

補間されたイコライザを用いた直線位相 FIR デジタルフィルタ

正員 本間 仁志[†] 准員 山田 正一[†] 正員 佐川 雅彦[†]

Linear Phase FIR Digital Filters Using Interpolated Equalizers

Hitoshi HONMA[†], Member, Masakazu YAMADA[†], Associate Member and Masahiko SAGAWA[†], Member

あらまし 乗算器数, 加算器数の低減を目的とした FIR デジタルフィルタの設計法について報告する. 乗算器数, 加算器数の低減を目的とした効果的設計法として, 乗算器を用いないプリフィルタと, その特性を与えられた仕様を満たすように補正するイコライザの縦続接続により実現する方法が報告されている. この方法に関する従来の研究では, プリフィルタの設計法が主であり, イコライザに関しては十分な検討が行われていない. そこで, 本論文では, イコライザの設計法についても考察を加え, 補間の概念を取り入れた新しいイコライザの設計法を提案した. いくつかの例題に, 本方法を適用し, 従来の方法に比べ, 大幅な乗算器数, 加算器数の低減効果が確認できた.

1. まえがき

FIR (Finite Impulse Response) デジタルフィルタは, 本来安定であり, 理想的な直線位相特性をもつものが実現できる. しかし, 特性の実現には, 一般に, 多くの乗算器, 加算器を必要とし, そのために以下のような問題点が生じてしまう.

- (a) ハードウェアが増大し, 経済的に好ましくない.
- (b) 乗算器数が多いほど, 量子化に伴う特性劣化が大きくなりやすい⁽¹⁾.
- (c) 丸め雑音が, 一般に, 加算器, 乗算器の数が多いほど大きくなる⁽²⁾.

以上のような点を改善するために, 本論文では, 乗算器数, 加算器数の低減を目的とした, FIR 低域通過フィルタと高域通過フィルタの設計法について述べる.

加算器数, 乗算器数の低減を目的とした研究は, 従来乗算器数の低減を中心にいくつか試みられており, 多くの興味深い方法が提案されている^{(3)~(9)}. 特に, Adams らが提案したプリフィルタとイコライザの縦続構成による方法は^{(3),(4)}, 設計の容易さ, ハードウェアの低減率において優れている. この方法では, 乗算器を必要としない RRS (Recursive Running Sum) で

プリフィルタを構成し, イコライザは Parks-McClellan らの方法⁽¹⁰⁾に基づいて設計される. このイコライザの設計法は, Adams らに限らず, 他のプリフィルタとイコライザを用いた設計法においても広く用いられている^{(3)~(7)}. 従って, 従来のプリフィルタを用いた FIR フィルタの設計に関する研究は, いかにならぬに近いプリフィルタを設計するかを主眼に行われてきている. その結果, 加算器数, 乗算器数の低減率は, プリフィルタの設計法だけに大きく依存している. しかしながら, 乗算器を用いないという条件の下でのプリフィルタの設計には, 実現できる阻止域減衰量, ロールオフ特性等に多くの制約が伴い, その効果も限られてしまっている. より効果的に FIR フィルタを設計するためには, プリフィルタだけでなく, イコライザの設計についても更に検討する必要がある.

そこで, 本論文では, イコライザの設計についても考察を加え, プリフィルタとイコライザの縦続接続により直線位相をもつ FIR フィルタを効果的に設計する. プリフィルタは, RRS を縦続接続したものをを用いる. そして, イコライザは, Parks-McClellan らの方法⁽¹⁰⁾に補間という考えを取り込んだ新しい方法で設計される. いくつかの例題に本方法を適用し, 従来の方法に比べ乗算器数, 加算器数の大幅な低減が可能となることを確認した.

[†] 東京都立大学工学部電気工学科, 東京都 Faculty of Technology, Tokyo Metropolitan University, Tokyo, 158 Japan

2. プリフィルタを用いた FIR フィルタ

ここでは、プリフィルタとイコライザの縦続形構成により、FIR フィルタを実現する方法について簡単に述べ、従来の方法の問題点と、本方法の着眼点について説明する。

図1は、FIR フィルタの伝達関数 $H(z)$ を、

$$H(z) = P(z)E(z) \quad (1)$$

で、つまり伝達関数 $P(z)$ をもつ乗算器を用いないプリフィルタと、その特性を補正するのに必要な伝達関数 $E(z)$ をもつイコライザの縦続接続により構成する方法を説明している。この構成は、仕様に対し $H(z)$ を直接設計し構成する場合に比べ、全体に必要な乗算器数、加算器数を、減らすことを目的としている。Adams らは、この場合のプリフィルタとして、

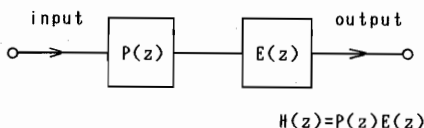


図1 プリフィルタ-イコライザ構成
 Fig.1 Prefilter-equalizer structure.

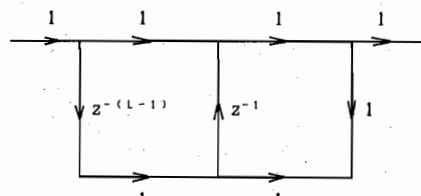


図2 RRS 構成
 Fig.2 The RRS structure with length L.

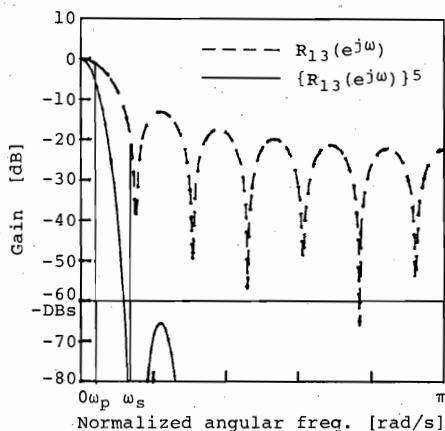


図3 RRS $R_{13}(z)$ の振幅特性
 Fig.3 Amplitude response of RRS $R_{13}(z)$.

$$R_L(z) = \frac{1-z^{-L}}{1-z^{-1}} \quad (2)$$

と伝達関数が表せる RRS 構成を用いた⁽³⁾。RRS は、図2のように構成され、 L 個の遅延器、2 個の加算器で実現される。

今、次の仕様の低域通過フィルタについて考えてみる。

例1: $\omega_p = 0.042\pi$, $\omega_s = 0.14\pi$
 $DB_p = 0.2$ dB, $DB_s = 60$ dB

ここで、 ω_p は通過域端、 ω_s は阻止域端の正規化角周波数、 DB_p は通過域リップル、 DB_s は阻止域減衰量である。図3は、この仕様に対し、式(2)において $L=13$ と選択した、

$$P(z) = R_{13}(z) \quad (3)$$

と更にこれを5段縦続接続し得られる、

$$P(z) = R_{13}(z)R_{13}(z)R_{13}(z)R_{13}(z)R_{13}(z) \quad (4)$$

の振幅特性を比較したものである。図から明らかなように、式(3)では、得られる阻止域減衰量が限られ、また、通過域での落込みが避けられない。また、RRS を縦続接続することにより、阻止域減衰量は確保できるが、通過域の落込みは更に激しくなることがわかる。プリフィルタの特性が、要求特性に対し大きな誤差をもつほど、イコライザの負担が重くなり、加算器数、乗算器数の低減効果が期待できなくなってしまう。

通過域特性と阻止域特性に関するこのような問題は、特に大きな阻止域減衰量を要求される場合に重要となる。それに対し、Adams らは、RRS を Kaiser らの提案した SSS (Simple Symmetric Sharpening) 構成⁽¹¹⁾に基づいて構成し、その改善を試みた⁽⁴⁾。また、プリフィルタの設計に関する研究は、このような問題をいかに解決するかということを中心に行われてきている⁽³⁾⁻⁽⁷⁾。しかしながら、プリフィルタの設計には、やはり大きな制限が伴い、プリフィルタの設計法の改善だけでは、より大きな加算器数、乗算器の低減効果を期待することは困難であると考えられる。そこで、本論文では、プリフィルタだけではなく、イコライザの設計法にも考察を加え、加算器数、乗算器数の低減を図る。

3. 補間されたイコライザ

ここでは、本論文で提案する新しいイコライザについて説明する。

プリフィルタとして式(4)を用いる場合を例にして、補間されたイコライザの基本的な考え方を示す。

まず、式(4)の $P(z)$ の周波数特性 $P(e^{j\omega})$ を周波数軸方向に F 倍する。すなわち、

$$P(e^{j\omega/F}), \quad \omega \in [0, \pi] \quad (5)$$

但し、 F は、正の整数であり、 $\omega_p \leq \pi/F$ が成立するように選ばれる。図4は、 $F=8$ の場合の式(5)の振幅特性を示している。次に、

$$DB_P \geq 20 \log |P(e^{j\omega/F})E'(e^{j\omega})| \geq -DB_P, \quad \omega \in [0, F\omega_p] \quad (6)$$

$$20 \log |P(e^{j\omega/F})E'(e^{j\omega})| \leq -DB_s, \quad \omega \in [F\omega_s, \pi] \quad (7)$$

となる最適な $E'(e^{j\omega})$ を設計する。但し、 $\omega_s \geq \pi/F$ の場合には、式(7)は考えず、式(6)だけを満たすように

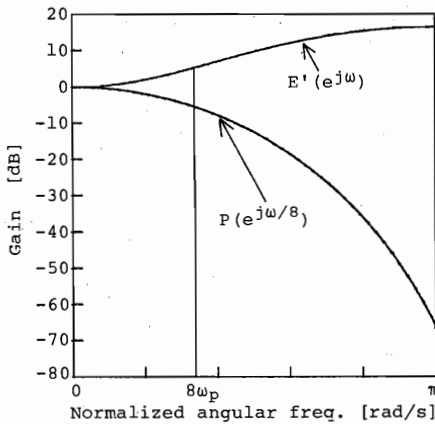
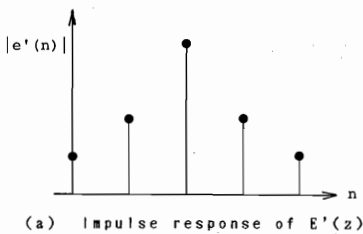
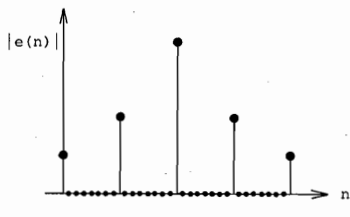


図4 $P(e^{j\omega/8})$ とその特性を補正する $E'(e^{j\omega})$
Fig. 4 Individual amplitude responses of $P(e^{j\omega/8})$ and its equalizer $E'(e^{j\omega})$.



(a) Impulse response of $E'(z)$



(b) Impulse response of $E(z)$

図5 イコライザのインパルス応答
Fig. 5 Impulse response of the equalizers.

$E'(e^{j\omega})$ を設計する。 $E'(e^{j\omega})$ は Parks-McClellan らの方法⁽¹⁰⁾を用いることにより容易に設計することができる。図4に、この方法により設計された $E'(e^{j\omega})$ を示している。ここで、周波数特性 $E'(e^{j\omega})$ をもつ伝達関数 $E'(z)$ を、

$$E'(z) = \sum_{n=0}^{F-1} e'(n)z^{-n} \quad (8)$$

と表すことにする。

図4の $E'(e^{j\omega})$ に対するインパルス応答 $e'(n)$ を、図5(a)に示す。図5(b)は、図5(a)のインパルス応答に、 $F-1=7$ 個の零インパルス応答を補間した例である。このように零補間した場合の伝達関数は、式(8)に対し、

$$E'(z^F) = \sum_{n=0}^{F-1} e'(n)z^{-Fn} \quad (9)$$

と表される。ここでは、式(4)のプリフィルタ $P(z)$ に対するイコライザ $E(z)$ として、

$$E(z) = E'(z^F) = \sum_{n=0}^{F(F-1)} e(n)z^{-n} \quad (10)$$

但し、

$$e(n) = \begin{cases} e'(n/F) & n=0, F, 2F, \dots, F(F-1) \\ 0 & n \neq 0, F, 2F, \dots, F(F-1) \end{cases}$$

を用いる。式(10)を構成する際に必要となる加算器数、乗算器数は、式(8)の場合と同数である。図6に示すように式(10)の周波数特性は、角周波数で周期 $2\pi/F$ の周期関数となる。 $E(z)$ の周波数特性 $E(e^{j\omega})$ は、設計手順から明らかなように、 $H(e^{j\omega}) = P(e^{j\omega})E(e^{j\omega})$ が $0 \sim \pi/F$ の間の角周波数に対して仕様を満たすことを保証できる。また、 $\pi/F \sim \pi$ の角周波数に対しても、図6に示すように、零補間により、阻止域特性がもち上が

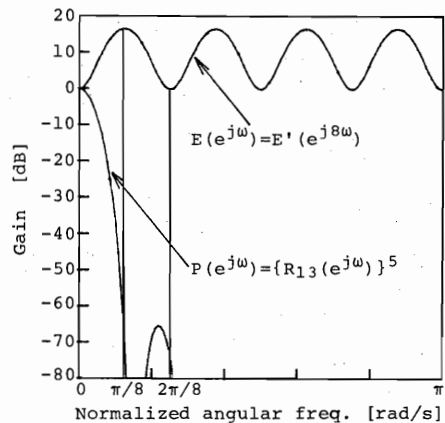


図6 設計されたプリフィルタとイコライザの振幅特性
Fig. 6 Individual amplitude responses of the designed prefilter and equalizer.

のを極力抑えることが可能となる。図7は、プリフィルターイコライザ構成全体での振幅特性を示しており、仕様を満たす特性が実現できていることが確認できた。

表1は、このように補間されたイコライザを用いて設計した場合と、既に報告されている方法による場合とについて、フィルタの実現に必要な素子数を比較したものである。表から明らかなように、本方法により、加算器数、乗算器数の大幅な低減が可能となっているのがわかる。零補間されたイコライザを用いることによるこのような低減効果は、プリフィルタ特性

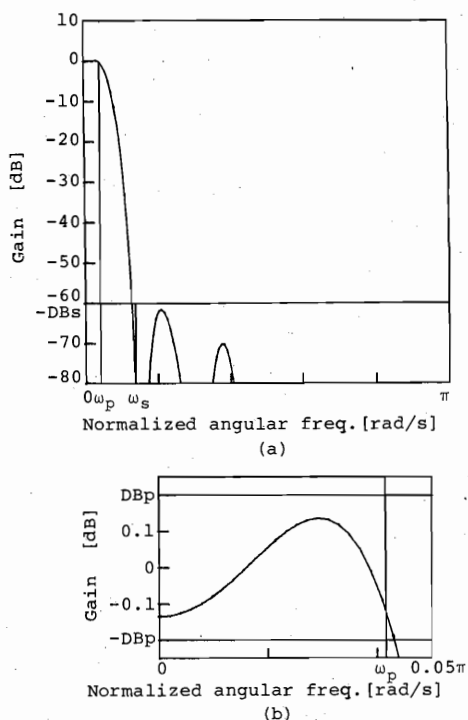


図7 補間されたイコライザを用いて実現されたフィルタの振幅特性

Fig. 7 Overall amplitude of the prefilter and the interpolated equalizer.

表1 例1の実現に要する素子数

設計法	A	M	D	A+M	A+M+D
直接設計 ⁽¹⁾⁽²⁾	58	30	58	88	146
Adams ⁽⁴⁾	37	17	73	54	127
相川 ⁽⁵⁾	80	9	114	89	203
本方法	14	3	97	17	114

$\omega_p = 0.042\pi$, $\omega_s = 0.14\pi$, $DB_p = 0.2\text{dB}$, $DB_s = 60\text{dB}$

A: 加算器数, M: 乗算器数, D: 遅延器数

$P(e^{j\omega})$ に対しイコライザを設計するより、式(5)の $P(e^{j\omega/F})$ に対し式(6), (7)を満たすイコライザを設計する方が、低い次数で設計できることに起因する。次に、このような考えに基づくFIRフィルタの具体的な設計法について検討する。

4. 低域通過フィルタの設計手順

3. で述べた補間されたイコライザを用いたFIRフィルタの設計法について説明する。但し、ここでは、乗算器数の低減を最優先で考えた設計法について示す。

プリフィルタは、式(2)のRRS構成をQ段連続接続したものを用いる。

$$P(z) = \{R_L(z)\}^Q \tag{11}$$

$R_L(z)$ の周波数特性 $R_L(e^{j\omega})$ は、次式で与えられる。

$$R_L(e^{j\omega}) = \frac{\sin(\omega L/2)}{\sin(\omega/2)} e^{-j\omega(L-1)/2} \tag{12}$$

図8は、式(12)の振幅特性を示している。

[手順1] RRSの次数Lの決定

RRSの次数Lは、図8の $\omega = 2\pi/L$ が ω_s の近くになるように選ばれる。つまり、

$$L \approx 2\pi/\omega_s \tag{13}$$

となる整数とする。但し、 $\omega_p \leq 2\pi/L$ で、かつ、

$$|R_L(e^{j3\pi/L})| \approx \max_{\omega} \{|R_L(e^{j\omega})|\}, \tag{14}$$

$$\omega \in [\omega_s, \pi] \tag{14}$$

を満たすように選ぶ。

[手順2] RRSの段数Qの決定

ここでは、 $P(e^{j\omega})$ が、与えられた仕様に対し、阻止域 ($\omega = \omega_s \sim \pi$) 特性を満たすようにQを選択する。式(14)から、

$$Q \geq -DB_s / 20 \log |R_L(e^{j3\pi/L})| \tag{15}$$

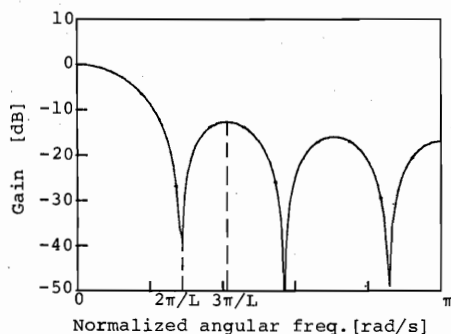


図8 低域通過RRSの振幅特性

Fig. 8 Amplitude response of lowpass RRS.

表2 設計パラメータの選択と素子数

L	Q	F	A	M	D	A+M	A+M+D
14	5	9	14	3	106	17	123
12	5	8	14	3	92	17	109
13	5	8	14	3	97	17	114

$\omega_p = 0.042\pi$, $\omega_s = 0.14\pi$, $DB_p = 0.2\text{dB}$, $DB_s = 60\text{dB}$

A: 加算器数, M: 乗算器数, D: 遅延器数

表3 例2の実現に要する素子数

設計法	A	M	D	A+M	A+M+D
直接設計 ⁽¹⁰⁾	129	65	129	194	323
本方法	22	5	244	27	271

$\omega_p = 0.042\pi$, $\omega_s = 0.1\pi$, $DB_p = 0.2\text{dB}$, $DB_s = 90\text{dB}$

A: 加算器数, M: 乗算器数, D: 遅延器数

となる正の整数を Q とする。

[手順3] 零補間数 F の選択

零補間されたイコライザの特性 $E(e^{j\omega})$ が, $P(e^{j\omega})$ の阻止域の持ち上げを極力抑えるように F は選ばれる。 $E(e^{j\omega})$ は, 周期 $\omega = 2\pi/F$ の周期関数となることを上述した。従って,

$$20 \log |E(e^{j2\pi i/F})| = 0, \quad i=0, 1, \dots, F \quad (16)$$

となり, $P(e^{j\omega})$ は, $\omega = 2\pi/F$ において $E(e^{j\omega})$ による特性の持ち上げの影響を受けにくい。阻止域特性において仕様に対し $P(e^{j\omega})$ が最も厳しくなるは, 式(14)より, $\omega = 3\pi/L$ のときとなる。そこで, $\omega = 3\pi/L$ での持ち上げを抑える意味で, F は,

$$F \approx 2Lm/3, \quad m=1, 2, \dots \quad (17)$$

但し, $\omega_p \leq \pi/F$

となる正の整数が選ばれる。

[手順4] $E'(z)$ を設計する。

式(6), (7)を満たす最適な $E'(z)$ を, Parks-McClellan らの方法⁽¹⁰⁾を用いて設計する。

[手順5] イコライザ $E(z)$ を設計する。

式(10)に従って, $E'(z)$ に零補間し, $E(z)$ を求める。

[手順6] $P(z)E(z)$ が, 仕様を満たすことを確認する。

仕様を満たさない場合は, $Q = Q+1$ とし, 手順3以降を繰り返す。

以上の設計手順を, 2. に示した例1の仕様の場合に適用してみる。まず, L は, $2\pi/\omega = 14.28$ となるので, 例えば $L=14$ と選ばれる。 Q は, 式(15)から, $Q=5$ となる。また, 式(17)から, $F=9$ を選択した。表2では,

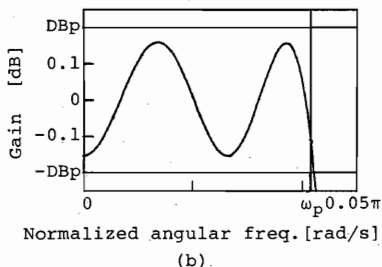
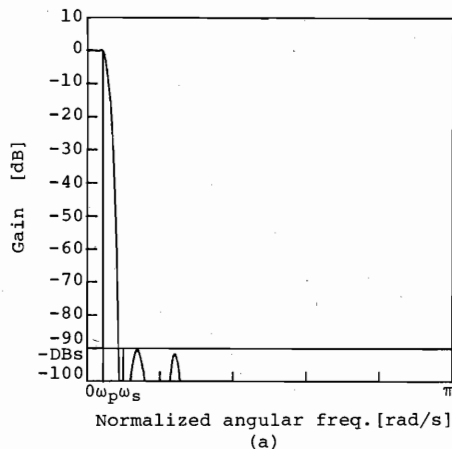


図9 大きな阻止域減衰量をもつ低域通過フィルタ ($\omega_p = 0.042\pi$, $\omega_s = 0.1\pi$, $DB_p = 0.2\text{dB}$, $DB_s = 90\text{dB}$)

Fig. 9 The lowpass filter with increased stopband attenuation.

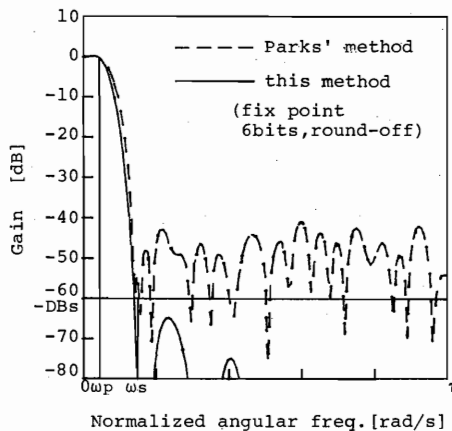


図10 係数量子化による特性劣化の比較 ($\omega_p = 0.042\pi$, $\omega_s = 0.14\pi$, $DB_p = 0.2\text{dB}$, $DB_s = 60\text{dB}$)

Fig.10 Comparison of amplitude responses for coefficient quantization.

このように各設計パラメータを選択した場合と, このようには選択せず, その近傍の値を用いた場合について, 必要となる素子数を比較している。表から, 設計パラ

メータの選択には幅があり、本方法による加算器数、乗算器数の低減効果は、 L, F の値の厳密な決定がなくとも十分期待できることがわかる。

本方法には、このような特徴のほか、大きな阻止域減衰量が要求された場合にも、その効果が期待できるという特徴がある。表3では、図9に示される、例1より更に大きな阻止域減衰量を実現する場合の例で必要となる素子数を比較している。表3から、本方法を用いることにより、直接設計の場合の1/13の乗算器数、1/6の加算器数で実現できることが確認できた。本方法によるこのような低減効果は、設計手順で述べたように、本方法が、大きな阻止域減衰量を実現する際に問題となるプリフィルタの通過域特性の落込みを緩和する方法であることに起因している。

図10では、例1の仕様について設計されたフィルタの係数量子化に伴う特性劣化を比較している。但し、量子化は、固定小数点表示、6ビットの丸めで行われた。Parks-McClellanらの方法⁽¹⁰⁾で直接設計された例では、よく知られているように⁽¹⁾、阻止域特性で激しい劣化が生じている。また、図10に示していないが、Adamsらの方法による場合にも、仕様を満たすことはできない⁽⁴⁾。それに対し、本方法で設計された例では、仕様を満たすことが確認できた。乗算器数の低減は、量子化による特性劣化においても有利であり⁽¹⁾、これは、その結果と考えられる。以上のように、本方法を用いることによって、加算器数および乗算器数の低減と同時に、係数語長の低減を可能にする。

5. 高域通過フィルタの設計

4.では低域通過フィルタについて述べたが、ここでは、更に4.での考え方を高域通過フィルタの場合に適用する。

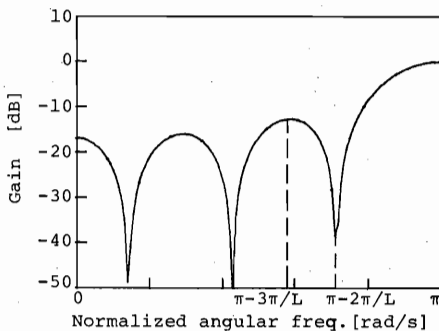


図11 高域通過RRSの振幅特性

Fig. 11 Amplitude response of highpass RRS.

用いるRRSの伝達関数は、低域通過フィルタの式(2)に対し次式となる。

$$R_L(z) = \frac{1-z^{-L}}{1+z^{-1}}, \quad (L \text{ が偶数})$$

$$= \frac{1+z^{-L}}{1+z^{-1}}, \quad (L \text{ が奇数}) \quad (18)$$

上式は、式(2)において $z=-z$ と置き換えた場合に一致している。式(2)と式(18)のこのような関係により、補間されたイコライザは低域通過フィルタを基本に設計される。図11には、式(18)の振幅特性を示しており、プリフィルタは、やはり、このRRSを継続接続し実現される。以下に、設計手順を示す。

[手順1] RRSの次数 L の決定

RRSの次数 L は、図11から $\omega=\pi-2\pi/L$ が ω_s の近くなるように選ばれる。つまり、

$$L \approx 2\pi/(\pi - \omega_s) \quad (19)$$

となる正の整数とする。但し、 $\omega_p \geq \pi - 2\pi/L$ で、かつ、

$$|R_L(e^{j(\pi-3\pi/L)})| \approx \max_{\omega} \{|R_L(e^{j\omega})|\},$$

$$\omega \in [0, \omega_s] \quad (20)$$

を満たすように選ぶ。

[手順2] RRSの段数 Q の決定

ここでは、 $P(e^{j\omega})$ が、与えられた仕様に対し、阻止域($\omega=0 \sim \omega_s$)特性を満たすように Q を選択する。式(15)と同様に考え、

$$Q \geq -DB_s/20 \log |R_L(e^{j(\pi-3\pi/L)})| \quad (21)$$

となる正の整数を Q とする。

[手順3] 零補間数 F の選択

手順1, 手順2によりプリフィルタは決定される。このプリフィルタ $P(z)$ において、 $z=-z$ と置いた、つまり低域通過プリフィルタ $P'(z)=P(-z)$ の特性に基づいて以下の設計手順は実行される。従って、 F は、式(17)の場合とほぼ同様に、

$$F \approx 2Lm/3, \quad m=1, 2, \dots \quad (22)$$

但し、 $\pi - \omega_p \leq \pi/F$

となる正の整数が選ばれる。

[手順4] $E'(z)$ を設計する。

次式を満たす最適な $E'(z)$ を、Parks-McClellanらの方法⁽¹⁰⁾を用いて設計する。

$$DB_p \geq 20 \log |P'(e^{j\omega/F})E'(e^{j\omega})| \geq -DB_p,$$

$$\omega \in [0, F(\pi - \omega_p)] \quad (23)$$

$$20 \log |P'(e^{j\omega/F})E'(e^{j\omega})| \leq -DB_s,$$

$$\omega \in [F(\pi - \omega_s), \pi] \quad (24)$$

[手順5] イコライザ $E(z)$ を設計する。

手順4で設計された $E'(z)$ より、 $E(z)$ は、

$$E(z) = E'((-z)^N) \quad (25)$$

で与えられる。

[手順6] $P(z)E(z)$ が、仕様を満たすことを確認する。

仕様を満たさない場合は、 $Q=Q+1$ とし、手順3以降を繰り返す。

図12は、例3として以上の手順に従って設計された高域通過フィルタの設計例である。表4は、その実現に必要な素子数を示している。低域通過フィルタの場合と同様に、加算器数、乗算器数の低減が、本方

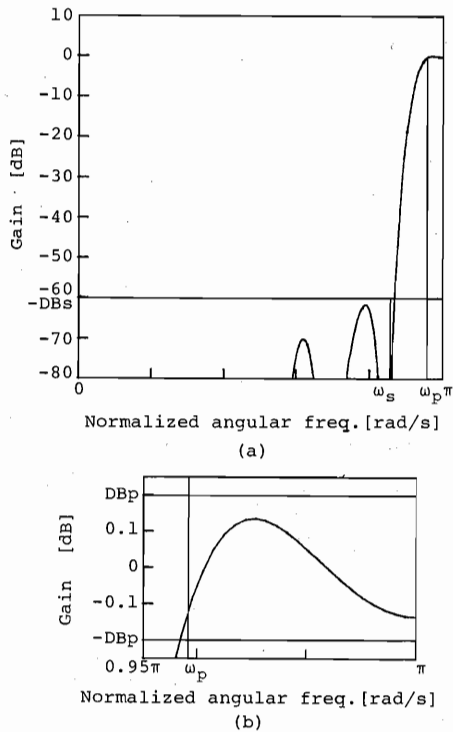


図12 実現された高域通過フィルタの振幅特性
($\omega_p = 0.958\pi$, $\omega_s = 0.86\pi$, $DB_p = 0.2$ dB, $DB_s = 60$ dB)

Fig. 12 Overall amplitude response of the highpass filter.

表4 例3の実現に要する素子数

設計法	A	M	D	A+M	A+M+D
直接設計 ⁽¹⁰⁾	58	30	58	88	146
本方法	14	3	97	17	114

$\omega_p = 0.958\pi$, $\omega_s = 0.86\pi$, $DB_p = 0.2$ dB, $DB_s = 60$ dB

A: 加算器数, M: 乗算器数, D: 遅延器数

法により達成されていることがわかる。

6. むすび

乗算器数、加算器数の低減を目的とした、FIR フィルタの設計法について述べた。RRSを縦続接続したプリフィルタに、本報告で提案した補間されたイコライザを縦続接続することにより、FIR フィルタは、実現される。いくつかの例に本方法を適用し、報告されている方法と比較し、乗算器数、加算器数のより大きな低減が可能となることが確認された。また、本方法により、乗算器数、加算器数の低減と同時に係数語長の低減についても達成できることが確かめられた。

今後は、プリフィルタ-イコライザ構成の残された問題点である、帯域通過フィルタおよび帯域除去フィルタの効果的設計法について、プリフィルタの設計法も含め検討を行い、補間されたイコライザの有効性を確認する予定である。

謝辞 有益な御教示を頂いた、本学佐藤正光助教授、東京工業大学小野田真穂樹教授に感謝する。また、温かい御教示を頂く、長岡技術科学大学神林紀嘉助教授に感謝する。

文 献

- (1) 本間, 森, 佐川: "有限語長による FIR フィルタの特性劣化と零点配置の関係について", 信学論(A), J69-A, 11, pp. 1376-1384 (昭61-11).
- (2) L. R. Rabiner and B. Gold: "Theory and application of digital signal processing", Prentice-Hall, Ch. 5 (1975).
- (3) J. W. Adams and A. N. Willson, Jr.: "A new approach to FIR digital filters with fewer multipliers and reduced sensitivity", IEEE Trans. Circuits and Syst., CAS-30, pp. 277-283 (May 1983).
- (4) J. W. Adams and A. N. Willson, Jr.: "Some efficient digital prefilter structures", IEEE Trans. Circuits and Syst., CAS-31, pp. 260-266 (March 1984).
- (5) 相川, 佐藤: "プリフィルタを用いた乗算器の少ない FIR デジタルフィルタ", 信学技報, CAS86-70 (1986-07).
- (6) H. Kikuchi and H. Watanabe: "A design of linear phase FIR digital filter with cyclotomic resonators", Proc. ISCAS '85, pp. 63-66 (June 1985).
- (7) 菊地, 河部, 渡辺: "FIR デジタルフィルタのための効果的なプレフィルタリング", 信学技報, CAS86-18 (1986-05).
- (8) Y. Neuvo, D. C. Cheng-Yu and S. K. Mitra: "Interpolated finite impulse response filters", IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Process., ASSP-32, pp. 563-570 (June 1984).
- (9) T. Saramaki, Y. Neuvo and S. K. Mitra: "Efficient interpolated FIR filters", Proc. ISCAS '85, pp. 1145-1148

(June 1985).

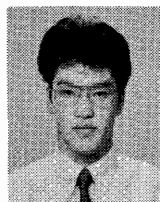
- (10) J. H. McClellan, T. W. Parks and L. R. Rabiner: "A computer program for designing optimum FIR linear phase digital filters", IEEE Trans. Audio and Electroacoust., **AU-21**, pp. 506-526 (Dec. 1973).
- (11) J. F. Kaiser and R. W. Hamming: "Sharpening the response of a symmetric non-recursive filter by multiple use of the same filter", IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Process., **ASSP-25**, pp. 415-422 (Oct. 1977).

(昭和 61 年 12 月 9 日受付, 62 年 3 月 4 日再受付)



本間 仁志

昭 55 長岡技科大・工・電気電子システム工学課程卒。昭 57 同大学院修士課程了。同年東京都立大・工・電気工学科助手。数値計算法, 回路網の電算機解析, デジタルフィルタに関する研究に従事。工博。IEEE 会員。



山田 正一

昭 58 新潟県立高田工業高等学校卒。同年(株)日立製作所神奈川工場入社。昭 61 東京都立大研修員。デジタルフィルタの設計に興味をもっている。



佐川 雅彦

昭 32 東工大・理工・電気卒。昭 39 同大学院博士課程了。同年東工大助手。昭 41 東京都立大助教授。昭 58 同教授。工博。時変回路, 能動回路, CAD の研究に従事。著書「基礎回路解析」, 「現代回路解析」(共著), IEEE 会員。