

RÉPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

PARIS

(11) N° de publication :

(A n'utiliser que pour les
commandes de reproduction).

2 491 701

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

N° 80 21483

(54) Procédé et dispositif pour minimiser la télédiaphonie entre des lignes de transmission numérique.

(51) Classification internationale (Int. Cl. ³). H 04 B 15/00; H 04 L 25/00.

(22) Date de dépôt..... 8 octobre 1980.

(33) (32) (31) Priorité revendiquée :

(41) Date de la mise à la disposition du
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 14 du 9-4-1982.

(71) Déposant : PAYS Gérard, résidant en France.

(72) Invention de : Gérard Pays.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Cabinet Martinet,
62, rue des Mathurins, 75008 Paris.

PROCEDE ET DISPOSITIF POUR MINIMISER LA TELEDIAPHONIE ENTRE DES LIGNES
DE TRANSMISSION NUMERIQUE

La présente invention concerne un procédé pour minimiser la
télédiaphonie entre des lignes de transmission numérique possédant chacune
un tronçon de ligne qui est localisé entre une extrémité émettant un
signal numérique et un point de regroupement des lignes et qui produit
5 une atténuation inférieure à une atténuation maximale. Elle a trait éga-
lement à un dispositif qui est analogue à une station terminale ou inter-
médiaire reliée à l'extrémité du tronçon d'une ligne de transmission nu-
mérique et qui est conçu pour la mise en œuvre du procédé.

L'invention s'applique particulièrement à une artère de trans-
mission, tel qu'un câble de lignes d'abonnés numérisées qui fonctionnent
10 en mode de transmission à l'alternat. Outre la dépendance des contraintes
relatives à l'affaiblissement de la ligne, afin que les récepteurs
puissent détecter et régénérer le signal reçu, et corollairement des temps
de propagation dans les lignes, la portée des lignes d'abonné actuelles
15 est également influencée par les phénomènes de diaphonie. L'une des com-
posantes de la diaphonie, à savoir la paradiaphonie, est affaiblie par le
fait que l'une des stations terminales, telle que le central téléphonique
de rattachement desservant les lignes d'abonné, synchronise les émissions
des paquets vers les postes d'abonné. Cependant, l'autre composante rela-
20 tive à la télédiaphonie est présente et produit une perturbation notable
qui peut être une source d'erreurs dans la régénération du signal à la
réception.

La présente invention a donc pour but d'amoindrir les effets de
télédiaphonie entre deux ou plusieurs lignes de transmission réunies dans
25 une même artère ou câble.

A cette fin, le procédé tel que défini dans l'entrée en matière
est caractérisé en ce que le signal émis sur chaque tronçon de ligne
est filtré avec un gain de transfert pratiquement égal à la différence de
l'atténuation du tronçon et de l'atténuation maximale. Lorsque les lignes
30 sont rattachées à un même central, ceci revient à filtrer le signal émis
par l'extrémité de la ligne avec un gain de transfert égal à la diffé-
rence de l'atténuation produite par la ligne et l'atténuation maximale
produite par une ligne ayant la portée maximale.

En d'autres termes, le procédé selon l'invention repose sur un
35 asservissement du signal émis, par exemple, côté poste d'abonné pour une

transmission à l'alternat, afin d'optimiser à la réception, côté central, le rapport signal à bruit. Cette optimisation est obtenue en homogénéisant les niveaux relatifs en fréquence des signaux sur les lignes de l'artère afin que les histogrammes des niveaux relatifs représentés par les densités spectrales de puissance des signaux soient pratiquement identiques au moins le long des tronçons de ligne adjacents enfermés dans l'artère.

Le dispositif pour la mise en œuvre du procédé selon l'invention, du genre station terminale, tel qu'un poste d'abonné, ou du genre station intermédiaire, tel qu'un répéteur de ligne, qui est relié à ladite extrémité du tronçon d'une ligne, est caractérisé en ce que sa voie d'émission comprend un filtre ayant pratiquement ledit gain de transfert.

Dans le cas d'une ligne de transmission à l'alternat, le filtre inséré dans la voie d'émission est précisément le filtre variable contenu dans les moyens d'égalisation de la voie de réception. Une telle utilisation de ce filtre ne confère avantageusement que des modifications succinctes des stations terminales ou intermédiaires actuelles.

La réutilisation de ce filtre dans la voie d'émission est obtenue par des moyens de commutation qui sont commandés en synchronisme avec l'alternance des connexions entre les voies d'émission et de réception du dispositif et la ligne de transmission et qui sont, de manière générale, introduits en arrière de la borne d'entrée et devant la borne de sortie du filtre variable ou des moyens d'égalisation. En phase d'émission, le filtre est inséré en série dans la voie d'émission tandis que la voie de réception est ouverte. En phase de réception, le filtre est inséré dans la voie de réception, comme cela est constant selon l'art antérieur, tandis que la voie d'émission est ouverte.

Le procédé appliqué à la transmission à l'alternat ne nécessite donc pas de composants précis ou appariés, puisque les moyens de régulation de gain sont uniques, asservis par une boucle de réaction. La réutilisation du filtre variable dans la voie d'émission ne nécessite pas de réglage et n'altère pas le délai de l'inversion des transmissions, puisque les moyens de commutations sont synchrones et commandés par les moyens d'alternance actuels.

Accessoirement, la régulation du niveau relatif du signal émis procure avantageusement une diminution de l'effet de diaphonie perturbateur des lignes de transmission numérique sur d'autres lignes de la

même artère qui sont exploitées selon un autre mode de transmission.

D'autres avantages de la présente invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description qui suit de plusieurs exemples de réalisation et des dessins annexés correspondants, dans lesquels :

- 5 - la Fig. 1 montre schématiquement une artère de transmission numérique entre un central téléphonique et des postes téléphoniques ;
- les Figs. 2A et 2B sont des diagrammes temporels montrant l'échange connu de paquets de données entre une station maître et deux stations esclaves qui sont respectivement desservies par une ligne
10 courte et une ligne de portée maximale ;
- la Fig. 3 indique les différentes densités spectrales de puissance le long de tronçons de lignes numériques regroupées dans une artère et dotées à l'une de leurs extrémités d'émission du dispositif selon l'invention ;
- 15 - la Fig. 4 est un bloc-diagramme des organes relatifs à l'amplification et à l'égalisation d'un poste d'abonné numérique selon l'art antérieur, fonctionnant à l'alternat ;
- les Figs. 5 et 6 montrent deux réalisations pratiques connues des filtres du circuit d'égalisation et d'amplification du poste ; et
- 20 - les Figs. 7 et 8 sont des blocs-diagrammes relatifs à la Fig. 4, montrant les modifications à apporter selon l'invention.

Bien que, comme déjà dit, l'invention se rapporte de manière générale à des perfectionnements d'artères numériques, on se rapportera ci-après à une réalisation préférée relative à une artère dont le mode de
25 transmission est à l'alternat, également appelé mode semi-duplex.

La Fig. 1 représente une telle artère dont le support physique est un câble qui renferme N lignes téléphoniques à deux fils l_1 à l_N . Toutes ces lignes ont une extrémité commune rattachée à une même station terminale C. Leurs autres extrémités sont reliées à des stations éloignées
30 p_1 à p_N , respectivement à une distance d_1 à d_N . En pratique, une telle artère est, par exemple, un câble téléphonique d'abonnés desservant à partir d'un central téléphonique de rattachement C un nombre N de postes téléphoniques p_1 à p_N .

On se réfère maintenant aux Figs. 2A et 2B pour rappeler brièvement le principe de la transmission numérique à l'alternat.
35

Le central téléphonique C est considéré comme une station "maître", parce qu'elle impose la durée du cycle de transmission T entre deux stations

C et p. La durée d'un cycle de transmission T est définie entre l'instant de début d'émission d'un paquet a_1 selon la direction de transmission dite aller, de la station maître C vers une station dite "esclave" p, et l'instant de début d'émission du paquet suivant a_2 à partir de la station maître C, comme montré à la Fig. 2A. La transmission à l'alternat exige que, pendant le cycle de transmission T, un paquet b_1 émis selon la direction de transmission dite "retour", de la station esclave p vers la station maître C, ait été reçu par la station maître avant l'émission du second paquet suivant a_2 . On suppose dans la suite que tous les paquets ont un même nombre de bits et donc ont une même durée égale à t. On désigne par t_p le temps de propagation dans une ligne l de longueur d. Dans ce cas, on a, quelle que soit la longueur d, donc t_p :

$$T \geq 2 (t + t_p + t_{g_c} + t_{g_p})$$

t_{g_c} et t_{g_p} sont les temps de garde, pratiquement égaux, nécessaires à l'inversion des directions de transmission dans les stations "maître et esclave", C et p. Ainsi, comme il est connu, pour un débit numérique donné dans les stations, le débit en ligne doit être égal à au moins deux fois le débit dans les stations.

La Fig. 2A représente le diagramme temporel relatif à une ligne téléphonique l de l'artère dont la longueur d est inférieure à la portée ou longueur maximale D d'une telle ligne au-delà de laquelle la ligne serait trop longue pour que le signal reçu puisse être détecté, amplifié et régénéré convenablement. Dans ce cas, l'intervalle de temps entre la fin de la réception d'un paquet b_1 et le début de l'émission d'un paquet suivant a_2 dans la station maître C est supérieur au temps de garde t_{g_c} .

La Fig. 2B représente le diagramme temporel relatif à une ligne téléphonique désignée par L, dont la longueur est égale à la portée maximale D correspondant au temps de propagation maximum TP. La fin de la réception d'un paquet b_1 dans la station maître C est alors suivi d'un intervalle de temps égal au temps de garde t_{g_c} avant l'émission du paquet suivant a_2 .

Comme il est connu, les émissions des paquets a selon la direction aller par la station C sont synchrones en phase pour toutes les lignes l_1 à l_N de l'artère. Etant donné que chaque station esclave émet un paquet b après un même temps de garde t_{g_p} en réponse à la réception d'un paquet a, on voit que les émissions des paquets b par les stations

esclaves p_1 à p_N ne sont pas synchrones, du fait que leurs temps de propagation tp_1 à tp_N sont différents.

On sait que ce synchronisme est principalement exigé pour limiter les phénomènes de diaphonie et, en particulier, de paradiaphonie.

5 On rappelle que la paradiaphonie est la diaphonie qui se produit entre deux lignes adjacentes transitant des signaux selon des directions opposées. En se référant aux Figs. 2A et 2B, on voit que, selon la direction de transmission aller, tous les émetteurs de la station maître C envoient leurs paquets de données a simultanément pendant une durée inférieure à la demi-période $T/2$. Ces émissions ne peuvent pas perturber les
10 réceptions de paquets b, puisque les récepteurs de la station maître ne sont pas actifs durant cette demi-période.

Il en est de même du côté des stations esclaves. L'émission d'un paquet tel que b_1 par la station esclave associée à une ligne longue L (Fig. 2B) ne peut pas perturber la réception d'un paquet tel que
15 a_1 par la station esclave associée à une ligne courte de longueur telle que $l < L$. L'émission du paquet b_1 sur la ligne longue (Fig. 2B) est déclenchée bien après la réception du paquet a_1 dans la station esclave associée à la ligne courte l (Fig. 2A). Malgré le chevauchement temporel
20 des réception et émission des paquets a_1 et b_1 par des stations esclaves respectivement associées à des lignes longue et courte, l'énergie perturbatrice provenant de la ligne courte arrive après la réception du paquet a_1 dans la station associée à la ligne longue dont le récepteur est alors inactif.

25 En revanche, l'artère de transmission à l'alternat n'est pas immunisée contre le phénomène de télédiaphonie. La télédiaphonie est la diaphonie qui se produit entre deux lignes convoyant des signaux suivant la même direction.

Toujours en se référant aux Figs. 2A et 2B, du fait du synchronisme des émetteurs de la station maître C, seuls sont à considérer les
30 couples de lignes perturbatrice - perturbée selon la direction de transmission retour. On voit que, par exemple, le paquet b_1 émis par la station esclave p associée à une ligne de longueur courte d arrive dans la station maître C en chevauchant temporellement la réception du paquet b_1 émis par
35 une station esclave P associée à une ligne L de longueur plus grande $D > d$. Le signal émis par la station esclave P a subi un affaiblissement qui peut être traduit par une diminution du rapport signal à bruit R_t . Celui-ci est exprimé par la relation suivante, pour une fréquence f dans

la bande de base :

$$R_t(f) = E_t(f) - (\alpha_D(f) - \alpha_d(f))$$

dans laquelle tous les termes sont en décibels et E_t , α_D et α_d désignent l'écart télédiaphonique et les affaiblissements (nombres positifs) dus à la ligne longue L et à la ligne courte l. Cet affaiblissement du signal peut être très important. Par exemple, dans le cas d'un couple perturbateur-perturbé tel que $d = 0,60$ km et $D = 4$ km, la différence des affaiblissements $\alpha_d(f) - \alpha_D(f)$ atteint environ 30 dB.

Conformément à l'invention, le procédé pour combattre l'influence néfaste de la télédiaphonie consiste à égaliser les niveaux relatifs des signaux sur les lignes de l'artère en un point quelconque de celle-ci selon une même direction de transmission.

En se référant toujours au mode de transmission à l'alternat, cette égalisation de niveaux relatifs doit être réalisée pour les signaux numériques transmis suivant la direction retour à partir du point de regroupement G des lignes de l'artère. Si on désigne par $S_0(f)$ la densité spectrale de puissance relative au signal émis par la station esclave P associée à la ligne longue L, la densité spectrale de puissance $S_G(f)$ de ce signal lorsqu'il atteint le point de regroupement G, c'est-à-dire lorsqu'il devient perturbé par le signal perturbateur émis par la station p associée à la ligne courte, s'exprime par la relation suivante :

$$S_G(f) = S_0(f) - (\alpha_D(f) - \alpha_d(f))$$

Pour que les histogrammes de niveaux relatifs soient identiques sur chaque ligne L, l, il faut que la station p émette un signal de sorte que, au point G, la densité spectrale de puissance du signal sur la ligne l soit égale à l'expression précédente. Si on considère que la station p est pratiquement devant le point G, celle-ci doit émettre un signal de densité spectrale de puissance $s_0(f)$ telle que :

$$s_0(f) = S_0(f) - (\alpha_D(f) - \alpha_d(f))$$

Ceci est obtenu en filtrant le signal initial $S_0(f)$ dans la station p par un filtre qui a un gain de transfert égal à $\alpha_d(f) - \alpha_D(f)$. Si on suppose que les lignes ont des mêmes caractéristiques de transmission, c'est-à-dire ont des sections égales en un même matériau conducteur, la fonction de transfert précédente correspond à l'atténuation d'un tronçon de ligne de longueur $D - d$.

La contribution de ce filtrage peut être généralisée à une artère de transmission numérique comportant une pluralité de lignes l_1 à l_N qui

sont regroupées dans un câble à partir d'un point G, comme montré à la Fig. 3. Chaque ligne l_n , n variant de 1 à N, possède en amont du point G, selon la direction de transmission considérée de la station p vers l'artère, un tronçon de ligne de longueur x_n . Si X est la plus grande longueur des tronçons x_1 à x_N , ou si α_X désigne la plus grande atténuation subie par un signal reçu en G comparativement aux atténuations dues aux tronçons x_1 à x_N , chaque émetteur d'une station p_n comporte un filtre dont le gain de transfert respectif est égal à $\alpha_{x_n} - \alpha_X$, où α_{x_n} et l'atténuation due au tronçon de longueur x_n desservi par la station p_n . La densité spectrale de puissance du signal au point G sur chaque ligne l_n est alors :

$$S_0 + \alpha_{x_n} - \alpha_X - \alpha_{x_n} = S_0 - \alpha_X$$

Pour une ligne de tronçon maximal X, la station associée P, telle que p_1 sur la Fig. 3, ne comporte pas de filtre.

On notera que chaque station p_n peut être un répéteur d'une ligne de grande longueur. Dans ce cas, le régénérateur associé au sens de transmission considérée p_n vers G, comporte en sortie un filtre de fonction transfert égale à $\alpha_{x_n} - \alpha_X$ qui convertit le signal régénéré S_0 en un signal $S_0 + \alpha_{x_n} - \alpha_X$.

La conception et le calcul d'un tel filtre sont réalisés d'une manière analogue à ceux du filtre d'égalisation qui est inséré dans le circuit d'égalisation et d'amplification d'un répéteur numérique. Ce filtre est généralement composé d'une ou plusieurs cellules inductives, capacitatives et résistives en T ponté qui sont précédées éventuellement d'une ou plusieurs cellules résistives en T.

Selon un aspect de l'invention applicable à la transmission numérique à l'alternat, le filtre à gain de transfert $\alpha_{x_n} - \alpha_X$ ou $\alpha_d - \alpha_D$ est le filtre déjà présent dans la partie réception d'une station esclave p_n du genre connu.

La Fig. 4 représente schématiquement les moyens d'émission et de réception d'un poste p de l'art antérieur associé à une ligne à deux fils l.

La voie d'émission comprend, en outre, un amplificateur d'émission 1 dont l'entrée 10 est reliée à une borne d'entrée E qui reçoit le signal numérique à émettre vers la station maître C. La sortie de l'amplificateur 1 est reliée à la voie d'émission 20 d'un coupleur hybride 2, à travers une impédance de terminaison de ligne 11. Le coupleur est du genre trans-

formateur différentiel par exemple et est relié à la ligne 1.

La voie de réception du signal transitant à travers la ligne 1 et émis par la station C comprend un amplificateur de réception 3 dont l'entrée est reliée à la voie de réception 21 du coupleur hybride 2 et
 5 un circuit d'égalisation et d'amplification 4 dont la sortie est reliée à l'entrée 50 d'un circuit de remise en forme 5 dont la sortie R restitue les signaux numériques régénérés reçus.

Le circuit d'égalisation et d'amplification 4 comporte en série, entre la sortie 30 de l'amplificateur de réception 3 et l'entrée du circuit de mise en forme 5, un commutateur d'entrée 40, un premier filtre
 10 41, un second filtre 42 et un amplificateur 43 dont le gain G est constant. La boucle de commande de gain automatique du circuit 4 comprend un commutateur 44 qui est interconnecté entre la sortie du filtre 43 et l'entrée du circuit de commande de gain automatique (CAG) 45.

15 En phase d'émission e , lorsqu'un paquet b est émis selon la direction retour par la station p , à travers les éléments 1, 11 et 2, la voie de réception est inactive au moyen des commutateurs 40 et 44 portés au potentiel de référence ou masse (positions de contacts mobiles opposées à celles illustrées à la Fig. 4). En phase de réception r , les
 20 commutateurs 40 et 44 sont en positions telles qu'illustrées à la Fig. 4, et permettent l'égalisation du signal numérique reçu.

Pour une ligne 1 de longueur donnée d , le gain de transfert global du circuit d'égalisation 4 est approximativement $N(f) + \alpha_d(f)$. En effet, le rôle de l'égalisation est d'une part, de compenser les
 25 distorsions qui sont dues à l'acheminement du signal à travers la ligne et qui sont représentées par la fonction de transfert $-\alpha_d(f)$ et, d'autre part, d'introduire un filtrage destiné à maximiser le rapport signal à bruit tout en minimisant les interférences intersymboles au moyen d'un filtre de Nyquist de fonction de transfert $N(f)$.

30 Selon l'exemple de réalisation pratique illustré à la Fig. 5, le filtre 41 présente une fonction de transfert $H_1(f)$ constante obtenue au moyen d'une cellule en T pontée. Cette cellule renferme un condensateur 410 et une résistance 411 en parallèle avec deux résistances identiques 412 et 413 en série. La borne commune aux résistances 412 et 413
 35 est reliée à une résistance 416 en série avec une inductance 417, lesquelles forment la branche verticale du T.

Un filtre 42 est montré à la Fig. 6. Il comprend deux cellules du type passe-bas. Chaque cellule comprend une résistance 420, 421 et un

condensateur 422, 423 qui est en série avec une résistance variable 424, 425. Cette résistance variable est constituée par un doublet de diodes tête-bêche 426, 426', resp. 427, 427', dont les conductances varient en fonction du courant i qui les traverse et qui est délivré par la sortie du circuit de commande de gain 45. Ce circuit est constitué classiquement par un détecteur comparateur de niveau. L'entrée du filtre 42 peut être précédée par un adaptateur d'impédance 6.

Les valeurs des éléments 410 à 417 du premier filtre sont choisies pour l'égalisation de la longueur maximale D des lignes. Celles des éléments du second filtre 42 sont déterminées pour compenser l'égalisation de chaque longueur de câble à la longueur maximale D , ce qui correspond à des conductances des éléments variables 424 et 425 tendant vers l'infini. En d'autres termes, ceci revient à égaliser sélectivement en fréquence les niveaux du signal entrant pour compenser l'effet de la fonction de transfert des lignes.

Ainsi, le second filtre 42 à fonction de transfert $H_2(f)$ se comporte comme un atténuateur variable en fonction d'un paramètre de commande. Les bornes de la plage de variation de ce paramètre correspondent à une atténuation maximale qui est applicable pour une ligne de longueur nulle, et à une atténuation minimale qui est applicable pour une ligne de longueur maximale D .

Ainsi, pour la configuration de longueur maximale D , les gains de transfert du second filtre 42 et du circuit d'égalisation 4 s'écrivent :

$$20 \log (H_2(f)) = 0$$

$$N(f) + \alpha_D(f) = 20 \log (H_1(f)) + 0 + G$$

d'où l'on déduit le gain de transfert du premier filtre 41

$$A_1(f) = 20 \log (H_1(f)) = N(f) + \alpha_D(f) - G.$$

Pour la configuration d'une longueur quelconque d , on a :

$$N(f) + \alpha_d(f) = 20 \log (H_1(f)) + 20 \log (H_2(f)) + G$$

En remplaçant la valeur du gain de transfert $20 \log (H_1(f))$ dans la relation précédente, il apparaît que le gain de transfert $A_2(f)$ du second filtre 42 s'écrit :

$$A_2(f) = 20 \log (H_2(f)) = \alpha_d(f) - \alpha_D(f)$$

et correspond à la fonction de transfert recherchée pour minimiser les effets de télédiaphonie. Conformément à l'invention, les moyens de commutation 40 et 44 d'un circuit d'égalisation connu sont modifiés afin

que le second filtre 42 soit utilisé dans la station p pendant la phase d'émission.

Les Figs. 7 et 8 montrent deux modes de réalisation des moyens de commutations selon l'invention dans une station p. Dans ces figures, les mêmes numéros de référence désignent les mêmes éléments que ceux montrés à la Fig. 4. En phase de réception r, le signal reçu traverse les mêmes circuits d'amplification et de filtrage dans les Figs. 7 et 8.

Dans la Fig. 7, le commutateur d'entrée 40 est remplacé par un commutateur 46 qui est introduit entre la sortie du premier filtre 41 et l'entrée du second filtre 42. L'autre contact fixe du commutateur 46 est relié à l'entrée des signaux d'émission E à travers un atténuateur 47. Cet atténuateur 47 a un coefficient d'atténuation constant égal à -G afin de compenser l'amplification produite par l'amplificateur 43 en phase d'émission e. La borne de connexion 50, qui est commune à la sortie de l'amplificateur 43, à l'un des contacts fixes du commutateur 44 et à la borne d'entrée du circuit de mise en forme 5, est également reliée à l'un des contacts fixes d'un troisième commutateur 48 dont le contact mobile est relié à l'entrée 10 de l'amplificateur d'émission 1.

Ainsi, selon la Fig. 7 en phase d'émission e, le signal à émettre transite à partir de la borne E successivement à travers les éléments 47, 46, 42, 43, 48, 1, 11 et 2. En phase de réception r, le commutateur 48 applique le potentiel de référence à l'entrée 10 de l'amplificateur d'émission 1, lequel est déconnecté de la sortie du circuit d'égalisation 4, tandis que le commutateur 46 relie les filtres 41, 42 et déconnecte la sortie de l'atténuateur 47 et l'entrée du filtre 42.

Dans la Fig. 8, comparativement à la Fig. 7, l'atténuateur 47 et le commutateur 48 sont supprimés. Ce dernier commutateur est remplacé par un commutateur 49 dont le contact mobile relie la sortie du filtre 42 à l'entrée de l'amplificateur 43 en phase de réception r. En phase d'émission e, le commutateur 49 relie la sortie du filtre 42 directement à l'entrée 10 de l'amplificateur d'émission 1 tandis que le commutateur 46 relie directement la borne E à l'entrée du filtre 42. Ainsi, en phase d'émission e, le signal numérique à transmettre traverse à partir de la borne E les éléments successifs 46, 42, 49, 1, 11 et 2.

R e v e n d i c a t i o n s

1 - Procédé pour minimiser la télédiaphonie entre des lignes de transmission numérique possédant chacune un tronçon de ligne qui est localisé entre une extrémité émettant un signal numérique et un point de regroupement des lignes et qui produit une atténuation inférieure à
5 une atténuation maximale, caractérisé en ce que le signal émis sur chaque tronçon de ligne est filtré avec un gain de transfert pratiquement égal à la différence de l'atténuation du tronçon et de l'atténuation maximale.

2 - Dispositif du genre station terminale ou intermédiaire reliée à
10 ladite extrémité du tronçon d'une ligne de transmission numérique pour la mise en œuvre du procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que sa voie d'émission comprend en série un filtre (42) ayant pratiquement ledit gain de transfert.

3 - Dispositif conforme à la revendication 2 propre à recevoir et
15 émettre alternativement des signaux numériques, ledit dispositif comprenant dans la voie de réception des moyens d'égalisation (4) comportant, en outre, un filtre variable (42) ayant pratiquement ledit gain de transfert, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens de commutation (46 - 49) pour introduire en série ledit filtre variable (42) dans la
20 voie d'émission pendant chaque phase d'émission (e) du signal numérique.

4 - Dispositif conforme à la revendication 3, caractérisé en ce que les moyens de commutation (Fig. 8) comprennent des premiers moyens de commutation (46) à l'entrée du filtre variable (42) et des seconds moyens de commutation (49) à la sortie du filtre variable (42), qui, en
25 phase d'émission (e), insèrent en série le filtre variable dans la voie d'émission et ouvrent la voie de réception et qui, en phase de réception (r), insèrent en série le filtre variable dans la voie de réception et ouvrent la voie d'émission.

5 - Dispositif conforme à la revendication 3, dans lequel les moyens
30 d'égalisation (4) comprennent un amplificateur à gain constant G (43) relié à la sortie dudit filtre variable (42), caractérisé en ce que les moyens de commutation (Fig. 7) comprennent des premiers moyens de commutation (46) à l'entrée du filtre variable (42) et des seconds moyens de commutation (48) à la sortie de l'amplificateur (43) qui, en phase d'émission
35 (e), insèrent en série dans la voie d'émission un atténuateur de coefficient d'atténuation -G (47), ledit filtre variable (42) et l'am-

plificateur (43) et ouvrent la voie de réception et qui, en phase de réception (r), insèrent en série dans la voie de réception le filtre variable (42) et l'amplificateur (43) et ouvrent la voie d'émission.

1/3

FIG.1

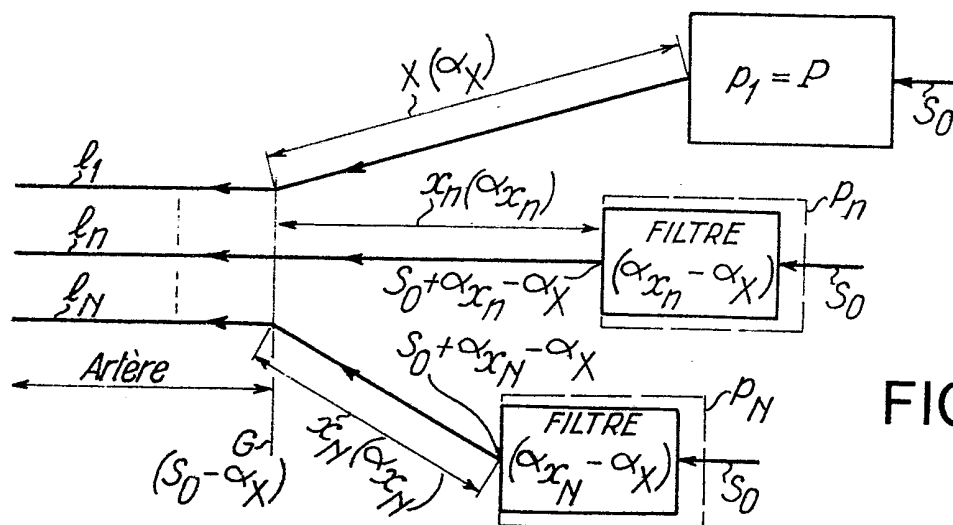
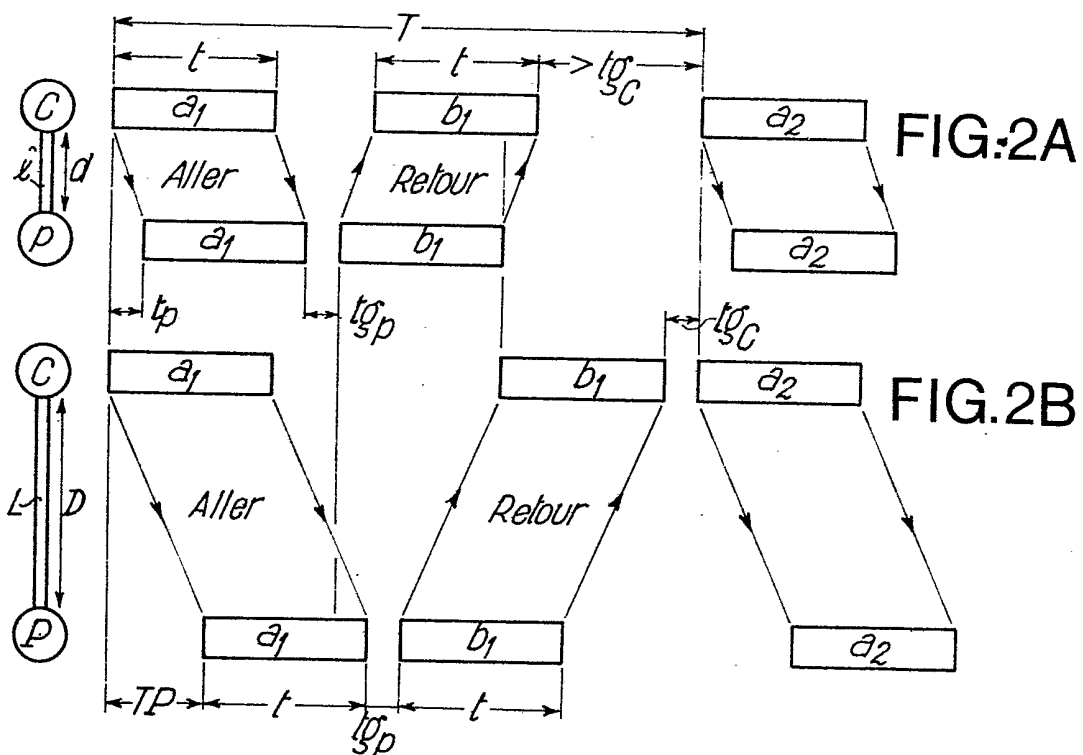
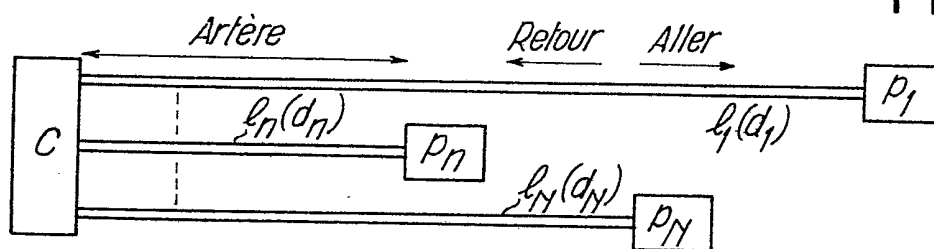
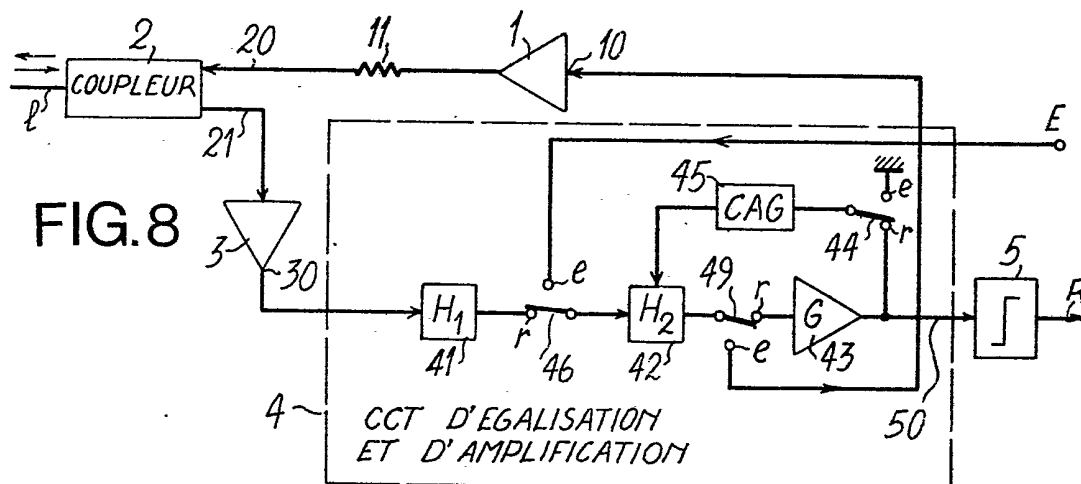
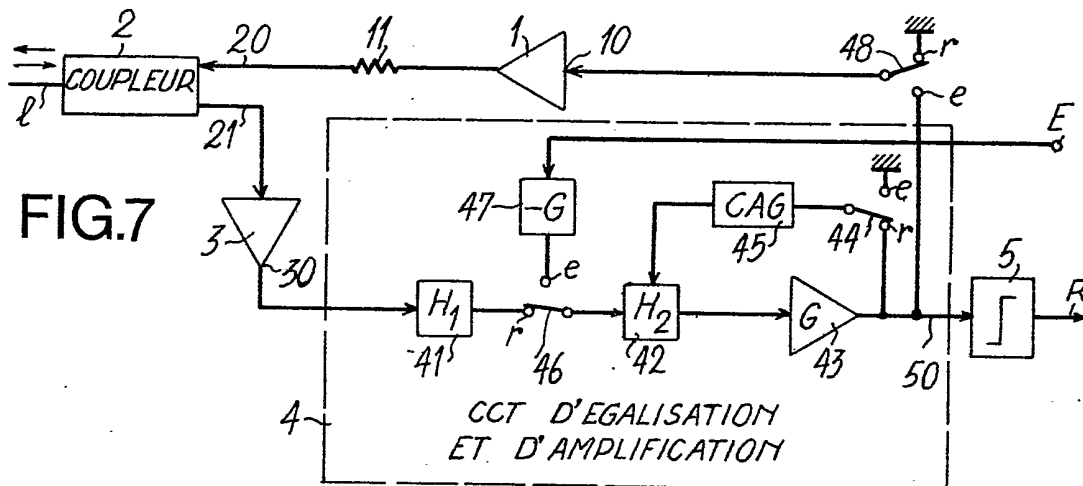
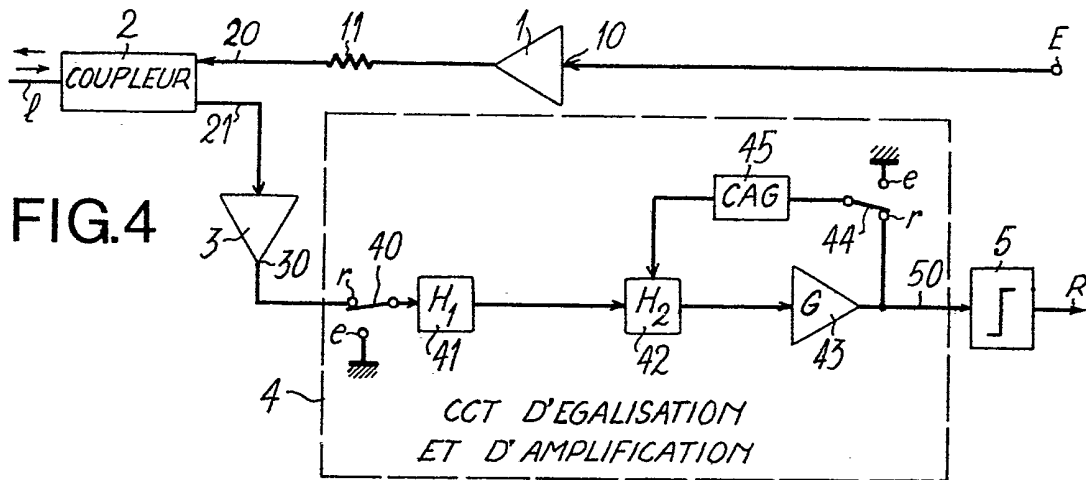


FIG.3

2/3



3/3

FIG.5

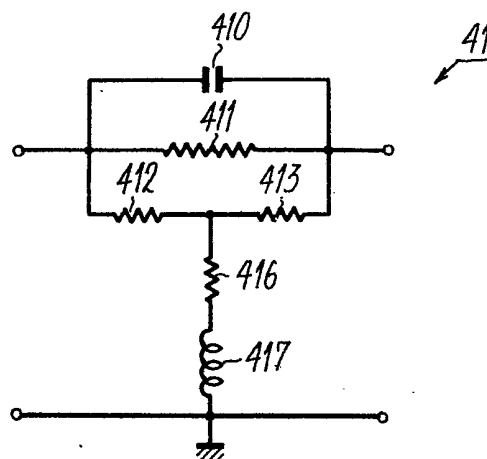


FIG.6

