

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

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

2 620 583

②1 N° d'enregistrement national :

88 11815

⑤1 Int Cl⁴ : H 04 M 11/06; H 04 B 1/66; H 04 L 5/00.

⑫

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 9 septembre 1988.

③0 Priorité : GB, 10 septembre 1987, n° 8721260.

④3 Date de la mise à disposition du public de la demande : BOPI « Brevets » n° 11 du 17 mars 1989.

⑥0 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

⑦1 Demandeur(s) : Société dite : NCR CORPORATION. — US.

⑦2 Inventeur(s) : Adriaan Kamerman; Johannes Petrus Norbertus Haagh.

⑦3 Titulaire(s) :

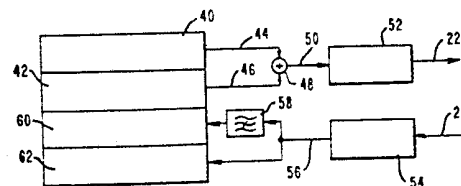
⑦4 Mandataire(s) : Rinuy et Santarelli.

⑤4 Système de transmission par modems comportant des canaux principal et secondaire.

⑤7 L'invention concerne les techniques de transmission de données numériques.

Un système de transmission de données comprend un émetteur de modem qui émet des données sur un canal principal avec une cadence de bits relativement élevée et qui émet des données sur un canal secondaire avec une cadence relativement basse. Dans le récepteur, un seul convertisseur analogique-numérique 54 fournit des signaux numériques, par l'intermédiaire d'un filtre réjecteur 58 au récepteur de canal principal 60 et au récepteur de canal secondaire 62. Un seul filtre passe-bas numérique est utilisé à trois cadences d'échantillons différentes pour éliminer le signal du canal principal, avec une conversion de fréquence entre les traitements aux première et seconde cadences d'échantillons.

Application aux réseaux de transmission de données.



R 2 620 583 - A1

La présente invention concerne des systèmes de transmission de données par modems.

On connaît des systèmes de transmission de données par modems qui utilisent un canal principal à cadence
5 de données relativement élevée et un canal secondaire à cadence de données relativement basse, les deux canaux se partageant un support de transmission commun. A titre d'exemple, le brevet des E.U.A. n° 4 273 955 décrit un système de transmission de données qui utilise un canal
10 de transmission principal à 2400 bits par seconde et un canal auxiliaire à 110 bits par seconde pour une information de télémessure. Dans le récepteur, on utilise des filtres passe-haut et passe-bas pour séparer les signaux dans les canaux de transmission respectifs.

15 La mise en oeuvre de la transmission par canal secondaire dans des systèmes de transmission de données par modems avec des cadences de transmission de données du canal principal qui sont notablement supérieures à la cadence précitée de 2400 bits par seconde, comme une cadence
20 de 14400 bits par seconde, est plus complexe qu'avec une transmission avec une plus faible cadence de données du canal principal, telle que 2400 bits par seconde, à cause de limitations de largeur de bande du support de transmission, qui est normalement une ligne téléphonique, et à
25 cause d'une sensibilité accrue à des perturbations à la cadence de données plus élevée.

Un but de l'invention est de procurer un système de transmission de données par modems ayant des canaux principal et secondaire, qui convienne pour une cadence
30 de transmission de données élevée sur le canal principal, et qui utilise un volume minimal de circuits employant un traitement de signal numérique.

La présente invention procure donc un système de transmission de données par modems comprenant des moyens
35 émetteurs de modem conçus de façon à émettre des données

sur un support de transmission capable d'acheminer un canal de données principal, dans lequel des données sont émises à une cadence de bits relativement élevée, et un canal de données secondaire, dans lequel des données sont émises à une cadence de bits relativement basse, et des moyens récepteurs de modem connectés au support de transmission, dans lequel ces moyens récepteurs de modem comprennent un récepteur de canal principal et un récepteur de canal secondaire, dans lequel le support de transmission est connecté à un convertisseur analogique-numérique ayant une sortie connectée à des premiers moyens de filtrage conçus pour atténuer des signaux dans le canal secondaire, et ayant une sortie connectée au récepteur du canal principal, dans lequel la sortie précitée du convertisseur analogique-numérique est en outre connectée à des seconds moyens de filtrage qui sont incorporés dans le récepteur du canal secondaire, et dans lequel les seconds moyens de filtrage comprennent un filtre passe-bas numérique qui est conçu de façon à traiter des échantillons de signal à des cadences d'échantillonnage successivement décroissantes.

On notera que dans un système de transmission de données par modems conforme à l'invention, l'utilisation d'un seul convertisseur analogique-numérique à la fois pour le canal principal et pour le canal secondaire, et l'utilisation dans le récepteur secondaire d'un seul filtre passe-bas, qui est employé plusieurs fois à des cadences d'échantillonnage différentes, permettent d'obtenir une atténuation élevée de signaux du canal principal tout en n'employant qu'un volume minimal de circuits lorsqu'on utilise un traitement de signal numérique.

L'invention sera mieux comprise à la lecture de la description qui va suivre d'un mode de réalisation, donné à titre d'exemple, et en se référant aux dessins annexés sur lesquels :

la figure 1 est un schéma synoptique montrant un système de transmission de données par modems qui comprend des canaux principal et secondaire;

la figure 2 est un graphique montrant des tracés de densité spectrale de puissance pour les canaux principal et secondaire;

la figure 3 est un schéma synoptique montrant la configuration des émetteurs et des récepteurs des canaux principal et secondaire dans chacun des modems;

la figure 4 est un schéma synoptique d'un émetteur de canal secondaire;

la figure 5 est un schéma qui illustre un filtre numérique à réponse impulsionnelle infinie qui est incorporé dans l'émetteur de canal secondaire;

les figures 6A et 6B sont des représentations graphiques qui montrent le spectre de signal à différents emplacements dans l'émetteur de canal secondaire;

la figure 7 est un schéma synoptique qui illustre la théorie de l'opération de filtrage dans le récepteur de canal secondaire;

les figures 8A, 8B et 8C sont des représentations graphiques montrant le spectre de signal à trois emplacements dans le récepteur de canal secondaire;

la figure 9 est un schéma qui illustre l'utilisation d'un seul filtre numérique à réponse impulsionnelle infinie dans l'opération de filtrage qui est effectuée dans le récepteur de canal secondaire;

la figure 10 est un schéma de la structure du filtre numérique à réponse impulsionnelle infinie qui est représenté sur la figure 9;

les figures 11A et 11B sont des représentations graphiques qui illustrent la distorsion d'amplitude et la distorsion de retard dans le canal secondaire; et

la figure 12 est un schéma montrant le détecteur qui est utilisé dans le récepteur de canal secondaire.

En considérant la figure 1, on voit un réseau de modems multipoint 10 dans lequel un modem de commande 12 est en communication avec trois modems esclaves 14, 16, 18. En pratique, on peut utiliser un plus grand nombre ou
5 un plus petit nombre de modems esclaves. Le modem de commande 12 est connecté à une ligne téléphonique à quatre fils 20 qui comprend une ligne d'émission à deux fils 22 et une ligne de réception à deux fils 24. La ligne téléphonique à quatre fils 20 est connectée à des lignes de
10 dérivation 20A, 20B, 20C qui sont connectées aux modems esclaves respectifs 14, 16, 18. La ligne d'émission à deux fils 22 est donc connectée par l'intermédiaire du point de dérivation 26 aux lignes d'émission à deux fils 22A, 22B, 22C, qui sont connectées aux modems esclaves
15 respectifs 14, 16, 18, tandis que la ligne de réception à deux fils 24 est connectée par le point de dérivation 28 aux lignes de réception à deux fils 24A, 24B, 24C qui sont connectées de façon à recevoir des signaux à partir des modems esclaves respectifs 14, 16, 18.

20 La communication dans le réseau multipoint 10 s'effectue par l'intermédiaire d'un canal principal à une cadence de bits relativement élevée, telle que 14400 bits par seconde, et par l'intermédiaire d'un canal secondaire à une cadence de bits relativement basse, telle que 75
25 bits par seconde. Le canal principal utilise la modulation MAQ (Modulation d'Amplitude en Quadrature), bien qu'il soit possible d'utiliser d'autres types de modulation pour la modulation du canal principal. Le canal secondaire peut acheminer une information d'état, de diagnostic et de gestion de réseau. Par conséquent, les lignes à quatre fils 20, 20A, 20B, 20C émettent et reçoivent de l'information à la fois dans le canal principal et dans le canal secondaire. La configuration peut cependant être modifiée dans certaines applications. Ainsi,
30 dans une autre configuration possible, les modems esclaves

14, 16, 18 peuvent tous recevoir de l'information à partir du modem de commande par les canaux principal et secondaire, mais le modem esclave 14 peut émettre seulement sur le canal secondaire, le modem esclave 16 peut n'avoir aucune
5 possibilité d'émission et le modem esclave 18 peut émettre à la fois sur les canaux principal et secondaire.

En considérant la figure 2, on voit des représentations graphiques de densité spectrale de puissance en fonction de la fréquence en Hz. La forme générale de la
10 densité spectrale de puissance pour le canal principal est celle représentée par la ligne continue 30, et la forme générale de la densité spectrale de puissance pour le canal secondaire est celle représentée par la ligne en pointillés 32. L'échelle verticale pour les deux tracés
15 est indiquée en dB, par rapport à 0 dBm (0 décibel milliwatt) pour 2400 Hz. Les tracés 30, 32 montrent que le canal principal (bande de 600-3000 Hz) a un spectre relativement large et que le canal secondaire (bande de 300-350 Hz) a un spectre relativement étroit.

20 En considérant maintenant la figure 3, on voit un schéma synoptique des émetteurs et des récepteurs dans le modem de commande 12, la configuration correspondante pour les modems esclaves 14, 16, 18 étant identique à celle représentée sur la figure 3. En considérant tout d'abord la
25 partie d'émetteur, on note que l'émetteur de canal principal 40 et l'émetteur de canal secondaire 42 émettent des signaux sur des lignes de sortie respectives 44, 46, et ces signaux sont additionnés dans un additionneur 48 dont la sortie est connectée par une ligne 50 à l'entrée d'un
30 convertisseur numérique-analogique 52 qui a une sortie connectée à la ligne d'émission 22.

La ligne de réception 24 est connectée à un convertisseur analogique-numérique 54 dont la sortie est connectée par une ligne 56 à un filtre réjecteur numérique
35 58, dont la sortie est connectée au récepteur de canal

principal 60. Le filtre réjecteur 58 est un filtre numérique coupe-bande qui élimine le signal du canal secondaire (bande de 300-350 Hz) et qui transmet le signal du canal principal (bande de 600-3000 Hz) vers le récepteur de canal principal 60. Le filtre réjecteur 58 se comporte donc
5 comme un filtre passe-haut, mais on utilise un filtre réjecteur du fait que sa réalisation est plus simple que celle d'un filtre passe-haut. La construction de tels filtres réjecteurs est bien connue et on ne la décrira
10 pas ici.

La ligne de sortie 56 du convertisseur analogique-numérique 54 est également connectée au récepteur de canal secondaire 62 dans lequel un filtrage est effectué pour obtenir une atténuation élevée du signal du canal
15 principal, d'une manière qu'on décrira ci-après en détail.

En considérant la figure 4, on voit un schéma synoptique de l'émetteur de canal secondaire 42. Un signal représentant un symbole actif ou un espace (par
20 exemple un signal de niveau haut ou bas) est appliqué sur une ligne d'entrée 70 à un générateur de signal complexe 72. Le générateur de signal complexe 72 est un modulateur par saut de fréquence (ou FSK) binaire à phase continue, c'est-à-dire qu'il effectue une modulation par saut de
25 fréquence avec des rotations de phase correspondant à deux fréquences, et avec des changements de phase continus entre des intervalles de symboles successifs. L'utilisation de la modulation FSK à phase continue conduit à l'utilisation d'une moindre largeur de bande, ce qui a
30 pour effet de restreindre l'influence du bruit et de la distorsion. Le générateur de signal complexe 72 produit des échantillons à valeurs complexes à 9600 Hz sur une ligne de sortie 74. Il faut noter que dans tous les dessins, on représente une interconnexion à deux lignes pour
35 des quantités à valeurs complexes et une interconnexion à

une seule ligne pour des quantités à valeurs réelles. Par rapport à l'échantillon précédent, chaque échantillon de signal à valeur complexe présente une rotation de phase de $-2\pi \cdot 20/9600$ ou $+2\pi \cdot 30/9600$ radians, correspondant
 5 respectivement à une fréquence négative de -20 Hz ou une fréquence positive de +30 Hz, selon que le signal sur la ligne d'entrée 70 représente un symbole actif ou un symbole d'espace. Un symbole actif correspond à 128 rotations de phase de $-2\pi \cdot 20/9600$ pendant l'intervalle de
 10 symbole, et un symbole d'espace correspond à 128 rotations de phase de $+2\pi \cdot 30/9600$ pendant l'intervalle de symbole. Après chaque intervalle de symbole (1/75 s, 128 échantillons), le même symbole et des rotations de phase correspondantes peuvent apparaître, ou bien l'autre
 15 symbole et des rotations de phase correspondantes peuvent apparaître.

Le signal de sortie complexe du générateur de signal complexe est appliqué par la ligne 74 à un filtre passe-bas numérique à réponse impulsionnelle infinie 76,
 20 qui élimine des composantes de signal provenant des lobes latéraux du spectre, qui pourraient perturber le signal du canal principal. En considérant brièvement la figure 5, on note que le filtre à réponse impulsionnelle infinie 76 comprend des additionneurs 90, 92, des multiplicateurs
 25 94, 96, 98 et une unité de retard 100, connectés de la manière représentée sur la figure 5 par des lignes de signal à valeurs complexes. Dans un mode de réalisation préféré, les coefficients ont les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned}
 C_{11} &= 0,02395 \\
 C_{12} &= 0,95209 \\
 C_{13} &= 0,5
 \end{aligned}$$

On détermine ces coefficients en sélectionnant initialement un filtre passe-bas analogique avec un effet minimal sur les composantes dans la bande du canal secondaire

(-37,5 Hz à +37,5 Hz), et avec une atténuation élevée des composantes hors bande au-dessus de 150 Hz. On convertit ensuite le filtre passe-bas analogique en un filtre passe-bas numérique, d'une manière bien connue.

5 En retournant à la description de la figure 4, on note que le signal de sortie à valeurs complexes du filtre à réponse impulsionnelle infinie 76 est appliqué par la ligne 78 à un convertisseur de fréquence 80 se présentant sous la forme d'un multiplicateur complexe, qui re-
10 çoit sur une ligne 82 un signal $\exp(+j2\pi(320n/9600))$ qui représente un signal porteur à valeurs complexes de 320 Hz, pour des échantillons successifs à une cadence de 9600 Hz. Le multiplicateur convertisseur de fréquence 80 produit des échantillons de signal à valeurs réelles sur une ligne
15 de sortie 84. On notera que le convertisseur de fréquence 80 effectue un décalage spectral de 320 Hz dans le spectre du signal. En considérant brièvement la figure 6A, on voit le spectre du signal à l'entrée du filtre à réponse impul-
20 sionnelle infinie 76. Ce spectre de signal est centré sur 0 Hz. La figure 6B montre le spectre de signal sur la ligne de sortie 84 du convertisseur de fréquence 80, après décalage spectral et élimination des lobes latéraux, et ce spectre est une représentation plus précise de la ligne
25 en pointillés 32 de la figure 2, montrant la forme générale du spectre du signal du canal secondaire. La ligne de sortie 84 est connectée à la ligne 46 de la figure 3, grâce à quoi les échantillons de signal à valeurs réelles du canal secondaire sont additionnés par l'additionneur
30 48 aux échantillons à valeurs réelles présents sur la ligne de sortie 44 de l'émetteur de canal principal 40, pour l'application au convertisseur numérique-analogique
52. On notera que l'émetteur de canal principal 40 travaille également à une cadence d'échantillons de 9600 Hz.

35 On va maintenant décrire l'opération de filtrage dans le récepteur de canal secondaire, en considérant

plus particulièrement les figures 7 et 9. La figure 7 illustre la base théorique de l'opération de filtrage, tandis que la figure 9 montre la forme de réalisation pratique pour une telle opération de filtrage. En considérant
5 tout d'abord la figure 7, on note que le signal présent sur la ligne 56, provenant du convertisseur analogique-numérique 54, est appliqué à un filtre numérique à réponse impulsionnelle infinie 110A, de type passe-bas, dans lequel le signal est traité à la cadence d'échantillons
10 de 9600 Hz, et les fréquences supérieures à 800 Hz sont éliminées. A la sortie du filtre 110A, un échantillon sur quatre est sélectionné pour donner un signal à valeurs réelles ayant une cadence d'échantillonnage de 2400 Hz, sur une ligne de sortie 112 du filtre 110A. Ce signal à
15 cadence d'échantillons réduite sur la ligne 112 est appliqué à un convertisseur de fréquence 114, sous la forme d'un multiplicateur, auquel un signal d'entrée $\exp(-j.2\pi(320.n.4)/9600)$ est appliqué sur une ligne 116. Le signal de sortie à valeurs complexes résultant est appliqué
20 par une ligne 118 à un filtre numérique passe-bas à réponse impulsionnelle infinie 110B, qui est identique au filtre 110A, mais qui est traité à une cadence de 2400 Hz. Le filtre 110B élimine les fréquences supérieures à 200 Hz, qui correspondent à des composantes de canal
25 principal au-dessus de 520 Hz avant la conversion de fréquence dans le convertisseur de fréquence 114.

A la sortie du filtre 110B, un échantillon sur deux (échantillon pair) est sélectionné pour donner une cadence d'échantillons de 1200 Hz sur une ligne 120. Le
30 signal présent sur la ligne 120 est appliqué à un filtre numérique passe-bas à réponse impulsionnelle infinie 110C, qui est identique aux filtres 110A et 110B, mais qui est traité à une cadence de 1200 Hz. Le filtre 110C élimine des fréquences supérieures à 100 Hz, correspondant à des composantes de canal principal supérieures à
35

420 Hz avant la conversion de fréquence dans le convertisseur de fréquence 114. A la sortie du filtre 110C, un échantillon sur deux (échantillon pair) est sélectionné pour donner un signal à la cadence d'échantillons de 600 Hz qui est appliqué par une ligne 122 à un détecteur 124 qu'on décrira ci-après de façon plus détaillée, et qui fournit un signal de sortie représentant le bit de données détecté, sur une ligne de sortie 126. En relation avec la description précédente des filtres 110A, 110B, 110C, on notera que chacun des filtres élimine des fréquences supérieures à 0,08 fois la cadence d'échantillons à laquelle le filtre est traité. Ainsi, toutes les composantes de fréquence supérieures à la moitié de la nouvelle cadence d'échantillons sont éliminées, ce qui évite une dégradation par repliement du spectre de fréquence. En outre, du fait que les filtres 110A, 110B, 110C sont traités à des cadences d'échantillons de 9600 Hz, 2400 Hz et 1200 Hz, le comportement passe-bas des filtres présente des bandes de transition respectivement à 500-800 Hz, 125-200 Hz et 62-100 Hz. Pour de tels filtres, le comportement vis-à-vis de la cadence d'échantillons est le même. Un tel filtrage permet donc d'utiliser un filtre relativement simple avec une fréquence de coupure basse et une faible bande de transition.

On pourra comprendre plus aisément l'opération de filtrage du récepteur de canal secondaire décrite ci-dessus, en se référant aux figures 8A, 8B et 8C. La figure 8A est une représentation graphique montrant le niveau de signal en fonction de la fréquence, ou le spectre, à l'entrée du filtre 110A. Les lignes continues 130, 132 représentent le spectre du signal du canal principal. Les lignes en tirets 134, 136 représentent le spectre du signal du canal secondaire et la ligne en pointillés 138 représente la caractéristique du filtre.

La figure 8B est une représentation graphique

montrant le niveau de signal en fonction de la fréquence, ou le spectre, à l'entrée du filtre 110B. Les lignes continues 140, 142 représentent le spectre du signal du canal principal, les lignes en tirets 144, 146 représentent le spectre du signal du canal secondaire et la ligne en pointillés 148 représente la caractéristique du filtre.

La figure 8C est une représentation graphique montrant le niveau de signal en fonction de la fréquence, ou le spectre, à l'entrée du filtre 110C. La ligne en tirets 150 représente le spectre du signal du canal secondaire et la ligne en pointillés 152 représente la caractéristique du filtre. Le traitement effectué dans les filtres 110A, 110B et 110C pendant un intervalle de symbole de 1/75 s est illustré par le Tableau A ci-après :

15

Tableau A

Filtre	Traitement effectué	Echantillons de sortie utilisés
110A	128 fois à 9600 Hz	32
110B	32 fois à 2400 Hz	16
110C	16 fois à 1200 Hz	8

Les filtres 110A, 110B et 110C ont la même structure et les mêmes coefficients. Ceci permet d'utiliser un seul filtre 110 dans la réalisation de l'opération de filtrage décrite en relation avec la figure 7. Une telle forme de réalisation est représentée sur la figure 9 qui illustre la manière selon laquelle on utilise un seul filtre numérique à réponse impulsionnelle infinie, 70, dans le mode de réalisation préféré de l'invention, pour effectuer le traitement qu'on a décrit de façon théorique en se référant à la figure 7.

En considérant maintenant la figure 9, on note que le filtre à réponse impulsionnelle infinie 110 qui

remplit les fonctions des filtres 110A, 110B et 110C (figure 7), est connecté entre une ligne d'entrée 160 reliée à un commutateur d'entrée à trois positions 162, et une ligne de sortie 164 reliée à un commutateur de sortie à trois positions 166. Il existe également un troisième commutateur à trois positions 168 dont les trois bornes sont connectées à des dispositifs de mémorisation respectifs 170, 172, 174. On utilise les dispositifs de mémorisation 170, 172, 174 pour mémoriser des échantillons internes provenant d'éléments de retard dans le filtre 110, correspondant aux intervalles de temps pendant lesquels le filtre 110 est utilisé pour effectuer un traitement aux cadences de traitement différentes, comme décrit ci-après. Il faut noter que les commutateurs 162, 166, 168 sont actionnés en synchronisme de façon que leurs bornes correspondantes ayant des positions marquées 1, 2, 3 soient actives simultanément.

Il faut noter que les filtres 110A, 110B, 110C représentés sur la figure 7 correspondent au filtre 110 de la figure 9, avec les commutateurs 162, 166, 168 dans les positions respectives 1, 2, 3. Pendant chaque intervalle d'échantillon de 1/9600 seconde, les commutateurs 160, 164, 168 sont dans la position 1, les valeurs mémorisées des éléments de retard sont lues dans le dispositif de mémorisation 170 et sont appliquées aux éléments de retard dans le filtre 110, le filtre est traité et le nouveau contenu des éléments de retard est mémorisé dans le dispositif de mémorisation 170. Pour un intervalle d'échantillon sur quatre, le signal de sortie du filtre 110, sur la position de commutateur 1, est utilisé en tant que signal d'entrée du convertisseur de fréquence 114, et avec les commutateurs dans la position 2, le signal d'entrée pour le filtre 110 est obtenu à partir de la position 2 du commutateur d'entrée 162, le contenu du dispositif de mémorisation 172 est chargé dans les élé-

ments de retard dans le filtre 110, le filtre est traité et le contenu des éléments de retard est lu et mémorisé dans le dispositif de mémorisation 172.

Pour les échantillons de sortie impairs du filtre 110 avec les commutateurs dans la position 2, il y a un retour au traitement dans la position de commutateur 1, mais pour chaque échantillon de sortie pair du filtre 110, l'échantillon de sortie du filtre avec les commutateurs dans la position 2 est utilisé (une fois tous les 8 intervalles de 1/9600 seconde) en tant que signal d'entrée du filtre 110 avec les commutateurs dans la position 3. Ainsi, avec les commutateurs dans la position 3, le contenu du dispositif de mémorisation 174 est chargé dans les éléments de retard dans le filtre 110, le filtre est traité et le contenu des éléments de retard est mémorisé dans le dispositif de mémorisation 174.

Pour les échantillons de sortie impairs du filtre 110 avec les commutateurs dans la position 3, il y a un retour au traitement du filtre 110 avec les commutateurs dans la position 1, mais pour chaque échantillon de sortie pair du filtre dans la position 3, l'échantillon de sortie du filtre est utilisé (une fois tous les 16 intervalles de 1/9600 seconde) en tant que signal d'entrée pour le détecteur 124.

La figure 10 montre une forme de réalisation pour le filtre passe-bas à réponse impulsionnelle infinie 110 qui est représenté sur la figure 9. Le filtre 110 est connecté entre la ligne d'entrée 160 et la ligne de sortie 164 et il comprend des additionneurs 180, 182, 184, 186, 188, 190, 192, 194, 196, 198, 200, 202, 204, 206, 208 et 210, des multiplicateurs 212, 214, 216, 218 et 220 utilisant respectivement des coefficients C_{21} , C_{22} , C_{23} , C_{24} et C_{25} , et des éléments de retard 222, 224, 226, 228 et 230. Les divers composants du filtre 110 sont interconnectés de la manière représentée sur la figure 10. Le

filtre passe-bas à réponse impulsionnelle infinie 110 est un filtre de type elliptique et le filtre 110 est de préférence conçu conformément aux principes et aux structures de filtres qui sont envisagés dans un article de R.

- 5 Ansari et B. Liu "A Class of Low Noise Computationally Efficient Recursive Digital Filters", Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, avril 1981, pages 550-553. Les valeurs des coefficients utilisés dans le mode de réalisation préféré de l'inven-
- 10 tion sont les suivantes :

$$C_{21} = -0,79235$$

$$C_{22} = 0,91922$$

$$C_{23} = -0,94024$$

$$C_{24} = 0,74005$$

15 $C_{25} = -0,95751$

- Ces coefficients sont obtenus par des techniques de conception de filtres elliptiques avec les exigences désirées pour le comportement passe-bande et coupe-bande, comme il est exposé dans l'article précité d'Ansari et
- 20 Liu et dans un autre article des mêmes auteurs, intitulé "A Class of Low-Noise Computationally Efficient Recursive Digital Filters with Applications to Sampling Rate Alterations", IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol ASSP-33, n° 1, février 1985, pages
- 25 90-97.

En considérant maintenant les figures 11A et 11B, on voit des représentations graphiques qui illustrent la fonction de transfert (distorsion d'amplitude sur la figure 11A et distorsion de retard sur la figure

30 11B) de la voie de transmission globale du canal secondaire, comprenant la distorsion de la ligne téléphonique. Sur la figure 11A (distorsion d'amplitude), la ligne continue 240 représente l'absence de distorsion et la li-

gne en tirets 242 représente la distorsion dans le cas le plus défavorable. Sur la figure 11B (distorsion de retard), la ligne continue 250 représente l'absence de distorsion et la ligne en tirets 252 représente la distorsion dans le cas le plus défavorable. Pour différentes lignes téléphoniques, la distorsion d'amplitude et de retard à 300 Hz par rapport à cette distorsion à 350 Hz varie de la manière suivante :

distorsion d'amplitude : 0 à 1,5 dB

10 distorsion de retard : 0 à 1,3 ms

La caractéristique d'amplitude et de retard globale du filtrage dans l'émetteur et le récepteur de canal secondaire est centrée sur 320 Hz. Ceci donne les valeurs suivantes pour les différences de caractéristiques d'amplitude et de retard à 300 Hz, par rapport à celles à 350 Hz :

caractéristique d'amplitude : -0,5 dB

caractéristique de retard : -0,3 ms

Par conséquent, le total, composé par des contributions provenant du filtrage de l'émetteur, de la distorsion de la ligne téléphonique et du filtrage du récepteur, pour différentes lignes téléphoniques, à 300 Hz par rapport à 350 Hz, variera de la façon suivante :

distorsion d'amplitude : -0,5 à 1,0 dB

25 distorsion de retard : -0,3 à 1,0 ms

On peut donc apprécier que le filtrage qui est effectué dans le mode de réalisation préféré réalise une pré-compensation pour des différences de distorsion entre 300 Hz et 350 Hz; et permet donc une détection plus fiable pour des lignes téléphoniques qui introduisent un niveau de distorsion élevé.

En considérant maintenant la figure 12, on voit un schéma synoptique du détecteur 124 représenté sur les figures 7 et 9. Le détecteur 124 comporte une ligne d'entrée 122 qui est connectée à un corrélateur de -20

Hz, 260, et un corrélateur de +30 Hz, 262. Le corrélateur de -20 Hz 260 comprend un multiplicateur 264 qui reçoit le signal d'entrée provenant de la ligne 122, à une cadence d'échantillons de 600 Hz, et qui reçoit sur une ligne 266 le facteur de multiplication :

$$\exp(-j.2 \pi (-20.\ell.16)/9600),$$

dans lequel $\ell = 0, 1, \dots 7$.

La sortie du multiplicateur 264 est connectée à un additionneur 268 qui effectue des additions successives pour 8 échantillons successifs, conformément à la formule :

$$\sum_{\ell=0}^7 s_{k+\ell} \cdot \exp(-j2 \pi (-20/600)\ell)$$

une fois tous les 1/75 seconde, avec 8 échantillons d'entrée $s_n = s_k, s_{k+1}, \dots s_{k+7}$.

Le corrélateur de +30 Hz 260 comprend un multiplicateur 270 qui reçoit le signal d'entrée provenant des lignes 122, à 600 Hz, et qui reçoit sur une ligne 272 le facteur de multiplication :

$$\exp(-j.2 \pi (30.\ell.16)/9600),$$

avec $\ell = 0, 1, \dots 7$.

La sortie du multiplicateur 270 est connectée à un additionneur 274 qui effectue des additions successives pour 8 échantillons successifs conformément à la formule :

$$\sum_{\ell=0}^7 s_{k+\ell} \cdot \exp(-j2 \pi (+30/600)\ell)$$

une fois tous les 1/75 seconde, avec 8 échantillons d'entrée $s_n = s_k, s_{k+1}, \dots s_{k+7}$.

Les sorties à valeurs complexes 276 et 278 des additionneurs respectifs 268, 274 acheminent des signaux

à une cadence de 75 Hz et elles sont connectées à un comparateur de norme 280. Le comparateur de norme 280 calcule et compare les carrés des longueurs des vecteurs correspondant aux signaux de sortie du corrélateur. Le comparateur de norme 280 détermine ensuite si pendant le dernier 1/75 seconde, -20 Hz était plus probable que +30 Hz pour le signal d'entrée appliqué au détecteur 124.

Ainsi, avec :

$$\text{signal de sortie du corrélateur 260} = x_1 + j y_1$$

$$\text{signal de sortie du corrélateur 262} = x_2 + j y_2$$

on calcule les carrés des longueurs des vecteurs :

$$v_1^2 = x_1^2 + y_1^2$$

$$v_2^2 = x_2^2 + y_2^2$$

Si $v_1^2 > v_2^2$, on détecte -20 Hz, correspondant à un symbole actif. Si $v_1^2 < v_2^2$, on détecte +30 Hz, correspondant à un symbole d'espace.

La description ci-dessus concerne le fonctionnement normal du détecteur 124 pendant la transmission du signal. Cependant, pour procurer une détection initiale efficace lorsqu'une configuration initiale consistant en 14 symboles actifs suivis par 2 symboles d'espace est transmise, les deux corrélateurs sont initialement réglés sur -20 Hz, mais avec une différence de temps correspondant à un décalage d'un demi-symbole (1/150 s). Dans ces conditions, dans le corrélateur 260 l'additionneur 268 effectue l'addition :

$$\sum_{\ell=0}^7 s_{k+1} \cdot \exp(-j2\pi(-20/600)\ell)$$

et dans le corrélateur 262, l'additionneur 274 effectue l'addition :

$$\sum_{\ell=0}^7 s_{k+4+\ell} \cdot \exp(-j2\pi(-20/600)\ell)$$

Lorsque la corrélation avec -20 Hz échoue, ce qui correspond à la présence d'un symbole d'espace, les conditions du corrélateur 262 sont changées pour effectuer la corrélation avec +30 Hz, par le changement du signal d'entrée sur la ligne 272. On obtient donc un premier échantillon optimal pour faire démarrer le fonctionnement normal du détecteur 124, sur la base de l'échec précité de la corrélation avec -20 Hz. Par conséquent, les deux mesures de corrélation pendant le fonctionnement normal ultérieur du détecteur 124 sont effectuées avec des conditions temporelles appropriées.

En résumé, on voit que le mode de réalisation préféré de l'invention comprend un récepteur de canal secondaire qui est réalisé par un traitement de signal numérique à valeurs complexes et qui offre l'avantage d'utiliser un minimum de circuits tout en obtenant des performances élevées. Ainsi, un seul convertisseur analogique-numérique est nécessaire dans le modem de réception, du fait que les échantillons de signal qui sont utilisés pour le récepteur de canal secondaire sont les mêmes que ceux utilisés pour le récepteur de canal principal. En outre, on réalise un filtrage précis et une atténuation élevée des fréquences du signal du canal principal sans repliement du spectre de fréquence, par l'utilisation d'un seul filtre qui est traité plusieurs fois avec des cadences d'échantillons différentes. De plus, les conditions de transmission de signal et les conditions temporelles dans le canal secondaire sont indépendantes du canal principal, et le canal secondaire fonctionne sans être perturbé par le canal principal et sans entraîner une dégradation dans le canal principal pendant la transmission dans le canal secondaire.

Il va de soi que de nombreuses modifications peuvent être apportées au dispositif décrit et représenté, sans sortir du cadre de l'invention.

REVENDICATIONS

1. Système de transmission de données par modems comprenant des moyens émetteurs de modem (40, 42) conçus de façon à émettre des données sur un support de transmission qui est capable d'acheminer un canal de données principal dans lequel des données sont transmises à une cadence de bits relativement élevée et un canal de données secondaire dans lequel des données sont transmises à une cadence de bits relativement basse, et des moyens récepteurs de modem (60, 62) connectés au support de transmission, et dans lequel les moyens récepteurs de modem comprennent un récepteur de canal principal (60) et un récepteur de canal secondaire (62), caractérisé en ce que le support de transmission est connecté à un convertisseur analogique-numérique (54) ayant une sortie connectée à des premiers moyens de filtrage (58) conçus pour atténuer des signaux dans le canal secondaire, et ayant une sortie connectée au récepteur de canal principal (60), en ce que la sortie du convertisseur analogique-numérique est en outre connectée à des seconds moyens de filtrage (110, 162, 166, 168) incorporés dans le récepteur de canal secondaire (62), et en ce que les seconds moyens de filtrage (110, 162, 166, 168) comprennent un filtre passe-bas numérique (110) qui est conçu pour traiter des échantillons de signal à des cadences d'échantillons successivement décroissantes.

2. Système de transmission de données par modems selon la revendication 1, caractérisé en ce que, après avoir été traité à une première des cadences d'échantillons, le signal de sortie du filtre passe-bas numérique (110) est soumis à une conversion de fréquence dans un convertisseur de fréquence (114) pour effectuer un décalage de fréquence négatif, avant d'effectuer un traitement à une seconde des cadences d'échantillons.

3. Système de transmission de données par modems

selon la revendication 2, caractérisé en ce que les seconds moyens de filtrage (110, 162, 166, 168) comprennent un premier commutateur à plusieurs positions (162) qui est connecté à une entrée du filtre passe-bas (110),
5 et un second commutateur à plusieurs positions (166) qui est connecté à une sortie du filtre passe-bas numérique (110), des bornes sélectionnées du second commutateur à plusieurs positions (166) étant connectées à des bornes sélectionnées du premier commutateur à plusieurs positions (162), en ce que le filtre passe-bas numérique comprend un ensemble d'éléments de retard (222-230), et en ce que les seconds moyens de filtrage comprennent un troisième commutateur à plusieurs positions (168) qui est connecté à un ensemble de dispositifs de mémorisation (170, 172, 174) qui sont conçus de façon à mémoriser le contenu des éléments de retard (222-230).
10

4. Système de transmission de données par modems selon la revendication 1, caractérisé en ce que le filtre passe-bas (110) est un filtre passe-bas numérique à réponse impulsionnelle infinie.
20

5. Système de transmission de données par modems selon la revendication 1, caractérisé en ce que les premiers moyens de filtrage comprennent un filtre réjecteur numérique (58).

25 6. Système de transmission de données par modems selon la revendication 1, caractérisé par des moyens détecteurs (124) connectés à une sortie des seconds moyens de filtrage (110, 162, 166, 168), et ces moyens détecteurs (124) comprennent des premier et second corrélateurs qui sont conçus de façon à déterminer la corrélation par rapport à des première et seconde fréquences prédéterminées du signal de sortie du filtre passe-bas numérique.
30

7. Système de transmission de données par modems selon la revendication 6, caractérisé en ce que les
35

moyens détecteurs (124) comprennent un comparateur de norme (280) qui est conçu de façon à comparer les carrés des longueurs de vecteurs correspondant aux signaux de sortie des corrélateurs (260, 262).

- 5 8. Système de transmission de données par modems selon la revendication 1, caractérisé en ce que les moyens émetteurs de modem (40, 42) comprennent un émetteur de canal secondaire (42), et en ce que cet émetteur de canal secondaire (42) comprend un générateur de signal
- 10 gnal complexe (72) qui est conçu de façon à produire des signaux modulés en modulation par saut de fréquence avec une phase continue, des troisièmes moyens de filtrage (76) qui sont conçus de façon à éliminer des lobes latéraux du spectre des signaux modulés en modulation par
- 15 saut de fréquence avec une phase continue, et un convertisseur de fréquence (80) qui est conçu de façon à décaler le spectre des signaux de sortie que fournissent les troisièmes moyens de filtrage (76).

FIG. 1

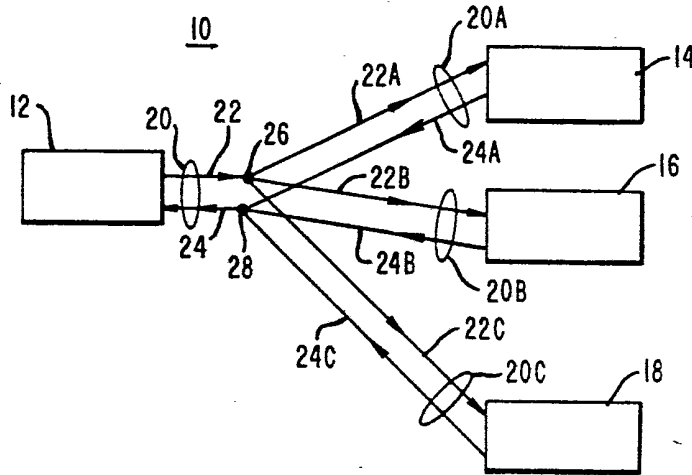


FIG. 2

DENSITE SPECTRALE
DE PUISSANCE EN
dB

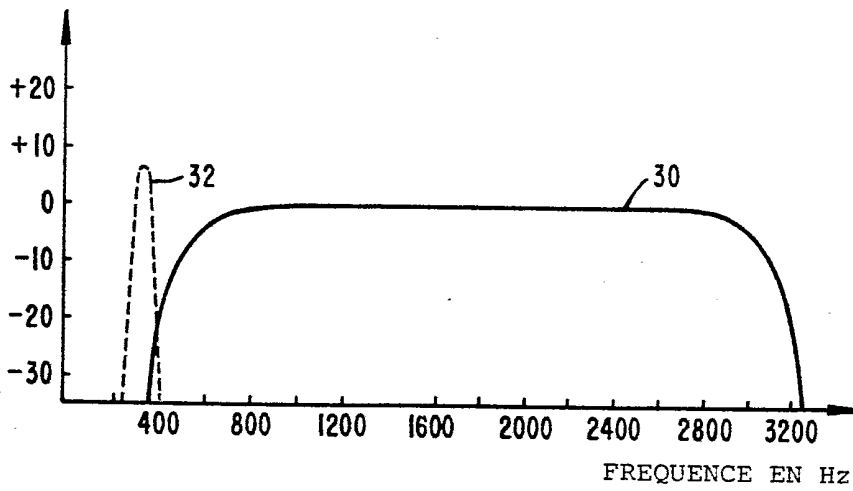


FIG. 3

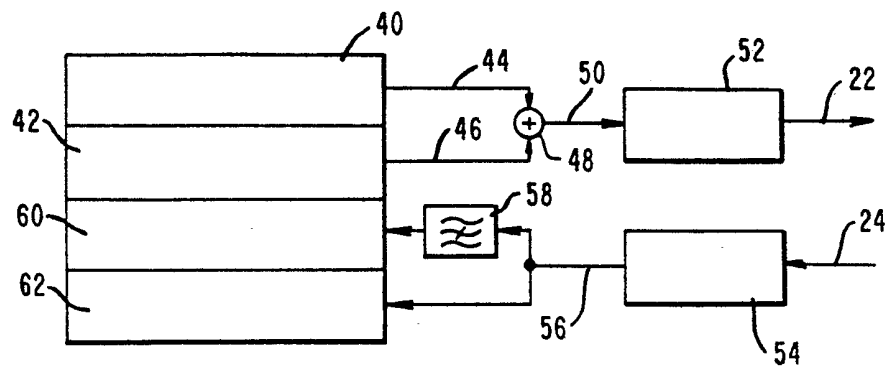


FIG. 4

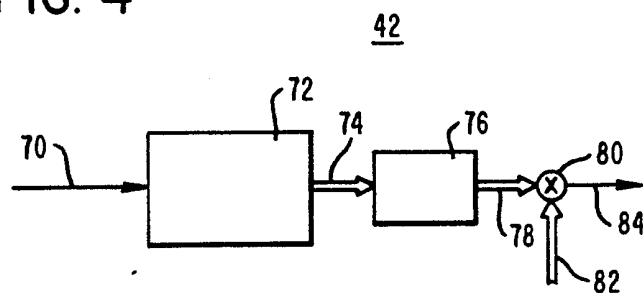


FIG. 5

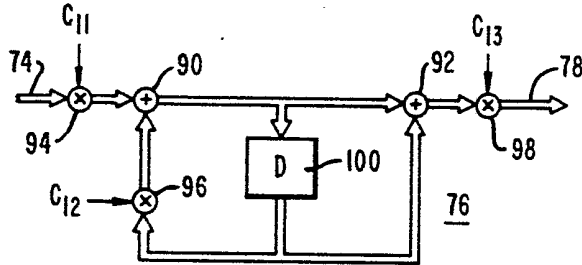


FIG. 10

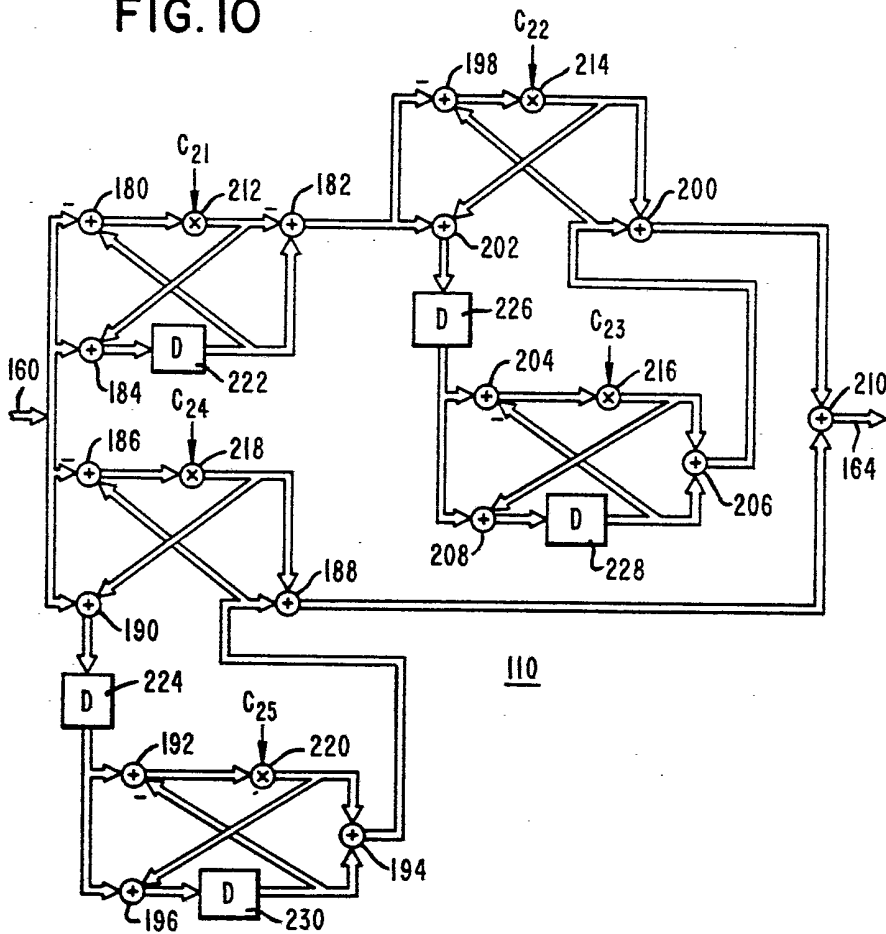


FIG. 6A

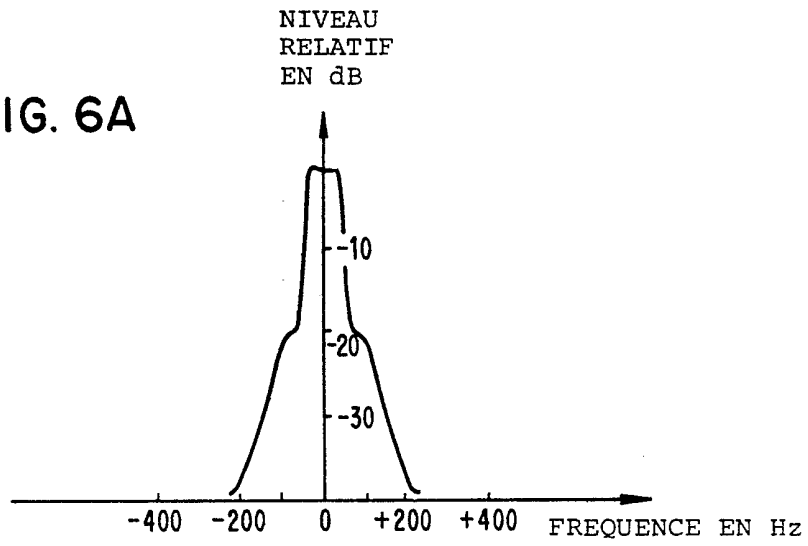


FIG. 6B

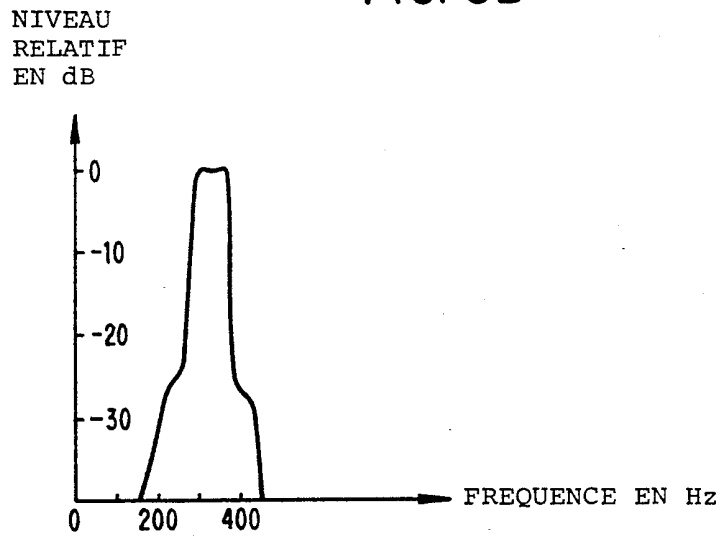


FIG. 7

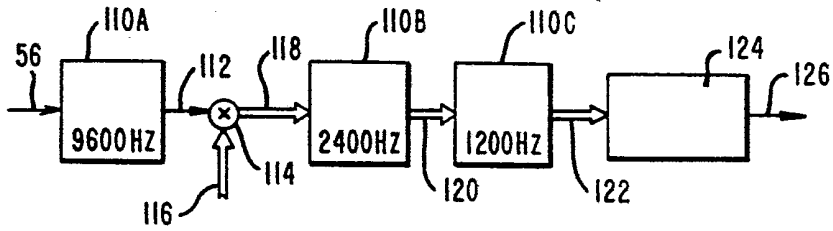
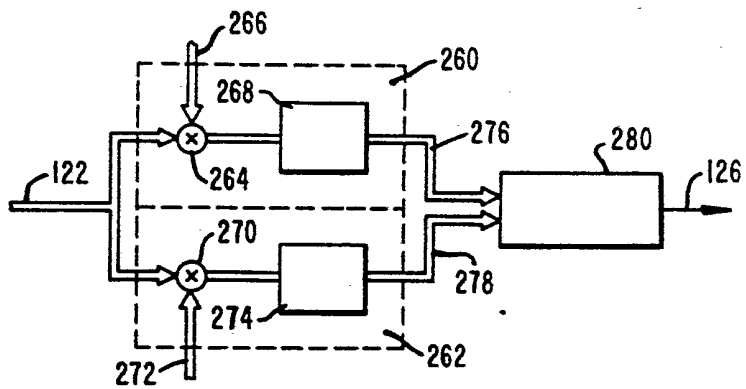


FIG. 12



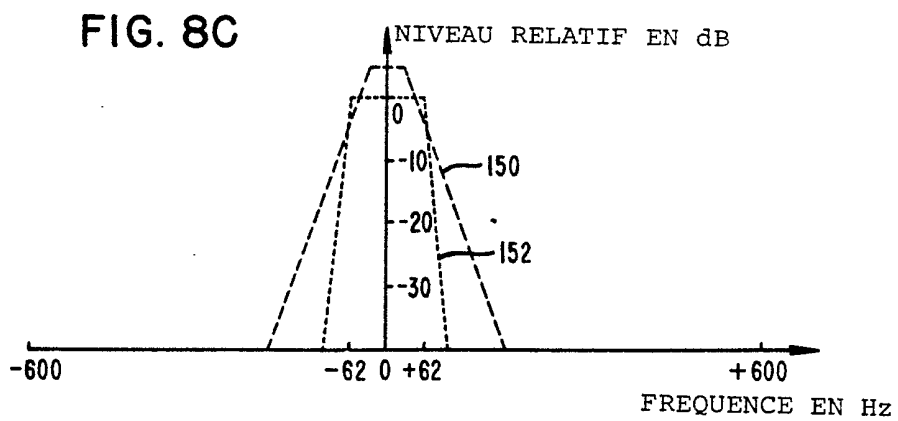
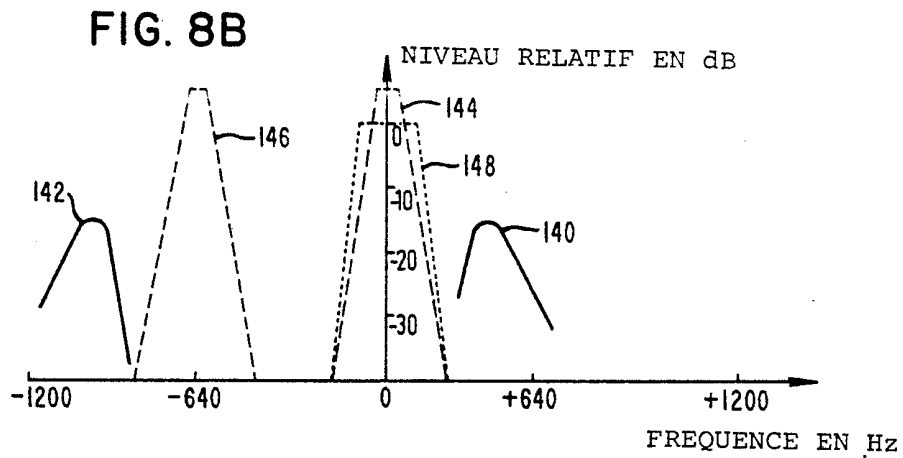
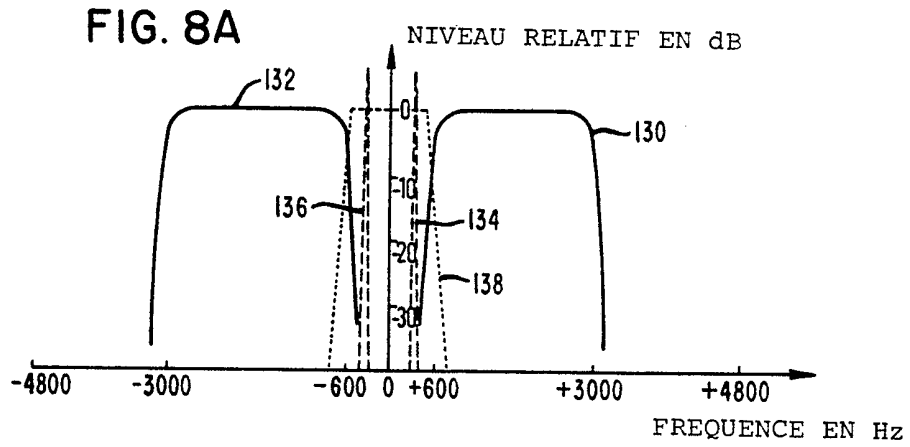


FIG. 9

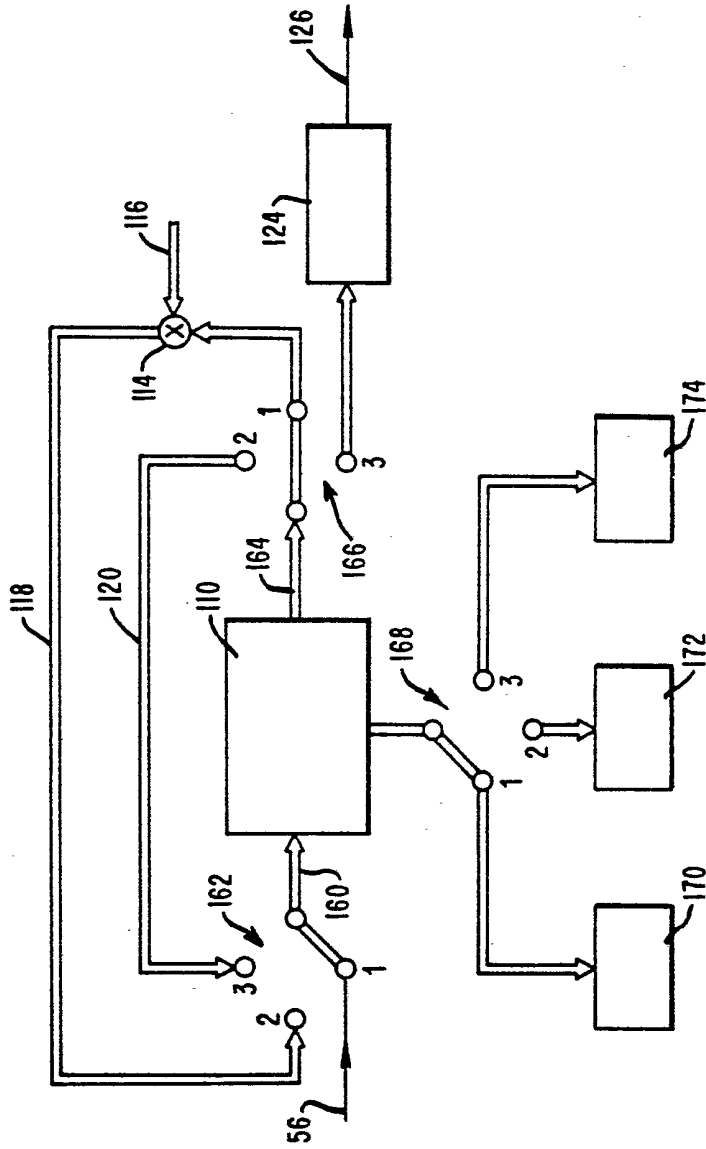


FIG. IIA
 DISTORSION
 D'AMPLITUDE
 EN dB

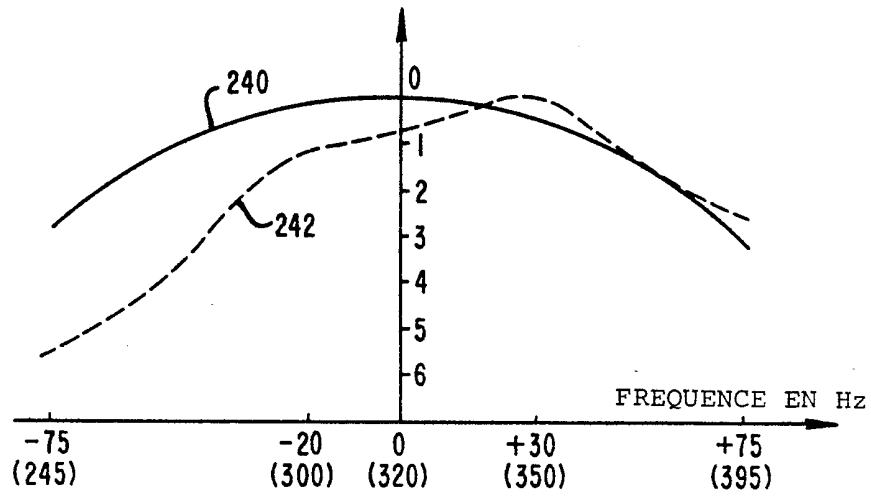


FIG. IIB

DISTORSION
 DE RETARD
 EN dB

