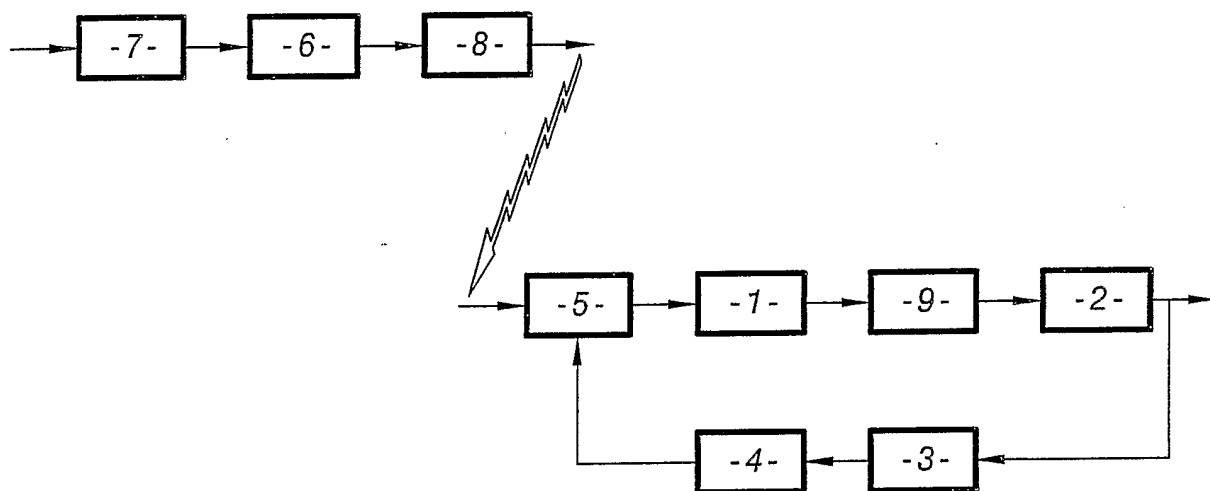
**FIG. 5**

3/5

**FIG. 6****FIG. 7**

**FIG.8****FIG.9**

5/5

**FIG.10**

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/FR2005/001350

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 7 H03M13/29 H04L1/00 H03M13/33

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H03M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	LOTTICI V ET AL: "EMBEDDING CARRIER PHASE RECOVERY INTO ITERATIVE DECODING OF TURBO-CODED LINEAR MODULATIONS" IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 52, no. 4, April 2004 (2004-04), pages 661-669, XP001197594 ISSN: 0090-6778 abstract; figure 1a * section III A, B et C *	1-12
A	US 2002/097814 A1 (EIDSON DONALD BRIAN ET AL) 25 July 2002 (2002-07-25) * cover page * paragraphs '0023!, '0024!, '0027! - '0030!, '0046! - '0048!, '0057! ----- -/--	1-12

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

° Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

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

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

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

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

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

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

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

18 October 2005

Date of mailing of the international search report

27/10/2005

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Farman, T

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/FR2005/001350

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CIONI S ET AL: "Turbo embedded estimation with imperfect phase/frequency recovery" ICC 2003. 2003 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS. ANCHORAGE, AK, MAY 11 - 15, 2003, vol. VOL. 1 OF 5, 11 May 2003 (2003-05-11), pages 2385-2389, XP010642874 ISBN: 0-7803-7802-4 * section III B * * section IV * figure 2	1-12
A	BARRATT K A ET AL: "Performance bounds for double sampling ML-DD feedback timing synchronisers in turbo code systems" ELECTRONICS LETTERS, IEE STEVENAGE, GB, vol. 37, no. 7, 29 March 2001 (2001-03-29), pages 442-443, XP006016410 ISSN: 0013-5194 the whole document	1-12
A	LANGLAIS C ET AL: "Synchronisation in the carrier recovery of a satellite link using turbo-codes with the help of tentative decisions" IEE COLLOQUIUM. TURBO CODES IN DIGITAL BROADCASTING - COULD IT BE DOUBLE CAPACITY, 22 November 1999 (1999-11-22), pages 5-1, XP002178507 the whole document figure 2	1-12
A	NISSILA M J ET AL: "An EM approach to carrier phase recovery in AWGN channel" ICC 2001. 2001 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS. CONFERENCE RECORD. HELSINKY, FINLAND, JUNE 11 - 14, 2001, IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, NEW YORK, NY : IEEE, US, vol. VOL. 1 OF 10, 11 June 2001 (2001-06-11), pages 2199-2203, XP010553707 ISBN: 0-7803-7097-1 abstract; figure 1	1-12
A	OH W ET AL: "JOINT DECODING AND CARRIER PHASE RECOVERY ALGORITHM FOR TURBO CODES" IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, US, US, vol. 5, no. 9, September 2001 (2001-09), pages 375-377, XP001107973 ISSN: 1089-7798 cited in the application the whole document	1-12

Information on patent family members

PCT/FR2005/001350

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (January 2004)

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande Internationale No
PCT/FR2005/001350

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
CIB 7 H03M13/29 H04L1/00 H03M13/33

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)
CIB 7 H03M

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)
EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie °	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	LOTTICI V ET AL: "EMBEDDING CARRIER PHASE RECOVERY INTO ITERATIVE DECODING OF TURBO-CODED LINEAR MODULATIONS" IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 52, no. 4, avril 2004 (2004-04), pages 661-669, XP001197594 ISSN: 0090-6778 abrégé; figure 1a * section III A, B et C *	1-12
A	US 2002/097814 A1 (EIDSON DONALD BRIAN ET AL) 25 juillet 2002 (2002-07-25) * cover page * alinéas '0023!, '0024!, '0027! - '0030!, '0046! - '0048!, '0057! ----- -/--	1-12

☒ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

° Catégories spéciales de documents cités:

- "A" document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
- "E" document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
- "L" document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
- "O" document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
- "P" document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

- "T" document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention
- "X" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément
- "Y" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier
- "&" document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

18 octobre 2005

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

27/10/2005

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Farman, T

C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie *	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	CIONI S ET AL: "Turbo embedded estimation with imperfect phase/frequency recovery" ICC 2003. 2003 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS. ANCHORAGE, AK, MAY 11 - 15, 2003, vol. VOL. 1 OF 5, 11 mai 2003 (2003-05-11), pages 2385-2389, XP010642874 ISBN: 0-7803-7802-4 * section III B * * section IV * figure 2	1-12
A	BARRATT K A ET AL: "Performance bounds for double sampling ML-DD feedback timing synchronisers in turbo code systems" ELECTRONICS LETTERS, IEE STEVENAGE, GB, vol. 37, no. 7, 29 mars 2001 (2001-03-29), pages 442-443, XP006016410 ISSN: 0013-5194 le document en entier	1-12
A	LANGLAIS C ET AL: "Synchronisation in the carrier recovery of a satellite link using turbo-codes with the help of tentative decisions" IEE COLLOQUIUM. TURBO CODES IN DIGITAL BROADCASTING - COULD IT BE DOUBLE CAPACITY, 22 novembre 1999 (1999-11-22), pages 5-1, XP002178507 le document en entier figure 2	1-12
A	NISSILA M J ET AL: "An EM approach to carrier phase recovery in AWGN channel" ICC 2001. 2001 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS. CONFERENCE RECORD. HELSINKY, FINLAND, JUNE 11 - 14, 2001, IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, NEW YORK, NY : IEEE, US, vol. VOL. 1 OF 10, 11 juin 2001 (2001-06-11), pages 2199-2203, XP010553707 ISBN: 0-7803-7097-1 abrégé; figure 1	1-12
A	OH W ET AL: "JOINT DECODING AND CARRIER PHASE RECOVERY ALGORITHM FOR TURBO CODES" IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, US, US, vol. 5, no. 9, septembre 2001 (2001-09), pages 375-377, XP001107973 ISSN: 1089-7798 cité dans la demande le document en entier	1-12

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande Internationale No

PCT/FR2005/001350

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
US 2002097814 A1	25-07-2002	AUCUN	