Neue Hybridvarianten für die aktive Geräuschunterdrückung (ANC) bei Kopfhörern

Toningeniers-Projekt

Elmar Messner

Betreuung: DI Markus Guldenschuh

Graz, 29. Januar 2013

kunst uni graz

institut für elektronische musik und akustik

Zusammenfassung

Noise-Cancelling-Kopfhörer haben innerhalb der Kopfhörermuschel ein Mikrofon, das den Residuallärm misst. Dieser Residuallärm ergibt sich aus der (destruktiven) Überlagerung des aktiv erzeugten Antilärmsignals und dem eingedrungenen Umgebungslärm. Bei analogem ANC ergibt sich das Antilärmsignal durch den phaseninvertierten Residuallärm der direkt dem Lautsprecher im Kopfhörer zugeführt wird. Tiefe Frequenzen werden dadurch sehr gut ausgelöscht, aber höhere Frequenzen können nicht unterdrückt werden, da deren Rückkopplung zur Instabilität des Regelkreises führen würde (vgl. Nyquist - Stabilitätskriterium). Bei einer digitalen Umsetzung dieser ANC Lösung wird das Residualsignal nicht direkt zum Lautsprecher rückgekoppelt. Zuvor dient dieses zur Schätzung des eingedrungenen Lärms. Das Antilärmsignal wird dann in Folge aus diesem Schätzwert erzeugt. Dies verringert zwar die Gefahr der Instabilität und würde auch eine aktive Geräuschunterdrückung bei höheren Frequenzen erlauben, aber, bedingt durch die entstehenden Verzögerungen bei handelsüblichen Analog-Digital-Umsetzern, trifft der aktiv zugespielte Antilärm stets zu spät am Ohreingang ein. In dieser Projektarbeit sollen die Vorteile beider Varianten kombiniert werden. Es soll untersucht werden, wie der digitale Ansatz zur Abschätzung des eingedrungenen Lärms im (latenzfreien) Analogfall umgesetzt werden kann, ohne die Stabilitätskriterien zu verletzen. Eine weitere Hybridvariante stellt die Kombination einer analogen Rückkopplung mit einer analogen Vorwärtskopplung dar. Auch dadurch ist eine Bandbreitenerweiterung der aktiven Geräuschunterdrückung möglich.

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **5**

2 Aktive Geräuschunterdrückung(ANC) **6**

2.1 Prinzip 6

2.2 Anwendungsfall Kopfhörer 6

3 Messdaten **8**

3.1 Bestimmung der Primärstrecke 8

3.1.1 Messdaten 8

3.1.2 Messsignalverarbeitung 8

3.2 Bestimmung der Sekundärstrecke 9

3.2.1 Messaufbau 9

3.2.2 Messsignalverarbeitung 10

4 Kombination von analogem Rückkopplungs-ANC mit analogem Vorkopplungs-ANC **11**

4.1 Analoges Rückkopplungs-ANC 11

4.1.1 Struktur 11

4.1.2 Simulation 11

4.2 Analoges Vorkopplungs-ANC 13

4.2.1 Struktur 13

4.2.2 Simulation 15

4.3 Kombiniertes Vor-/Rückkopplungs-ANC 15

4.3.1 Struktur 15

4.3.2 Simulation 16

5 Analoge Umsetzung des Rückkopplungs-ANC mit Abschätzung des eingedrungenen Lärms **18**

5.1 FxLMS Rückkopplungs ANC 18

5.1.1 Struktur 18
5.1.2 Simulation 19
5.2 Umsetzung mit statischem Filter 20
5.2.1 Struktur 20
5.2.2 Simulation 21
5.3 Umsetzung mit Schaltern 21
5.3.1 Struktur und Simulation 21
5.4 Umsetzung mit analogem adaptivem Filter 24
5.4.1 Struktur 24
5.4.2 Simulation 25

6 Schlussfolgerung und Ausblick 28

1 Einleitung

'Eines Tages wird der Mensch den Lärm ebenso unerbittlich bekämpfen müssen wie die Cholera und die Pest.' Robert Koch (1843-1910), deutscher Mediziner und Mikrobiologe, Nobelpreisträger.
Der Mensch wird in seinem Alltag zunehmend Lärm ausgesetzt. Sei es am Arbeitsplatz, im Straßenverkehr oder zuhause in den eigenen vier Wänden, er findet kaum Momente wo es ihm möglich ist wortwörtlich zur Ruhe zu kommen, sogar nachts im Schlaf oft nicht. Gesundheitliche Folgen der Lärmbelastung am Menschen betreffen nicht nur direkte körperliche Schäden, wie jene des Gehörs, sondern auch indirekte Folgen wie verringerte Konzentrationsfähigkeit, erhöhte Reizbarkeit oder Herz-Kreislauf-Erkrankungen, um nur einige zu nennen [fE]. Deshalb findet das Thema Lärmbekämpfung zunehmend Interesse. Neben den klassischen passiven Methoden, wie der Anwendung von Schallabsorbern, häuft sich die Anwendung von aktiver Geräuschunterdrückung(Active Noise Control - ANC).
Durch die Integration von ANC-Systemen in Kopfhörern erfolgt eine aktive Geräuschunterdrückung direkt an der Hörposition. Bei Anwendung verschiedener Prinzipien für ANC-Systeme können unterschiedliche Ergebnisse erzielt werden. Hierbei kann generell zwischen Vor- und Rückkopplungs-ANC unterschieden werden. Beim Vorkopplungs-ANC wird das Lärmsignal außerhalb der Kopfhörermuschel aufgenommen und gegenphasig eingespielt. Beim Rückkopplungs-ANC wird der noch vorhandene Lärm direkt vor dem Ohr erfasst und gegenphasig rückgekoppelt. Beide Systeme können auf verschiedene Arten realisiert werden. Eine Möglichkeit zur Verbesserung der aktiven Geräuschunterdrückung ist die Anwendung hybrider Systeme bzw. die Kombination verschiedener ANC-Systeme.

2 Aktive Geräuschunterdrückung(ANC)

2.1 Prinzip

Aktive Geräuschunterdrückung(Active Noise Control - ANC) versucht mit Hilfe von elektroakustischen bzw. elektromechanischen Systemen störenden Schall auszulöschen. Hierbei wird Antischall generiert, welcher mit Betrag und entgegengesetzter Phase dem störenden Schall entspricht. Die Überlagerung beider Signale nach dem Superpositionsprinzip führt zur destruktiven Interferenz und somit zur Auslöschung beider Lärmsignale(Abbildung 1). ANC-Systeme finden ihre Anwendung hauptsächlich bei der Dämpfung

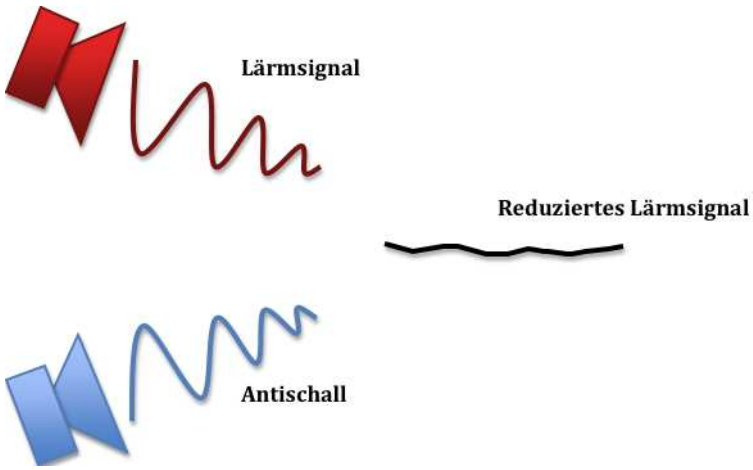

Abbildung 1: Interferenz von Schallwellen.

tieffrequenter Lärmanteile, da hier passive Methoden ineffizient bzw. sehr teuer und sperrig sein können [KM99].

2.2 Anwendungsfall Kopfhörer

ANC-Systeme werden unter anderem auch bei Kopfhörern zur Reduktion des Umgebungslärms eingesetzt. Durch passive Methoden kann bei Kopfhörern bereits eine relativ gute und breitbandige Dämpfung des Umgebungslärms ab ca. 2kHz erreicht werden. Diese untere Beschränkung ist bedingt durch die Abmessung des Kopfhörers, da die Kopfhörermuschel klein gegenüber der Schallwellenlänge ist und somit die Schallwelle um das Hindernis herumgebeugt wird. Dadurch wird bei Kopfhörern vor allem im tieffrequenten Bereich versucht mit aktiver Geräuschunterdrückung zu arbeiten. Das Blockschaltbild in Abbildung 2 zeigt die elementaren Bausteine, die für den Anwendungsfall Kopfhörer notwendig sind, bestehend aus einem Referenzmikrofon an der Außenseite der Kopfhörermuschel, dem Cancelling-Lautsprecher als sekundäre Quelle und dem Fehlermikrofon an der Innenseite des Kopfhörers.
Der Umgebungslärm wird vom Referenzmikrofon erfasst. Das Referenzsignal $x[n]$ wird im ANC-System verarbeitet und das Steuersignal $y[n]$ für den Lautsprecher generiert.

Das Fehlermikrofon überwacht die Performance des ANC-Systems [KM99]. Weiters kann das Signal des Fehlermikrofons(Residuallärm) $e[n]$ auch direkt zur aktiven Geräuschunterdrückung verwendet werden, indem es rückgekoppelt verarbeitet und über den Cancelling-Lautsprecher ausgespielt wird.

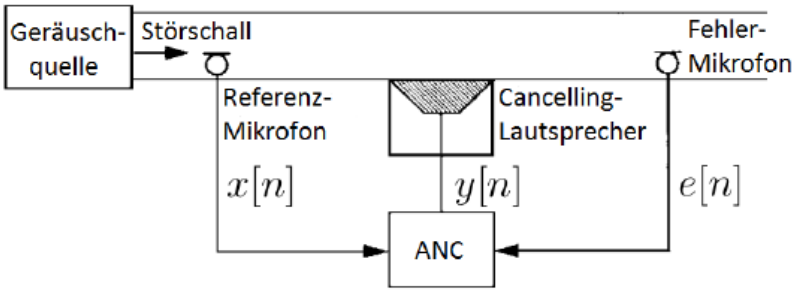

Abbildung 2: Vor-/Rückkopplungs-ANC [KM99].

Die Strecke zwischen Außen- und Innenseite der Kopfhörermuschel bzw. Referenz- und Fehlermikrofon wird als Primärstrecke P bezeichnet. Der Übergang vom Cancelling-Lautsprecher zum Fehlermikrofon wird als Sekundärstrecke S bezeichnet. Zur Simulation verschiedener ANC-Ansätze müssen die Primär- und die Sekundärstrecke messtechnisch erfasst werden.

3 Messdaten

3.1 Bestimmung der Primärstrecke

3.1.1 Messdaten

Zur Bestimmung der Primärstrecke $P(e^{j\omega})$ wurde auf bereits vorhandene Messdaten aus dem *Final Report Advanced Audio Processing* [Gul12] zurückgegriffen. Es lag eine Messreihe von je 85 Impulsantworten vor, gemessen mit dem Referenzmikrofon an der Außenseite und dem Fehlermikrofon an der Innenseite der rechten Kopfhörermuschel. Bei der Messung wurde zur Beschallung der Kopfhörermuschel *'eine Sichel aus 8 Lautsprechern im Winkel von 0° bis 90° Elevation im Abstand von 1,5m vom Messobjekt aufgebaut. Der Kunstkopf befand sich auf einem Drehteller und wurde in 30°-Schritten rotiert. Daraus ergaben sich 85 diskrete Richtungen für die obere Hemisphäre für die Messungen durchgeführt wurden'* [Wen12].

Abbildung 3: Messaufbau zur Bestimmung der Primärstrecke [Gul12]

3.1.2 Messsignalverarbeitung

Die weitere Verarbeitung der Messergebnisse erfolgte unter Anwendung von MATLAB. Die Primärstrecke $P(e^{j\omega})$ ist die Übertragungsfunktion zwischen Referenz- und Fehlermikrofon.

$$P(e^{j\omega}) = \frac{P_{innen}(e^{j\omega})}{P_{außen}(e^{j\omega})} \tag{1}$$

Somit ergibt sich diese aus Gleichung 1 durch die Division von Fehlermikrofonfrequenzspektrum $P_{innen}(e^{j\omega})$ durch Referenzmikrofonfrequenzspektrum $P_{außen}(e^{j\omega})$. Dies erfolg-

te für alle 85 diskreten Schalleinfallsrichtungen. Zur Bestimmung einer einzigen Übertragungsfunktion für die Primärstrecke $P(e^{j\omega})$, welche einer bestmöglichen Gültigkeit für alle 85 diskreten Richtungen entspricht, erfolgte eine Hauptkomponentenanalyse. Abbildung 4 zeigt exemplarisch 12 Frequenzspektren der Primärstrecke $P_i(e^{j\omega})$. Diese stammen aus den Messergebnissen der Messreihe mit 0° Elevation und 30°-Schritten Azimuth. Weiters ist das Ergebnis der Hauptkomponentenanalyse $P_{PCA}(e^{j\omega})$ der 12 Primärstrecken dargestellt. In den folgenden Kapiteln wird $P_{PCA}(e^{j\omega})$ nur mehr als $P(e^{j\omega})$ bezeichnet.

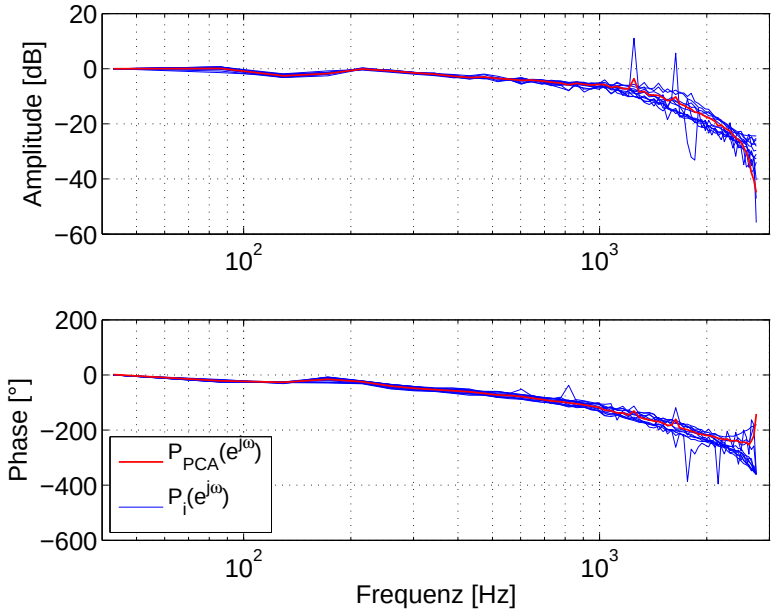

Abbildung 4: 12 Primärstrecken $P_i(e^{j\omega})$ gemessen mit Schalleinfallsrichtungen 0° Elevation und 30°-Schritten Azimuth. Zusätzlich ist die Primärstrecke $P_{PCA}(e^{j\omega})$ bestimmt durch die Hauptkomponentenanalyse der 12 Primärstrecken abgebildet.

3.2 Bestimmung der Sekundärstrecke

3.2.1 Messaufbau

Die Sekundärstrecke $S(e^{j\omega})$ beschreibt die Übertragungsfunktion von Lautsprecher zu Fehlermikrofon und setzt sich somit aus den Teilstrecken Kopfhörerverstärker, Lautsprecher, Vorverstärker und akustische Strecke zwischen Lautsprecher und Fehlermikrofon zusammen. Zur Messung diente ein logarithmischer Sweep von 20Hz bis 10kHz bei einer Samplingfrequenz von 44,1kHz. Es wurden je drei Messungen mit dem Kopfhörer auf einem menschlichen Kopf und auf einem Kunstkopf durchgeführt, wobei der Kopfhörer bei jeder Messung neu aufgesetzt wurde, wodurch sich leicht unterschiedliche Kopfhörerpositionen ergaben. Dabei wurde der Sweep über den Cancelling-Lautsprecher ausgespielt

und die Impulsantwort am Fehlermikrofon gemessen. Weiters erfolgte eine Messung der Impulsantwort des Audiointerfaces.
Die Messungen erfolgten unter Anwendung der Entwicklungsumgebung Pure Data. Die Messergebnisse liegen als Stereo-Audiodateien im WAVE-Dateiformat vor.

3.2.2 Messsignalverarbeitung

Zur weiteren Verarbeitung der Messergebnisse wurde MATLAB verwendet. In einem ersten Schritt wurden die Impulsantworten gefenstert. Hierfür wurde jeweils der erste Kanal der Stereo-Audiodatei verwendet. Die Impulsantworten wurden mit einer Länge von 4096 Samples ausgefenstert. Um den Einfluss des Audiointerfaces auf die Messergebnisse zu berücksichtigen wurden die Frequenzantworten $S_{gesamt,i}(e^{j\omega})$ durch jene des Audiointerfaces $S_{Interface}(e^{j\omega})$ dividiert.

$$S_i(e^{j\omega}) = \frac{S_{gesamt,i}(e^{j\omega})}{S_{Interface}(e^{j\omega})} \tag{2}$$

Abbildung 5 zeigt drei Amplituden- und Phasengänge der Sekundärstrecke $S(e^{j\omega})$ als Messergebnis mit Kopfhörern auf einem menschlichen Kopf und drei Amplituden- und Phasengänge der Sekundärstrecke $\hat{S}(e^{j\omega})$ als Messergebnis mit Kopfhörern auf einem Kunstkopf. Für die folgenden Simulationen wird $S_2(e^{j\omega})$ als Sekundärstrecke verwendet.

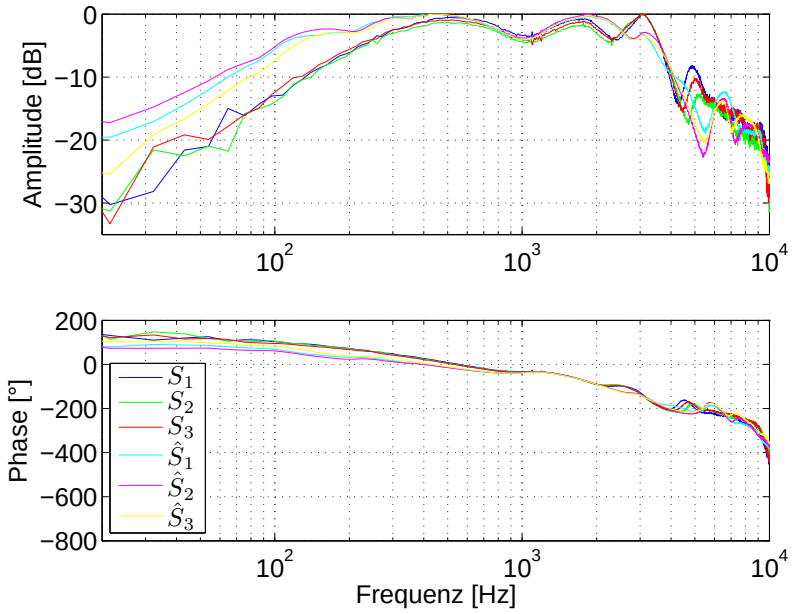

Abbildung 5: Frequenzantworten der Sekundärstrecke gemessen am menschlichen Kopf $S(e^{j\omega})$ und der Sekundärstrecke gemessen am Kunstkopf $\hat{S}(e^{j\omega})$ mit leicht unterschiedlichen Kopfhörerpositionen.

4 Kombination von analogem Rückkopplungs-ANC mit analogem Vorkopplungs-ANC

4.1 Analoges Rückkopplungs-ANC

4.1.1 Struktur

Beim Rückkopplungs-ANC wird der Residuallärm(Signal des Fehlermikrofons) im Rückwärtszweig gefiltert und invertiert über den Lautsprecher zurückgespielt.

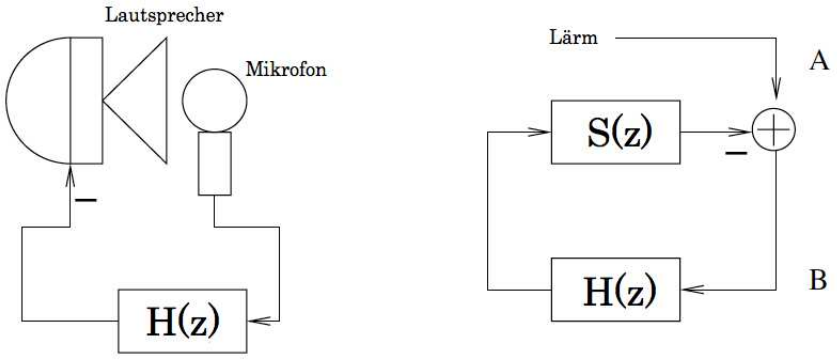

Abbildung 6: Rückkopplungs-ANC. *H(z)* entspricht dem Rückkopplungsfilter und *S(z)* der Sekundärstrecke [Lar06].

Aus dem in Abbildung 6 dargestellten Blockschaltbildern ergibt sich die Übertragungsfunktion $T(z)$ laut Gleichung 3. Im Rückwärtszweig befindet sich das Rückkopplungsfilter $H(z)$ und die Sekundärstrecke $S(z)$. Die Übertragungsfunktion $T(z)$ zeigt, dass eine gute Dämpfung erreicht wird, indem $H(z)S(z)$ eine möglichst große Verstärkung aufweist.

$$T(z) = \frac{1}{1 + H(z)S(z)} \tag{3}$$

Da aber $T(z)$ ein IIR-Filter ist, ist seine Stabilität nicht garantiert. Somit muss das Rückkopplungsfilter $H(z)$ so designt werden, dass ein Kompromiss zwischen guter Performance und Stabilität erreicht wird [Lar06].
Für die Stabilität muss die Amplitude des Rückkopplungszweigs bei einer Phasendrehung von 180° kleiner als 0dB sein.

4.1.2 Simulation

Das Rückkopplungsfilter $H(z)$ wurde als Shelvingfilter realisiert. Dieses hat im Gegensatz zu einem Tiefpassfilter den Vorteil dass die Phasenverschiebung zu hohen Frequenzen hin wieder abnimmt. Abbildung 7 zeigt die Frequenzantwort des designten Filters $H(e^{j\omega})$. Es weist bei tiefen Frequenzen eine Verstärkung von 15dB und zu hohen hin eine Dämpfung

von 15dB auf. Die Mittenfrequenz f_c liegt bei 250Hz und die Güte Q bei 0.7. Diese Werte wurden durch eine iterative Annäherung bestimmt, d.h. dass die Parameter Verstärkung G, Mittenfrequenz f_c und Güte Q so verändert wurden, dass eine möglichst breitbandige Geräuschunterdrückung erreicht wird und die Stabilität des Regelkreises garantiert ist. Abbildung 7 stellt weiters die Frequenzantwort der gesamten Rückkopplungsstrecke

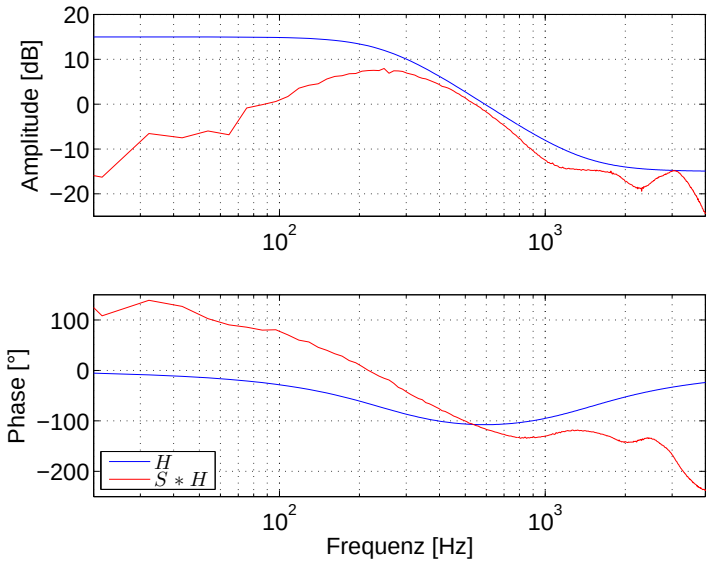

Abbildung 7: Frequenzantwort der gesamten Rückkopplungsstrecke $S(e^{j\omega})$*$H(e^{j\omega})$ und des Rückkopplungsfilter $H(e^{j\omega})$ mit Mittenfrequenz $f_c = 250$Hz und Güte $Q = 0.7$.

$S(e^{j\omega})$*$H(e^{j\omega})$ dar. Hierbei ist ersichtlich, dass die Amplitude bei der Frequenz, wo die Phase -180° erreicht, unter 0dB liegt.
Für die Simulation wurde als Eingangssignal weißes Rauschen verwendet. Abbildung 8 zeigt die aktive Geräuschunterdrückung des einfachen Rückkopplungs-ANC. Im tieffrequenten Bereich wird ein schlechtes Ergebnis erzielt. Dies ist auf den Pegelabfall der Sekundärstrecke zu tiefen Frequenzen hin zurückzuführen(siehe Abbildung 5).

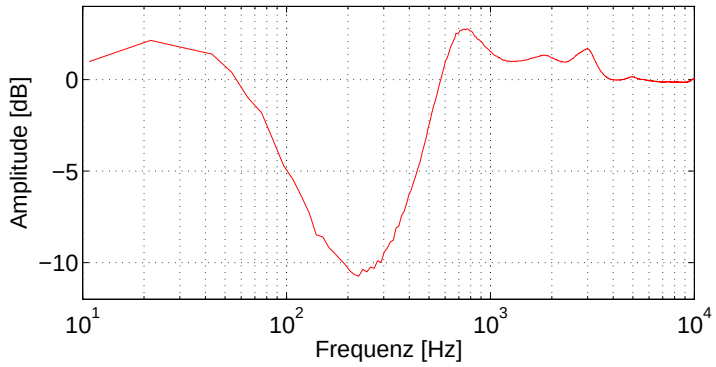

Abbildung 8: Aktive Geräuschunterdrückung des analogen Rückkopplungs-ANC unter Verwendung des Rückkopplungsfilters $H(e^{j\omega})$ aus Abbildung 7.

4.2 Analoges Vorkopplungs-ANC

4.2.1 Struktur

Beim Vorkopplungs-ANC wird das Signal des Referenzmikrofons im Vorwärtszweig gefiltert und invertiert über den Lautsprecher wiedergegeben(vgl. Abbildung 9). Das System benötigt ein Referenzmikrofon außerhalb der Kopfhörermuschel und ein Filter H, welches die Übertragungsfunktion von der Außen- zur Innenseite nachbildet.

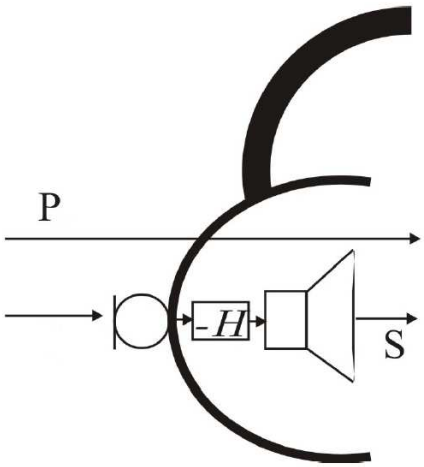

Abbildung 9: Vorkopplungs-ANC. P entspricht der Primärstrecke, S der Sekundärstrecke und H wird als Vorkopplungsfilter bezeichnet [Gul12].

Das ideale Vorkopplungsfilter entspricht

$$H(e^{j\omega}) = \frac{P(e^{j\omega})}{S(e^{j\omega})}. \tag{4}$$

Anhand der bestimmten Primärstrecke wurde das Filter $\hat{H}(e^{j\omega})$ modeliert(Abbildung 10). Dies erfolgte unter Zuhilfenahme der MATLAB-Funktion `invfreqz` bzw. `freqz`. Das Vorkopplungsfilter $H(e^{j\omega})$ ergibt sich aus

$$H(e^{j\omega}) = \frac{\hat{H}(e^{j\omega})}{S(e^{j\omega})} \tag{5}$$

und ist in Abbildung 11 dargestellt.

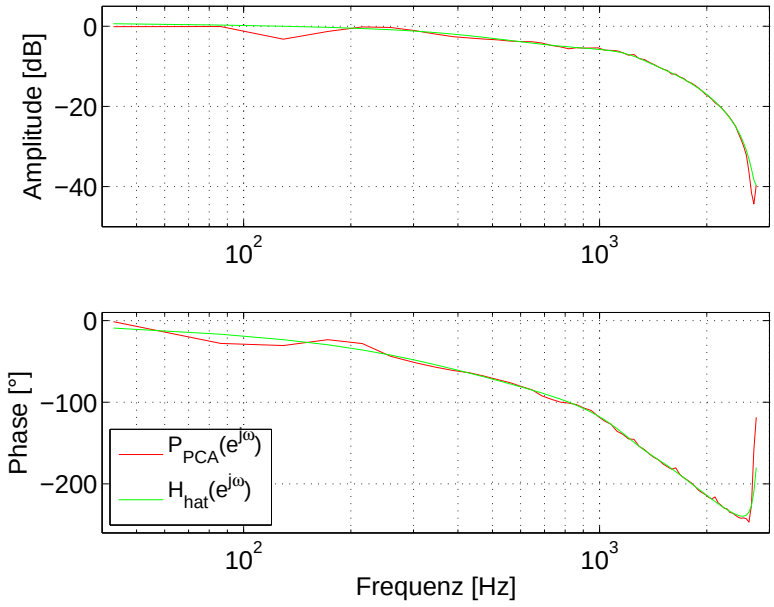

Abbildung 10: Mittels Hauptkomponentenanalyse bestimmte Primärstrecke $P(e^{j\omega})$ und daraus modelliertes Filter $\hat{H}(e^{j\omega})$.

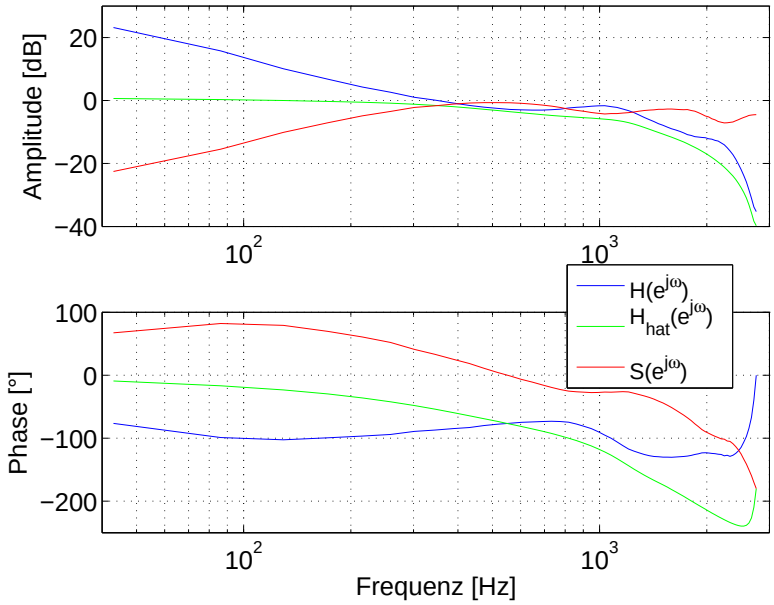

Abbildung 11: Modelliertes Filter $\hat{H}(j\omega)$, Vorkopplungsfilter $H(e^{j\omega})$ und Sekundärstrecke $S(e^{j\omega})$.

4.2.2 Simulation

Bei der Simulation wurde die Geräuschunterdrückung für alle 85 Einfallsrichtungen des Umgebungslärms untersucht. In Abbildung 12 ist die aktive Geräuschunterdrückung einmal gemittelt über die Simulationsergebnisse aller Schalleinfallsrichtungen und einmal über die Simulationsergebnisse aus den 12 Einfallsrichtungen mit 0° Elevation dargestellt. Als Eingangssignal wurde weißes Rauschen verwendet. Es ist ersichtlich dass für den Schalleinfall aus der horizontalen Ebene vor allem tieffrequent bessere Ergebnisse erzielt werden können.

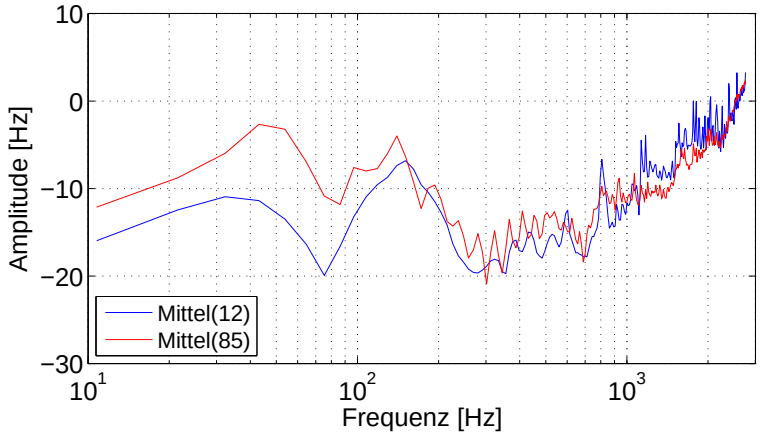

Abbildung 12: Aktive Geräuschunterdrückung des analogen Vorkopplungs-ANC: Mittelung der Ergebnisse aus den horizontalen Schalleinfallsrichtungen(Mittel(12)). Mittelung der Ergebnisse aus allen Schalleinfallsrichtungen(Mittel(85)).

4.3 Kombiniertes Vor-/Rückkopplungs-ANC

4.3.1 Struktur

Das Rückkopplungs-ANC aus Abschnitt 4.1 wurde nun mit dem Vorkopplungs-ANC aus Abschnitt 4.2 kombiniert. Daraus ergibt sich das in Abbildung 13 dargestellte Schaltbild. Der Umgebungslärm x_{out} wird an der Außenseite der Kopfhörermuschel aufgenommen, durchläuft im Vorwärtszweig das Vorwärtskopplungsfilter $H_1(j\omega)$ und wird invertiert über den Lautsprecher wiedergegeben. Der Residuallärm e durchläuft im Rückwärtszweig das Rückkopplungsfilter $H_2(j\omega)$ und wird invertiert über den Lautsprecher wiedergegeben.

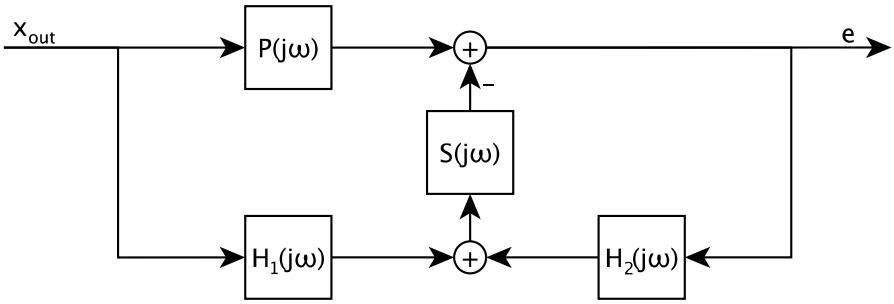

Abbildung 13: Kombiniertes Vor-/Rückkopplungs-ANC. $H_1(j\omega)$ entspricht dem Vorkopplungsfilter $H(j\omega)$ aus 4.2 und $H_2(j\omega)$ entspricht dem Rückkopplungsfilter aus 4.1.

4.3.2 Simulation

Bei der Simulation wurde die Geräuschunterdrückung für alle 85 Einfallsrichtungen des Umgebungslärms untersucht. Abbildung 14 zeigt die aktive Geräuschunterdrückung einmal gemittelt über die Simulationsergebnisse aller Schalleinfallsrichtungen und einmal über die Simulationsergebnisse der 12 Einfallsrichtungen mit 0° Elevation. Wiederum ist ersichtlich dass für den Schalleinfall aus der horizontalen Ebene vor allem tieffrequent bessere Ergebnisse erzielt werden können.

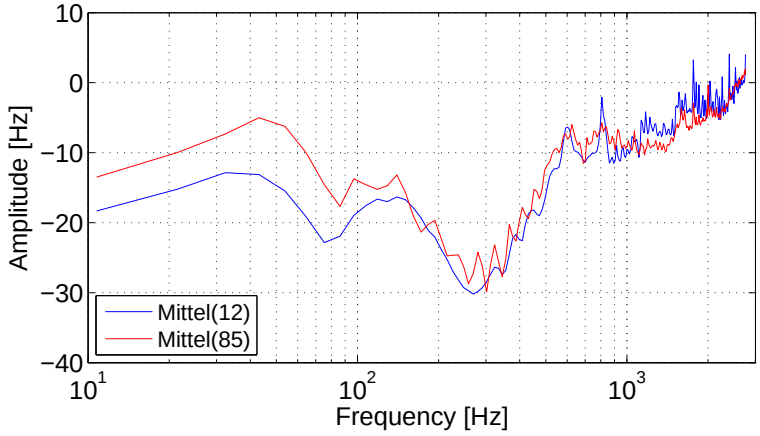

Abbildung 14: Aktive Geräuschunterdrückung des kombinierten Vor-/Rückkopplungs-ANC: Mittelung der Ergebnisse aus den horizontalen Schalleinfallsrichtungen(Mittel(12)). Mittelung der Ergebnisse aus allen Schalleinfallsrichtungen(Mittel(85)).

Abbildung 15 stellt die Ergebnisse für die aktive Geräuschunterdrückung von analogem Rückkopplungs-ANC, Vorkopplungs-ANC und kombiniertem Vor-/Rückkopplungs-ANC gegenüber. Man sieht dass durch die Kombination beider ANC-Systeme eine Verbesserung um 10dB erzielt werden kann.

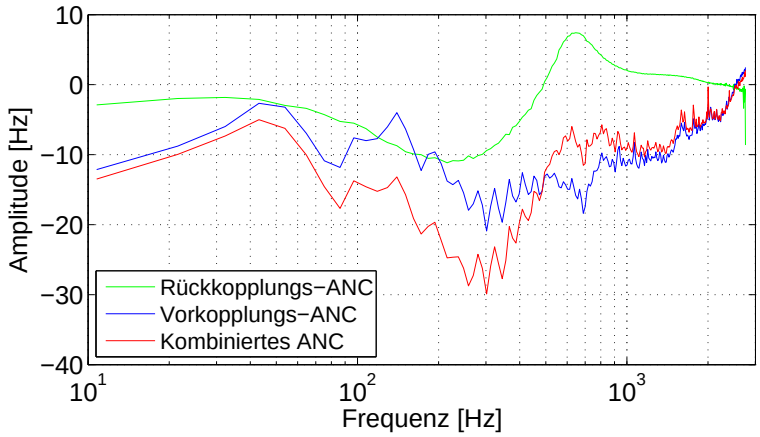

Abbildung 15: Vergleich von analogem Rückkopplungs-ANC, Vorkopplungs-ANC und kombiniertem Vor-/Rückkopplungs-ANC.

5 Analoge Umsetzung des Rückkopplungs-ANC mit Abschätzung des eingedrungenen Lärms

5.1 FxLMS Rückkopplungs ANC

5.1.1 Struktur

Abbildung 16 zeigt ein ANC-Sytem bei dem die Verarbeitung im Rückkopplungszweig digital erfolgt. Hierbei wird das Residualsignal nicht direkt zum Lautsprecher rückgekoppelt, sondern dient der Abschätzung des eingedrungenen Lärms. Das Antilärmsignal wird dann in Folge aus diesem Schätzwert erzeugt. Bei einem ausreichend genauem Schätzwert wird die Gefahr der Instabilität verringert und es würde auch eine aktive Geräuschunterdrückung zu hohen Frequenzen erreicht werden, aber, bedingt durch die entstehenden Verzögerungen bei handelsüblichen Analog-Digital-Umsetzern, trifft der aktiv zugespielte Antilärm stets zu spät am Ohreingang ein.
x_{in} entspricht dem Lärm in der Innenseite des Kopfhörers, e dem Residuallärm, y' dem Antilärm der durch das adaptive Filter W bestimmt wird und $\hat{x}_{in}$ dem geschätzten Lärmsignal, welches wie folgt bestimmt wird:

$$\hat{x}_{in}(n) = e(n) + \sum_{n=0}^{K-1} \hat{s}_k y(n-k) \tag{6}$$

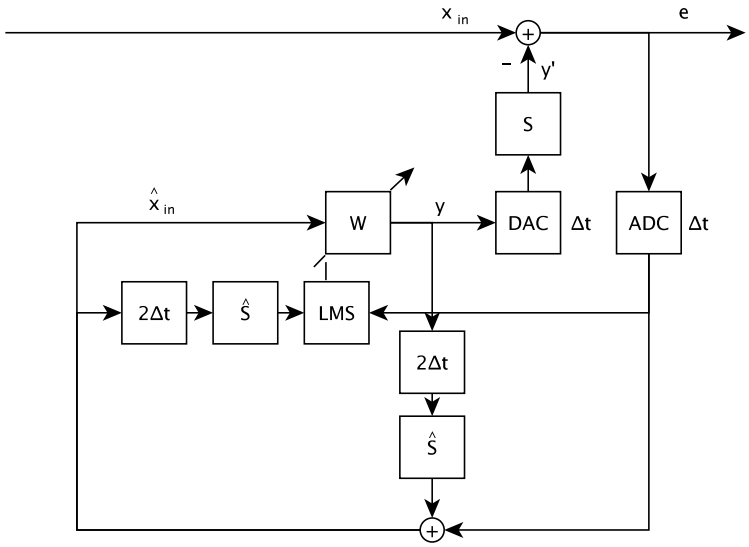

Abbildung 16: FxLMS Rückkopplungs ANC.

Hierbei entspricht $S(e^{j\omega})$ der realen Sekundärstrecke und $\hat{S}(e^{j\omega})$ der geschätzten Sekundärstrecke. Die reale Sekundärstrecke $S(e^{j\omega})$ ist eine Übertragungsfunktion gemessen am

menschlichen Kopf und die geschätzte Sekundärstrecke $\hat{S}(e^{j\omega})$ eine Übertragungsfunktion gemessen am Kunstkopf. Beide sind in Abbildung 17 dargestellt. Diese entsprechen den Sekundärstrecken $S_2(e^{j\omega})$ und $\hat{S}_3(e^{j\omega})$ aus Abbildung 5.

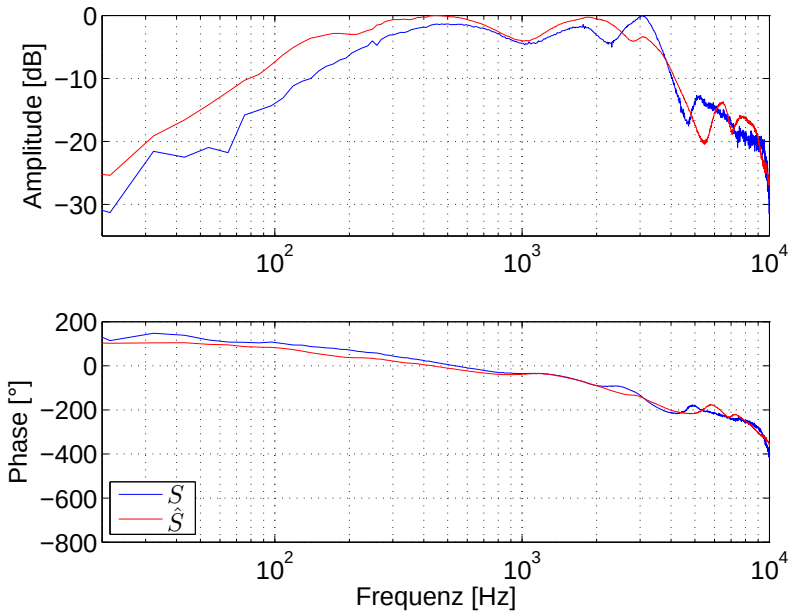

Abbildung 17: Frequenzantworten der realen Sekundärstrecke $S(e^{j\omega})$ und der geschätzten Sekundärstrecke $\hat{S}(e^{j\omega})$

5.1.2 Simulation

Für die Simulation wurde als Eingangssignal x_{in} tiefpassgefiltertes weißes Rauschen verwendet. Der Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von $f_g = 500$Hz berücksichtigt die passive Dämpfung der Kopfhörermuschel. Die zeitliche Verzögerung durch Analog-Digital-Wandler und Digital-Analog-Wandler beträgt 0.1-0.3ms. Abbildung 18 zeigt die aktive Geräuschunterdrückung im realen und verzögerungsfreien idealen Fall.
In beiden Fällen weist die aktive Geräuschunterdrückung schlechte Ergebnisse zu tiefen Frequenzen hin auf. Dies ist auf den Pegelabfall bei der Sekundärstrecke im tieffrequenten Bereich zurückzuführen(siehe Abbildung 17).

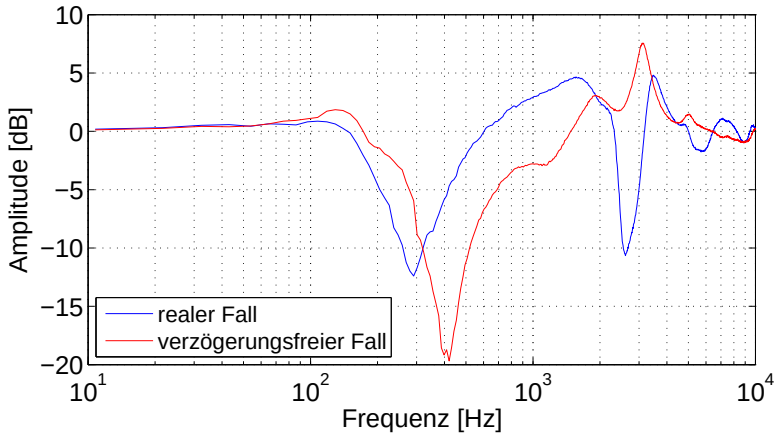

Abbildung 18: Aktive Geräuschunterdrückung des FxLMS Rückkopplungs-ANC im realen und idealen Fall.

5.2 Umsetzung mit statischem Filter

5.2.1 Struktur

Zuerst wurde die Umsetzung im analogen Fall mit einem statischem Filter untersucht. Hierbei wurden die A/D- und D/A-Wandler entfernt und der adaptive Filter $W(j\omega)$ mit einem statischen Filter ersetzt(vgl. Abbildung 19).

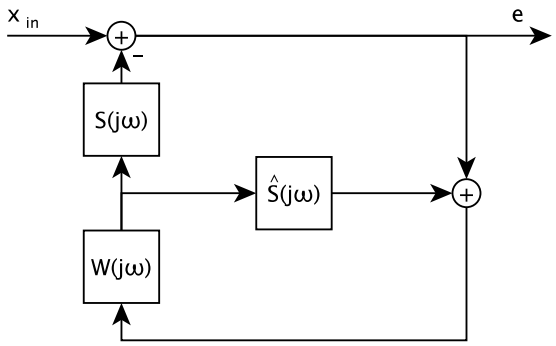

Abbildung 19: Analoge Umsetzung des Rückkopplungs-ANC mit Abschätzung des eingedrungenen Lärms mit statischem Filter $W(j\omega)$.

Daraus ergibt sich folgende Übertragungsfunktion:

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{S(j\omega)W(j\omega)}{1-W(j\omega)\hat{S}(j\omega)}} \tag{7}$$

Um eine optimale Dämpfung($T(j\omega) = 0$) erreichen zu können, sollte die geschätzte Sekundärstrecke $S(j\omega)$ möglichst mit der realen Sekundärstrecke $\hat{S}(j\omega)$ übereinstimmen:

$$T(j\omega)|_{\hat{S}(j\omega)=S(j\omega)} = 1 - S(j\omega)W(j\omega) \tag{8}$$

Weiters sollte der Filter $W(j\omega)$ der Inversen der Übertragungsfunktion der Sekundärstrecke $S(j\omega)$ entsprechen.

$$T(j\omega)|_{W(j\omega)=S^{-1}(j\omega)} = 0 \tag{9}$$

5.2.2 Simulation

Zur Simulation wurde als Eingangssignal wiederum tiefpassgefiltertes weißes Rauschen verwendet. Sind die reale und die geschätzte Sekundärstrecke unterschiedlich, wird das System sofort instabil. Daher wurde bei der Simulation der Idealfall betrachtet, wobei reale und geschätzte Sekundärstrecke identisch sind. Das Filter $W(j\omega)$ entspricht der minimalphasigen inversen Sekundärstrecke $S(j\omega)$. Wie Abbildung 20 zeigt, könnte so eine relativ breitbandige aktive Geräuschunterdrückung erreicht werden. Da dies eben dem Idealfall entspricht, der in einem realen System nie erreicht werden kann, ist es auch so nicht realisierbar.

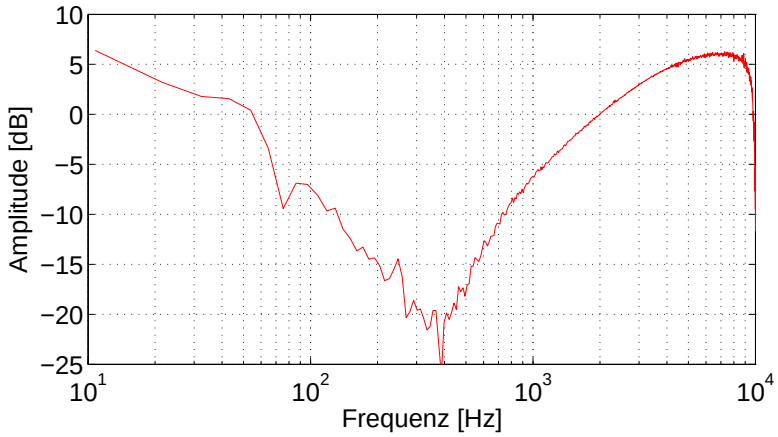

Abbildung 20: Aktive Geräuschunterdrückung des Rückkopplungs-ANC mit Abschätzung des eingedrungenen Lärms mit statischem Filter $W(j\omega)$ und idealer geschätzter Sekundärstrecke $\hat{S}(j\omega)$.

5.3 Umsetzung mit Schaltern

5.3.1 Struktur und Simulation

Zur Stabilisierung des Systems bei Ausführung mit unterschiedlicher realer und geschätzter Sekundärstrecke bestand nun die Idee den Rückkopplungszweig periodisch zu unter-

brechen, sodass sich das System nicht aufschwingen kann.

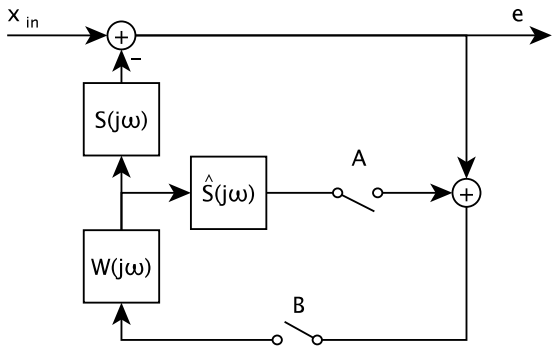

Abbildung 21: Analoge Umsetzung des Rückkopplungs-ANC mit Abschätzung des eingedrungenen Lärms mit Schaltern.

Für die Simulation wurde ein Simulinkmodell(Abbildung 23) erstellt. Dafür mussten

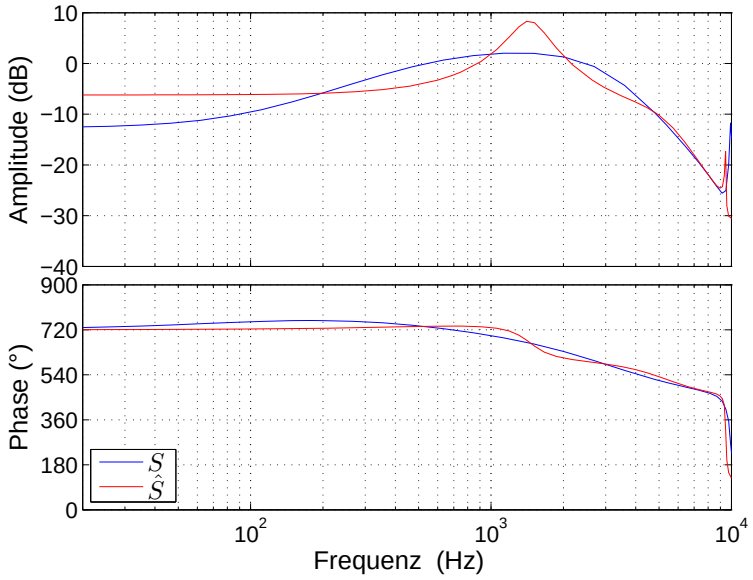

Abbildung 22: Zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion der realen Sekundärstrecke $S(j\omega)$ und der geschätzten Sekundärstrecke $\hat{S}(j\omega)$.

die zeitkontinuierlichen Übertragungsfuntionen der Sekundärstrecken(Abbildung 22) bestimmt werden. Dies erfolgte mithilfe der MATLAB-Funktion `invfreqs`. Das Filter $W(j\omega)$ wurde für die Simulation als idealer Allpassfilter angenommen bzw. wurde entfernt. Als Eingangssignal kann zwischen weißem Rauschen und einem Sinus-Signal gewählt werden.

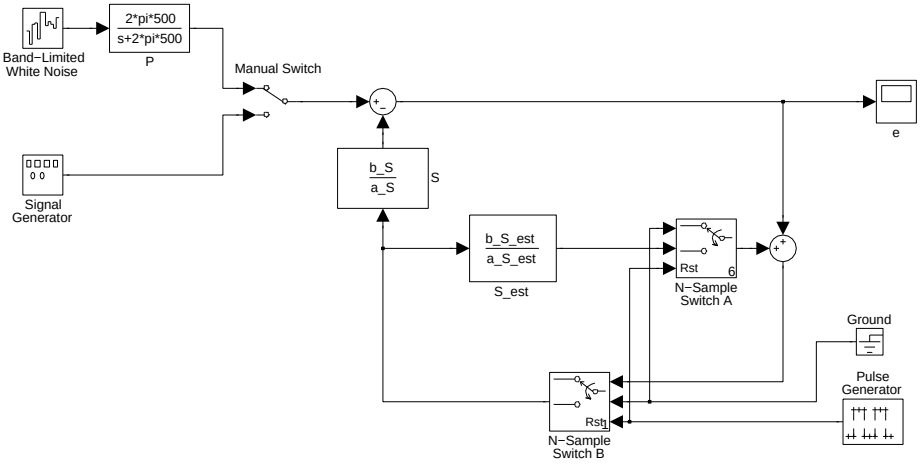

Abbildung 23: Umsetzung des Rückkopplungs-ANC mit Abschätzung des eingedrungenen Lärms mit Schaltern - Simulink-Modell.

Zuerst wurde nur der Schalter B eingebaut(siehe Abbildung 21). Somit wird der Rückkopplungszweig periodisch unterbrochen. Abbildung 24 zeigt das rückgekoppelte Signal nach dem Schalter B, wobei als Eingangsgröße x_{in} ein Sinussignal verwendet wird.

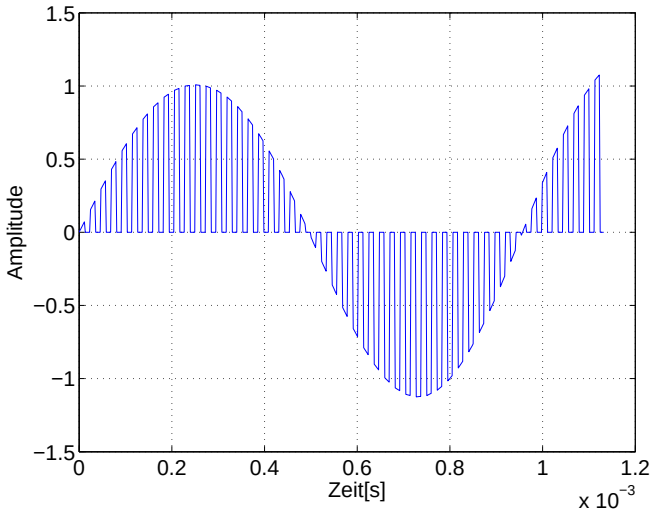

Abbildung 24: Periodisch unterbrochenes geschätztes Lärmsignal(siehe Abbildung 21 - nach Schalter B).

Der Durchlauf durch die Sekundärstrecke $S(j\omega)$ entspricht einer Tiefpassfilterung und somit einer Glättung des Signals. Das somit erhaltene Antilärmsignal entspricht einem etwas verzerrten Antilärmsignal bei nicht Vorhandensein des Schalters(siehe Abbildung 25). Das Selbe geschieht bei der Filterung mit der geschätzten Sekundärstrecke $\hat{S}(e^{j\omega})$ und somit wird in diesem Sinne keine Unterbrechung erreicht und das System wird trotzdem instabil.
Dies führte zur Überlegung im Rückkopplungszweig innerhalb der Rückkopplung den

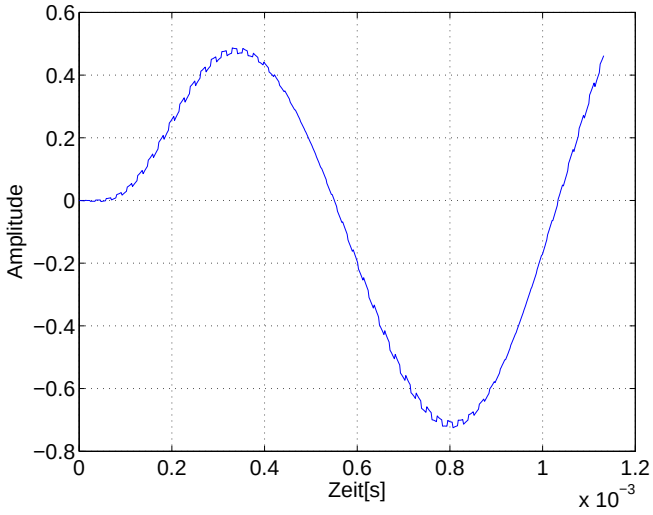

Abbildung 25: Periodisch unterbrochenes geschätztes Lärmsignal(siehe Abbildung 21 - vor Schalter A).

Schalter A einzubauen. Dieser soll geschlossen sein wenn der Schalter B geöffnet ist und offen sein wenn der Schalter A geschlossen ist. Somit hat aber die innere Rückkopplungsstruktur keinen Einfluss mehr auf das Antilärmsignal und die gesamte Struktur entspricht einer einfachen Rückkopplung. Somit wurde dieser Ansatz auch nicht mehr weiter verfolgt.

5.4 Umsetzung mit analogem adaptivem Filter

5.4.1 Struktur

Eine weitere Variante zur analgen Umsetzung wird in [VN] präsentiert. Die Idee besteht darin das digitale adaptive Filter mit einem analogen adaptiven Filter zu ersetzen. Dieses wird in einer FIR-Struktur realisiert. Als Verzögerungsglieder dienen Tiefpass-Gamma-Filter. Analoge adaptive Filter realisiert mit Gammafiltern haben eine ähnliche Struktur wie Transversalfilter(Abbildung 26). Dabei wird die Delayline mit einer Kaskade von Tiefpassfiltern mit folgender Übertragungsfunktion ersetzt:

$$H(s) = \frac{a_0}{s + w_0} \tag{10}$$

Der gefilterte X-LMS Algorithmus für das analoge adaptive Filter $W(s)$ mit Ordnung M ergibt sich aus

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = \rho x'_m(t)e(t)dt, \tag{11}$$

wobei $w_m(t)$ der m-te Koeffizient des Vektors $W(t)$ ist und $x'_m(t)$ eine gefilterte Version

von $x_m(t)$, berechnet durch die Faltung

$$x'_m(t) = \hat{s}(t) * x_m(t) = \int_0^t \hat{s}(\varphi) x_m(t). \tag{12}$$

Die analoge adaptive Verstärkung ρ kann beliebig groß sein, ohne dass der Algorithmus instabil wird [VN].

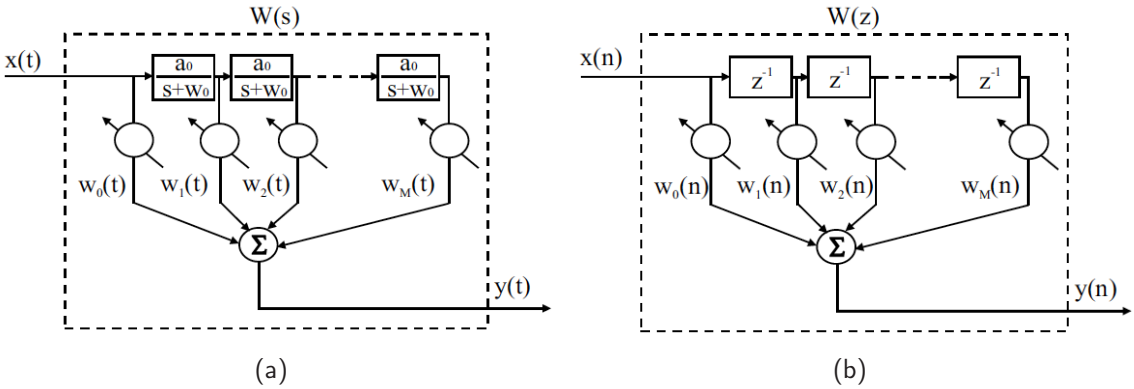

Abbildung 26: a) Analoges adaptives Filter b) Digitales adaptives Filter [VN]

5.4.2 Simulation

Für die Simulation wurde das in Abbildung 27 dargestellte System realisiert. Es zeigt eine Ausführung des analogen adaptiven Filters mit zwei Filtergewichten. Weiters wurde die Ausführung mit 10 und 20 Filtergewichten untersucht. Die adaptive Verstärkung wurde mit $\rho = 0.1$ gewählt.

Das Tiefpass-Gamma-Filter(LPF) wurde aus [VN] übernommen und wie folgt implementiert.

$$H(s) = \frac{2512}{s + 2512} \tag{13}$$

Die Abbildungen 28 und 29 zeigen die Ergebnisse aus der Simulation mit unterschiedlicher Anzahl an Filtergewichten für das analoge adaptive Filter. Für die Ergebnisse aus Abbildung 28 wurde als Eingangsgröße x_{in} breitbandiges weißes Rauschen verwendet. Man sieht dass mit zunehmender Anzahl an Filtergewichten eine breitbandigere Geräuschunterdrückung erreicht wird. Für die Ergebnisse aus Abbildung 29 wurde als Eingangsgröße x_{in} bandbegrenztes Rauschen(200-500Hz) verwendet. In diesem Fall erweisen die Ausführungen mit höherer Anzahl an Filterkoeffizienten eine bessere Adaption und somit eine bessere Geräuschunterdrückung.

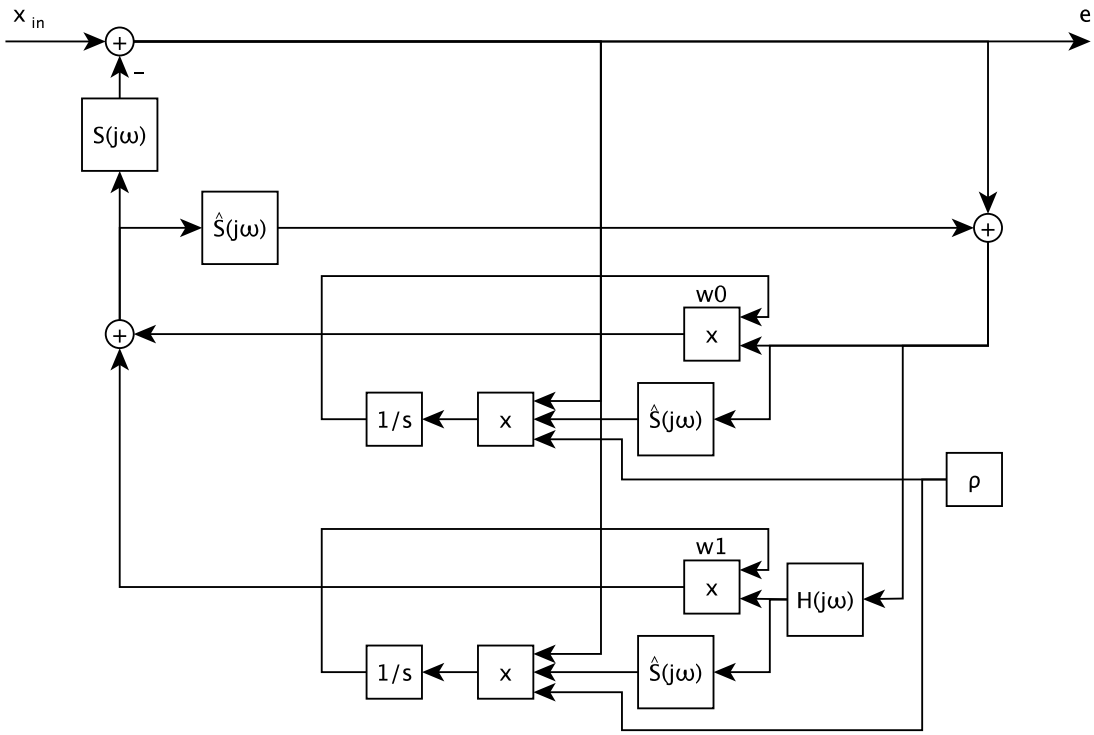

Abbildung 27: Analoge Umsetzung des Rückkopplungs-ANC mit Abschätzung des eingedrungenen Lärms mit analogem adaptiven Filter. Dargestellt ist die Ausführung mit zwei Filtergewichten.

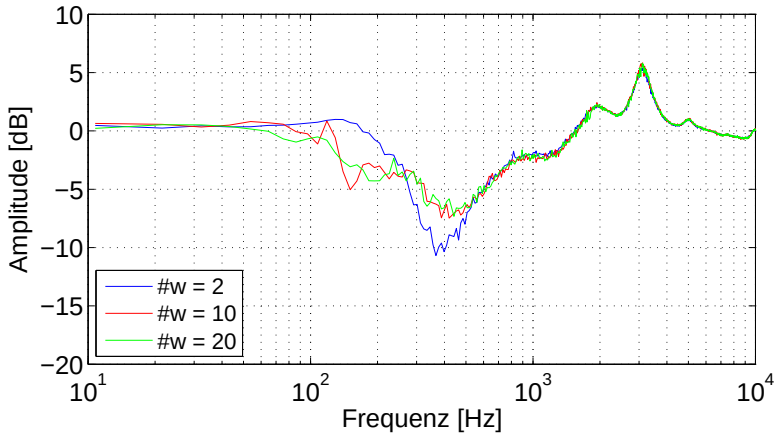

Abbildung 28: Aktive Geräuschunterdrückung unter Verwendung von unterschiedlicher Anzahl an Filtergewichten(#w = 2, 10 und 20) für breitbandiges weißes Rauschen.

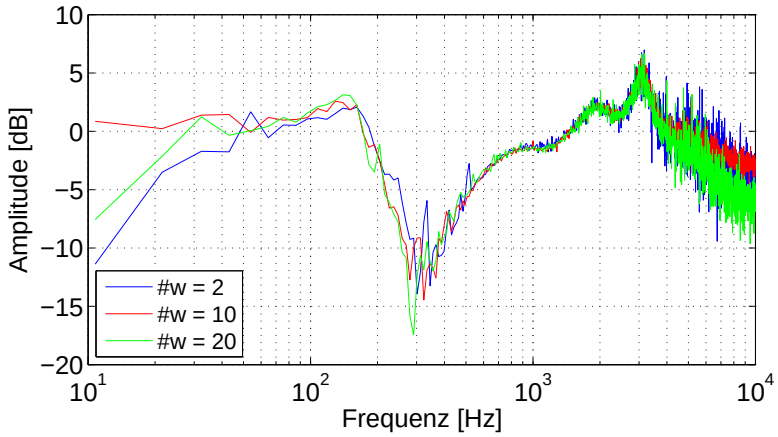

Abbildung 29: Aktive Geräuschunterdrückung unter Verwendung von unterschiedlicher Anzahl an Filtergewichten(#w = 2, 10 und 20) für bandbegrenztes weißes Rauschen(200-500Hz).

Abbildung 30 stellt die Ergebnisse der aktiven Geräuschunterdrückung des Rückkopplungs-ANC und des Rückkopplungs-ANC mit Abschätzung des eingedrungenen Lärms mit analogem adaptivem Filter mit 10 Filterkoeffizienten gegenüber. Das Rückkopplungs-ANC mit Abschätzung des eingedrungenen Lärms mit analogem adaptivem Filter weißt ein besseres Ergebnis zu hohen Frequenzen hin auf.

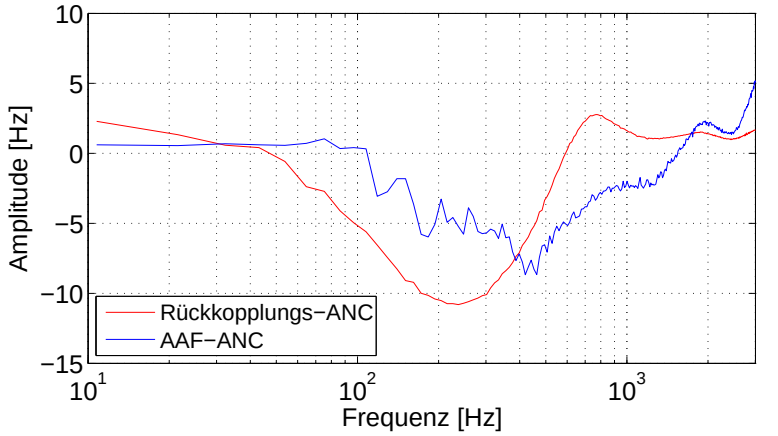

Abbildung 30: Vergleich von analogem Rückkopplungs-ANC und Rückkopplungs-ANC mit Abschätzung des eingedrungenen Lärms mit analogem adaptivem Filter(#w = 10).

6 Schlussfolgerung und Ausblick

Die Hybridvariante aus Vor- und Rückkopplungs-ANC bringt eine Verbesserung der aktiven Geräuschunterdrückung von bis zu 10dB. Mit dieser Ausführung kann im tieffrequenten Bereich(bis über 2kHz) breitbandig ein gutes Ergebnis erzielt werden. Die Stabiliesierung der analogen Ausführung des Rückkopplungs-ANC mit Abschätzung des eingedrungenen Lärms durch den Einbau von Schaltern konnte nicht erreicht werden. Mit der alternativen Umsetzung mit analogem adaptivem Filter konnte Stabilität erreicht werden. Im Vergleich zum einfachen Rückkopplungs-ANC wird eine Verbesserung zu hohen Frequenzen hin erreicht. Eine Alternative zur Kombination aus Vor- und Rückkopplungs-ANC würde die Kombination aus Vorkopplungs-ANC und Rückkopplungs-ANC mit analogem adaptivem Filter darstellen.

Literatur

[fE] W. R. O. for Europe, *Burden of Disease from Environmental Noise: Quantification of Healthy Life Years Lost In Europe*, ser. Euro Non Serial Publications Series.

[Gul12] M. Guldenschuh, "Final Report Advanced Audio Processing, Workpackage 2.4 Noise Cancellation for Headphones," Tech. Rep., 2012.

[KM99] S. Kuo and D. Morgan, "Active noise control: a tutorial review," *Proceedings of the IEEE*, vol. 87, no. 6, pp. 943–973, 1999.

[Lar06] J. Laroche, "Optimal loop-shaping in the cepstral domain for active noise canceling headsets," in *Acoustics, Speech and Signal Processing, 2006. ICASSP 2006 Proceedings. 2006 IEEE International Conference on*, vol. 5. IEEE, 2006, pp. V–V.

[VN] A. Velosoa and V. Nascimentob, "Headphone with Active Noise Control using Analog Adaptive Filters."

[Wen12] F. Wendt, "Richtungsabhängige aktive Geräuschunterdrückung für Kopfhörer," 2012.