非対称性補償形ガンマチャープフィルタの近似精度の改善

鵜木　祐史 [1),2)]　　入野　俊夫 [1),3),*]

[1)] ATR 人間情報通信研究所
[2)] 北陸先端科学技術大学院大学　情報科学研究科
[3)] CREST
[1)] 〒 619-0288 京都府相楽郡精華町光台 2-2
[2)] 〒 923-1292　石川県能美郡辰口町旭台 1-1
E-mail: unoki@jaist.ac.jp　irino@cslab.kecl.ntt.co.jp

あらまし　先の報告では、インパルス応答で定義されるガンマチャープフィルタを IIR 形の非対称性補償フィルタとガンマトーンフィルタの組合せで近似する手法を提案した。ここでは、近似フィルタの係数が発見的に設定されていたため、その近似精度を更に高められる可能性が残されていた。また、適合させたパラメータ空間が比較的狭くて疎であることから、これを広くて密にした場合の近似精度を同程度に抑えられるかを保証できなかった。本報告では、非対称性補償フィルタにおける極 / 零点の位相の正負反転に対する制約を加味し、係数のパラメータ依存性を再考することで、近似精度を高めることを考えた。その結果、先に提案した係数の組合せによる場合の約半分の実効誤差で近似できることを示した。

キーワード　聴覚フィルタ、ガンマトーン、ガンマチャープ、IIR 形非対称性補償フィルタ

Improvement of an IIR asymmetric-compensation gammachirp filter

Masashi Unoki [1),2)]　and　Toshio Irino [1),3),*]

[1)] ATR Human Information Processing Research Laboratories
[2)] School of Information Science,JAIST
3) CREST
[1)] 2-2 Hikaridai, Seika-cho, Sorakugun, Kyoto 619-0288 Japan
[2)] 1-1 Asahidai, Tatsunokuchi, Nomigun, Ishikawa 923-1292 Japan
E-mail: unoki@jaist.ac.jp　irino@cslab.kecl.ntt.co.jp

Abstract　In the previous paper, a combination of an IIR asymmetric compensation (AC) filter and the gammatone filter was proposed to simulate the gammachirp filter. The approximation error was demonstrated to be low with a set of restricted combination parameter values. There was, however, no guarantee of the low error for relatively wide and dense parameter set. Since the coefficients for the fit were determined heuristically, it is possible to improve the fit with various techniques including a least-squared-error method and consideration of pole-zero locations. This report demonstrates the rms error is reduced to about the half with a sufficiently wide range of parameter values.

Key Words　auditory filter, gammatone, gammachirp, IIR asymmetric compensation filter

---

* 現在、NTT コミュニケーション科学基礎研究所 / NTT CS Laboratories

1 はじめに

近年、心理物理データだけでなく生理データも良く説明できる聴覚フィルタとして、ガンマチャープフィルタが系統的に提案されている [1, 2, 3, 4]。このガンマチャープフィルタは、線形のガンマトーンフィルタ [5, 6] に周波数変調項を加えたものであり、そのインパルス応答は、時間–スケール表現における最小不確定性を持つ関数の解析解となっている [2]。このフィルタの、周波数非対称性の度合を信号レベルに依存させることにより、心理物理データ (ノッチ雑音マスキングデータ) に適合できる上 [3]、従来より用いられてきた Roex フィルタ [7] と比べ、インパルス応答を持つので有利である [3]。さらに、ガンマチャープの搬送波の瞬時周波数変化は、基底膜振動の周波数移行が生理学的に観察されていることと整合が取れている [8]。さらに最近の生理学的制約条件を課したガンマチャープフィルタ系として、「生理的ガンマチャープ」も提案されている [4]。これは、以下で述べる IIR 形のガンマチャープ [12] を基本として、「非線形共振蓋膜モデル」[9] との類似性から「解析的ガンマチャープ」を改良したものである。「生理的ガンマチャープ」は、心理物理的なマスキング特性ばかりでなく、Carney らのネコの基底膜インパルス応答データ [10] にも良く適合させられることが示されてる。以上のように、ガンマチャープフィルタ系は理論的裏付けを持ち、心理物理データと生理データの両方を説明できる聴覚フィルタとして幅広く利用されることが期待されている。

もともと、解析的ガンマチャープフィルタはインパルス応答で定義されているため、有限長インパルス応答 (FIR) 形で実現されていた。実際の聴覚末梢系では動的に音圧レベル依存で特性が変化していると考えられ、それを FIR フィルタで実現させるのは困難であった。そこで、ガンマチャープフィルタを少ない係数の無限インパルス応答 (IIR) 形フィルタとして実現することを試みた。ガンマチャープの周波数特性を見ると、ガンマトーンの周波数特性と非対称関数から構成される。また、ガンマトーンは IIR 形フィルタが知られているので [13]、後者を近似するために IIR 形の非対称性補償フィルタを新たに定義した [11, 12]。これにより、ガンマチャープフィルタを高精度で IIR フィルタで近似できただけでなく、いままで実現されていなかった聴覚末梢系の動的な表現から音を再合成することも可能であることを示した。

この IIR 形非対称性補償フィルタの各係数の決定法が発見的であったことから、有効な設定法を再考することで、近似精度を更に高められる可能性が残されていた。また、近似精度を求めていたパラメータの範囲が狭く疎で、これを広げたり密にした場合、先の論文での近似精度 [11, 12] をどの程度維持できるか示されていない。

そこで、本報告では、フィルタを構成する各パラメータの設定方法を再考することで、非対称性補償形ガンマチャープフィルタの近似精度の改善を試みる。第 2 節で先に提案した構成法と問題点を示し、第 3 節でその改良と評価を行なう。

2 非対称性補償形ガンマチャープフィルタ

2.1 ガンマチャープフィルタ

複素表示のガンマチャープ関数は、

$$\begin{aligned} g_c(t) &= at^{n-1}\exp(-2\pi b\mathrm{ERB}(f_r)t) \\ &\quad \times \exp(j2\pi f_r t + jc\ln t + j\phi) \end{aligned} \tag{1}$$

で定義されている [3]。ここで、時間 $t>0$、a は振幅、n と b はガンマ分布関数のパラメータで、f_r は最終的に収束する漸近周波数、ϕ は初期位相、$\mathrm{ERB}(f_r)$ は等価矩形帯域幅、c は周波数変調項の係数で非対称性の度合を決定するパラメータ、$\ln t$ は自然対数を表す。ガンマチャープ関数とガンマトーン関数の違いは、$jc\ln t$ の部分であり、$c=0$ のとき、ガンマチャープ関数はガンマトーン関数と完全に一致する。つまり、ガンマチャープ関数系は、ガンマトーン関数を包含する関係にある。この関数は、瞬時周波数が周波数の分数で変化する FM の搬送波 (チャープ信号) とガンマ分布関数の包絡線を持つことからガンマチャープと名付けられた [3]。ノッチ雑音マスキングのデータへの適合の結果 [3] を見ると、c がレベル依存するパラメータであり、n と b は定数パラメータとすれば良いことがわかる。

ガンマチャープ関数の Fourier 変換は

$$\begin{aligned} G_C(f) &= \bar{a}\cdot\left[\frac{1}{\left\{2\pi\sqrt{\bar{b}^2+(f-f_r)^2}\right\}^n}e^{-jn\theta}\right] \\ &\quad \cdot\left[e^{c\theta}\cdot e^{-jc\ln\{2\pi\sqrt{\bar{b}^2+(f-f_r)^2}\}}\right] \end{aligned} \tag{2}$$

$$\theta = \arctan\{(f-f_r)/b\mathrm{ERB}(f_r)\} \tag{3}$$

である [3]。但し、$\bar{a}=a\Gamma(n+jc)e^{j\phi}$ であり、$\bar{b}=b\mathrm{ERB}(f_r)$ である。ここで、振幅が最大になる周波数は、

$$f_p = f_r + c\cdot b\mathrm{ERB}(f_r)/n \tag{4}$$

である。

ここで、式 (2) の第 2 項が、ガンマトーンフィルタ $G_T(f)$ であり、第 3 項が、非対称性を決定するフィルタ $H_A(f)$ とし、振幅係数 $\bar{a}$ を正規化して、

$$G_C(f) = G_T(f) \cdot H_A(f) \tag{5}$$

と書くと、振幅周波数特性は、

$$|G_C(f)| = |G_T(f)| \cdot |H_A(f)| \tag{6}$$

$$= \frac{1}{\left\{2\pi\sqrt{b^2+(f-f_r)^2}\right\}^n} \cdot e^{c\theta} \tag{7}$$

となる。これは、ガンマチャープフィルタが、時不変のガンマトーンフィルタに、レベル依存する非対称性フィルタ $H_A(f)$ を縦続接続した形であることを示している。ここで、ガンマトーンフィルタについては、IIR フィルタで実現できることが知られている [13]。そのため、ガンマチャープフィルタを IIR 形で実現するためには、$H_A(f)$ を IIR 形フィルタで実現することを考えればよい。

式 (2) は、パラメータ n, b, c, f_r の関数であることから、明示的に

$$G_C(f; n, b, c, f_r) = G_T(f; n, b, c, f_r) \cdot H_A(f; b, c, f_r) \tag{8}$$

と表現しなおす。ここで、非対称性フィルタ $H_A(f; b, c, f_r)$ は、下記の特徴を持つことがわかっている [12]。

(a) c に依存した特定帯域通過フィルタの特性をもつ。$|c|$ が大きくなるほど振幅の範囲が広がり、f_r 近傍での傾きが大きくなる。

(i) $H_A(f; b, 0, f_r) = 1, \quad c = 0$

(ii) $|H_A(f; b, c, f_r)|, \quad c > 0$：高域通過形

(iii) $|H_A(f; b, c, f_r)|, \quad c < 0$：低域通過形

(b) 任意の周波数 f_r に対し、次式が成立する。

$$|H_A(f_r - \Delta f; b, c, f_r)| = |H_A(f_r + \Delta f; b, c, f_r)|^{-1} \tag{9}$$

(c) 単調変化で、ピークやディップがない。

(d) 任意の c に対して、次式が成立する。

$$H_A(f; b, c, f_r) = H_A(f; b, -c, f_r)^{-1} \tag{10}$$

(e) 任意の c_1 と c_2 に対して、次式が成立する。

$$H_A(f; b, c_1 + c_2, f_r) = H_A(f; b, c_1, f_r) \cdot H_A(f; b, c_2, f_r) \tag{11}$$

2.2 IIR 形非対称性補償フィルタ

先の論文では、ガンマチャープフィルタを IIR 形で実現するためには、上記の特徴 (a) ~ (e) をなるべく保持し、$|H_A(f)|$ を高い精度で近似できるように、次式で定義される多段 IIR ディジタルフィルタ $H_C(z)$ を提案した [11, 12]。

$$H_C(z) = \prod_{k=1}^{N} H_{Ck}(z) \tag{12}$$

$$H_{Ck}(z) = \frac{(1 - r_k e^{j\varphi_k} z^{-1})(1 - r_k e^{-j\varphi_k} z^{-1})}{(1 - r_k e^{j\phi_k} z^{-1})(1 - r_k e^{-j\phi_k} z^{-1})} \tag{13}$$

$$r_k = \exp(-k \cdot p_1 \cdot 2\pi b \mathrm{ERB}(f_r)/f_s) \tag{14}$$

$$\phi_k = 2\pi\{f_r + p_0^{k-1} \cdot p_2 \cdot c \cdot b\mathrm{ERB}(f_r)\}/f_s \tag{15}$$

$$\varphi_k = 2\pi\{f_r - p_0^{k-1} \cdot p_2 \cdot c \cdot b\mathrm{ERB}(f_r)\}/f_s \tag{16}$$

ただし、p_0, p_1, p_2 は正係数、f_s はサンプリング周波数である。ここで、r_k はフィルタの極と零点の絶対値、ϕ_k と φ_k はそれぞれ極と零点の位相に対応する。

次に、元々のガンマチャープフィルタの振幅周波数特性と明確に区別するために、IIR 形非対称性フィルタを用いたガンマチャープフィルタの振幅周波数特性を

$$|G_{CAC}(f)| = |G_T(f)| \cdot |H_C(f)| \tag{17}$$

と表す。これを非対称性補償形ガンマチャープフィルタと呼ぶ。

ここで、合成した $|G_{CAC}(f)|$ の最大値をパラメータの値にかかわらず、常に 1 に正規化するために、式 (13) の各段の $|H_{Ck}(z)|$ ごとに、値を 1 に正規化する周波数を

$$f_{p,k} = f_r + k \cdot p_3 \cdot c \cdot b\mathrm{ERB}(f_r)/n \tag{18}$$

とした。また、式 (14) ~ (16) および式 (18) における p_0 ~ p_3 の係数は発見的に次式で設定された [11, 12]。

$$p_0 = 2 \tag{19}$$

$$p_1 = 1.35 - 0.19 \cdot |c| \tag{20}$$

$$p_2 = 0.29 - 0.0040 \cdot |c| \tag{21}$$

$$p_3 = 0.23 + 0.0074 \cdot |c| \tag{22}$$

これらの係数で、段数 4 段 ($N = 4$)、$n = 4$、$b = 1.68$ とし、設計周波数を $f_r = 250$ Hz の場合と $f_r = 2000$ Hz の場合について元の関数と近似フィルタの比較を、図 1で行なう。ここで、横軸は周波数、縦軸は振幅 (dB) である。図 1(a), (c) 中の実線は、非対称関数 $|H_A(f)|$ ($= e^{c\theta}$)・一点鎖線は非対称性補償フィルタ $|H_C(f)|$ を示している (なお、p_3 による正規化はここでは行なわず、f_r の所が 1 となるように表示している)。設計周波数付近では比較的良い近似度を保っているが、それから離れると誤差が大きくなり、c の値による近似度のばらつきが異なることがわかる。

非対称性補償フィルタの特性 $|H_C(f)|$ にガンマトーンフィルタの特性 $|G_T(f)|$ を掛け合わせると、非対称性補償形ガンマチャープフィルタの周波数振幅特性が得られる。図 1(b)・(d) に図 1(a)・(c) に

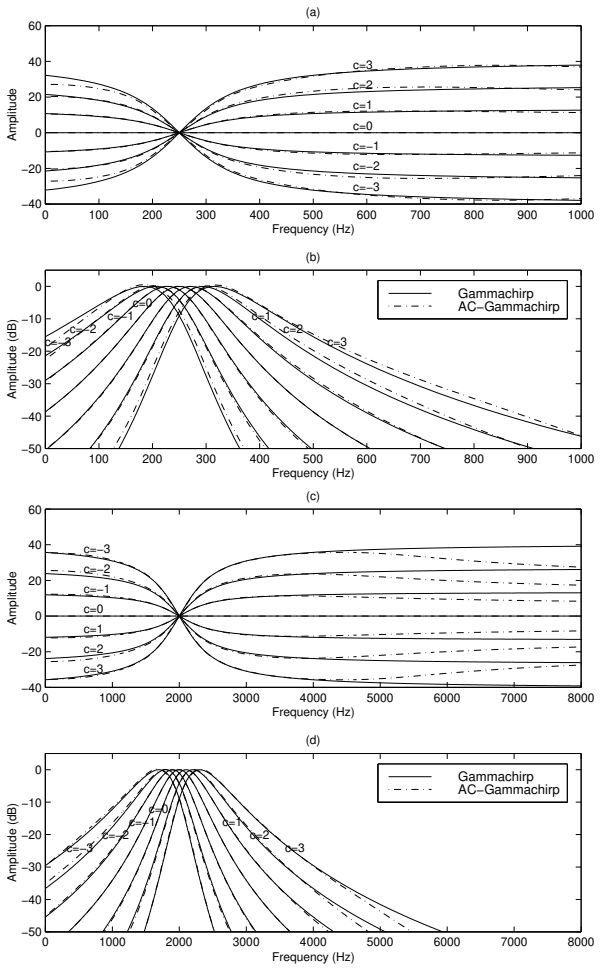


図 1: 振幅周波数特性. c を変数とした場合の (a) $n = 4$, $b = 1.68$, $f_r = 250$ Hz における非対称関数 $|H_A(f)|$ (実線) と非対称性フィルタ $|H_C(f)|$ (一点鎖線) . (b) (a) の条件での元のガンマチャープフィルタ $|G_C(f)|$ (実線) と非対称性補償形ガンマチャープフィルタ $|G_{CAC}(f)|$ (一点鎖線) . (c)$f_r = 2000$ Hz の場合. 他は (a) と同じ. (d) $f_r = 2000$ の場合. 他は (b) と同じ.

対応するガンマチャープの振幅周波数特性を示す (ここでは p_3 による正規化も入っている) 。実線は、元々のガンマチャープ $|G_C(f)|$・一点鎖線は非対称性補償形ガンマチャープフィルタ $|G_{CAC}(f)|$ を示している。ガンマトーンフィルタが帯域通過形なので、設計周波数から離れた所の誤差は比較的小さくなっているが、c の値による近似度のばらつきは依然存在する。

次に、ガンマチャープフィルタと非対称性補償形ガンマチャープフィルタ間の実効誤差を近似精度の評価尺度とし、パラメータセット (合計 90 組 : $b = 1.0, 1.35, 1.7$; $c = 1.0, 0.0, -1.0, -2.0, -3.0$; $f_r = 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000$ Hz) に対して $|G_C(f)| > -50$ dB の範囲における実効誤差を求めた。この結果、上記のパラメータセットに対し、実効誤差は約 0.63 dB であった。

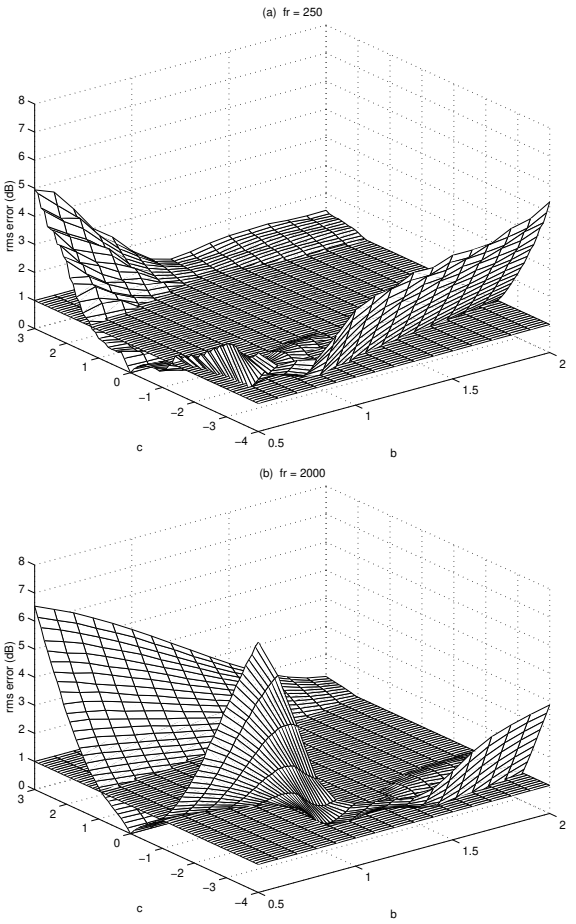


図 2: パラメータ b, c の値に対する実効誤差分布 (dB). 1 dB にも水平面を描いている. (a) $f_r = 250$ Hz, (b) $f_r = 2000$ Hz の場合.

2.3 広いパラメータ空間での近似精度評価

前節で示した、比較的少ないパラメータセット (90 組) で特性を評価した結果は既報告である [11, 12]。ここでは、この空間を実際にガンマチャープフィルタを利用する可能性の大きい範囲を十分カバーするようにして、そのパラメータ値の密度も高めてみる。

まず、前節と同じ条件で、広いパラメータ空間 (合計 5856 組:$b = 0.5, 0.6, 0.7, \cdots, 2.0$; $c = -4.0, -3.9, -3.8, \cdots, 3.0$; $f_r = 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000$ Hz) に対して $|G_C(f)| > -50$ dB の範囲における実効誤差を求めた。結果は、実効誤差が約 1.3 dB であり、90 組の場合 (0.63 dB) の約 2 倍となった。このことから、 式 (19) ~ (22) の係数の設定では、パラメータ空間を広げて高密度にした場合に、高い近似精度を保持できないことがわかる。

ここで、上記のパラメータ値に対する近似誤差の

違いを調べる。図 2(a) は、$f_r = 250$ Hz で、b の値と c の値を上記の範囲で変化させた場合の実効誤差 (縦軸) の分布を示す。なお、実効誤差 1 dB の所に水平面を描いて、これ以上であれば誤差が 1 dB 以上となっていることがわかるようにした。図 2(b) は、$f_r = 2000$ Hz の場合である。

上記のパラメータ空間に対する実効誤差は、前節の 0.63 dB の場合と比較し、パラメータ空間が密になったことよりも、その範囲が広がったことに起因しており、その誤差は、b が小さく、$|c|$ が大きいほど大きくなる傾向にある。このことから、発見的に決定された IIR 形非対称性補償フィルタのパラメータ設定を改良することで、誤差をさらに小さくできる可能性がある。

そこで、予備検討として、式 (19) ~ (22) の係数値を、実効誤差を評価関数とした最小自乗法で最適化すると、1.07 dB まで実効誤差を小さくできたが、1 dB 以下にはできなかった。また、式 (20) ~ (22) の $|c|$ の多項式の次数を 2 次に増やし、同様の手法で最適化しても 0.96 dB 程度で、大きな改善効果を得ることができなかった。

以上のことから、IIR フィルタの極・零の配置の問題も含め、適切な係数の設定方法を再考する必要があると考えられる。これを次節で述べる。なお、改善結果を図 1と比較する意味もあり、以後段数は 4 段で、パラメータ $n = 4$ で議論する。

3 近似精度の改善

3.1 係数設定法の再考察

例えば、図 1(a) の $c = -3$ のとき、$f < f_r$ で $|H_C(f)|$ と $|H_A(f)|$ の間の誤差が特に大きくなっている。この原因は以下のように考えられる。ある正の設計周波数 f_r に対し、c が小さくなると式 (13) の N 番目 ($N = 4$) の IIR フィルタの極 ϕ_N が負の周波数に存在するようになる。このため、正の周波数の範囲だけで成立すべき、非対称関数 $|H_A(f)|$ の特徴 (b) (式 (9)) が近似フィルタ $|H_C(f)|$ では成立しなくなる。また、これに伴って周波数零での振幅もピーク位置での振幅よりもめだって小さくなるので、特徴 (c) を満たさなくなってくる。同様に、図 1(a) の $c = 3$ のとき、$f < f_r$ で誤差が大きくなっているのは、IIR フィルタの零点 φ_N が負の周波数に存在し、非対称性関数の特徴 (b) と (c) を満たさないことに起因する。そこで、対を形成する極と零点を少なくとも、周波数零を含めた正の半平面に制限すれば、特徴 (b) や (c) をより良く近似できるようになると考えられる。そこで、極と零点の位相の正負反転を禁止して、半平面に収める制約を課すことを考える。

式 (20) ~ (22) では、$|c|$ の 1 次式で p_1 ~ p_3 を決定していた。これを 2 次式としてもあまり改善しないことも既に述べた。ここで、式 (15) や (16) において、p_2 の項は c, b, $\mathrm{ERB}(f_r)$ の積からなっている。それならば、$|c|$ 以外にもパラメータ b や $\mathrm{ERB}(f_r)$ に相関があるように p_1 ~ p_3 の定式化を変更すると改善される可能性がある。次節では、以上の考察を元に非対称性補償フィルタを再定義する。

3.2 非対称性補償フィルタの再定義

ここでは、非対称性補償フィルタを以下のように再定義する。

$$H_{IC}(z) = \prod_{k=1}^{K} H_{ICk}(z) \tag{23}$$

$$H_{ICk}(z) = \frac{(1 - r_k e^{j\varphi_k} z^{-1})(1 - r_k e^{-j\varphi_k} z^{-1})}{(1 - r_k e^{j\phi_k} z^{-1})(1 - r_k e^{-j\phi_k} z^{-1})} \tag{24}$$

$$r_k = \exp\left(-p_1 (p_0/p_4)^{k-1} \cdot 2\pi b \mathrm{ERB}(f_r)/f_s\right) \tag{25}$$

$$\Delta f_r = (p_0 \cdot p_4)^{k-1} \cdot p_2 \cdot c \cdot b\mathrm{ERB}(f_r) \tag{26}$$

$$\phi_k = \begin{cases} 2\pi\{f_r + \Delta f_r)\}/f_s, & f_r + \Delta f_r \geq 0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{27}$$

$$\varphi_k = \begin{cases} 2\pi\{f_r - \Delta f_r)\}/f_s, & f_r - \Delta f_r \geq 0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{28}$$

なお、正規化に関する関係式 (18) は、そのまま用いる。再掲すると、

$$f_{p,k} = f_r + k \cdot p_3 \cdot c \cdot b\mathrm{ERB}(f_r)/n \tag{29}$$

である。以上の式の p_0, p_1, p_2, p_3, p_4 は正係数である。

極 / 零点の位相の正負反転禁止の制約は、式 (27), (28) の条件分けで実現されている。これ以外の変更点は、予備検討 [14] によって目安をつけた。それは、式 (14) の k 倍が $(p_0/p_4)^{k-1}$ 倍に変わった部分と、式 (15) の p_0^{k-1} 倍が $(p_0 \cdot p_4)^{k-1}$ に変わった部分である。

次に、式 (25) ~ (29) における p_0 ~ p_4 の 5 つの係数を設定する。先の論文では、式 (20) ~ (22) のように、各係数のパラメータ依存性についても発見的に $|c|$ の 1 次式で設定されていた。これに対し、ここでは系統的に調べるため、

$$p_m = p_{m,a}\Big(1 + \sum_{\alpha=1}^{N_\alpha} p_{m,b_\alpha} \cdot |c|^\alpha\Big)\Big(1 + \sum_{\beta=1}^{N_\beta} p_{m,c_\beta} \cdot b^\beta\Big) \times\Big(1 + \sum_{\gamma=1}^{N_\gamma} p_{m,d_\gamma}/\mathrm{ERB}(f_r)^\gamma\Big), \quad m = 1, 2, 3 \tag{30}$$

と、パラメータ $|c|$, b, $1/\mathrm{ERB}(f_r)$ の多項式の積の形で定式化した。これは、予備検討の結果 [14] から、

表 1: 係数の次数と実効誤差の関係

$$p_m = p_{m,a}\Big(1+\sum_{\alpha=1}^{N_\alpha} p_{m,b_\alpha}\cdot|c|^\alpha\Big)\Big(1+\sum_{\beta=1}^{N_\beta} p_{m,c_\beta}\cdot b^\beta\Big)\Big(1+\sum_{\gamma=1}^{N_\gamma} p_{m,d_\gamma}/\mathrm{ERB}(f_r)^\gamma\Big),\quad m=1,2,3$$

$$N_{all} = 3(1+N_\alpha+N_\beta+N_\gamma)$$

条件番号	$\lvert c\rvert$ の多項式次数 N_α	b の多項式次数 N_β	$1/\mathrm{ERB}(f_r)$ の多項式次数 N_γ	係数の総数 $N_{all}+1$	実効誤差 (dB)
1	1	0	0	7	0.73
2	2	0	0	10	0.70
3	1	1	0	10	0.59
4	2	2	0	16	0.58
5	1	0	1	10	0.75
6	2	0	2	16	0.76
7	1	1	1	13	0.63
8	2	2	2	22	0.60

近似精度にこれらが相関があると考えられるためである。なお、ここで、p_0 は式 (19) と同様に $p_0 = 2$ とし、p_4 に 1 係数を割り当てた。

3.3 評価結果

ここでは、2.3 節で利用したものと同じ大きく密度が高いパラメータ空間 (5856 組) で、式 (30) 中の $p_{m,*}$ と p_4 を変数として、実効誤差を小さくするように最小自乗計算を行なう。

式 (30) の各項の次数 ($N_\alpha, N_\beta, N_\gamma$) を 0 次 ~ 2 次まで考え、その組合せによって、得られた実効誤差がどのようになるかを検討した。その結果を表 1に示す。第 1 列目は条件の番号、第 2 列目 ~ 第 4 列目は、各多項式の次数を表し、0 の場合はその多項式が 1 になる。すなわち、そのパラメータには相関がないことを示している。第 5 列目は式 (30) で用いる係数 $p_{m,*}$ の $m = 1, 2, 3$ での総数に p_4 の 1 つを加えた数である (p_0 は数えない)。第 6 列目は、式 (23) ~ (29) で再定義した非対称性補償フィルタでの実効誤差である。

この実効誤差は最小で 0.58 dB、最大でも 0.76 dB であり、2.3 節で述べた改良前での誤差 1.3 dB (最適化を行なった後でも 1.07 dB) に比べて大幅に小さくなっている。

極 / 零点の位相の正負反転禁止の制約の有効性を確認するため、この制約を入れない場合、すなわち、式 (27) と (28) で強制的に 0 にする条件文を入れない場合の実効誤差を同じ条件で計算した。この場合、いずれの条件でも実効誤差が増加し、その増加の平均値は約 0.08 dB であった。したがってこの制約は有効である。

次に、係数の多項式の次数と実効誤差の関係を調べる。まず、条件番号 1 と 5、2 と 6、3 と 7、4 と 8 の条件をそれぞれ比較すると、$1/\mathrm{ERB}(f_r)$ の多項式の有無、あるいは係数の次数が 1 次か 2 次の違いとなる。これらの実効誤差はどの場合でも、$1/\mathrm{ERB}(f_r)$ の多項式が入らない方がむしろ小さくなっている。従って、$1/\mathrm{ERB}(f_r)$ の多項式は不必要である。

次に、条件番号 1 と 3、2 と 4、5 と 7、6 と 8 の条件をそれぞれ比較すると、b の多項式の有無、あるいは係数の次数が 1 次か 2 次かの違いとなる。b の多項式がある場合、いずれも 0.1 dB 以上誤差が小さくなっていて、有効であることがわかる。また、係数の次数が 1 次よりは 2 次の方が誤差が小さくなることもわかる。

最終的には、これらの条件の中から、なるべくパラメータ数が少なくて、誤差が小さくなる場合を改良した非対称性補償フィルタに採用したい。パラメータの多項式を 1 次増やすと、p_1, p_2, p_3 すべてで係数が 1 つずつ増えるので、合計 3 つ係数が増えることになる。もっとも実効誤差が小さいのは、条件 4 の場合で、誤差が 0.58 dB、係数総数が 16 である。次は、条件 3 で誤差が 0.59、係数総数が 10 である。係数を 6 個増やしても、誤差は高々0.01 dB しか小さくできていない。従って、概ね条件 3 で誤差の改善の上限に来ていると推測される。この場合非線形最適化問題なので、線形予測法における AIC 等などの合理的な決定基準を適用できないため、これ以上議論を精密にできないが、おおよそ妥当と考えられる。

ここで、条件 3 に対応する p_1 ~ p_4 の係数の値は、

$$p_1 = 1.5961\cdot(1-0.1600\cdot|c|)\cdot(1-0.0430\cdot b) \quad (31)$$
$$p_2 = 0.4546\cdot(1-0.0732\cdot|c|)\cdot(1-0.1258\cdot b) \quad (32)$$
$$p_3 = 0.2181\cdot(1-0.0611\cdot|c|)\cdot(1+0.0329\cdot b) \quad (33)$$
$$p_4 = 1.0957 \quad (34)$$

であった。

この場合、実効誤差は 0.59 dB であり、第 2.3 節

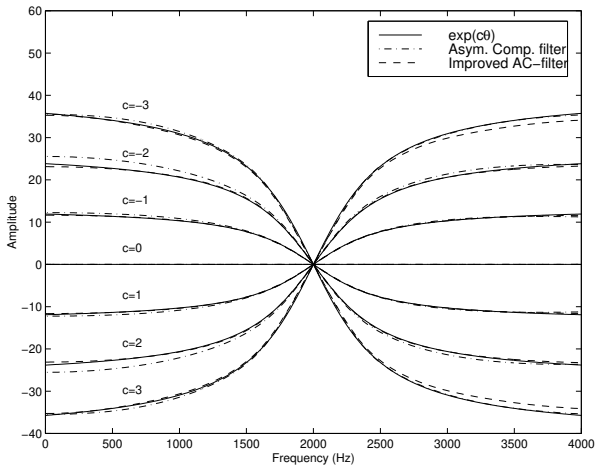
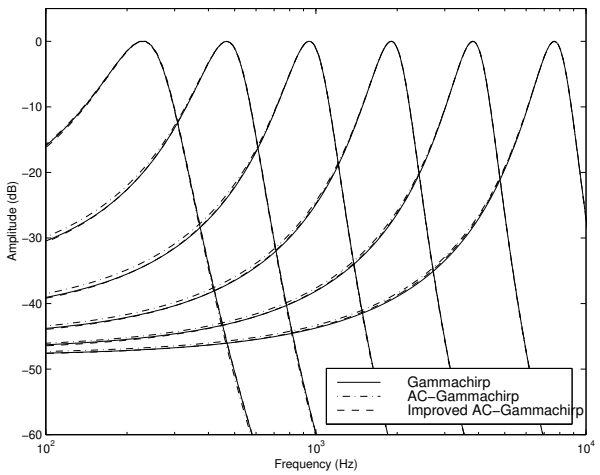


図 3: 非対称関数と非対称性補償フィルタの振幅周波数特性.



f_r (Hz)	250	500	1000	2000	4000	8000
改良前 (dB)	0.36	0.41	0.40	0.34	0.29	0.34
改良後 (dB)	0.32	0.14	0.09	0.09	0.10	0.14

図 4: ガンマチャープフィルタの振幅周波数特性 (表は改良前 / 後の実効誤差を表す) .

に示した改良前での約 1.3 dB に比べ、半分以下に減らすことができた。その分、係数総数は、6 から 10 へと増えることになった。

3.4 近似特性の評価

上記で決定された係数を利用したときの非対称性補償フィルタおよび、非対称性補償形ガンマチャープフィルタの改良前後の特性を比較する。図 3に、段数 4 段 ($N = 4$)、 $n = 4$、 $b = 1.68$、$f_r = 2000$ Hz、c を -3 から 3 までとした場合の、非対称関数 $|H_A(f)|$ ($= e^{c\theta}$) (実線)・改良前非対称性補償フィルタ $|H_C(f)|$ (一点鎖線)・改良後のフィルタ $|H_{IC}(f)|$ (破線) の振幅周波数特性を示す。破線の方が、一点鎖線よりも実線の非対称関数に近く、明らかに、非対称性補償フィルタを改良した効果が見られる。

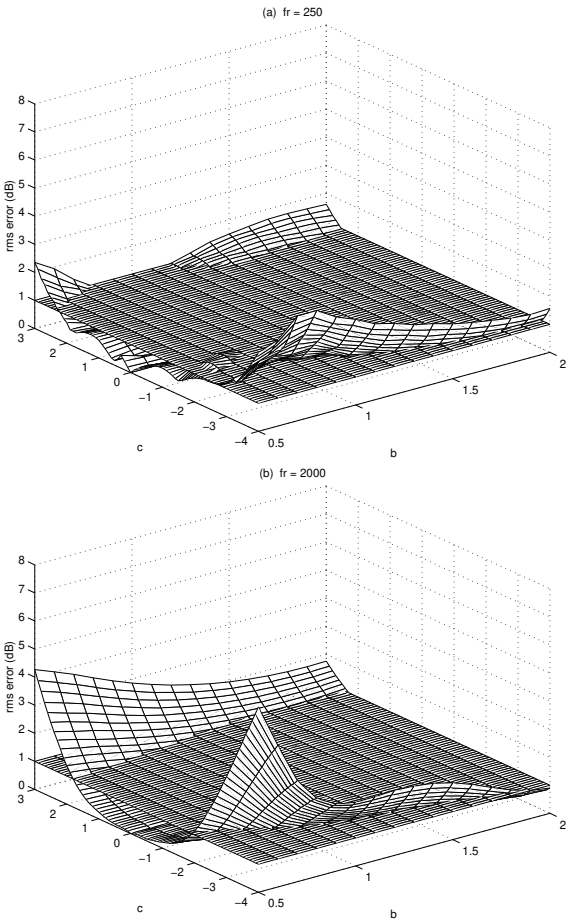


図 5: 改良した非対称性補償形ガンマチャープフィルタでの、パラメータ b,c に対する実効誤差誤差分布. (a) $f_r = 250$ Hz, (b) $f_r = 2000$ Hz の場合.

次に、図 4に、$n = 4$、$b = 1.68$、$f_r = 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000$ Hz、$c = -1$ とした非対称性補償形ガンマチャープフィルタの改良前後の振幅周波数特性を示す。実線は、元々のガンマチャープフィルタ $|G_C(f)|$・一点鎖線は改良前の非対称性補償形ガンマチャープフィルタ $|G_{CAC}(f)|$・破線は改良後の振幅周波数特性を示す。破線と一点鎖線を比較すると、f_r よりも低い周波数領域に対応する部分での近似誤差が改善されていることがわかる。図中の表にこの条件での各 f_r における、改良前後の近似実効誤差を示す。いずれの f_r においても改良後の方が近似誤差を低減させていることがわかる。

最後に、パラメータ b、c の値に対する $f_r = 250$ Hz および $f_r = 2000$ Hz における実効誤差の分布を図 5に示す。図 2と比較すると、全体的に実効誤差が低減され (実効誤差 1 dB 以下の面積が増加し)、b が小さく、$|c|$ が大きいところでの誤差の分布が顕著に改善されていることがわかる。

以上により、非対称性補償形ガンマチャープフィルタを改良することで、先の論文で示した範囲より広く密度が高いパラメータ空間でも、十分高い精度で元々のガンマチャープを近似できることを示した。

4 まとめ

本報告では、非対称性補償形ガンマチャープフィルタの近似精度を高めるため、そのフィルタの設定方法に対する元々のガンマチャープのパラメータの依存性を再検討した。はじめに、先の論文で報告した設定方法では、実際にガンマチャープが取り得る広いパラメータ空間 (b が $0.5 \sim 2.0$・c が $-4 \sim 3$) では実効誤差が約 1.3 dB となり、既報告の狭く限られたパラメータ空間での値よりも精度が低くなることを確認した。その際、非対称性補償フィルタの対になる極と零点の両方とも正 (または負) の半平面に収まっていない場合に近似誤差が大きくなることがわかった。そこで、極 / 零点の位相の正負反転を禁止する制約を導入して、非対称性補償フィルタの再定義を行なった。また、先の論文で発見的に設定されていた係数のパラメータ依存性については、$|c|$,b, $1/\mathrm{ERB}(f_r)$ の多項式の積で定式化しなおした。この設定で、広いパラメータ空間において、実効誤差を評価関数とする最小自乗計算にて係数を決定した。この結果、極と零点の位相の正負反転禁止の制約により約 0.08 dB の誤差改善ができて有効であること、係数設定についてはパラメータ $|c|$ と b の多項式が有効で $1/\mathrm{ERB}(f_r)$ の多項式は不必要であることがわかった。本報告では、パラメータ数が少なくて誤差が小さい場合として、$|c|$ の１次式と b の１次式の積の形の係数設定を選んだ。この場合、係数の数は改良前の６個から１０個へ増えるが、広いパラメータ空間に対し実効誤差を改善前の約半分の 0.59 dB に低減できる。これにより、ガンマチャープフィルタを十分高い精度で近似できる非対称性補償形ガンマチャープフィルタを実現できることを示した。

謝辞

日頃より継続的にアドバイスをいただく、Cambridge 大学 CNBH の Patterson 博士に感謝する。また、第一著者が ATR に滞在し共同研究を行えるよう取り計らっていただいた北陸先端大 赤木教授、ATR 人間情報通信研究所 片桐室長に感謝する。本研究に対し、有益なコメントをいただいた和歌山大学河原教授、同研究所 Zolfaghari 研究員 (現名古屋大学)、奈良先端大 阿竹氏 (現 IBM) に感謝する。尚、本研究の一部は、科学研究費補助金 (特別研究員奨励費) および科学技術振興事業団 (CREST) の援助を受けて行なわれたものである。

参考文献

[1] Irino, T., “An optimal auditory filter,” in IEEE Signal Processing Society, 1995 Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics, New Paltz, NY, 1995.

[2] Irino, T., “A ‘gammachirp’ function as an optimal auditory filter with the Mellin transform,” in IEEE Int. Conf. Acoust., Speech Signal Processing (ICASSP-96), 2, 981 – 984, Atlanta, CA, 1996.

[3] Irino, T. and Patterson, R. D. “A time-domain level-dependent auditory filter: The gammachirp,” J. Acoust. Soc. Am., **101**, 412 – 419, 1997.

[4] 入野, パターソン, “ネコの基底膜インパルス応答に対するガンマチャープの適合,” 日本音響学会聴覚研究会資料, H-2000-14, 2000.

[5] Johannesma, P. I. M., “The pre-response stimulus ensemble of neurons in the cochlear nucleus,” in Symposium on Hearing Theory, 58 – 69, IPO, Eindhoven, Holland, 1972.

[6] Patterson R. D., Allerhand, M., and Gigure, C., “Time-domain modelling of peripheral auditory processing: a modular architecture and a software platform,” J. Acoust. Soc. Am., **98**, 1890 – 1894, 1995.

[7] Patterson, R. D., Nimmo-Smith, I., Weber, D. L., and Milroy, R., “The deterioration of hearing with age: Frequency selectivity the critical ratio, the audiogram, and speech threshold,” J. Acoust. Soc. Am., **72**, 1788 – 1803, 1982.

[8] de Boer, E. and Nuttall, A. L., “The mechanical waveform of the basilar membrane. I. Frequency modulations (“glides”) in impulse responses and cross-correlation functions,” J. Acoust. Soc. Am., **101**, 3583 – 3592, 1997.

[9] Allen, J. B., “A bio-mechanical model of the ear to predict auditory masking,” NATO Advanced Study Institute, Computational Hearing, Il Ciocco, Italy, 1998.

[10] Carney, L. H., Megean, J. M. and Shekhter, I., “Frequency glides in the impulse responses of auditory-nerve fibers,” J. Acoust. Soc. Am., **105**, 2384–2391, 1999.

[11] 入野, 鵜木, “ガンマチャープフィルタとフィルタバンクの効率的な構成,” 日本音響学会聴覚研究会資料 H-97-69, 1997.

[12] Irino, T. and Unoki, M., “An analysis/synthesis auditory filterbank based on an IIR implementation of the gammachirp,” *J. Acoust. Soc. Jpn. (E)* **20**, 6, 397 – 406, 1999.

[13] Slaney, M., “An efficient implementation of the Patterson-Holdsworth auditory filter bank,” Apple Computer Technical Report #35, 1993.

[14] 鵜木, 入野, “非対称性補償形ガンマチャープフィルタの近似精度の改善,” ATR テクニカルレポート, TR-H-293, March 2000.