

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

② Date de dépôt : 29.06.00.

③③ Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 04.01.02 Bulletin 02/01.

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

⑥ Références à d'autres documents nationaux apparentés :

(71) Demendeur(s) : *SAGEM SA Société anonyme* — FR.

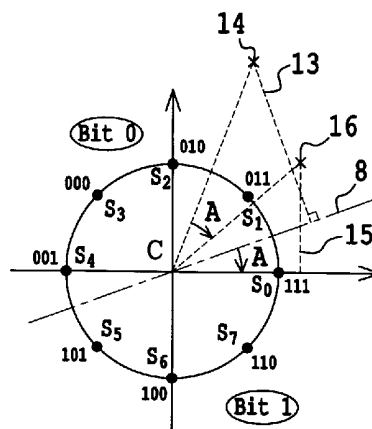
72 Inventeur(s) : RAYNAUD OLIVIER et BARTHE FLO-
RENT.

73 Titulaire(s) :

74 Mandataire(s) : CABINET CHRISTIAN SCHMIT ET ASSOCIES.

54 PROCÉDE D'ÉGALISATION D'UN SIGNAL TRANSMIS VIA UN CANAL ET UTILISATION EN TELEPHONIE MOBILE.

⑤7 Afin d'améliorer les performances du couple égaliseur - décodeur de canal dans une chaîne de transmission numérique, on utilise un égaliseur à sortie souple en liaison avec un décodeur de canal à entrée souple. Pour donner une plus grande efficacité à cet ensemble, on attribue à un ou plusieurs des bits d'un symbole détecté une valeur de confiance différenciée, au lieu d'attribuer une valeur de confiance unique pour le symbole, valable indifféremment pour tous les bits de ce symbole.



Procédé d'égalisation d'un signal transmis via un canal et utilisation en téléphonie mobile

L'invention a pour objet un procédé d'égalisation d'un signal transmis
5 via un canal qui peut en particulier être utilisée en téléphonie mobile. Elle a vocation à s'appliquer à tous les domaines de transmissions : par voie hertzienne (faisceaux hertziens, radiomobiles, transmissions satellites, ...), ou par câbles (métalliques, coaxiaux, fibres optiques,...), et globalement dans toute transmission « modem » au sens large du terme. Ces
10 transmissions peuvent aussi bien servir à porter de la voix, des images (fixes ou animées), ou tout type de données numériques.

Pour être concis, l'invention est applicable à toute chaîne de transmission numérique qui utilise en réception un dispositif d'égalisation suivi d'un dispositif de décodage de canal.

15 Dans la quasi - totalité des chaînes de transmission numériques, le canal de propagation des signaux n'est pas linéaire et génère de l'interférence entre symboles (en anglais ISI pour Inter Symbol Interference). Cette interférence est issue en particulier des non - linéarités du domaine de propagation, et des multi-trajets rencontrés par exemple dans les
20 transmissions par voie hertzienne et la téléphonie mobile.

Afin de supprimer ces interférences, des dispositifs d'égalisation (ou « égaliseurs ») sont généralement employés. De tels dispositifs recourent à une estimation du canal de propagation, considéré comme constant sur des intervalles de temps relativement courts. Il s'agit en particulier d'identifier les
25 retards des trajets principaux et de corriger les effets de l'interférence entre symboles. Le signal ainsi traité alimente généralement un dispositif de décodage de canal qui utilise la redondance dans le message numérique à transmettre afin de corriger d'éventuelles erreurs résiduelles, et permet finalement de récupérer l'information.

30 Pour que l'opération globale de réception du signal se déroule avec le minimum d'erreurs, on comprend aisément que les informations que l'égaliseur transmet au décodeur de canal doivent être le plus fiable possible. Plutôt que de transmettre simplement les bits identifiés par l'égaliseur (processus désigné comme étant à sortie « dure »), une valeur de
35 confiance peut par ailleurs leur être associée et être communiquée au

décodeur de canal. Lorsque l'égaliseur est ainsi à sortie « souple », on dit aussi qu'il est à décision souple. Dans ce cas, le décodage de canal doit lui-même être capable d'interpréter ces valeurs de confiance que lui communique l'égaliseur, il doit être à « entrée souple ». De tels décodeurs de canal à entrée souple sont connus.

Pratiquement, le gain apporté par l'emploi de décisions souples peut être équivalent à une augmentation du rapport signal à bruit de 2 à 3 décibels, ce qui est très sensible, moyennant une légère augmentation du nombre de traitements nécessaires pour l'élaboration des valeurs de confiance. Encore faut-il que la construction des mesures de fiabilité soit efficace.

Dans les paragraphes qui suivent, les différents types de sorties dure ou souple que peuvent produire classiquement un égaliseur sont mis en évidence, afin de mieux préciser l'intérêt pour le concepteur de la chaîne de transmission d'opter pour un dispositif à décision souple.

La modulation d'une porteuse par une séquence d'information binaire à transmettre peut être réalisée de manière à ce que plusieurs bits consécutifs soient simultanément transmis. Ainsi la modulation en phase et/ou en amplitude d'une porteuse résulte en une coloration quantifiée de cette porteuse, de telle sorte que chaque échantillon du signal transmis soit représentatif d'un « mot binaire » constitué de un ou plusieurs bits (on désigne classiquement par « symbole » ou, pour éviter toute ambiguïté lorsque c'est nécessaire, par « symbole quantifié » chaque mot binaire ; et la durée de l'échantillon est dite « durée symbole »).

A titre d'exemple, la modulation dite BPSK (Binary Phase Shift Keying – Modulation de phase à 2 états, assimilable à une modulation d'amplitude), très classiquement rencontrée, met en œuvre une modulation en amplitude de la porteuse pour conduire à la représentation, pour chaque symbole quantifié, d'un seul bit (valant 0 ou 1, ou - 1 ou +1 selon les conventions adoptées).

D'autres modulations numériques de type PSK (Phase Shift Keying – Modulation par sauts de phase) conduisent à la seule modulation de la phase. En particulier, la modulation 8-PSK permet de représenter 8 symboles quantifiés différents d'énergie constante, chacun d'eux portant une information binaire de 3 bits consécutifs.

Sans être exhaustif, parmi les modulations classiques, des modulations mixtes en amplitude et en phase existent encore, avec notamment les modulations QAM (Quadrature Amplitude Modulation – Modulation d'Amplitude en Quadrature) qui utilisent généralement un grand nombre de symboles. On peut en outre représenter chaque modulation par une « constellation » de ses symboles positionnés dans un espace plan à deux dimensions, où l'énergie de la composante en phase de chaque symbole est en abscisse, et l'énergie de la composante en quadrature est en ordonnée. Un panorama de ces différentes modulations et du codage que peut subir un signal à transmettre est par exemple rappelé dans le préambule du document EP - A - 0 700 164.

Lorsque de telles modulations sont employées, il s'agit alors, au niveau du récepteur, d'identifier chacun des symboles de la constellation qui ont été successivement transmis. Or, les symboles ont subi les effets du canal de propagation et ont été altérés par la transmission. Ils n'ont alors plus les valeurs idéales quantifiées attendues en phase et en amplitude. Le rôle d'un égaliseur à sorties dures est précisément de retrouver ces valeurs quantifiées à partir de la séquence d'échantillons reçus et de les produire à sa sortie.

Avant de rentrer dans plus de détails, il convient de bien différencier le sens des termes employés dans la suite. On distingue les « échantillons » disponibles à l'entrée de l'égaliseur et qui doivent être traité par lui, des « symboles estimés » qui sont chacun un couple de coordonnées (non quantifiées) - dans le plan des énergies en phase et en quadrature - issues des calculs réalisés par l'égaliseur. A partir de chaque symbole estimé, l'égaliseur peut dans certains cas prendre une décision du symbole quantifié qu'il va fournir à sa sortie, il s'agit ici du « symbole décidé ». Lorsque l'égalisation se passe de manière satisfaisante, chaque symbole estimé doit donc se trouver proche (en terme de distance) du symbole quantifié de la constellation que l'on devrait idéalement décider pour une transmission sans erreur. Et dans un tel cas, chaque symbole décidé doit naturellement être strictement égal à chaque symbole émis par le dispositif d'émission.

Ainsi, classiquement, lorsque l'égalisation fournit une sortie dure, le choix du symbole décidé (le choix de sa position correspondante dans la constellation) est réalisé à partir de la « zone de décision » dans laquelle est

positionné le symbole estimé par l'égaliseur. Cette zone de décision désigne simplement l'ensemble des points du plan qui ont pour plus proche symbole quantifié un même symbole de la constellation. Il y a donc autant de zones de décision que de symboles quantifiés représentés. On désignera dans la

5 suite par « frontière de décision » la délimitation entre deux zones de décisions contiguës. Finalement, chaque symbole estimé par l'égaliseur ne correspond qu'à un point dans le plan dont le symbole quantifié le plus proche est a priori le symbole transmis recherché, et donc la sortie effective de l'égaliseur à sortie dure.

10 Sur les figures 1 et 2 présentées, chaque croix représente un symbole E_i estimé par l'égaliseur et représenté dans une constellation de symboles quantifiés S_k . Ces derniers sont présentés tels qu'ils sont construits à l'émission. Les zones de décisions mises en évidence par des frontières de décision, représentent une fraction de l'espace des symboles. Tout symbole

15 E_i estimé par l'égaliseur se trouve donc forcément dans l'une de ces zones, et se voit automatiquement assimilé au symbole S_k le plus proche.

Sur les figures 1 et 2, dans des exemples de cas de modulations BPSK et 8-PSK respectivement, le symbole estimé E_i est assimilé à un symbole S_1 par l'égaliseur. Le groupe de bits correspondant au symbole S_1

20 sera ensuite traité par le décodeur de canal. Il s'agit du groupe de bits le plus vraisemblablement transmis au regard des distances relatives entre chaque symbole de la constellation et le symbole E_i estimé.

Le type de dispositif à sortie dure présenté précédemment permet d'obtenir des performances satisfaisantes, mais cependant pour des

25 symboles estimés très proches des limites de zones – et donc quasiment à égale distance entre deux symboles de la constellation - ce type de prise de décision force l'égaliseur à s'engager clairement et sans pondération pour l'un ou l'autre des symboles quantifiés, et à faire le choix d'un symbole décidé alors que la probabilité de se tromper de symbole est manifestement

30 importante. Les décisions souples sont nées de ce constat, et de la possibilité de pouvoir reporter le choix final de la décision du symbole jusqu'au niveau du décodeur de canal, qui dispose de la redondance introduite dans le signal à l'émission pour reconnaître les symboles avec davantage de certitudes.

35 Ainsi, classiquement, l'égaliseur à sortie souple ne fournit plus

seulement le symbole décidé, soit S1 pour Ei estimé sur les figures 1 et 2, mais aussi une valeur de confiance qui est rattachée à la décision sur ce symbole. Cette valeur de confiance est alors d'autant plus forte que le symbole estimé se trouve éloigné des autres zones de décision voisines.

- 5 Afin de présenter la construction des décisions souples avec le maximum de généralité sans pour autant prétendre à l'exhaustivité, on peut ainsi dire que chaque symbole quantifié décidé va être pondéré, et que cette pondération va dépendre d'un rapport (ou d'une combinaison numérique) des distances qui sépare le symbole estimé du ou des autres symboles quantifiés qui lui
10 sont les plus proches dans la constellation.

Sur les figures 1 et 2, deux cas de valeurs de confiance faible et forte sont illustrés, respectivement à gauche et à droite. Notons bien que dans les commentaires qui suivent, liés à ces illustrations, le rapport de distances a été arbitrairement choisi comme étant le procédé d'évaluation de la mesure
15 de confiance, mais une autre combinaison numérique pourrait être employée de la même manière pour réaliser un même type d'appréciation.

En figure 1, une constellation binaire fait apparaître à gauche un symbole estimé Ei qui sera affecté d'une faible valeur de confiance par l'égaliseur, compte tenu d'un rapport de distances λ_1/λ_2 proche de 1
20 (traduisant une forte probabilité de se tromper en choisissant le symbole S1), et a contrario à droite un symbole estimé Ei qui sera affecté d'une forte valeur de confiance du fait d'un rapport λ_1/λ_2 voisin de 0 et qui traduit beaucoup plus de certitudes sur le symbole S1 que l'on décide. Des valeurs intermédiaires de confiance sont également fournies pour des rapports de
25 distance compris entre 0 et 1.

Entre la figure 1 à gauche et la figure 2 à gauche, un même constat de faible valeur de confiance est fait pour ce qui concerne la valeur du symbole décidé, ici S1. En revanche, la figure 2 à droite montre un symbole S1 décidé avec davantage de certitudes compte tenu du meilleur rapport
30 λ_1/λ_2 .

Dans tous les cas, l'affectation de valeurs intermédiaires de confiance pour des rapports λ_1/λ_2 compris entre 0 et 1 ou plus généralement pour des combinaisons numériques donnant des résultats traduisant des valeurs de confiance non extrêmes, peut dépendre de différents types d'échelles
35 (linéaires ou exponentielles) suivant les choix du concepteur. Les valeurs

des rapports λ_1/λ_2 (ou des combinaisons numériques quelconques employées) sont directement réajustées suivant l'échelle choisie pour former les informations souples de l'égaliseur.

5 Dans l'état de la technique et dans le cas d'une égalisation à sortie souple, les valeurs de confiance calculées pondèrent donc chaque symbole comme il l'a été présenté précédemment, sans prendre en considération que, si le symbole représente plusieurs bits, tous les bits de ce symbole ne doivent pas nécessairement être pénalisés par une même faible valeur de confiance. L'invention propose de remédier à ce défaut.

10 En effet, dans l'état de la technique, les frontières retenues pour évaluer les distances sont considérées comme étant significatives de l'ambiguïté de la signification d'un symbole. Or, l'invention relève que, si un symbole représente plus d'un bit d'information - typiquement s'il en représente au moins deux, trois ou plus (notons X ce chiffre) -, identifier un
15 symbole dans la constellation revient de manière équivalente à identifier les valeurs des X bits qui le constituent.

Quelques termes nécessitent ici d'être introduits. Dans la suite, un « groupe de bits » désigne un ensemble de un ou plusieurs bits en des emplacements donnés, constitutifs d'une partie de la signification binaire des
20 symboles quantifiés, dont les positions ne sont pas forcément consécutives sur les X positions possibles. Dans l'exemple d'une modulation 16 - PSK où chaque symbole est significatif de 4 bits, un groupe de bits peut par exemple regrouper le seul troisième bit, ou bien l'ensemble formé par le premier et le troisième bit, ou bien encore l'ensemble formé par les trois derniers bits aux
25 positions deux à quatre. Deux groupes de bits distincts rassemblant des bits en des positions distinctes peuvent regrouper chacun un nombre de bits différents. En outre des groupes de bits pourraient ne pas être disjoints, un même bit pouvant appartenir à plusieurs groupes.

Pour reprendre la description de l'invention, le processus de prise de
30 décision sur un seul symbole est donc analogue à un processus de décision sur chaque groupe de bits identifiable parmi les X bits. Il résulte de cette constatation que, de même qu'il était possible de distinguer des zones de décision relatives à chaque symbole quantifié, il est également possible de distinguer des zones de décision propres à la valeur de chaque groupe de
35 bits identifiables parmi les X bits qui compose les symboles quantifiés.

Selon l'invention, une frontière est ainsi significative de l'ambiguïté d'un groupe de bits, porté dans chaque symbole, dont la valeur est différente de part et d'autre de la frontière. Autrement dit, une frontière laisse typiquement de part et d'autre un groupe de une ou plusieurs valeurs de symbole dont le groupe de bits en rapport sur chaque symbole a une même
5 valeur à proximité et d'un même côté de la frontière.

Le nombre de frontières traçables, et à considérer dans le processus global de décision, augmente avec le nombre de groupes de bits représentés et identifiés par le concepteur du dispositif de réception. Dans
10 tous les cas, ce même concepteur doit avoir identifié suffisamment de groupes de bits disjoints pour que chacun des X bits qui constituent les symboles soit englobé dans au moins un groupe de bits. Pour chaque groupe de bits considéré, une ou plusieurs frontières de zones de décision peuvent être mises en évidence, d'où sont issues la constitution de deux ou
15 plusieurs zones de décision. Le nombre et la répartition de ces zones de décision dépend, en plus de la structure propre de la constellation des symboles, de l'allocation - réalisée par le concepteur de la modulation - des valeurs des X bits pour chacun des symboles de la constellation. Remarquons que la désignation pertinente de ces frontières, et des
20 différents groupes de bits qui leurs sont associés, implique évidemment la responsabilité du concepteur du dispositif de réception.

Selon l'invention, les frontières doivent être significatives de l'ambiguïté d'un groupe de bits associé à un symbole, mais pas de l'ambiguïté de tous les bits du symbole pris dans leur ensemble. Plutôt que
25 de pénaliser tout le symbole, donc tous les bits du symbole par une seule valeur de confiance élaborée classiquement à partir de zones de décision par symbole, l'invention propose ainsi d'attribuer autant de valeurs de confiance qu'il y a de groupes de bits par symbole désignés par le concepteur du récepteur, en se basant sur les frontières relatives aux
30 ambiguïtés des différents groupes de bits. En pratique, il sera donc attribué à chaque groupe de bits de chaque symbole estimé une valeur de confiance différente de celle des autres groupes de bits d'un même symbole estimé.

L'invention propose de réaliser le calcul de la valeur de confiance attribué à un groupe de bits par la mesure de distances des symboles
35 estimés aux différentes frontières de zones relatives à l'ambiguïté de ce

groupe. Pour chaque groupe de bits à évaluer, c'est dans tous les cas la distance du symbole estimé à la frontière de zone - relative à la décision sur ce groupe - la plus proche qui détermine la valeur de confiance à lui affecter. Suivant la structure de la constellation et les valeurs de groupes de bits portées par les différents symboles quantifiés, le calcul d'une valeur de confiance passe ainsi par l'estimation préalable d'autant de mesures de distances qu'il y a de frontières de zones relatives à l'ambiguïté du groupe de bits traité.

En variante préférée, il est possible de remplacer chaque mesure de distance du symbole estimé à une frontière de zone par la mesure de distance du symbole estimé au plus proche symbole quantifié de la constellation positionné de l'autre côté de la frontière de zone. Cette variante permet d'obtenir des performances comparables à la version présentée plus haut, et elle est brièvement illustrée plus loin dans ce document.

L'invention a donc pour objet un procédé d'égalisation d'un signal transmis via un canal, dans lequel

- on traite ce signal transmis pour produire des signaux quantifiés représentatifs de symboles transmis par ce signal,
- chaque symbole représentant au moins deux groupes de bits d'information binaire,

- on évalue pour chaque symbole une information de confiance associée,

- et on traite dans un décodeur de canal les signaux quantifiés et l'information de confiance associée pour produire des bits d'information binaire correspondant à ces symboles,

caractérisé en ce que

- on évalue pour chaque symbole au moins deux valeurs de confiance associables, respectivement et d'une manière différenciée, à chacun des au moins deux groupes de bits d'information binaire.

Elle a également pour objet un procédé d'égalisation d'un signal transmis via un canal, dans lequel

- on traite ce signal transmis pour produire des signaux quantifiés représentatifs de symboles transmis par ce signal,

- chaque symbole représentant au moins deux groupes de bits d'information binaire,

- on évalue pour chaque symbole une information de confiance associée,

- et on traite dans un décodeur de canal les signaux quantifiés et l'information de confiance associée pour produire les bits d'information

5 binaire correspondant à ces symboles,

caractérisé en ce que

- on mesure une valeur de confiance correspondant à un groupe de bits en évaluant une distance d'un symbole mesuré à une frontière de zone,

10 - cette frontière de zone séparant, au moins localement, l'espace de valeur des symboles en deux zones, une première zone où le groupe de bits vaut une première valeur binaire et une deuxième zone où le groupe de bits vaut une deuxième valeur binaire.

L'invention a également pour objet un procédé d'égalisation d'un signal transmis via un canal, dans lequel

15 - on traite ce signal transmis pour produire des signaux quantifiés représentatifs de symboles transmis par ce signal,

- chaque symbole représentant au moins deux groupes de bits d'information binaire,

20 - on évalue pour chaque symbole une information de confiance associée,

- et on traite dans un décodeur de canal les signaux quantifiés et l'information de confiance associée pour produire les bits d'information binaire correspondant à ces symboles,

caractérisé en ce que

25 - on calcule une valeur de confiance correspondant à un groupe de bits en évaluant une distance d'un symbole estimé à un autre symbole quantifié d'une constellation,

30 - une frontière de zone séparant, au moins localement, l'espace de valeur des symboles quantifiés en deux zones, une première zone où le groupe de bits vaut une première valeur binaire et une deuxième zone où le groupe de bits vaut une deuxième valeur binaire,

- le dit autre symbole quantifié appartenant à l'une des deux zones ainsi formées ne comprenant pas le symbole mesuré.

35 L'invention sera mieux comprise à la lecture de la description qui suit et à l'examen des figures qui l'accompagnent. Dans tous les cas, les cas

d'exemples traités ne sont présentés qu'à titre indicatif et nullement limitatif de l'invention. Les figures montrent :

- figures 1 et 2 (déjà commentées) : des représentations de constellations de type BPSK et 8-PSK ;
- 5 - figure 3 : une représentation schématique d'une chaîne de transmission, utile pour illustrer le procédé de l'invention ;
- figures 4a à 4d : la mise en œuvre de l'invention dans le cadre d'une modulation de type 8-PSK ;
- figures 5a à 5d : la mise en œuvre de l'invention dans le cadre d'une
- 10 modulation de type 16-QAM ;
- figure 6 : une représentation de résultats de décodage avec les différentes solutions de traitement connues et avec l'invention ;
- figure 7 : une forme préférée d'évaluation de valeur souples.

La figure 3 montre une chaîne de transmission utilisable pour illustrer

15 le procédé de l'invention. Un signal numérique $S(t)$ à transmettre est admis, de préférence, sur une entrée d'un codeur de source 1. Le codeur 1 effectue une compression du signal $S(t)$ pour en limiter le débit à une partie utile seule. Une sortie du codeur 1 est reliée à un codeur 2 de canal qui ajoute une redondance à ce signal compressé pour le rendre plus résistant aux

20 bruits et défauts d'un canal de transmission à utiliser. Une sortie du codeur 2 est reliée à un modulateur 3. Le modulateur 3 est relié à un canal 4 de transmission dont la sortie est reliée à une architecture inverse, comportant un démodulateur 5, un décodeur de canal 6 et un décodeur de source 7. Les différents codeurs et décodeurs sont ici montrés d'une manière différenciée,

25 mais, le signal à transmettre étant numérique, tout le traitement des codeurs et modulateurs 1 à 3 et ou des décodeurs et démodulateurs 5 à 7 peut être réalisé par un processeur de traitement mettant en œuvre un programme de traitement. Eventuellement, le processeur est assisté par des co-processeurs qui sont des circuits câblés réalisés à l'intérieur d'un circuit

30 intégré microprocesseur. Dans un exemple, les organes 5 à 7 sont contenus dans un téléphone mobile.

Le modulateur 3 module une porteuse par les signaux issus du codeur 2. La modulation peut être en bande de base, auquel cas la fréquence centrale de la porteuse est 0. Le traitement selon le procédé de

35 l'invention est essentiellement mis en œuvre dans le démodulateur -

égaliseur 5, avec en outre une légère modification du décodeur 6.

En réception, dans le démodulateur - égaliseur 5, on traite le signal transmis via le canal 3 pour produire des signaux quantifiés représentatifs de symboles transmis par ce signal. Dans le cas où le décodeur 6 est un

5 décodeur à entrées souples, le démodulateur - égaliseur 5 évalue classiquement pour chaque symbole une valeur de confiance qui lui est associée. Ces signaux quantifiés et ces valeurs de confiance associées sont traitées dans le décodeur 6 pour produire les bits d'information binaire correspondant à ces symboles, et au signal $S(t)$ compressé. Ce dernier

10 signal compressé est décompressé (s'il a été préalablement compressé) dans le décodeur 7.

La modulation selon l'invention est telle que chaque symbole du signal modulé représente plus de un bit du signal issu du codeur 2 de canal, par exemple au moins deux bits. D'une manière générale, chaque symbole

15 représentera bien plus de bits, et comportera au moins deux groupes de bits, un groupe de bits pouvant comporter un bit, et un autre groupe de bits pouvant comporter un bit également. Dans le cas d'une modulation de type 8-PSK, un premier groupe de bits du symbole pourrait correspondre à un bit et un autre à deux bits, ou bien il y aurait trois groupes. Dans le cas d'une

20 modulation de type 16-QAM, il peut y avoir deux groupes de deux bits ou quatre groupes de un bit. Toute autre répartition est également envisageable.

Selon l'invention, chaque groupe de bits différencié sera alors affecté d'une valeur de confiance propre à ce groupe de bits, et non plus comme

25 précédemment propre à tout le symbole. Dans ce but, le décodeur 6 de canal sera légèrement modifié. En effet, au cours d'une étape préliminaire, un décodeur de canal à entrées souples affecte à tous les bits d'un symbole estimé une valeur de confiance égale à la valeur de confiance unique qui lui est transmise par l'égaliseur 5. Dans l'invention, cette étape préliminaire (ou

30 des circuits câblés qui la réalisent) est changée pour que l'affectation de la valeur de confiance ne soit plus la même pour tous les bits, mais pour qu'elle soit différenciée et pour que les valeurs de confiance à affecter à chaque bit soient celles que le l'égaliseur 5 communique en correspondance de chacun des bits ou groupes de bits. Pour les groupes de bits, dans l'invention, tous

35 les bits d'un même groupe de bits d'un symbole seront affectés de la valeur

de confiance propre au groupe de bits. Comme il y a au moins deux groupes de bits, il y a au moins deux valeurs de confiance.

Les figures 4a à 4d représentent une constellation à huit états de phase correspondant à des symboles attendus S0 à S7. Elles montrent, par
 5 comparaison aux figures 2a et 2b, et dans le cas d'une modulation de type 8-PSK, les modes de découpage et les différences d'évaluation des valeurs de confiance selon l'invention. Chaque symbole y représente trois bits. Il a été choisi arbitrairement dans cet exemple de considérer trois groupes de bits ne comportant qu'un seul bit chacun ; ce qui implique un découpage
 10 mettant en évidence des zones propres à chacun des 3 bits qui codent les symboles. La figure 4a montre le découpage des zones d'appartenance des symboles estimés pour élucider l'ambiguïté du premier bit de ces symboles. Les figures 4b et 4c montrent les découpages correspondant aux deuxièmes et troisièmes bits. Sur la figure 4a, une droite 8 inclinée à $22^{\circ}5$ par rapport à
 15 l'axe horizontal sépare l'espace en deux : au-dessus de la droite 8 le premier bit vaut 0, au-dessous il vaut 1. Pour les figures 4b et 4c, pareillement des droites respectivement 9, et 10 et 11, inclinées à $112^{\circ}5$, et $157^{\circ}5$ et $67^{\circ}5$ permettent de découper l'espace en des zones où les deuxièmes et troisièmes bits valent respectivement 0 ou 1 : les valeurs affectées sont
 20 indiquées dans des ovals. En fonction de la position d'un symbole estimé 14 par rapport à chacune de ces droites, une valeur b_i d'un $i^{\text{ème}}$ bit est affectée pour le symbole estimé correspondant au symbole mesuré.

Selon la position en phase et en amplitude du symbole estimé, et selon l'invention, on peut, en outre, considérer comme représentative de sa
 25 valeur de confiance la distance qui sépare ce symbole estimé 14 de la droite 8 pour le premier bit, de la droite 9 pour le deuxième bit, et des droites 10 et 11 pour le troisième bit. Dans ce dernier cas, on prendra à titre de précaution la plus faible des distances à l'une quelconque de ces deux droites 10 et 11. En effet, plus la distance est faible, plus le bit est ambigu. Il y a donc lieu de
 30 prendre la plus faible distance pour éviter les erreurs. Dans cet exemple de modulation 8-PSK, la mesure d'une valeur de confiance peut ainsi passer par une mesure de quatre distances et par le fait de n'en retenir que trois. Chacune des trois distances mesurées est quantifiée (éventuellement traitée comme on le verra plus loin à l'examen de la figure 7) pour être associée en
 35 tant que valeur de confiance c_i à un bit b_i de rang i dans le symbole.

Lorsque l'invention est mise en œuvre suivant la variante préférée qui a été évoquée plus haut, et si l'on s'intéresse toujours à ce même symbole estimé 14, on peut aussi considérer comme représentative de sa valeur de confiance une distance qui sépare ce symbole estimé 14 du symbole quantifié S0 pour le premier bit, du symbole quantifié S3 pour le deuxième bit, et des symboles quantifiés S1 et S4 pour le dernier bit. Dans ce dernier cas, la plus faible des deux distances est seule retenue. Concernant le premier bit, le symbole S0 est le symbole quantifié le plus proche du symbole estimé 14 parce qu'il appartient à une zone de décision - mise en évidence par la frontière en rapport - ne comprenant pas elle-même le symbole estimé 14. Dans ce cas, le symbole estimé et le symbole quantifié, ici S0, auquel on calcule la distance se trouvent forcément dans des zones de décision distinctes, vis à vis d'une même frontière de zone. Pour un bit de rang donné d'un symbole estimé 14, bit de rang un, deux et ainsi de suite, on peut alors trouver le symbole quantifié par rapport auquel il faut mesurer la distance en trouvant quel est le symbole quantifié le plus proche. Puis pour chacun des symboles quantifiés on établit une table de correspondance entre ce symbole quantifié le plus proche et un autre symbole quantifié (par rapport auquel on mesurera la distance). Cet autre symbole quantifié est par ailleurs différencié selon le rang du bit pour lequel on veut calculer une valeur de confiance.

Dans tous les cas de mise en œuvre du calcul des valeurs de confiance, le décodeur 6 reçoit ainsi, pour chaque valeur b_i de bit une valeur de confiance c_i , au cours de l'étape préliminaire 12. Selon l'invention, une des valeurs c_i pour un bit b_i est a priori différente d'une autre valeur c_j pour un bit c_j .

D'autres mesures des valeurs de confiance pour le premier bit ou pour chacun des bits seraient également envisageables. Par exemple, on pourrait mesurer la surface d'un triangle formé par une hauteur passant par un symbole estimé, abaissée sur une droite frontière, par cette droite frontière, par le centre C de la constellation et par le symbole estimé. Le principe est de faire intervenir dans le calcul de la valeur de confiance une droite (ou une courbe) frontière séparant l'espace des valeurs des symboles en deux zones : une première zone où un groupe de bits vaut une première valeur binaire et une deuxième zone où le groupe de bits vaut une deuxième valeur binaire.

Ce groupe de bits ne comporte pas tous les bits du symbole. Puis on fait la même chose pour un autre groupe de bits différent du premier groupe de bits. Dans tous les cas on désignera par "distance" cette mesure représentative d'une valeur de confiance faite en référence à une frontière.

5 On notera que la répartition de la signification binaire des symboles de la constellation a été réalisée suivant l'application d'un code de GRAY dans lequel, deux symboles immédiatement contigus dans la constellation de la modulation ne diffèrent que par la valeur d'un seul bit. L'invention n'impose cependant pas la mise en œuvre d'un codage de GRAY. Le non recours à
10 un codage de GRAY aurait simplement pour effet de constituer des zones de décision différentes, en nombre éventuellement différent. Le nombre de distances à évaluer pourrait varier en fonction de la répartition des limites de zones de décision, mais le principe fondamental resterait le même. Notons que l'invention peut encore s'appliquer dans le cadre de modulations de
15 phase et d'amplitudes telles les modulations QAM par exemple, et que dans tous ces cas de figure le codage de GRAY reste optionnel.

Pour le calcul des valeurs de confiance, on a montré figure 4a que la distance 13 d'un symbole estimé 14 à la droite 8 était représentatif de la valeur de confiance du premier bit (ici 0) que l'on recherche. Dans l'exemple,
20 on va avoir tendance à assimiler le symbole estimé 14 au symbole quantifié S2 (ou S1), avec dans tous les cas un premier bit à 0. Mesurer la distance 13 peut conduire à effectuer une série d'opération comportant plusieurs traitements complexes. Plutôt que de faire ces calculs qui peuvent être long (sur seize bits), on préfère dans le cas présent faire tourner le symbole 14
25 autour du centre C de la constellation d'un angle A égal à l'angle de la direction de la droite 8, de manière à assimiler la distance 13 à la hauteur 15 du symbole 14 une fois qu'il a été tourné pour atteindre la position 16. Puisque à l'issue d'une telle rotation on ne retient que l'ordonnée du point 15, les calculs liés à la rotation (une multiplication complexe) peuvent, en
30 outre, être réduits d'un facteur 2 et conduisent à un nombre réduit d'instructions comprenant deux multiplications et une addition.

La figure 4d montre par ailleurs pour un symbole mesuré E_i le calcul de trois distances λ_1 à λ_3 . En utilisant le découpage par zones ainsi précisé, il devient dès lors possible d'attribuer une valeur de confiance propre à
35 chacun des bits i ($i = 1, 2$ ou 3) du symbole décidé, celle-ci étant d'autant

plus forte que la hauteur λ_i issue du symbole E_i est grande. L'exemple de la figure 4d y est d'ailleurs repris en faisant apparaître les limites de zones par bit. Bien qu'il subsiste une faible valeur de confiance sur le premier bit du symbole S_1 lié à sa proximité par rapport à l'axe frontière de décision du premier bit, les deux autres bits se voient affectés d'une valeur de confiance nettement plus forte, λ_2 et λ_3 mettant en évidence des marges sensiblement plus confortables.

On constate à l'examen de cette figure 4d qu'avec les rotations, on accède, avec les ordonnées et les abscisses des points 16, aux distances du symbole 14 à deux des droites 8 et 9, ou 10 et 11 à chaque fois. En définitive en faisant tourner les positions dans l'espace de mesure des symboles mesurés, de plus ou moins $22^\circ 5'$, et en inversant le signe de l'une ou l'autre ou des deux coordonnées, on obtient les quatre distances recherchées. On effectue ensuite des comparaisons de distances pour calculer les valeurs de confiance des bits dont la zone de détermination est située entre deux droites. On obtient ensuite les trois valeurs de confiance recherchées.

L'ensemble des considérations et types de traitements exposés pour le cas cité en exemple d'une modulation 8-PSK est généralisable à toute modulation de type PSK, le nombre de frontières de zones à prendre en compte pouvant bien entendu varier, suivant la structure de la constellation choisie et de l'allocation binaire qui est réalisée sur les différents symboles.

Les illustrations des figures 4a à 5d montrent qu'il est possible de mettre en évidence des zones de décision par bit pour une modulation 16-QAM, et par extension pour toute modulation de type QAM, afin d'élaborer des décisions souples par bit. Dans ce cas, les zones de décisions par bit peuvent être organisées différemment. Typiquement, Les droites frontières ne passent plus par le centre C de la constellation et s'organisent en strates. Les figures 5a à 5d qui suivent mettent en évidence les découpages des zones à mettre en œuvre pour de telles constellations. L'exemple présenté est celui d'une modulation 16-QAM avec codage de GRAY. Il montre six droites 17, 18 et 19, 20 et 21 et 22 qui permettent de donner respectivement une valeur à chacun des premiers, deuxièmes, troisièmes et quatrièmes bits d'un symbole obtenu par une modulation respectant cette constellation. Selon la position du symbole par rapport à ces droites, pour un bit de rang

donné, la valeur estimée du bit est très facilement obtenue. Les traitements à réaliser concernent là encore le calcul de distances de symboles estimés par rapport à des frontières de zones (propres aux différents groupes de bits).

5 On constate ici, en outre, que le calcul des valeurs de confiance par le calcul des distances du symbole mesuré à ces droites 17 à 22 est particulièrement simple. Il se résume à la prise en compte des abscisses, ou des ordonnées, des symboles mesurés pour les distances aux droites 17 et 20, et des mêmes éléments ajoutés ou soustraits d'une valeur de décalage
10 pour les distances aux droites 18 et 19 ou 22 et 21 respectivement.

Par ailleurs, si l'emploi du codage de GRAY renforce l'intérêt pour l'invention (puisque'il permet d'améliorer plus significativement les performances en dessinant des zones de décision par bit plus vastes), il n'est toutefois pas indispensable d'y recourir pour que la solution proposée
15 trouve un avantage à être mise en œuvre. En outre, ne pas recourir au codage de GRAY morcelle d'autant plus l'espace des symboles en augmentant le nombre de frontières de zones, en même temps qu'il diminue l'étendue de chaque zone de décision. Le nombre de distances à calculer pour déterminer une valeur de confiance peut enfin sensiblement augmenter et apporter plus de complexité pour le récepteur.
20

Au travers de ces exemples, et quelle que soit la modulation employée dans un système de transmission numérique, on comprend aisément qu'il soit toujours possible de mettre en évidence des zones de décisions regroupant un ou plusieurs symboles qui ont un même groupe de
25 bits en commun. L'invention peut donc s'appliquer dans tous les cas de figure et trouve un intérêt particulier pour les transmission numériques non - binaires qui comportent plus de deux symboles dans leur constellation.

La figure 6 est une illustration des performances du procédé de l'invention obtenues en simulation sur un égaliseur de type DFE (Decision
30 Feedback Equalizer - égaliseurs à retour de décision). Il est généralement reconnu qu'un égaliseur DFE de type MSE (Mean Square Error - égaliseurs linéaires ou encore à maximum d'erreur quadratique moyenne) affiche, après détection, des performances brutes d'égalisation moins bonnes qu'un égaliseur MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation - égaliseur à
35 maximum de vraisemblance) qui est basé sur un algorithme de VITERBI. On

a effectivement pu vérifier cet écart dans les performances par le biais de simulations sur des développements en cours. Cependant, ces simulations ont également montré qu'avec des décisions souples générées bit à bit comme proposé dans l'invention, un égaliseur DFE permettait d'obtenir
5 finalement, après décodage de canal, des performances comparables voire supérieures à celles offertes par un égaliseur MLSE avec décisions souples indifférenciées. Ceci apporte la preuve que le gain apporté par les décisions souples élaborées bit à bit est bien réel. Notons qu'un égaliseur MLSE auquel on appliquerait l'invention, donc avec décisions souples différenciées
10 sur les bits, devrait permettre d'obtenir des résultats encore meilleurs.

Sur la figure 6, le TEB brut désigne le Taux d'Erreurs Binaires sur les données juste après égalisation, et le TEB post - décodage désigne le taux d'erreurs binaires après le dispositif de décodage de canal. La courbe relative au DFE avec décisions souples bit à bit, mais avant décodage de
15 canal, présente un moins bon TEB brut que celle relative au MLSE, avec décisions souples. On s'aperçoit toutefois qu'après décodage de canal, les décisions souples bit à bit permettent au DFE de reprendre l'avantage, alors que le tracé de la courbe de performance du même DFE avec des décisions souples, mais élaborées symbole à symbole, aurait montré des
20 performances sensiblement moins bonnes que celles du MLSE.

La figure 7 met en évidence la courbe de correspondance mise en œuvre pour générer les valeurs de confiance (en ordonnée) à partir des mesures de distances (en abscisses). Sur l'exemple illustré, les valeurs de confiance sont quantifiées sur 3 bits et prennent des valeurs 1 à 8. De
25 préférence, cette courbe n'est pas simplement linéaire mais du type racine " n " ième de d (d étant la distance) telle que représentée. Ceci a pour but d'augmenter la discrimination des bits à faible valeur de confiance. En effet, la distance évaluée est d'autant plus critique sur la confiance qu'il faut lui accorder que la distance est elle-même faible. Au contraire, les bits associés
30 à des distances bien plus grandes, traduisant de fortes valeurs de confiance, n'ont pas besoin d'un fort niveau de discrimination. Lorsque les distances évaluées sont supérieures à un seuil (fixé par le concepteur) on peut d'ailleurs attribuer systématiquement la valeur de confiance maximale sans que cela n'influe sur les performances. Dans un exemple les valeurs de
35 confiance seront élaborées sur 8 niveaux, trois bits, alors que les distances

seront évaluées sur 16 bits.

Précisons enfin que, dans une chaîne de transmission - tel est le cas par exemple dans les systèmes de téléphonie mobile de type GSM -, l'égalisation du signal peut être effectuée de manière optimale grâce à un

5 égaliseur MLSE utilisant l'algorithme de VITERBI. Cependant, la mise en œuvre d'un tel algorithme peut nécessiter un nombre de traitements très important (voire prohibitif), qui oblige le concepteur à choisir une solution de réalisation coûteuse en termes de ressources autant que d'un point de vue financier. D'autres solutions bien connues d'égalisation existent, comme les

10 égaliseurs linéaires ou les égaliseurs DFE qui ont l'avantage d'offrir un rapport performances/complexité de mise en œuvre très intéressant, mais aux dépens des performances obtenues. Les tests réalisés jusqu'à présent ont montré qu'en utilisant conjointement l'invention avec un dispositif linéaire ou DFE les performances obtenues pouvaient être très sensiblement

15 améliorées, ce qui accroît encore l'intérêt pour des solutions d'égalisation de relatives faibles complexités.

REVENDICATIONS

- 1 - Procédé d'égalisation d'un signal transmis via un canal, dans lequel
- 5 - on traite ce signal transmis pour produire des signaux quantifiés représentatifs de symboles transmis par ce signal,
- chaque symbole représentant au moins deux groupes de bits d'information binaire,
- on évalue pour chaque symbole une information de confiance
- 10 associée,
- et on traite dans un décodeur de canal les signaux quantifiés et l'information de confiance associée pour produire des bits d'information binaire correspondant à ces symboles,
- caractérisé en ce que
- 15 - on évalue pour chaque symbole au moins deux valeurs de confiance associables, respectivement et d'une manière différenciée, à chacun des au moins deux groupes de bits d'information binaire.
- 2 - Procédé d'égalisation d'un signal transmis via un canal, dans lequel
- 20 - on traite ce signal transmis pour produire des signaux quantifiés représentatifs de symboles transmis par ce signal,
- chaque symbole représentant au moins deux groupes de bits d'information binaire,
- on évalue pour chaque symbole une information de confiance
- 25 associée,
- et on traite dans un décodeur de canal les signaux quantifiés et l'information de confiance associée pour produire les bits d'information binaire correspondant à ces symboles,
- caractérisé en ce que
- 30 - on calcule une valeur de confiance correspondant à un groupe de bits en évaluant une distance d'un symbole estimé à une frontière de zone,
- cette frontière de zone séparant, au moins localement, un espace de valeur des symboles en deux zones, une première zone où le groupe de bits vaut une première valeur binaire et une deuxième zone où le groupe de
- 35 bits vaut une deuxième valeur binaire.

- 3 - Procédé d'égalisation d'un signal transmis via un canal, dans lequel
- on traite ce signal transmis pour produire des signaux quantifiés représentatifs de symboles transmis par ce signal,
 - 5 - chaque symbole représentant au moins deux groupes de bits d'information binaire,
 - on évalue pour chaque symbole une information de confiance associée,
 - et on traite dans un décodeur de canal les signaux quantifiés et
 - 10 l'information de confiance associée pour produire les bits d'information binaire correspondant à ces symboles,
 - caractérisé en ce que
 - on calcule une valeur de confiance correspondant à un groupe de bits en évaluant une distance d'un symbole estimé à un autre symbole
 - 15 quantifié d'une constellation,
 - une frontière de zone séparant, au moins localement, l'espace de valeur des symboles quantifiés en deux zones, une première zone où le groupe de bits vaut une première valeur binaire et une deuxième zone où le groupe de bits vaut une deuxième valeur binaire,
 - 20 - le dit autre symbole quantifié appartenant à l'une des deux zones ainsi formées ne comprenant pas le symbole mesuré.
- 4 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que
- on évalue pour chaque symbole autant de valeurs de confiance qu'il
 - 25 y a de bits d'information binaire par symbole.
- 5 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que
- le signal transmis est issu d'un signal à transmettre,
 - le signal à transmettre subit une modulation du type en phase et ou
 - 30 en amplitude, par exemple 8 - BPSK ou 16-QAM.
- 6 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que
- le signal à transmettre subit un codage selon un code de GRAY.
- 7 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 6, caractérisé en ce
- 35 que

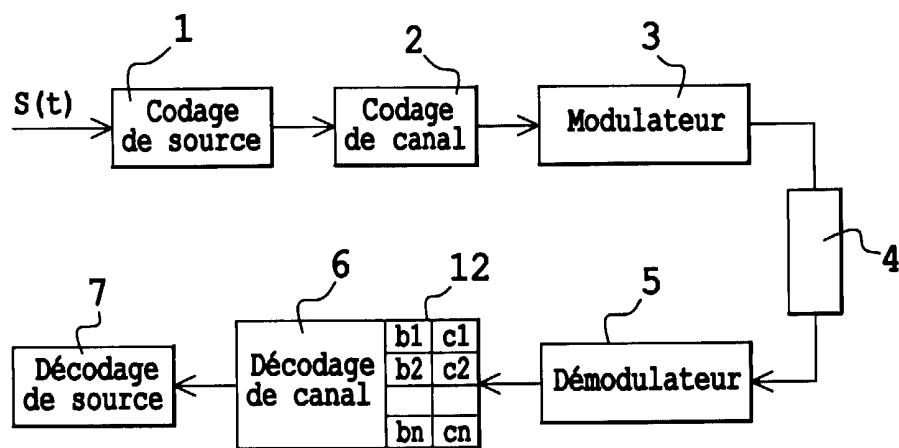
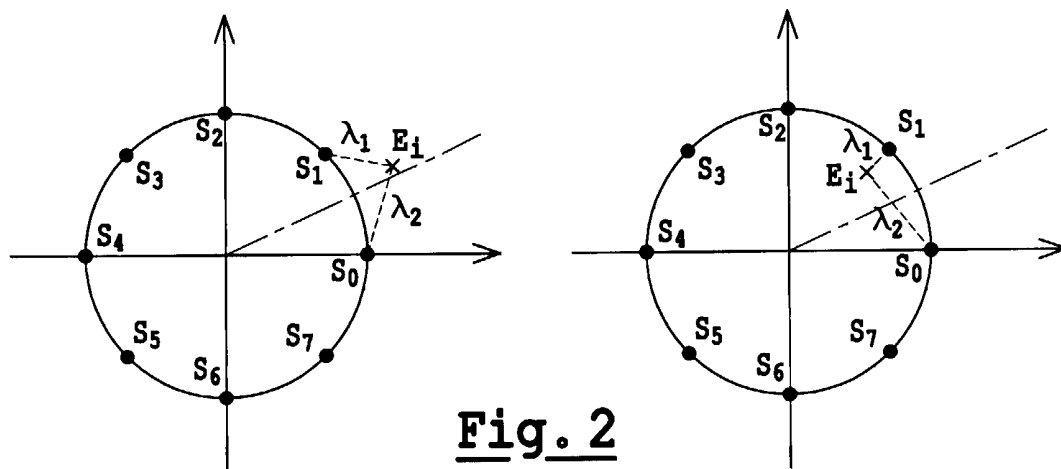
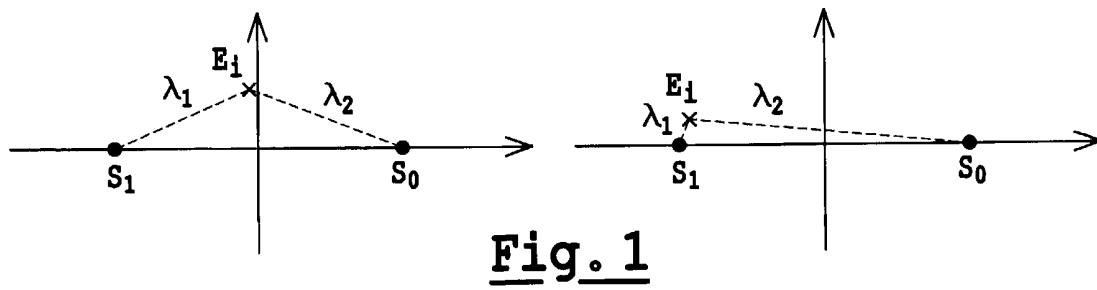
21

- on traite les signaux quantifiés dans un décodeur de canal de type DFE.

8-Procédé selon l'une des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que on évalue des valeurs de confiance avec une échelle non linéaire.

5 9 - Utilisation dans un téléphone mobile du procédé selon l'une des revendications 1 à 8.

1 / 4



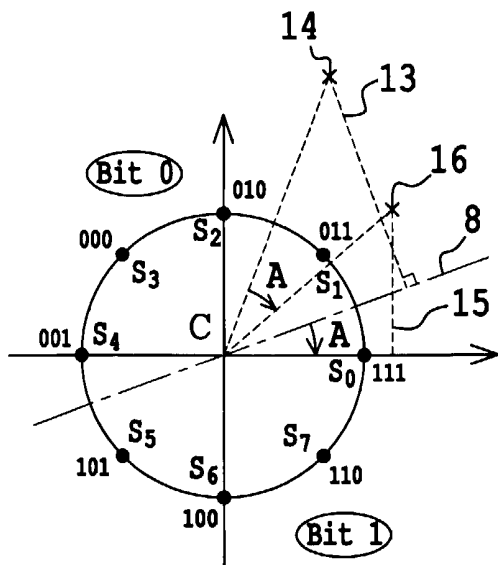


Fig. 4a

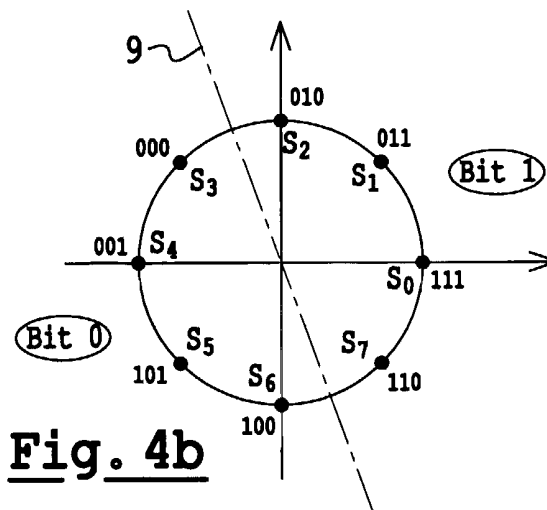


Fig. 4b

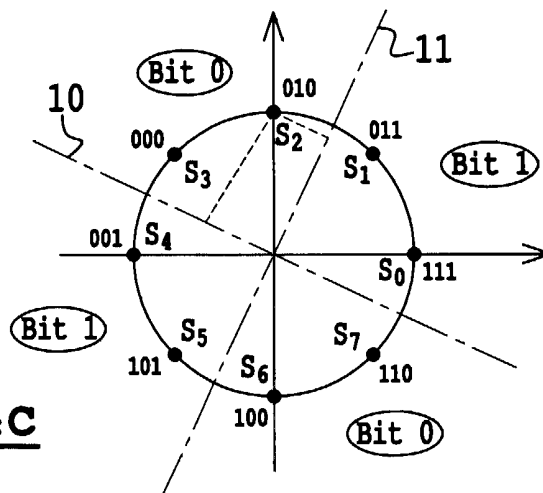


Fig. 4c

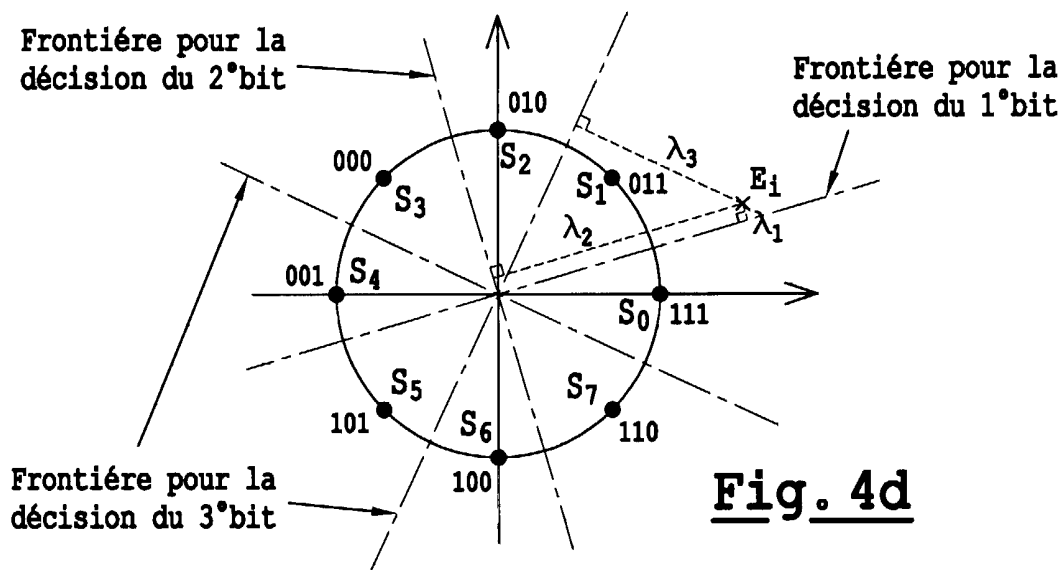
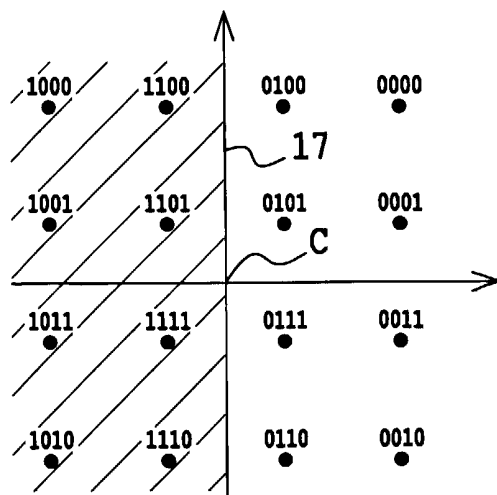
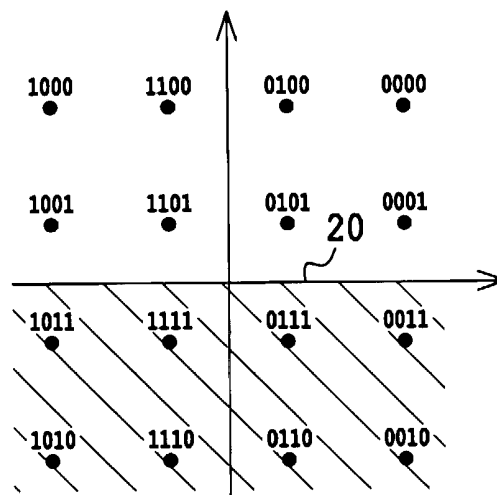
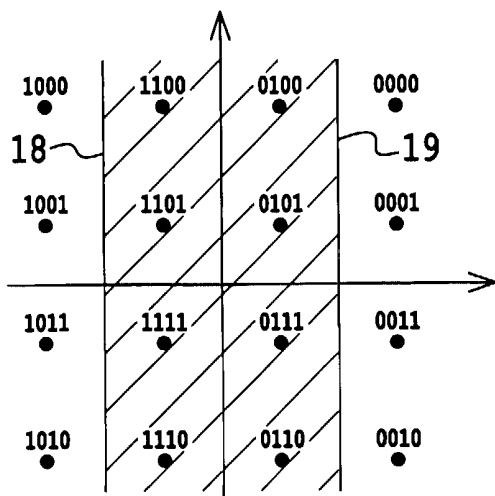
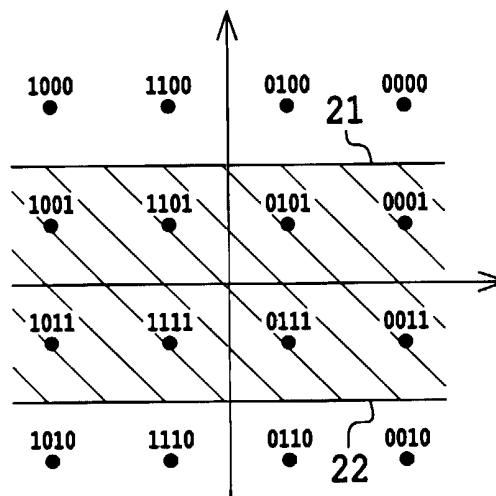
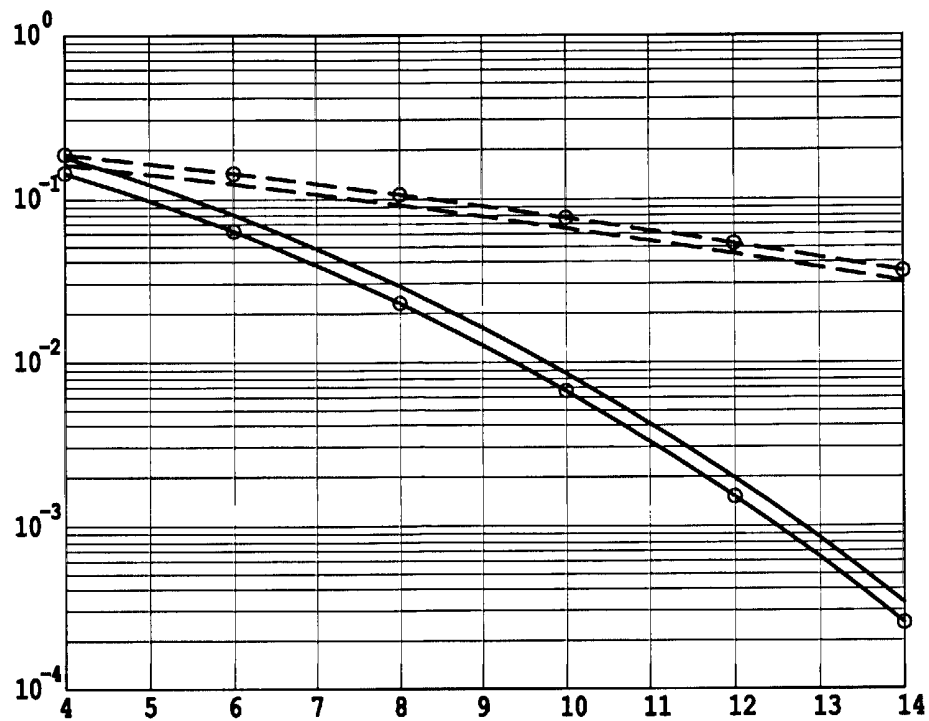


Fig. 4d

3/4

Fig. 5aFig. 5bFig. 5cFig. 5d



-○- TEB brut DFE
 --- TEB brut MLSE
 -○- TEB post-décodage DFE
 --- TEB post-décodage MLSE

Fig. 6

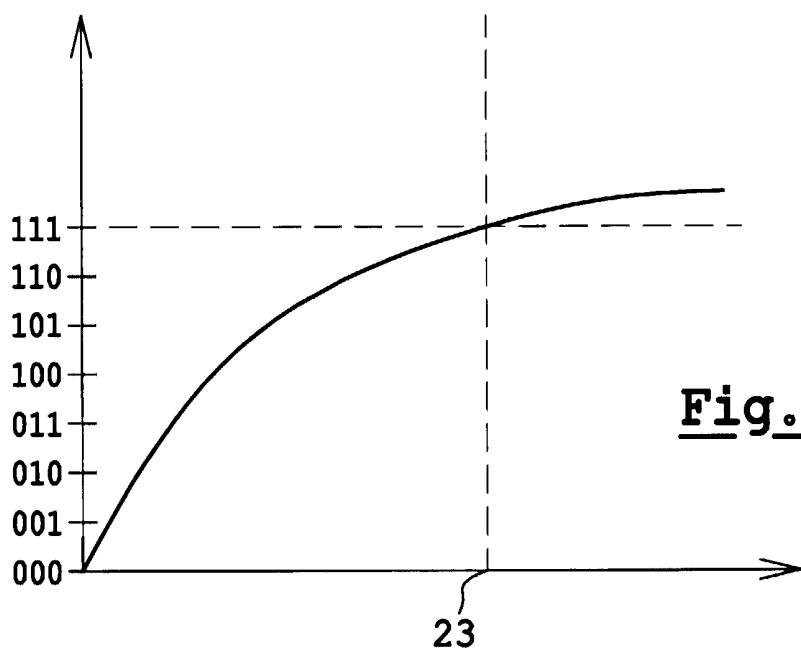


Fig. 7

**RAPPORT DE RECHERCHE
PRÉLIMINAIRE**

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

2811181

N° d'enregistrement
national

FA 592670
FR 0008442

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		
E	DE 199 12 825 C (SIEMENS AG) 10 août 2000 (2000-08-10) * page 4, ligne 53 - ligne 66 * * page 5, ligne 15 - ligne 28 * * figures 5A, 5B, 5C * * figure 6 *	1, 3-6, 9	H04L27/01 H04Q7/32 H04B7/005 H04B3/04 H04B10/18
E	EP 1 024 631 A (TELEDIFFUSION FSE ; FRANCE TELECOM (FR)) 2 août 2000 (2000-08-02) * page 2, colonne 1, ligne 3 - ligne 7 * * page 2, colonne 2, ligne 4 - ligne 6 * * page 3, colonne 3, ligne 43 - ligne 45 * * page 3, colonne 4, ligne 9 - ligne 13 * * page 3, colonne 4, ligne 44 - ligne 56 * * page 5, colonne 8, ligne 40 - ligne 45 * * page 7, colonne 12, ligne 9 - ligne 17 * * figures 3, 4 *	1, 5, 7	
X	PURSLEY M B ET AL: "BIT-BY-BIT SOFT-DECISION DECODING OF TRELLIS-CODED M-DPSK MODULATION" IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, vol. 1, no. 5, 1 septembre 1997 (1997-09-01), pages 133-135, XP000704754 IEEE, PISCATAWAY, US ISSN: 1089-7798 * page 134, colonne 1, dernier alinéa * * page 133, colonne 1, dernier alinéa * * figure 1 *	1, 4-6	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (Int.CL.7) H04L
A		3	
X	EP 0 840 483 A (ADVANCED DIGITAL TELEVISION BR ; TOKYO SHIBAURA ELECTRIC CO (JP)) 6 mai 1998 (1998-05-06) * page 3, colonne 4, ligne 25 - ligne 33 * * page 4, colonne 5, ligne 21 - ligne 38 * * figures 5-7, 9 *	1, 2, 5, 6	
		-/--	
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
23 mars 2001		Moreno, M	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS		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 & : membre de la même famille, document correspondant	
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			

2

EPO FORM 1503 12.99 (P04C14)

**RAPPORT DE RECHERCHE
PRÉLIMINAIRE**

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

2811181

N° d'enregistrement
national

FA 592670
FR 0008442

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	EP 0 987 863 A (SONY INT EUROP GMBH) 22 mars 2000 (2000-03-22) * page 2, colonne 1, ligne 48 - ligne 51 * * page 3, colonne 3, ligne 11 - ligne 13 * * page 3, colonne 4, ligne 1 - ligne 8 * * page 3, colonne 4, ligne 17 - ligne 21 * ----	1,2,4-6, 9	
A	US 5 920 599 A (IGARASHI HIDEKI) 6 juillet 1999 (1999-07-06) * page 1, colonne 1, ligne 44 - ligne 47 * * page 1, colonne 1, ligne 61 - ligne 65 * * page 1, colonne 2, ligne 2 - ligne 5 * -----	8	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (Int.CL.7)
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
23 mars 2001		Moreno, M	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS			
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		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 ----- & : membre de la même famille, document correspondant	

2

EPO FORM 1503 12.99 (P04C14)