(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

PARIS

(11) N° de publication : **2 604 316**
(à n'utiliser que pour les commandes de reproduction)

(21) N° d'enregistrement national : **86 13271**

(51) Int Cl⁴ : H 04 B 7/26, 14/04; H 03 M 13/12, 13/22; H 04 L 25/08.

(12) DEMANDE DE CERTIFICAT D'ADDITION À UN BREVET D'INVENTION A2

(22) **Date de dépôt** : 23 septembre 1986.

(30) **Priorité** :

(43) **Date de la mise à disposition du public de la demande** : BOPI « Brevets » n° 12 du 25 mars 1988.

(60) **Références à d'autres documents nationaux apparentés** : 1re addition au brevet 86 09622 pris le 2 juillet 1986.

(71) **Demandeur(s)** : *ETAT FRANCAIS, représenté par le Secrétariat d'Etat aux Postes et Télécommunications (CENTRE NATIONAL D'ETUDES DES TELECOMMUNICATIONS) et Etablissement Public de Diffusion, dit « TELEDIFFUSION DE FRANCE »*. — FR.

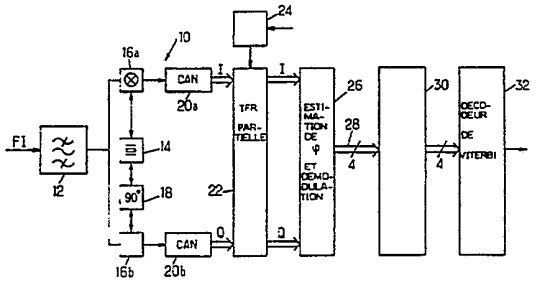
(72) **Inventeur(s)** : Michel Alard ; Daniel Pommier.

(73) **Titulaire(s)** :

(74) **Mandataire(s)** : Cabinet Plasseraud.

(54) Procédé et installation de communication de données numériques vers des mobiles.

(57) Le procédé comprend la mise des données sous forme d'échantillons numériques, le codage des bits des échantillons à l'aide d'un code redondant conduisant à des symboles de modulation A, l'émission desdits symboles en les répartissant en parallèle dans l'espace fréquence *f*-temps *t* avec entrelacement temporel et émission simultanée sur M voies de diffusion à des fréquences différentes. Les symboles sont émis par modulation d'amplitude de porteuses en quadrature et on démodule simultanément, à la réception, les M voies, et elles seules, par transformation de Fourier discrète simultanément à ces voies. Le récepteur comprend des moyens 30 de désentrelacement et des moyens de décodage et de sélection par transformée de Fourier discrète appliquée uniquement aux voies correspondant à un programme déterminé.



D Vente des fascicules à l'IMPRIMERIE NATIONALE, 27, rue de la Convention — 75732 PARIS CEDEX 15

Procédé et installation de communication de données numériques vers des mobiles

L'invention concerne la diffusion de données sous forme numérique en milieu perturbé par des parasites et/ou par l'existence de trajets multiples. Elle concerne plus particulièrement les procédés et installations permettant la radiodiffusion sonore numérique, ce qui n'exclut pas la transmission d'autres types d'informations. Mais l'adaptation à la radiodiffusion sonore interdit les procédures de répétition et, en conséquence, implique une grande robustesse du système de transmission.

La demande de brevet FR 86 09622 décrit et revendique un procédé de diffusion de données provenant d'une source qui comprend la mise des données sous forme d'échantillons numériques, le codage des bits des échantillons à l'aide d'un code redondant conduisant à des symboles de modulation A, l'émission desdits symboles en les répartissant en parallèle dans l'espace fréquence f-temps t avec entrelacement temporel et émission simultanée sur M voies de diffusion à des fréquences différentes (M étant supérieur à 1). En mettant en oeuvre ce procédé, deux éléments A successifs ne sont jamais émis à des instants successifs à la même fréquence.

On voit que l'on répartit le débit numérique total d'un programme donné sur M voies de diffusion, c'est-à-dire sur M porteuses. Si l'on doit diffuser simultanément L programmes, ayant chacun M porteuses, le récepteur à donc à traiter M porteuses parmi N = L.M porteuses pour assurer la réception d'un programme. A titre d'exemple représentatif de la radiodiffusion sonore numérique vers des mobiles, on peut chercher à transmettre simultanément L = 16 programmes en stéréophonie à un débit de l'ordre de 2 x 200 kbits/s avec

M = 16 porteuses par programme dans un canal de télévision de 8 MHz.

Dans le mode particulier de mise en oeuvre décrit à titre d'exemple dans la demande de brevet principal, un démodulateur élémentaire muni d'un filtre d'entrée ajustable pour permettre la sélection doit être prévu sur chacune des M voies affectées à un même programme, ce qui se traduit par une complexité excessive lorsque le nombre de voies est élevé.

On connaît par ailleurs depuis longtemps les problèmes posés par la transmission numérique dans un canal sélectif, c'est-à-dire dans lequel le débit numérique à transmettre est supérieur à l'inverse de l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal (habituellement d'environ 5 µs). Lorsqu'on souhaite obtenir une efficacité spectrale élevée, on utilise un alphabet de symboles ayant un spectre étroit et une fonction d'autocorrélation large, c'est-à-dire un codage connu sous le terme OFDM, abréviation de la désignation anglo-saxonne "Orthogonal Frequency Division Multiplexing".

Cette utilisation implique, à la réception, l'utilisation de transformées de Fourier discrètes. En conséquence, elle n'a été mise en oeuvre jusqu'ici que pour des débits et un nombre de canaux relativement faibles, par exemple pour la transmission de données dans la bande 60-104 kHz, comme solution de remplacement aux techniques de codage à réponse partielle décrites dans la Recommandation V37 du C.C.I.T.T. On pourra trouver une description de ce procédé dans divers documents, et notamment dans "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform" par S. B. Weinstein et autres, IEEE Com., Vol. Com. 19, No. 5, octobre 1971 et dans "An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform" par B. Hirosaki dans IEEE COM., Vol.

Com. 29, No. 7, juillet 1981.

L'invention vise à permettre la radiodiffusion sonore numérique vers des récepteurs, éventuellement mobiles, en mettant en oeuvre le procédé de la demande de brevet principal, mais sans exiger, à la réception, la présence d'un nombre de démodulateurs égal au nombre de voies élémentaires, et ce tout en permettant d'atteindre une efficacité spectrale élevée, de l'ordre de 1 bit/Hz.

Dans ce but, l'invention propose notamment un procédé caractérisé en ce que les symboles sont émis par modulation d'amplitude de porteuses en quadrature et en ce qu'on démodule simultanément, à la réception, les M voies, et elles seules, correspondant à un même programme par application de la transformée de Fourier discrète simultanément à ces voies.

L'invention propose également une installation de diffusion de données permettant de mettre en oeuvre le procédé ci-dessus défini. Cette installation comprend :

- un émetteur destiné à diffuser plusieurs programmes, ayant : un codeur convolutionnel fournissant, à partir des échantillons de données à diffuser, des symboles numériques pour chacun des programmes ; des moyens d'entrelacement des symboles dans le temps et de distribution des symboles entre plusieurs voies à des fréquences différentes, les fréquences affectées aux différents programmes étant intercalées, et

- un récepteur comprenant des moyens de désentrelacement et des moyens de décodage et de sélection de programme par transformée de Fourier discrète appliquée uniquement aux voies correspondant à un programme déterminé.

L'invention sera mieux comprise à la lecture de la description qui suit de modes particuliers de réalisation donnés à titre d'exemples non limitatifs. La

description se réfère aux dessins qui l'accompagnent, dans lesquels :

- la Figure 1 est un schéma de principe montrant une répartition possible des fréquences utilisées pour la transmission de L programmes, chacun sur M fréquences,

- les Figures 2A et 2B sont des schémas de principe montrant la réalisation de transformées de Fourier discrètes, respectivement avec L = 8 et M = 4 et vec L = 5 et M = 6.

- la Figure 3 est un synoptique montrant la constitution de principe d'un récepteur de mise en oeuvre de l'invention.

On remarquera tout d'abord que, dans un canal de diffusion de télévision de 8 MHz, il est possible de loger N = 256 porteuses espacées de 31,25 kHz. Les fréquences allouées au premier programme sont choisies parmi les M fréquences f1,1 ; f2,1 ;... ; fM,1 régulièrement réparties dans le spectre et entrelacées avec les fréquences affectées aux autres programmes pour accroître l'immunité aux bruits présentant un étalement en fréquence restreint. Dans la pratique, et pour des problèmes de raideur de flanc du filtre de réception, on sera généralement amené à adopter un nombre de porteuses effectivement utilisées inférieur à 256 et, par exemple, à adopter 14 porteuses pour chacun de 16 programmes, ce qui correspond à 224 fréquences seulement parmi les 256 disponibles.

La mise en oeuvre de l'invention implique, d'une part, le choix d'un procédé de modulation particulier, d'autre part, la démodulation simultanée de toutes les porteuses correspondant à un même programme (mais de ces porteuses seulement) par transformée de Fourier discrète.

Ces deux éléments de l'invention seront successivement décrits.

Les données sont transmises en modulation d'amplitude de porteuses en quadrature, c'est-à-dire par le procédé couramment dénommé QAM, dont un mode de réalisation est décrit dans l'article de Weinstein et autres déjà mentionné. Suivant l'invention, chaque symbole élémentaire s(t) véhicule 2N bits sous la forme :

$$-\Delta \leq t \leq NT \quad s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a(k) \cos 2\pi f_k t - b(k) \sin 2\pi f_k t$$

$$\text{ailleurs :} \quad s(t) := 0 \qquad (1)$$

Dans la formule (1) ci-dessus, $f_k = f_0 + \frac{k}{NT}$.

Le temps Δ constitue un intervalle de garde entre symboles.

Si on désigne par $T_s = \Delta + NT$ la durée d'un symbole, le signal émis peut s'écrire :

$$S(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} s(t - p\,T_s).$$

Les données a(k) et b(k) de la formule (1) dépendent alors de l'indice p.

Si le canal de transmission a une fonction de transfert H(f), en supposant que sa réponse impulsionnelle a un support inférieur à Δ, on peut écrire que la contribution du canal au signal est :

$h(t) = 0$, pour $t < 0$ et $t > \Delta$.

En d'autres termes, l'interférence entre symboles d'ordre p-1 et d'ordre p n'affecte ce dernier que sur un temps au plus égal à Δ. On pourra négliger l'intervalle

de temps [-Δ,0] qui a pour seul but d'absorber l'interférence entre symboles en protégeant l'intervalle utile [0,NT].

Le signal x(t) reçu par le récepteur pour p = 0, pendant l'intervalle de temps [0,NT] s'écrit :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \rho_k \left[a(k) \cos (2\pi f_k + \varphi_k) - b(k) \sin (2\pi f_k\, t + \varphi_k)\right] \qquad (2)$$

Dans la formule (2), $\rho_k \exp (j\varphi_k)$ est la réponse du canal à la fréquence f_k : φ_k est le déphasage introduit par la ligne et ρ_k est un facteur multiplicatif.

Si maintenant on pose :

$$X(k) = [a(k) + j\, b(k)]\, \rho_k \exp (j\varphi_k) \qquad (3)$$

on a :

$$x(t) = \mathrm{Re}\left[\sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp (2j\pi f_k t\right]$$

pour $0 \leqslant t \leqslant NT$.

La démodulation doit permettre de retrouver les valeurs successives X(k) à partir du signal reçu x(t). Pour simplifier, on considèrera simplement la démodulation du symbole élémentaire s d'ordre p = 0, la même opération devant être répétée à intervalles de temps T_s. L'intervalle de temps [-Δ,0] pourra être négligé. Il faut seulement remarquer au passage que Δ doit rester faible par rapport à T_s puisque sa présence correspond à une consommation inutile de puissance émise.

La démodulation est effectuée en projetant le signal $x(t)$ reçu sur deux porteuses en quadrature à la fréquence $f_0+1/2T$, c'est-à-dire à la fréquence centrale du canal (T étant la fréquence bit).

Le signal complexe $\tilde{x}(t)$ sur les deux porteuses en quadrature peut alors s'écrire :

$$\tilde{x}(t) = \exp(-j\pi t/T) \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(2j\pi kt/Nt) \qquad (4)$$

En échantillonnant le signal $\tilde{x}(t)$ à la fréquence bit $1/T$, on obtient alors des échantillons successifs $\tilde{x}(nT)$:

$$\tilde{x}(nT) = (-1)^n \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(2j\pi kn/N) \qquad (5)$$

L'équation (5) peut être mise sous une forme différente en faisant le changement de variable :

$$x(n) = [(-1)^n/N]\, \tilde{x}(nT)$$

On trouve alors :

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k).\exp(2j\pi kn/N)$$

c'est-à-dire :

$$[x(n)] = TFD^{-1} [X(k)]$$

que l'on peut aussi bien écrire :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n).\exp(-2j\pi nk/N) \qquad (6)$$

Conformément à l'invention, il n'y a pas, à la réception, démodulation par application de la transformée de Fourier discrète aux N points complexes, représentant autant d'échantillons, pendant la durée T_s d'un symbole. Si le signal émis est composé de L programmes de M porteuses chacun, le résultat recherché et obtenu se limite à la transformée de Fourier discrète sur M porteuses parmi les N. La sélection du programme est donc utilisée en tant que moyen de décimation de la transformée de Fourier discrète.

Pour réaliser de façon efficace cette transformée de Fourier discrète ou TFD, on utilise l'un des algorithmes de transformée de Fourier rapide (ou TFR) bien connus. Si on utilise les notations courantes en TFR, on peut poser :

$$W = \exp(-2j\pi/n)$$

La TFR s'écrit alors :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)\, W^{nk}$$

et son calcul peut être décomposé en écrivant :

$k = lr+s$, où s désigne le numéro du programme traité parmi l et peut varier de s = 0 à s = l-1 et où r est le numéro d'ordre de la porteuse et varie de 0 à m-1.

$n = ml+m$, c'est-à-dire que n peut être identifié par son quotient entier l par M et par le reste m.

On voit qu'un programme donné correspond à une valeur particulière de s et correspond à M porteuses espacées de 1/MT, chacune affectée d'une valeur de r.

On peut alors écrire X en fonction de s et de r sous la forme :

$$X(s,r) = \sum_{m=0}^{M-1} W^{Lmr} \cdot W^{ms} \sum_{l=0}^{L-1} x(l,m).W^{Msl}$$

Le terme en $\sum_{l=0}^{L-1}$, pouvant être désigné par q(s,m), devrait être calculé à l'aide de M transformées de Fourier discrètes sur L points si la sélection de programme ne s'effectuait qu'après transformation. Mais, du fait qu'il suffit de retenir un seul programme à la fois, la fonction q(s,m) n'est plus fonction que de m car elle correspond à une valeur unique de s. Le calcul des différentes valeurs q(s,m) est obtenu au moyen de N multiplications complexes seulement. Certaines de ces multiplications peuvent de plus être triviales.

Connaissant q, on obtient X par M multiplications par les facteurs W^{ms} et par une transformée de Fourier discrète effectuée sur M points seulement.

Cette dernière opération peut être effectuée par l'un des algorithmes courants de transformée de Fourier rapide si M a une valeur telle qu'il est factorisable. La Figure 2A donne un exemple de mise en oeuvre de processus pour M = 4 porteuses et L = 8 programmes. Dans ce cas, où L est une puissance de deux, l'échelonnement du calcul apparaît directement. La première étape fait intervenir des "papillons" sur toutes les m valeurs x échantillonnées. Chaque "papillon" est un opérateur

effectuant une addition, une soustraction et une multiplication complexe sur les deux valeurs d'entrée et fournit deux valeurs de sortie. Dans l'exemple donné en Figure 2A, N/2 = 16 papillons sont nécessaires dans cette première phase et fournissent des résultats qui sont rangés à des adresses déterminées dans une mémoire vive à écriture et lecture. Au cours de la seconde étape, l'invention prévoit de faire intervenir les papillons non pas sur tous les résultats de la première étape, mais uniquement sur ceux qui occupent les positions mémoires correspondant au programme à recevoir. Huit opérateurs seulement sont alors nécessaires (et seront d'ailleurs matériellement les mêmes que ceux utilisés dans la première étape). On progresse ainsi dans le calcul en n'effectuant que les opérations contenues dans le cadre en traits épais de la Figure 2A jusqu'à obtenir les quatre valeurs nécessaires, ici X_2, X_{10}, X_{18} et X_{26}. On constate que le nombre total d'opérateurs requis n'est plus que de 16 + 8 + 4 + 2 + 2 = N.

Parmi les algorithmes de transformée de Fourier rapide, il sera avantageux d'en utiliser qui sont basés sur des valeurs de N égales à des puissances de 2. Cela permet d'utiliser des structures très répétitives, telles que radix 2 ou 4, bien adaptées à la mise en oeuvre au moyen d'opérateurs câblés.

Dans le cas illustré en Figure 2B, on réalise une TFD partielle sélectionnant un programme parmi L = 5 programmes correspondant chacun à M = 6 porteuses. De nouveau, il n'est pas nécessaire de filtrer à l'entrée les fréquences utiles. Cette sélection s'effectue du fait même de la décimation au cours de la TFD.

Si l'on revient à la formule (7), la méthode classique de calcul impliquerait le calcul de tous les q(s,m) par M = six TFD sur cinq points. Mais une seule valeur de s étant à prendre en considération, par exemple s = 3, les valeurs requises de q(3,m) sont

obtenues par N multiplications complexes, au cours de six TFD sur chacune cinq points, indiquée par la première étape de calcul sur la Figure 2B. Les M résultats obtenus sont multipliés par les facteurs W^{ms}, dits "twiddle". Enfin, il reste à effectuer une TFD sur M points seulement. Dans le cas de la Figure 2B où M est factorisable et s'écrit M = 2 x 3, l'opération est effectuée par deux TFR successives, d'abord sur deux points, puis sur trois points. Les calculs nécessaires à la sélection du programme sont de nouveau uniquement ceux contenus dans le cadre en trait épais.

Le résultat de la transformée de Fourier discrète partielle sera constitué par M nombres complexes X(k) correspondant à la formule (6) ci-dessus, avec k = Lr+s où r est compris entre 0 et N-1 et s est le numéro du programme que l'on souhaite recevoir.

En d'autres termes :

$$X(k) = [a(k)+ib(k)]\ \rho_k \exp(i\varphi_k)$$

où a et b sont les termes déjà mentionnés dans l'équation (1) et $\rho_k \exp(i\varphi k)$ est la réponse du canal à la fréquence f_k.

Les variations de ρ_k dans le temps sont toujours lentes par rapport à la durée T_s d'un symbole, ce qui permet de récupérer la phase φ_k par des processus classiques d'apprentissage et d'effectuer une démodulation cohérente.

On pourrait également utiliser une démodulation différentielle, bien qu'elle soit moins performante lorsqu'on travaille sur quatre phases. Par contre, la démodulation différentielle donne des résultats satisfaisants lorsqu'on travaille sur deux phases, mais l'emploi de deux phases seulement a un effet défavorable sur l'efficacité spectrale.

On voit qu'après multiplication par exp $-(j\varphi_k)$, on retrouve les données émises a et b affectées d'un facteur multiplicatif ρ_k.

Pour retrouver les données réelles à partir du résultat de la multiplication, on met en oeuvre un processus d'évaluation et de décision. Pour améliorer les performances, il est souhaitable d'utiliser des codes correcteurs et de mettre en oeuvre une décision "douce" du type déjà décrit dans la demande de brevet FR 86 09622.

L'entrelacement temps-fréquence, déjà défini dans la demande de brevet FR 86 09622, permet de placer le décodeur dans des conditions optimales d'indépendance entre les échantillons reçus. Cet entrelacement en blocs, convolutif ou pseudo-aléatoire, permet, en association avec le décodeur, d'éliminer les erreurs groupées dues à de l'évanouissement sur une fréquence donnée.

La mise en oeuvre du procédé au niveau de l'émetteur ne soulève aucun problème particulier de réalisation. L'émetteur utilisé peut avoir une constitution similaire à celle déjà décrite dans la demande FR 86 09622, si ce n'est qu'il met en oeuvre une modulation d'amplitude sur porteuses en quadrature. Le récepteur peut comporter des étages d'entrée classique, fournissant un signal à fréquence intermédiaire. Le décodeur 10 peut avoir la constitution de principe montrée en Figure 3. Ce décodeur 10 comprend un filtre de canal 12, constitué par un filtre passe-bande dont la largeur correspond à l'ensemble du spectre occupé par les N porteuses de diffusion.

Le signal fourni par le filtre 12 est projeté sur deux porteuses en quadrature à la fréquence centrale du canal. Cette fréquence est fournie par un oscillateur 14 qui attaque directement l'une des entrées d'un multiplieur 16a et, par l'intermédiaire d'un déphaseur 18,

l'entrée d'un multiplieur 16b. Les deux multiplieurs reçoivent le signal de sortie du filtre 12. La sortie de chaque multiplieur attaque un convertisseur analogique-numérique 20a ou 20b fournissant les échantillons d'entrée au circuit 22 de calcul de TFR. Au circuit 22 est associé un circuit 24 de sélection de programme qui détermine les adresses, dans la mémoire stockant les résultats intermédiaires contenue dans le circuit 22, où se trouvent les échantillons sur lesquels le calcul doit être poursuivi. Les échantillons fournis par le circuit 22 sont appliqués à un circuit à apprentissage 26 d'estimation de la phase et de démodulation : ce circuit peut être constitué à partir de composants intégrés disponibles dans le commerce, tels que les circuits TMS 320. Enfin, les données 28, quantifiées par exemple sur quatre bits, sont appliquées à un circuit de désentrelacement, puis à un décodeur de Viterbi 32. Les circuits 30 et 32 peuvent avoir une constitution similaire à celle déjà décrite dans la demande FR 86 09622.

Le démodulateur, constitué des éléments 14 à 20, peut être d'un type connu. Il faut d'ailleurs noter que l'on peut soit asservir l'oscillateur de transposition 14, soit effectuer l'opération de transposition après conversion analogique-numérique par multiplication complexe en bande de base effectuée immédiatement avant la TFR, cette dernière solution étant avantageuse dans le cas d'une intégration à grande échelle. A titre d'exemple de documents décrivant ces appareils de démodulation, on peut citer l'article de Baccetti et autres, "Full Digital Adaptive Equalization in 64QAM Radio Systems" dans les comptes rendus de la réunion ICC 86 à Toronto. On pourra également trouver une description d'un appareil comportant un égaliseur adaptatif dans "A Stepped Square 256QAM for Digital Radio System" par Toshihiko Ryu et Coll., publié dans les comptes rendus de la même réunion sous la référence 46-6, pp. 1477-1481.

REVENDICATIONS

1. Procédé de diffusion de données provenant d'une source, comprenant la mise des données sous forme d'échantillons numériques, le codage des bits des échantillons à l'aide d'un code redondant conduisant à des symboles de modulation A, l'émission desdits symboles en les répartissant en parallèle dans l'espace fréquence f-temps t avec entrelacement temporel et émission simultanée sur M voies de diffusion à des fréquences différentes, caractérisé en ce que les symboles sont émis par modulation d'amplitude de porteuses en quadrature et en ce qu'on démodule simultanément, à la réception, les M voies, et elles seules, par transformation de Fourier discrète simultanément à ces voies.

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'on diffuse simultanément un nombre L de programmes de données supérieur à 1, les M voies correspondant à un même programme étant intercalées en fréquence entre les voies correspondant aux autres programmes.

3. Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que l'on effectue la démodulation par transformée de Fourier rapide, à l'aide d'opérateurs appliqués, dans une première étape, à la totalité des échantillons de données reçus, puis dans les étapes suivantes aux seuls échantillons nécessaires à la réception des M voies correspondant au programme choisi.

4. Installation permettant la mise en oeuvre du procédé selon la revendication 1, caractérisée en ce qu'elle comprend :

- un émetteur destiné à diffuser plusieurs programmes, ayant : un codeur convolutionnel fournissant, à partir des échantillons de données à diffuser, des symboles numériques pour chacun des programmes ; des moyens d'entrelacement des symboles dans le temps et de distribution des symboles entre plusieurs voies à des

fréquences différentes, les fréquences affectées aux différents programmes étant intercalées, et

- un récepteur comprenant des moyens de désentrelacement et des moyens de décodage et de sélection de programme par transformée de Fourier discrète appliquée uniquement aux voies correspondant à un programme déterminé.

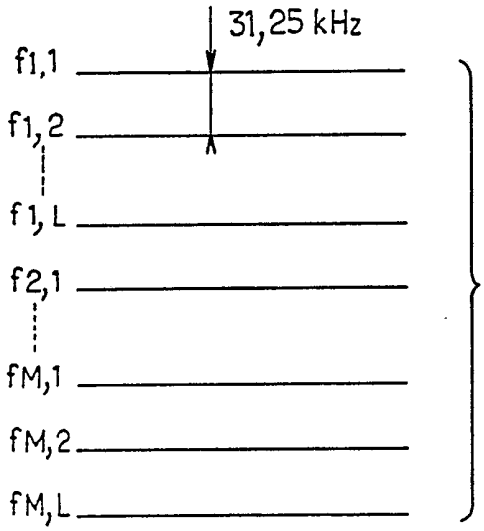
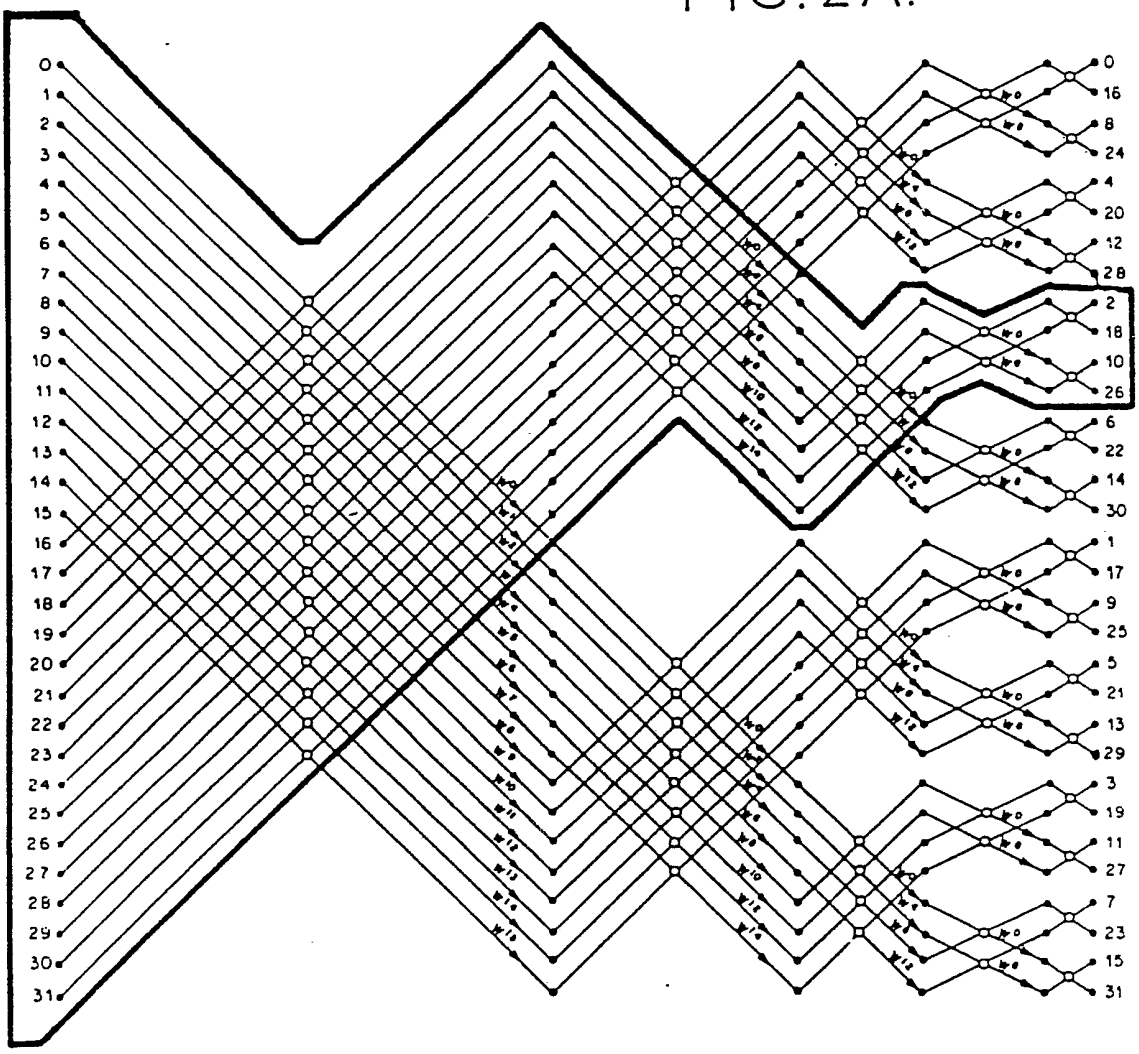

31,25 kHz
f1,1
f1,2
f1,L
f2,1
fM,1
fM,2
fM,L
N = M.L fréquences

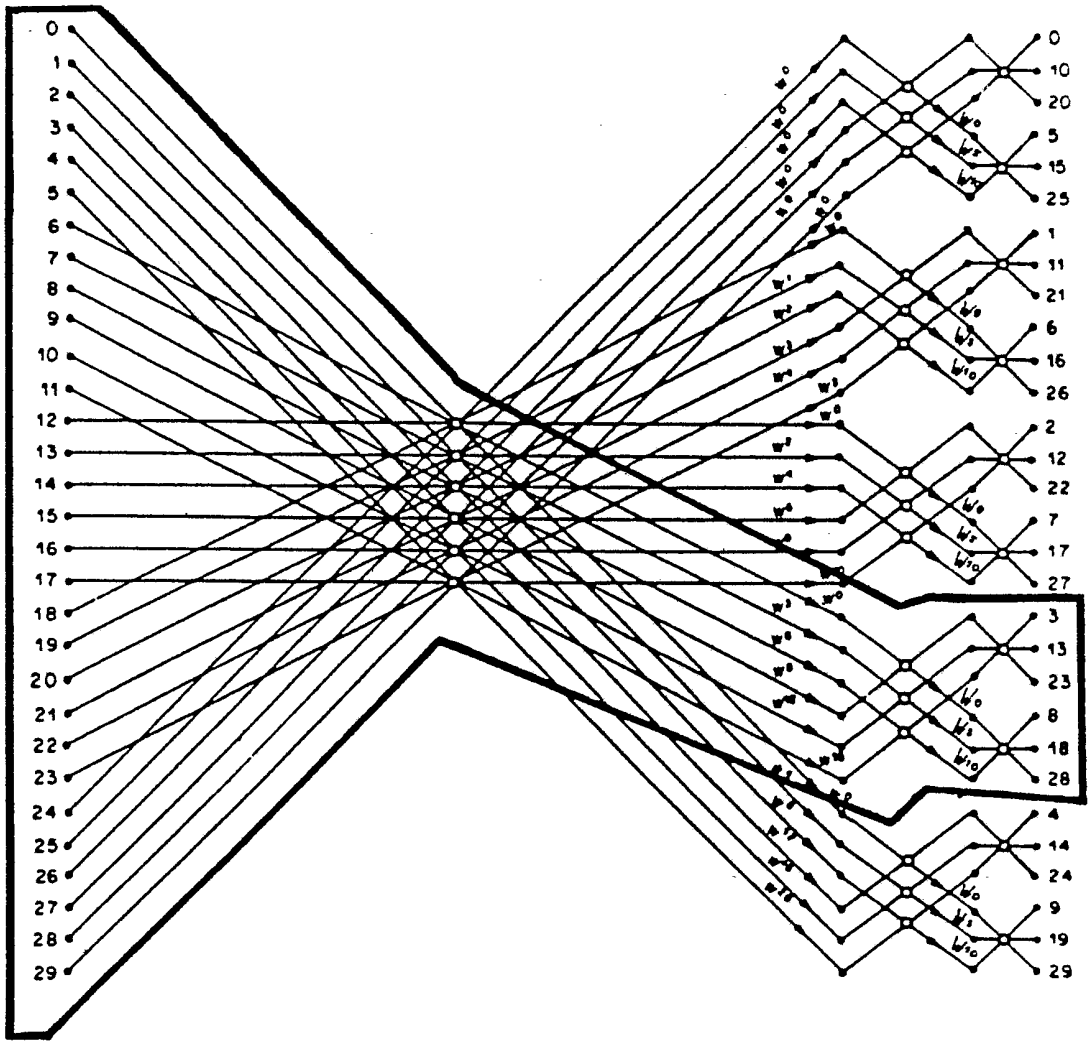
FIG.1.

FIG.2A.


0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31
0 16 8 24 4 20 12 28 2 18 10 26 6 22 14 30 1 17 9 25 5 21 13 29 3 19 11 27 7 23 15 31

2604316

FIG.2B.



2604316

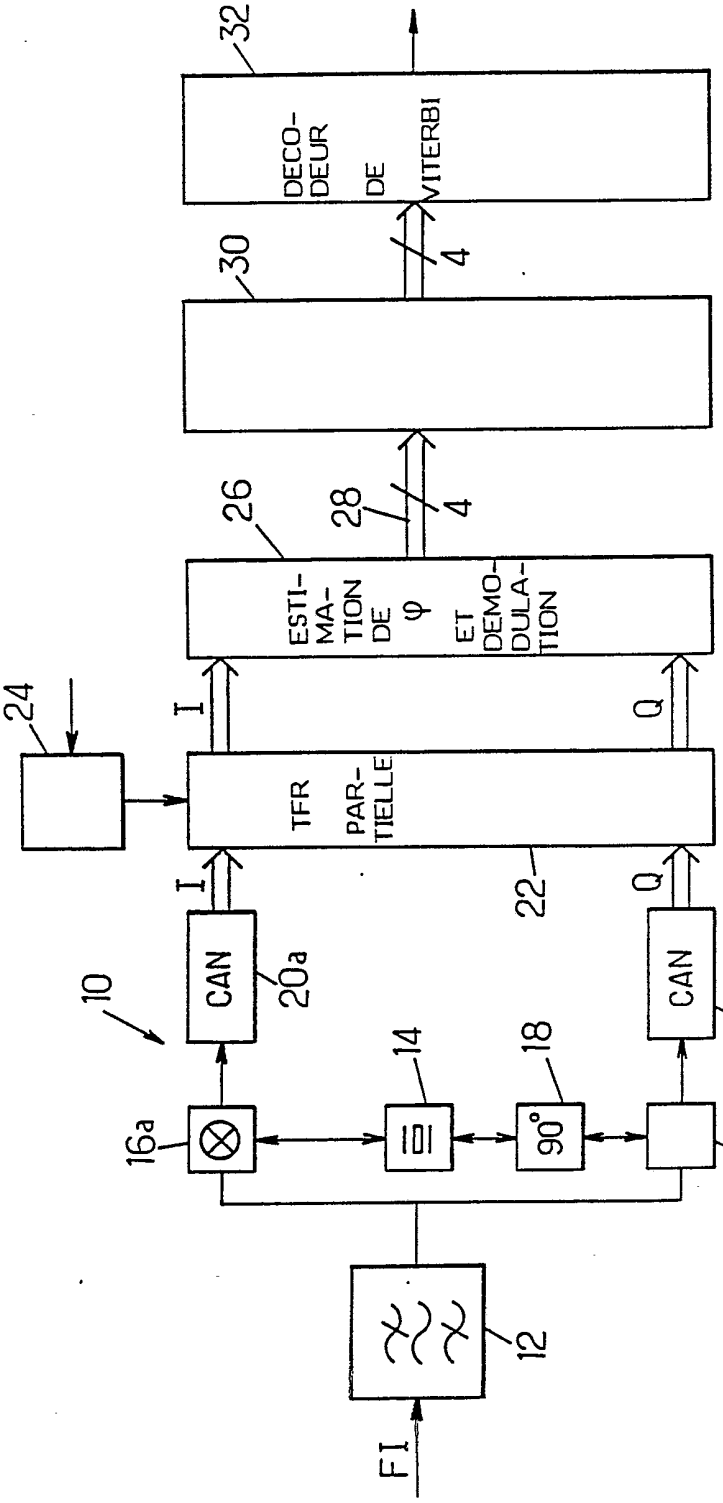


FIG. 3.