

周波数非対称帯域濾波器の一設計法

A Design Method of Frequency-Asymmetry Band Pass Filter

菅田 昌次郎* 橋 篤 志*

内 容 梗 概

動作特性法による周波数非対称帯域濾波器の設計について述べてある。Haase 提案のこの種濾波器設計法に Bennett の波状水平近似法を帯域型に拡張して適用し設計をより合理的にしてある。計算が厄介であるが無駄のない設計ができるので、多重搬送の通話路濾波器のごとく標準的なものに用いて装置の小型化、低廉化に有効である。

〔I〕 緒 言

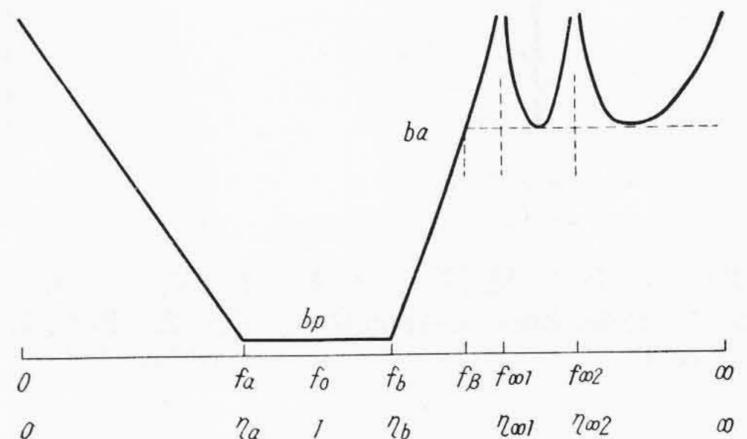
従来動作特性法にもとづいて設計する帯域濾波器はほとんど周波数対称型のものに限られ、規準低域濾波器にリアクタンス変換を施してえている。よつて減衰規格が周波数非対称で上部阻止域と下部阻止域の規格がいちじるしく異なる場合、規格の高い方を満足するように周波数対称型で設計すると規格の低い方では余裕をとり過ぎる結果となり、合理的な設計とはいいがたい。最近装置の小型化、低廉化に関連しこのことに関心が払われるようになり、周波数非対称の規格のものに対してはその規格を無駄なく満すように周波数非対称型の濾波器を設計すべく努力がなされている。

Haase⁽¹⁾は結合を含まぬ梯子型で回路を組むことを建前とし、インピーダンス対称型ならびに相反型帯域濾波器として可能な特性函数の形をあげその零点および極から図表を利用して減衰特性を算出しようとしている。これから逆に所望特性をあたえるように零点および極を選んで周波数非対称型帯域濾波器でも設計しよう。しかし零点および極を求める操作がまったく try and cut であり少しく丁寧な設計をなさんとすると非常な労力を要する。このことがこの法を実用化するに大きなさまたげとなつている。

多くの場合伝送域では波状水平性の特性が望まれる。よつて任意の極配列に対し伝送域で波状水平性を呈するごとくに特性函数の零点を計算から一挙に定めるようにすれば try and cut の手段をこの分だけ避けることができる。かくすることができれば極の位置だけを try and cut に定めればよく設計操作が一段と合理化される。

我々は低域濾波器に対する Bennett⁽²⁾の波状水平近似法を帯域型に拡張し、任意の非対称性極配列に対し伝送域で波状水平性を呈するように零点の位置を定めた。本文にその定め方の概要を記し、さらにかくて試作せる一濾波器の計算過程および実験結果を述べ参考に供する次第である。

* 日立製作所戸塚工場



第1図 濾波器減衰図
Fig. 1. Attenuation Specification of a Frequency-Asymmetry Filter

〔II〕 特性函数の零点決定法

例として第1図に示すごとく下部阻止域では $f=0$ なる1点、上部阻止域では $f=f_{\omega 1}, f_{\omega 2}, \infty$ の3点に各1位の極として極位置があらかじめあたえられたものとする。問題は伝送域 f_a と f_b の間で波状水平性を呈するように特性函数の零点位置を定めることになる。

なお以下計算の便宜上周波数量は伝送域端周波数 f_a, f_b の幾何平均周波数 f_0 をもつて規準化したものを用いることにする。すなわち

$$\eta = \frac{f}{f_0} \dots\dots\dots (1)$$

$$f_0 = \sqrt{f_a f_b} \dots\dots\dots (2)$$

とし、複素周波数変数として

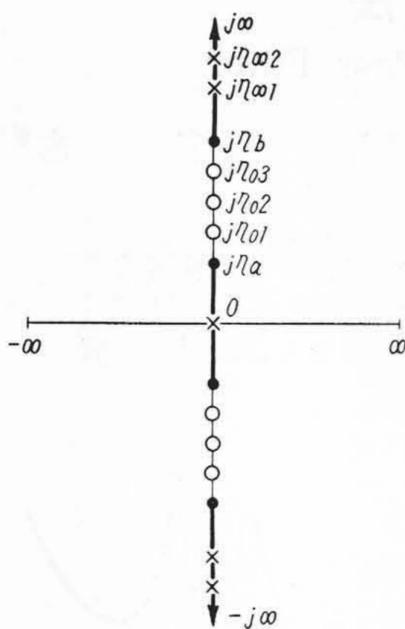
$$A = \zeta + j\eta \dots\dots\dots (3)$$

を用いる。

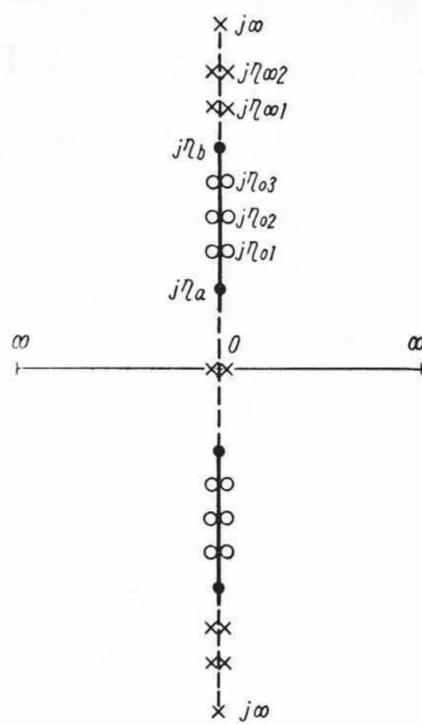
実際面から最後は結合を含まぬ梯子型で回路を組むことにする関係上 $A=0, \infty$ は特性函数 $\phi(A)$ の極となつていなければならない⁽¹⁾。このことから $\phi(A)$ の分子は分母より次数が高く、また分母に A 因数を含まねばならないことになる。今の場合

$$\phi(A) = H \frac{(A^2 + \eta_{01}^2)(A^2 + \eta_{02}^2)(A^2 + \eta_3^2)}{A(A^2 + \eta_{\omega 1}^2)(A^2 + \eta_{\omega 2}^2)} \quad (4)$$

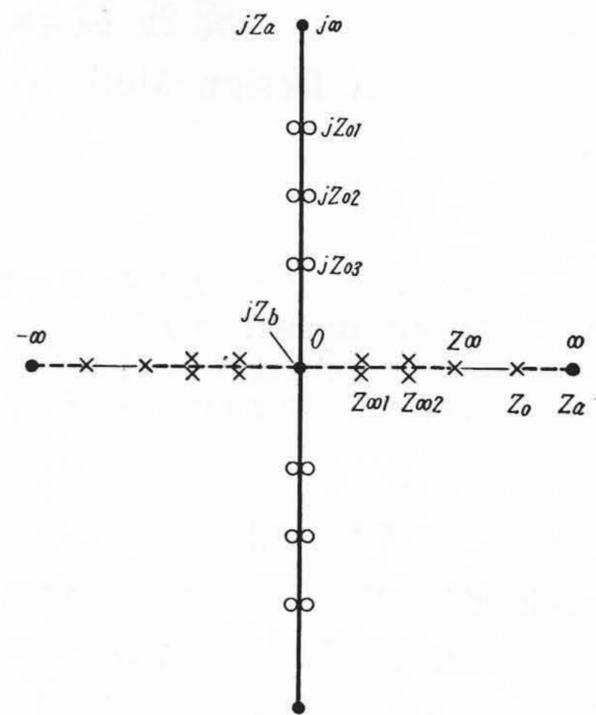
の形となる。 $\eta_{01}, \eta_{02}, \eta_3$ が求むる零点である。これら極、零点を A 面上に書示すと第2図のごとくで、同様



第 2 図 $\phi(A)$ の極, 零点配置
Fig. 2. Pole, Zero Disposition of $\phi(A)$



第 3 図 $|\phi(A)|^2$ の極, 零点配置
Fig. 3. Pole, Zero Disposition of $|\phi(A)|^2$



第 4 図 $|\phi(Z)|^2$ の極, 零点配置
Fig. 4. Pole, Zero Disposition of $|\phi(Z)|^2$

$|\phi(A)|^2$ の極, 零点配置は第 3 図に示すごとくになる。
今 A に対し

$$Z = \left(\frac{A^2 + \eta_b^2}{A^2 + \eta_a^2} \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (5)$$

なる周波数変換を施すと, A 面上伝送域に対応する部分が Z 面の虚軸上にまた A 面上減衰域に対応する部分ならびに A 面の実軸が Z 面の実軸に移される。

$|\phi(Z)|^2$ の極, 零点は第 4 図のごとき配置となり

$$|\phi(Z)|^2 = K \frac{(Z^2 + Z_{o1}^2)^2 (Z^2 + Z_{o2}^2)^2 (Z^2 + Z_{o3}^2)^2}{(Z^2 + Z_{\infty 1}^2)^2 (Z^2 + Z_{\infty 2}^2)^2 (Z^2 + Z_o^2) (Z^2 + Z_{\infty 2}^2)} \dots\dots\dots (6)$$

と表わせる。

こゝで

$$e^{\psi(Z)} = \prod_{i=1}^2 \left(\frac{Z + Z_{\infty i}}{Z - Z_{\infty i}} \right)^2 \cdot \left(\frac{Z + Z_{\infty}}{Z - Z_{\infty}} \right) \cdot \left(\frac{Z + Z_o}{Z - Z_o} \right) = \frac{P(Z)}{P(-Z)} \dots\dots\dots (7)$$

なる函数をつくる。この函数は Z 面虚軸上の点に対してその絶対値は恒に 1 であり, $-j\infty$ から $+j\infty$ に進むにつれその位相角が 0 から $2n\pi$ まで単調に増大する。ただし n はこの函数の次数で今の場合 $n = 6$ である。

$$e^{\psi(Z)}_{Z=j\alpha} = e^{j\theta}, \quad \theta = 0 \rightarrow 2n\pi \dots\dots\dots (8)$$

さらに

$$Q(Z) = \frac{e^{\psi(Z)} + 1}{2} = \frac{P(Z) + P(-Z)}{2P(-Z)} = \frac{\epsilon_v P(Z)}{P(-Z)} \dots\dots\dots (9)$$

なる函数を考えるとこれは Z 面虚軸上でその絶対値が 1

と 0 の間を波打し, 位相角が $e^{\psi(Z)}$ 同様単調に増大する。しかして

$$\theta_0 = (1 + 2i)\pi, \quad i = 0, 1, 2, \dots, n \dots\dots\dots (10)$$

の n 点, 今の場合 $n = 6$ 点, で零となる。この 6 零点は (9) の分子式を解いて求めることができる。 $Q(Z)$ は実係数函数なるゆえこれら零点は共軛な 3 組となる。 $Q(Z)$ にはこれ以外の零点はなく, 零点を $\pm jZ'_{oi}$ とすると

$$Q(Z) = \frac{(Z^2 + Z'_{o3})^2 (Z^2 + Z'_{o2})^2 (Z^2 + Z'_{o1})^2}{2(Z - Z_{\infty 1})^2 (Z - Z_{\infty 2})^2 (Z - Z_{\infty}) (Z - Z_o)} = \frac{h(Z)}{f(Z)} \dots\dots\dots (11)$$

となり

$$|Q(Z)|^2 = Q(Z) \cdot Q(-Z) = \frac{1}{4} \frac{(Z^2 + Z'_{o1})^2 (Z^2 + Z'_{o2})^2 (Z^2 + Z'_{o3})^2}{(Z^2 - Z_{\infty 1}^2)^2 (Z^2 - Z_{\infty 2}^2)^2 (Z^2 - Z_{\infty}^2) (Z^2 - Z_o^2)} \dots\dots\dots (12)$$

と書表わされる。

(6), (12) を比較すると数係数を除いて全く同形式になつている。よつて

$$Z_{o1} = Z'_{o1}, \quad Z_{o2} = Z'_{o2}, \quad Z_{o3} + Z'_{o3} \dots\dots\dots (13)$$

とおくと $|\phi(Z)|^2$ は Z の虚軸上で $4K$ と零の間を波打するものとなる。

このようにして導いた Z_{oi} に (5) の逆変換

$$A^2 = -\eta_a^2 \frac{Z^2 - \left(\frac{\eta_b}{\eta_a} \right)^2}{Z^2 - 1} \dots\dots\dots (14)$$

を施せば求めんとする特性函数の零点 η_{oi}^2 がえられることになる。

以上縷々述べたところを約言すると

- (イ) まず特性函数の形式 (1) ならびにその極 $0, \eta_{\infty i}, \infty$ があたえられる
- (ロ) 極 $0, \eta_{\infty i}, \infty$ に周波数変換 (5) を施しこれに対応する $Z_0, Z_{\infty i}, Z_{\infty}$ を求める。
- (ハ) $Z_0, Z_{\infty i}, Z_{\infty}$ から (7) により $P(Z)$ をつくる。
- (ニ) (9) の分子 $\epsilon_r P(Z)$ を因数分解しその根を Z_{0i}^2 求める。
- (ホ) Z_{0i}^2 に (5) の逆変換 (14) を施しこれに対応する η_{0i}^2 を求める。
- (ヘ) η_{0i} をもつて特性函数 (1) の零点とする。

[III] 例 題

第1図において

$$f_a = 12.25 \text{ kC}, f_b = 14.75 \text{ kC}, f_0 = \sqrt{f_a f_b} = 13.442 \text{ kC}$$

とし特性函数 (1) のもとに

$b_p = 0.1 \text{ db}, f_\beta = 15.25 \text{ kC}$ 以上で $b_a = 28 \text{ db}$ 以上なる非対称帯域濾波器を設計する。

設計の順序として (イ) まず Haase⁽¹⁾ の図表などを参考にしました経験上の勘をくみ入れ、大略の零点位置を予想して阻止域でほゞ所望の特性 (今の場合上部阻止域で波状水平性) を呈するように極の第1近似位置を定める。(ロ) 前節に述べたところによりこの第1近似極位置に対応し、伝送域で波状水平性の特性を呈せしむるような零点位置を算出する。(ハ) この新しい零点位置のもとで (イ) に準じ所望阻止域特性を呈せしめるよう、さきの第1近似に若干の補正をくわえて極の第2近似位置を定める。(ニ) 以後 (ロ) (ハ) を繰返して順次正確な零点および極位置を求めていく。

つぎに上記操作の最終段階として、極位置があたえられたときの零点位置計算例を示す。

(1) η_{0i} の計算

(イ) 極位置を実際周波数ないし規準化周波数量で

$$\left. \begin{aligned} f_{\infty 1} &= 15.335 \text{ kC} \\ \eta_{\infty 1} &= 1.14086 \\ \eta_{\infty 1}^2 &= 1.30157 \end{aligned} \right\} \left. \begin{aligned} f_{\infty 2} &= 16.598 \text{ kC} \\ \eta_{\infty 2} &= 1.23480 \\ \eta_{\infty 2}^2 &= 1.52471 \end{aligned} \right\}$$

とする。なおあたえられた f_a, f_b から

$$\left. \begin{aligned} \eta_a &= 0.911322 \\ \eta_a^2 &= 0.830508 \end{aligned} \right\} \left. \begin{aligned} \eta_b &= 1.09731 \\ \eta_b^2 &= 1.20408 \end{aligned} \right\}$$

となる。

(ロ) 周波数変換式 (5) から

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= 1.20408 \\ Z_0^2 &= 1.44981 \\ Z_{\infty} &= 1 \\ Z_{\infty}^2 &= 1 \end{aligned} \right\} \left. \begin{aligned} Z_{\infty 1} &= 0.454775 \\ Z_{\infty 1}^2 &= 0.206820 \end{aligned} \right\} \left. \begin{aligned} Z_{\infty 2} &= 0.672144 \\ Z_{\infty 2}^2 &= 0.451778 \end{aligned} \right\}$$

(ハ) (7) から

$$P(Z) = (Z + 0.454775)^2 (Z + 0.672144)^2 (Z + 1.20408)(Z + 1)$$

(ニ) (9) の分子 $\epsilon_r P(Z)$ を展開し、さらに因数分解して

$$\begin{aligned} \epsilon_r P(Z) &= Z^6 + 8.05302Z^4 + 4.31445Z^2 + 0.112506 \\ &= (Z^2 + 7.47808)(Z^2 + 0.547453)(Z^2 + 0.0274813) \\ &\quad Z_{01}^2 \quad Z_{02}^2 \quad Z_{03}^2 \end{aligned}$$

因数分解はたとえば Gräpfe の方法等で行うことができる。

(ホ) (14) の変換から

$$\left. \begin{aligned} \eta_{01}^2 &= 0.874571 \\ \eta_{01} &= 0.935185 \end{aligned} \right\} \left. \begin{aligned} \eta_{02}^2 &= 1.07192 \\ \eta_{02} &= 1.03534 \end{aligned} \right\} \left. \begin{aligned} \eta_{03}^2 &= 1.19409 \\ \eta_{03} &= 1.09274 \end{aligned} \right\}$$

となる。

(2) 特性函数 $\phi(A)$ の係数 H

(4) に $\eta_{0i}^2, \eta_{\infty i}^2$ を代入すると

$$\phi(A) = H \frac{(A^2 + 0.874571)(A^2 + 1.07192)(A^2 + 1.19409)}{A(A^2 = 1.52471)(A^2 = 1.30157)} \dots \dots \dots (4')$$

係数 H は伝送域の波打減衰量 b_p からつぎの関係式により定めることができる。

$$e^{2b_p} = 1 + |\phi(A)|^2_{\Lambda=j\eta_a} \text{ または } \Lambda=j\eta_b \dots \dots (15)$$

(4') に $\Lambda_b = j\eta_b = j1.09731, \Lambda_b^2 = -\eta_b^2 = -1.20408$ を代入し

$$\begin{aligned} \phi(A)_{\Lambda=j\eta_b} &= jH \cdot 0.012683 \\ b_p = 0.1 \text{ db} & \text{ とおくと (15) から} \\ 1.023 &= 1 + H^2 \cdot 0.012683^2 \\ H^2 &= 142.98, \quad H = 11.957 \approx 12 \end{aligned}$$

となる。

また上部阻止域限界周波数 $f_\beta = 15.25 \text{ kC}$ に対し

$$\Lambda_\beta = j\eta_\beta = j1.13450, \Lambda_\beta^2 = -\eta_\beta^2 = -1.28710$$

にして

$$\phi(A)_{\Lambda=j\eta_\beta} = jH \cdot 2.1167$$

から $b_a \approx 10 \log_{10} \{1 + (12 \times 2.1167)^2\} \approx 28 \text{ db}$

となる。

(3) $g(A)$ の算出

濾波器の入力インピーダンスないしは開放インピーダンスまたは短絡アドミッタンスを計算する準備として動作伝送函数 $S(A)$ の分子 $g(A)$ を算出しておく。 $g(A)$ は Hurwitz 形式の多項式たるべきはいうまでもない。

$$\begin{aligned} |S(A)|^2 = e^{2b} &= 1 + |\phi(A)|^2 \\ &= \frac{h(A)h(-A) + f(A)f(-A)}{f(A)f(-A)} = \frac{g(A)g(-A)}{f(A)f(-A)} \dots \dots \dots (16) \end{aligned}$$

$$g(A)g(-A) = h(A)h(-A) + f(A)f(-A) \dots \dots (17)$$

$$S(A) = \frac{g(A)}{f(A)} \dots \dots \dots (18)$$

なるゆえ, (4'), (17) から

$$\begin{aligned}
 g(A)g(-A) &= A^{12} + 6.28116A^{10} + 16.3868A^8 + 22.7264A^6 \\
 &\quad + 17.6703A^4 + 7.30256A^2 - 1.25311 \\
 &\quad - 0.00694A^{10} - 0.0393A^8 - 0.0830A^6 \\
 &\quad - 0.0779A^4 - 0.02735A^2 \\
 &= A^{12} + 6.27422A^{10} + 16.3475A^8 + 22.6434A^6 \\
 &\quad + 17.5924A^4 + 7.27521A^2 + 1.25311 \\
 &= (A^4 + 1.55479A^2 + 0.636097)(A^4 + 2.27228A^2 \\
 &\quad + 1.31511)(A^4 + 2.44714A^2 + 1.49797) \\
 &= (A^2 + 0.200795A + 0.797557)(A^2 + 0.145910A \\
 &\quad + 1.14678)(A^2 + 0.0261859A + 1.22391) \\
 &\quad (A^2 - 0.200795A + 0.797557)(A^2 - 0.145910A \\
 &\quad + 1.14678)(A^2 + 0.0261859A + 1.22391)
 \end{aligned}$$

となり, これから

$$\begin{aligned}
 g(A) &= (A^2 + 0.200795A + 0.797557)(A^2 + 0.145910A \\
 &\quad + 1.14678)(A^2 + 0.0261859A + 1.22391) \\
 &= A^6 + 0.372890A^5 + 3.20663A^4 + 0.822658A^3 \\
 &\quad + 3.33927A^2 + 0.448207A + 1.11942
 \end{aligned}$$

となる。

なお後程の計算のため $h(A)$ を展開しておく

$$\begin{aligned}
 h(A) &= (A^2 + 0.874571)(A^2 + 1.07192)(A^2 + 1.19409) \\
 &= A^6 + 3.14058A^4 + 3.26175A^2 + 1.11942
 \end{aligned}$$

となる。

(4) 入力インピーダンス $W_1(A)$ の算出

$g(A)$ と $h(A)$ とから $W_1(A)$ は入力側終端抵抗を $R_1 = 1\Omega$ とすると

$$\begin{aligned}
 W_1(A) &= \frac{g(A) \pm h(A)}{g(A) \mp h(A)} \\
 &= \frac{\{Gg(A) \pm h(A)\} + Ug(A)}{\{Gg(A) \mp h(A)\} + Ug(A)} = \frac{m_1(A) + n_1(A)}{m_2(A) + n_2(A)} \\
 &\dots\dots\dots (19)
 \end{aligned}$$

となる。ここで $Gg(A)$, $Ug(A)$ はそれぞれ $g(A)$ の偶函数部, 奇函数部にして $m(A)$, $m_2(A)$ は A の偶函数, $n_1(A)$, $n_2(A)$ は A の奇函数である。今の場合 $n_1(A) = n_2(A)$ である。 $h(A)$ の前符号 \pm は互いに dual な濾波器を区別するものとなる。

一方濾波器の 4 端子定数 A, B, C, D から, 出力側終端抵抗 $R_2 = 1\Omega$ なるゆえ

$$W_1(A) = \frac{A + B}{C + D} \dots\dots\dots (20)$$

となる。 A, D は A の偶函数であり B, C は A の奇函数である。特性函数の分母したがって 4 端子定数の分母が奇函数なることから (19) の偶, 奇函数部は (20) の奇, 偶函数部に対応する。よつて今の場合 $A = D$ となりこの濾波器はインピーダンス対称型のものとなる。(19), (20) の対応, ならびに 4 端子定数の意義から開放インピーダンスおよび短絡インピーダンスが求められ

$$\begin{aligned}
 Z_{11}(A) &= \frac{A}{C} = \frac{n_1(A)}{m_2(A)}, & Z_{22}(A) &= \frac{D}{C} = \frac{n_2(A)}{m_2(A)} \\
 Y_{11}(A) &= \frac{D}{B} = \frac{n_2(A)}{m_1(A)}, & Y_{22}(A) &= \frac{A}{B} = \frac{n_1(A)}{m_1(A)} \dots (21)
 \end{aligned}$$

となる。

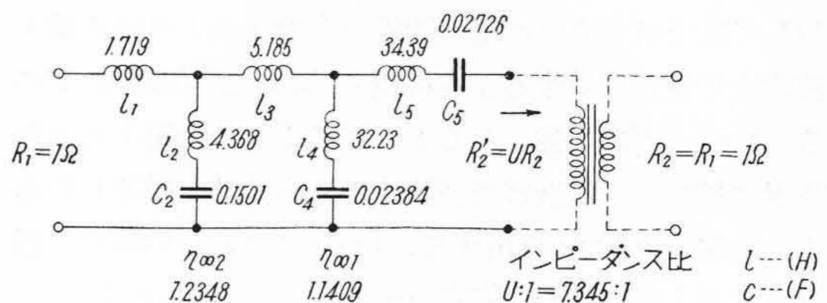
(19), (21) に $g(A), h(A)$ の値を代入し

$$\begin{aligned}
 W_1(A) &= \frac{2A^6 + 0.372890A^5 + 6.34721A^4 + 0.822658A^3}{A^5 + 0.0660516A^4 + \dots A^3} \\
 &\quad + \frac{6.60102A^2 + 0.448207A + 2.23855}{+ 0.0775130A^2 + \dots A} \\
 \frac{1}{Y_{11}(A)} &= \frac{2A^6 + 6.34721A^4 + 6.60102A^2 + 2.23855}{0.372890A^5 + 0.822658A^3 + 0.448207A} \\
 &= \frac{1}{Y_{22}(A)} \\
 Z_{11}(A) &= \frac{0.372890A^5 + 0.822658A^3 + 0.448207A}{0.0660516A^4 + 0.0775130A^2} \\
 &= Z_{22}(A)
 \end{aligned}$$

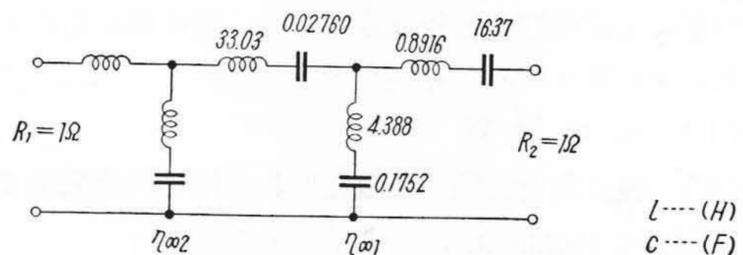
となる。

(5) 規準帯域濾波器の回路構成

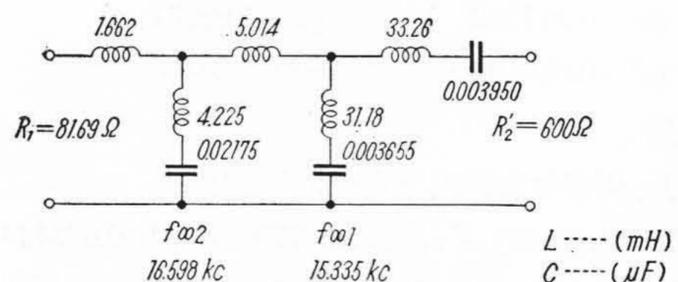
$W_1(A)$, または $1/Y_{11}(A)$, $Z_{11}(A)$ などを用い, 減衰極を直列辺共振回路あるいは並列辺共振回路として取出すように, 連分数に展開して梯子型回路を構成することが



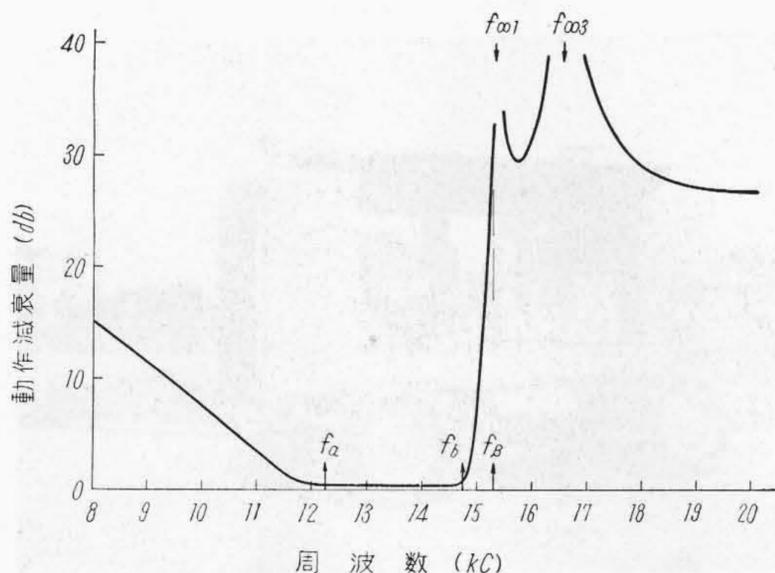
第 5 図 規 準 帯 域 濾 波 器 回 路
Fig. 5. Nominated Band Pass Filter Circuit



第 6 図 規 準 帯 域 濾 波 器 回 路 (理 想 変 成 器 を 除 く)
Fig. 6. Nominated Band Pass Filter Circuit (Excluding Ideal Transformer)



第 7 図 所 望 帯 域 濾 波 器 回 路
Fig. 7. Desired Frequency-Asymmetry Band Pass Filter Circuit



第8図 非対称帯域濾波器減衰特性 (実測)
Fig. 8. Attenuation Characteristic of the Filter (Experimental)

できる。たゞ帯域濾波器では少くともその一端に理想変成器が含まれるのが普通である。はじめ入力側から $1/Y_{11}(V)$ または $Z_{11}(A)$ を展開したならば、それとまったく同じ回路形式に $1/Y_{22}(A)$ または $Z_{22}(A)$ を展開し、両法によつて算出した各同一素子のインピーダンス比から理想変成器のインピーダンス比を定めうる。場合によつては適当な回路変形を施し理想変成器を除くこともできる。しかし低域濾波器の場合と異り伝送域で特性のよい変成器をえやすいのでこの存在はあまり苦にならない。

第5図は $1-Y_{11}(A)$ を $\eta_{\omega 1}, \eta_{\omega 2}, \infty, 0$ の順に極を取出しながら展開してえた回路である。第6図は理想変成器を除くように回路形式を変えたものである。

(6) 所望帯域濾波回路

$$f_0 = 13.442 \text{ kC}, R_1 = 600/7.345 = 81.69 \Omega, R_2 = 600 \Omega$$

とし l, c を次式により変換し

$$L = \frac{R_1}{2\pi f_0} l \times 10^3 (\text{mH}) = 0.9672 l (\text{mH})$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 R_1} c \times 10^6 (\mu F) = 0.1449 c (\mu F)$$

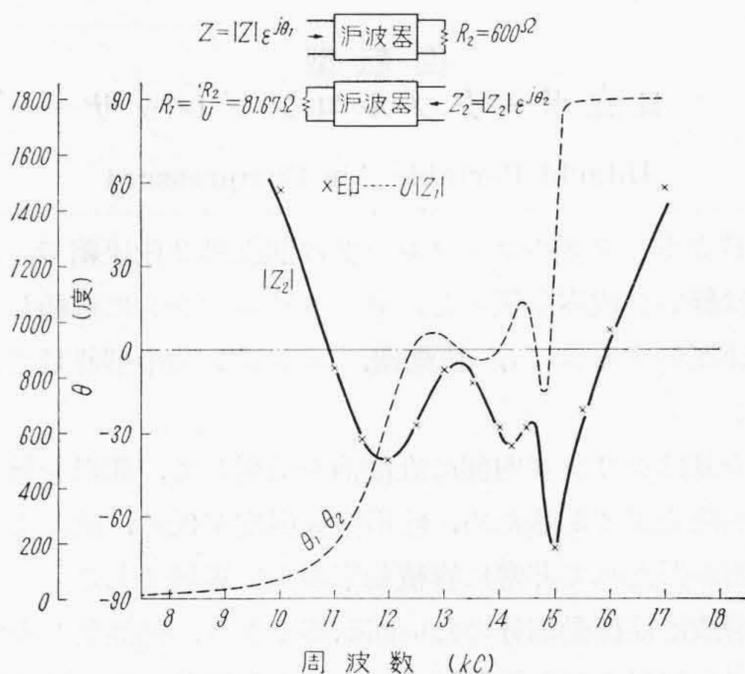
所望帯域濾波回路をうる。第7図に示すごとくになる。

[V] 実験結果

第8図に減衰特性を、第9図にインピーダンス特性を示す。いずれも計算により予期せるものとよく合致している。

[VI] 結 言

以上緒言に述べた意図のもとに周波数非対称帯域濾波器について行つた考察の概要を記した。実験結果も予期通りの成績を示した。この種濾波器設計法の進展に寄与



第9図 非対称帯域濾波器インピーダンス特性 (実測)

Fig. 9. Impedance Characteristics of the Filter (Experimental)

しうれば幸である。さしあたり変、復調帯域濾波器などに適用しその特長を発揮できると考えている。

終りに色々御教示いただいた東京工大の川上正光教授、岸源也氏に謝意を表す。

参 考 文 献

- (1) K.H. Haase: Frequency, 6 168 (5/6, 1952), 6 363 (12, 1952) & 7 8 (1, 1953)
- (2) B.J. Bennett: IRE Convention Record, Part 5 19 (1953)



回 転 型
日 立 ポ ー タ ブ ル コ ン プ レ ッ サ

Hitachi Portable Air Compressors

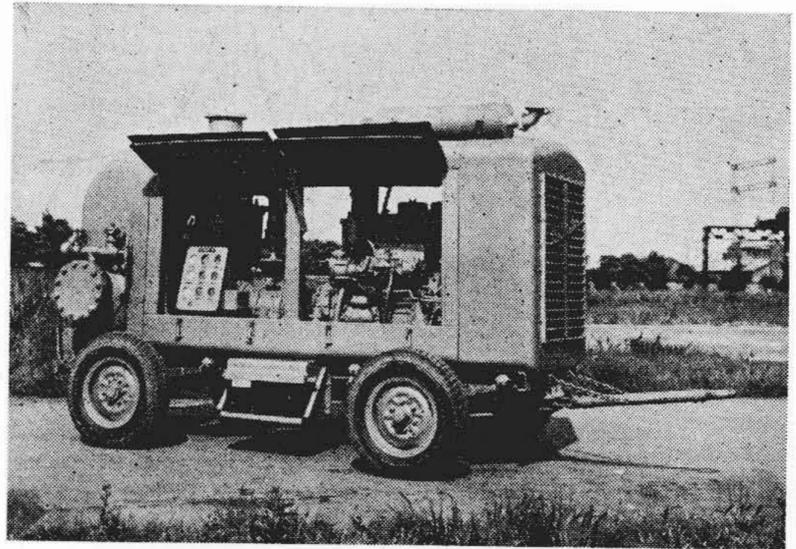
日立ポータブルコンプレッサは回転型2段圧縮で、羽根は軽い合成樹脂製とし、ロータはエンジンに直結して高速運転するから、圧縮機、エンジン共小型軽量である。

冷却はシリンダ内部に直接油を噴射して、潤滑を兼ねた油冷方式であるため、吐出空気温度が低く、油により気密が保たれて非常に容積効率のよい機械である。

構造は往復動部分のない回転型であり、部品数が少ないので分解組立が至極簡単である。また振動がなく長時間安全な運転ができるので、土建あるいは鉱山開発工事などにもつとも適する優秀機である。

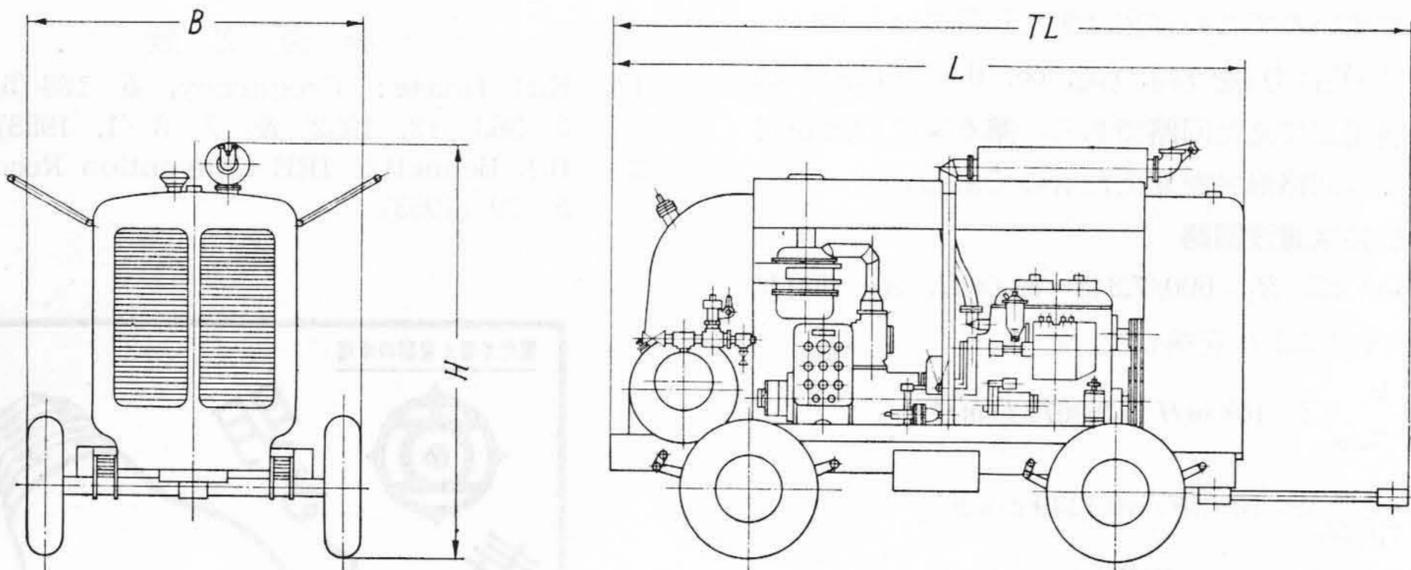
特 長

- (1) 防塵効果がよく、工事現場で使用するのに最適である。
- (2) 効率がよく、燃料消費量が僅少である。
- (3) 簡単頑丈で取扱い、保守がよいである。



第1図 日立ポータブルコンプレッサ
Fig. 1. Hitachi Portable Air Compressor

- (4) 起動が簡単で無人運転ができる。
- (5) 完全な保安装置により運転は安全である。
- (6) 容量調整は100~0%まで階段なくできる。
- (7) 冷却効果よく吐出空気温度が低い。
- (8) 小型軽量で移動搬送が容易である。
- (9) 使用材料は超音波探傷器により厳選されている。



第2図 日立ポータブルコンプレッサ寸法図
Fig. 2. Dimensional Diagram of Hitachi Portable Air Compressors

第1表 日立ポータブルコンプレッサ標準表
Table 1. Ratings of Hitachi Portable Air Compressors

吐出圧力 (kg/cm ²)	回 転 数 (rpm)	吐出容量 (m ³ /min)	燃料タンク量 (l)	ディーゼル エンジン	重 量 (kg)	主 要 寸 法 (mm)			
						L	TL	B	H
7	1,800	9.4 (330CFM)	190	民生 UD-4	2,900	3,400	4,400	1,700	2,250