

RÉPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

PARIS

(11) N° de publication :

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

2 518 853

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

N° 81 24077

(54) Annuleur numérique d'échos.

(51) Classification internationale (Int. Cl. 3). **H 04 B 3/23; H 04 Q 1/30.**

(22) Date de dépôt 23 décembre 1981.

(33) (32) (31) Priorité revendiquée :

(41) Date de la mise à la disposition du
public de la demande B.O.P.I. — « Listes » n° 25 du 24-6-1983.

(71) Déposant : COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES TELECOMMUNICATIONS CIT-ALCATEL, société
anonyme. — FR.

(72) Invention de : Jean Le Bourlot et Michel Levy.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Jacques Beylot, SOSPI,
14-16, rue de la Baume, 75008 Paris.

D

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

Annuleur numérique d'échos

La présente invention concerne la transmission téléphonique et plus particulièrement l'annulation des échos d'origine acoustique présents sur une voie téléphonique et dus à un couplage acoustique entre microphone et haut-parleur.

Un annuleur d'échos est un dispositif qui engendre un écho synthétique à partir du signal à l'origine de l'écho réel et qui oppose cet écho synthétique à l'écho réel dans le signal affecté par l'écho réel afin d'obtenir un écho résiduel aussi faible que possible. Son fonctionnement est basé sur le fait que l'on peut considérer le parcours d'un signal d'écho comme un filtre linéaire synthétisable. Il comporte un filtre adaptatif qui engendre l'écho synthétique et qui est réglé de manière à minimiser la corrélation entre le signal à l'origine de l'écho et celui affecté par l'écho résiduel.

La plupart des annuleurs d'échos pour voie téléphonique sont réalisés sous forme numérique et prévus pour traiter des signaux disponibles sous forme d'une suite d'échantillons numériques délivrés à une cadence régulière $1/T$ supérieure à celle de Nyquist. Leur filtre adaptatif est formé d'un filtre transversal non récursif à domaine de temps comportant une ligne à retard avec des prises intermédiaires espacées de la période d'échantillonnage T et une centrale de calcul effectuant au cours de chaque période d'échantillonnage T une somme pondérée des échantillons présents sur les prises intermédiaires de la ligne à retard ainsi que la mise à jour des coefficients de pondération.

La longueur de la ligne à retard détermine la longueur maximale de la réponse impulsionale du filtre adaptatif qui, elle même doit se rapprocher du temps de réverbération des échos que l'on cherche à annuler. Le temps de réverbération d'un écho d'origine acoustique peut atteindre facilement plusieurs centaines de millisecondes. Comme la période d'échantillonnage T adoptée est celle de $125 \mu s$ de codage MIC on se trouve rapidement confronté avec un nombre important de coefficients de pondération qu'il faut utiliser et mettre à jour. La limite pratique imposée par une centrale de calcul de taille raisonnable est de l'ordre de 250 coefficients de pondération ce qui correspond pour le filtre adaptatif d'un annuleur d'échos de l'art antérieur à une réponse impul-

sionnelle d'une durée maximale de l'ordre d'une trentaine de millisecondes, nettement insuffisante pour traiter un écho d'origine acoustique.

La présente invention a pour but de repousser cette limite sans pour autant augmenter la quantité des calculs effectués au cours d'une période T d'échantillonnage.

Elle a pour objet un annuleur numérique d'échos pour voie téléphonique prévu pour traiter des signaux de voie téléphonique échantillonnés à une cadence régulière $1/T$. Cet annuleur d'échos comporte un filtre adaptatif formé d'un filtre transversal non récursif à domaine de temps comportant une ligne à retard avec des prises intermédiaires espacées du double $2T$ de la période d'échantillonnage.

La pratique montre qu'un tel annuleur d'échos permet de traiter des durées d'échos deux fois plus long avec le même nombre d'opérations et la même qualité finale que les annuleurs de l'art antérieur ou encore des durées d'échos identiques avec moitié moins d'opérations et même qualité finale que les dispositifs de l'art antérieur.

Selon un mode préféré de réalisation chaque échantillon du signal à l'origine de l'écho est remplacé par sa demi-somme avec l'échantillon qui le précède avant d'être appliqué à l'entrée de la ligne à retard du filtre adaptatif.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention ressortiront des revendications jointes et de la description ci-après de plusieurs modes de réalisations donnés à titre d'exemples. Cette description sera faite en regard du dessin dans lequel :

- la figure 1 représente un annuleur d'échos de l'art antérieur utilisé avec un téléphone mains libres,
- la figure 2 représente un annuleur d'échos selon l'invention également utilisé avec un téléphone mains libres,
- la figure 3 est le schéma d'un filtre numérique pouvant être placé devant l'une des entrées de l'annuleur d'échos de la figure précédente
- et la figure 4 représente une variante de l'annuleur d'échos de la figure 3.

La figure 1 détaille un annuleur d'échos de l'art antérieur utilisé dans le cadre d'un poste téléphonique mains libres. Cet annuleur

d'échos est disposé entre le microphone 1 et le haut-parleur 2 du poste téléphonique mains libres, du côté quatre fils d'un coupleur hybride 3 permettant de relier le poste téléphonique mains libres à l'extrême d'un circuit téléphonique local à deux fils 4. Il sert à éliminer les 5 parasites qui affectent le signal du microphone 1 et qui ont pour origine des échos acoustiques du signal d'excitation du haut-parleur 2. Il reçoit sur deux entrées 5, 6 sous forme d'échantillons numériques $x (kT)$, $z (kT)$ délivrés par des échantillonneurs-codeurs 7, 8 fonctionnant en synchronisme à une cadence $1/T$ égale à celle de 8 kHz du codage MIC, le 10 signal $x (t)$ d'excitation du haut-parleur 2 à l'origine des échos et le signal $z (t)$ du microphone 1 affecté par les échos. Il délivre sur une 15 sortie 9 à la cadence $1/T$ des échantillons $e (kT)$ du signal du microphone 1 déparasité qui sont appliqués par l'intermédiaire d'un convertisseur-numérique analogique 10 au coupleur hybride 3.

15 Comme cela est bien connu, l'annulateur d'échos comporte un filtre numérique adaptatif 11 qui simule le trajet d'échos et synthétise une copie du signal d'échos par filtrage des échantillons $x (kT)$ du signal à l'origine des échos, et un soustracteur numérique 12 qui soustrait des échantillons $z (kT)$ du signal affecté par les échos, les échantillons $y (kT)$ de la copie du signal d'échos et qui délivre en sortie 9 de 20 l'annulateur d'échos des échantillons $e (kT)$ du signal du microphone dépourvu d'échos.

25 Le filtre adaptatif numérique 11 a une entrée signal confondue avec celle 5 de l'annulateur d'échos sur laquelle il reçoit les échantillons $x (kT)$ du signal à filtrer, une entrée de réglage 13 sur laquelle il reçoit des échantillons $e (kT)$ du signal de sortie de l'annulateur d'échos et une sortie signal 14 sur laquelle il délivre les échantillons $y (kT)$ de la copie d'échos. Il est formé, de manière habituelle, par un filtre numérique transversal, non récursif, adaptatif et à domaine de temps qui 30 se règle de manière à éliminer le plus possible le signal d'écho. Il comporte une ligne à retard 15 qui a des prises intermédiaires et un intervalle de temps unitaire égal à une période T d'échantillonnage et qui reçoit les échantillons $x (kT)$ du signal à l'origine des échos, et une centrale de calcul 20 qui effectue, au cours de chaque période 35 d'échantillonnage T la somme pondérée des échantillons présents sur les

prises intermédiaires de la ligne à retard 15 et la mise à jour des coefficients de pondération.

La ligne à retard à prises intermédiaires 15 est réalisée sous la forme d'un premier registre à décalage à n étages. A chaque instant d'échantillonnage un nouvel échantillon est introduit à l'entrée du premier étage de ce premier registre à décalage et l'échantillon le plus ancien stocké dans le dernier étage de ce registre est perdu. Entre deux instants consécutifs d'échantillonnage ce premier registre est bouclé sur lui-même et cadencé de manière que les échantillons stockés fassent un tour complet et apparaissent chacun une fois sur la sortie 16.

La centrale de calcul 20 comporte un deuxième registre à décalage à n étages 21 utilisé pour le stockage des coefficients de pondération C_j du filtre, un premier multiplicateur rapide 22 à deux entrées suivie d'un sommateur-accumulateur 23 pour calculer les échantillons $y (kT)$ du signal de sortie du filtre ainsi qu'un sommateur numérique 24, un deuxième multiplicateur 25 et un atténuateur 26 employés pour la remise à jour des coefficients de pondération C_j .

Le deuxième registre à décalage 21 est bouclé sur lui-même par l'intermédiaire du sommateur numérique 24 qui permet d'ajouter aux coefficients de pondération C_j une valeur de mise à jour ΔC_j . Il est cadencé en synchronisme avec le premier registre à décalage de la ligne à retard 15.

Le premier multiplicateur rapide 22 a une entrée connectée à la sortie du premier registre à décalage de la ligne à retard 15 et l'autre à la sortie du sommateur numérique 24. Il permet de pondérer les échantillons $x [(k - j) T]$ présents dans la ligne à retard 15 par les coefficients C_j du filtre.

Le sommateur accumulateur 23 est échantillonné et remis à zéro avant chaque instant d'échantillonnage.

Entre deux instants d'échantillonnage kT et $(k + 1)T$, il se présente en sortie du premier registre à décalage de la ligne à retard 15 la suite d'échantillons :

$$x [(k - n + 1)T] \dots, x [(k - 1)T], x (kT)$$

Dans la même période de temps une suite de coefficients :

$$C_{n-1}, \dots, C_1, C_0$$

5 apparaît de manière synchrone à la sortie du sommateur numérique 24. Ces deux suites sont multipliées terme à terme par le premier multiplicateur 22 pour donner la suite pondérée :

$$10 \quad C_{n-1} \cdot x[(k-n+1)T], \dots, C_1 \cdot x[(k-1)T], C_0 \cdot x(kT)$$

10 dont les termes sont additionnés par le sommateur-accumulateur 23 qui délivre un échantillon $y(kT)$ du signal de copie d'échos :

$$15 \quad y(kT) = \sum_{j=0}^{n-1} C_j \cdot x[(k-j)T]$$

20 C'est l'expression bien connue du signal de sortie d'un filtre numérique transversal, non récursif à domaine de temps ayant une ligne à retard à n prises et un intervalle de temps entre prises successives égal à la période d'échantillonage T . C'est également l'expression de la convolution entre le signal à l'origine des échos $x(t)$ échantillonné à la cadence $1/T$ et une réponse impulsionale sensée être celle du trajet d'échos et définie par un échantillonnage à la cadence $1/T$ représenté par les coefficients de pondération C_j .

25 La réponse impulsionale du filtre numérique doit se rapprocher au mieux de celle du trajet d'échos qui n'est pas une donnée fixe mais qui dépend des caractéristiques des liaisons téléphoniques établies. Il est connu pour ce faire d'asservir la valeur de chaque coefficient de pondération C_j de manière à minimiser la valeur de la fonction de corrélation entre le signal $x(t-jT)$ qui est la version du signal $x(t)$ à l'origine des échos disponibles sur la prise de la ligne à retard correspondant au coefficient C_j considéré et le signal de sortie $e(t)$ de l'annuleur d'échos. Ceci se fait de manière classique entre les instants d'échantillonnage kT et $(k+1)T$, en donnant à la valeur de mise à jour ΔC_j la valeur correctrice :

- 6 -

$$\Delta c_j = e(kT) \operatorname{sgn} \left[x \left[(k - j)T \right] \right]$$

L'atténuateur 26 pondère les échantillons $e(kT)$ du signal de sortie de l'annuleur d'échos par un coefficient α égal à 2^{-P} . Il procède en binaire par un simple décalage gauche droite. Le deuxième multiplicateur 25 effectue les produits des signes des échantillons défilant en sortie du premier registre à décalage de la ligne à retard 15 avec la valeur

10 $2^{-P} e(kT)$

et délivre entre les instants d'échantillonnage kT et $(k + 1)T$ la suite des valeurs de mise à jour :

15 $\Delta c_{n-1}, \dots, \Delta c_1, \Delta c_0$

Le sommateur numérique 24 incorpore les valeurs de mise à jour dans les coefficients de pondération C_j .

Les performances de l'annuleur d'échos qui vient d'être décrit dépendent du nombre n de prises de la ligne à retard de son filtre numérique transversal non recursif car la durée maximale de sa réponse impulsionale égale à nT doit se rapprocher du temps de réverbération des échos. Or le nombre n est limité par la vitesse de calcul du premier multiplicateur qui doit effectuer n produits vrais par période de d'échantillonnage T ainsi que par les temps de circulation des informations dans les registres à décalage.

La figure 2 représente un annuleur d'échos selon l'invention utilisé dans le cadre d'un téléphone mains libres. Cet annuleur d'échos reprend la plupart des éléments du précédent qui sont repérés par les mêmes indexations. Il s'en distingue par le fait que le premier registre à décalage constituant sa ligne à retard 15' a un nombre d'étages double 2^n mais conserve le même cadencement entre deux instants consécutifs d'échantillonnage. On obtient ainsi un doublement de la longueur de la ligne à retard sans modification de rythme des opérations.

35 Le doublement des étages du premier registre à décalage aboutit au

doublement de la longueur de la ligne à retard car ce dernier se comporte alors comme deux registres à décalages à n étages placés à la suite l'un de l'autre qui recevraient l'un les échantillons pairs, l'autre les échantillons impairs du signal $x(t)$ et dont les contenus seraient explo-
5 rés alternativement tantôt l'un, tantôt l'autre, entre les instants consécutifs d'échantillonnage. Ces deux registres à décalage sont équi-
10 valents à deux lignes à retard à n prises et à un intervalle de temps unitaire égal au double de la période d'échantillonnage qui seraient permutées au rythme des échantillonnages ou ce qui revient au même, à une seule ligne à retard à n prises et à intervalle de temps unitaire égal au double de la période d'échantillonnage, les échantillons pairs et les échantillons impairs se retrouvant en alternance aux prises intermédiaires. On se trouve donc en présence d'un filtre numérique transversal non récursif à domaine de temps ayant une ligne à retard à n prises
15 intermédiaires et à intervalle de temps égal au double de la période d'échantillonnage.

Les périodes d'échantillonnage des signaux $x(t)$, $z(t)$ et de la réponse impulsionale sont dissociées : tandis que les signaux sont échantillonnés avec une période T , la réponse impulsionale est échantillonnée avec une période $2T$. Dans le domaine temporel cela a l'avantage de multiplier par deux la durée d'activité du filtre ; par contre, dans le domaine harmonique, la réponse harmonique est soumise à une contrainte : la fonction de transfert a une périodicité de 4 kHz et est imaginaire conjuguée pour deux fréquences symétriques par rapport à 2 kHz ; tel n'est évidemment pas le cas de la réponse harmonique de l'acoustique d'une pièce ; l'adaptation pondère au mieux les difficultés entre les deux bandes de fréquence 300, 2000 Hz 2000, 3400 Hz. La pratique a montré que dans une salle de téléconférence un filtre selon l'invention de 128 coefficients apportait le même affaiblissement d'écho, 7
30 décibels, qu'un filtre de 256 coefficients selon l'art antérieur.

On peut à nouveau améliorer les performances en effectuant un prétraitemet numérique sur le signal $x(t)$ à l'aide du filtre représenté à la figure 3 avant de le soumettre au filtre adaptatif de l'annuleur d'échos. Ce filtre comporte une ligne à retard à deux prises constituée d'un circuit à retard 30 introduisant un délai d'une période T d'échantillonnage, un sommateur numérique 31 additionnant les échantillons présents à l'entrée et à la sortie du circuit à retard 30 et un atténuateur 32 divisant par deux les échantillons de sortie du sommateur numérique 31.

10 Les échantillons $x(kT)$ du signal $x(t)$ d'excitation du haut parleur sont transformés par ce filtre en échantillons $x'(kT)$

$$x'(kT) = \frac{x(kT) + x[(k-1)T]}{2}$$

15 Chacun d'eux est donc remplacé par sa demi-somme avec l'échantillon qui le précède avant d'être appliqué au filtre autoadaptatif de l'annuleur d'échos.

Cette deuxième version est un échantillonnage de la réponse impulsionnelle à la période T , mais avec deux coefficients successifs égaux. 20 Elle réalise une description plus précise du signal d'excitation $x(t)$. Une simulation a montré qu'on pouvait escompter un affaiblissement maximum de 25 db pour la première version, de 30 db pour la seconde.

L'annuleur d'échos selon l'invention peut, d'une manière plus générale, comporter un filtre numérique, adaptatif, transversal, non récursif, à domaine de temps ayant une ligne à retard mixte commençant par une section avec un nombre peu important de prises séparées par un intervalle de temps unitaire d'une période d'échantillonnage T et finissant par une section avec un nombre important de prises séparées par un intervalle de temps unitaire double d'une période d'échantillonnage. 30 Cette disposition permet, dans le cas d'un téléphone mains libres, de traiter un écho à faible temps de réverbération dû à un couplage direct entre microphone et haut-parleur et un écho à temps de réverbération important dû à un couplage indirect entre microphone et haut-parleur par l'intermédiaire de l'enceinte du local où est installé le téléphone mains libres.

La figure 4 illustre un annuleur d'échos de ce genre. Il reprend la plupart des éléments des annuleurs d'échos représentés aux figures précédentes qui sont repérés sous les mêmes indexations. Il en diffère par sa ligne à retard 15" qui est constituée des deux registres à décalage 27, 28 en cascade et d'un ensemble de commutateurs, ainsi que par la présence d'un circuit doubleur 29 qui peut être intercalé ou non, grâce à un commutateur entre le premier multiplicateur 22 et le sommateur accumulateur 23.

Le registre à décalage 27 a un petit nombre n_1 d'étages et constitue la première section de la ligne à retard 15". Aux instants d'échantillonnage il est connecté par son entrée à celle 5 de l'annuleur d'échos et par sa sortie à l'entrée du registre à décalage 28. Il reçoit ainsi dans son premier étage chaque nouvel échantillon $x(kT)$ du signal d'excitation du haut-parleur 2 et transfère au deuxième registre à décalage 28 l'échantillon

$$x \left[(k - n_1)T \right]$$

stocké dans son dernier étage. Entre deux instants successifs d'échantillonnage il est bouclé sur lui-même et déconnecté de l'entrée 5 de l'annuleur d'échos comme de celle du registre à décalage 28.

Le registre à décalage 28 a un grand nombre $2(n - n_1)$ de prises et constitue la deuxième section de la ligne à retard 15". Aux instants d'échantillonnage son entrée est connectée à la sortie du registre à décalage 27 de sorte qu'il reçoit le plus ancien échantillon stocké dans le registre à décalage 27 et l'échantillon stocké dans son dernier étage est perdu. Entre deux instants successifs d'échantillonnage il est déconnecté du registre à décalage 27 et bouclé sur lui-même.

Entre deux instants successifs d'échantillonnage l'entrée du premier multiplicateur 22 est connectée d'abord à la sortie du registre à décalage 27 qui reçoit n_1 impulsions de cadencements synchrones avec les n_1 premières impulsions de cadencement appliquées au deuxième registre à décalage 21 stockant les coefficients de pondération, puis à la sortie du registre à décalage 28 qui reçoit $n - n_1$ impulsions de cadencement synchrones avec les $n - n_1$ dernières impulsions de cadencement

appliquées au deuxième registre à décalage 21. Ainsi entre deux instants successifs d'échantillonnage il apparaît successivement à l'entrée du premier multiplicateur 22 tout d'abord l'ensemble des échantillons du signal $x(t)$ stockés dans le registre à décalage 27 puis la moitié des échantillons de ce même signal $x(t)$ stockés dans le registre à décalage 28, cette moitié étant alternativement un ensemble des échantillons pairs et un ensemble des échantillons impairs. Le circuit doubleur 29 est hors service lorsque l'entrée du premier multiplicateur 22 est connectée à la sortie du registre à décalage 27 et en service lorsqu'elle est connectée à la sortie du registre à décalage 28. Il en résulte, en sortie du sommateur accumulateur 23, une sommation pondérée de tous les échantillons stockés dans le registre à décalage 27 et alternativement des échantillons pairs ou impairs stockés dans le registre à décalage 28 conduisant à un échantillon $y'(kT)$ du signal de copie d'échos de la forme :

$$y(kT) = \sum_{j=0}^{n_1-1} c_j x[(k-j)T] + 2 \sum_{j=n_1}^{n-1} c_j x[(k+n_1 - 2j)T]$$

qui est celui d'un filtre numérique transversal non récursif à domaine de temps ayant une ligne à retard avec une première section de n_1 prises intermédiaires séparées par un intervalle de temps unitaire d'une période T d'échantillonnage et avec une deuxième section de $n - n_1$ prises intermédiaires séparées par un intervalle de temps unitaire double de la période T d'échantillonnage.

Le coefficient 2 qui apparaît au deuxième terme de la sommation est dû au circuit doubleur 29. Il corrige les effets des différences de vitesse de convergence des coefficients résultant du fait que les n_1 premiers coefficients sont mis à jour entre chaque échantillonnage alors que les $2n - n_1$ coefficients restants ne sont mis à jour qu'après deux échantillonnages consécutifs.

On peut, sans sortir du cadre de l'invention modifier certaines dispositions ou remplacer certains moyens par des moyens équivalents.

REVENDICATIONS

- 1/ Annuleur numérique d'échos pour signaux téléphoniques en bande de base échantillonnés à une cadence régulière $1/T$ comportant un filtre adaptatif (11) qui élabore un écho synthétique ($y(t)$) à partir d'un signal ($x(t)$) de voie téléphonique engendrant un écho réel dans un autre signal ($z(t)$) de voie téléphonique, qui s'adapte de manière à minimiser la corrélation entre le signal ($x(t)$) de la voie téléphonique à l'origine de l'écho et le signal ($e(t)$) de voie téléphonique affecté de l'écho résiduel résultant de l'opposition de l'écho synthétique ($y(t)$) à l'écho réel et dont le filtre adaptatif est un filtre transversal non récursif à domaine de temps formé d'une ligne à retard à prises intermédiaires (15') et d'une centrale de calcul (20) effectuant au cours de chaque période d'échantillonnage (T) la somme pondérée des échantillons présents sur les prises intermédiaires de la ligne à retard (15') et la mise à jour des coefficients de pondération (C_j), ledit annuleur d'écho étant caractérisé en ce que la ligne à retard (15') a des prises intermédiaires séparées d'un intervalle de temps unitaire égal au double de la période (T) d'échantillonnage.
- 2/ Annuleur d'échos selon la revendication 1, caractérisé en ce que la ligne à retard (15'') avec des intervalles entre prises double de la période d'échantillonnage est précédée d'un circuit (30, 31, 32) qui remplace chaque échantillon numérique qu'elle reçoit par sa demi-somme avec l'échantillon qui le précède.
- 3/ Annuleur d'échos selon la revendication 1, caractérisé en ce que la ligne à retard (15'') comporte une section (27) avec un petit nombre de prises intermédiaires séparées par un intervalle de temps unitaire égal à une période (T) d'échantillonnage et une section (28) avec un grand nombre de prises intermédiaires séparées par un intervalle de temps unitaire égal au double d'une période d'échantillonnage.

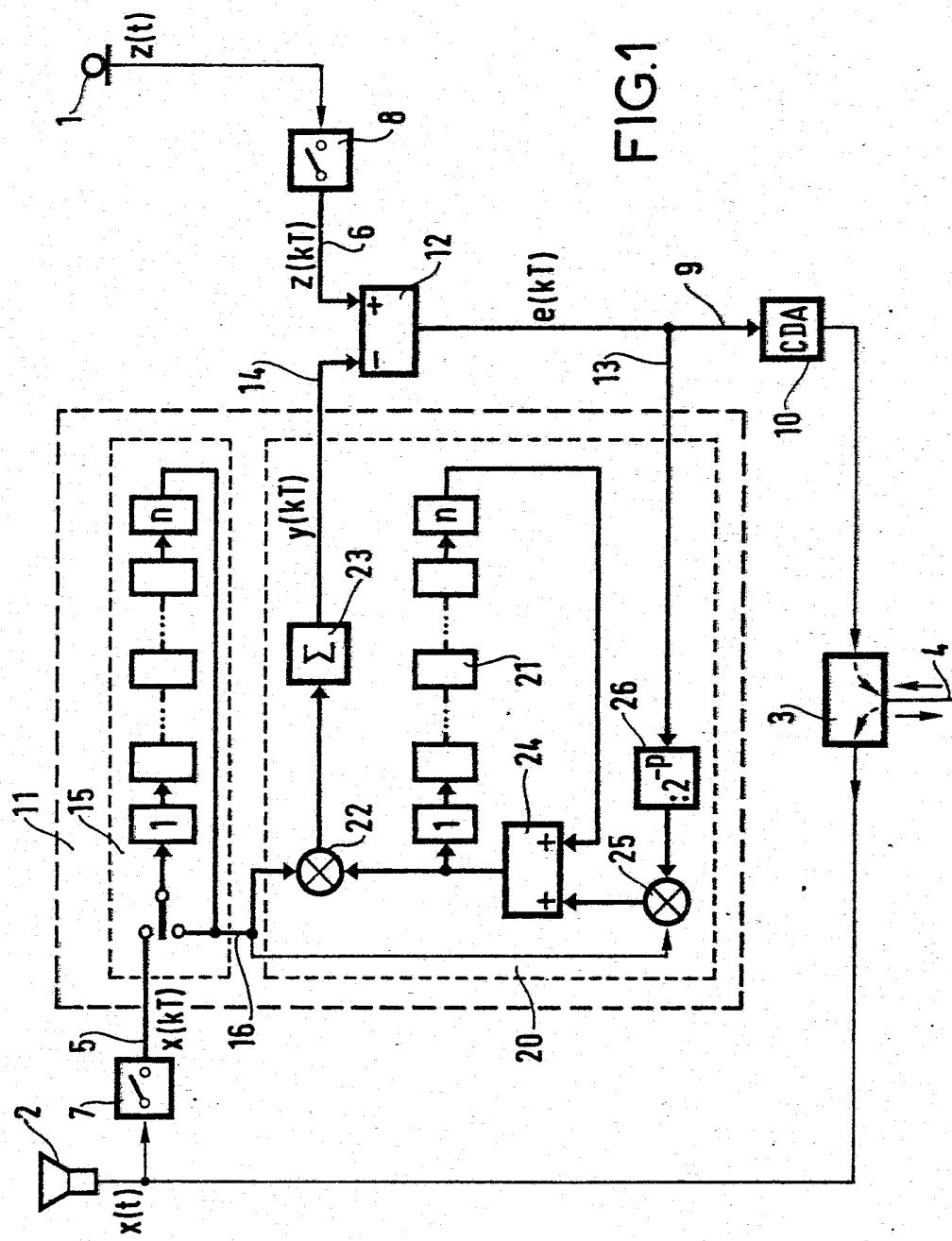
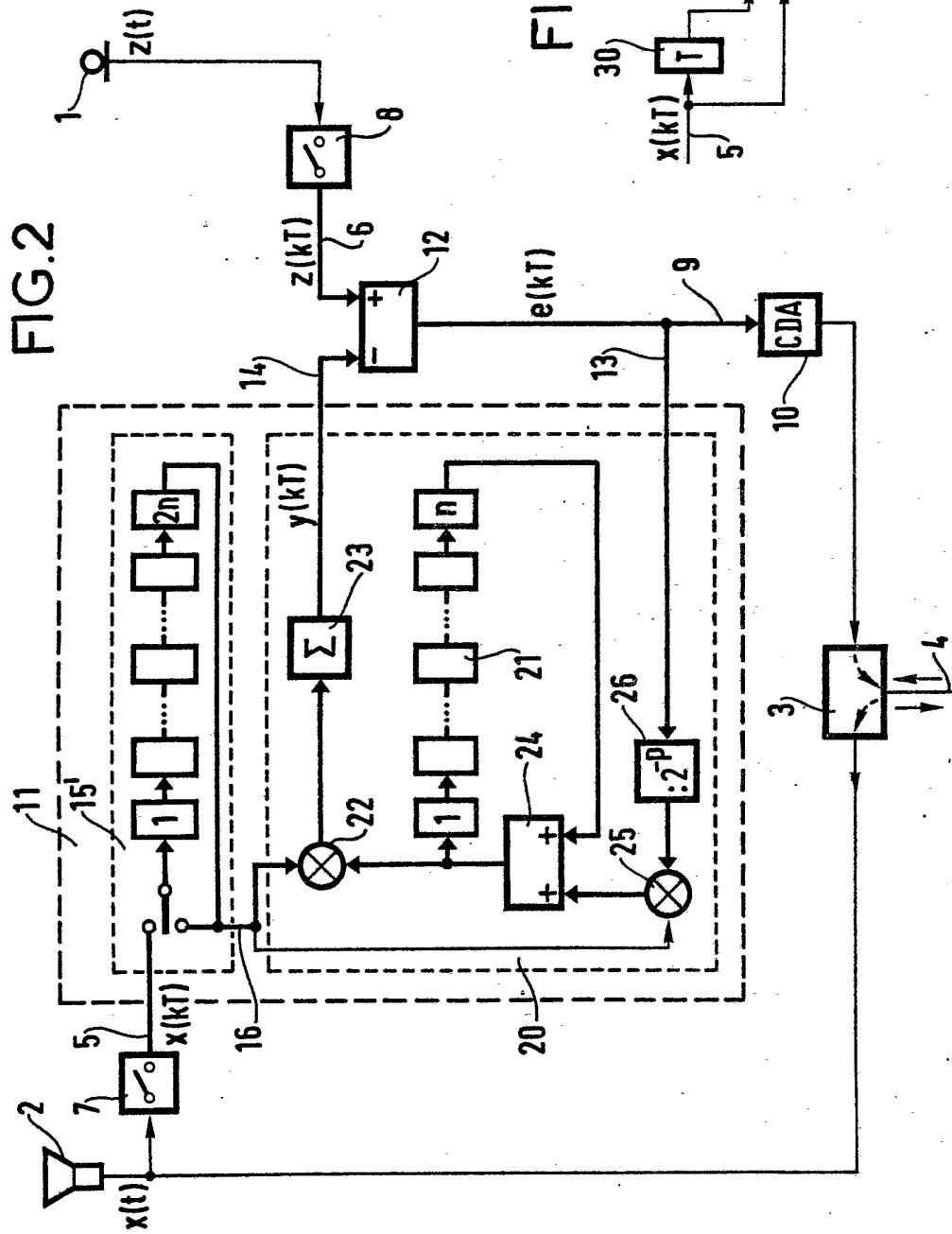


FIG. 1

2/3

FIG. 2



三
G
E

3/3

