

# Die Berechnung digitaler FIR-Entzerrfilter aus Messungen analoger Filter

Hartmut R. Pfitzinger

Institut für Phonetik und Sprachliche Kommunikation  
LMU, Schellingstr. 3, D-80799 München, Germany  
e-mail: hpt@phonetik.uni-muenchen.de

## Zusammenfassung

Im folgenden Bericht wird anhand eines konkreten Beispiels — einer Aufnahmeanordnung für Sprachaufnahmen im fahrenden Automobil — gezeigt, wie aus der Frequenzgangmessung analoger Komponenten zum einen direkt und zum anderen über den Umweg einer idealisierten Frequenzfunktion ein FIR-Filter berechnet werden kann, das in der Lage ist, den gemessenen Frequenzgang exakt zu linearisieren.

In dieser speziellen Anwendung wurde bisher ein analoges Hochpaßfilter achter Ordnung mit 70 Hz Grenzfrequenz eingesetzt, um tieffrequente Störungen vom Aufnahmegerät fernzuhalten. Dieses wird hier durch ein einfaches analoges Hochpaßfilter niedriger Ordnung aber mit erheblich höherer Grenzfrequenz ersetzt, wobei ein digitales Filter die dadurch eingeführte und ausgemessene Frequenzgangverzerrung wieder rückgängig macht und zugleich die gewünschte 70-Hz-Hochpaßfilterung durchführt. Anhand einer abschließenden Messung der Gesamtübertragungsfunktion beider Filter wird die Funktionsfähigkeit dieser Kombination verifiziert.

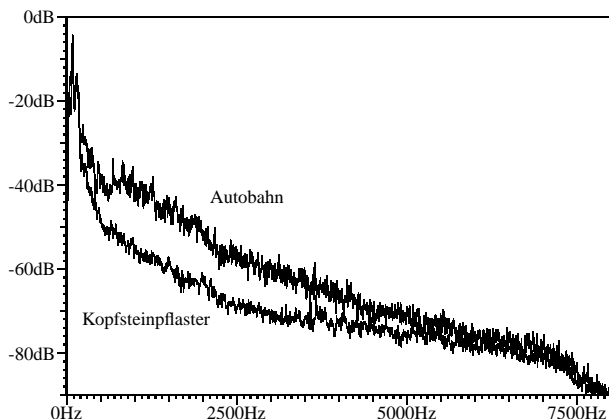


Bild 1: Mittlere Energieverteilung des Hintergrundgeräuschs in einem BMW540 bei 100 km/h auf der Autobahn sowie bei 50 km/h auf Kopfsteinpflaster.

## 1 Einleitung

Im fahrenden Automobil zeigen sich energiereiche tieffrequente Schwingungen verursacht durch das Motorgeräusch, das Abrollgeräusch der Reifen, das durch die Unebenheit der Fahrbahn verursachte Rumpeln und das Windgeräusch bei offenem Fenster. Bild 1 und 2 zeigen jeweils zwei typische spektrale Energieverteilungen im Automobil bei 100 km/h auf der Autobahn und bei 50 km/h auf Kopfsteinpflaster. Die Fenster sind in beiden Fällen geschlossen.

Bei Sprachaufnahmen im fahrenden Kraftfahrzeug, wie sie in jüngerer Zeit von der Industrie für das Trainieren von Spracherkennern für Sprachsteuerungen im Automobil benötigt werden (Van Compernelle, 1997 [9]), verursachen diese Störgeräusche ein ernstzunehmendes aufnahmetechnisches Problem, wenn es nicht gelingt oder nicht erwünscht ist, das Mikrofon nahe am Mund des Sprechers zu plazieren. Dann muß die Aufnahmesteuerung an das energiereiche tieffrequente Störsignal angepaßt werden, um Clipping zu vermeiden, und das deutlich leisere Sprachsignal wird folglich wesent-

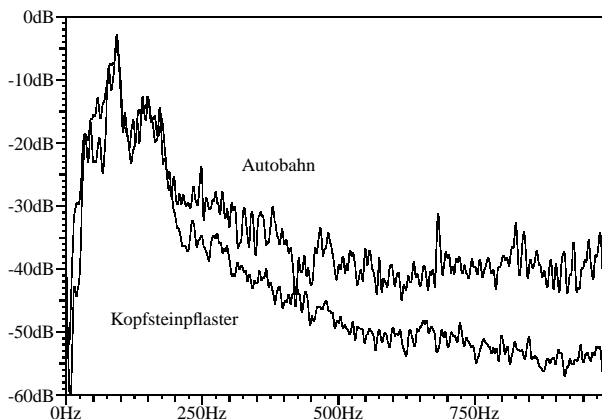


Bild 2: Detailausschnitt aus Bild 1: Der Frequenzbereich unterhalb von 200 Hz ist mindestens 20 dB bzw. 35 dB lauter als der Frequenzbereich oberhalb von 500 Hz.

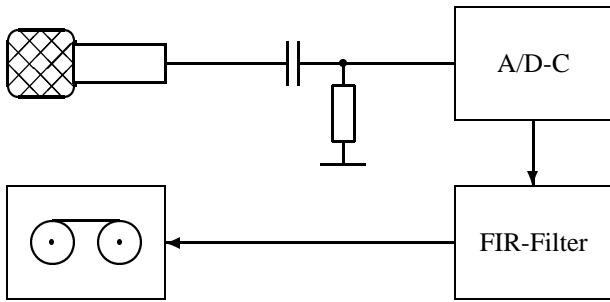


Bild 3: Neue Aufnahmeanordnung mit FIR-Entzerrfilter für Sprachaufnahmen im fahrenden Automobil.

lich geringer angesteuert und nutzt nur noch einen Teil des verfügbaren Dynamikbereichs des Aufzeichnungsgerätes.

Abhilfe wird üblicherweise dadurch geschaffen, daß dem Mikrofon noch vor der AD-Wandlung ein steilflankiges analoges Hochpaßfilter nachgeschaltet ist, das die tieffrequenten Störungen unterhalb von etwa 70 Hz vom Eingang des Wandlers fernhält (Langmann et al., 1997 [5]). Auch beim Einsatz von mehreren aufwendig gekoppelten Mikrofonen (Grenier, 1993 [2]) ist diese Hochpaßfilterung obligatorisch. Doch Bild 2 läßt deutlich erkennen, daß das Eliminieren der Schwingungen unterhalb von etwa 70 Hz nur einen Teil der Störungen beseitigt, denn die energiereichen tiefen Frequenzen treten bis etwa 200 Hz auf. Auch die besonders störende Resonanzfrequenz bei etwa 90 Hz wird nicht gedämpft.

In diesem Bericht soll bei der Lösung des Problems ein neuer Weg gegangen werden, indem kein steilflankiges analoges Filter benutzt wird, das hohe Kosten und große Phasenfehler und Welligkeit nahe der Grenzfrequenz verursacht, sondern ein einfaches analoges Hochpaßfilter niedriger Ordnung, das aber eine wesentlich höhere Eckfrequenz aufweisen muß, um tieffrequente Störungen ausreichend zu bedämpfen. Der dadurch produzierte Frequenzgangfehler wird durch ein linearphasiges digitales FIR-Filter kompensiert, das zugleich ein steiles Hochpaßfilter mit der ursprünglich gewünschten Eckfrequenz realisiert. Abbildung 3 zeigt das entsprechende Blockschaltbild.

Dieser Ansatz hat zusätzlich den Vorteil, daß das analoge Filter wie eine Emphase wirkt, die spektrale Energieverteilung des Störgeräusches ausgeglichener verlaufen läßt und damit den nutzbaren Dynamikbereich gravierend vergrößert.

## 2 Vorgehensweise

Die Lösung des Problems der Dimensionierung beider Filter wird durch die folgenden vier Schritte erreicht.

1. Das einzusetzende Mikrofon muß auf seinen Frequenzgang geprüft werden um festzustellen, inwie-

fern der tieffrequente Bereich allein durch die Übertragungsfunktion des Mikrofons beeinflusst wird.

2. Anhand der typischen Energieverteilung (Bild 1) und der Übertragungsfunktion des Mikrofons muß ein analoges Hochpaßfilter niedriger Ordnung aber mit höherer Eckfrequenz gebaut und ausgemessen werden.
3. Aufgrund der Messungen des analogen Hochpaßfilters muß ein digitales Filter berechnet werden, das den Frequenzbereich von der Eckfrequenz des analogen Filters bis zur Eckfrequenz von etwa 70 Hz kompensiert und den darunter liegenden Frequenzbereich möglichst steilflankig absenkt.
4. Schließlich ist noch eine Messung der Gesamtübertragungsfunktion der Aufnahmeanordnung erforderlich, um zu verifizieren, daß die neue Aufnahmeanordnung keine Fehler einführt.

## 3 Messung der Übertragungsfunktion eines Mikrofons

Bei dem für die Sprachaufnahmen im Auto gewünschten Mikrofon handelt es sich um ein AKG Q-400-II Elektretkondensatormikrofon mit Nierenrichtcharakteristik. Um festzustellen, ob die tiefen Frequenzen schon durch das Mikrofon allein genügend gedämpft werden, wird eine Meßanordnung gemäß Bild 4 aufgebaut, die das Vorhandensein eines reflektionsarmen Raumes voraussetzt und mit der der Frequenzgang wie folgt ermittelt werden kann.

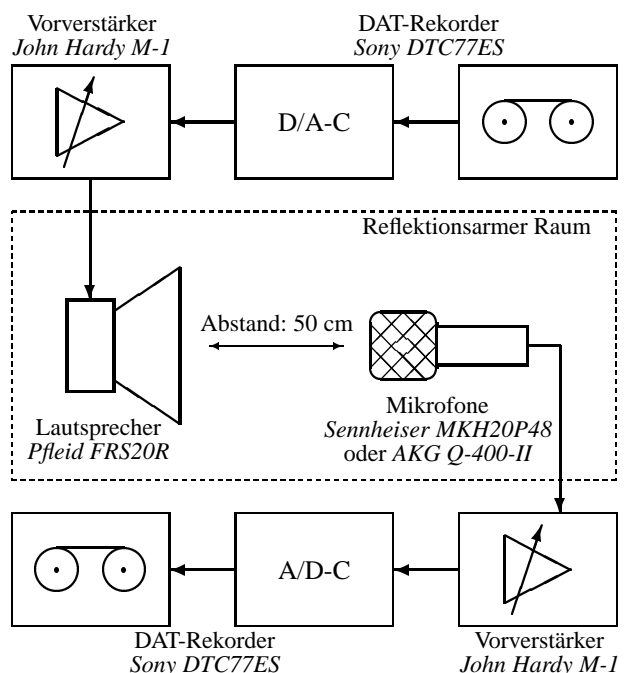


Bild 4: Versuchsaufbau zum Messen von Übertragungsfunktionen elektroakustischer Wandler.

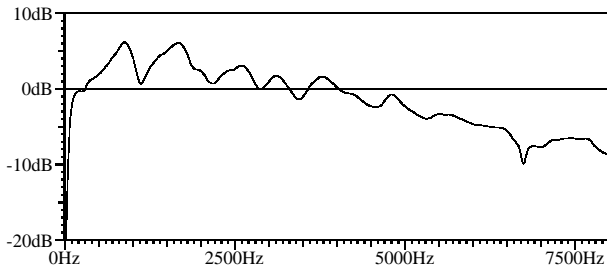


Bild 5: Kombinierte Übertragungsfunktion des Mikrofons *Sennheiser MKH20P48* und des Lautsprechers *Pfeid FRS20R* im reflektionsarmen Raum.

Zuerst wird ein Meßmikrofon mit bekanntem linearem Frequenzgang (*Sennheiser MKH20P48*) in 50 cm Abstand vor einem hochqualitativen punktstrahlenden Aktivmonitor (*Pfeid FRS20R*) platziert. Ein über den Lautsprecher wiedergegebener digitaler Dirac-Impuls wird nacheinander durch die Impulsantworten des Lautsprechers und des Meßmikrofons gefaltet, so daß der kombinierte Frequenzgang beider akustischen Wandler ausgemessen wird (Bild 5). Die offensichtliche Welligkeit des Frequenzganges wird größtenteils durch den Lautsprecher hervorgerufen und ist typisch für elektrodynamische Lautsprecher. Dann wird das Aufnahmemikrofon (*AKG Q-400-II*) an Stelle des Meßmikrofons in gleicher Position verwendet und wiederum der kombinierte Fre-

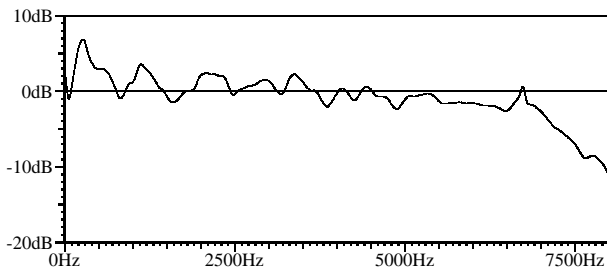


Bild 6: Differenzfrequenzgang zwischen dem *AKG Q-400-II* und dem *Sennheiser MKH20P48*.

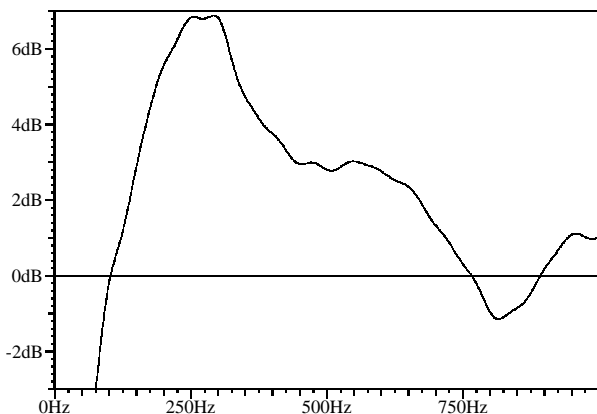


Bild 7: Differenzfrequenzgang zwischen dem *AKG Q-400-II* und dem *Sennheiser MKH20P48*. Dargestellt mit durch ein größeres Analysefenster erhöhter Frequenzauflösung.

quenzgang ausgemessen. Wird nun vom zweiten Meßergebnis das erste subtrahiert, so kürzt sich der Frequenzgang des Lautsprechers heraus, und es bleibt der Frequenzgang des Aufnahmemikrofons abzüglich des linearen Frequenzganges des Meßmikrofons.

Das Ergebnis dieser Prozedur (Bild 6) zeigt, daß das Aufnahmemikrofon eine Tiefpaß-Funktion mit einer Eckfrequenz von etwa 7 kHz aufweist. Der relevante Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz ist in Bild 7 mit Hilfe einer höheren Frequenzauflösung detaillierter dargestellt. Hier zeigt sich zusätzlich, daß eine Bandpaß-Charakteristik mit einer unteren Eckfrequenz von etwa 75 Hz aber zu geringer Flankensteilheit vorliegt. Außerdem wird die deutliche Anhebung des Frequenzbereichs von 150 Hz bis 350 Hz auch die entsprechenden tieffrequenten Störgeräuschanteile anheben und damit die Aussteuerung verschlechtern. Abhilfe durch Bedämpfen auch dieses Frequenzbereichs wäre also wünschenswert.

## 4 Bau und Messung des analogen Hochpaßfilters

Um mit einem analogen Hochpaßfilter niedriger Ordnung diese Übertragungsfunktion sinnvoll zu korrigieren, muß bei etwa 300 Hz eine Dämpfung um mindestens 6 dB erreicht werden.

Würde man hierfür ein Filter zweiter Ordnung einsetzen, so würde eine Frequenz von 150 Hz schon um 18 dB abgesenkt werden und 75 Hz um 30 dB. Diese Frequenzen müßten also durch das digitale Kompensationsfilter wieder um den gleichen Betrag angehoben werden, da die tatsächlich angestrebte Eckfrequenz bei 70 Hz liegen soll. Aber bei 30 dB Anhebung ist die Gefahr groß, daß dabei schon das Grundrauschen des Aufzeichnungsgerätes angehoben und damit der Signal-Rausch-Abstand (SNR) unnötigerweise verschlechtert wird.

Ein Filter erster Ordnung würde 75 Hz um 18 dB absenken und damit den tieffrequenten Störschall hinreichend vom AD-Konverter fernhalten. Die Grenzfrequenz des Filters müßte dann bei etwa 600 Hz liegen. Aufgrund der Rasterung der Werte von elektronischen Bauelementen und der bewußten Beschränkung auf Standardwerte wurde die Eckfrequenz rechnerisch auf etwa 630 Hz festgelegt.

Mit dem in Bild 4 dargestellten Versuchsaufbau wurde die in Bild 8 gezeigte Übertragungsfunktion des analogen Hochpaßfilters ermittelt, indem vom gemessenen Frequenzgang des Aufnahmemikrofons mit analogem Filter der Frequenzgang ohne Filter subtrahiert wurde. Die Eckfrequenz liegt tatsächlich bei etwa 640 Hz, womit 80 Hz um etwa 18 dB abgesenkt werden. Die Welligkeit von etwa  $\pm 1$  dB im Frequenzgang oberhalb von 1 kHz wird wahrscheinlich durch Meßfehler und nicht durch das analoge Filter verursacht.

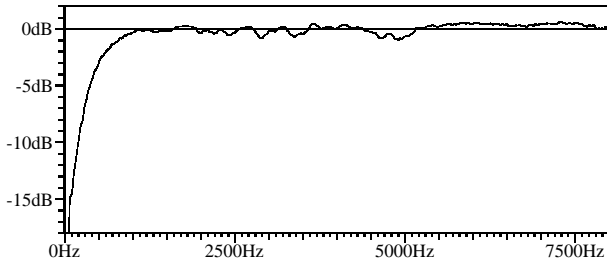


Bild 8: Gemessene Übertragungsfunktion des analogen Hochpaßfilters erster Ordnung.

## 5 Design des digitalen Filters

Da ein analoges Filter erster Ordnung einen maximalen Phasenfehler von 180 Grad erzeugen kann und dieser tolerabel ist, muß nur der Amplitudengang kompensiert werden. Gleichzeitig soll ein steilflankiges Hochpaßfilter realisiert werden, das als IIR-Filter realisiert enorme Phasenfehler produzieren würde. Um diese zu vermeiden, wird ein phasenlineares FIR-Filter mit konstanter Gruppenlaufzeit gewählt, wie es mit dem wohlbekanntem Parks-McClellan-Programm berechnet werden kann (Rabiner & Gold, 1975 [8], IEEE, 1979 [1], Lacroix, 1980 [4], Parks & Burrus, 1987 [7], Hess, 1993 [3], Lee & Oppenheim, 1997 [6]).

Üblicherweise werden dem Programm eine Reihe von Paß- und Stopbändern mit gewünschten Verstärkungsfaktoren und Gewichtungen übergeben. Hier aber soll eine beliebige Übertragungsfunktion mit vom Verstärkungsfaktor unabhängiger Welligkeit erzeugt werden. Für diesen Zweck muß das Programm lediglich dahingehend verändert werden, daß die Werte der Felder der Gewichtungsfunktion und der Verstärkungsfaktorfunktion durch die nachfolgenden beiden Funktionen gesetzt werden.

### 5.1 Veränderung der Gewichtungsfunktion

Wenn die Gewichtungen durch die nachfolgend dargestellte Funktion des Verstärkungsfaktors gesetzt werden, bleibt die Welligkeit der Übertragungsfunktion im gesamten Frequenzbereich konstant:

$$wate(n) = \frac{1}{eff(n)},$$

wobei *wate* die Gewichtungsfunktion, *n* die normalisierte Frequenz (0...0.5) und *eff* die Verstärkungsfaktorfunktion ist. Für den Verstärkungsfaktor 0, also die maximale Dämpfung, die z.B. bei einem Stopband gewünscht wird, muß empirisch ein von der Anzahl der Koeffizienten abhängiger sinnvoller Wert gefunden werden, da er die Welligkeit im Durchlaßbereich beeinflusst.

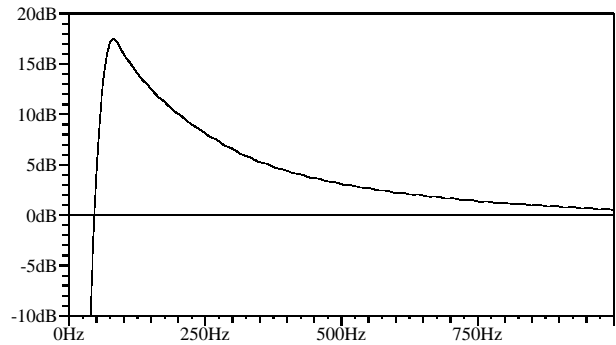


Bild 9: Übertragungsfunktion des FIR-Filters, das mit dem für die Funktions-Methode modifizierten Parks-McClellan-Programm entworfen wurde.

### 5.2 Veränderung der Verstärkungsfaktorfunktion

#### 5.2.1 Funktions-Methode

Die mathematische Beschreibung der gewünschten Übertragungsfunktion in der Frequenzdomäne kann direkt im modifizierten Programm erfolgen. Beispielsweise wird die in dieser Anwendung benötigte Übertragungsfunktion des Entzerrfilters durch folgende Formel hinreichend beschrieben:

$$eff(n) = \begin{cases} 0 & : n \leq \frac{20}{16000} \\ -1 & : \frac{20}{16000} < n \leq \frac{85}{16000} \\ \frac{640}{16000} \frac{1}{n} & : \frac{85}{16000} < n \leq 0.5 \frac{640}{16000} \\ 2^{\frac{1}{3} \left( \frac{640}{16000} \frac{2}{n} - 1 \right)} & : 0.5 \frac{640}{16000} < n \leq 2 \frac{640}{16000} \\ 1 & : n > 2 \frac{640}{16000} \end{cases}$$

Zusätzlich muß das Programm derart modifiziert werden, daß der Wert  $-1$  als Ergebnis von *eff* dazu führt, daß für diesen Frequenzbereich keine Werte vorgegeben werden. Diese Lücke ist notwendig, damit der Remez-Algorithmus genügend Freiheiten hat, um die Flanke zwischen Paßband und Stopband zu modellieren. Die Größe der Lücke wurde in Abhängigkeit der Koeffizienten durch Probieren gefunden.

Die notwendige Anzahl der Koeffizienten ergibt sich ebenfalls durch Probieren. Die aus obiger Funktion resultierende Übertragungsfunktion des digitalen Kompensationsfilters ist in Bild 9 bis 1 kHz zu sehen.

#### 5.2.2 Kopie-Methode

Hier wird das Parks-McClellan-Programm derart modifiziert, daß die Verstärkungsfaktorfunktion *eff* eine beliebige abgetastete Übertragungsfunktion als Eingabe verwenden kann, so daß ein FIR-Filter mit nahezu identischer Übertragungsfunktion berechnet wird, also eine „Kopie“ entsteht.

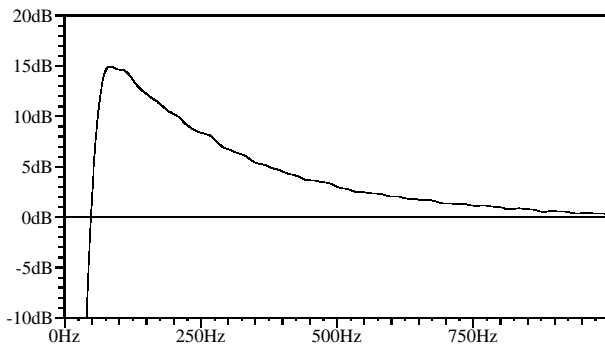


Bild 10: Übertragungsfunktion des FIR-Filters, das mit dem für die Kopie-Methode modifizierten Parks-McClellan-Programm entworfen wurde.

Für diese konkrete Anwendung wird die in Bild 8 dargestellte Übertragungsfunktion an der 0-dB-Achse gespiegelt und als Eingabe verwendet. Auf diese Weise läßt sich also das inverse FIR-Filter zum analogen Filter berechnen; die Frequenzgangverzerrung wird wieder exakt entzerrt. Auch hier wird zusätzlich der Frequenzbereich unterhalb von 70 Hz so manipuliert, wie in der Gleichung in Absatz 5.2.1 in der ersten und zweiten Zeile angegeben. Die Übertragungsfunktion des resultierenden FIR-Filters ist in Bild 10 bis 1 kHz dargestellt. Ein Vergleich mit dem in Bild 8 gezeigten Frequenzgang des analogen Hochpaßfilters zeigt oberhalb von 85 Hz keine Unterschiede.

## 6 Test der neuen Aufnahmeanordnung

Beide FIR-Filter wurden mit 1023 Koeffizienten entworfen. Da das FIR-Filter, das direkt aus der abgetasteten Übertragungsfunktion errechnet wurde, nahezu exakt sogar die Meßgenauigkeiten kompensiert und damit eine zusätzliche Welligkeit einführt, soll hier nur auf das aus der formal beschriebenen Übertragungsfunktion mit der Funktions-Methode berechnete FIR-Filter eingegangen werden, das später auch angewendet wurde.

Um zu überprüfen, ob die beiden Komponenten analoges und digitales Filter sich hinreichend gut ergänzen, wurde die Impulsantwort des hochpaßgefilterten Aufnahmefunktionsfilters mit dem digitalen Kompensationsfilter gefaltet und von der resultierenden Übertragungsfunktion diejenige des ungefilterten Mikrofons subtrahiert. Das Ergebnis ist in Bild 11 zu sehen und zeigt einen nahezu geraden Frequenzgang bis zur gewünschten Eckfrequenz, unterhalb derer mit etwa 48 dB/Oct. abgesenkt wird. Die leichte Anhebung bei etwa 100 Hz um weniger als 2 dB ist unproblematisch und möglicherweise auf Meßfehler beim Mikrophon mit analogem Filter zurückzuführen.

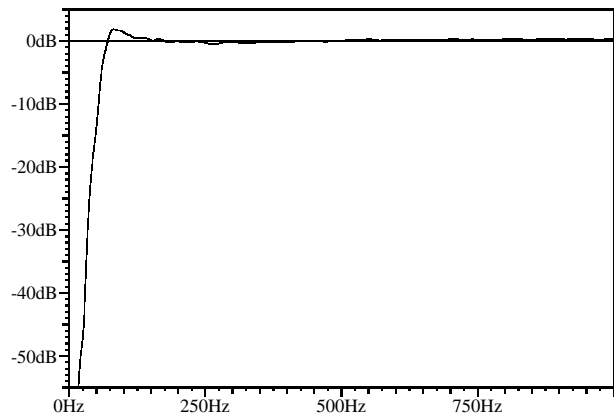


Bild 11: Frequenzgang des analogen Hochpaßfilters erster Ordnung in Verbindung mit dem mit der Funktions-Methode berechneten Kompensations-FIR-Filter.

## 7 Fazit

Das Ziel, bei geringen Phasenfehlern und Welligkeit eine starke Verringerung des Störgeräuschs vor der AD-Konvertierung zu erhalten, konnte durch diese Filterkombination sehr wirksam und kostengünstig erreicht werden.

Inzwischen wurden mit dieser Aufnahmeanordnung in drei akustisch sehr unterschiedlichen Automobilen etwa 160 Versuchspersonen aufgezeichnet. Die Dimensionierungen der Filter stellten sich in allen drei Kraftfahrzeugen als unproblematisch heraus; die Filterkombination hat sich also auch in der Praxis als sehr wirkungsvoll erwiesen.

In einer zukünftigen Untersuchung soll geprüft werden, inwiefern sich die Eigenschaften von durch die Kopie-Methode berechneten inversen FIR-Filtern im Vergleich zu LPC-basierten inversen FIR-Filtern positiv oder negativ bemerkbar machen. Weiterhin muß untersucht werden, ob sich mit Hilfe dieser Methode eine artefaktfreie Auftrennung von Sprachsignalen in Quelle und Filter sowie eine perfekte Rekombination — auch ursprünglich nicht zusammengehörender Quellen und Filter — erreichen läßt.

## Literaturverzeichnis

- [1] Digital Signal Processing Committee of IEEE Acoustics, Speech and Signal Processing Society (Hrsg.). (1979). *Programs for digital signal processing*. IEEE Press, New York.
- [2] Grenier, Y. (1993). A microphone array for car environments. *Speech Communication*, 12(1): S. 25–39, März.
- [3] Hess, W. (1993). *Digitale Filter*. Teubner, Stuttgart, 2. Aufl.

- [4] Lacroix, A. (1980). *Digitale Filter*. R. Oldenbourg Verlag, München, Wien.
- [5] Langmann, D.; Fischer, A.; Wuppermann, F.; Haeb-Umbach, R.; Eisele, T. (1997). Acoustic front ends for speaker-independent digit recognition in car environments. In: *Proceedings of EUROSPEECH '97*, Band 5, S. 2571–2574, Rhodes.
- [6] Lee, L.; Oppenheim, A. V. (1997). Properties of approximate Parks-McClellan filters. In: *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP97)*, Band 3, S. 2165–2168, Munich, April.
- [7] Parks, T. W.; Burrus, C. S. (1987). *Digital Filter Design*. John Wiley & Sons, New York.
- [8] Rabiner, L. R.; Gold, B. (1975). *Theory and application of digital signal processing*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs; New Jersey.
- [9] Van Compernelle, D. (1997). Speech recognition in the car — from phone dialing to car navigation. In: *Proceedings of EUROSPEECH '97*, Band 5, S. 2431–2434, Rhodes.