

デジタル補聴器信号処理のための合成 FIR フィルタの応用

An application of the composite FIR filter for signal processing in a digital hearing aid

上田 裕市†
Yuichi Ueda

加藤 正人‡
Masato Kato

濱川 智哉†
Tomoya Hamakawa

1. まえがき

最近のデジタル信号処理技術とそのDSPによるハードウェア化の進歩には著しいものがある。さらに、その可能性は補聴器処理の分野にも広がり、デジタル補聴器の開発につながっている。その主要な処理は、フィルタリングに基づく圧縮処理や雑音抑圧処理などであり、実時間処理の要求から計算量の低減が望まれる。このような背景から、著者らはデジタル補聴器への適用を目的とした合成フィルタの開発を行ってきた^{[1][2]}。一般に、圧縮フィルタや抑圧フィルタは、対象信号のいくつかの周波数標本や周波数帯域でのスペクトルレベルから所要利得を算出して生成される。しかし、より細かな処理では多くの標本が必要となり計算量も増大する。一方、標本が少ないと計算量は低減されるが、フィルタ特性が粗くなり隣接帯域間の周波数特性は使用するフィルタバンク特性に依存してしまう^[1]。本稿で提案する合成フィルタは、利得係数が制御可能な少数個の基本 FIR フィルタの並列接続型の構造であり、係数群の変更により各標本点を連続的に補間する滑らかな周波数特性を有する FIR フィルタ特性を有している。本稿では、合成フィルタ設計の原理について述べ、応用例としてスプライン補間合成フィルタによる圧縮処理、雑音抑圧処理について報告する。

2. 合成 FIR フィルタの設計

図1のブロック図に示すように、合成フィルタ $H_c(\omega)$ は、スペクトルレベル推定部・利得算出部・基本フィルタ群から成る。合成フィルタとしての周波数特性とインパルス応答は次式で表される。

$$\begin{cases} H_c(\omega) = \sum_{k=0}^{K-1} a_k H_k(\omega) & (1) \\ h_c(n) = \sum_{k=0}^{K-1} a_k h_k(n) & (2) \\ |H_k(\omega)| = \begin{cases} 0.0 & (0 \leq \omega < \omega_k) \\ |G_k(\omega)| & (\omega_k \leq \omega < \omega_{k+1}) \\ 1.0 & (\omega_{k+1} \leq \omega < \pi) \end{cases} & (3) \end{cases}$$

ここで、 $H_k(\omega)$ は、 k 番目の基本フィルタ (FIR) の周波数特性、 a_k はその利得係数である。基本フィルタ群は、節点(標本点)の角周波数が ω_k と ω_{k+1} で定義される高域通過特性 ($k > 0$) (式(3)) と単位インパルス応答としての全域通過特性 ($k = 0$) とを有する。また、基本フィルタの係数 $h_k(n)$ ($k = -L/2, \dots, +L/2$) は、周波数区間 $[0, 2\pi]$ を $2L$ 区間に分割したときの $(2L+1)$ 個の周波数標本点より設計

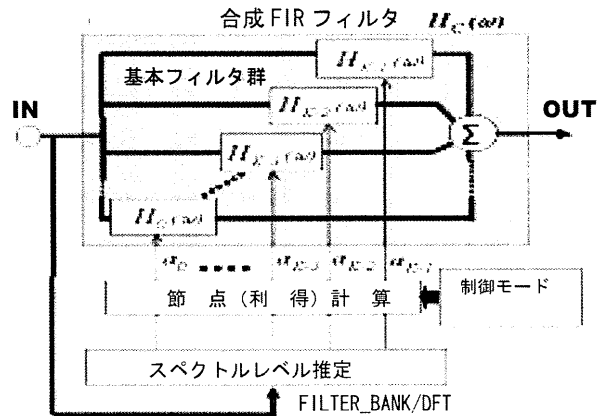


図1 合成フィルタリング処理の構成

(周波数標本化設計) された零位相インパルス応答である。式(2)の合成フィルタ係数を $h_c(n)$ 、入・出力信号をそれぞれ $x(n)$ 、 $y(n)$ とすれば、

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{l=-L/2}^{L/2} x(n-l)h_c(l) & (4) \\ &= x(0)h_c(0) + \sum_{l=1}^{L/2} \{x(n-l) + x(n+l)\}h_c(l) \end{aligned}$$

として、 $(L/2+1)$ 回の積和演算処理となる。一方、式(3)の $|G_k(\omega)|$ は、各基本フィルタ (高域通過特性) の転移帯域の特性であり、 $0, 1$ を端点とする任意の関数を定義することができ、この関数により、合成フィルタ特性の全体の形状が決まる。以下、その関数の例を示す。

(1) 線形補間フィルタ特性

区間 $(\omega_k < \omega \leq \omega_{k+1})$ での転移帯域特性は、次式のように周波数について線形軸上あるいは対数軸上で等間隔に定める線形関数として定義することができる。

$$|G_k(\omega)| = \begin{cases} (\omega - \omega_k) / (\omega_{k+1} - \omega_k) & (5) \\ \log \omega - \log \omega_k / (\log \omega_{k+1} - \log \omega_k) & (6) \end{cases}$$

線形周波数次元で線形な遷移特性を有する基本フィルタ群 ($K=10$) について設計用の標本群と周波数特性群を図2(a)に示す。図2(b)は、全ての利得 $a_k=1$ とした場合と任意の値を用いた場合の設計仕様 (●: フィルタ特性を決める標本点)、図2(c)は実測特性である。少数の周波数標本点を線形補間する特性が得られていることが分る。

(2) 3次補間フィルタ特性

式(5)を ω の3次関数として定義して同様に設計すると図3(a)の基本フィルタ群が得られる。線形基本フィルタ群と3次補間基本フィルタ群を並列に接続した構成とすることで、スプライン補間周波数特性を有する合成フィルタとなる (図3(b)の例)。図より、任意に与えた標本点 (●)

† 熊本大学大学院自然科学研究科

‡ 現、三菱電機 (株)

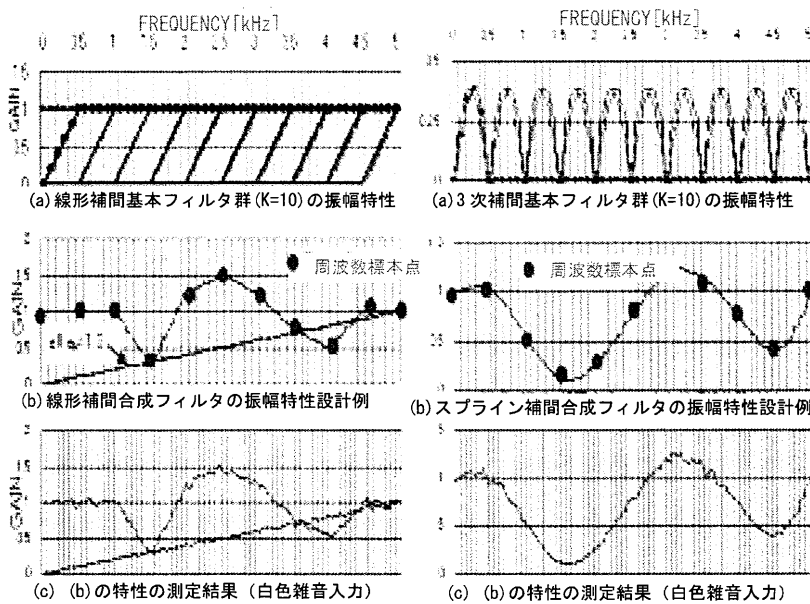


図2 線形補間合成フィルタ特性

図3 スプライン補間合成フィルタ特性

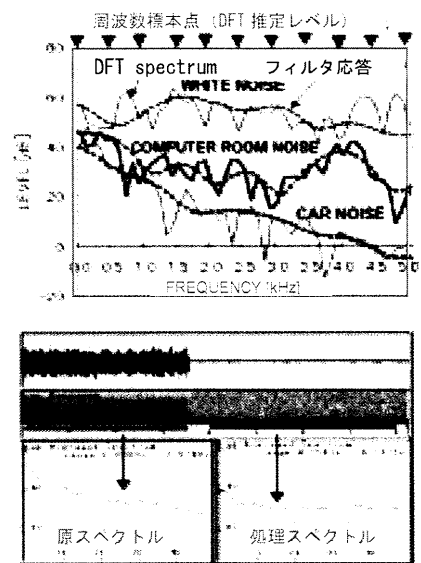


図5 雑音スペクトル推定と抑圧処理

印)を滑らかな特性曲線(3次スプライン特性より、2次導関数まで連続)が得られていることが分かる。本フィルタ構成法では、各基本フィルタの次数(現行101次)と分割する帯域数(現行10帯域)によって演算量が増減するが、図2、図3より分かるように、式(5)による設計法では、各区間は等間隔であり特性関数の周期性から実際にフィルタ係数としては、図2(a)、図3(a)のドットでプロットされる1組の線形補間フィルタ係数、1組の3次補間フィルタ係数、そして1組の全域通過フィルタ(単位インパルス)のみを用いることになる。従って、スプライン補間合成フィルタ処理では演算量の低減化が図れ、滑らかな周波数特性が実現される。

3. 補聴器処理への応用

3.1 スペクトル圧縮処理

補聴器の特性の決定には、通常オクターブ間隔で測定されたオーディオグラムデータが用いられる。従って、特性設計には式(6)の対数周波数等間隔設計手法を用いることができる。図4は、ある難聴者のHTL特性(最小可聴閾値)

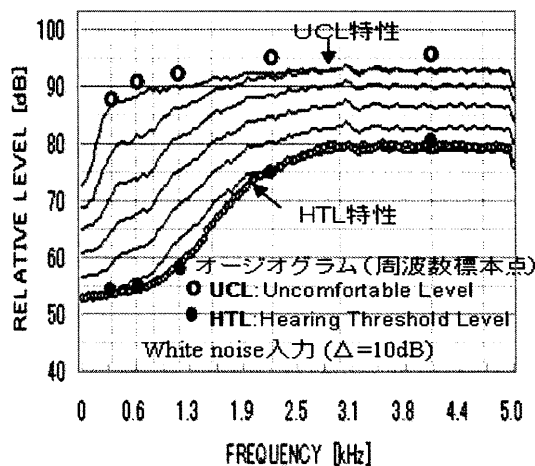


図4 模擬 HTL 特性と圧縮特性 (スプライン補間合成フィルタ例)

を模擬した合成 FIR フィルタ特性である。測定にはホワイトノイズのフィルタリング出力についての長時間平均処理による。フィルタ利得計算では、不快聴取レベル(UCL)とHTLによる圧縮特性を想定している。

3.2 背景雑音推定と抑圧処理

スペクトルサブトラクション法(SSB法)による雑音抑圧処理では、背景(定常)雑音部で推定した雑音平均スペクトルを入力信号スペクトルから減算する処理が行われ、通常はFFTスペクトルを利用したスペクトル次元での処理である。ここでは、例として図5(a)のような3種類の背景雑音(白色雑音・計算機雑音・パルス雑音)を対照として、5msフレーム間隔で11点DFTスペクトルを求めて標本(節点)レベルとして推定した。図5にはこれらの標本群からスプライン補間フィルタ特性(雑音近似平均スペクトル)を示す。図5(b)は、パルス雑音について、前半で平均雑音特性を推定し、後半部では、その逆特性を有する合成フィルタを生成してFIRフィルタリング処理された波形とスペクトルを示す。図のように雑音スペクトルの平坦化が確認できる。他の有色性雑音についても原理的にはスペクトル平坦化が可能である。

4. あとがき

本稿では合成FIRフィルタの原理と設計法、そして補聴器処理への応用例を示した。本手法の利点は、少数個の周波数標本点(観測値)を用いて、それらを任意の関数で補間された滑らかな周波数特性を有するFIRフィルタを時間領域で少ない演算量で設計できる点にある。今後、本合成フィルタをDSPを用いた実時間システム上に実装し、デジタル補聴器としての性能を評価していく予定である。

参考文献

[1] Y.Ueda, T.Agawa, M.Aoyama and A.Watanabe, "Amplitude compression for a digital hearing aid using a composite filter", Electronic and Communications in Japan, Part.3, Vol.83, No.9, pp.57-68, 2000
 [2] 上田裕市, 渡邊亮, "スプライン補間周波数特性を有する合成FIRフィルタの設計," 信学論, Vol.J82-A, No.4, pp.591-595, 1999