



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11) EP 0 933 970 A2

(12) **EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG**

(43) Veröffentlichungstag:
04.08.1999 Patentblatt 1999/31

(51) Int. Cl.⁶: H04R 25/00

(21) Anmeldenummer: 98101644.7

(22) Anmeldetag: 30.01.1998

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT BE CH DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU MC
NL PT SE
Benannte Erstreckungsstaaten:
AL LT LV MK RO SI

(72) Erfinder:
• Leysieffer, Hans, Dr.-Ing. Dipl.-Ing.
82024 Taufkirchen (DE)
• Delfs, Hans, Dr.
82131 Stockdorf (DE)

(30) Priorität: 23.01.1998 DE 19802568

(74) Vertreter:
Schwan, Gerhard, Dipl.-Ing.
Elfenstrasse 32
81739 München (DE)

(71) Anmelder:
IMPLEX GmbH Spezialhörgeräte
D-85737 Ismaning (DE)

(54) **Hörhilfe mit Kompensation von akustischer und/oder mechanischer Rückkopplung**

(57) Eine Hörhilfe, bestehend aus einem Mikrofon (1) zur Wandlung des akustischen Eingangssignals in ein elektrisches Signal, einem signalverarbeitenden und verstärkenden Signalweg (2, 3, 13, 4, 5, 6) und einem Ausgangswandler (7), der die verstärkten elektrischen Signale wieder in akustische Signale, bzw. im Falle einer implantierten Hörhilfe in mechanische oder elektrische Signale umwandelt, und einem rückführen-

den digitalen Finite-Impuls-Response Filter (FIR-Filter) (9) zur Kompensation einer unerwünschten Rückkopplung (8) vom Ausgangswandler zum Mikrofon, bei der die Filterkoeffizienten des Filters (9) durch Einspeisung eines kurzen Impulses in den rückkoppelnden Signalweg (5, 6, 7, 8, 1, 2) und direkte Messung der Impulsantwort dieses Signalweges ermittelt werden.

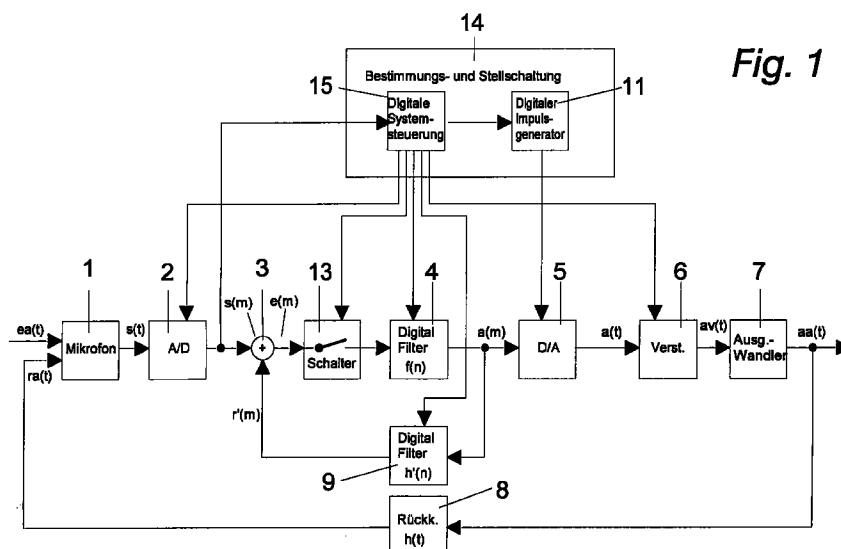


Fig. 1

EP 0 933 970 A2

Beschreibung

[0001] Die Erfindung bezieht sich auf eine Hörhilfe (Hörgerät), bei der (dem) eine akustische und/oder mechanische Rückkopplung des Signals durch einen internen Signalpfad kompensiert wird, und zwar insbesondere eine Hörhilfe gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

[0002] Der Stand der Technik zu einem derartigen Hörgerät ist in EP-A-0 415 677 für konventionelle Hörgeräte, die hinter dem Ohr oder im Ohr getragen werden, und deren Ausgangssignal den Träger auf akustischen Wege erreicht, detailliert beschrieben. Auf den Inhalt dieser Druckschrift wird verwiesen.

[0003] Die meisten der in EP-A-0 415 677 beschriebenen Eigenschaften kann der Fachmann auf den Fall eines ganz oder teilweise implantierten Hörgerätes übertragen, es gibt aber auch charakteristische Unterschiede, auf die in dieser Beschreibung gesondert hingewiesen wird. Insbesondere erhält der Benutzer bei implantierten Hörgeräten das Ausgangssignal nicht akustisch durch die Luft, sondern es wird in der Regel durch einen elektromechanischen Wandler an die Gehörknöchelchen angekoppelt. Wenn in der Folge von dem Ausgangswandler des Hörgerätes gesprochen wird, so ist immer vorausgesetzt, daß es sich je nach Anwendungsfall sowohl um einen elektroakustischen wie auch um einen elektromechanischen Wandler handeln kann.

[0004] Im einfachsten Fall besteht eine Hörhilfe entsprechend **Figur 2** aus einem Mikrofon 1, das ein akustisches Eingangssignal $ea(t)$ aufnimmt und in ein elektrisches Signal $e(t)$ wandelt, einem Filter 4, welches das Signal $e(t)$ so verarbeitet, wie es für den speziellen Hörschaden des Trägers erforderlich ist, und ein Ausgangssignal $a(t)$ liefert, einem Verstärker 6, der daraus das verstärkte Ausgangssignal $av(t)$ erzeugt, und einem Ausgangswandler 7. Durch den Buchstaben (t) soll angedeutet werden, daß es sich um analoge Signale im kontinuierlichen Zeitbereich handelt.

[0005] Dieses Prinzip bleibt auch erhalten, wenn der Signalweg im Hörgerät einer digitalen Signalverarbeitung unterworfen wird, wie in **Figur 3** gezeigt. Dann erweitert sich das Blockschaltbild um einen Analog/Digital-Wandler 2, der das elektrische Ausgangssignal $e(t)$ des Mikrofons 1 in eine Folge diskreter digitaler Samples $e(m)$ wandelt. Es folgt ein Digitalfilter 4, dessen Wirkungsweise hier außer Betracht bleiben kann, in welchem die Samples $e(m)$ so verarbeitet werden, wie es für den speziellen Hörschaden des Trägers erforderlich ist. Der Buchstabe (m) soll andeuten, daß es sich um digitale Signale in einem diskretisierten Zeitbereich handelt. Es folgt eine Rückwandlung der gefilterten Digitalsignale $a(m)$ in analoge Form mit Hilfe eines Digital/Analog-Wandlers 5 und anschließend wie zuvor eine Verstärkung 6 und eine Wandlung 7 in akustische bzw. mechanische Signale. Es spielt dabei übrigens keine wesentliche Rolle, ob der D/A-Wandler 5 und der Verstärker 6 tatsächlich getrennte Einheiten sind, oder ob sie untrennbar in einer einzigen Einheit miteinander verbunden sind.

[0006] Leider läßt sich in der Praxis meist nicht vermeiden, daß das Ausgangssignal $aa(t)$ auf das Mikrofon zurückwirkt und daß sich deshalb zum akustischen Eingangssignal ein Rückkopplungssignal $r(t)$ addiert, das sich aus dem Signal $aa(t)$ über das Zeitverhalten $h(t)$ einer Rückkopplungsstrecke 8 ergibt. Man kommt damit zu dem Blockschaltbild der **Figur 4**.

[0007] Bei einem konventionellen Hörgerät führt der Rückkopplungsweg durch die Luft zum Mikrofon, während bei einem implantierten Hörgerät verschiedene Ausbreitungswege existieren, z.B. über die Knochen und andere Teile des Schädels, oder auf dem Wege über das Trommelfell und die Luft.

[0008] Bei derartigen geschlossenen Signalschleifen gilt grundsätzlich, daß sie instabil werden, sobald die Schleifenverstärkung den Betrag von 1 überschreitet. Aber schon bevor dieser Grenzwert erreicht wird, treten bei den Frequenzen, an denen die Schleifenverstärkung sich dem Wert 1 nähert, Resonanzerscheinungen auf, die für den Benutzer des Gerätes unangenehm sind. Deshalb sollte die Schleifenverstärkung immer wesentlich kleiner als 1 bleiben. Das steht aber im Gegensatz zu der Tatsache, daß je nach Schwere der Hörschädigung des Trägers unter Umständen sehr hohe Verstärkungen erforderlich sind.

[0009] Was in den Schaltbildern der Figuren 2 und 3 nicht gezeichnet wurde, was aber generell Stand der Technik ist, ist das Vorhandensein einer digitalen Systemsteuerung, die in der Regel über eine Fernbedienung ansprechbar ist und gestattet, die Eigenschaften des Gerätes, z.B. die Eigenschaften des Filters 4 oder die Verstärkung 6 zu steuern, und welche außerdem im Betrieb des Gerätes Steuer- und Überwachungsfunktionen in und zwischen den einzelnen Baugruppen wahrnimmt.

[0010] Es ist Stand der Technik, die Rückkopplung gemäß **Figur 1** durch ein internes Rückführungsfilter 9 im Gerät mindestens teilweise zu kompensieren. Dieses Filter führt vom Eingang des D/A-Wandlers 5 zurück zu einem Summationspunkt 3 am Ausgang des A/D-Wandlers 2. Damit die ungewünschte Rückkopplung optimal kompensiert wird, muß das Filter 9 möglichst genau das gleiche Signalverhalten besitzen wie der Signalweg 5, 6, 7, 8, 1, 2, aber mit umgekehrtem Vorzeichen. Dann entstehen nämlich aus dem digitalen Signal $a(m)$ auf dem Wege 5, 6, 7, 8, 1, 2 und auf dem Wege über 9 zwei entgegengesetzt gleiche Digitalsignale, die sich im Summationspunkt 3 aufheben. Es bleibt dann nur noch ein Digitalsignal übrig, das im Idealfall genau die Digitaldarstellung $e(m)$ des akustischen Eingangssignals $ea(t)$ ist.

[0011] Das zu lösende Problem ist also, die Übertragungseigenschaften des Filters 9 so zu bestimmen, daß es die gleiche Impulsantwort besitzt wie der Signalweg 5, 6, 7, 8, 1, 2, aber mit umgekehrtem Vorzeichen.

[0012] Dieses Problem wurde beispielsweise gemäß EP-A-0 415 677 so gelöst, daß am Ausgang des digitalen Filters 4 ein digitales Pseudo-Noise-Signal zusätzlich eingespeist wird. Dieses Rauschsignal geht sowohl durch den Signalweg 5, 6, 7, 8, 1, 2 als auch durch das Filter 9. Bei optimaler Kompensation müßte es sich am Summationspunkt 3 exakt kompensieren. Dazu wird das ursprüngliche digitale Rauschsignal dem einen Eingang eines digitalen Korrelators zugeführt; dem anderen Eingang wird das Ausgangssignal des Summierungsgliedes 3 zugeführt. Die einzelnen Verzögerungsstufen des Korrelators liefern Digitalwerte, die zur adaptiven Optimierung der Koeffizienten des Filters 9 verwendet werden.

[0013] Dieses Verfahren bewirkt eine ständige Anpassung des Filters an die bei konventionellen Hörgeräten stark zeitlich veränderlichen Gegebenheiten des Rückkopplungsweges 8. Beispielsweise kann ein Verschieben des Gerätes hinterm Ohr oder die Annäherung an einen den Schall reflektierenden Gegenstand eine erhebliche Veränderung des Rückkopplungsweges bewirken. Der Nachteil dieses Verfahrens ist ein verhältnismäßig hoher Aufwand bei der digitalen Verarbeitung. So kommen hier beispielsweise auf eine Koeffizienten-Multiplikation im FIR-Digitalfilter mindestens zwei weitere Multiplikationen mit variablen Faktoren zur Adaptation des Filters.

[0014] Ziel der vorliegenden Erfindung ist es, einen besonders einfachen Weg zur Ermittlung der Filterkoeffizienten eines als Kompensationsfilter 9 verwendeten FIR-Digitalfilters zu finden, wobei der Schwerpunkt der Anwendung auf ganz oder teilweise implantierten Hörgeräten liegt. Das schließt die Anwendung der vorliegenden Erfindung auf konventionelle Hörgeräte aber nicht aus.

[0015] Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß durch eine Hörhilfe mit den Merkmalen des Anspruchs 1 gelöst. Vorteilhaft weitere Ausgestaltungen der Erfindung ergeben sich aus den Unteransprüchen.

[0016] Aus der Signaltheorie ist es bekannt, daß sowohl das Frequenzverhalten wie auch das Zeitverhalten eines Signalpfades vollständig durch seine Impulsantwort beschrieben werden können. Bei analogen Systemen ist die Impulsantwort eines Systems das Zeitverhalten des Systemausgangs als Reaktion auf einen "unendlich kurzen" Impuls am Systemeingang. Impulsantwort und Frequenzgang sind durch die Fouriertransformation eindeutig miteinander verknüpft.

[0017] In Wirklichkeit gibt es keine unendlich kurzen Impulse. Bei Impulsen endlicher Länge begrenzt die Impulslänge die höchste Frequenz, bis zu der die Impulsantwort den Frequenzgang des Systems richtig beschreibt. In dem hier beschriebenen Falle haben wir es aber bei dem rückkoppelnden Signalpfad 5, 6, 7, 8, 1, 2 mit einem zeitdiskreten System zu tun, d.h., Eingangs- und Ausgangssignale sind nur zu diskreten Zeitpunkten bekannt, die sich durch ganzzahlige Vielfache eines Abtast-Zeitintervalls unterscheiden. Bei derartigen Signalen tritt an die Stelle des "unendlich kurzen" Impulses ein Signal, das nur während einer Abtastperiode von null verschieden ist. Das ist der kürzeste, in einem getasteten System mögliche Impuls. Die oberste Frequenzgrenze eines getasteten Systems ist ohnehin durch das Nyquistsche Abtasttheorem mit der Dauer der Abtastperiode T verknüpft, und zwar ist $f_{\text{grenz}} = 1/(2T)$ oder $f_{\text{grenz}} = f_s/2$, wobei f_s die Samplefrequenz ist. In der Praxis wird die Samplefrequenz immer deutlich höher gewählt, als das doppelte der höchsten relevanten Signalfrequenz.

[0018] Betrachtet man den Signalpfad 5, 6, 7, 8, 1, 2, und speist man in seinen Eingang zum Zeitpunkt t_0 ein Signal ein, das nur während einer Abtastperiode die Amplitude 1 hat, so beobachtet man am Ausgang des Signalpfades eine Folge von Samples als Reaktion auf dieses Signal. Diese Samples können nur für Zeitpunkte $t > t_0$ von null verschieden sein, weil sonst die Reaktion vor der Ursache einträte. Man erhält also am Ausgang, dh. am A/D-Wandler, eine Folge von Samples, die zu den Zeitpunkten $t_0, t_0+T, t_0+2T \dots$ die Größen $h_0, h_1, h_2 \dots$ haben. Im Allgemeinen ist die Folge der Ausgangssamples unendlich lang.

[0019] Es wird vorausgesetzt, daß der Signalpfad 5, 6, 7, 8, 1, 2 im wesentlichen lineares Signalverhalten besitzt, was gegebenenfalls durch konstruktive oder schaltungstechnische Maßnahmen sicherzustellen ist. Dann ist das Ausgangssignal r_n dieses Pfades bei einem beliebigen Eingangssignal, das durch die Folge $a_0, a_1, a_2, \dots$ gegeben sei, die lineare Summation der Reaktionen auf alle einzelnen Samples a_n der Vergangenheit. Es gilt

$$r(t_0+nT) = a(t_0+nT)h_0 + a(t_0+(n-1)T)h_1 + a(t_0+(n-2)T)h_2 \dots$$

oder

$$r_n = \sum_{k=0}^{\infty} a_{(n-k)} h_k$$

[0020] Das Signal r_n ergibt sich demnach durch die Faltung des Signals a mit der Impulsantwort h . Um dieses Signal durch ein paralleles Kompensationsfilter (9) exakt zu kompensieren, müßte für dieses Filter gelten

$$r'_n = \sum_{k=0}^{\infty} a_{(n-k)} h'_k = - \sum_{k=0}^{\infty} a_{(n-k)} h_k$$

- 5 **[0021]** Dann summieren sich das rückgekoppelte Signal und das Kompensationssignal im Summierglied 3 zu null.
[0022] Das geforderte Übertragungsverhalten läßt sich mit einem FIR-Digitalfilter mit guter Näherung erreichen. Die Theorie von FIR-Filtern, oft auch Transversalfilter genannt, ist in einfacher Form in Roland Best, *Handbuch der analogen und digitalen Filterungstechnik*, SS. 97-113, dargestellt.
[0023] Ein FIR-Filter hat die Übertragungsfunktion

$$y_n = \sum_{k=0}^N x_{(n-k)} c_k$$

- 15 wobei die y_n die Ausgangssamples, die x_n die Eingangssamples und die c_k die Filterkoeffizienten sind. Das Ausgangssignal y ergibt sich also durch die Faltung des Eingangssignals x mit der Folge der Koeffizienten c . Wählen wir als Filterkoeffizienten c_k die Werte $-h_k$, dann unterscheidet sich die Übertragungsfunktion des Filters von der geforderten nur durch die endliche Länge der Summe. Da aber Reaktionen h_k des realen Signalpfades 5, 6, 7, 8, 1, 2 nach endlicher Zeit auf beliebig kleine Werte abklingen, kann man die Folge der h_k bei einer endlichen Anzahl N abrechnen, ohne daß sich die endliche Summe nennenswert von der theoretisch unendlich langen unterscheidet.

[0024] Das Filter 9 hat dann das Ausgangssignal

$$r'_n = \sum_{k=0}^N a_{(n-k)} h'_k = - \sum_{k=0}^N a_{(n-k)} h_k$$

und nach dem Summierer 3 ergibt sich dann als Signal:

$$r''_n = \sum_{k=0}^{\infty} a_{(n-k)} h_k + \sum_{k=0}^N a_{(n-k)} h'_k = \sum_{k=N+1}^{\infty} a_{(n-k)} h_k \approx 0$$

- 30 **[0025]** Das Restsignal besteht nur noch aus Gliedern mit $k > N$, von denen vorausgesetzt wurde, daß sie vernachlässigbar sind.
- [0026]** Zur Ermittlung der Impulsantwort wurde entsprechend den vorstehenden Überlegungen ein (digitales) Signal, das nur während einer Sampleperiode von null verschieden ist, am Anfang des Signalpfades 5, 6, 7, 8, 1, 2 in den D/A-Wandler eingespeist. Stattdessen könnte man auch einen kurzzeitigen analogen Impuls in den Verstärker 6 einspeisen. Dieser Impuls darf dann maximal die Dauer einer Samplingperiode haben. Das dazugehörige Schaltbild entspricht dann der Figur 5.
- [0027]** Entsprechend diesen theoretischen Grundlagen wird gemäß der vorliegenden Erfindung die Bestimmung der Filterkoeffizienten des FIR-Filters 9 durch eine Bestimmungs- und Stellschaltung 14 vorgenommen. Diese Schaltung enthält eine Einrichtung zur Erzeugung sehr kurzer Impulse 10 oder 11 und eine digitale Systemsteuerung 15. Man speist am Eingang des D/A-Wandlers 5 einen kurzen einzelnen Impuls ein, der von dem digitalen Impulsgenerator 11 erzeugt wird. Alternativ dazu speist man am Eingang des Verstärkers 6 einen kurzen analogen Impuls ein. Der A/D-Wandler 2 registriert an seinem Eingang die Impulsantwort des Signalweges 5, 6, 7, 8, 1 bzw. 6, 7, 8, 1, vorausgesetzt, daß zu diesem Zeitpunkt nicht außerdem ein äußeres akustisches Eingangssignal über das Mikrofon einwirkt und daß der Signalweg über das Filter 4 während der Messung durch einen Schalter 13 abgeschaltet ist. Der A/D-Wandler entnimmt dieser Impulsantwort zeitliche Samples im Abstand T . Aufgrund des oben Gesagten sind diese Samples (bis auf einen gemeinsamen konstanten Faktor, der das umgekehrte Vorzeichen und bei analogen Impulsen den Integralinhalt des Impulses berücksichtigt) genau die Koeffizienten, mit denen im FIR-Filter das Signal gefaltet werden muß, damit es das Zeit- bzw. Frequenzverhalten des Signalweges 6, 7, 8, 1 darstellt. Die digitale Systemsteuerung 15 übernimmt die digitalen Werte der Samples vom A/D-Wandler und stellt das FIR-Filter auf die daraus ermittelten Koeffizienten ein.
- 55 **[0028]** Alle bisher besprochenen Strategien zur Anwendung des Meßverfahrens dienen einer von Zeit zu Zeit vorzunehmenden Kalibrierung des die ungewollte Rückkopplung kompensierenden FIR-Filters unter der Annahme, daß das Übertragungsverhalten der Rückkopplung über längere Zeit konstant bleibt. Dabei wurde jeweils nur der Signalweg 5,

6, 7, 8, 1, 2 erfaßt, und die sich ergebende Impulsantwort stellt bis auf das umgekehrte Vorzeichen direkt die gewünschte Impulsantwort des Filters 9 dar. Es ist aber auch eine andere Arbeitsweise möglich, bei der beide rückkopplenden Wege, sowohl die äußere Rückkopplung als auch die interne kompensierende Rückkopplung, gleichzeitig erfaßt werden. Dieser Fall ist in **Figur 6** gezeichnet. Hier wird ein digitaler Impuls über ein Summierglied 12 so in den Signalweg eingespeist, daß sowohl der D/A-Wandler 5 als auch das FIR-Filter 9 davon angesteuert werden. Jetzt wird am Ausgang des Summiergliedes 3 die Impulsantwort der Parallelschaltung aus beiden Signalwegen 5, 6, 7, 8, 1, 2 und 9 beobachtet.

[0029] Bei idealer Kompensation der äußeren Rückkopplung durch das Filter 9 sollte an, Ausgang von 3 keine Impulsantwort festgestellt werden. Die Kompensation kann aber aus zwei Gründen von der idealen Kompensation abweichen. Erstens treten bei der Ermittlung der Impulsantworten h_k zwangsläufig endliche Fehler auf, und zweitens kann der Signalpfad 5, 6, 7, 8, 1, 2 sich im Laufe der Zeit verändern, so daß eine anfänglich vollständige Kompensation nach einiger Zeit nicht mehr vollständig ist. Bei nichtidealer Kompensation treten auch bei Abwesenheit äußerer Signal am Ausgang des Summierers 3 von null verschiedene Samples auf, die mit h_0'' , h_1'' , h_2'' ... bezeichnet werden sollen. Um auch diese auch noch zu kompensieren, müßte gemäß den obigen Überlegungen parallel zu den Signalwegen 5, 6, 7, 8, 1, 2 und 9 noch ein weiterer Signalweg existieren, dessen Ausgangsamples der Gleichung

$$r_n'' = - \sum_{k=0}^{\infty} a_{(n-k)} h_k''$$

genügen müßten. Geht man wieder davon aus, daß in dieser Summe die Glieder mit $k > N$ vernachlässigt werden können, dann könnte dieser weitere Signalpfad ebenfalls ein FIR-Filter mit den Koeffizienten $c_k = -h_k''$ sein. Zwei parallele FIR-Filter, deren Ausgang summiert wird, lassen sich aber durch ein einziges Filter ersetzen gemäß der Gleichung

$$r_n' + r_n'' = \sum_{k=0}^N a_{(n-k)} h_k' - \sum_{k=0}^N a_{(n-k)} h_k'' = \sum_{k=0}^N a_{(n-k)} h_k' - h_k''$$

[0030] Man sieht daraus, daß die ursprünglichen Filterkoeffizienten h_k' des FIR-Filters um die Impulsantworten h_k'' mit umgekehrtem Vorzeichen korrigiert werden müssen, um wieder ideale Kompensation zu erreichen.

[0031] Bei der Arbeitsweise entsprechend **Figur 6** ist eine Unterbrechung des Signalweges durch den Schalter 13 nicht immer erforderlich, weil davon auszugehen ist, daß schon am Beginn der Messung mindestens eine teilweise Kompensation durch das Filter 9 mit Hilfe der vorher beschriebenen Meßmethoden erreicht wurde. Das bedeutet, daß die Schleifenverstärkung schon bei allen Frequenzen dem Betrag nach deutlich kleiner als 1 ist und daß deshalb keine wesentliche Verfälschung der Meßergebnisse durch mehrfaches Passieren der Signalschleife entsteht. Diese Tatsache macht die korrigierende Messung nach **Figur 6** für eine nachträgliche Adaptation eines voreingestellten Filters geeignet.

[0032] Die hier angegebene Methode, die Filterkoeffizienten des kompensierenden FIR-Filters zu ermitteln beziehungsweise adaptiv zu verbessern, hat den Vorteil, daß die einzige Maßnahme, die dafür zusätzlich im Hörgerät getroffen werden muß, die Einspeisung eines digitalen Impulses am Eingang des Signalweges 5, 6, 7, 8, 1, 2 ist. Alles andere wird von der ohnehin vorhandenen signalverarbeitenden Struktur und der ebenfalls ohnehin vorhandenen digitalen Systemsteuerung 15 ohne zusätzlichen Hardwareaufwand übernommen.

[0033] Es wurde eine Computersimulation des erfindungsgemäßen Verfahrens vorgenommen. Diese Simulation gestattet es, den Einfluß folgender Größen zu ermitteln:

- Übertragungsfunktion $H(f)$ bzw. Impulsantwort $h(t)$ der Rückkopplung 8
- Samplerate bei der digitalen Signalverarbeitung
- Zahl der im Filter verwendeten Koeffizienten
- Fehler bei der Messung der Samples

[0034] Verwendet man beispielsweise eine Samplerate von 40 KHz, und rechnet man mit 10% zufälligem Fehler bei Ermittlung der Samples, dann reicht eine Folge von 48 Filterkoeffizienten aus, um den maximalen Betrag des rückgekoppelten Signals vom Eingang des D/A-Wandlers bis zum Ausgang der Summation 3 durch die Kompensation um etwa 20 dB abzusenken. Bei einer Samplerate von 60 KHz sind dafür 55 Filterkoeffizienten erforderlich. Dabei enthält die Übertragungsfunktion $h(t)$ der Rückkopplung 8 keine Pole hoher Güte (>10). Die gesamte Folge der verwendeten Filterkoeffizienten entspricht bei den angegebenen Daten einer Impulsantwort von 1-1,2 msec Dauer. Je höher die Pol-

güten in der Übertragungsfunktion der Rückkopplung, desto länger die erforderliche Folge von Koeffizienten.

[0035] Gegenüber dem in EP-A-0 415 677 angegebenen Adaptationsverfahren durch Korrelation mit eingespeistem Rauschen hat die erfindungsgemäße Ermittlung der Filterkoeffizienten den Vorteil der Einfachheit.

5 [0036] Demgegenüber könnte als Nachteil gewertet werden, daß der Meßvorgang der Filterkoeffizienten, der aus Gründen der Meßgenauigkeit bei einer einmaligen Messung mit relativ großer Amplitude des eingespeisten Impulses vorgenommen werden sollte, für den Benutzer des Gerätes ein hörbares Knacken von ca. 1 msec Dauer darstellt, und daß außerdem in diesem Moment kein äußeres Signal einwirken darf.

[0037] Als weiteren Nachteil könnte man betrachten, daß eine einmalige, nicht adaptive Messung der Filterkoeffizienten die Konstanz des Signalwegs 5, 6, 7, 8, 1, 2 voraussetzt.

10 [0038] Der letztgenannte Nachteil ist vor allem für konventionelle Hörgeräte von Belang. Wird dieses Verfahren aber für ein ganz oder teilweise implantiertes Hörgerät angewandt, dann kann man über längere Zeit mit konstanten Rückkopplungsverhältnissen rechnen. In diesem Fall verändert sich der Signalweg 5, 6, 7, 8, 1, 2 vor allem dann, wenn der Benutzer über sein Bediengerät die Verstärkung oder andere, den Signalweg 5, 6, 7, 8, 1, 2 beeinflussende Parameter verändert. Es ist in diesem Falle nicht nur zumutbar, sondern unter Umständen auch erwünscht, daß das Hörgerät auf
15 ein Kommando des Bediengerätes mit einem hörbaren Signal "quittiert". Die Hörbarkeit des Meßvorgangs stört hier also nicht.

[0039] Der Nachteil, daß zum Zeitpunkt der Messung kein externes akustisches Signal vorliegen sollte, um die Messung nicht zu verfälschen, ist keine "harte" Forderung. Bei einer einmaligen Messung genügt es, daß kein starkes Signal von außen kommt.

20 [0040] Man kann aber diese Forderung weiter abschwächen, indem man nicht eine einzelne Messung, sondern eine größere Zahl von Messungen vornimmt und die Ergebnisse mittelt. Da äußere Signale nicht mit den eingespeisten Impulsen korreliert sind, fällt deren Einfluß bei Mittelung über eine hinreichend große Zahl von Messungen heraus. Weil die Impulsantwort innerhalb von 2 msec soweit abgeklungen ist, daß eine neue Messung vorgenommen werden kann, kann man z.B. hundert Messungen im Bruchteil einer Sekunde vornehmen und auf diese Weise den verfälschenden
25 Einfluß äußerer akustischer Signale weitgehend unterdrücken.

[0041] Es bleibt die Tatsache erhalten, daß eine solche wiederholte Messung mit einer Vielzahl von kurzen Knackimpulsen für den Benutzer hörbar bleibt. Ein größere Zahl von Messungen im gleichen zeitlichen Abstand würde als Ton mit der Wiederholfrequenz der Messungen wahrgenommen werden. Es ist u.U. für den Benutzer angenehmer, wenn die Messungen in einem quasi-zufällig gesteuerten zeitlichen Abstand vorgenommen werden, weil dann wiederholte Messungen nicht als Ton, sondern als Geräusch wahrgenommen werden.
30

[0042] Eine Kalibrierung des FIR-Filters nur in größeren zeitlichen Abständen vorzunehmen, ist nur dann sinnvoll, wenn das Übertragungsverhalten des rückkoppelnden Signalweges 5, 6, 7, 8, 1, 2 über längere Zeit näherungsweise konstant bleibt. Sollte die Rückkopplung sich trotzdem in einem Maße ändern, der zu Instabilitäten des Hörgeräts führt, so ist es ferner möglich, daß die Systemsteuerung 15 das Hörgerät in regelmäßigen zeitlichen Abständen auf das Auftreten von einzelnen Sinussignalen hin überwacht, die eine vorgegebene Stärke überschreiten und/oder einen vorgegebenen Pegelabstand vom übrigen Frequenzspektrum haben. Das Auftreten derartiger Sinussignale ist ein Indiz für
35 eine Instabilität durch Rückkopplung und kann durch eine digitale Fouriertransformation (DFT) der digitalen Signale festgestellt werden. Wird ein derartiges Signal entdeckt, so kann man das Hörgerät autonom eine Neumessung der Filterkoeffizienten vornehmen lassen.

40 [0043] Das Meßverfahren nach **Figur 6** ist besonders geeignet, um eine kontinuierliche Anpassung der Kompensation an sich verändernde Rückkopplungswege vorzunehmen. Das ist insbesondere bei konventionellen Hörgeräten von Interesse, bei denen mit einer häufigeren Änderung des Signalwegs 5, 6, 7, 8, 1, 2 zu rechnen ist. Aber auch bei implantierten Hörgeräten kann auf diese Weise eine ständige Nachführung an u.U. langsam veränderliche Rückkopplungswege vorgenommen werden. Hier kann man die folgende Strategie anwenden: Nach einer anfänglichen Kalibrierung des Rückführungsfilters in der bisher besprochenen Weise, die auch bei jeder Änderung der Verstärkung ausgelöst wird, folgt eine kontinuierliche Adaptation des Rückführungsfilters gemäß der oben im Zusammenhang mit **Figur 6** beschriebenen Arbeitsweise, indem in gewissen zeitlichen Abständen, z.B. 10 mal in der Sekunde, ein Meßvorgang ausgelöst wird, der aber mit einer Impulsamplitude durchgeführt wird, welche so klein gewählt wird, daß sie vom Benutzer nicht oder nicht in störender Weise wahrgenommen wird. Die Größe dieser Impulsamplitude kann in Abhängigkeit
45 vom äußeren Schallsignal gesteuert werden. Das Ergebnis jeder Einzelmessung ist in diesem Falle regelmäßig durch äußere Schallsignale verfälscht. Verwendet man die Ergebnisse aber mit entsprechend geringer Gewichtung zur Aktualisierung der Filterkoeffizienten, so fällt aus einer Vielzahl von Messungen der mit den Messungen nicht korrelierte Einfluß des äußeren akustischen Signals heraus.

55 Patentansprüche

1. Hörhilfe, bei der in einem Signalweg hintereinander ein Mikrofon (1), ein A/D-Wandler (2) zum Umwandeln des Mikrofon-Ausgangssignals in eine Folge diskreter digitaler Samples, eine Signalverarbeitungsstufe (4), ein D/A-

Wandler (5) zum Rückwandeln der verarbeiteten Digitalsignale in analoge Form, ein Verstärker (6), und ein Ausgangswandler (7) liegen, und das ferner versehen ist mit

einem geräteinternen Rückführweg, in dem ein digitales Filter (9) mit endlicher Impulsantwort liegt, dessen Übertragungsfunktion durch Vorgabe entsprechender Filterkoeffizienten einstellbar ist, und einer Bestimmungs- und Stellschaltung (14), welche die Übertragungsfunktion eines rückkoppelnden Signalweges (6, 7, 8, 1, 2) bestimmt, über den eine ungewollte akustische und/oder mechanische Rückkopplung zwischen dem Ausgangswandler (7) und dem Mikrofon (1) erfolgt, und welche in Abhängigkeit von der ermittelten Übertragungsfunktion des rückkoppelnden Signalweges (6, 7, 8, 1, 2) die Filterkoeffizienten des in dem geräteinternen Rückführweg liegenden Filters (9) so einstellt, daß dieses Filter die akustische und/oder mechanische Rückkopplung mindestens teilweise kompensiert,

dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmungs- und Stellschaltung (14) einen Impulsgenerator (10, 11) zum Einspeisen von kurzzeitigen Einzelimpulsen in den rückkoppelnden Signalweg (6, 7, 8, 1, 2) aufweist und anhand der durch die Einzelimpulse ausgelösten Impulsantwort des rückkoppelnden Signalweges (6, 7, 8, 1, 2) dessen Übertragungsfunktion mißt, wobei die Dauer der Einzelimpulse höchstens gleich $1/f_s$ ist und f_s die Abtastfrequenz des A/D-Wandlers (2) und des D/A-Wandlers (5) ist.

2. Hörhilfe nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Schaltungsauslegung so getroffen ist, daß der Impuls-generator (11) die Einzelimpulse über ein Summierglied am Eingang des D/A-Wandlers (5) digital einspeist.

3. Hörhilfe nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Schaltungsauslegung so getroffen ist, daß der Impuls-generator (10) die Einzelimpulse am Eingang des Verstärkers analog einspeist.

4. Hörhilfe nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Schaltungsauslegung so getroffen ist, daß der Impuls-generator (11) zur Ermittlung der Impulsantwort des rückkoppelnden Signalweges (6, 7, 8, 1, 2) und des dazu parallelen geräteinternen Rückführweges (5, 6, 7, 1, 1) und zur adaptiven Optimierung der Filterkoeffizienten des in dem geräteinternen Rückführweg liegenden Filters (9) die Einzelimpulse über ein Summierglied (12) sowohl in den Eingang des D/A-Wandlers (5) als auch in den Eingang des in dem geräteinternen Rückführweg liegenden Filters (9) digital einspeist.

5. Hörhilfe nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Signalverarbeitungsstufe ein Digitalfilter (4) aufweist, das die von dem A/D-Wandler (2) abgegebenen digitalen Samples in Abhängigkeit von dem speziellen Hörschaden des Trägers der Hörhilfe verarbeitet und das eingangsseitig mit dem Ausgang und ausgangsseitig mit dem Eingang des digitalen Filters (9) in dem geräteinternen Rückführweg verbunden ist.

6. Hörhilfe nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß der D/A-Wandler (5) und der Verstärker (6) zu einer integralen Baueinheit zusammengefaßt sind.

7. Hörhilfe nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmungs- und Stellschaltung (14) so ausgelegt ist, daß sie eine Folge von n Filterkoeffizienten für das in dem geräteinternen Rückführweg liegende Filter (9) bereitstellt, die bis auf einen gemeinsamen konstanten Faktor gleich den ersten n digitalen Samples der Reaktion des rückkoppelnden Signalweges (6, 7, 8, 1, 2) auf den eingekoppelten kurzzeitigen Impuls bei abwesendem äußeren akustischen Signal und vorübergehend gesperrtem Signalweg über die Signalverarbeitungsstufe (4) sind.

8. Hörhilfe nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmungs- und Stellschaltung (14) so ausgelegt ist, daß sie eine Folge von n Filterkoeffizienten für das in dem geräteinternen Rückführweg liegende Filter (9) bereitstellt, die bis auf einen gemeinsamen konstanten Faktor gleich dem aus mehreren Messungen gemittelten Wert der ersten n digitalen Samples der Reaktion des rückkoppelnden Signalweges (6, 7, 8, 1, 2) auf den eingekoppelten kurzzeitigen Impuls bei abwesendem äußeren akustischen Signal und vorübergehend gesperrtem Signalweg über die Signalverarbeitungsstufe (4) sind.

9. Hörhilfe nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmungs- und Stellschaltung (14) so ausgelegt ist, daß sie eine Folge von n Filterkoeffizienten für das in dem geräteinternen Rückführweg liegende Filter (9) bereitstellt, die bis auf einen gemeinsamen konstanten Faktor gleich dem aus mehreren Messungen gemittelten Wert der ersten n digitalen Samples der Reaktion des rückkoppelnden Signalweges (6, 7, 8, 1, 2) auf den eingekoppelten kurzzeitigen Impuls bei vorhandenem äußeren akustischen Signal sind.

10. Hörhilfe nach einem der Ansprüche 8 oder 9, dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmungs- und Stellschaltung (14) so ausgelegt ist, daß die mehreren Messungen in quasizufälligen zeitlichen Abständen vorgenommen werden.
- 5 11. Hörhilfe nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmungs- und Stellschaltung (14) so ausgelegt ist, daß die Folge der n Filterkoeffizienten für das in dem geräteinternen Rückführweg liegende Filter (9) durch Addition der mit einem gemeinsamen konstanten Faktor multiplizierten ersten n digitalen Samples der Reaktion der Parallelschaltung aus den beiden rückkoppelnden Signalwegen (5, 6, 7, 8, 1, 2, 3) und (9, 3) auf den in beide Signalwege eingespeisten kurzzeitigen Impuls adaptiv verbessert wird.
- 10 12. Hörhilfe nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmungs- und Stellschaltung (14) so ausgelegt ist, daß vor der adaptiven Verbesserung der Filterkoeffizienten des in dem geräteinternen Rückführweg liegenden Filters (9) die Filterkoeffizienten entsprechend den Ansprüchen 7, 8, oder 9 ermittelt werden, indem die Signalwege (9, 3) und (4) vorübergehend gesperrt werden, und die Folge der n Filterkoeffizienten des Filters (9) bis auf einen
15 gemeinsamen konstanten Faktor gleich den ersten n digitalen Samples der Reaktion des rückkoppelnden Signalweges (6, 7, 8, 1, 2) auf den eingekoppelten kurzzeitigen Impuls gewählt wird.
- 20 13. Hörhilfe nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmungs- und Stellschaltung (14) so ausgelegt ist, daß die Messungen zur adaptiven Verbesserung der Filterkoeffizienten des in dem geräteinternen Rückführweg liegenden Filters (9) und die Aktualisierung der Filterkoeffizienten in regelmäßigen zeitlichen Abständen vorgenommen werden.
- 25 14. Hörhilfe nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmungs- und Stellschaltung (14) so ausgelegt ist, daß die Messungen zur adaptiven Verbesserung der Filterkoeffizienten des in dem geräteinternen Rückführweg liegenden Filters (9) und die Aktualisierung der Filterkoeffizienten in quasi-zufälligen zeitlichen Abständen vorgenommen werden.
- 30 15. Hörhilfe nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmungs- und Stellschaltung (14) derart ausgelegt ist, daß der eingespeiste kurzzeitige Impuls eine solche digitale Amplitude hat, daß der Meßvorgang vom Benutzer des Hörgerätes nicht wahrgenommen wird oder ihn nicht stört.
- 35 16. Hörhilfe nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmungs- und Stellschaltung (14) derart ausgelegt ist, daß die digitale Amplitude des eingespeisten kurzzeitigen Impulses in Abhängigkeit vom Pegel des momentanen äußeren Schallsignals so gewählt wird, daß der Meßvorgang vom Benutzer des Hörgerätes nicht wahrgenommen wird oder ihn nicht stört.
- 40 17. Hörhilfe nach einem der Ansprüche 7, 8, 9, oder 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmungs- und Stellschaltung (14) derart ausgelegt ist, daß jedes Einschalten des Gerätes und/oder jede Veränderung der Verstärkung durch den Benutzer eine Neumessung der Filterkoeffizienten auslöst.
- 45 18. Hörhilfe nach einem der Ansprüche 7, 8, 9, oder 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmungs- und Stellschaltung (14) derart ausgelegt ist, daß sie das Signal auf dem Hauptsignalpfad auf das Auftreten einzelner Sinuslinien überwacht, deren Pegel einen vorgegebenen Wert und/oder einen vorgegebenen Pegelabstand von dem übrigen Frequenzspektrum des Signals überschreitet, und daß das Auftreten eines derartigen Sinussignals eine Neumessung der Filterkoeffizienten auslöst.

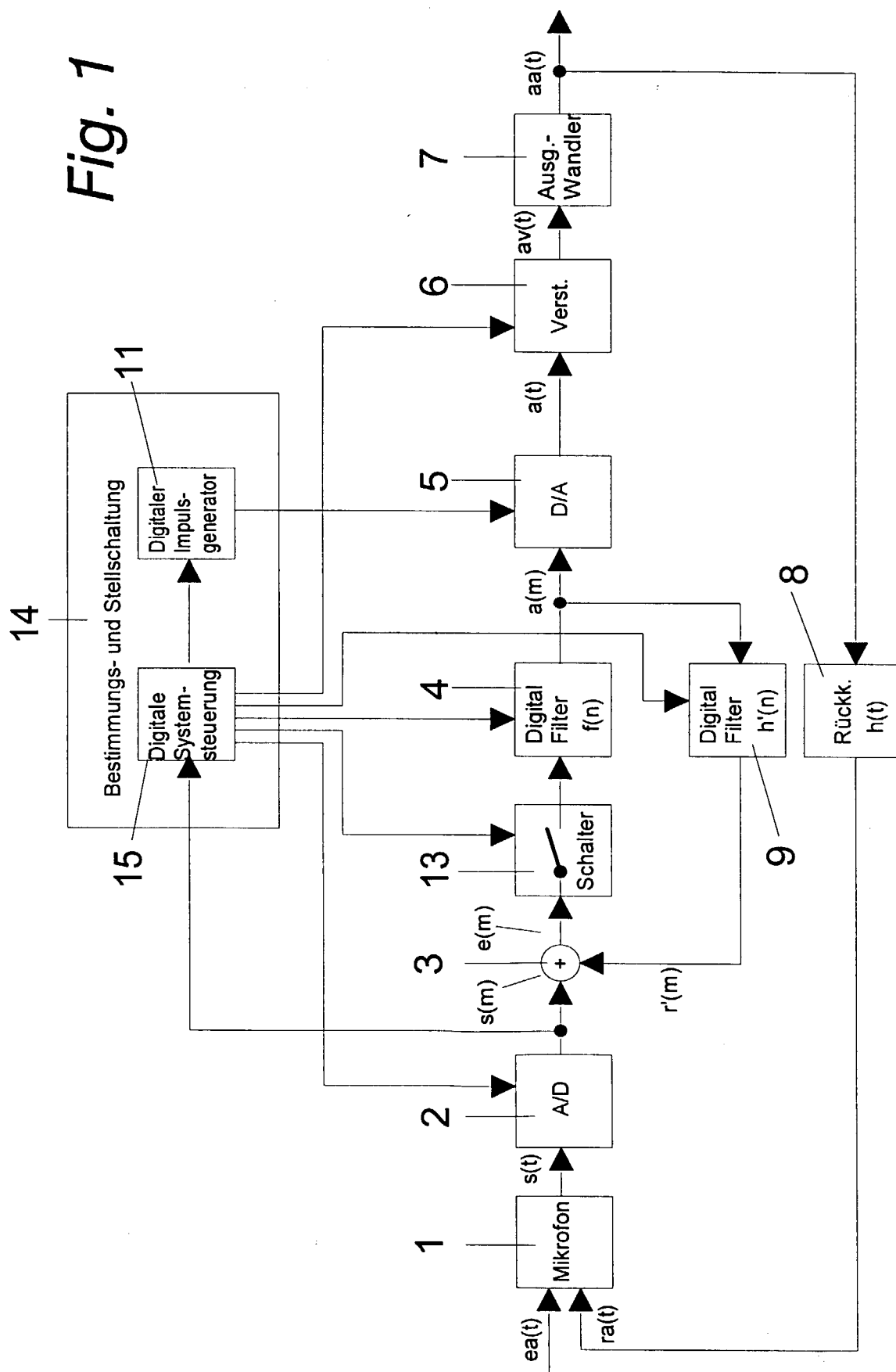


Fig. 2

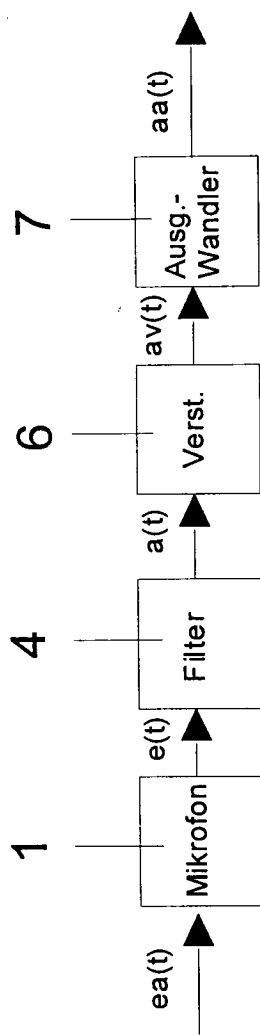


Fig. 3

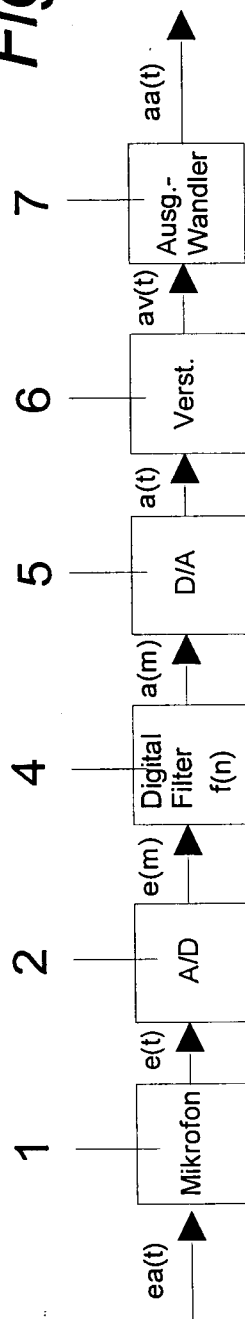


Fig. 4

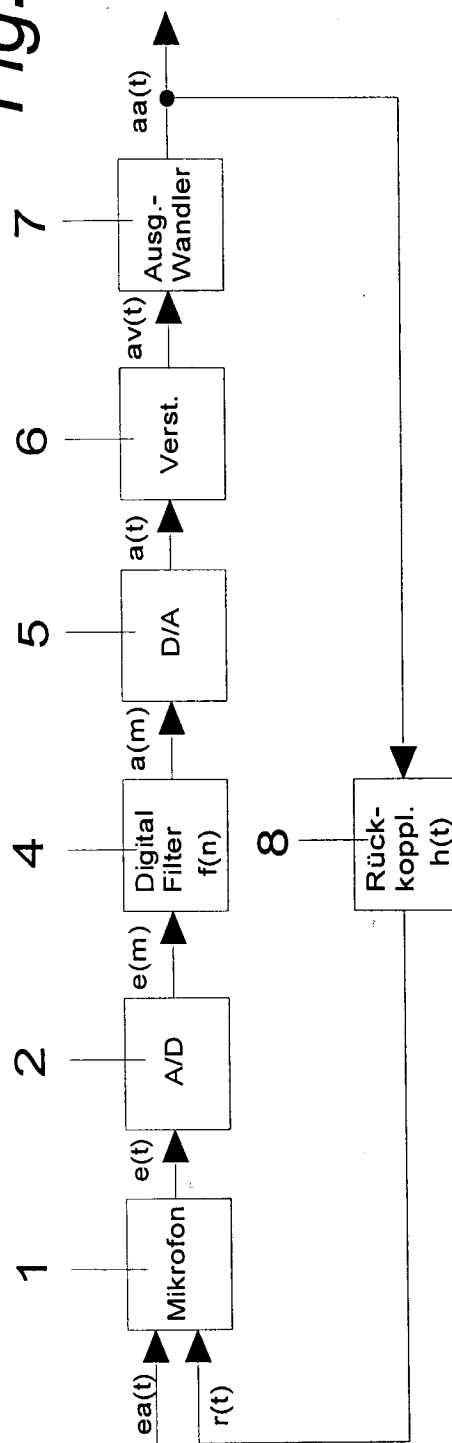


Fig. 5

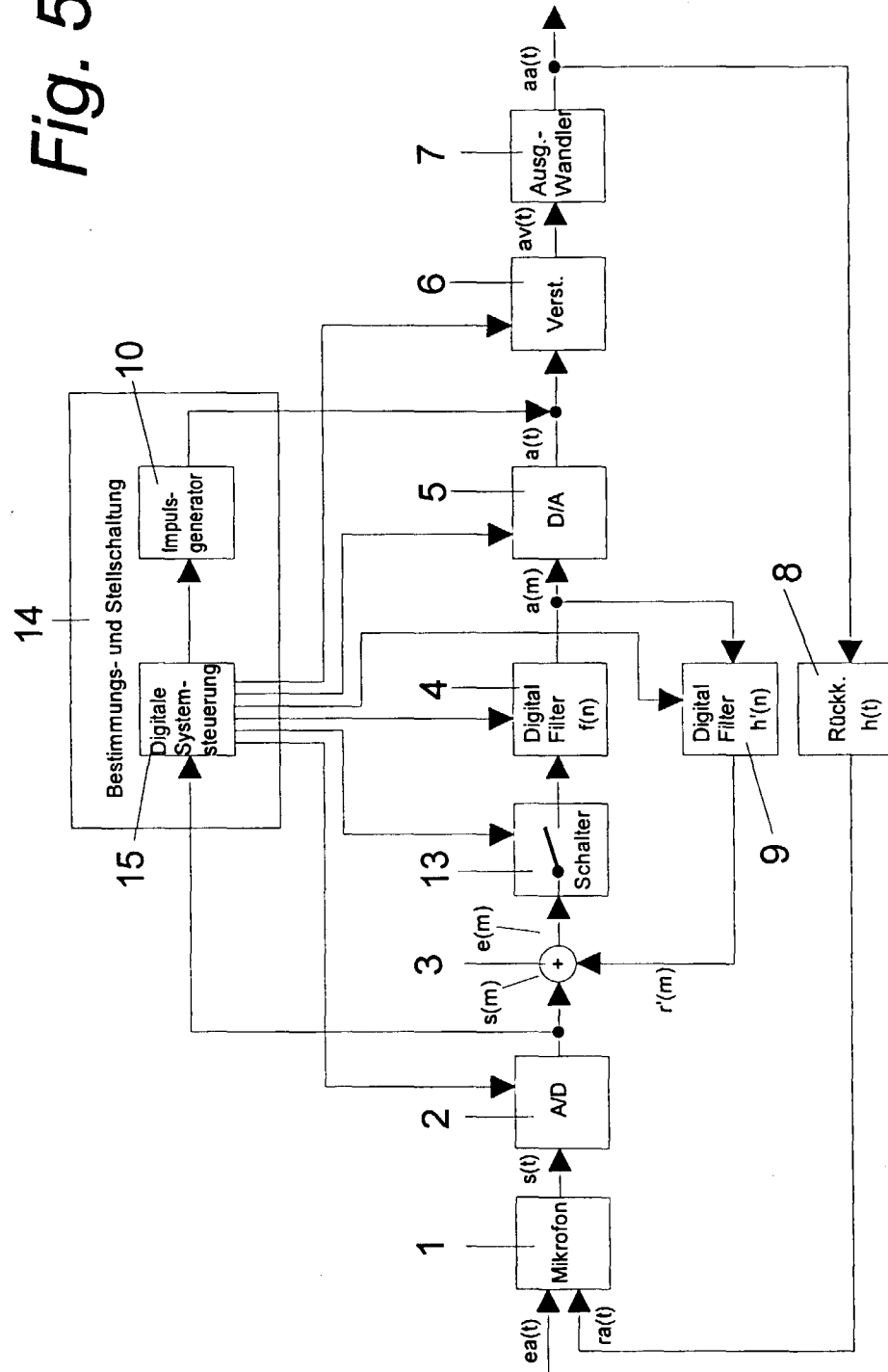


Fig. 6

