



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11)

EP 1 067 821 A2

(12)

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(43) Veröffentlichungstag:
10.01.2001 Patentblatt 2001/02

(51) Int Cl.7: **H04R 25/00**

(21) Anmeldenummer: **00810584.3**

(22) Anmeldetag: **05.07.2000**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
**AT BE CH CY 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: **Schaub, Arthur**
8633 Wolfhausen (CH)

(74) Vertreter: **Frei, Alexandra Sarah**
Frei Patentanwaltsbüro
Postfach 768
8029 Zürich (CH)

(30) Priorität: **08.07.1999 CH 125699**

(71) Anmelder: **Bernafon AG**
3018 Bern (CH)

(54) Hörhilfe

(57) Die Unterdrückung von Störlärm in einem Eingangssignal (7) erfolgt in einem Hauptsignalpfad (5), der weder eine Transformation in den Frequenzbereich noch eine Aufteilung in Teilbandsignale, sondern lediglich ein Unterdrückungsfilter (4) aufweist. Die Übertragungsfunktion des Unterdrückungsfilters (4) wird periodisch neu bestimmt wird aufgrund von Abschwächungsfaktoren, die in einem parallel zum Hauptsignalpfad (5) liegenden Signalanalysepfad (6) ermittelt werden. Die Abschwächungsfaktoren werden zur Abschwächung von Signalkomponenten in Frequenzbändern mit erheblichem Anteil an Störlärm verwendet. Das

Unterdrückungsfilter (4) ist als Transversalfilter realisiert, dessen Impulsantwort periodisch als gewichtete Summe der Impulsantworten von transversalen Bandpassfiltern neu berechnet wird. Der Signalanalysepfad (6) umfasst in einer Baumstruktur angeordnete transversale Halbbandfilter (1a-1g) mit sukzessiv reduzierter Verarbeitungsrate, die eine Aufteilung in Teilsignale in acht oder mehr Frequenzbänder mit hoher Trennschärfe ermöglichen. Auf diese Weise wird eine Verarbeitung mit geringer Signalverzögerung und einer Untersuchung des Anteils an Störlärm in genügend vielen Frequenzbändern mit genügend hoher Trennschärfe überhaupt erst möglich.

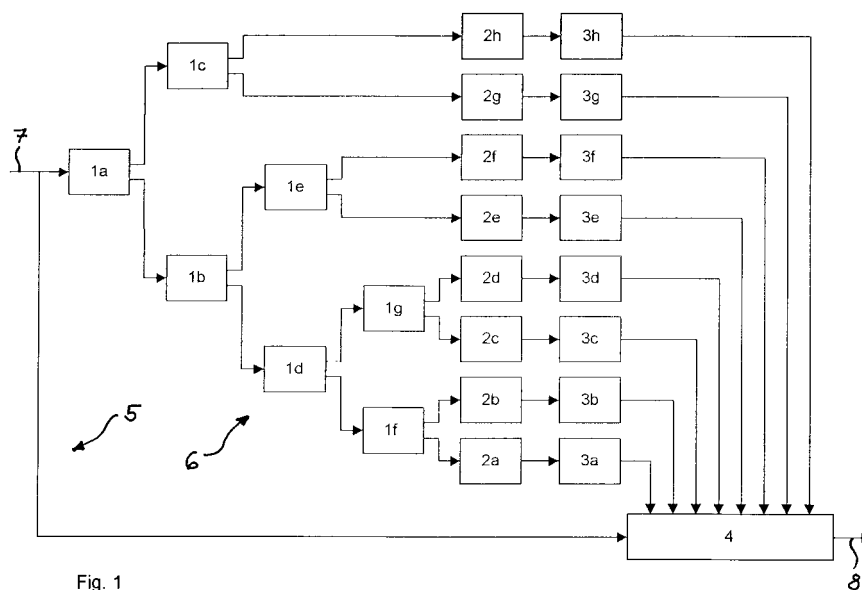


Fig. 1

EP 1 067 821 A2

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung, insbesondere eine elektronische Schaltung, und ein Verfahren zur Unterdrückung von Störsignalen in einem Eingangssignal gemäss den Oberbegriffen der unabhängigen Patentansprüche. Die Erfindung eignet sich insbesondere zur Verbesserung der Sprachverständlichkeit durch Unterdrückung von Störlärm bei Hörhilfen bzw. Hörgeräten.

[0002] Seit geraumer Zeit ist es mit herkömmlichen Hörhilfen möglich, Hörbehinderte in die Lage zu versetzen, in ruhiger Umgebung gesprochene Sprache wieder gut zu verstehen. Schwierigkeiten entstehen jedoch, wenn die akustische Umgebung von Störlärm erfüllt ist. Über das Nichtverstehen des Gesprochenen hinaus beklagen sich Träger von Hörgeräten häufig, dass ihre Geräte in dieser Situation ein ihnen unangenehm lautes Signal wiedergeben. Für die Hörsituation im Störlärm haben verschiedene Hersteller deshalb in jüngster Zeit nebst dem Einsatz von Richtmikrofonen auch Verfahren zur Unterdrückung des Störlärms in ihre neueren Hörgeräte eingebaut.

[0003] Bekannt sind in diesem Zusammenhang z.B. die Geräte Senso von Widex, Dänemark, und Prisma von Siemens, Deutschland. Beide Geräte zeichnen sich durch eine Verarbeitung des akustischen Signals in mehreren, separaten Frequenzbändern aus. In den einzelnen Teilbändern erfolgt eine Untersuchung nach dem Vorhandensein von Störlärm, und je nach Ausmass des Anteils an Störlärm werden die betroffenen Teilsignale vor dem erneuten Zusammenfügen zum Gesamtsignal entsprechend mehr oder weniger stark abgeschwächt. Die Anzahl der Frequenzbänder beschränkt sich in den genannten Geräten auf drei bzw. vier.

[0004] In einer gemeinsamen Anstrengung haben die Firmen Resound, U.S.A., und Danavox, Dänemark, digitale Hörgeräte entwickelt, die sich durch eine Verarbeitung des akustischen Signals in zeitlich aufeinanderfolgenden Segmenten mittels der schnellen Fourier-Transformation auszeichnen. Die Unterdrückung von Störlärm stützt sich bei diesen Geräten auf vierzehn Frequenzbänder, die sich nach Angabe der Hersteller jedoch weit überlappen. Wegen der geringen Trennschärfe bei der Verwendung von maximal bloss vier Frequenzbändern, bzw. wegen der weiten Überlappung der vierzehn aus einer Fourier-Transformation errechneten Frequenzbänder, gelten die bisher bekannten Verfahren zur Unterdrückung von Störlärm im wesentlichen als Massnahmen, um den Ausgangsschall der Hörgeräte bloss angenehmer zu machen. Sie leisten jedoch kaum einen Beitrag zur objektiven Verbesserung der Sprachverständlichkeit. Als unerwünschte Nebenwirkung verursacht die segmentweise Verarbeitung ausserdem eine Signalverzögerung von über 10 ms.

[0005] Es ist Aufgabe der Erfindung, eine Vorrichtung und ein Verfahren zur Störlärmunterdrückung anzugeben, welche die Sprachverständlichkeit objektiv verbessern und ausserdem eine nur geringe Verzögerung (bspw. kleiner als 2 ms) zwischen Eingangs- und Ausgangssignal aufweisen. Die Aufgabe wird gelöst durch die erfindungsgemässe Schaltung und das erfindungsgemässe Verfahren, wie sie in den unabhängigen Patentansprüchen definiert sind.

[0006] Den Ausgangspunkt für die Erfindung bildet das American National Standard Dokument ANSI S3.5-1997, "Methods for the Calculation of the Speech Intelligibility Index". Gemäss dieser Normschrift lässt sich für ausreichend definierte Hörsituationen ein numerischer Indexwert S berechnen, der reelle Werte zwischen null und eins annimmt. Er gibt Aufschluss darüber, welcher Anteil der in gesprochener Sprache insgesamt enthaltenen Merkmale zur Sprachverständlichkeit in der gegebenen Situation einem Zuhörer für den Verständnisprozess im Gehirn zugänglich sind. Für die konkreten Ergebnisse eines Sprachtests sind weiter der Schwierigkeitsgrad des Sprachmaterials wie auch die Sprachkompetenz des Zuhörers von Bedeutung. Der entscheidende Punkt ist jedoch, dass sich das Testergebnis in jedem Fall als monoton wachsende Funktion des Indexwertes S erweist.

[0007] Zur Berechnung des Indexwertes S stellt die Normschrift unterschiedliche Varianten dar, die sich hauptsächlich in der Anzahl Frequenzbänder unterscheiden, in denen Sprach- und Geräuschsignale analysiert werden. Das Minimum beträgt sechs Bänder und das Maximum 21. In jeder Variante wird für jedes Frequenzband i eine Grösse A_i für die Hörbarkeit (Audibility) ermittelt, und der Index ergibt sich als gewichtete Summe

$$S = \sum_i I_i \cdot A_i,$$

Formel (1)

wobei I_i konstante, relative Bedeutungsgewichte (Importance) für die einzelnen Teilbänder bezeichnen, d.h. die Summe aller dieser Gewichte beträgt eins.

[0008] Die Werte A_i für die Hörbarkeit ergeben sich ihrerseits als Produkte

$$A_i = L_i \cdot K_i,$$

Formel (2)

wobei L_i Verzerrungsgrößen (Level distortion) und K_i sogenannte temporäre Variablen darstellen, in welche die Pegel des Sprach- und des Geräuschsignals eingehen.

[0009] Die Verzerrungsgrößen L_i berechnen sich gemäss

$$L_i = 1 - (E_i - U_i - 10)/160, \quad \text{Formel (3)}$$

wobei U_i die in der Normschrift definierten Pegel normaler Sprache bezeichnen, während E_i für die Pegel des Sprachsignals in der untersuchten Hörsituation stehen.

[0010] Die temporären Variablen K_i berechnen sich schliesslich gemäss

$$K_i = (E_i - D_i + 15)/30, \quad \text{Formel (4)}$$

wobei D_i die Pegel eines Störgeräusches bedeuten und die Variablen K_i in jedem Fall auf Werte zwischen null und eins begrenzt werden. In ruhiger akustischer Umgebung ergeben sich die Größen D_i als Pegel eines fiktiven Störgeräusches, das im allgemeinen durch die Hörschwellenwerte Normalhörender bzw. im besonderen Fall durch jene des individuellen Hörbehinderten bestimmt sind. In akustischer Umgebung mit erheblichem Störlärm werden die Größen D_i jedoch durch den externen Störlärm zusätzlich allfälliger Maskierungseffekte bestimmt, die ebenfalls durch den Störlärm, jedoch durch dessen Anteile in Bändern tieferer Frequenzlage, verursacht werden.

[0011] Aus den Formeln (1) bis (4) geht hervor, dass zwei Bedingungen zum Erreichen des maximalen Indexwertes $S = 1$ notwendig sind. Erstens müssen die Pegel des Sprachsignals in allen Frequenzbändern mindestens 15 dB über jenen des Störgeräusches liegen. Und zweitens darf in keinem Band der Pegel des Sprachsignals mehr als 10 dB über jenem normaler Sprache U_i gemäss der Definition in der Normschrift liegen.

[0012] Während in ruhiger akustischer Umgebung die Sprachpegel in Formel (4) mittels Verstärkung in einem Hörgerät über die Hörschwellenwerte D_i eines Hörbehinderten angehoben und damit die temporären Größen K_i maximiert werden können, ist die Situation im Störlärm weit weniger günstig. In diesem Falle hebt die Verstärkung die Pegel des Sprachsignals und des Störlärms im gleichen Ausmasse an, und sobald letztere die Hörschwellenwerte des Hörbehinderten übersteigen, sind sie für die Größen D_i massgebend, und jeglicher weitere Zuwachs der temporären Variablen K_i ist folglich unmöglich.

[0013] Zugleich liegen die Pegelwerte E_i unter diesen Umständen in der Regel wesentlich über jenen normaler Sprache U_i . Damit sind aber die Voraussetzungen zur Erhöhung des Indexwertes S auch im Störlärm gegeben, und zwar durch Reduktion der Verstärkung, so lange die Verzerrungsgrößen L_i sich dadurch dem idealen Wert 1 wieder nähern und gleichzeitig die temporären Variablen K_i konstant bleiben. Eine weitere wünschenswerte Auswirkung ergibt sich zudem noch durch die Verringerung von Maskierungseffekten, wenn der Störlärm wesentliche Anteile in tiefen Frequenzlagen aufweist, was in der Praxis oft zutrifft.

[0014] Die erfindungsgemässe Vorrichtung, insbesondere eine elektronische Schaltung, zur Unterdrückung von Störsignalen in einem Eingangssignal beinhaltet Mittel zur frequenzabhängigen Abschwächung von Signalkomponenten. Sie weist einen Hauptsignalpfad mit Mitteln zur frequenzabhängigen Abschwächung von Signalkomponenten im Eingangssignal auf, wobei ein Ausgangssignal dieser Mittel zur frequenzabhängigen Abschwächung das Ausgangssignal der Schaltung ist. Weiter weist sie einen parallel zum Hauptsignalpfad liegenden Signalanalysepfad mit Mitteln zur periodischen Berechnung von frequenzabhängigen Abschwächungsfaktoren aus dem Eingangssignal auf. Im Hauptsignalpfad wird also weder eine Transformation in den Frequenzbereich noch eine Aufteilung in Teilbandsignale vorgenommen; der Hauptsignalpfad weist vorzugsweise lediglich ein Unterdrückungsfilter auf. Der Signalanalysepfad ist derart mit dem Hauptsignalpfad verbunden, dass die Abschwächungsfaktoren den Mitteln zur frequenzabhängigen Abschwächung zur Verfügung stehen.

[0015] Das erfindungsgemässe Hörgerät beinhaltet die erfindungsgemässe Vorrichtung.

[0016] Beim erfindungsgemässen Verfahren zur Unterdrückung von Störsignalen in einem Eingangssignal, werden Signalkomponenten frequenzabhängig abgeschwächt. Das Eingangssignal wird in einen Hauptsignalpfad und in einen parallel zum Hauptsignalpfad liegenden Signalanalysepfad aufgeteilt. Im Hauptsignalpfad wird das Ausgangssignal der Schaltung erzeugt, indem Signalkomponenten frequenzabhängig abgeschwächt werden; es wird dort also weder eine Transformation in den Frequenzbereich noch eine Aufteilung in Teilbandsignale vorgenommen. Im Signalanalysepfad werden frequenzabhängige Abschwächungsfaktoren aus dem Eingangssignal periodisch berechnet. Die Abschwächungsfaktoren werden für die frequenzabhängige Abschwächung verwendet.

[0017] Die Erfindung erlaubt eine Analyse des Eingangssignals in genügend vielen und genügend scharf getrennten Frequenzbändern, ohne dabei eine ungebührliche Signalverzögerung nach sich zu ziehen. Sie ermöglicht gleichzeitig eine effiziente Implementation mit moderater Rechenleistung.

[0018] Anhand eines Ausführungsbeispiels werden im folgenden die erfindungsgemässe Schaltung und das erfindungsgemässe Verfahren zur Unterdrückung von Störlärm erklärt. Eine übersichtliche Darstellung des Ausführungsbeispiels ist in Fig. 1 gegeben. Darin bezeichnen die Bezugszeichen:

- 5 1a bis 1g Halbband-Transversalfilter,
- 2a bis 2h Einheiten zur Berechnung eines Leistungswertes in kurzen Signalsegmenten,
- 3a bis 3h Einheiten zur Berechnung eines Abschwächungsfaktors,
- 4 ein Unterdrückungs-Transversalfilter
- 5 einen Hauptsignalpfad,
- 10 6 einen Signalanalysepfad,
- 7 einen Signaleingang bzw. ein Eingangssignal und
- 8 einen Signalausgang bzw. ein Ausgangssignal.

[0019] Das erfindungsgemässe Verfahren teilt das Eingangssignal an einem Eingang 7 in einen Hauptsignalpfad 5 mit einem Unterdrückungs-Transversalfilter 4 und einen dazu parallelen Signalanalysepfad 6 mit einem Block 1a-1g, 2a-2h, 3a-3h für die Signalanalyse auf. Wie aus Fig. 1 ersichtlich ist, erfolgt die Signalanalyse im Ausführungsbeispiel in acht verschiedenen Frequenzbändern. An den acht Ausgängen der Einheiten 3a bis 3h stellt die Signalanalyse periodisch - im Ausführungsbeispiel alle 32 ms - die für die verschiedenen Frequenzbänder berechneten Werte der erforderlichen Verstärkungsreduktion zur Verfügung. Daraus stellt das Transversalfilter 4 in der Folge jeweils die aktuelle, für die Unterdrückung des Störlärms erforderliche Übertragungsfunktion zusammen.

[0020] Auf diese Weise wird die Signalverzögerung vom Eingang 7 der Verarbeitung bis zu deren Ausgang 8 lediglich durch das Unterdrückungs-Transversalfilter 4 bestimmt. Bei diesem Filter 4 handelt es sich im Ausführungsbeispiel um ein linearphasiges Transversalfilter mit 48 Koeffizienten, das bei einer Abtastrate von 16 kHz eine Verzögerung von 1.5 ms bewirkt. Selbstverständlich ergeben sich in der Signalanalyse längere Verzögerungszeiten, die aber lediglich bewirken, dass die aus der Analyse resultierenden Ergebnisse mit einer geringen Verspätung im Verarbeitungspfad wirksam werden. Dieser Umstand ist für die beabsichtigte Unterdrückung von zeitlich andauerndem Störlärm im allgemeinen jedoch unbedeutend. Die einzige Ausnahme bildet der Beginn eines Sprachsignals nach einer längeren Sprechpause im Störlärm. In diesem Fall müssen während der Sprechpause erfolgte Verstärkungsreduktionen in den Frequenzbändern, in denen die Sprachpegel dominieren, schnell zurückgenommen werden. Genau zu diesem Zweck sind in den Einheiten 3a bis 3h besondere Vorkehrungen eingebaut, die an späterer Stelle in dieser Beschreibung noch näher erläutert werden.

[0021] Die günstigen Voraussetzungen für eine effiziente Implementation des erfindungsgemässen Verfahrens haben mit den sogenannten Halbband-Transversalfiltern 1a bis 1g und ihrer Anordnung zu tun. Ihrer Bezeichnung entsprechend teilen diese Filter 1a bis 1g ihr Eingangssignal in zwei Teilsignale, von denen das eine die untere Hälfte und das andere die obere Hälfte des Frequenzbandes ihres Eingangssignals aufweist. Ein Halbband-Transversalfilter umfasst also gewissermassen gleichzeitig ein Tiefpassfilter und ein Hochpassfilter.

[0022] Mit der im Ausführungsbeispiel vorgesehenen Abtastrate von 16 kHz gelten für die verschiedenen Filter somit die in **Tabelle I** aufgeführten Werte.

Tabelle I

Filter	1a	1b	1c	1d	1e	1f	1g
Eingang [kHz]	0 ... 8	0 ... 4	4 ... 8	0 ... 2	2 ... 4	0 ... 1	1 ... 2
Ausgang 1 [kHz]	0 ... 4	0 ... 2	4...6	0 ... 1	2 ... 3	0 ... ½	1 ... 1½
Ausgang 2 [kHz]	4 ... 8	2 ... 4	6 ... 8	1 ... 2	3 ... 4	½ ... 1	1½ ... 2

[0023] Im Ausführungsbeispiel gelangt ein für Transversalfilter üblicher Filterentwurf zur Anwendung. Eine ausführliche Beschreibung findet sich z.B. im Kapitel "Design of FIR Filters Using Windows" im Lehrbuch "Digital Signal Processing" von Alan V. Oppenheim und Ronald W. Schafer, Prentice-Hall Verlag, welches durch Bezugnahme in diese Schrift aufgenommen wird.

[0024] Für das Tiefpassfilter ergibt sich damit wegen

$$b_k = \frac{h_k}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \exp(jk\omega) d\omega = \frac{h_k \sin(k\pi/2)}{k\pi}, \quad \text{Formel (5)}$$

mit

$$h_k = 0.54 + 0.46 \cdot \cos\left(\frac{k\pi}{K}\right) \quad \text{Formel (6)}$$

und

$$k \in [-K, +K], \quad \text{Formel (7)}$$

wobei h_k multiplikative Konstanten (Hammingfenster) bedeuten und K für die Filterordnung massgebend ist, dass alle Filterkoeffizienten b_k mit geradem Index k , mit Ausnahme von $k = 0$, verschwinden und dass jeweils zwei Koeffizienten, jene mit Index k und $-k$, gleich sind. Mit der Wahl $K = 15$ ergeben sich im Ausführungsbeispiel Halbband-Transversalfilter mit 31 Koeffizienten, von denen aber lediglich 17 von Null verschieden sind.

[0025] Seien die Abtastwerte am Eingang eines Halbband-Transversalfilters mit $x[n]$ bezeichnet, dann ergeben sich die Abtastwerte $y_{TP}[n]$ am Ausgang des Tiefpassfilters gemäss

$$y_{TP}[n] = b_0 \cdot x[n-K] + \sum_{k=1,3,\dots}^K b_k \cdot (x[n-K-k] + x[n-K+k]). \quad \text{Formel (8)}$$

[0026] Da für die Koeffizienten des Hochpassfilters $b'_k = (-1)^k \cdot b_k$ gilt, ergeben sich die Abtastwerte $y_{HP}[n]$ am Ausgang des Hochpassfilters gemäss

$$y_{HP}[n] = b_0 \cdot x[n-K] - \sum_{k=1,3,\dots}^K b_k \cdot (x[n-K-k] + x[n-K+k]), \quad \text{Formel (9)}$$

und folglich genügen im Ausführungsbeispiel zur Berechnung beider Ausgangssignale neun Multiplikationen und sieben Additionen.

[0027] Wie bereits erwähnt, weist jedes der beiden Ausgangssignale eines Halbband-Transversalfilters 1a bis 1g nur die halbe Bandbreite des Eingangssignals auf. Folglich lässt sich die Abtastrate der Ausgangssignale ohne Informationsverlust auf die Hälfte reduzieren, d.h. es wird für die weitere Verarbeitung lediglich noch jeder zweite Ausgangswert benötigt. Selbstverständlich brauchen Abtastwerte von Ausgangssignalen, die in der Folge gar nicht weiter benötigt werden, auch gar nicht erst berechnet zu werden. Für jedes Halbband-Transversalfilter 1a bis 1g müssen die Berechnungsformeln (8) und (9) also bloss in jedem zweiten Abtastintervall durchgeführt werden. Für die Anordnung der Halbband-Transversalfilter 1a bis 1g im Ausführungsbeispiel ergibt sich damit eine Verarbeitung in sechzehn unterschiedlichen, aufeinanderfolgenden Phasen. Die nachfolgende **Tabelle II** zeigt, für welche Filter die Berechnungsformeln in jeder Phase durchgeführt werden müssen. Wichtige Aspekte dabei sind, dass in jedem Abtastintervall höchstens zwei Filter betroffen sind, dass in allen geradzahligen Phasen sogar nur ein Filter berechnet werden muss und dass in Phase 15 überhaupt keine Filterberechnung erforderlich ist. Diese noch freien Rechenressourcen stehen damit in idealer Weise für die nachfolgend definierten Rechenoperationen gemäss Formeln (11)-(13) und (16) zur Verfügung.

Tabelle II

Phase	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Filter	1a	1b	1a	1d	1a	1b	1a	1f	1a	1b	1a	1d	1a	1b	1a	-
Filter	-	1c	-	1e	-	1c	-	1g	-	1c	-	1e	-	1c	-	-

[0028] Für eine effiziente Implementation sei zur Summenbildung des Klammersausdrucks

$$(x[n - K - k] + x[n - K + k])$$

ein besonderer Addierer zusätzlich zu einer Multiplizier-Akkumulier-Einheit vorausgesetzt. Aufgrund der sukzessiven Reduktion der Verarbeitungsrate reduziert sich mit einem solchen Rechenwerk der Rechenaufwand für die Aufteilung des Signals in acht Teilsignale von ansonsten etwas über 1'000'000 Instruktionszyklen pro Sekunde auf bloss noch einen Fünftel.

[0029] Ein weiterer Vorteil ergibt sich auch für die Trennschärfe zwischen benachbarten Frequenzbändern. Mit der sukzessiven Reduktion der Abtastrate weisen die Filter mit geringerer Bandbreite auch zunehmend steilere Flanken auf.

[0030] Wie bereits an früherer Stelle erwähnt, dienen die Einheiten 2a bis 2h in Fig. 1 der Berechnung von Leistungswerten kurzer Signalsegmente

$$p = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^2[n] \right), \quad \text{Formel (10)}$$

die für die weitere Verarbeitung im logarithmischen Bereich, also in Dezibel, erforderlich sind. Im Ausführungsbeispiel beträgt die Dauer dieser Zeitsegmente 32 ms. Wegen der unterschiedlichen Abtastraten umfassen folglich die Summen in Formel (10) in den Einheiten 2a bis 2d $N = 32$ Summanden, in den Einheiten 2e und 2f gilt $N = 64$, und in den Einheiten 2g und 2h $N = 128$.

[0031] Hinsichtlich einer effizienten Implementation sind in diesem Zusammenhang zwei Aspekte von Bedeutung. Zunächst empfiehlt es sich für den Übergang in den logarithmischen Bereich eine kombinatorische Schaltung zur Bestimmung des Logarithmus dualis einzusetzen. Ferner kann in Formel (10) die Division durch N entfallen, was im logarithmischen Bereich eine Verschiebung des 0 dB Punktes zu Folge hat, was für die Berechnungen in den nachfolgenden Einheiten 3a bis 3h jedoch ohne Bedeutung ist.

[0032] Wie ebenfalls schon an früherer Stelle dieser Beschreibung erwähnt, wird mit den Einheiten 3a bis 3h berechnet, wieviel Verstärkungsreduktion in den verschiedenen Frequenzbändern anzuwenden ist. Am Eingang dieser Recheneinheiten 3a bis 3h treffen im Ausführungsbeispiel alle 32 ms neue logarithmische Schätzwerte p ein. In einem ersten Vorgehensschritt soll der Variationsbereich r der Signalleistungen in den einzelnen Teilsignalen über die unmittelbar zurückliegende Zeitdauer bestimmt werden. Zu diesem Zweck werden separate Schätzwerte für eine obere Schranke s_o und eine untere Schranke s_u alle 32 ms iterativ nachgeführt:

$$s_o := \max(s_o - \delta, p) \quad \text{Formel (11)}$$

und

$$s_u := \min(s_u + \delta, p), \quad \text{Formel (12)}$$

wobei δ im Ausführungsbeispiel 0.25 dB beträgt. Der Variationsbereich r wird anschliessend mit Hilfe der beiden Schranken ebenfalls iterativ nachgeführt:

$$r := r + \gamma \cdot (s_o - s_u - r)^3, \quad \text{Formel (13)}$$

wobei die Skalierungsgrösse γ in der Grössenordnung von $2 \cdot 10^{-4}/\text{dB}^2$ gewählt wird. Die Berechnung der Verstärkungsreduktion ΔG aus einem vorgegebenem Wert r erfolgt schliesslich anhand einer stückweise linearen Funktion

$$\Delta G = \max(A - \beta \cdot r, 0), \quad \text{Formel (14)}$$

mit beispielsweise $A = 15 \text{ dB}$ und $\beta = 1$. Mit dieser Wahl erfolgt keine Verstärkungsreduktion, so lange die Signalleistung im erfassten Zeitraum um mehr als 15 dB variiert. Liegt der Variationsbereich in einem Teilsignal jedoch unter 15 dB, so wird die Verstärkung im entsprechenden Frequenzband um die Differenz zu 15 dB reduziert. Bei lange anhaltendem, konstantem Signalpegel ergibt sich für den Variationsbereich ein Wert von 0 dB und folglich eine maximale Verstärkungsreduktion um 15 dB.

[0033] Der zeitliche Verlauf der Variablen r wird massgeblich durch die Grössen δ und γ bestimmt, sowie durch die Anwendung der dritten Potenz auf den Klammerausdruck in Formel (13), der die Differenz zum bisherigen Wert von r erfasst. Die Verarbeitungsschritte der Formeln (11) bis (14) bewirken auf einfache Weise ein asymmetrisches zeitliches Verhalten, das den praktischen Anforderungen in idealer Weise entspricht. Erstens haben zufällige geringe Unterschiede in aufeinanderfolgenden Werten der Signalleistung praktisch keine Wirkung auf den Schätzwert r . Zweitens kann sich eine Abnahme des Variationsbereichs r mit entsprechend einhergehender Verstärkungsreduktion ΔG nur über eine Zeitspanne von einigen Sekunden einstellen. Und schliesslich bewirkt eine abrupte Zunahme der Signalleistung um ein beträchtliches Mass, z. B. um 40 dB, dass eine Verstärkungsreduktion von bis zu 12 dB von einem Zeitsegment zu nächsten vollständig aufgehoben wird.

[0034] Anstelle der logarithmischen Werte ΔG sind für die nachfolgende weitere Verarbeitung im Unterdrückungs-Transversalfilter 4 lineare Abschwächungsfaktoren a erforderlich. Dabei erfolgt die Umwandlung vom logarithmischen in den linearen Bereich in einer effizienten Implementation sinnvollerweise mit Hilfe einer Tabelle. Das Ausgangssignal $u[n]$ des Unterdrückungs-Transversalfilters 4 berechnet sich schliesslich gemäss

$$u[n] = \sum_{m=0}^{M-1} c_m \cdot (x[n-M-m] + x[n-(M-1)+m]), \quad \text{Formel (15)}$$

wobei sich im Ausführungsbeispiel mit der Wahl $M = 24$ die bereits an früherer Stelle erwähnten 48 Koeffizienten ergeben. Mit den alle 32 ms neu zur Verfügung stehenden Abschwächungsfaktoren a_j , $j = 1, \dots, J = 8$, werden die Koeffizienten c_m , $m = 0, \dots, M-1$, in Formel (15) stets neu berechnet

$$c_m = h_m \cdot \sum_{j=1}^J a_j \cdot c_{m,j}, \quad \text{Formel (16)}$$

wobei

$$h_m = 0.54 + 0.46 \cdot \cos\left(\frac{(m + \frac{1}{2}) \cdot \pi}{M - \frac{1}{2}}\right) \quad \text{Formel (17)}$$

wiederum multiplikative Konstanten (Hammingfenster) bedeuten und

$$c_{m,j} = \frac{\sin\left(\left(m + \frac{1}{2}\right) \cdot \pi \cdot F_j\right) - \sin\left(\left(m + \frac{1}{2}\right) \cdot \pi \cdot f_j\right)}{\left(m + \frac{1}{2}\right) \cdot \pi} \quad \text{Formel (18)}$$

Koeffizienten von transversalen Bandpassfiltern sind, in denen F_j die obere und f_j die untere, bezüglich der Nyquistrate normierte Bandgrenze des j -ten Frequenzbandes definieren. Mit einer Nyquistrate von 8 kHz im Ausführungsbeispiel gelten also die Werte gemäss **Tabelle III**. Dabei stehen, wie bereits anlässlich der Tab. II erwähnt, zur Berechnung der Formel (16) bspw. die Abtastintervalle mit Phasenwert 15 (siehe Tab. II) zur Verfügung.

Tabelle III

Frequenzband j	1	2	3	4	5	6	7	8
Obere Bandgrenze [kHz]	$\frac{1}{2}$	1	$1\frac{1}{2}$	2	3	4	6	8
F_j	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{3}{16}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{3}{4}$	1
Untere Bandgrenze [kHz]	0	$\frac{1}{2}$	1	$1\frac{1}{2}$	2	3	4	6
f_j	0	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{3}{16}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{3}{4}$

[0035] Die für eine effiziente Implementation bedeutende Formel (16) zur jeweiligen Neuberechnung der Filterkoeffizienten ergibt sich, in dem die Einheit (4) zunächst als Parallelschaltung von Bandpassfiltern aufgefasst wird, deren Ausgangssignale mit den Abschwächungsfaktoren a_j multipliziert und dann additiv zusammengefasst werden

$$u[n] = \sum_j a_j \sum_m h_m \cdot c_{m,j} \cdot (x[n-M-m] + x[n-(M-1)+m]) \quad \text{Formel (19)}$$

[0036] Durch Vertauschen der Summationsreihenfolge ergibt sich

$$u[n] = \sum_m \left(h_m \sum_j a_j \cdot c_{m,j} \right) \cdot (x[n-M-m] + x[n-(M-1)+m]), \quad \text{Formel (20)}$$

was mit den Formeln (15) und (16) identisch ist. Der entscheidende Aspekt ist, dass der Aufwand bei einer Berechnung nach Formel (19) von etwa 3'200'000 Instruktionszyklen pro Sekunde beim Übergang auf die Vorgehensweise nach Formel (15) und (16) auf bloss noch einen Achtel reduziert wird.

[0037] Ganz allgemein stellen die Koeffizienten eines Transversalfilters gleichzeitig auch seine Impulsantwort dar. Das gilt auch für das Unterdrückungs-Transversalfilter 4 sowie für die transversalen Bandpassfilter gemäss Formel (18). Unter diesem Gesichtspunkt bedeutet die Formel (16), dass die Impulsantwort des Unterdrückungs-Transversalfilters 4 periodisch als gewichtete Summe der Impulsantworten transversaler Bandpassfilter neu berechnet wird.

[0038] Die Erfindung wurde hier anhand eines Ausführungsbeispiels erklärt. Selbstverständlich beschränkt sich die Erfindung aber nicht auf dieses eine Ausführungsbeispiel. Der Fachmann ist in der Lage, weitere Ausführungsformen der Erfindung herzuleiten.

Patentansprüche

1. Vorrichtung, insbesondere elektronische Schaltung, zur Unterdrückung von Störsignalen in einem Eingangssignal (7), mit Mitteln (4) zur frequenzabhängigen Abschwächung von Signalkomponenten,
gekennzeichnet durch

einen Hauptsignalpfad (5) mit Mitteln (4) zur frequenzabhängigen Abschwächung von Signalkomponenten im Eingangssignal (7), wobei ein Ausgangssignal ($u[n]$) dieser Mittel (4) zur frequenzabhängigen Abschwächung das Ausgangssignal (8) der Vorrichtung ist, und

einen parallel zum Hauptsignalpfad (5) liegenden Signalanalysepfad (6) mit Mitteln (1a-1g, 2a-2h, 3a-3h) zur periodischen Berechnung von frequenzabhängigen Abschwächungsfaktoren (a_i) aus dem Eingangssignal (7),

wobei der Signalanalysepfad (6) derart mit dem Hauptsignalpfad (5) verbunden ist, dass die Abschwächungsfaktoren (a_i) den Mitteln (4) zur frequenzabhängigen Abschwächung zur Verfügung stehen.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei die Mittel (4) zur frequenzabhängigen Abschwächung ein Unterdrückungsfilter beinhalten.

3. Vorrichtung nach Anspruch 2, wobei das Unterdrückungsfilter (4) als Transversalfilter realisiert ist, dessen Impulsantwort als gewichtete Summe der Impulsantworten von transversalen Bandpassfiltern periodisch neu bestimmbar ist.

4. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1-3, wobei die Mittel (1a-1g, 2a-2h, 3a-3h) zur Berechnung von Abschwächungsfaktoren (a_i) Mittel (1a-1g) zur Aufteilung des Eingangssignals (7) in mindestens acht praktisch überlappungsfreie Frequenzbänder aufweist.

5. Vorrichtung nach Anspruch 4, wobei die Mittel (1a-1g, 2a-2h, 3a-3h) zur Berechnung von Abschwächungsfaktoren (a_i) in einer Baumstruktur angeordnete transversale Halbbandfilter (1a-1g) mit sukzessiv reduzierter Verarbeitungsrate beinhalten.

6. Vorrichtung nach Anspruch 4 oder 5, wobei die Mittel (1a-1g, 2a-2h, 3a-3h) zur Berechnung von Abschwächungsfaktoren (a_i) zwecks Bestimmung des Variationsbereichs (r) von Signalleistungen (p) in unmittelbar zurückliegenden, kurzen Zeitsegmenten für jedes Frequenzband Mittel (3a-3h) für eine iterative Nachführung von separaten Schätzwerten (s_o , s_u) für obere und untere Schranken beinhalten.

7. Vorrichtung nach Anspruch 6, wobei jedes Mittel (3a-3h) für eine iterative Nachführung des Variationsbereichs (r) von Signalleistungen (p) die Differenz zu seinem vorherigen Wert aufgrund der oberen und unteren Schranke (s_o , s_u) berechnet und diese Differenz in der dritten Potenz berücksichtigt.

8. Hörgerät, beinhaltend eine Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1-8.

9. Verfahren zur Unterdrückung von Störsignalen in einem Eingangssignal (7), wobei Signalkomponenten frequenzabhängig abgeschwächt werden, **dadurch gekennzeichnet**, dass

das Eingangssignal (7) in einen Hauptsignalpfad (5) und in einen parallel zum Hauptsignalpfad (5) liegenden Signalanalysepfad (6) aufgeteilt wird,

im Hauptsignalpfad (5) ein Ausgangssignal (8) erzeugt wird, indem Signalkomponenten frequenzabhängig abgeschwächt werden, und

im Signalanalysepfad (6) frequenzabhängige Abschwächungsfaktoren (a_i) aus dem Eingangssignal (7) periodisch berechnet werden,

wobei die Abschwächungsfaktoren (a_i) für die frequenzabhängige Abschwächung verwendet werden.

10. Verfahren nach Anspruch 9, wobei im Hauptsignalpfad (5) die Signalkomponenten mit einem Transversalfilter (4) frequenzabhängig abgeschwächt werden, dessen Impulsantwort als gewichtete Summe der Impulsantworten von transversalen Bandpassfiltern periodisch neu bestimmt wird.

11. Verfahren nach Anspruch 9 oder 10, wobei im Signalanalysepfad (6) das Eingangssignal (7) in mindestens acht praktisch überlappungsfreie Frequenzbänder aufgeteilt wird.

12. Verfahren nach Anspruch 11, wobei die Aufteilung des Eingangssignals (7) in einer Baumstruktur erfolgt.
13. Verfahren nach Anspruch 11 oder 12, wobei für die Bestimmung des Variationsbereichs (r) von Signalleistungen (p) in unmittelbar zurückliegenden, kurzen Zeitsegmenten in jedem Frequenzband separate Schätzwerte (s_o , s_u) für eine obere und eine untere Schranke iterativ nachgeführt werden.
14. Verfahren nach Anspruch 13, wobei bei der iterativen Nachführung des Variationsbereichs (r) von Signalleistungen (p) die Differenz zu seinem vorherigen Wert aufgrund der oberen und unteren Schranke (s_o , s_u) berechnet und diese Differenz in der dritten Potenz berücksichtigt, wird.

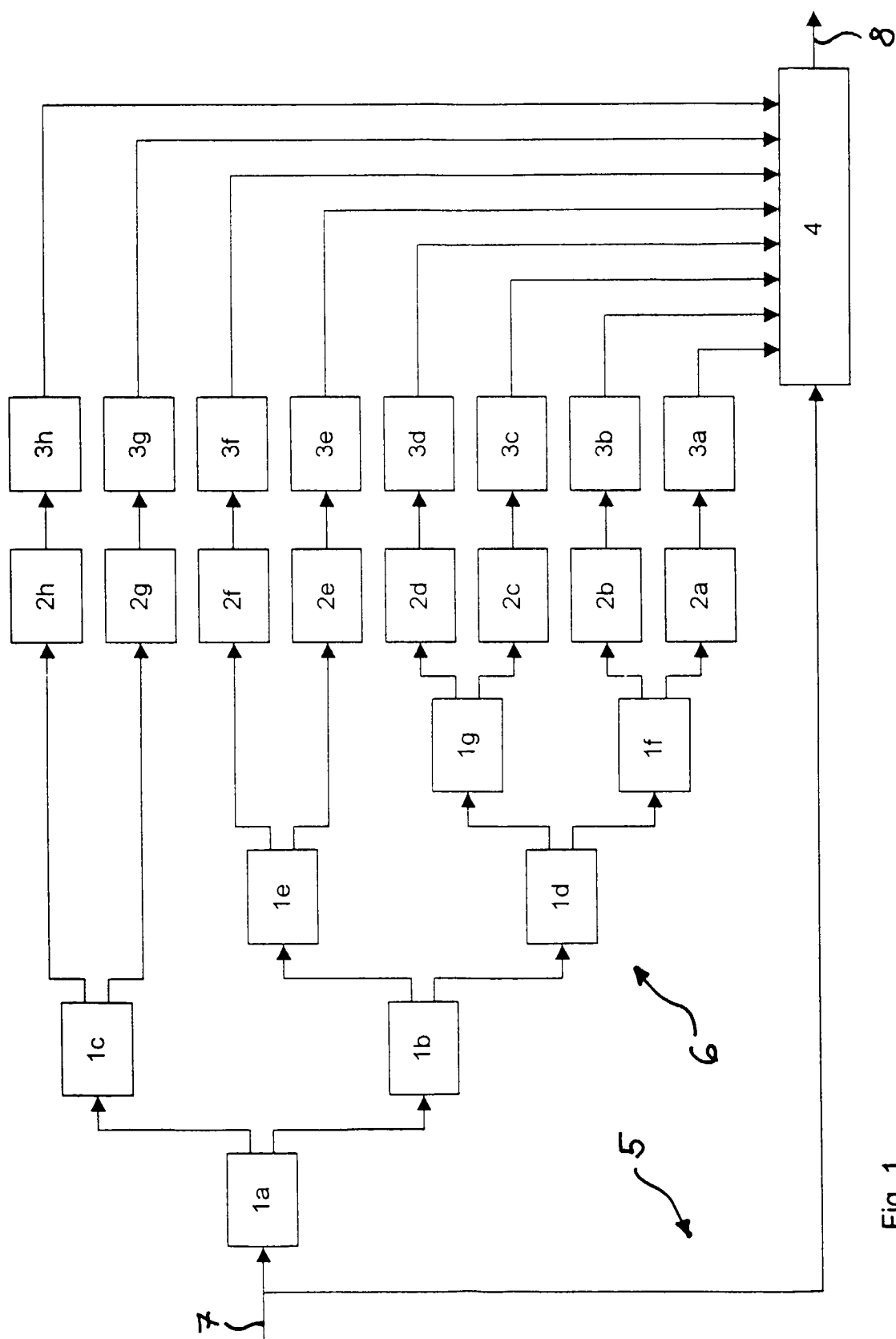


Fig. 1