

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

②

N° 82 03501

⑤

Discriminateur de bande d'énergie.

⑥

Classification internationale (Int. Cl.³). H 04 B 3/23; H 03 D 11/00; H 04 M 1/00.

⑦

Date de dépôt..... 3 mars 1982.

⑧ ⑨ ⑩

Priorité revendiquée : *EUA, 5 mars 1981, n°s 240,978 et 240,979.*

⑪

Date de la mise à la disposition du
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 36 du 10-9-1982.

⑫

Déposant : Société dite : WESTERN ELECTRIC CO., INC., résidant aux EUA.

⑬

Invention de : Charles William Kevin Gritton et Timothy James Zebo.

⑭

Titulaire : *Idem* ⑫

⑮

Mandataire : Cabinet Flechner,
63, av. des Champs Elysées, 75008 Paris.

La présente invention concerne un discriminateur de bande d'énergie utilisable dans un annuleur d'écho qui comprend un circuit de traitement de signal réglable branché à un premier chemin de transmission pour générer un signal d'estimation d'écho, un réseau de combinaison branché à un second chemin de transmission pour combiner un signal présent dans le second chemin avec le signal d'estimation d'écho afin de générer un signal d'erreur, un premier circuit qui réagit au signal d'erreur en réglant le circuit de traitement, et un second circuit qui applique le signal d'erreur au circuit de traitement réglable.

Des échos apparaissent communément à cause du couplage imparfait des signaux entrants dans des jonctions 4 fils - 2 fils dans les systèmes de télécommunications. Les échos résultent de façon caractéristique d'une adaptation d'impédance imparfaite de l'installation à 2 fils dans la jonction 4 fils - 2 fils, ce qui fait que le signal entrant est partiellement réfléchi sur un chemin sortant, vers la source de signaux entrants.

On a employé des annuleurs d'écho auto-adaptatifs pour atténuer les échos en générant une estimation du signal réfléchi, ou écho, et en la soustrayant du signal sortant. L'estimation d'écho est mise à jour sous la dépendance du signal sortant pour constituer une meilleure approximation de l'écho à annuler. Dans l'art antérieur, on interdit la mise à jour de l'estimation d'écho lorsque des signaux de parole de l'extrémité proche sont émis ou lorsqu'aucune énergie notable de l'extrémité éloignée n'est reçue. Cependant, on autorise la mise à jour de l'estimation d'écho lorsque de l'énergie notable de l'extrémité éloignée est reçue, qu'il s'agisse de parole, de bruit, de signaux monofréquences, de signaux à plusieurs fréquences discrètes ou de signaux analogues.

On a déterminé qu'en permettant à l'annuleur de mettre à jour l'estimation d'écho pendant des intervalles au cours desquels le signal de l'extrémité éloignée comprend de l'énergie qui n'occupe qu'une partie d'une bande de fréquence intéressante, comme par exemple un signal monofré-

quence, un signal à plusieurs fréquences discrètes ou un signal analogue (ce qu'on appelle ci-après de l'énergie à bande partielle), on aboutit à une condition indésirable du circuit de télécommunications comprenant l'annuleur. Plus
5 précisément, l'annuleur comprend un circuit de traitement auto-adaptatif qui peut se régler sur un grand nombre de fonctions de transfert afin de générer l'estimation d'écho qui constitue la meilleure approximation de l'écho. Le fait d'autoriser le circuit de traitement à régler la fonction
10 de transfert lorsque de l'énergie à bande partielle est reçue soulève le problème suivant : bien que la fonction de transfert à laquelle on parvient soit optimisée pour les composantes de fréquence de l'énergie à bande partielle, elle peut ne pas être optimale pour les composantes de fré-
15 quence restantes dans la bande de fréquence intéressante, par exemple la bande vocale. En fait, la fonction de transfert sur laquelle le circuit de traitement est réglé pour des fréquences autres que celles qui figurent dans l'énergie à bande partielle peut être notablement différente du
20 réglage optimal désiré, qu'on obtiendrait dans le cas du réglage sur un signal à bande complète, c'est-à-dire de la parole ou du bruit gaussien. Par conséquent, un chemin dit à faible atténuation de retour est établi pour les fréquences autres que celles de l'énergie à bande partielle. Cette
25 faible atténuation de retour peut conduire à des oscillations dans le circuit de télécommunications. Ces oscillations sont extrêmement indésirables et doivent être évitées. Le problème de la faible atténuation de retour et d'autres problèmes des structures d'annuleur d'écho de l'art anté-
30 rieur viennent du fait qu'on autorise l'annuleur à régler l'estimation d'écho pendant les intervalles au cours desquels de l'énergie à bande partielle de l'extrémité éloignée est reçue.

Le problème est résolu conformément à l'invention
35 qui, dans un mode de réalisation particulier, comporte un discriminateur de bande d'énergie qui interconnecte le réseau de combinaison au premier circuit pour discriminer entre l'énergie à bande complète et l'énergie à bande par-

tielle dans un signal reçu dans le premier chemin de transmission, et pour générer un signal de commande indicatif de ceci, le discriminateur de bande d'énergie comprenant un premier circuit de filtre destiné à générer un premier
5 signal représentatif d'une valeur moyenne du signal reçu, un second circuit de filtre destiné à générer un second signal représentatif d'une valeur absolue du signal reçu, et un circuit de commande destiné à comparer les premier et second signaux et à générer un premier état du signal de
10 commande lorsque le second signal est supérieur au premier signal, le signal de commande étant appliqué au second circuit de façon à autoriser l'application du signal d'erreur au circuit de traitement de signal réglable pendant les intervalles au cours desquels le premier état du signal de
15 commande est généré.

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

La figure 1 représente sous forme de schéma
20 synoptique simplifié un annuleur d'écho qui comprend un mode de réalisation de l'invention ;

La figure 2 représente sous forme simplifiée des détails du discriminateur d'énergie qui est employé dans la figure 1 ;

25 La figure 3 représente des détails du circuit de commande qui est employé dans le discriminateur de la figure 2 ;

La figure 4 est un diagramme d'états utile à la description du fonctionnement du discriminateur de la figure 2 et du circuit de commande de la figure 3 ;
30

La figure 5 représente des détails d'une autre version du circuit de commande employé dans le discriminateur de la figure 2 ; et

La figure 6 représente sous forme simplifiée des
35 détails du filtre qui est employé dans le circuit de commande de la figure 5.

L'annuleur d'écho 100 comprenant un mode de réalisation de l'invention est représenté sous forme de schéma

synoptique simplifié sur la figure 1. Cependant, contrairement aux structures d'annuleur d'écho de l'art antérieur, comme celles décrites dans les brevets U. S. 3 499 999 et 3 500 000, ainsi que dans un article intitulé "Bell's Echo-Killer Chip", IEEE Spectrum, octobre 1980, pages 34-37, l'annuleur d'écho 100 comprend un discriminateur d'énergie 103 destiné à autoriser de façon commandée la mise à jour d'une estimation de signal d'écho, conformément à un aspect de l'invention, lorsqu'un signal d'extrémité éloigné, reçu sur un premier chemin de transmission, comprend une certaine classe de signaux comprenant ce qu'on appelle de l'énergie à bande complète. Autrement dit, la mise à jour de l'estimation de signal d'écho est interdite lorsque le signal de l'extrémité éloignée comporte un niveau notable d'énergie qui n'est qu'à bande partielle. De façon générale, dans un mode de réalisation de l'invention, on compare une valeur absolue moyenne du signal reçu à une valeur absolue modifiée du signal reçu, et si la valeur absolue modifiée est supérieure à la moyenne, on considère que le signal reçu contient de l'énergie à bande complète. Si c'est le cas, la mise à jour ou l'adaptation de l'estimation de signal d'écho est autorisée. Dans le cas contraire, la mise à jour de l'estimation d'écho est interdite. Ceci permet à l'annuleur d'écho de s'adapter sur une fonction de transfert uniquement lorsque le signal reçu contient de l'énergie à bande complète et interdit la mise à jour de la fonction de transfert lorsque seule de l'énergie à bande partielle est reçue, ce qui serait susceptible de donner lieu à une faible atténuation de retour pour d'autres composantes de fréquence dans la bande de fréquence intéressante, par exemple la bande de fréquence vocale. Par conséquent, on évite les oscillations parasites et d'autres problèmes dans le réseau de transmission.

Brièvement, l'annuleur 100 comprend un circuit de traitement de signal réglable qui comporte un système de réduction d'erreur en boucle fermée qui est auto-adaptatif, dans la mesure où il suit automatiquement la variation du signal dans un chemin sortant. Plus précisément, l'annu-

leur 100 emploie un estimateur d'écho 101 qui comprend une structure de filtre transversal destinée à synthétiser une approximation linéaire de l'écho, c'est-à-dire une estimation d'écho.

5 Dans ce but, le signal entrant de l'extrémité éloignée $X(K)$ est habituellement appliqué par une personne parlant à l'extrémité éloignée, et par l'intermédiaire d'un premier chemin de transmission, par exemple le conducteur 102, à une première entrée de l'annuleur d'écho 100
10 et dans ce dernier à une entrée de l'estimateur d'écho 101, à une entrée du discriminateur d'énergie 103 et à une première entrée du détecteur de parole 104. Le signal de l'extrémité éloignée, $X(K)$, peut être par exemple un signal de parole échantillonné de façon numérique, dans lequel K est
15 un nombre entier identifiant l'intervalle d'échantillonnage. Le signal de l'extrémité éloignée $X(K)$ est également appliqué par le conducteur 105, éventuellement par l'intermédiaire d'un circuit de conversion, par exemple un convertisseur numérique-analogique non représenté, à une pre-
20 mière entrée du circuit hybride 106. Il est habituellement souhaitable que le signal d'entrée appliqué au circuit hybride 106 à partir du conducteur 105 soit transmis vers un auditeur proche par l'intermédiaire du chemin bidirectionnel 107. Cependant, à cause d'une désadaptation d'im-
25 pédance dans le circuit hybride 106, qui résulte de façon caractéristique du fait que l'impédance d'équilibrage 108 n'est pas exactement adaptée à l'impédance du chemin bidirectionnel 107, une partie du signal d'entrée du circuit hybride apparaît sur le conducteur sortant 109 et
30 elle est réfléchi vers la source de signal de l'extrémité éloignée, sous la forme d'un écho. Une sortie du circuit hybride 106 applique l'écho à une seconde entrée de l'annuleur 100, par un conducteur 109, et dans l'annuleur, l'écho est appliqué à une seconde entrée du détecteur de
35 parole 104 et à une première entrée du réseau de combinaison 110. Un dispositif de conversion, par exemple un convertisseur analogique-numérique, non représenté, peut également être intercalé dans le conducteur 109. Un second

signal d'entrée du réseau de combinaison 110 consiste en une estimation de l'écho qui est générée par l'estimateur d'écho 101. L'estimation d'écho provenant d'une sortie de l'estimateur d'écho 101 est appliquée par le conducteur 5 111 à la seconde entrée du réseau de combinaison 110. Le réseau de combinaison 110 génère un signal d'erreur $E(K)$ qui correspond à la différence algébrique entre l'estimation d'écho et le signal de sortie du circuit hybride 106, comprenant l'écho indésirable. Le signal d'erreur $E(K)$ est 10 appliqué par un second chemin de transmission, par exemple le conducteur 112, à la source de l'extrémité éloignée et à une porte de commutation commandée 113. La porte 113 est commandée de façon à être validée ou invalidée par un signal de sortie provenant de la porte ET 114. Un premier état du 15 signal de sortie de la porte ET 114, par exemple un état logique 1, valide la porte 113 de façon à appliquer le signal d'erreur $E(K)$ à l'estimateur 101, tandis qu'un second état de la sortie de la porte ET 114, par exemple un état logique 0, interdit à la porte 113 d'appliquer le signal 20 d'erreur $E(K)$ à l'estimateur 101.

Dans l'art antérieur, la porte 113 était commandée de façon à interdire l'application du signal d'erreur $E(K)$ à l'estimateur 101 en l'absence d'une énergie notable de l'extrémité éloignée, en présence de parole provenant de l'extrémité proche, ou dans le cas où une relation déterminée entre le signal d'erreur $E(K)$, le signal de l'extrémité éloignée $X(K)$ et un signal d'état indiquait la présence de signaux de parole de l'extrémité proche, comme il est décrit dans le brevet U. S. 4 129 753. 25 Comme indiqué ci-dessus, le signal de l'extrémité éloignée $X(K)$ pouvait contenir de la parole, du bruit, n'importe quelle fréquence parmi un certain nombre de fréquences individuelles, des signaux à plusieurs fréquences discrètes, ou des signaux analogues. Ainsi, dans les structures antérieures, le signal d'erreur $E(K)$ n'était bloqué que dans le cas d'absence de détection d'une énergie notable de l'extrémité éloignée ou dans le cas de détection de parole de l'extrémité proche. D'autre part, le si- 30

gnal d'erreur $E(K)$ était appliqué à l'estimateur 101 pendant les intervalles au cours desquels une énergie notable de l'extrémité éloignée était détectée dans le signal $X(K)$. Cette énergie pouvait être de l'énergie à bande partielle, c'est-à-dire un signal monofréquence, des signaux à plusieurs fréquences discrètes ou des signaux analogues. Par conséquent, l'estimateur 101 pouvait s'adapter ou être réglé de toute autre manière pendant les intervalles dans lesquels seule de l'énergie à bande partielle était reçue.

10 Comme indiqué ci-dessus, un tel réglage conduit à des résultats indésirables. Plus particulièrement, la fonction de transfert sur laquelle l'estimateur 101 peut se régler pour les composantes de fréquence du signal à bande partielle était susceptible de conduire à une atténuation de retour

15 faible pour l'autres composantes de fréquence dans la bande de fréquence intéressante. Ceci peut, à son tour, donner lieu à des oscillations parasites dans le circuit de télécommunications. Conformément à un aspect de l'invention, on évite les oscillations parasites et d'autres problèmes qui

20 résultent du fait qu'on autorise le réglage de l'estimateur 101 en présence d'énergie à bande partielle, en employant le discriminateur d'énergie 103 pour déterminer si le signal de l'extrémité éloignée $X(K)$ ne contient que de l'énergie à bande partielle ou de l'énergie à bande complète.

25 Si on détermine que le signal $X(K)$ ne correspond pas à de l'énergie à bande complète, par exemple de la parole ou du bruit, ou autrement dit si $X(K)$ correspond à de l'énergie à bande partielle, comme par exemple un signal monofréquence, des signaux à plusieurs fréquences discrètes ou des

30 signaux analogues, le discriminateur 103 génère un signal de sortie qui invalide la porte ET 114. Au contraire, lorsqu'on détecte de l'énergie à bande complète, le discriminateur 103 génère un signal de sortie qui valide la porte ET 114. La porte ET 114 génère à son tour un signal de

35 commande pour empêcher que la porte 113 applique le signal $E(K)$ à l'estimateur 101. Plus précisément, un premier état du signal de commande provenant de la porte 114, par exemple un état logique 1, valide la porte 113, tandis qu'un

second état du signal de commande, par exemple un état logique 0, invalide la porte 113. Par conséquent, l'estimation d'écho générée par l'estimateur 101 demeure constante pendant les intervalles dans lesquels seule de l'énergie à bande partielle est présente, et on évite un réglage indésirable de la fonction de transfert de l'annuleur.

L'estimateur 101 comprend ce qu'on appelle une ligne à retard à prises, formée par des éléments de retard 115-1 à 115-N, de façon à obtenir sur les prises des retards désirés qui correspondent à des intervalles de Nyquist commodes. Des versions retardées $X(K-1)$ à $X(K-N)$ du signal entrant de l'extrémité éloignée $X(K)$ sont ainsi générées sur les prises correspondantes. Le signal à chaque position de prise, c'est-à-dire $X(K-1)$ à $X(K-N)$ ainsi que $X(K)$, est réglé sous l'action du signal d'erreur $E(K)$. Plus précisément, les signaux $X(K)$ à $X(K-N)$ sont pondérés individuellement sous l'action de $E(K)$, par l'intermédiaire d'un réseau respectif correspondant parmi les réseaux de réglage 116-0 à 116-N. Chacun des réseaux de réglage 116-0 à 116-N comprend des multiplicateurs 117 et 118 et une boucle de réaction 119. La boucle de réaction 119 règle le poids de la prise à une valeur désirée, d'une manière qui apparaîtra à l'homme de l'art et qui est expliquée dans les références précitées. Les versions pondérées de $X(K)$ provenant des réseaux de réglage 116-0 à 116-N sont sommées par le réseau de sommation 120 pour générer le signal d'estimation d'écho qui constitue une approximation de l'écho à annuler. L'estimation d'écho est appliquée par le conducteur 111 à la seconde entrée du réseau de combinaison 110.

La figure 2 représente sous forme de schéma synoptique simplifié un mode de réalisation du discriminateur d'énergie 103 qui peut être utilisé, conformément à un aspect de l'invention, pour déterminer si de l'énergie notable présente dans le signal reçu $X(K)$ est de l'énergie à bande complète et donc pas seulement à bande partielle. Dans cet exemple, qu'on ne doit pas considérer comme limitant le cadre de l'invention, la bande de fré-

quence intéressante est la bande de fréquence vocale téléphonique d'environ 300 Hz à 4000 Hz. L'énergie à bande complète, consiste par exemple en parole, en bruit gaussien, etc, c'est-à-dire des signaux ayant des composantes de fréquence qui s'étendent sur toute la bande de fréquence.

L'énergie à bande partielle consiste par exemple en signaux monofréquences, en signaux à plusieurs fréquences discrètes, etc, c'est-à-dire des signaux ayant des composantes de fréquence dans des parties relativement étroites de la bande de fréquence intéressante.

Par conséquent, le signal reçu $X(K)$ est appliqué au redresseur 202 par l'amplificateur séparateur 201. On peut employer dans ce but l'un quelconque des nombreux redresseurs à double alternance de précision connus dans la technique. Si $X(K)$ était un signal numérique représentatif, par exemple, d'un échantillon en loi μ , on utiliserait un convertisseur loi μ - loi linéaire, non représenté, après le redresseur 202. Dans cet exemple, on suppose que $X(K)$ est un signal analogique.

La version redressée MAG de $X(K)$ est appliquée à un premier filtre 203 et à un second filtre 204. On emploie les filtres 203 et 204 pour déterminer des caractéristiques prescrites du signal reçu $X(K)$, afin de distinguer si $X(K)$ comprend de l'énergie à bande complète ou seulement de l'énergie à bande partielle. Dans cet exemple, on utilise le filtre 203 pour déterminer une valeur moyenne de MAG, tandis qu'on utilise le filtre 204 pour déterminer une valeur absolue modifiée de MAG. Dans ce but, le filtre 203 est un filtre passe-bas ayant une première constante de temps déterminée, tandis que le filtre 204 a une seconde constante de temps déterminée. Du fait que dans cet exemple, le filtre 204 génère la valeur absolue modifiée MOD MAG de MAG conformément à un critère déterminé, la seconde constante de temps est zéro et le filtre 204 est essentiellement un atténuateur. Dans cet exemple, MOD MAG est inférieur de 9 dB à MAG, c'est-à-dire qu'on a :

$$\text{MOD MAG} = \text{MAG} - 9 \text{ dB.}$$

Le filtre 203 génère pratiquement la moyenne

tournante de MAG et il a une constante de temps courte qui est à titre d'exemple de l'ordre de 8 à 16 ms. Plus précisément, le filtre 203 est un filtre résistance-condensateur actif (RC), non représenté, ayant une caractéristique exponentielle déterminée de façon à générer une version de MAG correspondant à un historique avec représentation exponentielle (HRE). On notera qu'on peut également employer d'autres caractéristiques de filtre pour obtenir l'historique avec représentation exponentielle (HRE) de MAG. On peut employer diverses configurations et techniques pour générer la moyenne tournante à court terme du signal MAG. Comme indiqué ci-dessus, une technique consiste à déterminer l'historique avec représentation exponentielle (HRE) du signal. Le calcul de moyenne du type HRE est particulièrement utile dans les situations de commande ou de détection dans lesquelles on s'intéresse au comportement passé récent d'un processus, et il est décrit dans la revue IRE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-5, janvier 1960, pages 11-17. On détermine la moyenne HRE d'un signal continu en pondérant plus fortement le signal apparu récemment que le signal apparu moins récemment. La pondération relative d'un signal continu est par exemple une fonction exponentielle.

Le signal HRE et le signal MOD MAG sont appliqués au circuit de commande 205 pour générer un signal ADAPT conformément à des critères déterminés. Dans cet exemple, on emploie le signal ADAPT pour commander la validation et l'invalidation de la porte ET 114 (figure 1), et donc l'autorisation et l'interdiction de la mise à jour de l'estimation d'écho que génère l'estimateur d'écho 101 (figure 1). Plus précisément, lorsque le signal ADAPT est dans un premier état, par exemple un état logique 1, le signal $X(K)$ contient de l'énergie à bande complète, et lorsque le signal ADAPT est dans un second état, par exemple un état logique 0, le signal $X(K)$ contient de l'énergie à bande partielle.

La figure 3 montre des détails d'un type de circuit de commande 205. Le signal HRE est ainsi appliqué à

une première entrée de comparateurs 301 et 302. Le signal MOD MAG est appliqué à une seconde entrée du comparateur 302, tandis qu'un signal TH est appliqué à une seconde entrée du comparateur 301. On emploie le comparateur 301
 5 pour détecter si le signal reçu $X(K)$ comprend de l'énergie notable provenant de l'extrémité éloignée. Ainsi, si HRE dépasse un seuil prédéterminé TH, on suppose que $X(K)$ contient de l'énergie notable. Dans cet exemple, $TH = -50$ dBmO. Un signal de sortie du comparateur 301 est appliqué
 10 à un compteur: temporisateur 303. On emploie le temporisateur 303 pour déterminer si l'énergie notable de l'extrémité éloignée est présente pendant au moins un intervalle prédéterminé T_1 . Dans cet exemple, le temporisateur 303 établit un intervalle d'attente de $T_1 = 24$ ms. Ceci a pour but d'évi-
 15 ter de générer par erreur ADAPT = 1 pendant l'intervalle initial du signal reçu $X(K)$, lorsque le signal de sortie du filtre 203 (figure 2) est dans un état transitoire. Un signal de sortie du temporisateur 303 est appliqué à une première entrée d'une porte ET 304. La porte ET 304 est
 20 ainsi invalidée jusqu'à ce que HRE soit supérieur à TH pendant un intervalle T_1 .

Le comparateur 302 compare MOD MAG à HRE.

Lorsque MOD MAG est supérieur à HRE, le comparateur 302 génère un signal de sortie à l'état logique 1. Le signal
 25 de sortie du comparateur 302 est appliqué à une seconde entrée de la porte ET 304. La porte ET 304 est ainsi invalidée jusqu'à ce que MOD MAG soit supérieur à HRE.

Le signal de sortie de la porte ET 304 est appliqué à un compteur: temporisateur CTR 305. Le temporisateur 305
 30 réagit à un état logique 1 provenant de la porte ET 304 en générant immédiatement un signal de sortie ADAPT = 1, et en générant le signal de sortie ADAPT = 1 pendant un second intervalle supplémentaire prédéterminé T_2 , au moment d'une transition de l'état logique 1 vers l'état logique 0 du
 35 signal de sortie de la porte ET 304. L'intervalle T_2 est un intervalle dit de prolongation et, dans cet exemple, il ajoute une durée de 24 ms au signal de sortie à l'état logique 1 de la porte ET 304. Ceci génère ADAPT = 1 pendant

un intervalle suffisamment long pour que l'annuleur 100 mette à jour l'estimation d'écho qui est générée.

Le diagramme d'états représenté sur la figure 4 résume le fonctionnement du discriminateur d'énergie 103.

5 On a simplement $ADAPT = 0$ jusqu'à ce que $HRE > TH$ pendant T_1 , et $MOD\ MAG > HRE$. Lorsque toutes les conditions ci-dessus sont remplies, $X(K)$ comprend de l'énergie à bande complète et $ADAPT = 1$ pendant un intervalle au moins égal à l'intervalle T_2 .

10 On voit ainsi que $ADAPT = 0$ pendant les intervalles dans lesquels on a : $HRE > TH$ mais $MOD\ MAG < HRE$. Lorsque ceci se produit, l'énergie est à bande partielle et la mise à jour de l'estimation d'écho est interdite.

La figure 5 représente des détails d'un autre
15 type de circuit de commande 205. $HRE(K)$ est appliqué ici à une première entrée de comparateurs numériques 501 et 502. $MOD\ MAG(K)$ est appliqué à une seconde entrée du comparateur 502 tandis que le signal de seuil TH est appliqué à une seconde entrée du comparateur 501. On emploie le compa-
20 rateur 501 pour détecter si le signal reçu $X(K)$ comporte de l'énergie notable de l'extrémité éloignée. Ainsi, si $HRE(K)$ dépasse un seuil prédéterminé TH , on suppose que $X(K)$ contient une énergie notable. Dans cet exemple, TH est égal à 16, sur une plage linéaire totale de 4079,5.

25 Le signal de sortie du comparateur 501 est appliqué à un temporisateur 503. On emploie le temporisateur 503 pour déterminer si l'énergie notable de l'extrémité éloignée est présente pendant au moins un premier intervalle prédéterminé T_1 . Dans cet exemple, le temporisateur 503 définit
30 un intervalle d'attente de $T_1 = 24$ ms. On réalise ceci en comptant 192 trames à 8 kHz, pour générer $HC(K) = 1$, et $HC(K) = 0$ dans le cas contraire. Ceci a pour but d'empêcher de générer par erreur $ADAPT(K) = 1$ pendant l'intervalle initial du signal reçu $X(K)$, lorsque des transitoi-
35 res peuvent être présents. Le signal de sortie $HC(K)$ du temporisateur 503 est appliqué à une première entrée d'une porte ET 504. La porte 504 est ainsi invalidée jusqu'à ce que $HRE(K)$ soit supérieur à TH pendant un inter-

valle T_1 .

Le comparateur 502 compare MOD MAG(K) à HRE(K) en procédant échantillon par échantillon. Lorsque MOD MAG(K) est supérieur à HRE(K), le comparateur 502 génère un signal
5 de sortie à l'état logique 1. Pour la parole, c'est-à-dire pour de l'énergie à bande complète, MOD MAG(K) doit être supérieur à HRE(K) approximativement une fois par période du fondamental. Le signal de sortie du comparateur 502 est appliqué à une seconde entrée de la porte ET 504. Ainsi,
10 lorsque la porte ET 504 est validée par HC(K) = 1, elle applique au filtre numérique 505 une configuration d(K) d'états logiques 1 et 0 qui est représentative du résultat de la comparaison entre HRE(K) et MOD MAG(K).

On utilise le filtre passe-bas 505, conformément
15 ment à un aspect de l'invention, de façon à pouvoir abaisser le seuil de comparaison entre HRE et X'(K), ce qui améliore les performances de détection lorsque de l'énergie à bande complète est reçue. Ceci est possible du fait qu'on peut prendre certaines décisions erronées pour la comparaison
20 entre HRE et MOD MAG, sans affecter la décision de générer ADAPT(K) = 1, à cause de la fonction du filtre. Le filtre 505 génère un signal de sortie numérique f(K) qui est appliqué à une entrée du comparateur numérique 506. Les détails du filtre 505 sont représentés sur la figure 6 et
25 décrits ci-dessous.

En association avec un sélecteur de seuil 507, le comparateur 506 établit une hystérésis, conformément à un aspect de l'invention, dans la décision de générer les premier et second états du signal de commande ADAPT(K).
30 Plus précisément, le sélecteur de seuil 507 réagit à un premier état de ADAPT(K), c'est-à-dire ADAPT(K) = 1, en appliquant un premier seuil prédéterminé TH1 à une seconde entrée du comparateur 506, et il réagit à un second état de ADAPT(K), c'est-à-dire ADAPT(K) = 0, en appliquant
35 un second seuil prédéterminé TH2 à la seconde entrée du comparateur 506. Les valeurs de seuil sont choisies en relation avec le facteur de cadrage F de d(K) dans le filtre 505, comme décrit ci-après. Dans un exemple, on choisit F

égal à 512 et on choisit TH1 égal à $4F = 2048$, tandis que TH2 est choisi égal à $2F = 1024$. On voit ainsi qu'on établit une hystérésis dans la génération de ADAPT(K). Plus précisément, du fait que TH1 est égal à $4F = 2048$, F(K) doit
 5 dépasser cette valeur supérieure avant que ADAPT = 1 soit généré. Ceci permet de tolérer certaines erreurs dans la comparaison entre HRE et MOD MAG, à cause de transitoires et de phénomènes analogues, sans générer prématurément ADAPT = 1 et autoriser la mise à jour de l'estimation
 10 d'écho sur un signal incorrect. De plus, du fait qu'on choisit TH2 égal à $2F = 1024$, une fois que ADAPT = 1 est généré, il est maintenu jusqu'à ce que f(K) tombe au-dessous du seuil inférieur TH1. Ceci établit une hystérésis dans la génération de ADAPT = 1. Par conséquent, une
 15 fois que la condition ADAPT = 1 a été générée, elle demeure pendant un intervalle notablement plus long qu'avec l'utilisation d'un temporisateur de prolongation. Par conséquent, la condition ADAPT = 1 est maintenue plus longtemps, sans retourner à la condition ADAPT = 0, ce qui fait que la
 20 mise à jour de l'écho estimé est moins souvent interdite.

La figure 6 représente sous forme simplifiée des détails du filtre numérique 505. Pour la clarté de la description, les signaux de temps n'ont pas été représentés. Dans cet exemple, on suppose une circulation des bits en
 25 série, bien qu'on puisse également réaliser le filtre en employant une circulation des bits en parallèle. Le filtre numérique 505 est un filtre numérique passe-bas et il est validé par l'état logique 1 du signal HC(K), de façon à filtrer le signal d(K) conformément à la relation :

$$30 \quad f(K+1) = (1-\beta)f(K) + \beta(k) \quad (1)$$

dans laquelle $\beta = 1/512$ et K est l'échantillon généré courant. Lorsque HC(K) est à l'état logique 0, on a :

$$f(K+1) = f(K) \quad (2)$$

Le signal de sortie d(K) de la porte ET 504
 35 (figure 5) est ainsi appliqué sur une entrée du multiplieur 401, tandis qu'un facteur de cadrage F est appliqué sur une seconde entrée pour générer une version cadrée Fd(K) de d(K). Le facteur de cadrage F est un nombre choisi

de façon que $f(K)$ soit un nombre entier et conserve une précision désirée. Dans la pratique expérimentale, on réalise la fonction de cadrage par une temporisation approximative de $d(K)$ jusqu'à ce qu'on obtienne une valeur désirée, par 5 exemple $F=512$. Le signal $Fd(K)$ est appliqué à une première entrée d'un additionneur 402 tandis qu'un signal représentatif de $(1-\beta)f(K)$ est appliqué à une seconde entrée. Le signal de sortie de l'additionneur 402 est un échantillon courant $f(K)$, et ensuite, l'échantillon de sortie suivant 10 est $f(K+1)$. Le signal $f(K)$ est appliqué à un registre à décalage 403. Lorsque le registre à décalage 403 est validé par $HC(K) = 1$, il génère $\beta f(K)$ sur une sortie et $f(K)$ sur une autre sortie. On choisit le nombre d'étages dans le registre à décalage 403 pour définir β , soit dans cet exem- 15 ple $\beta = 1/512$. Lorsque $HC(K) = 0$, le registre à décalage 403 est invalidé. Le signal $\beta f(K)$ est appliqué par un inverseur 405 à une première entrée d'un additionneur 404, tandis que le signal $f(K)$ est appliqué à une seconde entrée. L'additionneur 404 génère un signal représentatif de 20 $(1-\beta)f(K)$ qui est appliqué à la seconde entrée de l'additionneur 402.

On vient de décrire l'invention en considérant son emploi dans un annuleur d'écho, mais elle peut également être utilisée avec d'autres filtres adaptatifs, ou 25 dans n'importe quelle application dans laquelle l'énergie reçue doit être classée dans le type à bande partielle ou le type à bande complète.

Il va de soi que de nombreuses modifications peuvent être apportées au dispositif décrit et représenté, 30 sans sortir du cadre de l'invention.

REVENDICATIONS

1. Discriminateur de bande d'énergie utilisable dans un annuleur d'écho qui comprend : un circuit de traitement de signal réglable (101) qui est connecté à un premier
5 chemin de transmission (105) de façon à générer un signal d'estimation d'écho, un réseau de combinaison (110) qui est connecté à un second chemin de transmission (109) de façon à combiner le signal présent dans le second chemin avec le signal d'estimation d'écho, pour générer un signal d'erreur
10 (E(K)), un premier circuit (117) qui réagit au signal d'erreur (E(K)) de façon à régler le circuit de traitement, et un second circuit (113) destiné à appliquer le signal d'erreur au circuit de traitement réglable, caractérisé en ce que ce discriminateur de bande d'énergie interconnecte
15 le réseau de combinaison (110) et le premier circuit (117) de façon à discriminer entre l'énergie à bande complète et l'énergie à bande partielle dans un signal reçu dans le premier chemin de transmission (105), et de façon à générer un signal de commande indicatif de ceci ; et le discri-
20 minateur de bande d'énergie comprend un premier circuit de filtre (203) destiné à générer un premier signal représentatif d'une valeur moyenne du signal reçu, un second circuit de filtre (204) destiné à générer un second signal représentatif d'une valeur absolue du signal reçu, et un
25 circuit de commande (205) destiné à comparer les premier et second signaux et à générer un premier état du signal de commande lorsque le second signal est supérieur au premier signal, ce signal de commande étant appliqué au second circuit (113) de façon à autoriser l'application du signal
30 d'erreur (E(K)) au circuit de traitement de signal réglable pendant les intervalles au cours desquels le premier état du signal de commande est généré.

2. Discriminateur de bande d'énergie selon la revendication 1, caractérisé en ce que le second circuit de
35 filtre (204) comprend des moyens destinés à modifier la valeur absolue du signal reçu conformément à un critère déterminé.

3. Discriminateur de bande d'énergie selon la revendication 2, caractérisé en ce que le second circuit de filtre (204) comprend un atténuateur destiné à générer la valeur absolue modifiée selon une relation déterminée par rapport à la valeur absolue du signal reçu.

4. Discriminateur de bande d'énergie selon la revendication 1, caractérisé en ce que le premier circuit de filtre (203) comprend des moyens destinés à déterminer une valeur moyenne tournante à court terme du signal reçu.

5. Discriminateur de bande d'énergie selon la revendication 4, caractérisé en ce que le premier circuit de filtre (203) comprend des moyens de filtrage passe-bas ayant une constante de temps prédéterminée.

6. Discriminateur de bande d'énergie selon la revendication 4, caractérisé en ce que le premier circuit de filtre (203) comprend des moyens destinés à déterminer la valeur moyenne correspondant à l'historique avec représentation exponentielle du signal reçu.

7. Discriminateur de bande d'énergie selon la revendication 6, caractérisé en ce que le second circuit de filtre (204) comprend des moyens destinés à atténuer d'une valeur prédéterminée la valeur absolue du signal reçu.

8. Discriminateur de bande d'énergie selon la revendication 7, caractérisé en ce que le circuit de commande (205) comprend en outre les moyens destinés à générer le premier état du signal de commande pendant au moins un intervalle prédéterminé.

9. Discriminateur de bande d'énergie selon la revendication 8, caractérisé en ce qu'il comprend en outre des moyens destinés à interdire la génération du premier état du signal de commande jusqu'à ce que le premier signal ait une valeur absolue qui dépasse un niveau de seuil prédéterminé pendant un intervalle prédéterminé.

10. Discriminateur de bande d'énergie selon la revendication 1, caractérisé en ce que le circuit de commande (205) comprend en outre un circuit de filtre (505) qui a une caractéristique déterminée pour générer le signal de

commande.

11. Discriminateur de bande d'énergie selon la revendication 10, caractérisé en ce que le circuit de filtre (505) comprend un filtre passe-bas.

5 12. Discriminateur de bande d'énergie selon la revendication 10, caractérisé en ce que le circuit de commande (205) comprend en outre un comparateur (506) qui reçoit un signal de sortie du filtre (505) et une valeur de seuil prédéterminée, pour générer un premier état du signal
10 de commande indiquant que de l'énergie à bande complète n'est pas reçue, lorsque la valeur de l'amplitude du signal de sortie du filtre est inférieure à une première valeur de seuil, et un second état du signal de commande indiquant que de l'énergie à bande complète est reçue, lorsque la valeur de
15 l'amplitude du signal de sortie du filtre est supérieure ou égale à une seconde valeur de seuil.

13. Discriminateur de bande d'énergie selon la revendication 12, caractérisé en ce que la première valeur de seuil est supérieure à la seconde valeur de seuil.

FIG. 2

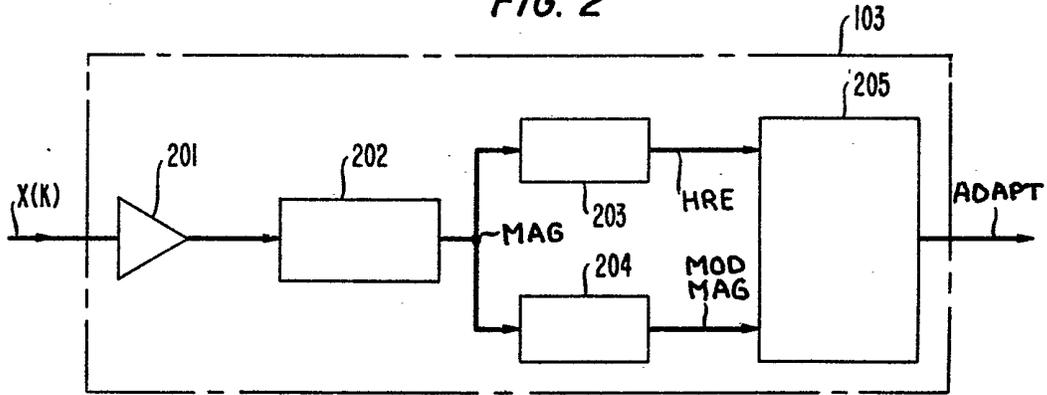


FIG. 3

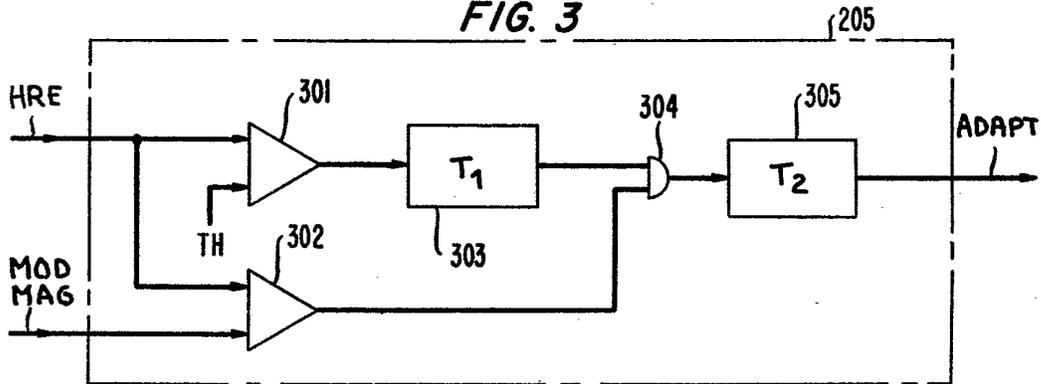
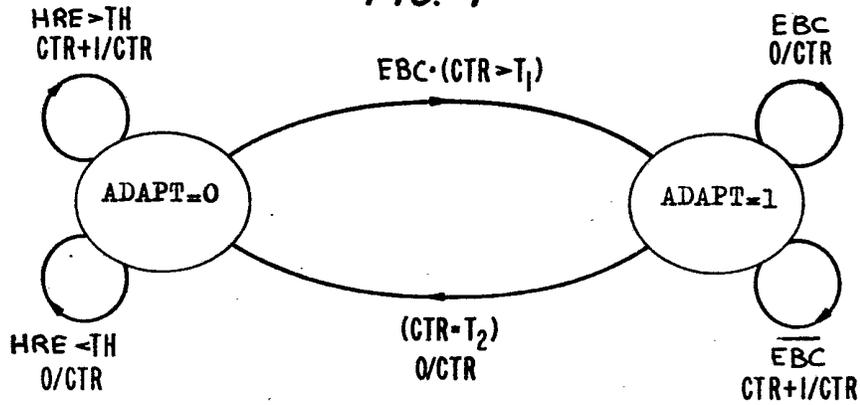


FIG. 4



ENERGIE A BANDE COMPLETE (EBC) \equiv (HRE > TH) · (MOD MAG > HRE)

FIG. 5

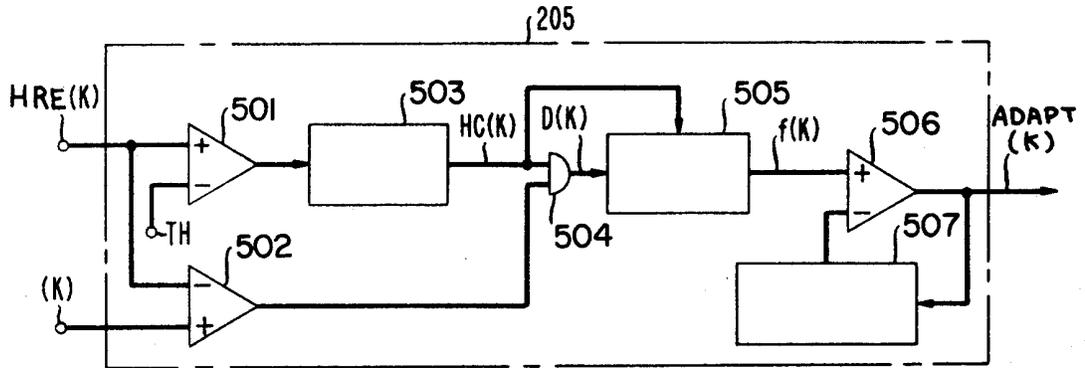


FIG. 6

