無極の非対称帯域通過フィルターの設計

名古屋工業大学 宮 間 右 一
池 田 哲 夫

帯域通過フィルターは通常低域通過フィルターに周波数変換を施すことによって求められるが、これは上下阻止帯が対称になるという特徴を持っている。実際に用いられるフィルターは対称性を要求されることは少ない。そこで本論文では、無極の場合に限定して、上下阻止帯域の減衰特性が非対称となる場合の設計方法について述べる。本フィルターは低次の場合には設計が簡単に行える。

1. ま え が き

CATV のヘッドエンドにおけるチャンネル合成用のフィルターをはじめ、多波共用回路には各種の帯域通過フィルターが使用されている。しかし、この部分に用いられるフィルターは、従来からの正統的な設計方法を用いない場合が多い。低域通過フィルターに周波数変換を施す方法が用いられない理由は、まず回路構造が複雑となり、高周波での使用に適さないことである。また、上下阻止帯域の特性が対称となり、自由度がないこと、設計がかなり面倒であること、などが考えられる。

本論文では、上記第2の理由に注目して、上下阻止帯域に要求される特性が非対称となる場合の設計について述べる。この結果、ある場合には従来の設計によるフィルターより回路素子が少なくなり、必然的に回路構成も簡単になることを明らかにした。ここでは、最も典型的な関数として Butterworth 関数と無極の Tschebyscheff 関数を選び、非対称フィルターを設計した。

非対称帯域通過型フィルターとしては、歴史的にみれば映像パラメーターによる設計方法において、通過帯域に特に注目して素子数を少なくする設計として誘導M型フィルターの変形の5素子フィルター、4素子フィルター、3素子フィルター等が考えられた¹⁾。この回路の応用として、梯子形回路構成による帯域通過型フィルターがある²⁾。また上下阻止帯域のどちらか一方に特に注目して、他方の阻止帯域にはあまり厳密な特性を要求しない方法もある³⁾。これは側波帯フィルターとしては有効な手法である。また、上下阻止帯域における減衰極を固

定して通過帯域内を水平近似する方法⁴⁾もあるが、通過帯域内の減衰特性を指定することが困難である、という欠点がある。また等角写像を繰返し用いることにより、水平特性を持たせたまま上下阻止帯の減衰量を異ならせる設計方法も発表されている⁵⁾⁶⁾。さらに低域通過型フィルターと帯域通過型フィルターの間接的な擬似帯域通過フィルターも発表されている⁷⁾⁸⁾。

関数論的な設計方法の延長としての非対称帯域通過型フィルターの設計法⁹⁾¹⁰⁾の他に、最近の電子計算機の発達によって、特性を任意の折線に置き代えて、これに合った極と零点の配置を求めるという手法の論文が数多く発表されている^{11)~14)}。これらはいずれの場合にも逐次近似法による計算が行われている。

本論文で述べる方法は、前記各種の設計方法にくらべて、仕様から必要とする回路の段数(次数)などを簡単に決定することができ、特性関数、動作伝送関数を容易に求めることができるという特徴を有するものである。

2. 減衰特性が非対称となる Butterworth 型フィルター

2.1 対称な帯域通過フィルター

Butterworth 特性を有する基本となる低域通過フィルターの特性関数はよく知られているように、

$$K_{LP}(s) = Hs^n \quad (1)$$

ただし s : 複素角周波数, H : 定数, n : 次数として与えられる。通常の帯域通過型フィルターは、この特性を有する低域通過型フィルターを設計し(仕様により H と n を決定して、回路を合成する¹⁵⁾)、各素子に帯域通過型への変換を施す¹⁵⁾ ことにより回路を得ている。この帯域通過型フィルターの特性関数は、

"Design of Asymmetrical Band-pass Filters" by Yuh'ichi Miyama and Tetsuo Ikeda (Nagoya Institute of Technology, Nagoya)

$$s \rightarrow \frac{s^2 + \omega_0^2}{\Delta s} \quad (2)$$

ただし ω_0 : 通過帯域の中心周波数,
 Δ : 帯域幅

なる変換によって得られる.

$$K_{BP}(s) = \frac{H (s^2 + \omega_0^2)^n}{\Delta^n s^n} \quad (3)$$

2.2 非対称帯域通過フィルターの特性関数

(3)式に示される Butterworth 特性の特性関数を基本として考える. 帯域の中心の角周波数を基準化して1とし, 係数を新たに H とする. ここで原点における極の次数を $n-\nu$ 次とする. この結果, 特性関数は,

$$K(s) = H \frac{(s^2 + 1)^n}{s^{n-\nu}} \quad (4)$$

$$n=1, 2, 3, \dots$$

$$n-\nu=m=1, 2, 3, \dots, 2n-1$$

である. ただし $n=1$ の場合は単純な共振回路となる.

回路の入出力端が 1Ω の抵抗で終端されているものとすれば, 特性関数 $K(s)$ を持つ回路の動作減衰量は,

$$\alpha(\text{dB}) = 10 \log_{10} \{K(s)K(-s)|_{s=j\omega+1}\} \quad (5)$$

である. 減衰特性の一例を図1に示す.

この回路を設計するために, 減衰特性と周波数の関係を図2のように規定しよう. 減衰域における特性が一様に増加していく形であることを考えて, 周波数によって非対称性を表わしている.

図2における各点の周波数を,

$$d_i = 2 \left| \frac{\Omega_i - \Omega_0}{\Omega_0} \right| \pm \left| \frac{\Omega_i - \Omega_0}{\Omega_0} \right| \quad (6)$$

ただし $+$: $i=c1, b1$, $-$: $i=b2, c2$

なる変換を行い, (4), (5)式を用いて減衰量は,

図1 バターワース特性を持つ減衰特性の一例 ($n=3$)
 The form of the Butterworth response for $n=3$.

図2 基準となる帯域通過フィルターの減衰特性
 Normalized band-pass characteristic.

$$\left. \begin{aligned} 10^{\alpha_{\min}(\text{dB})/10} - 1 &= H^2 \frac{d_{c1}^{2n}}{(1+d_{c1})^m} \\ 10^{\alpha_{\max}(\text{dB})/10} - 1 &= H^2 \frac{d_{b1}^{2n}}{(1+d_{b1})^m} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

となる. d_{b2}, d_{c2} についても同様な式が得られる. ここで,

$$A = (10^{\alpha_{\min}(\text{dB})/10} - 1) / (10^{\alpha_{\max}(\text{dB})/10} - 1) \quad (8)$$

とおけば, 回路の次数 n と原点の極の数 $n-\nu=m$ は,

$$\left. \begin{aligned} m &= \left[\left\{ \log_{10} A \cdot \log_{10} \left(\frac{d_{c1} d_{b2}}{d_{b1} d_{c2}} \right) \right\} / B \right] \\ n &= \left[\left\{ \log_{10} A \cdot \log_{10} \left(\frac{1+d_{c1}}{1+d_{b1}} \cdot \frac{1-d_{b2}}{1-d_{c2}} \right) \right\} / 2B \right] \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} B &= \log_{10} \left(\frac{d_{c1}}{d_{b1}} \right) \cdot \log_{10} \left(\frac{1+d_{c1}}{1+d_{b1}} \cdot \frac{1-d_{b2}}{1-d_{c2}} \right) \\ &\quad - \log_{10} \left(\frac{1+d_{c1}}{1+d_{b1}} \right) \cdot \log_{10} \left(\frac{d_{c1} d_{b2}}{d_{b1} d_{c2}} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

となる. ただし (9)式における $[]$ は小数点以下第1位の数を切上げた整数部分を表わす記号とする. また定数 H は (7)式を逆に表現すればよく, たとえば d_{b1} を用いれば次式で与えられる.

$$H = \frac{\sqrt{(1+d_{b1})^m}}{d_{b1}^n} \sqrt{10^{\alpha_{\max}(\text{dB})/10} - 1} \quad (11)$$

この H は振幅特性からさらに修正を加える必要がある場合もある.

2.3 動作伝送関数と回路関数

特性関数が (4)式に示されるような特殊な形をしていることより, m の偶奇によって分けて考える.

動作伝送関数 $S_B(s)$ は,

$$S_B(s)S_B(-s) = 1 + K(s)K(-s)$$

$$= H^2 \frac{(s^2 + 1)^{2n} \pm \frac{1}{H^2} s^{2m}}{\pm s^{2m}} \quad (12)$$

より求められる. ただし $+$: m が偶数, $-$: m が奇数に対応している. ここで,

$$S_B(s) = \frac{1}{s^m} \{S_{Be}(s) + S_{Bo}(s)\} \quad (13)$$

ただし $S_{Be}(s)$, $S_{Bo}(s)$ は、それぞれ分子の偶・奇関数部である。また特性関数も同様に、

$$K(s) = \frac{1}{s^m} K_e(s) \quad (14)$$

とおけば、 m が偶数の場合は、

$$\left. \begin{aligned} Z_{11}(s) &= \frac{S_{Be}(s) + K_e(s)}{S_{Bo}(s)} \\ Z_{12}(s) &= \frac{s^m}{S_{Bo}(s)} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

m が奇数の場合には、

$$\left. \begin{aligned} Y_{11}(s) &= \frac{S_{Bo}(s)}{S_{Be}(s) + K_e(s)} \\ Y_{12}(s) &= \frac{-s^m}{S_{Be}(s) + K_e(s)} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

となり、それぞれ $Z_{12}(s)$, $Y_{12}(s)$ が原点に m 次の伝達零点を持つことを考えて、 $Z_{11}(s)$, $Y_{11}(s)$ から回路を合成すればよい¹⁶⁾。

このようにして求めた回路素子は、中心の角周波数を 1 rad/s、終端抵抗を 1Ω としてあるので、実際の中心角周波数を ω_0 (rad/s)、終端抵抗を $R(\Omega)$ とすれば、各素子の値は次のようになる。

$$L = \frac{R}{\omega_0} l \text{ (H)}, C = \frac{1}{\omega_0 R} c \text{ (F)} \quad (17)$$

2.4 例題

次のような仕様で回路関数を求め、回路を決定せよ。

$$\left. \begin{aligned} \Omega_0 &= 1, \Omega_{c1} = 1.8, \Omega_{b1} = 1.15 \\ \Omega_{b2} &= 0.85, \Omega_{c2} = 0.3 \\ \alpha_{\max} &= 0.34 \text{ dB}, \alpha_{\min} = 18 \text{ dB} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

これより、(6)式を用いて周波数を変換すると、

$$\left. \begin{aligned} d_{c1} &= 2.24, d_{b1} = 0.3225 \\ d_{b2} &= 0.2775, d_{c2} = 0.91 \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

となり、ここで(9)、(10)式より m, n を求める。

$$\left. \begin{aligned} m &= [0.985] = 1, n = [1.955] = 2 \\ H &= 3.15402 \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

を得る。これより、

$$\left. \begin{aligned} K(s) &= 3.15402 \frac{(s^2+1)^2}{s} \\ S_{Be}(s) &= 3.15402(s^4+2.31107s^2+1) \\ S_{Bo}(s) &= 3.15402(0.78875s^3+0.85009s) \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

$$\left. \begin{aligned} Y_{11}(s) &= \frac{0.39437s^3+0.42504s}{s^4+2.15553s^2+1} \\ Y_{12}(s) &= \frac{-0.15852s}{s^4+2.15553s^2+1} \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

となる。この(22)式より求められる回路は図3に示すものとなり、素子の値は、

図3 設計例の回路と減衰特性
Realized circuit and attenuation characteristic.

$$\left. \begin{aligned} l_1 &= 2.535, C_2 = 0.4250 \\ C_3 &= 2.631, l_4 = 0.3527 \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

を得る。減衰特性も同図中に示す。なお同図中には従来のリアクタンス変換によって回路を構成した場合の減衰特性も合わせて示してある。

このような仕様の帯域通過型フィルターは従来のリアクタンス変換による設計では上阻止域の特性が $n=2$ では満足されず、 $n=3$ が必要となる。

3. 減衰特性が非対称となる Tschebysheff 型フィルター

3.1 対称フィルター

通過帯域が Tschebysheff 特性を有する低域通過フィルターの特性関数は、

$$\left. \begin{aligned} K(s) &= H \cos(n \cos^{-1}s) & \Omega \leq 1 \\ K(s) &= H \cosh(n \cosh^{-1}s) & \Omega > 1 \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

ただし $s=j\Omega$ であって、 H, n は(1)式と同じ。

ここで(2)式と同様の変換を行って、帯域通過型の特性関数を求める。減衰極に注目した設計を行うので、 $\Omega > 1$ の場合の式の級数展開を行うと、

$$\begin{aligned} & \cosh\left(n \cosh^{-1} \frac{s^2+1}{\Delta s}\right) \Big|_{s=j\Omega} \\ &= \frac{2^{n-1}}{(\Delta\Omega)^n} \left\{ (\Omega^2-1)^n - \frac{n}{1!2^2} (\Delta\Omega)^2 (\Omega^2-1)^{n-2} \right. \\ & \quad \left. + \frac{n(n-3)}{2!2^4} (\Delta\Omega)^4 (\Omega^2-1)^{n-4} \dots \right\} \quad (25) \end{aligned}$$

となって、この多項式は原点および無限遠点に n 次の極を有する対称な特性を与えている。

3.2 非対称フィルター

そこで、Butterworth 型の動作伝送関数を考えたのと同様に原点の極の次数を $n-\nu=m$ として特性関数を、

$$K(s) = Hs^r \cosh\left(n \cosh^{-1} \frac{s^2+1}{\Delta s}\right) \quad (26)$$

で与えることとする。(26)式を(5)式に代入して求めた減衰量の一例を図4に示す。この特性は、通過帯域内で等波状特性とならない欠点を有するが、この改良については後の節で述べる。

図5に示すような減衰特性を考えて、(26)式の ν を求めると、

$$\nu = \frac{1}{\log_{10} \Omega_{c1}} \cdot \log_{10} \frac{\sqrt{10^{\alpha_{\min}(\text{dB})/10} - 1}}{H \cosh\left(n \cosh^{-1} \frac{\Omega_{c1}^2 - 1}{\Delta \Omega_{c1}}\right)} \quad (27)$$

ここで、周波数 Ω_{c2} の減衰量 $\alpha_{\min}$ を用いて、 ν を消去する。ただ係数 H は通常の設計法の値¹⁰⁾を近似値として用い、 n, ν が決定した後には正確に求める((30)式)。

$$H^2 = 10^{\alpha_{\max}(\text{dB})/10} - 1$$

図4 チェビシェフ特性を持つ減衰特性の一例 ($n=3$)
The form of the Tscheybscheff response for $n=3$.

図5 チェビシェフ特性を有する基準となる帯域通過フィルターの減衰特性

Normalized band-pass characteristic with the Tscheybscheff function.

$$\begin{aligned} & \log_{10} \frac{\Omega_{c2}}{\Omega_{c1}} \log_{10} \sqrt{\frac{10^{\alpha_{\min}(\text{dB})/10} - 1}{10^{\alpha_{\max}(\text{dB})/10} - 1}} \\ &= \log_{10} \Omega_{c2} \cdot \log_{10} \left\{ \cosh\left(n \cosh^{-1} \frac{\Omega_{c1}^2 - 1}{\Delta \Omega_{c1}}\right) \right\} \\ & \quad - \log_{10} \Omega_{c1} \cdot \log_{10} \left\{ \cosh\left(n \cosh^{-1} \frac{\Omega_{c2}^2 - 1}{\Delta \Omega_{c2}}\right) \right\} \end{aligned} \quad (28)$$

となり、この式を満足する n の値を求め、小数点以下第1位を切上げた整数をもって n の値とする。この n の値を用いて(27)式から H を消去した式、

$$\nu = \frac{1}{\log_{10} \frac{\Omega_{c2}}{\Omega_{c1}}} \cdot \log_{10} \left\{ \frac{\cosh\left(n \cosh^{-1} \frac{\Omega_{c1}^2 - 1}{\Delta \Omega_{c1}}\right)}{\cosh\left(n \cosh^{-1} \frac{\Omega_{c2}^2 - 1}{\Delta \Omega_{c2}}\right)} \right\} \quad (29)$$

により、 ν を決定する。ただし ν の値は整数であって、 $\nu = -(n-1), -(n-2), \dots, -1, 0, 1, \dots, n-1$ の値を取りうる。このとき m の値は、

$$m = 2n-1, 2n-2, \dots, 2, 1$$

である。次にこの n と ν を用いて、改めて、

$$H = \frac{\sqrt{10^{\alpha_{\max}(\text{dB})/10} - 1}}{\Omega_i^\nu} \quad \begin{cases} \nu > 0 : i = b1 \\ \nu < 0 : i = b2 \end{cases} \quad (30)$$

と定める。

3.3 設計例

次のような仕様で回路関数を求め、回路を決定せよ。

$$\begin{aligned} & \Omega_0 = 1, \quad \Omega_{c1} = 2, \quad \Omega_{b1} = 1.19 \\ & \Omega_{c2} = 0.84, \quad \Omega_{c2} = 0.65 \\ & \alpha_{\max} = 0.2 \text{ dB}, \quad \alpha_{\min} = 20 \text{ dB} \end{aligned} \quad (31)$$

この仕様より、

$$\Delta = 1.19 - 0.84 = 0.35 \quad (32)$$

となり、(28)、(29)式を用いて、

$$n=3, \nu=-2, m=5 \quad (33)$$

を得る。また(30)式より、

$$H=0.153 \quad (34)$$

となり、特性関数、動作伝送関数、入力アドミタンスは、

$$K(s)=\frac{4H}{\Delta^3 s^5} \{s^6+3.092s^4+3.092s^2+1\} \quad (35)$$

$$S_B(s)=\frac{4H}{\Delta^3 s^5} \{(s^6+3.341s^4+3.319s^2+1) \\ + (0.709s^5+1.449s^3+0.674s)\} \quad (36)$$

$$Y_{11}(s)=\frac{0.354s^5+0.724s^3+0.336s}{s^6+3.216s^4+3.205s^2+1} \quad (37)$$

となり、このときの回路および減衰特性を図6に示す。ただし図中の素子の値は次のとおりである。

$$\left. \begin{array}{ll} C_1=0.339 & l_2=3.130 \\ l_3=28.579 & C_4=0.032 \\ l_5=3.130 & C_6=0.339 \end{array} \right\} \quad (38)$$

3.4 通過帯域内の特性の改善

通過帯域内の減衰特性は図4(b)または図6の拡大図に示すように、等波状特性を保てなくなる。そこで図7

図6 設計例の回路と減衰特性

Realized circuit and attenuation characteristic.

図7 零点の移動と減衰量の変化

The shifting of zero locations for the Tschebyscheff response function.

に示す零点の移動を考えて、等波状特性を保持するものである。ここでは $n=2$ の場合を例にとって述べる。

原点における極を m 次とすることによって、図7における点線のように変化し、等波状減衰特性を示さなくなる。周波数 $\Omega_{02}, \Omega_{02}, \Omega_{01}, \Omega_{01}$ における減衰量をそれぞれ $\alpha_{02}, \alpha_{02}, \alpha_{01}, \alpha_{01}$ とする。そこで零点を x_1, x_2, x_3 だけ移動させて、 $\alpha_{02}=\alpha_{01}, \alpha_{02}=\alpha_{01}, \alpha_{01}=\alpha_{01}$ が成立するように x_1, x_2, x_3 を求める。この結果次の連立方程式を得る。ただし、 $n=3, \nu=-2, -1$ である。

$$\left. \begin{array}{l} 0.499(1+0.29\nu\Delta)x_1-x_2 \\ +0.499(1-0.29\nu\Delta)x_3 \\ =-0.125\nu\Delta\{4\Delta^2(3\nu-2)+13.8\nu\Delta+32\}x_1 \\ +\{4\Delta^2(3\nu-2)+8\}x_2+\{4\Delta^2(3\nu-2) \\ -13.8\nu\Delta+32\}x_3 \\ =4\nu\Delta\{-0.00475\Delta^2(3\nu \\ -2)-0.027\nu\Delta+0.097\}x_1 \\ +\{-0.0625\Delta^2(3\nu-2)-0.23\nu\Delta \\ -0.25\}x_2+\{0.0673\Delta^2(3\nu-2) \\ +0.693\nu\Delta+2.4\}x_3 \\ =0.0313\Delta^2(3\nu-2) \\ +0.062\nu\Delta \end{array} \right\} \quad (39)$$

この式に任意の ν, Δ を代入して解いた結果を表1に示す。 $\nu=1, 2$ について求めた結果も合わせて示してある。任意の n, ν, Δ につきこのような表を用意しておけば任意の等波状特性を有する非対称フィルターの設計を行うことができる。

表1 $n=3$ の場合の $K(s)$ の零点の移動量

ν	Δ	x_1	x_2	x_3
-2	0.2	0.01401	0.06633	0.01933
	0.4	0.02304	0.13078	0.04335
	0.6	0.02743	0.19150	0.07086
	0.8	0.02743	0.24694	0.10060
	1.0	0.02339	0.29597	0.13138
-1	0.2	0.00767	0.03328	0.00901
	0.4	0.01401	0.06633	0.01933
	0.6	0.01912	0.09891	0.03083
	0.8	0.02304	0.13078	0.04335
	1.0	0.02580	0.16171	0.05675
1	0.2	-0.00891	-0.03290	-0.00783
	0.4	-0.01857	-0.06556	-0.01471
	0.6	-0.02869	-0.09773	-0.02064
	0.8	-0.03884	-0.12917	-0.02567
	1.0	-0.04840	-0.15967	-0.02989
2	0.2	-0.01857	-0.06556	-0.01471
	0.4	-0.03884	-0.12917	-0.02567
	0.6	-0.05659	-0.18905	-0.03343
	0.8	-0.06505	-0.24417	-0.03903
	1.0	-0.05678	-0.29512	-0.04365

図8 設計例の減衰特性
Realized attenuation characteristics.

狭帯域な通過特性 ($\Delta \neq 0$) のフィルターでは、表からもわかるように、このような変換をしなくても、ほぼ特性を満足している。

3.5 通過帯域の特性に改良を加えたフィルターの設計

次のような仕様で特性関数を求めよ。

$$\left. \begin{aligned} \Omega_0 &= 1, \Omega_{c1} = 10, \Omega_{b1} = 1.618 \\ \Omega_{b2} &= 0.618, \Omega_{c2} = 0.48 \\ \alpha_{\max} &= 0.7 \text{ dB}, \alpha_{\min} = 14 \text{ dB} \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

この仕様により、

$$\left. \begin{aligned} \Delta &= 1.618 - 0.618 = 1.0 \\ n &= 3, \nu = [-1.91] = -2 \\ H &= 0.418 \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

を得る。ここで零点の移動を行わない場合の特性関数は、

$$K(s) = \frac{4H}{s^5} (s^6 + 3.75s^4 + 3.75s^2 + 1) \quad (42)$$

となる。この減衰量は図8に点線で示すものである。ここで、表1より $\nu = -2$, $\Delta = 1.0$ を x_1, x_2, x_3 求めると、

$$x_1 = 0.02339, x_2 = 0.29597, x_3 = 0.13138 \quad (43)$$

となる。この値を用いて(43)式を変更すると、

$$\begin{aligned} K(s) &= \frac{4H}{s^5} (s^6 + 0.450s^5 + 4.496s^4 + 1.093s^3 \\ &\quad + 2.954s^2 + 0.450s + 1) \end{aligned} \quad (44)$$

を得る。この結果を図8に実線で示してある。通過帯域内においてはほぼ特性を満足しているといえる。なお、減

衰域における減衰量に大きな余裕のあるのは、 $n = [2.2]$ を切りあげて $n = 3$ としたためである。

4. む す び

非対称帯域通過型フィルターについて原点における極の次数に注目した設計方法を述べた。この結果、比較的簡単な式で回路次数を決定することができた。特別の場合には図などに示すように、リアクタンス変換により設計する場合に比べて素子の数が少ない回路が得られる。

減衰極を有する場合には、文献6)などの手法によるが、本論文の設計方法が、非対称帯域通過フィルターの、より広い応用範囲を生み出すこととなれば幸いである。

(昭和52年3月31日受付, 昭和52年7月21日再受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) 永井, 神谷: 伝送回路網学, 上, コロナ社 (昭12)
- 2) 池田: 帯域通過形フィルター, 昭50 東海支部連大, 6.
- 3) 松本: 非対称帯域濾波器のチェビシェフ近似, 昭29 北海道支部連大, 19
- 4) 菅田, 橋: 非対称帯域フィルターの一設計法, 昭31 連大, 38
- 5) 長沢, 佐藤: 等角写像法による非対称帯域フィルターの一設計法, 信学論, 55-A, 10 (昭47) 517
- 6) 降矢, 長沢, 佐藤: 上下阻止域で減衰極の数が異なる非対称帯域通過フィルターの設計法, 回路とシステム理論研究会, CST 74-60 (昭49.10)
- 7) R. Levy: Characteristics and element values of equally terminated Achieser-Zolotarev quasi-low-pass filters, IEEE Trans., CT-18, 5, Sept. (1971) 538
- 8) 長沢, 佐藤: 等角写像論による準低域フィルターの設計法, 信学論, 56-A, 12 (昭48) 739
- 9) 渡部: ろ波器のチェビシェフ近似理論, 信学誌, 43, 3 (昭35) 271
- 10) 矢崎, 武部: 伝送回路網およびフィルタ, 第11章, 電子通信学会 (昭47.10)
- 11) 石崎, 渡部: 伝送回路の逐次近似, 昭38 連大, 47
- 12) A. J. Gibbs: Optimum design of filter characteristic functions, IEEE Trans., CT-13, 4, Dec. (1966) 445
- 13) 羽鳥: フィルタ設計におけるチェビシェフ近似の一方法, 北大応電研集報, 10, 1 (昭33) 34
- 14) R. W. Daniels: Approximation methods for electronic filter design, McGraw Hill (1974)
- 15) たとえば, 佐藤, 池田: 伝送回路論, 第5章, 広川書店 (昭42)
- 16) たとえば, M. E. van Valkenburg: Introduction to modern network synthesis, 第10章, John Wiley & Sons Inc. (1960)