

(19)



Europäisches Patentamt

European Patent Office

Office européen des brevets



(11)

EP 0 957 471 A2

(12)

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(43) Veröffentlichungstag:

17.11.1999 Patentblatt 1999/46

(51) Int. Cl.⁶: **G10L 7/02**

(21) Anmeldenummer: **99106223.3**

(22) Anmeldetag: **12.04.1999**

(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

(30) Priorität: **13.05.1998 DE 19821273**

(71) Anmelder: **Deutsche Telekom AG
53113 Bonn (DE)**

(72) Erfinder: **Thiede, Thilo
10715 Berlin (DE)**

(54) **Messverfahren zur gehörrichtigen Qualitätsbewertung von Audiosignalen**

(57) Das Meßverfahren bewertet die Störungen eines Audiosignals bzw. Testsignals (1a,b) durch Vergleich mit einem ungestörten Referenzsignal (1c,d). Nach einer Vorfilterung (2) mit den Übertragungsfunktionen von Außen- und Mittelohr werden die Eingangssignale durch eine gehörangepaßte Filterbank (3) in eine Zeit-Tonheits-Darstellung umgerechnet. Betragsquadrate (5) der Filterausgangssignale werden berechnet (Gleichrichtung) und eine Faltung der Filterausgänge mit einer Verschmierungsfunktion (4) wird durchgeführt. Die Faltung kann vor oder nach der Gleichrichtung erfolgen. Pegelunterschiede zwischen Test- und Referenzsignal sowie lineare Verzerrungen der Referenzsignale werden bei (7) kompensiert und getrennt ausgewertet. Anschließend wird bei (8) ein frequenzabhängiger Offset addiert, um das Eigenrauschen des Gehörs zu modellieren, und eine zeitliche Verschmierung (9) der Ausgangssignale vorgenommen. Um Rechenzeit zu sparen, kann ein Teil dieser zeitlichen Verschmierung bereits direkt nach der Gleichrichtung bei (4) erfolgen. Nach der zeitlichen Verschmierung (8) (Tiefpaßfilterung) ist dann eine Unterabtastung der Signale zulässig. Durch Vergleich zwischen den sich ergebenden gehörgerechten Zeit-Frequenzmustern von Test- und Referenzsignal (1a,b und 1c,d) kann eine Reihe von Ausgangsgrößen bei (10) berechnet werden, die eine Abschätzung der wahrnehmbaren Störungen liefern.

EP 0 957 471 A2

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft ein Meßverfahren zur gehörrichtigen Qualitätsbewertung von Audiosignalen nach dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

[0002] Meßverfahren zur gehörrichtigen Qualitätsbewertung von Audiosignalen sind grundsätzlich bekannt. Die grundsätzliche Struktur eines solchen Meßverfahrens besteht in der Abbildung der Eingangssignale auf eine gehörrichtige Zeit-Frequenz-Repräsentation, einem Vergleich dieser Darstellung und der Berechnung von Einzelzahlwerten zur Abschätzung der wahrnehmbaren Störungen. Hierzu wird auf folgende Veröffentlichungen verwiesen:

Schroeder, M.R.; Atal, B. S.; Hall, J.L.: Optimizing digital speech coders by exploiting masking properties of the human ear. J. Acoust. Soc. Am., Vol. 66 (1979), No. 6, December, Seiten 1647 - 1652.

Beerends, J.G.; Stermerdink, J.A.: A Perceptual Audio Quality Measure Based on a Psychoacoustic Sound Representation. J. AES, Vol. 40 (1992), No. 12, December, Seiten 963 - 978.

Brandenburg, K.H.; Sparer, Th.: NMR and Masking Flag: Evaluation of Quality Using Perceptual Criteria.

Proceedings of the AES 11th International Conference, Portland, Oregon, USA, 1992, Seiten 169-179.

[0003] Wie aus diesen Veröffentlichungen hervorgeht, benutzen die für die Beurteilung von codierten Audiosignalen verwendeten Modelle jedoch FFT Algorithmen und erfordern daher eine Umrechnung von der durch die FFT vorgegebenen linearen Frequenzeinteilung auf eine gehörrichtige Frequenzeinteilung. Dadurch ist die zeitliche Auflösung suboptimal. Außerdem erfolgt die Faltung mit Verschmierungsfunktion nach der Gleichrichtung bzw. Betragsbildung.

[0004] Der Erfindung liegt deshalb die Aufgabe zugrunde, ein objektives Meßverfahren zur gehörrichtigen Qualitätsbewertung von Audiosignalen mittels neuer schneller Algorithmen zur Berechnung linearphasiger Filter zu schaffen, wobei die Laufzeit der hörbaren Störungen unter Berücksichtigung der zeitlichen Änderung der Hüllkurven an den einzelnen Filterausgängen berechnet und eine gehörrangepaßte Filterbank verwendet werden soll, wodurch eine optimale zeitliche Auflösung erreicht werden soll und zwar bei signifikanter Einsparung von Rechenzeit gegenüber anderen Filterbanken.

[0005] Die erfindungsgemäße Lösung der Aufgabe ist im Kennzeichen der Patentansprüche 5 bzw. 7 charakterisiert.

[0006] Weitere Lösungen bzw. Ausgestaltungen der Erfindung sind in den Patentansprüchen 2 bis 23 charakterisiert.

[0007] Ein wesentlicher Vorteil des erfindungsgemäßen Verfahrens besteht darin, daß ein genaueres Gehörmodell erzielt wird, da hörbare Störungen unter Berücksichtigung der zeitlichen Änderung der Hüllkurven an den einzelnen Filterausgängen berechnet werden.

[0008] Außerdem wird eine gehörrangepaßte Filterbank verwendet, wodurch eine optimale zeitliche Auflösung erreicht wird, und das zeitliche Verhalten der Filter (Impulsantwort u.s.w.) direkt mit der Pegelabhängigkeit der Übertragungsfunktionen korrespondiert. Die Phaseninformation in den Filterkanälen bleibt erhalten. Wie bereits ausgeführt, erfolgt bei den bisher bekannten Lösungen die Faltung mit Verschmierungsfunktion erst nach der Gleichrichtung bzw. Betragsbildung. Eine Signalabhängigkeit der Filtercharakteristiken wird dadurch erreicht, daß die Filterausgänge vor der Gleichrichtung/Betragsbildung mit einer pegelabhängigen Verschmierungsfunktion im Frequenzbereich gefaltet werden.

[0009] Dadurch, daß ein neuer schneller Algorithmus zur rekursiven Berechnung linearphasiger Filter verwendet wird, ergibt sich eine wesentliche Einsparung an Rechenzeit, ein einfacher Entwurf und Filter, die leichter variierbar als die bisher angewandten konventionellen rekursiven Filter sind.

[0010] Im Originalsignal vorhandene und lediglich in ihrer spektralen Verteilung veränderten Signalanteile werden von additiven bzw. von durch nicht Linearitäten erzeugten Störungen getrennt, wobei die Trennung durch Auswertung der Orthogonalitätsbeziehung zwischen den zeitlichen Verläufen der Hüllkurven an einander entsprechenden Filterausgängen des zu bewertenden Signals und des Originalsignals erfolgt. Die Trennung dieser Störanteile entspricht besser dem tatsächlichen Höreindruck.

[0011] Der Filterbankalgorithmus wird in folgender Weise realisiert:

- Aus jedem einlaufendem Impuls wird durch rekursive komplexe Multiplikation eine ungedämpfte Sinusschwingung mit der gewünschten Filtermittenfrequenz erzeugt.

- Die zu einem Eingangsimpuls gehörende Sinusschwingung wird durch Subtraktion des um dem Kehrwert der gewünschten Filterbandbreite entsprechende Zeit verzögerten und mit dem der Verzögerung entsprechenden Phasenwinkel multiplizierten Eingangsimpuls wieder abgebrochen.

- Durch Faltung im Frequenzbereich wird durch gewichtete Summation von je n Filterausgängen gleicher Bandbreite und um jeweils eine Periode versetzter Mittenfrequenz aus dem nach Schritt 2 resultierendem $\sin(x)/x$ -förmigen Dämpfungsverlauf ein der Fouriertransformierten eines $\cos^{(n-1)}$ -förmigen Zeitfensters entsprechender Dämpfungsverlauf erzeugt. Hierdurch kann der Dämpfungsverlauf in der Umgebung der Filtermittenfrequenzen geformt

und eine ausreichend hohe Sperrdämpfung ermöglicht werden.

- Der Dämpfungsverlauf in größerer Entfernung von der Filtermittenfrequenz kann durch eine weitere Faltung im Frequenzbereich bestimmt werden (Übergang zwischen Durchlaßbereich und Sperrbereich).

[0012] Weitere Vorteile, Merkmale und Anwendungsmöglichkeiten der vorliegenden Erfindung ergeben sich aus der nachfolgenden Beschreibung in Verbindung mit den in der Zeichnung dargestellten Ausführungsbeispielen.

[0013] Die Erfindung wird im folgenden anhand von in der Zeichnung dargestellten Ausführungsbeispielen näher beschrieben. In der Beschreibung, in den Patentansprüchen, der Zusammenfassung und in der Zeichnung werden die in der hinten angeführten Liste der Bezugszeichen verwendeten Begriffe und zugeordneten Bezugszeichen verwendet.

[0014] In den Zeichnungen bedeuten:

Fig. 1 eine Struktur des Meßverfahrens und

Fig. 2 eine Filterstruktur.

[0015] Das vorliegende Meßverfahren bewertet die Störungen eines Audiosignals durch Vergleich mit einem ungestörten Referenzsignal. Nach einer Filterung mit den Übertragungsfunktionen von Außen- und Mittelohr werden die Eingangssignale durch eine gehörangepaßte Filterbank in eine Zeit-Tonheits-Darstellung umgerechnet. Es werden die Betragsquadrate der Filterausgangssignale berechnet (Gleichrichtung) und es wird eine Faltung der Filterausgänge mit einer Verschmierungsfunktion durchgeführt. Die Faltung kann im Gegensatz zu den bisher bekannten Verfahren vor der Gleichrichtung erfolgen oder auch danach. Pegelunterschiede zwischen Test- und Referenzsignal sowie lineare Verzerrungen im Testsignal werden kompensiert und getrennt ausgewertet. Anschließend wird ein frequenzabhängiger Offset addiert, um das Eigenrauschen des Gehörs zu modellieren und es wird eine zeitliche Verschmierung der Ausgangssignale vorgenommen. Ein Teil dieser zeitlichen Verschmierung kann bereits direkt nach der Gleichrichtung erfolgen, um Rechenzeit zu sparen. Nach der zeitlichen Verschmierung (Tiefpaßfilterung) ist dann eine Unterabtastung der Signale zulässig. Durch einen Vergleich zwischen dem sich ergebenden gehörgerechten Zeit-Frequenzmustern von Test- und Referenzsignal können eine Reihe von Ausgangsgrößen berechnet werden, die eine Abschätzung der wahrnehmbaren Störungen liefern.

[0016] Zunächst soll die in Fig. 1 als Ausführungsbeispiel dargestellte Struktur bzw. der Aufbau des Meßverfahrens erklärt werden. Die Testsignale 1a, 1b, für den linken bzw. rechten Kanal und die Referenzsignale 1c, 1d, für den linken bzw. rechten Kanal werden zur Vorfilterung jeweils auf Vorfilter 2 gegeben. Nach der Vorfilterung erfolgt die eigentliche Filterung in der Filterbank 3. Danach erfolgt die spektrale Verschmierung 4 und die Berechnung der Betragsquadrate 5. Die mit 6 bezeichneten Kästchen in der Figur stellen symbolisch die zeitliche Verschmierung dar. Danach erfolgt der Pegel- und Frequenzgangangleich 7, wobei auch Ausgangsparameter 11 geliefert werden. Nach dem Pegel- und Frequenzangleich 7 erfolgt die Addition von Eigenrauschen 8 und danach die zeitliche Verschmierung 9.

[0017] Die Berechnung von Ausgangsparametern 11 erfolgt in der dargestellten Struktur bei dem symbolisch dargestellten Block 10. Der Pegel- und Frequenzgangangleich 7 kann auch zwischen Schritt bzw. Operation 9 und 10 erfolgen.

[0018] Zunächst wird die Berechnung der Erregungsmuster mittels der gehörangepaßten Filterbank 3 beschrieben.

[0019] Die Filterbank 3 besteht aus einer beliebig wählbaren Anzahl von Filterpaaren für Test- und Referenzsignal 1a,b bzw. 1d,c (sinnvoll sind Werte zwischen 30 und 200) Die Filter können auf weitgehend beliebigen Tonhöhenskalen gleichmäßig verteilt werden. Eine geeignete Tonhöhenskala ist z. B. folgende von Schroeder vorgeschlagen Näherung:

$$z/Bark = 7 \cdot \operatorname{arsinh}\left(\frac{f/Hz}{650}\right) \quad \text{Gl. 1}$$

[0020] Die Filter sind linearphasig und werden durch Impulsantworten folgender Form definiert:

$$h_{re}(t) = \cos^n(\pi \cdot bw \cdot t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t) \quad \left| t \right| < \frac{1}{2 \cdot bw} \quad \text{Gl. 2}$$

und

$$h_{im}(t) = \cos^n(\pi \cdot bw \cdot t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_c \cdot t) \quad \left| t \right| < \frac{1}{2 \cdot bw} \quad \text{Gl. 3}$$

[0021] Der Wert n bestimmt die Sperrdämpfung der Filter und sollte ≥ 2 sein.

[0022] Die Ausgangswerte der Filterbank 3 werden zur Berücksichtigung der Simultanverdeckung mit 31 dB/Bark an der unteren Flanke und zwischen -24 und -6 dB/Bark an der oberen Flanke spektral verschmiert, das heißt, es wird ein Übersprechen zwischen den Filterausgängen erzeugt. Die obere Flanke wird pegelabhängig berechnet:

$$s = \min\left(-6 \frac{dB}{Bark}, -24 \frac{dB}{Bark} + 0,2 \text{Bark}^{-1} \cdot L \text{dB}\right) \quad \text{Gl. 4}$$

[0023] Der Pegel L wird unabhängig für jeden Filterausgang aus dem mit einer Zeitkonstante von 10ms tiefpaßgefilterten Betragsquadrat 5 des entsprechenden Ausgangswertes berechnet. Diese Verschmierung wird unabhängig für die Filter, die den Realteil des Signals representieren (Gl. 2) und die Filter, die den Imaginärteil (Gl. 3) des Signals representieren durchgeführt. Als Alternative kann der Pegel auch ohne Tiefpaßfilter berechnet werden und stattdessen der das Übersprechen bestimmende Faktor, der sich durch Delogarithmierung der Flankensteilheit (Gl. 4) ergibt, tiefpaßgefiltert werden. Da diese Faltungsoperation quasi linear ist und daher die Relation zwischen dem resultierenden Frequenzgang und der resultierenden Impulsantwort bewahrt, kann sie als Teil der Filterbank 3 aufgefaßt werden.

[0024] Da die Filterbank 3 Paare von Ausgangssignalen mit um 90° verschobenen Phasen liefert, kann die Gleichrichtung durch Bildung der Betragsquadrate 5 der Filterausgänge erfolgen:

$$E(f_c, t) = A_{re}^2(f_c, t) + A_{im}^2(f_c, t) \quad \text{Gl. 5}$$

[0025] Die zeitliche Verschmierung der Filterausgangssignale erfolgt in zwei Stufen. In der ersten Stufe werden die Signale über ein $\cos^2$ -förmiges Zeitfenster gemittelt, wodurch in erster Linie die Vorverdeckung modelliert wird. In der zweiten Stufe wird dann die Nachverdeckung modelliert, die später genauer beschrieben wird. Das $\cos^2$ -förmige Zeitfenster hat eine Länge von 400 Abtastwerten bei einer Abtastrate von 48 kHz. Der Abstand zwischen dem Maximum des Zeitfensters und seinem 3 dB Punkt beträgt damit etwa 100 Abtastwerte oder 2 ms, was etwa einer oft für die Vorverdeckung angenommenen Zeitspanne entspricht.

[0026] Pegeldifferenzen und lineare Verzerrungen (Frequenzgänge des Testobjekts) zwischen Test- und Referenzsignal 1a,b bzw. 1c,d können kompensiert und damit von der Bewertung anderer Störungsarten getrennt werden.

[0027] Für den Pegelangleich werden die momentanen Betragsquadrate an den Filterausgängen durch Tiefpässe erster Ordnung zeitlich geglättet. Die verwendeten Zeitkonstanten werden in Abhängigkeit von der Mittenfrequenz des jeweiligen Filters gewählt:

$$\tau = \tau_0 + \frac{100\text{Hz}}{f_c} \cdot (\tau_{100} - \tau_0) \quad \left| \begin{array}{l} \tau_{100} = 0,004\text{s} \\ \tau_0 = 0,004\text{s, wobei} \end{array} \right. \quad \text{Gl. 6}$$

$$\tau_{100} \geq \tau_0$$

[0028] Aus den so geglätteten Filterausgangswerten P_{test} und P_{ref} wird ein Korrekturfaktor $corr_{total}$ berechnet:

$$corr_{total} = \left(\frac{\sum \sqrt{P_{Test} \cdot P_{Ref}}}{\sum P_{Test}} \right)^2 \quad \text{Gl. 7}$$

[0029] Ist dieser Korrekturfaktor größer eins, wird das Referenzsignal 1a; b durch den Korrekturfaktor geteilt, ansonsten wird das Testsignal 1c; d mit dem Korrekturfaktor multipliziert.

[0030] Für jeden Filterkanal werden Korrekturfaktoren aus der Orthogonalitätsbeziehung zwischen den zeitlichen Hüllkurven der Filterausgänge von Test- und Referenzsignal 1a,b; 1c,d berechnet:

$$ratio_{f,t} = \frac{\int_0^t e^{\tau} \cdot X_{Test} \cdot X_{Ref} d\tau}{\int_0^t e^{\tau} \cdot X_{Ref} \cdot X_{Ref} d\tau} \quad \text{Gl. 8}$$

[0031] Die Zeitkonstanten werden nach Gl. 6 bestimmt. Wenn $ratio_{f,t}$ größer eins ist, wird der Korrekturfaktor für das Testsignal zu $ratio_{f,t}^{-1}$ gesetzt und der Korrekturfaktor für das Referenzsignal auf eins gesetzt. Im umgekehrten Fall wird der Korrekturfaktor für das Referenzsignal zu $ratio_{f,t}$ gesetzt und der Korrekturfaktor für das Testsignal auf eins gesetzt.

[0032] Die Korrekturfaktoren werden über mehrere benachbarte Filterkanäle, und mit denselben Zeitkonstanten zeitlich geglättet, wie oben angegeben.

[0033] Ein frequenzabhängiger Offset zur Modellierung des Eigenrauschens des Gehörs wird zu den Betragsquadraten an allen Filterausgängen addiert. Ein weiterer Offset zur Berücksichtigung von Hintergrundgeräuschen kann ebenfalls addiert werden (wird aber im Normalfall auf 0 gesetzt)

$$E(f_{c,t}) = E(f_{c,t}) + 10^{0.364 \cdot \left(\frac{f_c}{\text{kHz}}\right)^{-0.8}} \quad \text{Gl. 9}$$

[0034] Zur Modellierung der Nachverdeckung werden die momentanen Betragsquadrate in jedem Filterkanal durch einen Tiefpaß erster Ordnung mit einer Zeitkonstante von ca. 10 ms zeitlich verschmiert. Die Zeitkonstante kann wahlweise auch in Abhängigkeit von der Mittenfrequenz des jeweiligen Filters berechnet werden. In diesem Fall liegt sie bei 50 ms für niedrige Frequenzen und bei 8 ms bei hohen Frequenzen (wie Gl. 6).

[0035] Vor der soeben beschriebenen zweiten Stufe der zeitlichen Verschmierung, wird eine einfache Näherung für die Lautheit berechnet, indem die Betragsquadrate an den Filterausgängen hoch 0.3 genommen werden. Dieser Wert $\bar{E}$ und der Betrag seiner zeitlichen Ableitung $d\bar{E}/dt$ werden mit denselben Zeitkonstanten geglättet wie bereits beschrieben. Aus dem Ergebnis der zeitlichen Glättung $\bar{E}_{der}$ wird ein Maß für die Hüllkurvenmodulation in jedem Kanal bestimmt:

$$\text{mod}(f_c, t) = \frac{\bar{E}_{der}(f_c, t)}{1 + \bar{E}(f_c, t)}$$

Gl. 10

[0036] Der wichtigste und am höchsten mit subjektiven Hörtestdaten korrelierte Ausgangsparameter des Verfahrens ist die Lautheit der Störung bei Drosselung durch das Nutzsignal. Die Eingangswerte hierzu sind die Betragsquadrate in jedem Filterkanal E_{ref} und E_{test} ("Erregung"), die Hüllkurvenmodulation, das Eigenrauschen des Gehörs ("Grund-
erregung") E_{HS} und die Konstanten E_0 und α . Die gedrosselte Störlautheit wird nach

$$NL(f_c, t) = \left(\frac{1}{s_{test}} \cdot \frac{E_{HS}}{E_0} \right)^{0.23} \cdot \left[\left(1 + \frac{\max(s_{test} \cdot E_{test} - s_{ref} \cdot E_{ref}, 0)}{E_{HS} + s_{ref} \cdot E_{ref} \cdot \beta} \right)^{0.23} - 1 \right]$$

Gl. 11

berechnet, wobei gilt:

$$\begin{aligned} E_{HS} &= 10^{0.364 \cdot \left(\frac{f_c}{\text{kHz}} \right)^{-0.8}} \\ E_0 &= 10^4 \\ \alpha &= 1.0 \\ s &= 0.04 \cdot \text{mod}(f_c, t) / \text{Hz} + 1 \end{aligned}$$

[0037] Gl. 11 ist hier so entworfen worden, daß sie die spezifische Lautheit der Störung liefert, wenn kein Maskierer vorhanden ist und in etwa das Verhältnis zwischen Störung und Maskierer liefert, wenn die Störung im Verhältnis zum Maskierer sehr klein ist. Der die Drosselung bestimmende Faktor β wird nach folgender Gleichung berechnet:

$$\beta = \exp \left(-\alpha \cdot \frac{E_{test} - E_{ref}}{E_{ref}} \right)$$

Gl. 12

[0038] Die "Gedrosselte Störlautheit" entspricht dem Mittelwert dieser Größe über Zeit und Filterkanäle. Um lineare Verzerrungen zu bestimmen, wird dieselbe Berechnung nochmals ohne Frequenzgangangleich durchgeführt, wobei in den oben angegebenen Gleichungen Test- und Referenzsignal vertauscht werden. Der sich ergebende Ausgangsparameter wird als "Lautheit fehlender Signalanteile" bezeichnet. Mit Hilfe dieser beiden Ausgangsgrößen ist eine gute Vorhersage der subjektiv empfundenen Signalqualität eines codierten Audiosignals möglich. Alternativ können lineare Verzerrungen auch bestimmt werden, indem das Referenzsignal vor dem Signalangleich als Testsignal verwendet wird. Eine weitere Ausgangsgröße ist die Modulationsdifferenz, die sich durch Normierung des Betrages der Differenz der Modulation von Test- und Referenzsignal auf die Modulation des Referenzsignals ergibt. Dabei wird bei der Normierung auf das Referenzsignal ein Offset addiert, um die berechneten Werte bei sehr kleiner Modulation des Referenzsignals zu begrenzen:

$$\text{Modulationsdifferenz} = \frac{\text{modtest} - \text{modref}}{\text{Offset} + \text{modref}}$$

[0039] Die Modulationsdifferenz wird über Zeit und Filterbänder gemittelt.

[0040] Die eingangsseitig verwendete Modulation ergibt sich durch Normierung der zeitlichen Ableitung der Momentanwerte auf ihren zeitlich geglätteten Wert.

[0041] In Fig. 2 ist eine Filterstruktur zur rekursiven Berechnung eines einfachen Bandpass mit endlicher Impulsantwort (FIR) dargestellt.

[0042] Das Signal wird getrennt nach Realteil (oberer Pfad) und Imaginärteil (unterer Pfad) verarbeitet. Da das Eingangssignal X ursprünglich rein reell ist, fehlt der untere Pfad zunächst. Das Eingangssignal X wird um N Abtastwerte

verzögert (1) und nach einer Multiplikation mit einem komplexwertigen Faktor $\cos(N \cdot \varphi) + j \cdot \sin(N \cdot \varphi)$ vom ursprünglichen Eingangssignal subtrahiert (2). Das resultierende Signal V wird zu dem um einen Abtastwert verzögerten Ausgangssignal addiert (3). Das Resultat multipliziert mit einem weiteren komplexwertigen Faktor $\cos(\varphi) + j \cdot \sin(\varphi)$ ergibt das neue Ausgangssignal Y (4). Die überstrichenen Bezeichner für V und Y markieren jeweils den Imaginärteil.

5 **[0043]** Die zweite komplexe Multiplikation setzt das Eingangssignal periodisch fort. Die Addition des verzögerten und durch die erste komplexe Multiplikation gewichteten Eingangssignals bricht die Fortsetzung des Eingangssignals nach N Abtastwerten wieder ab.

[0044] Das gesamte Filter, bestehend aus Real- und Imaginärteilausgang, hat den Amplitudenfrequenzgang

$$10 \quad A(f) = N \cdot \frac{\sin\left(\frac{N}{2} \left(\varphi - \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{f_A} \right)\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} \left(\varphi - \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{f_A} \right)\right)},$$

15 **[0045]** Wobei f_A die Abtastfrequenz bezeichnet.

[0046] Die zunächst geringe Sperrdämpfung dieser Bandpässe läßt sich erhöhen, indem man K+1 solcher Bandpässe mit gleicher Impulsantwortlänge N, aber verschiedenen Werten von φ parallel berechnet, ihre Phasengänge durch eine weitere komplexe Multiplikation einander anpaßt und ihre Ausgangssignale gewichtet aufaddiert:

$$20 \quad A(f) = \sum_{k=0}^K w_k \cdot A_k(f)$$

25 mit

$$30 \quad \varphi_k = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_M}{f_A} + \left(k \cdot \frac{K}{2}\right) \cdot \frac{2\pi}{N}$$

(f_M : Mittenfrequenz des Bandpasses) und

$$35 \quad w_k = \frac{2\pi}{N} \cdot 2^{-K} \cdot \binom{K}{k}$$

[0047] Die Sperrdämpfung der resultierenden Filter nimmt mit der (K+1)ten Potenz des Abstandes der Signalfrequenz zur Mittenfrequenz des Filters ab: Die Impulsantwort des gesamten Filters hat die Form

$$40 \quad a_K(n) = \sin^K\left(\frac{\pi}{N}n\right) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_M}{f_A} \cdot n\right) \mid 0 \leq n < N$$

45 für den Realteil und

$$a_K(n) = \sin^K\left(\frac{\pi}{N}n\right) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_M}{f_A} \cdot n\right) \mid 0 \leq n < N$$

50 für den Imaginärteil. Dies entspricht den in Gl. 2 und 3 beschriebenen Charakteristiken.

Liste der Bezugszeichen

55 **[0048]**

- 1a Testsignal, linker Kanal
- 1b Testsignal, rechter Kanal

- 1c Referenzsignal, linker Kanal
- 1d Referenzsignal, rechter Kanal
- 2 Vorfilterung
- 3 Filterbank
- 5 4 spektrale Verschmierung
- 5 Berechnung der Betragsquadrate
- 6 zeitliche Verschmierung
- 7 Pegel- und Frequenzgangangleich
- 8 Addition von Eigenrauschen
- 10 9 zeitliche Verschmierung
- 10 Berechnung von Ausgangsparametern
- 11 Ausgangsparameter

Patentansprüche

- 15
1. Meßverfahren zur gehörrichtigen Qualitätsbewertung von Audiosignalen mit Hilfe von Filtern, zeitlicher Verschmierung, Pegel- und Frequenzgangangleich, dadurch gekennzeichnet,
 - 20 daß das zu bewertende Audiosignal als Testsignal (1a,b) mit einem als Referenzsignal (1c,d) gelieferten Originalsignal verglichen wird,
 - daß beide Signale bzw. Signalpaare (1a,b;1c,d) nach einer Vorfilterung (2) durch eine Filterbank (3) in den Frequenzbereich zerlegt werden,
 - 25 daß durch die Charakteristik der Filterbank (3) und eine anschließende zeitliche Verschmierung (9) der Filterausgangssignale eine hörgerechte Darstellung der als Testsignal (1a,b) zu bewertenden Audiosignale erzeugt wird und
 - daß durch Vergleich der hörgerechten Darstellungen von Testsignal (1a,b) und Referenzsignal (1c,d) nach nichtlinearen Umformungen eine Abschätzung des zu erwartenden Höreindrucks geliefert wird.
 - 30 2. Verfahren nach Patentanspruch 1, dadurch gekennzeichnet,
 - daß die Filterbank (3) gehörangepaßt ist und aus jedem einlaufenden Signal durch rekursive komplexe Multiplikation eine ungedämpfte Sinusschwingung mit der gewünschten Filtermittenfrequenz erzeugt,
 - daß die zu einem Testsignal (1a,b) gehörende Sinusschwingung durch Subtraktion des um den Kehrwert der gewünschten Filterbandbreite um eine entsprechende Zeit verzögerten und mit dem der Verzögerung entsprechenden Phasenwinkel multiplizierten Eingangstestsignal (1a,b) wieder abgebrochen wird.
 - 40 3. Verfahren nach Patentanspruch 1, dadurch gekennzeichnet,
 - daß durch Faltung im Frequenzbereich aus je n Filterausgängen gleicher Bandbreite und um jeweils den Kehrwert der Fensterlänge versetzter Mittenfrequenz ein der Fouriertransformierten eines $\cos^n (n-1)$ förmigen Zeitfensters ein entsprechender Dämpfungsverlauf erzeugt wird.
 - 45 4. Verfahren nach einem der Patentansprüche 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet,
 - daß der Dämpfungsverlauf in größerer Entfernung von der Filtermittenfrequenz im Übergang zwischen Durchlaßbereich und Sperrbereich durch eine weitere Faltung im Frequenzbereich bestimmt wird.
 - 50 5. Verfahren nach dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1, dadurch gekennzeichnet,
 - daß aus jedem einlaufenden Testsignal (1a,b) durch rekursive komplexe Multiplikation eine ungedämpfte Sinusschwingung mit der gewünschten Filtermittenfrequenz erzeugt wird,
 - daß die zu einem Eingangstestsignal (1a,b) gehörende Sinusschwingung durch Subtraktion des um den Kehrwert der gewünschten Filterbandbreite entsprechende Zeit verzögerten und mit dem der Verzögerung entsprechenden

chenden Phasenwinkel multiplizierten Eingangstestsignal (1a,b) wieder abgebrochen wird,

daß durch Faltung im Frequenzbereich aus je n Filterausgängen gleicher Bandbreite und jeweils den Kehrwert der Fensterlänge versetzter Mittenfrequenzen ein der Fouriertransformierten eines $\cos^n$ (n-1)- förmigen Zeitfensters entsprechender Dämpfungsverlauf erzeugt wird und

daß der Dämpfungsverlauf in größerer Entfernung von der Filtermittenfrequenz durch eine weitere Faltung im Frequenzbereich bestimmt wird.

6. Verfahren nach einem der Patentansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet,

daß die Eingangstestsignale (1a,b) und die Referenzsignale (1c,d) jeweils für einen linken und einen rechten Kanal, das heißt paarweise als Eingangsgröße eingeführt werden.

7. Verfahren nach dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1, dadurch gekennzeichnet,

daß die Testsignale (1a,b) und die Referenzsignale (1c,d) zunächst einer Vorfilterung (2) unterworfen werden, danach in eine Filterbank (3) geleitet werden, daß danach eine spektrale Verschmierung (4) erfolgt,

daß dann die Berechnung von Betragsquadraten (5) erfolgt, worauf eine zeitliche Verschmierung durchgeführt wird,

daß die so erzielten Ausgangsgrößen einem Pegel- und Frequenzgangangleich (7) unterworfen werden und

daß danach eine Addition von Eigenrauschen (8) erfolgt, worauf wiederum eine zeitliche Verschmierung (9) und eine Berechnung (10) von Ausgangsparametern (11) erfolgt oder Schritt (7) wird zwischen Schritt (9) und (10) durchgeführt.

8. Verfahren nach einem der Patentansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet,

daß nach der Filterung mit Übertragungsfunktionen von Außen- und Mittelohr Eingangssignale durch eine gehörangepaßte Filterbank (3) eine Umrechnung in eine Zeit-Tonheits-Darstellung durchgeführt wird,

daß danach Betragsquadrate (5) der Filterausgangssignale berechnet werden und eine Faltung der Filterausgangssignale mit einer Verschmierungsfunktion (6) durchgeführt wird.

9. Verfahren nach Patentanspruch 8, dadurch gekennzeichnet,

daß die Faltung vor oder nach der Gleichrichtung erfolgt.

10. Verfahren nach einem der Patentansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet,

daß Pegelunterschiede zwischen Test- und Referenzsignal (1a,b bzw. 1c,d) sowie lineare Verzerrungen des Referenzsignales (1c,d) kompensiert und getrennt ausgewertet werden.

11. Verfahren nach einem der Patentansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet,

daß ein Teil der zeitlichen Verschmierung direkt nach der Gleichrichtung erfolgt.

12. Verfahren nach einem der Patentansprüche 1 oder 5, dadurch gekennzeichnet,

daß eine gehörangepaßte Filterbank (3) verwendet wird, die eine Signalabhängigkeit der Filtercharakteristiken dadurch erreicht, daß die Filterausgänge vor der Gleichrichtung/Betragsbildung mit einer pegelabhängigen Verschmierungsfunktion im Frequenzbereich gefaltet werden.

13. Verfahren nach einem der Patentansprüche 1 bis 12, dadurch gekennzeichnet,

daß im Referenzsignal (1c,d) vorhandene und lediglich in ihrer spektralen Verteilung veränderten Signalanteile

von additiven bzw. von durch nicht Linearitäten erzeugten Störungen getrennt werden und

daß die Trennung dieser Störanteile durch Auswertung der Orthogonalitätsbeziehung zwischen den zeitlichen Verläufen der Hüllkurven an einander entsprechenden Filterausgängen des zu bewertenden Testsignals (1a,b) und des Referenzsignals (1c,d) erfolgt.

14. Verfahren nach einem der Patentansprüche 1 bis 13, dadurch gekennzeichnet,

daß die Filterbank (3) aus einer beliebigen wählbaren Anzahl von Filterpaaren für Test- und Referenzsignal (1a,b bzw. 1c,d) besteht und

daß die Filter auf weitgehend beliebigen Tönhöhenskalen gleichmäßig verteilt werden.

15. Verfahren nach einem der Patentansprüche 1 bis 14, dadurch gekennzeichnet,

daß die Ausgangswerte der Filterbank (3) zur Berücksichtigung der Simultanverdeckung an der oberen Flanke spektral verschmiert werden,

daß der Pegel (L) abhängig für jeden Filterausgang aus dem mit einer Zeitkonstante tiefpaßgefilterten Betragsquadrat (5) des entsprechenden Ausgangswertes berechnet wird oder ohne Tiefpaßfilter bestimmt und stattdessen der Verschmierungsfaktor tiefpaßgefiltert wird und

daß die Verschmierung unabhängig für die Filter, die den Realteil des Signals repräsentieren und die Filter, die den Imaginärteil des Signals repräsentieren, durchgeführt wird.

16. Verfahren nach einem der Patentansprüche 1 bis 15, dadurch gekennzeichnet,

daß die zeitliche Verschmierung der Filterausgangssignale in zwei Stufen erfolgt, wobei in der ersten Stufe die Signale über ein $\cos^2$ -förmiges Zeitfenster ermittelt werden und in der zweiten Stufe eine Nachverdeckung moduliert wird.

17. Verfahren nach Patentanspruch 16, dadurch gekennzeichnet,

daß die $\cos^2$ -förmigen Zeitfenster eine Länge zwischen 1 bis 16 ms haben.

18. Verfahren nach einem der Patentansprüche 1 bis 17, dadurch gekennzeichnet,

daß zum Pegelangleich die momentanen Betragsquadrate (5) an den Filterausgängen durch Tiefpässe erster Ordnung zeitlich geglättet werden,

daß die verwendeten Zeitkonstanten in Abhängigkeit von der Mittenfrequenz des jeweiligen Filters gewählt werden und

daß ein Korrekturfaktor aus der Orthogonalitätsbeziehung zwischen spektralen Hüllkurven der zeitlich geglätteten Filterausgänge von Test- und Referenzsignal (1a,b; 1c,d) berechnet wird.

19. Verfahren nach Patentanspruch 18, dadurch gekennzeichnet,

daß das Testsignal mit dem Korrekturfaktor multipliziert wird, wenn der Korrekturfaktor < 1 ist und das Referenzsignal durch den Korrekturfaktor geteilt wird, wenn der Korrekturfaktor > 1 ist.

20. Verfahren nach einem der Patentansprüche 1 bis 19, dadurch gekennzeichnet,

daß für jeden Filterkanal Korrekturfaktoren aus der Orthogonalitätsbeziehung zwischen den zeitlichen Hüllkurven der Filterausgänge von Test- und Referenzsignal (1a,b; 1c,d) berechnet werden.

21. Verfahren nach Patentanspruch 1, dadurch gekennzeichnet,

daß aus der auf die Modulation des Referenzsignals normierten (absolute) Differenz der Hüllkurven von Test- und Referenzsignal für jeden Filterkanal und jedes Filterband eine Modulationsdifferenz bestimmt wird, die nach zeitlicher und spektraler Mittelung zur Abschätzung bestimmter hörbarer Störungen geeignet ist.

22. Verfahren nach einem der Patentansprüche 1 bis 21, dadurch gekennzeichnet,

daß aus Eingangswerten in Form der Betragsquadrate (5) in jedem Filterkanal, die Hüllkurvenmodulation, das Eigenrauschen des Gehörs und Konstanten eine gedrosselte Störlautheit ermittelt und über Zeit und Filterkanäle gemittelt wird.

23. Verfahren nach einem der Patentansprüche 1 bis 22, dadurch gekennzeichnet,

daß das Eingangssignal (X) um N Abtastwerte verzögert und nach einer Multiplikation mit einem komplexwertigen Faktor vom ursprünglichen Eingangssignal subtrahiert wird,

daß das resultierende Signal (V) zu dem um einen Abtastwert verzögerten Ausgangssignal addiert wird und

daß das Resultat multipliziert mit einem weiteren komplexwertigen Faktor das neue Ausgangssignal ergibt.

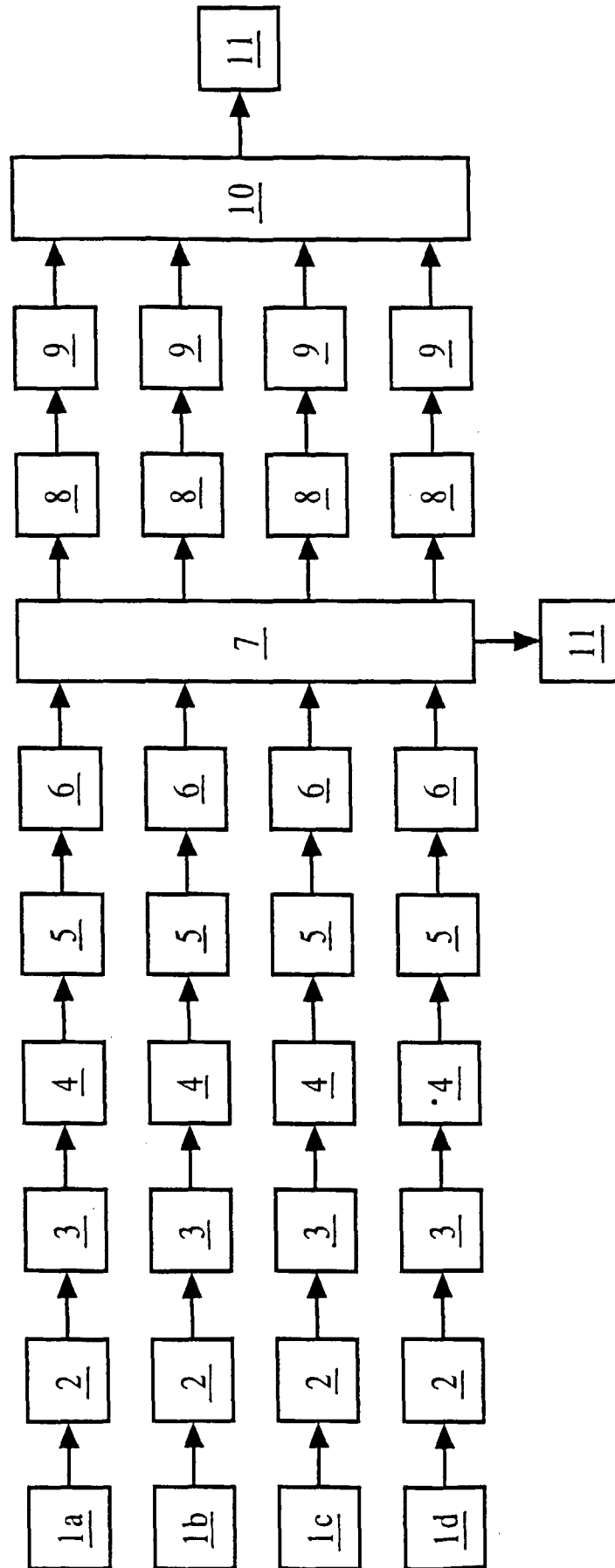


FIG. 1

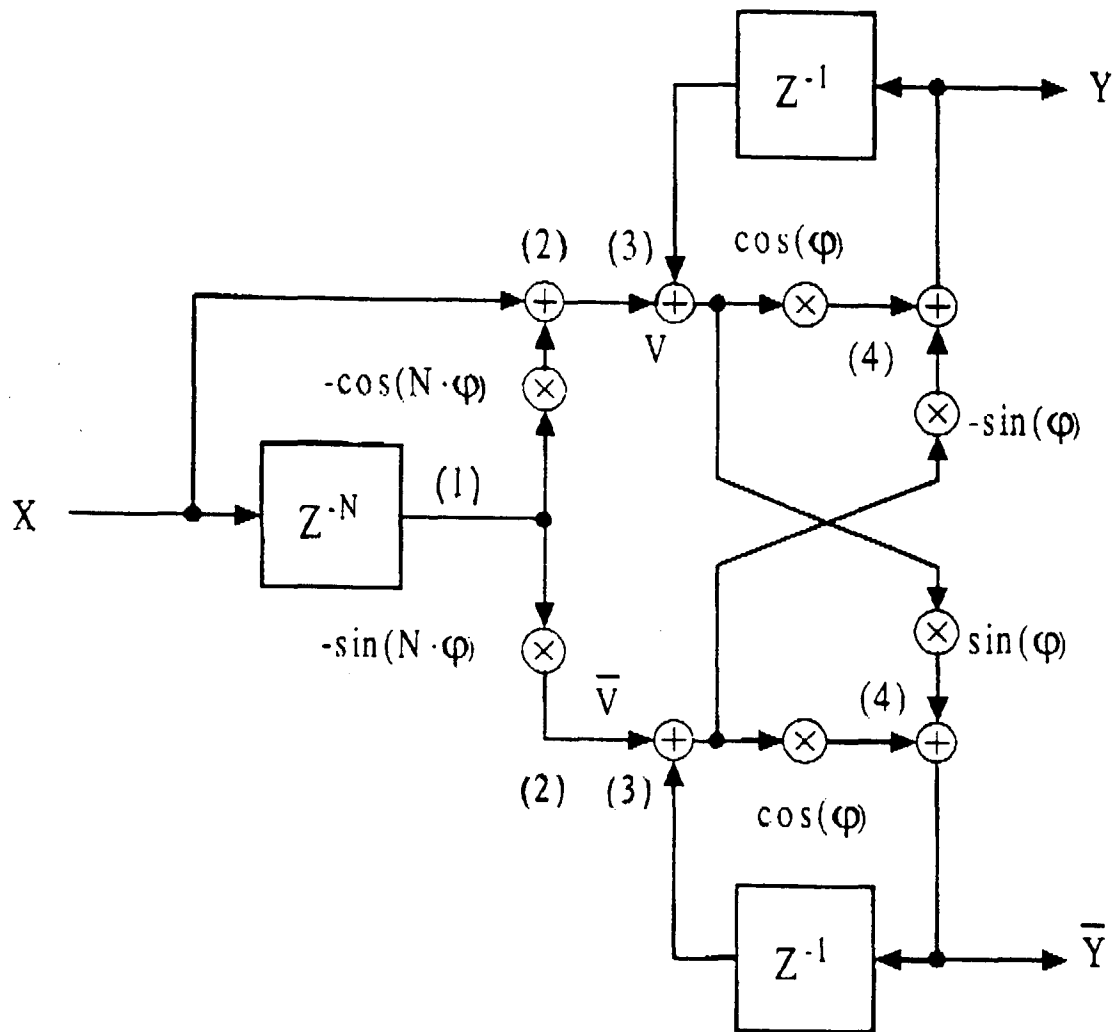


FIG. 2