

最大・最小位相分離によるディジタルフィルタの振幅・位相同時近似

正員 徳田 恵[†] 正員 小林 隆夫[†]

非会員 徳田 篤洋[†] 正員 今井 聖[†]

Simultaneous Approximation of Magnitude and Phase for Digital Filters by Decomposition of Maximum and Minimum Phase Components

Keiichi TOKUDA[†], Takao KOBAYASHI[†], *Members*, Atsuhiro TOKUDA[†],
Nonmember and Satoshi IMAI[†], *Member*

あらまし 任意の対数振幅・位相をもつ希望特性は、複素ケプストラムの性質を用いることにより、最大・最小位相成分に分離することができる。このとき、最大位相あるいは最小位相の対数振幅と位相は、ヒルベルト変換により一意に関係づけられるので、振幅と位相の同時近似問題は、最大および最小位相成分の振幅近似問題に置き換えられる。本論文では、最大位相成分を逆線形予測法により、最小位相成分を極零分離法により、それぞれ近似する方法について述べ、更に振幅あるいは位相のいずれかに着目して、最大・最小位相成分の近似を交互に繰り返すことにより、特性を改善する方法を提案している。本方法は、振幅あるいは位相のどちらかに厳しい近似特性が要求されたとき、特に有効となる。フィルタ係数の決定は、FFT および線形予測法に基づいているため、非線形最適化法に比べ高速である。

1. まえがき

ディジタルフィルタの設計に関して、任意の振幅・位相（または群遅延）特性の同時近似問題があり、振幅近似フィルタと位相近似フィルタを組み合わせて用いることが多い。しかし、振幅・位相特性を同時に近似するフィルタを設計することができれば、フィルタ次数の低減化や回路構成の簡素化を図ることができると考えられる。

従来提案されているディジタルフィルタの任意振幅・位相（群遅延）特性の同時近似設計法として、非線形最適化法がある^{(1)~(4)}。これは、与えられた振幅・位相（群遅延）特性とフィルタの周波数応答に対して適当な誤差評価基準（minimax 誤差）を設定し、この誤差を最小化するようにフィルタ係数を決める方法である。この方法は、近似誤差が明確に規定できる反面、非線形最適化問題を含むため、計算量の多さやフィルタ次数の制限などが問題となる。

これに対し、複素ケプストラムの性質を利用して、希望特性を最大および最小位相成分に分けることにより任意の振幅・位相特性を近似するのが文献(5)、(6)の方法である。しかし、文献(5)は、最大あるいは最小位相インパルス応答の打ち切りにより、対数特性上では大きな誤差を発生し、また IIR フィルタに適用した場合には安定性が保証されないなどの問題がある。一方、文献(6)では、複素対数特性を平均 2 乗誤差の意味で最良に近似する FIR フィルタを得ることができ、ケプストラム係数がそのままフィルタ係数となる特長をもつが、通常の構成に比べ遅延や乗算器の個数が多くなる。

また、極零分離法⁽⁷⁾、群遅延近似法⁽⁸⁾に基づき振幅群遅延を同時近似する方法が文献(9)に述べられている。これは、極零分離により、群遅延の補正分を求め、極成分を最小位相として、零成分を最大位相として近似する方法であるが、希望特性として帯域内で群遅延が平坦な帯域通過特性を考えており、そのままでは任意の振幅・位相特性に適用しにくい。

ところで、最大位相あるいは最小位相特性の対数振幅と位相は、ヒルベルト変換により一意に関係づけら

[†] 東京工業大学精密工学研究所、横浜市
Research Laboratory of Precision Machinery and Electronics,
Tokyo Institute of Technology, Yokohama-shi, 227 Japan

れる。従って、希望特性を最大、最小位相成分に分けることにより振幅・位相の同時近似問題を振幅あるいは位相のみの近似問題として扱うことができる。振幅特性の近似については、非線形最適化を行わず、線形予測法、修正最小2乗法、重み付き最小2乗法などを利用した近似法が提案されており^{(7),(10)~(12)}、簡単な近似手順で、良好な近似特性を得られることが報告されている。

そこで本論文では、複素ケプストラムの性質を利用して、希望特性を最大・最小位相成分に分け、最大位相成分を逆線形予測法により、また最小位相成分を極零分離法⁽⁷⁾により近似するデジタルフィルタの設計法について述べる。更に、振幅あるいは位相のいずれかに着目し、最大位相成分と最小位相成分の近似を交互に繰り返すことにより近似特性を改善する方法を提案している。この方法は、振幅あるいは位相のどちらかに厳しい特性が要求されたとき、特に有効となる。

誤差の補償を行わなければ、本方法は、振幅特性のみが与えられた場合には極零分離法⁽⁷⁾、位相特性のみが与えられた場合には群遅延近似法⁽⁸⁾と等価となる。また、文献(9)も群遅延補正分を含めた特性を希望特性と考えれば、本方法で最大位相成分を全零で、最小位相成分を全極で近似したときと等価となる。従って、本方法は、これらの方法を含む手法と考えることもできる。

フィルタ係数の決定は、FFT および線形予測法に基づいているため、フィルタの安定性が保証され、非線形最適化法に比べ高速である。

本論文を通して、希望特性、近似特性、近似誤差などは複素ケプストラムの形で扱っている。これは、

(1) 振幅と位相を一つの数列として扱うことができる。

(2) 最大・最小位相成分の分離および極零分離の際に希望特性の各成分は複素ケプストラムで表されている。

(3) 近似特性に対応する複素ケプストラムは再帰式により簡単に計算できる。

などの利点が生ずるためである。

2. 近似手法

2.1 複素ケプストラムによる最大・最小位相成分の分離

任意の周波数特性 $G(\omega)$ に対応する複素ケプストラム $c(m)$ は、複素対数周波数特性

$$\log G(\omega) = \log |G(\omega)| + j \arg G(\omega) \quad (1)$$

の逆フーリエ変換で定義され、次の関係をもつ。

$$c(m) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log G(\omega) e^{jm\omega} d\omega \quad (2)$$

$$\log G(\omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} c(m) e^{-jm\omega} \quad (3)$$

ここでは、簡単のため、 $\arg G(\omega)$ は直線位相成分を除いている。

式(1)、(3)より、 $G(\omega)$ の対数振幅と位相は、複素ケプストラムにより、

$$\log |G(\omega)| = \sum_{m=-\infty}^{\infty} c(m) \cos \omega m \quad (4)$$

$$\arg G(\omega) = - \sum_{m=-\infty}^{\infty} c(m) \sin \omega m \quad (5)$$

と表されることになる。

複素ケプストラム $c(m)$ の $m < 0$ の部分は最大位相成分を、 $m > 0$ の部分は最小位相成分を表すことから⁽¹³⁾、

$$c_{\max}(m) = \begin{cases} c(m), & m < 0 \\ 0, & m \geq 0 \end{cases} \quad (6)$$

$$c_{\min}(m) = \begin{cases} 0, & m \leq 0 \\ c(m), & m > 0 \end{cases} \quad (7)$$

とすることにより、希望特性 $G(\omega)$ を

$$G(\omega) = K \cdot G_{\max}(\omega) \cdot G_{\min}(\omega) \quad (8)$$

但し

$$K = \exp c(0) \quad (9)$$

$$G_{\max}(\omega) = \exp \left\{ \sum_{m=-\infty}^{-1} c_{\max}(m) e^{-jm\omega} \right\} \quad (10)$$

$$G_{\min}(\omega) = \exp \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} c_{\min}(m) e^{-jm\omega} \right\} \quad (11)$$

と、最大位相成分 $G_{\max}(\omega)$ と最小位相成分 $G_{\min}(\omega)$ に分けることができる。

このとき、 $G_{\max}(\omega)$ あるいは $G_{\min}(\omega)$ の対数振幅と位相は、ヒルベルト変換により一意に関係づけられるので、振幅・位相の同時近似問題を振幅あるいは位相のみの近似問題として扱うことができる。従って、 $G_{\max}(\omega)$ 、 $G_{\min}(\omega)$ をそれぞれ振幅近似するフィルタ $H_{\max}(z)$ 、 $H_{\min}(z)$ を

$$H(z) = K \cdot H_{\max}(z) \cdot H_{\min}(z) \quad (12)$$

と縦続接続することにより、任意の振幅、位相の同時近似特性を得ることができる。但し、フィルタの実現に際しては、インパルス応答が負の時間に現れないように直線位相項を付加する必要がある。

2.2 最大位相部の近似

最大位相成分 $G_{\max}(\omega)$ の近似フィルタ $H_{\max}(z)$ が混合位相系となった場合、 $H_{\max}(z)$ の最小位相成分は複

素対数上では誤差に寄与するのみなので、 $H_{\max}(z)$ は最大位相系となることが望ましい。また、 $H_{\max}(z)$ は、因果性を仮定するならば、安定性を保証するため、全零フィルタ

$$H_{\max}(z)=B_{\max}(z)=1+\sum_{k=1}^{Z_{\max}} b_{\max}(k)z^{-k} \quad (13)$$

でなければならない。但し、 Z_{\max} はフィルタの次数である。従って、ここでは逆線形予測法により、以下の手順で $G_{\max}(\omega)$ を近似する。

[手順1] 最大位相成分の近似

(1) $c_{\max}(m)$ から式(10)および

$$\frac{1}{|G_{\max}(\omega)|^2} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} r_{\max}(m)e^{-jm\omega} \quad (14)$$

の関係により、逆特性に対応する自己相関列 $r_{\max}(m)$ を求める。

(2) 自己相関正規方程式を解き⁽¹⁴⁾、得られる予測係数をフィルタ係数 $b_{\max}(k)$ とする。

2.3 最小位相部の近似

最大位相部と同様、最小位相成分 $G_{\min}(\omega)$ の近似フィルタ $H_{\min}(z)$ は最小位相系となることが望ましい。但し、最大位相部と異なり、最小位相成分 $G_{\min}(\omega)$ は極零形のフィルタ

$$H_{\min}(z)=\frac{B_{\min}(z)}{A_{\min}(z)} \quad (15)$$

但し、

$$B_{\min}(z)=1+\sum_{k=1}^{Z_{\min}} b_{\min}(k)z^{-k} \quad (16)$$

$$A_{\min}(z)=1+\sum_{k=1}^{P_{\min}} a_{\min}(k)z^{-k} \quad (17)$$

で近似することができる。但し、 Z_{\min} , P_{\min} はそれぞれ MA 部, AR 部のフィルタ次数である。ここでは $G_{\min}(\omega)$ の近似に、極零分離法⁽⁷⁾を用いる。この方法は、線形予測法に基づいているため近似結果が最小位相系となることが保証されており、また良好な対数振幅近似特性が得られることから、本方法に適した手法と考えられる。

$G_{\min}(\omega)$ は、 $c_{\min}(m)$ から得られる群遅延特性を用いて

$$G_{\min}(\omega)=G^P_{\min}(\omega) \cdot G^Z_{\min}(\omega) \quad (18)$$

と、近似的に極成分 $G^P_{\min}(\omega)$ と零成分 $G^Z_{\min}(\omega)$ に分離することができる⁽⁷⁾。但し、 $G^P_{\min}(\omega)$ と $G^Z_{\min}(\omega)$ は複素ケプストラムにより、次式のように表される。

$$G^P_{\min}(\omega)=\exp\left\{\sum_{m=1}^{\infty} c^P_{\min}(m)e^{-jm\omega}\right\} \quad (19)$$

$$G^Z_{\min}(\omega)=\exp\left\{\sum_{m=1}^{\infty} c^Z_{\min}(m)e^{-jm\omega}\right\} \quad (20)$$

分離された $G^P_{\min}(\omega)$ は線形予測法により $1/A_{\min}(z)$ で、 $G^Z_{\min}(\omega)$ は逆線形予測法により $B_{\min}(z)$ で近似することができる。

ここでは、近似特性を改善するため、次のような修正をする。 $A_{\min}(z)$, $B_{\min}(z)$ の内、次数の少ない方、例えば $B_{\min}(z)$ を先に近似し、 $A_{\min}(z)$ の近似は残りの最小位相成分に対して行う。また、極零分離法⁽⁷⁾では利得項を線形予測法により定めているが、ここではフィルタ全体として対数振幅誤差を最小にする式(9)で利得項を別に定める。

$B_{\min}(z)$ を先に近似する場合について、手順を以下にまとめる。

[手順2] 最小位相成分の近似

(1) 極零分離法⁽⁷⁾により、 $c_{\min}(m)$ を極成分 $c^P_{\min}(m)$ と零成分 $c^Z_{\min}(m)$ に分ける。

(2) $c^Z_{\min}(m)$ から式(20)および

$$\frac{1}{|G^Z_{\min}(\omega)|^2} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} r^Z_{\min}(m)e^{-jm\omega} \quad (21)$$

の関係により、逆特性に対応する自己相関列 $r^Z_{\min}(m)$ を求める。

(3) 自己相関正規方程式を解き⁽¹⁴⁾、得られる予測係数をフィルタ係数 $b_{\min}(k)$ とする。

(4) 再帰式⁽¹⁴⁾

$$c^Z_{\min}'(m)=b_{\min}(m) - \sum_{k=1}^{m-1} \frac{k}{m} c^Z_{\min}'(k)b_{\min}(m-k), \quad m>0 \quad (22)$$

により、 $b_{\min}(k)$ に対応する複素ケプストラム $c^Z_{\min}'(m)$ を求め、

$$c^P_{\min}{}^C(m)=c_{\min}(m)-c^Z_{\min}'(m) \quad (23)$$

とする。

(5) $c^P_{\min}{}^C(m)$ から式(19)および

$$|G^P_{\min}{}^C(\omega)|^2 = \sum_{m=-\infty}^{\infty} r^P_{\min}(m)e^{-jm\omega} \quad (24)$$

の関係により、自己相関列 $r^P_{\min}(m)$ を求める。

(6) 自己相関正規方程式を解き⁽¹⁴⁾、得られる予測係数をフィルタ係数 $a_{\min}(k)$ とする。

但し、ここでは $B_{\min}(z)$ を先に近似する場合について示したが、 $A_{\min}(z)$ の方が次数が少なければ、 $A_{\min}(z)$ を先に近似することにする。

図1に希望特性 $G(\omega)$ を最大・最小位相成分に分離した例を示しておく。最大位相部は手順1によって、最小位相部は手順2により、それぞれが近似される。

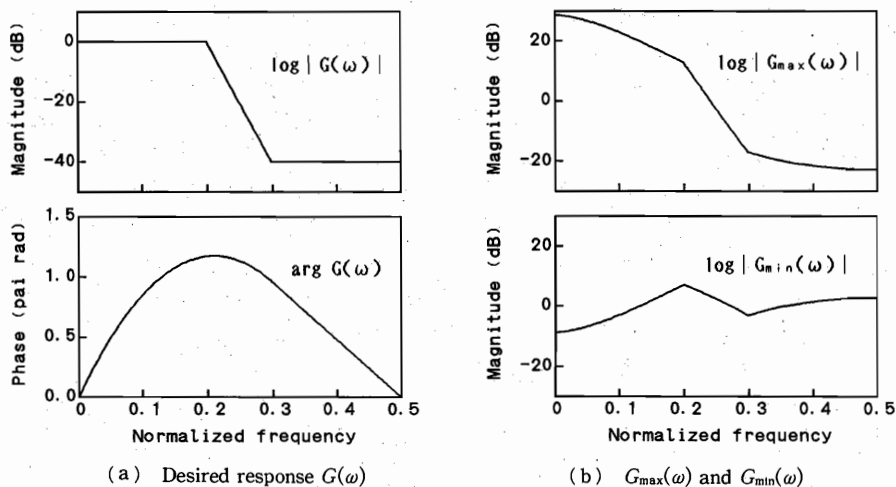


図1 希望特性の最大・最小位相分離

Fig. 1 Maximum and minimum phase components of desired frequency response.

3. 誤差の補償

3.1 近似誤差の計算

線形予測法で近似したそれぞれのフィルタ $B_{\max}(z)$, $B_{\min}(z)$, $1/A_{\min}(z)$ の特性に対応する複素ケプストラム $c_{\max}'(m)$, $c_{\min}'(m)$, $c_{\min}^z(m)$ は, フィルタ係数から, 再帰式^{(13),(14)}

$$c_{\max}'(-m) = b_{\max}(m) - \sum_{k=1}^{m-1} \frac{k}{m} c_{\max}'(-k) b_{\max}(m-k), \quad m > 0 \quad (25)$$

$$c_{\min}'(m) = -a_{\min}(m) - \sum_{k=1}^{m-1} \frac{k}{m} c_{\min}'(k) a_{\min}(m-k), \quad m > 0 \quad (26)$$

および式(22)を用いて計算することができる。最大, 最小位相部で発生する近似誤差を表す複素ケプストラムは,

$$e_{\max}(m) = c_{\max}(m) - c_{\max}'(m) \quad (27)$$

$$e_{\min}(m) = c_{\min}(m) - c_{\min}'(m) - c_{\min}^z(m) \quad (28)$$

で与えられることになる。このとき, 最大, 最小位相部それぞれの対数振幅, 位相の近似誤差は式(4), (5)と同様の関係により $e_{\max}(m)$, $e_{\min}(m)$ で表すことができる。

$$\log |E_{\max}(\omega)| = \sum_{m=-\infty}^{-1} e_{\max}(m) \cos \omega m \quad (29)$$

$$\arg E_{\max}(\omega) = - \sum_{m=-\infty}^{-1} e_{\max}(m) \sin \omega m \quad (30)$$

$$\log |E_{\min}(\omega)| = \sum_{m=1}^{\infty} e_{\min}(m) \cos \omega m \quad (31)$$

$$\arg E_{\min}(\omega) = - \sum_{m=1}^{\infty} e_{\min}(m) \sin \omega m \quad (32)$$

従って, パーセバルの関係から, フィルタ全体での平均2乗複素対数誤差 ϵ , 平均2乗対数振幅誤差 ϵ_M , 平均2乗位相誤差 ϵ_P はそれぞれ,

$$\epsilon = \sum_{m=1}^{\infty} e_{\max}^2(-m) + \sum_{m=1}^{\infty} e_{\min}^2(m) \quad (33)$$

$$\epsilon_M = \sum_{m=1}^{\infty} [e_{\max}(-m) + e_{\min}(m)]^2 / 2 \quad (34)$$

$$\epsilon_P = \sum_{m=1}^{\infty} [-e_{\max}(-m) + e_{\min}(m)]^2 / 2 \quad (35)$$

で計算できる。複素ケプストラムは $1/m$ 以上の速さで収束するので⁽¹³⁾, 式(33)~(35)の総和は適当な有限項までで精度よく求められる。

3.2 近似誤差の補償

波形伝送などの用途では, 厳しい群遅延の近似精度が要求されることが多く, 位相誤差としてみた場合, 更に厳しい近似精度となる。逆に位相に比べ, 厳しい振幅近似精度が要求される用途も考えられる。

しかし, 以上で述べた方法では, 式(34), (35)からわかるように, 振幅と位相を独立に規定することができない。ここでは, 振幅あるいは位相のどちらかに着目し, その誤差を減少させる補償法を示す。

一般に同程度の次数では, 極零近似の最小位相部より, 全零近似の最大位相部の方が誤差が大きくなると考えられる。そこで, 最大位相部で発生した誤差を最小位相部で補償することを考える。

最大位相部で発生した誤差と同じ振幅誤差を表す最小位相のケプストラムは、式(29)より、 $e_{\max}(-m)$ で与えられることがわかる。従って、 $c_{\min}(m)$ に $e_{\max}(-m)$ をたし込んだ

$$c_{\min}^c(m) = c_{\min}(m) + e_{\max}(-m) \quad (36)$$

を最小位相部で近似することにする。最小位相部で、 $c_{\min}^c(m)$ を完全に近似することができたとすれば、最小位相部での $c_{\min}(m)$ に対する近似誤差 $e_{\min}(m)$ は

$$e_{\min}(m) = -e_{\max}(-m) \quad (37)$$

となり、式(34)からもわかるように、振幅誤差は零になる。逆に、最大位相部で発生した誤差と同じ位相誤差を表す最小位相のケプストラムは、式(30)より、 $-e_{\max}(-m)$ で与えられることがわかる。従って、 $c_{\min}(m)$ に $-e_{\max}(-m)$ をたし込んだ

$$c_{\min}^c(m) = c_{\min}(m) - e_{\max}(-m) \quad (38)$$

を最小位相部で近似することによれば、位相誤差は零になることが式(35)から同様にわかる。但し、位相を補償した場合には振幅誤差が、振幅を補償した場合には位相誤差が、もとの2倍になる。

実際には、最小位相部でも $c_{\min}^c(m)$ を完全に近似することはできず近似誤差が発生するので、振幅あるいは位相の誤差が完全に零になることはないが、補償を行わない場合よりも、誤差は減少すると考えられる。

3.3 補償の繰返しによる誤差の低減化

前節で、最大位相部での振幅あるいは位相の誤差を最小位相部で補償する方法について述べたが、補償後も最小位相部での誤差が残る。従って、最小位相部で発生した誤差を再び最大位相部で補償するというように、最大位相部と最小位相部の間で何回か補償を繰り返すことにする。つまり、2度目以降の最大位相部の近似は、最小位相部の誤差 $e_{\min}(m)$ を振幅補償

$$c_{\max}^c(m) = c_{\max}(m) + e_{\min}(-m) \quad (39)$$

あるいは位相補償

$$c_{\max}^c(m) = c_{\max}(m) - e_{\min}(-m) \quad (40)$$

したのに対して行う。

式(23)、(36)、(39)あるいは式(23)、(38)、(40)のような補償の繰返しによる近似は、混合位相特性の振幅あるいは位相のみに注目し、線形予測法によるブートストラップ法⁽⁸⁾を用いていることになる。従って、ブートストラップ法と同様、本論文で述べるような手法でも繰返しにより、振幅あるいは位相の誤差は減少していき、ある収束値に達することが予想される。

以上の設計手順をまとめると次のようになる。

[設計手順] (1) 希望特性 $G(\omega)$ の対数振幅 \log

$|G(\omega)|$ と位相 $\arg G(\omega)$ を与え、式(1)、(2)によりその複素ケプストラム $c(m)$ を求める。

(2) 式(6)、(7)より、 $c(m)$ を最大位相成分 $c_{\max}(m)$ と最小位相成分 $c_{\min}(m)$ に分離する。

(3) [手順1]により最大位相成分 $c_{\max}(m)$ を全零近似するフィルタ $H_{\max}(z)$ を求める。

(4) 式(27)により得られる最大位相部の近似誤差 $e_{\max}(m)$ を用いて式(36)で振幅、あるいは式(38)で位相補償した $c_{\min}^c(m)$ を求める。

(5) [手順2]により最小位相成分 $c_{\min}^c(m)$ を極零近似するフィルタ $H_{\min}(z)$ を求める。

(6) 式(28)により得られる最小位相部の近似誤差 $e_{\min}(m)$ を用いて式(39)で振幅、あるいは式(40)で位相補償した $c_{\max}^c(m)$ を求める。

(7) [手順1]により最大位相成分 $c_{\max}^c(m)$ を全零近似するフィルタ $H_{\max}(z)$ を求める。

(8) 各繰返しで得られる $e_{\max}(m)$ と $e_{\min}(m)$ から、式(34)、(35)により平均2乗誤差を計算し、所望の近似誤差が得られるまで(4)～(7)を繰り返す。但

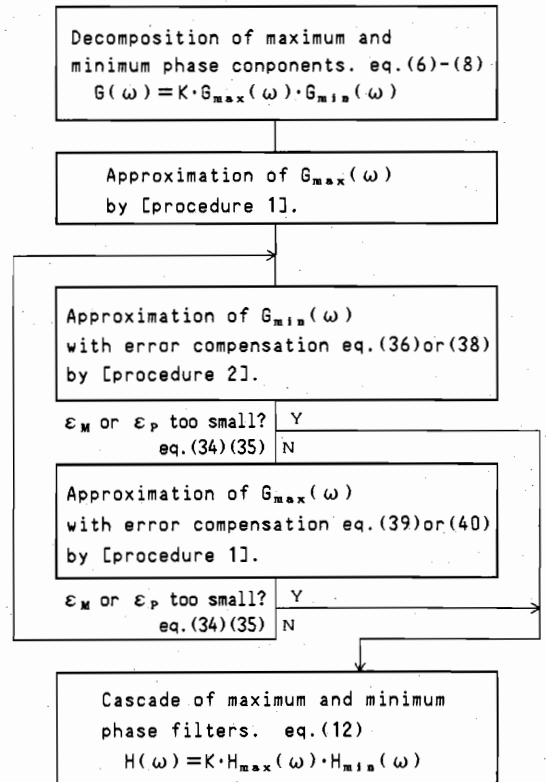


図2 設計手順

Fig. 2 Flowchart for design procedure.

し、補償をしない振幅または位相の誤差が大きくなり過ぎたとき、あるいは誤差が変化しなくなっても許容誤差内に収まらないときには、フィルタの次数を上げて再び(1)から繰り返す。

図2に以上の手順を流れ図として示す。

4. 近似例

図3に誤差補償をしない場合の振幅、位相特性の近似例を示す。図中のNDPS(Negative Derivative of Phase Spectra)は直線位相成分を除いた群遅延を表す。近似次数は最大位相部 $Z_{max}=12$ 、最小位相部 $(P_{min}, Z_{min})=(8, 4)$ としている。フーリエ変換の計算には512点FFTを利用した。

図3と同じ例に対して、振幅補償を繰り返した場合の近似例を図4に示す。繰返し回数は2回である。ここで、繰返し回数は最大位相部あるいは最小位相部で補償をするごとに1回と数える。補償により、良好な振幅特性が得られていることがわかる。図5に繰返しによる誤差の変化を示す。補償の繰返しにより振幅誤差が減少していく様子がわかる。

また、図3と同じ例につき、位相補償を2回繰り返した場合の例を図6に示す。図4とは逆に良好な位相特性となっている。図7に繰返しによる誤差の変化を

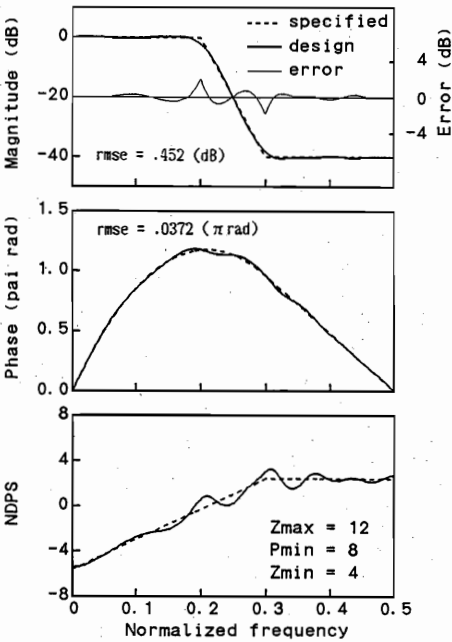


図3 補償なしの近似例
Fig. 3 Approximation without compensation.

示す。図5の振幅誤差の減少の仕方より、図7の位相の減少の仕方の方が速いのは、振幅特性に比べ、位相特性が滑らかで、近似しやすい形になっているためと考えられる。

5. むすび

本論文では、任意の対数振幅特性と位相特性を最大

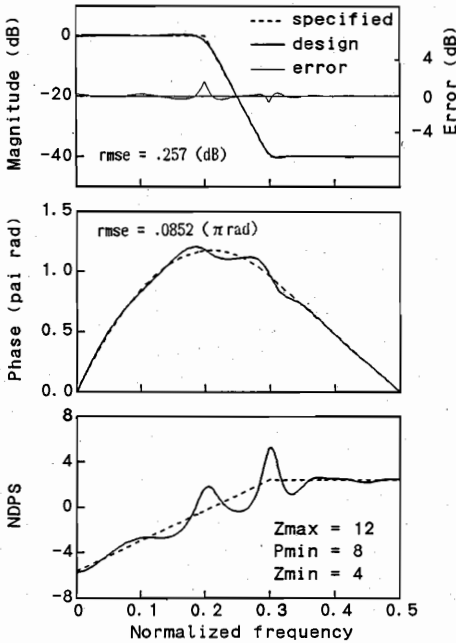


図4 振幅補償による近似例(2回繰返し)
Fig. 4 Approximation with the magnitude compensation after 2 iterations.

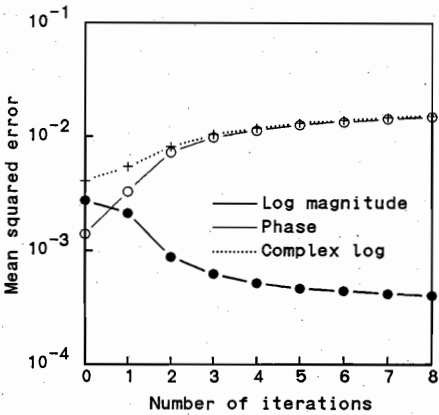


図5 振幅補償による平均2乗誤差の変化
Fig. 5 Mean squared error versus the number of iterations for the magnitude compensation.

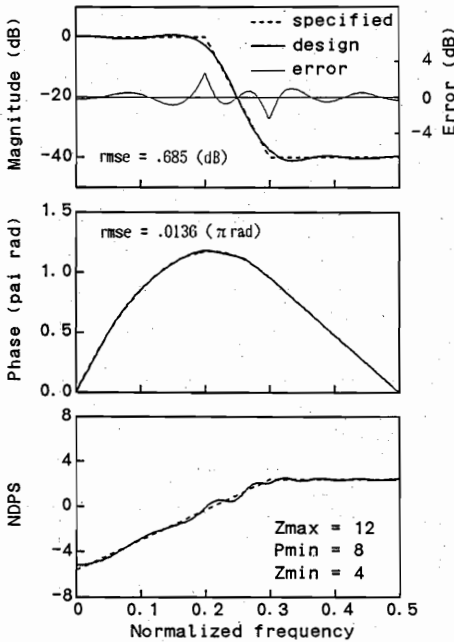


図6 位相補償による近似例 (2回繰返し)

Fig. 6 Approximation with the phase compensation after 2 iterations.

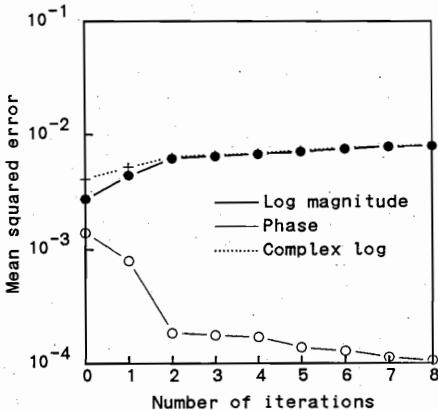


図7 位相補償による平均2乗誤差の変化

Fig. 7 Mean squared error versus the number of iterations for the phase compensation.

位相成分と最小位相成分に分離し、それぞれを振幅近似することにより希望特性を近似するデジタルフィルタの設計法について述べ、更に、振幅、位相の一方に着目し、最大・最小位相の近似を繰り返すことにより、その誤差を減少させる方法を示した。

フィルタ係数の決定は線形予測法に基づいており、補償を繰り返す場合にも2, 3回で十分なため、非線形最適化法に比べ高速である。また、フィルタの安定性も補償される。

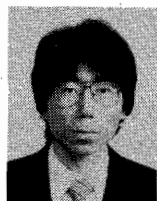
フィルタの次数決定については、希望特性の各成分を近似する $B_{\max}(z)$, $B_{\min}(z)$, $A_{\min}(z)$ それぞれの近似誤差を見ることにより、最適な次数配分を選ぶことができると考えられるが、詳細は今後の課題である。

文 献

- (1) A. G. Deczky: "Synthesis of recursive digital filters using the minimum p-error criterion", IEEE Trans. Audio & Electroacoust., AU-20, 5, pp. 257-263 (Oct. 1972).
- (2) A. G. Holt, J. Attikouzel and R. Bennet: "Iterative technique for designing non-recursive filters to non-linear phase characteristics", Radio Electron. Eng., 46, 12, pp. 589-592 (1976).
- (3) M. Nakhla and P. Benedek: "Simultaneous approximation of amplitude and delay for non-recursive sampled data filters", Proc. ISCAS Tokyo, pp. 19-20 (1979).
- (4) G. Cortelazzo and M. R. Lightner: "Simultaneous design in both magnitude and group-delay of IIR and FIR filters based on multiple criterion optimization", IEEE Trans. Acoust. Speech & Signal Process., ASSP-32, 5, pp. 949-967 (Oct. 1984).
- (5) A. T. Johnson: "Simultaneous magnitude and phase equalization using digital filters", IEEE Trans. Circuits & Syst., CAS-25, 5, pp. 319-321 (May 1978).
- (6) 今井 聖: "ケフレンシ領域におけるデジタルフィルタ設計", 信学論(A), J60-A, 10, pp. 941-947 (昭52-10).
- (7) B. Yegnanarayana: "Design of ARMA digital filters by pole-zero decomposition", IEEE Trans. Acoust. Speech & Signal Process., ASSP-29, 3, pp. 433-439 (June 1981).
- (8) B. Yegnanarayana: "Design of recursive group-delay filters by autoregressive modeling", IEEE Trans. Acoust. Speech & Signal Process., ASSP-30, 4, pp. 632-637 (Aug. 1982).
- (9) 国本, 青木: "振幅応答, 群遅延応答同時規定によるARMA デジタルフィルタの設計", 信学論(A), J67-A, 11, pp. 1044-1051 (昭59-11).
- (10) C. E. Schmid: "Design of IIR/FIR filters using a frequency domain bootstrapping technique and LPC methods", IEEE Trans. Acoust. Speech & Signal Process., ASSP-31, 4, pp. 999-1006 (Aug. 1983).
- (11) 小林, 今井: "最小位相インパルス応答を用いたIIR デジタルフィルタの対数振幅特性近似", 昭55 信学総全大, 14, 1-14.
- (12) 小林, 今井: "2乗平均誤差評価による再帰形デジタルフィルタの対数振幅特性近似法", 信学論(A), J62-A, 9, pp. 576-583 (昭54-09).
- (13) A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer: "Digital Signal Processing", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ. (1975).
- (14) J. D. Markel and A. H. Gray, Jr. 著, 鈴木訳: "音声の線形予測", コロナ社 (昭55).
- (15) 徳田, 徳田, 小林, 今井: "最大・最小位相ケプストラムを

用いるデジタルフィルタの複素対数特性近似”，信学技報，CAS86-226(1987-03)。

(昭和62年6月29日受付)



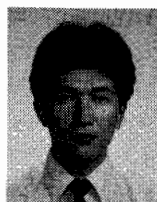
徳田 恵一

昭59名工大・工・電子卒。昭61東工大大学院修士課程了。現在，同大学院博士後期課程在学中。デジタル信号処理，音声情報処理の研究に従事。



小林 隆夫

昭52東工大・工・電気卒。昭57同大大学院博士課程了。同年同大精密工学研究所助手。工博。デジタル信号処理，音声情報処理の研究に従事。日本音響学会，IEEE各会員。



徳田 篤洋

昭60横浜国大・工・電気卒。昭62東工大大学院修士課程了。在学中，デジタルフィルタの研究に従事。現在，新日本製鉄株式会社勤務。



今井 聖

昭34東工大・工・電気卒。昭39同大大学院博士課程了。同年東工大・精密工学研究所助手。昭43同大助教授。昭54同大教授。工博。デジタル信号処理，音声の合成および認識の研究に従事。45年度精機学会論文賞受賞。著書「デジタル信号処理」など。計測自動制御学会，日本音響学会，IEEE，ASA各会員。