

Anhang A: Auswerteverfahren für Hörversuche

Zur Auswertung werden die Ergebnisse der Hörversuche in Bewertungsfaktoren umgesetzt und Bewertungsfaktoren für die Hörereignisse HE aller Versuche Vers und für jede Versuchsperson VP in eine 3-dimensionale Ergebnismatrix $S(\text{Vers}, \text{VP}, \text{HE})$ eingetragen.

Ein solcher Bewertungsfaktor kann z.B. der Lokalisationsgrad eines Hörereignisses sein. Hierin können aber auch Antworten der Versuchspersonen auf andere Fragestellungen (Klang, Tonhöhe, Lautheit) umgesetzt werden.

Die Bewertungsfaktoren unterschiedlicher Fragestellungen können logisch miteinander verknüpft werden. Als UND-Verknüpfung gilt die Multiplikation der Bewertungsfaktoren, als ODER-Verknüpfung die Bildung der Maxima.

Diese Ergebnisse können mit einer Referenz-Situation oder den Ergebnissen einer Vor-Auswertung (z.B. alle Hörereignisse mit einem bestimmten Tonhöhe) verglichen werden (Referenzmatrix $R(\text{Vers}, \text{VP}, \text{HE})$). In einem ersten Schritt werden für jeden Versuch einer Versuchsperson die Ergebnisse aller Hörereignisse aufsummiert auf eine Referenz-Situation bezogen. Diese Zwischenergebnisse werden dann über alle Versuchspersonen und gleichartigen Versuche gemittelt. Auf diese Art und Weise erhält man für jede Versuchsbedingung (z.B. jede Frequenzdifferenz) die bewerteten Ergebnisse.

$$\text{Ergebnis} = \frac{\sum_{\text{Vers}} \sum_{\text{VP}} \frac{\sum_{\text{HE}} S(\text{Vers}, \text{VP}, \text{HE})}{\sum_{\text{HE}} R(\text{Vers}, \text{VP}, \text{HE})}}{\sum_{\text{Vers}} \sum_{\text{VP}} I\left(\sum_{\text{HE}} S(\text{Vers}, \text{VP}, \text{HE})\right)} \quad \text{mit } I(x)=0 \text{ für } x \leq 0; \quad I(x)=1 \text{ für } x > 0$$

Beispiel: Soll die mittlere Lautheit bei korrekter Lokalisation bestimmt werden, enthält die Referenzmatrix R den Lokalisationsgrad jedes Hörereignisses und die Ergebnismatrix S das Produkt aus Lokalisationsgrad und relativer Lautheit. Für jeden Versuch einer Versuchsperson wird die gewichtete Lautheit durch Mitteln über alle Hörereignisse bestimmt. Das Gesamtergebnis erhält man, indem die Ergebnisse aller Versuchspersonen und Versuche, in denen überhaupt Schallquellen lokalisiert wurden, gemittelt werden.

Als Voreinstellung für einfache, unverkettete Auswertungen dient die Standard-Referenzmatrix R_0 . Sie soll sicherstellen, daß dann, wenn mehr Hörereignisse als Schallquellen auftreten, die einzelnen Hörereignisse so abgewertet werden, daß die maximal erzielbare Bewertung unabhängig von der Anzahl der Hörereignisse bleibt. Die Standard-Referenzmatrix R_0 besteht somit aus Bewertungsfaktoren, die die Anzahl der aufgetretenen Hörereignisse auf die Anzahl der Schallquellen beziehen (N_{HE} Summe der Hörereignisse, N_{SQ} Summe der Schallquellen):

$$R_0(\text{Vers}, \text{VP}, \text{HE}) = \frac{N_{\text{SQ}}(\text{Vers})}{\text{Max}(N_{\text{HE}}(\text{Vers}, \text{VP}), N_{\text{SQ}}(\text{Vers}))}$$

für $\text{HE} = 1 \dots \text{Max}(N_{\text{HE}}(\text{Vers}, \text{VP}), N_{\text{SQ}}(\text{Vers}))$

Eine Auswertung mit Hilfe der Standard-Referenzmatrix führt so zu einer einfachen Mittelung über die Ergebnisse aller Versuche.

Anhang B: Frequenzgruppen-Modelle

Über die Breite von monauralen und binauralen Frequenzgruppen existieren eine Reihe von Untersuchungen. In der Praxis werden häufig die auf Lautheits-Untersuchungen basierenden Frequenzgruppen-Breiten von Zwicker u.a. [52] verwendet (siehe Tabelle B.1).

Bisher existieren wenig Untersuchungen über die genaue Lage von Frequenzgruppen im Frequenzbereich. Im Hauptteil der Arbeit wird die gängige These verfolgt, daß Frequenzgruppen so gebildet werden, daß ein Maximum der Signalleistung in einer Frequenzgruppe zusammengefaßt wird. (unten als Modell "maximale Erregung" bezeichnet). Im folgenden sollen weitere mögliche Frequenzgruppen-Modelle dargestellt und jeweils die Konsequenzen für die Grenzfrequenzen der Frequenzgruppe beschrieben werden.

Tabelle B.1: Bandbreiten von Frequenzgruppen nach Zwicker u.a.[52]

ΔF	Center and cut-off frequencies		ΔF
	20		
90		65	
	110		90
90		155	
	200		95
95		250	
	295		95
100		345	
	395		105
108		450	
	503		110
120		560	
	625		130
130		690	
	755		140
145		830	
	900		150
160		980	
	1060		175
190		1155	
	1250		200
210		1355	
	1460		225
240		1580	
	1700		255
270		1835	
	1970		295
320		2130	
	2290		350
380		2480	
	2670		420
450		2900	
	3120		500
560		3400	
	3680		620
680		4020	
	4360		760
840		4780	
	5200		920
1000		5700	
	6200		1150
1300		6850	
	7500		1550
1800		8400	
	9300		2100
2400		10500	
	11700		2800
3300		13300	
	15000		4000
		17300	

*Erklärung Tabelle B.1:
Bandbreiten von Frequenzgruppen
nach Zwicker u.a.[52].*

Die 2.Spalte von links gibt jeweils die möglichen Grenzfrequenzen einer Frequenzgruppe an, die 3.Spalte die entsprechende Mittenfrequenz und umgekehrt. In den beiden äußeren Spalten sind jeweils die zugehörigen Bandbreiten der Frequenzgruppen dargestellt.

*Beispiel:
Nimmt man Frequenzgruppen-Grenzfrequenzen entsprechend der 2.Spalte an, ergibt sich eine Frequenzgruppe z.B. mit Grenzfrequenzen von 900 Hz und 1060 Hz, einer Mittenfrequenz von 980 Hz (3.Spalte) und der Bandbreite von 160 Hz (linke Spalte).*

Bei Grenzfrequenzen gemäß der 3.Spalte ergibt sich eine entsprechende Frequenzgruppe z.B. mit Grenzfrequenzen von 830 und 980 Hz, einer Mittenfrequenz von 900 Hz (2.Spalte) und einer Bandbreite von 150 Hz (rechte Spalte).

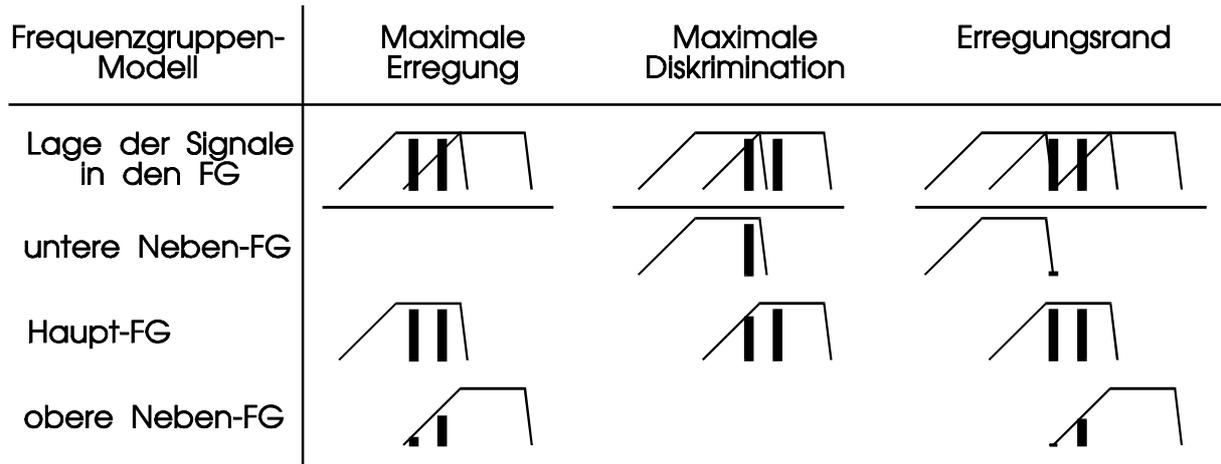


Bild B.1: Frequenzgruppen-Modelle

Es wird die These vertreten, daß Frequenzgruppen durch das Zusammenfassen von Haarzellen-Bereichen der Cochlea gebildet werden. Folgende Kriterien für die Bildung von Frequenzgruppen sind möglich (Bild B.1):

- *maximale Erregung*: Die Frequenzgruppen-Grenzen werden so gebildet, daß die Summe der Erregung maximal wird.
- *maximale Diskrimination*: Die Frequenzgruppen-Grenze wird in relative Minima der Erregung gelegt.
- *tieffrequenter Erregungsrand*: Die unterste Frequenzgruppen-Grenze wird an die niedrigste überschwellig erregte Haarzelle gelegt.
- *hochfrequenter Erregungsrand*: Die oberste Frequenzgruppen-Grenze wird an die höchste überschwellig erregte Haarzelle gelegt.

Geht man davon aus, daß die als "Tuning-Curves" bezeichneten Übertragungsfunktionen der Haarzellen in erster Näherung durch Exponentialfunktionen beschrieben werden können, so erhält man für die Erregung E' einer Haarzelle der Bestfrequenz f_b bei einem Signal der Frequenz f und bei Normierung der Ergebnisse auf das Erregungs-Maximum:

$$E'(f, f_b) = \begin{cases} (f/f_b)^{n_u} & \text{für } f_b > f \\ 1 & \text{für } f_b = f \\ (f/f_b)^{n_o} & \text{für } f_b < f \end{cases} \quad n_u, n_o \text{ Flankensteilheiten; } n_u, n_o > 0$$

Die Tuning-Curves erreichen Flankensteilheiten von bis zu 300 dB/Okt für die tieffrequente Flanke ($n_u \leq 30$) und von 30...100 dB/Okt für die hochfrequente Flanke ($3 \leq n_o \leq 10$).

Als einfaches Modell für die Bildung von Frequenzgruppen werden die Ausgänge der Haarzellen, die zu einer Frequenzgruppe gehören sollen, zusammengefaßt. Bei Anwesenheit mehrerer schmalbandiger Signale (wie in den Hörversuchen in Kapitel 3) wird angenommen, daß die resultierende Erregung dem Maximum aller der Erregungen entspricht, die sich jeweils bei Einzelsignal-Beschallung ergeben würden. Die Filterflanken der so gebildeten Frequenzgruppen-Filter werden dann nur von den Haarzellen am Rand einer Frequenzgruppe bestimmt. Als Übertragungsfunktion der Frequenzgruppen-Filter ergibt sich dann:

$$H(f) = \begin{cases} (f/f_u)^{n_u} & \text{für } f < f_u \\ 1 & \text{für } f_u \leq f \leq f_o \\ (f_o/f)^{n_o} & \text{für } f > f_o \end{cases}$$

f_u, f_o untere, obere Grenzfrequenz
 n_u, n_o Flankensteilheiten; $n_u, n_o > 0$

Im folgenden sollen für die Signale der Hörversuche (2 Sinus- bzw. schmalbandige Rauschsignale) die Auswirkungen auf die Bildung von Frequenzgruppen bei unterschiedlichen Frequenzgruppen-Modellen beschrieben werden.

Maximale Erregung

Ergeben sich wie in den Hörversuchen 2 Maxima der Erregung im Bereich einer Frequenzgruppe, wird innerhalb einer Frequenzgruppe die Gesamterregung maximal, wenn gilt:

$$E'(f_u, f_1) = E'(f_o, f_2)$$

Hieraus und aus dem Quotienten der Grenzfrequenzen $B' = f_o/f_u$ lassen sich die Grenzfrequenzen der Frequenzgruppe f_u, f_o berechnen:

$$\begin{aligned} (f_u/f_1)^{n_u} &= (f_o/f_2)^{-n_o} \\ f_u &= (f_2/B')^{n_o/(n_u+n_o)} f_1^{n_u/(n_u+n_o)} \\ f_o &= f_u B' \end{aligned}$$

Sei $q_B = (f_o/f_u)^{0.5}$ die halbe Bandbreite des Frequenzgruppen-Filters,
 $q_S = (f_2/f_1)^{0.5}$ die halbe Bandbreite der Signale und
 $f_z = (f_2 f_1)^{0.5}$ die Mittenfrequenz der Signale, erhält man für
 $f_m = (f_o f_u)^{0.5}$ die Mittenfrequenz der Frequenzgruppe:

$$f_m = f_z (q_B/q_S)^{(n_u-n_o)/(n_u+n_o)}$$

Maximale Diskrimination

Maximale Diskrimination ist erreicht, wenn die Frequenzgruppen-Grenze in ein Minimum der Erregung zwischen 2 Erregungs-Maxima gelegt wird. Dies ist der Fall, wenn für diese Grenzfrequenz f_g der Frequenzgruppen gilt:

$$\begin{aligned} E'(f_g, f_1) &= E'(f_g, f_2) \\ (f_g/f_1)^{-n_o} &= (f_g/f_2)^{n_u} \\ f_g &= f_2^{n_u/(n_u+n_o)} f_1^{n_o/(n_u+n_o)} \end{aligned}$$

Als Funktion der Mittenfrequenz der unteren und oberen Frequenzgruppen f_{m1}, f_{m2} und der Mittenfrequenz der Signale f_z erhält man

$$\begin{aligned} f_{m1} &= f_z q_B^{-1} q_S^{(n_u-n_o)/(n_u+n_o)} \\ f_{m2} &= f_z q_B q_S^{(n_u-n_o)/(n_u+n_o)} \end{aligned}$$

Tieffrequenter Erregungsrand

Die Erregung an der unteren Grenzfrequenz der ersten angeregten Frequenzgruppe f_{u1} soll der Erregung der Hörschwelle E_{HS} entsprechen:

$$E'(f_{u1}, f_1) = E_{HS} / E(f_z) = E'_{HS}$$

$$(f_1/f_{u1})^{n_u} = E'_{HS}$$

$$f_{u1} = f_1 E'_{HS}^{-1/n_u}$$

Für die Mittenfrequenz der untersten überschwellig erregten Frequenzgruppe f_{m1} erhält man:

$$f_{m1} = \frac{f_z}{q_B q_S E'_{HS}^{(1/n_u)}}$$

Hochfrequenter Erregungsrand

Die Erregung an der oberen Grenzfrequenz der ersten angeregten Frequenzgruppe f_{on} soll der Erregung an der Hörschwelle E_{HS} entsprechen:

$$E'(f_{on}, f_2) = E'_{HS}$$

$$(f_{on}/f_2)^{n_o} = E'_{HS}$$

$$f_{on} = f_2 E'_{HS}^{1/n_o}$$

Für die Mittenfrequenz der obersten überschwellig erregten Frequenzgruppe f_{m1} erhält man:

$$f_{m1} = f_z q_B q_S E'_{HS}^{1/n_o}$$

Anhang C: Vereinfachte Freifeld-Außenohr-Übertragungsfunktionen

Freifeld-Außenohr-Übertragungsfunktionen sind für jeden Kopf spezifisch und müssen separat gemessen werden. Sind Meßwerte nicht bekannt, lassen sich mit Hilfe von Polynomnäherungen wie der von Gaik [20] für jede Frequenzgruppe die Beziehungen zwischen interauraler Zeitdifferenz und interauraler Pegeldifferenz mit hinreichender Genauigkeit abschätzen.

Reicht eine grobe Näherung aus, wie für einfache Modell-Testzwecke, lassen sich Gaik's Polynomnäherungen vereinfachen. In Formel C/1 und Bild C.1 ist eine Näherung dargestellt, die aus dem Mittelwert der Gaik'schen Polynomnäherungen für 3 untersuchte Köpfe gebildet wurde. Formel C/2 beschreibt eine entsprechende Näherung für die interaurale Dämpfung (τ =interaurale Zeitdifferenz, f =Frequenz, ΔL =interaurale Pegeldifferenz, A,B Faktoren, α =interaurale Dämpfung):

$$\Delta L(\tau, f) \approx A_L \tau + B_L f \tau \quad (C/1)$$

$$\alpha(\tau, f) = \Delta L(\tau, f) \ln(10)/20\text{dB} \approx A_\alpha \tau + B_\alpha f \tau \quad (C/2)$$

Tabelle C.1: Parameter für die Näherungen gemäß Formel C/1 und C/2

Frequenzgruppe	Frequenz [kHz]	A_L [dB/ms]	B_L [dB]	A_α [1/ms]	B_α
1 - 13	0. - 1.5	-	15.	-	1.7
13 - 16	1.5 - 3.6	22.5	-	2.5	-
16 - 21	3.6 - 6.4	-	6.25	-	0.7
21 - 24	6.4 - 20	40.	-	4.5	-

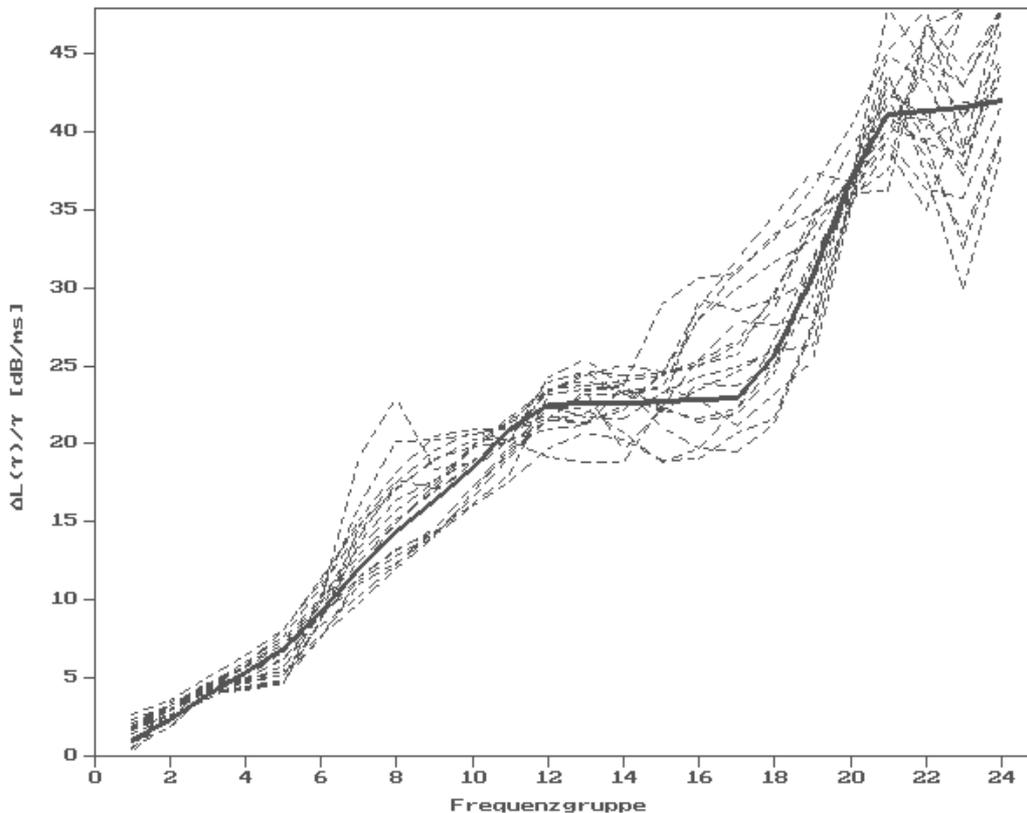


Bild C.1: Interauralen Pegeldifferenzen, jeweils normiert auf die interauralen Zeitdifferenzen, $\Delta L/\tau$ für alle 24 Frequenzgruppen,
 - - - - - Polynomnäherungen nach Gaik [20] für 3 Köpfe für normierte interaurale Zeitdifferenzen (Formel 3.1/1) der Einfallswinkel $\pm 20^\circ$, $\pm 40^\circ$ und $\pm 60^\circ$.
 — vereinfachte Form nach Formel C/1

Anhang D: Ein flexibles Filterverfahren im Frequenzbereich

Anforderungen an die Filterung binauraler Signale

An Filter eines binauralen Modells werden folgende Anforderungen gestellt:

- frei wählbare Grenzfrequenzen und Flankensteilheiten,
- einfache Konstruktion des Filters aus einer vorgegebenen Übertragungsfunktion,
- beschränkte Länge der Impulsantwort,
- möglichst keine Phasen- oder Laufzeit-Verzerrungen,
- schnelle Verarbeitung,
- Wahlfreiheit in den Ausgangssignalen (reelle Zeitfunktion, analytisches Zeitsignal, Modulationsspektren).

Es wurde ein Filterverfahren unter Benutzung der Fourier-Transformation im Frequenzbereich entworfen. Für die Wahl von Frequenzbereichs-Verfahren anstelle von Digitalfiltern sprachen folgende Gründe:

- sehr einfache Konstruktion der Übertragungsfunktion,
- einfache Kontrolle der Laufzeiten des Filters über die Definition der Phase der Übertragungsfunktion,
- wenig Stabilitätsprobleme,
- schnelle Filterung bei Verwendung der FFT (Schnelle Fourier-Transformation),
- sehr einfacher Wechsel der Ausgangssignale durch Wahl eines anderen Rücktransformations-Verfahrens (reelle FFT, komplexe FFT, frequenzverschobene FFT).

Aus diesen Forderungen entstand folgendes Filterverfahren:

- Filterung der Signale im Frequenzbereich,
- Konstruktion der Filter-Übertragungsfunktionen mit vorgegebenen Eckfrequenzen und Flankensteilheiten mittels eines "Funktionsbaukastens". Randbedingung bei der Konstruktion: Vermeiden von Unstetigkeiten in der Funktion und in niedrigen Ableitungen,
- Wahl der Phase der Filter-Übertragungsfunktion zu Null: nichtkausale, aber laufzeitfreie Filter,
- Abschneiden der Impulsantwort aller Filter auf eine gleiche maximale Länge mittels einer möglichst glatten Funktion (z.B. Cosinus-Fenster),
- Kontrolle der resultierenden Übertragungsfunktion,
- Filterung im Frequenzbereich mittels Overlapp-Add-Verfahren, simultane Filterung aller Frequenzgruppen,
- Rücktransformation der gefilterten Frequenzfunktionen zur jeweils gewünschten Signalform (reelle Zeitfunktion, analytisches Zeitsignal, Modulationsspektrum).

Einflüsse auf die Länge von Impulsantworten

Die Übertragungsfunktionen der Filter sollen möglichst flexibel sein, aber so entworfen werden, daß die Länge der Impulsantwort möglichst gering wird. Die flexibelste Entwurfsmethode ist die abschnittsweise Definition der Übertragungsfunktion (separate Definition von Flanken und Durchlaßbereich). Sollen die Filter laufzeitfrei sein (Phase der Übertragungsfunktion=0) und die Impulsantworten reell, sind sowohl die Übertragungsfunktionen als auch die Impulsantworten symmetrisch zum Ursprung. Das Verhalten der Impulsantwort einer solchen abschnittsweise definierten Übertragungsfunktion und insbesondere die Entwurfskriterien für möglichst kurze Impulsantworten kann man aus den folgenden Überlegungen ableiten (vergl. auch SLATKY [37]). Es gilt (N Abschnitte, f_i =Abschnitts-Grenzfrequenzen):

$$H(f) = \begin{cases} H(f) & \text{für } f_i < f < f_{i+1} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

$$h(t) = 2 \sum_{i=1}^N \int_{f_{i-1}}^{f_i} H_i(f) \cos(2\pi f t) df$$

Mittels partieller Integration und Ordnen nach gleichen Frequenzen erhält man:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi t} \left[H_N(f_N) \sin(2\pi f_N t) - H_1(f_0) \sin(2\pi f_0 t) + \sum_{i=1}^{N-1} (H_i(f_i) - H_{i+1}(f_i)) \sin(2\pi f_i t) \right]$$

$$+ \frac{1}{2\pi t} \sum_{i=1}^N \int_{f_{i-1}}^{f_i} \frac{d}{df} H_i(f) \sin(2\pi f t) df$$

Mit der gleichen Methode (partielle Integration, Ordnen nach Frequenzen) erhält man dann:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi t} \left[H_N(f_N) \sin(2\pi f_N t) - H_1(f_0) \sin(2\pi f_0 t) + \sum_{i=1}^{N-1} (H_i(f_i) - H_{i+1}(f_i)) \sin(2\pi f_i t) \right]$$

$$- \frac{2}{(2\pi t)^2} \left[\frac{d}{df} H_N(f_N) \cos(2\pi f_N t) - \frac{d}{df} H_1(f_0) \cos(2\pi f_0 t) \right.$$

$$\left. + \sum_{i=1}^{N-1} \left(\frac{d}{df} H_i(f_i) - \frac{d}{df} H_{i+1}(f_i) \right) \cos(2\pi f_i t) \right]$$

$$+ \dots$$

$$- \frac{2(-1)^{n/2}}{(2\pi t)^n} \left[\frac{d^n}{df^n} H_N(f_N) \begin{cases} \cos(2\pi f_N t) \\ \sin(2\pi f_N t) \end{cases} - \frac{d^n}{df^n} H_1(f_0) \begin{cases} \cos(2\pi f_0 t) \\ \sin(2\pi f_0 t) \end{cases} \right.$$

$$\left. + \sum_{i=1}^{N-1} \left(\frac{d^n}{df^n} H_i(f_i) - \frac{d^n}{df^n} H_{i+1}(f_i) \right) \begin{cases} \cos(2\pi f_i t) \\ \sin(2\pi f_i t) \end{cases} \right]$$

Das Verhalten der Impulsantwort ist so vor allem abhängig von dem Verhalten der Übertragungsfunktion an den Abschnittsgrenzen und an den Grenzen des Definitionsbereichs.

Mit Hilfe dieser Herleitung läßt sich der asymptotische Verlauf der Impulsantwort angeben. Mit $|\cos(x)| \leq 1$; $|\sin(x)| \leq 1$ erhält man:

$$\begin{aligned}
 h(t) \leq & \frac{c}{2\pi t} \left[H_N(f_N) + H_1(f_0) + \sum_{i=1}^{N-1} |H_i(f_i) - H_{i+1}(f_i)| \right] \\
 & + \frac{2}{(2\pi t)^2} \left[\frac{d}{df} H_N(f_N) + \frac{d}{df} H_1(f_0) + \sum_{i=1}^{N-1} \left| \frac{d}{df} H_i(f_i) - \frac{d}{df} H_{i+1}(f_i) \right| \right] \\
 & + \dots \\
 & + \frac{2(-1)^{N/2}}{(2\pi t)^N} \left[\frac{d^N}{df^N} H_N(f_N) + \frac{d^N}{df^N} H_1(f_0) + \sum_{i=1}^{N-1} \left| \frac{d^N}{df^N} H_i(f_i) - \frac{d^N}{df^N} H_{i+1}(f_i) \right| \right]
 \end{aligned}$$

Die Einhüllende der Impulsantwort ist im wesentlichen von der Stetigkeit bzw. Differenzierbarkeit der Übertragungsfunktion an den Abschnittsgrenzen abhängig. Die Impulsantwort einer unstetigen Übertragungsfunktion fällt mit $1/t$ ab. Ist die Übertragungsfunktion stetig und an den Grenzen des Definitionsbereiches Null, fällt die Impulsantwort stärker ab (Abfall $\sim 1/t^2$). Ist die Übertragungsfunktion differenzierbar und die erste Ableitung an den Grenzen des Definitionsbereiches Null, fällt die Hüllkurve der Impulsantwort mit $1/t^3$ ab usw.

Soll die Impulsantwort möglichst stark abfallen, so daß beim Abschneiden der Impulsantwort nur geringe Fehler gemacht werden, muß nach Möglichkeit die Übertragungsfunktion aus beliebig oft differenzierbaren Funktionen zusammengesetzt werden, und es müssen Unstetigkeiten bzw. Unstetigkeiten in niedrigen Ableitungen möglichst vermieden werden.

Funktionen zur Konstruktion der Übertragungsfunktionen

Folgende Funktionen wurden für die Konstruktion der Übertragungsfunktion benutzt (f_u, f_o = untere bzw. obere Grenzfrequenzen):

- Sinus-Funktion:

$$H(f) = \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin \left(\pi \frac{f-f_u}{f_o-f_u} \right) & \text{für } f_u - (f_o - f_u)/2 < f < f_o + (f_o - f_u)/2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Es ergeben sich sehr steile Filterflanken bei relativ kurzer Impulsantwort-Länge, da die Funktion beliebig oft differenzierbar ist und an den Abschnittsgrenzen die erste Ableitung der Übertragungsfunktion zu Null wird (Abfall der Impulsantwort $\sim 1/t^3$). Nachteilig ist, daß Grenzfrequenzen und Flankensteilheit nicht unabhängig voneinander gewählt werden können.

- Exponential-Funktion:

$$H(f) = \frac{1}{a(f_u/f)^{n_u} + 1} \frac{1}{a(f/f_o)^{n_o} + 1} \quad a = \sqrt{2} - 1$$

Diese Funktion ist im gesamten Definitionsbereich beliebig oft differenzierbar. Die Steilheit der Filterflanken ist über n_u und n_o frei wählbar. Allerdings ergeben sich an den Grenzen des Übertragungsbereiches (20..20000 Hz) Unstetigkeitsstellen. Der Abfall der Impulsantwort und damit auch die Steilheit der Filterflanken, die bei bestimmter

Impulsantwort-Länge maximal erzielbar ist, hängt von diesen Unstetigkeiten ab. Bei tiefen Frequenzgruppen wird der Sprung der Übertragungsfunktion an der unteren Grenze des Übertragungsbereichs (20 Hz) relativ groß, wodurch die erzielbaren Flankensteilheiten stark eingeschränkt werden. Dieser Effekt nimmt zu höheren Frequenzgruppen wesentlich ab, so daß hier relativ steile Filterflanken realisierbar sind. Eine gute Anpassung an psychoakustisch bestimmte Filterflanken ergibt sich mit:

$$n_{ui} = 2.2 f_{ui}^{0.1} \quad n_{oi} = 1.3 f_{oi}^{0.2}$$

Begrenzen der Impulsantwort

In den obigen Ausführungen wurde der Einfluß der Konstruktion der Übertragungsfunktion auf den Abfall der Impulsantwort und damit auf mögliche Abschneidefehler dargestellt. Als weitere Randbedingung für das Begrenzen der Impulsantwort gilt, daß die Länge der Impulsantwort L_{imp} die Bedingungen des Zeit-Bandbreite-Produkts einzuhalten hat:

$$L_{imp} > 1/(f_o - f_u)$$

Unter Einhaltung dieser Bedingungen wird die Impulsantwort mit Hilfe eines möglichst glatten Fensters auf eine festgesetzte Länge abgeschnitten. Es gelten für die Transformation in den Frequenzbereich ähnliche Bedingungen wie für die Transformation in den Zeitbereich: Unstetigkeiten bzw. Unstetigkeiten in niedrigen Ableitungen führen zu einer Verbreiterung der Übertragungsfunktion und damit zu einer unerwünschten Erhöhung der Bandbreite des Filters und weniger steilen Filterflanken. Somit wird zum Beschränken der Impulsantwort eine Cosinus-Funktion verwendet (stetige Funktion mit stetiger erster Ableitung, Abfall der Übertragungsfunktion des Fensters mit f^{-3}):

$$w(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\pi \frac{t}{L_{imp}}\right) & \text{für } -L_{imp} < t < L_{imp} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Bei genügend langem Zeitfenster (verwendetes Fenster 12..15 ms) und somit kleinem Abschneidefehler bleibt die im Frequenzbereich konstruierte Übertragungsfunktion auch nach dem Kürzen der Impulsantwort bestehen. Die mögliche Steilheit der Filterflanken wird von der Steilheit des Abfalls der Impulsantwort im Zeitbereich und vom Frequenzverhalten des Fensters $w(t)$ beeinflusst. Bei ungünstigem Abschneiden der Impulsantwort wird die Flankensteilheit der Filter kaum noch von den Entwurfparametern, sondern nur noch von der Übertragungsfunktion des Zeitfensters bestimmt.

Durch Transformation in den Frequenzbereich erhält man dann die Übertragungsfunktion eines Filters mit begrenzter Impulsantwort-Länge. Hierbei kann allerdings die Frequenzfunktion nicht auf den gewünschten Übertragungsbereich (z.B. Hörbereich von 20..20000 Hz) begrenzt bleiben. Es können Aliasing-Fehler entstehen. Bei geschickter Wahl von konstruierter Übertragungsfunktion und Zeitfenster werden aber die Werte der Übertragungsfunktion außerhalb des zu filternden Übertragungsbereichs klein (< -90 dB) und stören die Ergebnisse nicht.

Um rationell alle Frequenzgruppen parallel filtern zu können, wird für alle Frequenzgruppen-Filter die gleiche Impulsantwort-Länge verwendet. Diese wird vor allem durch die niederfrequenten Filter geringer Bandbreite bestimmt.

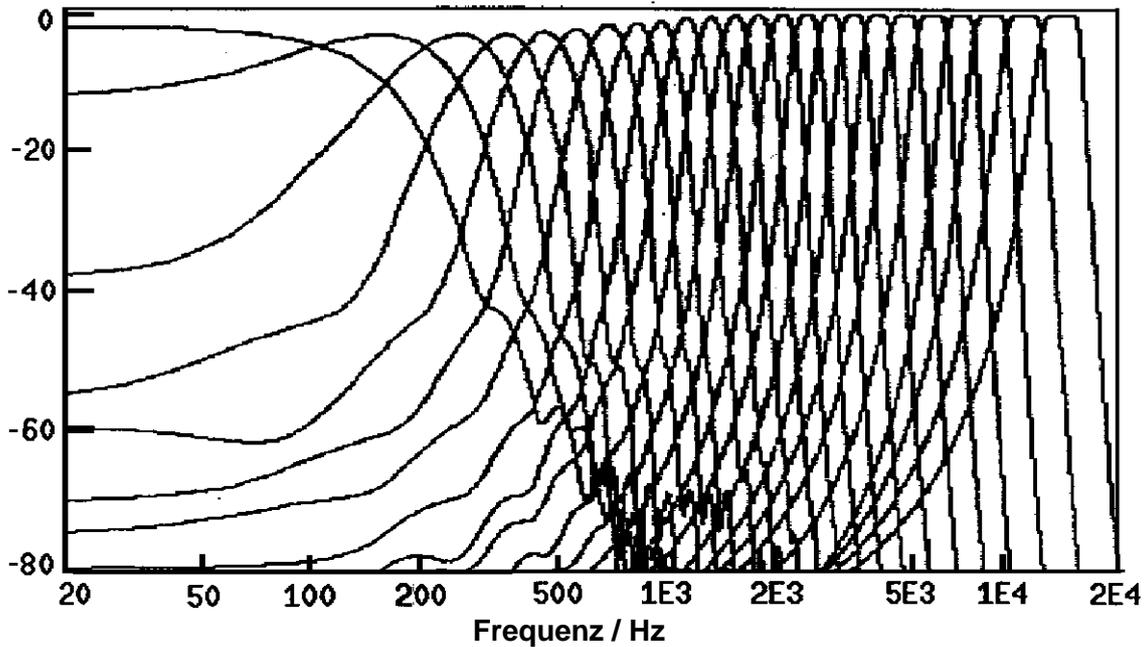


Bild D.1: Übertragungsfunktionen der resultierenden Bandpaßfilter

Ausführung der Filterung

Bedingung für die Filterung der Signale nach der relativ schnellen Overlapp-Add-Methode ist, daß die Länge der Impulsantwort beschränkt ist. Dies ist nach dem oben vorgestellten Verfahren der Fall. Die konkrete Filterung erfolgt dann durch Übertragung eines gefensterten Signalstücks (Cosinus-Fenster) in den Frequenzbereich, Multiplikation mit den Übertragungsfunktionen der Frequenzgruppen-Filter, Rücktransformation in den Zeitbereich, überlappendes Aufaddieren mit vorher gefilterten Zeitabschnitten. Der Überlappungsbereich umfaßt hier die Länge der Impulsantwort plus die Länge des Überlappungsbereichs zweier aufeinanderfolgender ausgeschnittener Zeitfunktionen.

Sollen die gefilterten Signale statt als reelle Zeitfunktion als analytische Zeitfunktion erzeugt werden, genügt es, bei gleichem Filterverfahren die Rücktransformation in den Zeitbereich entsprechend zu gestalten (komplexe statt reelle Fourier-Transformation).

Auch Modulations-Funktionen können allein durch Wahl einer entsprechenden Rücktransformation mit diesem Verfahren in den Frequenzgruppen bestimmt werden (Verschiebung des Übertragungsbereiches, bis die tiefste betrachtete Frequenz auf die Frequenz Null abgebildet wird <Vorsicht Aliasing !!>). Durch komplexe Rücktransformation eventuell mit verringerter Abtastrate läßt sich die trägerfreie komplexe Modulationsfunktion einer Frequenzgruppe erhalten.

In Bild D.1 sind die Übertragungsfunktionen der verwendeten Filter dargestellt.

Anhang E. Weitere Algorithmen zur Lösung des Cocktail-Party-Prozessor-Problems

In Kapitel 5 wurde ein Verfahren vorgestellt, mit dem aus den statistischen Parametern des interauralen Kreuzprodukts Leistungen und Einfallsrichtungen beteiligter Schallquellen bestimmt werden können. Dieses Verfahren orientiert sich an der Lösung quadratischer Gleichungen. Daneben sind aber auch noch andere Lösungsverfahren denkbar.

Folgende Lösungsverfahren sollen vorgestellt werden:

- Verwendung der komplexen Area Cosinus Hyperbolicus Funktion (ar cosh),
- geometrische Betrachtungen der Ortskurve des interauralen Kreuzprodukts (Dreieck),
- Abwandlung des vorne verwendeten quadratischen Gleichungsverfahrens (normierte quadratische Gleichung).

Bei der Beschallung mit 2 Schallquellen ergeben sich gemäß Kapitel 5.3.2 folgende statistische Parameter des interauralen Kreuzprodukts:

$$\begin{aligned} \underline{\mu}(t) &= \underline{A}_m(t)^2 + \underline{B}_m(t)^2 \\ \underline{\sigma}(t) &= \sqrt{2} \underline{A}_m(t) \underline{B}_m(t) \quad ; \underline{A}_m(t) = |a_m(t)| e^{j\frac{1}{2}\beta_a} \quad ; \underline{B}_m(t) \text{ analog} \end{aligned}$$

Area Cosinus Hyperbolicus

Es gilt:

$$\begin{aligned} \frac{\sqrt{2} \underline{\mu}}{\underline{\sigma}} &= \frac{\underline{A}_m(t)^2 + \underline{B}_m(t)^2}{\underline{A}_m(t) \underline{B}_m(t)} = \frac{\underline{A}_m(t)}{\underline{B}_m(t)} + \frac{\underline{B}_m(t)}{\underline{A}_m(t)} \\ \frac{\sqrt{2} \underline{\mu}}{\underline{\sigma}} &= \cosh \left(\ln \frac{|\underline{A}_m(t)|}{|\underline{B}_m(t)|} + j(\beta_a - \beta_b)/2 \right) \\ e^{\operatorname{arcosh}(\sqrt{2} \underline{\mu} / \underline{\sigma})} &= \frac{\underline{A}_m(t)}{\underline{B}_m(t)} \end{aligned}$$

Hieraus erhält man die Lösungen:

$$\begin{aligned} \underline{A}'_m(t)^2 &= \underline{\sigma} / \sqrt{2} e^{+\operatorname{arcosh}(\sqrt{2} \underline{\mu} / \underline{\sigma})} \\ \underline{B}'_m(t)^2 &= \underline{\sigma} / \sqrt{2} e^{-\operatorname{arcosh}(\sqrt{2} \underline{\mu} / \underline{\sigma})} \end{aligned}$$

Dreiecksbetrachtungen

Für den komplexen Mittelwert des interauralen Kreuzprodukts gilt:

$$\underline{\mu}(t) = \underline{A}_m(t)^2 + \underline{B}_m(t)^2$$

Der komplexe Mittelwert der Ortskurve ergibt sich als Summe der Quellenvektoren. Es entsteht ein Dreieck in der komplexen Ebene. Ist eine Quellenrichtung β_a bekannt, läßt sich aus der komplexen Standardabweichung die Richtung der anderen Quelle bestimmen:

$$\beta_b' = 2 \arg \{ \underline{\sigma}(t) \} - \beta_a$$

Hiermit wären aus den Dreieck $\underline{\mu}(t)$, $\underline{A}_m(t)^2$, $\underline{B}_m(t)^2$ alle Winkel bekannt, die zugehörigen Streckenlängen (=Leistungen) lassen sich nach dem Sinus-Satz bestimmen:

$$\underline{A}'_m(t)^2 = \frac{\sin(\arg\{\underline{\mu}\} - \beta_a)}{\sin(\beta_a - \beta'_b)} |\underline{\mu}|^2$$

$$\underline{B}'_m(t)^2 = \frac{\sin(\arg\{\underline{\mu}\} - \beta'_b)}{\sin(\beta'_b - \beta_a)} |\underline{\mu}|^2$$

Normierte quadratische Gleichung

Aus Mittelwert und Standardabweichung des Kreuzprodukts lassen sich auch über einen anderen quadratischen Gleichungsansatz Lösungen finden. So gilt:

$$\underline{\mu} \pm \sqrt{\underline{\mu}^2 - 2\underline{\sigma}^2} = \underline{A}'_m(t)^2 + \underline{B}'_m(t)^2 \pm \sqrt{\underline{A}'_m(t)^4 + 2\underline{A}'_m(t)^2 \underline{B}'_m(t)^2 + \underline{B}'_m(t)^4 - 4\underline{A}'_m(t)^2 \underline{B}'_m(t)^2}$$

$$\underline{\mu} \pm \sqrt{\underline{\mu}^2 - 2\underline{\sigma}^2} = \underline{A}'_m(t)^2 + \underline{B}'_m(t)^2 \pm (\underline{A}'_m(t)^2 - \underline{B}'_m(t)^2)$$

Hieraus ergeben sich zwei Lösungen:

$$\underline{A}'_m(t)^2 = \underline{\mu} + \sqrt{\underline{\mu}^2 - 2\underline{\sigma}^2}$$

$$\underline{B}'_m(t)^2 = \underline{\mu} - \sqrt{\underline{\mu}^2 - 2\underline{\sigma}^2}$$

Vergleich der Verfahren

Die stabilsten Schätzer erreicht man mit dem in Kapitel 5 beschriebenen quadratischen Gleichungs-Verfahren. Hier ist auch der mathematische Aufwand, verglichen mit den ebenfalls zu relativ guten Ergebnissen führenden Arcosh-Schätzern, am geringsten.

Nachteil des Dreiecks-Verfahrens ist, daß ein Einfallswinkel bekannt sein muß. Bei kleinen Leistungen der Sollrichtungs-Signale werden die Fehler hier relativ groß.

Das zweite quadratische Gleichungs-Verfahren ist dem verwendeten sehr ähnlich, die Schätzgenauigkeit ist aber geringer.

Anhang F. Eine Programmstruktur für komplexe Prozesse (Parallelstrukturen auf sequentiellen Rechnern)

Im folgenden soll am Beispiel des Phasendifferenz-Cocktail-Party-Prozessors das verwendete Verfahren zur Umsetzung der Cocktail-Party-Processor-Algorithmen auf dem Rechner dokumentiert werden.

Bei Anwendung externer Frequenzgruppen-Filter (Anhang D) müssen folgende Prozesse vom Signalverarbeitungs-Programm ausgeführt werden (Bild F.1):

- 1/2. Einlesen der Frequenzgruppen-gefilterten Daten für das rechte und linke Ohrsignal,
- 3/4. Bildung von Abtastwerten des analytischen Zeitsignals für das rechte und linke Ohrsignal (Reduktion der Datenrate) (vergl. Kap.7.1),
5. interaurales Kreuzprodukt (vergl. Kap.5.2),
6. Berechnung von statistischen Parametern des interauralen Kreuzprodukts (vergl. Kap.5.3),

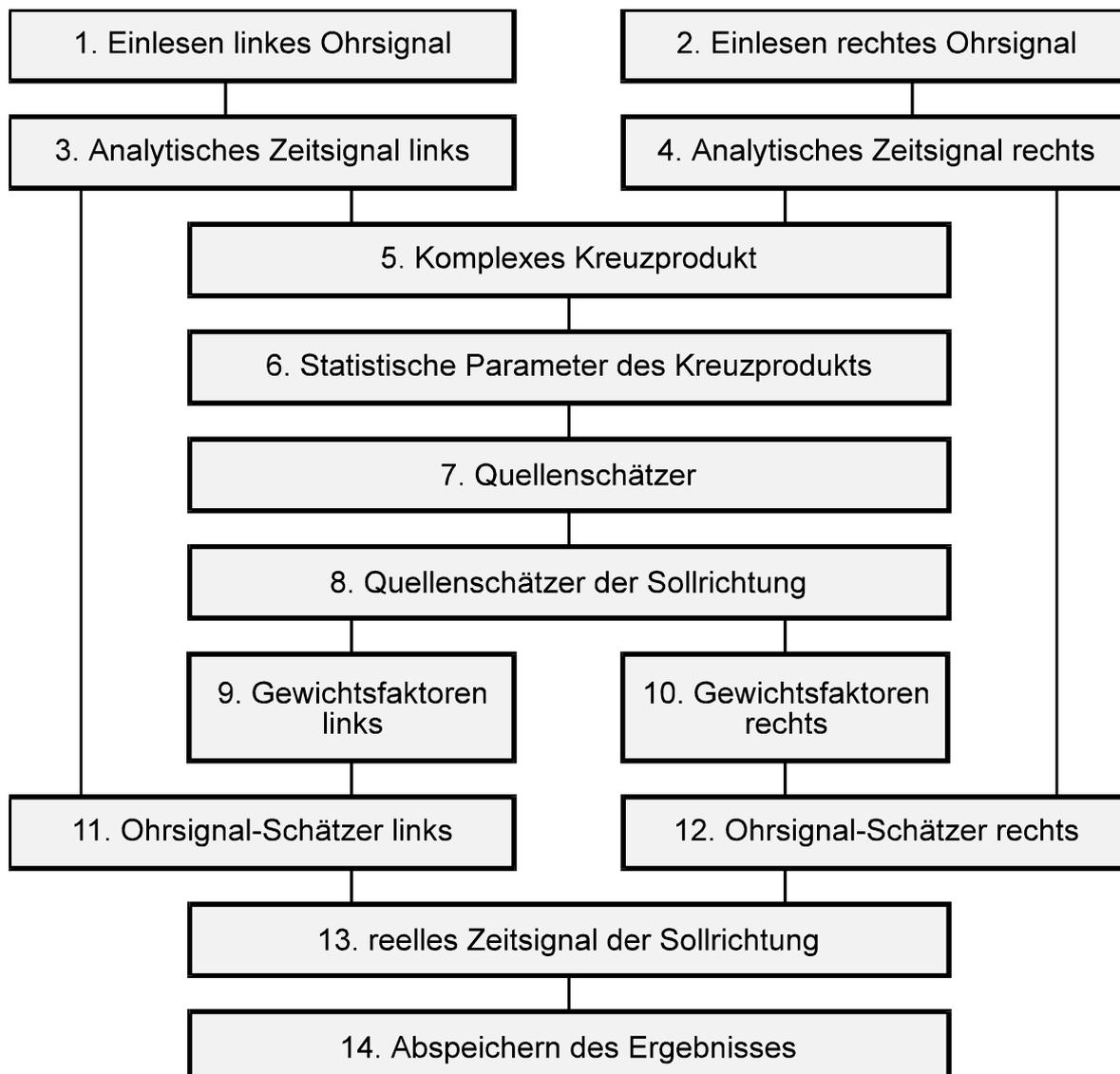


Bild F.1: Struktur des Phasendifferenz-Cocktail-Party-Prozessors

7. Berechnung von Quellenschätzern, evtl. mit zeitlicher Glättung der Schätzer (vergl. Kap.5.3),
8. Abbildung der Quellenschätzer auf eine gewünschte Richtung (vergl. Kap.5.6),
- 9/10. Bestimmung von Gewichtungsfaktoren für das Einprägen der geschätzten Leistung in das rechte und linke Ohrsignal (vergl. Kap.7.2),
- 11/12. Bestimmung der auf den Schätzer angepaßten analytischen Zeitsignale des rechten und linken Ohrsignals (vergl. Kap.7.2),
13. Resynthese des geschätzten reellen Zeitsignals der Sollrichtung aus den analytischen Zeitsignalen der richtungsgefilterten Ohrsignale (vergl. Kap.7.2),
14. Abspeichern der Signale.

Hierbei wird mit einer Reihe unterschiedlicher Zeitachsen gearbeitet:

- Signal-Abtastwerte (Prozesse 1/2,13,14),
- Abtastwerte des analytischen Zeitsignals (Prozesse 3/4,11/12),
- Abtastwerte des interauralen Kreuzprodukts (Prozeß 5),
- statistische Parameter des Kreuzprodukts (Prozeß 6),
- gemittelte Quellenschätzer (Prozesse 7,8),
- Gewichtungsfaktoren für analytische Zeitsignale (Prozesse 9/10).

Zur Verarbeitung der Signale auf dem Rechner wurde ein Verfahren gewählt, bei dem jeder der 14 Signalverarbeitungs-Prozesse weitgehend autonom agiert. Dieses Verfahren wurde im Vorgriff auf mögliche Parallelrechner-Anwendungen entwickelt. Die Eigenschaften dieses Verfahrens sind:

- Jeder Prozeß beschreibt weitgehend autonom seinen "zyklischen" Ausgangs-Buffer, der von diesem Prozeß auch verwaltet wird. (Bild F.2) Der Ausgangs-Buffer ist gemäß der Zeitachse dieses Prozesses organisiert. Jeder Abtastwert wird mit einer Zeitkennung versehen, damit Prozesse mit anderer Zeitachse diese Daten interpretieren können. Der Prozeß gibt allen anderen Prozessen bekannt, für welches Zeitintervall Daten in seinem Buffer zur Verfügung stehen.
- Jeder Prozeß kann die Buffer anderer Prozesse lesen. Hierzu muß der zugreifende Prozeß dem Mutterprozeß des Buffers angeben, für welches Zeitintervall Daten benötigt werden. Diese Daten werden dann reserviert und somit vor Überschreiben geschützt.
- Voraussetzung für den Ablauf eines Prozesses ist, daß einerseits die benötigten (reservierten) Eingangsdaten in Buffern anderer Prozesse zur Verfügung stehen und daß die Ergebnisse in den Ausgangs-Buffer geschrieben werden können. Werden reservierte Daten nicht mehr benötigt (z.B. weil sie verarbeitet sind), wird die Reservierung aufgehoben. Der Mutterprozeß kann diese freigewordenen Bufferbereiche dann wieder mit neuen Verarbeitungsergebnissen füllen.
- Die Ausgangs-Buffer der Prozesse besitzen einen fest umrissenen Speicherplatz und sind "zyklisch" organisiert. Das heißt: Überschreitet der angegebene Feldindex den physikalisch vorhandenen Platz, wird (per Modulo-Funktion) am Beginn des Speichers weiter gelesen oder geschrieben. Solch ein Speicher muß allerdings angefragte Indizes daraufhin überprüfen, ob sie sich im dargestellten Bereich befinden oder nicht (s. BildF-2).

Diese Organisation des Signalverarbeitungs-Programms hat folgende Eigenschaften:

- Programme dieser Art sind leicht auf Parallelrechner zu portieren.
- Auf sequentiellen Rechnern erhält man gut strukturierte Programme mit festen Schnittstellen zwischen Programmodulen.
- Eine aufwendige Indexverwaltung bei unterschiedlichen Zeitachsen entfällt. Die Verwaltung der Daten kann mit realen Zeitangaben erfolgen.

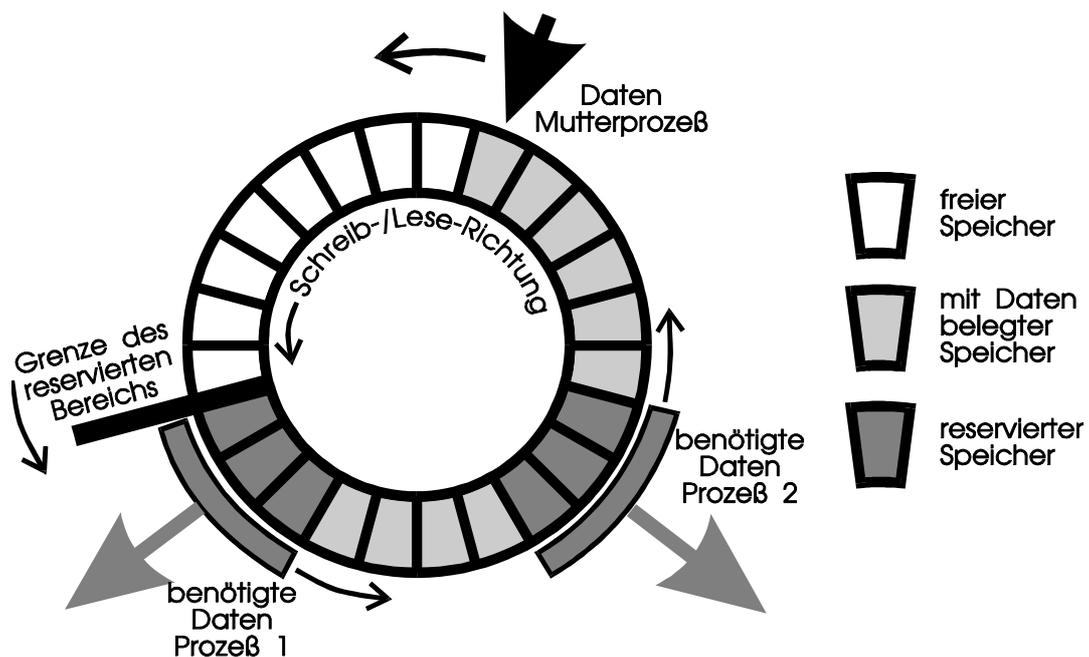


Bild F.2: Verwaltung des Ausgangs-Buffers

- Bei vernetzten Prozessen wird die Steuerung relativ einfach. Es müssen keine hochkomplexen Steuerungsstrukturen entworfen werden. Jeder Prozeß meldet, was er braucht bzw. zur Verfügung stellen kann, Anfragen an andere Prozesse werden sofort bedient. Regelnetzwerke dieser Art sind selbststrukturierend.

Steht kein Parallelrechner zur Verfügung, ist auf sequentiellen Rechnern bei gleichbleibender Struktur des Gesamtprozesses eine zusätzliche zentrale Steuereinheit erforderlich, die die Ablaufreihenfolge der Prozesse steuert. Nach der Zuteilung der Rechenerlaubnis durch die Steuereinheit läuft der angesprochene Parallelprozeß so lange, wie er Daten verarbeiten kann. Fehlen die benötigten Eingangsdaten oder steht kein Platz für die Verarbeitungs-Ergebnisse zur Verfügung, wird die Verfügungsgewalt an die zentrale Steuerungseinheit zurückgegeben, die dann einen anderen Prozeß auswählt.

Als Auswahlkriterium für die zentrale Steuerungseinheit stehen mehrere Methoden zur Verfügung:

- *Multiplexing*. Hierbei werden die Prozesse der Reihe nach aufgerufen. Diese Methode ist relativ sicher, da besonders bei komplexen Strukturen keine "deadlocks" (Totlaufen in einem Strukturabschnitt) eintreten können. Diese Methode ist aber relativ ineffektiv, da unabhängig vom aktuellen Signalverarbeitungs-Bedarf die Prozesse aufgerufen werden und u.U. ein Zyklus vergeht, bis benötigte Daten zur Verfügung stehen. In der konkreten Anwendung wird Multiplexing nur als Rückfallebene benutzt, wenn sich der Prozeß in einem Abschnitt der Struktur totgelaufen haben sollte.
- *Folgen der Signalstruktur*. Hierbei wird entsprechend dem Signalfluß-Diagramm der folgende Prozeß aufgerufen. Die einfachste Möglichkeit ist, mit wechselnder Richtung das Flußdiagramm abwechselnd hinauf und hinunter zu laufen. An Verzweigungspunkten wäre dann entweder per vorgegebenem Durchlaufschema, Zufallsentscheidung oder nach Datenbedarf über den weiteren Ablauf zu entscheiden. Dieses Schema ist effektiver als das Multiplexing und wird als Standardverfahren verwendet, wenn das Verfahren "Problembeseitigung" auf nicht aktivierbare Prozesse stößt.

- *Problembeseitigung*. Hierbei wird bei Abbruch eines Prozesses der Prozeß aufgerufen, der den Abbruch verursacht hat: Bei Datenmangel wird der Prozeß angesprochen, von dem Daten benötigt werden, bei vollem Ausgangs-Buffer wird der Prozeß, der diesen Buffer reserviert, aufgefordert, die reservierten Daten zu verarbeiten. Diese Steuerungsstruktur arbeitet sehr effektiv, birgt aber auch die Gefahr des "Totlaufens" in sich, wenn z.B. der Prozeß, der durch Reservierung die Datenverarbeitung blockiert, nicht angesprochen werden kann, weil auch er wieder blockiert ist. Bei diesem Steuerungsschema muß deshalb immer von der Zentraleinheit überprüft werden, ob überhaupt Daten verarbeitet wurden, und notfalls eingegriffen werden (Umkehren der Steuerungsrichtung, Zufallsaufrufe, einmal alles multiplexen).

Weiterhin ist bei sequentieller Bearbeitung noch eine Ende-Erkennung erforderlich, die von den einlesenden Prozessen in das System gespielt wird, wenn keine Daten mehr einzulesen sind (File-Ende). Prozesse, die die Ende-Kennung verarbeitet haben, werden aus der Prozeßsteuerung ausgeschlossen und schließlich das Gesamtprogramm beendet.

Mit einem solchen Prozeßmanagement wäre es für folgende Ausbaustufen des Modells möglich, komplexe Verarbeitungsprogramme mit vielen Querbeziehungen und Entscheidungsebenen zu steuern: So wäre es für ein voll ausgebautes binaurales System erforderlich, alle Frequenzgruppen parallel zu verarbeiten und Ergebnisse einer Frequenzgruppe in die Verarbeitung anderer einzubeziehen. Insbesondere bei Integration der "Präzedenz-Effekt-Steuerung" kann die Sollrichtung für alle Frequenzgruppen bei Vorliegen einer sicheren Richtungsinformationen in einer Frequenzgruppe geändert werden. Für solche Anwendungsfälle müßten alle 24 Frequenzgruppen parallel betrieben werden und die Qualität der Richtungsschätzung überwacht werden, um nötigenfalls von der Steuerungsstufe sofort in alle 24 Prozessoren eingreifen zu können. Ohne massive Parallelverarbeitung oder zumindest Parallelverarbeitung simulierende Prozesse ist ein solches umfassendes binaurales System kaum aufzubauen.

Anhang G: Literatur

- [1] Allen, J.B.; Berkley, D.A.; Blauert, J.: Multimicrophone signal processing technique to remove room reverberation from speech signals; J. Acoust. Soc. Am. 62 (1977), p. 912-915.
- [2] Allen, J.B.: Cochlear Modeling; IEEE ASSP Magazine Jan. 1985, p. 3-29.
- [3] Blauert, J.: Sound localization in the median plane; Acustica 22 (1969/70), p. 205-213.
- [4] Blauert, J.: Binaural Localization: Multiple images and applications in room- and electro-acoustics; in: R.W.Gatehouse (Ed.): Localization of sound: Theory and application; The amphora press; Groton, CT (1982), p. 65-84.
- [5] Blauert, J.: Spatial hearing - the psychophysics of human sound localization; MIT Press; Cambridge, Massachusetts (1983).
- [6] Blauert, J.; Divenyi, P.L.: Spectral Selectivity in Binaural Contralateral Inhibition; Acustica 66 (1988), p. 267-274.
- [7] Blauert, J. u. Mitarbeiter: Abschlußbericht zum DFG-Projekt "Binaurale Signalverarbeitung", Lehrstuhl für allgem. Elektrotechnik und Akustik, Ruhr-Universität Bochum (1989).
- [8] Blauert, J.; Col, J.-P.: A study on temporal effects in spatial hearing; 9th International Symposium on Hearing, Auditory Physiology and Perception; Carcans, France, 9.-14.6.1991.
- [9] Bodden, M.; Gaik, W.: Untersuchungen zur Störssprecherunterdrückung mit einer gesteuerten Bandpaßfilterbank; Fortschr. der Akustik DAGA '89, DPG-GmbH, Bad Honnef, S. 195-198.
- [10] Bodden, M.: Ein System zur Modellierung des Cocktail-Party-Effekts; Fortschr. der Akustik DAGA '90, DPG-GmbH, Bad Honnef, S. 1015-1018.
- [11] Clifton, R.: Breakdown of echo suppression in the precedence effect; J. Acoust. Soc. Am. 82 (1987), p. 1834-1835.
- [12] Danilenko, L.: Binaurales Hören im nichtstationären diffusen Schallfeld; Dissertation Technische Hochschule Aachen (1967).
- [13] Divenyi, P.L.; Blauert, J.: On Creating a Precedent for Binaural Patterns: When is an Echo an Echo; from: Yost, W.A.; Watson, C.S.: Auditory Processing of Complex Sounds; Lawrence Erlbaum Ass.; Hilledale, New Jersey (1987).
- [14] Durlach, N.I.: Equalization and cancelation theory of binaural masking level differences; J. Acoust. Soc. Am. 35 (1963), p. 1206-1218.
- [15] Fornefeld, A.: Untersuchungen zur Individualenzerrung von Kopfhörern; Diplomarbeit am Lehrstuhl für allgem. Elektrotechnik und Akustik, Ruhr-Universität Bochum (1986).
- [16] Franssen, N.V.: Some considerations of the mechanism of directional hearing; Dissertation, Inst. of Technology, Delft, NL (1960).

- [17] Gaik, W.: Ein digitales Richtungsfilter, basierend auf der Auswertung interauraler Parameter von Kunstkopfsignalen; Fortschr. der Akustik DAGA '86, DPG-GmbH, Bad Honnef, S. 721-724.
- [18] Gaik, W.: Simulation binauraler Signalverarbeitung auf der Basis eines Kreuz-Korrelationsmodells: die Lateralisation frequenzgruppenbreiten Rauschens; Fortschr. der Akustik DAGA '87, DPG-GmbH, Bad Honnef, S. 529-532.
- [19] Gaik, W.; Wolf, S.: Multiple Images - psychoacoustical data and model predictions; In: Duifhuis, H.; Horst, J.W.; Witt, H.P (Hrsg.): Proc. of the 8th Int. Symp. on Hearing, Groningen, The Netherlands, Academic Press, London (1988), p. 386-393.
- [20] Gaik, W.: Untersuchungen zur binauralen Verarbeitung kopfbezogener Signale; Fortschritt-Berichte VDI, Reihe 17 Biotechnik, Nr.63; VDI-Verlag, Düsseldorf (1990).
- [21] Genuit, K.: Gehörgerechte Lärmbewertung; Fortschr. der Akustik DAGA '91, DPG-GmbH, Bad Honnef, S. 75-92.
- [22] Jeffres, L.-A.: A place theory of sound localization; J. Comp. Physiol. Psych., 61 (1948), p. 468-486.
- [23] Kohlrausch, A.: Psychoakustische Untersuchungen spektraler Aspekte beim binauralen Hören; Dissertation, Universität Göttingen (1984).
- [24] Langhans, A., Kohlrausch, A.: Vergleich der Mithörschwellen kurzer Testtöne in reproduzierbaren und statistisch fluktuierenden Rauschmaskierern; Fortschr. der Akustik DAGA '90, DPG-GmbH, Bad Honnef, S. 723-726.
- [25] Lindemann, W.: Die Erweiterung eines Kreuzkorrelationsmodells der binauralen Signalverarbeitung durch kontralaterale Inhibitionsmechanismen; Dissertation, Abteilung für Elektrotechnik, Ruhr-Universität Bochum (1986).
- [26] Lindemann, W.: Extension of a binaural cross-correlation model by contralateral inhibition. I. Simulation of lateralization for stationary signals; J. Acoust. Soc. Am. 80 (1986), p. 1608-1622.
- [27] Lindemann, W.: Extension of a binaural cross-correlation model by contralateral inhibition. II. The law of the first wave front; J. Acoust. Soc. Am. 80 (1986), p. 1623-1630.
- [28] Michel, D.: Die Verarbeitung akustischer Reize im Innenohr: Entwicklung eines Cochlea-modells unter Berücksichtigung aktiver und nichtlinearer Eigenschaften der beteiligten Systeme sowie dessen Realisierung auf einem Laborrechner; Diplomarbeit am Lehrstuhl für allg. Elektrotechnik und Akustik, Ruhr-Universität Bochum (1988).
- [29] Paulus, E.; Zwicker, E.: Programme zur automatischen Bestimmung der Lautheit aus Terzpegeln oder Frequenzgruppenpegeln; Acustica 27 (1972), S. 253-266.
- [30] Peissig, J.; Kollmeier, B.: Echtzeitsimulation digitaler Hörgerätealgorithmen mit Multisignalprozessorsystemen; Fortschr. der Akustik DAGA '90, DPG-GmbH, Bad Honnef, S. 1007-1010.

- [31] Perrot, D.R.; Nelson M.A.: Limits for the detection of binaural beats; J. Acoust. Soc. Am. 46 (1969), p. 1477-1481; J. Acoust. Soc. Am. 47 (1970), p. 663-664.
- [32] Plomp, R.: Binaural and monaural speech intelligibility of connected discourse in reverberation as a function of azimuth of a single competing sound source (speech or noise); Acustica 34 (1976), p. 200-211.
- [33] Raatgever, J.; Bilson, F.A.: A central spectrum theory of binaural processing. Evidence from dichotic pitch; J. Acoust. Soc. Am. 80 (1986), p. 429-441.
- [34] Remmers, H.; Prante, H.: Untersuchung zur Richtungsabhängigkeit der Lautstärkeempfindung von breitbandigen Schallen; Fortschr. der Akustik DAGA '91, DPG-GmbH, Bad Honnef, S. 537-540.
- [35] Scharf, B.; Florentine, M.; Meiselman, C.M.: Critical band in auditory lateralization; Sensory Process 1 (1976), p. 109-126.
- [36] Shaw, E.A.G.; Teranishi, R.: Soundpressure generated by a free sound field; J. Acoust. Soc. Am. 39 (1968), p. 465-470.
- [37] Slatky, H.: Einfluß von Bandfilter-Verfahren bei der Detektion transienter Signale in geophysikalischen Daten; Studienarbeit am Lehrstuhl für Signaltheorie, Ruhr-Universität Bochum (1984).
- [38] Slatky, H.: Localisation of Sinus Signals - Consequences for a Model of Binaural Signal Processing; deutsch-französische Arbeitssitzung "Binaurales Hören", St.Louis /Frankreich, Nov.1988.
- [39] Slatky, H.: Lokalisation mehrerer schmalbandiger Schallquellen; Fortschr. der Akustik, DAGA'89; DPG-GmbH, Bad Honnef, S. 407-410.
- [40] Slatky, H.: Lokalisation simultan abstrahlender Schallquellen: Konsequenzen für den Aufbau binauraler Modelle; Fortschr. der Akustik DAGA '90, DPG-GmbH, Bad Honnef, S. 751-754.
- [41] Slatky, H.: Ein binaurales Modell zur Lokalisation und Signalverarbeitung bei Darbietung mehrerer Schallquellen; Fortschr. der Akustik DAGA'91; DPG-GmbH, Bad Honnef, S. 793-796.
- [42] Slatky, H.: Modelling of Binaural Discrimination of Multiple Sound Sources: A Contribution to the Development of a Cocktail-Party-Processor; 121'st Meeting Acoustical Society of America, 29.4.-3.5.91, Baltimore.
- [43] Stern, R.M.; Colburn, H.S.: The theory of binaural interaction based on auditory-nerve data. IV. A model of subjective lateral position; J. Acoust. Soc. Am., 64 (1978), p. 127-140.
- [44] Stern, R.M.: An Overview of Models of Binaural Perception; 1988 National Research Council CHABE Symposium, Washington D.C., 15.10.1988.

- [45] Vom Hövel, H.; Platte, H.J.: Sprachverständlichkeit bei einer und mehreren unkorrelierten Störschallquellen im Freifeld; Fortschr. der Akustik DAGA '80, VDE-Verlag, Berlin, S. 615-618.
- [46] Wightman, F.; Mcgee, T.; Kramer, M.: Factors influencing frequency selectivity in normal and hearing-impaired listeners; Psychophysics and psychology of hearing; Hrsg: Evans, E.F.; Wilson, J.P.; Academic Press, London (1977).
- [47] Wolf, S.: Untersuchungen zum Gesetz der ersten Wellenfront; Fortschr. der Akustik DAGA '88, DPG-GmbH, Bad Honnef, S. 605-608.
- [48] Wolf, S.: Lokalisation in geschlossenen Räumen; Fortschr. der Akustik DAGA '88, DPG-GmbH, Bad Honnef, S. 747-750.
- [49] Wolf, S.: Lokalisation in geschlossenen Räumen; Dissertation am Lehrstuhl für allgem. Elektrotechnik und Akustik, Ruhr-Universität Bochum (1991).
- [50] Zwicker, E.: Die Grenzen der Hörbarkeit der Amplitudenmodulation und der Frequenzmodulation eines Tones; Acustica 2 (1952), S. 125-133.
- [51] Zwicker, E.: Die Verdeckung von Schmalbandgeräuschen durch Sinustöne; Acustica 4 (1954), S. 415-420.
- [52] Zwicker, E.; Flottorp, G.; Stevens, S.S.: Critical Band Width in Loudness Summation; J. Acoust. Soc. Am. 29 (1957), p. 548-557.
- [53] Zwicker, E.; Henning, B.: The four factors leading to binaural masking-level differences; Hearing Research 19 (1985); p. 29-47.