

⑲ RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

⑪ N° de publication :

2 759 519

(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

⑳ N° d'enregistrement national :

97 01430

⑤① Int Cl⁶ : H 04 L 27/10

⑫

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②② Date de dépôt : 07.02.97.

③① Priorité :

④③ Date de mise à la disposition du public de la
demande : 14.08.98 Bulletin 98/33.

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

⑥① Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

⑦① Demandeur(s) : *ECOLE NATIONALE SUPERIEURE
DE TELECOMMUNICATIONS ETABLISSEMENT
PUBLIC — FR.*

⑦② Inventeur(s) : BEJJANI ELIE.

⑦③ Titulaire(s) :

⑦④ Mandataire(s) : ALCATEL ALSTHOM RECHERCHE.

⑤④ PROCEDE DE TRANSMISSION DE SIGNAUX NUMERIQUES, EMETTEUR ET RECEPTEUR
CORRESPONDANTS.

⑤⑦ L'invention concerne également un procédé de transmission d'un signal numérique se présentant sous forme de blocs, chacun des blocs comprenant au moins un bit et correspondant à un symbole à transmettre, la transmission de chacun des symboles consistant à transmettre au moins une fréquence constituant une composante correspondant de manière univoque à ce bloc les composantes de symboles différents étant corrélées entre elles.

FR 2 759 519 - A1



Procédé de transmission de signaux numériques, émetteur et récepteur correspondants.

Le domaine de l'invention est celui de la transmission de signaux numériques. Plus précisément, la présente invention concerne un procédé de transmission de signaux numériques où la transmission de chaque bloc de signaux à transmettre à l'attention d'un récepteur consiste à transmettre à ce récepteur une ou plusieurs fréquences données, caractéristiques des données comprises dans ce bloc.

L'invention concerne également un émetteur et un récepteur de tels signaux et trouve une application toute particulière à la transmission de signaux en modulation non cohérente dans des canaux présentant une forte dispersion.

Dans un système de transmission où une modulation en mode M-FSK (M-Ary Frequency Shift Keying) est utilisée, les données numériques à transmettre (bits) sont regroupées en blocs, chaque bloc comportant un nombre n de bits, avec $M = 2^n$. La transmission de ces blocs consiste à affecter à chaque bloc une fréquence donnée choisie parmi M et à transmettre cette fréquence au récepteur. Par exemple, pour $M = 8$, chaque bloc comporte 3 bits et à chacun des blocs susceptibles d'être transmis correspond une et une seule fréquence de l'ensemble des M fréquences. On définit ainsi une relation univoque entre les blocs et les fréquences. La transmission s'effectue à une période symbolique T_s , aussi appelée temps symbole.

La figure 1 montre le spectre d'un signal BFSK ($n = 1$). L'amplitude est notée A et la fréquence f . Les fréquences centrales des signaux transmis sont notées f_0 et f_1 . Chaque canal présente une certaine largeur de bande due à la troncature temporelle réalisée pour la transmission de chacune des fréquences. La différence $f_1 - f_0$ est égale à $1/T_s$, c'est à dire que les fréquences f_0 et f_1 sont orthogonales (absence de corrélation). Ceci assure que les canaux ne se chevauchent pas et qu'il n'existe pas d'interférence entre ces canaux (diaphonie). De manière générale, cette orthogonalité est également respectée entre les M fréquences d'une modulation de type M-FSK.

L'inconvénient de cette solution connue est que l'efficacité spectrale (rapport entre le débit transmis et la largeur de bande totale occupée) est limitée. Plus précisément, le débit maximum pouvant être transmis est limité à une valeur donnée en fonction de la largeur de bande totale allouée. Une augmentation de débit se traduit par une limitation de T_s et donc nécessairement par un espacement plus important entre les fréquences f_0 et f_1 .

La présente invention a notamment pour objectif de pallier cet inconvénient.

Plus précisément, un des objectifs de l'invention est de fournir un procédé de transmission de signaux numériques présentant une efficacité spectrale améliorée par rapport à l'état de la technique précité.

Un autre objectif de l'invention est de fournir un émetteur et un récepteur de signaux numériques mettant en oeuvre ce procédé.

Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront par la suite, sont atteints grâce à un procédé de transmission d'un signal numérique se présentant sous forme de blocs, chacun des blocs comprenant au moins un bit et correspondant à un symbole à transmettre, la transmission de chacun des symboles consistant à transmettre au moins une fréquence constituant une composante correspondant de manière univoque à ce bloc, les composantes de symboles différents étant corrélées entre elles.

Il existe donc une corrélation non nulle entre les composantes des symboles transmis. Le fait de rapprocher les fréquences possibles permet d'augmenter de manière importante l'efficacité spectrale.

Préférentiellement, le procédé consiste à transmettre, pour chacun des symboles, un nombre N de composantes, les composantes de symboles différents étant corrélées entre elles.

Ces composantes peuvent être transmises par répartition temporelle et/ou diversité fréquentielle.

L'invention concerne également un émetteur d'un signal numérique se présentant sous forme de blocs, chacun des blocs comprenant au moins un bit et correspondant à un symbole à transmettre, l'émetteur comprenant des moyens affectant de manière univoque à chacun des symboles au moins une fréquence constituant une composante du symbole, les composantes affectées à des symboles différents étant corrélées entre elles.

L'invention concerne également un récepteur d'un signal numérique transmis par un tel émetteur, caractérisé en ce qu'il comporte un jeu de filtres adaptés centrés chacun sur l'une des composantes, les échantillons des signaux de sortie de ces filtres constituant les composantes d'un vecteur Z donné par :

$$Z = \left(\underbrace{z_{1,1}, \dots, z_{1,Q}}_Q, \dots, \underbrace{z_{k,1}, \dots, z_{k,Q}}_Q, \dots, \underbrace{z_{N,1}, \dots, z_{N,Q}}_Q \right)$$

avec Q le nombre de valeurs différentes des composantes, le récepteur comprenant des moyens de calcul maximisant la variable de décision suivante :

$$\Lambda_j = \sum_{k=1}^N z_{k,j_k} \quad j = 1, \dots, M$$

en se basant, dans le calcul de la variable de vraisemblance relative à un symbole donné, sur les seules sorties des filtres adaptés centrés sur les fréquences où une des composantes serait émise.

5 D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description suivante d'un mode de réalisation préférentiel, donné à titre illustratif et non limitatif, et des dessins annexés dans lesquels :

- la figure 1 montre le spectre d'un signal BFSK de l'art connu ;
- la figure 2 montre la répartition temps-fréquence des fréquences transmises
10 dans l'invention, l'exemple étant pris pour $Q = 8$;
- la figure 3 montre la probabilité d'erreur par paire sur le canal de Rayleigh de signaux à composantes corrélées en fonction du rapport signal à bruit, pour $N = 4$;
- la figure 4 montre la probabilité d'erreur sur le canal de Rayleigh de signaux à
15 composantes corrélées en fonction du rapport signal à bruit, pour $N = 4$;
- la figure 5 montre la probabilité d'erreur sur le canal de Rayleigh de signaux à composantes corrélées en fonction du rapport signal à bruit, pour $N = 8$;
- la figure 6 est un schéma synoptique d'un exemple d'un émetteur de signaux numériques mettant en oeuvre le procédé selon l'invention ;
- 20 - la figure 7 est un schéma synoptique d'un exemple de récepteur des signaux numériques transmis par l'émetteur de la figure 6.

La figure 1 a été décrite précédemment en référence à l'état de la technique.

25 La présente invention est basée sur le fait que les Q fréquences pouvant être transmises par composante présentent entre elles une corrélation, c'est à dire que l'espacement entre ces fréquences est inférieur à $1/T_s$. Il existe donc une corrélation non nulle entre les composantes des symboles transmis. Le fait de rapprocher les fréquences transmises permet d'augmenter de manière importante l'efficacité spectrale.

30 La figure 2 montre la répartition temps-fréquence des fréquences transmises dans l'invention, l'exemple étant pris pour $Q = 8$. L'axe temporel t est subdivisé en cases temps élémentaires de durée T_s et l'axe fréquentiel f en 8 voies espacées deux à deux de $1/4T_s$. Ces fréquences sont donc espacées de bien moins que la distance $1/T_s$ garantissant l'orthogonalité. La bande totale occupée est égale à $W = 2/T_s$,
35 identique à celle d'une modulation BFSK classique (Fig.1).

On considérera dans un premier temps des signaux à une seule dimension, c'est à dire que la transmission d'un symbole n'occupe qu'une case temporelle T_s . Dans une case donnée, à chaque temps symbole T_s , une seule fréquence est émise. Le fait de prévoir plus de deux fréquences dans la largeur de bande W augmente l'efficacité spectrale élémentaire du plan temps-fréquence ainsi découpé. On constate qu'on a la possibilité d'émettre 8 symboles différents en associant un symbole à une fréquence. Le nombre de bits par symbole est de 3. Il en résulte une efficacité spectrale de 1,5 bit/s/Hz. En comparant cet exemple au cas d'une BFSK qui utilise deux fréquences seulement dans la même bande élémentaire W , on constate que le gain en efficacité spectrale est d'un facteur 3. Autrement dit, 3 fois plus de bits peuvent être transmis dans la même bande fréquentielle.

L'accroissement de l'efficacité spectrale s'accompagne d'une dégradation des performances minime due à la corrélation non nulle entre les différentes fréquences dans une case élémentaire. Cependant, cette dégradation est compensée lorsque des alphabets à haute efficacité spectrale sont utilisés (signaux multidimensionnels), comme il est décrit ci-dessous.

Les signaux que nous considérons dans la suite utiliseront toujours une fréquence et une seule à la fois par case temps-fréquence. Les symboles émis ont tous la même énergie. Un symbole constitué de N composantes a donc la structure suivante :

$$S_i = (\underbrace{0, \dots, s_{1,i_1} = 1, \dots, 0, \dots, 0}_{Q}, \dots, \underbrace{0, \dots, s_{k,i_k} = 1, \dots, 0, \dots, 0}_{Q}, \dots, \underbrace{0, \dots, s_{N,i_N} = 1, \dots, 0}_{Q})$$

Le récepteur qui sera décrit par la suite dispose d'un filtre adapté pour chacune des fréquences possibles. Les sorties des détecteurs d'énergie de ce récepteur constituent le vecteur Z avec :

$$Z = (\underbrace{z_{1,1}, \dots, z_{1,Q}}_Q, \dots, \underbrace{z_{k,1}, \dots, z_{k,Q}}_Q, \dots, \underbrace{z_{N,1}, \dots, z_{N,Q}}_Q)$$

En supposant qu'il n'existe aucune corrélation entre les composantes dans les cases temps-fréquence adjacentes (canal de transmission sans mémoire), la densité de probabilité conjointe des composantes du vecteur Z s'écrit (relation 1) :

$$p(Z|S_i) = \prod_{k=1}^N p(z_{k,1}, z_{k,2}, \dots, z_{k,Q} | s_{k,i_k})$$

Le récepteur optimal selon le critère du maximum à posteriori est celui qui choisit le symbole S_j maximisant cette densité de probabilité conjointe. On montre

facilement que la maximisation de l'expression de la relation 1 revient à maximiser l'expression :

$$\Lambda_j = \prod_{k=1}^N p(z_{k,j_k} | s_{k,j_k}) \quad j = 1, \dots, M$$

5 En d'autres termes il suffit de se baser, dans le calcul de la variable de vraisemblance relative à un symbole S_j donné, sur les seules sorties des filtres adaptés branchés sur les fréquences où un état logique 1 serait émis. A partir de ce point, on peut montrer que le récepteur optimal a pour fonction de maximiser le produit scalaire $\{Z, S_j\}$. Cette maximisation consiste à calculer les variables de décision Λ_j données par :

$$\Lambda_j = \sum_{k=1}^N z_{k,j_k} \quad j = 1, \dots, M$$

10

Afin de quantifier le gain apporté par l'invention, il est pertinent d'effectuer un calcul de probabilité d'erreur par paire dans l'hypothèse de l'émission d'un symbole S_1 . La probabilité d'une mauvaise détection consiste à décider que le symbole reçu est S_2 15 $\neq S_1$. Cette probabilité n'est autre que la probabilité $P(\Lambda_1 < \Lambda_2)$, ou aussi (relation 2) :

$$\begin{aligned} P(S_1 \rightarrow S_2) &= P\left(\sum_{k=1}^N z_{1,k} \leq \sum_{k=1}^N z_{2,k}\right) \\ &= P\left(\sum_{k=1}^N |r_{1,k}|^2 \leq \sum_{k=1}^N |r_{2,k}|^2\right) \end{aligned}$$

Dans l'expression précédente l'indice j_k est omis et les indices '1' ou '2' font référence aux symboles S_1 et S_2 respectivement.

20 En transformant l'expression précédente en une probabilité d'une forme hermitienne quadratique, on peut définir le vecteur ρ comme suit :

$$\rho = (r_{1,1}, r_{2,1}, r_{1,2}, r_{2,2}, \dots, r_{1,N}, r_{2,N})$$

L'expression de la relation 2 implique donc :

$$P(S_1 \rightarrow S_2) = P(f = \rho^t F \rho^* \leq 0)$$

où $f = \rho^t F \rho^*$ est la forme hermitienne recherchée avec :

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 & & & & \\ 0 & -1 & & & & \\ & & \ddots & & & \\ & & & & 1 & 0 \\ & & & & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

On sait que la fonction caractéristique d'une telle forme hermitienne est (relation 3) :

$$\psi_f(j\xi) = \frac{1}{\det(I - j2\xi R^* F)}$$

5 où $R = \frac{1}{2}E[\rho^t \rho^*]$ désigne la matrice de corrélation du vecteur ρ .

Les variables r_k ne sont autres que les échantillons aux sorties des filtres adaptés. Le symbole S_1 étant émis, ces variables sont données par :

$$\begin{aligned} r_{1,k} &= h_k + b_{1,k} \\ r_{2,k} &= \mu_k h_k + b_{2,k} \end{aligned}$$

10 où μ_k désigne la corrélation existante entre les deux composantes d'ordre k des deux symboles. Si on utilise des filtres rectangulaires de durée T_s , cette corrélation s'exprime comme (relation 4) :

$$\mu_k = \int_{-T_s/2}^{T_s/2} e^{j(2\pi f_{1,k}t + \phi_{1,k})} e^{-j(2\pi f_{2,k}t + \phi_{2,k})} dt = \frac{\sin(\pi \Delta f_k T_s)}{\pi \Delta f_k T_s} e^{j\phi_k}$$

15 avec $\Delta f_k = f_{1,k} - f_{2,k}$ la différence entre les fréquences des deux composantes et $\phi_k = \phi_{1,k} - \phi_{2,k}$ un déphasage tenant compte de l'incohérence des oscillateurs utilisés pour chaque fréquence au récepteur. Nous supposons dans la suite que les corrélations sont toutes différentes.

Les variables aléatoires $r_{1,k}$ suivent des lois Gaussiennes centrées de variances (relation 5) :

$$\frac{1}{2}E[|r_{1,k}|^2] = \sigma_h^2 + \sigma_b^2$$

20 De leur côté, les variables aléatoires $r_{2,k}$ suivent aussi des lois Gaussiennes centrées mais de variances (relation 6) :

$$\frac{1}{2}E[|r_{2,k}|^2] = |\mu_k|^2 \sigma_h^2 + \sigma_b^2$$

D'autre part, il est important de noter que les échantillons de bruit $b_{1,k}$ et $b_{2,k}$ sont aussi corrélés. On a en effet (relation 7) :

$$\frac{1}{2}E[b_{1,k}b_{2,k}^*] = \mu_k^* \sigma_b^2$$

Il résulte de ce qui précède que $r_{1,k}$ et $r_{2,k}$ sont corrélés tel que (relation 8) :

$$\frac{1}{2}E[r_{1,k}r_{2,k}^*] = \mu_k^*(\sigma_h^2 + \sigma_b^2)$$

En remarquant que les variables aléatoires relatives à deux composantes distinctes ont des corrélations nulles, les expressions des relations 5 à 8 permettent d'écrire la matrice de corrélation du vecteur ρ comme :

$$R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_2 & \dots & 0 \\ & & \ddots & \\ 0 & \dots & 0 & R_N \end{bmatrix}$$

où R_k est une matrice 2 x 2 donnée par :

$$R_k = \begin{bmatrix} \sigma_h^2 + \sigma_b^2 & \mu_k^*(\sigma_h^2 + \sigma_b^2) \\ \mu_k(\sigma_h^2 + \sigma_b^2) & |\mu_k|^2 \sigma_h^2 + \sigma_b^2 \end{bmatrix}$$

Dans ces conditions l'expression de la fonction caractéristique de la relation 3 devient :

$$\psi_f(j\xi) = \frac{1}{\prod_{k=1}^N \det(I - j2\xi R_k^* F_k)}$$

Un calcul direct de $\det(I - j2\xi R_k^* F_k)$ donne :

$$\det(I - j2\xi R_k^* F_k) = (1 - j2\xi u_k)(1 + j2\xi v_k)$$

avec :

$$u_k = \frac{\sigma_b^2(\gamma + 2N)}{2N} \left[(1 - |\mu_k|^2) \Gamma + \sqrt{(1 - |\mu_k|^2)(1 - |\mu_k|^2 \Gamma^2)} \right] \geq 0$$

et :

$$v_k = -\frac{\sigma_b^2(\gamma + 2N)}{2N} \left[(1 - |\mu_k|^2) \Gamma - \sqrt{(1 - |\mu_k|^2)(1 - |\mu_k|^2 \Gamma^2)} \right] \geq 0$$

Dans les expressions précédentes nous avons défini :

$$\gamma = \frac{N\sigma_h^2}{\sigma_b^2}$$

20

le rapport signal sur bruit par symbole.

La fonction caractéristique de f s'écrit donc maintenant :

$$\psi_f(j\xi) = \frac{1}{\prod_{k=1}^N (1 - j2\xi u_k)(1 + j2\xi v_k)}$$

En procédant à une décomposition en éléments simples de $\psi_f(j\xi)$, on obtient :

$$\psi_f(j\xi) = \sum_{k=1}^N \frac{a_k}{1 - j2\xi u_k} + \sum_{k=1}^N \frac{b_k}{1 + j2\xi v_k}$$

5 en considérant que $\mu_i \neq \mu_j$ pour $i \neq j$.

La probabilité d'erreur est donc égale :

$$P(S_1 \rightarrow S_2) = \sum_{k=1}^N b_k$$

ou encore :

$$P(S_1 \rightarrow S_2) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \left\{ \left[1 - \Gamma \sqrt{\frac{1 - |\mu_k|^2}{1 - |\mu_k|^2 \Gamma^2}} \right] \frac{(1 - |\mu_k|^2)^{N-1}}{\prod_{i=1, i \neq k}^N (|\mu_i|^2 - |\mu_k|^2)} \right\}$$

10

où Γ est défini par :

$$\Gamma = \frac{\gamma}{\gamma + 2N}$$

Une expression plus simple de cette probabilité d'erreur, ainsi qu'une expression asymptotique pour les grands rapports signal sur bruit, sont les suivantes :

15

$$P(S_1 \rightarrow S_2) = \frac{1}{2} \left[1 - \sum_{k=1}^N \Gamma \sqrt{\frac{1 - |\mu_k|^2}{1 - |\mu_k|^2 \Gamma^2}} \frac{(1 - |\mu_k|^2)^{N-1}}{\prod_{i=1, i \neq k}^N (|\mu_i|^2 - |\mu_k|^2)} \right]$$

et (relation 9) :

$$P(\gamma \rightarrow \infty) = \frac{1 (2N)!}{2 (N!)^2} \frac{N^N}{\gamma^N \prod_{k=1}^N (1 - |\mu_k|^2)}$$

20 L'expression asymptotique de la probabilité d'erreur par paire montre que si $|\mu_k|^2$ est égal à $|\mu|^2$ quelque soit k , la dégradation du rapport signal sur bruit par symbole γ sera la même quelle que soit la dimension N des symboles.

Pour le cas particulier $N = 1$, on aboutit à l'expression de la probabilité d'erreur de deux symboles binaires corrélés sur canal de Rayleigh donnée par :

$$P_b = \frac{1}{2} \left[1 - \Gamma \sqrt{\frac{1 - |\mu_k|^2}{1 - |\mu_k|^2 \Gamma^2}} \right]$$

D'autre part, si toutes les corrélations entre les composantes sont identiques ($\mu_k = \mu \forall k$), on sait calculer la probabilité d'erreur par paire égale à (relation 10) :

$$P(S_1 \rightarrow S_2) = \left\{ \frac{1}{2} \left[1 - \Gamma \sqrt{\frac{1 - |\mu|^2}{1 - |\mu|^2 \Gamma^2}} \right] \right\}^N \\ \times \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \frac{C_k^{2N-1}}{2^{N-1}} \left[1 + \Gamma \sqrt{\frac{1 - |\mu|^2}{1 - |\mu|^2 \Gamma^2}} \right]^k \left[1 - \Gamma \sqrt{\frac{1 - |\mu|^2}{1 - |\mu|^2 \Gamma^2}} \right]^{N-1-k} \right\}$$

5 La figure 3 montre la probabilité d'erreur par paire $P(S_1 \rightarrow S_2)$ sur le canal de Rayleigh de signaux à composantes corrélées en fonction du rapport signal à bruit γ exprimé en dB, pour une dimension $N = 4$.

Les valeurs choisies de la corrélation $|\mu|^2 = 0$, $|\mu|^2 = 0,09$, $|\mu|^2 = 0,4$ et $|\mu|^2 = 0,8$ correspondent respectivement à des fréquences espacées de $1/T_s$ (état de la technique, référence 30), $1/4T_s$ (référence 31), $1/2T_s$ (référence 32), et $3/4T_s$ (référence 33). La dégradation asymptotique des performances est bien en accord avec l'expression de la relation 8 qui prévoit une diminution du rapport signal sur bruit d'un facteur $1 - |\mu|^2$.

15 Le gain en efficacité spectrale obtenu à l'aide de signaux à composantes corrélées peut être illustré par l'exemple suivant :

En considérant d'abord un alphabet à deux signaux (BFSK) avec une diversité d'ordre $N = 4$, les deux symboles de cet alphabet sont :

$$S_1 = (1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0)$$

$$S_2 = (0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1)$$

20 Les performances de cet alphabet à deux symboles sont obtenues en utilisant la relation 10 avec $N = 4$ et $\mu = 0$. L'efficacité spectrale est de $1/8$ bit/s/Hz (le facteur d'expansion spectrale par rapport à 1 bit/s/Hz est $B_e = 8$). Ceci correspond à l'état de la technique.

25 L'invention propose pour sa part d'employer également une diversité d'ordre $N = 4$ avec des signaux à composantes corrélées, pour $Q = 8$. En numérotant les fréquences disponibles dans une case temps-fréquence de 1 à 8 , les $M = 8$ symboles possibles sont donnés ci-après par leurs numéros de fréquences utilisées dans les différentes composantes.

	$S_1 \rightarrow 1, 2, 1, 2$
	$S_2 \rightarrow 2, 4, 3, 4$
	$S_3 \rightarrow 3, 1, 5, 6$
	$S_4 \rightarrow 4, 3, 7, 8$
5	$S_5 \rightarrow 5, 6, 4, 1$
	$S_6 \rightarrow 6, 8, 6, 3$
	$S_7 \rightarrow 7, 5, 8, 7$
	$S_8 \rightarrow 8, 7, 2, 5$

A titre d'exemple, l'émission du symbole S_1 consiste à transmettre les
10 fréquences 1, 2, 1 et 2 successivement (répartition temporelle) ou simultanément
(répartition fréquentielle dans la bande totale $K*W$). Une combinaison d'une
transmission temporelle et fréquentielle est également envisageable.

La bande totale $K*W$ nécessaire pour l'émission d'un symbole reste identique à
celle de la BFSK ($NQ/4T_s = 8/T_s$) mais on dispose maintenant dans cette bande de
15 $M = 8$ symboles et l'efficacité spectrale passe à $3/8$ bit/s/Hz ($B_e = 2,66$).

A titre de comparaison, une modulation BFSK classique occupe une largeur de
bande de $2/T_s$. Lorsque les composantes transmises ne sont plus espacées que de
 $T_s/4$, le gain en bande est d'un facteur 3 pour la transmission d'un même débit. Il est
dès lors possible, en occupant la même bande que celle de la BFSK classique, de
20 prévoir au total 4 sous-bandes pour la transmission des composantes. La transmission
peut dès lors s'opérer en diversité fréquentielle.

On constate que tout couple de symboles a les quatre fréquences toutes
différentes. On obtient ainsi la diversité d'ordre 4. D'autre part, en examinant les 8
symboles proposés on déduit que les symboles les plus corrélés (S_4 et S_7 par
25 exemple) ont deux composantes pour lesquelles les fréquences sont adjacentes (à
 $1/4T_s$), une troisième composante avec des fréquences espacées de $1/2T_s$ et une
dernière avec un espacement de $3/4 T_s$. Les corrélations qui en résultent sont $|\mu_1|^2 =$
 $|\mu_2|^2 = 0,8$, $|\mu_3|^2 = 0,4$ et $|\mu_4|^2 = 0,09$ (on suppose que les filtres utilisés sont
rectangulaires, et donc que les corrélations sont données par la relation 4).

30 Les performances du système à composantes corrélées sont majorées par la
borne de l'union. Elle indique que la probabilité d'erreur symbole est inférieure à $M-1$
fois la probabilité d'erreur par paire la plus grande. En d'autres termes

$$P_e \leq (M-1) P(S_4 \rightarrow S_7)$$

D'autre part, une borne inférieure est obtenue en notant que la probabilité
35 d'erreur est supérieure à la probabilité d'erreur par paire des deux symboles les plus
éloignés (c'est à dire les moins corrélés) mais qui sont les plus proches voisins l'un de
l'autre. Les deux symboles S_1 et S_2 remplissent cette condition. Ainsi on a :

$$P_e \geq P(S_1 \rightarrow S_2)$$

Les différentes probabilités d'erreur par paire sont obtenues à l'aide de la relation $P(S_1 \rightarrow S_2)$ précédemment donnée. Enfin, la probabilité d'erreur binaire est approximée par $P_b = P_e / 2$.

5 Les performances des deux systèmes sont comparées dans la figure 4 qui montre la probabilité d'erreur sur le canal de Rayleigh de signaux à composantes corrélées en fonction du rapport signal à bruit exprimé en dB, pour $N = 4$. La caractéristique en trait plein correspond à celle d'un système BFSK classique ($n = 1$) pour $B_e = 8$ et celles en traits discontinus aux bornes inférieures et supérieures évoquées ci-dessus.

10 On constate la très bonne performance des signaux corrélés dont la localisation des bornes inférieure et supérieure montre des performances exactes au moins égales à celles du système classique pris comme référence. Sachant que les symboles à composantes corrélées apportent un gain de l'efficacité spectrale par un facteur de 3, on en déduit qu'ils sont préférables aux signaux FSK classiques.

15 La même remarque peut être faite pour une diversité d'ordre 8 (voir Fig.5).

L'augmentation de la dimension N permet d'absorber plus facilement des composantes de plus en plus corrélées. En effet, la dégradation du rapport signal sur bruit est donnée par le facteur :

$$\prod_{k=1}^N (1 - |\mu_k|^2)^{1/N}$$

20 Si $N = 1$, une corrélation $|\mu|^2 = 0,95$ sur la composante unique du symbole implique une dégradation de -13 dB du rapport signal sur bruit. Par contre pour $N = 8$, la contribution à la dégradation totale d'une composante k ayant la même corrélation $|\mu_k|^2 = 0,95$ se réduit à -1,6 dB, alors qu'elle n'est plus que de -0,4 dB pour $N = 32$. Quand on sait que cette valeur de la corrélation correspond à des fréquences
25 espacées de $1/8T_s$, on comprend bien l'effet constructif des grandes dimensions combinées aux plus grandes densités des fréquences d'émission.

Les performances obtenues peuvent encore être améliorées en utilisant un alphabet de diversité optimal en terme de distance entre les composantes et d'occupation spectrale.

30 La figure 6 est un schéma synoptique d'un exemple d'un émetteur de signaux numériques mettant en oeuvre le procédé selon l'invention.

L'émetteur de la figure 6 comporte une unité de mapping 60 assurant la mise en blocs d'un train binaire qui lui est appliqué. Les blocs contiennent chacun n bits. Ces blocs sont appliqués à une unité de transformation 61 qui fournit pour
35 chacun des blocs traités N niveaux de tension. Chaque niveau de tension correspond à une composante d'un bloc. Ces niveaux de tension sont ensuite appliqués à une unité d'entrelacement 62 suivie par un oscillateur commandé en

tension (VCO) 63 présentant sur sa sortie les fréquences entrelacées correspondant aux composantes des blocs à transmettre. Ces fréquences se présentent en série à un convertisseur série-parallèle 64 facultatif, prévu dans le cas où la transmission devait s'effectuer dans plusieurs sous-bandes. Ce concept de sous-bande est représenté sur la figure 2 où deux sous-bandes SB1 et SB2 sont prévues. La transmission des composantes en sous-bandes permet de transmettre simultanément (dans un même intervalle de temps T_s) plusieurs composantes (diversité fréquentielle).

Les différentes composantes sont ensuite appliquées à un jeu de K mélangeurs 65_1 à 65_K , avec K le nombre de sous-bandes prévues. Les mélangeurs 65_1 à 65_K assurent la répartition en sous-bande des composantes transmises. Les composantes décalées en fréquence sont ensuite sommées par un additionneur 66. Un mélangeur 67 recevant un signal d'un oscillateur local 68 assure la transposition du signal somme à une fréquence porteuse. Le signal modulé est alors appliqué à une antenne d'émission 69.

L'unité d'entrelacement 62 a pour fonction de lutter contre les évanouissements sélectifs du canal de transmission. Ainsi, le canal de transmission agit indépendamment sur les différentes composantes.

Si la transmission s'effectue par répartition temporelle uniquement, les différentes composantes des symboles à transmettre sont transmises dans des cases temps/fréquence différentes et la transmission d'un symbole à 4 composantes (exemple donné précédemment) dure $4T_s$.

Bien entendu, le mode de réalisation de cet émetteur n'est donné qu'à titre indicatif, et bien d'autres possibilités existent.

La figure 7 est un schéma synoptique d'un exemple d'un récepteur des signaux numériques transmis par l'émetteur de la figure 6.

Le signal reçu par une antenne 70 est appliqué à un mélangeur 71 recevant un signal de transposition de fréquence d'un oscillateur local 72. Le signal de sortie du mélangeur est appliqué à K filtres de sous-bande 73_1 à 73_K . Ces filtres sont des filtres passe-bande centrés sur les fréquences centrales des sous-bandes. Les signaux filtrés sont ensuite appliqués à un jeu de filtres adaptés 74_1 à $74_{K \times Q}$, avec Q le nombre de composantes prévues par sous-bande. Les fréquences f_1 à f_Q correspondent aux composantes et les fréquences F_1 à F_K aux fréquences centrales des sous-bandes. Les signaux de sortie de ces filtres sont échantillonnés à la fréquence symbole $1/T_s$ pour fournir des échantillons $Z_{i,j}$, avec i l'indice correspondant à la sous-bande considérée et j l'indice correspondant à la composante détectée. Ces échantillons sont appliqués à une unité de calcul 75 destinée à former le vecteur Z donné précédemment :

$$Z = (\underbrace{z_{1,1}, \dots, z_{1,Q}}_Q, \dots, \underbrace{z_{k,1}, \dots, z_{k,Q}}_Q, \dots, \underbrace{z_{N,1}, \dots, z_{N,Q}}_Q)$$

On notera dans cette expression du vecteur Z que le nombre de composantes N des symboles transmis n'est pas nécessairement égal à K. Ceci provient du fait que l'on peut combiner une transmission temporelle des composantes avec une diversité
5 fréquentielle, au sens de sous-bande.

L'unité de calcul 75 fonctionne préférentiellement selon le critère du maximum à priori donné précédemment, c'est à dire qu'il considère que le bloc transmis est celui qui maximise la densité de probabilité conjointe des composantes de ce vecteur Z.

L'unité de calcul 75 fournit donc une estimation \hat{S} égale au symbole S_j qui
10 maximise Λ_j donné par :

$$\Lambda_j = \sum_{k=1}^N z_{k,j_k} \quad j = 1, \dots, M$$

L'estimation \hat{S} est alors appliquée à une unité de demapping 76 transformant le symbole estimé en bits.

L'invention permet donc d'utiliser des composantes corrélées et donc une plus
15 grande densité de fréquences utilisables. Par conséquent, on dispose d'une plus grande efficacité spectrale.

Les performances obtenues avec les signaux corrélés sont bonnes et permettent d'obtenir dans l'exemple donné un gain en efficacité spectrale d'un facteur 3 par rapport à un système classique occupant la même bande et utilisant le même
20 ordre de diversité. Les performances en probabilité d'erreur binaire restent comparables, sinon meilleures, à celles des systèmes M-FSK connus.

L'invention s'applique notamment à la modulation non cohérente. Le milieu de transmission utilisé est quelconque.

REVENDEICATIONS

1. Procédé de transmission d'un signal numérique se présentant sous forme de blocs, chacun desdits blocs comprenant au moins un bit et correspondant à un symbole à transmettre, la transmission de chacun desdits symboles consistant à transmettre au moins une fréquence constituant une composante correspondant de manière univoque à ce bloc, caractérisé en ce que les composantes de symboles différents sont corrélées entre elles.
2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il consiste à transmettre, pour chacun desdits symboles, un nombre N de composantes, les composantes de symboles différents étant corrélées entre elles.
3. Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que lesdites composantes sont transmises par répartition temporelle.
4. Procédé selon l'une des revendications 2 et 3, caractérisé en ce que lesdites composantes sont transmises par diversité fréquentielle.
5. Emetteur d'un signal numérique se présentant sous forme de blocs, chacun desdits blocs comprenant au moins un bit et correspondant à un symbole à transmettre, ledit émetteur comprenant des moyens (61, 63) affectant de manière univoque à chacun desdits symboles au moins une fréquence constituant une composante dudit symbole, caractérisé en ce que les composantes affectées à des symboles différents sont corrélées entre elles.
6. Récepteur d'un signal numérique transmis par un émetteur selon la revendication 5, caractérisé en ce qu'il comporte un jeu de filtres adaptés (74_1 à 74_{K*Q}) centrés chacun sur l'une desdites composantes, les échantillons des signaux de sortie desdits filtres constituant les composantes d'un vecteur Z donné par :

$$Z = \left(\underbrace{z_{1,1}, \dots, z_{1,Q}}_Q, \dots, \underbrace{z_{k,1}, \dots, z_{k,Q}}_Q, \dots, \underbrace{z_{N,1}, \dots, z_{N,Q}}_Q \right)$$

avec Q le nombre de valeurs différentes desdites composantes, ledit récepteur comprenant des moyens de calcul (75) maximisant la variable de décision suivante :

$$\Lambda_j = \sum_{k=1}^N z_{k,j_k} \quad j = 1, \dots, M$$

en se basant, dans le calcul de la variable de vraisemblance relative à un symbole donné, sur les seules sorties desdits filtres adaptés (74_1 à 74_{K*Q}) centrés sur les fréquences où une desdites composantes serait émise.

1/4

FIG. 1

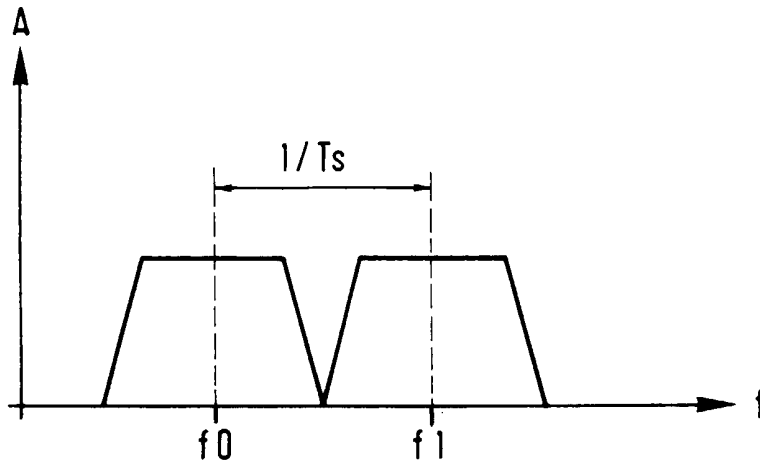
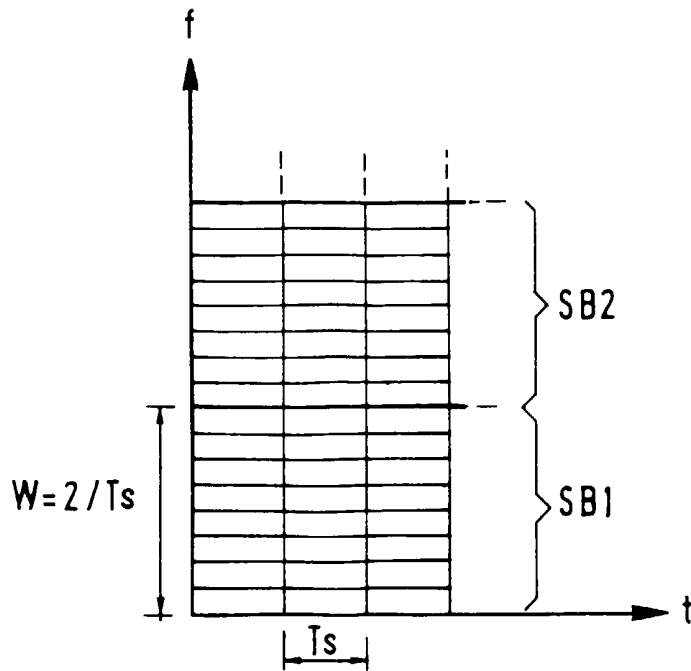


FIG. 2



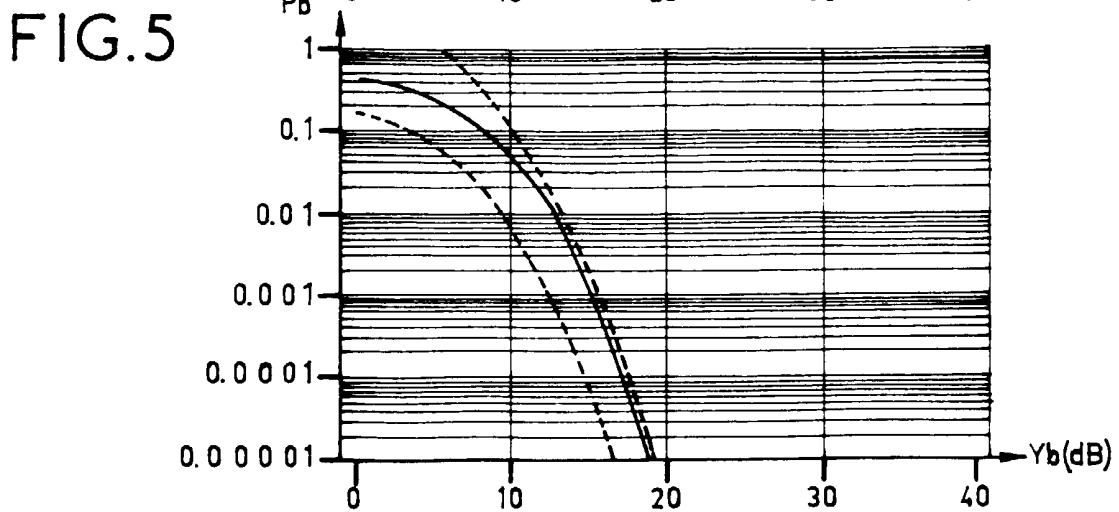
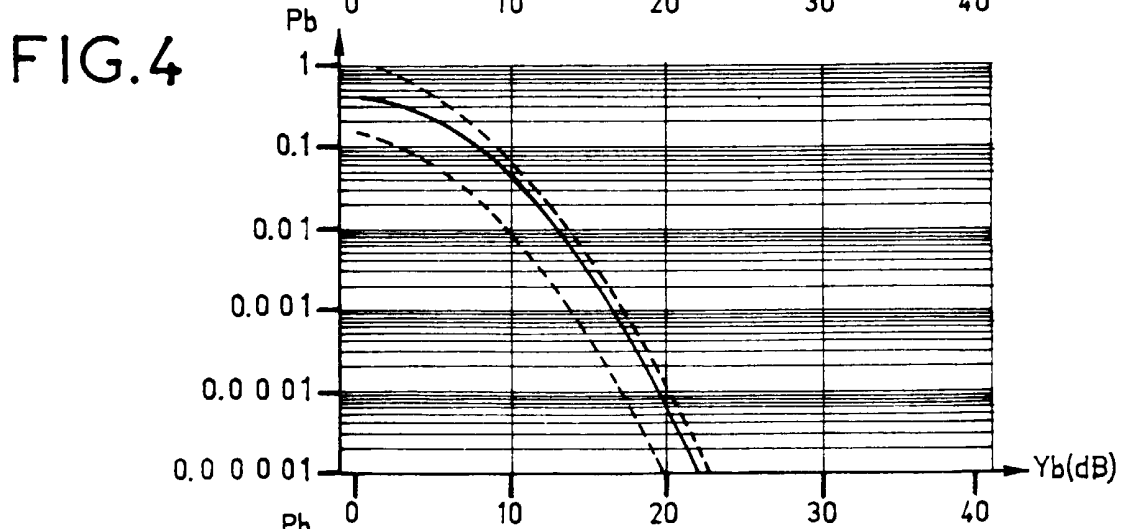
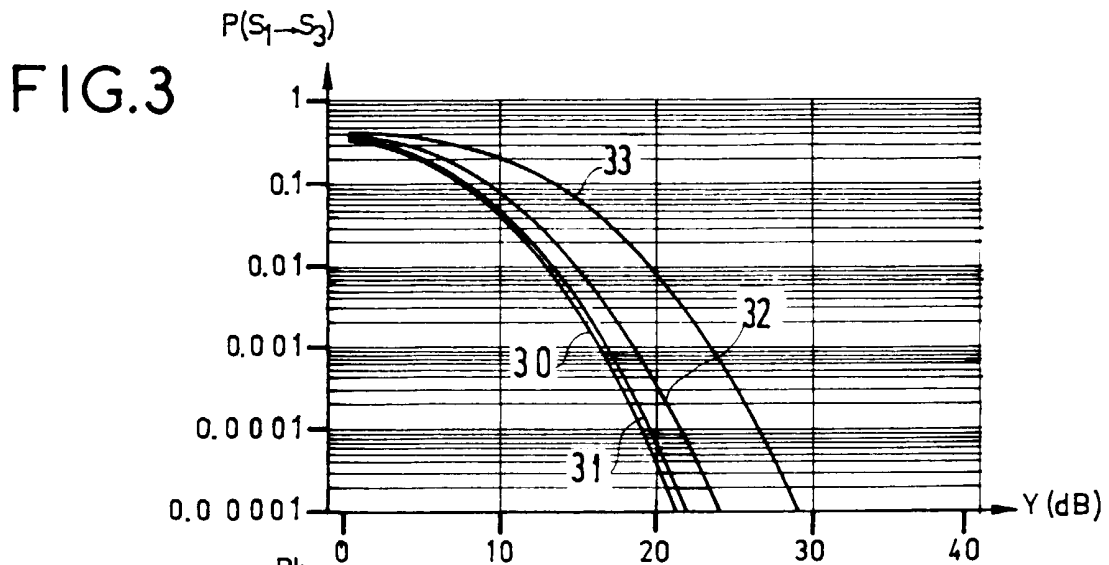


FIG. 6

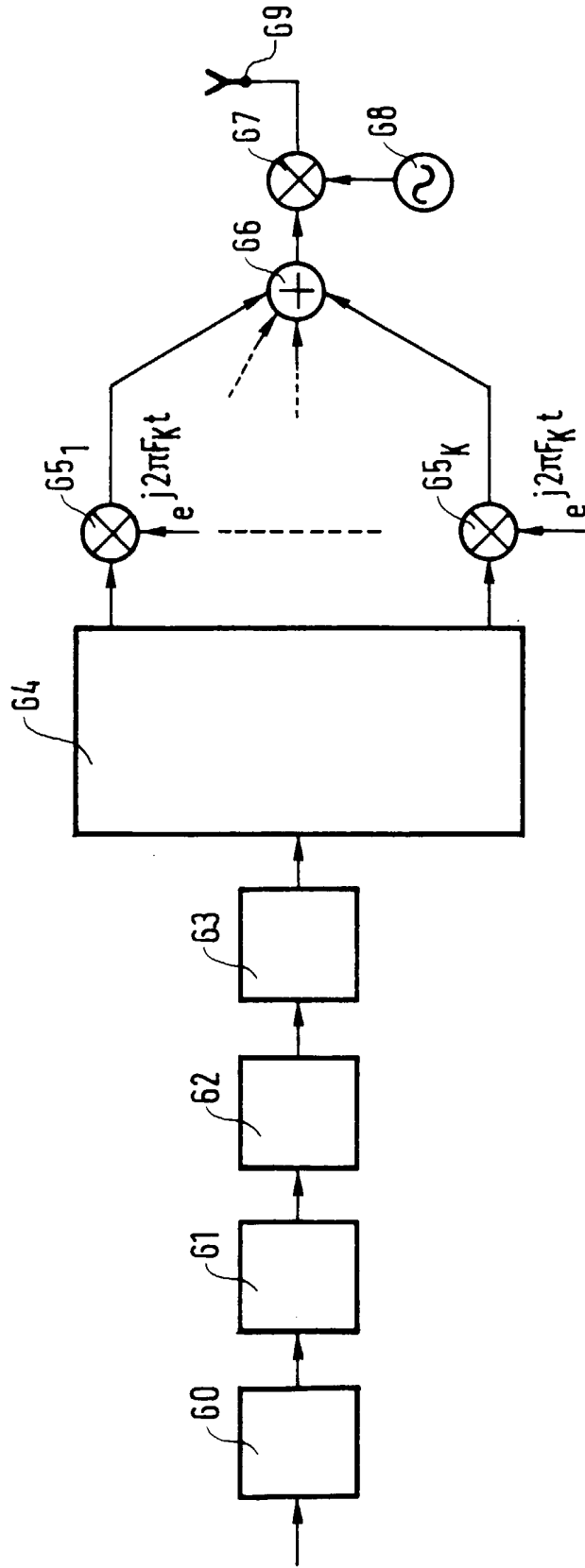
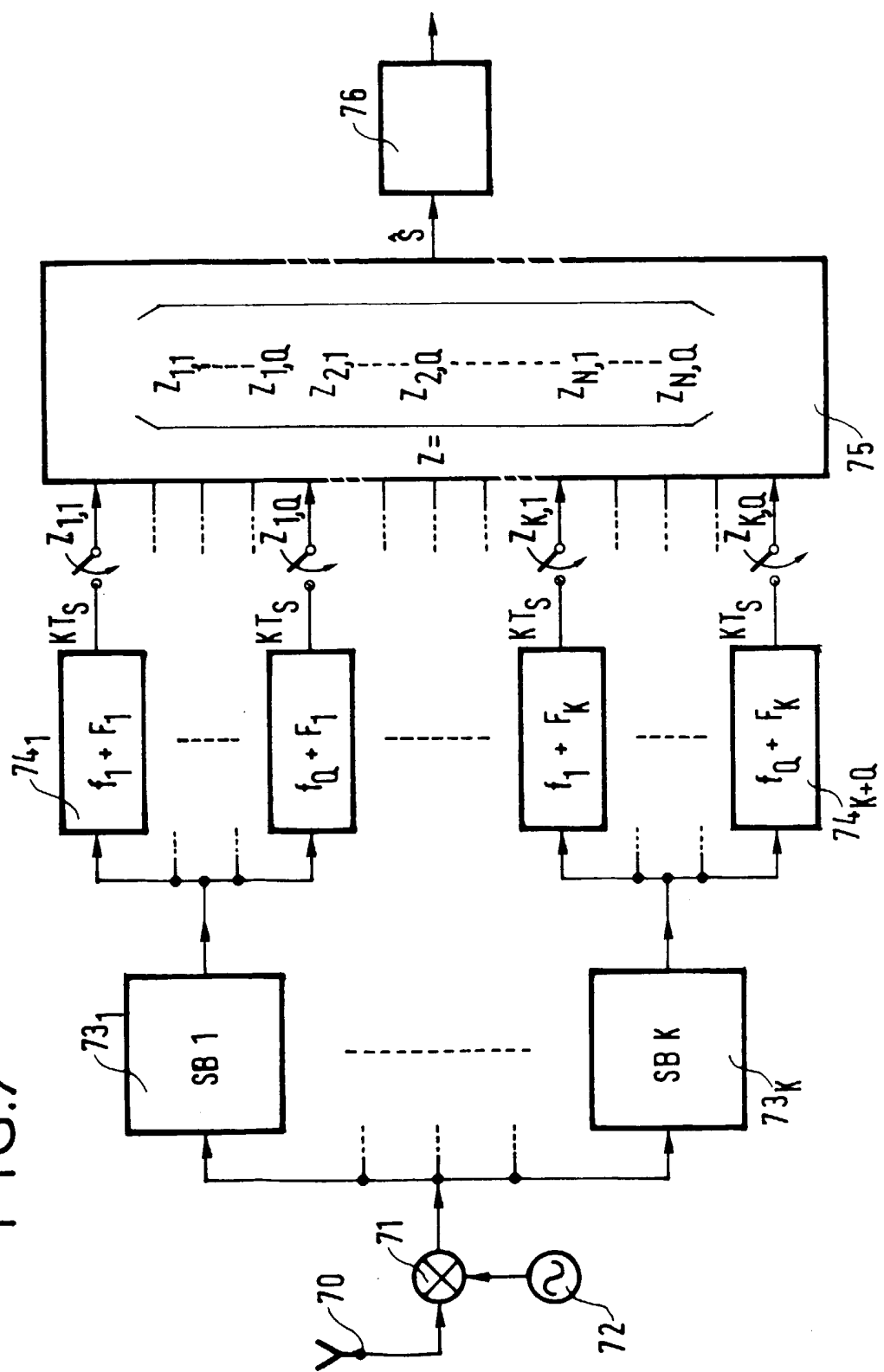


FIG.7



RAPPORT DE RECHERCHE PRELIMINAIRE

N° d'enregistrement national

INSTITUT NATIONAL de la PROPRIETE INDUSTRIELLE

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

FA 541051 FR 9701430

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
X	BROOKNER E.: "Nonorthogonal Coding" IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATION TECHNOLOGY., vol. 13, décembre 1965, NEW YORK US, pages 550-552, XP002044532 * le document en entier *	1,2,4-6
A	ATKIN G E ET AL: "AN EFFICIENT MODULATION/CODING SCHEME FOR MFSK SYSTEMS ON BANDWIDTH CONSTRAINED CHANNELS" IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS., vol. 7, no. 9, 1 décembre 1989, NEW YORK US, pages 1396-1401, XP000101035 * page 1397, colonne de droite, alinéa 2 - page 1398, colonne de gauche, alinéa 4; figure 1 * * page 1399, colonne de gauche, alinéa 4 *	1-6
A	US 3 810 019 A (MILLER C) 7 mai 1974 * colonne 2, ligne 47 - colonne 3, ligne 54; figure 2 *	1-6
A	WO 96 19889 A (SECR DEFENCE ;WILKINSON ROBERT GRAHAM (GB)) * page 2, alinéa 3 - page 4 * * page 7, alinéa 2 * * page 9, alinéa 3; figure 2 * * page 16, alinéa 2 *	1-6
A	SCHNEIDER, H. L.: "Data Transmission with FSK Permutation Modulation" BELL SYSTEM TECHNICAL JOURNAL., juillet 1968 - août 1968, NEW YORK US, pages 1131-1138, XP002044533 * page 1132; figure 1 * * page 1136, alinéa 3 *	1,2,4-6

DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.6)

H04L
H04B

Date d'achèvement de la recherche

27 octobre 1997

Examineur

Koukourlis, S

2

EPO FORM 1503 03.82 (P04C13)

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

RAPPORT DE RECHERCHE
PRELIMINAIRE

N° d'enregistrement
national

INSTITUT NATIONAL

de la

PROPRIETE INDUSTRIELLE

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

FA 541051
FR 9701430

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	SLEPIAN D.: "Permutation Modulation" PROCEEDINGS OF THE IEEE., vol. 53, mars 1965, NEW YORK US, pages 228-236, XP002044534 * page 228, alinéa II * * page 229, alinéa III - alinéa IV * ---	1,2,4-6
A	DE 30 26 016 A (SIEMENS AG) * page 6, ligne 13 - ligne 31; figure 2 * ---	1,2,4-6
A	US 5 222 098 A (YAMAMOTO MICHIO ET AL) * abrégé * * colonne 2, ligne 59 - ligne 68 * * colonne 3, ligne 60 - colonne 4, ligne 13 * -----	3
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.6)
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
27 octobre 1997		Koukourlis, S
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>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</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant</p>		

2

EPO FORM 1503 03.82 (P4/C13)