

Remez アルゴリズムによる FIR ナイキストフィルタの設計

張 熙[†] 岩倉 博^{††}

Design of FIR Nyquist Filters Using Remez Exchange Algorithm

Xi ZHANG[†] and Hiroshi IWAKURA^{††}

あらまし 本論文では、零符号間干渉を有する FIR ナイキストフィルタを直接 Remez アルゴリズムを用いて設計する方法を提案する。まず、零符号間干渉を有する FIR ナイキストフィルタの振幅特性の性質を示す。零符号間干渉の条件から、ナイキストフィルタの通過域における振幅特性は主に阻止域の振幅特性に依存していることがわかる。従って、ナイキストフィルタの設計問題は阻止域における振幅特性の最適化問題になる。阻止域に直接 Remez アルゴリズムを適用し、その設計問題を線形問題として定式化を行う。簡単な線形方程式を解くことによりフィルタ係数が決定でき、更に繰り返して反復計算を行い阻止域における等リプル特性が得られる。本設計法の特長は従来法と比べて計算量が少なくなることである。最後に、本設計法を整合ナイキストフィルタ対やマルチステージナイキストフィルタ等の設計に応用する。幾つかの例題を設計し、本設計法の有効性を示す。

キーワード FIR 直線位相フィルタ、零符号間干渉、Remez アルゴリズム、ナイキストフィルタ

1. ま え が き

ナイキストフィルタはデータ伝送システムやフィルタバンク等の設計に重要な役割を果たしている。ナイキストフィルタは伝送するデータ信号の周波数成分を帯域制限すると同時に、符号化干渉が最小になることが要求される。よって、そのインパルス応答は 1 点を除く等間隔標本点において零交差しなければならない。零符号間干渉を実現する FIR ナイキストフィルタの設計についてはこれまでにいくつかの方法が提案されている [2]~[10]。線形計画法や非線形最適化法等 [3]~[6] を用いた設計法では、計算時間が多く、阻止域において等リプル特性が得られにくい等の問題点がある。これらの設計法に比べて効率的な方法は文献 [8] で提案した設計法である。文献 [8] では、ナイキストフィルタの伝達関数を二つのサブ伝達関数に分解し、一つのサブ伝達関数は零符号間干渉の時間域条件より線形方程式を解いて求められ、もう一つのサブ伝達関数は McClellan-Parks の設計法 [1] を用いて阻止域において等リプル特性になるように設計されている。零符号

間干渉と阻止域等リプル特性の条件を同時に満たすまで交互に二つのサブ伝達関数を設計する。よって、設計終了まで線形方程式を何回も解かなければならないし、McClellan-Parks の設計法を何回も使わなければならない。

本論文では、零符号間干渉を有する FIR ナイキストフィルタを直接 Remez アルゴリズムを用いて設計する方法を提案する。まず、零符号間干渉を有する FIR ナイキストフィルタの振幅特性の性質を調べる。零符号間干渉の条件から、ナイキストフィルタの通過域における振幅特性は主に阻止域の振幅特性より決定される。従って、ナイキストフィルタの設計問題は阻止域における振幅特性の最適化問題になる。本論文では、零符号間干渉を有する FIR ナイキストフィルタの振幅特性を用いて、阻止域において直接 Remez アルゴリズムを適用し、その設計問題を線形問題として定式化する。簡単な線形方程式を解くことによりフィルタ係数が決定できる。更に阻止域において振幅特性が等リプル特性になるまで繰り返して反復計算を行う。本設計法は計算量が McClellan-Parks の方法と同程度で、従来のナイキストフィルタの設計法より少なくなることが特長である。最後に、本設計法を整合ナイキストフィルタ対やマルチステージナイキストフィルタ等の設計に応用する。幾つかの例題を設計し、本設計法の

[†] 長岡技術科学大学工学部電気系, 長岡市
Faculty of Engineering, Nagaoka University of Technology,
Nagaoka-shi, 940-21 Japan

^{††} 電気通信大学電気通信学部電子情報学科, 調布市
Faculty of Electro-Communications, The University of
Electro-Communications, Chofu-shi, 182 Japan

有効性を示す。

2. FIR ナイキストフィルタの性質

2N 次の FIR 直線位相フィルタの伝達関数 $H(z)$ は

$$H(z) = \sum_{n=0}^{2N} h_n z^{-n} \quad (1)$$

で表せる。ここで、 $h_n = h_{2N-n}$ は実係数である。 $H(z)$ をナイキストフィルタとして設計する際、零符号間干渉の時間域条件から、そのインパルス応答は 1 点を除く等間隔標本点において零交差しなければならない。すなわち、

$$\begin{cases} h_N = \frac{1}{M} \\ h_{N+iM} = 0 \quad (i = \pm 1, \pm 2, \dots) \end{cases} \quad (2)$$

である。但し、 M は整数である。また、伝送する信号の周波数成分を帯域制限するために、ナイキストフィルタの所望振幅特性は

$$H_d(\omega) = \begin{cases} 1 & (0 \leq \omega \leq \omega_p) \\ 0 & (\omega_s \leq \omega \leq \pi) \end{cases} \quad (3)$$

である。ここで、 $\omega_p = (1 - \rho)\pi/M$ は通過域端周波数で、 $\omega_s = (1 + \rho)\pi/M$ は阻止域端周波数であり、 ρ は帯域幅をコントロールするロールオフ率である。式 (2) の時間域条件を用いて、零符号間干渉を有する FIR ナイキストフィルタの振幅特性は

$$|H(e^{j\omega})| = \frac{1}{M} + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq iM}}^N a_n \cos(n\omega) \quad (4)$$

となる。ここで、 $a_n = 2h_{N+n}$ ($n = 1, 2, \dots, N (\neq iM)$) である。従って、零符号間干渉を有する FIR ナイキストフィルタの設計問題は式 (4) の振幅特性を式 (3) の所望振幅特性に近似する問題となる。

FIR ナイキストフィルタを設計する前に、まずフィルタの振幅特性の性質について調べる。零符号間干渉の時間域条件を満たす FIR ナイキストフィルタに関しては、その振幅特性は

$$\sum_{k=0}^{M-1} |H(e^{j(\frac{2k\pi}{M} + \omega)})| \equiv 1 \quad (5)$$

の関係を満たしている。また、式 (4) から $|H(e^{j(2\pi - \omega)})| = |H(e^{j\omega})|$ であるので、

$$\sum_{k=0}^{M-1} |H(e^{j\omega_k})| \equiv 1 \quad (6)$$

が得られる。ここで、 $\omega_k = \lfloor \frac{k+1}{2} \rfloor \frac{2\pi}{M} + (-1)^k \omega_0$ であり、 $\lfloor \cdot \rfloor$ は $\cdot$ の整数部を表す。式 (6) は、零符号間干渉を有する FIR ナイキストフィルタでは、その周波数点 $\omega_0, \omega_1 = \frac{2\pi}{M} - \omega_0, \omega_2 = \frac{2\pi}{M} + \omega_0, \dots, \omega_{M-1} = \lfloor \frac{M}{2} \rfloor \frac{2\pi}{M} - (-1)^M \omega_0$ における振幅特性の和は係数 a_n にかかわらず必ず 1 になることを意味する。式 (6) を書き換えると、

$$|H(e^{j\omega_0})| = 1 - \sum_{k=1}^{M-1} |H(e^{j\omega_k})| \quad (7)$$

となる。従って、図 1 に示されるように、阻止域にフィルタの振幅特性を 0 に近似すれば、通過域における振幅特性は必ず 1 になることがわかる。阻止域において最大振幅誤差を δ_s と仮定すると、通過域における振幅誤差 δ_p は

$$\delta_p \leq (M-1)\delta_s \quad (8)$$

となる。実際の設計では、通過域誤差はこの上限よりずっと小さくなる。式 (8) からわかるように、阻止域の振幅誤差が小さくなると、通過域誤差も小さくなるので、フィルタの設計は阻止域に振幅誤差を最小化する問題になる。これをフィルタの零点から見ると、式 (4) には $L (= N - \lfloor \frac{N}{M} \rfloor)$ 個の未知の係数 a_n があり、ナイキストフィルタは $2L$ 個の独立の零点を有している。これらの独立の零点はフィルタの阻止域に働き、阻止域の振幅誤差を最小化するには、すべて単位円上に存在する必要がある。残りの $2\lfloor \frac{N}{M} \rfloor$ 個の零点は零符号間干渉の時間域条件を満たすように働き、フィルタの通過域を形成する。従って、零符号間干渉を有する FIR ナイキストフィルタの設計は式 (4) の振幅特性を用いて阻止域のみで近似すればよい。

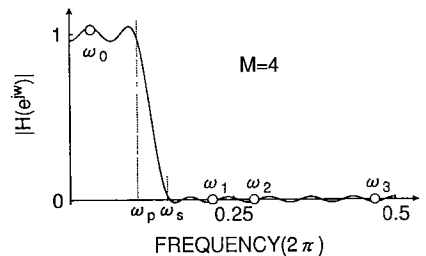


図 1 FIR ナイキストフィルタの性質
Fig.1 Property of FIR Nyquist filters.

3. FIR ナイキストフィルタの設計

3.1 Remez アルゴリズムによる定式化

零符号間干渉を有する FIR ナイキストフィルタは $2L$ 個の独立の零点を有する。阻止域におけるフィルタの振幅誤差を最小にするため、これらの独立の零点がすべて単位円上に存在するように設計しなければならない。 $2L$ 個の零点がすべて単位円上に存在するとき、阻止域 $[\omega_s, \pi]$ において $(L+1)$ 個の極値点が必要に存在する。よって、阻止域に $(L+1)$ 個の極値周波数点を次式のように設定することができる。

$$\omega_s = \omega_0 < \omega_1 < \cdots < \omega_L = \pi \quad (9)$$

Remez アルゴリズムを用いて、これらのサンプル周波数点 ω_m において、式 (4) の振幅特性をその振幅が等しく、符号が交番するように定式化する。すなわち、

$$W(\omega_m)|H(e^{j\omega_m})| = (-1)^m \delta \quad (10)$$

ここで、 $W(\omega)$ は重み関数で、 $\delta(>0)$ は振幅誤差である。式 (4) を用いて式 (10) に代入すると、

$$\sum_{\substack{n=1 \\ n \neq M}}^N a_n \cos(n\omega_m) - \frac{(-1)^m}{W(\omega_m)} \delta = -\frac{1}{M} \quad (11)$$

が得られ、簡単な線形方程式となる。 $(L+1)$ 個のサンプル周波数点に対し未知のパラメータ (L 個のフィルタ係数 a_n と 1 個の振幅誤差 δ を含む) の数が $(L+1)$ であるので、式 (11) の線形方程式を解いてフィルタ係数が唯一に決定できる。得られたフィルタ係数 a_n を用いて、阻止域においてその振幅特性を計算して極値周波数点 $\bar{\omega}_m$ を探す。この結果、選んだサンプル周波数点 ω_m は必ずしも振幅特性の極値周波数点 $\bar{\omega}_m$ と一致するとは限らない。得られた極値周波数点を次のサンプル周波数点として置き換え、再び式 (11) の線形方程式を解いてフィルタ係数 a_n を求める。サンプル周波数点 ω_m と極値周波数点 $\bar{\omega}_m$ が一致するまで、この過程を繰り返して反復計算を行う。極値周波数点に変化しなくなったら、阻止域に等リプル特性を有する最適近似解が得られたとする。具体的な設計アルゴリズムは以下のように示される。

3.2 設計アルゴリズム

1. ナイキストフィルタの設計仕様 N, M, ρ と重み関数 $W(\omega)$ を与える。
2. 式 (9) のように阻止域で $(L+1)$ 個のサンプル周波数点 ω_m の初期値を等間隔に設定する。

3. 式 (11) の線形方程式を解いて、フィルタ係数 a_n を求める。

4. 得られた a_n を用いて、阻止域においてフィルタの振幅特性を計算し、その極値周波数点 $\bar{\omega}_m$ を探す。

5. $|\bar{\omega}_m - \omega_m| < \epsilon$ ($m = 0, 1, \dots, L$) を満たすならば、終了。満たさない場合は次に進む。但し、 ϵ は与えられた収束許容値である。

6. $\omega_m = \bar{\omega}_m$ ($m = 0, 1, \dots, L$) として、3. へ戻る。

3.3 計算量の比較

ここでは、3.2 で提案した設計アルゴリズムを従来の設計法と計算量の比較を行う。一般の FIR 直線位相フィルタの設計では、もっとも有名でよく使われている方法は McClellan-Parks の設計法 [1] である。この設計法では、Remez アルゴリズムを用いて定式化を行い、定式化した線形方程式を直接解かず、ラグランジュの内挿公式を用いてフィルタの振幅特性を求める。得られた振幅特性より極値周波数点を探し、それらを次のサンプル周波数点として繰り返して反復計算を行う。極値周波数点に変化しなくなったら、等リプル特性が得られ、逆離散フーリエ変換 (IDFT) を行い、フィルタ係数を求める。一方、本設計法では、零符号間干渉の時間域条件が既に振幅特性に含まれているので、ラグランジュの内挿公式を適用することができない。よって、式 (11) の線形方程式を直接解かなければならない。しかし、零符号間干渉の条件から、ナイキストフィルタの未知の係数の数は同次数の FIR フィルタの M 分の $(M-1)$ となり、極値周波数点が阻止域のみで探せばよい。また、フィルタ係数が線形方程式より直接求められており、逆離散フーリエ変換を行う必要がない。これらの点を考慮して、本設計法は McClellan-Parks の設計法と比べて計算量が多少増えるが、同程度であるといえる。

従来のナイキストフィルタの設計法では、線形計画法や非線形最適化法等 [3]~[5] を用いた方法は明らかに計算量が非常に多くなる。固有値フィルタを用いた設計法 [6] では、最小固有値を求めて最小 2 乗誤差の近似解を得ている。その計算量は McClellan-Parks の設計法と同程度である。しかし、等リプル特性を得るために、振幅誤差に重み関数をかけて繰り返して反復計算を行わなければならない。よって、計算量は繰り返しの回数が多ければ多いほど増加する。また、文献 [8] の設計法では、ナイキストフィルタの伝達関数を二つのサブ伝達関数に分解して設計を行っている。一つのサブ伝達関数は零符号間干渉の時間域条件より

線形方程式を解いて求められ、もう一つのサブ伝達関数は McClellan-Parks の設計法を用いて阻止域に等リプル特性になるように設計される。この二つのサブ伝達関数を零符号間干渉と阻止域等リプル特性の条件を同時に満たすまで交互に設計する。従って、設計終了まで反復設計の回数分の線形方程式を解かなければならないし、同回数の McClellan-Parks の設計法を使わなければならない。以上の比較から明らかなように、本設計法は従来のナイキストフィルタの設計法に比べて計算量が一番少なくなる。

4. 整合ナイキストフィルタ対の設計

データ伝送等、符号伝送システムにおいては、送信側と受信側に低域フィルタが配置され、これらのフィルタはそれぞれ送信、受信信号の周波数成分を帯域制限すると共に、総合インパルス応答が零符号間干渉をもつことが要求される [3], [4], [9]。ここでは、これらの条件を満たす整合ナイキストフィルタ対の設計について考える。送信側と受信側のフィルタを含んだものを総合フィルタと呼ぶ。総合フィルタは FIR 直線位相フィルタで、そのインパルス応答は式 (2) の零符号間干渉の条件を満たさなければならない。よって、零符号間干渉を有する総合フィルタの振幅特性は式 (4) で表せる。また、送信フィルタと受信フィルタが同じ振幅特性を有するには、総合フィルタは単位円上において 2 重零点をもつことが必要である [3], [9]。単位円上に 2 重零点をもつ総合フィルタが得られたとすると、その 2 重零点と鏡像零点を一つずつ送信と受信フィルタに振り分け、同じ振幅特性の送信フィルタと受信フィルタが得られる。単位円上に 2 重零点を有する総合フィルタは直接 3. で提案した設計法を用いて設計することができない。3.2 の設計アルゴリズムで得られたフィルタは単位円上に 2 重零点をもたないからである。そこで、単位円上の零点が 2 重零点になるため、得られたフィルタの振幅特性を底上げる必要がある [9]。3.2 の設計アルゴリズムで設計した零符号間干渉を有する FIR ナイキストフィルタを $H(z)$ とし、その阻止域の振幅誤差を

$$-\delta_s \leq |H(e^{j\omega})| \leq \delta_s \quad (12)$$

と仮定する。 $H(z)$ のフィルタ係数 h_n から

$$\begin{cases} \bar{h}_N = h_N + \delta_s = \frac{1}{M} + \delta_s \\ \bar{h}_n = h_n \end{cases} \quad (n \neq N) \quad (13)$$

のように新しい伝達関数 $\bar{H}(z)$ を構成する。よって、 $\bar{H}(z)$ の振幅特性は

$$|\bar{H}(e^{j\omega})| = |H(e^{j\omega})| + \delta_s \geq 0 \quad (14)$$

となり、単位円上にすべて 2 重零点になる総合フィルタ $\bar{H}(z)$ が得られる。式 (13) からわかるように、 $H(z)$ が零符号間干渉の時間域条件を満たせば、 $\bar{H}(z)$ も同様に零符号間干渉を有する。また、式 (10) の定式化を次式のように書き直すと、

$$W(\omega_m)|H(e^{j\omega_m})| = \begin{cases} \delta & (m : \text{even}) \\ 0 & (m : \text{odd}) \end{cases} \quad (15)$$

単位円上に 2 重零点を有する総合フィルタが直接設計できる。具体的な設計アルゴリズムは 3.2 で述べたものと同様である。

5. マルチステージナイキストフィルタの設計

FIR ナイキストフィルタの設計では、シャープな振幅特性（高い阻止域減衰量と狭い遷移域）が要求されるとき、フィルタの次数が急速に高くなり、フィルタの実現に多くの乗算器が必要となる。そこで、 M が次式のようにいくつかの整数に分解できる場合、

$$M = M_1 M_2 \cdots M_K = \prod_{k=1}^K M_k \quad (16)$$

多段階に分けて実現するマルチステージナイキストフィルタが提案され [8]、必要な乗算器の数を低減させる。マルチステージナイキストフィルタの伝達関数は

$$H(z) = H_1(z^{M_2 M_3 \cdots M_K}) H_2(z^{M_3 \cdots M_K}) \cdots H_{K-1}(z^{M_K}) H_K(z) \quad (17)$$

で表せる。ここで、 k 番目のサブフィルタ $H_k(z)$ は $2N_k$ 次のナイキストフィルタである。零符号間干渉の時間域条件を満たすような $H_k(z)$ を設計できれば、全体のフィルタ $H(z)$ も零符号間干渉を実現できる。また、周波数領域において、 $H(z)$ の通過域、阻止域端周波数を $\omega_p = \frac{1-\rho}{M}\pi$, $\omega_s = \frac{1+\rho}{M}\pi$ 、阻止域誤差を δ_s とする。各サブフィルタ $H_k(z)$ の周波数領域における設計仕様は図 2 に示され、 $H_1(z)$ の通過域 Ω_{p1} と阻止域 Ω_{s1} は

$$\begin{cases} \Omega_{p1} = [0, \frac{1-\rho}{M_1}\pi] \\ \Omega_{s1} = [\frac{1+\rho}{M_1}\pi, \pi] \end{cases} \quad (18)$$

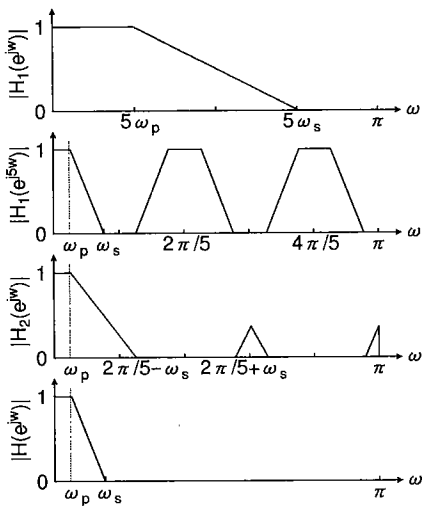


図2 マルチステージナイキストフィルタの設計仕様
Fig.2 Specifications of multistage Nyquist filters.

で, $H_k(z)$ の通過域 Ω_{pk} と阻止域 Ω_{sk} は

$$\begin{cases} \Omega_{pk} = [0, \frac{(1-\rho)\pi}{M_1 M_2 \cdots M_k}] \\ \Omega_{sk} = \bigcup_{i=1}^{\lfloor M_k/2 \rfloor} [\frac{2i\pi}{M_k} - \frac{(1+\rho)\pi}{M_1 M_2 \cdots M_k}, \frac{2i\pi}{M_k} + \frac{(1+\rho)\pi}{M_1 M_2 \cdots M_k}] \end{cases} \quad (19)$$

で与えられる. よって, $H_k(z)$ を 3. で提案した設計法を用いて設計すれば, マルチステージナイキストフィルタが得られる. 各サブフィルタの次数は阻止域に振幅誤差が δ_s より小さくなるように選ばれ, 全体のフィルタ $H(z)$ の次数は $2N$ で,

$$N = \sum_{i=1}^K \{N_i \prod_{k=i+1}^K M_k\} \quad (20)$$

である. また, M がいくつかの整数 M_k に分解されるとき, その並べる順番によって, 同じ阻止域減衰量を実現するに對し必要な乗算器の数が大きく変わる. よって, その並べる順番の組合せが非常に重要である. 実際の設計では, 各サブフィルタ $H_k(z)$ に対し, 遷移域が広くなればなるほど高い阻止域減衰量が得られるので, 最適な組合せは

$$M_1 \leq M_2 \leq \cdots \leq M_{K-1} \leq M_K \quad (21)$$

であり, 必要な乗算器の数が一番少なくなる.

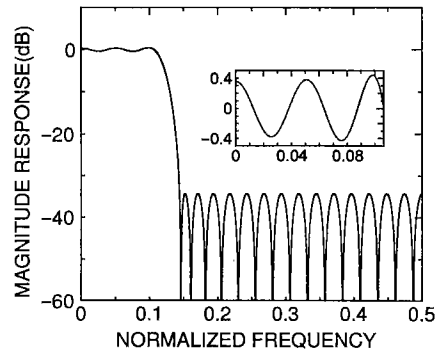


図3 FIR ナイキストフィルタの振幅特性
Fig.3 Magnitude response of FIR Nyquist filter.

表1 設計例1の振幅誤差の比較
Table 1 Comparison of magnitude error in Example 1.

	通過域減衰量	阻止域減衰量
文献 [5]	0.45 dB	33.0 dB
文献 [6]	0.45 dB	33.2 dB
文献 [8]	0.44 dB	34.3 dB
本設計法	0.44 dB	34.3 dB

6. 設計例

[設計例1] { FIR ナイキストフィルタ }

ナイキストフィルタの設計仕様は $N = 19$, $M = 4$ と $\rho = 0.15$ で与えられ, 阻止域における重み関数は $W(\omega) = 1$ である. 3.2 の設計アルゴリズムを用いて設計したフィルタの振幅特性を図3に示し, 等リブルの阻止域特性が得られた. 零符号間干渉の時間域条件が既に式 (4) に含まれているので, 得られたフィルタのインパルス応答は必ず零交差し, ここでは省略する. フィルタの振幅特性について, 従来法で得られた設計結果との比較を表1に示す. 表1からわかるように, 本設計法は文献 [8] と同じ結果を得ており, 文献 [5] と [6] より振幅誤差が小さくなっている.

[設計例2] { 整合ナイキストフィルタ対 }

送信と受信フィルタの次数は $N = 60$ で, 設計仕様は $M = 7$, $\rho = 0.2$ であり, 阻止域における重み関数は $W(\omega) = 1$ である. よって, 総合フィルタの次数は $2N = 120$ となる. 設計した総合フィルタの零点を求め, その単位円上の2重零点を一つずつ, 鏡像零点の単位円内の零点を送信フィルタの零点とする. 得られた送信フィルタは最小位相特性をもち, その振幅特性と群遅延特性を図4に示す. 受信フィルタは鏡像零点の単位円外の零点を有し, 最大位相特性となる. そ

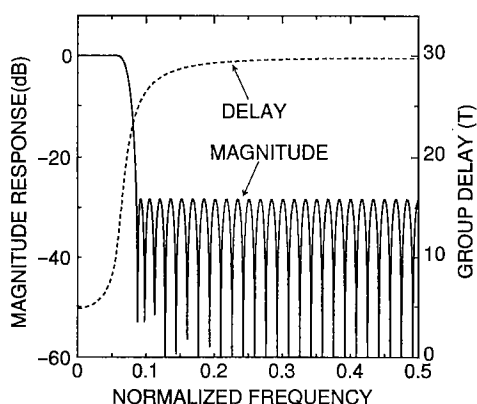


図4 整合ナイキストフィルタ対の周波数特性

Fig.4 Frequency responses of matched Nyquist filter pair.

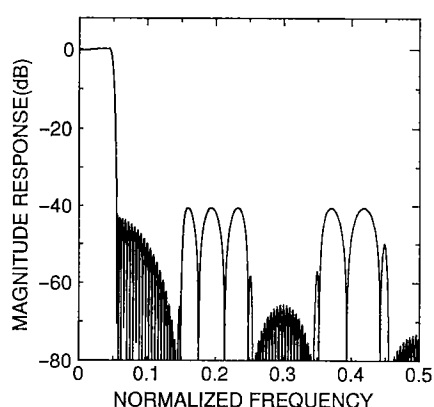


図5 マルチステージナイキストフィルタの振幅特性

Fig.5 Magnitude response of multistage Nyquist filter.

の振幅特性は送信フィルタと同じで、群遅延特性は送信フィルタと併せて定遅延 N となり、ここでは省略する。

〔設計例3〕 {マルチステージナイキストフィルタ}

フィルタの設計仕様は $M = 10$, $\rho = 0.1$, 阻止域減衰量 40 dB 以上である。まず, $M_1 = 2$ と $M_2 = 5$ の2段のフィルタを設計する。40 dB 以上の阻止域減衰量を得るため, $H_1(z)$ と $H_2(z)$ の次数を $2N_1 = 42$, $2N_2 = 18$ と選び, 設計したマルチステージナイキストフィルタの振幅特性を図5に示す。各サブフィルタを直接形構成で実現することを考え, 零符号間干渉の条件とフィルタ係数の対称性を考慮し, 必要な乗算器は 21 個となる。また, 以上の設計仕様を1段のナイキストフィルタで設計すると, $2N = 160$ 以上のフィルタが必要となり, 乗算器の数は 73 となる。 $M_1 = 5$ と $M_2 = 2$ の2段のフィルタも同様に設計した。そのとき, $H_1(z)$ と $H_2(z)$ の次数は $2N_1 = 104$ と $2N_2 = 6$ で, 必要な乗算器の数は 46 である。

7. むすび

本論文では, 零符号間干渉を有する FIR ナイキストフィルタを直接 Remez アルゴリズムを用いて設計する方法を提案した。零符号間干渉を有する FIR ナイキストフィルタの振幅特性の性質を調べ, 零符号間干渉の時間域条件から, フィルタの通過域における振幅特性は主に阻止域の振幅特性より決定されることがわかった。従って, ナイキストフィルタの設計問題は阻止域にフィルタの振幅特性を最小化する問題となる。

直接阻止域に Remez アルゴリズムを適用し, その設計問題を線形問題として定式化を行った。簡単な線形方程式を解いてフィルタ係数が決定でき, 更に繰り返して反復計算を行い阻止域における等リプル特性が得られた。本設計法の特長は従来法と比べて計算量が少なくなることである。本設計法を整合ナイキストフィルタ対やマルチステージナイキストフィルタ等の設計に応用し, その有効性を示した。

文 献

- [1] S.K. Mitra and J.F. Kaiser, Handbook for Digital Signal Processing, John Wiley & Sons, New York, 1993.
- [2] F. Mintzer, "On half-band, third-band, and N th-band FIR filters and their design," IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., vol.ASSP-30, no.5, pp.734-738, Oct. 1982.
- [3] 武部 幹, 東出 浩, 西川 清, "零符号間干渉を有する阻止域準等リプル FIR 整合フィルタ対の一設計法," 信学論 (A), vol.J67-A, no.7, pp.681-688, July 1984.
- [4] 中山謙二, "零符号間干渉を実現する縦続分割形デジタルナイキストフィルタの一設計法," 信学論 (A), vol.J67-A, no.7, pp.741-748, July 1984.
- [5] J.K. Liang, R.J.P. de Figueirido, and F.C. Lu, "Design of optimal Nyquist, partial response, N th-band, and nonuniform tap spacing FIR digital filters using linear programming techniques," IEEE Trans. Circuits & Syst., vol.CAS-32, no.4, pp.386-392, April 1985.
- [6] P.P. Vaidyanathan and T.Q. Nguyen, "Eigenfilters: A new approach to least-squares FIR filter design and applications including Nyquist filters," IEEE Trans. Circuits & Syst., vol.CAS-34, no.1, pp.11-23, Jan. 1987.
- [7] P.P. Vaidyanathan and T.Q. Nguyen, "A 'trick' for the design of FIR half-band filters," IEEE Trans. Circuits & Syst., vol.CAS-34, no.3, pp.297-300, March 1987.
- [8] T. Saramaki and Y. Neuvo, "A class of FIR Nyquist

(N th-band) filters with zero intersymbol interference," IEEE Trans. Circuits & Syst., vol.CAS-34, no.10, pp.1182-1190, Oct. 1987.

- [9] 張 熙, 岩倉 博, "指定誤差特性を有する FIR デジタルフィルタの設計," 信学論 (A), vol.J75-A, no.3, pp.526-533, March 1992.
- [10] S. Jayasimha and P.V.R. Narasimha Rao, "An iteration scheme for the design of Equiripple M th-band FIR filters," IEEE Trans. Signal Processing, vol.43, no.8, pp.1998-2002, Aug. 1995.

(平成 8 年 1 月 29 日受付)



張 熙 (正員)

1984 中国南京航空航天大学電子工程系卒。1993 電気通信大学大学院博士課程了。工博。1984~1987 南京航空航天大学助手。1993~1996 電気通信大学助手。現在、長岡技術科学大学助教授。1987 年度中国国家科学技術進歩三等賞受賞。デジタル信号処理、近似理論、ウェーブレット、ニューラルネット等の研究に従事。IEEE 会員。



岩倉 博 (正員)

昭 38 電通大・電波通信卒。昭 43 都立大大学院修士課程了。同年電通大助手。昭 48 同大講師。昭 54 同大助教授。平 4 同大教授。工博。伝送線路・分布定数回路、デジタルフィルタ、スイッチトキャパシタフィルタの研究に従事。IEEE 会員。