

Ein adaptives Subtraktionsfilter zur Unterdrückung von Rückkopplungen in Beschallungsanlagen

ANSELM GOERTZ Institut für Technische Akustik der RWTH Aachen

1) Einleitung

Zur Unterdrückung von Rückkopplungen in Beschallungsanlagen können neben bekannten Maßnahmen mit bündelnden Lautsprechern und Mikrofonen verschiedene analoge oder digitale Filter eingesetzt werden [1][2]. Dieser Beitrag soll sich speziell mit digitalen Filtern als Subtraktionsfilter beschäftigen. Voraussetzung für diesen Filtertyp ist eine möglichst genaue Kenntnis der Schleifenübertragungsfunktion (SÜF), zu deren Messung mehrere mögliche Verfahren zur Anwendung kommen können [2][3]. Alternativ hierzu kann die Filterfunktion durch einen adaptiven Algorithmus angenähert werden.

Bestimmt wird die SÜF durch die einzelnen Elemente der Schleife. Abbildung 1.1 zeigt eine Beschallungsanlage im Blockschaltbild, deren Schleife aus einem Mikrophon mit Vorverstärker, dem noch nicht näher bezifferten Filter X , einem Endverstärker mit Lautsprecher und der Raumübertragungsfunktion β_{LM} besteht. Gleichung 1.2 gibt die frequenzabhängige Schleifenverstärkung (siehe Abbildung 2.2b) als Produkt aus den einzelnen Übertragungsfunktionen an. Das dominierende Element für die starke Strukturierung ist die Raumübertragungsfunktion. Ausnahmen bilden hier lediglich Monitoranlagen mit sehr kurzem Abstand zwischen Mikrophon und Lautsprecher, bei denen der Direktschallanteil gegenüber den Raumschallanteilen in der Schleife überwiegt.

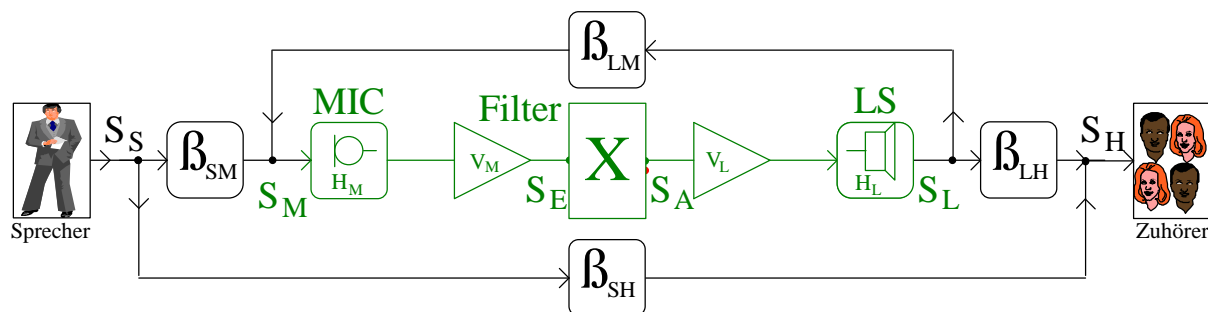


Abb. 1.1 Blockschaltbild einer einfachen Beschallungsanlage mit Filter X

Der Übertragungsweg vom Sprecher zum Zuhörer (Gleichung 1.1) setzt sich aus einem direkten Anteil über die Raumübertragungsfunktion β_{SH} und dem Anteil über die Verstärkeranlage mit der Rückkopplungsschleife zusammen. Wie in Gleichung 1.1 zu erkennen ist, wird die Schleife dann instabil, wenn bei irgendeiner Frequenz die Schleifenverstärkung den Wert 1 erreicht. Diese Problematik ist, solange sich Sprecher und Zuhörer in einem Raum befinden, unvermeidlich und muß als bestehende Beschränkung für alle Verstärkeranlagen hingenommen werden.

$$S_H = S_S \beta_{SH} + S_S \beta_{SM} \frac{\underline{H}_M \underline{V}_M \underline{X} \underline{V}_L \underline{H}_L}{1 - \beta_{LM} \underline{H}_M \underline{V}_M \underline{X} \underline{V}_L \underline{H}_L} \beta_{LH} \quad (\text{Gl.1.1})$$

$$\underline{V}_{\text{Schleife}} = \beta_{LM} \underline{H}_M \underline{V}_M \underline{X} \underline{V}_L \underline{H}_L \quad (\text{Gl.1.2})$$

Gl. 1.1-2 Summe der Signale beim Zuhörer und Schleifenübertragungsfunktion mit Filter \underline{X}

2) Das Prinzip des Subtraktionsfilter

Wie schon der Name Subtraktionsfilter besagt, werden mit diesem Filter diejenigen Signalanteile, die bereits einmal die Schleife der Beschallungsanlage durchlaufen haben, teilweise vom Signal subtrahiert. Das Filter besteht aus einer Nachbildung der Schleifenelemente Mikrofon, Vor-, Endverstärker, Lautsprecher und Raumübertragung durch ein FIR-Filter und einem Subtrahierer. Im Gegensatz zum Glättungsfilter [6] wird keine Korrekturfunktion in das FIR-Filter geladen, sondern die direkt aus der Messung oder Adaption der Schleifenübertragungsfunktion hervorgehende Impulsantwort der Schleife. Abhängig von der Koeffizientenzahl des Filters und der Länge der Schleifenimpulsantwort gelingt eine mehr oder weniger gute Nachbildung der Schleife (Filterfunktion \underline{Y} in Abb.2.1). Wird jetzt das Filterausgangssignal vom Eingangssignal subtrahiert, kommt es zu einer teilweisen Auslöschung nur derjenigen Signalanteile, die bereits einmal die Schleife durchlaufen haben und wieder auf das Mikrofon zurückgefallen sind.

Die Gleichungen 2.1-3 beschreiben den Einsatz des Subtraktionsfilters in der Beschallungsanlage. Entscheidend für die Stabilität der Anlage ist jetzt nicht mehr die Schleifenübertragungsfunktion (vergleiche Gl.1.1) sondern die Differenzfunktion zwischen der

$$S_H = S_S \underline{\beta}_{SH} + S_S \underline{\beta}_{SM} \frac{\underline{H}_M V_M (1/(1+\underline{Y})) V_L \underline{H}_L}{1 - \underline{\beta}_{LM} \underline{H}_M (1/(1+\underline{Y})) V_M V_L \underline{H}_L} \underline{\beta}_{LH} \quad (\text{Gl.2.1})$$

$$\text{mit } S_a = S_e / (1 + \underline{Y}) \quad (\text{Gl.2.2})$$

$$S_H = S_S \underline{\beta}_{SH} + S_S \underline{\beta}_{SM} \frac{\underline{H}_M V_M V_L \underline{H}_L}{1 + \underline{Y} - \underline{\beta}_{LM} \underline{H}_M V_M V_L \underline{H}_L} \underline{\beta}_{LH} \quad (\text{Gl.2.3})$$

Gl. 2.1-3 Schleifenübertragungsfunktion mit Subtraktionsfilter

eigentliche Schleife und deren Nachbildung durch das FIR-Filter (Gl. 2.3). Abhängig von der Filterauflösung kann so der Einfluß der Rückkopplungsschleife in der Anlage reduziert und damit die Stabilität erhöht werden. Ebenso fällt an Gleichung 2.3 auf, daß die Filterfunktion (\underline{Y}) nur noch in der Differenzfunktion im Nenner erscheint und nicht mehr als multiplikatives Element in der Gesamtfunktion. Verfälschungen der Nutzsignale, die beim ersten Durchlauf der Verstärkeranlage nicht durch das Filter beeinflusst werden, sind daher ausgeschlossen.

Das folgende idealisierte Beispiel zeigt ein Filter mit 3392 Koeffizienten bei einer Abtastrate von 44,1 kHz in einem Raum mit ca. 1,2 s Nachhallzeit. Von der Schleifenimpulsantwort der einkanaligen Verstärkeranlage (Abb. 2.2a) kann das Filter die ersten 76 ms subtrahieren

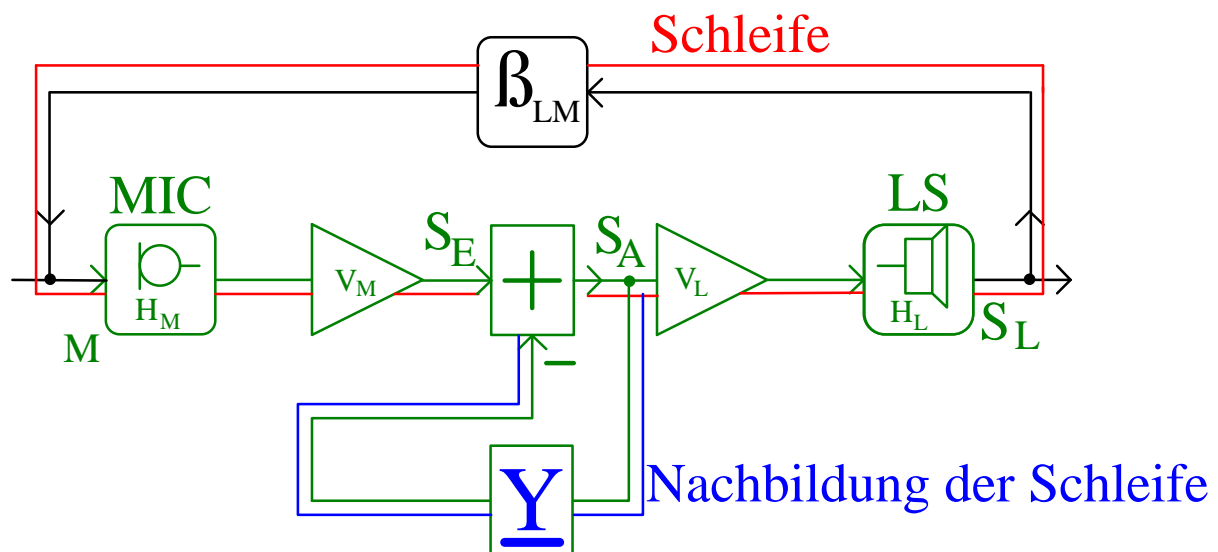


Abb. 2.1 Schleife mit Subtraktionsfilter

(Abb. 2.3), womit das Maximum in der Schleifenverstärkung von vorher 0 dB (siehe Abb. 2.2b) auf -5 dB (siehe Abb. 2.3b) reduziert werden kann.

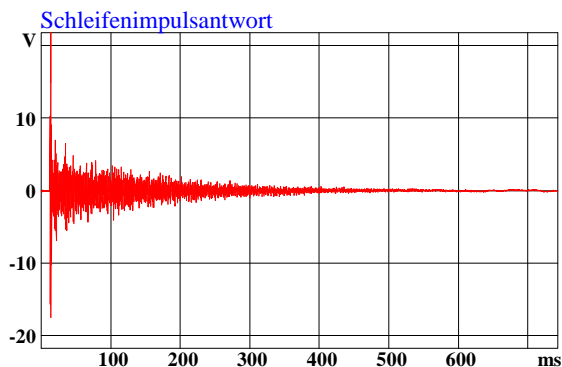


Abb. 2.2a Schleifenimpulsantwort

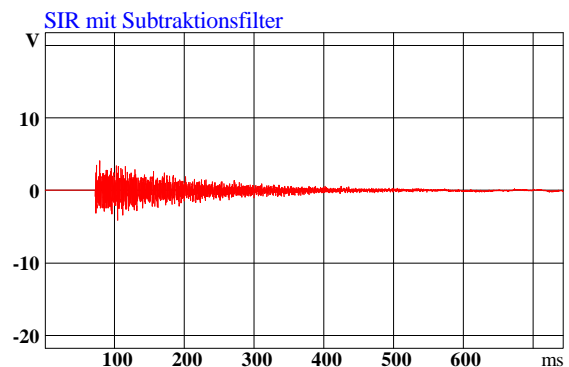


Abb. 2.3a Schleifenimpulsantwort mit Filter

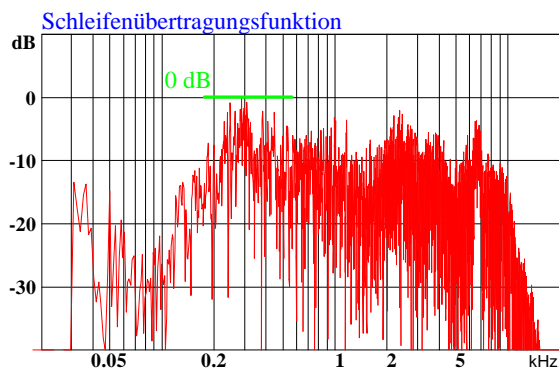


Abb. 2.2b Frequenzabhängige Schleifenverstärkung

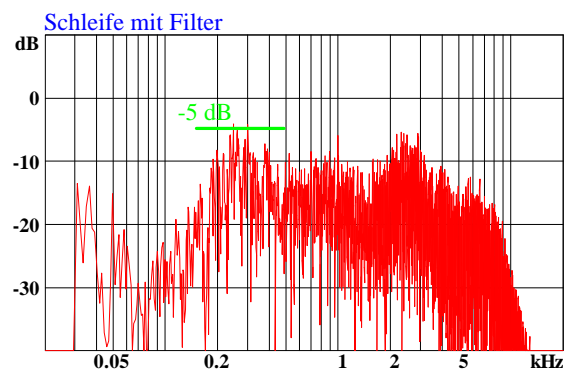


Abb. 2.3b Schleifenverstärkung mit Filter

3) Einflüsse der räumlichen Anordnung auf die Schleifenübertragungsfunktion

Über eine Raumübertragungsfunktion können bestimmte statistische Aussagen getroffen werden [9]. Ab einer von der Raumgröße abhängigen unteren Grenzfrequenz, die meist auch an der unteren Grenze des für die Beschallungstechnik wichtigen Frequenzbereiches liegt, läßt sich die Funktion aus einer Abfolge von Maxima und Minima beschreiben, deren Abstand etwa 2-4 Hz beträgt. Dabei liegen die größten Maxima 10-12 dB über dem Mittelwert (siehe Abb. 3.1). Die Funktion entsteht aus einer sehr großen Anzahl interferierender Wandreflexionen, wodurch die ausgeprägt starke Abhängigkeit von der Sender- und Empfängerposition im Raum zustande kommt. Bereits geringfügige Änderungen der Mikrofonposition von einigen cm können daher eine Verschiebung der Maxima und Minima

bewirken. Die Abbildungen 3.3 sowie 3.4 zeigen Ausschnitte aus zwei unterschiedlichen Schleifenübertragungsfunktionen, die ausschließlich durch eine Verschiebung des Mikrophones um ca. 20 cm entstanden sind. Die geglätteten Verläufe in Abbildung 3.2 zeigen dagegen kaum Unterschiede. Entscheidend für die maximale Verstärkung einer Beschallungsanlage ist aber immer der größte Peak in der Funktion und nicht der gemittelte Verlauf. Für den Betrieb mit einer möglichst hohen mittleren Verstärkung kann daher über den Ansatz des Glättungsfilters [6] versucht werden, die Spitzen in der Schleifenübertragungsfunktion möglichst auf ein gleiches Niveau zu bringen. Vorteile dieses Verfahrens sind vor allem darin zu sehen, daß die Filterfunktion nicht bei jeder kleinen Änderung der Mikrofonposition aktualisiert werden muß. Weiter soll hier auf diesen Filtertyp, der sowohl analog als auch digital realisiert werden kann, nicht eingegangen werden.

Wie bereits in Abschnitt 2 erläutert wurde, versucht das Subtraktionsfilter die Schleifenimpulsantwort nachzubilden und abhängig von der Filterlänge die ersten Reflexionen und den Direktschallanteil, die auf das Mikrophon zurückfallen, zu kompensieren. Der zu subtrahierende Zeitabschnitt muß daher zu jeder Zeit exakt vom Filter nachgebildet werden. Ein Beispiel soll die Problematik verdeutlichen:

Eine einzelne Wandreflexion erreicht mit 10 m Umweg gegenüber dem Direktschall das Mikrophon und trifft damit 29.4 ms später ein. Bei einer Abtastrate von 44.1 kHz kann das Filter mit einem entsprechenden Koeffizienten an der 1297. Position diese Reflexion kompensieren. Verlängert sich dieser Umweg durch ein Verschieben des Mikrophones um nur 20 cm, muß durch die um 0.58 ms verlängerte Laufzeit der entsprechende Koeffizient jetzt an 1323. Stelle im Filter stehen.

Zufriedenstellende Ergebnisse können daher nur bei räumlich stationären Aufbauten oder durch eine ständige Aktualisierung der Filterfunktion erreicht werden.

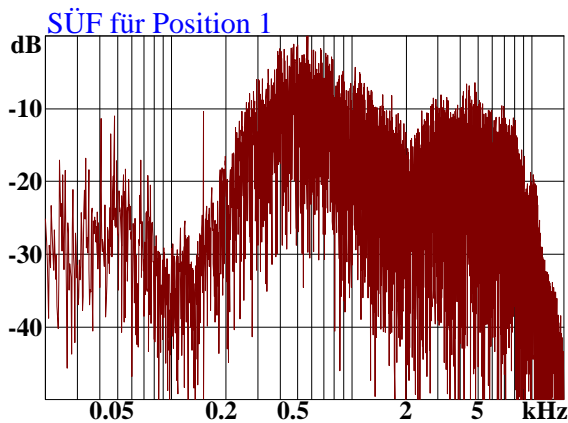


Abb. 3.1 SUF für Mikroposition 1

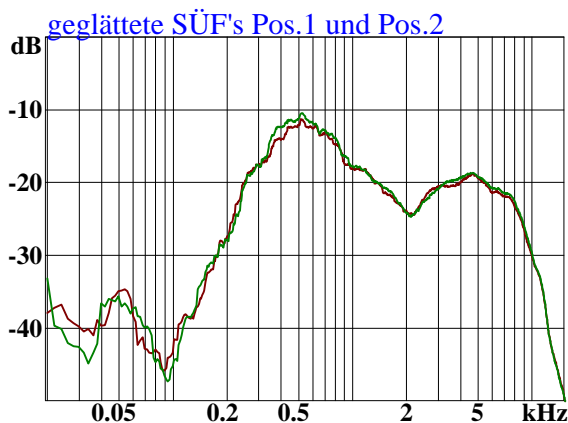


Abb. 3.2 Geglättete SUF's für Position 1 und Position 2

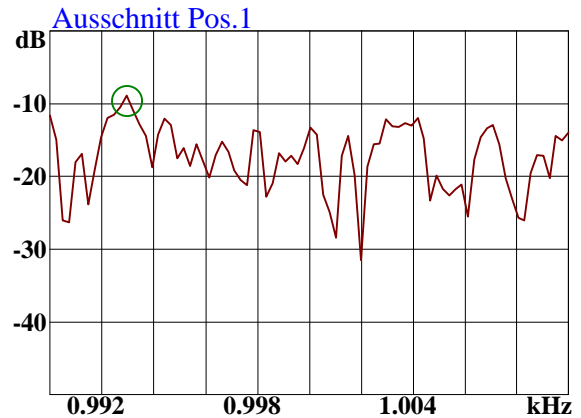


Abb. 3.3 Position 1 (Ausschnittvergrößerung)

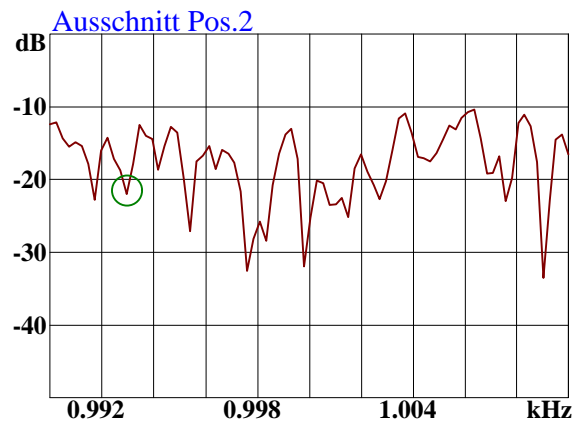


Abb. 3.4 Position 2 (Ausschnittvergrößerung)

4) Adaptive FIR-Filter

Adaptive FIR-Filter kommen heute in vielen Bereichen der Kommunikationselektronik zum Einsatz. Eine der wohl bekanntesten Anwendungen ist die Echounterdrückung bei Telefonübertragungen und Freisprecheinrichtungen [7][8]. Ebenso kommen sie in der Schwingungsanalyse zum Einsatz; typischerweise also dort, wo eine ständige Nachregelung der Filtercharakteristik gewünscht ist. Als Digitalfilter werden sie mit einem FIR-Filterkern, der über veränderliche Koeffizienten verfügt, realisiert.

Die Adaption an eine bestimmte Übertragungsstrecke, hier die Schleife der Beschallungsanlage, geschieht mit dem Ziel einer möglichst exakten Nachbildung. Der am weitesten verbreitete und einfachste Algorithmus ist hier der LMS (Least-Mean-Square). Abbildung 4.1 zeigt die Konfiguration des adaptiven Filters und der unbekanntenen Schleifenfunktion mit dem Subtrahierer und dem Fehlersignal.

a) (N)LMS-Algorithmus

Für jeden neuen Abtastwert wird aus den alten Koeffizienten $H(k-1)$, einem Fehlersignal $e(k)$ und den letzten Abtastwerten $X(k)$ ein neuer Koeffizientensatz $H(k)$ berechnet. Es gilt:

$H(k)$ ist ein N-Elemente-Vektor bestehend aus den Filterkoeffizienten zum Zeitpunkt k

$$H(k) = [h_0(k) \ h_1(k) \ h_2(k) \ \dots \ h_{N-1}(k)]^T \quad (\text{Gl.4.1})$$

das Fehlersignal $e(k)$ berechnet sich aus:

$$e(k) = d(k) - y(k) = d(k) - H^T(k)X(k) \quad (\text{Gl.4.2})$$

$X(k)$ ist der Vektor der Eingangswerte

$$X(k) = [x_0(k) \ x_1(k) \ x_2(k) \ \dots \ x_{N-1}(k)]^T \quad (\text{Gl.4.3})$$

Der Koeffizientenvektor $H(k)$ berechnet sich bei jedem Abtastwert aus der folgenden

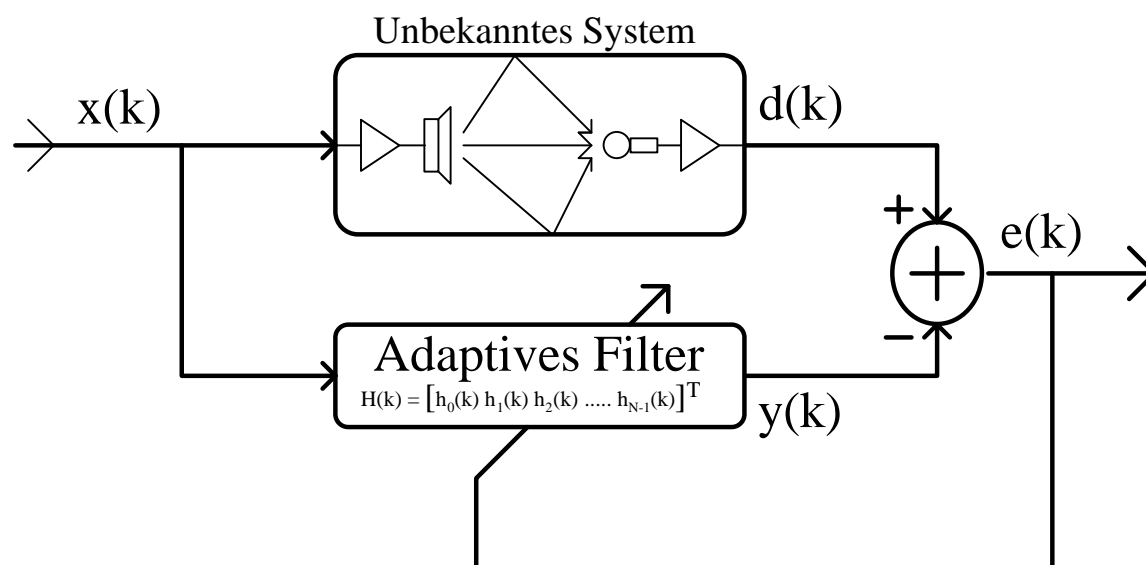


Abb. 4.1 Blockschaltbild eines adaptiven FIR-Filters

Gleichung neu, mit dem Ziel das Fehlerminimum zu erreichen:

$$H(k) = H(k-1) + \mu e(k) X(k) \quad (\text{Gl.4.4})$$

μ ist hier der Konvergenzparameter, der die Geschwindigkeit der Adaption bestimmt und für die Stabilität des Filters verantwortlich ist. Für breitbandiges Eingangssignal ist ein stabiles Verhalten für Werte von μ zwischen 0 und $1/N$ gegeben. N ist die Anzahl der Filterkoeffizienten. Abhängig vom Eingangssignal können aber auch deutlich größere Werte für den Konvergenzparameter μ zugelassen werden, was eine wesentlich kürzere Adaptionszeit zur Folge hat.

Als NLMS (Normalized LMS) bezeichnet man den LMS-Algorithmus mit variablem $\mu(k)$, welches in Abhängigkeit von der Leistung $\sigma^2(k)$ des Eingangssignales berechnet wird (Gl.4.6). Solange das Eingangssignal eine geringe Leistung hat, kann so ein schnelleres Konvergenzverhalten zugelassen werden und die Adaptionszeit optimiert werden. Für die Leistungsberechnung wird folgender Ansatz mit dem Glättungsparameter β gemacht:

$$\sigma^2(k) = \beta \sigma^2(k-1) + (1-\beta)x^2(k) \quad \text{mit } 0 \ll \beta < 1 \quad (\text{Gl.4.5})$$

$$\mu(k) = \mu / \sigma^2(k) \quad (\text{Gl.4.6})$$

Für den hier betrachteten Einsatzbereich in Beschallungsanlagen mit möglicherweise stark impulsartigen Signalen darf der Glättungsparameter β nicht zu groß gewählt werden. Eine lange Reaktionszeit bei plötzlichen Impulsen im Eingangssignal führt dann zu groben Fehlern in der Koeffizientenberechnung oder sogar zur Instabilität des ganzen Filters. Für den nicht ganz auszuschließenden Fall der Schwingneigung des Filters bedarf es daher für den praktischen Gebrauch ohnehin einer Kontrollfunktion, die in kritischen Fällen temporär die Schleife unterbricht und eine stabile Filterkonfiguration wieder herstellt.

b) Hilfs- und Störsignale

Die Adaptionsgeschwindigkeit des LMS-Algorithmus steht in direktem Zusammenhang mit den Korrelationseigenschaften des Eingangssignales $x(k)$ und möglicherweise vorhandenen

Störsignalen. Für den Einsatz des adaptiven Filters in Beschallungsanlagen, wie es in Abbildung 4.2 dargestellt ist, kann das eigentliche Nutzsinal $s(t)$ nicht zur Unterstützung des Adaptionprozesses verwendet werden, sondern muß als reines Störsignal gewertet werden. Sieht man den Vergleich zur Echounterdrückung in Freisprechanlagen, dann entspricht hier das Sprechersignal $s(t)$ dem des nahen Sprechers; der ferne Sprecher existiert nicht. Um überhaupt eine Adaption zu ermöglichen, bedarf es daher eines Hilfssignales $m(t)$. Weißes Rauschen zeigt hier schon ein sehr günstiges Verhalten im Vergleich zu Sprach- oder Musiksignalen. Noch deutlich günstiger stellt sich der Konvergenzverlauf mit perfekten Sequenzen als Anregungssignal dar [8][10]. Für alle Hilfssignale muß selbstverständlich beachtet werden, daß sie entweder nur in einer Trainingsphase der Anlage vor der eigentlichen Übertragung zum Einsatz kommen können, oder bei dauerndem Einsatz durch das Nutzsinal weitgehend verdeckt sein müssen. Eine Anpassung der Frequenzgewichtung des Hilfssignales an die A-Kurve hat sich verständlicherweise als günstig erwiesen [3].

Ein völliger Verzicht auf Hilfssignale wird erst dann möglich, wenn nicht der Anspruch besteht, die Rückkopplungen oder das Nachschwingen der Anlage bereits im voraus abzufangen. Sobald auf den Frequenzen mit der höchsten Schleifenverstärkung ein Nachschwingen entsteht oder die Schleife sogar schon schwingt, ist die Signalenergie in diesen Bereichen so groß, daß die Filter sofort adaptieren. Auch hier kann in einer Trainingsphase zunächst die Verstärkung langsam soweit erhöht werden, bis die Anlage anschwingt und die Filter einsetzen. Eine Änderung der Randbedingungen führt in dieser Betriebsart zu vorübergehenden Nachschwingern, die dann aber auch sofort adaptiert und ausgelöscht werden.

Die Abbildungen 4b.1 und 4b.2 zeigen die Messung der adaptierten Filterkurve mit und ohne Hilfssignal. Ohne Hilfssignal erfolgt die Adaption nur für die Frequenzen, bei denen die 0 dB-Grenze überschritten wird und die Anlage bereits schwingt oder zumindest eine Neigung zum Nachschwingen vorhanden ist, wogegen das breitbandige Hilfssignal eine vollständige Adaption erlaubt. Das optimale Verhalten perfekter Sequenzen in Simulationen und Anwendungen für Echokompensatoren konnte in praktischen Tests mit dem Subtraktionsfiltern in Beschallungsanlagen nicht erreicht werden, so daß hier A-bewertete Maximalfolgen zum Einsatz kamen. Ein weiterer Vorteil dieser Signale sind die günstigen Verdeckungseigenschaften durch das Nutzsinal.

c) Stabilitätsprobleme

Stabilitätsprobleme können im adaptiven Algorithmus vor allem durch zu hohe Konvergenzgeschwindigkeit oder durch plötzliche Störimpulse auftreten. Der steuernde Konvergenzparameter $\mu(k)$ kann aber nur dann im absolut sicheren Bereich eingestellt werden, wie schon im Unterpunkt 4a erläutert wurde, wenn ein extremer Verlust an Konvergenzgeschwindigkeit hingenommen wird. Entscheidend für einen stabilen Betrieb ist daher die Steuerfunktion des Konvergenzparameters. Sehr kurze Ansprechzeiten und eine auf die Filterlänge angepaßte Abklingzeit haben sich als günstig und betriebssicher erwiesen.

Filterfunktionen, die durch Adaption auf eine Schleifenfunktion mit mehr als 0 dB maximaler Verstärkung entstanden sind, können, wenn die Schleifenverstärkung zurückgenommen wird, für sich Schwingneigung entwickeln, soweit die Anpassung nicht schnell genug nachgeführt wird. Schon aus diesem Grund ist eine stationäre Filterfunktion ohne weitere Adaption nach der Trainingsphase nicht empfehlenswert. Gänzlich vermieden werden können diese Probleme nur durch einen Betrieb gerade noch unterhalb der 0 dB Grenze.

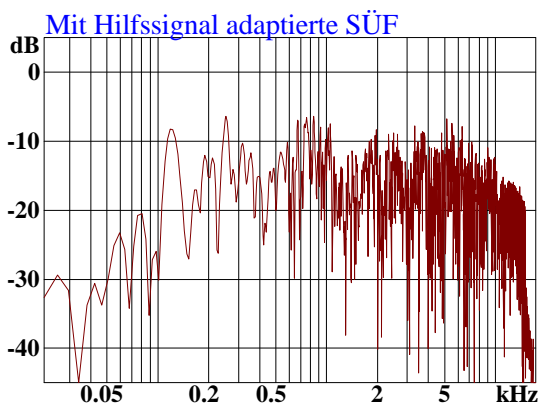


Abb.4b.1 Mit Hilfssignal adaptierte SÜF

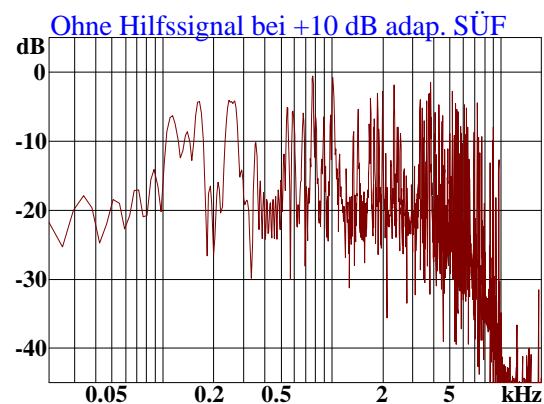


Abb.4b.2 Ohne Hilfssignal bei +10 dB adaptierte SÜF

d) Hardware-Realisierung

Für die Testphase des Filterkonzeptes wurde auf ein bestehendes DSP System mit externen 18/20-bit AD/DA-Wandlern zurückgegriffen. Als Hostprozessor für den Datentransfer und

Abb.4.2 Blocksaltbild der Schleife mit Filter

Berechnung der Steuerparameter diente ein Motorola DSP 56001/20 Signalprozessor mit jeweils 32k Worte Speicher in allen Bereichen. Die eigentliche Berechnung der adaptiven Filter machte auf Grund der erheblichen Rechenleistung den Einsatz von algorithmusspezifischen DSP's notwendig. Überschlägige Abschätzungen der Filterlängen ergeben, daß selbst in kleinen Räumen mit Nachhallzeiten von 1-1.5 s Filterlängen von mindestens 50 ms notwendig sind. Für eine Abtastrate von 44.1 kHz bedarf das einer Rechenleistung von 340 MIPS für die Adaption und das FIR-Filter. 16 XSP 56200/10 in cascadiertes Anordnung stellen diese Leistung zur Verfügung und erlauben eine einfache Handhabung über den Hostprozessor.

e) Filterlängen

Entscheidend für den effektiven Stabilitätsgewinn durch das Subtraktionsfilter ist neben der schnellen Adaption die Filterlänge im Vergleich zum Abklingverhalten der Schleifenimpulsantwort. Je größer der Energieanteil ist, der in dem Teil der Schleifenimpulsantwort sich befindet, der durch das Filter subtrahiert wird, umso größer ist der Stabilitätsgewinn. Im Frequenzbereich betrachtet, geht das mit der Fähigkeit einher, möglichst genau die scharfen Maxima in der Schleifenübertragungsfunktion mit der Filterfunktion nachzubilden. Die Abbildungen 4e.1 und 4e.2 zeigen einen Ausschnitt aus der gemessenen Schleifenübertragungsfunktion und den zugehörigen Ausschnitt aus der adaptierten Filterfunktion. Deutlich ist hier zu erkennen, daß die unzureichende Filterauflösung dann kritisch wird, wenn ein schmales Maximum von breiteren Minima umgeben ist. Das Maximum bei 160 Hz erscheint in der Filterfunktion nicht und führt zu einem Fehler von nahezu 15 dB. Die in Unterpunkt 4d aufgeführte Hardware erreicht auf Grund dieser Problematik in einem Testraum mit 1.2 s Nachhallzeit trotz der vergleichsweise großen Rechenleistung nur einen Stabilitätsgewinn von 5 dB. Die Impulsantworten und Schleifenübertragungsfunktionen für diesen Fall sind in den Abbildungen 2.2 und 2.3 dargestellt.

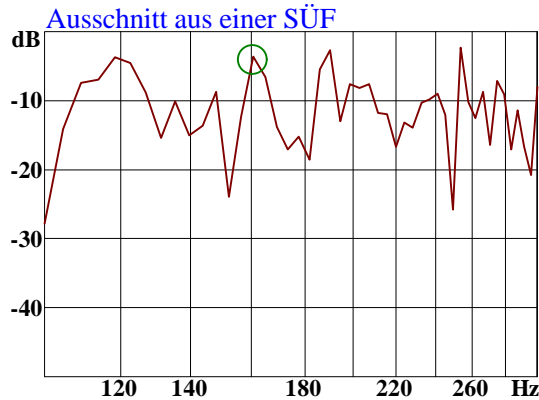


Abb.4e.1 Ausschnitt einer SÜF

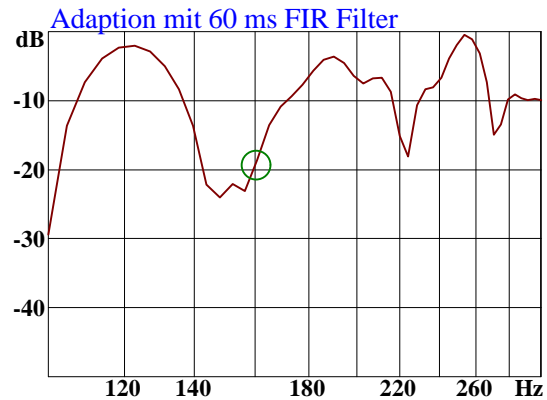


Abb.4e.2 Ausschnitt der zugehörigen Adaption mit einer Filterlänge von 60 ms

5) Beurteilung und Meßverfahren

Um den tatsächlich im Zuhörerraum erreichten Pegelgewinn bei Einsatz einer Verstärkeranlage mit oder ohne zusätzliche Filter zu bestimmen, kann ein Maximalfolgen-Meßverfahren zum Einsatz kommen, bei dem der Sprecher durch einen Lautsprecher und der Zuhörer durch ein Mikrofon ersetzt werden. Zur Beurteilung der hier vorgestellten Filter wurde je eine Messung ohne Filter mit einer maximalen Schleifenverstärkung von -5 dB und eine Messung mit Filter, ebenfalls bei -5 dB maximaler Schleifenverstärkung, gemacht. Der Verlauf der oktavgemittelten Kurven gibt direkt darüber Aufschluß, wie hoch der Pegelgewinn in welchen Frequenzbereichen ist. Für Sprache bedarf der Bereich von 100 Hz bis 3 kHz einer besonderen Beachtung.

6) Meßergebnisse und ein erster praktischer Test

Exemplarisch sollen aus einigen Messungen die Ergebnisse aus dem Testraum mit 1.2 s Nachhallzeit gezeigt werden. Der mit ca. 50 m² relativ kleine Raum war kaum bedämpft und erreichte daher die relative lange Nachhallzeit. Abbildung 6.1 zeigt den am Zuhörerplatz erreichten Pegel ohne/mit Verstärker und mit einem Subtraktionsfilter. Die maximale Schleifenverstärkung lag in beiden Fällen bei -5 dB. Breitbandig wird so ein Pegelgewinn von ca. 4dB erreicht, ohne daß ein verstärktes Nachschwingen auftritt. Für diese Konfiguration, bei der die tatsächliche Schleifenverstärkung ohne Filter gerechnet auf 0 dB eingestellt war, konnte das Filter auch bei Mikrofonbewegungen durch die schnelle Adaption die Schleife im stabilen

Bereich halten. Kritisch erschien lediglich das Verhalten bezüglich des hörbaren Nachschwingens bei gleichzeitiger Mikrophonbewegung und starkem Sprechersignal, wobei die Konvergenzgeschwindigkeit minimal eingestellt werden mußte um Fehlanpassungen zu vermeiden. Dessenungeachtet erscheint dieser Kompromiß soweit praktisch verträglich zu sein, als daß durch Nachschwingen oder einsetzendes Pfeifen die Konvergenz für diese Frequenzen durch die hohe Signalenergie stark verbessert wird.

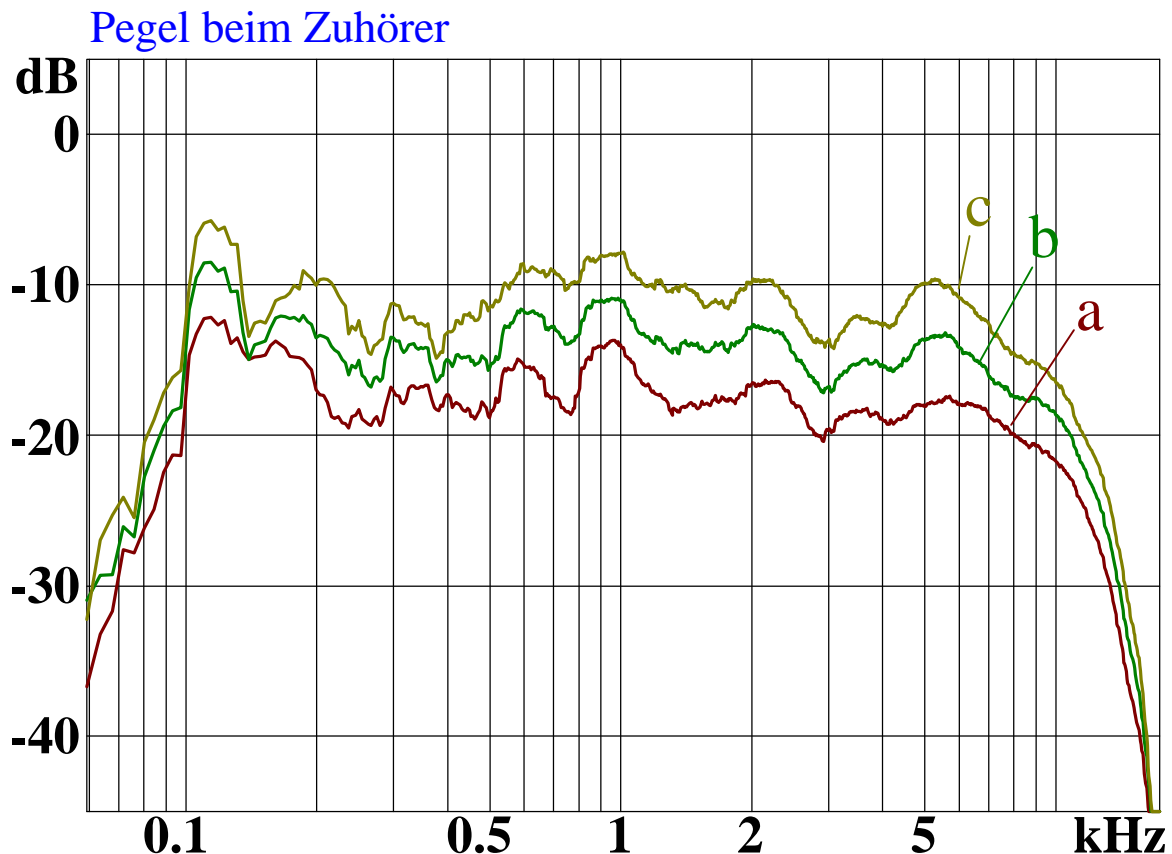


Abb.6.1 *Pegel beim Zuhörer (terzgeglättet)*

a) ohne Verstärker (rt)

b) mit Verstärker bei -5 dB max. Schleifenverstärkung (gr)

c) mit Verstärker und Filter bei -5 dB max. Schleifenverstärkung (ge)

7) Perspektiven und Probleme

Wie in allen Bereichen der digitalen Signalverarbeitung kann auch hier durch neue Prozessoren mit höherer Rechenleistung eine Verbesserung der Ergebnisse erwartet werden. Insbesondere die Nachbildung der komplexen Schleifenimpulsantworten und Übertragungsfunktionen könnte noch erheblich exakter geschehen.

Das Subtraktionsfilter reagiert kritisch auf Veränderungen der Mikrofonposition und bedarf unter bestimmten Umständen einer ständigen Aktualisierung durch ein Meßsystem oder eines adaptiven Algorithmus zur Nachführung der Filterfunktion.

Im praktischen Einsatz können mit dem Subtraktionsfilter abhängig von der Nachhallzeit und der Filterlänge 3-10 dB höhere Verstärkungen eingestellt werden, ohne mehr Nachschwingen in der Wiedergabe zu haben. Häufig zeigen Beschallungsanlagen mit Filter auch deutlich gutmütigeres und trägeres Verhalten bezüglich der Rückkopplungsneigung. Trotz der Filterung auftretendes Pfeifen in einer Verstärkeranlage wird durch die schnelle Adaption sicher abgefangen und bedarf, wie auch alle anderen Funktionen, keinerlei Bedienung von außen.

8) Literaturhinweise

- [1] W.Ahnert/W.Reichert: Grundlagen der Beschallungstechnik
Hirzel-Verlag Stuttgart 1981
- [2] J.Fasbender: Zur Kontrolle der akustischen Rückkopplung in Beschallungsanlagen ;
Dissertation an der RWTH Aachen 1984
- [3] A.Goertz: Messung der Schleifenverstärkung von Beschallungsanlagen
DAGA 92
- [4] A.Goertz: Stabilitätskriterien von Beschallungsanlagen
Production Partner 6/92 und 1/93
- [5] A.Goertz: Einsatz von Digitalfiltern zur Unterdrückung von Rückkopplungen
in Beschallungsanlagen ; DAGA 93
- [6] A.Goertz: Erprobung verschiedener Digitalfilter zur Unterdrückung der akustischen
Rückkopplungen in Beschallungsanlagen ; DAGA 94
- [7] P.Sangil: 170 MIPS Real-Time Adaptive Digital Filter Board ;
91st AES Convention New York 1991
- [8] C.Antweiler: Orthogonalisierte Verfahren zur Verbesserung von
digitalen Freisprecheinrichtungen
8.Aachener Kolloquium Signaltheorie , März 1994
- [9] H.Kuttruff/M.R. Schroeder: On Frequency Response Curves in Rooms
JASA 34 (1962) S.76-80
- [10] H.D. Lüke: Korrelationssignale
Springer-Verlag , Berlin Heidelberg New York 1992