



12

⑤¹ Int. Cl.⁵: **H04R 25/00**, H04R 3/02

②② Anmeldetag: 10.11.93

71 Anmelder: **PHONAK AG**
Laubisrütistrasse 28
CH-8712 Stäfa(CH)

72) Erfinder: **Kälin, August Nazar**
Bodenfeldstrasse 21
CH-8906 Bonstetten(CH)
 Erfinder: **Estermann, Pius Gerold**
Lunzihofstatt 9
CH-6465 Unterschächen(CH)

74 Vertreter: **Troesch Scheidegger Werner AG**
Patentanwälte,
Siewerdstrasse 95,
Postfach
CH-8050 Zürich (CH)

⑤7) An einem Hörhilfegerät mit Verstärkungsfilterstrecke wird die akustisch-mechanische Störückkopplung mittels eines Kompensators (15) kompensiert. Dabei erfolgt am Kompensator (15) und vorzugsweise auch an der Verstärkungsfilterstrecke (5) die Signalverbindung im Frequenzbereich, wozu einer Differenzbildungseinheit (13), woran das Kompensatorsignal eingekoppelt wird, Zeitbereich/Frequenzbereich-Transformationseinheiten (20,28) nachgeschaltet sind, bzw. entsprechende Rücktransformationseinheiten (26,24).

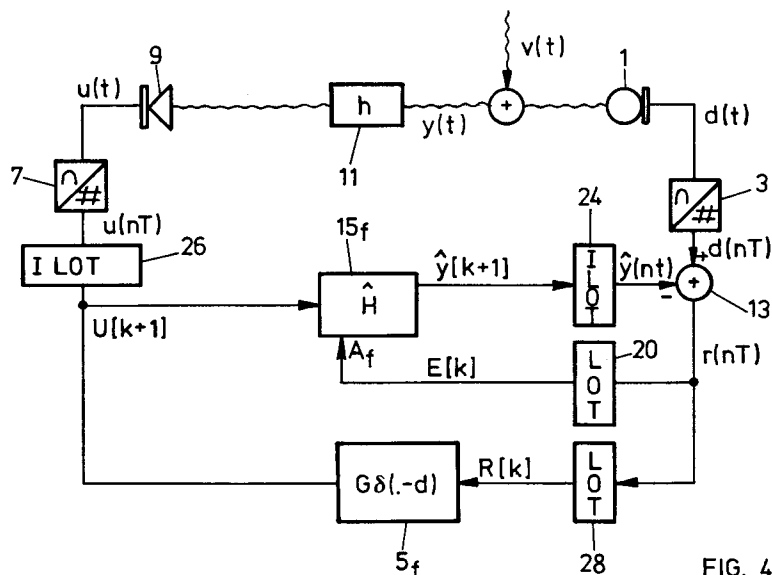


FIG. 4

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Hörhilfegerät nach dem Oberbegriff von Anspruch 1.

Die Probleme, die sich insbesondere aufgrund der akustischen Rückkopplung zwischen dem elektrisch-akustischen Wandler und dem akustisch-elektrischen Wandler derartiger Hörhilfegeräte ergeben, sind bekannt und beispielsweise in der EP-A-0 415 677 ausführlich erörtert, welche diesbezüglich als integrierender Bestandteil der vorliegenden Beschreibung erklärt wird.

Es wurde versucht, diese Probleme prinzipiell, wie in Fig. 1 dargestellt, zu lösen.

Fig. 1 zeigt einen akustisch-elektrischen (ak/el) Wandler 1 mit nachgeschaltetem Analog/Digital(A/D)-Wandler 3, einer digitalen Verstärkungsfilterstrecke 5, welche ausgangsseitig auf einen Digital/Analog(D/A)-Wandler 7, letzterer auf den elektrisch-akustischen (el/ak) Wandler 9 wirkt.

Mit dem Block 11 ist die akustisch-mechanische Störrückkopplung mit dem im allgemeinen zeitvarianten Uebertragungsverhalten h dargestellt. Das rückgekoppelte Signal $y(t)$ wird dem Nutzsignal $v(t)$ überlagert und dem Eingang des ak/el-Wandlers 1 zugeführt, der ausgangsseitig zu den Zeiten nT die für die digitale Verarbeitung benötigten zeitdiskreten Abtastwerte $d(nT)$ liefert.

Zur Unterdrückung des störrückgekoppelten Signals $y(t)$ wurde beispielsweise in D.K. Bustamante et al., "Measurement and adaptive suppression of acoustic feedback in hearing aids", Proc. 1989 IEEE ICASSP, 3:2017-2020, 1989, vorgeschlagen, einer Differenzeinheit 13 über einen Kompensator 15 die aus dem Ausgangssignal der Verstärkungsfilterstrecke 5 durch Filterung mit einem m -stufigen FIR(finite impulse response)-Filter gebildete Schätzung $\hat{y}(nT)$ zuzuführen. Dabei werden mit Hilfe des bekannten LMS(least mean square)-Algorithmus die Filterkoeffizienten iterative verändert, bis das ausgangsseitige Differenzsignal $e(nT)$ nicht mehr mit der Schätzung $\hat{y}(nT)$ korreliert. Das für die Adaption benötigte Signal $e(nT)$ wird dem Kompensator 15 über den Adaptionseingang A zugeführt.

Unter der Annahme von Unkorreliertheit von Nutzsignal $v(t)$ bzw. $v(nT)$ und verstärktem Signal $u(t)$ bzw. $u(nT)$, was durch geeignete Wahl der Zeitverzögerung DT im digitalen Verstärkungsfilter der Strecke 5 erreicht werden kann, wird es hierdurch möglich, die Verstärkung des Verstärkungsfilters 5 gegenüber Hörhilfegeräten ohne Kompensator 15 um 6 bis 10dB zu erhöhen.

Nachteilig an diesem Vorgehen ist, dass bei einer angenommenen Filterlänge des Kompensators 15 von m -Stufen, 2 m -Multiplikationen pro Abtastwert des A/D-Wandlers 3 notwendig sind, was zu einem ausserordentlich aufwendigen System führt. Dies insbesondere mit Blick auf die geforderte Miniaturisierung bei Hörhilfegeräten.

Im weiteren ist es erforderlich, dass die Schrittlänge μ des LMS-Algorithmus für die Erhaltung der Sprachsignal-Uebertragung möglichst klein zu wählen ist, womit die Adaption des Kompensatorfilters an die Störrückkopplungsstrecke 11 entsprechend langsam wird, was die mögliche Erhöhung der Verstärkung an der Strecke 5 aus Stabilitätsgründen beschränkt.

In Weiterentwicklung des in Fig. 1 dargestellten Vorgehens wurde dann versucht, dem System ein stationäres Messsignal einzukoppeln, wie beispielsweise aus "Feedback cancellation in hearing aids: Results from a computer simulation", J.M. Kates, IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 39, Nr. 3, March 1991, oder der EP-A-0 415 677 beschrieben. Es wurde dabei als stationäres Messsignal ein Rauschsignal dem System zugeführt.

Nachteilig an diesem Vorgehen ist der zusätzliche Generator für das Messsignal, dessen notwendige Amplitudensteuerung zur Sicherstellung eines genügenden Signal- zu Rauschverhältnisses.

Mit einem Kompensatorfilter 32. Ordnung wurde durch dieses Vorgehen eine Erhöhung der Verstärkung an der Verstärkerfilterstrecke um ca. 17dB möglich.

Aufgrund der bei letzterwähnter Technik mit Messsignaleinkopplung sich ergebenden Nachteile wurde schliesslich ein Vorgehen gemäss Fig. 2 vorgeschlagen, gemäss "Integrated Frequency-Domain Digital Hearing Aid With the Lapped Transform", S.M. Kuo and S. Voepel, Electronics Letters, Vol. 28, Nr. 23, November 1992.

Demnach wurde die Signalverarbeitung sowohl an der Verstärkungsfilterstrecke 5 gemäss Fig. 1 wie auch am Kompensator im Frequenzbereich vorgenommen, wozu das Ausgangssignal des A/D-Wandlers 3 mittels einer überlappenden orthogonalen Transformation (LOT) an der Einheit 17 in den Frequenzbereich transformiert wurde. Eine entsprechende Rücktransformation (ILOT) an der Einheit 19 liefert dann eingangs des el/ak-Wandlers 7 wieder das benötigte Signal $u(nT)$.

Weil bei geeigneter Zeitbereich/Frequenzbereich-Transformation, insbesondere bei der diskreten Fourier-Transformation (DFT) und der diskreten Hartley-Transformation (DHT), die Faltung an den Kompensator- und Verstärkungsfiltern 15 bzw. 5 beim Uebergang in den Frequenzbereich in eine Multiplikation übergeht, ergibt sich durch dieses Vorgehen grundsätzlich eine Verringerung des Rechen- bzw. Hardware-Aufwandes. Um eine realisierbare endliche Transformationslänge zu erhalten, ist dabei aber eine Unterteilung des diskreten Signals $d(nT)$ eingangsseitig der Transformationseinheit 17 in Blöcke gegebener Länge notwendig. Leider können die damit verbundenen Fehler, verglichen mit der konventionellen Faltung, für die

Anordnung gemäss Fig. 2 auch mit einer überlappenden Blockaufteilung nicht beseitigt werden. Sie führen zu einem zeitvarianten System, auch dann, wenn mit der Störrückkopplung h das Kompensationsfilter 15_f zeitvariant bzw. eingefroren wird.

Deshalb musste ein Kompromiss eingegangen werden, durch Wahl langer Blocklängen von z.B. 512 Abtastwerten, was wiederum zu einer ineffizienten Kompensation über dem Kompensatorfilter 15_f führt. Entsprechend blieb die erreichbare Verstärkungserhöhung an der Verstärkerfilterstrecke 5_f auf unter 10dB beschränkt.

Es ist Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein Hörhilfegerät eingangs genannter Art zu schaffen, bei welchem unter Erhalt der Vorteile der Signalverarbeitung im Frequenzbereich Zeitinvarianz des Systems, bei zeitinvarianter Störrückkopplung, gewährleistet ist, bei dem weiter der Rechen- bzw. Hardware-Aufwand minimiert ist, zu einem solchen Mass, dass die Signalverarbeitung ohne weiteres unter den bei Hörhilfegeräten äusserst eingeschränkten Platzverhältnissen realisierbar ist.

Dies wird, ausgehend vom letztgenannten Hörhilfegerät, dadurch erreicht, dass es nach dem kennzeichnenden Teil von Anspruch 1 ausgebildet ist.

Dadurch, dass die Zeitbereich/Frequenzbereich-Transformation nicht, wie in Fig. 2 dargestellt, vor der Differenzeinheit 13_f durchgeführt wird, sondern die daran erfolgende Differenzbildung noch im Zeitbereich durchgeführt wird, kann erstaunlicherweise die geforderte Zeitinvarianz des Systems erhalten werden. Insbesondere bei Wahl geeignet überlappender Blockaufteilung wird dabei ermöglicht, die weiterhin eingesetzten Zeitbereich/Frequenzbereich-Transformationen mit wesentlich kleineren Blocklängen zu realisieren, was wiederum die Kompensationseffizienz erhöht und mithin ermöglicht, die Verstärkung an der Verstärkungsfilterstrecke 5_f gemäss Fig. 2 drastisch zu erhöhen.

Die Erfindung mit ihren in den weiteren Ansprüchen spezifizierten bevorzugten Ausführungsvarianten wird anschliessend vorerst Schritt für Schritt anhand von Figuren beispielsweise erläutert und schliesslich anhand eines Realisationsbeispiels präsentiert.

Hierzu zeigen:

- Fig. 1 anhand eines Funktionsblockdiagrammes, vereinfacht, ein bekanntes Hörhilfegerät, bei welchem die Signalverarbeitung zeitdiskret erfolgt;
- Fig. 2 in Darstellung analog zu Fig. 1, ein weiteres bekanntes Hörhilfegerät, bei welchem die Signalverarbeitung an Rückkopplungskompensator und Verstärkungsfilterstrecke gemäss Fig. 1 im Frequenzbereich durchgeführt wird;
- Fig. 3 in Darstellung analog derjenigen der Fig. 1 und 2, eine erste Ausführungsvariante eines erfindungsgemässen Hörhilfegerätes;
- Fig. 4 eine weitere bevorzugte Ausführungsvariante des Hörhilfegerätes nach Fig. 3, dargestellt analog zu den Fig. 1 bis 3;
- Fig. 5 ausgehend von dem in Fig. 4 dargestellten Hörhilfegerät, eine weitere bevorzugte Ausführungsvariante des erfindungsgemässen Gerätes in Darstellung analog derjenigen der Fig. 1 bis 4;
- Fig. 6 anhand eines vereinfachten Signalfuss-Funktionsblockdiagrammes eine bevorzugte Realisationsform der dem Adaptionseingang und der Verstärkungsfilterstrecke vorgelagerten Transformationseinheit gemäss Fig. 5;
- Fig. 7 anhand eines vereinfachten Signalfuss-Funktionsblockdiagrammes eine bevorzugte Ausführungsvariante der Verstärkungsfilterstrecke am erfindungsgemässen Gerät gemäss Fig. 5;
- Fig. 8 anhand eines vereinfachten Signalfuss-Funktionsblockdiagrammes die bevorzugte Realisation des Kompensatorfilters am erfindungsgemässen Gerät gemäss Fig. 5;
- Fig. 9 anhand eines vereinfachten Funktionsblock-Signalfussdiagrammes die Bildung des Schrittgrössensignals in Funktion der erfassten Signalleistung, welches Schrittgrössensignal, wie in Fig. 9 bevorzugterweise gebildet, bei der Realisation des Kompensatorfilters nach Fig. 8 eingesetzt ist;
- Fig. 10 eine bei der Realisation des Kompensatorfilters gemäss Fig. 8 bevorzugterweise eingesetzte Einheit in vereinfachter Signalfuss-Funktionsblockdarstellung.

In Fig. 3 ist anhand eines Signalfuss/Funktionsblockdiagrammes das Grundprinzip der vorliegenden Erfindung bzw. des erfindungsgemässen Hörhilfegerätes dargestellt. Es sind darin die bereits anhand der Fig. 1 und 2 verwendeten Bezugszeichen für die bereits dort beschriebenen Funktionsblöcke und Signale verwendet.

In beiden in den Fig. 3 und 4 dargestellten Ausführungsvarianten wird erfindungsgemäss an der Differenzbildungseinheit 13 das zeitdiskrete Differenzsignal $r(nT)$ aus dem A/D-gewandelten Ausgangssignal $d(t)$ des ak/el-Wandlers 1 und dem Ausgangssignal des Kompensatorfilters 15_f gebildet. Erst das Differenzsignal $r(nT)$ ausgangsseitig der Differenzbildungseinheit 13 wird einer überlappenden orthogonalen Transfor-

mation LOT unterworfen.

Gemäss Fig. 3 wird das Differenzsignal $r(nT)$ an einer LOT-Transformationseinheit 20 in das Adaptionssignaleingang $E[k]$ gewandelt, welches dem Adaptionseingang A_f des Kompensatorfilters 15_f zugeführt wird. Weil an der LOT-Transformationseinheit 20 die Zeitbereich/Frequenzbereich-Transformation in Blöcken vorgegebener Anzahl Abtastwerte aus dem Differenzsignal $r(nT)$ erfolgt, bezeichnet $[k]$ die Nummer des ausgangsseitig der Transformationseinheit 20 erscheinenden Signalblocks.

Das Differenzsignal $r(nT)$ wird gemäss Fig. 3 im Zeitbereich der Verstärkungsfilterstrecke 5 zugeführt und über den D/A-Wandler 7 dem el/ak-Wandler 9 zugespielt. Eingangsseitig ist der D/A-Wandler 7 beaufschlagt mit dem zeitdiskreten Ausgangssignal $u(nT)$ der Verstärkungsfilterstrecke 5. Dieses Ausgangssignal $u(nT)$ wird einer weiteren orthogonalen Transformationseinheit 22 zugeführt und dort vom Zeitbereich in den Frequenzbereich gewandelt. Das Ausgangssignal der Transformationseinheit 22 wird als Eingangssignal dem Eingang E_f des Kompensatorfilters 15_f zugeführt. Das Ausgangssignal besagten Filters 15_f wird an einer Rücktransformationseinheit 24 in den Zeitbereich rücktransformiert und ihr Ausgangssignal $\hat{y}(nT)$ als zeitdiskretes Signal der Differenzbildungseinheit 13 zugeführt.

Zu der Ausführungsvariante in Fig. 3 hinzukommend, wird nun gemäss Fig. 4 nicht nur die Signalverarbeitung am Kompensationsfilter 15_f im Frequenzbereich vorgenommen, sondern auch an der Verstärkungsfilterstrecke 5_f . Hierzu ist der Verstärkungsfilterstrecke 5_f eine Transformationseinheit LOT 28 vorgeschaltet und dem D/A-Wandler 7 eine Rücktransformationseinheit ILOT 26; die Transformationseinheit 22 gemäss Fig. 3 entfällt.

Grundsätzlich wird demnach, und gemäss Wortlaut von Anspruch 1, wie anhand von Fig. 3 und 4 erläutert wurde, im Unterschied zu bekannten Vorgehen gemäss Fig. 2, die Differenzbildung an der Differenzbildungseinheit 13 im Zeitbereich vorgenommen, wodurch die obgenannten Nachteile bezüglich Zeitvarianz des Vorgehens gemäss Fig. 2 behoben sind.

Es ergibt sich damit die Möglichkeit, an den LOT-Transformationseinheiten 20, 22, 28 und, entsprechend, an den Rücktransformationseinheiten 24, 26 mit wesentlich kleineren Blocklängen zu arbeiten, als dies beim Vorgehen gemäss Fig. 2 möglich ist, beispielsweise gemäss einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung mit Blocklängen der Blöcke k von 128 Abtastwerten.

Fig. 3 zeigt dabei, wie erwähnt, eine erste Realisationsform, welche der Definition gemäss Anspruch 2 entspricht, nämlich bei der je eine Transformationseinheit LOT 20 bzw. 22 dem Signaleingang E_f und dem Adaptionseingang A_f des Kompensatorfilters 15_f vorgelagert ist.

Eine bevorzugte Ausführungsvariante ist diejenige gemäss Fig. 4, welche der Definition gemäss Anspruch 3 entspricht, gemäss welcher dem Adaptionseingang des Kompensatorfilters 15_f sowie dem Eingang der Verstärkungsfilterstrecke 5_f je eine LOT-Transformationseinheit 20 bzw. 28 vorgelagert sind und dem Eingang des D/A-Wandlers 7 eine entsprechende Rücktransformationseinheit 26.

Für die Blockbildung und -verarbeitung in überlappenden orthogonalen Transformationen stehen zwei einfache Techniken, nämlich die "overlap-save"- und "overlap-add"-Technik zur Verfügung. Es kann hierzu vollumfänglich auf das einschlägige Schrifttum verwiesen werden, wie beispielsweise auf "Signal Processing with Lapped Transforms", Henrique S. Malvar, Artech House, Boston, 1992.

In bevorzugter Realisationsform der vorliegenden Erfindung gemäss dem Wortlaut von Anspruch 5 ist, wie in Fig. 4 dargestellt, auch dem Verstärkungsfilter 5_f eine LOT-Transformationseinheit 28 vorgelagert, dem Eingang des D/A-Wandlers 7 eine Rücktransformationseinheit 26, dem Ausgang des Kompensatorfilters 15_f eine Rücktransformationseinheit 24 nachgelagert. Diese Transformations- bzw. Rücktransformationseinheiten 28, 24 und 26 arbeiten in der erwähnten bevorzugten Ausführungsvariante nach der "overlap-save"-Technik. Dabei arbeitet die dem Adaptionseingang A_f , insbesondere gemäss Fig. 4, vorgelagerte Transformationseinheit 20 bevorzugterweise nach dem "overlap-add"-Prinzip.

Insbesondere diese bevorzugten Ausführungsvarianten des Einsatzes der Blockverarbeitungstechniken führen zu einer weiteren bevorzugten Realisationsform des erfindungsgemässen Hörgerätes, wie es in Fig. 5 dargestellt ist.

Im Unterschied zu Fig. 4 wird hier das zeitdiskrete Differenzsignal $r(nT)$ einer einzigen LOT-Transformationseinheit 30 zugeführt, aus deren Ausgangssignal sowohl das dem Adaptionseingang A_f zugeführte Adaptionssignal $E[k]$ wie auch das der Verstärkungsfilterstrecke 5_f zugeführte Eingangssignal $R[k]$ gebildet wird.

Wie erwähnt, basieren die überlappenden orthogonalen Transformationen vorzugsweise auf der DFT.

In Fig. 6 ist eine Realisationsform des Datenübertragungspfades zwischen zeitdiskretem Differenzsignal $r(nT)$ ausgangsseitig der Differenzbildungseinheit 13 zum Adaptionssignal $E[k]$ bzw. dem Eingangssignal $R[k]$ zu der Verstärkungsfilterstrecke 5_f gemäss Fig. 5 dargestellt.

Demnach ist dem Ausgang der Differenzbildungseinheit 13 mit dem zeitdiskreten Differenzsignal $r(nT)$ eine überlappende orthogonale Transformation, basierend auf der DFT, nachgelagert. Sie arbeitet, wie mit

der Indexierung OA dargestellt, nach dem "overlap-add"-Prinzip. Dazu wird eingangs der Fehlerblock $e[k]$ durch Aufteilung von $r(nT)$ in Teilblöcke der Länge N gebildet, die jeweils, in der hier bevorzugten Variante mit $N = 64$, durch Hinzufügen von Nullen auf eine Gesamtblocklänge, hier von $2N = 128$ Werten, verlängert werden, d.h.

$$e[k] = (0 \dots 0, r((k+1)NT), r((k+1)NT+T) \dots r((k+2)NT-T))^T.$$

Seine DFT, nämlich $E[k]$, wird, in der bevorzugten Variante gemäss Fig. 5, direkt dem Adaptionseingang A_f des Kompensationsfilters 15_f zugeführt. Ueber eine Verzögerungseinheit 32 mit entsprechender Zwischenspeicherung werden sich folgende Blöcke, also der Nummern k und $k+1$, zur Verfügung gestellt. Eine stellenweise Ueberlagerung in der Einheit 34 liefert dann direkt den Block $R[k]$, aber nun der "overlap-save"-Art, welcher in der vorgängig als bevorzugte Variante bezeichneten Realisierung gemäss Fig. 5 direkt der Verstärkungsfilterstrecke 5_f zugeführt wird. Die Ueberlagerung in Einheit 34 ist dabei durch die Formel

$$R_j[k] = E_j[k] + (-1)^j E_j[k-1],$$

gegeben, wobei j (von 0 bis $2N-1$) die Nummer der Blockstelle bezeichnet.

Durch dieses Vorgehen wird eine wesentliche Reduktion der notwendigen Hardware- und Rechenleistung realisiert.

Gemäss Fig. 7 folgt innerhalb der von $R[k]$ beaufschlagten Verstärkungsfilterstrecke 5_f als erstes das eigentliche Verstärkungsfilter 40, dem eine Verzögerungseinheit 42 mit entsprechender Zwischenspeicherung nachgelagert ist. Hierbei bezeichnet der Parameter d die Gesamtverzögerung des Systems (vom Ausgang des A/D-Wandlers 3 zum Eingang des D/A-Wandlers 7), normalisiert mit dem Ueberlappungsparameter der Teilblocklänge N . Bedingt durch die Blockverarbeitung ergibt sich eine minimale Verzögerungszeit von N Abtastwerten, entsprechend einem minimalen d -Wert von 1. In der hier bevorzugten Variante mit einer Teilblocklänge von $N = 64$ und einer Gesamtblocklänge von $2N = 128$ wurde unter Verwendung eines einzigen Teilkompensators (wie im folgenden mit Bezugnahme auf Fig. 8 genauer erläutert wird) d auf den Wert 2 gesetzt.

Das ausgangsseitig zur Verfügung stehende Blocksignal $U[k+1]$ wird nun einerseits dem Eingang E_f des Kompensators 15_f zugeführt und andererseits in der ILOT-Einheit 26 einer inversen DFT der "overlap-save"-Art unterzogen. Da dabei das entsprechende Zeitsignal $u(nT)$ um eine Teilblocklänge N verzögert entsteht, rechtfertigt sich im nachhinein die Numerierung von $U[k+1]$ mit der Blocknummer $k+1$.

In Fig. 8 ist eine weitere bevorzugte Ausbaubauvariante des erfindungsgemässen Hörgerätes dargestellt. Dabei werden durch Zwischenspeicherung mit Verzögerungseinheiten vom Typ, wie bei 56 dargestellt, die Blocksignale $U[k+1]$ bis $U[k+1-L]$ bereitgestellt und davon ausgehend mit Hilfe von Teilkompensatoren, deren erster in Fig. 8 als Einheit 50 bezeichnet ist, die Teilschätzungen $\hat{Y}_1[k+1]$ bis $\hat{Y}_L[k+1]$ erzeugt, die ihrerseits in Einheit 52 zur Gesamtschätzung $\hat{Y}[k+1]$ addiert werden. Wie Fig. 5 zu entnehmen ist, erfolgt dann in der ILOT-Einheit 24, in der bevorzugten Variante über eine inverse DFT der "overlap-save"-Art, die Rücktransformation in den Zeitbereich.

Unter Bezugnahme auf den ersten Teilkompensator entsteht die Teilschätzung $\hat{Y}_1[k+1]$ am Ausgang der Multiplikationseinheit 64, auf die am Eingang die Blocksignale $U[k+1]$ und das Blockgewicht $\hat{H}_1[k+1]$ wirken. Die Multiplikation wird dabei für jede Blockstelle nach der Formel

$$\hat{Y}_{ij}[k+1] = U_j[k+2-i] H_{ij}[k+1]$$

ausgeführt, wobei j die Blockstelle von 0 bis $2N-1$ und i die Teilkompensatornummer von 1 bis L bezeichnen.

Das Blockgewicht $H_i[k+1]$ repräsentiert dabei die aktuelle Schätzung im Frequenzbereich für den i -ten Teilbereich der Länge N der zeitdiskreten Impulsantwort h der akustisch-mechanischen Störrückkopplung 11. Die Schätzung $H_i[k+1]$ wird vorgängig der Bildung von $\hat{Y}_{ij}[k+1]$ unter Zuhilfenahme der alten Schätzung $H_i[k]$ aktualisiert. Dazu wirken, wieder unter Bezugnahme auf den Teilkompensator 1, das Blocksignal $U[k+1-1]$ und die Schrittweite $\mu[k+1-1]$ auf die Multiplikationseinheit 54, welche ausgangsseitig zusammen mit dem Blocksignal $E[k]$ auf die Multiplikationseinheit 58 geführt wird. Der Ausgang von Einheit 58 wird dann in der Summationseinheit 60 entsprechend der Formel

$$\hat{H}_{i,j}[k+1] = \hat{H}_{i,j}[k] + \mu_j[k+1-i] U_j^*[k+1-i] E_j[k]$$

5

zur Aktualisierung von $H_1[k+1]$ verwendet. Hierbei bezeichnet j wieder die Blockstelle und i die Teilkom-
pensatornummer. Der Index (*) steht für konjugiert komplex.

Das Arbeiten mit Hilfe von Teilkompensatoren hat den Vorteil, dass die minimale Verzögerung $D = N$
durch Wahl der Teilblocklänge N unabhängig von der tatsächlichen Impulsantwortlänge der Störrückkopp-
10 lung 11 eingestellt werden kann. Damit ist ein "trade-off" zwischen Verzögerung D und der die Effizienz der
Bearbeitung bestimmenden Teilblocklänge N möglich. Weiter lassen sich einzelne Teilbereiche der Impuls-
antwort h , beispielsweise den akustischen Nah- und Fernbereich, gezielt durch entsprechende Blockgewich-
te im Frequenzbereich beeinflussen.

In Fig. 9 ist eine bevorzugte Ausbauparallel zur Erzeugung der normalisierten Schrittweite $\mu[k]$ gemäss
15 Fig. 8 dargestellt, die zugleich zur Stoppung des Adaptionsvorganges Verwendung findet. Dazu wird
beispielsweise, ausgehend vom Blocksignal $U[k]$, gemäss Fig. 8, dieses Blocksignal vor dem Zuführen an
die Multiplikationseinheit 54 dazu verwendet, das aktuelle Blocksignal $\mu[k]$ zu berechnen, indem das
Blocksignal $U[k]$ einer Leistungserfassungseinheit 70 zugeführt wird, welche ihrerseits auf zwei Interpolati-
onsfilter 72 resp. 74 wirkt. Ausgangsseitig steuern diese Interpolationsfilter die Skalierungseinheit 78,
20 welche schlussendlich die für die Normalisierung der Referenzschrittweite μ_0 benötigte Skalierungsgrösse
 $S[k]$ am Eingang der Multiplikationseinheit 80 liefert.

Die Interpolationsfilter arbeiten gemäss der Formel

25

$$P_{U,j}[k] = c(1-\gamma)U_j^*[k]U_j[k] + \gamma P_{U,j}[k-1]$$

und sind mit γ und c parametrisiert. Der Index j bezeichnet, wie hier üblich, die Blockstelle. In der
30 bevorzugten Realisierung wurde $\gamma = 0.8$ und $c = 1$ für das Filter 72 und $\gamma = 0.995$ und $c = 0.2$ für das
Filter 74 gewählt.

Wird für den Interpolator $74\gamma = 1$ gewählt, so entfällt dieser Interpolator und es verbleibt ein zeitlich
konstantes Blocksignal $P_U^{\min}$, welches für verschiedene Anwendungen genügen mag, was den Hardware-
und Rechenaufwand weiter verringert.

35 Die Skalierungsgrösse $S[k]$ wird nun einerseits über den Ausgang des Filters 72, in Fig. 9 als
Blocksignal $P_U[k]$ bezeichnet, zur Normalisierung der Referenzschrittweite μ_0 verwendet, andererseits aber
auch über den Ausgang des Filters 74, in Fig. 9 als Blocksignal $P_U^{\min}[k]$ bezeichnet, zur Einfrierung des
Adaptionsvorganges einzelner Frequenzkomponenten bei ungenügender Leistung. Die Skalierungsgrösse S -
[k] wird dazu gemäss der Formel

40

$$S_j[k] = \begin{cases} 0 & \text{für } P_{U,j}[k] < P_{U,j}^{\min}[k], \\ P_{U,j}^{-1}[k] & \text{sonst} \end{cases}$$

45

gebildet, wobei die j wie üblich die Blockstelle bezeichnen.

In Fig. 10 ist eine weitere bevorzugte Ausbauparallel dargestellt, die unter Verwendung von Teilkom-
pensatoren gemäss Fig. 8 die Sprachqualität bei sonst gleichen Parametern wesentlich verbessert. Dazu
50 wird die Schätzung $\hat{H}_i[k+1]$ des Teilkompensators i , vorgängig der Multiplikation mit $U[k+2-i]$ in Einheit 64
von Fig. 8, über eine Projektionseinheit 62 geführt. Hierzu wird beispielsweise das Blockgewicht $\hat{H}_i[k+1]$
einer inversen DFT unterworfen (Einheit 82), anschliessend durch Nullsetzen der Blockstellen mit Index N
bis $2N-1$ gereinigt (Einheit 84) und schlussendlich wieder in den Frequenzbereich zurücktransformiert
(Einheit 86).

55

Patentansprüche

1. Hörhilfegerät mit einem akustisch/elektrischen (ak/el) Wandler mit ausgangsseitigem A/D-Wandler und einem elektrisch/akustischen (el/ak) Wandler mit eingangsseitigem D/A-Wandler, einer Verstärkungsfilterstrecke zwischen den A/D- und D/A-Wandlern und einem adaptiven Kompensatorfilter (15_i), dessen Signaleingang mit dem D/A-Wandler-Eingang, dessen Signalausgang mit dem einen Eingang einer Differenzbildungseinheit (13) wirkverbunden ist, wobei der zweite Eingang der Differenzbildungseinheit (13) wiederum mit dem Ausgang des A/D-Wandlers (3) wirkverbunden ist, ihr Ausgang auf einen Adaptionseingang (A) des Kompensatorfilters (15_i) sowie den Eingang der Verstärkungsfilterstrecke (5) wirkt, wobei weiter die dem Signal (E_i) - und dem Adaptionseingang (A_i) des Kompensatorfilters (15_i) zugeführten Signale an mindestens einer Transformationseinheit (20, 28), die eine schnelle orthogonale Transformation durchführt, vom Zeit- in den Frequenzbereich transformiert sind, dadurch gekennzeichnet, dass mindestens eine Transformationseinheit (22, 20; 20, 28) ausgangsseitig der Differenzbildungseinheit (13) angeordnet ist und zwischen Ausgang des Kompensatorfilters (15_i) sowie dem zugeordneten Eingang der Differenzbildungseinheit (13) eine der Transformationseinheit entsprechende Rücktransformationseinheit (24) wirkt.
2. Gerät nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass je eine Transformationseinheit (22, 20) dem Signaleingang (E_i) und dem Adaptionseingang (A_i) des Kompensatorfilters (15_i) vorgelagert ist.
3. Gerät nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass dem Adaptionseingang (A_i) des Kompensatorfilters sowie dem Eingang des Verstärkungsfilters (5_i) je eine Transformationseinheit (20, 28) vorgelagert ist und dem Eingang des D/A-Wandlers (7) eine Rücktransformationseinheit (26).
4. Gerät nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass gemeinsam dem Adaptionseingang (A_i) des Kompensatorfilters (15_i) sowie dem Eingang der Verstärkungsfilterstrecke (5_i) eine gemeinsame Transformationseinheit (30) vorgelagert ist.
5. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass eine dem Eingang des Verstärkungsfilters (5_i) vorgelagerte Transformationseinheit (20, 28; 30; 30a, 32, 34), eine dem Ausgang des Kompensatorfilters (15_i) nachgelagerte und eine dem D/A-Wandler vorgelagerte (26) Rücktransformationseinheit in der "overlap-save"-Technik arbeiten.
6. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass eine dem Adaptionseingang (A_i) des Kompensatorfilters (15_i) vorgelagerte Transformationseinheit (30; 30a) nach der "overlap-add"-Technik arbeitet.
7. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass dem Ausgang der Differenzbildungseinheit (13) eine Transformationseinheit (30a) nachgelagert ist, welche nach der "overlap-add"-Technik arbeitet, ihr Ausgang auf den Adaptionseingang (A_i) des Kompensatorfilters (15_i) wirkt und einer Blockspeicheranordnung (32) zugeführt ist, worin sukzessive sich folgende, nach der "overlap-add"-Technik gebildete Signalblöcke abgespeichert werden, wobei sich zugeordnete Speicherstellen für sich zugeordnete Blockstellen an einer Additionseinheit (34) vorzeichenrichtig addiert werden, derart, dass der Ausgangsblock der Additionseinheit ein Block in "overlap-save"-Technik darstellt und der Ausgang der Additionseinheit (34) dem Eingang der Verstärkungsfilterstrecke (5_i) zugeführt ist.
8. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, dass die Verstärkungsfilterstrecke (5_i) ein Verstärkungsfilter (40) sowie, ihm nachgeschaltet, eine Verzögerungseinheit (42) umfasst.
9. Gerät nach einem der Ansprüche 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, dass das Kompensatorfilter (15_i) umfasst:
 - dem Eingang (E_i) des Kompensatorfilters in Serie nachgeschaltete Verzögerungsstufen (56),
 - eine Anzahl L von Teilkompensatoren (50), woran Teilschätzungssignale

$$\hat{Y}_i[k+1] \text{ für } 1 \leq i \leq L$$

erzeugt werden, wobei k die Blocknummer bezeichnet, gezählt bei der Zeitbereich/Frequenzbereich-Transformation ausgangsseitig der Differenzbildungseinheit (13),

- eine Additionseinheit (52), woran die Teilschätzungssignale $\hat{Y}_i[k+1]$ aller $1 \leq i \leq L$ Teilkompensatoren (50) addiert werden und deren Ausgang der Ausgang des Kompensatorfilters (15_i) bildet.

10. Gerät nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, dass jeder Teilkompensator (50) umfasst:

- einen mit dem Eingang (E_i) des Kompensatorfilters (15_i) über eine Anzahl der Verzögerungsstufen (56) verbundenen Teilkompensatoreingang, wobei die Anzahl Verzögerungsstufen der Anzahl einem Teilkompensator vorgelagerter Teilkompensatoren entspricht, wobei jede Verzögerungsstufe (56) den Eingang und den Ausgang eines Teilkompensators (50) verbindet,
- eine mit dem Ausgang wirkverbundene erste Multiplikationsstufe (54),
- dem Ausgang der ersten Multiplikationsstufe (54) nachgeschaltet, ein Eingang einer zweiten Multiplikationsstufe (58), deren zweiter Eingang mit dem Adaptionseingang (A_i) wirkverbunden ist,
- wobei der Ausgang der zweiten Multiplikationsstufe (58) über eine Akkumulationseinheit (60) auf den einen Eingang einer dritten Multiplikationsstufe (64) wirkt, deren zweiter Eingang mit dem Eingang des Teilkompensators (50) wirkverbunden ist und deren Ausgang auf die Additionseinheit (52) wirkt.

11. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 10, dadurch gekennzeichnet, dass dem Eingang der Verstärkungsfilterstufe eine Transformationseinheit vorgelagert ist, deren Ausgangssignal nebst auf die Verstärkungsfilterstrecke auf eine Leistungserfassungseinheit (70) wirkt, deren Ausgangssignal dann, wenn die Energie des Signals am Ausgang der Transformationseinheit einen gegebenen Schwellwert überschreitet, die Wirksamkeit eines Signals am Adaptionseingang steuert.

12. Gerät nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass auf den zweiten Eingang der ersten Multiplikationsstufe (54) der Ausgang einer vierten Multiplikationseinheit (80) wirkt, deren einem Eingang ein Signal entsprechend einer Referenzschrittweite (μ_0) zugeführt ist, deren zweitem Eingang der Ausgang einer Skalierungseinheit (78), welcher letzterer die Ausgänge zweier Interpolationsfilter (72, 74) zugeführt sind, die beide über die Leistungserfassungseinheit (70) vom Ausgangssignal der Verstärkungsfilterstrecke beaufschlagt ist.

13. Gerät nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass an Stelle eines der Interpolationsfilter (74) ein zeitlich konstantes Signal der Skalierungseinheit (78) zugeführt wird ($\gamma = 1$).

14. Gerät nach einem der Ansprüche 12 oder 13, dadurch gekennzeichnet, dass dem Ausgang der Akkumulationseinheit (60) und dem Eingang der dritten Multiplikationsstufe (64) eine Rücktransformationseinheit (82), eine Nullsetzungseinheit (84) sowie eine Transformationseinheit (86) zwischengeschaltet sind.

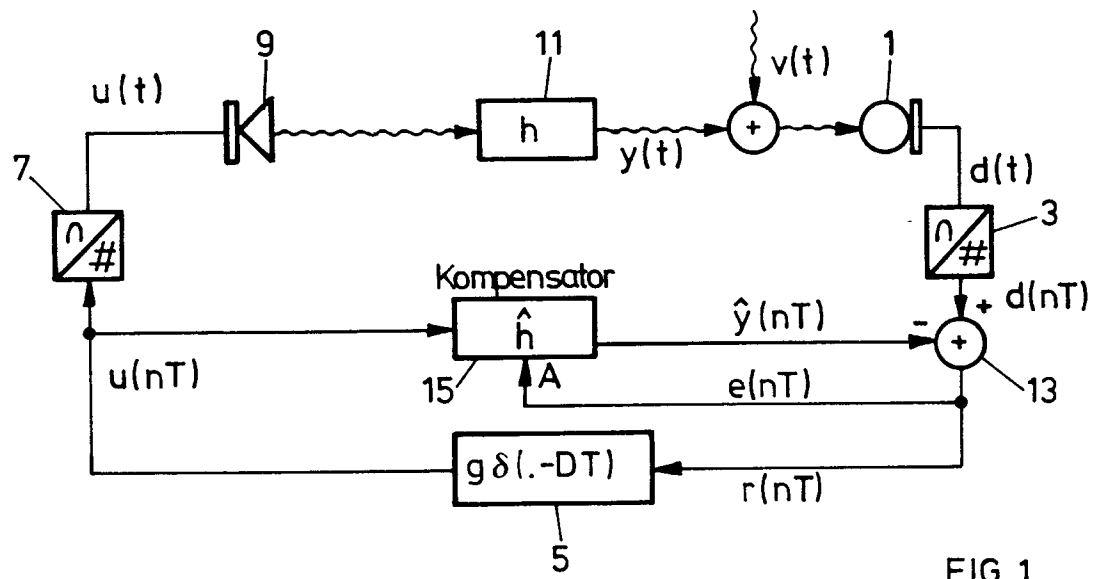


FIG. 1

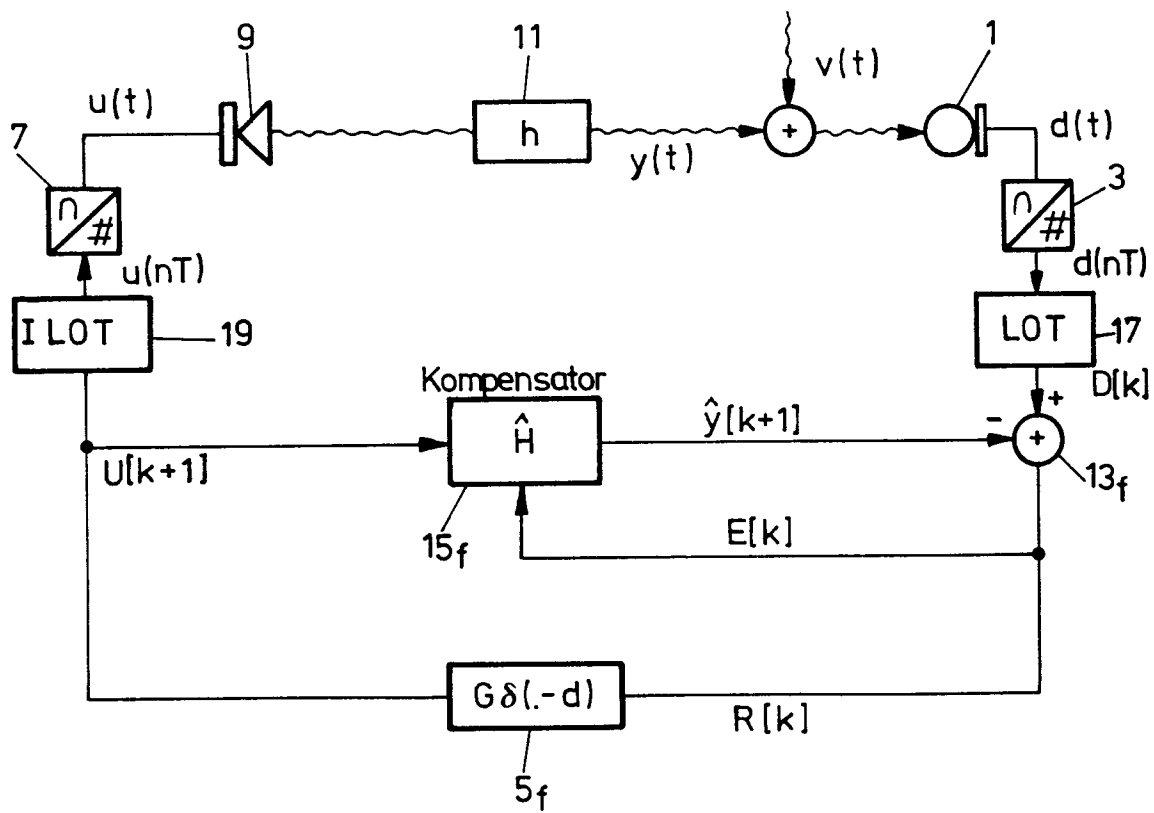


FIG. 2

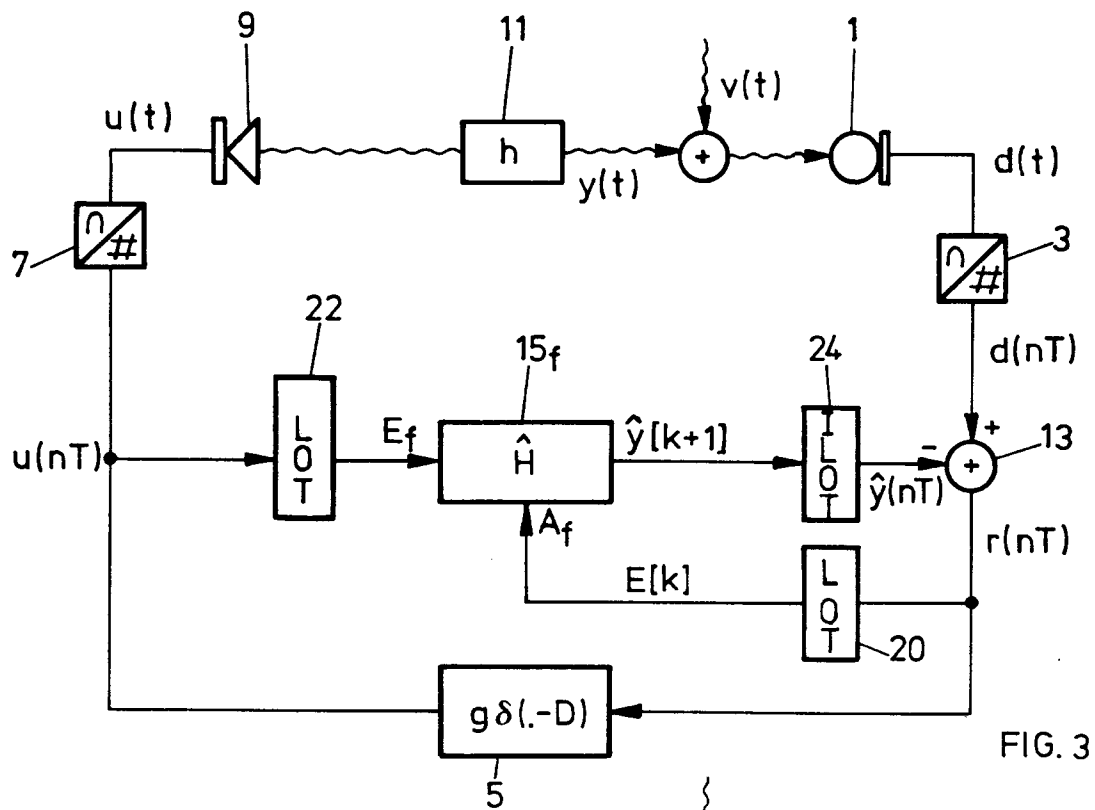


FIG. 3

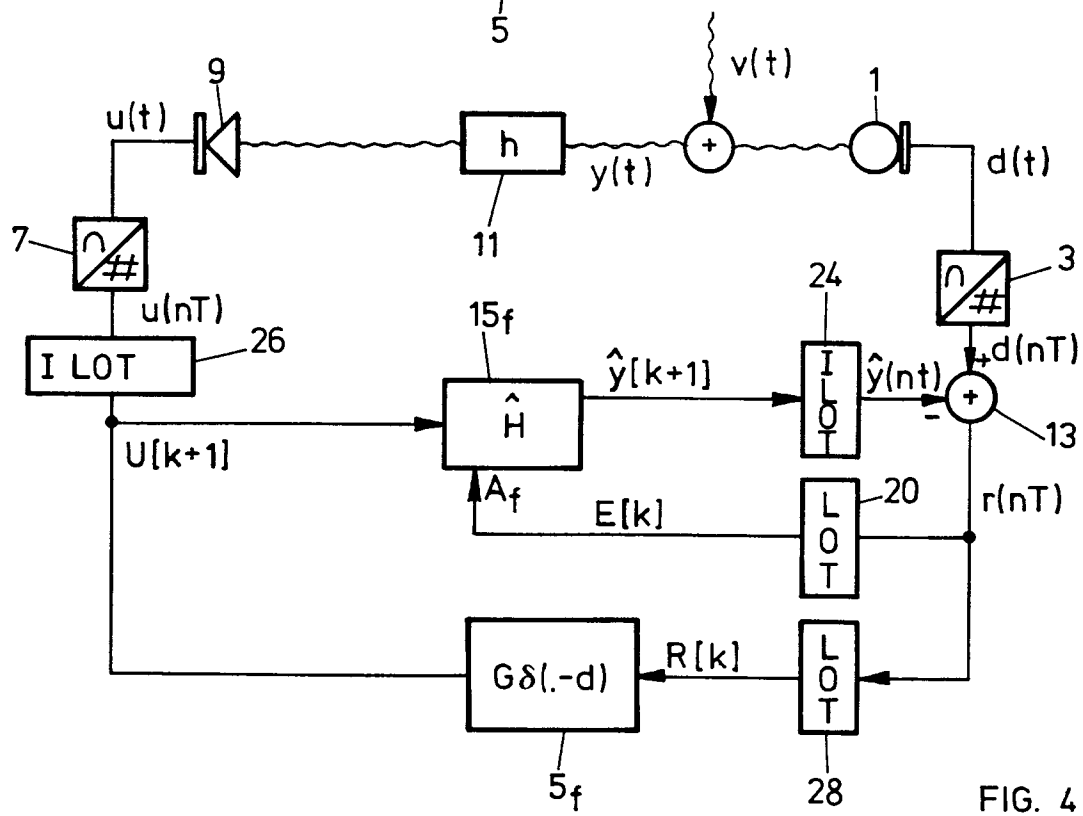


FIG. 4

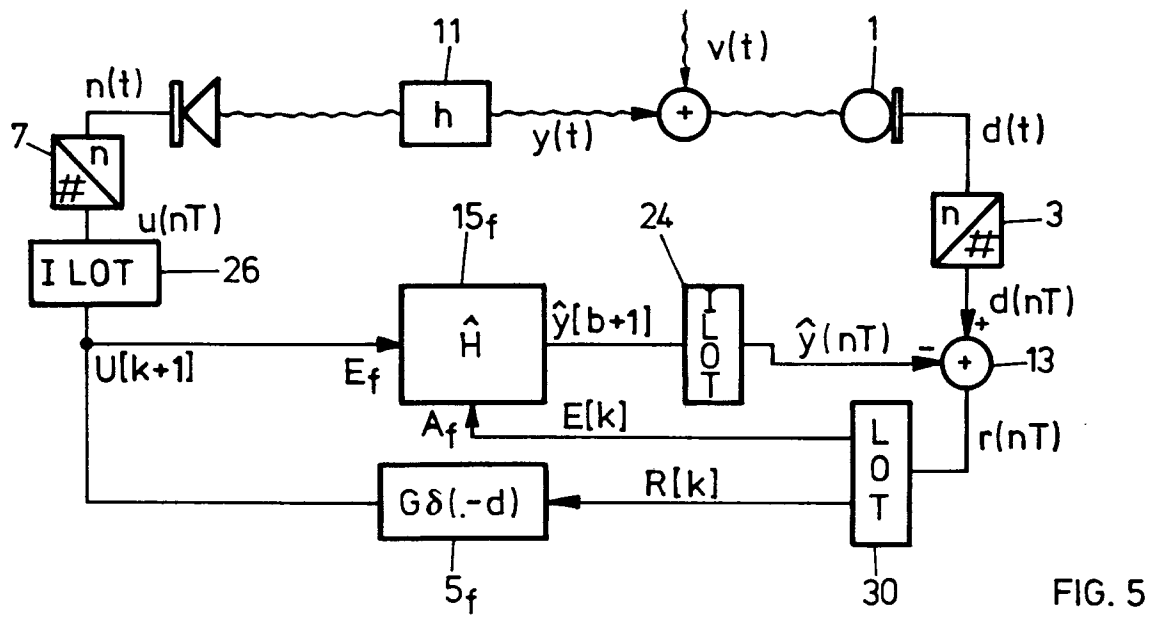


FIG. 5

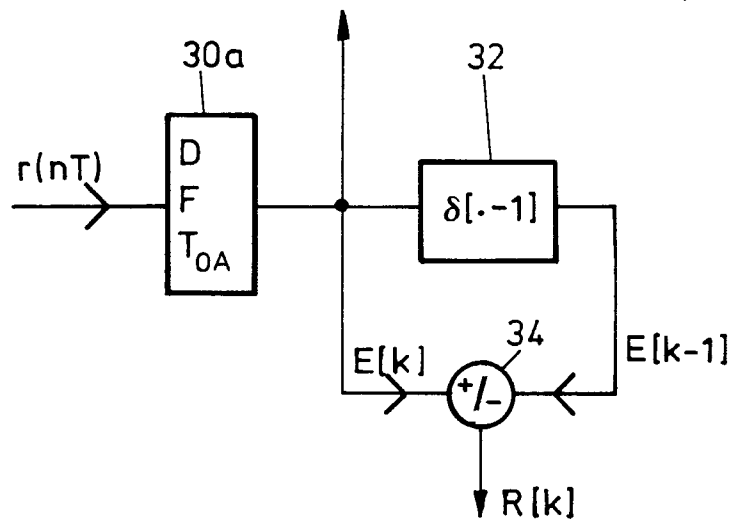
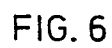


FIG. 7

