

(19)



Europäisches Patentamt

European Patent Office

Office européen des brevets



(11)

EP 0 656 737 B1

(12)

EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des Hinweises auf die Patenterteilung:
21.01.1998 Patentblatt 1998/04

(51) Int Cl.6: **H04R 25/00, H04R 3/02**

(21) Anmeldenummer: **94117510.1**

(22) Anmeldetag: **07.11.1994**

(54) Hörhilfegerät mit Unterdrückung der akustischen Rückkopplung

Hearing aid with cancellation of acoustic feedback

Prothèse auditive avec suppression du couplage acoustique

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT CH DE DK ES FR GB GR IT LI NL SE

(30) Priorität: **10.11.1993 EP 93118186**

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
07.06.1995 Patentblatt 1995/23

(73) Patentinhaber: **PHONAK AG**
8712 Stäfa (CH)

(72) Erfinder:
• **Kälin, August Nazar**
CH-8906 Bonstetten (CH)
• **Estermann, Pius Gerold**
CH-6465 Unterschächen (CH)
• **Uvacek, Bohumir**
CH-8704 Herrliberg (CH)

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

(56) Entgegenhaltungen:
EP-A- 0 252 205 **EP-A- 0 282 335**
EP-A- 0 508 392 **WO-A-93/20668**

- **ELECTRONICS LETTERS., Bd.28, Nr.23, 5. November 1992, ENAGE GB Seiten 2117 - 2118, XP000315938 S. M. KUO UND S. VOEPEL 'INTEGRATED FREQUENCY-DOMAIN DIGITAL HEARING AID WITH THE LAPPED TRANSFORM'**
- **IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, Bd.39, Nr.3, März 1991, NEW YORK US Seiten 553 - 562, XP000224129 JAMES M. KATES 'FEEDBACK CANCELLATION IN HEARING AIDS: RESULTS FROM A COMPUTER SIMULATION'**

EP 0 656 737 B1

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist. (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

Beschreibung

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.

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, $2m$ -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 gewählt wird, womit die Adaption des Kompensatorfilters 15 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 sowie 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 Lap- ped Transform", S.M. Kuo and S. Voepel, Electronics Letters, Vol. 28, Nr. 23, November 1992.

Demnach wurde die Signalverarbeitung sowohl an der Verstärkungsfilterstrecke 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_f bzw. 5_f 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, bei der Anordnung gemäss Fig. 2 auch mit einer überlappenden Blockaufteilung nicht beseitigt werden. Sie führen zu einem zeitvarianten System, auch dann, wenn zusammen mit der Störrückkopplung h das Kompensationsfilter 15_f zeitinvariant 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 das 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 Störückkopplung, gewährleistet ist, bei dem weiter der Rechen- bzw. Hardware-Aufwand minimalisiert 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 Differenzbildung daran 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 Signalfluss-Funktionsblockdiagrammes eine bevorzugte Realisationsform der dem Adaptionseingang und der Verstärkungsfilterstrecke vorgelagerten Transformationseinheit gemäss Fig. 5;

Fig. 7 anhand eines vereinfachten Signalfluss-Funktionsblockdiagrammes eine bevorzugte Ausführungsvariante der Verstärkungsfilterstrecke am erfindungsgemässen Gerät gemäss Fig. 5;

Fig. 8 anhand eines vereinfachten Signalfluss-Funktionsblockdiagrammes eine bevorzugte Realisation des Kompensatorfilters am erfindungsgemässen Gerät gemäss Fig. 5;

Fig. 9 anhand eines vereinfachten Signalfluss-Funktionsblockdiagrammes 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 Signalfluss-Funktionsblockdarstellung;

Fig. 11 ausgehend von der Darstellung gemäss Fig. 4 eines erfindungsgemässen Hörhilfegerätes, eine heute besonders bevorzugte Ausführungsvariante anhand des bereits vorgestellten Funktionsblockdiagrammes;

Fig. 12 ausgehend von der besonders bevorzugten Ausführungsvariante gemäss Fig. 11, einen Teil einer Wei-

terentwicklung mit Modellierung des elektrisch-akustischen Wandlers im Zeit- und/oder Frequenzbereich;

Fig. 13 ein Funktionsblock/Signalflussdiagramm eines elektrischen, im Zeitbereich arbeitenden Lautsprechermodells, wie es vorzugsweise zur Berücksichtigung des Lautsprecher-Uebertragungsverhaltens am erfindungsgemässen Hörhilfegerät gemäss den Fig. 3, 11 oder 12 eingesetzt wird;

Fig. 14 ausgehend von der Darstellung nach Fig. 12, eine Weiterentwicklung des erfindungsgemässen Gerätes, bei welcher die Modellierung und/oder die Amplitudenlimitierung und/oder die Verstärkung in Funktion des IST-Zustandes einer Batterie geführt wird;

Fig. 15 ausgehend von einem Gerät nach Fig. 11, eine weitere Verbesserung durch gegebenenfalls selektiv gesteuerte Rauschsignalaufschaltung im Frequenz- oder Zeitbereich;

Fig. 16 eine bevorzugte Realisation der Rauschaufschaltung gemäss Fig. 15 im Zeitbereich;

Fig. 17 eine bevorzugte Realisationsform der Rauschaufschaltung nach Fig. 15 im Frequenzbereich.

In Fig. 3 ist anhand eines Signalfluss/Funktionsblockdiagrammes ein 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 Transformation LOT unterworfen.

Gemäss Fig. 3 wird das Differenzsignal $r(nT)$ an einer LOT-Transformationseinheit 20 in das Adaptionsteuersignal $E[k]$ 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 Verstärkungfilterstrecke 5 zugeführt und über den D/A-Wandler 7 dem el/ak-Wandler 9 zugespielen. Eingangsseitig ist der D/A-Wandler 7 beaufschlagt mit dem zeitdiskreten Ausgangssignal $u(nT)$ der Verstärkungfilterstrecke 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 $\hat{Y}[k+1]$ besagten Filters 15_f wird an einer Rücktransformationseinheit ILOT 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 Verstärkungfilterstrecke 5_f . Hierzu ist der Verstärkungfilterstrecke 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 ILOT-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 A_f des Kompensatorfilters 15_f sowie dem Eingang der Verstärkungfilterstrecke 5_f je eine LOT-Transformationseinheit 20 bzw. 28 vorgelagert ist und dem Eingang des D/A-Wandlers 7 eine entsprechende ILOT-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", Henricue 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 ILOT-Rücktransformationseinheit 26, und weiter dem Ausgang des Kompensatorfilters 15_f eine ILOT-Rücktransformationseinheit 24 nachgelagert. Diese Transformations- bzw. Rücktransformationseinheiten 28, 24 und 26 arbeiten in der erwähnten bevorzugten Ausführungsvariante nach der "overlap-save"-Technik. Hingegen arbeitet die dem Adaptionseingang A_f , insbesondere gemäss Fig. 4, vorgelagerte LOT-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 zeitdiskrettem 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 Transformationseinheit 30a, 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 Gesamtblöcklänge, 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 Gesamtblöcklänge 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 bevorzugte Ausbauvariante des Kompensatorfilters 15_f am erfindungsgemässen Hörgerät gemäss Fig. 5 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 Zeitbe-

reich.

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

5

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

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

10

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 $\hat{Y}_{i,j}[k+1]$ 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

15

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

20

zur Aktualisierung von $H_i[k+1]$ verwendet. Hierbei bezeichnet j wieder die Blockstelle und i die Teilkompensatornummer. 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 Störrückkopplung 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 Impulsantwort h, beispielsweise entsprechend den akustischen Nah- und Fernbereichen, gezielt durch entsprechende Blockgewichte im Frequenzbereich beeinflussen.

25

Grundsätzlich kann jedes bekannte Verfahren zur Führung der Schrittweite $\mu[k]$ eingesetzt werden.

In Fig. 9 ist nun eine heute bevorzugte Ausbaubariante zur Erzeugung der normalisierten Schrittweite $\mu[k]$ gemäss Fig. 8 dargestellt, die zugleich zur Stopfung 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 Interpolationsfilter 72 resp. 74 wirkt. Ausgangsseitig steuern diese Interpolationsfilter die Skalierungseinheit 78, welche schlussendlich die für die Normalisierung der Referenzschrittweite μ_0 benötigte Skalierungsgrösse $S[k]$ am Eingang der Multiplikationseinheit 80 liefert.

30

35

Die Interpolationsfilter arbeiten gemäss der Formel

40

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

und sind mit γ und c parametrisiert. Der Index j bezeichnet, wie hier üblich, die Blockstelle. In der 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.

45

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

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

50

55

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

gebildet, wobei die j wie üblich die Blockstelle bezeichnen.

In Fig. 10 ist eine weitere bevorzugte Ausbaubauvariante dargestellt, die unter Verwendung von Teilkompensatoren gemäss Fig. 8 die Sprachqualität, bei sonst gleichen Parametern, wesentlich verbessert. Dazu 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).

Bekanntlich ist der elektrisch-akustische Wandler 9 in dem Sinne nicht linear, als er ab bestimmten Eingangssignalamplituden nicht mehr linear Eingangssignal in Ausgangssignal wandelt. Nebst den dadurch bewirkten akustischen Verzerrungen ist zu berücksichtigen, dass der Signalpfad über Kompensationsfilter 15_f möglichst exakt dem Signalpfad über die Funktionsblöcke 7, 9, 11, 1 und 3 nachgebildet sein sollte und, nach den bisherigen Erläuterungen, die erwähnten Nichtlinearitäten am Wandler 9 nicht nachbilden kann. Zudem soll auch im Hörgerät der maximale Ausgangspegel gemäss den individuellen Bedürfnissen des Anwenders eingestellt werden können. Dabei entsteht das Problem, dass der Wandler 9 in seinen nichtlinearen Bereich getrieben wird, selbstverständlich nur, wenn der individuell eingestellte maximale Ausgangspegel den Wandler in den erwähnten Bereich überhaupt aussteuern kann.

Aus diesem Grunde wird weiter vorgeschlagen, wie in Fig. 3 gestrichelt dargestellt, bei dieser Ausführungsform des erfindungsgemässen Hörhilfegerätes dem Verstärkungsfilter 5 eine im Zeitbereich arbeitende, vorzugsweise einstellbare Limitereinheit 90 nachzuschalten, welche das Ausgangssignal des Verstärkungsfilters 5 bezüglich Amplitude so beschränkt, dass der Wandler 9 nie in seinen nichtlinearen Bereich getrieben wird und die zudem erlaubt, den maximalen Ausgangsschallpegel am Wandler 9, individuellen Bedürfnissen entsprechend, insbesondere auch tiefer, einzustellen, wie dies mit den Doppelpfeilen angedeutet ist.

Bei der Ausführungsvariante gemäss Fig. 4 wird dies dadurch erreicht, dass dem im Frequenzbereich arbeitenden Verstärkungsfilter 5_f eine Einheit 90_f nachgeschaltet wird, welche im Frequenzbereich die Frequenzanteile des Signalspektrums, ihre gegenseitige Phasenlage berücksichtigend, so limitiert, dass ausgangsseitig der Rückwandlungseinheit 26 und des Digital/Analog-Wandlers 7 ein zeitvariables Signal $u(t)$ entsteht, welches den Wandler 9 nie in den nichtlinearen Uebertragungsbereich treibt, und die zudem die maximale individuelle Aussteuerung einzustellen erlaubt.

Dasselbe Vorgehen wird mit der Einheit 90_f auch bei der Ausführungsvariante gemäss Fig. 5 realisiert.

In Fig. 11 ist eine weitere Ausführungsvariante des erfindungsgemässen Hörhilfegerätes dargestellt, welche der in Fig. 4 dargestellten weitestgehend entspricht, mit dem Unterschied, dass die Rücktransformationseinheit 26 gemäss Fig. 4, nun $26a$, unmittelbar ausgangsseitig der Verstärkungsfiltereinheit 5_f vorgesehen ist und eingangsseitig des Kompensationsfilters 15_f eine LOT-Transformationseinheit $22a$ bereits besprochener Art angeordnet ist. Obwohl eine solche Ausführungsform auf den ersten Blick, und verglichen mit derjenigen nach Fig. 4, kaum Vorteile zu erbringen scheint, eröffnet sie doch die nachfolgend erläuterte Möglichkeit.

Wie aus Fig. 4 ersichtlich, welche, wie vorgängig erläutert, ebenso wie Fig. 5, eine bevorzugte Ausführungsvariante des erfindungsgemässen Hörhilfegerätes darstellt, ist dort das Vorsehen einer Limitereinheit nur im Frequenzbereich möglich, weil eine solche Einheit auch im Signalpfad mit dem Kompensationsfilter 15_f wirksam sein muss.

Wie nun in Fig. 11 bei 90 dargestellt, ermöglicht die hier dargestellte Funktionsblockstruktur das Vorsehen einer im Zeitbereich arbeitenden Limitereinheit 90, welche wesentlich einfacher zu realisieren ist als eine im Frequenzbereich arbeitende.

Dies erlaubt auch eine einfache Erweiterung mit Einheiten zur Kompensation von nichtlinearen Effekten, wie im folgenden beschrieben.

Um eine genügend genaue Identifikation des Wandlers 9 durch das Kompensatorfilter 15_f zu gewährleisten, wird vorerst dessen Aussteuerung beschränkt, um zu verhindern, dass er im nichtlinearen Bereich betrieben wird. Dies hat natürlich eine entsprechende Reduktion der maximal möglichen Signalverstärkung des erfindungsgemässen Hörhilfegerätes von Wandler 1 nach Wandler 9 zur Folge.

In Fig. 12 ist eine bevorzugte Ausführungsvariante der dem Kompensationsfilter 15_f vor- bzw. der dem Verstärkungsfilter 5_f nachgelagerten Signalverarbeitung am Gerät nach Fig. 11 dargestellt. Gemäss Fig. 12 wird grundsätzlich im Signalpfad mit dem Kompensationsfilter 15_f der elektrisch-akustische Wandler 9 mit seiner Nichtlinearität nachgebildet, d.h. modelliert. Dies wird durch eine Modellierungseinheit 92, der Transformationseinheit $22a$ gemäss Fig. 11 vorgeschaltet und mithin im Zeitbereich arbeitend, realisiert und/oder durch eine Modellierungseinheit 92_f , der Transformationseinheit $22a$ nachgeschaltet und mithin im Frequenzbereich arbeitend.

Durch dieses Vorgehen wird erreicht, dass, je nach Güte der Modelliereinheit 92, die Limite der Einheit 90 höher angesetzt und damit das Ausgangssignal um bis zu 6dB, verglichen mit der Ausführungsvariante in Fig. 11, erhöht werden kann. Gegebenenfalls kann die Limiterfunktion der Einheit 90 auch stillgesetzt werden.

Die Modelliereinheit 92 kann beispielsweise, wie in R. Isermann, "Identifikation dynamischer Systeme", Springer-Verlag, 2:238, 1988, vorgeschlagen, als vereinfachtes Wiener-Modell realisiert werden.

Die Transformation in den Zeitbereich zwischen Verstärkungsfilter 5_f und Kompensatorfilter 15_f erlaubt auf die gleiche vorbeschriebene Art auch das Hinzufügen eines nichtlinearen Korrekturfilters in den Signalpfad mit dem Ver-

stärkungsfilter 5_f . Dies wird, wie aus Fig. 12 ersichtlich, durch eine Modellierungseinheit 94 realisiert, der Transformationseinheit 26a nachgeschaltet und mithin im Zeitbereich arbeitend, und/oder durch eine Modellierungseinheit 94_f , der Transformationseinheit 26a vorgeschaltet und mithin im Frequenzbereich arbeitend.

Selbstverständlich ist es möglich, in den bevorzugten Realisierungsvarianten gemäss Fig. 11 und 12 die LOT-Einheiten 20 und 28 durch eine einzige LOT-Transformationseinheit 30 zu ersetzen, wie in Fig. 5 und 6 gezeigt.

In Fig. 13 ist die Realisation eines erfindungsgemässen Lautsprechermodells im Zeitbereich dargestellt. Beim erfindungsgemässen Hörhilfegerät wird es eingesetzt, gemäss Fig. 3 und 11 an der Stelle des Blockes 90 und gemäss Fig. 12 anstelle der Blöcke 92 bzw. 90 und 94.

Es umfasst einen Vorfilter 100 mit der Uebertragungsfunktion $F_1(\omega)$, im wesentlichen mit Tiefpasscharakteristik. Die Eckfrequenz ω_1 in dem im Block 100 qualitativ dargestellten Bode-Diagramm der Filtercharakteristik liegt bei ca. 0,8kHz, die Verstärkung $|F_1|$ bei der Eckfrequenz ω_1 ist ca. 0dB. Ebenso ist die Asymptotensteigung S_1 ungefähr 0dB/DK.

Die Identifikationsgrössen, nämlich Eckfrequenz ω_1 sowie die Asymptotensteigungen S_1 und S_2 , wie auch die Verstärkung, beispielsweise bei der Eckfrequenz ω_1 , werden durch Identifikation des zu modellierenden Lautsprechers bzw. Wandlers 9 identifiziert.

Dem Vorfilter 100 nachgeschaltet, ist eine lineare Verstärkereinheit 102 vorgesehen, woran der Verstärkungsfaktor K eingestellt wird. Der linearen Verstärkungseinheit 102 nachgeschaltet, ist eine nichtlineare Verstärkungseinheit 104 vorgesehen. Die Kennlinie der nichtlinearen Verstärkungsfunktion $Y=Q(x)$ ergibt sich zu:

$$y = x + ax^2 + bx^3 + cx^4 + dx^5.$$

Für kleine Eingangssignale ist die Verstärkung der nichtlinearen Verstärkungseinheit 104 eins, womit die Verstärkungskennlinie um den Ursprung die Steigung eins aufweist. Für höhere Eingangssignale x weist die nichtlineare Verstärkungskennlinie, wie vom Lautsprecher bzw. Wandler 9 bekannt, Sättigungsverhalten auf.

Die Koeffizienten a, b, c, d und die Verstärkung K werden wiederum anhand des tatsächlich zu modellierenden Lautsprechers bzw. Wandlers 9 identifiziert.

Der nichtlinearen Verstärkungseinheit 104 nachgeschaltet, ist wiederum eine lineare Verstärkungseinheit 106 vorgesehen, woran die Verstärkung K des linearen Verstärkungsgliedes 102 kompensiert - K^{-1} - wird. Ihr nachgeschaltet, ist eine Filtereinheit 108 vorgesehen, im wesentlichen mit Hochpasscharakteristik, welche, wie ersichtlich, im wesentlichen den Frequenzgang des Vorfilters 100 wiederum kompensiert.

Damit besteht die Lautsprechermodellierungseinheit, wie sie in Fig. 13 dargestellt ist, im wesentlichen aus einem linearen Verstärkerteil 102, 106, 100 und 108 sowie einer nichtlinearen Verstärkungseinheit 104.

Sättigungs- oder Begrenzungserscheinungen können nebst den bereits erwähnten zwei Ursachen, nämlich willentliche Begrenzung des maximalen Ausgangssignalpegels des Wandlers 9 gemäss individuellen Bedürfnissen oder Aussteuerung des Wandlers 9 in seinen wandlerspezifischen, nichtlinearen Sättigungsbereich, noch auf einer weiteren Ursache basieren, nämlich auf dem Abfall der Batteriespannung, welche das erfindungsgemässe Gerät speist. Die Alterung der Batterie, welche das Gerät speist, bewirkt insbesondere am D/A-Wandler 7 eine Abnahme der Signalverstärkung und eine Verringerung der Aussteuerungsgrenze, d.h. der maximale analoge Aussteuerungsbereich wird mit abnehmender Batteriespannung kleiner.

Zudem erscheint üblicherweise die Ausgangsimpedanz der Batterie in Serie zur Impedanz des elektrisch-akustischen Wandlers 9. Damit ändert sich gegen Ende der Batterielebensdauer die Batterieausgangsimpedanz und damit das letztere mitumfassende, dem D/A-Wandler 7 nachgeschaltete Ersatzbild, m.a.W., es ändern die, wie erläutert wurde, zu modellierenden, ausgangsseitig des Wandlers 7 erscheinenden Nichtlinearitäten.

Um nun eine bleibend hohe Rückkopplungsunterdrückung und ihre Stabilität, wie erfindungsgemäss angestrebt, zu erreichen, wird weiter vorgeschlagen, gemäss den Fig. 3, 4 oder 5, die Limitereinheit 90 im Zeitbereich oder 90_f im Frequenzbereich mittels der momentanen Batteriespannung und/oder der momentanen Batterieimpedanz bezüglich ihrer Begrenzungswirkung zu steuern.

Ausgehend von der Ausführungsvariante gemäss Figs. 11 und 12, ist dieses Vorgehen schematisch in Fig. 14 dargestellt. Am Ausgang der Batterieeinheit 120, welche, wie mit "block powering" schematisch angedeutet, die verschiedenen aktiven Komponenten in den Blöcken des erfindungsgemässen Hörgerätes speist, wird an einer Messeinheit 122 die momentane Batteriespannung U_B und/oder die momentane Impedanz \bar{Z}_B gemessen, resultierend in entsprechenden Messsignalen $e(U_B)$ bzw. $e(\bar{Z}_B)$. Diese Messsignale steuern die Limitereinheit 90, analog im Frequenzbereich die Limitereinheit 90_f gemäss den Fig. 4, 5, 11 bzw. 12, 14 und/oder die Modelleinheiten 92, 92_f bzw. 94, 94_f von Fig. 12, 13, 14. Selbstverständlich werden dabei bevorzugterweise die Messsignale e nach Digitalisierung eingesetzt, wozu die Messeinheit 122 ausgangsseitig mit einem A/D-Wandler (nicht dargestellt) versehen ist.

Dadurch werden insbesondere die Limitergrenzen und/oder die Modellparameter durch die momentane Batterieausgangsspannung bzw. deren momentane Impedanz in steuerndem Sinne nachgeführt.

Die Modellparameter an den Modelleinheiten 92 bzw. 92_f, 94 bzw. 94_f werden in Funktion der erwähnten Messgrößen an der Batterie 120 rechnerisch oder über in Tabellen abgespeicherte, durch die momentanen Messgrößen abrufbare und aufschaltbare Werte modifiziert.

Wie in Fig. 14 weiter dargestellt, wird, in Funktion der erwähnten Messsignale e , eine Verstärkungseinbusse am D/A-Wandler 7 aufgrund einer Batteriespannungsabnahme kompensiert: Nimmt die Batteriespannung ab und damit die Verstärkung am Wandler 7, so wird mit dem erwähnten Messsignal e am Block 7 die Verstärkung, kompensatorisch, entsprechend erhöht. Der Batteriespannungsabfall wirkt gleichzeitig wie eine Signalbegrenzung durch einen Limiter und wird am besten und bevorzugterweise nachgebildet durch einen Batterieausgangsspannungs-gesteuerten Limiterblock 90_b vor dem Lautsprechermodell 92 bzw. 92_f gemäss Fig. 14.

Bei Vorsehen des Limiterblockes 90_b gemäss Fig. 14 können die Blöcke 90 entfallen, ebenso können bei Vorsehen der Blöcke 92 bzw. 92_f die Blöcke 94 bzw. 94_f entfallen, und es wird bei dieser Realisation mit relativ geringem Aufwand eine batteriespannungsunabhängige, stabile Rückkopplungsunterdrückung erfindungsgemäss erreicht.

Andererseits kann die Funktion des erwähnten Blockes 90_b vollständig durch Vorsehen des Batterieausgangsspannungs-gesteuerten Blockes 90 bzw. 90_f gemäss den Fig. 4 bzw. 5 übernommen werden.

Berücksichtigung der durch Batteriespannungsabfall bewirkten Signallimitierung mittels der gesteuerten Limiterblöcke 90, 90_f bzw. 90_b ist von grosser Wichtigkeit, um die Stabilität des Hörgerätes bei in weiten Grenzen variierenden Batteriespannungen sicherzustellen.

Um die Stabilität der Feedback-Unterdrückung bzw. -Kompensation auch in sehr lauter Umgebung zu gewährleisten, wo, z.B. gemäss Fig. 11, der akustisch-elektrische Wandler 1 übersteuert wird und damit nichtlinear wird, wird, falls erforderlich, ein nichtlineares Modell auch des akustisch-elektrischen Wandlers 1, gegebenenfalls auch das Verhalten des A/D-Wandlers 3 berücksichtigend, zwischen den Ausgang des Kompensatorfilters 15 (Fig. 1) bzw. 15_f (z. B. Fig. 11) und den Subtraktionseingang der Differenzeinheit 13 geschaltet, je nach Anordnung im Frequenz- oder Zeitbereich arbeitend, wie dies bei 91 bzw. 91_f in Fig. 11 eingetragen ist. Für das Modell 91, 91_f gelten die Ausführungen analog zu denen, die bezüglich des Modells 92, 92_f des elektrisch-akustischen Wandlers gemacht wurden.

Eine weitere Verbesserung der Wirkung der Kompensationsfilterstrecke 15_f kann dadurch erreicht werden, dass, gegebenenfalls bedingt, Rauschen r im Zeitbereich, wie in Fig. 15 schematisch dargestellt, ausgangsseitig des Verstärkungsfilters 5_f überlagert wird.

Hierzu wird, wie in Fig. 15 dargestellt, an einem Spektrumdetektor 125 das momentane Signalspektrum ausgangsseitig des Verstärkungsfilters 5_f untersucht, beispielsweise daraufhin, wie sehr einzelne Spektrallinien leistungsmässig überragen, d.h. wie sehr der Spektrumsverlauf spitzenbehaftet ist, m.a.W., generell z.B. die Energiedichteverteilung des Spektrums. Ueberschreitet die an der Einheit 125 überwachte Spektrumcharakteristik einen vorgegebenen Grenzverlauf, wie z.B. eine vorgegebene Energieverteilung von dominanten Spektrallinien zu übrigen Spektrallinien, so wird vorzugsweise über einen Rauschgenerator 127 an der Ueberlagerungseinheit 129 digitales Rauschen r eingekoppelt. Um dabei die Hörbarkeit dieses Rauschens zu vermindern, kann bevorzugterweise, wie bei 133 in Fig. 16 dargestellt, eine Filtereinheit dem Rauschgenerator 127 nachgeschaltet sein, welche das Rauschen gesteuert so formt, dass es genügend schwach ist, verglichen mit dem am Wandler 9 übertragenen momentanen Nutzsignal, beispielsweise um 40dB schwächer ist.

Wie im weiteren bei 131 gestrichelt in Fig. 15 dargestellt, kann das Rauschen auch gegebenenfalls im Frequenzbereich eingekoppelt werden. Wird das Rauschen im Zeitbereich eingekoppelt, so besteht der Rauschgenerator 127 beispielsweise aus einem BPRN, im Frequenzbereich gemäss 127a in Fig. 17 beispielsweise aus einer Tabelle mit Rauschspektren oder einem Rauschalgorithmus.

In Fig. 16 ist, ausgehend von der Darstellung von Fig. 15, eine bevorzugte Realisationsform der Rauschaufschaltung im Zeitbereich dargestellt. Hierzu wird das Ausgangssignal des Verstärkungsfilters 5_f an einer Spektrumform-Detektoreinheit 125a untersucht, und wenn die Spektrumform eine vorgegebene Grenzcharakteristik verlässt, wird das über den linearen Filter 133 geführte Ausgangssignal des Rauschgenerators 127, wie mit der Aufschalteinheit 135 schematisch dargestellt, dem Signal $u(nT)$ gemäss Fig. 15 überlagert, vorzugsweise eingangsseitig der Limitereinheit 90. Wie mit der Steuerverbindung sc dargestellt, wird bevorzugterweise das Uebertragungsverhalten des Filters 133 vom momentanen Spektrum gesteuert.

In Fig. 17 ist eine bevorzugte Ausführungsvariante der Rauschaufschaltung im Frequenzbereich gemäss der gestrichelten Ausführungsvariante mit dem Block 131 von Fig. 15 dargestellt. Das Spektrum ausgangsseitig des Verstärkungsfilters 5_f wird an einer Spektrumform-Detektoreinheit 125_b, analog zur Einheit 125a von Fig. 16, untersucht. Das Ausgangssignal eines Rauschgenerators 127a, worin z.B. Rauschspektren in Tabellen abgespeichert und abrufbar sind, wird über ein Formungsfiler 137 dem Spektrum ausgangsseitig des Verstärkungsfilters 5_f dann überlagert, wie schematisch mit dem Schalter 135a dargestellt, wenn die Spektrumform-Detektoreinheit 125_b eine momentane Spektrumsform detektiert, welche das erwähnte Rauschaufschalten erforderlich macht. Die Ueberlagerung des Rauschens im Frequenzbereich erfolgt an einer Additionseinheit 129a.

Das Formungsfiler 137 ist wiederum durch das momentane Spektrum, z.B. ausgangsseitig des Verstärkungsfilters 5_f, gesteuert.

Patentansprüche

- 5 1. Hörhilfegerät mit einem akustisch/elektrischen Wandler (1) mit ausgangsseitigem A/D-Wandler (3) und einem elektrischakustischen Wandler (9) mit eingangsseitigem D/A-Wandler (7), einer Verstärkungsfilterstrecke (5) zwischen den A/D- und D/A-Wandlern (3, 7) und einem adaptiven Kompensatorfilter (15_f), dessen Signaleingang mit dem D/A-Wandlereingang, dessen Signalausgang mit dem einen Eingang einer Differenzbildungseinheit (13) wirkverbunden ist, wobei der zweite Eingang der Differenzbildungseinheit (13) mit dem Ausgang des A/D-Wandlers (3) wirkverbunden ist, ihr Ausgang auf einen Adaptionseingang (A_f) des Kompensatorfilters (15_f) sowie den Eingang der Verstärkungsfilterstrecke (5_f) wirkt, wobei weiter die dem Signal(E_f) - und dem Adaptionseingang (A_f) des Kompensatorfilters (15_f) zugeführten Signale an mindestens einer Transformationseinheit (20, 28), die eine schnelle orthogonale Transformation durchführt, vom Zeit- in den Frequenzbereich transformiert sind, dadurch gekennzeichnet, dass die mindestens eine Transformationseinheit (22, 20; 20, 28) ausgangsseitig der Differenzbildungseinheit (13) angeordnet ist und zwischen Ausgang des Kompensatorfilters (15_f) sowie dem zugeordneten Eingang der Differenzbildungseinheit (13) eine der Transformationseinheit entsprechende Rücktransformationseinheit (24) wirkt.
- 10 2. Gerät nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass je eine Transformationseinheit (22, 20) dem Signaleingang (E_f) und dem Adaptionseingang (A_f) des Kompensatorfilters (15_f) vorgelagert ist.
- 20 3. Gerät nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass dem Adaptionseingang (A_f) des Kompensatorfilters (15_f) sowie dem Eingang des Verstärkungsfilters (5_f) je eine Transformationseinheit (20, 28) vorgelagert ist und dem Eingang des D/A-Wandlers (7) eine Rücktransformationseinheit (26).
- 25 4. Gerät nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass gemeinsam dem Adaptionseingang (A_f) des Kompensatorfilters (15_f) sowie dem Eingang der Verstärkungsfilterstrecke (5_f) eine gemeinsame Transformationseinheit (30) vorgelagert ist.
- 30 5. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass eine dem Eingang des Verstärkungsfilters (5_f) vorgelagerte Transformationseinheit (20, 28; 30; 30a, 32, 34), eine dem Ausgang des Kompensatorfilters (15_f) nachgelagerte und eine dem D/A-Wandler vorgelagerte (26) Rücktransformationseinheit in der "overlap-save"-Technik arbeiten.
- 35 6. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass eine dem Adaptionseingang (A_f) des Kompensatorfilters (15_f) vorgelagerte Transformationseinheit (30; 30a) nach der "overlap-add"-Technik arbeitet.
- 40 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_f) des Kompensatorfilters (15_f) 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 einen Block in "overlap-save"-Technik darstellt und der Ausgang der Additionseinheit (34) dem Eingang der Verstärkungsfilterstrecke (5_f) zugeführt ist.
- 45 8. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, dass die Verstärkungsfilterstrecke (5_f) ein Verstärkungsfilter (40) sowie, ihm nachgeschaltet, eine Verzögerungseinheit (42) umfasst.
- 50 9. Gerät nach einem der Ansprüche 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, dass das Kompensatorfilter (15_f) umfasst:
- dem Eingang (E_f) des Kompensatorfilters in Serie nachgeschaltete Verzögerungsstufen (56),
 - eine Anzahl $1 \leq i \leq L$ von Teilkompensatoren (50), woran Teilschätzungssignale

$$55 \hat{Y}_i[k+1] \text{ für } 1 \leq i \leq L$$

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

EP 0 656 737 B1

- 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_f) bildet.

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

- einen mit dem Eingang (E_f) des Kompensatorfilters (15_f) 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 des Teilkompensators wirkverbundene erste Multiplikationsstufe (54),
- dem Ausgang der ersten Multiplikationsstufe (54) nachgeschaltet, einen Eingang einer zweiten Multiplikationsstufe (58), deren zweiter Eingang mit dem Adaptionseingang (A_f) 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), welche letzterer die Ausgänge zweier Interpolationsfilter (72, 74) zugeführt sind, die beide über die Leistungserfassungseinheit (70) vom Ausgangssignal der Verstärkungsfilterstrecke beaufschlagt sind.

13. Gerät nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass anstelle 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.

15. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 14, dadurch gekennzeichnet, dass dem elektrisch-akustischen (el/ak) Wandler (9) eine amplitudenlimitierende Einheit (90, 90_f) vorgeschaltet ist.

16. Gerät nach einem der Ansprüche 3 bis 14, dadurch gekennzeichnet, dass dem Eingang des Kompensationsfilters (15_f) eine Transformationseinheit (22a) vorgeschaltet und dem Ausgang der Verstärkungsfilterstrecke (5_f) eine Rücktransformationseinheit (26a) sowie eine Amplitudenlimitierungseinheit (90) nachgeschaltet ist.

17. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 16, dadurch gekennzeichnet, dass dem Kompensationsfilter (15_f) mindestens eine im Frequenz- und/oder Zeitbereich arbeitende, den elektrischakustischen Wandler (9) und/oder den akustisch-elektrischen Wandler (1) modellierende Einheit (91, 91_f, 92, 92_f) vor- und/oder nachgeschaltet ist.

18. Gerät nach einem der Ansprüche 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, dass dem Kompensationsfilter (15_f) eine Transformationseinheit (22a) vor- und der Verstärkungsfilterstrecke (5_f) eine Rücktransformationseinheit (26a) nachgeschaltet ist und der dem Kompensationsfilter (15_f) vorgeschalteten Transformationseinheit (22a) eine den elektrisch-akustischen Wandler (9) und/oder den akustisch-elektrischen Wandler (1) im Zeitbereich modellierende Einheit (92) vorgeschaltet und/oder der Transformationseinheit (22a) eine den elektrisch-akustischen Wandler (9) und/oder den akustisch-elektrischen Wandler (1) im Frequenzbereich modellierende Einheit (92_f) nachgeschaltet ist.

19. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 18, dadurch gekennzeichnet, dass, dem Kompensationsfilter (15_f) vor-,

dem Verstärkungsfilter (5_f) nachgeschaltet, je eine den elektrischakustischen Wandler (9) und/oder den akustisch-elektrischen Wandler (1) vorzugsweise im Zeitbereich modellierende Einheit (92; 94) vorgesehen ist.

- 5 20. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 19, dadurch gekennzeichnet, dass es mindestens eine im Zeitbereich oder Frequenzbereich arbeitende Limitereinheit (90, 90_f, 90_b) umfasst und elektrisch von einer Batterie gespeist ist, dass weiter eine Messeinrichtung zur Erfassung des Batterie-IST-Zustandes (122) vorgesehen ist, deren Ausgang die Limitereinheit steuert.
- 10 21. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 20, dadurch gekennzeichnet, dass der D/A-Wandler einen Verstärkungssteuereingang aufweist, das Gerät batteriegespeist ist, eine Messeinrichtung (122) für den IST-Zustand der Speisungsbatterie (120) vorgesehen ist, deren Ausgang auf den Verstärkungssteuereingang des D/A-Wandlers geführt ist.
- 15 22. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 21, dadurch gekennzeichnet, dass es mindestens eine den elektrisch-akustischen Wandler (9) und/oder den akustisch-elektrischen Wandler (1) vorzugsweise im Zeitbereich modellierende Einheit (91, 91_f, 92, 92_f, 94, 94_f) umfasst, batteriegespeist ist und eine Messeinrichtung (122) für den IST-Zustand der Batterie (120) umfasst, deren Ausgang auf Parametersteuereingänge an der mindestens einen modellierenden Einheit geführt ist.
- 20 23. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 22, dadurch gekennzeichnet, dass, vorzugsweise im Zeitbereich, dem Kompensationsfilter (15_f) eingangsseitig, vorzugsweise mindestens zeitweise, ein Rauschsignal (r) zugeführt (129, 135a) wird.
- 25 24. Gerät nach Anspruch 23, dadurch gekennzeichnet, dass das Signal ausgangsseitig des Verstärkungsfilters einer Detektionseinheit (125, 125_a, 125_b) zugeführt wird, woran die momentane Form seines Spektrums daraufhin untersucht wird, ob sie eine vorgegebene Bedingung erfüllt oder nicht, und dass das Ausgangssignal der Detektionseinheit die Umschaltung (135, 135_a) des Rauschsignals steuert.
- 30 25. Gerät nach Anspruch 23, dadurch gekennzeichnet, dass das Rauschsignal über ein Formungsfilter zugeführt ist, das vom Momentanspektrum des Ausgangssignals der Differenzeinheit gesteuert ist.
- 35 26. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 22, dadurch gekennzeichnet, dass ein Rauschgenerator (127a) im Frequenzbereich vorgesehen ist, dessen Ausgangssignal ausgangsseitig der Verstärkungsfilterstrecke (5_f) überlagert eingekoppelt wird.
- 40 27. Gerät nach Anspruch 26, dadurch gekennzeichnet, dass der Ausgang des Rauschgenerators (127a) über ein Formfilter (137) geführt ist, welchem, als Steuersignal für sein Formungsverhalten, das momentane Spektrum eines Signals ausgangsseitig der Differenzbildungseinheit (13) zugeführt ist.
- 45 28. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 27, dadurch gekennzeichnet, dass, mindestens zeitweise, dem elektrisch daran übertragenen Signal ein Rauschsignal überlagert ist, über ein lineares Filter (133), dessen Übertragungsverhalten durch das momentane Spektrum des elektrisch übertragenen Signals gesteuert ist.
- 50 29. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 28, dadurch gekennzeichnet, dass in einem Kompensationszweig eine das Übertragungsverhalten des akustisch-elektrischen Wandlers (1) des Gerätes modellierende Einheit (91, 91_f) vorgesehen ist.
- 55 30. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 29, dadurch gekennzeichnet, dass eine das Übertragungsverhalten des elektrisch-akustischen Wandlers nachbildende, elektrische Übertragungseinheit vorgesehen ist, die einen linearen (100, 102, 106, 108) sowie einen nichtlinearen (104) Übertragungsteil umfasst.
31. Gerät nach Anspruch 30, dadurch gekennzeichnet, dass der lineare Übertragungsteil lineare Verstärker sowie Filter umfasst.
32. Gerät nach Anspruch 31, dadurch gekennzeichnet, dass der lineare Übertragungsteil ein eingangsseitiges Vorfilter, im wesentlichen mit Tiefpasscharakteristik, umfasst, welchem der nichtlineare Übertragungsteil (104) nachgeschaltet ist, welches letzterem eine Kompensationsfiltereinheit (108) mit im wesentlichen zum Frequenzgang des Vorfilters inversem Frequenzgang nachgeschaltet ist.

33. Gerät nach Anspruch 32, dadurch gekennzeichnet, dass der nichtlinearen Uebertragungseinheit (104) ein lineares Verstärkungsglied (102) vor- und ein die Verstärkung des linearen Verstärkungsgliedes kompensierendes, lineares Verstärkungskompensationsglied (106) nachgeschaltet ist.

5 34. Gerät nach Anspruch 31, dadurch gekennzeichnet, dass der nichtlineare Teil eine Uebertragungscharakteristik mit Sättigungsverhalten aufweist.

10 **Claims**

1. Hearing aid having an acoustic/electric transducer (1) with an output-side A/D converter (3), and an electric/acoustic transducer (9) with an input-side D/A converter (7), an amplifying filter section (5) between the A/D and D/A converters (3, 7) and an adaptive compensator filter (15_f) whose signal input is operationally connected to the D/A converter input and whose signal output is operationally connected to an input of a subtraction unit (13), the second input of the subtraction unit (13) being operationally connected to the output of the A/D converter (3), while its output acts on an adaptation input (A_f) of the compensator filter (15_f) and on the input of the amplifying filter section (5_f), it being the case, furthermore, that the signals fed to the signal input (E_f) and adaptation input (A_f) of the compensator filter (15_f) are transformed from the time domain into the frequency domain at at least one transformation unit (20, 28) which carries out fast orthogonal transformation, characterized in that the at least one transformation unit (22, 20; 20, 28) is arranged on the output side of the subtraction unit (13), and an inverse transformation unit (24) corresponding to the transformation unit acts between the output of the compensator filter (15_f) and the assigned input of the subtraction unit (13).

25 2. Aid according to Claim 1, characterized in that one transformation unit (22, 20) each is connected upstream of the signal input (E_f) and of the adaptation input (A_f) of the compensator filter (15_f).

30 3. Aid according to Claim 1, characterized in that one transformation unit (20, 28) each is connected upstream of the adaptation input (A_f) of the compensator filter (15_f) and of the input of the amplifying filter (5_f), and an inverse transformation unit (26) is connected upstream of the input of the D/A converter (7).

4. Aid according to Claim 1, characterized in that a common transformation unit (30) is connected upstream jointly of the adaptation input (A_f) of the compensator filter (15_f) and of the input of the amplifying filter section (5_f).

35 5. Aid according to one of Claims 1 to 4, characterized in that a transformation unit (20, 28; 30; 30a, 32, 34) connected upstream of the input of the amplifying filter (5_f), an inverse transformation unit connected downstream of the input of the compensator filter (15_f), and an inverse transformation unit connected upstream (26) of the D/A converter operate using the overlap-save technique.

40 6. Aid according to one of Claims 1 to 5, characterized in that a transformation unit (30; 30a) connected upstream of the adaptation input (A_f) of the compensator filter (15_f) operates using the overlap-add technique.

45 7. Aid according to one of Claims 1 to 6, characterized in that connected downstream of the output of the subtraction unit (13) is a transformation unit (30a) which operates using the overlap-add technique, and its output acts on the adaptation input (A_f) of the compensator filter (15_f) and is fed to a block storage arrangement (32), in which successive mutually succeeding signal blocks formed using the overlap-add technique are stored, mutually assigned memory locations for mutually assigned block locations being added with the correct sign at an addition unit (34) in such a way that the output block of the addition unit represents a block in the overlap-save technique, and the output of the addition unit (34) is fed to the input of the amplifying filter section (5_f).

50 8. Aid according to one of Claims 1 to 7, characterized in that the amplifying filter section (5_f) comprises an amplifying filter (40) and a delay unit (42) connected downstream of the latter.

9. Aid according to one of Claims 7 or 8, characterized in that the compensator filter (15_f) comprises:

- 55
- delay stages (56) connected in series downstream of the input (E_f) of the compensator filter,
 - a number $1 \leq i \leq L$ of component compensators (50), where component estimation signals

$$\bar{Y}_i[k+1] \text{ for } 1 \leq i \leq L$$

are generated, k denoting the block number, counted for the time domain/frequency domain transformation on the output side of the subtraction unit (13),

- an addition unit (52), where the component estimation signals $\bar{Y}_i[k+1]$ of all $1 \leq i \leq L$ component compensators (50) are added and whose output forms the output of the compensator filter (15_{*r*}).

10. Aid according to Claim 9, characterized in that each component compensator (50) comprises:

- a component compensator input connected to the input (E_r) of the compensator filter (15_{*r*}) via a number of delay stages (56), the number of delay stages corresponding to the number of component compensators connected upstream of a component compensator, each delay stage (56) connecting the input and the output of a component compensator (50),
- a first multiplication stage (54) operationally connected to the output of the component compensator, connected downstream of the output of the first multiplication stage (54), an input of a second multiplication stage (58), whose second input is operationally connected to the adaptation input (A_r),
- the output of the second multiplication stage (58) acting via an accumulation unit (60) on one input of a third multiplication stage (64), whose second input is operationally connected to the input of the component compensator (50) and whose output acts on the addition unit (52).

11. Aid according to one of Claims 1 to 10, characterized in that connected upstream of the input of the amplifying filter stage is a transformation unit whose output signal, in addition to acting on the amplifying filter section, acts on a power-detection unit (70) whose output signal controls the effectiveness of a signal at the adaptation input whenever the energy of the signal at the output of the transformation unit exceeds a given threshold value.

12. Aid according to Claim 11, characterized in that acting on the second input of the first multiplication stage (54) is the output of a fourth multiplication unit (80), whose one input is fed a signal corresponding to a reference step size (μ_0), and whose second input is fed the output of a scaling unit (78) to which the outputs of two interpolation filters (72, 74) are fed, to both of which the output signal of the amplifying filter section is applied via the power-detection unit (70).

13. Aid according to Claim 12, characterized in that instead of one of the interpolation filters (74) a temporally constant signal is fed to the scaling unit (78) ($\gamma = 1$).

14. Aid according to one of Claims 12 or 13, characterized in that an inverse transformation unit (82), a zeroing unit (84) and a transformation unit (86) are connected between the output of the accumulation unit (60) and the input of the third multiplication stage (64).

15. Aid according to one of Claims 1 to 14, characterized in that an amplitude-limiting unit (90, 90_{*r*}) is connected upstream of the electric/acoustic (e/a_{*k*}) transducer (9).

16. Aid according to one of Claims 3 to 14, characterized in that a transformation unit (22a) is connected upstream of the input of the compensation filter (15_{*r*}), and an inverse transformation unit (26a) as well as an amplitude-limiting unit (90) are connected downstream of the output of the amplifying filter section (5_{*r*}).

17. Aid according to one of Claims 1 to 16, characterized in that at least one unit (91, 91_{*f*}, 92, 92_{*f*}), which operates in the frequency and/or time domain and models the electric/acoustic transducer (9) and/or the acoustic/electric transducer (1), is connected upstream and/or downstream of the compensation filter (15_{*r*}).

18. Aid according to one of Claims 3 or 4, characterized in that a transformation unit (22a) is connected upstream of the compensation filter (15_{*r*}), and an inverse transformation unit (26a) is connected downstream of the amplifying filter section (5_{*r*}), and a unit (92) modelling the electric/acoustic transducer (9) and/or the acoustic/electric transducer (1) in the time domain is connected upstream of the transformation unit (22a) connected upstream of the compensation filter (15_{*r*}), and/or a unit (92_{*f*}) modelling the electric/acoustic transducer (9) and/or the acoustic/electric transducer (1) in the frequency domain is connected downstream of the transformation unit (22a).

19. Aid according to one of Claims 1 to 18, characterized in that one unit (92; 94) each which preferably models the

electric/acoustic transducer (9) and/or the acoustic/electric transducer (1) in the time domain is provided, connected upstream of the compensation filter (15_f) and downstream of the amplifying filter (5_f).

- 5 20. Aid according to one of Claims 1 to 19, characterized in that it comprises at least one limiter unit (90, 90_f, 90_b) operating in the time domain or frequency domain, and is fed electrically by a battery, and in that a measuring device whose output controls the limiter unit is further provided for detecting the ACTUAL battery state (122).
- 10 21. Aid according to one of Claims 1 to 20, characterized in that the D/A converter has a gain control input, the aid is fed by battery, and a measuring device (122) for the ACTUAL state of the feed battery (120) is provided whose output is led to the gain control input of the D/A converter.
- 15 22. Aid according to one of Claims 1 to 21, characterized in that it comprises at least one unit (91, 91_f, 92, 92_f, 94, 94_f) preferably modelling the electric/acoustic transducer (9) and/or the acoustic/electric transducer (1) in the time domain, is fed by battery, and comprises a measuring device (122) for the ACTUAL state of the battery (120) whose output is led to parameter control inputs on the at least one modelling unit.
- 20 23. Aid according to one of Claims 1 to 22, characterized in that, preferably in the time domain, the compensation filter (15_f) is fed (129, 135a) a noise signal (r) on the input side, preferably at least from time to time.
- 25 24. Aid according to Claim 23, characterized in that the signal is fed on the output side of the amplifying filter to a detection unit (125, 125_a, 125_b), where the instantaneous form of its spectrum is examined as to whether it fulfils a prescribed condition or not, and in that the output signal of the detection unit controls the connection (135, 135_a) of the noise signal.
- 30 25. Aid according to Claim 23, characterized in that the noise signal is fed via a shaping filter which is controlled by the instantaneous spectrum of the output signal of the subtraction unit.
- 35 26. Aid according to one of Claims 1 to 22, characterized in that provided in the frequency domain is a noise generator (127a) whose output signal is injected in a superimposed fashion on the output side of the amplifying filter section (5_f).
- 40 27. Aid according to Claim 26, characterized in that the output of the noise generator (127a) is led via a shaping filter (137) which is fed, as control signal for its shaping performance, the instantaneous spectrum of a signal on the output side of the subtraction unit (13).
- 45 28. Aid according to one of Claims 1 to 27, characterized in that, at least from time to time, a noise signal is superimposed on the signal transmitted electrically thereto, via a linear filter (133) whose response characteristic is controlled by the instantaneous spectrum of the electrically transmitted signal.
- 50 29. Aid according to one of Claims 1 to 28, characterized in that a unit (91, 91_f) modelling the response characteristic of the acoustic/electric transducer (1) of the aid is provided in a compensation branch.
- 55 30. Aid according to one of Claims 1 to 29, characterized in that an electric transmission unit is provided which simulates the response characteristic of the electric/acoustic transducer and comprises a linear transmission component (100, 102, 106, 108) and a nonlinear transmission component (104).
31. Aid according to Claim 30, characterized in that the linear transmission component comprises linear amplifiers as well as filters.
32. Aid according to Claim 31, characterized in that the linear transmission component comprises an input-side ante-filter which essentially has a low-pass characteristic and downstream of which the nonlinear transmission component (104) is connected, a compensator filter unit (108) having a frequency response which is essentially inverse to the frequency response of the ante-filter being connected downstream of the latter.
33. Aid according to Claim 32, characterized in that a linear amplifying element (102) is connected upstream of the nonlinear transmission unit (104), and a linear amplifying compensation element (106) which compensates the gain of the linear amplifying element is connected downstream of said nonlinear transmission unit (104).

34. Aid according to Claim 31, characterized in that the nonlinear unit has a response characteristic with saturation performance.

5 **Revendications**

- 10 1. Prothèse auditive avec un convertisseur acoustique/électrique (1), avec un convertisseur A/N (3) placé côté sortie et un convertisseur électrique-acoustique (9) équipé d'un convertisseur N/A (7) côté entrée, avec un chemin de filtre amplificateur (5) placé entre les convertisseur A/N et N/A (3, 7), et un filtre compensateur (15_f) adaptatif, dont l'entrée de signal est reliée fonctionnellement à l'entrée de convertisseur N/A, dont la sortie de signal est reliée fonctionnellement à une entrée d'une unité de formation de différence (13), la deuxième entrée de l'unité de formation de différence (13) étant reliée fonctionnellement à la sortie du convertisseur A/N (3), sa sortie agissant sur une entrée d'adaptation (A_f) du filtre compensateur (15_f) ainsi que sur l'entrée du chemin de filtre amplificateur (5_f), en outre les signaux amenés au signal (E_f) et à l'entrée d'adaptation (A_f) du filtre compensateur (15_f) étant transformés, en au moins une unité de transformation (20, 28) exécutant une transformation orthogonale rapide, la transformation se faisant avec passage d'une plage de temps à une plage de fréquence, caractérisée en ce que la au moins une unité de transformation (22, 20; 20, 28) est disposée côté sortie de l'unité de formation de différence (13) et, entre la sortie du filtre compensateur (15_f) ainsi que l'entrée associée de l'unité de formation de différence (13), agissant une unité de retransformation (24) correspondant à l'unité de transformation.
- 20 2. Prothèse selon la revendication 1, caractérisée en ce qu'une unité de transformation (22, 20) est respectivement mise en circuit en amont de l'entrée de signal (E_f) et de l'entrée d'adaptation (A_f) du filtre compensateur (15_f).
- 25 3. Prothèse selon la revendication 1, caractérisée en ce que, en amont de l'entrée d'adaptation (A_f) du filtre compensateur (15_f) ainsi que de l'entrée du filtre d'amplification (5_f), est respectivement mise en circuit une unité de transformation (20, 28), et une unité de retransformation (26) est mise en amont du convertisseur N/A (7).
- 30 4. Prothèse selon la revendication 1, caractérisée en ce qu'une unité de transformation 30 commune est mise en circuit conjointement en amont de l'entrée d'adaptation (A_f) du filtre compensateur (15_f) ainsi que de l'entrée du chemin de filtre à amplification (5_f).
- 35 5. Prothèse selon l'une des revendications 1 à 4, caractérisée en ce qu'une unité de transformation (20, 28; 30; 30a, 32, 34), mise en amont de l'entrée du filtre amplificateur (5_f), une unité de retransformation, mise en aval de la sortie du filtre compensateur (15_f) et une unité de retransformation, mise en amont (26) du convertisseur N/A, travaillent selon la technique "overlap-save".
- 40 6. Prothèse selon l'une des revendications 1 à 5, caractérisée en ce qu'une unité de transformation (30; 30a) mise en amont de l'entrée d'adaptation (A_f) du filtre compensateur (15_f) travaille selon la technique "overlap-add".
- 45 7. Prothèse selon l'une des revendications 1 à 6, caractérisée en ce qu'en aval de la sortie de l'unité de formation de différence (13) est mis en circuit une unité de transformation (30a) qui travaille selon la technique "overlap-add", sa sortie agissant sur l'entrée d'adaptation (A_f) du filtre compensateur (15_f) et est amenée à un dispositif à mémoire à blocs (32), dans lequel des blocs de signaux successifs se suivant, constitués selon la technique "overlap-add" sont mémorisés, des emplacements mémoire associés, prévus pour des emplacements de blocs associés, étant additionnés avec le bon signe sur une unité d'addition (34), de manière que le bloc de sortie de l'unité d'addition constitue un bloc suivant la technique "overlap-save" et que la sortie de l'unité d'addition (34) soit amenée à l'entrée du chemin de filtre amplificateur (5_f).
- 50 8. Prothèse selon l'une des revendications 1 à 7, caractérisée en ce que le chemin de filtre amplificateur (5_f) comprend un filtre amplificateur (40), ainsi que, mise en circuit en aval de celui-ci, une unité de retardement (42).
- 55 9. Prothèse selon l'une des revendications 7 ou 8, caractérisée en ce que le filtre compensateur (15_f) comprend :
- des étages de retardement (56) mis en circuit, en série, en aval de l'entrée (E_f) du filtre compensateur,
 - un nombre $1 \leq i \leq L$ de compensateurs partiels (50) auxquels sont générés des signaux d'estimation partiels

$$\hat{y}_i[k+1] \text{ pour } 1 \leq i \leq L$$

k désignant le numéro de bloc, sont comptés lors de la transformation plage de temps/plage de fréquence, du côté sortie de l'unité de formation de différence (13),

- une unité d'addition (52) sur laquelle sont additionnés les signaux d'estimation partiels $\hat{y}_i[k+1]$ de tous les $1 \leq i \leq L$ compensateurs partiels (50) et dont la sortie constitue la sortie du filtre compensateur (15_f).

5

10. Prothèse selon la revendication 9, caractérisé en ce que chaque compensateur partiel (50) comprend :

- une entrée de compensateur partiel reliée à l'entrée (E_f) du filtre compensateur (15_f), par l'intermédiaire d'un nombre donné d'étages de retardement (56), le nombre d'étages de retardement correspondant au nombre de compensateurs partiels mis en circuit en amont d'un compensateur partiel, chaque étage de retardement (56) reliant l'entrée et la sortie d'un compensateur partiel (50),
- un premier étage de multiplication (54) relié fonctionnellement à la sortie du compensateur partiel;
- mise en circuit en aval de la sortie du premier étage d'une multiplication (54), une entrée d'un deuxième étage de multiplication (58), dont la deuxième entrée est reliée fonctionnellement à l'entrée d'adaptation (A_f),
- la sortie du deuxième étage de multiplication (58) agissant, par l'intermédiaire d'une unité d'accumulation (60), sur une entrée d'un troisième étage de multiplication (64), dont la deuxième entrée est reliée fonctionnellement à l'entrée du compensateur partiel (50) et dont la sortie agit sur l'unité d'addition (52).

10

15

11. Prothèse selon l'une des revendications 1 à 10, caractérisée en ce que, en amont de l'entrée de l'unité de filtre amplificateur, est mise en circuit une unité de transformation,, dont le signal de sortie agit, outre sur le chemin de filtre amplificateur, sur l'unité de détection de puissance (70) dont le signal de sortie alors, lorsque l'énergie du signal à la sortie de l'unité de transformation dépasse une valeur seuil donnée, commande l'efficacité d'un signal sur l'entrée d'adaptation.

20

12. Prothèse selon la revendication 11, caractérisée en ce que, sur la deuxième entrée du premier étage de multiplication (54), agit la sortie d'une quatrième unité de multiplication (80), à une entrée de laquelle est amené un signal correspondant à une valeur de pas de référence (μ_0), à la deuxième entrée duquel est amené la sortie d'une unité de mise à l'échelle (70), à cette dernière étant amenées les sorties de deux filtres à interpolation (72, 74), les deux étant alimentés par l'unité de détection de puissance (70) depuis le signal de sortie du chemin de filtre amplificateur.

25

30

13. Appareil selon la revendication 12, caractérisé en ce qu'au lieu d'un signal des filtres d'interpolation (74) est amené un signal, temporellement constant, de l'unité de mise à l'échelle (78) ($\gamma = 1$).

14. Prothèse selon l'une des revendications 12 ou 13, caractérisée en ce que, à la sortie de l'unité d'accumulation (60) et à l'entrée du troisième étage de multiplication (64), sont branchés de façon intermédiaire une unité de retransformation (82), une unité de mise à zéro (84) ainsi qu'une unité de transformation (86).

35

15. Prothèse selon l'une des revendications 1 à 14, caractérisée en ce qu'une unité à limitation d'amplitude (90, 90_f) est mise en circuit en amont du convertisseur électrique acoustique (el/ac) (9).

40

16. Prothèse selon l'une des revendications 3 à 14, caractérisée en ce que, en amont de l'entrée du filtre de compensation (15_f), est mise en circuit une unité de transformation (22a) et, en aval de la sortie du chemin de filtre amplificateur (5f), est mise en circuit une unité de retransformation (26a) ainsi qu'une unité de limitation d'amplitude (90).

45

17. Prothèse selon l'une des revendications 1 à 16, caractérisée en ce qu'en amont et/ou en aval du filtre compensateur (15_f) est mise en circuit au moins une unité moduleuse (91, 91f, 92, 92f) travaillant dans la plage des fréquences et/ou des temps, modulant le convertisseur électro-acoustique (9) et/ou le convertisseur acoustique-électrique (1).

18. Prothèse selon l'une des revendications 3 ou 4, caractérisée en ce que, en amont du filtre de compensation (15_f), est mise en circuit une unité de transformation (22a) et, en aval du chemin de filtre amplificateur (5_f), est mise en circuit une unité de retransformation (26_a) et, en amont de l'unité de transformation (22a), mis en circuit en amont du filtre de compensation (15_f), est mis en circuit une unité modélisante (92) dans la plage des temps, en amont du convertisseur électrique-acoustique (9) et/ou du convertisseur acoustique-électrique (1), et/ou en aval de l'unité de transformation (22a) est mise en circuit une unité modélisante dans la plaque des fréquences (92f), en aval du convertisseur électrique acoustique (9) et/ou du convertisseur acoustique/électrique (1).

50

55

19. Prothèse selon l'une des revendications 1 à 18, caractérisée en ce que, en amont du filtre à compensation (15_f),

EP 0 656 737 B1

en aval du filtre amplificateur (5_f), sont respectivement prévues une unité modélisante (92; 94), de préférence modélisante dans la plage des fréquences, agissant sur le convertisseur électrique-acoustique (9) et/ou sur le convertisseur acoustique-électrique (1).

- 5 **20.** Prothèse selon l'une des revendications 1 à 19, caractérisé en ce qu'il comprend au moins une unité limiteuse (90, 90f, 90b), travaillant dans la plage des temps ou dans la plage des fréquences et alimentée électriquement par une batterie, en ce qu'en outre est prévu un dispositif de mesure, destiné à appréhender l'état REEL de batterie (122) dont la sortie commande l'unité limiteuse.
- 10 **21.** Prothèse selon l'une des revendications 1 à 20, caractérisée en ce que le convertisseur N/A présente une entrée de commande d'amplification, la prothèse étant alimentée par batterie, un dispositif de mesure (122) pour l'état REEL de la batterie d'alimentation (120) étant prévu, dispositif dont la sortie est amenée à l'entrée d'amplification du convertisseur N/A.
- 15 **22.** Prothèse selon l'une des revendications 1 à 21, caractérisée en ce qu'elle comprend au moins une unité modélisante (91, 91_f, 92, 92_f, 94, 94_f), modélisant de préférence dans la plage des temps, en agissant sur le convertisseur électrique-acoustique (9) et/ou sur le convertisseur acoustique-électrique (1), l'alimentation se faisant par batterie et comprend un dispositif de mesure (122) destiné à l'état REEL de la batterie (120), dont la sortie est menée à des entrées de commande de paramètres prévues sur la au moins une unité modélisante.
- 20 **23.** Prothèse selon l'une des revendications 1 à 22, caractérisée en ce que de préférence dans la plage des temps, est amené (129, 135a) au filtre de compensation (15_f), côté entrée, de préférence au moins par moments, un signal de bruit (r).
- 25 **24.** Appareil selon la revendication 23, caractérisé en ce que le signal est amené côté sortie du filtre amplificateur à une unité de détection (125, 125_a, 125_b) sur lequel la forme instantanée de son spectre est ensuite examinée, pour savoir si une condition prédéterminée est satisfaite ou non, et en ce que le signal de sortie de l'unité de détection commande l'immixtion (135, 135_a) du signal de bruit.
- 30 **25.** Prothèse selon la revendication 23, caractérisée en ce que le signal de bruit est amené par l'intermédiaire d'un filtre de formage qui est commandé par le spectre momentané du signal de sortie de l'unité de différence.
- 26.** Prothèse selon l'une des revendications 1 à 22, caractérisée en ce qu'un générateur de bruit (127_a) est prévu dans la plage des fréquences, générateur dont le signal de sortie est couplé, avec superposition, au côté sortie du chemin de filtre amplificateur (5_f).
- 35 **27.** Prothèse selon la revendication 26, caractérisée en ce que la sortie du générateur de bruit (127_a) est amenée, par un filtre de formage (137), auquel est amené à titre de signal de commande pour son comportement en formage, le spectre momentané d'un signal, du côté sortie de l'unité de formation de différence (13).
- 40 **28.** Prothèse selon l'une des revendications 1 à 27, caractérisée en ce que, au moins par moments, est superposé au signal électriquement transmis à cet endroit, un signal de bruit, ceci étant fait par l'intermédiaire d'un filtre linéaire (133) dont le comportement en transmission est commandé par le spectre momentané du signal transmis électriquement.
- 45 **29.** Prothèse selon l'une des revendications 1 à 28, caractérisé en ce que dans une ramification de compensation est prévue une unité modélisante (91, 91_f), agissant sur le comportement en transmission du convertisseur acoustique-électrique (1) de la prothèse.
- 50 **30.** Prothèse selon l'une des revendications 1 à 29, caractérisée en ce qu'une unité de transmission électrique, restituant le comportement en transmission du convertisseur électrique-acoustique est prévue, comprenant une partie de transmission linéaire (100, 102, 108) ainsi qu'une partie de transmission non-linéaire (104).
- 31.** Prothèse selon la revendication 30, caractérisée en ce que la partie de transmission linéaire comprend des amplificateurs linéaires ainsi que des filtres.
- 55 **32.** Prothèse selon la revendication 31, caractérisée en ce que la partie de transmission linéaire comprend un pré-filtre placé côté entrée, doté sensiblement d'une caractéristique passe-bas, en aval duquel est mise en circuit la

EP 0 656 737 B1

partie de transmission non-linéaire (104), en aval de cette dernière étant mise en circuit une unité de filtre de compensation (108), avec une réponse en fréquence sensiblement inverse de la réponse en fréquence du préfiltre.

- 5
- 33.** Prothèse selon la revendication 32, caractérisée en ce que, en amont de l'unité de transmission non-linéaire (104), est mis en circuit un composant d'amplification linéaire (102) et, en aval de l'unité de transmission non-linéaire, est mis en circuit un composant de compensation amplificateur linéaire (106), assurant une compensation de l'amplification du composant amplificateur linéaire.
- 10
- 34.** Prothèse selon la revendication 31, caractérisée en ce que la partie non-linéaire présente une caractéristique de transmission ayant un comportement de saturation.

15

20

25

30

35

40

45

50

55

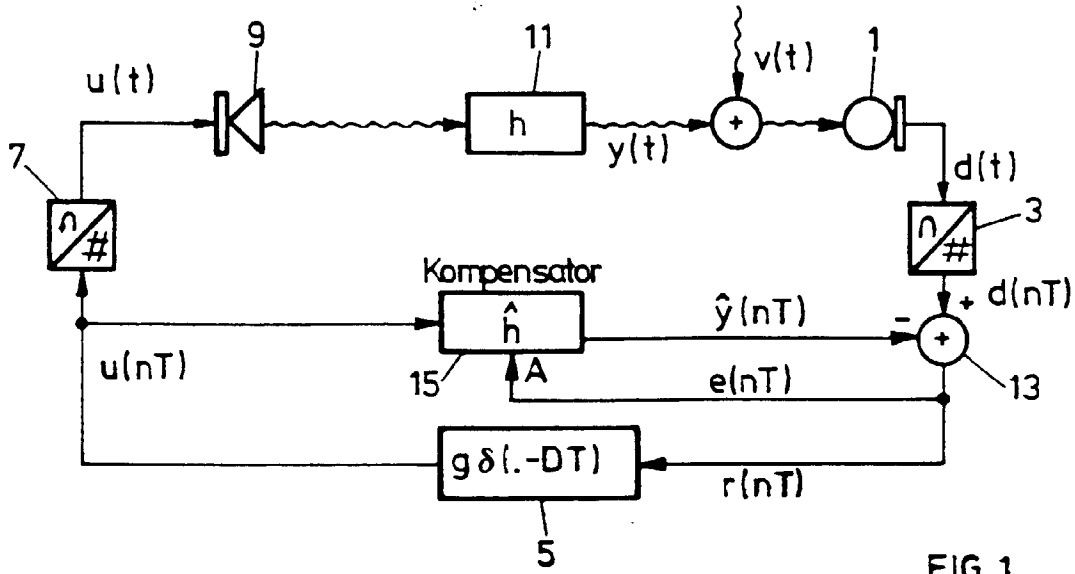


FIG. 1

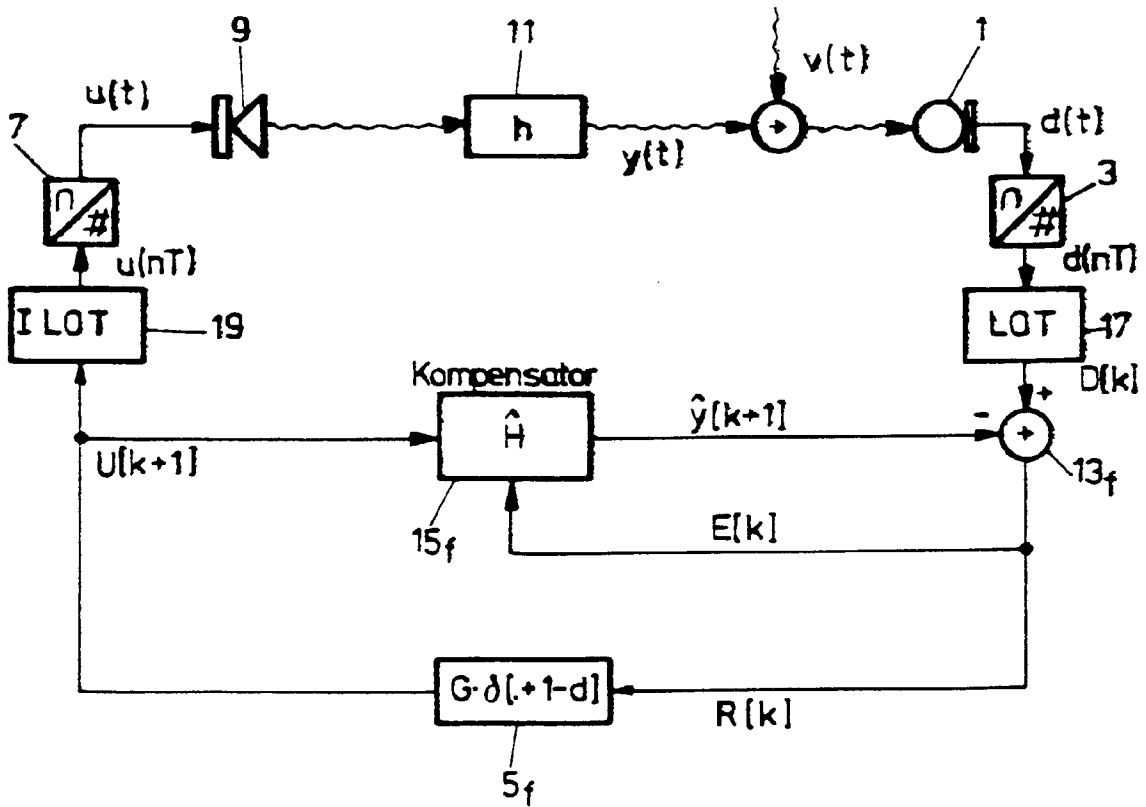
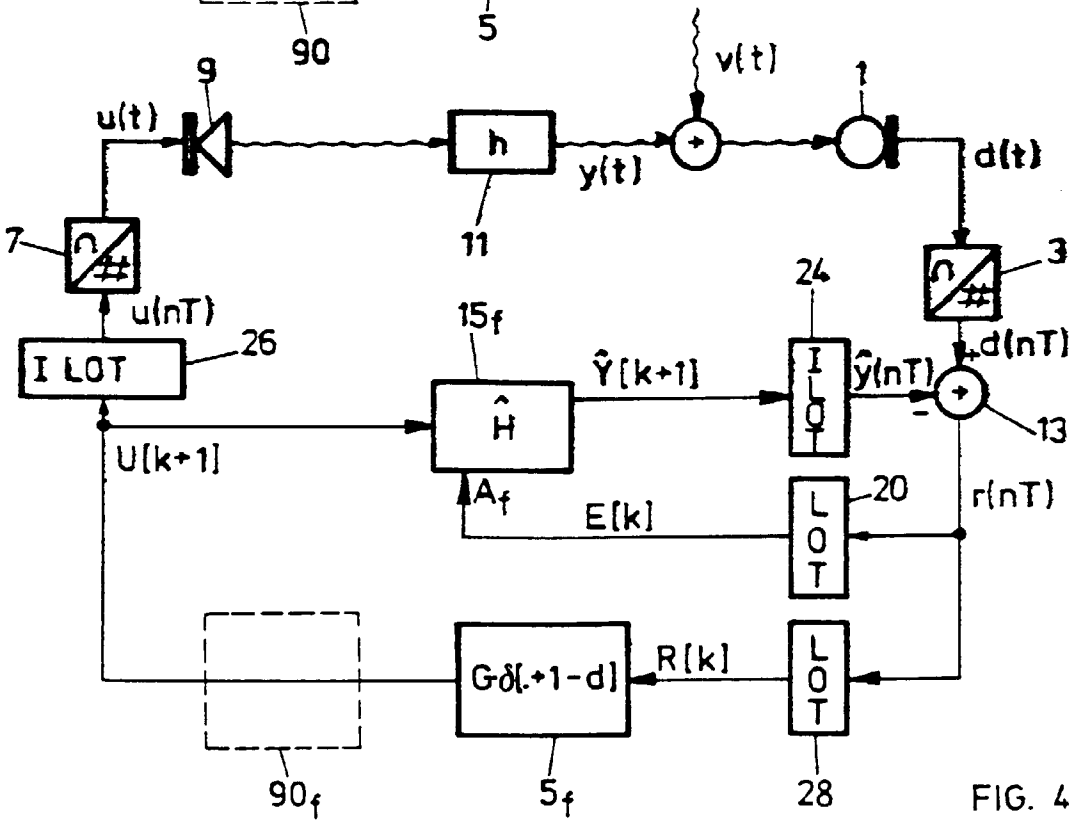
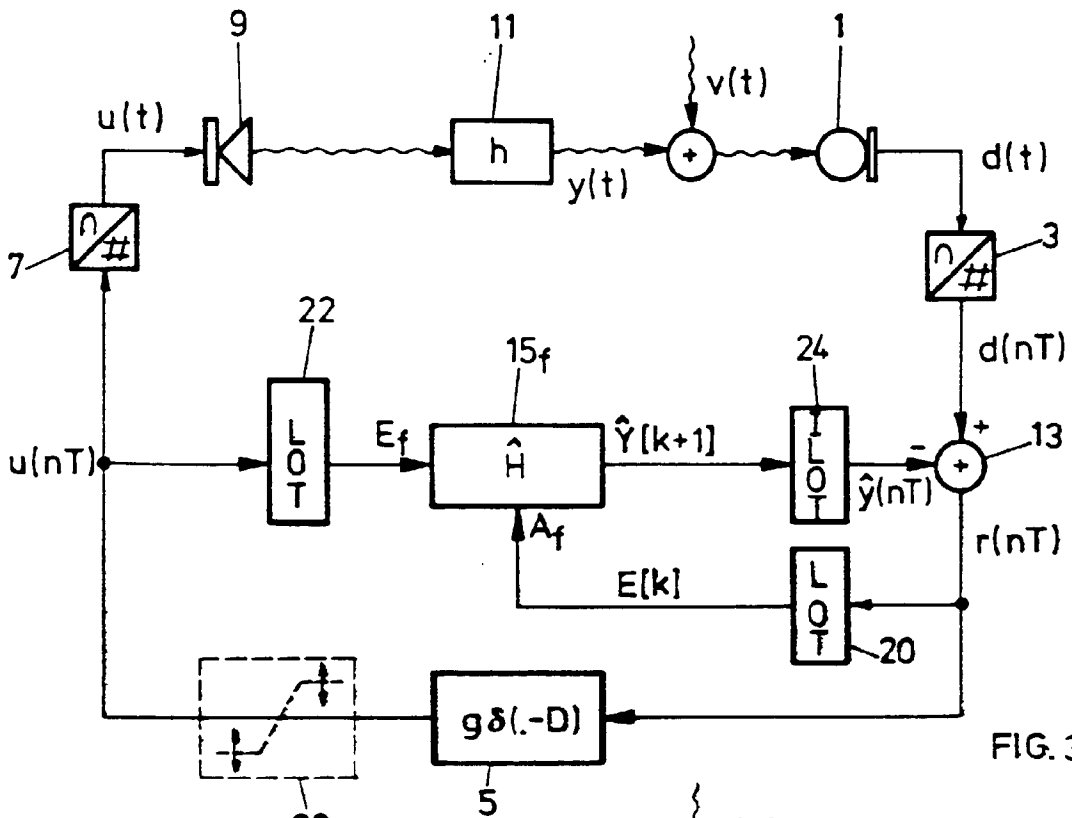


FIG. 2



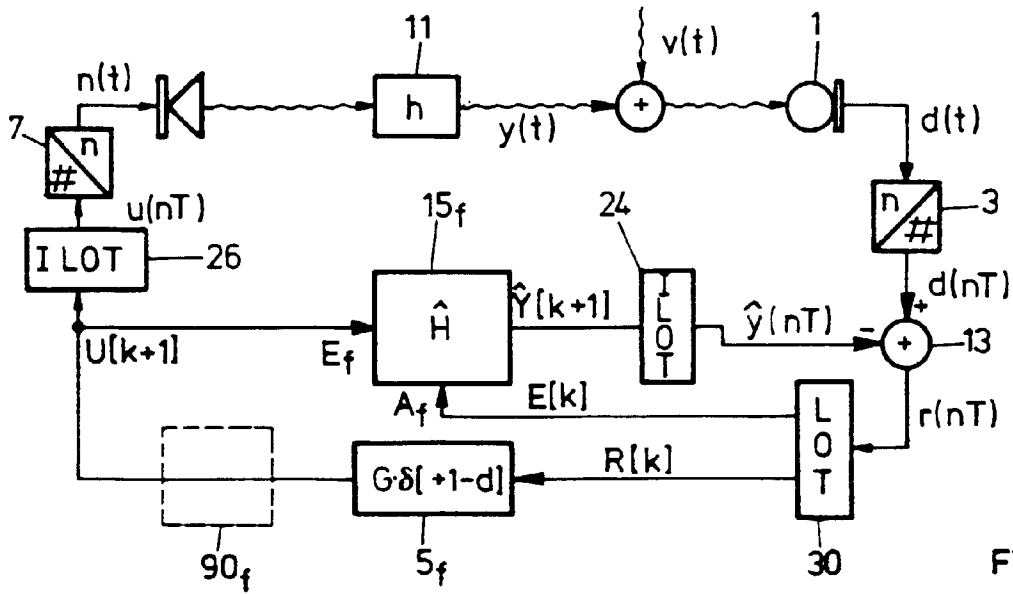


FIG. 5

FIG. 6

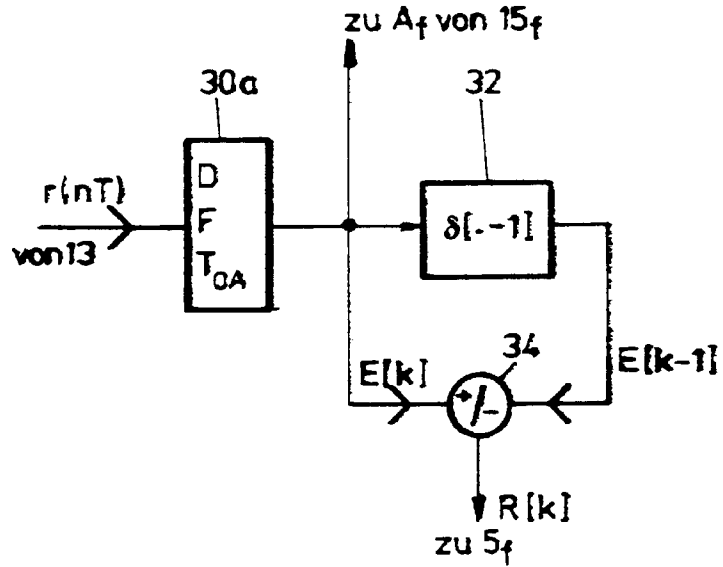
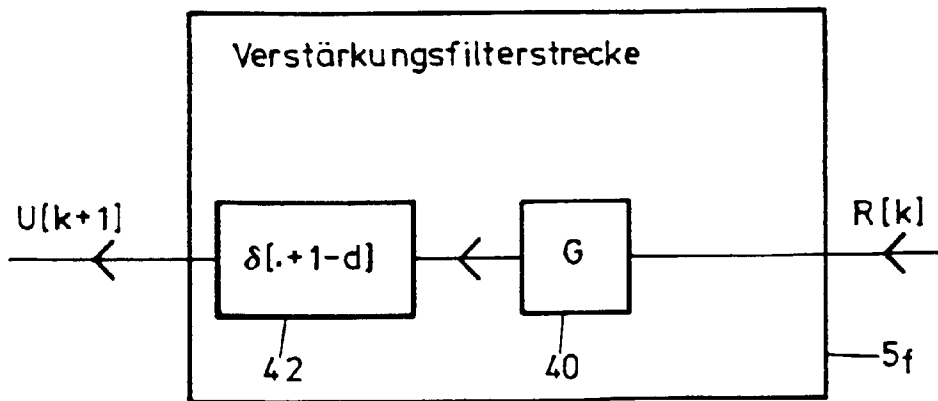
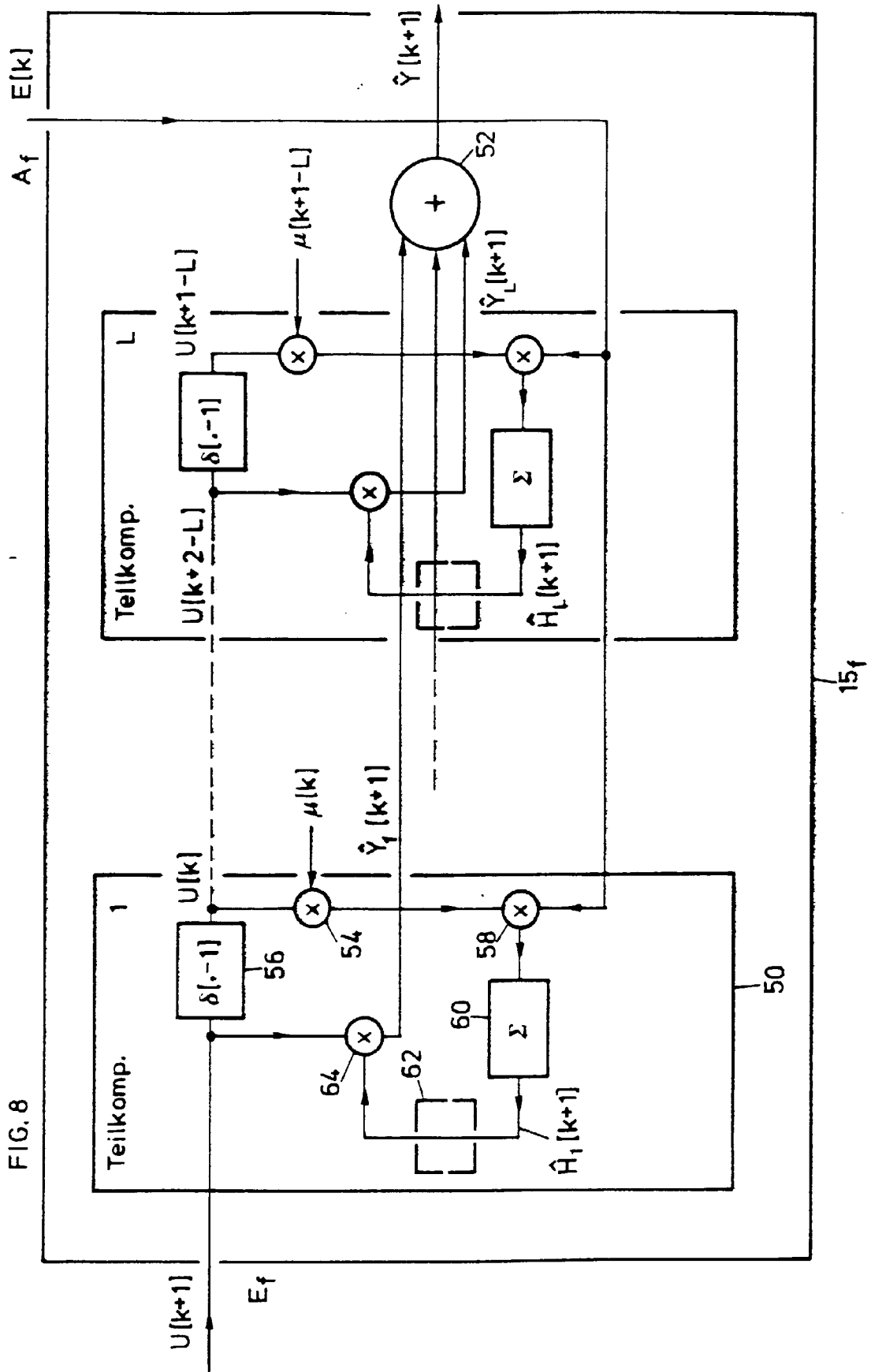
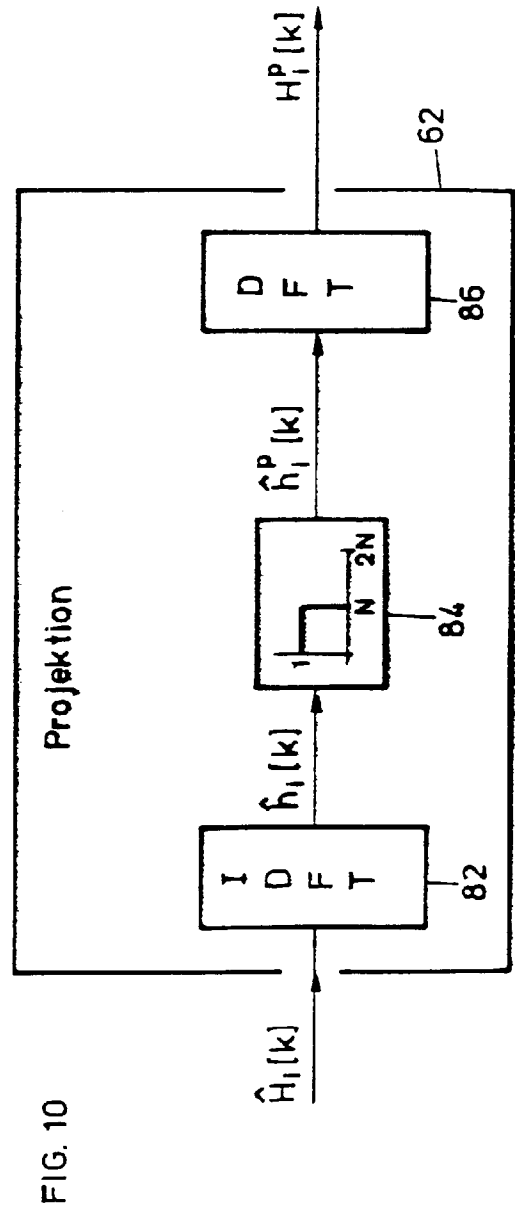
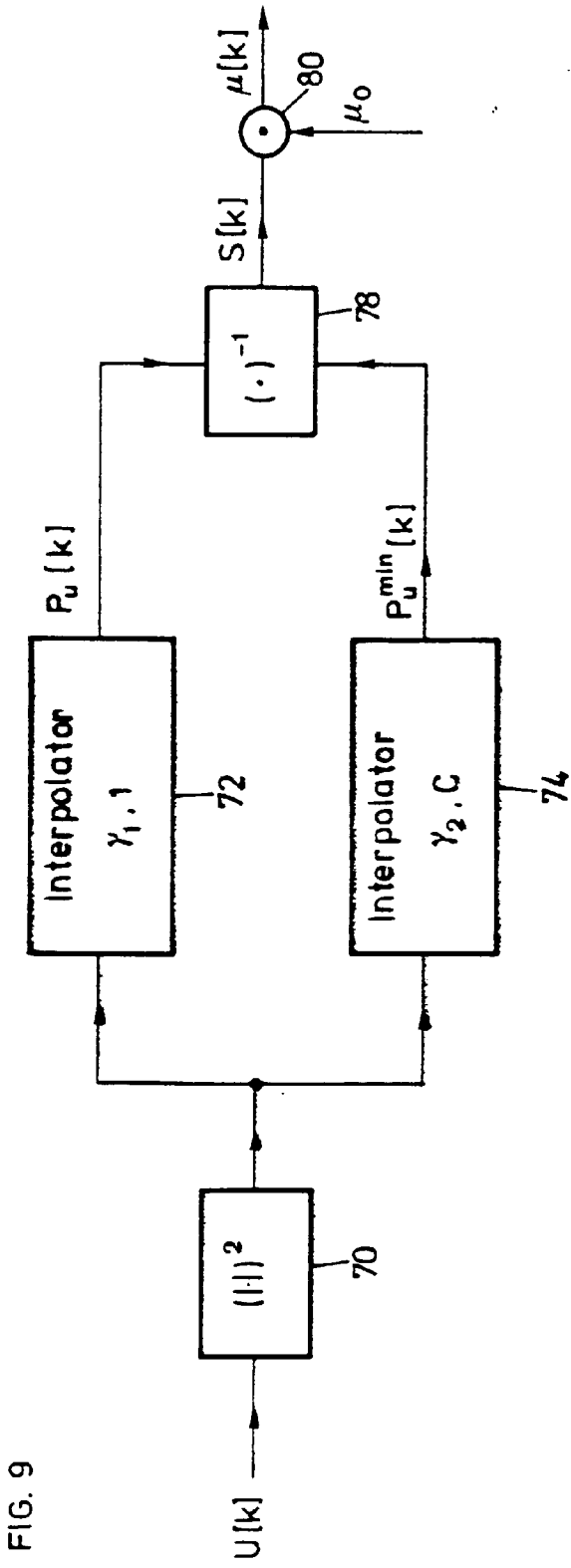


FIG. 7







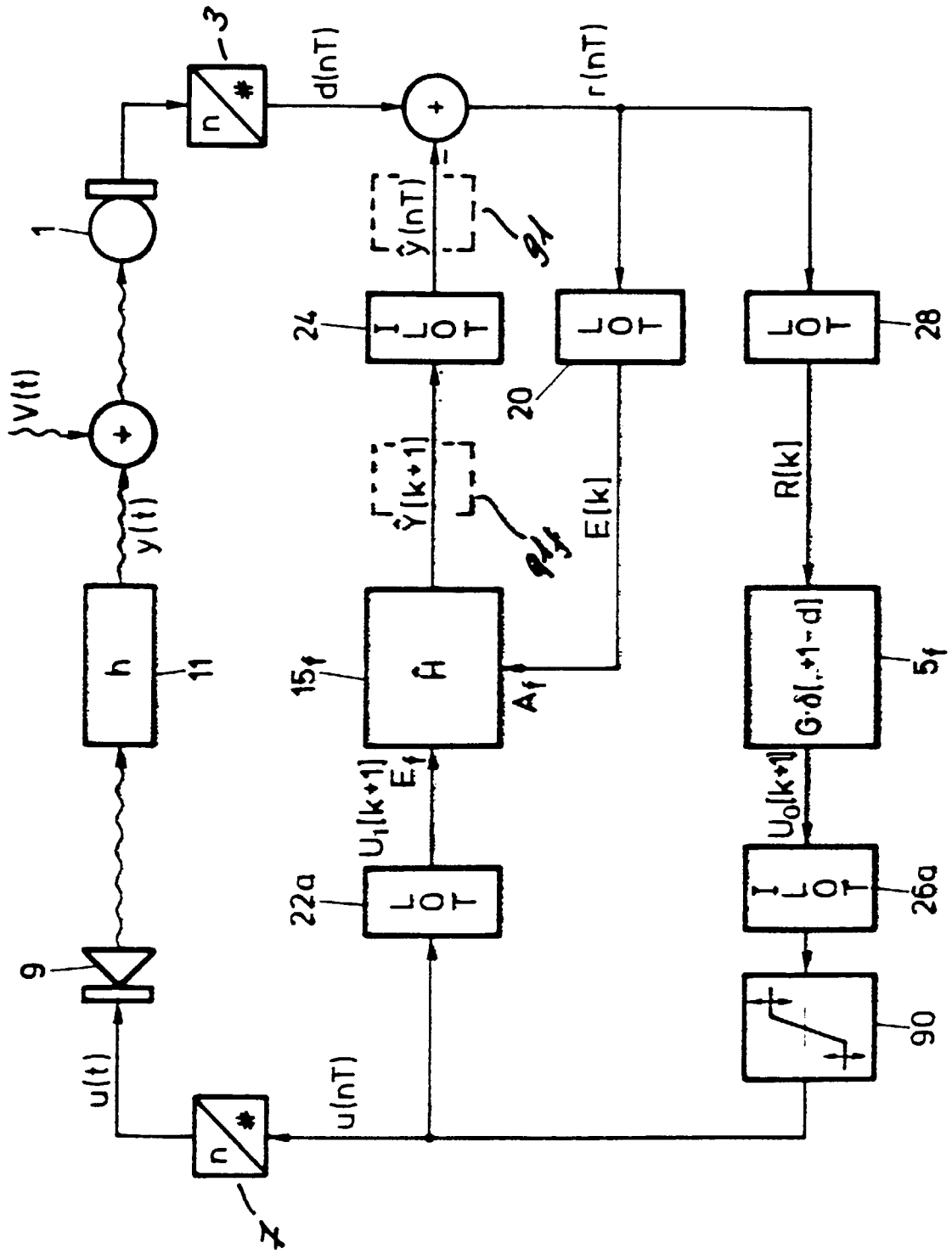


FIG. 11

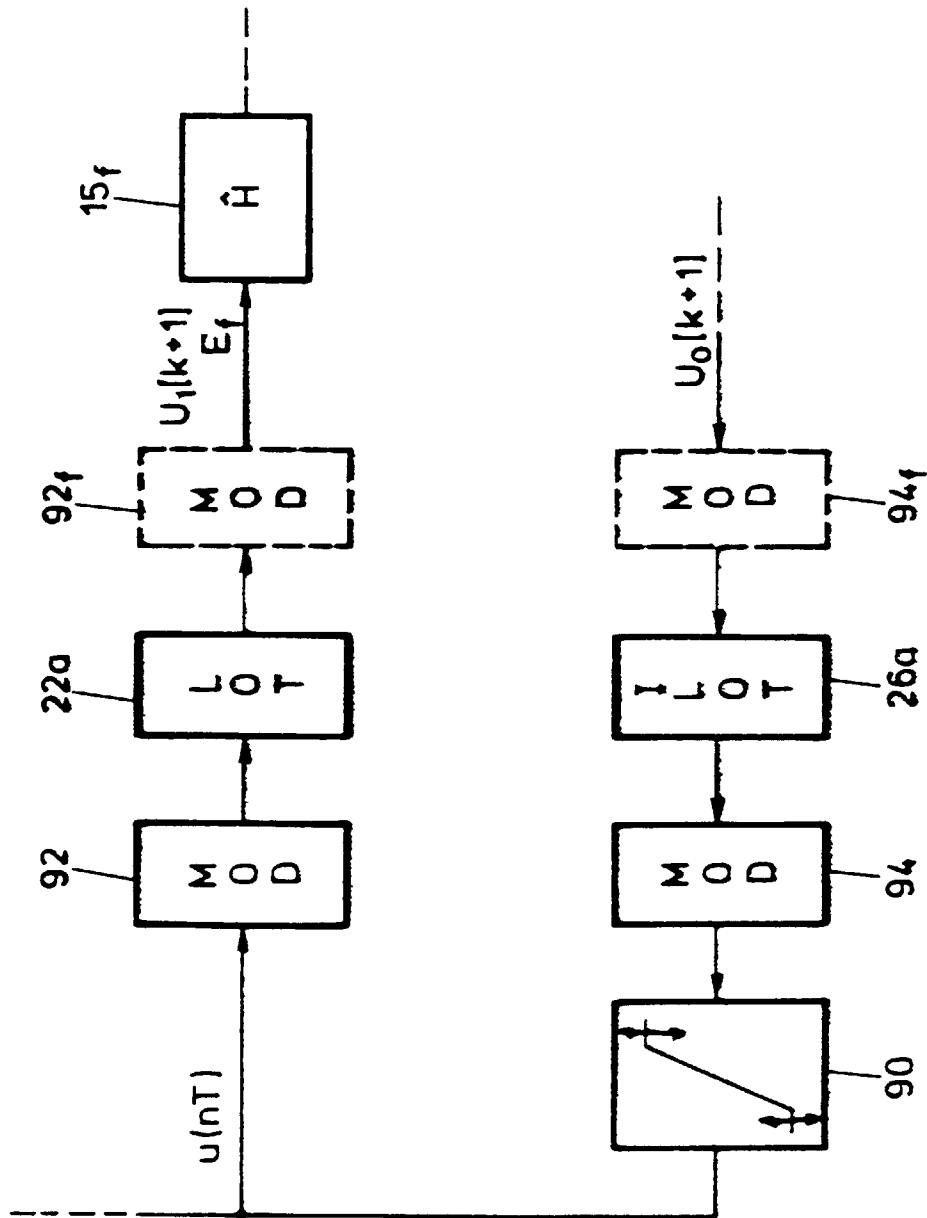


FIG.12

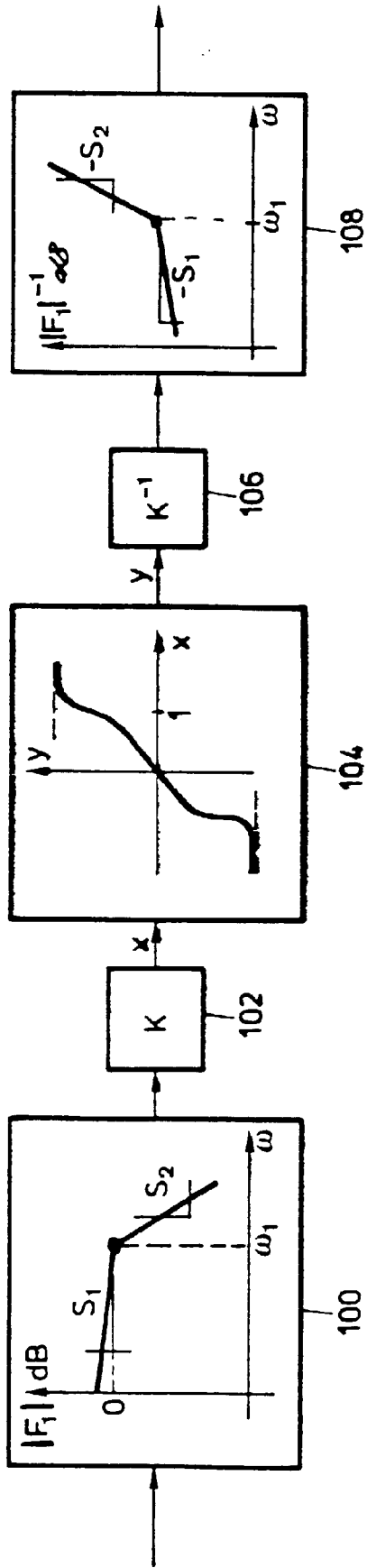


FIG.13

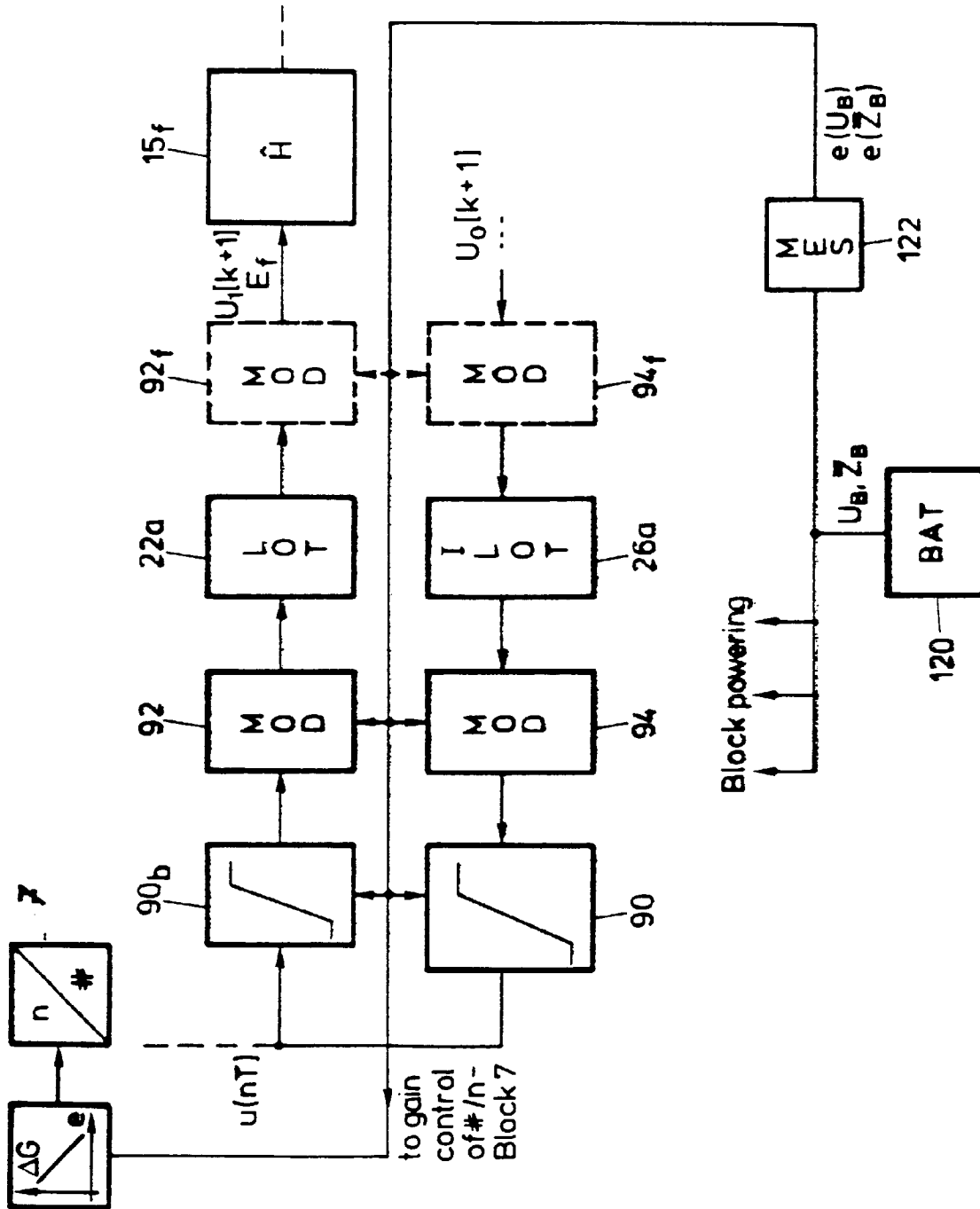


FIG.14

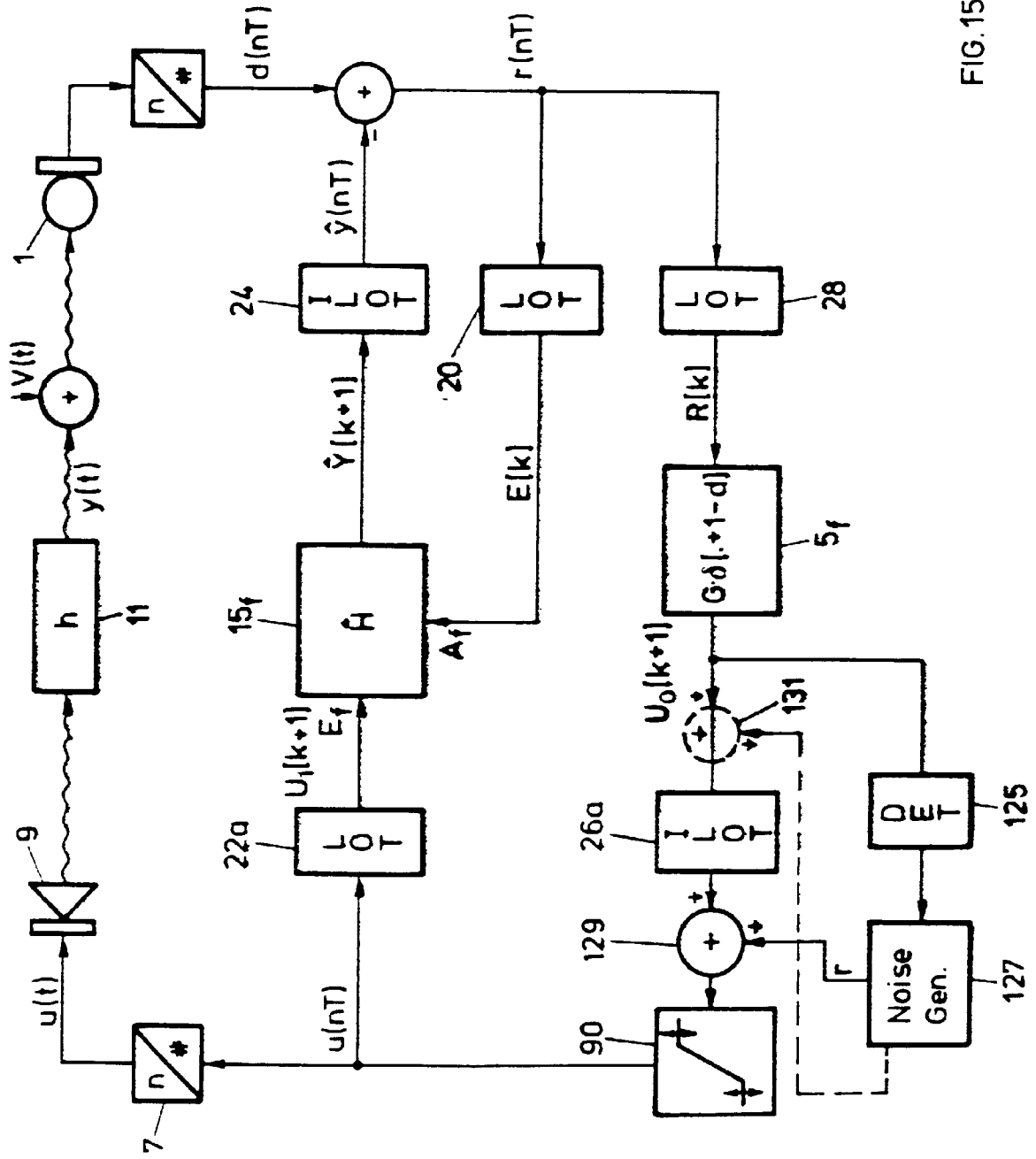


FIG. 15

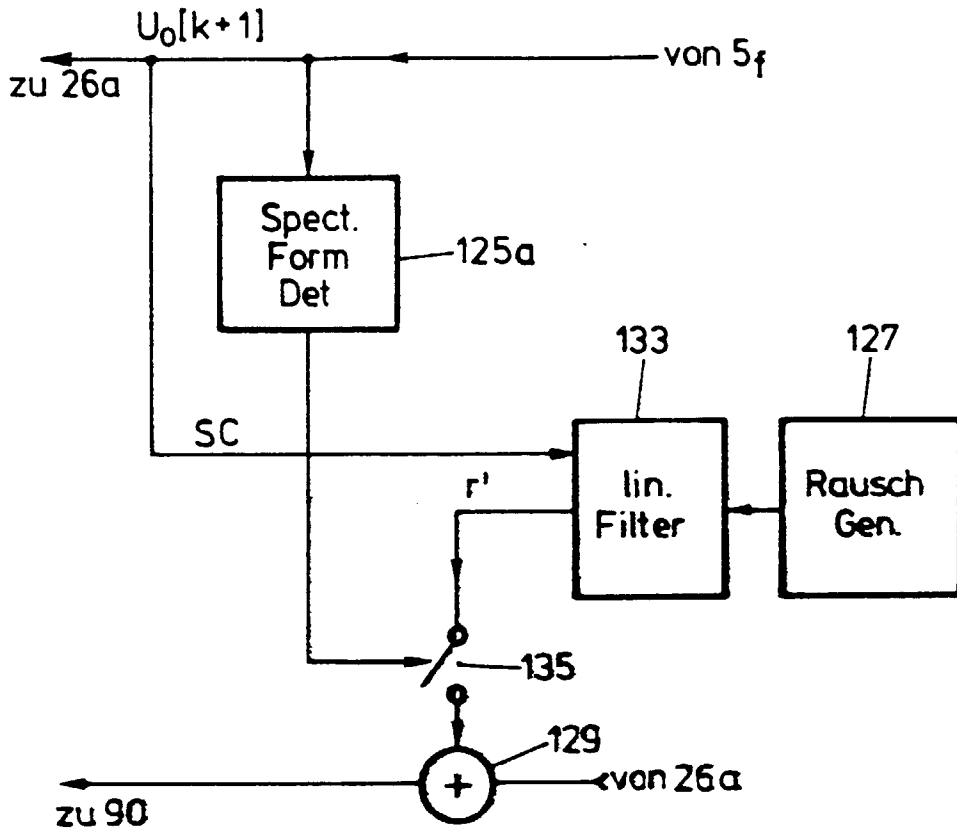


FIG. 16

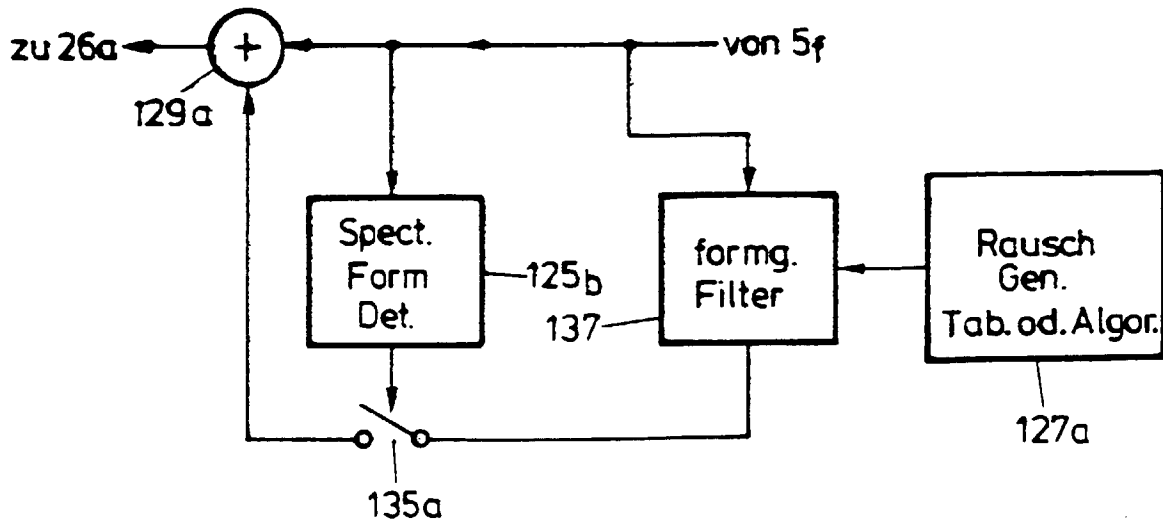


FIG. 17