



(11)

EP 4 576 065 A1

(12) **EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG**

(43) Veröffentlichungstag:
25.06.2025 Patentblatt 2025/26

(51) Internationale Patentklassifikation (IPC):
G10K 11/178^(2006.01)

(21) Anmeldenummer: **23219617.0**

(52) Gemeinsame Patentklassifikation (CPC):
G10K 11/17857; G10K 11/17854; G10K 11/17881;
 G10K 2210/3019; G10K 2210/3046

(22) Anmeldetag: **22.12.2023**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
**AL AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB
 GR HR HU IE IS IT LI LT LU LV MC ME MK MT NL
 NO PL PT RO RS SE SI SK SM TR**
 Benannte Erstreckungsstaaten:
BA
 Benannte Validierungsstaaten:
KH MA MD TN

- **HATHEIER, Thomas**
4963 St. Peter am Hart (AT)
- **SONTACCHI, Alois**
8020 Graz (AT)
- **HOLZMÜLLER, Felix**
8020 Graz (AT)
- **MICHEL, Hans-Ulrich**
84066 Mallersdorf-Pfaffenberg (DE)

(71) Anmelder: **Audio Mobil Elektronik GmbH**
5282 Braunau am Inn - Ranshofen (AT)

(74) Vertreter: **MERH-IP Matias Erny Reichl Hoffmann**
Patentanwälte PartG mbB
Paul-Heyse-Straße 29
80336 München (DE)

(72) Erfinder:
• **STOTTAN, Thomas**
5282 Braunau am Inn (AT)

(54) ORTSBEZOGENES SYSTEM ZUR GERÄUSCHREDUZIERUNG

(57) Die vorliegende Offenbarung betrifft eine Vorrichtung zur Unterdrückung von Geräuschen an einem definierten Ort, aufweisend: mehrere Sensoren 6 zur Erfassung von mit den Geräuschen korrelierten Referenzsignalen; mehrere akustische Ausgabemittel 7 für die akustische Ausgabe von Schallsignalen zur Unterdrückung der Geräusche, wobei die akustischen Ausgabemittel in der Nähe des definierten Orts angeordnet sind; mehrere akustische Eingabemittel 8 zum Erfassen von Fehlersignalen, wobei die akustischen Eingabemittel in der Nähe des definierten Orts angeordnet sind; eine Verarbeitungseinheit 2, welche die Referenzsignale und die Fehlersignale empfängt und verarbeitet und basierend auf diesen Kontrollsignalen für die akustischen Ausgabemittel erzeugt und an diese ausgibt; wobei die Verarbeitungseinheit die Kontrollsignale mittels adaptiver Kontrollsignalfilter 10 erzeugt und die Adaption der Kontrollsignalfilter 10 mittels eines Verfahrens zur Reduzierung einer Fehlerfunktion erfolgt, die auf den Fehlersignalen basiert, wobei mindestens ein Kontrollsignal basierend auf mehreren Referenzsignalen erzeugt wird; wobei mindestens ein Kontrollsignalfilter 10 ein Kontrollsignal basierend auf einer Verarbeitung im Frequenzbereich erzeugt und das mindestens eine Kontrollsignalfilter 10 durch mehrere parallel angeordnete Kontrollsignaltiefenfilter 10' realisiert ist, die jeweils getrennt voneinander im Frequenzbereich adaptiert werden.

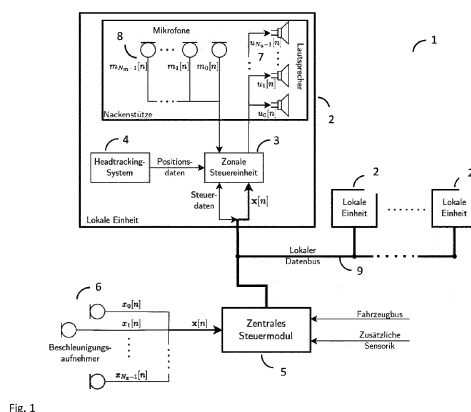


Fig. 1

Beschreibung

[0001] Die vorliegende Offenbarung betrifft die Reduzierung von Geräuschen an definierten Orten, zum Beispiel an Sitzplätzen von Fahrzeugen, wobei unter Fahrzeugen alle Art von Beförderungsmittel für Personen auf dem Land, zu Wasser oder in der Luft zu verstehen ist.

[0002] Die Reduktion von Lärm und unerwünschten Nebengeräuschen ist eine zentrale Entwicklungsaufgabe in der Fahrzeugentwicklung und Forschung. Neben passiven, strukturellen Maßnahmen können hier aufgrund der zunehmenden Digitalisierung und Vernetzung der Fahrzeugsysteme auch aktive Geräuschreduzierungssysteme (engl.: Active Noise Control/Cancellation, ANC-Systeme) zum Einsatz kommen. Dabei unterscheiden sich die Lösungsansätze in globale Umsetzungen für den niederfrequenten Bereich, und lokale, (sitz-)platzorientierte Systeme für einen definierten Ort, die einen erweiterten Frequenzbereich abdecken.

[0003] Zur Reduktion von Störschall im Fahrzeug können aktive Geräuschreduzierungssysteme (ANC-Systeme) einen wesentlichen Beitrag leisten. Störgeräusche im Fahrzeug entstehen beispielsweise durch das Motorgeräusch, Roll- oder Windgeräusche. Bei geringen Geschwindigkeiten sind Motor- und Reifenrollgeräusche im Frequenzbereich bis 500 Hz dominant, im Frequenzbereich bis 1000 Hz dominiert der Luftschallanteil bedingt durch den Reifen-Fahrbahnkontakt. Generell wird zwischen lokalen, sitzplatzorientierten Systemen und globalen, den ganzen Fahrzeuginnenraum abdeckenden Systemen unterschieden. Globale Systeme können effektiv in einem Frequenzbereich unter 300 Hz (Motor-, Rollgeräusche) eingesetzt werden. Diese sind aber bei höheren Frequenzen nicht effizient wirksam. Dagegen kann mit lokalen, sitzplatzorientierten Systemen auch bei höheren Frequenzen eine Störgeräuschreduktion erreicht werden. Dabei wird versucht, Störgeräusche an den Ohren der Passagiere durch destruktive Interferenz mit Hilfe eines Antischalls auszulöschen. Hierzu werden i.d.R. Lautsprecher als Aktoren, beispielsweise in den Kopfstützen, Mikrofone an verschiedenen Verbauorten, eine Steuereinheit und teilweise weitere Referenzsensoren an günstigen Positionen des Fahrzeugs (Motorblock, Fahrwerk etc.) genutzt.

[0004] Der Großteil der Anwendungen basiert dabei auf einem adaptiven Filter zur Erzeugung des Antischalls. Die Adaptierung des Filters kann grundsätzlich im Zeit- bzw. Frequenzbereich durch eine (Fast) Fourier Transformation (FFT) erfolgen. Eine Adaptierung im Zeitbereich führt je nach Sensorkonfiguration und Abtastrate zu erheblichem Rechenaufwand, der von konventionellen Signalprozessoren oft nicht mehr in Echtzeit verarbeitbar ist. Die Adaptierung im Frequenzbereich führt zwar zu einem geringeren Rechenaufwand, die Blockverarbeitung des Filters hat in der Praxis aber wiederum eine erhebliche Zeitverzögerung zur Folge, weshalb sie für ANC-Systeme meist nicht eingesetzt werden kann.

[0005] Oftmals wird zur Geräuschreduktion lediglich ein einfaches SISO-System (single-input-single-output) verwendet. Mit nur einem Referenzsignal kann jedoch keine ausreichend kohärente Beziehung zum Schall im Innenraum des Fahrzeuges hergestellt werden. Dies führt zu deutlich geringerer Geräuschreduktion im Vergleich zu einem System mit mehreren Referenzsensoren und Sekundärlautsprechern zur Erzeugung des Antischalls (multiple-input-multiple-output (MIMO)).

[0006] Ein weiteres Problem ist, dass Mikrofone zur Erfassung des Fehlersignals nicht direkt an den Ohren des Benutzers platziert werden können.

[0007] Das vorliegende Dokument befasst sich mit der technischen Aufgabe, ein verbessertes, (sitz-)platz-orientiertes ANC-System für Fahrzeuge aller Art darzustellen

Die Aufgabe wird durch die Merkmale der unabhängigen Ansprüche gelöst. Vorteilhafte Ausgestaltungen werden in den abhängigen Ansprüchen beschrieben.

[0008] Gemäß einem ersten allgemeinen Aspekt der Offenbarung wird einen neuartiger partitioned-block adaptiver feedforward Filtered-Reference Least-Mean-Square (FxLMS)-Algorithmus im Frequenzbereich für eine Signalkonfiguration mit mehreren Referenzsensoren und mehreren Lautsprechern (multiple-input-multiple-output (MIMO)) zur Erzeugung des Antischalls beschrieben. Es ist auch möglich, die MIMO-Konfiguration durch ein Dual-MISO System (zwei gekoppelte multiple-input-single-output (MISO) Systeme) zu realisieren. Dabei übernimmt jedes dieser MISO-Systeme je eine Haupt-Übertragungsstrecke zwischen Lautsprechern (LS) und Ohren (beispielsweise linker LS zu linkem Ohr & rechter LS zu rechtem Ohr). Im Zusammenspiel mit einer entsprechenden Hardwareplattform und partitionierter Operation im Frequenzbereich wird so eine erweiterte Parallelverarbeitung ermöglicht. Auch werden die Konvergenzeigenschaften bei gleichzeitiger Sicherstellung der Echtzeitfähigkeit des Filters verbessert.

[0009] Ein weiterer allgemeiner Aspekt der Offenbarung stellt die Verbindung eines ANC-Algorithmus mit der Remote Microphone Technique (RMT) im Frequenzbereich als partitioned-block-Umsetzung dar, um das Problem zu adressieren, dass Mikrofone zur Erfassung des verbleibenden Fehlersignals üblicherweise nicht direkt an den Ohren eines Benutzers platziert werden können. Dabei wird das Schallfeld an der Hörposition aus nahegelegenen Mikrofonen und im Vorhinein gemessenen und geschätzten Übertragungsstrecken ermittelt. Ein Aspekt des hier vorgestellten Systems stellt die Verbindung des ANC-Systems mit der RMT im Frequenzbereich als partitioned-block Filter dar. Auf diese Weise kann die erforderliche Rechenleistung für die Signalverarbeitung reduziert und deren Echtzeitfähigkeit verbessert werden. Für die Schätzung des Fehlersignals am Hörort wird eine spezielle Variante der Remote Microphone Technique (Delayed-RMT) vorgeschlagen, um die Kausalität des Systems mit geringer Verzögerung zu gewährleisten. Mit entsprechend gewählten

Parametern und einer FxLMS-basierten Antischall-Generierung mittels partitioned-block Ansatz können Synergieeffekte zwischen den beiden Teilsystemen genutzt und damit Rechenleistung bei gleichbleibender Performance eingespart werden.

[0010] Die erzielte platzorientierte Geräuschreduktion kann in allen Beförderungsmitteln eingesetzt werden, in denen sich Passagiere (Benutzer) an bestimmten definierten Orten aufhalten, wie zum Beispiel in Fahrzeugen wie Kraftfahrzeugen, Zügen, Bussen, Flugzeugen, Fähren, etc. Der vorgeschlagene Ansatz zur Reduzierung von ungewünschten Geräuschen ist jedoch nicht auf diese Beispiele beschränkt. Er kann ganz allgemein auf solche Situationen angewendet werden, in denen sich Personen an jeweiligen Orten in einem Raum (z.B. in Theater- oder Kinosaesseln) befinden und durch individuelle akustische Wiedergabemittel beschallt werden können.

[0011] Gemäß einem ersten allgemeinen Aspekt wird eine Vorrichtung zur Unterdrückung von Geräuschen an einem definierten Ort, beispielsweise dem Hörort eines Benutzers, offenbart.

[0012] Die Vorrichtung weist auf: mehrere Sensoren zur Erfassung von mit den Geräuschen korrelierten Referenzsignalen $x[n]$; mehrere akustische Ausgabemittel, beispielsweise Lautsprecher, für die akustische Ausgabe von Schallsignalen zur Unterdrückung der Geräusche, wobei die akustischen Ausgabemittel in der Nähe des definierten Orts angeordnet sind; mehrere akustische Eingabemittel, beispielsweise Mikrofone, zum Erfassen von akustischen Fehlersignalen $m[n]$, wobei die akustischen Eingabemittel in der Nähe des definierten Orts angeordnet sind; und eine Verarbeitungseinheit, welche die Referenzsignale $x[n]$ und die akustischen Fehlersignale $m[n]$ empfängt und verarbeitet und basierend auf diesen Kontrollsignale $u[n]$ für die akustischen Ausgabemittel erzeugt und an diese ausgibt.

[0013] Die Verarbeitungseinheit erzeugt die Kontrollsignale $u[n]$ mittels adaptiver Kontrollsignalfilter. Die Adaption der Kontrollsignalfilter erfolgt mittels eines Verfahrens zur Reduzierung einer Fehlerfunktion, die auf den erfassten akustischen Fehlersignalen $m[n]$ basiert. Die Adaption der Kontrollsignalfilter kann beispielsweise mittels des feedforward Filtered-Reference Least-Mean-Square (FxLMS)-Algorithmus erfolgen. Dieser versucht eine quadratische Fehlerfunktion schrittweise, iterativ durch gezielte Adaption der Filterparameter mittels eines Gradientenverfahrens zu verringern.

[0014] Mindestens ein Kontrollsignal wird basierend auf mehreren Referenzsignalen und von mindestens einem Kontrollsignalfilter basierend auf einer Verarbeitung im Frequenzbereich erzeugt. Das mindestens eine Kontrollsignalfilter ist durch mehrere parallel angeordnete Kontrollsignalteilter realisiert, die jeweils getrennt voneinander im Frequenzbereich adaptiert werden.

[0015] In Ausgestaltungen der Erfindung weist die Verarbeitungseinheit eine Transformationseinrichtung auf, welche die Referenzsignale $x[n]$ in den Frequenzbereich transformiert. Die Transformation kann beispielsweise mittels einer Diskreten Fourier-Transformation (DFT) erfolgen und entsprechende Spektren X der Referenzsignale erzeugen. Eine mögliche Implementierung der DFT ist eine Fast Fourier-Transformation (FFT), wobei auch andere Spektraltransformationen zum Einsatz kommen können.

[0016] Vorzugsweise findet die Transformation blockweise für einen Block b der Länge L von aufeinanderfolgenden Referenzsignalen statt und erzeugt ein entsprechendes Spektrum X_b .

[0017] Das mindestens eine Kontrollsignalfilter kann eine Filterung der Referenzsignale $x[n]$ im Frequenzbereich durch Multiplikation von spektralen Repräsentationen X der Referenzsignale mit jeweiligen spektralen Repräsentationen W der Kontrollsignalteilter durchführen. Das mindestens eine Kontrollsignal kann basierend auf den Ausgaben der Kontrollsignalteilter erzeugt werden.

[0018] In einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung kann eine spektrale Repräsentation des mindestens einen Kontrollsignals im Frequenzbereich für einzelne Frequenzbins durch Addition der Beiträge der Kontrollsignalteilter gebildet werden, wobei Werte für die spektrale Repräsentation $X_{b,p}$ von zeitlich verschobenen Blöcken $b-p$ der Referenzsignale $x[n]$ herangezogen werden können. Dabei können einige der Kontrollsignalteilter Werte von zeitlich verschobenen Blöcken der spektralen Repräsentation der Referenzsignale filtern, die einfach durch Pufferung der Blöcke vorgehalten werden können. In einer alternativen Ausgestaltung filtern die Kontrollsignalteilter die spektrale Repräsentation des aktuellen Blocks der Referenzsignale und die Ergebnisse dieser Filterungen werden blockweise zeitversetzt addiert, um eine spektrale Repräsentation eines Kontrollsignals für den aktuellen Block zu erhalten.

[0019] In einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung kann die Verarbeitungseinrichtung ferner ein Referenzsignalfilter zum Filtern der Referenzsignale $x[n]$ im Frequenzbereich mit einer Schätzung der Übertragungsstrecke \hat{G}_e zwischen mindestens einem akustischen Ausgabemittel und dem definierten Ort aufweisen. Auf diese Weise wird eine spektrale Repräsentation R des gefilterten Referenzsignals in der Domäne des definierten Orts erzeugt.

[0020] Die Verarbeitungseinrichtung kann auch eine separate Adaptionseinrichtung für jedes Kontrollsignalteilter aufweisen. Mindestens eine der Adaptionseinrichtungen kann das entsprechende Kontrollsignalteilter basierend auf einer spektralen Repräsentation R der gefilterten Referenzsignale und einer spektralen Repräsentation E adaptieren, die auf den von den akustischen Eingabemitteln erfassten akustischen Fehlersignalen $m[n]$ basiert. Die spektrale Repräsentation E kann einer Schätzung des Fehlers am definierten Ort entsprechen. Mindestens eine der Adaptionseinrichtungen kann eine gefilterte spektrale Repräsentation $R_{b,p}$ eines zeitlich verschobenen Blocks $p-b$ der Referenzsignale $x[n]$ verarbeiten. Anders ausgedrückt werden zur Adaption die Werte von zeitlich verschobenen Blöcken der gefilterten spektralen Repräsentation der Referenzsignale herangezogen, die einfach durch Pufferung der Blöcke vorgehalten

werden können.

[0021] In Ausführungsbeispielen kann die Verarbeitung der Referenzsignale $x[n]$ in Blöcken erfolgen. Die Transformationseinrichtung kann dann die Referenzsignale $x[n]$ basierend auf jeweils 2 aufeinanderfolgenden Blöcken mit jeweils L Abtastwerten in den Frequenzbereich transformieren. Die Kontrollsignalteilter zur Filterung eines bestimmten Referenzsignals können im Zeitbereich jeweils eine Anzahl an Filterkoeffizienten aufweisen, die der Anzahl $2 \cdot L$ von Signalwerten des Referenzsignals in 2 Blöcken entspricht. Eine Anzahl L der Filterkoeffizienten im Zeitbereich, die einem Block entspricht, kann auf Null-Werte gesetzt werden. Vorzugsweise werden die letzten L Werte der Filterkoeffizienten auf Null gesetzt. Im Frequenzbereich sind hingegen im Allgemeinen alle Frequenzkoeffizienten ungleich Null, nur im korrespondierenden Filter im Zeitbereich ist die zweite Hälfte auf Null gesetzt. In einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung kann ein Kontrollsignal aus einem Teil der Werte einer in den Zeitbereich rücktransformierten, von den Kontrollsignalteilter erzeugten spektralen Repräsentation U des Kontrollsignals für einen Block gebildet werden. Auf diese Weise können zyklische Anteil in dem Kontrollsignal entfernt werden.

[0022] Ferner kann die Kausalität der Filterkoeffizienten eines adaptierten Kontrollsignalteilter berücksichtigt werden, indem bewirkt wird, dass bestimmte Filterkoeffizienten im Zeitbereich einen Wert von Null aufweisen. Hierbei handelt es sich vorzugsweise um diejenigen Filterkoeffizienten, die zuvor bereits auf Null gesetzt wurden und deren Werte sich durch die Adaption verändert haben.

[0023] In Ausführungsbeispielen ist das Referenzsignalfilter durch mehrere parallel angeordnete Referenzsignalteilter realisiert. Zumindest ein Referenzsignalteilter kann einen zeitlich verschobenen Block der Referenzsignale $x[n]$ filtern. Optional können zyklische Anteile in der auf diese Weise erhaltenen spektralen Repräsentation R der Referenzsignale entfernt werden.

[0024] In einer besonderen Ausgestaltung nach dem MISO-Prinzip sind 2 akustische Ausgabemittel und ein definierter Ort mit zwei Fehlersignalen $e[n]$ vorgesehen. Für ein bestimmtes akustisches Ausgabemittel kann jedem Referenzsignal jeweils ein eigenes Kontrollsignalfilter zugeordnet sein. Das Kontrollsignal für das akustische Ausgabemittel kann aus der Summe der Ausgangssignale dieser Kontrollsignalfilter für alle Referenzsignale gebildet werden. Die Adaption dieser Kontrollsignalfilter kann auf einem Fehlersignal für den definierten Ort basieren, der diesem akustischen Ausgabemittel zugeordnet ist. Fehlersignale für andere definierte Ort werden bei der Adaption nicht berücksichtigt. Ein Fehlersignal für einen definierten Ort kann wie unten beschrieben anhand von, durch von akustische Eingabemitteln erfasste, akustischen Fehlersignalen bestimmt werden.

[0025] Wenn die akustischen Eingabemitteln nahe genug an den definierten Orten angeordnet sind, kann die Adaption dieser Kontrollsignalfilter auf den Fehlersignalen von akustischen Eingabemitteln basieren, die exklusiv diesem akustischen Ausgabemittel zugeordnet sind. Fehlersignale von anderen akustischen Eingabemitteln werden bei der Adaption nicht berücksichtigt.

[0026] In einer Ausführungsform dient die oben beschriebene Vorrichtung der Unterdrückung von Geräuschen an einer Sitzposition in einem Fahrzeug, wobei die Sensoren an Einrichtungen des Fahrzeugs angeordnet sind, um Signale zu erfassen, die repräsentativ für von diesen Einrichtungen (z.B. Motor, Reifen) erzeugte Geräusche sind. Die akustischen Ausgabemittel und die akustischen Eingabemittel können in der Nähe eines Sitzes des Fahrzeugs angeordnet sein, vorzugsweise an der Nackenstütze des Sitzes.

[0027] In einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung kann die Verarbeitungseinheit eine Einrichtung zur Schätzung eines Fehlersignals an dem definierten Ort anhand der von akustischen Eingabemitteln erfassten akustischen Fehlersignale aufweisen. Der definierte Ort ist der Hörort eines Benutzers und die Schätzung des Fehlersignals für den Hörort kann im Frequenzbereich und unter Berücksichtigung einer Schätzung O der Übertragungsstrecken zwischen den akustischen Eingabemitteln und dem Hörort erfolgen. Die spektrale Repräsentation E des so bestimmten Fehlersignals für den Hörort kann dann für die Adaption mindestens eines der Kontrollsignalteilter herangezogen werden.

[0028] Die Einrichtung zur Schätzung eines Fehlersignals für den Hörort kann Übertragungsfilter \hat{G}_m , \hat{G}_e aufweisen, welche die Übertragung eines Kontrollsignals von den akustischen Ausgabemitteln an die Orte der akustischen Eingabemittel und die Übertragung des Kontrollsignals von den akustischen Ausgabemitteln an den Hörort modellieren. Mindestens ein Übertragungsfilter kann durch mehrere parallel angeordnete Übertragungsteilter realisiert sein und zumindest ein Übertragungsteilter kann einen zeitlich verschobenen Block der Kontrollsignale filtern.

[0029] Die spektrale Repräsentation E des geschätzten Fehlersignals für den Hörort kann im Frequenzbereich für einzelne Frequenzbins durch Addition der Beiträge von Teilfehlern an der spektralen Repräsentation des geschätzten Fehlersignals für den Hörort gebildet werden. Dabei können Werte für die spektrale Repräsentation M der von akustischen Eingabemitteln erfassten akustischen Fehlersignale und Werte für eine geschätzte spektrale Repräsentation \hat{Y}_m , die für die Kontrollsignale nach der Übertragung an die Orte der akustischen Eingabemittel repräsentativ ist, herangezogen werden können.

[0030] Für einen Teilfehler können ferner Werte für die spektrale Repräsentation M_{b-p} der von akustischen Eingabemitteln erfassten akustischen Fehlersignale für zeitlich verschobene Blöcke b-p der Fehlersignale und Werte für eine spektrale Repräsentation $\hat{Y}_{m,b-p}$, die für die Kontrollsignale nach der Übertragung an die Orte der akustischen Eingabemittel repräsentativ ist, für zeitlich verschobene Blöcke b-p der Kontrollsignale herangezogen werden. Weiter

kann der Teilfehler auf einem zu dem Teilfehler korrespondierenden Beobachtungsteilfilter O_p basieren, wobei das Beobachtungsteilfilter O_p die Übertragungsstrecken zwischen den Orten der akustischen Eingabemittel und dem Hörort zumindest teilweise modelliert.

[0031] Die Einrichtung zur Schätzung eines Fehlersignals für den Hörort kann vergangene Fehlersignale am Hörort anhand aktueller von akustischen Eingabemitteln erfasster akustischer Fehlersignale schätzen. Der zeitliche Versatz zwischen den geschätzten vergangenen Fehlersignalen am Hörort und den aktuellen Fehlersignalen kann ein Vielfaches der Blocklänge bei der Verarbeitung der Referenzsignale und der von akustischen Eingabemitteln erfassten akustischen Fehlersignale betragen. In diesem Fall passt die zeitliche Aufteilung und Ausrichtung der Verarbeitungseinheiten für die adaptiven Filter und für die Schätzung des Fehlersignals zusammen und die Verarbeitungseinheiten sind gut aufeinander abgestimmt, was ressourcenschonende Berechnungen erlaubt.

[0032] Gemäß einem weiteren Aspekt der Erfindung wird ein Verfahren zur Unterdrückung von Geräuschen an einem definierten Ort offenbart. Das Verfahren weist die folgenden Schritte auf: Erfassen von mehreren mit den Geräuschen korrelierten Referenzsignalen $x[n]$; Erfassen von mehreren akustischen Fehlersignalen $m[n]$ an Positionen in der Nähe des definierten Orts; Generieren von mehreren Kontrollsignalen $u[n]$ zur Erzeugung von mehreren Schallsignalen zur Unterdrückung der Geräusche, basierend auf den Referenzsignalen $x[n]$ und den akustischen Fehlersignalen $m[n]$ und mittels adaptiver Kontrollsignalfilter, wobei mindestens ein Kontrollsignal basierend auf mehreren Referenzsignalen und mittels einer Verarbeitung im Frequenzbereich generiert wird; Adaptieren der Kontrollsignalfilter mittels eines Verfahrens zur Reduzierung einer Fehlerfunktion, die auf den erfassten akustischen Fehlersignalen $m[n]$ basiert, wobei mindestens ein Kontrollsignalfilter durch mehrere parallel angeordnete Kontrollsignalteilter realisiert ist, die jeweils getrennt voneinander im Frequenzbereich adaptiert werden; und Ausgeben von mehreren Schallsignalen an Positionen in der Nähe des definierten Orts zur Unterdrückung der Geräusche.

[0033] Das Verfahren kann in Ausführungsbeispielen ferner eine Transformation der Referenzsignale $x[n]$ in den Frequenzbereich aufweisen, um spektrale Repräsentationen X der Referenzsignale zu erzeugen. Das Generieren des mindestens einen Kontrollsignals $u[n]$ kann eine Filterung der Referenzsignale im Frequenzbereich durch Multiplikation von spektralen Repräsentationen X der Referenzsignale mit jeweiligen spektralen Repräsentationen W der Kontrollsignalteilter aufweisen.

[0034] Die Kontrollsignalteilter können spektrale Repräsentationen X_{b-p} von zeitlich verschobenen Blöcken der Referenzsignale $x[n]$ filtern. Das mindestens eine Kontrollsignal kann basierend auf einer Summe der Ausgaben der Kontrollsignalteilter erzeugt werden. Alternativ können die Kontrollsignalteilter jeweils eine spektrale Repräsentation X_b eines aktuellen Blocks b der Referenzsignale $x[n]$ filtern und die Ergebnisse der Kontrollsignalteilter können jeweils zeitlich um einen Block verschoben addiert werden.

[0035] In Ausführungsbeispielen kann eine Filterung der Referenzsignale im Frequenzbereich mit einer Schätzung \hat{G}_e der Übertragungsstrecke zwischen mindestens einem akustischen Ausgabemittel und dem definierten Ort vorgesehen sein.

[0036] Das Adaptieren der Kontrollsignalteilter kann getrennt erfolgen. Zumindest ein Kontrollsignalteilter kann basierend auf einer spektralen Repräsentation R der gefilterten Referenzsignale und einer spektralen Repräsentation E , die auf erfassten akustischen Fehlersignalen basiert, adaptiert werden. Mindestens eine Adaption eines Kontrollsignalteilter kann basierend auf einer gefilterten spektralen Repräsentation R_{b-p} eines zeitlich verschobenen Blocks $b-p$ der Referenzsignale $x[n]$ erfolgen.

[0037] In Ausgestaltungen der Erfindung kann eine Rücktransformation einer spektralen Repräsentation U des mindestens einen Kontrollsignals in den Zeitbereich und eine Auswahl eines Teils der rücktransformierten Werte für einen Block vorgesehen sein. Die Transformation der Referenzsignale in den Frequenzbereich kann basierend auf jeweils 2 aufeinanderfolgenden Blöcken erfolgen. Die Kontrollsignalteilter zur Filterung eines Referenzsignals können jeweils eine Anzahl an Filterkoeffizienten im Zeitbereich aufweisen, die der Anzahl von Signalwerten des Referenzsignals in 2 Blöcken entsprechen. Eine Anzahl der Filterkoeffizienten im Zeitbereich, die einem Block entspricht, kann auf Null-Werte gesetzt werden. Die Rücktransformation kann einen Vektor mit der Länge von 2 Blöcken erzeugen und die Auswahl eines Teils der rücktransformierten Kontrollsignalwerte kann einen Block von Werten aus dem Vektor auswählen.

[0038] Ferner kann in Ausführungsbeispielen eine Schätzung eines Fehlersignals $e[n]$ an dem definierten Ort anhand der erfassten akustischen Fehlersignale $m[n]$ an Positionen in der Nähe des definierten Orts erfolgen. Der definierte Ort ist der Hörort eines Benutzers und die Schätzung des Fehlersignals für den Hörort kann im Frequenzbereich und unter Berücksichtigung einer Schätzung der Übertragungsstrecken O zwischen den Positionen zur Erfassung der akustischen Fehlersignale und dem Hörort erfolgen. Die spektrale Repräsentation E des so bestimmten Fehlersignals am Hörort kann dann für die Adaption mindestens eines der Kontrollsignalteilter herangezogen werden.

[0039] Ein weiterer unabhängiger zweiter allgemeiner Aspekt der vorliegenden Offenbarung betrifft eine Vorrichtung zur Unterdrückung von Geräuschen an einem definierten Ort, beispielsweise dem Hörort eines Benutzers.

[0040] Die Vorrichtung weist auf: zumindest einen Sensor zur Erfassung von zumindest einem mit den Geräuschen korrelierten Referenzsignal $x[n]$; zumindest ein akustisches Ausgabemittel, beispielsweise einen Lautsprecher, für die akustische Ausgabe von Schallsignalen zur Unterdrückung der Geräusche, wobei das akustische Ausgabemittel in der

Nähe des definierten Orts angeordnet ist; zumindest ein akustisches Eingabemittel, beispielsweise ein Mikrofon, zum Erfassen zumindest eines akustischen Fehlersignals $m[n]$, wobei das akustische Eingabemittel in der Nähe des definierten Orts angeordnet ist; eine Verarbeitungseinheit, welche das zumindest eine Referenzsignal $x[n]$ und das zumindest eine akustische Fehlersignal $m[n]$ empfängt und verarbeitet und basierend auf diesen zumindest ein Kontrollsignal $u[n]$ für das zumindest eine akustische Ausgabemittel erzeugt und an dieses ausgibt; und eine Einrichtung zur Schätzung eines Fehlersignals $e[n]$ an dem definierten Ort anhand des zumindest einen erfassten akustischen Fehlersignals $m[n]$.

[0041] Die Verarbeitungseinheit erzeugt das zumindest eine Kontrollsignal $u[n]$ mittels zumindest einem adaptiven Kontrollsignalfilter. Das zumindest eine Kontrollsignalfilter ist durch mehrere parallel angeordnete Kontrollsignalteilter realisiert, die jeweils getrennt voneinander im Frequenzbereich adaptiert werden. Die Adaption der Kontrollsignalteilter erfolgt mittels eines Verfahrens zur Reduzierung einer Fehlerfunktion, die auf dem geschätzten Fehlersignal $e[n]$ an dem definierten Ort basiert. Die Adaption der Kontrollsignalteilter kann beispielsweise mittels des feedforward Filtered-Reference Least-Mean-Square (FxLMS)-Algorithmus erfolgen. Dieser versucht eine quadratische Fehlerfunktion schrittweise, iterativ durch gezielte Adaption der Filterparameter mittels eines Gradientenverfahrens zu verringern.

[0042] Die Einrichtung zur Schätzung eines Fehlersignals für den definierten Ort weist Übertragungsfiler auf, welche die Übertragung des zumindest einen Kontrollsignals von dem zumindest einen akustischen Ausgabemittel an die Orte des zumindest einen akustischen Eingabemittels und die Übertragung des zumindest einen Kontrollsignals von dem zumindest einen akustischen Ausgabemittel an den definierten Ort modellieren. Mindestens ein Übertragungsfiler ist durch mehrere parallel angeordnete Übertragungsteilter realisiert und zumindest ein Übertragungsteilter filtert einen zeitlich verschobenen Block des zumindest einen Kontrollsignals.

[0043] Auch ein entsprechendes Verfahren zur Unterdrückung von Geräuschen ist offenbart, das die folgenden Schritte aufweist: Erfassen von zumindest einem mit den Geräuschen korrelierten Referenzsignal $x[n]$; Erfassen von zumindest einem akustischen Fehlersignal $m[n]$ an einer oder mehreren Erfassungspositionen in der Nähe des definierten Orts; Generieren von zumindest einem Kontrollsignal $u[n]$ zur Erzeugung von Schallsignalen zur Unterdrückung der Geräusche, basierend auf dem zumindest einem Referenzsignal $x[n]$ und dem zumindest einem akustischen Fehlersignal $m[n]$ und mittels zumindest einem adaptiven Kontrollsignalfilter, wobei mindestens ein Kontrollsignalfilter durch mehrere parallel angeordnete Kontrollsignalteilter realisiert ist, die jeweils getrennt voneinander im Frequenzbereich adaptiert werden; Schätzen eines Fehlersignals $e[n]$ an dem definierten Ort anhand des zumindest einen akustischen Fehlersignals $m[n]$; Adaptieren der Kontrollsignalteilter mittels eines Verfahrens zur Reduzierung einer Fehlerfunktion, die auf dem geschätzten Fehlersignal $e[n]$ an dem definierten Ort basiert; und Ausgeben von einem oder mehreren Schallsignalen an einer oder mehreren Ausgabepositionen in der Nähe des definierten Orts zur Unterdrückung der Geräusche.

[0044] Die Schätzung eines Fehlersignals für den definierten Ort erfolgt anhand von Übertragungsfiltern, welche die Übertragung des zumindest einen Kontrollsignals von der zumindest einen Ausgabeposition an die zumindest eine Erfassungsposition und die Übertragung des zumindest einen Kontrollsignals von der zumindest einen Ausgabeposition an den definierten Ort modellieren. Mindestens ein Übertragungsfiler ist durch mehrere parallel angeordnete Übertragungsteilter realisiert und zumindest ein Übertragungsteilter filtert einen zeitlich verschobenen Block des zumindest einen Kontrollsignals.

[0045] Die Vorrichtung und das Verfahren nach dem zweiten allgemeinen Aspekt der Erfindung können beliebig mit den Merkmalen des ersten Aspekts kombiniert werden. So können die oben optional dargestellten Ausgestaltungen und Elemente von Ausführungsbeispielen des ersten Aspekts auf den zweiten Aspekt übernommen werden.

[0046] Allgemein können die oben beschriebenen Merkmale in vielfacher Weise miteinander kombiniert werden, auch wenn eine solche Kombination nicht ausdrücklich erwähnt ist. Insbesondere können für ein Verfahren beschriebene Merkmale auch für eine entsprechende Vorrichtung herangezogen werden und umgekehrt.

[0047] Im Weiteren werden Ausführungsbeispiele der Erfindung anhand der schematischen Zeichnung näher beschrieben. Dabei zeigen:

Fig. 1 schematisch ein Ausführungsbeispiel für ein Gesamtsystem zur Reduzierung von ungewünschten Geräuschen an bestimmten Orten;

Fig. 2 schematisch die wesentlichen Pfade und die Verarbeitung der Signale des Geräuschreduzierungssystems;

Fig. 3 schematisch ein Ausführungsbeispiel des Dual-MISO Ansatzes im Zeitbereich;

Fig. 4 schematisch die Zerlegung eines Filters in mehrere Teilfilter (Partitionen) für die partitioned-block und overlap-save Verarbeitung;

Fig. 5 schematisch 2 mögliche Blockschaltbilder zur Realisierung eines partitioned-block Filters;

Fig. 6 schematisch das overlap-save Verfahren für einen einzelnen Block an Eingangsdaten;

Fig. 7 schematisch ein mögliches Blockschaltbild für den partitioned-block MISO FxLMS-Algorithmus für einen Kanal;

5 Fig. 8 schematisch das Prinzip der RMT;

Fig. 9 schematisch ein Ausführungsbeispiel für eine verzögerte-RMT in Verbindung mit einem FxLMS-Algorithmus; und

10 Fig. 10 ein Verfahren zur Unterdrückung von Geräuschen gemäß einem Ausführungsbeispiel.

[0048] Die nachfolgend beschriebenen Ausführungsbeispiele sind nicht limitierend und rein illustrativ zu verstehen. Zur Veranschaulichung können sie zusätzliche Elemente aufweisen, die für die Erfindung nicht wesentlich sind. Der Schutzbereich soll sich allein durch die beigefügten Ansprüche bestimmen.

15 **[0049]** Die folgenden Ausführungsbeispiele ermöglichen eine Reduktion von ungewünschten Geräuschen für Fahrzeuginsassen an bestimmten Sitzpositionen.

[0050] Fig. 1 stellt schematisch ein Ausführungsbeispiel für ein Gesamtsystem 1 zur Reduzierung von ungewünschten Geräuschen an bestimmten Orten, wie den Sitzplätzen eines Fahrzeugs, dar. Im Gegensatz zu vielen bekannten Anwendungen zur Geräuschreduzierung, die Kopfhörer zur Ausgabe des Antischalls verwenden, werden hier Lautsprecher verwendet, die nicht am Ohr des Benutzers anliegen, sondern in einer gewissen Entfernung von diesem an einem geeigneten Ort, z.B. einer Kopfstütze eines Sitzes, angebracht sind. Dies führt dazu, dass auch die Kreuzpfade der Übertragungsstrecke zwischen Lautsprechern und Ohren wirksam sein können und unter Umständen eine hohe Positionsabhängigkeit der Hörposition besteht. Auch kann das Störsignal nicht direkt an der Hörposition aufgezeichnet werden, es muss aus Mikrofonen in bestmöglicher Nähe abgeleitet werden.

25 **[0051]** Das vorliegende Dokument adressiert ein aktives, sitzplatzorientiertes Geräuschreduzierungssystem (ANC-System) für ein Fahrzeug für die Personenbeförderung. Das Ausführungsbeispiel für ein Gesamtsystem kann aufweisen: eine aktive Nackenstütze pro Sitzplatz mit mehreren, vorzugsweise optimiert angeordneten und ausgerichteten Lautsprechern 7, die ggf. eine spezifische Ausführungsform wie z.B. Gradienten-Lautsprecher aufweisen, ein oder mehrere Mikrofone 8 zur Erfassung der Störgeräusche in den Nackenstützen (und/oder im Fahrzeuginnenraum), eine zonale Steuereinheit 3 pro Sitzplatz zur Erzeugung des Antischallsignals, eine Einheit 4 pro Sitzplatz zur Erfassung der Position und Orientierung des Kopfes, mehrere Referenzsensoren 6 (z.B. Beschleunigeraufnehmer) an Fahrwerk und/oder Motor zur Ableitung des Störsignals, ein zentrales Steuermodul 5 zur Koordinierung der Einzelsysteme, zur Verarbeitung der Signale der Referenzsensoren, zur Erfassung von Zusatzinformationen durch Vernetzung mit einem Fahrzeug-Datenbus oder weiterer Sensorik und einen lokalen Datenbus 9 zur Vernetzung aller Steuereinheiten. Fig. 1 illustriert den schematischen Aufbau des Gesamtsystems und der lokalen Einheiten 2, die jeweils einem Sitzplatz zugeordnet sind.

35 **[0052]** Ziel des Geräuschreduzierungssystems ist ein verbessertes, sitzplatzorientiertes ANC-System für Personenfahrzeuge vorzusehen. Dabei wird das Gesamtsystem als ein adaptives feedforward-System ausgeführt. Hierfür werden Signale mehrerer an Fahrwerk und Motor platzierten Referenzsensoren 6 mittels eines oder mehrerer (digitaler) Filter gefiltert, um ein Steuersignal zur Geräuschreduktion zu erzeugen. Diese Filter werden über das Referenzsignal und das Fehlersignal adaptiv nachgeführt. Unter einem Filter ist im Weiteren ein oder mehrere Filter für verschiedene Referenzsignale und zur Erzeugung der Kontrollsignale für die Lautsprecher zu verstehen. Die Filter, deren Adaption sowie die weiteren im Folgenden beschriebenen Signalverarbeitungen können mittels eines digitalen Prozessors, beispielsweise einem digitalen Signalprozessor (DSP) durchgeführt werden. Hierzu kann die zonale Steuereinheit 3 und/oder das zentrale Steuermodul 5 einen oder mehrere Prozessoren sowie einen Speicher und Ein-/Ausgabeelemente aufweisen. Für die parallele Verarbeitung der Signale, wie sie durch die vorliegende Offenbarung ermöglicht wird, können mehrere Prozessoren oder ein Prozessor mit mehreren Prozessorkernen vorgesehen sein.

50 **[0053]** Fig. 2 stellt schematisch die wesentlichen Pfade und die Verarbeitung der elektrischen (bzw. digitalen) und akustischen Signale eines Ausführungsbeispiels für das Geräuschreduzierungssystem dar. Mit dem Vektor $\mathbf{x}[n]$ werden die Referenzsignale der Sensoren 6 für den Abtastzeitpunkt n bezeichnet. Der Vektor $\mathbf{u}[n]$ gibt die Kontrollsignale zur Geräuschreduktion für die Lautsprecher 7 an. Unter $\mathbf{r}[n]$ sind gefilterte Referenzsignale für die Adaption des (oder der) Kontrollfilter w (Referenzzeichen 10) zu verstehen. Mit $\mathbf{d}_e[n]$ wird das Störsignal an der Hörposition (Ohr des Benutzers) und mit $\mathbf{d}_m[n]$ das Störsignal an der Mikrofonposition (z.B. an einer Nackenstütze) bezeichnet. Die Signale der Mikrofone 8 werden mit dem Vektor $\mathbf{m}[n]$ angegeben. Schließlich bezeichnet $\mathbf{e}[n]$ die Fehlersignale an der Hörposition, wie sie sich aus der Summe der Wirkung der Kontrollsignale an der Hörposition (mittels der Übertragungsstrecke g_e bzw. G_e) und dem Störsignal $\mathbf{d}_e[n]$ ergeben. Mit g_m bzw. G_m wird die Übertragungsstrecke zwischen Lautsprechern 7 und den Mikrofonen 8 bezeichnet. Die Symbole p_e und p_m stehen für die unbekannten Übertragungsstrecken von den Störgeräuscherzeugern 13 (wie Motor, Reifen, Wind) zu dem Hörort bzw. den Mikrofonen. Geschätzte Größen sind mit einem $\hat{\cdot}$ -Symbol gekennzeichnet, so zum Beispiel \hat{g}_e für die geschätzte Übertragungsstrecke zwischen Lautsprecher und Hörort und

$\hat{e}[n]$ für die geschätzten Fehlersignale. Weiter gezeigt ist ein (oder mehrere) Referenzsignalfilter 11 zur Erzeugung der gefilterten Referenzsignale $\mathbf{r}[n]$ aus den Referenzsignalen $\mathbf{x}[n]$ mittels eines digitalen Filters, das die geschätzte Übertragungsstrecke \hat{g}_e zwischen Lautsprecher und Hörort nachbildet. Schließlich ist mit 12 die Remote Microphone Technique (RMT) bezeichnet, die das geschätzte Fehlersignal $\hat{e}[n]$ am Hörort aus den Mikrofonsignalen $\mathbf{m}[n]$ und den

Kontrollsignalen $\mathbf{u}[n]$ bestimmt. Hierzu werden die geschätzten Übertragungsstrecken \hat{g}_e und \hat{g}_m , sowie eine geschätzte Übertragungsstrecke $\hat{\delta}_{opt}$ zwischen den Positionen der Mikrofone und dem Hörort verwendet. Für die Adaption der Kontrollfilter 10 ist eine Adaptionseinrichtung 18 vorgesehen, die unter anderem eine Adaptierungsschrittweite μ verwendet.

[0054] Das Gesamtsystem lässt sich grundsätzlich in zwei Teilbereiche gliedern: (i) die adaptive Anpassung des Filters oder der Filter zur Störschallreduktion und (ii) die Schätzung des Fehlersignals an der Hörposition. Zunächst wird das Prinzip eines partitioned-block MIMO/MISO ANC-Systems erläutert.

[0055] Ein Aspekt der vorliegenden Erfindung adressiert die adaptive Anpassung der Filter 10 zur Störschallreduktion. Diese Filter können grundsätzlich sowohl im Zeitbereich als auch im Frequenzbereich mittels partitioned-block-Verarbeitung umgesetzt werden. Hierbei wird berücksichtigt, dass zum Abtastzeitpunkt n mehrere Referenzsignale $\mathbf{x}[n] = [x_0[n], x_1[n], \dots, x_{N_x-1}[n]]^T$, mehrere Lautsprecher 7 in den Nackenstützen bzw. im Raum in der Nähe der Hörposition mit deren Signalen $\mathbf{u}[n] = [u_0[n], u_1[n], \dots, u_{N_U-1}[n]]^T$ und mehrere Fehlersignale $\mathbf{e}[n] = [e_0[n], e_1[n], \dots, e_{N_e-1}[n]]^T$ an den Positionen, wo der Geräuschpegel reduziert werden soll, verarbeitet werden müssen.

[0056] Die Referenzsignale $\mathbf{x}[n]$ werden von (Beschleunigungs-)Sensoren 6 am Fahrzeug aufgezeichnet. Die benötigte Anzahl und Lage ist vom Fahrzeugmodell und der zur Verfügung stehenden Rechenleistung und Datenbusbreite abhängig und kann nicht generisch festgelegt werden. Zum effizienten Aufspüren geeigneter Positionen können sich unter Anderem Instrumente wie die multiple Kohärenz oder iterative Optimierungs-/Suchalgorithmen eignen. Diese Referenzsignale werden von einem Kontrollfilter \mathbf{w} 10 verarbeitet, um die Signale für die einzelnen Lautsprecher 7 zu erhalten. In der Regel ist dieser als Transversalfilter (bzw. FIR-Filter) ausgeführt. Insgesamt wird für eine MIMO-Implementierung ein Set aus $N_U \times N_x$ Kontrollfiltern 10 mit je N_W Filterkoeffizienten benötigt. Grundsätzlich können die Anzahl der Filterkoeffizienten für die einzelnen Kontrollfilter unterschiedlich sein. Der i -te Koeffizient des Filters für das k -te Referenzsignal und den m -ten Lautsprecher kann als $w_{m,k,i}$ definiert werden. Das Kontrollsignal für den m -ten Lautsprecher 7 ergibt sich somit als

$$u_m[n] = \sum_{k=0}^{N_x-1} \sum_{i=0}^{N_W-1} w_{m,k,i} x_k[n-i].$$

[0057] Für die Adaptierung werden s.g. gefilterte Referenzsignale benötigt. Diese werden durch die Filterung der Referenzsignale $\mathbf{x}[n]$ mittels der Referenzsignalfilter 11 mit den gemessenen bzw. geschätzten Übertragungsstrecken $\hat{\mathbf{G}}_e$ (z) zwischen allen Lautsprechern und allen betrachteten Hörpositionen generiert. Modelliert als FIR-Filter mit N_{ge} Taps kann der j -te Koeffizient zwischen dem m -ten Lautsprecher und der Position des l -ten Fehlersignals als $\hat{g}_{e,l,m,j}$ (Hörort l) notiert werden, der \wedge -Operator deutet dabei auf eine Schätzung der Übertragungsstrecke hin. Alle N_x Referenzsignale werden nun mit allen $N_E \times N_U$ Übertragungsstrecken gefiltert, für das k -te Referenzsignal, den m -ten Lautsprecher und die l -te Fehlerposition entspricht dies

$$r_{l,m,k}[n] = \sum_{j=0}^{N_{ge}-1} \hat{g}_{e,l,m,j} x_k[n-j].$$

[0058] Die Adaptierung der Kontrollfilter 10 erfolgt üblicherweise mittels des adaptiven feedforward Filtered-Reference Least-Mean-Square (FxLMS)-Algorithmus. Der Begriff "feedforward" bezieht sich darauf, dass die Referenzsignale dem Störsignal an der Hörposition vorauslaufen, was Zeit zur Filterung der Signale mit sich bringt. Bei konventionellen adaptiven Least-Mean-Square (LMS)-Filtern wird der Ausgang des Filters direkt mit den Störsignalen addiert. Bei einer ANC-Anwendung wird jedoch der Ausgang des Filters mit dem nicht-idealen Verhalten der Lautsprecher und der akustischen Übertragungsstrecke zur Hörposition beaufschlagt. Dadurch würde ein gewöhnlicher LMS-Filter in den meisten Fällen nicht konvergieren. Beim FxLMS-Ansatz wird jedoch das Prinzip der Superposition linearer und zeitinvarianter Systeme genutzt und das Referenzsignal für die Adaptierung genau mit dieser Übertragungsstrecke, bzw. einer Schätzung/Modellierung davon, gefiltert. Die Adaptierung wird im Zeitbereich in einer Weise vorgenommen, als die Filterkoeffizienten so verändert werden, dass der quadratische Fehler an der Hörposition verringert wird. Dies erfolgt in der Adaptionseinrichtung 18 mit

$$w_{m,k,i} = (1 - \rho) w_{m,k,i} - \mu \sum_{l=0}^{N_E-1} r_{l,m,k}[n-i] e_l[n],$$

wobei μ eine Adaptierungsschrittweite und $\rho \in [0; 1)$ einen so genannten "Leakage"-Koeffizienten darstellt, der Instabilität und übergroße Filterkoeffizienten über längere Adaptierungsdauer verhindern kann. Mit dem Sonderfall $\rho = 0$ kann ein gewöhnlicher FxLMS-Algorithmus ohne "Leakage" beschrieben werden.

[0059] Um eine möglichst optimale Adaptierung zu gewährleisten, kann der Algorithmus als normalisierter FxLMS (NFxLMS) ausgeführt werden. Dabei wird die Adaptierungsschrittweite mit der geschätzten (momentanen oder rekursiv gefilterten) Signalenergie der gefilterten Referenzsignale normiert.

[0060] Im Weiteren wird auf eine Sonderform des MIMO-Ansatzes eingegangen. In der Regel kann eine Anzahl von zwei Hörpositionen bzw. Fehlersignalen angenommen werden - nämlich der Schall an den beiden Ohren einer Person. Wenn nun genau zwei Lautsprecher zur aktiven Geräuschreduktion verwendet werden, deren Kreuzpfade zu den Ohren vernachlässigbar sind (d.h. wenn sie eine Ausrichtung und Bauform aufweisen, so dass z.B. nur der Pfad von linkem Lautsprecher zu linkem Ohr relevant und der Pfad von linkem Lautsprecher zu rechtem Ohr vernachlässigbar ist), können zwei parallele MISO-Systeme für ANC verwendet werden. Beide Systeme haben dieselben Referenzsignale am Eingang, generieren jeweils aber nur das Ausgangssignal für einen Lautsprecher.

[0061] Jedes der beiden Kontrollfilter \mathbf{w}_0 und \mathbf{w}_1 ist dabei für einen Hauptpfad (linker Lautsprecher zu linkem Ohr, rechter Lautsprecher zu rechtem Ohr) verantwortlich und generiert ein Kontrollsignal $u_0[n]$ bzw. $u_1[n]$, das vom entsprechenden Lautsprecher wiedergegeben wird. Die korrespondierenden N_W Filterkoeffizienten im Zeitbereich entsprechen damit z.B. für den k-ten Eingang (Referenzsignal) und den 0-ten Ausgang $\mathbf{w}_{0,k} = [w_{0,k,0}, w_{0,k,1}, \dots, w_{0,k,N_W-1}]^T$. Wie bereits erwähnt, sind für jeden Hauptpfad (0 bzw. 1) N_x Filter vorgesehen, die jeweils ein Referenzsignal für diesen Pfad verarbeiten. Die Berechnung erfolgt ident zum bereits besprochenen MIMO-Fall.

[0062] Für die Dual-MISO-Ausführung werden die Kreuzpfade (rechter Lautsprecher zum linken Ohr und linker LS zu rechtem Ohr) nicht gesondert für die Adaptierung vom Algorithmus berücksichtigt, da in der üblichen Ruheposition des Kopfes ausreichend Dämpfung im Vergleich zu den Hauptpfaden gegeben ist und diese somit vernachlässigt werden können. Es muss, im Vergleich zum MIMO-Ansatz, eine deutlich geringere Anzahl an $2 \cdot N_x$ gefilterten Referenzsignalen berechnet werden. Mit dem Kanalindex $l \in [0; 1] \in \mathbb{N}^+$ für die Strecke von Lautsprecher 0 zu dem Ort des Fehlersignals 0 bzw. Lautsprecher 1 zu Ort des Fehlersignals 1 ergeben sich die gefilterten Referenzsignale zu

$$r_{l,k}[n] = \sum_{j=0}^{N_{ge}-1} \hat{g}_{e,l,j} x_k[n-j].$$

[0063] Dabei entspricht $\hat{g}_{e,l,j}$ den Übertragungsstrecken von linkem Lautsprecher zu linkem Ohr, bzw. rechtem Lautsprecher zu rechtem Ohr. Die Adaptierung der Filterkoeffizienten im Zeitbereich in den Adaptionseinrichtungen 18-0 und 18-1 für die beiden Hauptpfade erfolgt nun mit

$$w_{l,k,i} = (1 - \rho) w_{l,k,i} - \mu r_{l,k}[n-i] e_l[n],$$

die geänderte Indizierung ergibt sich aus dem Umstand, dass für die Dual-MISO Implementierung $m = l$ gilt. Im Vergleich zum vollwertigen MIMO-Ansatz verringert sich der Rechen- und Speicherbedarf somit deutlich. Ein Blockschaltbild für ein Ausführungsbeispiel des Dual-MISO Ansatzes im Zeitbereich ist in Fig. 3 dargestellt, wobei die gefilterten Referenzsignale als Vektor $\mathbf{r}_l[n] = [r_{l,0}[n], r_{l,1}[n], \dots, r_{l,N_x-1}[n]]^T$ abgebildet sind. Akustische Pfade sind strichliert gekennzeichnet.

[0064] Bei dem Dual-MISO-Ansatz als Sonderfall des MIMO-Ansatzes erfolgt die Adaption des Kontrollfilters \mathbf{w}_0 10-0 nur anhand des vom Referenzsignalfilter 11-0 erzeugten gefilterten Referenzsignals r_0 (unter Berücksichtigung der geschätzten Übertragungsfunktion $\hat{g}_{e,0,0}$ zwischen Lautsprecher 0 und Hörort 0) und des Fehlersignals \mathbf{e}_0 am Hörort 0. Analoges gilt für Kontrollfilter \mathbf{w}_1 10-1. In Fig. 3 sind zusätzlich (die für den Dual-MISO Ansatz nicht berücksichtigten) akustischen Übertragungsstrecken $\hat{g}_{e,0,1}$ und $\hat{g}_{e,1,0}$ für die Kreuzpfade dargestellt. Im Falle des allgemeinen MIMO-Ansatzes müssen die Kreuzpfade jedoch in der Adaptierung, wie oben dargelegt, berücksichtigt werden, auch wenn sie keinen nennenswerten Beitrag liefern. Dadurch werden die Konditionierung und Adaptierungsgeschwindigkeit des ganzen Algorithmus beeinflusst.

[0065] Um den Berechnungsaufwand bei großen Filterlängen zu verringern, kann eine Umsetzung im Frequenzbereich mittels FFT und overlap-save Verfahren erfolgen. Im Folgenden werden zur Vereinfachung nur die Formulierungen allgemein für den l -ten Ausgangskanal bzw. Lautsprecher gegeben.

[0066] Damit die Latenzen, die durch die Verarbeitung im Frequenzbereich entstehen, reduziert und in einen echtzeitfähigen Bereich verringert werden, werden die adaptiven Filter in N_P kürzere Teilfilter, s.g. Partitionen, zerlegt. Das System basiert hierbei auf einer Blockverarbeitung, die Blocklänge L in Abtastwerten (Samples) ergibt sich aus der Systemkonfiguration und bestimmt maßgeblich die Latenz. Der aktuelle Block des Eingangssignales im Zeitbereich wird mit dem vorherigen Block zusammengehängt und mit einer $C = 2L$ -Punkt DFT bzw. FFT in den Frequenzbereich transformiert. Für den b -ten Signalblock und das k -te Referenzsignal ergibt sich das zu $\mathbf{X}_{k,b} = FFT\{[x[bL - 2L], x[bL - 2L + 1], \dots, x[bL - 1]]^T\}$, wobei der Zusammenhang zum bisherigen Zeitindex mit $n = bL$ besteht. In dieser Schreibweise sind alle (diskreten) Frequenzkoeffizienten bzw. Frequenzbins für einen Eingangskanal bzw. Referenzsignal k und Signalblock b zu $\mathbf{X}_{k,b}$ zusammengefasst, hingegen verweist $\mathbf{X}_b[\kappa] = [X_{0,b}[\kappa], X_{1,b}[\kappa], \dots, X_{N_x-1,b}[\kappa]]^T$ auf alle transformierten Referenzsignale für einen einzelnen Frequenzbin κ . Im Folgenden sollen Symbole in Großbuchstaben auf den Frequenzbereich hinweisen.

[0067] Die partitionierten Kontrollfilter im Frequenzbereich entsprechen einer Zerlegung im Zeitbereich zu je L Taps Länge, zero-gepadded um ebenfalls die Länge L (d.h. um L Nullen ergänzt) und in den Frequenzbereich transformiert. Dies ist in Fig. 4 für ein Referenzsignal schematisch dargestellt. Die Figur zeigt die Zerlegung eines Filters w_l der Länge N_w in N_p Teilfilter (Partitionen) $w_{l,0}$ bis w_{l,N_p-1} für die partitioned-block und overlap-save Verarbeitung. Jeweils $L = N_w/N_p$ der N_w Filterkoeffizienten des gesamten Filters im Zeitbereich werden der Reihe nach den Teilfiltern zugeordnet. Man erkennt auch die Ergänzung der Filterkoeffizienten im Zeitbereich durch das Anhängen von L Nullen, so dass jedes Teilfilter $2 \cdot L$ Filterkoeffizienten aufweist. Weiter ersichtlich ist der Zusammenhang mittels der Fouriertransformation zwischen den Filterkoeffizienten im Zeitbereich und den Filterspektren $W_{l,p}$.

[0068] Im Allgemeinen entspricht dies für den p -ten Teilfilter, für das k -te Referenzsignal und den l -ten Ausgangskanal

$$\mathbf{W}_{l,k,p} = FFT\left\{w_{l,k,pL}, w_{l,k,pL+1}, \dots, w_{l,k,pL+L-1}, \underbrace{0, \dots, 0}_L\right\}^T, \text{ bzw. für einen Frequenzbin } \kappa \text{ und alle Ein-}$$

gangskanäle $\mathbf{W}_{l,p}[\kappa] = [W_{l,0,p}[\kappa], W_{l,1,p}[\kappa], \dots, W_{l,N_x-1,p}[\kappa]]^T$. Die gepufferten Referenzsignalblöcke der vorherigen Blöcke werden nun im Frequenzbereich mit der entsprechenden Partition bin-weise multipliziert zu

$$\tilde{U}_{l,b}[\kappa] = \sum_{p=0}^{N_P-1} \mathbf{W}_{l,p}^T[\kappa] \mathbf{X}_{b-p}[\kappa] = \sum_{p=0}^{N_P-1} \sum_{k=0}^{N_x-1} W_{l,k,p}[\kappa] X_{k,b-p}[\kappa].$$

[0069] Das Kontrollsignal für Block b und einen Frequenzbin κ wird aus der Summe der Teilsignale der einzelnen Partitionen für den Frequenzbin κ gebildet, wobei die Teilsignale durch das Skalarprodukt der Vektoren der Spektren der Referenzsignale und des entsprechenden Teilfilters gebildet werden. Die Berechnung des Spektrums für das Fehler-signal erfolgt im Frequenzbereich getrennt für jeden Frequenzbin. Die Berechnung erfolgt separat für die einzelnen Partitionen des Kontrollfilters und diese Teilergebnisse werden anschließend für alle Partitionen addiert. Hierbei werden zeitlich verschobene Werte für die Spektren der Referenzsignale $X_{k,b-p}$ herangezogen. Die zeitliche Verschiebung $b-p$ entspricht dabei der laufenden Nummer der Partition p . Diese Berechnung kann auf DSPs mit mehreren Kernen parallel erfolgen, was eine deutliche Effizienzsteigerung bringen kann.

[0070] Fig. 5 stellt den partitioned-block-Ansatz schematisch dar und zeigt 2 mögliche Blockschaltbilder eines partitioned-block Filters im Frequenzbereich. Dabei entspricht z^{-L} einer Verzögerung um L Abtastwerte bzw. einem Signalblock. Das Kontrollfilter 10 ist ein einzelne parallel angeordnete Teilfilter 10' aufgeteilt. Das Filter 10 kann sowohl mit vorge-schalteter Verzögerung (pre-delay) (Verzögerungsglieder 14 bei den Eingangsdaten) als auch mit nachgeschalteter Verzögerung (post-delay) (Verzögerungsglieder 14 bei den Teilfilter-Ausgängen; rechts im Bild) implementiert werden, das Ergebnis ist, bei Vernachlässigung von Rundungsfehlern, ident. Bei der Verwendung des "predelays" werden die Fourier-transformierten Blöcke für ein Referenzsignal X_b für jede Partitionsstufe um L Abtastwerte, bzw. einen Signalblock, verzögert und mit dem entsprechenden Teilfilter für den Ausgangskanal l verarbeitet (multipliziert wie oben angegeben). Es ist anzumerken, dass die Verzögerungen durch einfaches Puffern der Werte der vorherigen Blöcke ausgeführt werden können, da bei einer Blocklänge von L im Prinzip alle transformierten Blöcke um 50% überlappen. Es muss deshalb immer nur der aktuellste Eingangsblock transformiert werden und transformierte Blöcke von vorherigen Zeitpunkten werden gepuffert.

[0071] Anschließend werden die Teilergebnisse der einzelnen Teilfilter im Frequenzbereich addiert, um das Spektrum $\tilde{U}_{l,b}$ des Kontrollsignals für diesen Ausgangskanal l und den Block b zu erhalten. Bei einer Verarbeitung mittels post-delay werden die Teilfilter 10' auf die unverzögerten Referenzsignalspektren angewendet. Anschließend erfolgt die Verzögerung der Teilergebnisse der Teilfilter auf der Filterausgangsseite und vor der Addition. Mathematisch sind beide Realisierungsmöglichkeiten gleichwertig und das Spektrum des Kontrollsignals wird durch die oben zuletzt genannte Formel berechnet.

[0072] Die oben angeführte Operation zur Berechnung der Kontrollsignale im Frequenzbereich entspricht nach Rücktransformation in den Zeitbereich einer zyklischen Faltung, keiner bevorzugten linearen Faltung. Signalanteile des Ergebnisses, die über die Blockgröße hinausgehen, schieben sich dadurch wieder an den Anfang des Blocks und überlagern sich mit den eigentlich gewünschten Nutzdaten.

[0073] Diese Signalteile mit zyklischen Anteilen am Ergebnis sind in der Regel ungültig und stimmen nicht mit der linearen Faltung überein. Durch den overlap-save Algorithmus kann jedoch ein verwertbares Ergebnis berechnet werden. Dabei werden 2 Blöcke des Eingangssignals (also $2L$ Abtastwerte) in den Frequenzbereich transformiert. Der erste Teil eines Filters hat im Zeitbereich eine Länge von L Koeffizienten. Vor einer Transformation in den Frequenzbereich werden L Nullen hinten angefügt (zero-padding). Dadurch kann ein Teil des Filterergebnisses frei von zyklischen Artefakten gehalten werden. Das Kontrollsignal wird nun durch elementweise Multiplikation im Frequenzbereich berechnet. Das verwertbare Zeitbereichssignal ist nun in den L letzten Samples des invers-transformierten Blocks $[u_0[bL], u_0[bL+1], \dots, u_0[bL+L]]^T = \mathbf{P}_y * IFFT\{\tilde{\mathbf{U}}_{0,b}\}$ enthalten, wobei mit der Matrix $\mathbf{P}_y = [\mathbf{0}^{L \times (C-L)} \mathbf{I}^{L \times L}]$ nur kausale Anteile ohne zyklische Artefakte übernommen werden. Dabei entspricht $\mathbf{0}$ einer Matrix aus Nullen und \mathbf{I} der Einheitsmatrix mit den angegebenen Dimensionen. Dieser Vorgang ist in Fig. 6 für einen einzelnen Signalblock der Eingangsdaten schematisch dargestellt. Man erkennt zwei Blöcke x_{b-1} und x_b der Eingangs-(Referenz)daten mit ihrer jeweiligen Länge L . Wie bereits erwähnt, verwendet die FFT die Transformationslänge $C = 2L$. Diese Eingangsdaten werden in den partitionierten Filtern zyklisch gefaltet. Wie bereits in Fig. 4 gezeigt, werden die Filterkoeffizienten im Zeitbereich an deren Ende bis zur Länge C mit L Nullen ergänzt. Das Ergebnis der zyklischen Faltung ist ein Block u_b für das Kontrollsignal der Länge C , wobei sich die gültigen Signaldaten in der zweiten Blockhälfte der Länge L befinden, während in der ersten Blockhälfte zyklische Anteile auftreten, die ignoriert werden können. Auf diese Weise erhält man für den Block x_b der Länge L ein Kontrollsignal u_b der gleichen Länge.

[0074] Die Adaptierung der Kontrollfilter erfolgt analog dazu im Frequenzbereich. Die gefilterten Referenzsignale können ebenfalls mittels partitioned-block-Ansatz bestimmt werden. Dafür muss das Filter $\hat{G}_{e,l,l}$ ebenso, wie oben beschrieben, zuerst in Teilfilter zerlegt werden. Somit werden die gefilterten Referenzsignale mit

$$\tilde{\mathbf{R}}_{l,b}[k] = \sum_{p=0}^{N_{P_{Ge}}-1} \hat{G}_{e,l,l,p}[k] \mathbf{X}_{b-p}[k]$$

berechnet, wobei $N_{P_{Ge}}$ eine von N_p abweichende Zahl an Partitionen sein kann. Die Partitionslänge L ist jedoch ident.

[0075] Das Kontrollfilter kann nun direkt mit dem soeben berechneten Ergebnis der gefilterten Referenzsignale im Frequenzbereich mittels "unconstrained"-Ansatz adaptiert werden, d.h. ohne Berücksichtigung von Randbedingungen. Dabei werden zyklische Anteile im Spektrum der gefilterten Referenzsignale nicht entfernt, was zu einem gewissen "Verrauschen" der Ergebnisse führt, das aber durchaus akzeptabel sein kann. Für bessere Adaptierung ohne zyklische Effekte kann auch einen "constrained"-Ansatz zur Berücksichtigung von Randbedingungen verwendet werden, bei dem das resultierende Spektrum der gefilterten Referenzsignale in den Zeitbereich transformiert, nur die letzten L gültigen Samples verwendet (vgl. Erläuterungen zu Fig. 6), mit dem vorherigen Block zusammengehängt, und wieder in den Frequenzbereich zurücktransformiert wird. Für den k -ten Eingangskanal ergibt sich dies zu

$$\mathbf{R}_{l,k,b} = FFT \left\{ [r_{l,k}[bL-2L], r_{l,k}[bL-2L+1], \dots, r_{l,k}[bL-L-1], [\mathbf{P}_y IFFT \{ \tilde{\mathbf{R}}_{l,k,b} \}]^T]^T \right\}.$$

[0076] Für die Adaptierung selbst werden die Fehlersignale mit Null-Auffüllung (zero-padding) vor den Samples (d.h. dem Einfügen von L Nullen am Anfang eines Blocks von Fehlersignalen) als

$$\mathbf{E}_{l,b} = FFT \left\{ \left[\underbrace{0, \dots, 0}_L, e_l[bL-L], e_l[bL-L+1], \dots, e_l[bL-1] \right]^T \right\}$$

in den Frequenzbereich transformiert. Durch das Nullsetzen der ersten L Werte eines Blocks von Fehlersignalen und der Verwendung der konjugiert-komplexen gefilterten Referenzsignale wird für die Adaption eine Kreuz-Korrelation zwischen den gefilterten Referenzsignalen und dem Fehlersignal gebildet. Die Adaptierung der Kontrollfilter ergibt sich somit zu

$$\tilde{\mathbf{W}}_{l,p}[\kappa] = \mathbf{W}_{l,p}[\kappa] - \mu \mathbf{R}_{l,b-p}^*[\kappa] E_{l,b}[\kappa],$$

wobei $(\cdot)^*$ die konjugiert-komplexe Realisation darstellt. Die Adaption des Spektrums einer Partition p des Kontrollfilters erfolgt im Frequenzbereich getrennt für jeden Frequenzbin in dem ein Anteil (μ) eines durch die Multiplikation zwischen einer spektralen Repräsentation der gefilterten Referenzsignale und einer spektralen Repräsentation der Fehlersignale bestimmten Korrekturterms angewendet (abgezogen) wird, wobei die spektrale Repräsentation der gefilterten Referenzsignale für einen zeitlich vorherigen Block und die spektrale Repräsentation der Fehlersignale des aktuellen Blocks b herangezogen wird. Die zeitliche Verschiebung $b-p$ für die spektrale Repräsentation der Fehlersignale entspricht dabei der laufenden Nummer der Partition p . Auf diese Weise kann eine sehr effiziente Adaptierung der Kontrollfilter erfolgen.

[0077] In der Regel ist es sinnvoll bei einer Adaptierung im Frequenzbereich auf die Kausalität der Filterkoeffizienten zu achten. Das bedeutet, dass die "zero-padded"-(d.h. mit Null aufgefüllten) Anteile der Filterkoeffizienten (siehe Fig. 4 und 6) mit der Zeit von Null "wegdriften". Dies kann korrigiert werden, damit der overlap-save-Algorithmus valide Ausgangsdaten liefert. Dazu werden die Filter in den Zeitbereich transformiert, alle "zero-padded"-Anteile wieder auf null gesetzt und wieder rücktransformiert mit

$$\mathbf{W}_{l,p} = FFT \left\{ \left[\underbrace{1, \dots, 1}_L, \underbrace{0, \dots, 0}_L \right]^T \odot IFFT \{ \tilde{\mathbf{W}}_{l,p} \} \right\},$$

wobei \odot einer elementweisen (Hadamard-)Multiplikation von Vektoren oder Matrizen entspricht. Dies muss nicht während jedes Berechnungsblocks und/oder für alle Partitionen erfolgen, sondern kann auch sequenziell vorgenommen werden, z.B. eine Partition pro Berechnungsblock im "Round-Robin Scheduling". Alternativ dazu kann während der Adaptierung nur der kausale Anteil der Änderung

$$\mathbf{W}_{l,p}[\kappa] = \mathbf{W}_{l,p}[\kappa] - \mu FFT \left\{ \left[\underbrace{1, \dots, 1}_L, \underbrace{0, \dots, 0}_L \right]^T \odot IFFT \{ \mathbf{R}_{l,b-p}^*[\kappa] E_{l,b}[\kappa] \} \right\}$$

verwendet werden.

[0078] Analog zur Zeitbereichs-Berechnung kann hier ebenso ein normalisierter Adaptierungskoeffizient gewählt werden, wobei die Signalenergie im Frequenzbereich geschätzt werden kann.

[0079] Fig. 7 zeigt ein mögliches Blockschaltbild für den partitioned-block MISO FxLMS-Algorithmus für einen Kanal. Das Blockschaltbild ist für einen Ausgangskanal / des partitioned-block FxLMS Algorithmus mit "pre-delay" Implementierung und "unconstrained" gefilterten Referenzsignalen. Für eine bessere Übersicht wurde der Adaptierungspfad strichliert ausgeführt.

[0080] Die Figur zeigt schematisch die Verarbeitung der Referenzeingangssignale $\mathbf{x}[\mathbf{n}]$ mittels einer blockweisen C-Punkt FFT (oder DFT) in einer Transformationseinheit 15, die Filterung des transformierten Eingangssignals X_b für den Block b mit einem partitioned-block Filter 10 und die Rücktransformation über eine inverse FFT in einer Rücktransformationseinheit 16, die auch die letzten L Werte des rücktransformierten Kontrollsignals $\tilde{u}_{l,b}$ für den Ausgangskanal / und Block b als deren Ausgabe auswählt. Das Kontrollsignal $u[\mathbf{n}]$ wird dann an den Lautsprecher 7 geleitet, der den Antischall erzeugt. Die Filterung des transformierten Eingangssignals X_b mit den Teilfiltern $W_{l,p}$ erfolgt blockweise im Frequenzbereich, wie im Zusammenhang mit Fig. 5 erläutert. Das Spektrum X_b des Eingangssignals für Block b wird vom Teilfilter $W_{l,0}$ gefiltert, das Spektrum des vorherigen Blocks X_{b-1} wird von Teilfilter $W_{l,1}$ gefiltert usw. Die Verzögerungen um L Abtastwerte werden durch die Verzögerungsblöcke 14 angedeutet. Schließlich werden die Teilergebnisse der einzelnen Teilfilter im Frequenzbereich addiert, um das Spektrum $\tilde{U}_{l,b}$ des Kontrollsignals für den Ausgangskanal / und den Block b zu erhalten.

[0081] Für die Adaption der Teilfilter mittels Adaptionseinrichtung 18 wird das Spektrum des Eingangssignal für Block b mit dem Spektrum der geschätzten Übertragungsfunktion $\tilde{G}_{el,l}$ zwischen Lautsprecher des Ausgangskanals / und der zugehörigen Hörposition / in dem Referenzsignalfilter 11 gefiltert, um das gefilterte Spektrum $R_{l,b}$ des Referenzsignals zu generieren. Dieses wird zusammen mit dem Spektrum $E_{l,b}$ des Fehlersignals für den Ausgangskanal / zur Adaption des ersten, unverzögerten Teilfilters $W_{l,0}$ herangezogen, wie oben dargestellt. Der Transformationsblock 17 für das Fehlersignal $e[\mathbf{n}]$ führt ebenfalls eine blockweise C-Punkt FFT oder DFT durch, nachdem ein Block von L Fehlersignalwerten durch voranstellen von L Nullen auf eine Größe von C Werten ergänzt wurde. Das gefilterte Spektrum $R_{l,b-1}$ des Referenzsignals des vorherigen Blocks $b-1$ wird zusammen mit dem Spektrum $E_{l,b}$ des Fehlersignals zur Adaption

des ersten verzögerten Teilfilters $W_{l,1}$ herangezogen usw. Für einen MIMO-Fall würde die Adaptierung ähnlich erfolgen, abgesehen von der höheren Anzahl an Kontrollfiltern und Referenzsignalen müssen hier jedoch auch für alle Kontrollfilter alle Fehlersignale berücksichtigt und entsprechend verarbeitet werden.

[0082] Zusammengefasst bringt die partitioned-block Verarbeitung eine Reihe an Vorteilen in der praktischen Umsetzung mit sich, insbesondere für eine Verarbeitung im Frequenzbereich. Es wird die Verarbeitung von hohen Filterordnungen bei vergleichsweise geringem Ressourcenverbrauch und geringer Latenz ermöglicht, ebenso ist eine Parallelisierung umsetzbar. Um diese Vorteile sinnvoll nutzen zu können ist jedoch Hardware mit entsprechend optimierter DFT-Implementierung und einer Blocklänge von zumindest 64 Abtastwerten vorteilhaft.

[0083] Im Weiteren wird die Umsetzung einer verzögerten (delayed-)RMT für "virtual sensing" als partitioned-block Filter und Verbindung mit einem partitioned-block FxLMS Filter erläutert.

[0084] Der zweite Aspekt der Offenbarung betrifft die Kombination der FxLMS-Filterung mit der Remote Microphone Technique (RMT) im Frequenzbereich als partitioned-block Ansatz. Die Fehlersignalschätzung mittels RMT erfolgt prinzipiell als MIMO-Ansatz, d.h. dass anhand von mehreren Mikrofonsignalen mehrere Fehlersignale an den Hörorten geschätzt werden. Das ANC-System und die FxLMS-Filterung können als MIMO oder dual-MISO ausgeführt sein. Wenn sowohl FxLMS Algorithmus als auch RMT mit derselben Blockgröße arbeiten, kann eine effiziente Implementierung mit geringer Latenz erzielt werden. Die Beschreibung wird zum besseren Verständnis im z-Bereich begonnen, später wird die Definition im Frequenzbereich gegeben.

[0085] Die RMT wird zur Schätzung des Fehlersignals an der Hörposition eingesetzt. Für einen performanten ANC-Algorithmus mit breitem abgedecktem Frequenzbereich wird ein möglichst genaues Fehlersignal an der Hörposition benötigt. Jedoch können meist keine Sensoren direkt in oder an den Ohren eines Benutzers platziert werden, ohne den Komfort negativ zu beeinflussen. Stattdessen werden N_m Monitoring-Mikrofone in der Nähe der Ohren (z.B. an Kopfstützen oder einem Sitz) platziert. Diese nehmen sowohl die primären Störsignale $\mathbf{d}_m[n] = [d_{m,0}[n], d_{m,1}[n], \dots, d_{m,N_m-1}[n]]^T$ an den Mikrofonpositionen auf, als auch die wiedergegebene Kontrollsignale $\mathbf{u}[n] = [u_0[n], u_1[n]]^T$, beaufschlagt mit der akustischen Übertragungsstrecke

$$\mathbf{G}_m(z) = \begin{bmatrix} G_{m,0,0}(z) & G_{m,0,1}(z) \\ \vdots & \vdots \\ G_{m,N_m-1,0}(z) & G_{m,N_m-1,1}(z) \end{bmatrix}$$

zwischen m-ten Lautsprecher und den beiden Fehler- bzw. Hörpositionen (0,1).

[0086] Somit ergibt sich das Signal an den Mikrofonen als

$$\mathbf{M}(z) = [M_0(z), M_1(z), \dots, M_{N_m-1}(z)]^T = \mathbf{D}_m(z) + \mathbf{G}_m(z)\mathbf{U}(z).$$

[0087] Im Umkehrschluss kann, wenn eine gemessene oder geschätzte Übertragungsstrecke $\hat{\mathbf{G}}_m(z)$ und die Kontrollsignale zusätzlich zu den Mikrofonsignalen bekannt sind, das primäre Störgeräusch

$$\hat{\mathbf{D}}_m(z) = \mathbf{M}(z) - \hat{\mathbf{G}}_m(z)\mathbf{U}(z)$$

geschätzt werden.

[0088] Über eine Matrix an s.g. Observation-Filtern $\mathbf{O}(z)$ kann auf das Störsignal an der Hörposition rückgerechnet werden. Diese Filter können als Übertragungsfunktion zwischen den Monitoring-Mikrofonen und den Hörpositionen (0,1) interpretiert werden. Somit ist das primäre Störsignal an den Hörpositionen als

$$\hat{\mathbf{D}}_e(z) = [D_{e,0}(z), D_{e,1}(z)]^T = \mathbf{O}(z) (\mathbf{M}(z) - \hat{\mathbf{G}}_m(z)\mathbf{U}(z))$$

gegeben. Durch Hinzufügen der Kontrollsignale mit der entsprechenden Übertragungsstrecke zur Hörposition, wird das geschätzte Fehlersignal an den Hörpositionen mit

$$\hat{\mathbf{E}}(z) = [\hat{E}_0(z), \hat{E}_1(z)]^T = \mathbf{O}(z) (\mathbf{M}(z) - \hat{\mathbf{G}}_m(z)\mathbf{U}(z)) + \hat{\mathbf{G}}_e(z)\mathbf{U}(z)$$

geschätzt.

[0089] Ein Ausführungsbeispiel für ein Blockschaltbild der RMT 12 für einen Kanal ist schematisch in Fig. 8 dargestellt. Die Aufgabe der RMT ist es, das Fehlersignal $\hat{e}[n]$ an der Hörposition anhand der Mikrofonsignale $m[n]$ und der Kontrollsignale $u[n]$ zu schätzen (siehe auch Fig. 2). Hierzu wird das Kontrollsignal $u[n]$ mit dem Filterblock 21 mit der geschätzten Übertragungsstrecke $\hat{\mathbf{G}}_m(z)$ und mit dem Filterblock 22 mit der geschätzten Übertragungsstrecke $\hat{\mathbf{G}}_e(z)$ gefiltert. Filterblock 26 ist im z -Bereich ähnlich dem Block 11 für die geschätzte Übertragungsstrecke \hat{g}_e in Fig. 2, mit dem dort die gefilterten Referenzsignale $r[n]$ erzeugt werden, wird hier jedoch auf die Kontrollsignale $u[n]$ angewendet. Der Block 20 stellt die Übertragungsstrecke $G_m(z)$ zwischen Lautsprecher 7 und Mikrofon 8 dar. Das geschätzte Störsignal $\hat{d}_m(n)$ am Ort des Mikrofones 8 wird mittels Filterblock 23 mit dem Observation-Filter $\mathbf{O}(z)$ gefiltert, um das geschätzte Störsignal $\hat{d}_e(n)$ am Hörort zu erzeugen, das schließlich mit der geschätzten Wirkung des Kontrollsignals addiert wird.

[0090] Für die Berechnung der zwei Fehlersignale an beiden Ohren des Benutzers werden sowohl beim MIMO- als auch beim MISO-Ansatz möglichst viele bzw. alle Mikrofonsignale herangezogen. Die Mikrofone müssen also nicht eindeutig einem Ohr zugeordnet und entsprechend platziert sein. Beim MISO-Verfahren arbeitet jedoch die Adaptierung des Kontrollfilters nur mit dem geschätzten Fehlersignal für den jeweiligen Kanal. Mit anderen Worten wird der oder die Kontrollfilter (bzw. die entsprechenden Kontrollteilfilter), der/die das Kontrollsignal für einen Lautsprecher für einen Hörort (linkes oder rechtes Ohr des Benutzers) erzeugt/erzeugen basierend auf dem geschätzten Fehlersignal für diesen Hörort adaptiert. Wie bereits erwähnt, werden jedoch die Kreuzpfade zwischen Lautsprechern und Hörorten (Ohren) für die Adaption der Kontrollfilter vernachlässigt.

[0091] Für eine effiziente Berechnung im Frequenzbereich bietet sich hier ebenfalls eine partitioned-block Verarbeitung im Frequenzbereich an. Dabei werden in einem ersten Schritt die Spektren der Kontrollsignale an der Hörposition für den b -ten Block

$$\hat{\mathbf{Y}}_{e,b}[\kappa] = \sum_{p=0}^{N_{P_{Ge}}-1} \hat{\mathbf{G}}_{e,p}[\kappa] \mathbf{U}_{b-p}[\kappa]$$

bestimmt. \mathbf{U}_b spricht dabei der C-Punkt-Transformierten der Kontrollsignale (d.h. wie oben 2 konkatenierte Blöcke mit Länge $L = C/2$). Die Berechnung des Spektrums für diese Zwischengröße erfolgt im Frequenzbereich getrennt für jeden Frequenzbin. Wie oben filtert ein Teilfilter $\hat{\mathbf{G}}_{e,p}$ das Spektrum eines zeitlich verschobenen (vorherigen) Blocks der Kontrollsignale \mathbf{U}_{b-p} . Die zeitliche Verschiebung $b-p$ für die spektrale Repräsentation der Kontrollsignale entspricht dabei der laufenden Nummer der Partition p . Auf diese Weise kann eine sehr effiziente Berechnung erfolgen. Selbes gilt auch für die Spektren der Kontrollsignale an den Mikrofonpositionen

$$\hat{\mathbf{Y}}_{m,b}[\kappa] = \sum_{p=0}^{N_{P_{Gm}}-1} \hat{\mathbf{G}}_{m,p}[\kappa] \mathbf{U}_{b-p}[\kappa],$$

wobei $N_{P_{Gm}}$ der Anzahl der Partitionen von $\hat{\mathbf{G}}_m$ entspricht.

[0092] Auch bei $\hat{\mathbf{Y}}_{e,b}$ und $\hat{\mathbf{Y}}_{m,b}$ können bei Bedarf Randbedingungen ("constraints") berücksichtigt werden, indem sie in den Zeitbereich transformiert, nur die letzten $L = C/2$ Samples behalten, mit dem Ergebnis des vorherigen Blocks im Zeitbereich konkateniert und wieder rücktransformiert werden. Auf diese Weise können wieder zyklische Effekte beseitigt werden.

[0093] Mit diesen berechneten und für mehrere Blöcke gepufferten Zwischenergebnissen kann nun die Fehlersignalschätzung mittels RMT umgesetzt werden als

$$\hat{E}_b[\kappa] = \sum_{p=0}^{N_{P_O}-1} \mathbf{O}_p[\kappa] (\mathbf{M}_{b-p}[\kappa] - \hat{\mathbf{Y}}_{m,b-p}[\kappa]) + \hat{\mathbf{Y}}_{e,b}[\kappa],$$

wobei das Observation-Filter in N_{P_O} Teilfilter zerlegt und in den Frequenzbereich als \mathbf{O}_p transformiert wurde. Ebenso liegen die geblockten und transformierten Mikrofonsignale \mathbf{M}_b vor; diese wurden analog zu \mathbf{U}_b aus zwei aufeinanderfolgenden Eingangsblöcken im Zeitbereich zusammengesetzt vor einer C-Punkt FFT. Ähnlich wie oben handelt es sich bei $\mathbf{O}_p[\kappa]$ und $\mathbf{M}_b[\kappa]$ um die entsprechenden Werte für einen einzelnen Frequenzbin κ . Das Fehlersignal für Block b und einen Frequenzbin κ wird aus der Summe der Teilfehlersignale der einzelnen Partitionen für den Frequenzbin gebildet, wobei die Teilfehlersignale durch Matrixmultiplikationen der Spektren der Kontrollsignale und der Mikrofonsignale mit den Spektren

der verschiedenen Übertragungsfunktionen gebildet werden. Die Berechnung des Spektrums für das Fehlersignal erfolgt im Frequenzbereich getrennt für jeden Frequenzbin. Wie oben erfolgt die Berechnung separat für die einzelnen Partitionen O_p des Observation-Filters und diese Teilergebnisse werden anschließend für alle Partitionen addiert. Hierbei werden zeitlich verschobene Werte für die Spektren der Mikrofonsignale M_{b-p} und für die Zwischengröße $\hat{Y}_{m,b-p}$ herangezogen, die ein Spektrum schätzt, das für die Kontrollsignale nach der Übertragung an die Orte der Mikrofone repräsentativ ist. Die zeitliche Verschiebung $b-p$ entspricht dabei der laufenden Nummer der Partition p . Für einen Teilfehler einer Partition werden dabei Werte für das Spektrum der Fehlersignale der Mikrofone und Werte für ein Spektrum, das für die Übertragung der Kontrollsignale an die Orte der Mikrofone repräsentativ ist, für zeitlich verschobene Blöcke der Fehlersignale beziehungsweise der Kontrollsignale sowie die entsprechende Partition des Observation-Filters verwendet. Auf diese Weise kann eine sehr effiziente Berechnung erfolgen.

[0094] Zur Berücksichtigung von zusätzlichen Randbedingungen kann \hat{E}_b wie die anderen (Zwischen-)Größen in den Zeitbereich transformiert, zyklische Anteile genullt und wieder rücktransformiert werden.

[0095] Der offensichtliche Vorteil dieses partitioned-block Ansatzes liegt, neben einer höheren Recheneffizienz, darin, dass \hat{E}_b aus der RMT-Schätzung bei entsprechend gleich gewählten Parametern von Abtastrate, Blocklänge L und DFT-Ordnung C dem Eingangsformat für den FxLMS-Algorithmen entspricht. Stimmen diese Parameter überein, können insbesondere bei einer "unconstrained"-Schätzung die Spektren direkt übernommen werden ohne rechenintensive zusätzliche Frequenztransformationen und Signalpufferung, ebenso entfällt eine zusätzliche, verzögerungsbehaftete Blockung der Signale, wodurch die Latenz der Verarbeitung verringert werden kann.

[0096] Das Observation-Filter $O(z)$ kann üblicherweise aus Signalstatistiken im Zeit- als auch im Frequenzbereich bestimmt werden. Im Folgenden wird auf die Definition im Frequenzbereich eingegangen. Dafür werden in Messszenarien die primären Störsignale $d_e[n]$ an der Hörposition, beispielsweise mit einem Kunstkopf oder Binaural-Mikrofonen, und an den Monitoring-Mikrofonen $d_m[n]$ aufgezeichnet. Nach einer Transformation in den Frequenzbereich können die jeweiligen Auto- bzw. Kreuz-Leistungsdichtespektren zwischen allen Monitoring-Mikrofonen

$$S_{d_m d_m}[\kappa] = \mathbb{E}\{\mathbf{D}_m[\kappa] \mathbf{D}_m^H[\kappa]\},$$

bzw. zwischen allen Monitoring-Mikrofonen und den Hörpositionen

$$S_{d_m d_e}[\kappa] = \mathbb{E}\{\mathbf{D}_e[\kappa] \mathbf{D}_m^H[\kappa]\}$$

geschätzt werden. Dabei ist $\mathbb{E}\{\cdot\}$ der Erwartungswert und $(\cdot)^H$ die Hermitesche einer komplexen Matrix. Über die Einheitsmatrix I und einer Regularisierung β kann ein optimales Observation-Filter im Frequenzbereich mit

$$\mathbf{O}_{opt}[\kappa] = S_{d_m d_e}[\kappa] (S_{d_m d_m}[\kappa] + \beta I)^{-1}$$

berechnet werden. Die Regularisierung $\beta > 0$ wird gegebenenfalls benötigt, um stabile und gut konditionierte Ergebnisse gewährleisten zu können. Es ist zu beachten, dass das optimale Observation-Filter sowohl von der Kopfposition als auch vom primären Störsignal selbst abhängt. Daher können für zufriedenstellende Leistung und für unterschiedliche Fahrzustände und Kopfpositionen unterschiedliche Filtersätze berechnet und im Betrieb ausgewählt werden.

[0097] Mit der oben präsentierten Variante der RMT können diejenigen Signalanteile kausal geschätzt werden, die zuerst die Monitoring-Mikrofone und dann die Hörposition erreichen; akasale Anteile, die zuerst die Mikrofone erreichen, können nicht geschätzt werden. Die so genannte verzögerte-RMT trägt diesem Rechnung. Dabei wird nicht versucht auf den aktuellen gemessenen Signalen die aktuellen Fehlersignale zu bestimmen, sondern vergangene Fehlersignale mit

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{E}}_{\Delta}(z) &= z^{-\Delta} \hat{\mathbf{E}}(z) = z^{-\Delta} \mathbf{O}(z) \left(\mathbf{M}(z) - \hat{\mathbf{G}}_m(z) \mathbf{U}(z) \right) + z^{-\Delta} \hat{\mathbf{G}}_e(z) \mathbf{U}(z) \\ &= \mathbf{O}_{\Delta}(z) \left(\mathbf{M}(z) - \hat{\mathbf{G}}_m(z) \mathbf{U}(z) \right) + z^{-\Delta} \hat{\mathbf{G}}_e(z) \mathbf{U}(z), \end{aligned}$$

dabei soll der Subskript Δ eine um Δ Abtastwerten verzögerte Version eines Signals bzw. Filters beschreiben. Besonders einfach und ressourcenschonend kann dies umgesetzt werden, wenn Δ in Samples einem Vielfachen der Blocklänge L entspricht mit $\Delta = sL$ und $s \in \mathbb{N}^+$. Mit dieser Definition lässt sich die partitioned-block Definition zu

$$\hat{\mathbf{E}}_{b-s}[\kappa] = \sum_{p=0}^{N_{PO}-1} \mathbf{O}_{\Delta,p}[\kappa] (\mathbf{M}_{b-p}[\kappa] - \hat{\mathbf{Y}}_{m,b-p}[\kappa]) + \hat{\mathbf{Y}}_{e,b-s}[\kappa]$$

umformen. Das Fehlersignal für den vergangenen Block b-s und einen Frequenzbin κ wird aus der Summe der Teilfehlersignale der einzelnen Partitionen für den Frequenzbin gebildet, wobei die Verzögerung um $\Delta = sL$ am Mikrofon mittels $\mathbf{O}_{\Delta,p}[\kappa]$ für den Frequenzbin berücksichtigt wird. $\mathbf{O}_{\Delta,p}[\kappa]$ entspricht dabei dem um Δ Abtastwerten verzögertem Beobachtungsteilfilter für die p-te Partition. Hierbei wird das verzögerte Teilfilter als eigene Variable definiert, da die Verzögerung bereits im Filterdesign berücksichtigt wird.

[0098] Das Observation-Filter für die verzögerte-RMT

$$\mathbf{O}_{\Delta,opt}[\kappa] = \mathbf{S}_{d_m d_e, \Delta}[\kappa] (\mathbf{S}_{d_m d_m}[\kappa] + \beta \mathbf{I})^{-1}$$

wird über ein "verzögertes" Kreuz-Leistungsdichtespektrum

$$\mathbf{S}_{d_m d_e, \Delta}[\kappa] = \mathbb{E}\{\mathbf{D}_{e, \Delta}[\kappa] \mathbf{D}_m^H[\kappa]\}$$

berechnet. Dafür werden nur die Signale an der Hörposition vor der Transformation in den Frequenzbereich um Δ Samples verzögert.

[0099] Bei der verzögerten-RMT ist zusätzlich zu beachten, dass die gefilterten Referenzsignale für die Adaptierung des FxLMS-Algorithmus ebenfalls um Δ Samples verzögert werden müssen, um Synchronizität zu den Fehlersignalen zu erreichen. Dies ist ein weiterer Grund, die Verzögerung als Vielfaches der Blockgröße zu wählen. Alternativ kann die Verzögerung bei verzögerter-RMT und FxLMS-Algorithmus bereits in die geschätzten Übertragungsstrecken $\hat{\mathbf{G}}_e$ hineingerechnet werden. Damit sind auch von L abweichende Verzögerungen effizient implementierbar.

[0100] Fig. 9 stellt ein Ausführungsbeispiel für einen schematischen Aufbau der verzögerten-RMT in Verbindung mit einem FxLMS-Algorithmus dar. Zusätzlich zu den aus Fig. 8 bekannten Filterblöcken 20, 21, 22 sind Verzögerungsglieder 25 vorgesehen, die eine Verzögerung um Δ Samples darstellen. Die Verzögerungsglieder 25 sind in dem Pfad zur Berücksichtigung der Kontrollsignale $u[n]$ an der Hörposition mit der Verzögerung Δ und in dem Pfad für die Erzeugung der gefilterten und verzögerten Referenzsignale $r[n - \Delta]$ vorgesehen. Anders als in Fig. 8 erzeugt das verzögerte Observationfilter $\mathbf{O}_{\Delta}(z)$ 24 das verzögerte geschätzte Störsignal $\hat{d}_e(n - \Delta)$ am Hörort. Für die Adaption wird aus dessen Addition mit der verzögerten Wirkung der Kontrollsignale am Hörort das verzögerte geschätzte Fehlersignal $\hat{e}[n - \Delta]$ gebildet. Filterblock 26 entspricht im z-Bereich dem Block 11 in Fig. 2 für die geschätzte Übertragungsstrecke $\hat{\mathbf{g}}_e$ und erzeugt die gefilterten Referenzsignale $r[n]$.

[0101] Bei der Kombination der verzögerten RMT mit der zuvor beschriebenen Verarbeitung mittel Teilfilter ist in dem in Fig. 7 gezeigten Adaptionpfad direkt vor oder nach dem Filterblock 11, welcher die gefilterten Referenzsignale für die Adaption erzeugt, ein Verzögerungsglied 25 einzufügen, welches die Verzögerung um Δ Samples erzeugt, um die Signale für die Adaptionseinrichtungen 18 zeitlich korrekt auszurichten. Wie aus Fig. 9 zu erkennen ist, ist auch das geschätzte Fehlersignal \hat{e} bzw. dessen Spektrum $\hat{\mathbf{E}}$ um Δ Samples verzögert.

[0102] Im Folgenden werden die erforderlichen Signalverarbeitungsschritte für einen beispielhaften Anwendungsfall in einem Fahrzeug beschrieben. Besonders geeignet ist das vorgeschlagene Verfahren zur Geräuschreduzierung in einem Fahrzeug. In diesem Anwendungsfall ist der definierte Ort der Hörort eines Benutzers, zum Beispiel ein Passagier des Fahrzeugs, der sich auf einem Sitz des Fahrzeugs befindet. Unter dem Hörort können auch die Positionen der beiden Ohren des Benutzers zu verstehen sein. Selbstverständlich handelt es sich hierbei nur um ein mögliches Szenario und die vorgeschlagenen Vorrichtungen und Verfahren können allgemein für die Geräuschreduzierung an einem bestimmten Ort herangezogen werden.

[0103] Fig. 10 zeigt Schritte für ein Verfahren 100 zur Unterdrückung von Geräuschen an einem Hörort gemäß einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Offenbarung. Die folgenden Schritte können teilweise auch in einer anderen Reihenfolge oder parallel zueinander ausgeführt werden.

[0104] In Schritt 110 erfolgt ein Erfassen von mehreren mit den Geräuschen korrelierten Referenzsignalen x durch günstig am Fahrzeug angeordnete Sensoren 6, zum Beispiel zum Erfassen von Motor-, Abroll-, und/oder Windgeräuschen. Die Referenzsignale x können in einem zentralen Steuermodul 5 vorverarbeitet werden und dann in einer oder mehreren lokalen Einheiten 2 weiterbearbeitet werden, um die jeweiligen Kontrollsignale für denjenigen Hörort zu erzeugen, welcher der entsprechenden lokalen Einheit 2 zugeordnet ist. Eine derartige Konfiguration eignet sich zur Geräuschreduktion für mehrere Hörorte/Passagiere eines Fahrzeugs.

[0105] In Schritt 120 werden die Referenzsignale x in den Frequenzbereich transformiert, um beispielsweise mittels

einer FFT oder DFT spektrale Repräsentationen X (Spektren) der Referenzsignale zu erzeugen.

[0106] In Schritt 130 findet eine Filterung der Referenzsignale im Frequenzbereich mit einer Schätzung der Übertragungsstrecke \hat{G}_e zwischen den Lautsprechern 7 und dem Hörort statt. Diese Filterung kann mit einem digitalen Filter durch eine Multiplikation der Spektren der Referenzsignale X mit dem Spektrum der Übertragungsstrecke \hat{G}_e erfolgen und erzeugt die Spektren R der gefilterten Referenzsignale. Zumeist werden zwei Lautsprecher 7 verwendet, die jeweils einem Ohr des Benutzers zugeordnet und entsprechend in der Nähe des jeweiligen Ohrs (z.B. in einer Kopfstütze eines Sitzes) angeordnet sind.

[0107] In Schritt 140 erfolgt ein Erfassen von mehreren akustischen Fehlersignalen m an Positionen in der Nähe des Hörorts. Zum Beispiel werden mehrere Fehlersignale durch an einer Kopfstütze eines Sitzes oder in der Nähe dazu angeordnete Mikrofone 8 erfasst. Schritt 140 kann in beliebiger Reihenfolge zu den Schritten 110-130 oder auch parallel dazu ausgeführt werden.

[0108] In Schritt 150 wird ein Fehlersignal e an dem Hörort des Benutzers anhand der durch die Mikrofone 8 erfassten Fehlersignale m geschätzt. Der Hörort kann die beiden Ohren des Benutzers sein und das Fehlersignal an dem Hörort umfasst in diesem Fall 2 Teilsignale e_0 für das linke und e_1 das rechte Ohr. Die Schätzung des Fehlersignals für den Hörort erfolgt vorzugsweise im Frequenzbereich und unter Berücksichtigung einer Schätzung des Spektrums O der Übertragungsstrecken zwischen den Mikrofonen 8 und dem Hörort.

[0109] Schritt 160 betrifft ein Generieren von mehreren Kontrollsignalen u zur Erzeugung von Schallsignalen mittel der Lautsprecher 7 zur Unterdrückung der Geräusche, basierend auf den Referenzsignalen x und den Fehlersignalen e und mittels adaptiver Kontrollsignalfilter 10. Zum Beispiel werden 2 Kontrollsignale u für 2 Lautsprecher erzeugt. Die Kontrollsignale werden basierend auf mehreren Referenzsignalen x und mittels einer Verarbeitung im Frequenzbereich generiert. Die Kontrollsignalfilter 10 können als digitale Filter realisiert sein, um die Kontrollsignale mittels digitaler Filterung der Referenzsignale x durch Multiplikation von Spektren X der Referenzsignale mit jeweiligen Spektren W der Kontrollsignalfilter 10 zu generieren. Die Verarbeitung erfolgt dabei in Blöcken der Länge L von aufeinanderfolgenden Referenzsignalwerten.

[0110] Die Kontrollsignalfilter 10 sind durch mehrere parallel angeordnete Kontrollsignalteilter 10' realisiert. Das p -te Kontrollsignalteilter 10' filtert das Spektrum X_{b-p} eines um p Blöcke zeitlich verschobenen Blocks der Referenzsignale. Die Kontrollsignale werden basierend auf einer Summe der Ausgaben der Kontrollsignalteilter 10' erzeugt. Alternativ können die Kontrollsignalteilter 10' jeweils ein Spektrum X_b eines aktuellen Blocks der Referenzsignale filtern und die Ergebnisse der Kontrollsignalteilter 10' werden jeweils zeitlich um einen Block verschoben addiert.

[0111] Die Transformation der Referenzsignale x in den Frequenzbereich erfolgt basierend auf jeweils 2 aufeinanderfolgenden Blöcken. Die Kontrollsignalteilter 10' zur Filterung eines bestimmten Referenzsignals x_i weisen jeweils eine Anzahl L an relevanten Filterkoeffizienten $w_{i,j}$ des gesamten Kontrollsignalfilters im Zeitbereich auf, nach denen L Nullen eingefügt werden (siehe Fig. 4). Somit entspricht die Anzahl der Filterkoeffizienten je Teilfilter der Anzahl C von Signalwerten des Referenzsignals in 2 Blöcken.

[0112] Das Verfahren kann weiter eine Rücktransformation der Spektren U der Kontrollsignale in den Zeitbereich und eine Auswahl eines Teils der rücktransformierten Werte für einen Block aufweisen. Die Rücktransformation erzeugt dabei einen Vektor mit der Länge von 2 Blöcken und die Auswahl eines Teils der rücktransformierten Kontrollsignalwerte wählt einen Block von Werten aus dem Vektor aus. Im overlap-save Verfahren werden die letzten L Werte aus dem Block von Werten ausgewählt.

[0113] In Schritt 170 erfolgt ein Adaptieren der Kontrollsignalfilter 10 mittels eines Verfahrens zur Reduzierung einer Fehlerfunktion, die auf den erfassten Fehlersignalen basiert. Hier kann der feedforward Filtered-Reference Least-Mean-Square (FxLMS)-Algorithmus zum Einsatz kommen, der eine quadratische Fehlerfunktion schrittweise, iterativ durch gezielte Adaption der Filterparameter mittels eines Gradientenverfahrens verringert. Die parallel angeordneten Kontrollsignalteilter 10' werden jeweils getrennt voneinander im Frequenzbereich adaptiert, wobei das Spektrum E des Fehlersignals e für den Hörort für die Adaption der Kontrollsignalteilter herangezogen wird. Die Kontrollsignalteilter 10' werden basierend auf Spektren R der gefilterten Referenzsignale und auf Spektren E der Fehlersignale am Hörort adaptiert. Die Adaption eines Teils der Kontrollsignalteilters 10' erfolgt basierend auf einem gefilterten Spektrum R_{b-p} eines zeitlich verschobenen Blocks der Referenzsignale.

[0114] Schritt 180 enthält ein Ausgeben der Schallsignale mittels der Lautsprecher 7 und basierend auf den Kontrollsignalen u zur Unterdrückung der Geräusche am Hörort.

[0115] Wie bereits erwähnt, kann die Signalverarbeitung zumindest teilweise im Frequenzbereich ausgeführt werden. Die oben genannten Konfigurationen sind nur Beispiele für mögliche Konfigurationen der Verarbeitungsschritte und können auf vielerlei Weise verändert werden. Der Fachmann erkennt solche Variationen des erfindungsgemäßen Vorgehens zur Geräuschunterdrückung nach dem Studium der vorliegenden Offenbarung.

[0116] Die obige Beschreibung von Ausführungsbeispielen weist eine Vielzahl von Details auf, die für die durch die Ansprüche definierte Erfindung nicht wesentlich sind. Die Beschreibung der Ausführungsbeispiele dient dem Verständnis der Erfindung und ist rein illustrativ und ohne beschränkende Wirkung auf den Schutzbereich zu verstehen. Der Fachmann erkennt, dass die beschriebenen Elemente und ihre technischen Effekte in unterschiedlicher Weise mit-

einander kombiniert werden können, so dass weitere durch die Ansprüche abgedeckte Ausführungsbeispiele entstehen können. Weiterhin können die beschriebenen technischen Merkmale in Vorrichtungen und Verfahren, beispielsweise durch programmierbare Vorrichtungen ausgeführt, verwendet werden. Sie können insbesondere durch Hardwareelemente oder durch Software implementiert werden. Bekanntermaßen erfolgt die Implementierung von digitaler Signalverarbeitung bevorzugt durch speziell ausgebildete Signalprozessoren. Die Kommunikation zwischen einzelnen Komponenten der beschriebenen Vorrichtung kann drahtgebunden (z.B. mittels eines Bussystems) oder drahtlos (z.B. mittels Bluetooth oder WiFi) erfolgen. Ausdrücklich soll auch Schutz für eine computerimplementierte Realisierung und den zugehörigen Programm- oder Maschinencode in Form von Datenträgern oder in einer herunterladbaren Darstellung beansprucht werden.

Patentansprüche

1. Vorrichtung zur Unterdrückung von Geräuschen an einem definierten Ort, aufweisend:

mehrere Sensoren (6) zur Erfassung von mit den Geräuschen korrelierten Referenzsignalen;
 mehrere akustische Ausgabemittel (7) für die akustische Ausgabe von Schallsignalen zur Unterdrückung der Geräusche, wobei die akustischen Ausgabemittel in der Nähe des definierten Orts angeordnet sind;
 mehrere akustische Eingabemittel (8) zum Erfassen von akustischen Fehlersignalen, wobei die akustischen Eingabemittel in der Nähe des definierten Orts angeordnet sind; und
 eine Verarbeitungseinheit (2), welche die Referenzsignale und die akustischen Fehlersignale empfängt und verarbeitet und basierend auf diesen Kontrollsignalen für die akustischen Ausgabemittel erzeugt und an diese ausgibt;
 wobei die Verarbeitungseinheit die Kontrollsignale mittels adaptiver Kontrollsignalfilter (10) erzeugt und die Adaption der Kontrollsignalfilter (10) mittels eines Verfahrens zur Reduzierung einer Fehlerfunktion erfolgt, die auf den erfassten akustischen Fehlersignalen basiert;
 wobei mindestens ein Kontrollsignal basierend auf mehreren Referenzsignalen erzeugt wird;
 wobei das mindestens eine Kontrollsignal von mindestens einem Kontrollsignalfilter (10) basierend auf einer Verarbeitung im Frequenzbereich erzeugt wird und das mindestens eine Kontrollsignalfilter (10) durch mehrere parallel angeordnete Kontrollsignalteilter (10') realisiert ist, die jeweils getrennt voneinander im Frequenzbereich adaptiert werden.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei die Verarbeitungseinheit (2) eine Transformationseinrichtung (15) aufweist, welche die Referenzsignale in den Frequenzbereich transformiert, und wobei das mindestens eine Kontrollsignalfilter (10) eine Filterung der Referenzsignale durch Multiplikation von spektralen Repräsentationen der Referenzsignale mit jeweiligen spektralen Repräsentationen der Kontrollsignalteilter (10') durchführt und das mindestens eine Kontrollsignal basierend auf den Ausgaben der Kontrollsignalteilter (10') erzeugt wird.

3. Vorrichtung nach Anspruch 1 oder 2, wobei eine spektrale Repräsentation des mindestens einen Kontrollsignals im Frequenzbereich für einzelne Frequenzbins durch Addition der Beiträge der Kontrollsignalteilter (10') gebildet wird, wobei Werte für zeitlich verschobene Blöcken der spektralen Repräsentation der Referenzsignale herangezogen werden.

4. Vorrichtung nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die Verarbeitungseinheit (2) ein Referenzsignalfilter (11) zum Filtern der Referenzsignale im Frequenzbereich mit einer Schätzung der Übertragungsstrecke zwischen mindestens einem akustischen Ausgabemittel (7) und dem definierten Ort und eine Adaptionseinrichtung (18) für jedes Kontrollsignalteilter (10') aufweist, wobei mindestens eine Adaptionseinrichtung (18) das entsprechende Kontrollsignalteilter (10') basierend auf einer spektralen Repräsentation der gefilterten Referenzsignale und einer spektralen Repräsentation adaptiert, die auf den von den akustischen Eingabemitteln (8) erfassten akustischen Fehlersignalen basiert, und mindestens eine Adaptionseinrichtung (18) einen zeitlich verschobenen Block der gefilterten spektralen Repräsentation der Referenzsignale verarbeitet.

5. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 2 bis 4, wobei die Verarbeitung der Referenzsignale in Blöcken erfolgt, die Transformationseinrichtung (15) die Referenzsignale basierend auf jeweils 2 aufeinanderfolgenden Blöcken in den Frequenzbereich transformiert und die Kontrollsignalteilter (10') zur Filterung eines Referenzsignals jeweils eine Anzahl an Filterkoeffizienten aufweisen, die der Anzahl von Signalwerten des Referenzsignals in 2 Blöcken entspricht, wobei im korrespondierenden Zeitbereich eine Anzahl der Filterkoeffizienten, die einem Block entspricht, auf Null-Werte gesetzt ist.

6. Vorrichtung nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei ein Kontrollsignal aus einem Teil der Werte einer in den Zeitbereich rücktransformierten, von den Kontrollsignalteiltern (10') erzeugten spektralen Repräsentation des Kontrollsignals für einen Block gebildet wird.
- 5 7. Vorrichtung nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die Kausalität der Filterkoeffizienten eines adaptierten Kontrollsignalteilter (10') berücksichtigt wird, indem bewirkt wird, dass bestimmte Filterkoeffizienten im Zeitbereich einen Wert von Null aufweisen.
- 10 8. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 4 bis 7, wobei das Referenzsignalteilter (11) durch mehrere parallel angeordnete Referenzsignalteilter realisiert ist und zumindest ein Referenzsignalteilter einen zeitlich verschobenen Block der Referenzsignale filtert, wobei optional zyklische Anteile in der auf diese Weise erhaltenen spektralen Repräsentation der Referenzsignale entfernt werden.
- 15 9. Vorrichtung nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei für ein akustisches Ausgabemittel (7) jeweils ein Kontrollsignalteilter (10) einem Referenzsignal zugeordnet ist und das Kontrollsignal für das akustische Ausgabemittel (7) basierend auf der Summe der Ausgangssignale dieser Kontrollsignalteilter (10) gebildet wird, und wobei die Adaption dieser Kontrollsignalteilter (10) auf einem Fehlersignal für den definierten Ort basiert, der diesem akustischen Ausgabemittel (7) zugeordnet ist, und Fehlersignale für andere definierte Ort bei der Adaption nicht berücksichtigt werden.
- 20 10. Vorrichtung nach einem der vorherigen Ansprüche zur Unterdrückung von Geräuschen an einer Sitzposition in einem Fahrzeug, wobei die Sensoren (6) an Einrichtungen des Fahrzeugs angeordnet sind, um Signale zu erfassen, die repräsentativ für von diesen Einrichtungen erzeugte Geräusche sind, wobei die akustischen Ausgabemittel (7) und die akustischen Eingabemittel (8) in der Nähe eines Sitzes des Fahrzeugs angeordnet sind, vorzugsweise an der Nackenstütze des Sitzes.
- 25 11. Vorrichtung nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die Verarbeitungseinheit (2) eine Einrichtung (12) zur Schätzung eines Fehlersignals an dem definierten Ort anhand der von akustischen Eingabemitteln (8) erfassten akustischen Fehlersignale aufweist, wobei der definierte Ort der Hörort eines Benutzers ist und wobei die Schätzung des Fehlersignals für den Hörort im Frequenzbereich und unter Berücksichtigung einer Schätzung der Übertragungsstrecken zwischen den akustischen Eingabemitteln (8) und dem Hörort erfolgt und die spektrale Repräsentation des so bestimmten Fehlersignals für den Hörort für die Adaption mindestens eines der Kontrollsignalteilter (10') herangezogen wird.
- 30 12. Vorrichtung nach Anspruch 11, wobei die Einrichtung (12) zur Schätzung eines Fehlersignals für den Hörort Übertragungsteilter (21, 22) aufweist, welche die Übertragung des Kontrollsignals von den akustischen Ausgabemitteln (7) an die Orte der akustischen Eingabemittel (8) und die Übertragung des Kontrollsignals von den akustischen Ausgabemitteln (7) an den Hörort modellieren, wobei mindestens ein Übertragungsteilter (21, 22) durch mehrere parallel angeordnete Übertragungsteilter realisiert ist und zumindest ein Übertragungsteilter einen zeitlich verschobenen Block der Kontrollsignale filtert.
- 35 40 13. Vorrichtung nach Anspruch 12, wobei die spektrale Repräsentation des geschätzten Fehlersignals für den Hörort im Frequenzbereich für einzelne Frequenzbins durch Addition der Beiträge von Teilfehlern an der spektralen Repräsentation des geschätzten Fehlersignals für den Hörort gebildet wird, wobei Werte für die spektrale Repräsentation der akustischen Fehlersignale und Werte für eine spektrale Repräsentation, die für die Kontrollsignale nach der Übertragung an die Orte der akustischen Eingabemittel (8) repräsentativ ist, herangezogen werden.
- 45 14. Vorrichtung nach Anspruch 13, wobei für einen Teilfehler Werte für die spektrale Repräsentation der akustischen Fehlersignale und Werte für eine spektrale Repräsentation, die für die Kontrollsignale nach der Übertragung an die Orte der akustischen Eingabemittel (8) repräsentativ ist, für zeitlich verschobene Blöcke der akustischen Fehlersignale beziehungsweise der Kontrollsignale sowie ein zu dem Teilfehler korrespondierendes Beobachtungsteilter herangezogen werden, wobei das Beobachtungsteilter die Übertragungsstrecken zwischen den Orten der akustischen Eingabemittel (8) und dem Hörort zumindest teilweise modelliert.
- 50 55 15. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 11 bis 14, wobei die Einrichtung (12) zur Schätzung eines Fehlersignals für den Hörort vergangene Fehlersignale am Hörort anhand aktueller von akustischen Eingabemitteln (8) erfasster akustischer Fehlersignale schätzt, wobei optional der zeitliche Versatz zwischen den geschätzten vergangenen Fehlersignalen am Hörort und den aktuellen akustischen Fehlersignalen ein Vielfaches der Blocklänge bei der

Verarbeitung der Referenzsignale und der akustischen Fehlersignale betragen kann.

16. Verfahren zur Unterdrückung von Geräuschen an einem definierten Ort mit

- einem Erfassen (110) von mehreren mit den Geräuschen korrelierten Referenzsignalen;
- einem Erfassen (140) von mehreren akustischen Fehlersignalen an Positionen in der Nähe des definierten Orts;
- einem Generieren (160) von mehreren Kontrollsignalen zur Erzeugung von mehreren Schallsignalen zur Unterdrückung der Geräusche, basierend auf den Referenzsignalen und den erfassten akustischen Fehlersignalen und mittels adaptiver Kontrollsignalfilter (10), wobei mindestens ein Kontrollsignal basierend auf mehreren Referenzsignalen und mittels einer Verarbeitung im Frequenzbereich generiert wird;
- einem Adaptieren (170) der Kontrollsignalfilter (10) mittels eines Verfahrens zur Reduzierung einer Fehlerfunktion, die auf den erfassten akustischen Fehlersignalen basiert, wobei mindestens ein Kontrollsignalfilter (10) durch mehrere parallel angeordnete Kontrollsignalteilter (10') realisiert ist, die jeweils getrennt voneinander im Frequenzbereich adaptiert werden; und
- einem Ausgeben (180) von mehreren Schallsignalen an Positionen in der Nähe des definierten Orts zur Unterdrückung der Geräusche.

17. Verfahren nach Anspruch 16, aufweisend

- eine Transformation (120) der Referenzsignale in den Frequenzbereich, um spektrale Repräsentationen der Referenzsignale zu erzeugen;
- wobei das Generieren (160) des mindestens einen Kontrollsignals eine Filterung der Referenzsignale durch Multiplikation von spektralen Repräsentationen der Referenzsignale mit jeweiligen spektralen Repräsentationen der Kontrollsignalteilter (10') aufweist;
- wobei die Kontrollsignalteilter (10') zeitlich verschobene Blöcke der spektralen Repräsentationen der Referenzsignale filtern und das mindestens eine Kontrollsignal basierend auf einer Summe der Ausgaben der Kontrollsignalteilter (10') erzeugt wird oder die Kontrollsignalteilter (10') jeweils eine spektrale Repräsentation eines aktuellen Blocks der Referenzsignale filtern und die Ergebnisse der Kontrollsignalteilter (10') jeweils zeitlich um einen Block verschoben addiert werden.

18. Verfahren nach Anspruch 16 oder 17, aufweisend

- eine Filterung (130) der Referenzsignale im Frequenzbereich mit einer Schätzung der Übertragungsstrecke zwischen mindestens einem akustischen Ausgabemittel (7) und dem definierten Ort;
- wobei das Adaptieren (170) der Kontrollsignalfilter (10) für jedes Kontrollsignalteilter (10') getrennt erfolgt, zumindest ein Kontrollsignalteilter (10') basierend auf einer spektralen Repräsentation der gefilterten Referenzsignale und einer spektralen Repräsentation, die auf erfassten akustischen Fehlersignalen basiert, adaptiert wird und mindestens eine Adaption eines Kontrollsignalteilter (10') basierend auf einem zeitlich verschobenen Block einer gefilterten spektralen Repräsentation der Referenzsignale erfolgt.

19. Verfahren nach einem der Ansprüche 17 bis 18, aufweisend

- eine Rücktransformation einer spektralen Repräsentation des mindestens einen Kontrollsignals in den Zeitbereich und eine Auswahl eines Teils der rücktransformierten Werte für einen Block,
- wobei die Transformation der Referenzsignale in den Frequenzbereich basierend auf jeweils 2 aufeinanderfolgenden Blöcken erfolgt, die Kontrollsignalteilter (10') zur Filterung eines Referenzsignals jeweils eine Anzahl an Filterkoeffizienten aufweisen, die der Anzahl von Signalwerten des Referenzsignals in 2 Blöcken entspricht, im korrespondierenden Zeitbereich eine Anzahl der Filterkoeffizienten, die einem Block entspricht, auf Null-Werte gesetzt ist, die Rücktransformation einen Vektor mit der Länge von 2 Blöcken erzeugt und die Auswahl eines Teils der rücktransformierten Kontrollsignalwerte einen Block von Werten aus dem Vektor auswählt.

20. Verfahren nach einem der Ansprüche 16 bis 19, aufweisend

- eine Schätzung (150) eines Fehlersignals an dem definierten Ort anhand der erfassten akustischen Fehlersignale an Positionen in der Nähe des definierten Orts, wobei der definierte Ort der Hörort eines Benutzers ist und wobei die Schätzung des Fehlersignals für den Hörort im Frequenzbereich und unter Berücksichtigung einer

EP 4 576 065 A1

Schätzung der Übertragungsstrecken zwischen den Positionen zur Erfassung der akustischen Fehlersignale und dem Hörort erfolgt und die spektrale Repräsentation des so bestimmten Fehlersignals am Hörort für die Adaption mindestens eines der Kontrollsignalteilter (10') herangezogen wird.

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

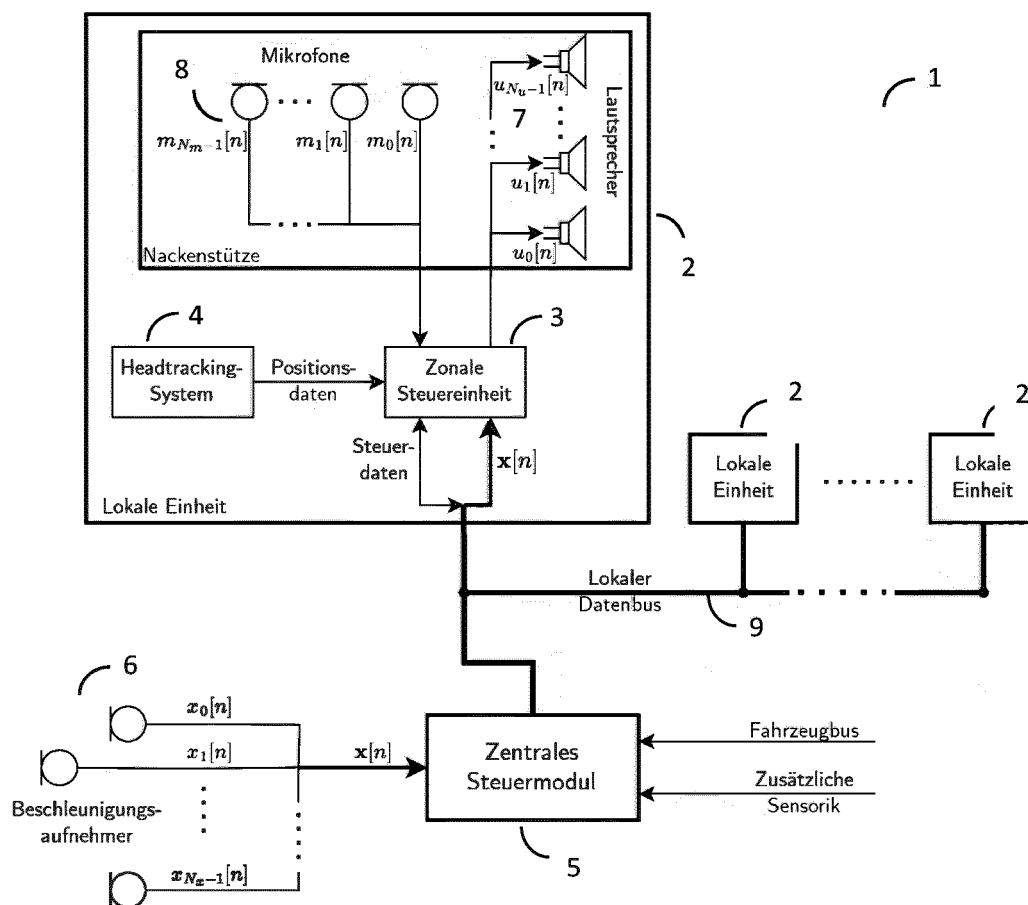


Fig. 1

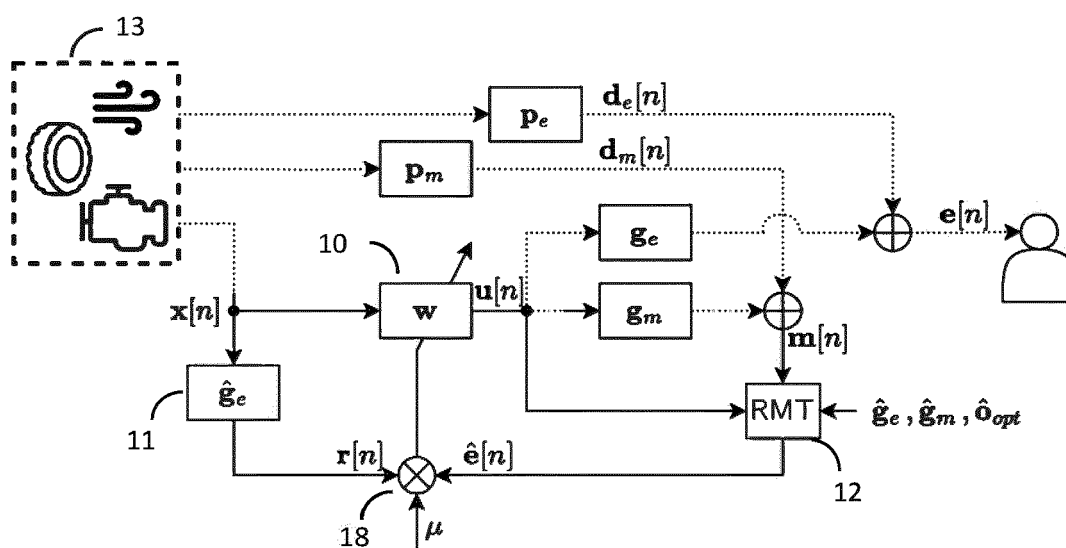


Fig. 2

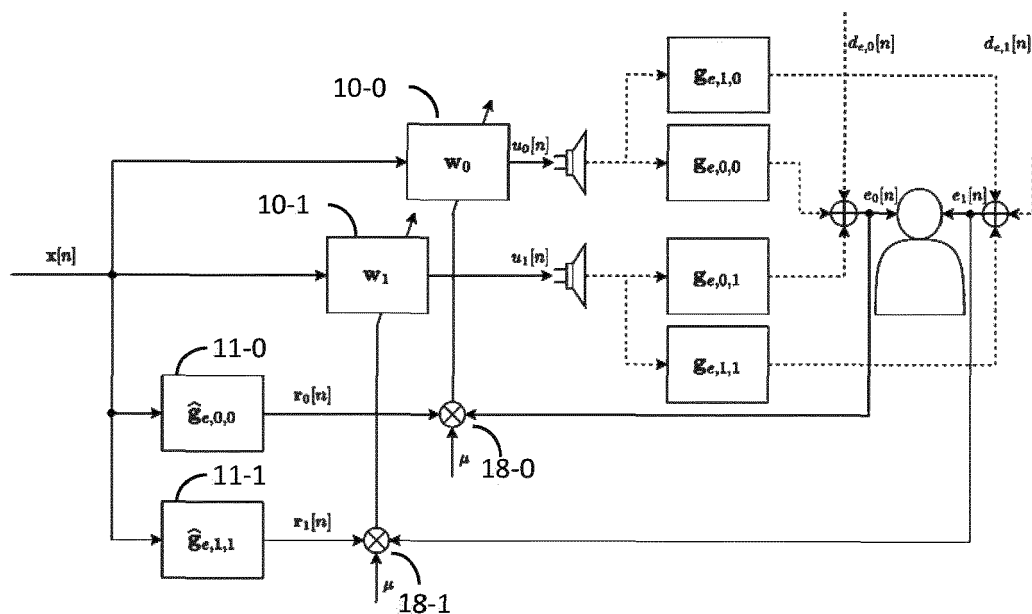


Fig. 3

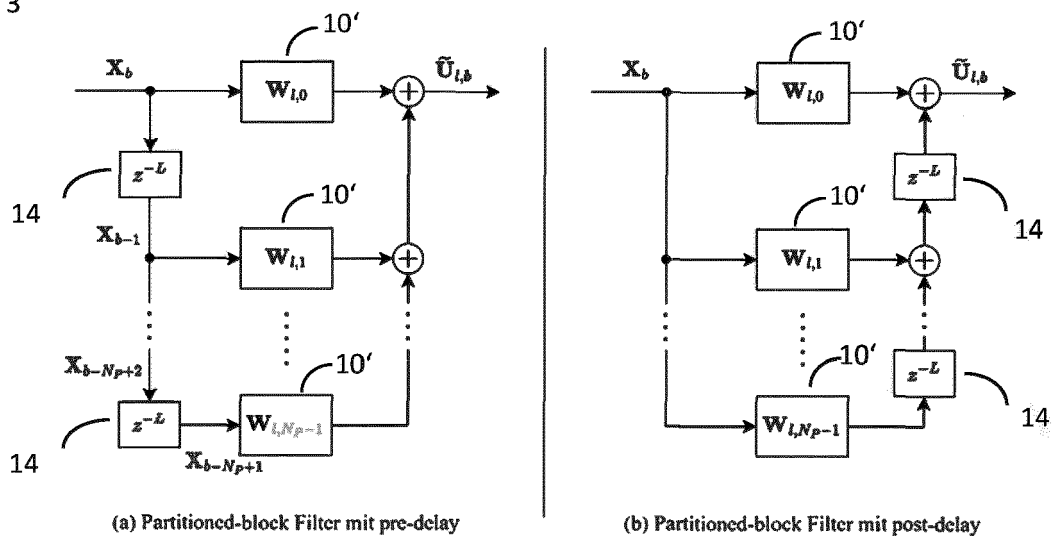


Fig. 5

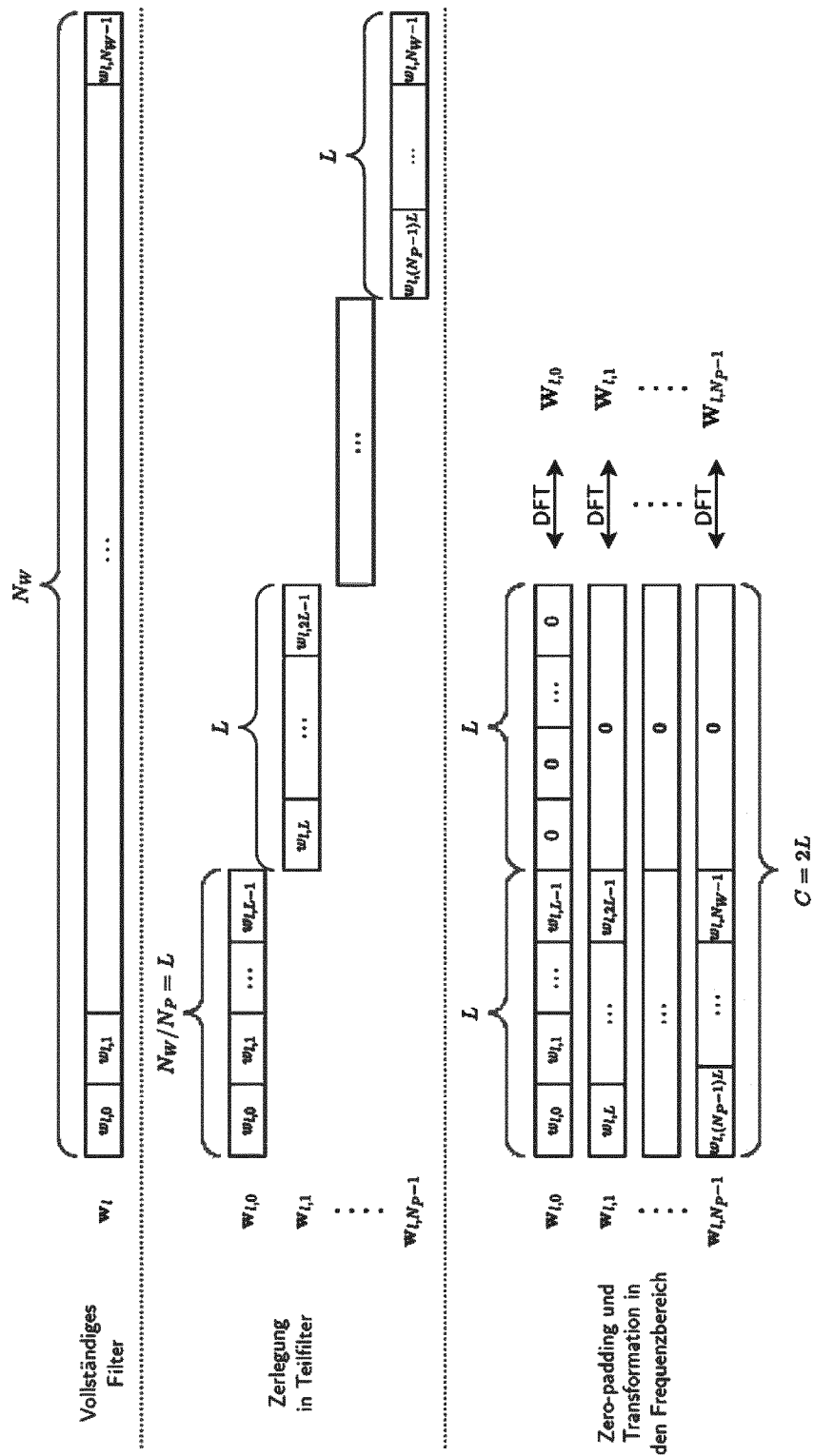


Fig. 4

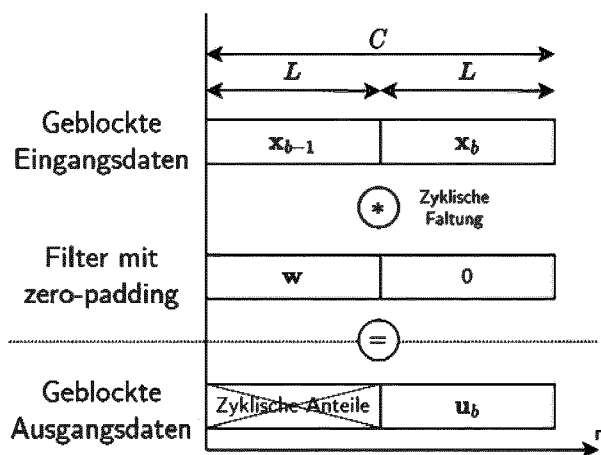


Fig. 6

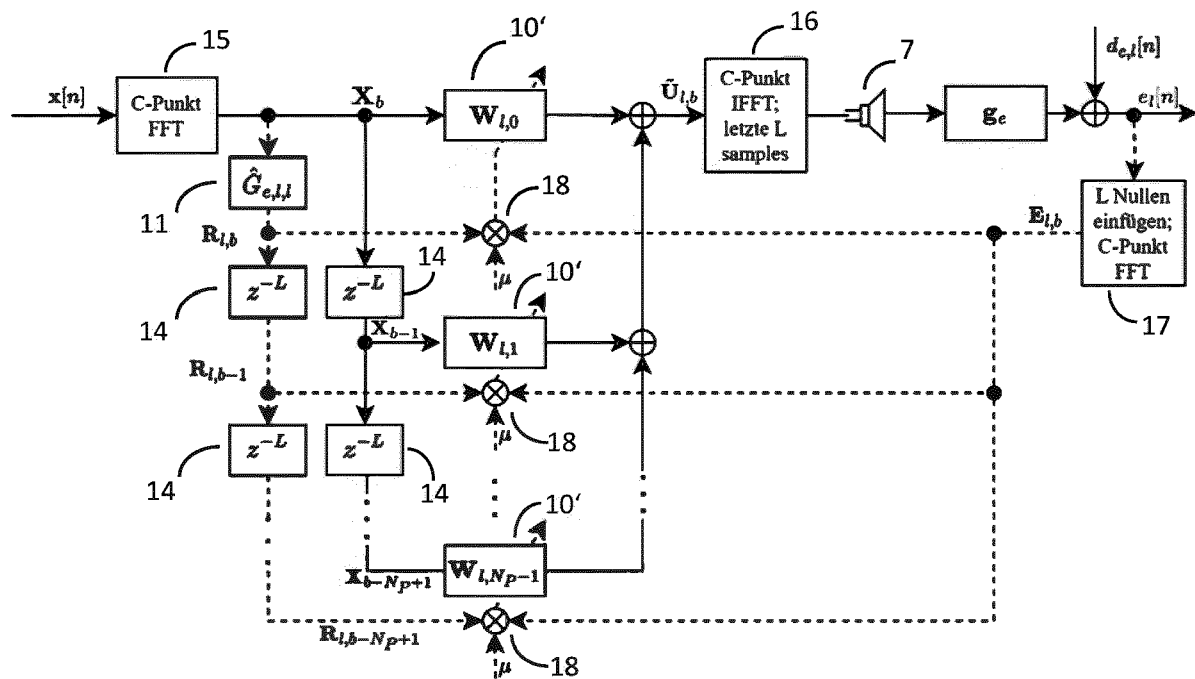


Fig. 7

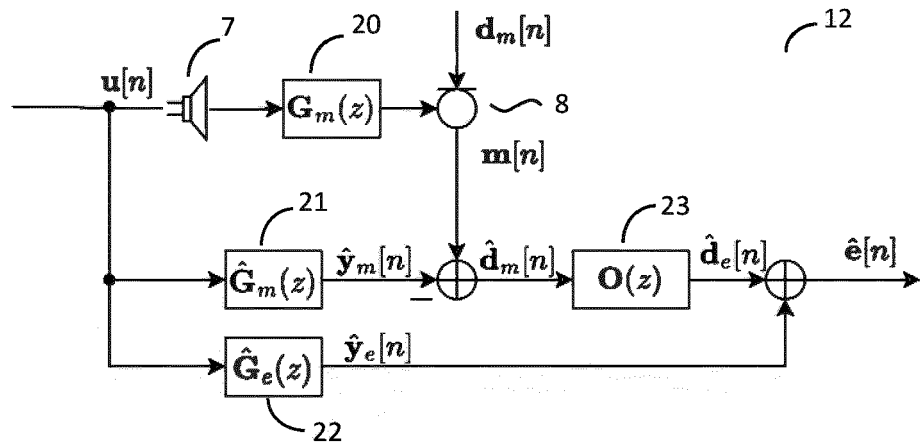


Fig. 8

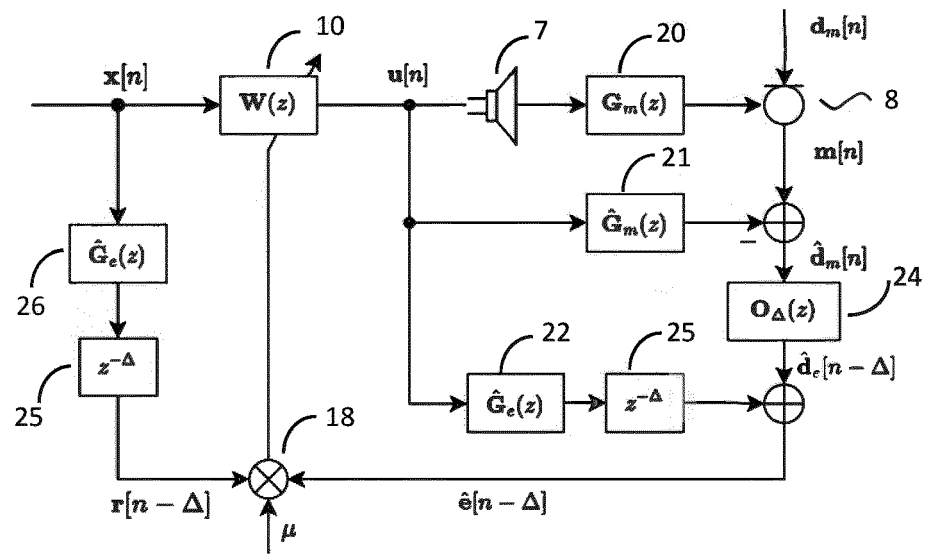


Fig. 9

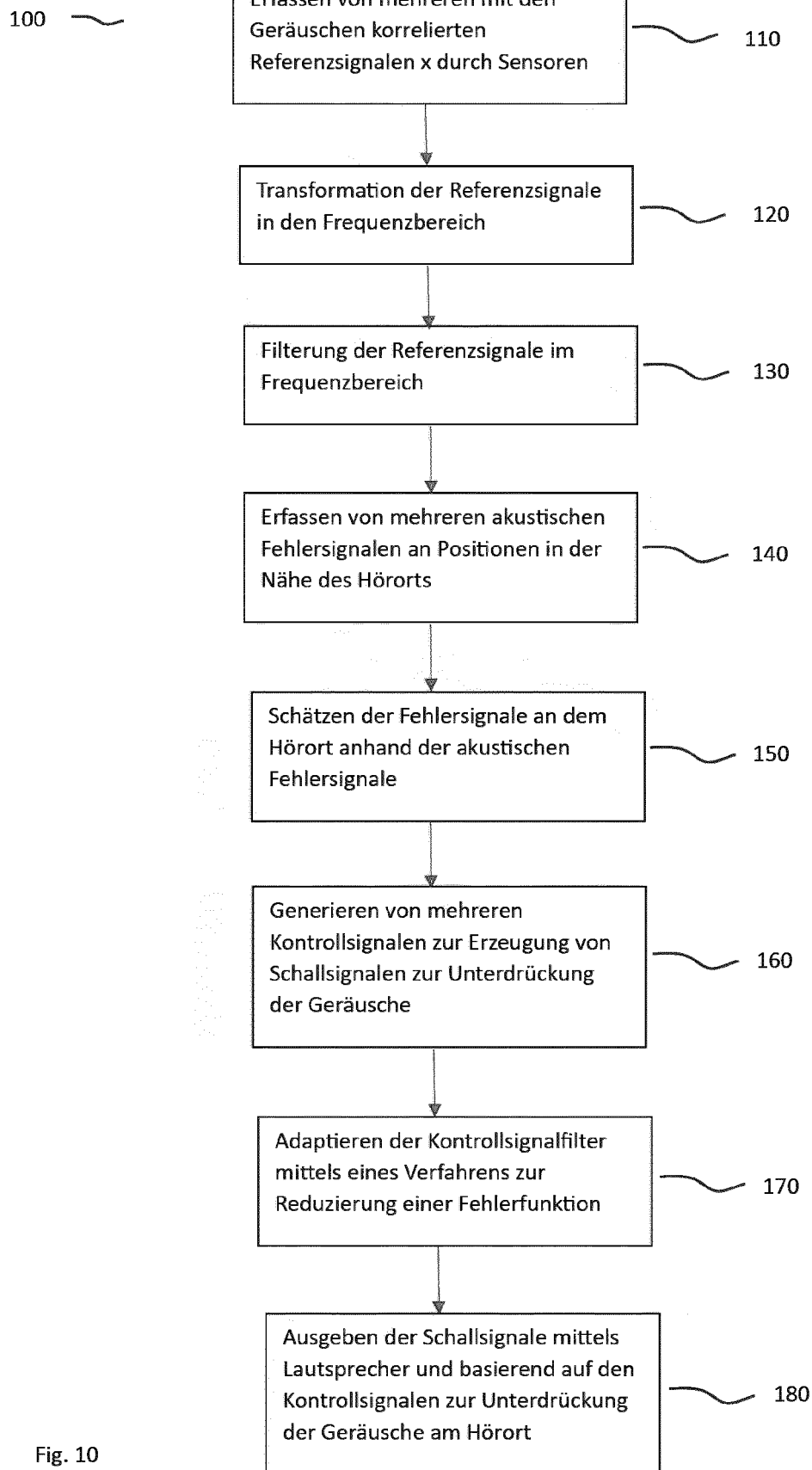


Fig. 10



EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung

EP 23 21 9617

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (IPC)
X	LORENTE JORGE ET AL: "The frequency partitioned block modified filtered-x NLMS with orthogonal correction factors for multichannel Active Noise Control", DIGITAL SIGNAL PROCESSING, ACADEMIC PRESS, ORLANDO, FL, US, Bd. 43, 13. Mai 2015 (2015-05-13), Seiten 47-58, XP029611010, ISSN: 1051-2004, DOI: 10.1016/J.DSP.2015.05.003	1-9, 16-19	INV. G10K11/178
Y	* Zusammenfassung *	10, 11, 20	
A	* Abbildungen 1-3 *	12-15	
	* Tabelle 1 *		
	* Seiten 47-54 *		
	* Seite 57 *		
X	JORDAN CHEER ET AL: "An Investigation of Delayless Subband Adaptive Filtering for Multi-Input Multi-Output Active Noise Control Applications", ARXIV:1806.04885V2,, Bd. 25, Nr. 2, 1. Februar 2017 (2017-02-01), Seiten 359-373, XP058327924, DOI: 10.1109/TASLP.2016.2637298	1-9, 16-19	RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (IPC) G10K
Y	* Zusammenfassung *	10	
	* Abbildungen 1-4 *		
	* Seite 359 - Seite 366 *		
	* Seite 372 *		
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort Den Haag		Abschlußdatum der Recherche 19. April 2024	Prüfer Meyer, Matthias
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : nichtschriftliche Offenbarung P : Zwischenliteratur		T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus anderen Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument	

1

EPO FORM 1503 03.82 (P04C03)



EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung

EP 23 21 9617

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (IPC)
X	MING WU ET AL: "An Overlap-Save Frequency-Domain Implementation of the Delayless Subband ANC Algorithm", IEEE TRANSACTIONS ON AUDIO, SPEECH AND LANGUAGE PROCESSING, IEEE, US, Bd. 16, Nr. 8, 1. November 2008 (2008-11-01), Seiten 1706-1710, XP011236387, ISSN: 1558-7916, DOI: 10.1109/TASL.2008.2005030	1-9, 16-19	RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (IPC)
Y	* Zusammenfassung * * Abbildungen 1-3 * * Seite 1706 - Seite 1710 * -----	10	
X	ZHANG S ET AL: "A normalized frequency-domain block filtered-x LMS algorithm for active vehicle interior noise control", MECHANICAL SYSTEMS AND SIGNAL PROCESSING, ELSEVIER, AMSTERDAM, NL, Bd. 120, 26. Oktober 2018 (2018-10-26), Seiten 150-165, XP085564151, ISSN: 0888-3270, DOI: 10.1016/J.YMSSP.2018.10.031	1-10, 16-19	
Y	* Zusammenfassung * * Abbildungen 1-4 * * Seite 150 - Seite 157 * * Seite 164 * ----- -/--	10	
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort		Abschlußdatum der Recherche	Prüfer
Den Haag		19. April 2024	Meyer, Matthias
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE		T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus anderen Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument	
X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : nichtschriftliche Offenbarung P : Zwischenliteratur			

1

EPO FORM 1503 03.82 (P04C03)



EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung

EP 23 21 9617

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (IPC)
Y	DEBI PRASAD DAS: "A computationally efficient frequency-domain filtered-X LMS algorithm for virtual microphone", MECHANICAL SYSTEMS AND SIGNAL PROCESSING, Bd. 37, Nr. 1-2, 1. Mai 2013 (2013-05-01), Seiten 440-454, XP093153581, AMSTERDAM, NL ISSN: 0888-3270, DOI: 10.1016/j.ymssp.2012.12.005 Gefunden im Internet: URL:https://pdf.sciencedirectassets.com/27 2413/1-s2.0-S0888327013X00044/1-s2.0-S0888 327013000022/main.pdf?X-Amz-Security-Token =IQoJb3JpZ2luX2VjELn////////wEaCXVzLWVhc 3QtMSJHMEUCIQD92byUJMowCrolz7Pj9fzvo6k3Kr+ bzQ8q8W6CiWR+YQIgHj6vgtrN8pcmyLPxRYetOELq/ WgPc8sIhnKXsVVNB98quwUI8v////////ARAFGgw wNTkwMDM1N> * Zusammenfassung * * Abbildungen 1,2 * * Seite 440 - Seite 453 * -----	11,20	
			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (IPC)
Y	JUNG WOONMIN ET AL: "Local active control of road noise inside a vehicle", MECHANICAL SYSTEMS AND SIGNAL PROCESSING, Bd. 121, 22. November 2018 (2018-11-22), Seiten 144-157, XP085586251, ISSN: 0888-3270, DOI: 10.1016/J.YMSSP.2018.11.003 * Zusammenfassung * * Abbildungen 1,2,3,4 * * Seite 144 - Seite 150 * * Seiten 156,157 * -----	11,20	
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort		Abschlußdatum der Recherche	
Den Haag		19. April 2024	
		Prüfer	
		Meyer, Matthias	
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE			
X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : nichtschriftliche Offenbarung P : Zwischenliteratur			
T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus anderen Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument			

EPO FORM 1503 03.82 (P04C03)