

(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
 INSTITUT NATIONAL
 DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
 PARIS

(11) N° de publication :
 (à n'utiliser que pour les
 commandes de reproduction)

2 685 839

(21) N° d'enregistrement national :

91 16165

(51) Int Cl⁵ : H 04 L 27/18

(12)

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

(22) Date de dépôt : 26.12.91.

(30) Priorité :

(71) Demandeur(s) : Société dite : THOMSON-CSF
 (Société Anonyme) — FR.

(43) Date de la mise à disposition du public de la
 demande : 02.07.93 Bulletin 93/26.

(56) Liste des documents cités dans le rapport de
 recherche : Se reporter à la fin du présent fascicule.

(60) Références à d'autres documents nationaux
 apparentés :

(72) Inventeur(s) : Pirez Didier et Gombault Denis.

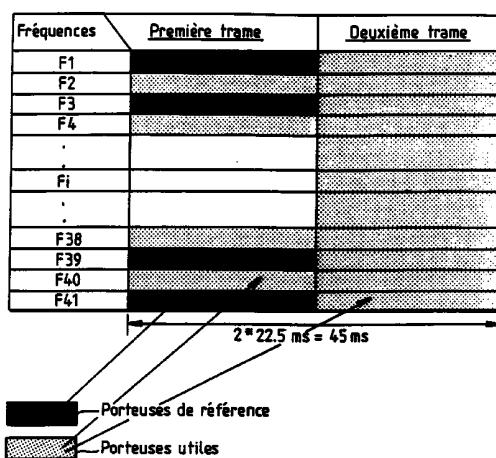
(73) Titulaire(s) :

(74) Mandataire : Lincot Georges Thomson-CSF SCPI.

(54) Procédé de modulation et de démodulation cohérent pour la transmission de données haut débit en HF.

(57) Le procédé est de type consistant à transmettre en parallèle sur un nombre déterminé de canaux à bas débits (F_1, \dots, F_{41}) des symboles d'information utiles modulés suivant une modulation différentielle comportant un nombre déterminé d'états de phase. Il consiste à transmettre en parallèle sur l'ensemble des canaux des trames de symboles utiles et des trames de symboles de référence, en insérant entre chaque trame utile une trame de symboles de référence et en alternant ($F_1, F_3, F_5, \dots, F_{41}$) chaque symbole de référence avec un symbole utile (F_2, F_4, \dots, F_{40}) dans chaque trame de symboles de référence.

Application: transmission numérique de la parole.



FR 2 685 839 - A1



**Procédé de modulation et de démodulation cohérent pour la
transmission de données haut débit en HF**

5 La présente invention concerne un procédé de modulation et de démodulation cohérente pour la transmission de données haut débit en HF.

Elle s'applique notamment à la transmission numérique de la parole par voie radio.

10 Il est connu que les liaisons HF ionosphériques se propagent par réflexions sur les couches de l'ionosphère selon des trajets de propagation multiples. Du fait de la turbulence du milieu ionosphérique, le signal reçu pour chacun des trajets varie de façon aléatoire en amplitude et en phase. Ceci provoque le phénomène d'évanouissement encore appelé
15 "fading" du signal composite reçu. Comme les temps de propagation sur chacun des trajets sont dissemblables, le signal reçu est formé de plusieurs composantes étalées dans le temps sur un intervalle qui peut atteindre plusieurs millisecondes. D'autre part, les variations temporelles des hauteurs des couches ionosphériques provoquent des déviations
20 fréquentielles qui se caractérisent par des décalages Doppler sur chacune des composantes du trajet multiple.

25 Tous ces effets se conjuguent pour produire une distorsion du signal et dégrader la qualité de la liaison. Il en résulte que les transmissions de données haut débit dans la gamme HF sont rendues particuliè-
rlement difficiles. C'est pourquoi les modulateurs-démodulateurs paral-
lèles encore désigné "modem" parallèle et transmettant un grand nombre
de porteuses en parallèle, à faible vitesse de modulation, ont été
historiquement introduits. Le type de modulation le plus souvent utilisé
est la modulation de phase différentielle à N états de phase (N-DPSK) qui
30 permet de transmettre plusieurs bits par symbole sur chaque sous-
porteuse en utilisant une largeur de bande réduite.

Le signal émis est alors formé par une suite de trames de durée T égale à environ 20 millisecondes, chaque trame étant constituée d'une somme de N sinusoïdes à fréquences multiples d'une quantité D_f calculée

de manière à assurer l'orthogonalité des sous-porteuses sur une durée de temps T_U inférieure à la durée de la trame T .

La différence $T_g = T - T_U$ définit un temps de garde qui permet d'éviter l'interférence inter-symboles sur la durée d'analyse T_U . Ceci 5 permet de séparer dans chaque trame les différentes sous-porteuses par une transformée de Fourier et de les démoduler une par une. La modulation utilisée sur chaque sous-porteuse est en général une modulation différentielle de phase à 2 ou 4 états .

L'un des premiers systèmes de transmission HF basé sur un modem à forme d'onde parallèle est connu de l'article intitulé "Kineplex, a bandwith efficient binary transmission system" de MM. MOSIER, RR, et CLABAUGH, RG, paru dans la revue AIEE Trans. Part I, commun and electron, 1958, 76, p.p.723-728. Ce modem qui a été utilisé pour la transmission de données point à point, utilisait 16 sous-canaux au débit 10 de 75 bauds avec une modulation différentielle à quatre états de phase. Le débit global atteint était de 1400 bits par seconde. Un autre système 15 dénommé "KATHRYN" qui a été développé par General Atronix en 1961 et dont une publication peut être trouvée dans la revue IEEE Transmission de 1969, COM- 17, p.p. 118 128 ayant pour titre "Field test result 20 of the AN/GSC-10 digital data terminal" de MM. KIRSHAL GRAY PR. and HANNA, JR, DW, a permis d'effectuer une modulation de 34 sous-porteuses à 75 bauds. La modulation effectuée sur chaque sous-porteuse permettait de mesurer la caractéristique du canal de transmission pour chacune d'entre elles et de corriger la phase de chaque donnée utile. Les 25 bonnes performances de ce procédé sont limités cependant au fading lent et à un étalement des multitrajets qui n'excède pas une milliseconde.

Un nouveau procédé multitons connu sous le nom "codem" fut par la suite développé en 1971 par General Atronix. Ce procédé dont une 30 description peut être trouvée dans la revue IEEE Trans. 1973 COM- 21 p.p 159-174 sous le titre "A combined coding and modulation approach for communication over dispersive channels" de M. CHASE, D effectuait une modulation différentielle à états de phases sur une forme d'onde composée de 25 porteuses orthogonales avec un code correcteur d'erreur (25,16) à décisions pondérées basées sur les amplitudes des

parties réelles et imaginaires du symbole permettait de réduire les effets du "fading" sélectif. Des mesures effectuées sur ce procédé ont fait apparaître un gain en performance d'un ordre 2 par rapport à un modem 16 tons. Les techniques utilisées par le procédé "codem" furent 5 développées plus tard dans le cadre de la norme ANDVT (Advanced Neuroband Digital Voice Terminal) dont une description peut être trouvée dans l'article ayant pour titre "Modulation and coding study for the advanced neuroband digital voice terminal" de MM. JEWET, WM and COLE, JR, R de NRL Mémorandum Report 3811, elles ont trouvé leur 10 application dans un modulateur-démodulateur optimisé pour la transmission de phonie numérique à 39 tons espacés de 56,25 Hz avec une durée utile de trame égale à 17,8 ms, en modulation différentielle à quatre états de phase (4-DPSK). Dans ce modem chaque trame composée de 39 symboles est transmise au débit de 44,44 Hz ce qui 15 correspond à une durée de 22,5 ms se décomposant en 17,8 ms de trame utile et 4,7 ms de temps de garde. Le débit global est d'environ 1733,3 bauds ou 3466,6 bit par seconde. A 2400 bits par seconde, le débit supplémentaire est utilisé pour la protection avec une redondance de 2 des 24 bits les plus importants de la trame de phonie composée de 20 54 bits. Dans ce codage, le temps de garde de 4,7 ms et un entrelacement séquentiel sur les 34 tons permettent de lutter contre les effets de la propagation ionosphérique.

Enfin en 1988 le groupe HARRIS RF Communication a mis au point un modem multitons dont une description peut être trouvée dans l'article 25 intitulé "Advanced in HF technology" de MM. LUHOWY, GJ and PER-KINS, FA déjà publié dans HARRIS Communication le 29 septembre 1983 basé sur une forme d'onde parallèle à 39 porteuses. A 2400 bits par seconde un code de Reed-Solomon (14,10,2) et un entrelacement temporel permettent de minimiser l'influence des multitrajets. Pour des débits 30 plus faibles, des codes plus robustes sont utilisés. Afin d'améliorer la précision de la référence de phase pour la démodulation de phase, le groupe HARRIS a aussi développé une technique appelée IPSK (Interpolated PSK) permettant de gagner sur les performances d'une démodulation différentielle classique. Suivant cette méthode, les tons

sont alternativement modulés avec des données utiles et des phases de référence. En réception, l'information sur la référence de phase est extraite des tons de référence et un algorithme d'interpolation est utilisé pour obtenir les valeurs entre ces tons. Les phases utiles sont déterminées par la différence entre les phases de référence interpolées et les valeurs des phases reçues.

Si les traitements précités présentent l'avantage de pouvoir être mis en oeuvre de façon relativement simple, les performances qui sont obtenues sont toutefois limitées par un certain nombre de facteurs. En 10 premier lieu, l'amplitude de la forme d'onde émise n'est pas constante et il existe environ un rapport de 10 décibels entre la puissance crête émise et la puissance moyenne bien que ce résultat puisse être à nuancer dans la mesure où généralement le modem supporte un certain écrêtage à l'émission. Il s'avère également que le modem est toujours très sensible 15 au fading sélectif en fréquence produit par les trajets multiples car la fonction de transfert du canal peut toujours présenter des évanouissements profonds à certaines fréquences qui conduisent à des taux d'erreur très importants sur les sous-porteuses correspondantes, bien qu'un codage correcteur d'erreur et un entrelacement fréquentiel permettent de lutter contre ce phénomène. D'autre part, la démodulation différentielle entraîne toujours une perte de quelques décibels par rapport à une démodulation cohérente, cette perte étant d'environ 2 décibels en QPSK non codé sur un canal bruit blanc par exemple, bien que l'interpolation dans le modem de HARRIS permette de réduire cette perte. Enfin, 20 le manque d'informations de qualité au niveau de la démodulation empêche de faire un décodage pondéré de codes convolutionnels ou autres.

Le but de l'invention est de pallier les inconvénients précités.

A cet effet, l'invention a pour objet un procédé de modulation et de démodulation cohérent pour la transmission de données 30 haut débit en HF du type consistant à transmettre en parallèle sur un nombre déterminé de canaux à bas débits des symboles d'information utiles, les signaux représentant ces symboles étant modulés suivant une modulation comportant un nombre déterminé d'états de phase, caractérisé en ce qu'il consiste à transmettre en parallèle sur l'ensemble

des canaux des trames de symboles utiles et des trames de symboles de référence, en insérant entre chaque trame utile une trame de symboles de référence et en alternant chaque symbole de référence avec un symbole utile dans chaque trame de symboles de référence.

5 D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront ci-après à l'aide de la description qui suit faite en regard des dessins annexés qui représentent :

- La figure 1 un tableau de répartition des symboles de référence une trame sur deux relativement aux fréquences porteuses de chacune
10 des trames.

- La figure 2 un dimensionnement temporel des trames.

- La figure 3 un mode de réalisation d'un modem selon l'invention.

- Les figures 4A et 4B des modes de réalisation des modules d'entrelacement et de désentrelacement de la figure 3.

15 - La figure 5 un organigramme pour illustrer le fonctionnement d'un démodulateur représenté suivant le schéma synoptique de la figure 3.

A la différence de ce qui est prescrit par la norme ANDVT citée précédemment, le procédé de modulation selon l'invention met en oeuvre
20 une démodulation cohérente grâce à une transmission de sous-porteuses de référence connues du récepteur. Cette disposition permet pour chaque sous-porteuse transportant une information utile, d'une part, d'estimer une référence de phase et d'amplitude ainsi qu'un niveau de bruit et d'autre part, de réaliser un décodage cohérent pondéré des
25 codes convolutionnels classiques ou des modulations codées. Dans l'exemple de réalisation décrit ci-après la protection contre le fading et les multitrajets est assurée par un entrelacement temporel à longueur variable et par une modulation à 8 états de phase (8PSK) de redondance 4/3 qui protège comme dans le cas de la norme ANTDV les bits importants de trames numériques transmises par des vocodeurs. Ainsi dans le cas par exemple, des vocodeurs codés suivant la norme OTAN LPC10, 2400 bit/s, où chaque trame comporte 54 bits, 41 bits étant affectés pour le codage des 10 coefficients du filtre de synthèse, 5 bits servant au codage de l'énergie sur 32 valeurs, 7 bits transmettant le voisement

ou le pitch, et 1 bit servant à la synchronisation, les bits importants à protéger sont alors 6 bits de poids fort pour le pitch, 3 ou 4 bits de poids fort pour l'énergie, 2 à 4 bits de poids fort pour les quatre premiers coefficients du filtre de synthèse, ainsi que le bit de synchronisation, ce 5 qui amène à protéger environ 21 bits.

La transmission haut débit est assurée par la mise en parallèle d'un nombre suffisant de canaux à bas débits sur des fréquences adjacentes, l'intervalle fréquentiel entre chaque canal étant choisi pour assurer l'orthogonalité des symboles.

10 Dans le cas de la norme LPC10 cela conduit à utiliser 41 porteuses, 21 d'entre elles, les porteuses impaires par exemple (1, 3, ..., 41) transportant des symboles de référence une trame sur deux de la façon représentée par le tableau des fréquences de la figure 1 et la répartition temporelles de ces fréquences de la figure 2, tous deux 15 représentés sur deux trames successives. Comme dans ce cas la durée d'une trame est de 22,5 ms, le débit de transmission obtenu est de 44,44 trames/seconde. Le signal temporel correspondant est obtenu par une transformée de Fourier inverse de ces fréquences sur 128 points. Avec par exemple une fréquence d'échantillonnage de 7200 Hz, 20 l'intervalle fréquentiel entre chaque porteuse est dans ces conditions de 56,25 Hz conduisant de la façon représentée à la figure 2 à une durée de trame utile $T_U = 17,77$ ms et à un temps de garde $T_G = 4,72$ ms.

Le signal émis pendant le temps de garde est obtenu en périodisant la zone utile afin d'éviter les discontinuités de phase aux 25 limites de cette zone.

Une structure de modem correspondante fonctionnant suivant ce principe est représentée à la figure 3. Le modem comporte dans la partie émission un module de codage 1, un module d'entrelacement 2 et un module de modulation 3. La partie réception comprend un module de 30 démodulation 4, un module de désentrelacement 5 et un module de décodage 6. Les modules de codage 1 et de décodage 6 effectuent une modulation codée à 8 états de phase de redondance 4/3 pour protéger, comme dans le cas de la norme ANDVT les bits importants de chaque trame vocodée transmise. Ainsi, si comme dans le cas de la norme

LPC10 21 bits dans chaque trame sont à protéger, ceux-ci donneront lieu à 21/2 symboles QPSK et à 14 symboles codés 8PSK. En prenant 2 trames vocodées de 108 bits à la suite celà permet de protéger les 42 bits les plus importants sur les deux trames. La sortie du codeur 1

5 fournie dans ces conditions :

$$\frac{42}{2} \cdot \frac{4}{3} = 28 \text{ symboles 8PSK protégés et } \frac{108 - 42}{2} = 33 \text{ symboles QPSK non protégés.}$$

Au total le codeur 1 fourni 61 symboles réparties sur 2 trames, 20 sur la première (sur les porteuses paires par exemple) et 41, sur la 10 deuxième comme le montre le tableau de la figure 1. L'entrelacement qui suit est mis en oeuvre par le module d'entrelacement 2 composé de la façon représentée à la figure 4A de $(n_2(n_1-1)$ registres à décalage référencés de 7_0 à $7n_2(n_1 - 1)$ dont les prises sont situées aux multiples de (n_1-1) .

15 Le désentrelacement est effectué par le module 5 composé aussi de la façon représentée à la figure 4B par un ensemble de $n_2(n_1-1) + 1$ registres à décalage reliés en série, référencés de 9_0 à $9_{n_2(n_1-1)}$ et d'un commutateur 10 reliant cycliquement l'entrée du module d'entrelacement aux différentes sorties des registres.

20 Pour effectuer l'estimation du canal à partir de la première trame de référence transmise jusqu'à la dernière trame utile, l'ensemble des informations émises est précédé et suivi de 16 trames supplémentaires. Ces trames structurées comme les premières, contiennent une fois sur 25 deux des symboles de référence pour estimer le canal en amont ou en aval de chaque trame à démoduler. Les symboles de référence sont par exemple produit aléatoirement toutes les deux trames et stockés à la suite dans un fichier qui est lu lors de la démodulation.

La récupération des signaux sur chacune des porteuses de la bande de transmission est effectuée par le module de démodulation 4 par 30 une transformée de Fourier sur les 128 échantillons de la trame temporelle utile. Ceci permet de disposer, une trame sur deux, d'informations concernant le canal sur les 21 porteuses impaires de référence. Après estimation du, canal et du bruit à l'étape 4, le décodage

effectué à l'étape 5 consiste à rechercher pour chaque symbole reçu le code qui rend minimum la relation :

$$\sum_i \text{Réelle} \left\{ \frac{a_i^* \cdot \alpha_i^* \cdot Z_i}{\sigma_i^2} \right\}$$

où α_i^* est la valeur conjuguée du canal estimé

5 Z_i est le symbole reçu

σ_i^2 est la variance du bruit et

α_i est le symbole de référence sur un chemin donné.

Le schéma synoptique présenté à la figure 5 montre les différentes étapes référencées de 11 à 17 de l'algorithme déployé. Sur ce schéma

10 2m représente le nombre de trames rajoutées en début et en fin de transmission pour estimer le canal. L'acquisition des $4m+1$ premières trames a lieu à l'étape 11 pour effectuer une première évaluation C_{ij} du canal HF sur les porteuses de référence une trame sur deux, chaque valeur C_{ij} étant obtenue par le quotient du signal $Sref_{ij}$ sur la porteuse de

15 référence (pour j impaire et $j \in [1, 41]$) avec une valeur de référence Ref_{ij} connu du démodulateur. Dans cette étape les signaux utiles $Sut_{(ij)}$ sont stockés à partir de la trame $2m+1$.

L'estimation du canal qui a lieu à l'étape 12 consiste à effectuer un filtrage temporel des valeurs C_{ij} . Ce filtrage consiste à rechercher les

20 coefficients du filtre et le nombre d'entre eux qui rendent minimum l'erreur moyenne d'estimation. Pour filtrer les premières valeurs du canal sur la première trame de référence transmise, il est nécessaire de disposer des $2m$ trames supplémentaires qui précèdent celle-ci. Parmi ces trames, une sur deux transporte des symboles de référence sur les

25 21 porteuses impaires.

Si $h(i)$ désigne les coefficients du filtre, la valeur moyenne $C_{moy2m+1,j}$ obtenue à la sortie du filtre est définie par la relation

$$C_{moy2m+1,j} = \sum_{i=-m}^m h(i) \cdot C_{2(i+|m|+1,j)}$$

pour j impair et compris entre 1 et 41.

Comme une trame utile ne contient pas de porteuse transportant des symboles de référence, une interpolation temporelle sur les 21 porteuses d'ordre impair de cette trame est effectuée avec un nombre de coefficients du filtre moyenneur fixé à 2m.

5 Pour les mêmes raisons que précédemment, la dernière trame utile transmise est suivie de 2m trames supplémentaires pour effectuer l'estimation du canal.

Le filtrage fréquentiel qui est effectué à l'étape 13 consiste à effectuer sur chaque trame un filtrage fréquentiel sur chacune des 10 porteuses. Ceci est obtenu à l'aide d'un jeu de filtres dont le nombre de coefficients est variable en fonction de la position de chaque porteuse considérée dans la trame. Sur les porteuses impaires qui fournissent des informations sur le canal, les filtres mis en oeuvre sont d'ordre impair. Pour les autres cas une interpolation fréquentielle est effectuée. Ces 15 filtres sont de type passe-bas. Comme généralement le délai maximum des multi-trajets est de l'ordre de $\pm 2\text{ms}$ seule la partie du signal comprise entre ces deux valeurs est retenue. Ceci permet d'obtenir sur toute trame de rang $2m + 1$ une estimation du canal sur chacune des 41 porteuses.

20 L'estimation du bruit a lieu à l'étape 14.

Les valeurs de bruit instantanées sur les porteuses impaires d'une trame de référence sont déterminées par une relation de la forme :

$$b_{\text{inst}}(j) = |C_j - \text{Canal } j|^2 \text{ avec}$$

25 C_j = valeur bruitée du canal sur la porteuse j et
 $\text{Canal } j$ = valeur estimée du canal après filtrage sur la porteuse j pour j impair et compris entre 1 et 41.

Ces valeurs de bruit instantanées sont ensuite filtrées par un filtre BF de Butterworth à bande étroite d'ordre 3.

30 Pour une trame utile où il n'y a pas de signaux de référence qui permettent de déterminer les C_j , les valeurs du bruit sont estimées sur les 2 trames de référence entourant la trame considéré. Une moyenne des deux estimations permet d'obtenir la valeur du bruit sur les porteuses impaires de la trame utile.

Les valeurs sur les porteuses paires de la trame s'obtiennent aussi par le même type d'interpolation.

On dispose ainsi, sur toutes les porteuses d'une trame de rang $2m + 1$, des valeurs Bruit (j) d'estimation du bruit j compris entre 1 et 5 41.

L'estimation de la dérive Doppler qui est effectuée à l'étape 15 a lieu suivant un principe ressemblant à celui utilisé dans la norme A.N.D.V.T. Celle-ci est obtenue en effectuant une moyenne sur l'ensemble des porteuses des différences de phase trouvées entre 10 trames successives sur l'estimation du canal. Il est supposé dans ce cas que les variations de phase dûes au fading sont faible.

Le signal de phase bruité sur la trame i est alors :

$$\text{Signal de phase } (i) = \frac{\sum_{j=1}^{\text{Nporteuses}} \text{Canal}_{(i-1)j} \cdot \text{Canal}_{ij}^*}{\text{Bruit } ij}$$

Le bruit étant supposé constant entre 2 trames successives.

15 Ce signal est ensuite filtré par un filtre complexe de Butterworth d'ordre 3 dont le produit $FcTe$ (fréquence de coupure période d'échantillonnage) est très faible.

L'estimation de la dérive trame par trame qui est ainsi obtenue reste relativement lisse, et s'exprime par la relation :

$$20 \quad \text{Dérive } (i) = \frac{\theta_i}{2\pi T}$$

Dans laquelle θ_i est la phase de signal de phase filtré sur la trame i et T est la période trame ($T = 22.5$ ms).

25 Le calcul et le stockage des produits sur la trame de rang $2m + 1$ effectué à l'étape 16 a lieu à partir des valeurs du canal et du bruit sur chacune des porteuses. Ce calcul a lieu suivant la relation :

$$\text{Prod. } (2m+1, j) = \frac{\text{Sut. } 2m+1, j \cdot \text{Canal}_{2m+1}^*}{\text{Bruit}_{2m+1, j}}$$

pour j compris entre 1 et 41

30 $\text{Sut. } (2m+1, j)$ est le signal utile sur la trame $2m + 1$ et la porteuse j , $\text{Canal}^*_{2m+1, j}$ est la valeur conjuguée du canal dans les mêmes conditions et $\text{Bruit}_{2m+1, j}$ est le bruit dans les mêmes conditions.

REVENDICATIONS

- 5 1. Procédé de modulation et de démodulation cohérent pour la transmission de données haut débit en HF du type consistant à transmettre en parallèle sur un nombre déterminé de canaux à bas débits ($F_1 \dots F_{41}$) des symboles d'information utiles, les signaux représentant ces symboles étant modulés suivant une modulation comportant un
- 10 nombre déterminé d'états de phase, caractérisé en ce qu'il consiste à transmettre en parallèle sur l'ensemble des canaux des trames de symboles utiles et des trames de symboles de référence, en insérant entre chaque trame utile une trame de symboles de référence et en alternant ($F_1, F_3, F_5 \dots F_{41}$) chaque symbole de référence avec un
- 15 symbole utile ($F_2, F_4 \dots F_{40}$) dans chaque trame de symboles de référence.
2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il consiste à évaluer (11) le canal HF sur les porteuses des canaux HF transportant les symboles de référence, en effectuant pour chaque
- 20 symbole de référence émis le rapport (C_{ij}) entre la valeur (S_{refij}) du signal qui lui correspond et une valeur de référence connue (Ref).
3. Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce qu'il consiste à déterminer (14) les valeurs de bruits instantané en effectuant pour chaque canal le carré de la différence entre sa valeur bruitée et sa
- 25 valeur estimée filtrée.
4. Procédé selon la revendication 3, caractérisé en ce qu'il consiste à effectuer un filtrage temporel (12) des valeurs estimées des canaux sur chacune des porteuses en calculant les coefficients du filtre qui rendent minimum l'erreur moyenne d'estimation.
- 30 5. Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce que le filtrage temporel est suivi d'un filtrage passe-bas fréquentiel (13).
6. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce qu'il consiste à estimer la dérive Doppler (15) du signal reçu sur un canal en effectuant une moyenne sur l'ensemble des

porteuses des différences de phase trouvées entre deux trames successives relativement à la valeur de bruit estimée du canal.

1/4

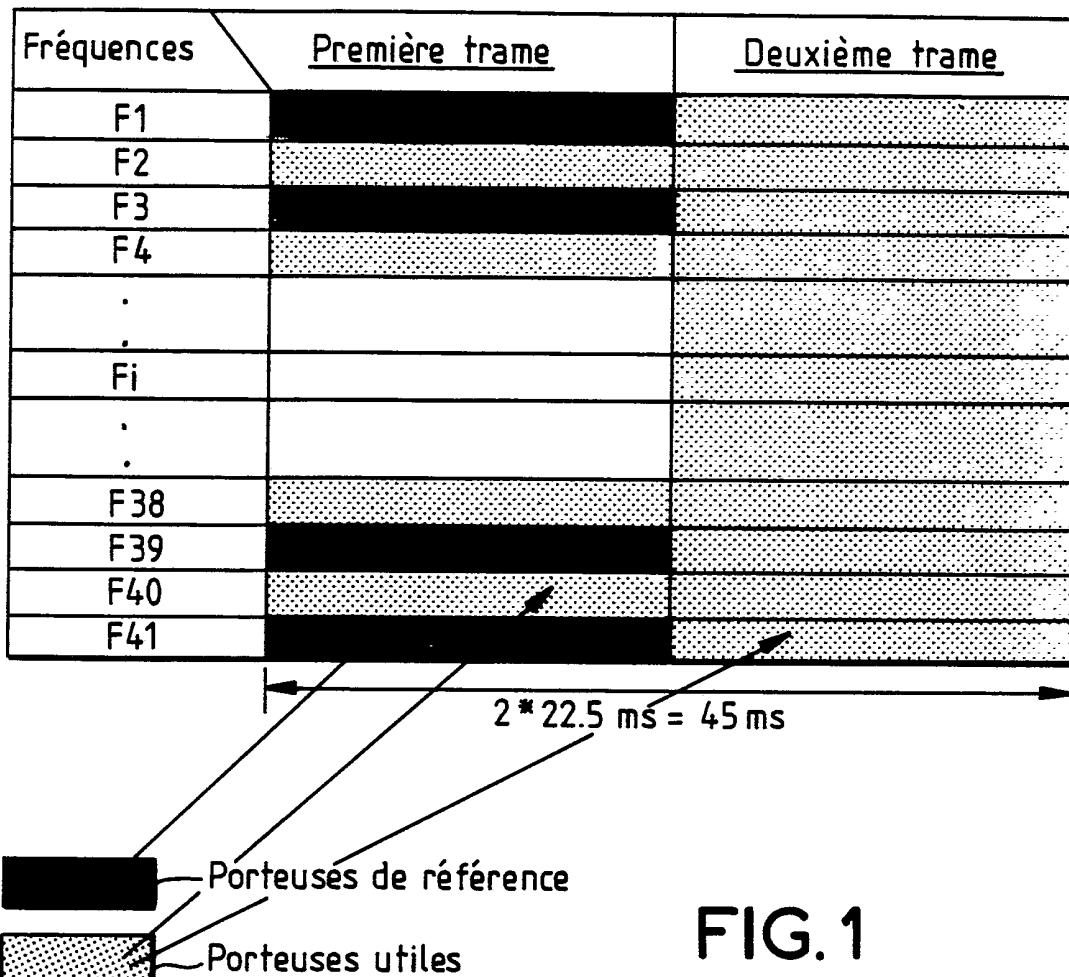


FIG. 1

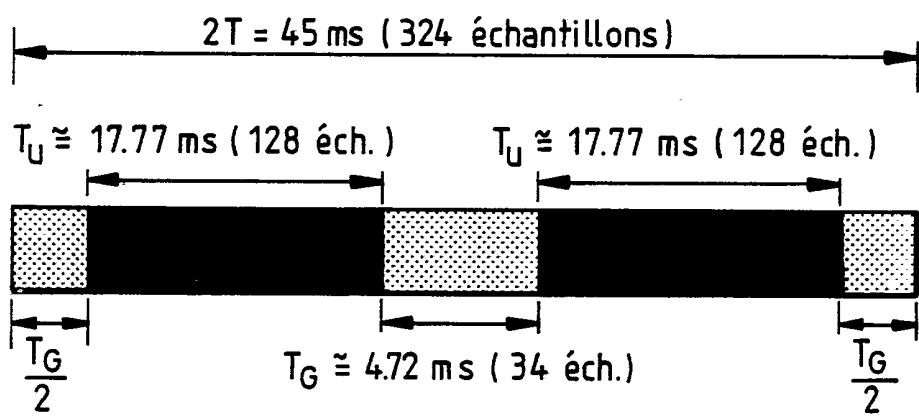


FIG. 2

2/4

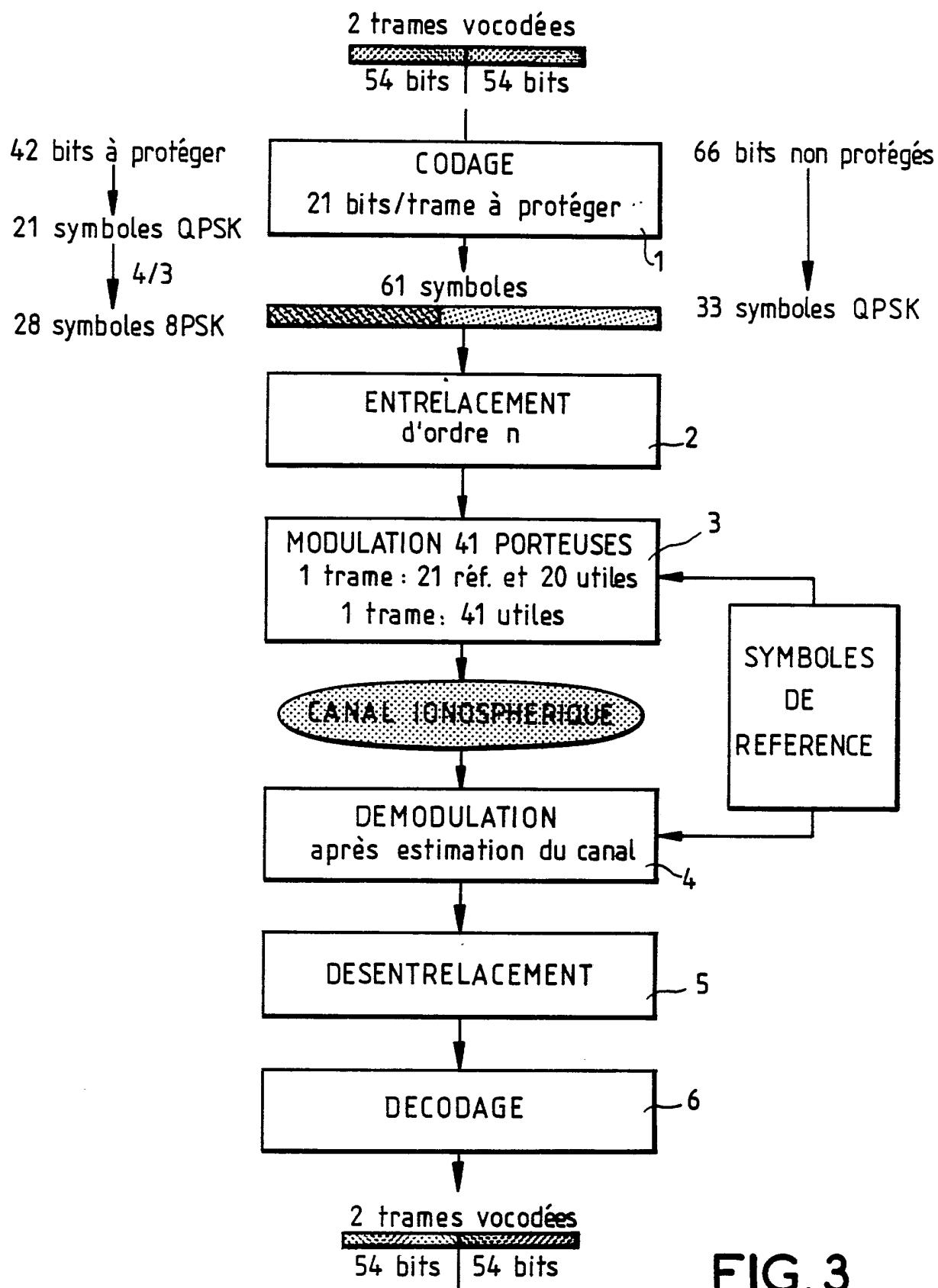


FIG. 3

3/4

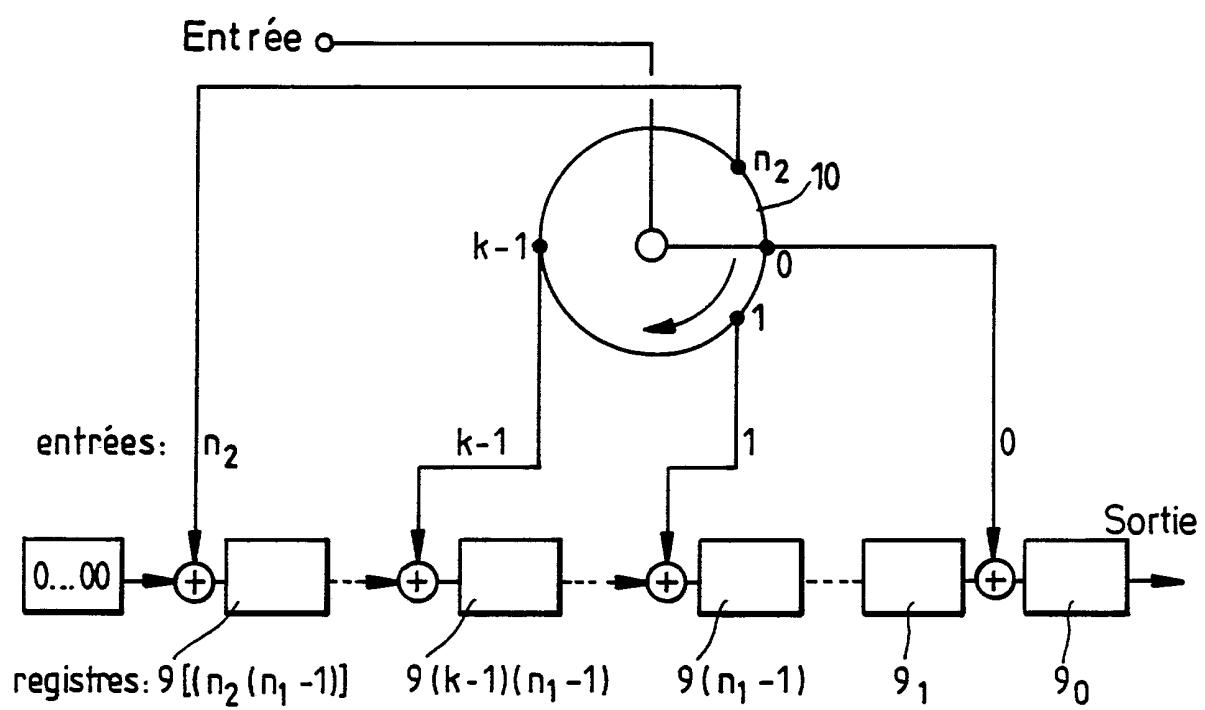
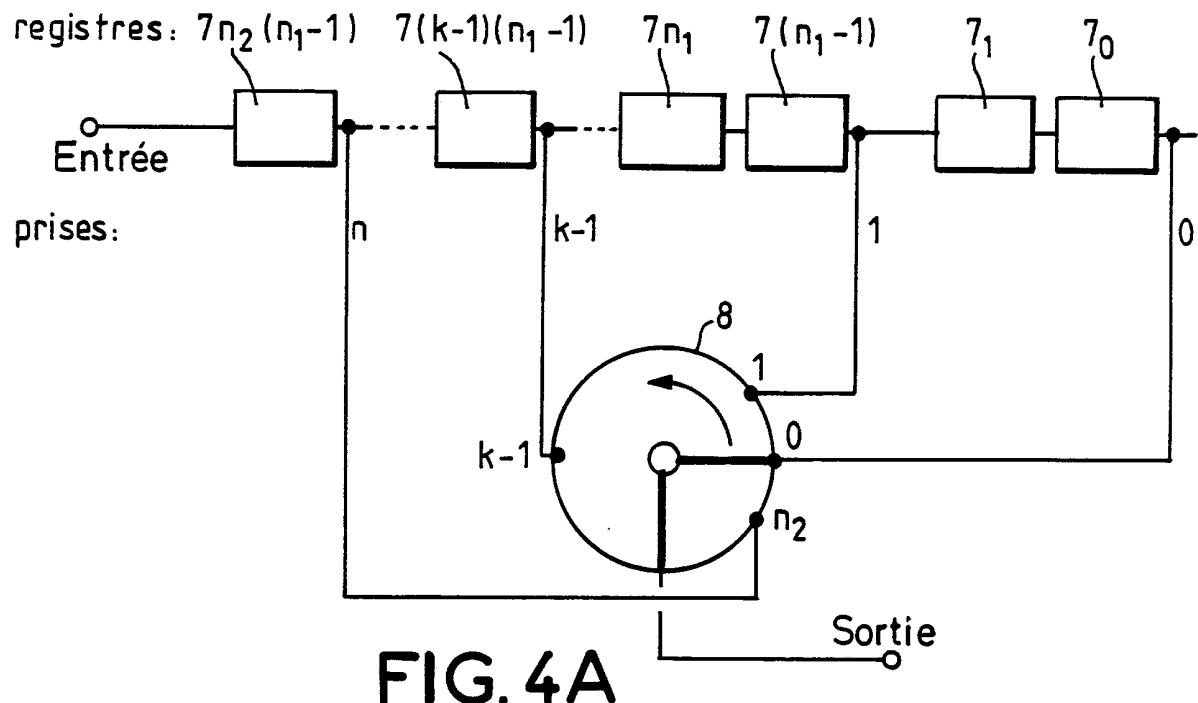


FIG. 4B

4/4

Acquisition des $(4m+1)$ premières trames

Stockage des signaux sur porteuses de référence 1 trame sur 2

 $S_{ref,ij}$ avec i,j impairs $i \in [1,4m+1]$ $j \in [1,41]$

Evaluation du canal HF sur porteuses de référence 1 trame sur 2

 $C_{ij} = \frac{S_{ref,ij}}{Ref_{ij}}$ où Ref_{ij} est le symbole de référence émisStockage des signaux utiles sur porteuses à partir de la trame $2m+1$ $S_{ut,ij}$ avec $i \in [2m+1,4m+1]$ $j \in [1,41]$ j pair sur trame Ref.

11

Filtrage temporel des C_{ij} sur la trame de $2m+1$

- Moyennage temporel si trame de référence
($2m+1$ coefficients)
- ou
- Interpolation temporelle si trame utile
($2m$ coefficients)
- $C_{moy,2m+1,j}$ avec j impair et $j \in [1,41]$

12

Filtrage fréquentiel des $C_{moy,ij}$ sur la trame de $2m+1$

- Moyennage sur les porteuses impaires
- et
- Interpolation sur les porteuses paires
- $Canal_{2m+1,j}$ avec $j \in [1,41]$

13

Estimation du bruit sur la trame $2m+1$

- $Bruit_{2m+1,j}$ avec $j \in [1,41]$

14

Estimation de la dérive Doppler sur la trame $2m+1$ Calcul et stockage des produits sur la trame $2m+1$

$$\text{Prod} (2m+1, j) = \frac{S_{ut,2m+1,j} \cdot Canal_{2m+1,j}}{Bruit_{2m+1,j}}$$

15

Acquisition d'une nouvelle trameDécalage temporel des tableaux de signaux $S_{ref,ij}$ et $S_{ut,ij}$

16

17

FIG.5

INSTITUT NATIONAL
de la
PROPRIETE INDUSTRIELLE

RAPPORT DE RECHERCHE

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

N° d'enregistrement
nationalFR 9116165
FA 469429

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie		
X	EP-A-0 441 731 (ETAT FRANÇAIS) * figures 2,6 * * page 3, ligne 5 - ligne 6 * * page 3, ligne 24 * * page 3, ligne 42 - page 4, ligne 13 * * page 4, ligne 15 - ligne 26 * * page 5, ligne 43 - ligne 44 * * page 6, ligne 52 - ligne 55 * --- 	1-6
X	US-A-4 881 245 (WALKER ET AL.) * figure 3 * * colonne 4, ligne 12 - ligne 28 * * colonne 4, ligne 44 - ligne 47 * --- 	1-6
X	WO-A-9 120 140 (MOTOROLA) * figure 3 * * page 7, ligne 13 - ligne 23 * --- 	1-6
A	PHILIPS RESEARCH REPORTS + SUPPLEMENTS, no. 4, 1973, EINDHOVEN NL pages 91 - 98; SCHÜELI: 'Schnelle Parallel - Datenübertragung mit zeitbegrenzten Impulsen' * page 93, ligne 24 - ligne 31 * --- 	1-6
A	IEE PROCEEDINGS I. SOLID- STATE & ELECTRON DEVICES. vol. 136, no. 1, Février 1989, STEVENAGE GB pages 11 - 19; PENNINGTON: 'Techniques for medium - speed data transmission over HF channels' * alinéa 3 * --- 	1-6
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl.5)
		H04L
Date d'achèvement de la recherche		Examinateur
03 AOUT 1992		SCRIVEN P.
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général 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		