

⑫ **DEMANDE DE BREVET D'INVENTION**

A1

②② Date de dépôt : 14.08.92.

③③ Priorité : 14.08.91 JP 22861691.

④③ Date de la mise à disposition du public de la demande : 07.05.93 Bulletin 93/18.

⑤⑥ Liste des documents cités dans le rapport de recherche : *Le rapport de recherche n'a pas été établi à la date de publication de la demande.*

⑥⑥ Références à d'autres documents nationaux apparentés :

⑦① Demandeur(s) : *KOKUSAI DENSHIN DENWA CO., LTD. — JP.*

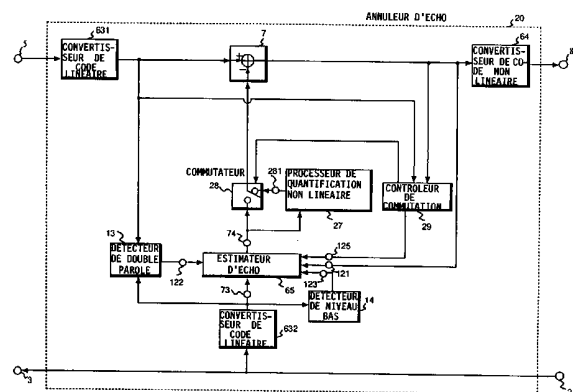
⑦② Inventeur(s) : Fumiaki Sugaya et Yatsuzuka Yotaro.

⑦③ Titulaire(s) :

⑦④ Mandataire : Société de Protection des Inventions.

⑤④ Un annuleur d'écho.

⑤⑦ Un annuleur d'écho selon l'invention, comportant des interfaces MIC pour circuit téléphonique MIC, comprend un estimateur d'écho (65), couplé à une voie de réception par un convertisseur de code linéaire (632), pour mesurer un signal d'entrée de réception linéaire, un soustracteur (7), inséré après un convertisseur de code linéaire (631) sur une voie d'émission, pour annuler une composante d'écho dans un signal d'entrée d'émission linéaire. Un grand gain échelonné est donné à l'estimateur d'écho à l'état de divergence, et un gain relativement petit à l'état de convergence où un processeur de quantification non linéaire (27), inséré entre le soustracteur et l'estimateur d'écho, produit une nouvelle estimation d'écho à partir de l'estimation faite par l'estimateur d'écho pour annuler l'écho et le bruit de quantification dans le signal d'entrée d'émission linéaire.



FR 2 683 413 - A1



La présente invention concerne un annuleur d'écho pour voie téléphonique à modulation par impulsions codées MIC, et/ou pour voie acoustique comportant des interfaces MIC dans des téléconférences.

5 Sur une voie téléphonique comportant une ligne de réseau MIC à grande distance à quatre fils, des circuits hybrides sont connectés pour une conversion de 2 fils-4 fils. Les circuits hybrides à chaque extrémité d'une interface d'appel opèrent un bouclage par la ligne
10 d'abonné à deux fils jusqu'à la ligne de réseau MIC à grande distance à quatre fils. L'écho de l'extrémité rapprochée d'une personne parlant à l'extrémité distante qui est présent sur la voie de transmission et traverse le circuit hybride est renvoyé à la personne
15 parlant qui le perçoit comme un écho.

La Figure 1 des dessins annexés représente la structure de base d'un annuleur d'écho classique comportant des interfaces MIC à 64 kbits/s pour annuler l'écho sur une voie téléphonique MIC. Les signaux d'entrée et de sortie de l'annuleur d'écho (1) sont supposés
20 être mis sous forme numérique par modulation MIC suivant la loi μ ou A à 8 bits et sont traités sous forme numérique. Le signal d'entrée Sin d'émission par modulation MIC à 8 bits qui est présent à une porte d'entrée
25 d'émission (5) est renvoyé en tant qu'écho d'extrémité rapprochée par la voie d'écho incluant au moins un codeur MIC (61) et un décodeur MIC (62), qui correspond au circuit d'une porte de sortie de réception (3) à la porte d'entrée d'émission (5) par l'intermédiaire d'un
30 circuit hybride (4). Le signal de sortie de réception par modulation MIC à 8 bits Rout provenant de la porte (3) est décodé en un signal analogique par l'intermédiaire du décodeur MIC (62). Le circuit hybride (4) transmet le signal analogique à la personne parlant à
35 l'extrémité rapprochée par l'intermédiaire d'une porte (15).

Une partie du signal analogique du circuit hybride (4) est transmis comme un écho et il est codé par le codeur MIC (61) sur la voie de transmission. L'annuleur d'écho classique (1) synthétise une réplique de l'écho d'extré-
5 mité rapprochée au moyen d'un estimateur d'écho (6) et supprime l'écho en soustrayant cette réplique dans un soustracteur (7) du signal d'entrée d'émission linéaire, qui est converti par un convertisseur de code linéaire (631) à partir du signal d'entrée d'émission MIC à 8
10 bits Sin. L'écho résiduel dérivé en sortie du soustrac- teur (7) est converti en un code MIC à 8 bits par un convertisseur de code non linéaire (64) pour être émis par la porte de sortie d'émission (8) de l'annuleur d'écho (1) soit directement, soit après avoir été traité
15 par une unité non linéaire telle qu'un écrêteur central.

Dans l'estimateur d'écho (6) qui comprend un filtre transversal numérique adaptatif ayant une réponse impul- sionnelle finie (FIR), les coefficients de filtrage sont mis à jour d'une façon adaptable de manière à réduire au
20 minimum le niveau de l'écho résiduel soit à chaque temps d'échantillonnage, soit à chaque intervalle d'échantil- lonnage. Un détecteur de double parole (13) et un détec- teur de niveau bas (14) sont prévus pour détecter le cas d'une double parole entre les interlocuteurs à l'extré-
25 mité rapprochée et à l'extrémité distante et pour détec- ter le signal d'entrée de réception linéaire ayant un niveau bas, de manière à arrêter la mise à jour des coef- ficients de filtrage, respectivement. Dans le détecteur de double parole (13), l'écho résiduel fourni par le
30 soustracteur (7) peut être également utilisé à la place du signal d'entrée d'émission linéaire.

La Figure 2 des dessins annexés représente la structure fonctionnelle de l'annuleur d'écho classique (1) où est donnée la configuration détaillée de l'esti-
35 mateur d'écho (6). L'estimateur d'écho (6) comprend un registre X (9) qui mémorise le signal d'entrée de

réception linéaire dérivé d'un convertisseur de code linéaire (632), un registre H (10) qui mémorise les coefficients de filtrage correspondant à la réponse impulsionnelle du filtre adaptatif, un circuit de convolution (11) qui génère une estimation d'écho (la réplique du signal d'entrée d'émission linéaire) dans le circuit de convolution (11) par la mise en oeuvre du signal mémorisé dans le registre X (9) et les coefficients de filtrage dans le registre H (10), et un processeur de contrôle d'adaptation (12) qui met à jour les coefficients de filtrage mémorisés dans le registre H (10), de manière à réduire au minimum le niveau de l'écho résiduel dérivé du soustracteur (7).

Les algorithmes d'adaptation typiques pour mettre à jour les coefficients de filtrage à la fois par l'écho résiduel et le signal d'entrée de réception linéaire sont l'algorithme des Moindres Carrés (LMS) et l'algorithme LMS normalisé. On suppose dans la suite que les coefficients sont mis à jour par l'algorithme LMS normalisé. On choisit un gain échelonné μ pour la mise à jour des coefficients dans le processeur de contrôle d'adaptation (12), qui correspond à une vitesse de convergence du filtre adaptatif, selon les signaux de sortie des détecteurs de double parole et de niveau bas (13,14).

Dans le processeur de contrôle d'adaptation (12), les coefficients de filtrage sont normalement mis à jour par la mise en oeuvre de l'écho résiduel R_e par une porte (121) et du signal d'entrée de réception linéaire par une porte (120). Quand un cas de double parole est détecté dans le détecteur de double parole (13), un signal de contrôle est sorti par une porte (122) jusqu'au processeur de contrôle d'adaptation (12) pour interdire la mise à jour des coefficients pendant une double parole (en contraignant le gain échelonné à zéro). Quand le détecteur de niveau bas (14) détecte que le niveau du signal d'entrée de réception linéaire est bas,

un signal de contrôle est sorti par une porte (123) jusqu'au processeur de contrôle d'adaptation (12) pour contraindre le gain échelonné à zéro pendant la période détectée. En conséquence, les coefficients dans le registre H (10) peuvent être protégés d'une divergence due à la double parole ou à un bruit de voie sur la voie de transmission. Si les coefficients dans le registre H (10) divergent, une estimation d'écho très imprécise pourrait être générée, d'où il résulterait une augmentation brusque du niveau de l'écho résiduel.

Le registre X (9) mémorise N échantillons du signal d'entrée de réception linéaire du n^{ième} indice d'échantillonnage au (n-(N-1))^{ième} indice d'échantillonnage dans la série X(n), X(n-1), ..., X(n-(N-1)). Les coefficients du filtre transversal comportant N prises sont également mémorisés dans le registre H (10). Le i^{ième} coefficient est donné par H(i)|n au n^{ième} indice d'échantillonnage, où i varie de 0 à N-1. Par le circuit de convolution (11), le signal de sortie du filtre y(n) est donné comme l'estimation de l'écho à une porte (74) par:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} X(n-i) * H(i)|n. \quad (1)$$

L'écho résiduel Re(n) au n^{ième} indice d'échantillonnage est également donné par:

$$Re(n) = SinL(n) - y(n) \quad (2)$$

où SinL(n) est le signal d'entrée d'émission linéaire dérivé du convertisseur de code linéaire (631). Il contient toujours le bruit de quantification induit par les codecs MIC sur le trajet de l'écho. L'estimateur d'écho (6) ne peut pas estimer le bruit de quantification produit par le traitement non linéaire sur le trajet de l'écho, et l'écho résiduel Re(n) contient en conséquence le bruit de quantification. Pour réduire au minimum le niveau de Re(n), on met à jour les coefficients dans le registre H (10) par l'algorithme LMS normalisé donné par:

$$H(i)|n+1 = H(i)|n + \Delta H(i)|n, \quad (3)$$

$$= H(i) \ln + g * Re(n) * X(n-i) / \left(\sum_{j=0}^{N-1} X(n-j) * X(n-j) \right) \quad (4)$$

où i est la $i^{\text{ième}}$ position de prise variant de 0 à $N-1$, $\Delta H(i) \ln$ est la composante de réglage au $n^{\text{ième}}$ indice d'échantillonnage, et g est une constante considérée
 5 comme le gain échelonné ayant une valeur comprise entre 0 et 2.

Dans le cas d'un annuleur d'écho comportant des interfaces MIC de manière à le connecter à la voie téléphonique MIC, le bruit de quantification induit par le
 10 traitement non linéaire des codecs MIC sur le trajet de l'écho diminue les performances de l'annulation de l'écho, puisque le bruit de quantification dans le signal d'entrée d'émission linéaire est indépendant du signal d'entrée de réception linéaire et qu'il ne peut pas être
 15 estimé par l'estimateur d'écho (6) qui ne met en oeuvre que le traitement linéaire par le filtre FIR. Le nombre de niveaux disponibles dans le signal d'entrée d'émission linéaire contenant le bruit de quantification n'est égal qu'à 256. D'autre part, le nombre de niveaux dans
 20 l'estimation de l'écho est égal à 65536 pour un traitement de 16 bits dans l'estimateur d'écho (6). Cela signifie également qu'il est presque impossible que l'écho résiduel devienne exactement nul, et que les performances d'annulation d'écho sont limitées par la
 25 quantité de bruit de quantification dans le signal d'entrée d'émission dû au moins au codeur MIC (61) et au convertisseur de code linéaire (631). Cette diminution ne peut pas être évitée en ne mettant en oeuvre que les traitements linéaires dans un annuleur d'écho classique.

30 Sur une voie téléphonique MIC à liaisons multiples, des codecs (codeurs-décodeurs) MIC sont insérés après le décodeur MIC (62) et/ou avant le codeur MIC (61) sur le trajet de l'écho. La connexion en tandem des codecs MIC produit un grand bruit de quantification relatif au
 35 nombre de codecs MIC. Ainsi, les performances

d'annulation d'écho diminuent progressivement en raison d'une connexion MIC en tandem.

Dans les circonstances ci-dessus, aucun annuleur d'écho antérieur n'a permis d'obtenir des performances
5 suffisamment élevées en présence du bruit de quantification. Cependant, l'invention fournit un nouvel annuleur d'écho qui peut résoudre ces problèmes.

Par conséquent, un but de la présente invention est de surmonter les inconvénients et limitations d'un annuleur
10 d'écho classique.

Un but également de la présente invention est de fournir un annuleur d'écho qui assure une annulation d'écho importante et rapide pour un trajet d'écho comportant un bruit de quantification MIC.

15 Les buts ci-dessus et d'autres sont atteints par un annuleur d'écho comprenant: un estimateur d'écho (6) pour synthétiser une réplique du signal d'entrée d'émission linéaire; un processeur de quantification non linéaire (27) pour générer une nouvelle estimation d'écho
20 contenant un bruit de quantification en quantifiant l'estimation d'écho qui est dérivée de l'estimateur d'écho (6); et un soustracteur (7) de manière à obtenir un écho résiduel qui est envoyé à l'extrémité distante en soustrayant la nouvelle estimation d'écho à une première
25 entrée du soustracteur (7) du signal d'entrée d'émission linéaire à une seconde entrée du soustracteur (7). Le processeur de quantification non linéaire (27) peut fournir la nouvelle estimation d'écho qui a la même valeur que celle du signal d'entrée d'émission linéaire
30 comportant le même bruit de quantification ou qui est très proche de celle-ci, d'où il résulte l'annulation effective à la fois de l'écho et du bruit de quantification. On réalise également une annulation rapide et importante dans un annuleur d'écho en utilisant un processeur de quantification non linéaire (27) dans lequel
35 une estimation d'écho optimale donnant un niveau minimal

de l'écho résiduel est sélectionnée parmi une pluralité de candidates comportant un bruit de quantification dérivé de l'estimation d'écho.

5 D'autres caractéristiques et avantages de la présente invention seront mis en évidence dans la description suivante, donnée à titre d'exemple non limitatif, en référence aux dessins annexés dans lesquels:

la Figure 1 est une structure de base d'un annuleur d'écho classique (1) pour une voie téléphonique MIC;

10 la Figure 2 est une configuration fonctionnelle de l'annuleur d'écho classique (1);

la Figure 3 est une configuration fonctionnelle d'un annuleur d'écho (20) selon la présente invention;

15 la Figure 4 est une configuration fonctionnelle d'un estimateur d'écho (65);

la Figure 5 est une configuration fonctionnelle d'un annuleur d'écho (30) selon un autre exemple de réalisation de la présente invention;

20 la Figure 6 est une configuration fonctionnelle d'un processeur de quantification non linéaire (273) selon un autre exemple de réalisation de la présente invention;

25 la Figure 7 est une configuration fonctionnelle d'un annuleur d'écho (40) selon un autre exemple de réalisation de la présente invention;

la Figure 8 est une configuration fonctionnelle d'un annuleur d'écho (50) selon un autre exemple de réalisation de la présente invention ; et

30 la Figure 9 est une configuration fonctionnelle d'un processeur de quantification non linéaire (274) selon un autre exemple de réalisation de la présente invention.

35 On suppose que les signaux d'entrée et de sortie des annuleurs d'écho sont sous la forme MIC à 8 bits, et que les annuleurs d'écho traitent des signaux numériques.

Exemple de réalisation 1

Dans un premier exemple de réalisation de la présente invention, un annuleur d'écho (20) comportant les interfaces MIC de la Figure 3 peut être effectivement
5 appliqué à un trajet d'écho comportant une liaison MIC. L'annuleur d'écho (20) comprend au moins: un estimateur d'écho (65) pour synthétiser une estimation d'écho à partir du signal d'entrée de réception linéaire; un processeur de quantification non linéaire (27) pour générer
10 une nouvelle estimation d'écho contenant un bruit de quantification pour l'estimation d'écho; un soustracteur (7) pour obtenir un écho résiduel envoyé à l'extrémité distante; un commutateur (28) pour connecter soit la sortie de l'estimateur d'écho (65), soit la sortie du
15 processeur de quantification non linéaire (27) au soustracteur (7), de manière à soustraire le signal de sortie à une première entrée du soustracteur (7) du signal d'entrée d'émission linéaire à une seconde entrée du soustracteur (7); et un contrôleur de commutation (29)
20 pour contrôler à la fois le commutateur (28) et un gain échelonné dans l'estimateur d'écho (65), selon l'état de convergence/divergence dans l'estimateur d'écho (65) qui est déterminé par le contrôleur de commutation (29).

On prévoit deux modes de traitement, c'est-à-dire,
25 un mode de traitement linéaire et un mode de traitement non linéaire. Le mode de traitement est sélectionné par le contrôleur de commutation (29), selon l'état de convergence/divergence de l'estimateur d'écho (65). Le mode de traitement non linéaire est sélectionné quand il est
30 jugé comme convergent, état dans lequel le niveau de l'écho résiduel est inférieur à celui du signal d'entrée d'émission linéaire d'au moins un seuil prédéterminé. Dans les autres cas, le mode de traitement linéaire est sélectionné. Quand le contrôleur de commutation (29)
35 juge que l'état de l'estimateur d'écho (65) est convergent selon le résultat de la comparaison de niveaux

de l'écho résiduel et du signal d'entrée d'émission linéaire, le contrôleur de commutation (29) sélectionne le mode de traitement non linéaire et commande alors le commutateur (28) de manière à connecter le processeur de quantification non linéaire (27) au soustracteur (7). Dans le processeur de traitement non linéaire (27), l'estimation d'écho provenant de l'estimateur d'écho (65) est convertie en un code MIC et elle est ensuite reconvertie en inverse en un code linéaire comportant un bruit de quantification. Le processeur de quantification non linéaire (27) peut fournir une nouvelle estimation d'écho qui a la même valeur que celle du signal d'entrée d'émission linéaire incluant le bruit de quantification ou une valeur très proche de celle-ci. Le signal de sortie du processeur de quantification non linéaire (27) est alors fourni par l'intermédiaire du commutateur (28) à la première entrée du soustracteur (7), de manière à annuler l'écho et le bruit de quantification dans le signal d'entrée d'émission linéaire à la seconde entrée du soustracteur (7). Le gain échelonné est alors réglé à une petite valeur, de manière à obtenir une estimation d'écho plus précise dans l'estimateur d'écho (65), d'où il résulte la génération d'un bruit de quantification précis.

Dans le mode de traitement linéaire sélectionné par le contrôleur de commutation (29) en raison d'une divergence dans l'estimateur d'écho (65), le signal de sortie de l'estimateur d'écho (65) est directement fourni au soustracteur (7) par l'intermédiaire du commutateur (28) de manière à obtenir l'écho résiduel comme dans l'anneau d'écho classique. Le gain échelonné est également réglé pour qu'il ait une grande valeur afin d'obtenir une convergence rapide dans l'estimateur d'écho (65). L'estimateur d'écho (65) à l'état divergent ne peut pas fournir d'estimation d'écho suffisamment précise pour ajouter une quantité appropriée de bruit de quantification

de manière à réduire le bruit de quantification dans le signal d'entrée d'émission linéaire. Le processeur non linéaire est donc contourné en commandant le commutateur (28) dans ce mode.

5 Dans le contrôleur de commutation (28), la puissance du signal d'entrée d'émission linéaire et la puissance de l'écho résiduel sont calculées pour être comparées, de manière à juger l'état de convergence/divergence dans l'estimateur d'écho (65) et à sélectionner
10 l'un des modes non linéaire et linéaire. Au stade initial de l'annuleur d'écho (20), le mode de traitement linéaire est sélectionné en raison de l'état de divergence. Quand le jugement d'un état de convergence a été fait, le contrôleur de commutation (28) sélectionne le mode
15 de traitement non linéaire pour annuler finalement le bruit de quantification dans le signal d'entrée d'émission linéaire.

 La Figure 4 représente la configuration de l'estimateur d'écho (65) qui a une configuration similaire à
20 celle de l'estimateur d'écho (6) de l'annuleur d'écho classique (1) représenté sur la Figure 2. Le processeur de contrôle d'adaptation (126) est légèrement différent de celui (12) de la Figure 2. Le gain échelonné dans le processeur de contrôle d'adaptation (126) est sélectionné
25 par le signal de contrôle provenant du contrôleur de commutation (29) par l'intermédiaire d'une porte (125), selon le mode de traitement.

 Quand un état de double parole est détecté dans le
30 détecteur de double parole (13), le gain échelonné est contraint à zéro indépendamment du mode indiqué par le signal de contrôle passant par une porte (122). Il n'y a pas pratiquement pas d'effet du processeur de quantification non linéaire (27) pendant une double parole, bien qu'il reste connecté au soustracteur (7).
35 Il est évident que le processeur de quantification non linéaire (27) peut être également contourné dans le cas

d'une double parole.

Quand le détecteur de niveau bas (14) détecte que le signal d'entrée de réception linéaire est à un niveau bas, le gain échelonné est également contraint à zéro ou à une faible valeur, indépendamment du mode
5 indiqué par le signal de contrôle passant par la porte (122).

Le processeur de quantification non linéaire (27) peut fournir une nouvelle estimation d'écho qui a la même valeur que celle du signal d'entrée d'émission linéaire comportant le même bruit de quantification ou qui est très proche de celle-ci, d'où il résulte une annulation effective à la fois de l'écho et du bruit de quantification dans l'état de convergence de l'estimateur d'écho (65). Dans le cas d'une divergence, le présent annuleur d'écho donne les mêmes performances d'annulation que celles de l'annuleur d'écho classique.

Exemple de réalisation 2

Dans un deuxième exemple de réalisation de la présente invention, un annuleur d'écho (30) de la Figure 5 peut être effectivement appliqué à un trajet d'écho comportant non seulement une voie MIC à une liaison mais également une voie MIC à liaisons multiples sur laquelle un grand bruit de quantification est présent.
20 L'annuleur d'écho (30) de la Figure 5 a la même configuration que celle de l'Exemple de réalisation 1, excepté en ce qui concerne un processeur de quantification non linéaire (271) et un contrôleur de commutation (291). Le processeur de quantification non linéaire (271) fournit une estimation d'écho optimale qui donne un niveau minimal de l'écho résiduel. Dans le contrôleur de commutation (291), l'état de convergence/divergence de l'estimateur d'écho (65) est examiné par comparaison des niveaux du signal d'entrée d'émission linéaire et de
30 l'écho résiduel entre eux. Quand le niveau de l'écho résiduel est inférieur à celui du signal d'entrée
35

d'émission linéaire d'au moins un seuil prédéterminé, le mode de traitement non linéaire est sélectionné quand l'état de convergence est obtenu dans l'estimateur d'écho (65), alors que le mode de traitement linéaire est sélectionné dans l'état d'une double parole, l'état de niveau bas pour le signal d'entrée de réception linéaire ou l'état de divergence où le niveau de l'écho résiduel est supérieur à celui du signal d'entrée d'émission linéaire d'au moins un seuil prédéterminé.

10 Dans le mode de traitement non linéaire, le processeur de quantification non linéaire (271) est inséré entre l'estimateur d'écho (65) et le soustracteur (7). Dans le mode de traitement linéaire, le processeur de quantification non linéaire (271) est contourné en commandant le commutateur (28) de manière à connecter directement l'estimateur d'écho (65) au soustracteur (7).
15 Quand l'état de double parole est détecté, le détecteur de double parole (13) sort des signaux de contrôle destinés à l'estimateur d'écho (65) et au contrôleur de commutation (291). Le contrôleur de commutation (291) contraint le mode de traitement linéaire selon le signal de contrôle dans l'état de double parole.

On a représenté sur la Figure 6 la configuration du processeur de quantification non linéaire (271) dans cet exemple de réalisation. Le processeur de quantification non linéaire (271) comporte des entrées du signal d'entrée d'émission linéaire par l'intermédiaire d'une porte (272) et de l'estimation d'écho fournie par l'estimateur d'écho (65) par l'intermédiaire d'une porte (74).
25 Une estimation d'écho optimale est dérivée de la sortie du processeur de quantification non linéaire (271) à partir d'une porte (281) qui est connectée au commutateur (28). Le processeur de quantification non linéaire (271) comprend un quantificateur non linéaire à plusieurs sorties (2712) et un sélecteur d'estimation d'écho optimale (2711). Le quantificateur non linéaire à plusieurs
30 35

sorties fournit une pluralité d'estimations d'écho quantifiées pour le sélecteur d'estimation d'écho optimale (2711) comme candidates pour une estimation d'écho optimale donnant un niveau d'écho résiduel minimal. Ces candidates d'estimations d'écho quantifiées comprennent l'estimation d'écho quantifiée correspondant directement à l'estimation d'écho E_s provenant de la porte (74) et également les estimations d'écho quantifiées proches de celle-ci. Un exemple typique de la pluralité de candidates, $E_c(j)$, où $j=1, \dots, m$, provenant du quantificateur non linéaire à plusieurs sorties (2712), est donné comme suit:

$$E_{sq}(k) = Q(E_s) \quad (5)$$

$$\text{si } k < 1 + (m+1)/2, \quad k = 1 + (m+1)/2, \quad (6)$$

$$\text{si } k > 256 - (m+1)/2, \quad k = 256 - (m+1)/2, \quad (7)$$

$$E_c(j) = E_{sq} \left\{ k - (m+1)/2 + j \right\}, \quad (8)$$

où $Q(z)$ est le signal de sortie quantifié pour l'entrée z , k est le numéro de sortie de niveau du quantificateur correspondant à l'estimation d'écho E_s et $1 \leq k \leq 256$, $E_{sq}(r)$ est le signal de sortie quantifié pour le numéro de niveau de r , $E_c(j)$ est la $j^{\text{ième}}$ candidate, $1 \leq j \leq M$, et M est un nombre impair de candidates. Dans cet exemple, on affecte aux candidates des longueurs d'échelon de quantification ayant un numéro de niveau réparti d'une manière continue dans le quantificateur.

Dans le sélecteur d'estimation d'écho optimale (2711), l'estimation d'écho optimale est sélectionnée parmi les candidates comme suit:

$$E_c(i) = \text{Min}_{j=1}^M \left\{ |S_{inL} - E_c(j)| ; i \right\}, \quad (9)$$

$$E_{sopt} = E_c(i), \quad (10)$$

où $E_c(i)$ est la $i^{\text{ième}}$ candidate donnant l'estimation d'écho optimale. L'estimation d'écho optimale peut fournir le niveau minimal de l'écho résiduel. Le processeur de quantification non linéaire (271) peut chercher

l'estimation d'écho optimale parmi un plus grand nombre de candidates que celui ne comportant qu'une candidate du premier exemple de réalisation.

5 Pendant une double parole, le commutateur de commande (291) contraint le commutateur (28) à contourner le processeur de quantification non linéaire (271), car l'émission de paroles de l'interlocuteur à l'extrémité rapprochée est très modifiée par le processeur de quantification non linéaire (271). On exécute les mêmes pro-
10 cédures pour le gain échelonné dans l'estimateur d'écho (65) que celles du premier exemple de réalisation dans le cas d'une double parole ou dans le cas d'un niveau bas du signal d'entrée de réception linéaire. Dans le mode de traitement non linéaire, on peut régler le gain
15 échelonné à une valeur supérieure à celle du premier exemple de réalisation, car le processeur de quantification non linéaire (271) peut fournir un large éventail de candidates pour annuler complètement à la fois l'écho et le bruit de quantification.

20 L'annuleur d'écho (30) peut avoir des performances d'annulation supérieures en introduisant le processeur de quantification non linéaire (271) dans lequel une estimation d'écho optimale donnant un niveau minimal de l'écho résiduel est sélectionnée d'une façon adaptable
25 parmi une pluralité de candidates comportant un bruit de quantification qui sont dérivées de l'estimation d'écho. L'invention est très efficace comme annuleur d'écho pour annuler à la fois un écho et un grand bruit de quantification sur les voies MIC à plusieurs liaisons.

30 Exemple de réalisation 3

Un annuleur d'écho classique comportant une pluralité d'estimateurs d'écho peut donner d'excellentes performances d'annulation d'écho comme il est décrit dans la demande de brevet des E.U.A. N° de Série 848 781.
35 Mais celui-ci ne peut pas annuler le bruit de quantification présent dans le signal d'entrée d'émission

linéaire dû à la voie MIC. La Figure 7 représente la configuration fonctionnelle d'un annuleur d'écho (40) selon un troisième exemple de réalisation de la présente invention qui peut annuler le bruit de quantification.

5 L'annuleur d'écho (40) comprend deux estimateurs d'écho, c'est-à-dire, un estimateur d'écho principal (21) et un sous-estimateur d'écho (22). Les mêmes références numériques que celles des figures précédentes indiquent des unités identiques. Un processeur de quantification

10 non linéaire (27) comportant une estimation d'écho quantifiée est également inséré entre un soustracteur (25) et l'estimateur d'écho principal (21). L'estimateur d'écho principal (21) fournit une estimation d'écho principale à un processeur de quantification non linéaire

15 (27) par l'intermédiaire d'une porte (215), de manière à générer une estimation d'écho quantifiée comportant un bruit de quantification correspondant directement à celle-ci en tant que nouvelle estimation d'écho. Le soustracteur (25) sort un écho résiduel principal en le

20 soustrayant à une première entrée du soustracteur (25) du signal d'entrée d'émission linéaire à une seconde entrée du soustracteur (25). L'écho résiduel principal est transmis par l'intermédiaire d'une porte de sortie d'émission (8) en tant que signal de sortie d'émission

25 après l'avoir converti en un code MIC à 8 bits dans un convertisseur de code non linéaire (64). L'écho résiduel principal peut être également traité par un écrêteur central avant le convertisseur de code non linéaire (64).

L'écho résiduel principal est également fourni à

30 un soustracteur (26) de manière à obtenir un sous-écho résiduel en soustrayant une sous-estimation d'écho de celui-ci. La sous-estimation d'écho est dérivée du sous-estimateur d'écho (22). Quand le niveau du sous-écho résiduel est inférieur à celui de l'écho résiduel principal d'au moins un seuil donné, le sous-estimateur

35 d'écho (22) est jugé comme étant dans un état de

convergence dans un processeur de contrôle de convergence (24). Il en résulte que chaque coefficient de filtrage mémorisé dans un registre H du sous-estimateur d'écho (22) est ajouté au coefficient de filtrage relatif qui est mémorisé dans un registre H de l'estimateur d'écho principal (21) dans un registre-accumulateur (23).
5 Après l'addition des coefficients, le registre H du sous-estimateur d'écho (22) est remis à un état initial, et les deux estimateurs d'écho (21,22) sont ensuite
10 tous les deux remis en fonctionnement dans le mode de fonctionnement courant..

Dans l'estimateur d'écho principal (21), un gain échelonné ayant soit une très petite valeur ou une valeur nulle est mis en oeuvre pour venir à bout d'une divergence due
15 à une double parole ou à des perturbations par un bruit de voie, alors qu'un gain échelonné ayant une valeur relativement grande est appliqué dans le sous-estimateur d'écho (22), de manière à obtenir une convergence rapide. L'addition des coefficients peut fournir une convergence
20 rapide dans l'estimateur d'écho principal (21), même si un très petit gain échelonné lui est appliqué.

Le processeur de quantification non linéaire (27) est toujours inséré pour fournir une valeur quantifiée pour l'estimation d'écho principale fournie par l'estimateur d'écho principal (21). Comme le gain échelonné
25 dans l'estimateur d'écho principal (21) a soit une valeur nulle, soit une très petite valeur, il n'est pas nécessaire de contourner le processeur de quantification non linéaire (27) dans l'état de divergence de l'estimation d'écho principale comme dans le premier exemple
30 de réalisation.

Cet annuleur d'écho (40) peut maintenir d'excellentes performances dans différentes conditions de grand bruit de voie incluant un bruit de quantification, pour
35 des niveaux bas du signal d'entrée de réception, pendant le stade initial pour un circuit hybride ayant un petit

affaiblissement d'équilibrage d'écho ERL, en tête de l'émission de paroles après une double parole, et même pendant une double parole.

On va maintenant décrire en détail le fonctionnement de l'annuleur d'écho (40). Les configurations fonctionnelles de ces estimateurs (21,22) sont identiques à celles de l'estimateur d'écho (6) de la Figure 2. Les estimations respectives sont calculées par des circuits de convolution. Un circuit de convolution traite le signal d'entrée de réception linéaire mémorisé dans le registre X principal et les coefficients de filtrage mémorisés dans le registre H principal, de manière à générer l'estimation d'écho principale qui est fournie au processeur de quantification non linéaire (274). Le signal de sortie du soustracteur (25) en tant qu'écho résiduel principal Rel est renvoyé à l'estimateur d'écho principal (21) par l'intermédiaire d'une porte (216) pour mettre à jour les coefficients de filtrage. L'autre circuit de convolution traite le signal d'entrée de réception linéaire mémorisé dans le sous-registre X et les coefficients de filtrage mémorisés dans le sous-registre H du sous-estimateur d'écho (22), de manière à générer la sous-estimation d'écho qui est fournie au soustracteur (26) par l'intermédiaire d'une porte (225). Le signal de sortie du soustracteur (26) en tant que sous-écho résiduel Re2 est renvoyé au sous-estimateur d'écho (22) par l'intermédiaire d'une porte (226) pour mettre à jour les coefficients de filtrage dans le sous-registre H. La mise à jour des coefficients dans le registre H principal et dans le sous-registre H est exécutée respectivement en utilisant le signal d'entrée de réception linéaire et l'écho résiduel Rel, et en utilisant le signal d'entrée de réception linéaire et l'écho résiduel Re2.

Comme on l'a mentionné plus haut, trois modes de commande sont prévus dans l'annuleur d'écho (40), c'est-à-dire un mode courant, un mode d'addition et un mode

de remise à l'état initial. Le processeur de quantification non linéaire (27) est toujours inséré pour ces modes. Dans le processeur de contrôle de convergence (24), le mode est déterminé selon l'état du sous-estimateur d'écho (22) en comparant les niveaux des échos résiduels Re1 et Re2 par rapport aux signaux de contrôle provenant des détecteurs de double parole et de niveau bas (13,14), et les gains échelonnés sont également sélectionnés selon le mode et les signaux de contrôle provenant des détecteurs de double parole et de niveau bas (13,14).

Dans l'état de convergence du sous-estimateur d'écho (22), le processeur de contrôle de convergence (24) sort des signaux de contrôle envoyés au registre-accumulateur (23) et à l'estimateur d'écho principal et au sous-estimateur d'écho (21,22), de manière à ajouter les coefficients de filtrage dans le sous-estimateur d'écho (22) provenant d'une porte (227) aux coefficients de filtrage relatifs dans l'estimateur d'écho principal (21) provenant d'une porte (217). L'addition des coefficients dans le sous-registre H de convergence aux coefficients relatifs dans le registre H principal est exprimée par:

$$H_m(i)|_{n+1} = r_1 * H_m(i)|_n + r_2 * H_s(i)|_n, \quad (11)$$

où r_1 et r_2 sont des constantes dans l'intervalle $0 \leq r_1$ et dans l'intervalle $r_2 \leq 1$, i est la $i^{\text{ième}}$ position de prise variant de 0 à $N-1$, $H_m(i)|_n$ est le coefficient de filtrage à la $i^{\text{ième}}$ prise dans le registre H principal au $n^{\text{ième}}$ indice d'échantillonnage, et $H_s(i)|_n$ est le coefficient de filtrage à la $i^{\text{ième}}$ prise dans le sous-registre H au $n^{\text{ième}}$ indice d'échantillonnage, respectivement. Après l'addition, le sous-registre H inclus dans le sous-estimateur d'écho (22) est remis à l'état initial.

Les coefficients additionnés sont replacés dans le registre H principal de l'estimateur d'écho principal (21) par l'intermédiaire d'une porte (218). Après exécution de ces opérations, l'estimateur d'écho principal

et le sous-estimateur d'écho (21,22) re fonctionnent tous les deux dans le mode courant: pour la mise à jour des coefficients comme le fait l'estimateur d'écho (6) dans l'annuleur d'écho classique (1).

5 Quand le sous-estimateur d'écho (22) est détecté comme étant dans l'état de divergence par le processeur de contrôle de convergence (24), le mode revient au mode de remise à l'état initial, d'où il résulte la remise à l'état initial du sous-registre H, et le mode est en-
10 suite commuté en mode courant. Pour les autres états dans le sous-estimateur d'écho (22), où il est difficile de juger clairement si l'estimateur est à l'état de convergence ou à l'état de divergence, les mêmes procédures courantes sont exécutées dans les estimateurs (21,22)
15 comme dans l'annuleur d'écho (1) classique.

Les gains échelonnés fournis dans l'estimateur d'écho principal (21) sont relativement inférieurs à ceux dans le sous-estimateur d'écho (22), de manière à ne pas
20 faire diverger les coefficients de filtrage de la réponse impulsionnelle du trajet d'écho, même pendant une double parole. D'autre part, un gain échelonné relativement grand est fourni dans le sous-estimateur d'écho (22) pour obtenir une convergence pour l'écho aussi rapide que possible.

25 Quand les interlocuteurs à l'extrémité rapprochée et à l'extrémité distante ne sont pas dans une situation de double parole, le niveau du sous-écho résiduel Re_2 devient rapidement inférieur à celui de l'écho résiduel principal Re_1 dans le cas où l'estimateur d'écho prin-
30 cipal (21) a une réponse impulsionnelle qui dévie de celle du trajet de l'écho, d'où il résulte la répétition du mode d'addition.

Après l'addition au $n^{\text{ième}}$ indice d'échantillonnage, l'écho résiduel Re_1 au $(n+1)^{\text{ième}}$ indice d'échantillon-
35 nage devient:

$$\text{Re1}(n+1) = \text{SinL}(n+1) - \sum_{i=0}^{N-1} \text{Hm}(i) |_{n+1} * X(n+1-i), \quad (12)$$

$$= \text{SinL}(n+1) - \sum_{i=0}^{N-1} \text{Hm}(i) |_n * X(n+1-i) - \sum_{i=0}^{N-1} \text{Hs}(i) |_n * X(n+1-i), \quad (13)$$

et tend à peu près vers $\text{Re2}(n)$. Cela signifie que l'estimateur d'écho principal (21) peut converger rapidement par l'opération d'addition mettant en oeuvre le grand gain échelonné dans le sous-estimateur d'écho (22), même si le gain échelonné dans l'estimateur d'écho principal (21) est très petit.

Quand l'état de double parole ou de niveau bas du signal d'entrée de réception linéaire est détecté, le gain échelonné passe d'une valeur très faible à 0 dans l'estimateur d'écho principal (21) selon les signaux de contrôle provenant du processeur de contrôle de convergence (24).

Au début d'une double parole, les coefficients de filtrage dans le sous-estimateur d'écho (22) sont altérés brusquement et amenés à dévier à cause du grand gain échelonné avant que le détecteur de double parole (13) détecte l'état de double parole, et la divergence entraîne un accroissement rapide du sous-écho résiduel Re2 . Cependant, il n'y a pas d'effet sur les performances de l'estimateur d'écho principal (21), car le gain échelonné très petit peut empêcher que les coefficients divergent dans l'estimateur d'écho principal (21), et la détection rapide de l'état de divergence du sous-estimateur d'écho (22) par le processeur de contrôle de convergence (24) peut également interdire l'addition des coefficients. Le sous-estimateur d'écho (22) n'est remis à l'état initial que pour repousser les coefficients divergents. Un estimateur d'écho principal (21) stable ayant un gain échelonné nul ou d'une faible valeur peut toujours donner une nouvelle estimation d'écho appropriée fournie par le processeur de quantification d'écho

non linéaire (27).

Pendant la mise à l'état actif du détecteur de niveau bas (14), l'opération d'addition peut être exécutée chaque fois que le mode d'addition est sélectionné.

5 Le présent annuleur d'écho (40) est difficilement affecté dans la partie d'annulation d'une double parole, pendant une double parole et, en présence du bruit de voie, en réglant le gain échelonné à zéro ou à une très faible valeur et en interdisant l'addition des
10 coefficients, alors que l'estimateur d'écho (6) de l'annuleur d'écho classique (1) passe à l'état de divergence en raison du gain échelonné relativement grand nécessaire pour obtenir une convergence raisonnable.

L'annuleur d'écho classique (1) ne peut non plus
15 donner de bonnes performances pour un signal d'entrée de réception linéaire ayant un niveau bas, car un seuil relativement élevé est établi dans le détecteur de niveau bas (14) pour éviter une divergence en sacrifiant une convergence rapide pour les émissions de paroles
20 successives de niveau bas ayant un spectre de fréquences différent. Cependant, l'annuleur d'écho (40) peut bien fonctionner, même pour ces niveaux bas du signal d'entrée de réception. Le gain échelonné soit à zéro, soit à une très faible valeur, rend très résistants à ces pertur-
25 bations l'estimateur d'écho principal (21) et le processeur de quantification non linéaire (27), en maintenant une convergence rapide par l'opération d'addition.

L'annuleur d'écho (40) comprenant l'estimateur d'écho principal et le sous-estimateur d'écho (21,22)
30 impliquant l'opération d'addition des coefficients et le processeur de quantification non linéaire (27) peuvent atteindre de meilleures performances d'annulation que l'annuleur d'écho précédent (1) en ce qui concerne non seulement l'amélioration de l'affaiblissement d'équi-
35 librage d'écho mais également la vitesse de convergence et l'annulation du bruit de quantification comme on

l'a décrit plus haut.

Exemple de réalisation 4

Dans un quatrième exemple de réalisation de la présente invention, un annuleur d'écho (50) représenté sur la Figure 8 est appliqué à un trajet d'écho comportant une voie MIC à plusieurs liaisons où un grand bruit de quantification est présent. Les mêmes références numériques que celles des figures précédentes indiquent des unités identiques. Les mêmes unités sont utilisées dans cet exemple de réalisation, excepté pour un processeur de quantification non linéaire (274) et un processeur de contrôle de convergence (241). Le processeur de quantification non linéaire (274) fournit une estimation d'écho optimale qui donne un niveau minimal d'un écho résiduel principal.

L'estimateur d'écho principal (21) fournit une estimation d'écho principale au processeur de quantification non linéaire (274) par l'intermédiaire d'une porte (215), de manière à produire une estimation d'écho optimale selon celle-ci. Un soustracteur (25) fournit l'écho résiduel principal qui est transmis par une porte de sortie d'émission (8) en tant que signal de sortie d'émission après l'avoir converti en un code MIC à 8 bits dans un convertisseur de code non linéaire (64). L'écho résiduel principal peut être aussi traité par un écrêteur central avant le convertisseur de code non linéaire (64).

La Figure 9 représente la configuration du processeur de quantification non linéaire (274) qui fournit l'estimation d'écho optimale. Le processeur (274) comprend le même quantificateur non linéaire à plusieurs sorties (2712) que celui de la Figure 6 et un sélecteur d'estimation d'écho optimale (2741). Le sélecteur d'estimation d'écho optimale (2741) comporte des portes d'entrée (271) et (273) pour un signal d'entrée d'émission linéaire et un signal de contrôle provenant du

processeur de contrôle de convergence (241), respectivement. Les candidates dérivées de l'estimation d'écho principale donnée par la relation (8) sont fournies au sélecteur d'estimation d'écho optimale (2741). L'estimation d'écho optimale E_{opt} qui donne un niveau minimal de l'écho résiduel principal est déterminée par les relations (9) et (10), excepté pendant une double parole. Dans le cas d'une double parole, il est nécessaire d'éviter l'émission de paroles à l'extrémité rapprochée gênante due au processeur de quantification non linéaire (274). En conséquence, le processeur de contrôle de convergence (241) fournit un signal de contrôle au sélecteur d'estimation d'écho optimale (2741) par l'intermédiaire de la porte (273) afin de limiter l'estimation d'écho quantifiée correspondant directement à l'estimation d'écho principale en tant qu'estimation d'écho optimale. Le processeur de contrôle de convergence (241) exécute la même procédure que le processeur de contrôle de convergence (24) sur la Figure 7, excepté pour fournir le signal de contrôle destiné au processeur de quantification non linéaire (274) pendant une double parole, comme on l'a décrit plus haut.

Cet annuleur d'écho (50) peut également donner d'excellentes performances stables et une convergence rapide à la fois dans l'annulation d'un écho et d'un bruit de quantification dans différentes conditions de grand bruit de voie incluant un bruit de quantification MIC sur plusieurs liaisons, pour des niveaux bas du signal d'entrée de réception, pendant le stade initial pour un circuit hybride avec un affaiblissement ERL faible, en tête de l'émission de paroles après une double parole, et même pendant une double parole.

L'invention est également applicable à d'autres configurations décrites dans la demande de brevet des E.U.A. N° de Série 848 781 comportant

plusieurs estimateurs d'écho.

On va maintenant résumer les avantages de la présente invention.

(1) Dans un annuleur d'écho selon la présente invention comportant un processeur de quantification non linéaire (27), dans lequel un faible gain échelonné fournit une estimation d'écho précise dans l'état de convergence d'un estimateur d'écho (65), un processeur de quantification non linéaire (27) génère une nouvelle estimation d'écho comportant un bruit de quantification qui correspond à l'estimation d'écho fourni par l'estimateur d'écho (65). La nouvelle estimation d'écho peut supprimer non seulement l'écho mais également le bruit de quantification dans un signal d'entrée d'émission linéaire produit par des interfaces MIC avec une voie MIC. Cette simple configuration peut fournir un excellent affaiblissement d'équilibrage d'écho incluant une annulation de bruit de quantification, qui ne peut pas être obtenu dans un annuleur d'écho classique.

(2) En utilisant un processeur de quantification non linéaire (271,274) dans lequel une estimation d'écho optimale donnant un niveau minimal de l'écho résiduel peut être sélectionnée largement parmi une pluralité de candidates selon l'estimation d'écho dérivée de l'estimateur d'écho (65,21), on peut supprimer radicalement l'écho et le grand bruit de quantification sur un trajet d'écho comportant des voies MIC à plusieurs liaisons dans l'annuleur d'écho (30), en obtenant un excellent affaiblissement d'équilibrage d'écho stable.

(3) Les annuleurs d'écho (40,50) selon la présente invention mettant en oeuvre une pluralité d'estimateurs d'écho, dans lesquels sont exécutées l'opération d'addition pour les coefficients de filtrage entre les estimateurs d'écho et l'opération des processeurs de quantification non linéaire (27,274), peuvent donner d'excellentes performances à la fois d'annulation de l'écho

et du bruit de quantification avec une rapide convergence et une résistance aux perturbations dues à une double parole et à un bruit de voie incluant un bruit de quantification.

5 (4) L'annuleur d'écho (50) selon la présente invention peut maintenir de hautes performances d'annulation, même pour des niveaux bas du signal d'entrée de réception linéaire. Ceci est dû au fait qu'un estimateur d'écho principal ayant un faible gain échelonné est très
10 stable et peut être mis à l'état de convergence très rapidement par l'opération d'addition, même pour les signaux d'entrée de réception de niveau bas, et au fait que le processeur de quantification non linéaire (274)
15 qui fournit une estimation d'écho optimale donnant un niveau minimal de l'écho résiduel principal peut éliminer radicalement le bruit de quantification.

La présente invention est applicable, par exemple, aux annuleurs d'écho comportant des interfaces MIC pour voies téléphoniques incluant des réseaux RTPC, RNIS et
20 réseaux de télécommunications mobiles, aux annuleurs d'écho pour les téléphones à mains libres et pour le matériel de téléconférences incluant des dispositifs TV phone, TV conférence et audio conférence.

D'après ce qui précède, il ressort que la présente
25 invention constitue un nouvel annuleur d'écho perfectionné. On doit remarquer, évidemment, que les exemples de réalisation révélés sont simplement donnés à titre explicatif et n'ont pas pour but de limiter le cadre de l'invention. Par conséquent, on se réfèrera aux revendications annexées, plutôt qu'à la description précédente,
30 qui indiquent le cadre de l'invention.

REVENDEICATIONS

1. Annuleur d'écho inséré dans un circuit à quatre fils pour annuler une composante d'écho sur une voie de transmission comprenant:

5 un soustracteur (7) inséré sur ladite voie de transmission pour soustraire une estimation d'écho à une première entrée dudit soustracteur (7) d'un signal d'entrée d'émission linéaire à une seconde entrée dudit soustracteur (7), de manière à fournir un écho résiduel à une sortie dudit soustracteur (7) qui est un signal de
10 sortie d'émission linéaire,

un estimateur d'écho (65) couplé à une voie de réception pour synthétiser une estimation d'écho comme signal de sortie à partir d'un signal d'entrée de réception linéaire sur ladite voie de réception par la mise
15 en oeuvre d'un filtre numérique adaptatif dans ledit estimateur d'écho (65),

des coefficients de filtrage dudit filtre numérique adaptatif étant mis à jour selon ledit écho résiduel à ladite sortie dudit soustracteur (7) et ledit signal
20 d'entrée de réception linéaire sur ladite voie de réception,

caractérisé en ce qu'il comprend des moyens perfectionnés incluant:

25 un processeur de quantification non linéaire (27) couplé audit estimateur d'écho (65) pour fournir un signal de sortie qui est une estimation d'écho quantifiée correspondant à ladite estimation d'écho fournie par ledit estimateur d'écho (65),

un commutateur (28) pour commuter ladite estimation
30 d'écho à la première entrée dudit soustracteur (7) entre ledit signal de sortie dudit estimateur d'écho (65) et ledit signal de sortie quantifié fourni par ledit processeur de quantification non linéaire (27),

un contrôleur de commutation (29) pour contrôler
35 ledit commutateur (28),

où ledit contrôleur de commutation (29) fait en sorte que ledit commutateur (28) connecte ladite sortie dudit estimateur d'écho (65) à la première entrée dudit soustracteur (7) dans un état de divergence dudit estimateur d'écho (65),

où ledit contrôleur de commutation (29) fait en sorte que ledit commutateur (28) connecte ladite sortie dudit processeur de quantification non linéaire (27) à la première entrée dudit soustracteur (7) dans un état de convergence dudit estimateur d'écho (65),

où ledit état de convergence est défini de telle sorte que le niveau de sortie dudit soustracteur (7) est inférieur au niveau dudit signal d'entrée d'émission linéaire d'au moins un seuil donné.

2. Annuleur d'écho selon la revendication 1, caractérisé en ce que:

ledit processeur de quantification non linéaire (271) comprend un quantificateur non linéaire à plusieurs sorties (2712), qui sort une pluralité d'estimations d'écho quantifiées comme candidates selon ladite estimation d'écho provenant dudit estimateur d'écho (65), et un sélecteur d'estimation d'écho optimale (2711) qui fournit une estimation d'écho optimale comme signal de sortie dudit processeur de quantification non linéaire (271),

ledit sélecteur d'estimation d'écho optimale (2711) sélectionne ladite estimation d'écho optimale parmi les dites candidates fournies par ledit quantificateur non linéaire à plusieurs sorties (2712) en comparant chacune d'elles audit signal d'entrée d'émission linéaire de manière à fournir un niveau minimal dudit écho résiduel,

un détecteur de double parole (13) couplé à ladite voie de réception est fourni pour détecter un état de double parole entre les interlocuteurs à l'extrémité rapprochée et à l'extrémité distante et pour informer ledit contrôleur de commutation (29) de l'état de

double parole, et

ledit contrôleur de commutation (291) fait en sorte que ledit commutateur (28) connecte ledit estimateur d'écho (65) audit soustracteur (7) dans l'état de double parole.

5

3. Annuleur d'écho inséré dans un circuit à quatre fils pour annuler une composante d'écho sur une voie de transmission, dans lequel :

un soustracteur (25) est inséré sur ladite voie de transmission pour soustraire une estimation d'écho à une première entrée dudit soustracteur (25) d'un signal d'entrée d'émission linéaire à une seconde entrée dudit soustracteur (25), de manière à fournir un écho résiduel principal à une sortie dudit soustracteur (25) qui est un signal de sortie d'émission linéaire,

10
15

un estimateur d'écho principal (21) est couplé à une voie de réception pour synthétiser une estimation d'écho principale comme signal de sortie à partir d'un signal d'entrée de réception linéaire sur ladite voie de réception par la mise en oeuvre d'un filtre numérique adaptatif dans ledit estimateur d'écho principal (21),

20

des coefficients de filtrage dudit filtre numérique adaptatif dans ledit estimateur d'écho principal (21) sont mis à jour selon ledit écho résiduel principal à ladite sortie dudit soustracteur (25) et ledit signal d'entrée de réception linéaire,

25

un soustracteur (26) est couplé audit soustracteur (25) pour soustraire une sous-estimation d'écho dudit écho résiduel principal afin de sortir un sous-écho résiduel,

30

un sous-estimateur d'écho (22) est couplé à ladite voie de réception pour synthétiser ladite sous-estimation d'écho comme signal de sortie à partir dudit signal d'entrée de réception linéaire sur ladite voie de réception par la mise en oeuvre d'un filtre numérique adaptatif dans ledit sous-estimateur d'écho (22),

35

des coefficients de filtrage dudit filtre numérique

adaptatif dans ledit sous-estimateur d'écho (22) sont mis à jour selon ledit sous-écho résiduel à ladite sortie dudit soustracteur (26) et ledit signal d'entrée de réception linéaire,

5 un processeur de contrôle de convergence (24) sert pour commander ledit estimateur d'écho principal (21), ledit sous-estimateur d'écho (22) et un registre-accumulateur (23) selon l'état de convergence/divergence dudit sous-estimateur d'écho (22),

10 ledit registre-accumulateur (23) sert à additionner les coefficients de filtrage dans ledit sous-estimateur d'écho (22) aux coefficients de filtrage correspondant aux mêmes positions des prises dans ledit estimateur d'écho principal (21) selon le contrôle effectué par ledit processeur de contrôle de convergence
15 (24),

caractérisé en ce qu'il comprend des moyens perfectionnés incluant:

20 un processeur de quantification non linéaire (27) couplé audit estimateur d'écho principal (21) pour fournir ladite estimation d'écho à la première entrée dudit soustracteur (25) qui est une estimation d'écho quantifiée pour ladite estimation d'écho principale fournie par ledit estimateur d'écho principal (21),

25 où ledit processeur de contrôle de convergence (24) sélectionne un mode de fonctionnement parmi un mode courant, un mode d'addition, ou un mode de remise à l'état initial selon l'état de convergence/divergence dudit sous-estimateur d'écho (22) déterminé par une
30 comparaison de niveaux d'au moins ledit écho résiduel principal et ledit sous-écho résiduel,

ledit mode d'addition étant sélectionné dans l'état de convergence dudit sous-estimateur d'écho (22) où le niveau dudit sous-écho résiduel est inférieur à celui
35 dudit écho résiduel principal d'au moins un seuil donné, ledit mode de remise à l'état initial étant sélectionné

dans un état de divergence dudit sous-estimateur d'écho (22) où le niveau dudit sous-écho résiduel est supérieur à celui dudit écho résiduel principal d'au moins un seuil donné, et ledit mode courant étant sélectionné dans l'autre état où ledit sous-estimateur d'écho (22) ne converge ni ne diverge nettement.

4. Annuleur d'écho selon la revendication 3, caractérisé en ce que:

ledit processeur de quantification non linéaire (274) comprend un quantificateur non linéaire à plusieurs sorties (2712) qui sort une pluralité d'estimations d'écho quantifiées comme candidates selon ladite estimation d'écho principale provenant dudit estimateur d'écho principal (21), et un sélecteur d'estimation d'écho optimale (2741) qui fournit une estimation d'écho optimale comme signal de sortie dudit processeur de quantification non linéaire (274),

ledit sélecteur d'estimation d'écho optimale (2741) sélectionne ladite estimation d'écho optimale parmi lesdites candidates fournies par ledit quantificateur non linéaire à plusieurs sorties (2721) en comparant chacune d'elles audit signal d'entrée d'émission linéaire, de manière à fournir un niveau minimal dudit écho résiduel principal,

un détecteur de double parole (13) couplé à ladite voie de réception est fourni pour détecter un état de double parole entre des interlocuteurs à l'extrémité rapprochée et à l'extrémité distante et pour informer ledit processeur de contrôle de convergence (241) de l'état de double parole,

ledit processeur de contrôle de convergence (241) fait en sorte que ledit processeur de quantification non linéaire (274) sort une estimation d'écho quantifiée correspondant à ladite estimation d'écho principale fournie par ledit estimateur d'écho principal (21), que ladite estimation d'écho quantifiée est égale à ladite

estimation d'écho à la première entrée dudit soustrac-
teur (25) dans ledit état de double parole.

5 5. Annuleur d'écho selon l'une quelconque des
revendications 1 à 4, caractérisé en ce qu'un détecteur
de double parole (13) et/ou un détecteur de niveau bas
(14) pour ledit signal d'entrée de réception linéaire
sont fournis pour contrôler un gain échelonné dans ledit
estimateur d'écho (65,21,22).

10 6. Annuleur d'écho selon l'une quelconque des
revendications 1 à 5, caractérisé en ce qu'un écrêteur
central est fourni pour écrêter ledit écho résiduel ou
ledit écho résiduel principal quand il a un faible niveau.

Fig.1

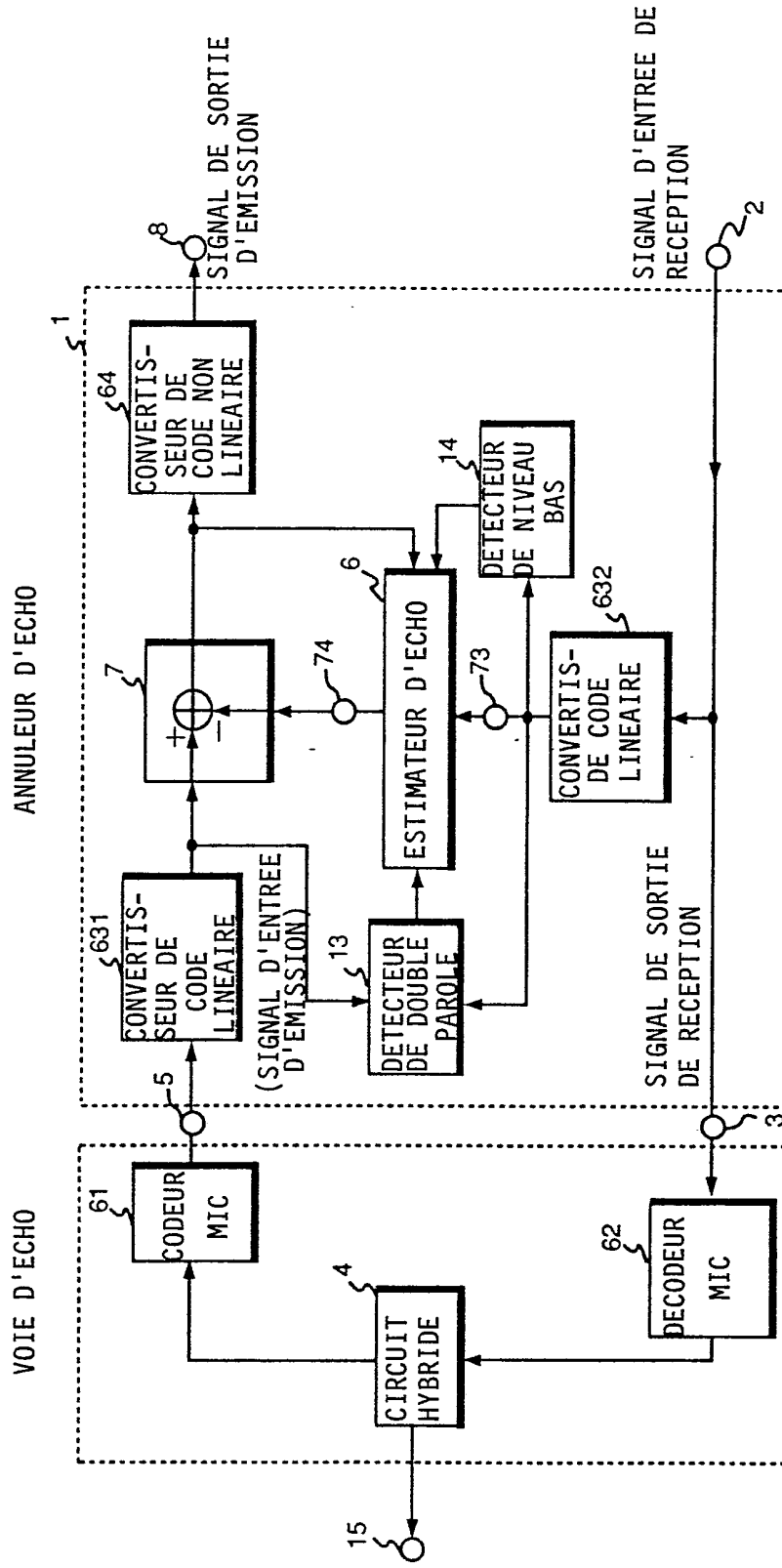


Fig.3

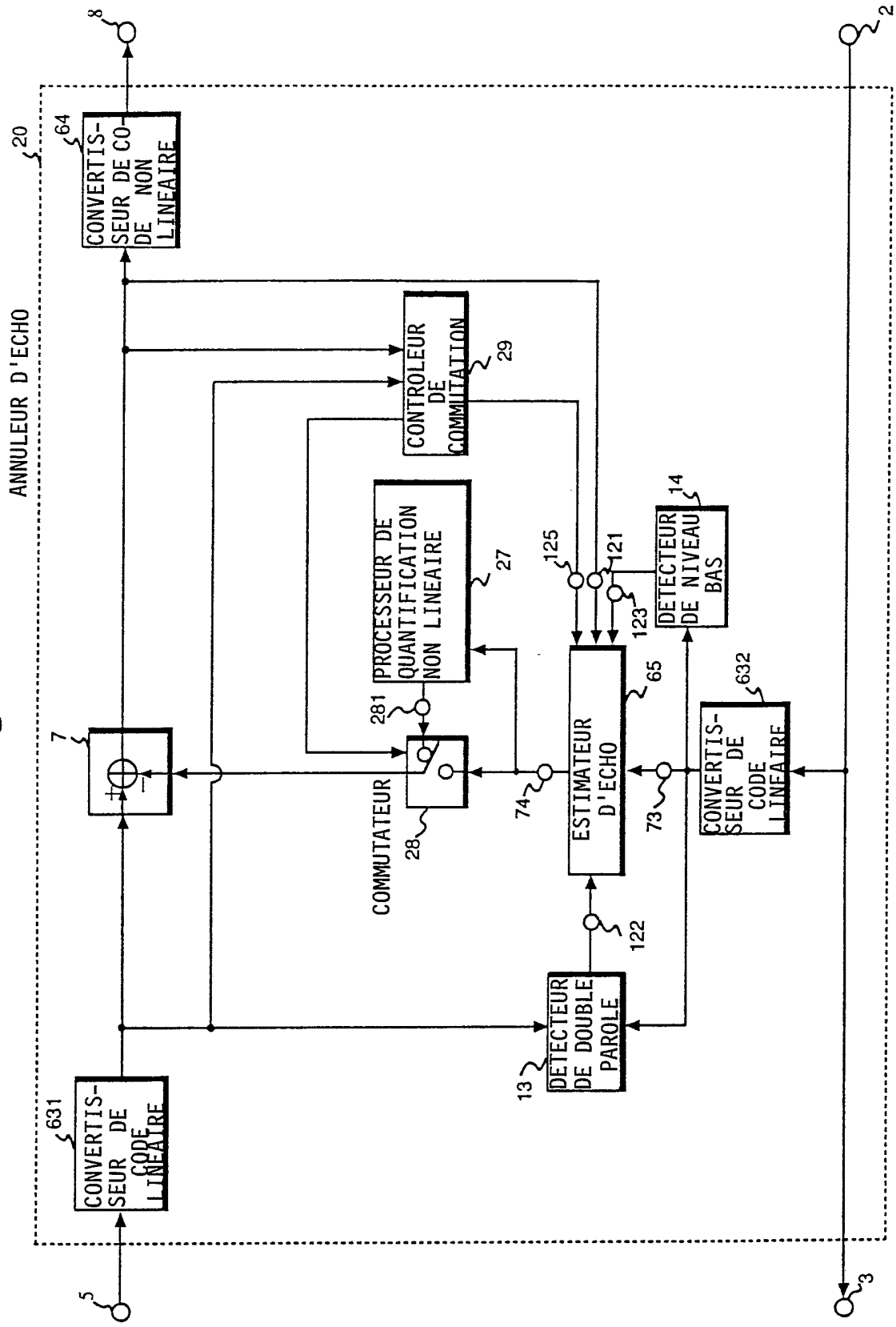


FIG.4

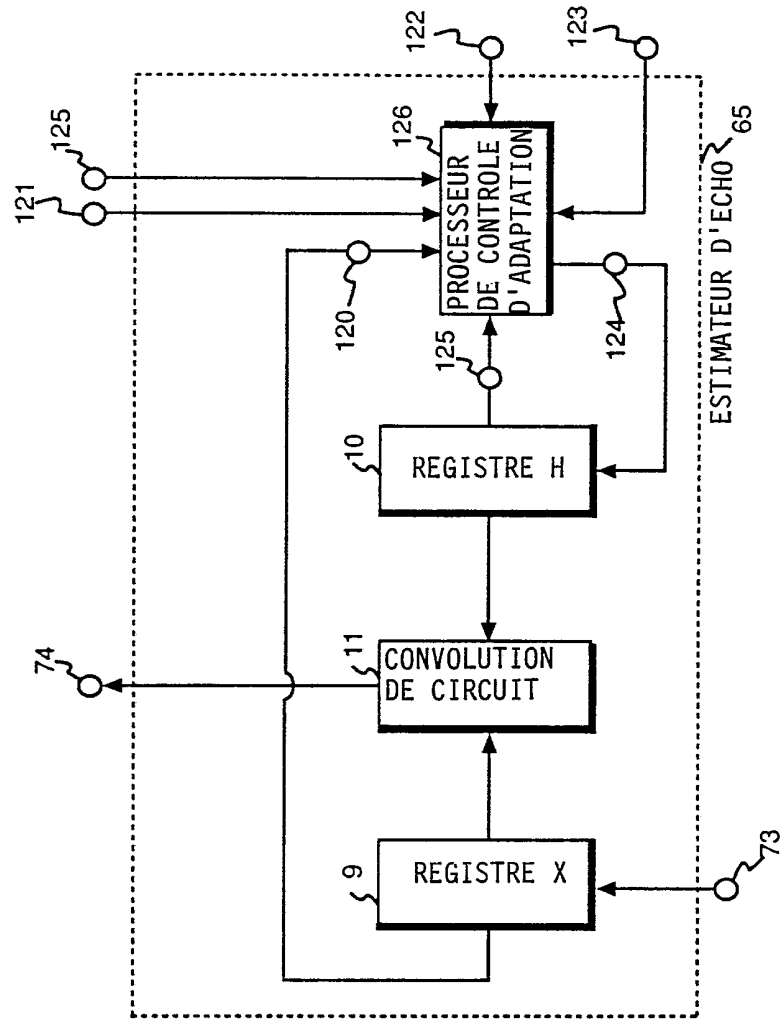


Fig.6

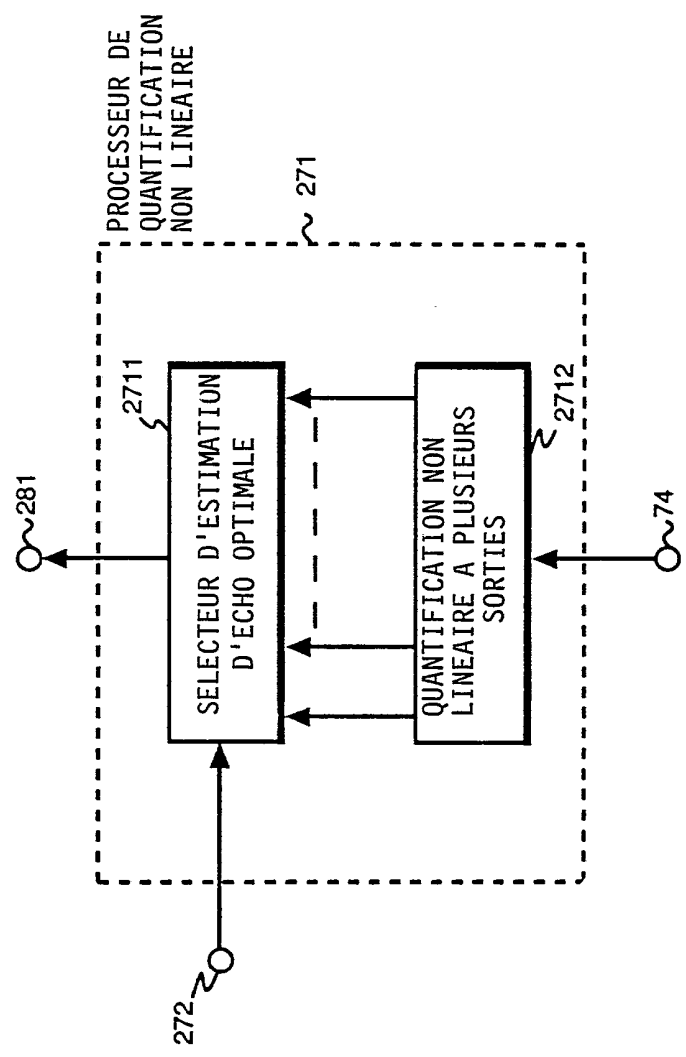


FIG.7

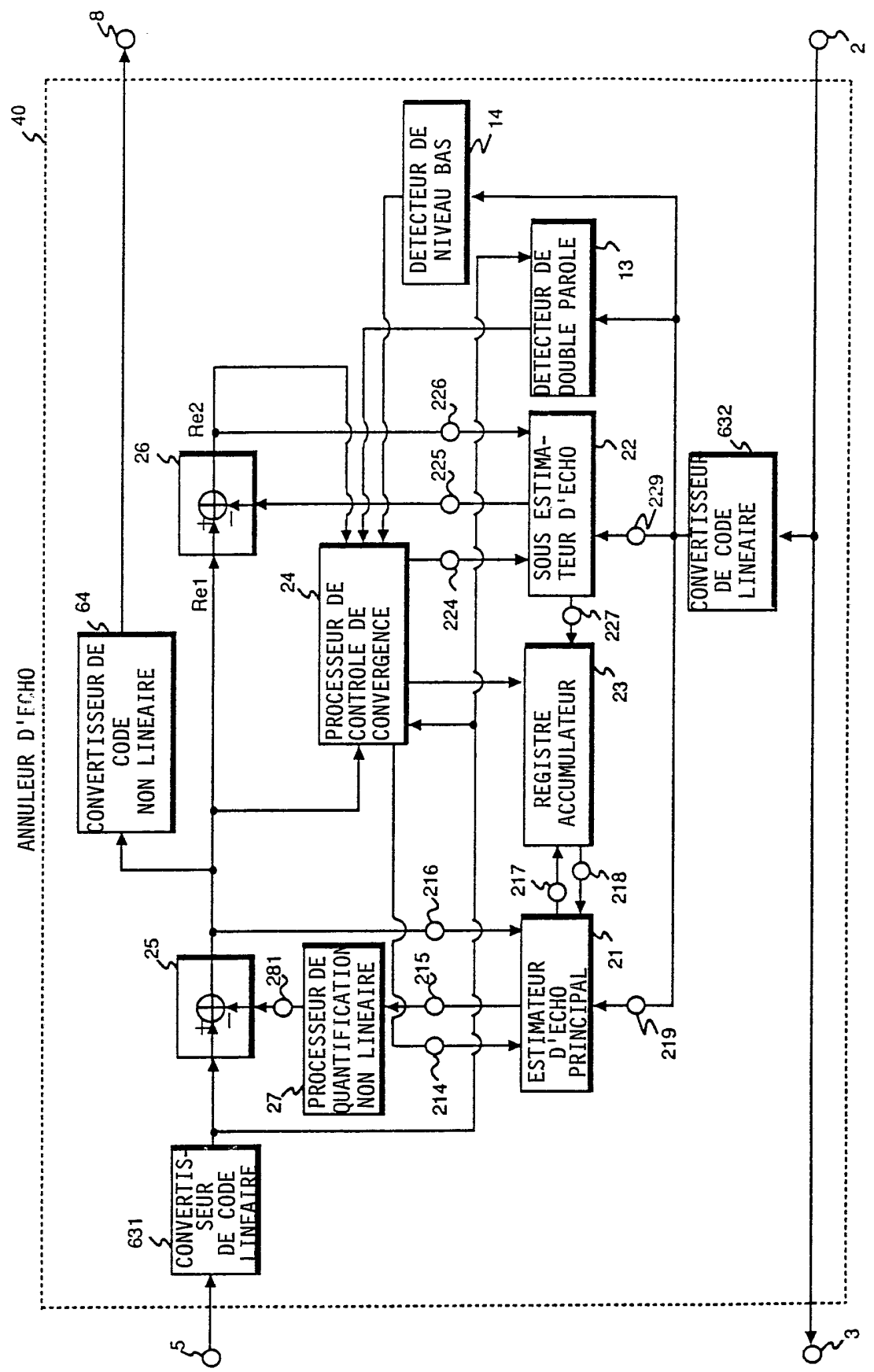


FIG.8

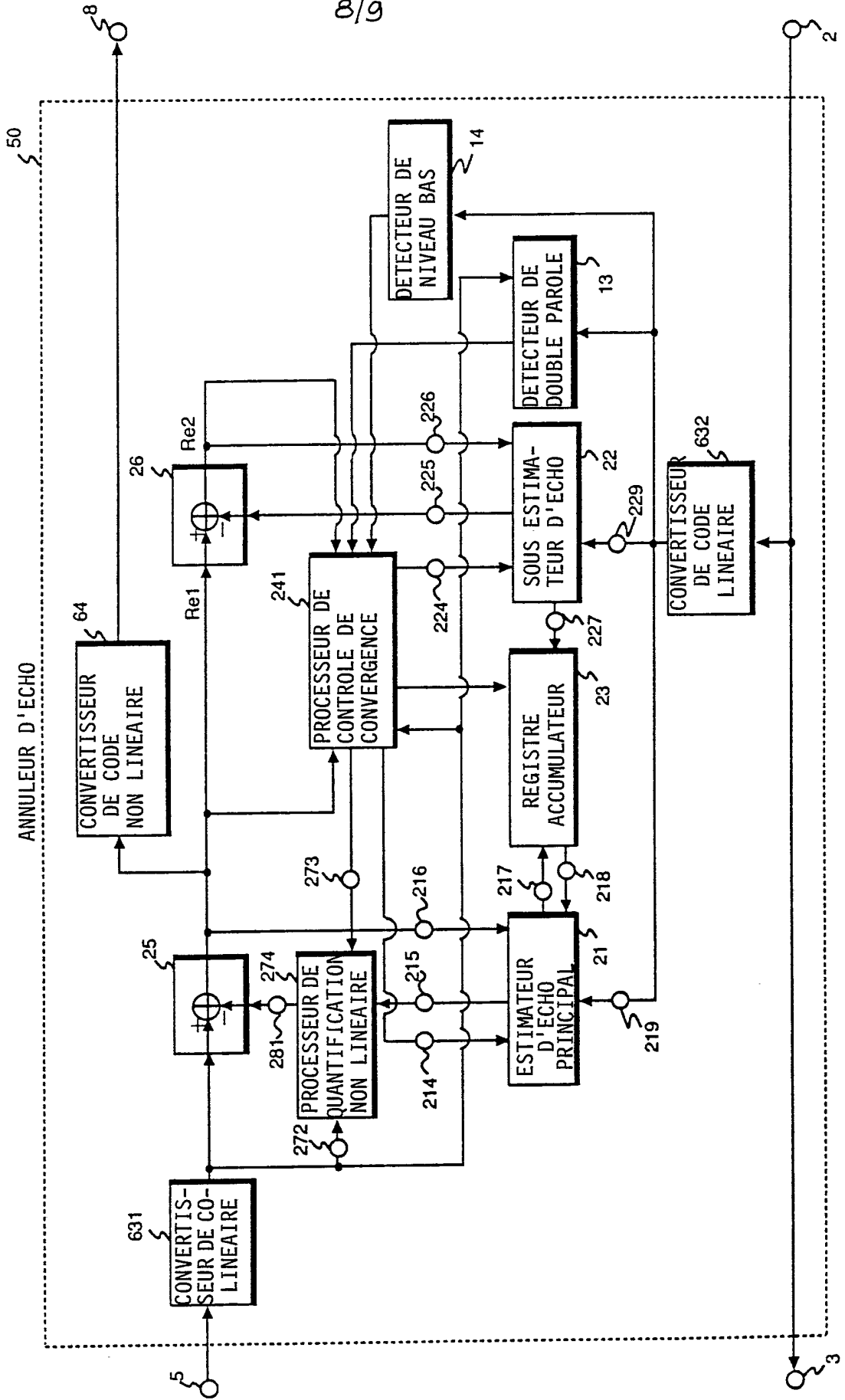


Fig.9

