

Förderpreis 2018

Evaluation der Störgeräuschunterdrückung von Hörsystemen durch eine Signalseparation im Frequenzbereich

Bachelor-Abschlussarbeit

Verfasser: Nikolai Kienitz
Erstgutachter: Dr. techn. Hendrik Husstedt
Zweitgutachter: Prof. Dr.-Ing. Markus Kallinger
Datum der Abgabe: 21.08.2018

E UHA

Europäische Union der
Hörakustiker e.V.

Herausgeber: Europäische Union der Hörakustiker e. V.
Neubrunnenstraße 3, 55116 Mainz, Deutschland
Tel. +49 (0)6131 28 30-0
Fax +49 (0)6131 28 30-30
E-Mail: info@euha.org
Internet: www.euha.org

Alle hier vorhandenen Daten, Texte und Grafiken sind urheberrechtlich geschützt. Eine Verwertung über den eigenen privaten Bereich hinaus ist grundsätzlich genehmigungspflichtig.

© EUHA 2018

Zusammenfassung

Die Reduzierung von Störgeräuschen ist ein wichtiges Merkmal von modernen Hörsystemen. Sie ermöglicht Menschen mit Hörminderung ein leichteres Hören in akustisch anspruchsvollen Situationen. Eine wichtige Kenngröße zur Beurteilung der Störgeräuschunterdrückung ist der Signal-Rausch-Abstand (SNR).

Zur technischen Bestimmung des SNR wurde 2004 ein Phaseninvertierungsverfahren von Hagerman und Olofsson vorgestellt, mit dem es möglich ist, ein Signalgemisch aus zwei bekannten Signalen im Zeitbereich zu separieren. Voraussetzung für die Separation sind zwei Signalgemische, die sich lediglich durch eine Invertierung der Phase des Störgeräuschs im zweiten Signal unterscheiden. Durch Addition und Subtraktion der beiden Signalgemische ist es möglich, den Nutz- und Störschall am Hörgeräteausgang getrennt zu betrachten.

Ziel dieser Arbeit ist es, eine alternative Methode zum Phaseninvertierungsverfahren zu untersuchen, bei der die Signalseparation im Frequenzbereich stattfindet. Durch die Erzeugung von zwei zueinander versetzten Frequenzkämmen ist es auch hier möglich, zwei Signale am Hörgeräteausgang getrennt zu betrachten. Weiterhin soll überprüft werden, ob es, neben einer Verringerung der Messdauer, weitere Vorteile gegenüber dem Phaseninvertierungsverfahren in Bezug auf Wiederholgenauigkeit und Beeinflussung durch Nichtlinearitäten des Hörsystems gibt.

Die Messungen wurden mit jeweils einem Hörsystem von sechs unterschiedlichen Herstellern in einer Messbox durchgeführt. Als Messsignal wurde ein Signalgemisch aus dem „International Speech Test Signal“ (ISTS) und dem „International Female Noise“ (IFnoise) verwendet.

Nachdem geprüft wurde, ob die Signalseparation im Frequenzbereich funktioniert, wird der SNR mit ausgeschalteter und maximaler Störgeräuschunterdrückung sowie mit einer linearisierten und einer adaptiven Hörereinstellung gemessen. Die Ergebnisse werden jeweils mit den SNR-Ergebnissen des Phaseninvertierungsverfahrens verglichen.

Die Messergebnisse der Signalseparation im Frequenzbereich zeigen, dass es möglich ist, eine einkanalige Störgeräuschunterdrückung von Hörgeräten zu evaluieren und vergleichbare Ergebnisse zu den Ergebnissen mittels Phaseninvertierungsverfahren zu erzielen. Im Rahmen dieser Arbeit ist einzig die kürzere Messdauer des Verfahrens gegenüber der Messdauer des Phaseninvertierungsverfahrens als Vorteil bestätigt worden.

Abstract

The attenuation of unwanted noise is an important feature of modern hearing aids. It helps to increase listening comfort in complex acoustic environments for hearing impaired people. An important parameter for assessing the effect of noise reduction is the improvement of the signal-to-noise ratio (SNR). A technical method to evaluate and measure the SNR is a phase inversion method by Hagerman and Olofsson presented in 2004. Two signals are used which differ only by a phase-inverted noise in the second signal. By adding or subtracting these signals it is possible to separate signal and noise, and to calculate the SNR at the output of the hearing aid.

The aim of this paper is to investigate an alternative method to the phase inversion method in which the signal separation will be processed in the frequency domain. The idea of the frequency separation method is to generate a signal which contains two non-overlapping frequency combs. This allows to look at signal and noise separately, and to compare the SNRs at the input and output of the hearing aid. Furthermore, it should be tested if there are advantages compared to the phase inversion method, and if differences exist in the results between a linearised hearing aid setting and an adaptive hearing aid setting.

Six hearing aids from different manufacturers are measured individually in a test box. The signals used for the measurements are the International Speech Test Signal (ISTS) and the International Female Noise (IFnoise). After evaluating the method, the SNR output of a hearing aid will be measured with the noise reduction switched off and set to maximum and the results will be compared with the results of the phase inversion method.

The measurement results of signal separation in the frequency domain shows that it is possible to evaluate single-channel noise reduction with comparable results to the phase inversion method. One advantage of separation in the frequency domain compared to the phase inversion method is a reduced measurement time.

Inhaltsverzeichnis

Impressum	i
Zusammenfassung	ii
Abstract	iii
Inhaltsverzeichnis	iv
1. Einleitung	1
2. Grundlagen	3
2.1 Frequenzkamm	3
2.2 Diskrete Fourier-Transformation (DFT)	4
2.3 Einkanalige adaptive Störgeräuschunterdrückung	5
2.3.1 Einführung	5
2.3.2 Wiener-Filter	6
2.3.3 Spektrale Subtraktion	7
2.4 Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson	7
3. Methode zur Signalseparation	9
3.1 Bestimmung der SNR-Veränderung	9
3.2 Signalseparation im Frequenzbereich	9
4. Versuchsaufbau	12
4.1 Messequipment	12
4.2 Hörverlust und Hörgeräteeinstellungen	12
4.3 Messaufbau	13
4.4 Einpegeln und Entzerren des Versuchsaufbaus	14
4.5 Messsignale und Auswertebereich	15
4.6 Überprüfung der Methode zur Signalseparation	16
5. Ergebnisse und Auswertung	19
5.1 Einfluss der Hörgerätesignalverarbeitung auf die Signalseparation im Frequenzbereich	19
5.2 Einfluss des SNR auf die Signalseparation im Frequenzbereich	20
5.3 Streuung der SNR Ergebnisse bei kurzen DFT-Blöcken	22
5.4 SNR-Ergebnisse der Hörgeräteeinstellung „linear“ und „adaptiv“	23
5.5 Frequenzabhängige SNR-Betrachtung	26
6. Fazit	30
7. Diskussion und Ausblick	31
8. Anhang	32
8.1 Messabweichungen	32
8.2 Frequenzbetrachtungen	36
9. Verzeichnisse	43
9.1 Abkürzungsverzeichnis	43
9.2 Abbildungsverzeichnis	44
9.3 Tabellenverzeichnis	46
9.4 Literaturverzeichnis	47

1. Einleitung

Für Menschen mit eingeschränktem Hörvermögen ist das Sprachverstehen in Situationen mit mehreren Sprechern bzw. Hintergrundgeräuschen schwieriger als für normalhörende Personen. Um ein leichteres Verstehen von Sprache in diesen Situationen zu ermöglichen, kommen in Hörgeräten Funktionen wie z. B. eine Störgeräuschunterdrückung zum Einsatz. Das Ziel der Störgeräuschunterdrückung ist es, den Sprachpegel (Nutzschallpegel) zu erhalten und den Störschallpegel abzusenken. Das Verhältnis von Nutzschallpegel zu Störschallpegel wird als „Signal-Rausch-Abstand“ bzw. „signal-to-noise ratio“ (SNR) bezeichnet.

Zur Messung der SNR-Veränderung von Hörsystemen gibt es unterschiedliche Methoden. Im Wesentlichen kann man zwischen technischen Messungen und Messungen mit Probanden unterscheiden. Während beim Messverfahren mit Probanden das Ergebnis von den individuellen Antworten einer oder mehrerer Personen abhängt, bleibt eine technische Messung davon unbeeinflusst.

Eine Möglichkeit zur technischen Messung des SNR ist das 2004 vorgestellte Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson [1]. In diesem Verfahren kommen zwei Signale zum Einsatz, die jeweils aus einem Nutz- und Störschallsignal mit definiertem SNR zusammengesetzt werden. Das zweite Signal unterscheidet sich vom ersten Signal lediglich durch eine Phasenverschiebung des Störgeräuschs um 180° . Durch Addition und Subtraktion der beiden Signale im Zeitbereich lässt sich das Signalgemisch wieder in Nutz- und Störschall zerlegen und der SNR berechnen.

Ein Nachteil des Phaseninvertierungsverfahrens ist, dass nichtlineare Veränderungen der Signalverarbeitung von Hörgeräten, wie z. B. eine Rückkopplungsunterdrückung oder ein Kompressionssystem, das Messergebnis verfälschen können. Das Hörgerät sollte deshalb möglichst linear eingestellt und nicht betrachtete Merkmale so weit als möglich deaktiviert werden. Des Weiteren ist, da zwei Messsignale hintereinander wiedergegeben werden müssen, eine doppelte Messdauer erforderlich.

Während beim Phaseninvertierungsverfahren die Signalseparation im Zeitbereich erfolgt, gab es zur Messung von Höreräufefunktionen bisher nur einen Ansatz, die Signale im Frequenzbereich zu separieren [2]. Die Grundidee der Separation im Frequenzbereich ist, zueinander versetzte Frequenzkämme des Nutz- und Störschallsignals zu erzeugen und diese mit definiertem SNR zusammensetzen. Wird das Signalgemisch im Frequenzbereich betrachtet, kommt es dadurch theoretisch zu keiner Überlappung von relevanter Signalenergie des Nutz- und Störschalls. Zur Berechnung des SNR lässt sich das Signalgemisch durch erneutes Erzeugen der Frequenzkämme wieder in Nutz- und Störschall separieren (siehe Abb. 1: Grundüberlegung der Addition und Separation im Frequenzbereich. Durch Erzeugung von versetzten Frequenzkämmen ist eine getrennte Betrachtung des Nutzschalls (blau) und des Störgeräuschs (rot) möglich.).

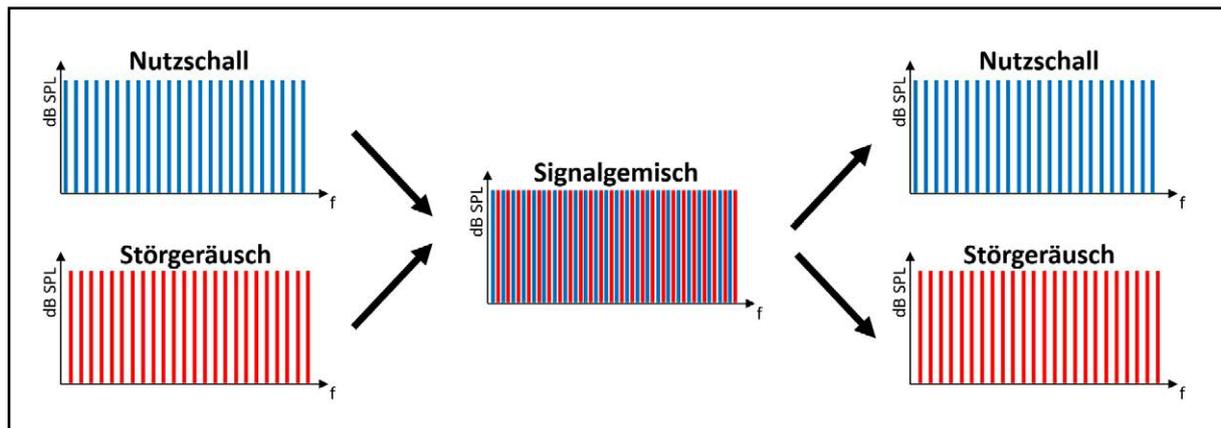


Abb. 1: Grundüberlegung der Addition und Separation im Frequenzbereich. Durch Erzeugung von versetzten Frequenzkämmen ist eine getrennte Betrachtung des Nutzschalls (blau) und des Störgeräuschs (rot) möglich.

Im Rahmen dieser Arbeit soll unter Verwendung der Messsignale des „International Speech Test Signal“ (ISTS) als Nutzschall und dem „International Female Noise“ (IFnoise) als Störschall eine Methode zur Signalseparation im Frequenzbereich untersucht werden. Um zu überprüfen, ob diese Methode geeignet ist, eine einkanalige Störgeräuschunterdrückung von Hörsystemen zu evaluieren, werden die Messergebnisse mit den Ergebnissen des Phaseninvertierungsverfahrens verglichen. Weiterhin soll überprüft werden, wie stabil die Methode ist, wenn nichtlineare und begrenzende Hörgeräte Merkmale, wie z. B. eine Rückkopplungsauslöschung, ein Kompressionssystem und die Ausgangsbegrenzung (MPO), aktiviert sind.

Die Arbeit gliedert sich in mehrere Kapitel. In Kapitel 2 werden grundlegende Themen zu Frequenzkämmen, der Diskreten Fourier-Transformation (DFT), der Funktionsweise einer einkanaligen Störgeräuschunterdrückung und das Phaseninvertierungsverfahren behandelt. In Kapitel 3 wird die Methode zur Frequenzkammerzeugung erläutert, und in Kapitel 4 werden der Versuchsaufbau und die Messbedingungen beschrieben. In Kapitel 5 werden die Messergebnisse dargestellt und beschrieben, gefolgt von einem Fazit in Kapitel 6 und einem abschließenden Ausblick in Kapitel 7.

2. Grundlagen

2.1 Frequenzkamm

Wenn ein Signal mit sich selbst zeitverzögert überlagert wird, kommt es zu konstruktiven und destruktiven Interferenzen. Das Ergebnis im Frequenzbereich ist ein Verlauf mit „Peaks“ (Spitzen) und „Notches“ (Kerben). Im Maximum der „Peaks“ kommt es, durch konstruktive Überlagerung mit gleicher Phase, zu einer Verstärkung von 6 dB, im Minimum der „Notches“ hingegen durch destruktive Überlagerung zu einer kompletten Auslöschung der Frequenzen im Signal.

Aufgrund der Einkerbungen in der Frequenzbetrachtung (siehe Abb. 2), die an einen Haarkamm erinnern, und des Auslöschens der Frequenzen der ersten Einkerbung und deren ungeradzahlig Vielfachen spricht man auch von Kammfiltern oder Kammfiltereffekten [3].

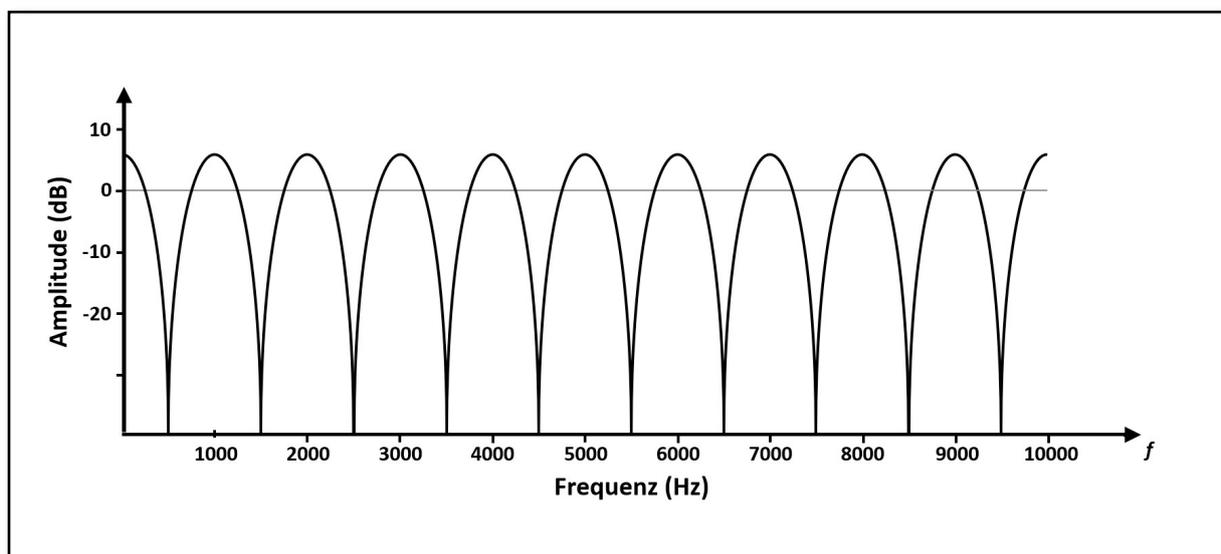


Abb. 2: Beispiel einer Übertragungsfunktion eines Kammfilters in linearer Darstellung

Die Frequenzen, bei denen eine „Notch“ f_{notch} oder ein „Peak“ f_{peak} und deren ungeradzahlig Vielfache n auftreten, können mit den folgenden beiden Formeln bestimmt werden:

$$f_{\text{notch}} = \frac{2n - 1}{2T_{\text{delay}}} \quad , \quad (2.1)$$

$$f_{\text{peak}} = \frac{2n - 1}{T_{\text{delay}}} \quad . \quad (2.2)$$

Sie ändern sich abhängig vom zeitlichen Versatz T_{delay} . Je länger die zeitliche Verzögerung T_{delay} , desto geringer der Abstand zwischen zwei „Peaks“ oder zwei „Notches“.

2.2 Diskrete Fourier-Transformation (DFT)

Mit einer Fourier-Transformation (FT) ist es möglich, kontinuierliche Signale $x(t)$ aus dem Zeitbereich in den Frequenzbereich zu transformieren

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.3)$$

und umgekehrt

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f)e^{j2\pi ft} dt \quad (2.4)$$

Bei der FT wird das zeitkontinuierliche Signal in einzelne Sinusschwingungen $X(f)$ mit Amplitude und Phase zerlegt und im Frequenzbereich als kontinuierliches Betragsspektrum sichtbar [4].

Um ein digitales, also ein zeit- und wertediskretes, Signal $x(n)$ in den Frequenzbereich zu transformieren, verwendet man die Diskrete Fourier-Transformation (DFT)

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi nk/N} \quad \text{mit } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.5)$$

für die es auch eine Rücktransformation gibt:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk} \quad \text{mit } n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.6)$$

Resultat der DFT ist ein diskretes Frequenzspektrum, bestehend aus Amplituden- und Phaseninformation der diskreten Frequenzen.

Wie in Formel (2.5) zu erkennen, entsteht durch die DFT ein Frequenzspektrum, dessen Anzahl an Spektralkoeffizienten $X(k)$ abhängig von der Größe N ist. Je größer N , desto mehr Spektralkoeffizienten $X(k)$, auch Frequenz-Bins genannt, gibt es [5].

Unabhängig von N bleibt das Frequenzspektrum in Hertz jedoch immer gleich, da der Bereich von einer festen Abtastfrequenz f_s des Signals abhängt. Durch eine zunehmende Anzahl an Frequenz-Bins im Bereich 0 Hz bis f_s Hz wird, wie in der Formel

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} \quad (2.7)$$

zu erkennen ist, die Frequenzauflösung Δf immer feiner. Zusammengefasst gilt, je größer die DFT-Blocklänge N , desto mehr Frequenz-Bins $X(k)$ gibt es und desto höher ist die Frequenzauflösung in Hertz.

2.3 Einkanalige adaptive Störgeräuschunterdrückung

2.3.1 Einführung

Bei einem einkanaligen System zur Störgeräuschunterdrückung steht für die Signalverarbeitung lediglich ein Eingangssignal zur Verfügung. Im Vergleich dazu erfolgt die Störgeräuschunterdrückung bei einem mehrkanaligen System durch die Verarbeitung von mehreren getrennt vorliegenden Eingangssignalen. Ein Beispiel für eine mehrkanalige Störgeräuschunterdrückung ist ein Richtmikrofon, dessen Richtwirkung durch die Verarbeitung von zwei oder mehr Mikrofonen realisiert wird.

Typischerweise besteht das Eingangssignal $x(t)$ der einkanaligen Verarbeitung aus einem Sprachsignal $s(t)$ welches additiv mit einem Störgeräusch $n(t)$ überlagert ist.

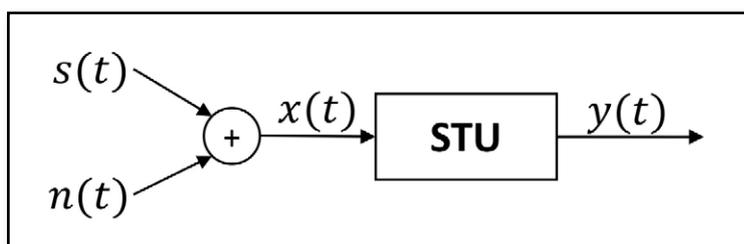


Abb. 3: Schematische Darstellung einer einkanaligen Störgeräuschunterdrückung (STU) mit dem verbesserten Ausgangssignal $y(t)$. Das Eingangssignal $x(t)$ entsteht durch eine additive Überlagerung aus Sprache $s(t)$ und Störgeräuschen $n(t)$.

Die SNR-Verbesserung einer einkanaligen Störgeräuschunterdrückung kann das Sprachverstehen, im Gegensatz zu einem mehrkanaligen System, in der Regel nicht verbessern [6] [7], ist aber, wie Studien gezeigt haben, in der Lage, die Höranstrengung zu verringern [8] [9].

Da der Pegel und die Frequenzgewichtung der Signale $s(t)$ und $n(t)$ des Eingangssignals im zeitlichen Verlauf variieren, sind adaptive Algorithmen zur Störgeräuschunterdrückung erforderlich. Die am häufigsten verwendeten adaptiven Algorithmen zur einkanaligen Störgeräuschunterdrückung in Hörsystemen basieren auf dem Wiener-Filter und der Spektralen Subtraktion [10].

Bei beiden Algorithmen ist eine zuverlässige Unterscheidung zwischen den Sprachanteilen $s(t)$ und den Störanteilen $n(t)$ des Gesamtsignals wichtig. Sowohl das Sprachsignal als auch das Störgeräusch besitzen typische Eigenschaften, die mithilfe statistischer Verfahren in Analyseblöcken geschätzt und zugeordnet werden können. Eine Möglichkeit ist es, die Einhüllende des Signals auf die Modulationsfrequenz und den Modulationsgrad (Modulationstiefe) sowie die mittlere Leistung zu analysieren. Ein Sprachsignal besitzt in der Regel einen höheren Modulationsgrad als ein stationäres, wenig fluktuierendes Störgeräusch und hat eine charakteristische Modulationsfrequenz von 3 bis 6 Hz, während bei einem Störgeräusch keine Modulationsfrequenz erkennbar ist oder diese deutlich höher ausfällt. Je mehr Analyseblöcke zur Verfügung stehen und je statischer das Störgeräusch ist, desto genauer kann die statistische Schätzung und Unterscheidung von Signalanteilen mit und ohne Sprache erfolgen.

2.3.2 Wiener-Filter

Die Übertragungsfunktion $W(f)$ des Wiener-Filters basiert auf einer blockweisen frequenzabhängigen Bewertung des SNR. Wie in der folgenden Formel dargestellt, wird die spektrale Leistung des Sprachsignals $s(f)$ durch die spektrale Leistung des Gesamtsignals $s(f) + n(f)$ geteilt:

$$W(f) = \frac{s(f)}{s(f) + n(f)} \quad (2.8)$$

Damit die mittlere Leistung des Sprachspektrums $s(f)$ ermittelt werden kann, muss zunächst die mittlere Leistung des Störsignals bestimmt und vom Gesamtsignal abgezogen werden. Das Resultat ist ein Filter, dessen Form zu einer bestmöglichen Erhaltung des Sprachsignals, im Vergleich zum Sprachsignal am Eingang, und einer möglichst guten Reduzierung des Störgeräusches beiträgt [10].

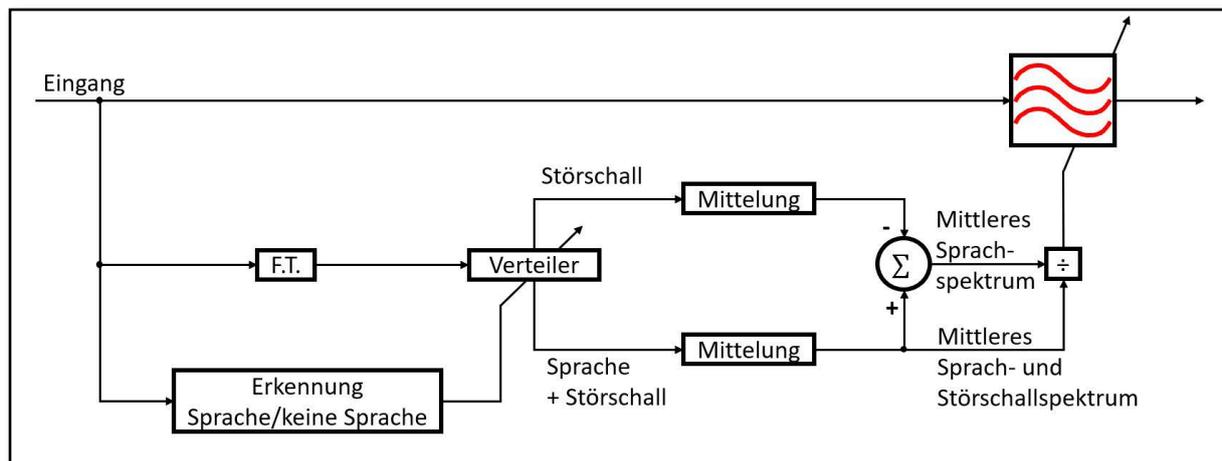


Abb. 4: Blockschaltbild eines Wiener-Filters mittels Fourier-Transformation (F.T.) [10]. Durch die statistische Analyse (Erkennung) der Signalanteile mit und ohne Sprache wird die mittlere spektrale Leistung des Störschalls bestimmt und von der mittleren spektralen Leistung des Gesamtsignals abgezogen. Übrig bleibt die mittlere spektrale Leistung des Sprachanteils. Eine Division durch das mittlere Spektrum des Gesamtsignals erzeugt die Filterform zur Reduzierung der Störgeräusche.

Die Verstärkung des Wiener-Filters arbeitet abhängig vom frequenzabhängigen SNR des Eingangssignals und wird bei schlechter werdendem SNR geringer.

Dass das Wiener-Filter explizit durch den SNR-Anteil der Signalblöcke berechnet werden kann, zeigt eine Umstellung der Gleichung (2.8) zur nachfolgenden Gleichung (2.9) bei der, durch eine Erweiterung des Nenners und Zählers mit $1/n(f)$, jeweils der $SNR(f)$ berechnet wird:

$$W(f) = \frac{SNR(f)}{SNR(f) + 1} \quad (2.9)$$

Alternativ kann die adaptive Störgeräuschunterdrückung auch mit einer Filterbank im Zeitbereich realisiert werden. Dazu wird der SNR, abhängig vom Modulationsgrad der Einhüllenden des Eingangssignals, geschätzt und dadurch die Verstärkung für jedes Band bestimmt.

2.3.3 Spektrale Subtraktion

Die spektrale Subtraktion stellt eine Alternative zum Wiener-Filter dar. Zur Reduzierung von Störgeräuschen wird die Amplitude des Störschallspektrums von der Amplitude des Gesamtspektrums (Sprache und Störschall) abgezogen. Das Resultat ist die Amplitude des Sprachsignals.

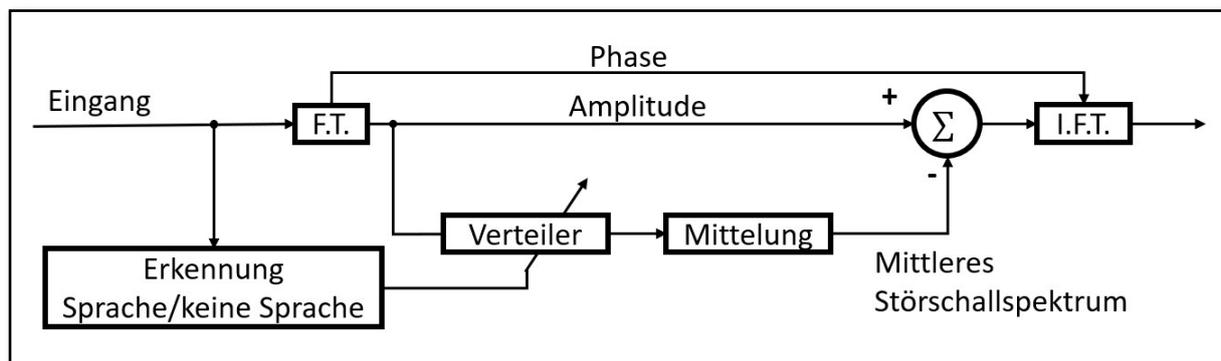


Abb. 5: Blockschaltbild der spektralen Subtraktion mittels Fourier-Transformation (F.T.) [11]. Durch die Erkennung der Signalanteile mit und ohne Sprache wird die mittlere spektrale Leistung des Störschalls bestimmt und von der Amplitude des Gesamtsignals abgezogen. Eine inverse Fourier-Transformation (I.F.T.) wandelt das korrigierte Signal zurück in den Zeitbereich.

Bei dieser Methode sollte ebenfalls das Störgeräusch gut geschätzt werden, da sonst Störanteile die Qualität des Ausgangssignals reduzieren.

2.4 Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson

Das Phaseninvertierungsverfahren wurde 2004 von Björn Hagerman und Åke Olofsson zur technischen Messung einer Störgeräuschunterdrückung von Hörsystemen vorgestellt [1].

Zur Bestimmung des SNR am Eingang und Ausgang des Hörsystems werden zunächst zwei Signale $a_{in}(t)$ und $b_{in}(t)$ erstellt, die sich aus einem bekannten Nutzschallsignal $s_{in}(t)$ und Störschallsignal $n_{in}(t)$ zusammensetzen:

$$a_{in}(t) = s_{in}(t) + n_{in}(t) \quad , \quad (2.10)$$

$$b_{in}(t) = s_{in}(t) - n_{in}(t) \quad . \quad (2.11)$$

Die beiden Signale werden mit einem definierten und damit bekannten SNR zusammengesetzt und unterscheiden sich lediglich durch eine Invertierung der Phase des Störschallsignals $n_{in}(t)$ im Signalgemisch $b_{in}(t)$.

Die beiden Signalgemische $a_{in}(t)$ und $b_{in}(t)$ werden als Eingangssignal $x_{in}(t)$ hintereinander wiedergegeben, vom Hörsystem mit einer unbekanntem Übertragungsfunktion $f(x(t))$ verarbeitet und als Ausgangssignal $y(t)$, bestehend aus $a_{out}(t)$ und $b_{out}(t)$, aufgenommen.

Durch Addition und Subtraktion der aufgenommenen Signalabschnitte $a(t)_{out}$ und $b(t)_{out}$ kann das Signalgemisch mit den folgenden Formeln in

$$s_{out}(t) = 0,5(a_{out}(t) + b_{out}(t)) \quad \text{und} \quad (2.12)$$

$$n_{out}(t) = 0,5(a_{out}(t) - b_{out}(t)) \quad (2.13)$$

getrennt und der SNR am Hörgeräteausgang bestimmt werden.

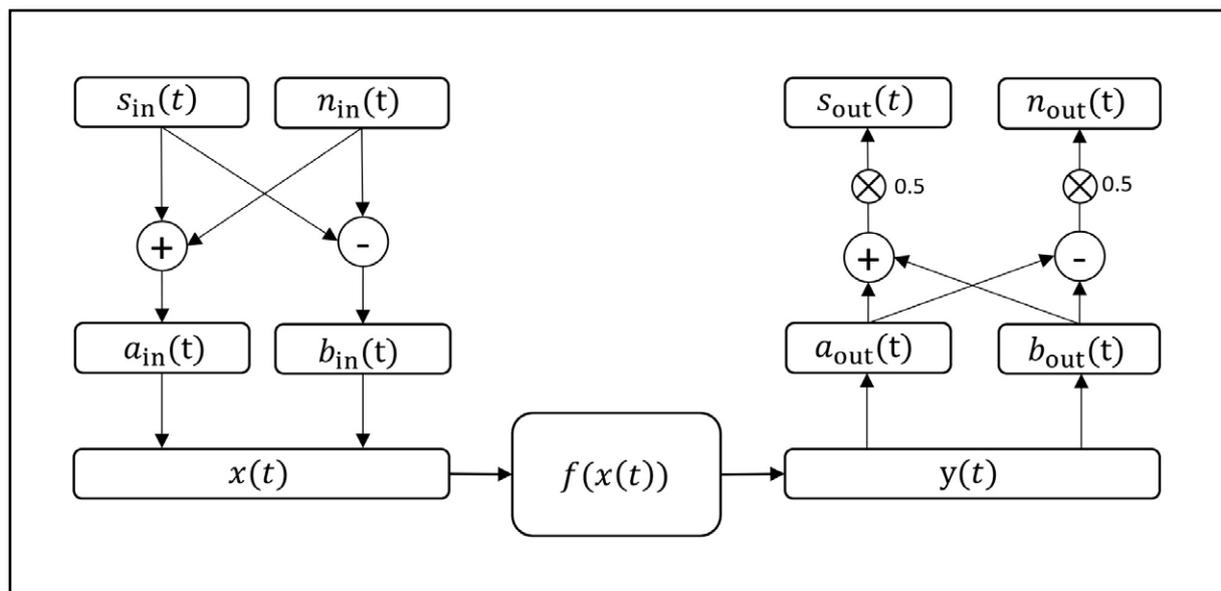


Abb. 6: Schematische Funktionsweise des Phaseninvertierungsverfahrens nach Hagerman und Olofsson. Durch Addition und Subtraktion im Zeitbereich ist es möglich, den Nutzschall und Störschall am Ein- und Ausgang eines unbekanntem Systems getrennt zu betrachten.

Durch einen Vergleich des definierten SNR am Eingang des Hörgeräts und des durch Trennung der Signale bestimmten SNR am Ausgang des Hörgeräts lässt sich die SNR-Veränderung durch die Störgeräuschunterdrückung mit unbekannter Übertragungsfunktion bestimmen.

3. Methode zur Signalseparation

3.1 Bestimmung der SNR-Veränderung

Damit die SNR-Veränderung durch ein unbekanntes System $f(x_{ges}(t))$ bestimmt werden kann, muss der SNR am Eingang und Ausgang des Systems bekannt sein. Für eine Berechnung des SNR ist es wiederum erforderlich, dass das Nutzschallsignal und das Störschallsignal getrennt betrachtet werden können.

Der SNR des Eingangssignals $x(t)$ ist bekannt, da die Signale $s_{in}(t)$ und $n_{in}(t)$ vor der Addition auf einen definierten Pegel gebracht werden. Der SNR des Ausgangssignals $y_{ges}(t)$ kann berechnet werden, indem das Signalgemisch $y(t)$ in Nutzschall $s_{out}(t)$ und Störschall $n_{out}(t)$ separiert und jeweils der Pegel bestimmt wird.

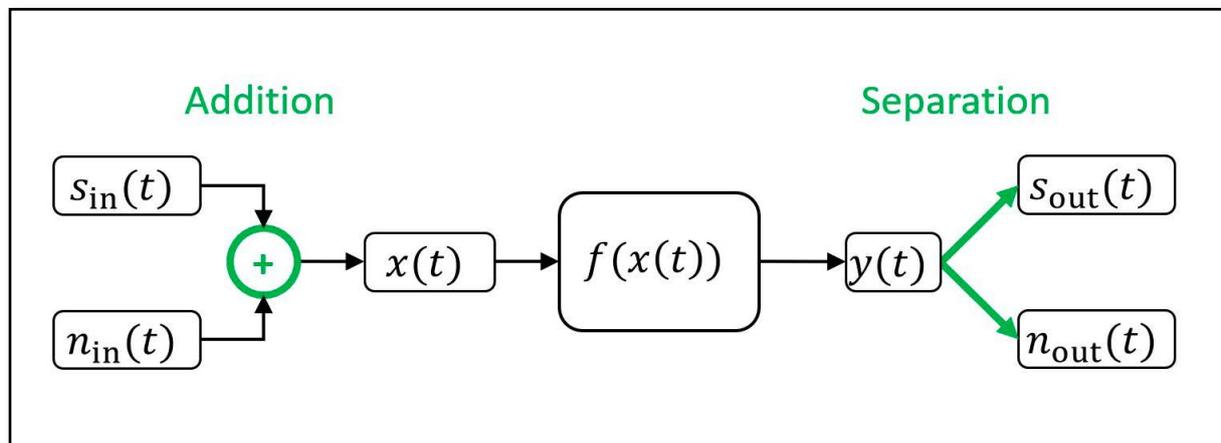


Abb. 7: Allgemeiner schematischer Ablauf zur Bestimmung einer SNR-Veränderung. Durch Addition der Signale $s_{in}(t)$ und $n_{in}(t)$ mit jeweils definiertem Pegel ist der SNR am Eingang des Systems $f(x(t))$ bekannt, und durch eine Signalseparation von $y(t)$ können die Signale $s_{out}(t)$ und $n_{out}(t)$ getrennt betrachtet und der SNR berechnet werden.

Während beim Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson die Signalseparation durch Addition und Subtraktion im Zeitbereich erfolgt (siehe Kapitel 2.4), müssen für eine Signalseparation im Frequenzbereich sowohl beim Eingangssignal als auch beim Ausgangssignal disjunkte Frequenzkämme erzeugt werden.

3.2 Signalseparation im Frequenzbereich

Ein Nutzsinal $x_1(n)$ und Störschallsignal $x_2(n)$ wird jeweils bandpassgefiltert und eine blockweise DFT mit definierter Blocklänge N durchgeführt. In jedem Block wird der resultierende Frequenzvektor $X_1(k)$ mit einer Kammfolge $\text{III}_u(k) = [1\ 0\ 1\ 0\ \dots]$ aus sich abwechselnden Einsen und Nullen bzw. der Frequenzvektor $X_2(k)$ mit der Kammfolge $\text{III}_g(k) = [0\ 1\ 0\ 1\ \dots]$ aus sich abwechselnden Nullen und Einsen multipliziert. Es entstehen zwei disjunkte, also zwei zueinander versetzte, Frequenzkämme, wie beispielhaft in Abb. 8 mit einer DFT-Blocklänge von $N = 20$ visualisiert wird.

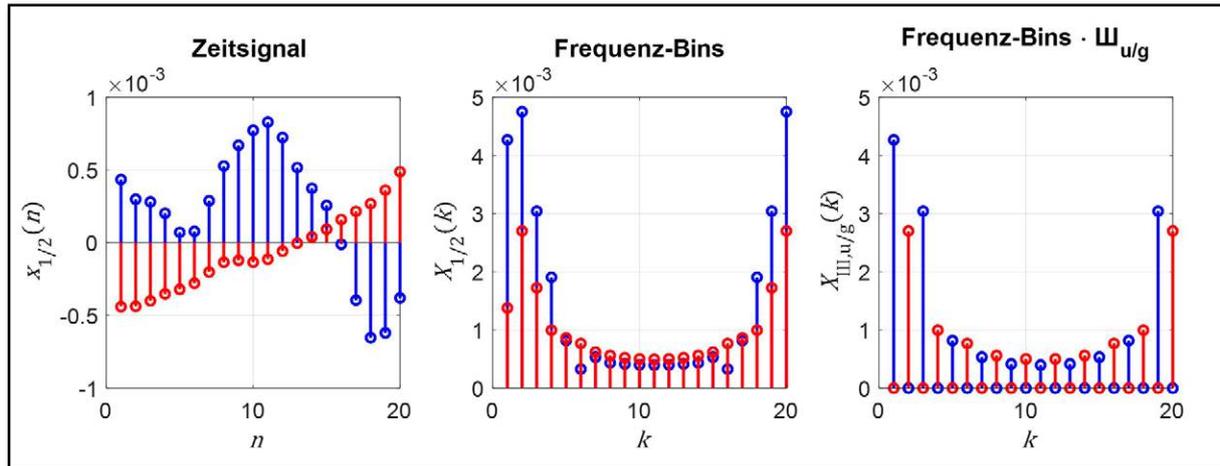


Abb. 8: Erzeugung der Frequenzkämme des Nutzschalls (blau) und Störschalls (rot) mit $N = 20$. Die Erzeugung erfolgt einzeln und wird in dieser Abbildung nur zur beispielhaften Visualisierung gemeinsam dargestellt.

Über eine inverse DFT werden die DFT-Blöcke zurück in einen Zeitblock transformiert und die einzelnen Zeitblöcke jeweils zu einem Gesamtsignal $x_{III,u}(n)$ bzw. $x_{III,g}(n)$ zusammengesetzt.

Wenn sich das unveränderte Zeitsignal $x_1(n)$ oder $x_2(n)$ nicht in eine ganzzahlige Anzahl an DFT-Blöcken aufteilen lässt, wird es vor der Kammerzeugung mit Nullen zum nächstmöglichen ganzzahligen Block erweitert und nach der Veränderung um die zugefügte Anzahl an Nullen gekürzt, somit hat das veränderte Zeitsignal die gleiche Länge wie das Ursprungssignal.

Vor der Addition von $x_{III,u}(n)$ und $x_{III,g}(n)$ zu einem Signalgemisch $x_{III,ug}(n)$ wird eine Pegelkorrektur auf einen jeweils definierten Pegel durchgeführt, um zum einen die Pegelabsenkung, die durch das Erzeugen der Frequenzkämme entstanden ist, auszugleichen, und zum anderen, um den SNR des Eingangssignals $x_{III,ug}(n)$ zu definieren. Der Pegelverlust durch die Kammerzeugung beträgt bei einer hohen Frequenzauflösung ca. 3 dB.

Nachdem das Signalgemisch $x_{III,ug}(n)$ das unbekannte System $f(x_{III,ug}(n))$ durchlaufen hat, wird das aufgenommene Ausgangssignal $y_{III,ug}(n)$ bandgefiltert und in einer blockweisen DFT mit gleicher Blocklänge N und mit den Kammfolgen $III_u(k)$ und $III_g(k)$ multipliziert. Resultat sind zwei Frequenzkämme bei denen im Frequenzkamm $y_{III,u}(n)$ nur relevante Signalenergie aus $x_{III,u}(n)$ und im Frequenzkamm $y_{III,g}(n)$ nur relevante Signalenergie aus $x_{III,g}(n)$ enthalten sein sollte. Aus dem Verhältnis der Signalenergien der beiden Frequenzkämme kann der SNR des Ausgangssignals und durch einen Vergleich mit dem EingangssNR die Veränderung durch das System $f(x_{III,ug}(n))$ bestimmt werden.

Die hier verwendete Methode zur Erzeugung der Frequenzkämme entspricht in jedem Signalblock einer zyklischen Faltung [12] mit der Impulsantwort eines Frequenzkamms und führt zu einer hörbaren Überlagerung des Signals mit sich selbst. Die resultierende Überlagerung in jedem Block entspricht dabei einer Überlagerung der ersten Hälfte des

Signalblocks mit der zweiten Hälfte des Signalblocks und wiederholt sich in umgekehrter Reihenfolge wie in Abb. 9 und Abb. 10 dargestellt.

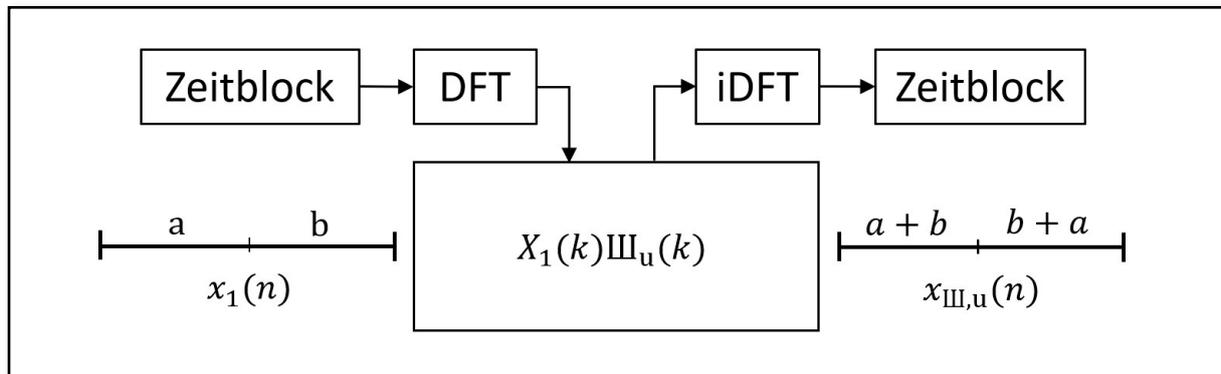


Abb. 9: Schematische Darstellung der Frequenzkammerzeugung $x_{\text{III},u}(n)$ pro Signalblock. Durch die Multiplikation von $X_1(k)$ mit dem Kamm $\text{III}_u(k)$ im Frequenzbereich werden die geradzahigen Frequenz-Bins des Signals zu Null gesetzt. Das resultierende Zeitsignal $x_{\text{III},u}(n)$ entspricht einer Addition der ersten Hälfte a und zweiten der Hälfte b des Zeitblocks $x_1(n)$ und wiederholt sich in umgekehrter Additionsreihenfolge.

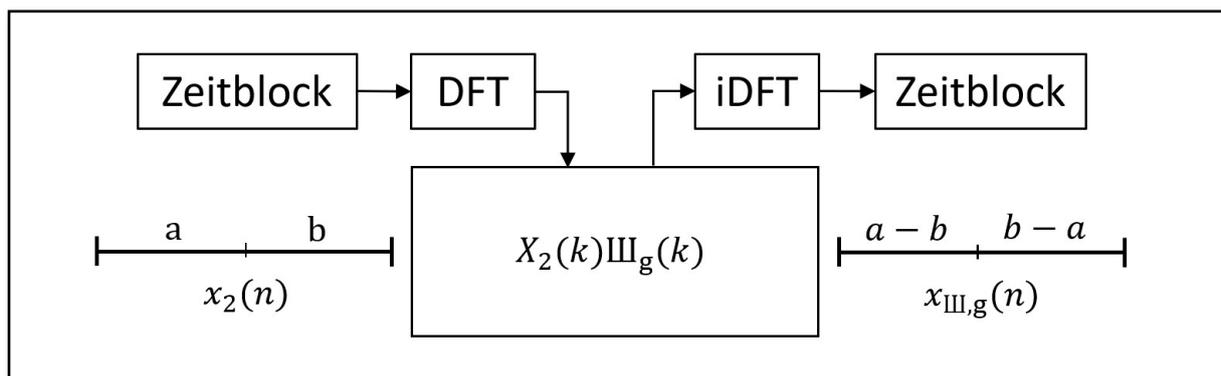


Abb. 10: Schematische Darstellung der Frequenzkammerzeugung $x_{\text{III},g}(n)$ pro Signalblock. Durch die Multiplikation von $X_2(k)$ mit dem Kamm $\text{III}_g(k)$ im Frequenzbereich werden die geradzahigen Frequenz-Bins des Signals zu Null gesetzt. Das resultierende Zeitsignal $x_{\text{III},g}(n)$ entspricht einer Subtraktion der ersten Hälfte a und zweiten der Hälfte b des Zeitblocks $x_2(n)$ und wiederholt sich in umgekehrter Subtraktionsreihenfolge.

4. Versuchsaufbau

4.1 Messequipment

Die Messungen erfolgen in einer „Brüel & Kjaer“-Messbox vom Typ „BK 4232“. Das Referenz- und Kupplermikrofon ist vom Typ „BK 4192“ und wird jeweils mit einem Mikrofonvorverstärker „BK 2669-L“ und einer Power-Supply „BK 2829“ verwendet. Abzugebende Schallsignale werden mit dem Power-Amplifier „BK 2735“ verstärkt und über den Messbox-Lautsprecher wiedergegeben.

Über die Soundkarte „Fireface 802“ von RME wird die Messtechnik mit einem Laptop (Windows 10 Professional, 64 Bit, 8 GB RAM) verbunden. Die Realisierung des Messprogramms erfolgt mit MatLAB 2017b, und die Hörgeräte werden mit einem Schallschlauch (Länge 2,7 cm) und einem 2-cm³-HdO-Kuppler des Typs „BK 4946“ an das Messmikrofon angeschlossen (siehe Abb. 12).

Zur Messung wird jeweils ein High-End-HdO-Hörsystem von sechs Hörgeräteherstellern verwendet. Diese werden im Folgenden mit A bis F gekennzeichnet.

4.2 Hörverlust und Hörgeräteeinstellungen

Als Basis für die Hörgeräteeinstellungen wurde das Standardaudiogramm Typ N3 aus der DIN EN 60118-15 verwendet. Der Typ-N3-Hörverlust (siehe Abb. 11) repräsentiert einen durchschnittlichen mittelgradigen Hochtonhörverlust, der, laut einer Studie von EuroTrak Germany im Januar 2018, in Deutschland mit 49 % am häufigsten auftritt [13] [14].

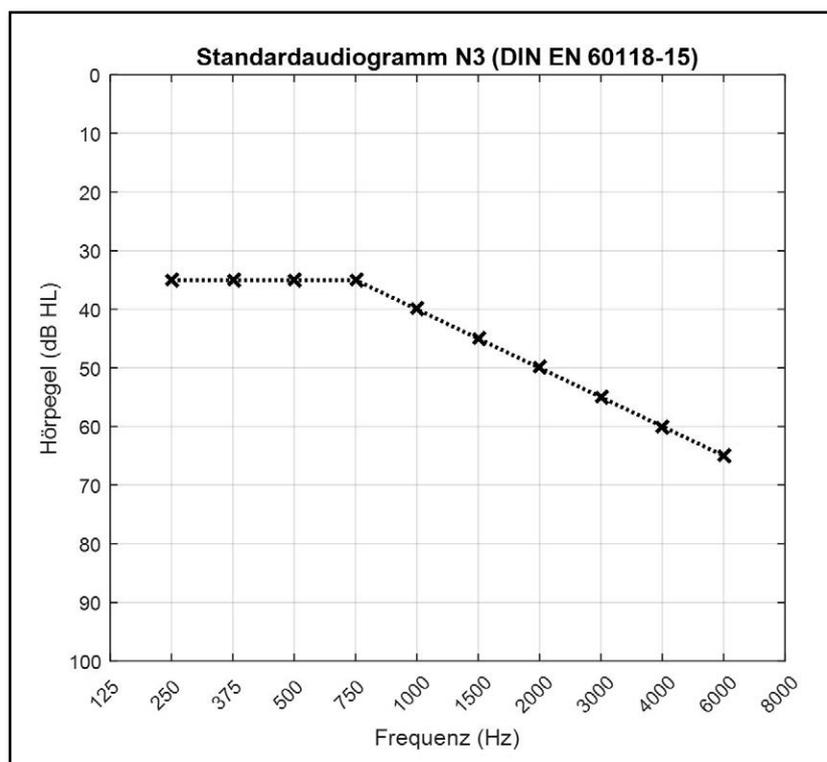


Abb. 11: Standardisierter Hörverlust Typ N3 nach DIN EN ISO 60118-15

Bei allen Messungen wird zwischen der Hörgeräteeinstellung „linear“ und „adaptiv“ unterschieden. Die Hörgeräteeinstellung „linear“ wird primär dazu verwendet, um das Verfahren der Signalseparation im Frequenzbereich mit dem Verfahren nach Hagerman und Olofsson zu vergleichen. Die Hörgeräteeinstellung „adaptiv“ wird für weiterführende Messungen verwendet, bei denen untersucht werden soll, ob die Signalseparation im Frequenzbereich, neben der kürzeren Messdauer, auch andere Vorteile gegenüber dem Phaseninvertierungsverfahren in Bezug auf Fehler bei Nichtlinearitäten des Hörsystems mit sich bringt.

	Einstellung „linear“	Einstellung „adaptiv“
Hörverlust	Typ N3	Typ N3
Otoplastik	ohne Vent	ohne Vent
Anpassregel	NAL-NL2 (nicht tonal)	herstellerspezifisch
Alter	erwachsen (männlich)	erwachsen (männlich)
Erfahrung	routiniert	routiniert
Akklimatisierung	100 %	100 %
Kompression	1:1	Vorberechnung
Mikrofonmodus	omnidirektional	omnidirektional
MPO	aus (maximal)	Vorberechnung
STU	aus vs. maximal	aus vs. maximal
Weitere Merkmale	deaktiviert	aktiv (Vorberechnung)
Frequenzerniedrigung	aus	aus

Tabelle 1: Hörgeräteeinstellung für verschiedene Messungen

4.3 Messaufbau

Die Messungen werden in einer Messbox durchgeführt. Zur Messung wird das Hörgerät mit einem 2,7 cm langen Schallschlauch (Innendurchmesser: 2 mm) an einen 2-cm³-HdO-Kuppler angeschlossen und in Trageposition in Richtung des Messbox-Lautsprechers ausgerichtet. Das Referenzmikrofon und die Hörgerätemikrofone liegen dabei innerhalb des von Brüel & Kjaer vorgeschlagenen Messbereichs (blauer Kreis).

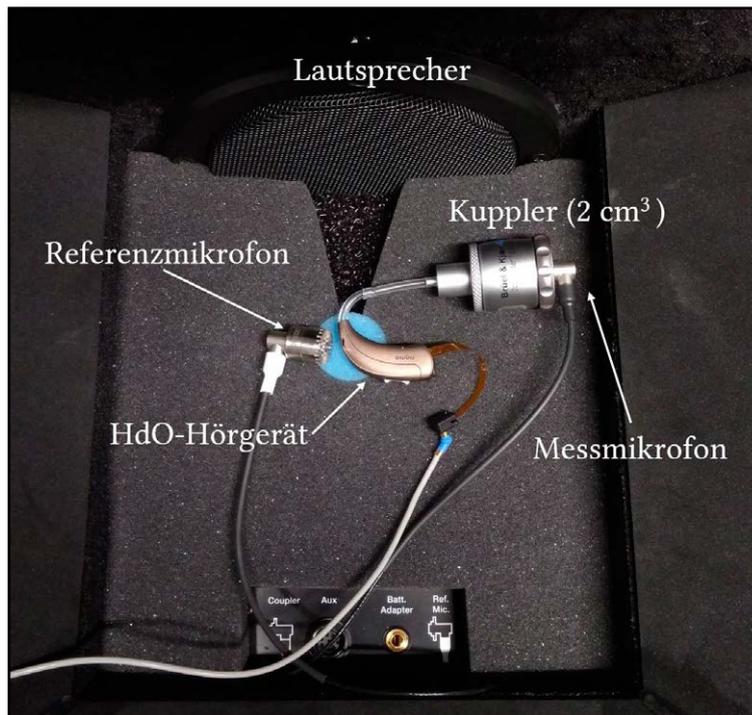


Abb. 12: Messaufbau – Hörgerätepositionierung in einer „Brüel & Kjaer“-Messbox

Um während aller Messungen möglichst gleichbleibende Messbedingungen zu gewährleisten, wurde die Messbox während der Messung verschlossen und für eine zusätzliche Dämpfung äußerer Störeinflüsse in einem schallarmen Raum aufgestellt.

4.4 Einpegeln und Entzerren des Versuchsaufbaus

Für eine pegel- und frequenzrichtige Messung muss die Mikrofonempfindlichkeit ermittelt, der Lautsprecher eingepgelt und der Versuchsaufbau entzerrt werden.

Die Mikrofonempfindlichkeit des Referenz- und Messmikrofons wird mittels kalibriertem Pistophon (B&K Type 4228) bei einem 250-Hz-Sinuston und 124 dB SPL ($p_{124\text{eff}}$) eingestellt. Dazu wird das Kalibriersignal aufgenommen und über die Formel

$$p_{0\text{mik}} = p_{124\text{eff}} 10^{\frac{124 \text{ dB}}{20 \text{ dB}}} \quad (4.1)$$

der Bezugswert $p_{0\text{mik}}$ zu 0 dB für die späteren Messungen ermittelt.

Damit bei der Aufnahme laute Signale nicht begrenzt und leise Signale ausreichend fein quantisiert werden, sollte der Wertebereich möglichst gut ausgenutzt werden. Der Dynamikbereich für die Aufnahme ergibt sich aus dem maximalen Pegel und den verwendeten Quantisierungsstufen. Die hier verwendeten 16 Bit entsprechen einer Dynamik von $20 \text{ dB} \log_{10}(2^{16}) = 96 \text{ dB}$, wodurch sich ein Aufnahmebereich von 34 bis 130 dB ergibt.

Auch für den Lautsprecher werden ein Bezugswert $p_{0\text{speaker}}$ und ein Wertebereich festgelegt. Die Einstellung der Empfindlichkeit erfolgt über den Lautstärksteller an der Soundkarte, und zur Bestimmung des Wertebereichs wird der Maximalpegel $L_{\text{max}} \text{ dB}$ festgelegt.

Zur Entzerrung des Versuchsaufbaus werden die Empfindlichkeiten mit einem weißen Rauschen bei allen Frequenzen (1/6-Oktavbänder) relativ zu 1 kHz gemessen und ein Entzerrungsfilter erzeugt, dessen Impulsantwort später vor jeder Wiedergabe mit dem Messsignal gefaltet wird.

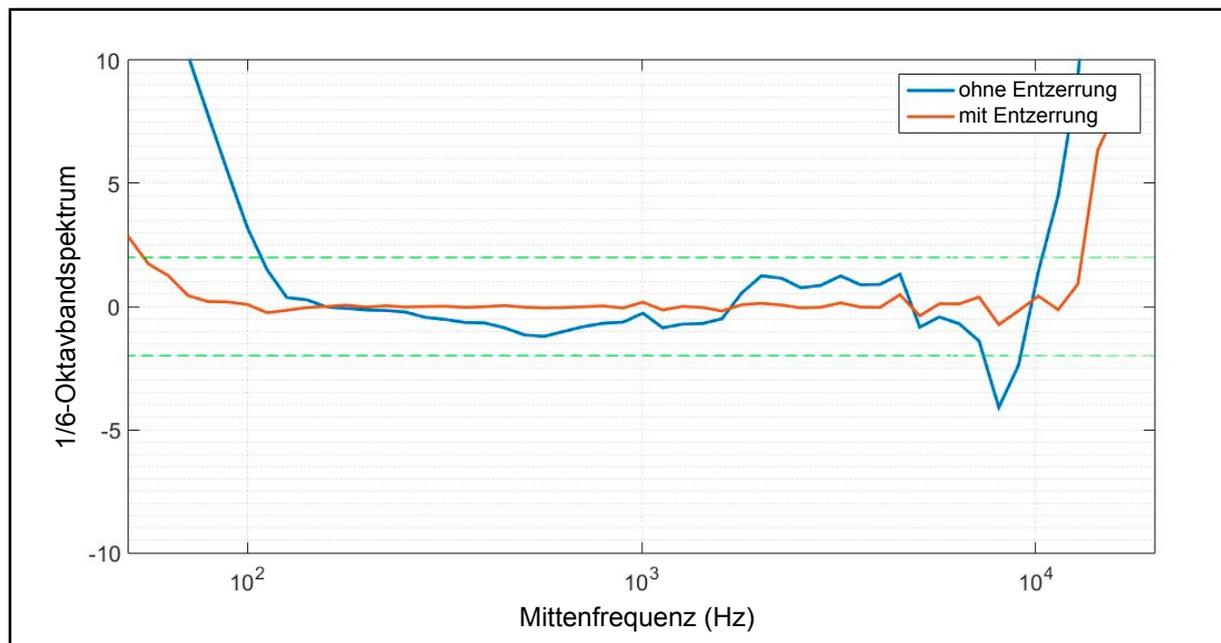


Abb. 13: Übertragungsverhalten von weißem Rauschen in der Messbox mit (rot) und ohne (blau) Entzerrung des Versuchsaufbaus

4.5 Messsignale und Auswertebereich

Für alle Messungen wird das „International Speech Test Signal“ (ISTS) als Nutzschaall und das „International Female Noise“ (IFnoise) als Störschaall verwendet. Beide Signale haben eine Länge von 60 s und stehen als .wav-Datei kostenlos zum Download auf der Internetseite der „European Hearing Instrument Manufacturers Association“ (EHIMA) zur Verfügung [15].

Das (ISTS) setzt sich aus pseudo-randomisierten Sprachausschnitten des Textes „Der Nordwind und die Sonne“ in den Sprachen Arabisch, Deutsch, Englisch, Französisch, Spanisch und Mandarin zusammen. Ziel der Entwicklung des ISTS war es, ein sprachähnliches Testsignal zu entwerfen, welches international genutzt werden kann [16].

Das IFnoise wurde durch mehrfache Überlagerungen von ISTS-Segmenten erzeugt, weshalb das Langzeitspektrum des IFnoise dem des ISTS ähnlich ist [17].

Die Signale werden nach Erzeugung der Frequenzkämme (siehe Kapitel 3.2) in jedem Messdurchlauf in voller Länge von 60 s wiedergegeben und aufgenommen. Die ersten 15 s dienen als Einschwingzeit für die Hörgerätesignalverarbeitung und werden für die Auswertung nicht berücksichtigt.

Für die Auswertung wird ein 30-s-Zeitfenster (Analysefenster) verwendet, das nach dem Einschwingvorgang von 15 s des aufgenommenen Signals startet. Weiterhin wird das aufgenommene Signal vor der Analyse im Bereich von 100 Hz bis 10 kHz mit einem Butterworth-Filter zweiter Ordnung bandpassgefiltert.

4.6 Überprüfung der Methode zur Signalseparation

Zur Überprüfung, ob die Signalseparation nach dem in Kapitel 3.2 beschriebenen Ablauf funktioniert und ob die gewählte DFT-Blocklänge einen Einfluss auf die Genauigkeit der Messung hat, wurde zunächst eine Simulation durchgeführt.

Das Eingangssignal $x_{III,ug}(n)$ entspricht in der Simulation dem Ausgangssignal $y_{III,ug}(n)$. Der SNR des Eingangssignals wurde bei einem Schalldruckpegel des ISTS von 65 dB auf 5 dB festgelegt. Die DFT-Blocklänge zur Erzeugung der Frequenzkäme wurde mit einer wechselnden Blocklänge von $N = 0,5$ s bis $N = 60$ s in 0,5-Sekunden-Schritten durchgeführt. Aus der Formel (2.7) lässt sich, durch Einsetzen von N , eine Frequenzauflösung von 2 Hz bis 0,0167 Hz und damit ein Abstand zwischen zwei „Notches“ bzw. „Peaks“ von 4 Hz bis 0,0333 Hz ableiten. Diese Abstände würde man auch durch Umstellen der Formel (2.1) nach T_{delay} erreichen, wenn das Signal mit sich selbst mit einer Zeitverzögerung von 250 ms bis 30 s überlagert wird.

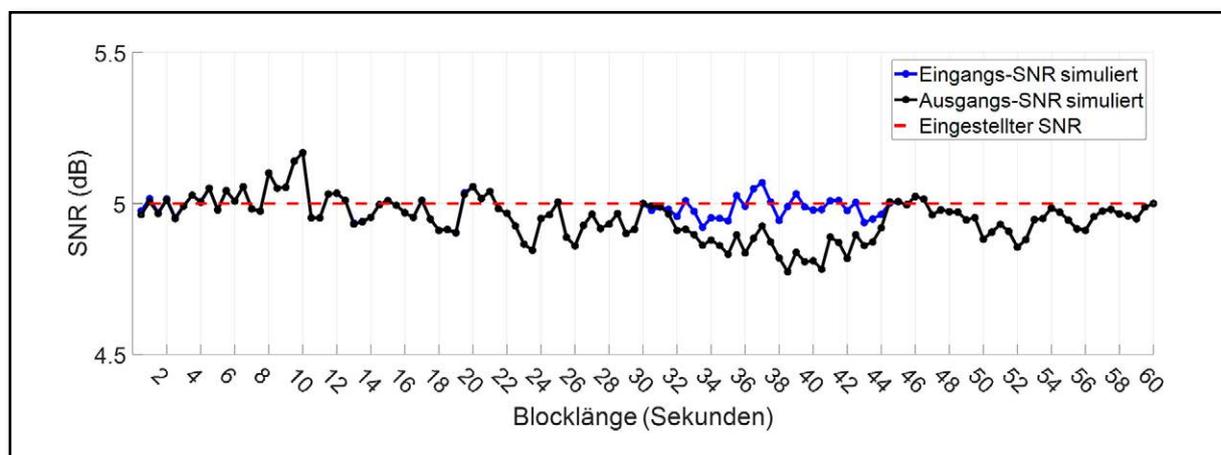


Abb. 14: Einfluss der DFT-Blocklänge auf die simulierte Signalseparation im Frequenzbereich

Wie in Abb. 14 zu sehen ist, funktioniert die simulierte Signalseparation im Frequenzbereich mit einer geringen Abweichung von ca. $\pm 0,3$ dB um den eingestellten SNR von 5 dB. Die größten Abweichungen zwischen dem simulierten Eingangs-SNR (blau) und dem simulierten Ausgangs-SNR (schwarz) liegt bei Blocklängen im Bereich von 32 s bis 44 s. Die Differenz entsteht durch das Auffüllen mit Nullen zum nächstmöglichen ganzzahligen DFT-Block, wie es in Kapitel 3.2. beschrieben wurde. Der dadurch entstehende Pegelverlust am Ende des Gesamtsignals fällt bei den genannten Blocklängen in das 30-s-Analysefenster zur SNR-Berechnung, was wiederum zu einer minimalen Änderung des SNR-Ergebnisses führt.

Im nächsten Schritt wurde überprüft, inwieweit sich die Ergebnisse verändern, wenn eine reale Messung an einem Referenzmikrofon in der Messbox stattfindet.

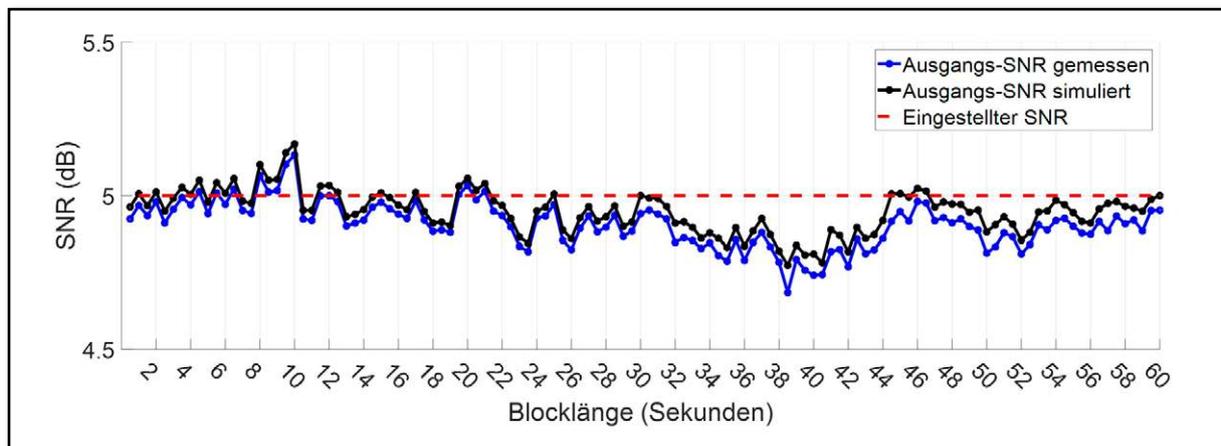


Abb. 15: Einfluss der DFT-Blocklänge auf die gemessene Signalseparation im Frequenzbereich

Wie in Abb. 15 zu sehen ist, weicht der gemessene SNR (blau) nur minimal mehr als der simulierte SNR (schwarz) und vom definierten Eingangs-SNR ab.

Des Weiteren wurde überprüft, ob es, durch die Erzeugung der Frequenzkäme und bei der Addition zu einem Signalgemisch, zu Abweichungen im Vergleich zum Originalsignal kommt. Der frequenzabhängige Fehler wurde vor der Wiedergabe (siehe Abb. 16) und nach der Wiedergabe am Referenzmikrofon (siehe Abb. 17) betrachtet. Die Analyse wurde mit einer 1/6-Oktavbandfilterung durchgeführt.

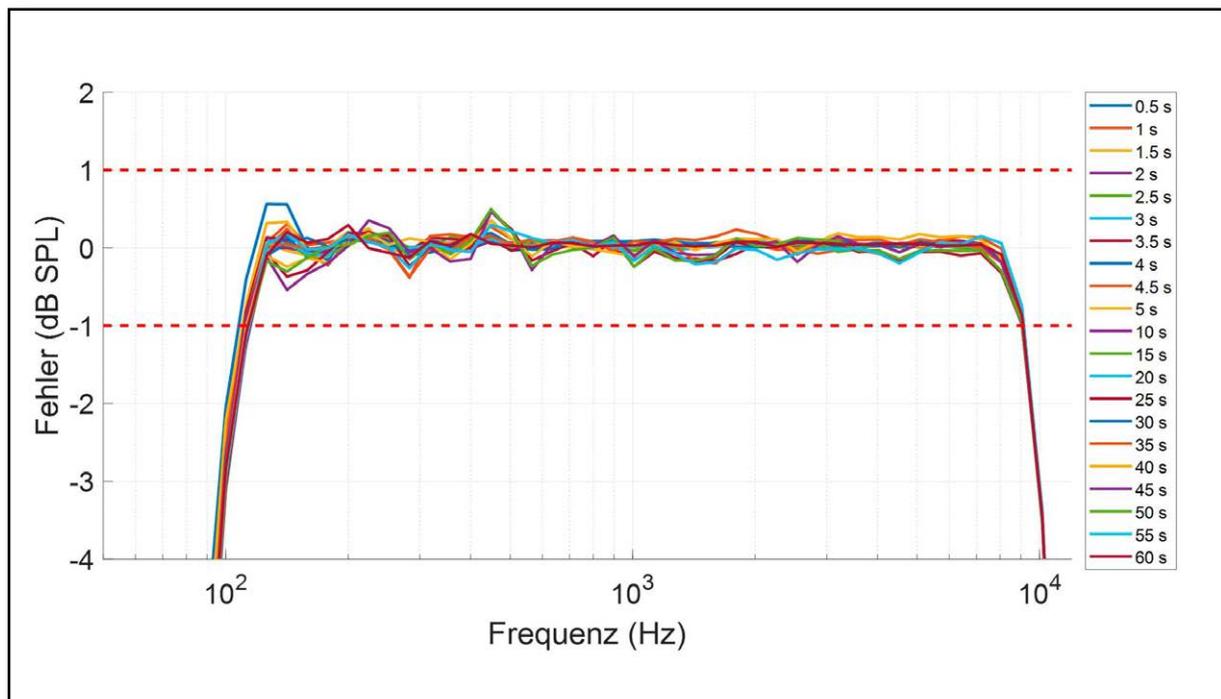


Abb. 16: Abweichung vom Originalsignal vor der Wiedergabe bei unterschiedlichen DFT-Blocklängen in Sekunden

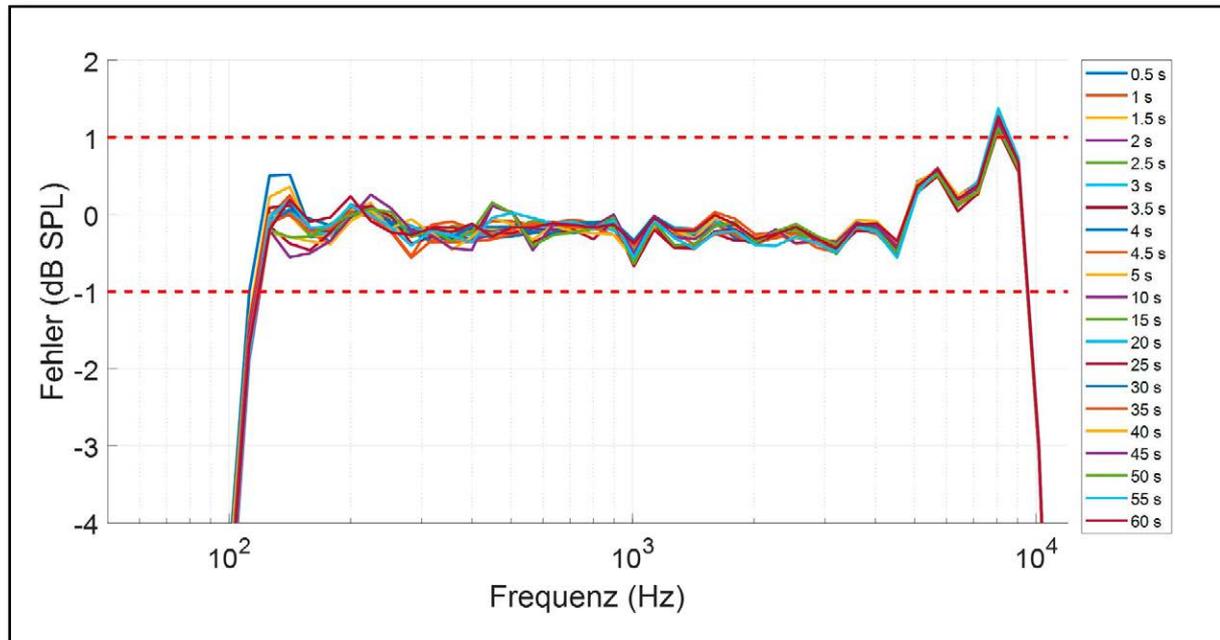


Abb. 17: Abweichung vom Originalsignal am Referenzmikrofon bei unterschiedlichen DFT-Blocklängen in Sekunden

Die Ergebnisse zeigen, dass, unabhängig von der verwendeten DFT-Blocklänge, die Fehler zum Originalsignal sehr gering ausfallen. Sowohl im Eingangssignal als auch im Ausgangssignal liegt die Abweichung, bis auf einen Ausreißer, im Ausgangssignal bei ca. 9000 Hz, innerhalb von ± 1 dB.

Damit konnte gezeigt werden, dass die Methode der Signalseparation im Frequenzbereich funktioniert und weder die Abweichung vom eingestellten SNR noch der frequenz- und pegelabhängige Fehler zum Originalsignal eine starke Abhängigkeit gegenüber der gewählten DFT-Blocklänge zeigen.

Eine bevorzugte DFT-Blocklänge für die Signalseparation im Frequenzbereich kann daher zunächst nicht festgelegt werden.

5. Ergebnisse und Auswertung

5.1 Einfluss der Hörgerätesignalverarbeitung auf die Signalseparation im Frequenzbereich

Nachdem in Kapitel 4.6 gezeigt werden konnte, dass die Methode zur Signalseparation im Frequenzbereich funktioniert und es keine starke Abhängigkeit von der gewählten DFT-Blocklänge gibt, wurde überprüft, ob es durch die Hörgerätesignalverarbeitung mit der Einstellung „linear“ (siehe Kapitel 4.2) einen Einfluss auf die Signalseparation gibt und wie die ermittelten SNR-Ergebnisse im Vergleich zu den SNR-Ergebnissen nach dem Phaseninvertierungsverfahren von Hagerman und Olofsson (HOV) ausfallen.

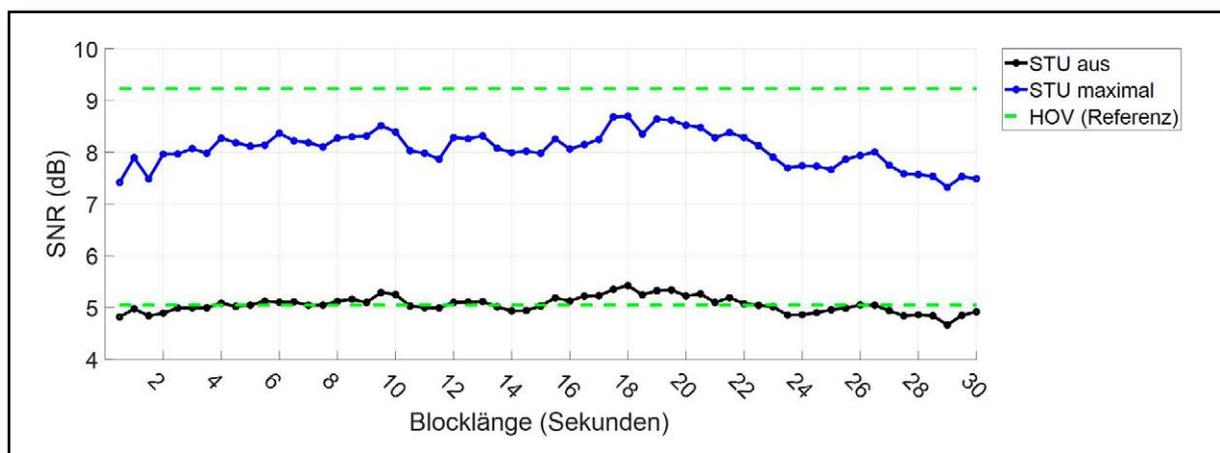


Abb. 18: SNR-Ergebnisse Hersteller B. Gemessen wurde bei einem Eingangs-SNR von 5 dB ($L_{\text{ISTS}} = 65$ dB), mit der HörgeräteEinstellung „linear“ bei ausgeschalteter Störgeräuschunterdrückung (STU aus) bzw. maximaler Störgeräuschunterdrückung (STU maximal). Die Frequenzkämme wurden mit DFT-Blocklängen zwischen 0,5 s und 30 s erzeugt. Referenz-Ergebnisse wurden mit dem Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson (HOV) gemessen.

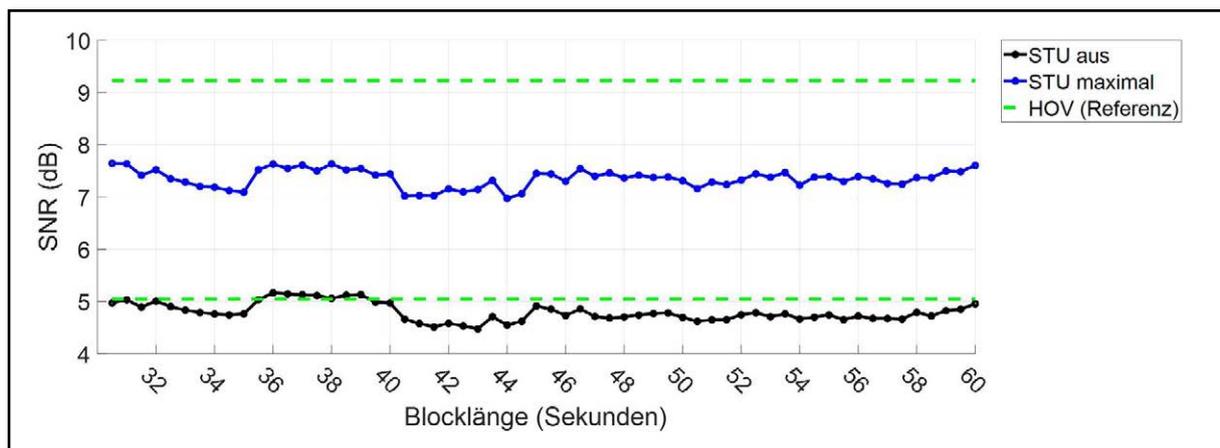


Abb. 19: SNR-Ergebnisse Hersteller B. Gemessen wurde bei einem Eingangs-SNR von 5 dB ($L_{\text{ISTS}} = 65$ dB), mit der HörgeräteEinstellung „linear“ bei ausgeschalteter Störgeräuschunterdrückung (STU aus) bzw. maximaler Störgeräuschunterdrückung (STU maximal). Die Frequenzkämme wurden mit DFT-Blocklängen zwischen 30,5 s und 60 s erzeugt. Referenz-Ergebnisse wurden mit dem Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson (HOV) gemessen.

Wie in Abb. 18 und Abb. 19 zu sehen ist, schwanken die SNR-Ergebnisse mit ausgeschalteter Störgeräuschunterdrückung („STU aus“) um ca. 0,5 dB um den eingestellten SNR von 5 dB. Ab einer DFT-Blocklänge von 40 s aufsteigend bleiben die SNR-Ergebnisse unter dem eingestellten SNR. Mit maximal eingestellter Störgeräuschunterdrückung („STU maximal“) ist eine SNR-Verbesserung bei allen verwendeten DFT-Blocklängen zu beobachten, dennoch ist eine stärkere Abhängigkeit der gewählten DFT-Blocklänge als mit „STU aus“ zu erkennen. Bis zu einer DFT-Blocklänge von 22 s treten die besten SNR-Verbesserungen auf, danach werden die messbaren SNR-Verbesserungen geringer. Das niedrigste SNR-Ergebnis liegt mit 6,99 dB bei einer DFT-Blocklänge von 44 s, während das beste SNR-Ergebnis mit 8,70 dB bei einer DFT-Blocklänge von 18 s liegt.

Bei der DFT-Blocklänge von 18 s (7.938.000 Samples) ist damit die Differenz zum SNR-Ergebnis des HOV (9,23 dB) bei „STU maximal“ am niedrigsten. Die DFT-Blocklänge von 18 s entspricht einer Frequenzauflösung der Frequenzkäme von 0,0556 Hz zwischen einer „Notch“ und einem „Peak“ bzw. 0,111 Hz zwischen zwei „Notches“ oder zwei „Peaks“. Im Zeitbereich würde dies wiederum einer Überlagerung eines Signals mit sich selbst mit einem Zeitversatz von 9 s entsprechen.

Der Eingangs-SNR von 5 dB bei einem ISTS-Pegel von 65 dB wurde gewählt, da sich dieser in einer anderen Untersuchung als gutes Maß für die einkanalige Störgeräuschunterdrückung eines Hörsystems erwiesen hat [18]. Die Ursache für die verbleibenden Differenzen zwischen der Signalseparation im Frequenzbereich und dem Phaseninvertierungsverfahren könnte zum einen an einer spektralen Verschmierung der Signalverarbeitung des Hörsystems liegen und zum anderen an einer Veränderung der Einhüllenden des Signals. Zu einer Veränderung der Einhüllenden kommt es durch das in Kapitel 3.2 beschriebene Erzeugen der Frequenzkäme.

Eine spektrale Verschmierung durch die Störgeräuschunterdrückung konnte durch eine akustische Auswertung der getrennten Signale bestätigt werden.

5.2 Einfluss des SNR auf die Signalseparation im Frequenzbereich

Um den Einfluss des Eingangs-SNR auf Signalseparation im Frequenzbereich und die Auswirkung auf die Störgeräuschunterdrückung zu überprüfen, wurden weitere Messungen mit der Hörgeräteeinstellung „linear“ und einer festen DFT-Blocklänge von 18 Sekunden durchgeführt. Als Referenz wurden die SNR-Ergebnisse mit Phaseninvertierungsverfahren bei den gleichen Eingangs-SNR gemessen. Der Nutzschallpegel des ISTS ist fest auf 65 dB SPL eingestellt, und der Pegel des IFnoise wird abhängig vom gewünschten SNR variiert.

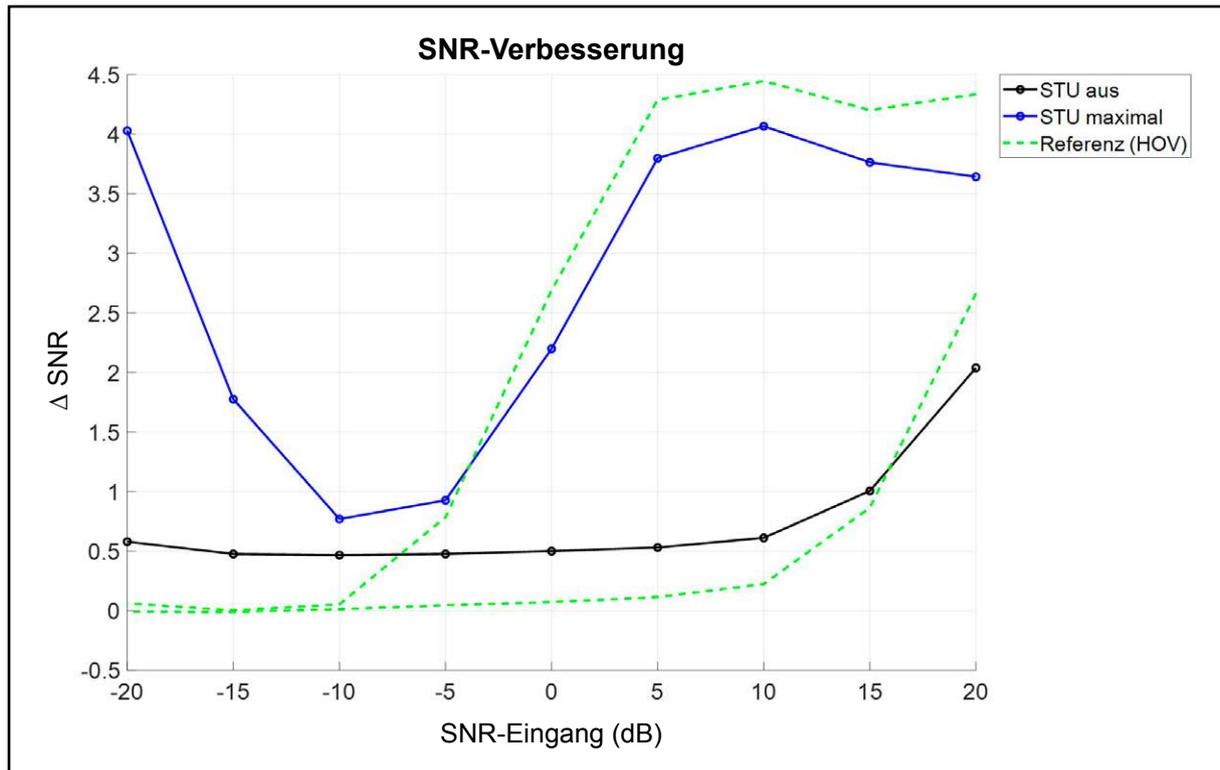


Abb. 20: SNR-Verbesserung (Hersteller B) bei verschiedenen Eingangs-SNR mit festem Nutzschallpegel von 65 dB SPL und einer festen DFT-Blocklänge von 18 s. Die SNR-Verbesserung wurde aus der Differenz zwischen den SNR-Ergebnissen des Kuppler- und des Referenzmikrofons mit ausgeschalteter und maximaler Störgeräuschunterdrückung (STU aus und STU maximal) ermittelt. Die grünen Kurven zeigen die Referenzergebnisse einer Messung mittels Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson (HOV).

Wie in Abb. 20 zu erkennen ist, erhält man bei ausgeschalteter Störgeräuschunterdrückung („STU aus“) im Intervall von -20 dB bis +15 dB Eingangs-SNR eine Abweichung der SNR-Ergebnisse des Phaseninvertierungsverfahrens (HOV) von 0 dB bis +1 dB. Im gleichen Intervall und bei gleicher Hörgeräteeinstellung zeigen die Messergebnisse der Signal-separation im Frequenzbereich eine Abweichung zwischen +0,5 dB und +1 dB.

Durch die Einstellungsänderung auf „STU maximal“ zeigt sich bei den SNR-Ergebnissen des Phaseninvertierungsverfahrens ab -10 dB Eingangs-SNR eine zunehmende SNR-Verbesserung auf bis zu +4,4 dB, die bei einem Eingangs-SNR von +10 dB erreicht werden. Die Signalseparation im Frequenzbereich zeigt im gleichen Intervall ein ähnliches Verhalten mit einem um bis zu 0,5 dB geringeren SNR-Ergebnis. Die scheinbare SNR-Verbesserung bei -15 dB und -20 dB Eingangs-SNR deutet auf eine spektrale Verschmierung durch die Störgeräuschunterdrückung hin, da diese Abweichung bei „STU aus“ sowie den HOV-Ergebnissen nicht zu erkennen ist. Die steigende SNR Verbesserung ab einem Sollwert von + 15 dB lässt sich sowohl mit dem Phaseninvertierungsverfahren als auch der Signalseparation im Frequenzbereich feststellen. Eine mögliche Ursache ist eine Störung im Messaufbau durch z. B. den Eigenrauschpegel des Gesamtsystems, der einen Summenpegel von ca. 50 dB aufweist.

Zusammengefasst zeigen die Ergebnisse, dass in einem Intervall von -5 dB bis +10 dB Eingangs-SNR die Arbeitsweise der Störgeräuschunterdrückung nachgewiesen werden kann. Die gemessene SNR-Verbesserung fällt, mit einer Abweichung von bis zu +0,5 dB bei „STU aus“ und bis zu -0.5 dB bei „STU maximal“, im Vergleich zum Phaseninvertierungsverfahren um ca. 1 dB geringer aus.

Mögliche Ursache für die geringere gemessene SNR-Verbesserung gegenüber dem Phaseninvertierungsverfahren ist auch hier, wie in Kapitel 5.1 bereits erwähnt, eine spektrale Verschmierung durch die Störgeräuschunterdrückung und ein mögliches verändertes Verhalten der Störgeräuschunterdrückung aufgrund einer veränderten Einhüllenden des Signals.

5.3 Streuung der SNR Ergebnisse bei kurzen DFT-Blöcken

Um den SNR im zeitlichen Verlauf während einer Messung darzustellen, müssen möglichst kleine Analysefenster zur SNR-Berechnung gewählt werden. Eine mögliche Lösung wäre, die Analysefenster genau so groß zu wählen wie die DFT-Blöcke zur Frequenzkammerzeugung.

Um zu prüfen, wie stark die SNR-Ergebnisse aus Kapitel 5.1 innerhalb des dort verwendeten 30-s-Analysefensters zur SNR-Berechnung abweichen, wurde dieses in 15 kleinere Analysefenster von jeweils 2 s unterteilt, und die Frequenzkämme wurden mit einer DFT-Blocklänge von ebenfalls 2 s erzeugt.

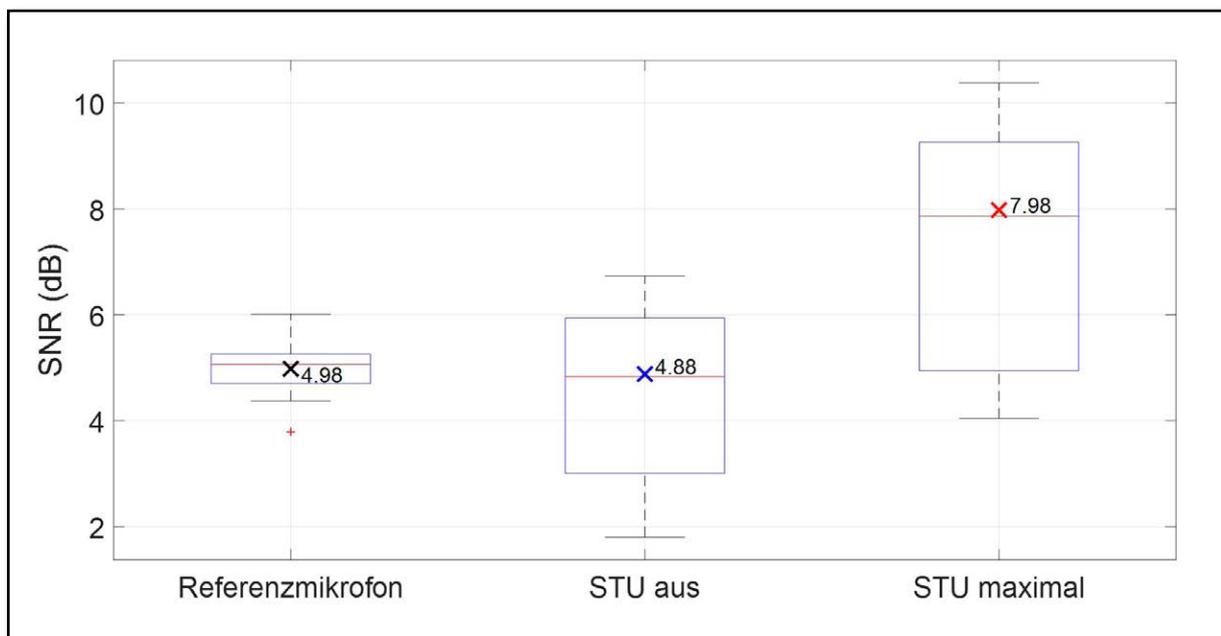


Abb. 21: Boxplot des SNR (Hersteller B) mit DFT-Blocklänge = 2 Sekunden = Analysefenster. Die Messung wurde bei einem SNR-Eingang von 5 dB durchgeführt ($L_{ISTS} = 65$ dB). Die Kreuze zeigen das SNR-Ergebnis des 30-s-Analysefensters zur SNR-Berechnung.

Wie in Abb. 21 zu sehen ist, schwankt das SNR-Ergebnis bei ausgeschalteter und maximaler Störgeräuschunterdrückung im Vergleich zum Referenzmikrofon sehr stark. Bei einer akustischen und visuellen Kontrolle des separierten Störgeräuschs konnte festgestellt werden, dass die Ursache eine spektrale Verschmierung ist, die teilweise die Signalenergie des Sprachsignals dem Störgeräusch zuordnet und damit das SNR-Ergebnis in einzelnen Blöcken verfälscht. Dennoch deckt sich der Median mit dem SNR-Ergebnis des 30-s-Analysefensters. Für eine SNR-Berechnung während einer Messung wäre es daher sinnvoll, einen gleitenden Mittelwert zu bilden. Je mehr SNR-Ergebnisse im zeitlichen Messverlauf erfasst werden, desto ähnlicher würde das SNR-Ergebnis, im Vergleich zu einer der Messung nachgelagerten Analyse mit einem größeren Analysefenster, ausfallen.

Abschließend kann gesagt werden, dass die Ausgangs-SNR-Ergebnisse durch die Signalseparation im Frequenzbereich abhängig von der gewählten Blocklänge und dem gewählten Analysefenster sind. Für vergleichende Messungen sollten daher die Parameter klar definiert werden.

5.4 SNR-Ergebnisse der Hörgeräteeinstellung „linear“ und „adaptiv“

Um zu überprüfen, wie stabil die Messungen der Signalseparation im Frequenzbereich im Vergleich zum Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson sind und ob

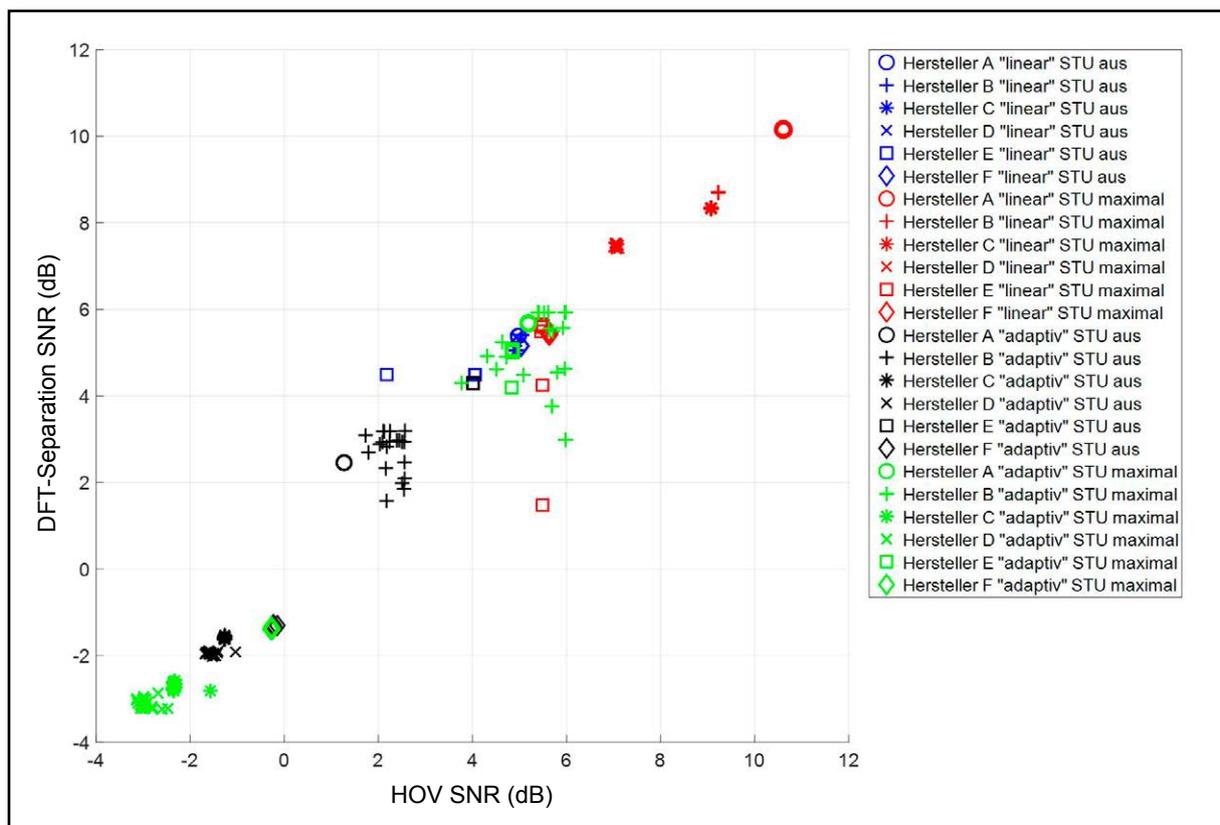


Abb. 22: SNR-Korrelation zwischen dem Phaseninvertierungsverfahren (HOV) und der Signalseparation im Frequenzbereich (DFT-Separation) der Hersteller A bis F (Messwiederholungen $n = 20$) bei einem Eingang-SNR von 5 dB

sich Vorteile in Bezug auf Nichtlinearitäten der Hörgerätesignalverarbeitung ergeben, wurden für jeden Hörgerätehersteller jeweils 20 Messwiederholungen in vier Zuständen durchgeführt.

In Abb. 22 steht jedes Symbol für einen anderen Hersteller und jede Farbe für eine unterschiedliche Kombination der Hörgeräteeinstellung. Die blauen und roten Symbole entsprechen der Hörgeräteeinstellung „linear“, und die grünen und schwarzen Symbole entsprechen der Hörgeräteeinstellung „adaptiv“.

Die blauen Symbole zeigen die SNR-Ergebnisse bei ausgeschalteter Störgeräuschunterdrückung, und die roten Symbole zeigen die Veränderung, wenn die Störgeräuschunterdrückung auf „maximal“ gestellt wird. Daraus ist zu erkennen, dass die SNR-Veränderung durch das Aktivieren der Störgeräuschunterdrückung von Hersteller zu Hersteller unterschiedlich stark ausfällt. Die Streuung und damit die Stabilität der SNR-Ergebnisse ist, bis auf wenige Ausreißer bei Hersteller E, sehr gering.

Die SNR-Ergebnisse der Einstellung „adaptiv“ fallen insgesamt niedriger aus als bei der Einstellung „linear“ und zeigen bei Hersteller B eine größere Streuung der Ergebnisse, was zusätzlich in einem Boxplot der Messergebnisse von Hersteller B verdeutlicht werden kann (siehe Abb. 23)

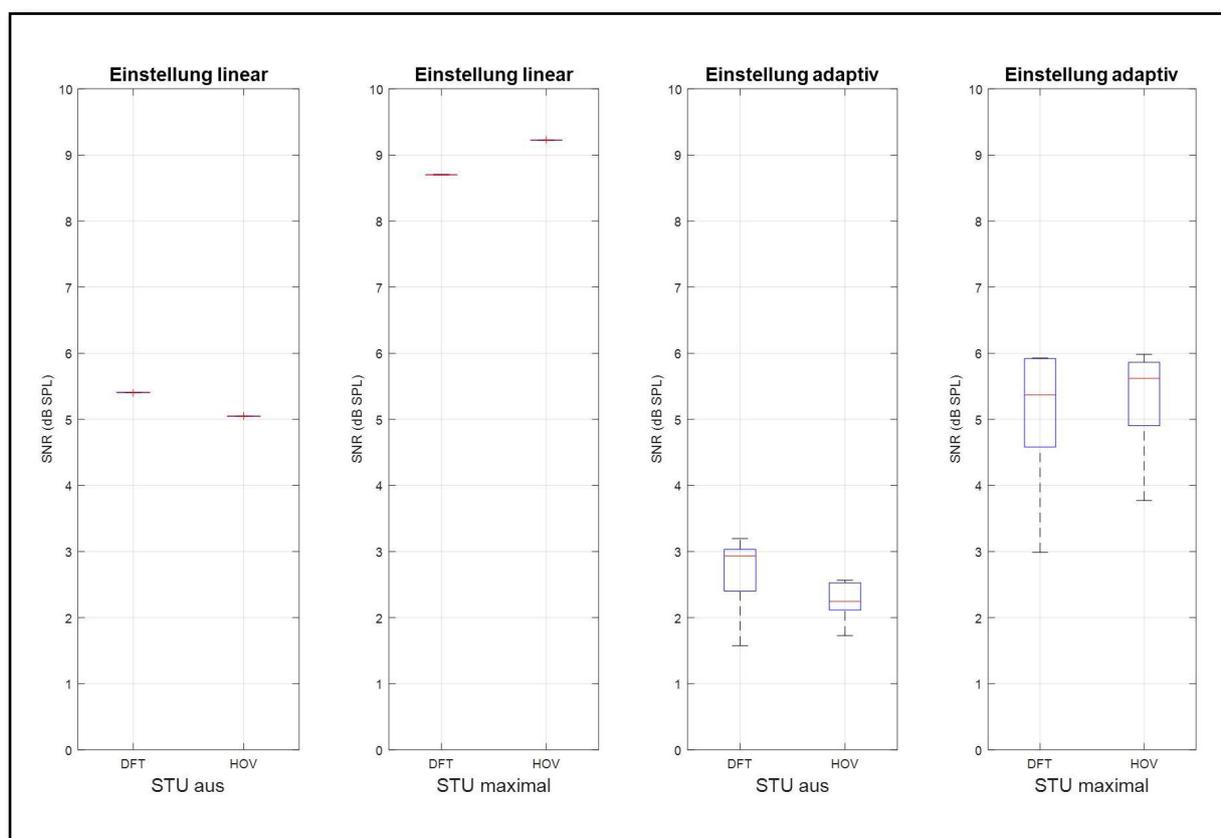


Abb. 23: Boxplot der Messabweichung ($n = 20$) von Hersteller B. Hörgeräteeinstellung „linear“ (links) ohne Abweichungen, Hörgeräteeinstellung „adaptiv“ (rechts) mit geringeren SNR-Ergebnissen und einer größeren Streuung

Für eine bessere Übersicht der SNR-Ergebnisse werden im Folgenden die Mediane der 20 Messwiederholungen aus Abb. 22 als Balkendiagramm visualisiert.

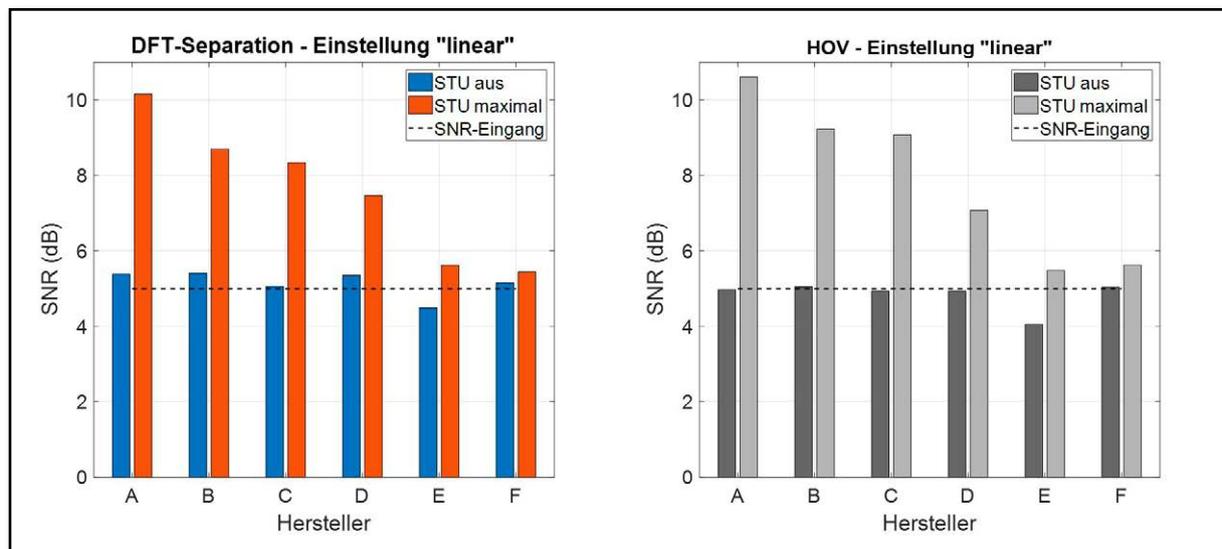


Abb. 24: Vergleich der beiden Verfahren zur Signalseparation. Signalseparation im Frequenzbereich (DFT-Separation, links) und Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson (HOV, rechts); Hörgeräteeinstellung „linear“, Median aus n = 20 Messungen

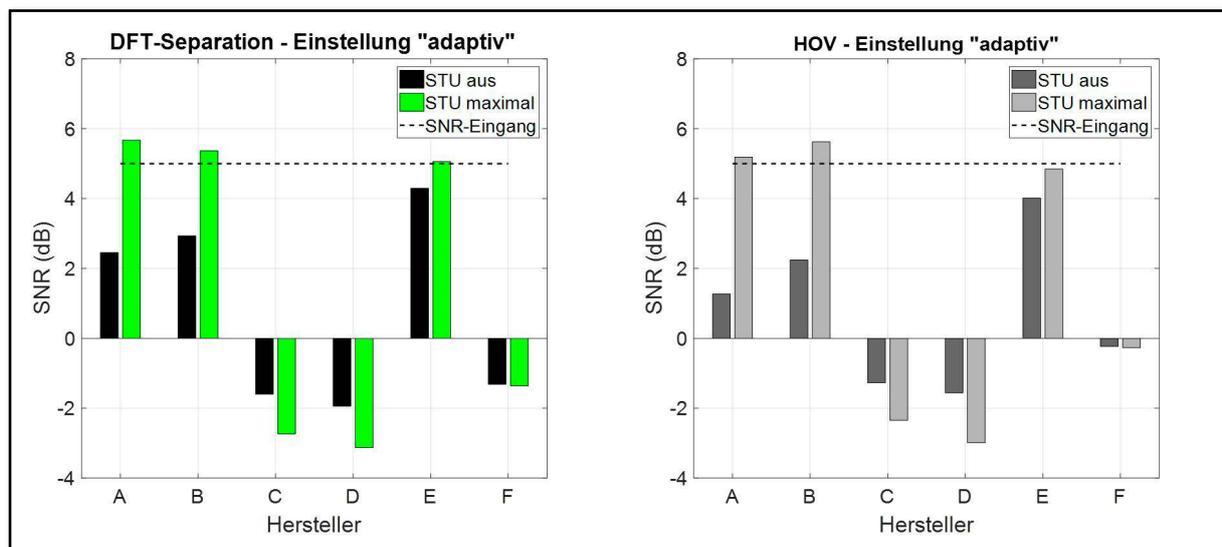


Abb. 25: Vergleich der beiden Verfahren zur Signalseparation. Signalseparation im Frequenzbereich (DFT-Separation, links) und Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson (HOV, rechts); Hörgeräteeinstellung „adaptiv“, Median aus n = 20 Messungen

Vergleicht man die Ergebnisse der Signalseparation im Frequenzbereich (DFT-Separation) mit den Ergebnissen des Phaseninvertierungsverfahrens nach Hagerman und Olofsson (HOV) innerhalb der Einstellung „linear“ (siehe Abb. 24) bzw. innerhalb der Einstellung „adaptiv“ (siehe Abb. 25), so erkennt man, dass über alle Hersteller die Abweichungen der Mediane zwischen -1 dB und +1 dB liegen. Ein Vergleich der Einstellungen „linear“ und „adaptiv“ innerhalb eines Herstellers zeigt, dass die Abweichungen der SNR-Ergebnisse

für Hersteller A, B und E zwischen -5 dB und 0 dB liegen. Dennoch liefern die Ergebnisse dieser Hersteller für die Einstellung „adaptiv“ mit „STU maximal“ eine positive SNR-Verbesserung. Die Abweichung der SNR-Ergebnisse innerhalb der Hersteller C, D und F liegt zwischen -11 dB und -6 dB. Des Weiteren zeigen die Mediane der SNR-Ergebnisse dieser Hersteller eine Verschlechterung der Ergebnisse auf negative SNR. Diese Auswertung lässt sich sowohl für die Signalseparation im Frequenzbereich als auch das Phaseninvertierungsverfahren und unabhängig von der Einstellung der Störgeräuschunterdrückung feststellen. Um einen möglichen Grund für die negativen SNR-Ergebnisse zu finden, werden im nächsten Kapitel die SNR-Ergebnisse einzelner Hersteller in einer frequenzabhängigen Ausgangsdarstellung betrachtet.

5.5 Frequenzabhängige SNR-Betrachtung

Eine frequenzabhängige Betrachtung der getrennten Ausgangssignale ermöglicht, bei einem Vergleich zwischen ausgeschalteter Störgeräuschunterdrückung und eingeschalteter Störgeräuschunterdrückung neben der Betrachtung der frequenzabhängigen SNR-Veränderung auch eine frequenzabhängige Betrachtung einer Verstärkungsänderung der Signale.

Beispielhaft wird zunächst Hersteller A betrachtet, der in Kapitel 5.4 sowohl bei Einstellung „linear“ als auch bei Einstellung „adaptiv“ eine vergleichsweise gute SNR-Verbesserung gezeigt hat.

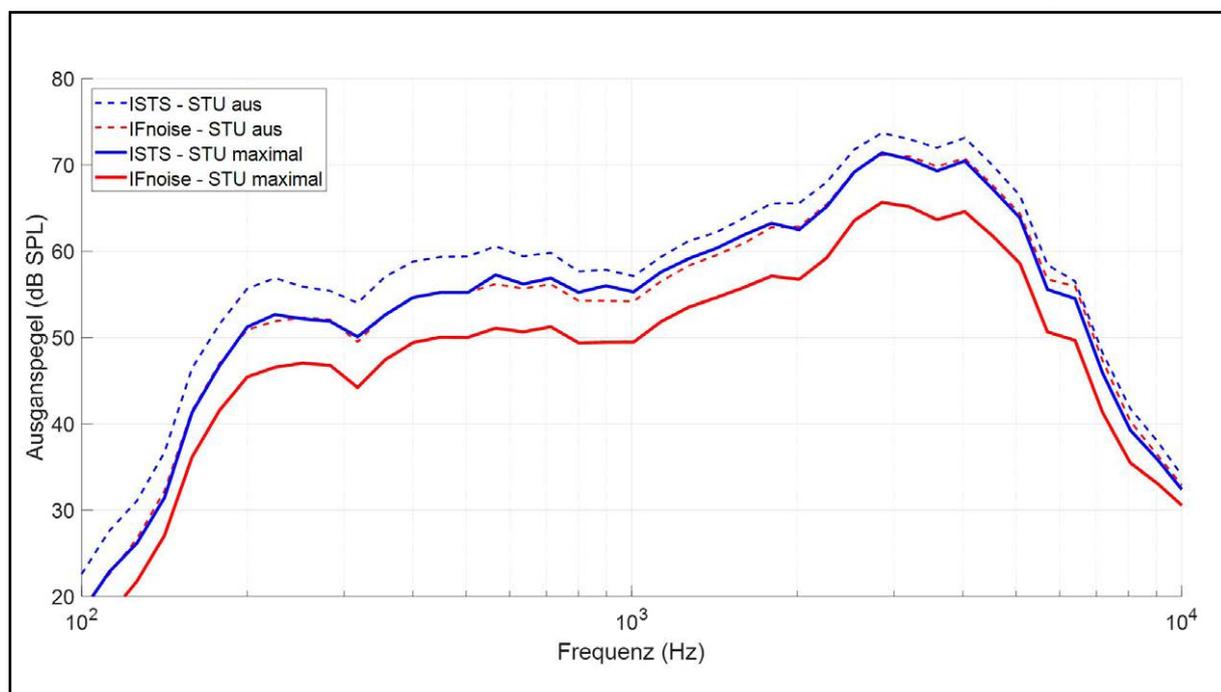


Abb. 26: Ausgangspegel der getrennten Signale des Nutzschalls (blau) und des Störschalls (rot); Median aus $n = 20$ Messwiederholungen des Herstellers A, Einstellung „adaptiv“, Eingangs-SNR 5 dB

Die Linienart in Abb. 26 unterscheidet zwischen „STU aus“ (durchgezogen) und „STU maximal“ (gestrichelt). Die getrennten Signale zeigen jeweils das Spektrum in einer Auswertung in 1/6 Oktaven. Es ist zu erkennen, dass bei „STU maximal“ das ISTS (blau) über alle Frequenzen eine Absenkung zwischen -5 dB und -2 dB aufweist, während das IFnoise eine Absenkung über alle Frequenzen zwischen -8 dB und -5 dB zeigt. Die Störgeräuschunterdrückung von Hersteller A führt daher, aufgrund einer größeren Absenkung der Störgeräusche im Vergleich zur Absenkung des Nutzsignals, zu einer SNR-Verbesserung über alle Frequenzen.

Als Nächstes wird beispielhaft der frequenzabhängige Ausgangspegel von Hersteller E betrachtet, der im Vergleich zu Hersteller A eine geringere SNR-Verbesserung aufweist.

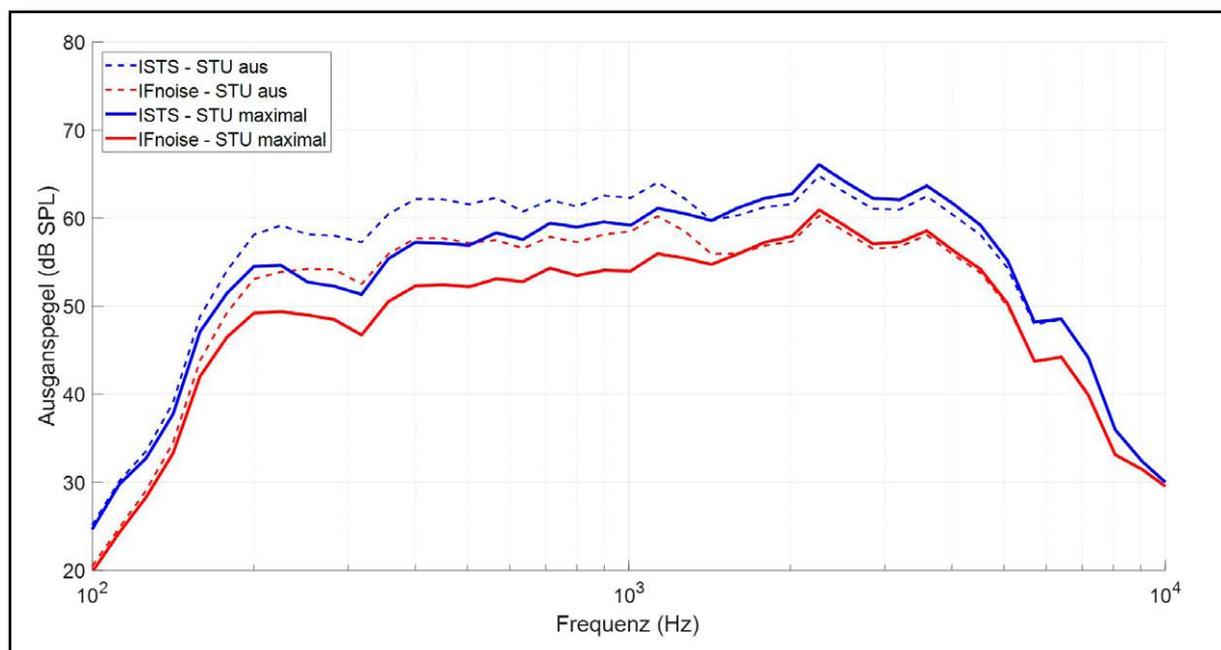


Abb. 27: Ausgangspegel der getrennten Signale des Nutzschalls (blau) und des Störschalls (rot); Median aus $n = 20$ Messwiederholungen des Herstellers E, Einstellung „adaptiv“, Eingangs-SNR 5 dB

Die Betrachtung der getrennten Frequenzspektren von Hersteller E in Abb. 27 zeigt, dass es im Gegensatz zu Hersteller A nur eine geringe Verbesserung des SNR, also der Veränderung der Differenz zwischen den gestrichelten Linien und der Differenz der durchgezogenen Linien, gibt. Außerdem ist im Vergleich zu Hersteller A eine Veränderung des Frequenzverlaufs zu erkennen. Im tiefen bis mittleren Frequenzbereich ist eine Absenkung und im hochfrequenten Bereich eine minimale Anhebung zu erkennen. Das Ziel der Frequenzgewichtung könnte sein, dass sprachwichtige Frequenzbereiche erhalten bleiben und in Bereichen, die prozentual weniger zum Sprachverstehen beitragen, die Verstärkung abgesenkt wird [19].

Als Nächstes wird beispielhaft Hersteller C betrachtet, bei dem das Ergebnis des Gesamt-SNR negativ ausgefallen ist.

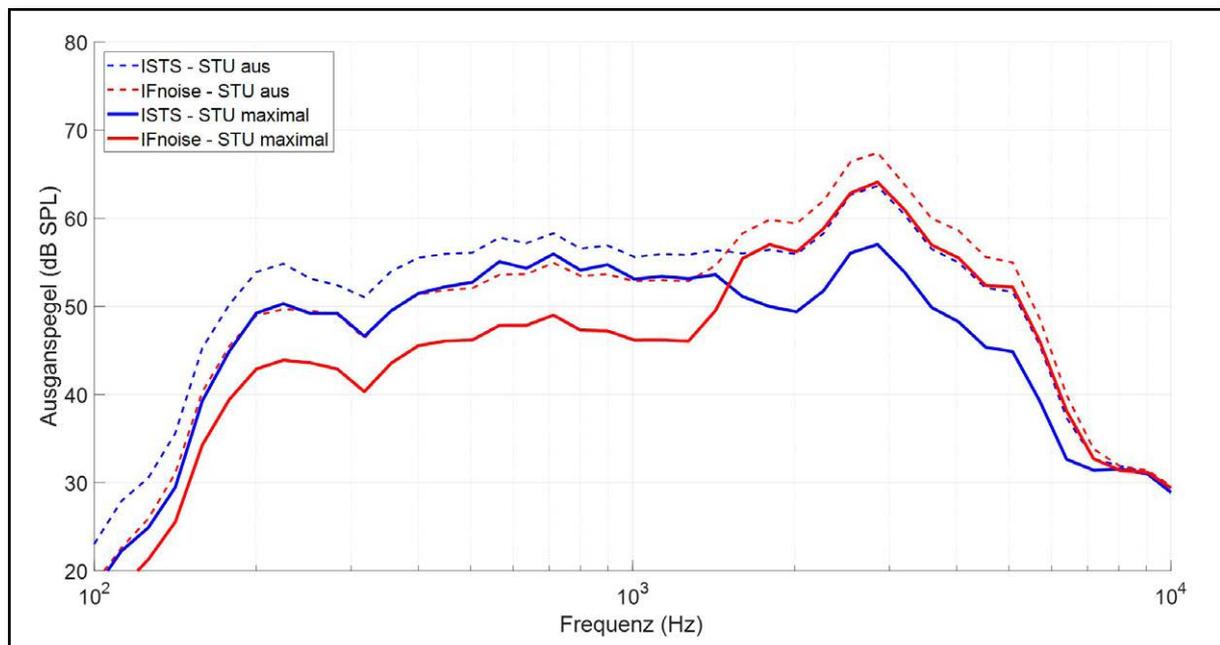


Abb. 28: Ausgangspegel der getrennten Signale des Nutzschalls (blau) und des Störschalls (rot); Median aus $n = 20$ Messwiederholungen des Herstellers C, Einstellung „adaptiv“, Eingangs-SNR 5 dB

Bei Hersteller C fällt in Abb. 28 auf, dass trotz eines positiven Eingangs-SNR von 5 dB ab ca. 1,5 kHz der Störschallpegel (rot) im Ausgangssignal lauter ist als der Nutzschallpegel (blau). Dies erklärt auch den negativen Gesamt-SNR mit der Hörgeräteeinstellung „adaptiv“ in Kapitel 5.4. Da bei der Hörgeräteeinstellung „linear“ kein negativer SNR bzw. keine Verschlechterung des SNR durch das Aktivieren der Störgeräuschunterdrückung zu beobachten waren, kann davon ausgegangen werden, dass die Ursache nicht die Störgeräuschunterdrückung, sondern eine andere Hörgerätefunktion ist.

Eine mögliche Ursache für die fehlerhafte SNR-Messung bzw. fehlerhafte Trennung der Signale ist das unkalibrierte Rückkopplungsmanagement welches, um mögliche Rückkopplungen zu vermeiden, das Ausgangssignal ab 1500 Hz um wenige Hertz verschoben haben könnte. Die dadurch resultierende Verschmierung im Frequenzbereich würde bei der Signalseparation im Frequenzbereich zu einer falschen Zuordnung der Signalenergien und dadurch zu einer fehlerhaften Berechnung des SNR führen.

Um dies zu prüfen, wurde eine neue Messung mit einem vorab durchgeführten Rückkopplungstest gemacht.

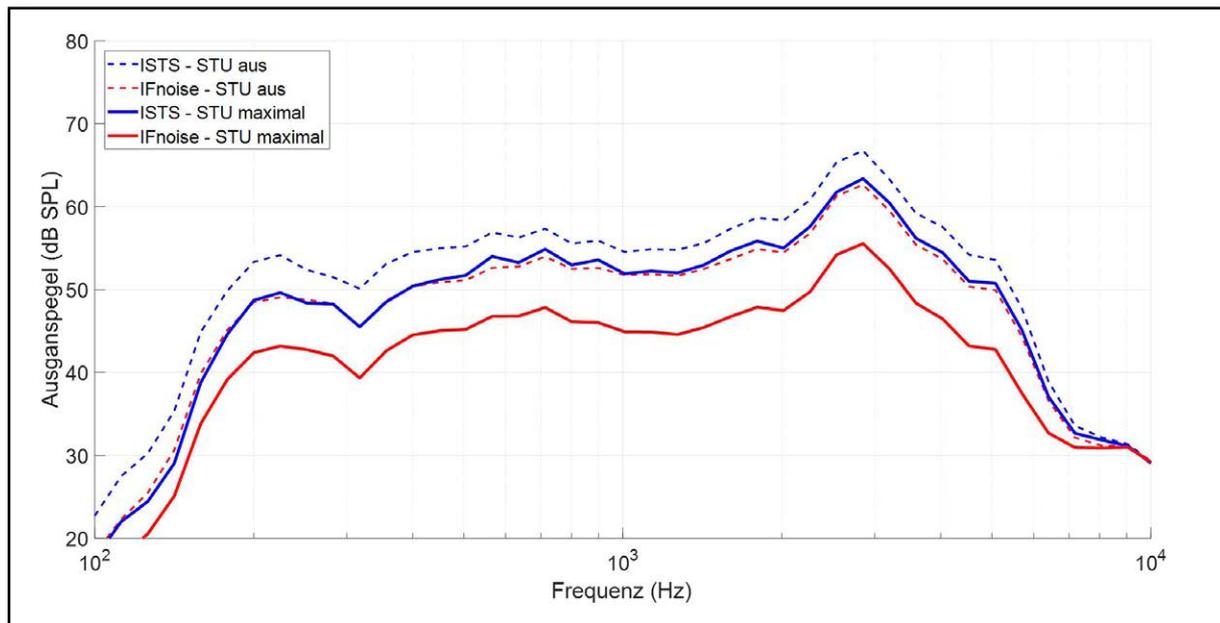


Abb. 29: Ausgangspegel der getrennten Signale des Nutzschalls (blau) und des Störschalls (rot) nach Durchführung eines Rückkopplungstests am geschlossenen 2-cm³-Kuppler; Median aus $n = 20$ Messwiederholungen des Herstellers C, Einstellung „adaptiv“, Eingangs-SNR 5 dB

Wie in Abb. 29 zu sehen ist, konnte die Vermutung, dass die fehlerhafte Trennung mit der Rückkopplungsauslöschung zusammenhängt, bestätigt werden. Die getrennten Frequenzspektren zeigen, nach der Durchführung einer Rückkopplungsmessung in Messposition am geschlossenen Kuppler, ein vergleichbares Verhalten der Störgeräuschunterdrückung zu Hersteller A (siehe Abb. 26).

6. Fazit

Ziel dieser Arbeit war es, eine Methode zur Signalseparation im Frequenzbereich zu untersuchen und zu überprüfen, ob sich mit dieser Methode eine einkanalige Störgeräuschunterdrückung von Hörsystemen evaluieren lässt. Weiterhin sollte überprüft werden, welchen Einfluss zwei unterschiedliche Hörgeräteeinstellungen auf die Messergebnisse und die Stabilität der Messergebnisse haben. Als Referenz dienten SNR-Ergebnisse, die mittels des Phaseninvertierungsverfahrens nach Hagerman und Olofsson (HOV) gemessen wurden.

Die Untersuchungen haben gezeigt, dass eine Signalseparation im Frequenzbereich durch die Erzeugung von zwei zueinander versetzten Frequenzkämmen eines Nutz- und Störschallsignals möglich ist und mit der in Kapitel 3.2 beschriebenen Methode der SNR am Eingang und Ausgang eines Hörsystems bestimmt werden kann.

Weitere Untersuchungen haben gezeigt, dass es mit einer „linearisierten“ Hörgeräteeinstellung (siehe Kapitel 4.2) und unterschiedlichen Auflösungen der Frequenzkämmen möglich ist, eine einkanalige Störgeräuschunterdrückung eines Hörgerätes nachzuweisen. Bei einer Frequenzkammerzeugung mit einer DFT-Blocklänge von 18 s und einem Eingang-SNR zwischen -5 dB und +10 dB ($L_{\text{STS}} = 65$ dB) konnten, mit $\pm 0,5$ dB, die geringsten Abweichungen zum HOV festgestellt werden. Diese Abweichungen konnten, bei einem Eingang-SNR von 5 dB und ansonsten gleichen Bedingungen, mit sechs gemessenen Hörgeräten von unterschiedlichen Herstellern bestätigt werden.

Die Annahme, dass die Signalseparation im Frequenzbereich im Vergleich zum HOV eine höhere Stabilität der Messergebnisse bei Messwiederholungen aufweist oder dass das Aktivieren weiterer Hörgerätefunktionen weniger Einfluss auf die Messergebnisse hat, konnte nicht bestätigt werden. Dennoch ist die Methode aufgrund der vergleichbaren Ergebnisse und Stabilität, sowohl bei der Hörgeräteeinstellung „linear“ als auch bei der Hörgeräteeinstellung „adaptiv“, eine gute Alternative zum HOV. Ein wesentlicher Vorteil der Signalseparation im Frequenzbereich hat sich durch eine kürzere Messdauer gezeigt, die gegenüber dem HOV mindestens halbiert werden kann.

7. Diskussion und Ausblick

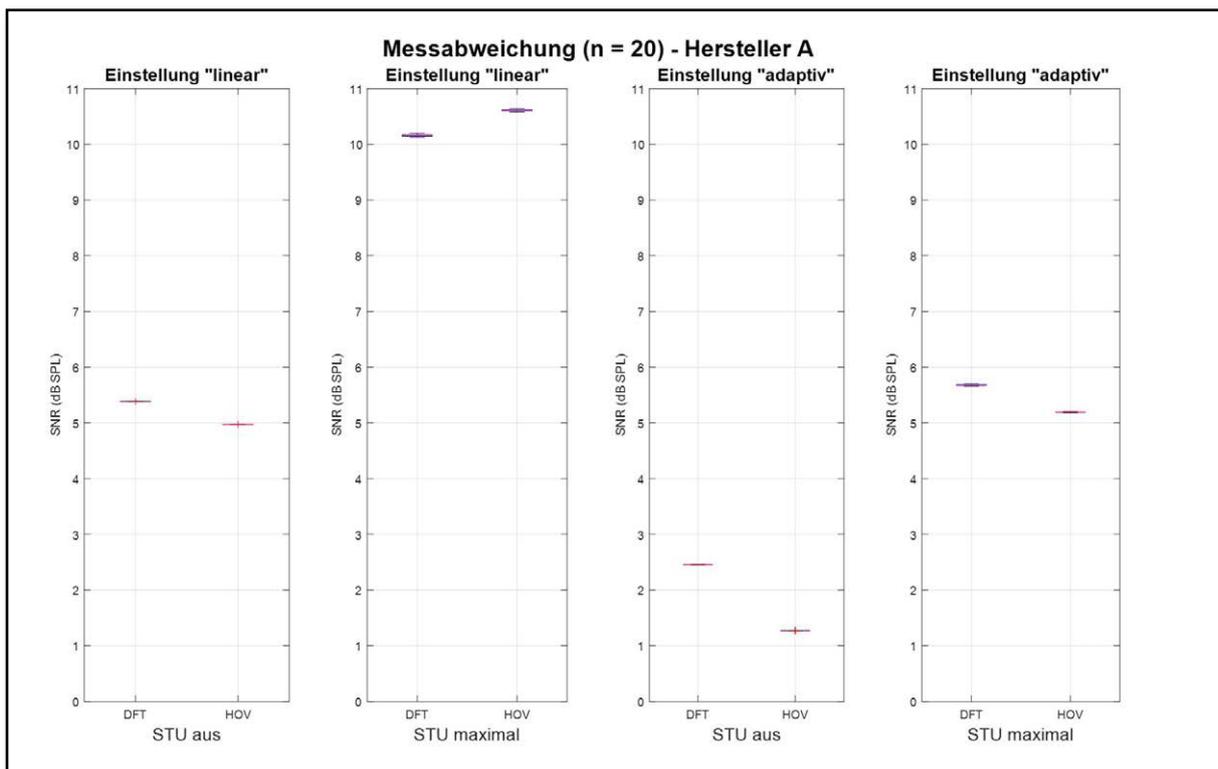
Bei der Bewertung der SNR-Ergebnisse dieser Arbeit ist zu berücksichtigen, dass es sich um technische Messungen des SNR handelt und eine audiologische Interpretation nur begrenzt möglich ist. Für eine bessere audiologische Interpretation müssten die technisch bestimmten SNR-Verbesserungen mit Ergebnissen aus Probandentests verglichen werden, die z. B. eine Aussage über die Höranstrengung, die Klangqualität und die Sprachverständlichkeit beinhalten.

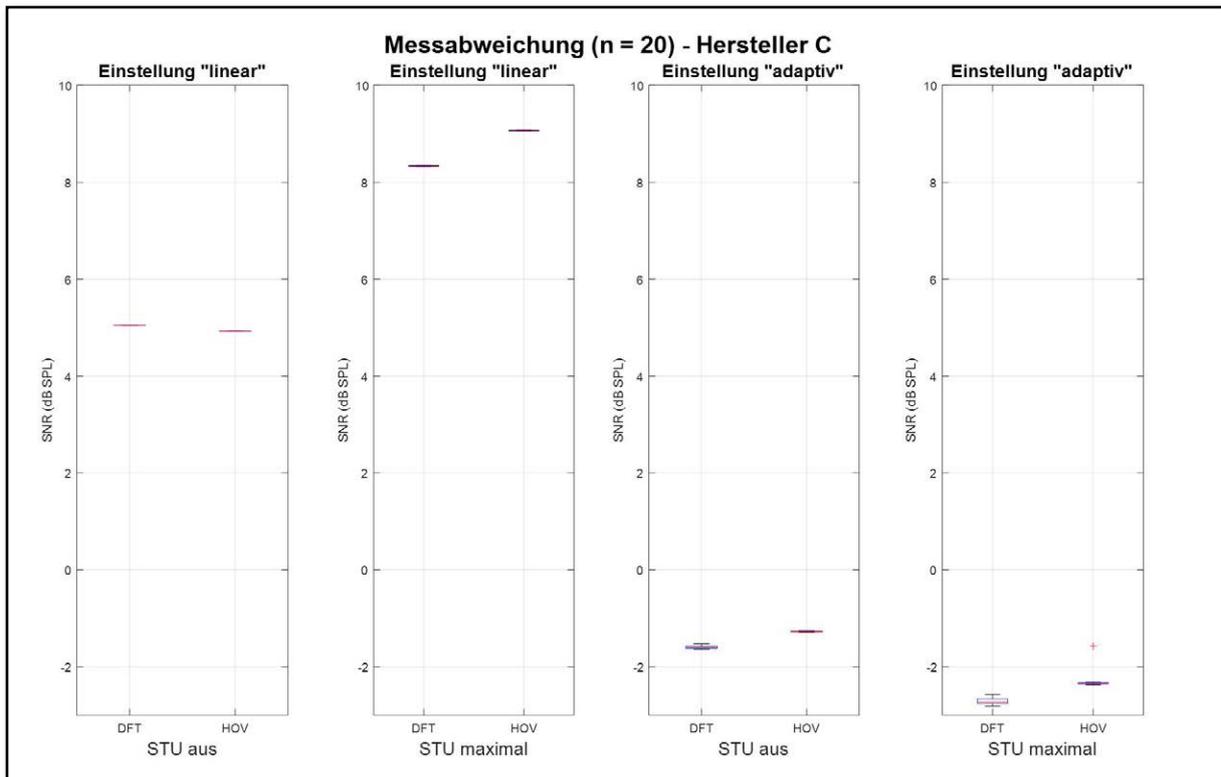
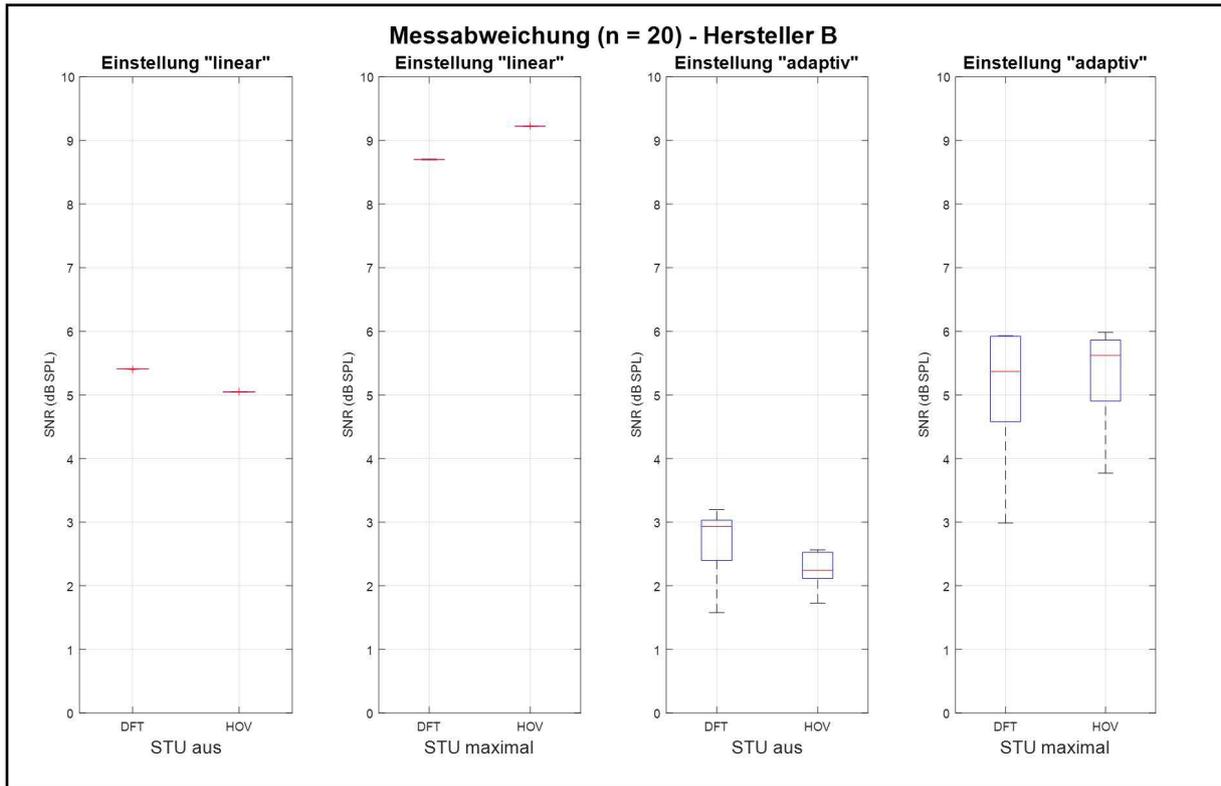
In weiteren Untersuchungen könnte außerdem überprüft werden, wie sich das Verhalten der Störgeräuschunterdrückung bei lauterem Eingangspiegel verhält. Der in dieser Arbeit verwendete mittlere Nutzschallpegel von 65 dB SPL entspricht zwar normallaut gesprochener Sprache, dennoch kann es in Alltagssituationen mit lauten Umgebungsgeräuschen auch zu einer Anhebung des Sprachschallpegels kommen. Für die Untersuchungen ist es sinnvoll, zunächst die Hörgeräteeinstellung „linear“ (siehe Kapitel 4.2) zu verwenden. Mit der Hörgeräteeinstellung „adaptiv“ konnten zwar vergleichbare Ergebnisse zum Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson festgestellt werden, zeigten aber auch, dass z. B. eine unkalibrierte Rückkopplungsunterdrückung das Messergebnis verfälschen kann. Um den Einfluss und die Auswirkung durch die verschiedenen Hörgerätemerkmale besser einschätzen zu können, sollten daher auch hier zunächst weitere Untersuchungen durchgeführt werden. Ausgehend von der Hörgeräteeinstellung „linear“ wäre es sinnvoll, die einzelnen Hörgerätefunktionen schrittweise zu aktivieren, um die möglichen Veränderungen getrennt bewerten zu können.

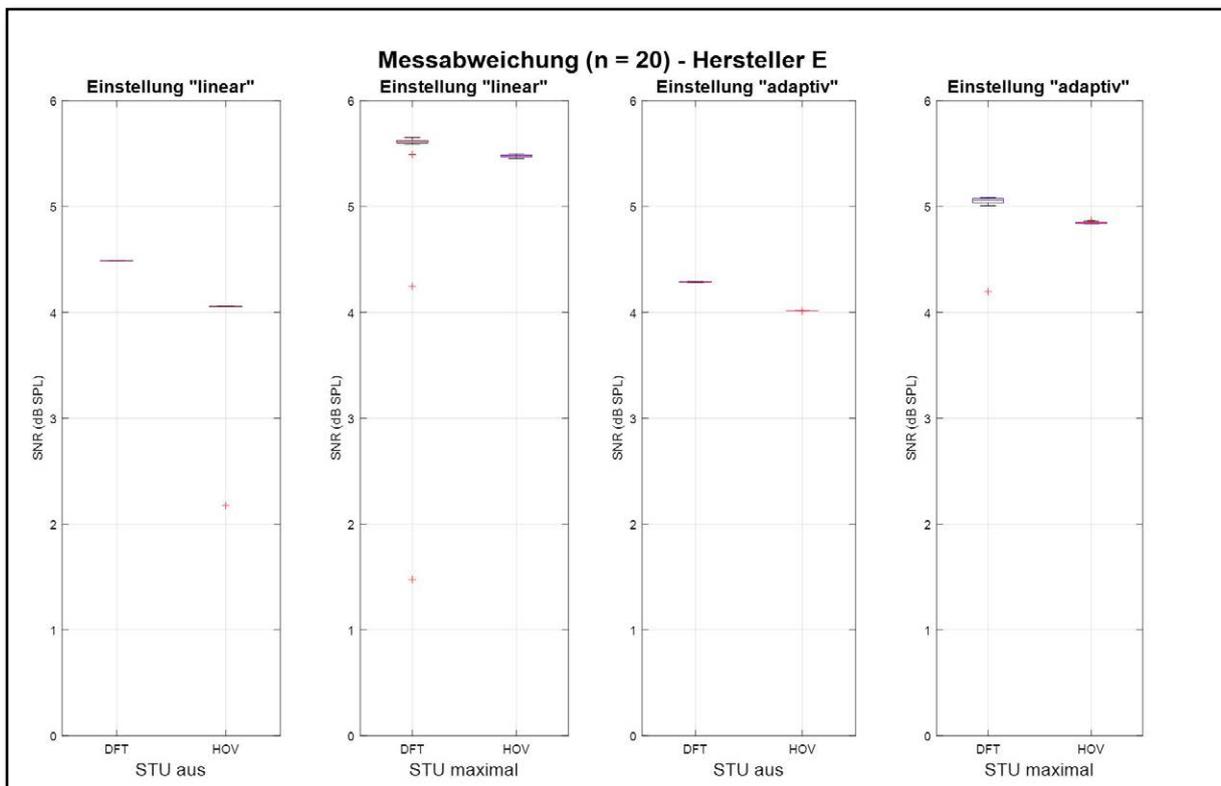
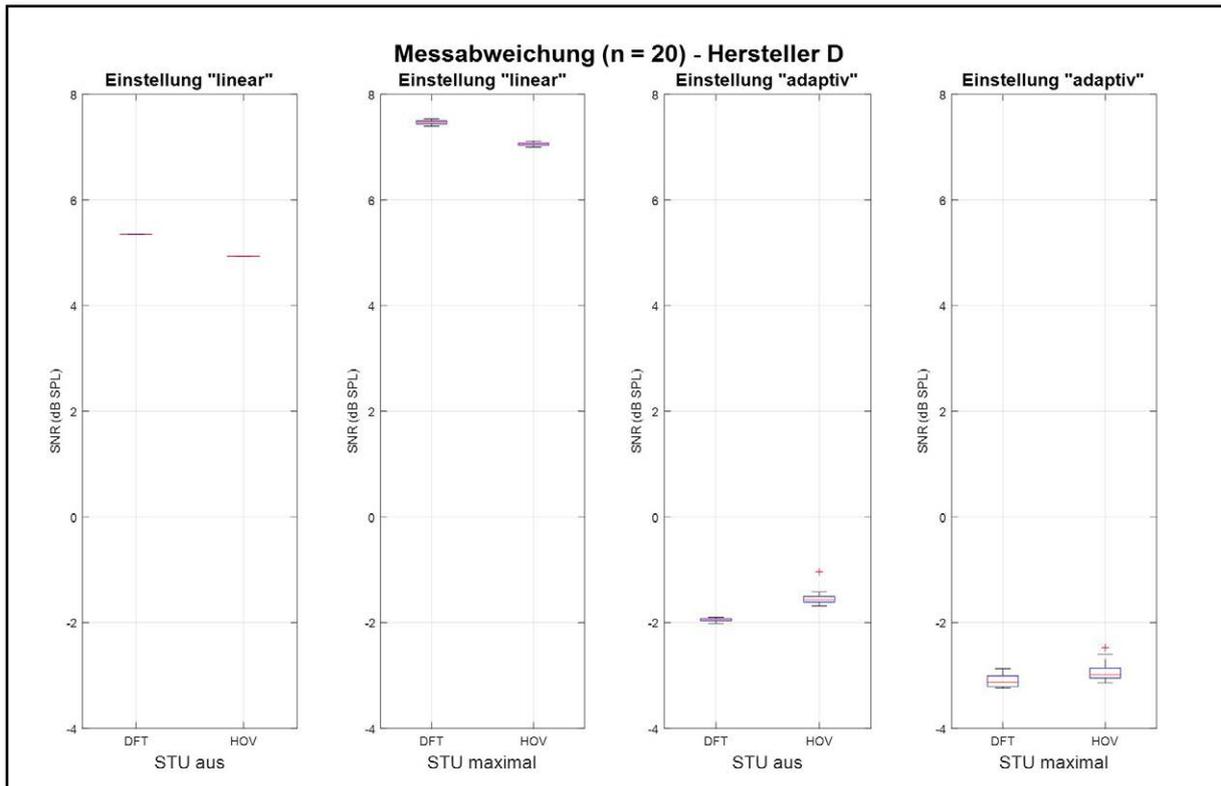
8. Anhang

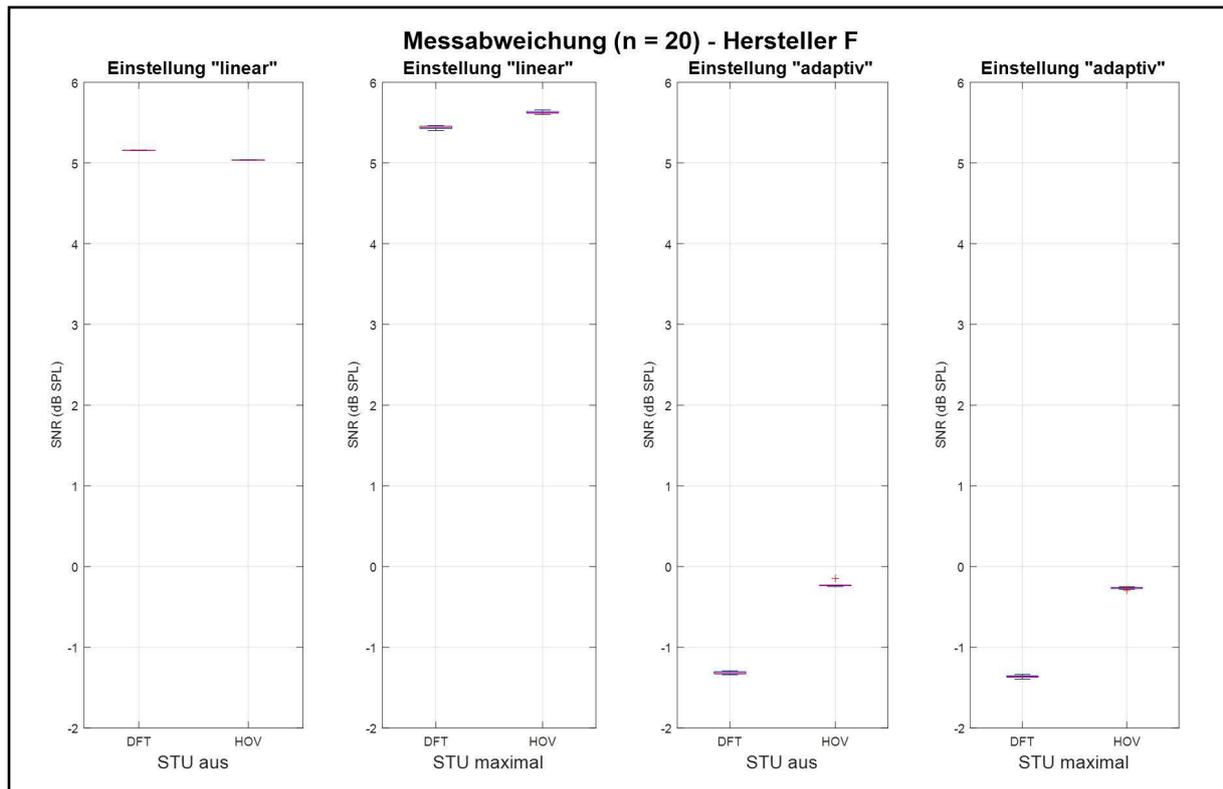
8.1 Messabweichungen

Boxplots der Messwiederholungen (n=20) von Hersteller A bis F. Verglichen werden die Signalseparation im Frequenzbereich (DFT) und das Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson (HOV) bei vier verschiedenen Hörgeräteeinstellungen. Hörgeräteeinstellung „linear“ und „adaptiv“, jeweils mit ausgeschalteter oder maximaler Störgeräuschunterdrückung („STU aus“ bzw. „STU maximal“).





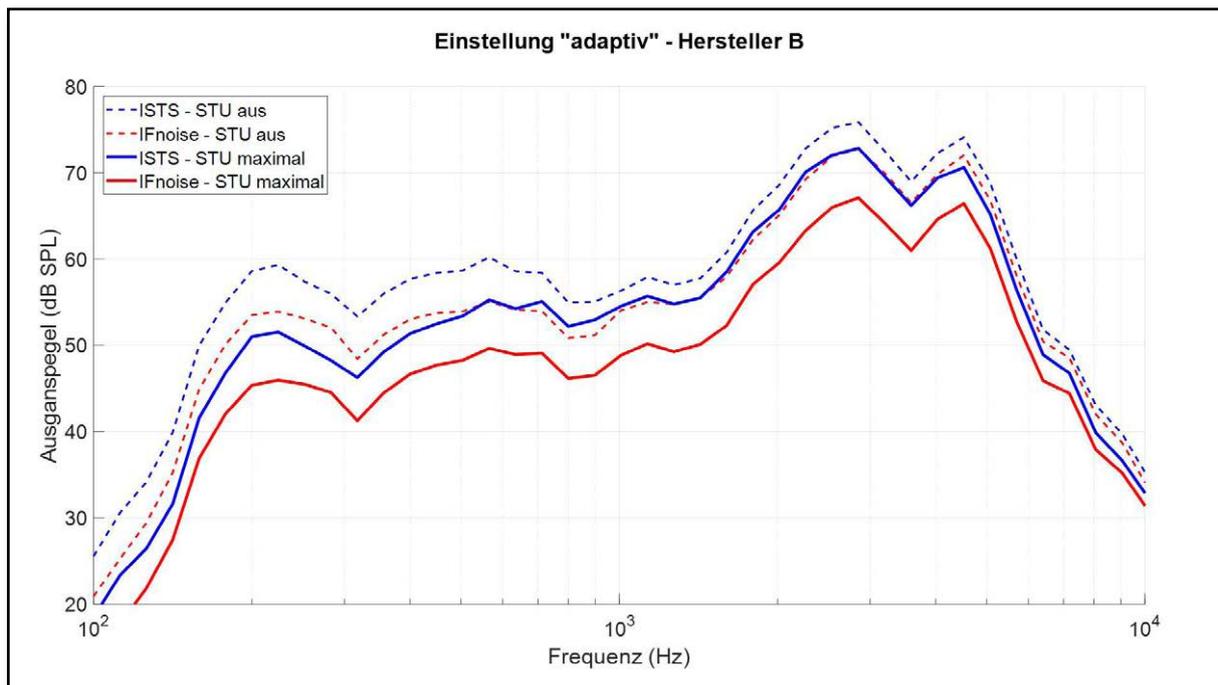


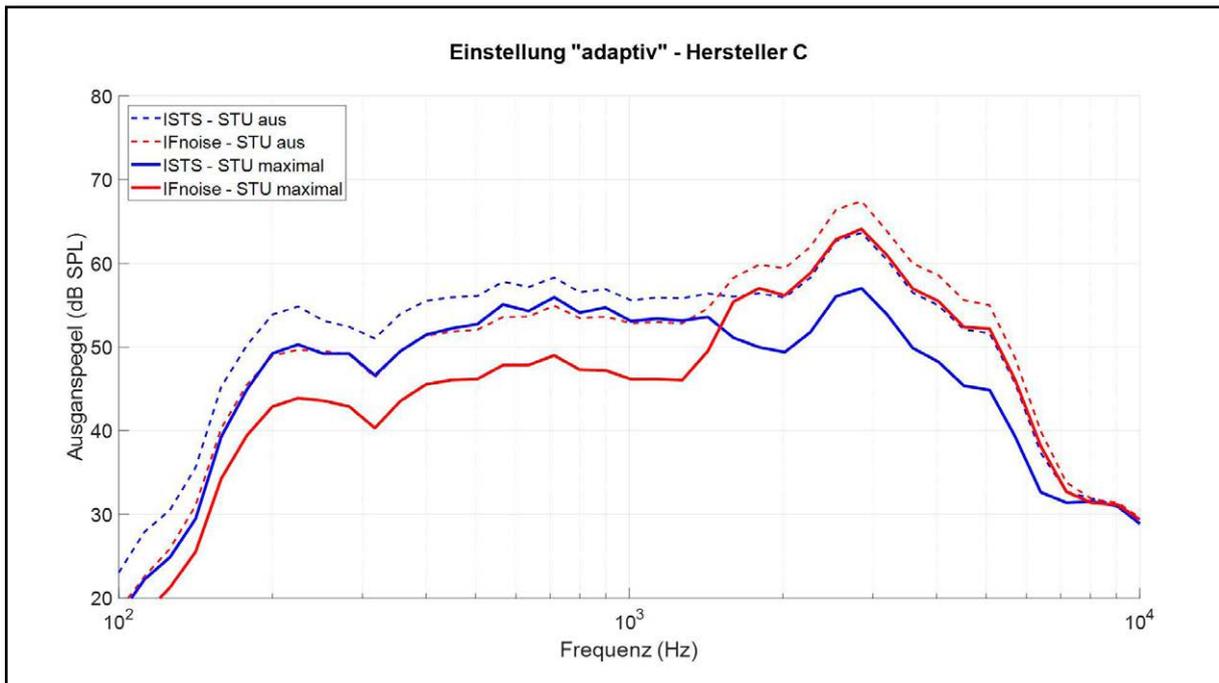
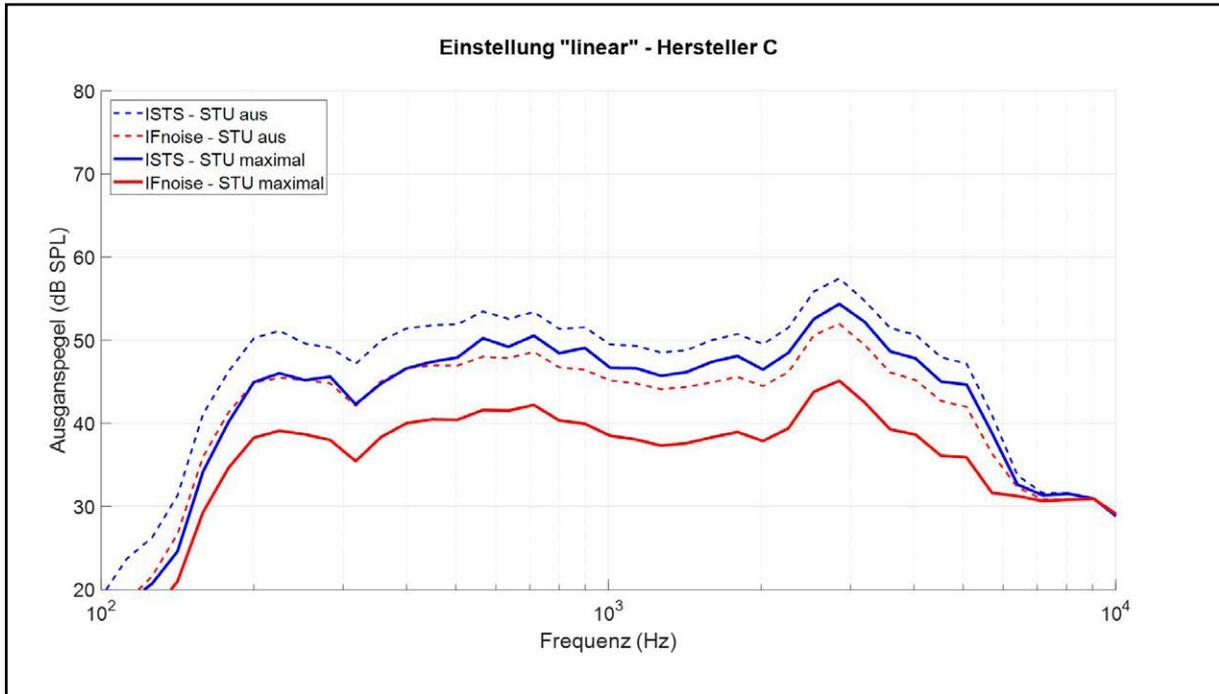


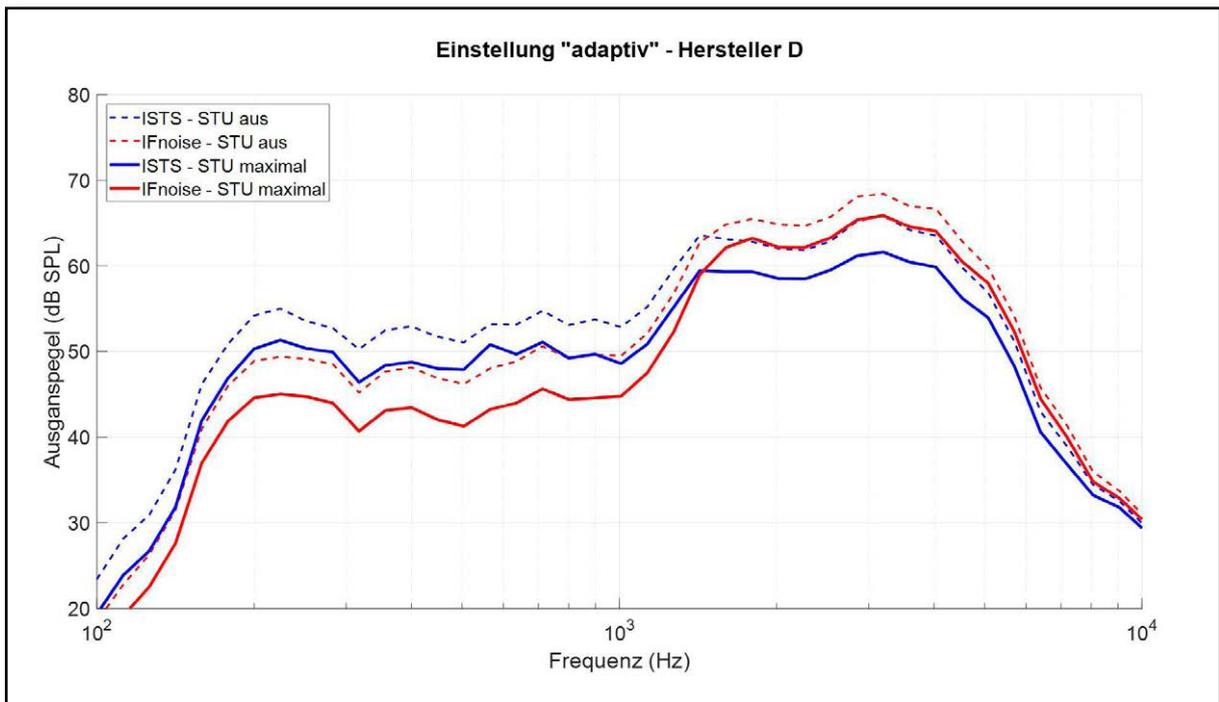
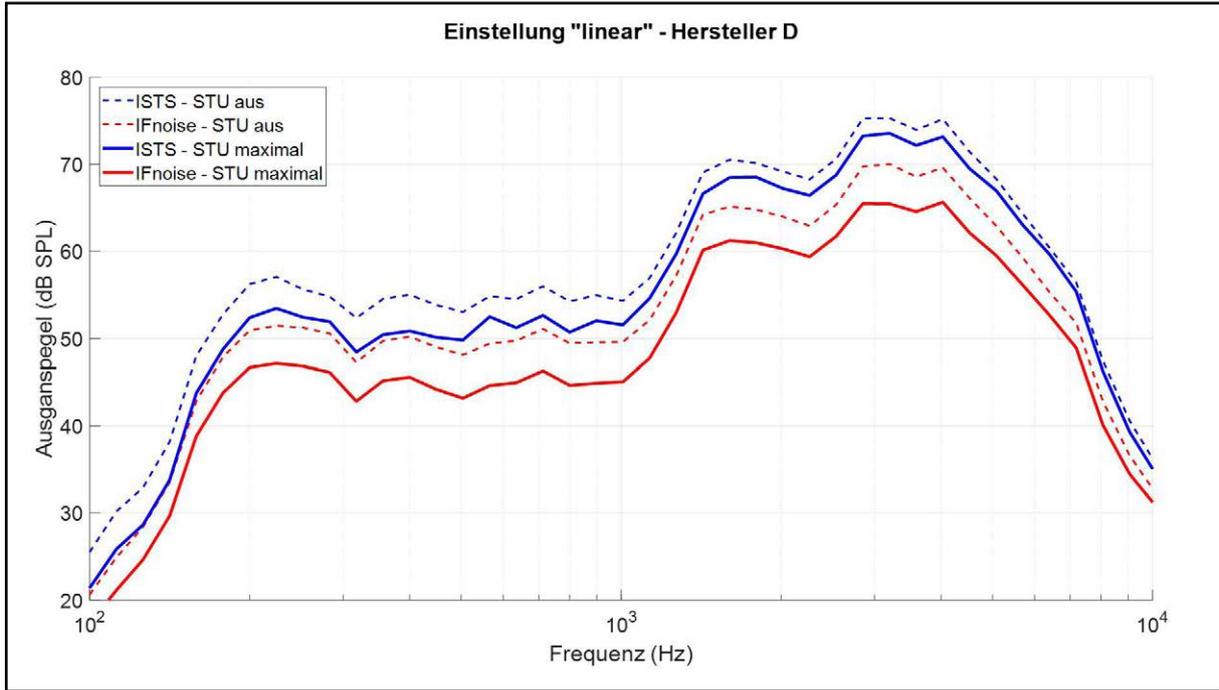
8.2 Frequenzbetrachtungen

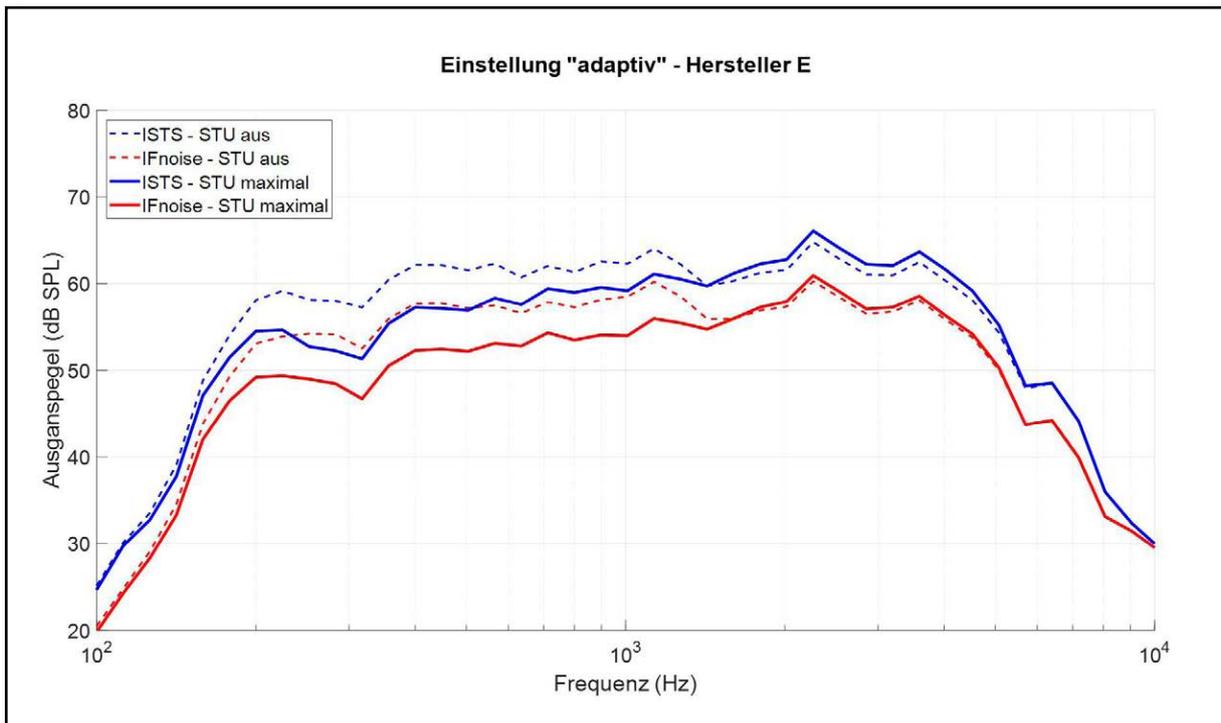
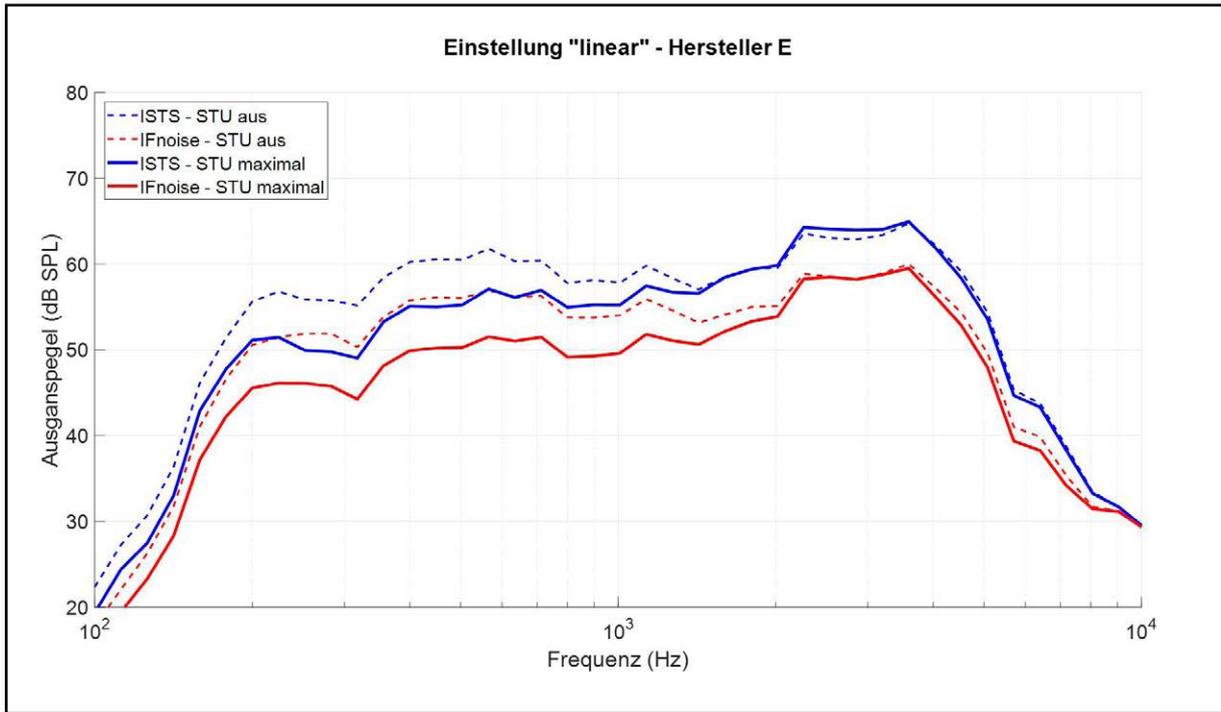
Bei der Betrachtung der getrennten Frequenzspektren als Ausgangspegel können, durch einen Vergleich zwischen der ausgeschalteten Störgeräuschunterdrückung („STU aus“, gestrichelte Linienart) und der maximalen Störgeräuschunterdrückung („STU maximal“, durchgezogene Linienart), sowohl eine Verstärkungsänderung des Nutzschalls (blau) und Störschalls (rot) als auch eine frequenzabhängige SNR-Veränderung abgelesen werden.

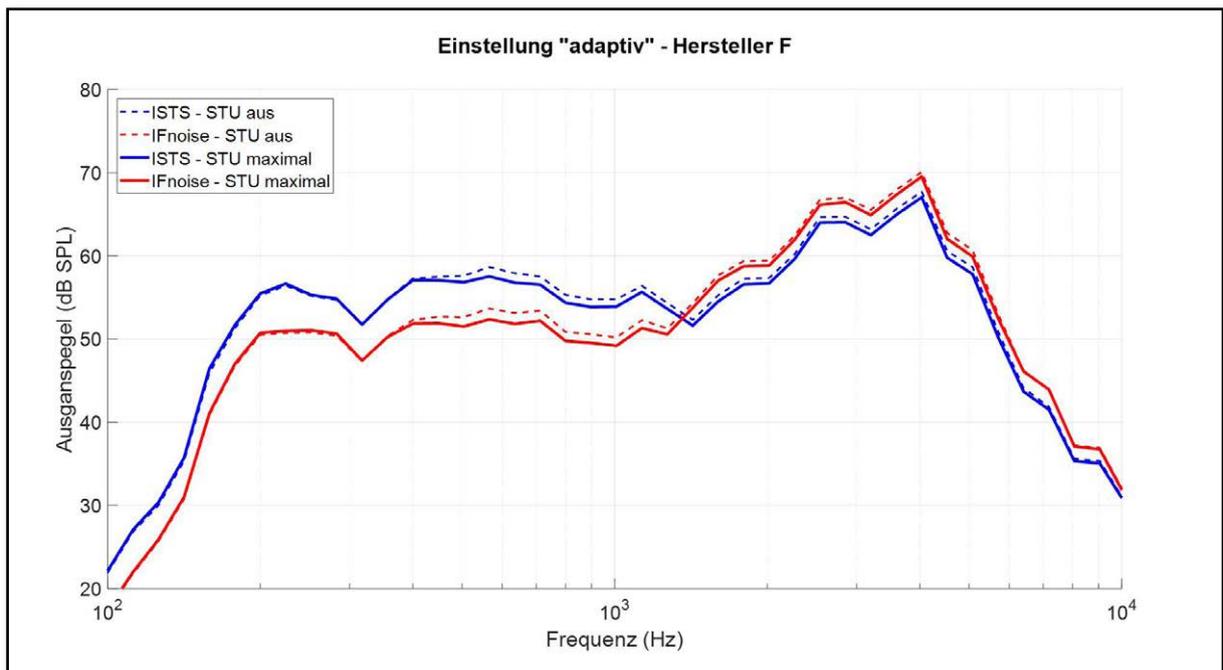
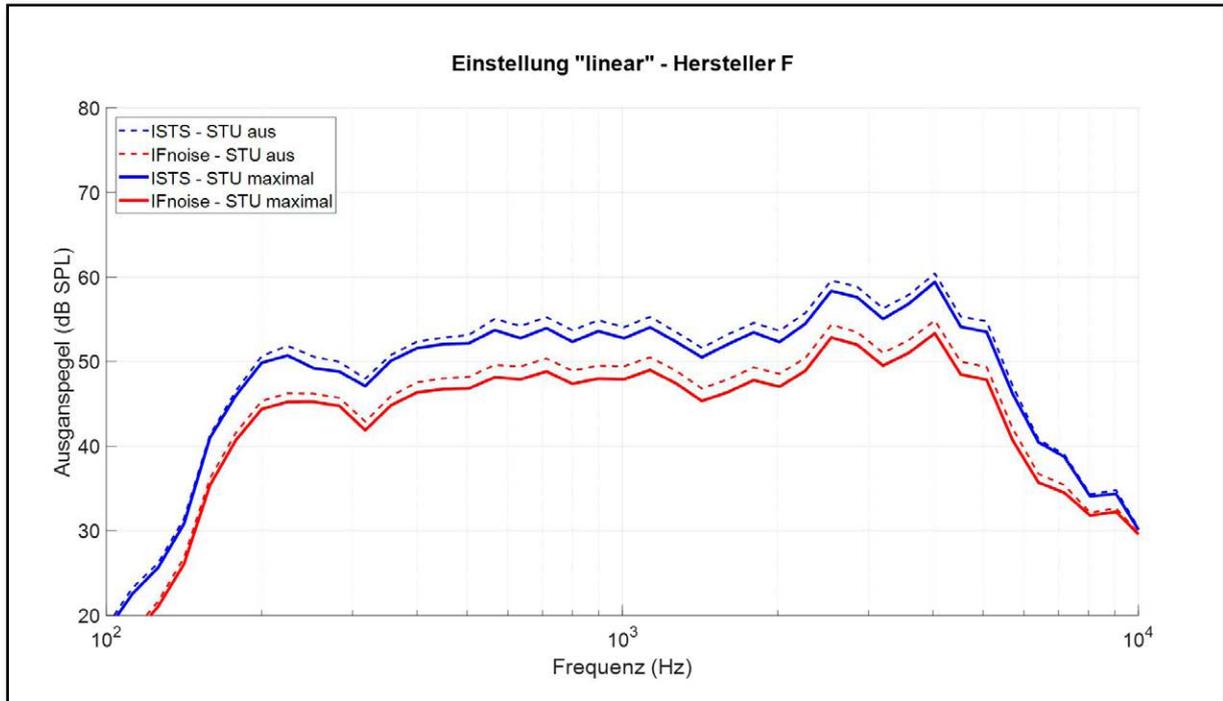
Für einen guten Vergleich innerhalb eines Herstellers wird im Folgenden pro Seite die Ausgangsdarstellung mit der Einstellung „linear“ und „adaptiv“ untereinander dargestellt. Die Auswertung erfolgte in 1/6 Oktavbändern.

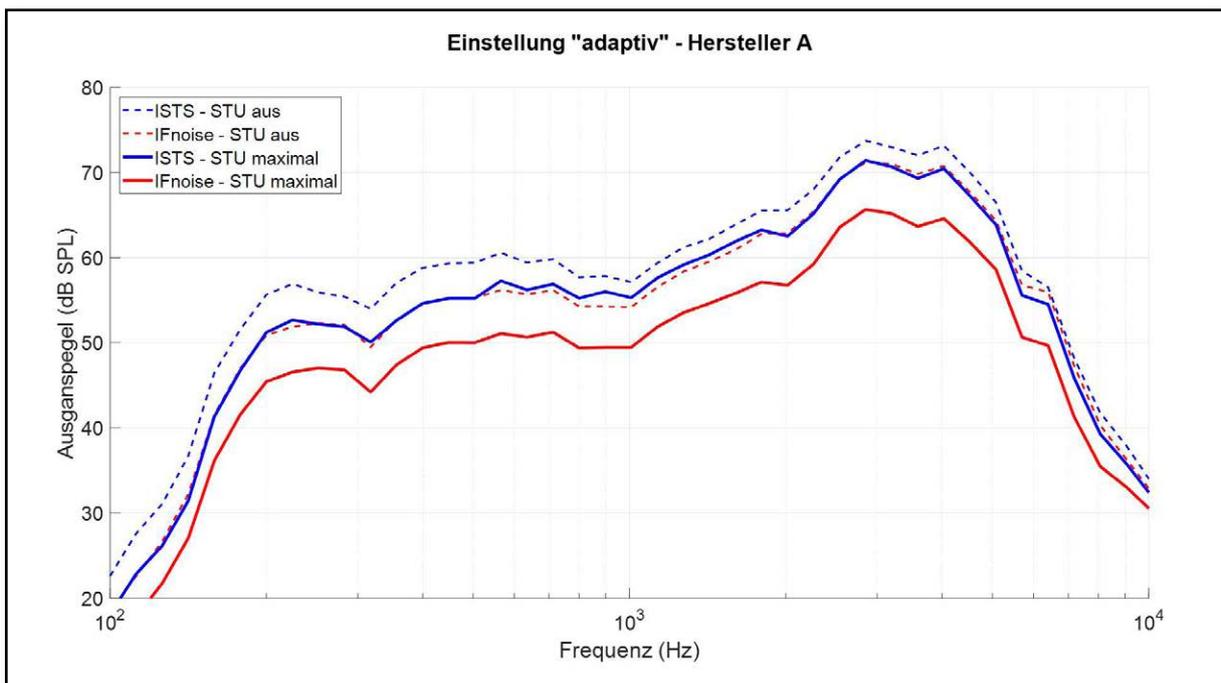
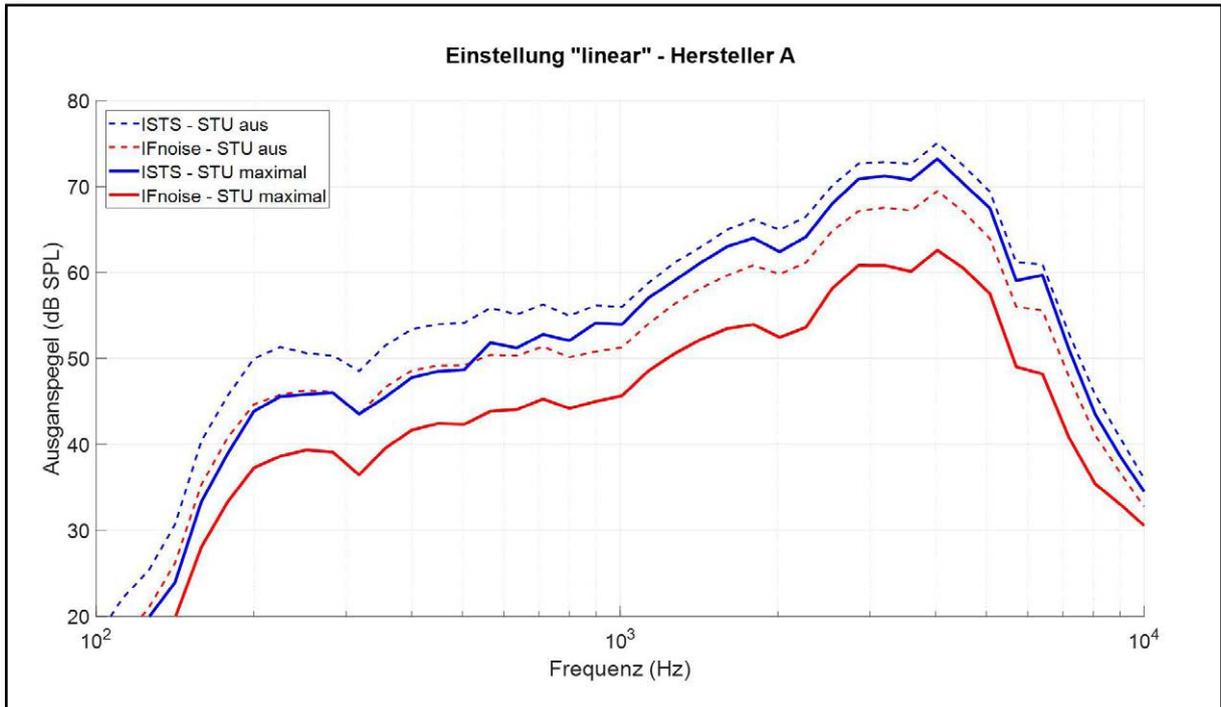


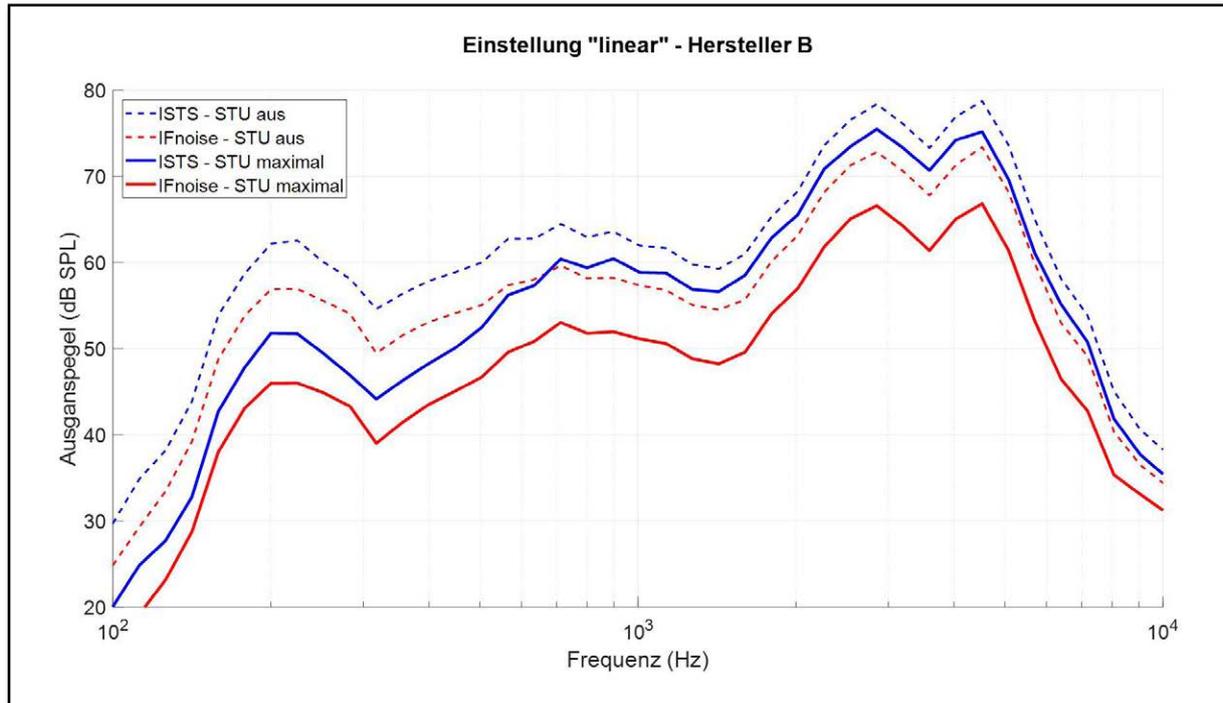












9. Verzeichnisse

9.1 Abkürzungsverzeichnis

SNR	Signal-to-noise ratio (Signal-Rausch-Abstand)
STU	Störgeräuschunterdrückung
HOV	Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
ISTS	International Speech Test Signal
IFnoise	International Female Noise
MPO	Maximum pressure output
HdO	Hinter dem Ohr

9.2 Abbildungsverzeichnis

Abb. 1:	Grundüberlegung der Addition und Separation im Frequenzbereich	2
Abb. 2:	Beispiel einer Übertragungsfunktion eines Kammfilters in linearer Darstellung	3
Abb. 3:	Schematische Darstellung einer einkanaligen Störgeräuschunterdrückung (STU) mit dem verbesserten Ausgangssignal $y(t)$	5
Abb. 4:	Blockschaltbild eines Wiener-Filters mittels Fourier-Transformation (F.T.) [10]	6
Abb. 5:	Blockschaltbild der spektralen Subtraktion mittels Fourier-Transformation (F.T.) [11]	7
Abb. 6:	Schematische Funktionsweise des Phaseninvertierungsverfahrens nach Hagerman und Olofsson	8
Abb. 7:	Allgemeiner schematischer Ablauf zur Bestimmung einer SNR-Veränderung	9
Abb. 8:	Erzeugung der Frequenzkämme des Nutzschalls (blau) und Störschalls (rot) mit $N = 20$	10
Abb. 9:	Schematische Darstellung der Frequenzkammerzeugung $x_{III,u}(n)$ pro Signalblock	11
Abb. 10:	Schematische Darstellung der Frequenzkammerzeugung $x_{III,g}(n)$ pro Signalblock	11
Abb. 11:	Standardisierter Hörverlust Typ N3 nach DIN EN ISO 60118-15	12
Abb. 12:	Messaufbau – Hörgerätepositionierung in einer „Brüel & Kjaer“-Messbox	14
Abb. 13:	Übertragungsverhalten von weißem Rauschen in der Messbox mit (rot) und ohne (blau) Entzerrung des Versuchsaufbaus	15
Abb. 14:	Einfluss der DFT-Blocklänge auf die simulierte Signalseparation im Frequenzbereich	16
Abb. 15:	Einfluss der DFT-Blocklänge auf die gemessene Signalseparation im Frequenzbereich	17
Abb. 16:	Abweichung vom Originalsignal vor der Wiedergabe bei unterschiedlichen DFT-Blocklängen in Sekunden	17
Abb. 17:	Abweichung vom Originalsignal am Referenzmikrofon bei unterschiedlichen DFT-Blocklängen in Sekunden	18
Abb. 18:	SNR-Ergebnisse Hersteller B. Gemessen wurde bei einem Eingangs-SNR von 5 dB ($L_{ISTS} = 65$ dB), mit der Hörgeräteeinstellung „linear“ bei ausgeschalteter Störgeräuschunterdrückung (STU aus) bzw. maximaler Störgeräuschunterdrückung (STU maximal). Die Frequenzkämme wurden mit DFT-Blocklängen zwischen 0,5 s und 30 s erzeugt.	19

Abb. 19:	SNR-Ergebnisse Hersteller B. Gemessen wurde bei einem Eingangs-SNR von 5 dB ($L_{ISTS} = 65$ dB), mit der Hörereinstellung „linear“ bei ausgeschalteter Störgeräuschunterdrückung (STU aus) bzw. maximaler Störgeräuschunterdrückung (STU maximal). Die Frequenzkämme wurden mit DFT-Blocklängen zwischen 30,5 s und 60 s erzeugt.	19
Abb. 20:	SNR-Verbesserung (Hersteller B) bei verschiedenen Eingangs-SNR mit festem Nutzschnallpegel von 65 dB SPL und einer festen DFT-Blocklänge von 18 s	21
Abb. 21:	Boxplot des SNR (Hersteller B) mit DFT-Blocklänge = 2 Sekunden = Analysefenster	22
Abb. 22:	SNR-Korrelation zwischen dem Phaseninvertierungsverfahren (HOV) und der Signalseparation im Frequenzbereich (DFT-Separation) der Hersteller A bis F (Messwiederholungen $n = 20$) bei einem Eingangs-SNR von 5 dB	23
Abb. 23:	Boxplot der Messabweichung ($n = 20$) von Hersteller B. Hörereinstellung „linear“ (links) ohne Abweichungen, Hörereinstellung „adaptiv“ (rechts) mit geringeren SNR-Ergebnissen und einer größeren Streuung	24
Abb. 24:	Vergleich der beiden Verfahren zur Signalseparation. Signalseparation im Frequenzbereich (DFT-Separation, links) und Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson (HOV, rechts); Hörereinstellung „linear“, Median aus $n = 20$ Messungen	25
Abb. 25:	Vergleich der beiden Verfahren zur Signalseparation. Signalseparation im Frequenzbereich (DFT-Separation, links) und Phaseninvertierungsverfahren nach Hagerman und Olofsson (HOV, rechts); Hörereinstellung „adaptiv“, Median aus $n = 20$ Messungen	25
Abb. 26:	Ausgangspegel der getrennten Signale des Nutzschnalls (blau) und des Störschnalls (rot); Median aus $n = 20$ Messwiederholungen des Herstellers A, Einstellung „adaptiv“, Eingangs-SNR 5 dB	26
Abb. 27:	Ausgangspegel der getrennten Signale des Nutzschnalls (blau) und des Störschnalls (rot); Median aus $n = 20$ Messwiederholungen des Herstellers E, Einstellung „adaptiv“, Eingangs-SNR 5 dB	27
Abb. 28:	Ausgangspegel der getrennten Signale des Nutzschnalls (blau) und des Störschnalls (rot); Median aus $n = 20$ Messwiederholungen des Herstellers C, Einstellung „adaptiv“, Eingangs-SNR 5 dB	28
Abb. 29:	Ausgangspegel der getrennten Signale des Nutzschnalls (blau) und des Störschnalls (rot) nach Durchführung eines Rückkopplungstests am geschlossenen 2-cm ³ -Kuppler; Median aus $n = 20$ Messwiederholungen des Herstellers C, Einstellung „adaptiv“, Eingangs-SNR 5 dB	29

9.3 Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Hörgeräteeinstellung für verschiedene Messungen

13

9.4 Literaturverzeichnis

- [1] B. Hagerman und Å. Olofsson, „A method to measure the effect of noise reduction algorithms using simultaneous speech and noise“, *Acta Acustica united with Acustica*, 2004.
- [2] S. L. Bell, S. A. Creeke und M. E. Lutman, „Measuring real-ear signal-to-noise ratio: Application to directional hearing aids“, *International Journal of Audiology*, 2010.
- [3] S. Weinzierl, *Handbuch der Audiotechnik*, Springer Berlin Heidelberg, 2008, S. 282-283.
- [4] M. Meyer, *Signalverarbeitung*, Springer Vieweg, 2017.
- [5] A. Mertins, *Signaltheorie*, Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013, S. 159-160.
- [6] H. Dillon, *Hearing Aids*, Thieme, 2012, S. 188.
- [7] Y. Hu und P. C. Loizou, „A comparative intelligibility study of single-microphone noise reduction algorithms“, *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2007.
- [8] A. Sarampalis, S. Kalluri, B. Edward und E. Hafter, „Objective measures of listening effort: Effects of background noise and noise reduction“, *Journal of Speech Language and Hearing Research*, Bd. 52, Nr. 5, S. 1230, 2009.
- [9] J. L. Desjardins und K. A. Doherty, „The effect of hearing aid noise reduction on listening effort in hearing-impaired adults“, *Ear and Hearing*, Bd. 35, Nr. 6, S. 600-610, 2014.
- [10] H. Dillon, *Hearing Aids*, Thieme, 2012, S. 228.
- [11] H. Dillon, *Hearing Aids*, Thieme, 2012, S. 231.
- [12] A. Mertins, *Signaltheorie*, Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013, S. 174.
- [13] N. Bisgaard, M. S. M. G. Vlaming und M. Dahlquist, „Standard Audiograms for the IEC 60118-15 Measurement Procedure“, *Trends in Amplification*, 2010.
- [14] Anovum 2018 - EuroTrak Germany 2018, EHIMA, [Online]. Available: https://www.ehima.com/wp-content/uploads/2018/06/EuroTrak_2018_GERMANY.pdf. [Zugriff am 19. Juli 2018].
- [15] European Hearing Instrument Manufacturers Association, EHIMA, [Online]. Verfügbar: <https://www.ehima.com/documents/>. [Zugriff am 16. August 2018].
- [16] I. Holube, S. Fredelake, M. Vlaming und B. Kollmeier, „Development and analysis of an International Speech Test Signal (ISTS)“, *International Journal of Audiology*, 2010.
- [17] European Hearing Instrument Manufacturers Association, EHIMA, [Online]. Verfügbar: http://www.ehima.com/wp-content/uploads/2016/06/IFFM_and_IFnoise.zip. [Zugriff am 30. Mai 2018].
- [18] M. Frenz, *Untersuchung der Störgeräuschunterdrückung und der Richtmikrofontechnik bei Hörgeräten*, 2017.
- [19] C. Pavlovic, „SII—Speech intelligibility index standard: ANSI S3.5 1997“, *The Journal of the Acoustical Society of America*, pp. 1906--1906, März 2018.