

Übertragungsfunktion der Basilarmembran

Eugen Rasumow, Martin Hansen

Institut für Hörtechnik und Audiologie, Fachhochschule OOW, D-26121 Oldenburg

Einleitung

Die erste Stufe der peripheren Verarbeitung im auditorischen System ist die spektrale Zerlegung des einkommenden Schallsignals durch die Bandpassfilterung der Basilarmembran (BM). Dieser Beitrag fasst ein mögliches Vorgehen zur Schätzung der Übertragungsfunktion eines auditorischen Filters inklusive des Phasengangs zusammen. Sowohl die Betrags- als auch die Phasen-Übertragungsfunktion wurden mithilfe psychoakustischer Experimente bestimmt, die von zwei Versuchspersonen (VP) durchgeführt wurden. Das resultierende Filter wurde anschließend als Ersatz für das generische Standardfilter innerhalb des Perzeptionsmodells nach [1] angewandt.

Betragsübertragungsfunktion

Die Ermittlung der Betragsübertragungsfunktion zweier VP wurde analog zum Verfahren von [2] durchgeführt. Dazu wird das *power spectrum model* (PSM) ausgenutzt, welches die Signalleistung an der Schwelle in Abhängigkeit von der Rauschleistung innerhalb des (gesuchten) Filters beschreibt:

$$P_S = KN_0 \int_{-\infty}^{f_0 - \Delta f_l} |H(f)|^2 df + KN_0 \int_{f_0 + \Delta f_u}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (1)$$

Hierin ist K die Effizienz der Detektion, P_S die Signalleistung an der Schwelle und $|H(f)|^2$ die quadrierte Betragsübertragungsfunktion des verwendeten bzw. zu schätzenden Filters. Im vorliegenden Experiment wurde die Signalleistung an der Schwelle für 56 verschiedene Rauschkonditionen ermittelt, wobei auch asymmetrische Rauschlücken zugelassen wurden (siehe Abb. 1). Bei der Schätzung der Betragsfilterform wurde zusätzlich das Phänomen des *off-frequency-listening* berücksichtigt, das heißt die Möglichkeit, dass das benutzte Filter nicht zwangsläufig um die Signalfrequenz f_0 zentriert ist, sondern bei jeweils derjenigen Mittenfrequenz $f_C = f_0 + \Delta C$, die zum besten Signal-Rauschabstand führt. ΔC ist dabei von der Rauschlückenbedingung abhängig. Für eine adäquate Parametrisierung der asymmetrisch angenommenen Filterfunktion $|H(f)|^2$ in Gl. (1) wurde die Roex(pwt)-Filterfamilie verwendet: $T(g) = \frac{(1-w)}{p} \cdot (2+pg) \cdot e^{-pg} + \frac{w}{t} \cdot (2+tg) \cdot e^{-tg}$. Darin bestimmen die Parameter p , w und t die Filterform im Durchlass-, Übergangs- und unteren Filterbereich und g den normierten Abstand von der Mittenfrequenz $g = \frac{|f_C - f|}{f_0}$. Die Filter-Parameter wurden als iterative least-mean-square-Lösung aus den gemessenen

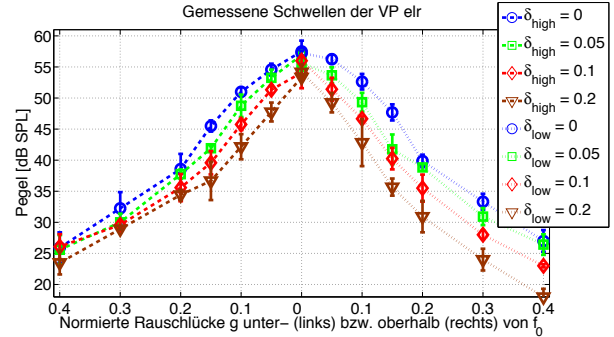


Abbildung 1: Detektionsschwellen am Beispiel der VP *elr* als Funktion des normierten Abstandes des unteren (links) bzw. des oberen (rechts) Rauschbandes. Die normierte Verbreiterung der unteren (δ_{low}) bzw. der oberen (δ_{high}) Rauschlücke wird durch die Parameter der Legende angegeben.

und mittels Gl. (1) bestimmten Schwellen ermittelt. Da die aus dem *off-frequency-listening* resultierenden Verschiebe ΔC nicht unabhängig von der Filterform geschätzt werden können, wird für die erste Schätzung der ΔC -Werte eine bekannte Filterform vorgegeben. Die daraus resultierenden ΔC -Werte können dann zum Schätzen der Filterform verwendet werden, welche bei der iterierten ΔC -Schätzung als Ausgangsfilter verwendet wird. Für die Filterformschätzung erwies es sich als nötig und nützlich, die Effizienzkonstante K als eigene Schätzung zu implementieren und die resultierende Filterform a priori als symmetrisch bezüglich der Steigung im Filterschweif anzunehmen ($t_{upper} = t_{lower}$). Die resultierende Filterform für VP *elr* hatte eine ERB von 241 Hz.

Phasenübertragungsfunktion

Die Schätzung des Phasengangs der auditorischen Filter wurde ähnlich zu [3] durchgeführt. Dazu wurde ein Testton mit $f_0=2000$ Hz simultan mit einem harmonischen Tonkomplex (*htc*) gemäß

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=N_1}^{N_2} \sin(2\pi n f_0 t + \theta_n(n)) \quad (2)$$

dargeboten. Die Startphase θ_n einer jeden Komponente wurde gemäß $\theta_n = C \frac{\pi n(n-1)}{N}$ gewählt, mit $N = N_2 - N_1 + 1$. Der Parameter C gewichtet dabei die Phasenkrümmung des *htc*. Es wurde der Schwellenpegel des Testtones für verschiedene Werte $C \in [-1 \dots 1]$ und für die *htc*-Grundfrequenzen $f_0=50$ Hz und $f_0=100$ Hz bzw.

für verschiedene Werte $C \in [-1 \dots 2]$ bei $f_0=200$ Hz bestimmt. Zur Bestimmung der Phasenkrümmung des auditorischen Filters wird allgemein angenommen, dass dessen Phasengang mit dem Phasengang des *htc* interagiert. Es wird davon ausgegangen, dass ein (Maskierer-)Signal umso impulsartiger ist, je flacher sein Phasengang ist. Da impulsartige Signale längere Abschnitte mit kleiner Momentanamplitude aufweisen, können diese einen konstanten Signalton schlechter maskieren. Aus den Messdaten wurde mittels Polynom-Interpolation dasjenige C bestimmt, das zur minimalen Maskierungsschwelle führte. Die zugehörige Phasenkrümmung des *htc* ist dann das Negative der Phasenkrümmung des gesuchten Filters, da deren Interaktion zu einem *htc* mit maximal flachem Phasengang am Filterausgang führt. Das C (und dadurch die Phasenkrümmung) der minimalen Maskierung wurde einzeln für die drei *htc*-Grundfrequenzen bestimmt und die resultierende Phasenkrümmung der drei Messungen gemittelt. Die resultierende Phasenkrümmung für *VP elr* betrug $\frac{d^2\theta}{df^2} = -1.529 \cdot 10^{-5} \left[\frac{\text{rad}}{\text{Hz}^2} \right]$. Für den Phasengang bei 0 Hz wurde $\theta(0) = 0$ angenommen¹. Aus diesen Informationen wurde ein möglicher Phasengang des auditorischen Filters konstruiert.

Simulationsergebnisse

Der aus den VP-Ergebnissen erhaltene Betrags- und Phasengang wurde zu einem FIR-Filter zusammengefügt, welcher als peripheres Filter im „Perzeptionsmodell“ (*PEMO*) nach [1] eingesetzt wurde, wobei alle anderen Einstellungen beibehalten wurden. Simulationen des Rauschlücken-Experiments, für die nur

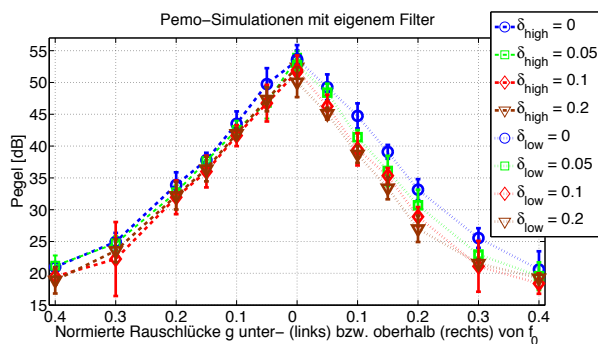


Abbildung 2: Mittels Pemo und des eigenen Filters simulierte Werte für das Schwellenpegel-Experiment zur Bestimmung der Filterform. Vgl. mit Abb. 1 für gemessene Schwellen.

die Betragsübertragungsfunktion relevant sein sollte, sind in Abb. 2 dargestellt. Es ergibt sich eine gute Übereinstimmung mit den gemessenen Schwellen. Wird das „eigene“ Filter (für *VP elr* geschätzt) verwendet, so ergibt sich der geringste mittlere Fehler pro Schätzung mit ca. 4,5 dB. Bei Verwendung von Gammatone-Filter, Gammachirp- bzw. Strube-Filter liegt dieser Fehler bei ca. 8,5 dB, 31 dB bzw. 26,5 dB.

¹Wäre $\theta(0) \neq 0$, so müsste das System für sehr tiefe Frequenzen einen sehr großen Speicher besitzen, um sehr große Wellenlängen verzögern zu können.

Wird das „eigene“ Filter der *VP elr* für die Simulation der Schwellen im Phasenkrümmungsexperiment verwendet, so ergibt sich kaum Variation des Schwellenpegels bei Variation von C . Dies lässt sich damit erklären, dass die Betragsübertragungsfunktion des Filters so schmal ist, dass viele der Frequenzkomponenten des *htc*, welche durch Überlagerung den Phasengang und die Form der *htc*-Einhüllenden bewirken, zu sehr abgeschwächt werden. Deshalb wurden Simulationen mit einem alternativen Filter, charakterisiert durch den geschätzten Phasengang der *VP elr* in Kombination mit einer Betragsübertragungsfunktion, die entweder flach war bzw. der des Gamma-Chirp-Filters entsprach, durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Abb. 3 dargestellt. Es zeigt sich, dass die Simulationen die qualita-

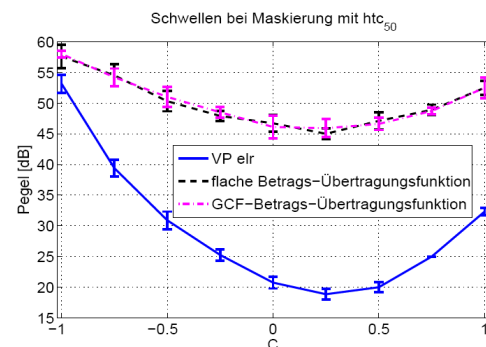


Abbildung 3: Gemessene Schwellenpegel im *htc*-Phasengang-Experiment, sowie simulierte Schwellen bei Verwendung modifizierter Filterübertragungsfunktionen mit Phasengang der *VP elr* in Kombination mit flacher bzw. Gammachirp-Betragsübertragungsfunktion.

tive Abhängigkeit der Schwellen vom Parameter C wiedergeben, jedoch nicht dieselbe Dynamik der gemessenen Maskierungsschwellen erreichen. Zusammenfassend zeigte sich, dass Experimente, bei denen die Maskierer keine spezielle Phasenkrümmung aufwiesen, gut mit dem geschätzten Filter simuliert werden konnten. Andererseits konnten Experimente mit Maskierern unterschiedlicher Phasenkrümmung nur zum Teil simuliert werden, und auch nur wenn die Betragsübertragungsfunktion wesentlich verbreitert wurde. Der gesamte Dynamikbereich des Schwellenverlaufs bei einer Variation der Phasenkrümmung konnte allein durch das Modellieren der zweiten Ableitung des Phasengangs eines *linearen Filters* nicht ausreichend gut simuliert werden (vgl. Abb. 3). Dies könnte als Hinweis gedeutet werden, dass eine Nicht-Linearität des BM-Filters im Modell berücksichtigt werden muss.

Literatur

- [1] T. Dau, D. Püschel, and A. Kohlrausch. A quantitative model of the effective signal processing in the auditory system. I. model structure. *J. Acoust. Soc. Am.*, 99(6):3615–3622, 1996.
- [2] Roy Patterson and Ian Nimmo-Smith. Off-frequency listening and auditory-filter asymmetry. *J. Acoust. Soc. Am.*, 67:229–245, January 1980.
- [3] Andrew J. Oxenham and Torsten Dau. Towards a measure of auditory-filter phase response. *J. Acoust. Soc. Am.*, 110(6):3169–3177, December 2001.