

低折り返し雑音で所望周波数特性を実現するフィルタバンク

Design of a filter bank with desired frequency response and low aliasing noise

高沢剛史*, 阿部正英*, 川又政征*

Takashi Takazawa*, Masahide Abe*, Masayuki Kawamata*

*東北大学大学院工学研究科

*Graduate School of Engineering, Tohoku University

キーワード : フィルタバンク (filter bank), 折り返し雑音 (aliasing noise), 所望周波数特性 (desired frequency response), THD (total harmonic distortion), 非最大間引き (oversample)

連絡先 : 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉05 東北大学大学院 工学研究科 電子工学専攻 川又研究室
高沢剛史, Tel.: (022)217-7095, Fax.: (022)263-9169, E-mail: takazawa@mk.ecei.tohoku.ac.jp

1. はじめに

これまで, 周波数領域をいくつかの帯域に分割し, 帯域毎の振幅を変化させることができるデジタルフィルタについて研究されている. このような所望周波数特性を得られるフィルタを用いて周波数振幅特性を変化させ, 話者の明瞭度を改善するフィルタが研究されている^{1, 2)}. 周波数振幅特性を変化させるフィルタでは1つの周波数帯域に対して1つのパラメータを変化させるだけで周波数振幅特性を変えられる特性を持つフィルタが望ましい. しかし, これまで研究されてきた所望周波数特性を実現するフィルタは, 固定小数点演算のデジタルシグナルプロセッサ (Digital Signal Processor: DSP) では高精度に信号を処理できないという問題や, 隣り合うサブバンド間のゲインの差を大きくすると折り返し雑音が発生するという問題があった. 本稿では, サブバンド間のゲイン

の差を大きくしても折り返し雑音が発生しにくいフィルタバンクを提案する. そして, 設計したフィルタバンクについて周波数振幅特性とTHD (Total Harmonic Distortion) を測定し, 測定結果から提案するフィルタバンクが低折り返し雑音で所望周波数特性を実現するのに有効なフィルタであることを示す. また, 計算量の上限が従来のフィルタバンクを用いた方法の4/3倍に抑えられることを示す.

2. 従来の所望周波数特性を実現するフィルタ

従来の所望周波数特性を実現するフィルタの構造と利点, 問題点について述べる.

2.1 周波数サンプリングフィルタ

周波数サンプリング法で求められたインパルス応答の伝達関数を変形すると、くし形FIRフィルタ部とIIRフィルタ部に分割できる^{3, 4)}。このFIRフィルタとIIRフィルタに分割する構成で実装したフィルタを周波数サンプリングフィルタ (Frequency Sampling Filter: FSF) と呼ぶ。FSFはくし形フィルタの反共振周波数とIIRフィルタの共振周波数を組合せて平坦な周波数振幅特性を実現する。固定小数点演算で急峻な共振周波数を持つIIRフィルタを実装する場合、係数量子化誤差と演算精度の問題で共振周波数を設計通りの周波数にすることは困難である。そのため、FSFを固定小数点DSPに実装した場合、共振周波数と反共振周波数が完全に一致せず、周波数振幅特性に歪みが生じる。

また、FSFにおける周波数分割は人間の聴覚の周波数選択性に合った分割ではない。これは、FSFが周波数帯域を等分割するからである。一方、人間の聴覚は低域ほど周波数選択性が良いことが知られている。そのため、この特性に合わせるためには低域ほど分割数が多くなる構造が望ましい。

2.2 木構造最大間引きフィルタバンク

フィルタバンクは各種フィルタとサンプリングレート変換器を組合せ、周波数帯域毎に信号処理をするフィルタである。最大間引き (maximally decimated) フィルタバンクは、それぞれのサブバンドを S_k でダウンサンプリングしたとすると、

$$\sum_k \left(\frac{1}{S_k} \right) = 1$$

を満たすフィルタバンクである。木構造 (tree structured) フィルタバンクは2分割や3分割などの分割数の少ないフィルタバンクを縦続に接続し、分割数を多くするフィルタバンクである。

木構造のフィルタバンクは離散ウェーブレット変換に対応し、周波数を対数的に分割する。この

分割は聴覚特性に良く合う。また、FIRフィルタの組合せによる構成も可能であり⁵⁾、係数感度の高いIIRフィルタを使用しなくても良い。このため、固定小数点DSPを用いて精度良く実装できる。

一般にフィルタバンクは分割数が多いほど設計の自由度が増大し、設計が困難になる。しかし、木構造フィルタバンクは分割数の少ないフィルタバンクを縦続にすることにより多分割化している。この構造を採用することにより多分割フィルタバンクの設計の自由度を減少させることができる。よって多分割フィルタバンクの設計が容易となる。

木構造フィルタバンクは、人間の聴覚特性を考慮した信号処理を行う場合に有効な対数的分割の特性や、設計の容易さなど望ましい特性を備える。しかし、木構造最大間引きフィルタバンクを用いると、隣り合うサブバンドのゲインに差がある場合、折り返し雑音が発生する。これは、最大間引きフィルタバンクの構造がダウンサンプルに伴う折り返し雑音を隣り合うサブバンドの信号で互いに打ち消し合う構造になっているためである。このため、隣り合うサブバンドのゲインが変化すると折り返し雑音を互いに打ち消し合えなくなり、出力に折り返し雑音の成分が残留する。この折り返し雑音が発生する原因について3.1で詳しく述べる。

2.3 DFT (FFT), DCTフィルタバンク

DFTフィルタバンクやDCTフィルタバンクは、時間領域の信号を一度周波数領域へ変換し、周波数領域で処理を行った後、再び時間領域の信号へ再変換するフィルタである。DCTフィルタは、複素数演算が必要となるDFTフィルタバンクに対し、同様の演算を実数演算だけで行えるように工夫したフィルタである。DCTフィルタバンクとDFTフィルタバンクはどちらも等分割最大間引きフィルタバンクである。

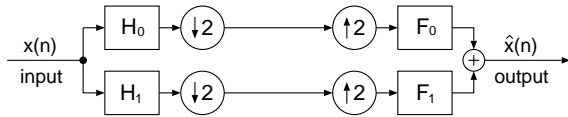


Fig. 1 2分割フィルタバンクの構成

DCTフィルタバンクとDFTフィルタバンクは、まず低域フィルタを設計し、設計された低域フィルタを変調することで各帯域のフィルタとする変調フィルタバンクである⁵⁾。このため、多分割フィルタバンクの設計が容易である。

しかし、DCTフィルタバンクもDFTフィルタバンクも周波数領域を等分割するフィルタである。そのため、人間の聴覚特性と合わない。また、最大間引きフィルタバンクであるため、サブバンドのゲインを変化させると折り返し雑音が発生する。さらに、ブロック単位でフィルタリングするため、前後のブロックのゲインを変化させた場合、ブロックとブロックの境界で歪みが発生する。

3. 低折り返し雑音で所望周波数特性を実現するフィルタバンク

サブバンドのゲインを変化させても折り返し雑音が発生しにくいフィルタバンク構造を提案する。まず、3.1で最大間引きフィルタバンクで折り返し雑音が発生する原因を説明する。次に3.2で折り返し雑音を低減する提案法について原理を説明し、3.3で具体的な設計法について述べる。さらに3.4で多ステージによる多分割化について述べる。最後に3.5で提案法における計算量について検討する。

3.1 最大間引きフィルタバンクで折り返し雑音が発生する原因

サブバンドのゲインを変化させると折り返し雑音が発生する理由をFig. 1に示す完全再構成2分割フィルタバンクを用いて詳しく説明する。完全再

構成 (Perfect Reconstruction: PR) フィルタバンクとは、出力信号 $\hat{x}(n)$ が入力信号 $x(n)$ の遅延だけで構成されるフィルタバンクである。式(1)および式(2)に2分割フィルタバンクが完全再構成となる条件式を示す。

$$F_0(z)H_0(z) + F_1(z)H_1(z) = 2z^{-l} \quad (1)$$

$$F_0(z)H_0(-z) + F_1(z)H_1(-z) = 0 \quad (2)$$

ここで、 H_0, H_1, F_0, F_1 はそれぞれ

H_0 : 低域通過特性を持つ分割 (analysis) フィルタ

H_1 : 高域通過特性を持つ分割 (analysis) フィルタ

F_0 : 低域通過特性を持つ合成 (synthesis) フィルタ

F_1 : 高域通過特性を持つ合成 (synthesis) フィルタ

である。式(1)は無歪み条件 (no distortion) と呼ばれ、周波数振幅特性と周波數位相特性を平坦とするための条件である。式(2)はエイリアス除去条件 (alias cancellation) と呼ばれ、各サブバンドで発生したエイリアスを打ち消し合うための条件である。式(1)および式(2)は出力 $\hat{x}(n)$ の伝達関数 $\hat{X}(z)$ を求める次式から導かれる。

$$\begin{aligned} \hat{X}(z) &= \frac{1}{2} [F_0(z)H_0(z) + F_1(z)H_1(z)] X(z) \\ &+ \frac{1}{2} [F_0(z)H_0(-z) + F_1(z)H_1(-z)] X(-z) \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)は、 $X(z)$ の項と $X(-z)$ の項からなる。 $X(z)$ の項の係数が遅延だけとなれば出力信号は周波数振幅特性で歪みがなくなる。式(1)がこの条件となる。また、折り返しの成分である $X(-z)$ の項が0となれば折り返しの成分は出力信号に含まれない。式(2)がこの条件である。式(1)と式(2)を満たすフィルタはいくつか考案され、それぞれについて研究されてきた。Daubechiesウェーブレットで使われるPR-QMF (PR Quadrature Mirror Filter) は

$$F_0(z) = H_1(-z), F_1(z) = -H_0(-z) \quad (4)$$

の組合せを用いて設計される。

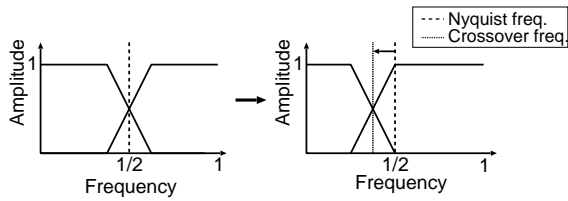


Fig. 2 低折り返し雑音フィルタバンクの原理

しかし、完全再構成の条件である式(1)および式(2)は、サブバンドに分割された信号に対して何ら処理をしないことを前提にしている。そのため、何らかの処理をすると折り返し雑音は0とならない。

3.2 折り返し雑音を低減する構造

ここでは、折り返し雑音を低減する構造について、原理と具体的な手法について述べる。

3.2.1 クロスオーバー周波数とダウンサンプリング

M分割最大間引きフィルタバンクでは、サブバンドのクロスオーバー周波数(隣り合う2つのサブバンドの振幅が一致する周波数)と π/M [rad]が一致する。このため、サブバンドに折り返し雑音が発生し、発生した折り返しをサブバンド間で打ち消し合えない場合は出力に折り返し雑音成分が残留する。

これを改善するため、Fig. 2に示すように π/M [rad]からクロスオーバー周波数を離し、折り返しを低減する。この構造をFig. 3に示す。例として $M = 2$ の場合を挙げると、クロスオーバー周波数を 0.5π よりも低い方へシフトさせ、低域側のみ2でダウンサンプリングする構造にする。この場合、発生する折り返し雑音はLPFの阻止域の部分だけとなり、出力に含まれる折り返し雑音はごくわずかとなる。そして、サブバンドのゲインを変化させても折り返し雑音は増加しない。

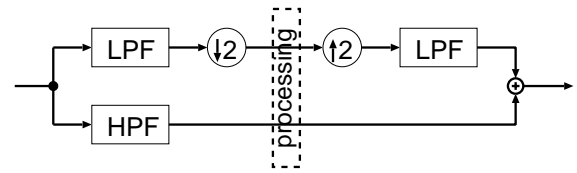


Fig. 3 低折り返し雑音の2分割フィルタバンク構造

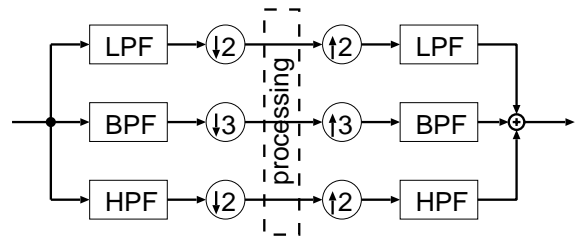


Fig. 4 非最大間引き3分割フィルタバンク構造

3.2.2 非最大間引き3分割構造

3.2.1における構造では高域をダウンサンプルしておらず、計算量が多くなる。これを改善した構造をFig. 4に示す。3.2.1のようにクロスオーバー周波数を変え、折り返しを起こしにくくする構造を高域側にも適用する。そして、LPFとHPFの間にBPFを挟むことにより周波数振幅特性の連続性を保つ(Fig. 5)。これにより、LPFとHPFはクロスオーバー周波数からナイキスト周波数までの余裕を確保でき、ダウンサンプリングしても折り返し雑音は低いレベルで抑えられる。また、BPFも3でダウンサンプリングすることにより計算量を削減できる。

3.3 低折り返し雑音で実現する3分割フィルタバンクの設計法

ここでは、3.2で述べた構造を実現する各フィルタの具体的な設計法について述べる。

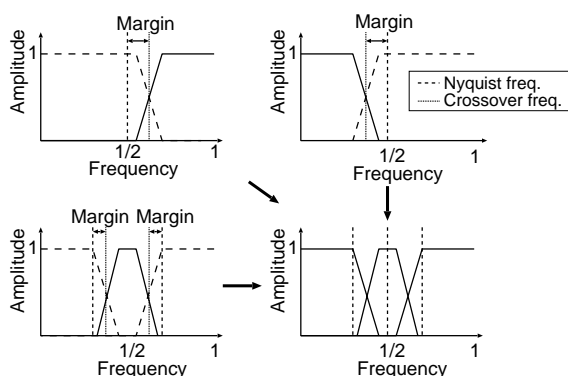


Fig. 5 低折り返し雑音の3分割フィルタバンクの原理

3.3.1 プロトタイプフィルタ(LPF)の条件

プロトタイプフィルタの通過域端周波数と遮断周波数, 阻止域端周波数がすべて $\pi/2 < \omega < \pi/3$ の範囲に入るようにFIR形のLPFを設計する. これは, 3.3.2で述べる設計法ではLPFのカットオフ周波数がLPFとBPFのクロスオーバー周波数となり, LPFの通過域端周波数がBPFの阻止域端周波数となるからである. LPFは2でダウンサンプリングするため, 阻止域端周波数が $\pi/2$ より低い周波数でなければならない. これは, $\pi/2$ より高い周波数は折り返しとなるからである. 一方, BPFは3でダウンサンプリングするため阻止域端周波数は $\pi/3$ より高い周波数でなければならない. これは, $\pi/3$ より低い周波数は折り返しとなるからである.

さらに, プロトタイプLPFにおいて $\pi/2$ 以上の周波数におけるサイドローブはLPFの折り返し雑音の原因となる. 一方, $\pi/3$ 以下の周波数におけるLPFの通過域リップルは, BPFのサイドローブとなるので, 折り返し雑音の原因となる. そのため, プロトタイプLPFを設計する場合, 阻止域と通過域のリップルは小さいほど良い.

なお, LPFとBPF, HPFはそれぞれスペクトル因数分解をして分割バンクと合成バンクに分けるため, 阻止域減衰量は設計時の約半分となる. この点に注意し, 仕様を満たすプロトタイプフィル

タを設計する.

3.3.2 HPF, BPFの設計

HPFとBPFはプロトタイプフィルタを以下の式で変換して求める.

$$H_{\text{HPF}}(z) = H_{\text{LPF}}(-z) \quad (5)$$

$$H_{\text{BPF}}(z) = 1 - H_{\text{LPF}}(z) - H_{\text{HPF}}(z) \quad (6)$$

HPFはプロトタイプフィルタを式(5)の通り周波数変換することによって求める. BPFは1からHPFの伝達関数とLPFの伝達関数を減算することで求める. 式(5)と式(6)より, LPFとBPF, HPFの各伝達関数を足し合わせると1となり, 全域通過特性を実現できる. また, 実際には因果律を満たすため, 各フィルタに遅延を挿入する.

3.3.3 スペクトル因数分解と分割バンク, 合成バンクの設計

設計されたLPFとHPF, BPFをそれぞれスペクトル因数分解し, 因数(零点)を2つに分配することで分割バンクと合成バンクを設計する.

各FIRフィルタは, 零点の分配の組合せによって, 分割フィルタ F_i と合成フィルタ H_i に以下の性質を持たせることができる⁵⁾. ここで, $i = 1, 2, 3$ である.

i) F_i と H_i が実係数フィルタ

ii) F_i と H_i が対称

iii) F_i と H_i が直交

i)は z と \bar{z} を同じフィルタに配分することにより実現できる. ここで, \bar{z} は z の複素共役である. ii)は z と z^{-1} を同じフィルタに配分することにより実現できる. この時, 係数が対称となるので, 線形位相が実現できる. iii)は z と z^{-1} を別々のフィルタに配分することにより実現できる. つまり, 実係数でかつ線形位相のフィルタは, $z, \bar{z}, z^{-1}, \bar{z}^{-1}$

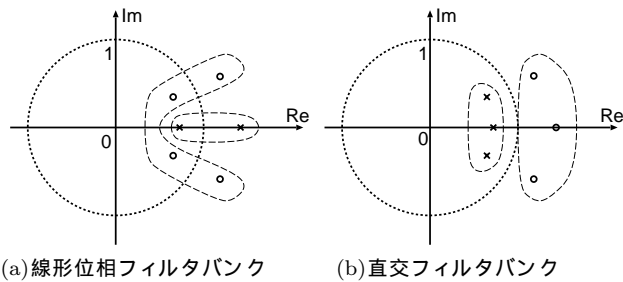


Fig. 6 零点配置の例

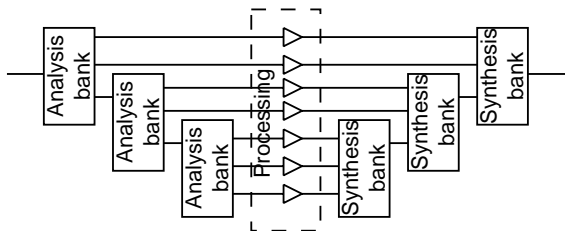


Fig. 7 3ステージ7分割フィルタバンクの構造

の4つを同じフィルタに組み入れることで実現できる．線形位相フィルタバンクの零点の組合せ例をFig. 6 (a) に示す．また，実係数でかつ直交のフィルタは， z と \bar{z} の組と z^{-1} と \bar{z}^{-1} の組に分けることで実現できる．直交フィルタバンクの零点の組合せの例をFig. 6 (b) に示す．

3.4 多ステージによる多分割化

設計した3分割のフィルタバンクを木構造にすることで多分割化できる．3ステージのフィルタバンクを実現する構造をFig. 7に示す．各ステージでは，ダウンサンプリングされたLPFの出力信号を，さらに同じ構造のフィルタバンクを使用して分割することで分割数を増やす．また，低域側だけ再帰的に分割することにより，周波数帯域を対数的に分割する．これは人間の聴覚特性に良く合った周波数分割となる．

3.5 計算量についての考察

ここでは，3.3で提案した構造を実現した場合の1サンプル当りの計算量について検討する．

Table 1 提案法における各フィルタの単位サンプル当りの計算量

フィルタ	次数	1サンプル当りの計算量
LPF analysis	$N - 1$	$N/2$
BPF analysis	$N - 1$	$N/3$
HPF analysis	$N - 1$	$N/2$
LPF synthesis	$N - 1$	$N/2$
BPF synthesis	$N - 1$	$N/3$
HPF synthesis	$N - 1$	$N/2$

まず，Table 1に提案法における各フィルタの1サンプル当りの計算量について示す．ただし，プロトタイプLPFのフィルタ次数を $(2N - 2)$ 次とする．分割バンクと合成バンクはプロトタイプフィルタを分割しているので次数はそれぞれ $N - 1$ 次 N タップである． M のダウンサンプリングを含むFIRフィルタは，フィルタの構造をポリフェーズ構造とすることで1サンプル当りの計算量を $1/M$ に減らすことができる⁵⁾．よって，2でダウンサンプリングするLPFとHPFの分割バンクの計算量はそれぞれ $N/2$ タップとなる．同様に合成バンクも $N/2$ タップとなる．また，3でダウンサンプリングするBPFの分割バンクと合成バンクの計算量はそれぞれ $N/3$ タップとなる．

以上から，ステージ1の計算量 T_1 は

$$T_1 = 2\left(\frac{N}{2} + \frac{N}{3} + \frac{N}{2}\right) = \frac{8N}{3} \quad (7)$$

となる．

n ステージのフィルタバンクの計算量 T_n を求めると，

$$T_n = \frac{8N}{3} + \frac{1}{2}T_{n-1} \quad (8)$$

$$= \frac{16N}{3} \left[1 - \left(\frac{1}{2}\right)^n\right] \quad (9)$$

$n \rightarrow \infty$ では

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{16N}{3} \left[1 - \left(\frac{1}{2}\right)^n\right] = \frac{16N}{3} \quad (10)$$

となり定数に収束する．つまり，高速ウェーブレット変換と同様に，分割数をどんなに増やしても1

サンプル当りの計算量の上限を定数のオーダーに抑えることができる。

また，高速ウェーブレット変換に使用される2分割フィルタバンクを縦続に接続したフィルタバンクの計算量は同様に求められる，

$n \rightarrow \infty$ で

$$\lim_{n \rightarrow \infty} 4N \left[1 - \left(\frac{1}{2} \right)^n \right] = 4N \quad (11)$$

である．式(10)と式(11)から提案法の1サンプル当り計算量の上限は従来の2分割木構造フィルタバンクの4/3倍となる．

4. フィルタ特性測定実験

提案するフィルタバンクを計算機で実現し，フィルタ特性を測定した結果を示す．

4.1 フィルタ係数の導出

実験に使用したフィルタ係数を導出する手順を具体的に示す．

4.1.1 プロトタイプLPFの設計

プロトタイプフィルタは窓関数法により設計した84次のFIRフィルタを使用した．窓関数はカイザー窓を使用し， $\alpha = 14$ とした．また，遮断周波数は3.3.1より $(\pi/2 + \pi/3)/2 = 5/12\pi$ とした．

4.1.2 BPFとHPFの設計

式(5)と式(6)に従い，プロトタイプLPFのインパルス応答からHPFとBPFのインパルス応答を算出した．設計されたLPFとBPF，HPFの特性と，3つのフィルタを合成した全域通過特性をFig. 8に示す．

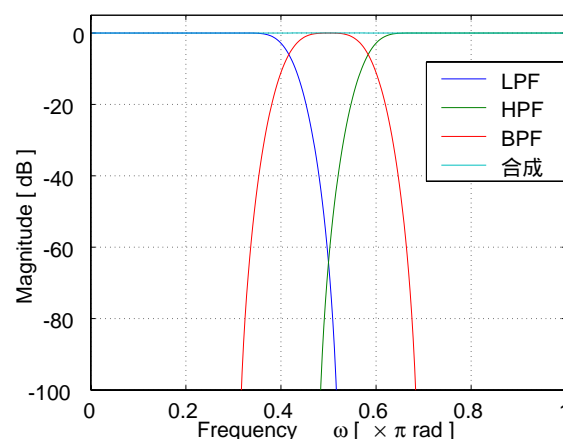


Fig. 8 LPF，BPF，HPFの周波数振幅特性

4.1.3 分割バンクと合成バンクの設計

今回用いた零点の分配は，分割フィルタと合成フィルタが実係数で，線形位相かつ同じ次数となるようにした．この条件を満たす複数の零点配置の組合せの中から，周波数振幅特性の良い組合せを選ぶ．しかし，条件を満たす組合せの数が非常に多いため，ここでは確率的探索手法を用いる．

具体的には以下の手順で求めた．まず，評価関数をLPFは $[\pi/2, \pi]$ ，BPFは $[0, \pi/3], [2\pi/3, \pi]$ ，HPFは $[0, \pi/2]$ の範囲のサイドローブの最大値とする．

Step 1 零点配置の組合せを生成し，周波数振幅特性を求める．

Step 2 LPFは $\omega = 0$ ，BPFは $\omega = \pi/2$ ，HPFは $\omega = \pi$ でそれぞれ振幅の絶対値が1となるようにインパルス応答の振幅を正規化する．

Step 3 評価関数の数値を計算する．

Step 4 求めた組合せが，その直前までの試行で求められた評価関数を最小にする組合せよりも小さければ最適な組合せを更新する．

Step 5 Step 1に戻る

Table 2に示す計算機を用いてLPFとBPF，HPFのどのフィルタも上述の探索を130時間ずつ実行した．LPFでは計算開始から8時間後，HPFでは開

Table 2 実験環境

CPU	PentiumIII 1.4GHz
メモリ	1GByte
OS	Redhat Linux 7.3
使用言語	MATLAB6.5 Release13

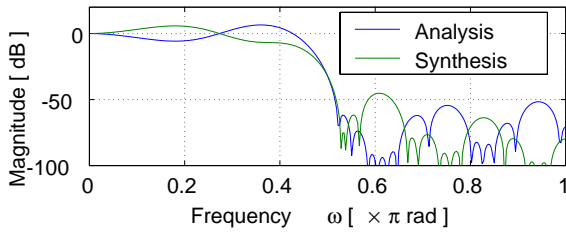


Fig. 9 LPFの分割バンクと合成バンク

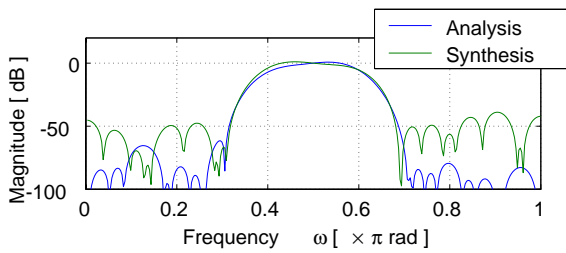


Fig. 10 BPFの分割バンクと合成バンク

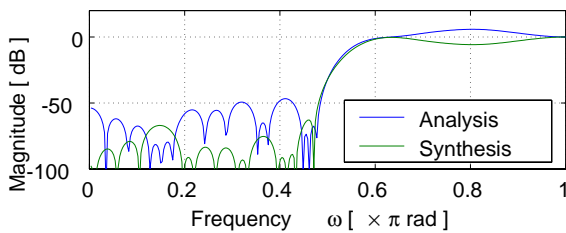


Fig. 11 HPFの分割バンクと合成バンク

始から8時間後, BPFでは開始から26時間後に最後の更新があった.

設計されたLPFの分割フィルタと合成フィルタをFig. 9に示す. また, BPFの分割フィルタと合成フィルタをFig. 10, HPFの分割フィルタと合成フィルタをFig. 11に示す. また, それぞれのフィルタのインパルス応答をFig. 12に示す.

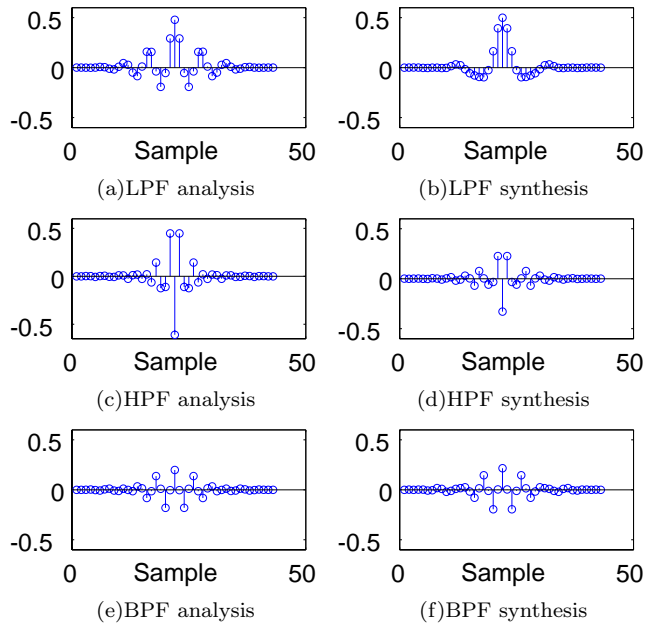


Fig. 12 各フィルタのインパルス応答.

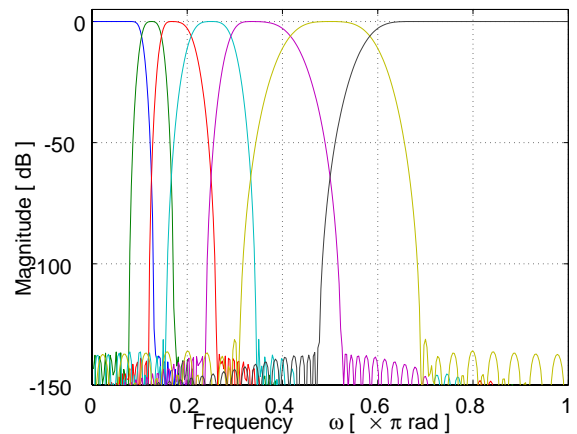


Fig. 13 3ステージ7分割の周波数特性

4.1.4 多ステージによる多分割の実現

設計された3分割フィルタバンクをFig. 7のような木構造とすることで多分割化する. この時の各サブバンドの周波数特性をFig. 13に示す.

4.2 フィルタ特性の評価方法

高調波雑音が含まれるフィルタは周波数振幅特性を測定するだけではフィルタの特性を表すことはできない. 今回は以下に示す方法により, THD (Total Harmonic Distortion) と周波数振幅特性を

測定した。まず、テスト信号をフィルタリングした出力信号を4096点ずつFFTした。そのデータから入力信号と同じ周波数成分と、それ以外の高調波雑音成分とに分離し、それぞれのパワーを計算した。そして入力信号と高調波成分とのパワーの比をTHDとして計算した。また、入力信号と同じ周波数成分を持つ信号と入力信号とのパワーの比を周波数振幅特性として計算した。

4.3 測定方法

MATLABを用いて、64bit浮動小数点演算を用いて実験した。サンプリング周波数は44.1kHzとし、純音を20[Hz]から22.05[kHz]まで100[Hz/sec]でスイープさせた信号を生成した。この信号を設計したフィルタに入力し、フィルタから出力された信号を4.2で述べた方法で評価した。使用した環境はTable 2と同様である。

4.4 結果

提案法を用いた場合とPR-QMFバンクを用いた場合について比較実験した結果のうち、2つの例を示す。また、PR-QMFでは実現できない例について実験した結果を1つ示す。

仕様1 帯域減衰特性を持ち、帯域の減衰量は40dB

仕様2 高域通過特性を持ち、低域の減衰量は40dB

仕様3 ランダムにゲインを設定

仕様1と仕様2において、提案法とPR-QMFバンクをそれぞれ2ステージで実現した。提案法はPR-QMFのよりも分割数が多い。そのため、PR-QMFと比較ができるよう各ステージのBPFのゲインは隣り合う2バンドの平均のゲインとした。仕様3は提案法の3ステージの場合を測定した。

仕様1についてFig. 14にTHDの測定結果、Fig. 15に周波数振幅特性を示す。同様に、仕様2について、

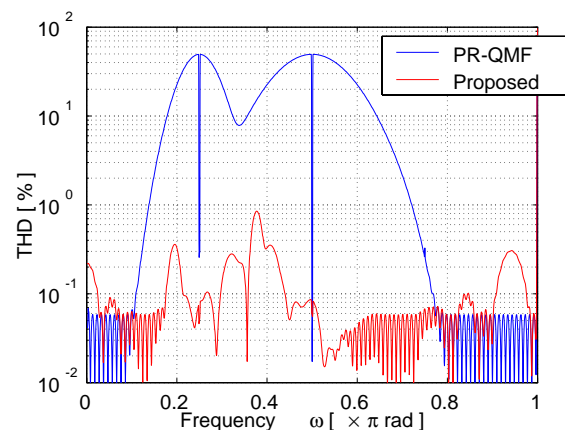


Fig. 14 仕様1のTHD

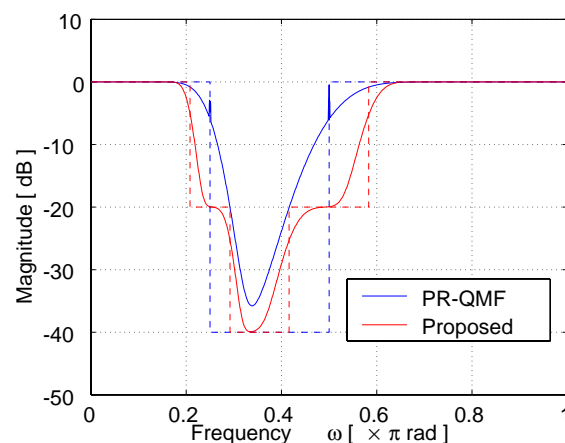


Fig. 15 仕様1の周波数特性

Fig. 16にTHDの測定結果、Fig. 17に周波数振幅特性を示す。仕様3について、Fig. 18にTHDの測定結果、Fig. 19に周波数振幅特性を示す。なお、Fig. 15とFig. 17、Fig. 19中の破線は設定したゲインを表わす。

仕様1の場合も仕様2の場合も提案法ではTHDの最大値が抑えられている。また、提案法は2ステージPR-QMFバンクを用いた場合よりも周波数領域での選択性が増している。

3ステージで実現した7分割フィルタバンクでは、Fig. 19のように急峻に周波数特性を変化させてもTHDは低く抑えられている。

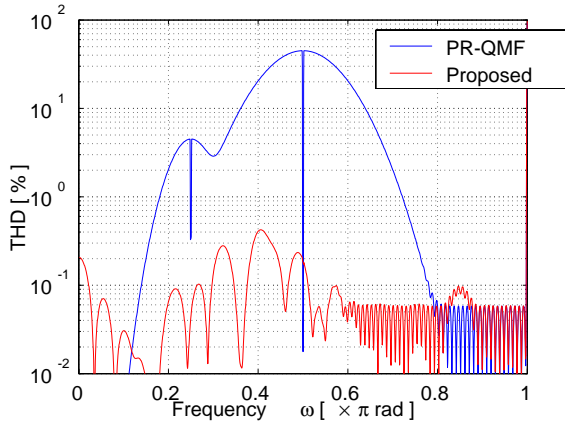


Fig. 16 仕様2のTHD

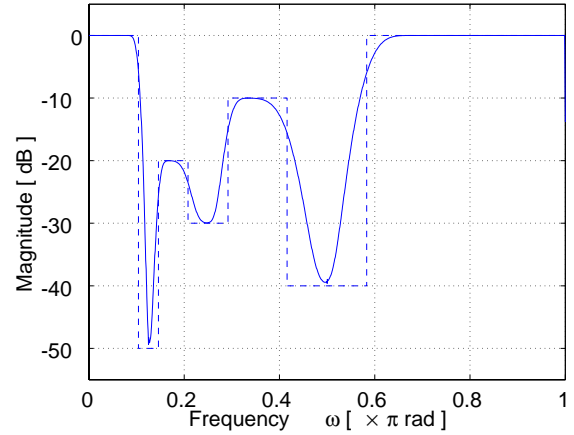


Fig. 19 7分割フィルタバンクの周波数特性

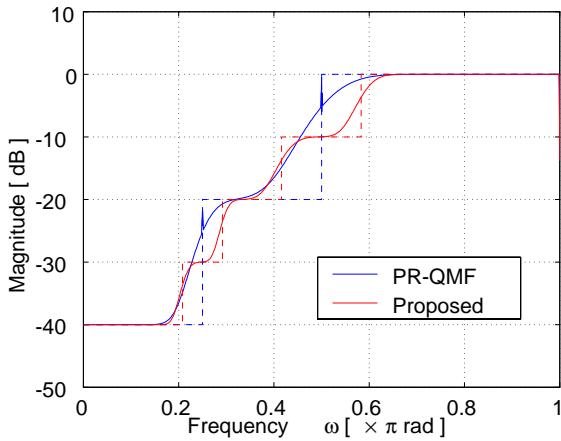


Fig. 17 仕様2の周波数特性

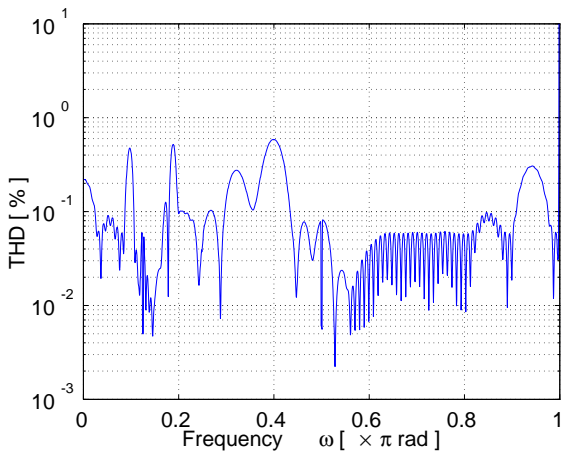


Fig. 18 7分割フィルタバンクのTHD

例を示した。また、設計したフィルタバンクの特性を測定することにより、低折り返し雑音で所望周波数特性が実現できることを示した。さらに、本構造の計算量を考察し、従来のPR-QMFバンクを使用した場合と比べ計算量を最大で4/3倍に抑えられることを示した。以上の点より提案するフィルタバンクが所望周波数特性フィルタを実現するのに有効である。

参考文献

- 1) 浅野太, 鈴木陽一, 曾根敏夫, 林哲也, 佐竹充章, 大山健二, 小林俊光, 高坂知節: ラウドネス補償特性を有するデジタル補聴器の一構成法, 日本音響学会誌, 47-6, (1991)
- 2) E. W. Yund: Multichannel compression in the normal ear and as a signal processing algorithm for the hearing impaired, ISCAS'98, vol6, 578/581, (1998)
- 3) L. R. Rabiner, R. W. Schafer: Recursive and non-recursive realization of digital filters designed by frequency sampling techniques, IEEE Trans. Audio Electroacoust., AU-19-3, 200/207, (1971)
- 4) 三谷政昭: デジタルフィルタデザイン, 82/86, 昭晃堂, (1988)
- 5) G. Strang, T. Nguyen: Wavelets and Filter Banks, 103/173, 299/336, Wellesley-Cambridge Press, (1996)

5. まとめ

本稿では、低折り返し雑音で所望周波数特性を実現するフィルタバンクを提案し、具体的な設計