

並列 L 型 水 晶 濾 波 器 の 解 析

菅 田 昌 次 郎* 橘 篤 志**

The Analysis of the Quartz Crystal Filter Employing Parallel Coils

By Shōjirō Sugata and Atsushi Tachibana
Totsuka Works, Hitachi, Ltd.

Abstract

A communication filter can provide an excellent attenuation character by replacing a common electric element by a piezoelectric crystal resonator; and quartz with its inherent physical stability and electric property, is the only important piezoelectric crystal used as a resonator.

In this article, the writers giving first a summary of their study on piezoelectric effect deal with the analysis of the band pass filter in lattice type which is provided with a coil and a condenser connected in parallel in order to widen the pass band. Also, the design formulae being derived, values of the attenuation constant, phase constant and electrical element are explained to be easily obtainable on these formulae.

In the end of the article, furthermore, an example of the designing method for the filter is given.

〔I〕 緒 言

帯域水晶濾波器としては通常直列型即ち直列、格子各辺の水晶に直列に L 素子を挿入したものが用いられている。この型は比較的低インピーダンス終端に適し、映像インピーダンスが定 K 型 T 端特性をもっている故、何箇かの濾波器を一端で並列接続し分波器的に用いる場合に便利である。これに対し直列、格子各辺の水晶に L 素子を並列に接続した所謂並型のものは、比較的終端インピーダンスの高いものに適しており、真空管の段間等に用いて便利である。水晶濾波器の設計式はこれまでも誘導されているが⁽¹⁾⁽²⁾、多くのパラメータを含んでいるため、実際に設計するにあたり非常に不便である。H. Stanesby 及び E. R. Broad⁽³⁾は直列型帯域濾波器に関して便利な設計式を誘導している。こゝではこの直列型に準じて並列型帯域濾波器の設計式を誘導した。特に各辺の L 素子の等しい場合が重要であるのでこの場合を詳しく吟味してみた。

〔II〕 水晶共振子の電気等価回路

水晶は SiO_2 なる成分からなる結晶体であつて、低温

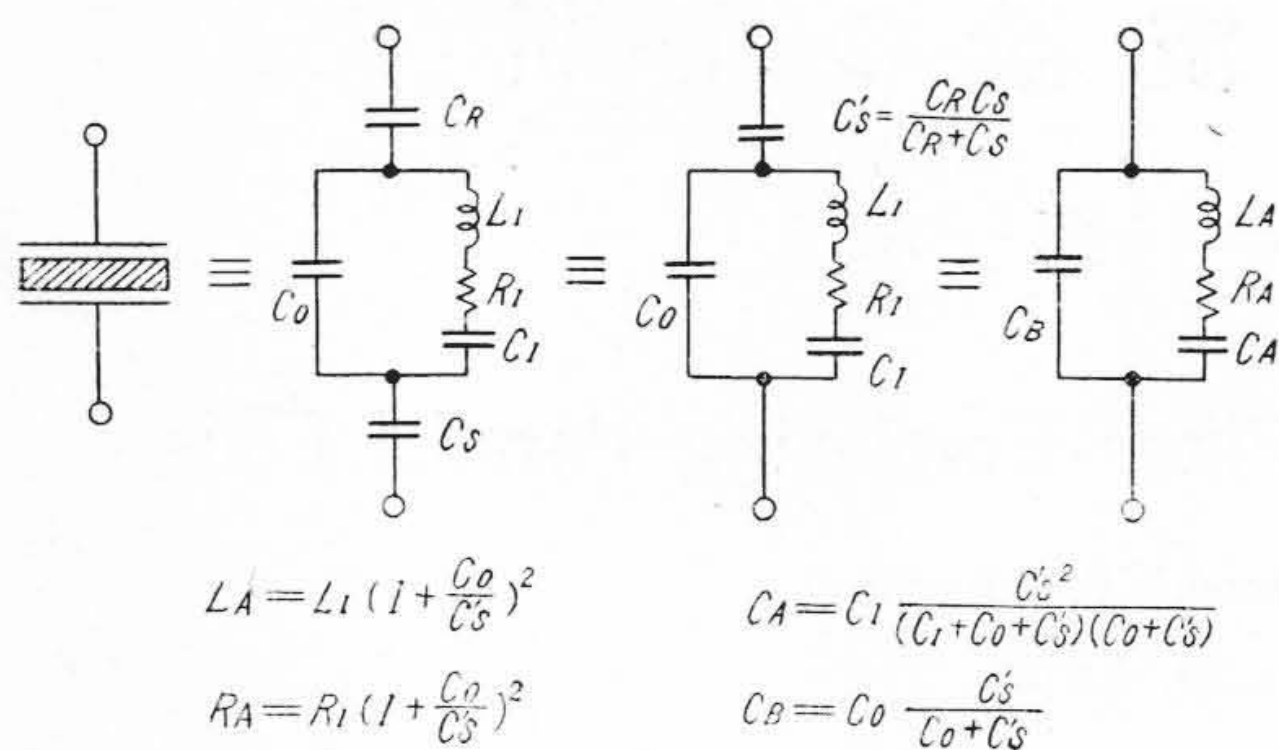
ではピエゾ電気効果を表わすが、温度を上げて 573°C 以上に至るとこの効果は失われてしまう。更に上げて行くと $1,750^\circ\text{C}$ で熔融する。

さてピエゾ共振子又は発振子として多く水晶が用いられているが、これは水晶が次のような良い性質を備えていることに基いている。即ち

- (1) ピエゾ電気効果を有するために機械的作用を電気的作用に変えることが出来る。
- (2) 結晶に於て特に水晶では内部摩擦による損失が少く、又密度弾性常数が結晶体を通じて極めて一様である。
- (3) 水晶に於ては特にこれらの常数の温度に依る変化の極めて小さいものを得ることが出来る。

こゝでは等価回路が必要となるので、(1)に就いて少し説明を加える。先づ適当な方向に切り出された平行平面（法線方向が光軸と一致しないような）を有する水晶板を電極板の間に置き、これに電位差を与えると水晶は単なる誘電体としての分極を生ずる他に歪が結晶体内に発生して、新にこれに附属した分極を生ずる。従つてこゝに置かれた電極板の静電容量は単なる誘電体としての静電容量の他に、歪に附属した静電容量が加わることになる。こゝで電極板間に交番電圧を加えるとこれに対応

* ** 日立製作所戸塚工場



第1図 水晶共振子の電氣的等価回路
Fig. 1. Equivalent Electrical Circuit of Quartz Resonator

して結晶は歪を生じ、結局弾性振動が誘起せしめられる。この電圧の周期が結晶板の自由振動の周期に極めて近くなると共振状態が現れ、歪の振幅が大きくなり、従つて分極が大きくなつて結局これに対応した電流密度が大となる。このことは結晶板と電極板とを電氣的二端子とみると、直列共振の状態が現われたことに相当する。このような考察から共振周波数の近くでは水晶共振子は

第1図の如き等価回路で表わされることになる。この図で C_S, C_R は電極板と水晶板との空間間隙による静電容量、 L_1, C_1 はピエゾ電気効果による直列共振に相等する誘導及び静電容量、 R_1 は音輻射(保持器、内部摩擦等による損失を表わしている。普通水晶の Q は極めて高いためにこれは普通省略してよい。

結晶の振動状態は結晶板の方向、大きさ、又支持方法等により異つてくるが、平行平面矩形板で全面電極を用いた空隙のない水晶板に就いての等価回路定数は(4)(5)Xカット系長さの方向の縦振動を利用するとして

$$L_1 = \frac{1}{8} \cdot \frac{\rho}{\epsilon^2} \cdot \frac{lt}{b} \times 9 \times 10^{11} \dots (\text{H})$$

$$C_1 = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{\epsilon^2}{C} \cdot \frac{bl}{t} \times \frac{1}{9 \times 10^{11}} \dots (\text{F})$$

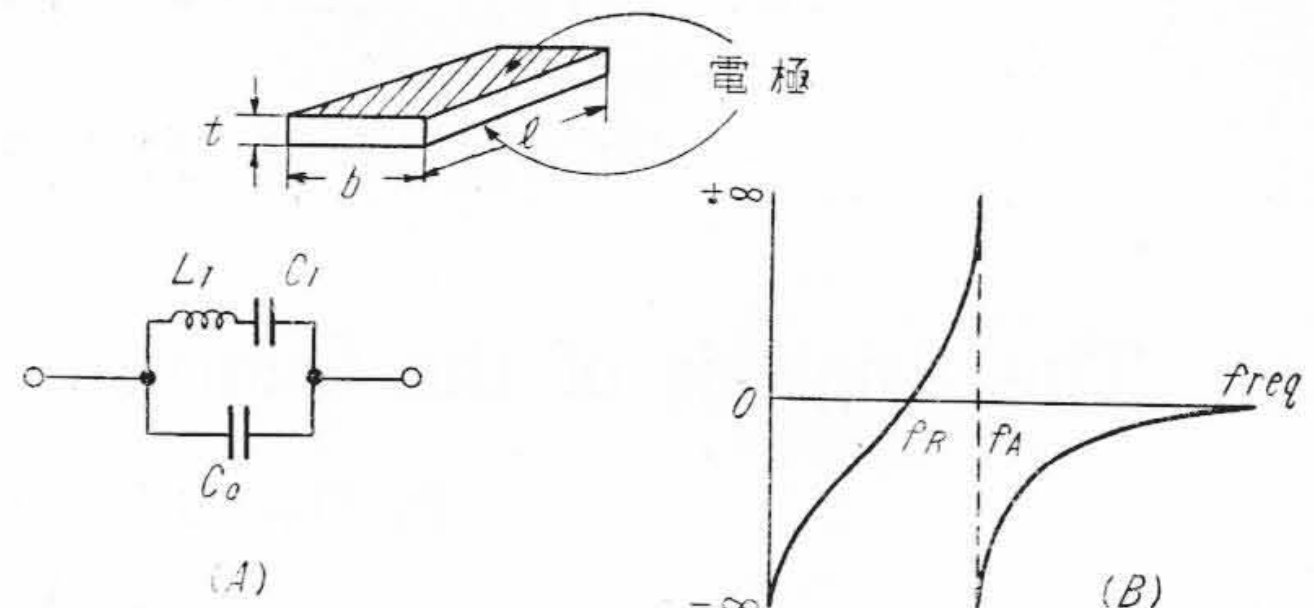
$$C_0 = \frac{K}{4\pi} \cdot \frac{bl}{t} \times \frac{1}{9 \times 10^{11}} \dots (\text{F})$$

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{C}{\rho}} \dots (\infty)$$

Yカット系厚み方向の迂り振動に対しては

$$L_1 = \frac{1}{8} \cdot \frac{\rho}{\epsilon^2} \cdot \frac{t^3}{bl} \times 9 \times 10^{11} \dots (\text{H})$$

$$C_1 = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{\epsilon^2}{C_c} \cdot \frac{bl}{t} \times \frac{1}{9 \times 10^{11}} \dots (\text{F})$$

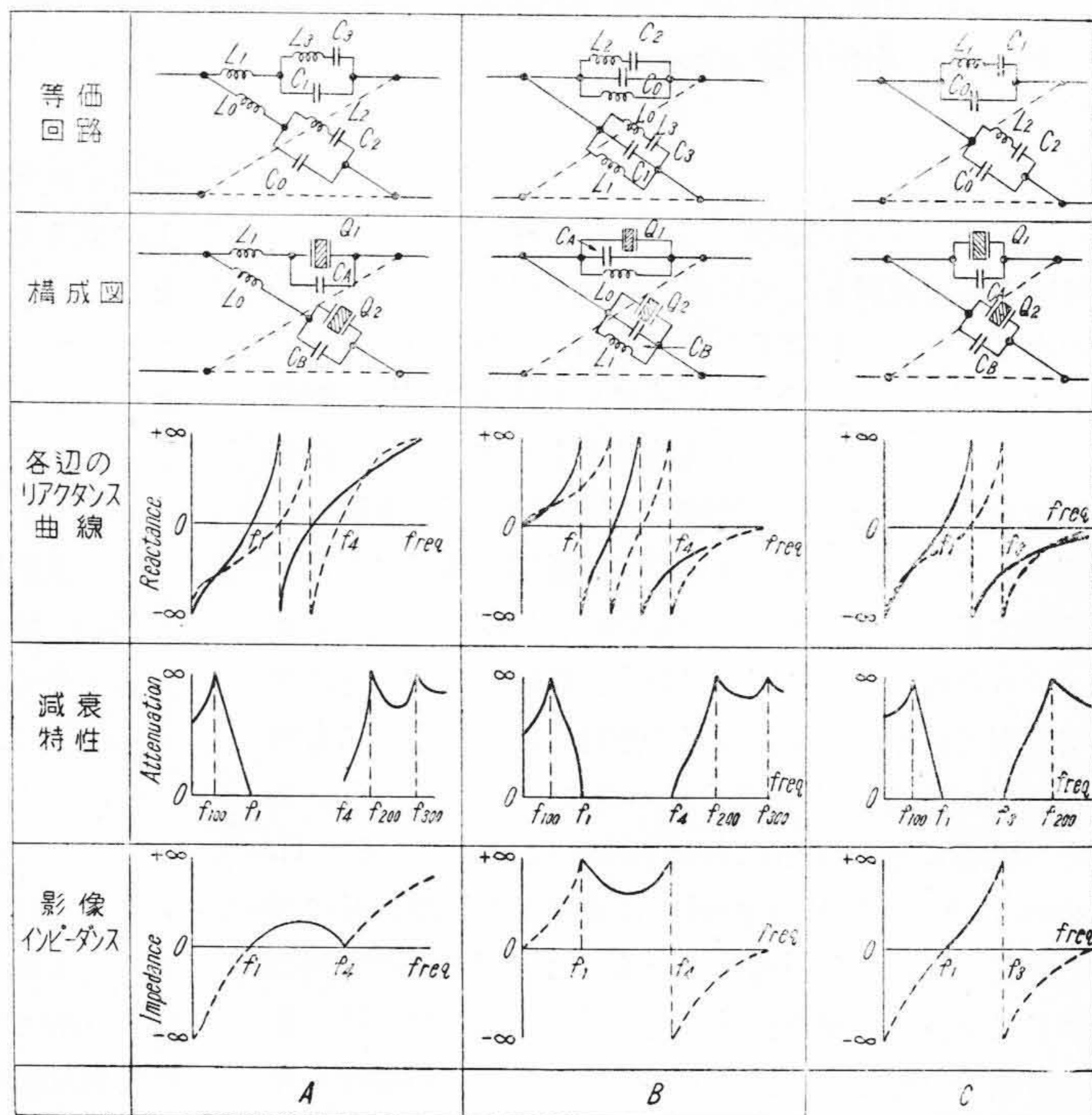


第2図 等価回路及びリアクタンス対周波数特性
Fig. 2. Equivalent Circuit and Reactance Frequency Characteristics

$$C_0 = \frac{K}{4\pi} \cdot \frac{bl}{t} \times \frac{1}{9 \times 10^{11}} \dots (\text{F})$$

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2t} \sqrt{\frac{e}{\rho}} \dots (\infty)$$

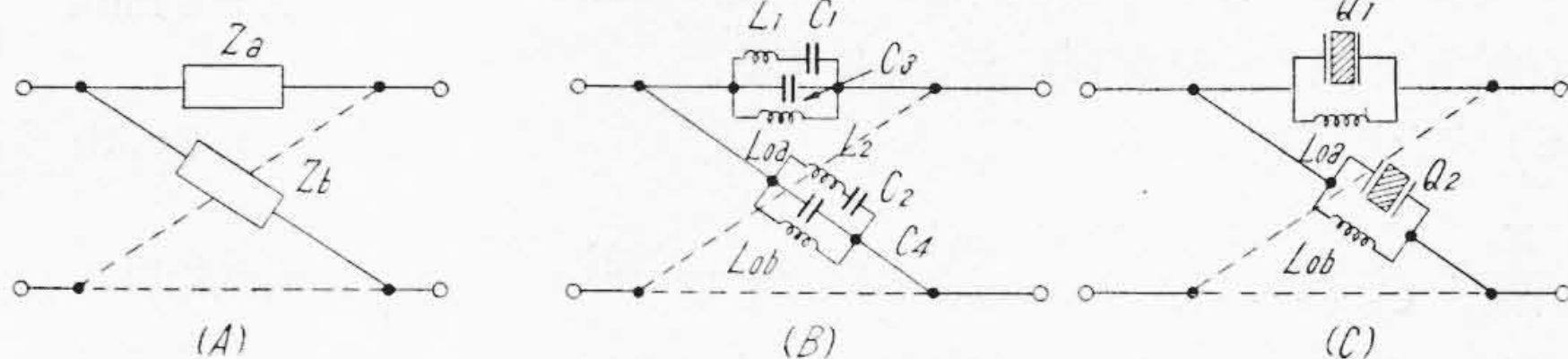
上式に於て ϵ は圧電定数 (e.s.u./dyne), K は厚さ方向の誘電率、 ρ は密度、 C は振動方向の弾性常数 (dyne/cm²)、 b, l, t は水晶板の幅、長さ、厚さ (cm) を表わしている。このリアクタンス曲線は第2図(B)のようにな



第3図 帯域水晶濾波器
(A)直列L挿入 (B)並列L挿入 (C)並列C挿入器

Fig. 3. Lattice Type Crystal Band-Pass Filter
(A) Employing Series Coils, (B) Parallel Coils, (C) Parallel Condensers

第4図 並列L挿入型濾波器
Fig. 4. Lattice Crystal Filter
Employing Parallel
Coils



るが共振、反共振周波数をそれぞれ f_R , f_A で表わすと

$$f_A/f_R = \sqrt{1 + \frac{1}{r}} \quad \text{但し} \quad r = C_0/C_1 = \frac{\pi^2}{\rho} \left(\frac{K}{4\pi} \frac{C}{\epsilon^2} \right)$$

となる。この r は容量比といい、容器等による漂遊容量がないとしても K , C , ϵ^2 で決まってしまう。これらの値は水晶板の方向により異なるが、大体125よりは小さく出来ない。従つて $(f_A - f_R)/f_R$ は0.4%以上はとることは困難である。この幅を拓げるためL素子を直列に、又は並列に共振子に接続する。第3図にその例を示してある。

〔III〕 L 並列水晶濾波器の映像パラメータ及び回路常数

(1) 映像パラメータ及び特性インピーダンス

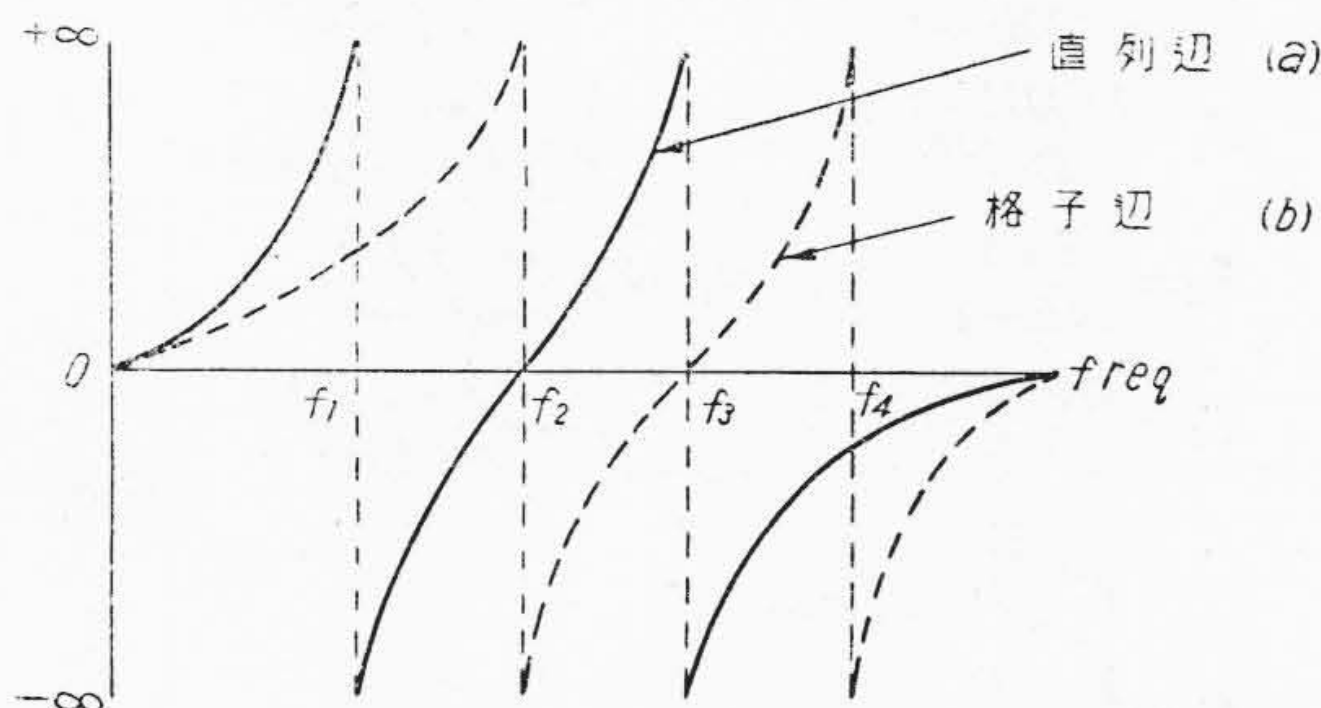
第4図Aに示されてある格子型回路の直列辺及び格子辺のインピーダンスをそれぞれ Z_a , Z_b で表わすと、その映像インピーダンス Z_k 、及び伝播常数 P は次式で与えられる。

$$Z_k = \sqrt{Z_a \cdot Z_b} \dots \dots \dots (1)$$

$$P = 2 \tanh^{-1} \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} = A + jB \dots \dots \dots (2)$$

上式で A 及び B はそれぞれ実数であつて、減衰常数及び位相常数を表わす。回路の抵抗を無視すると Z_a , Z_b はそれぞれ純虚数となり従つて $Z_a/Z_b \equiv K$ は実数であつてその値によつて

$$(a) \quad 0 < K < 1 \quad A = 2 \tanh^{-1} \sqrt{K} \dots \dots \dots (3) \\ B = \pm 2n\pi$$



第5図 直列辺及び格子辺に対するリアクタンス曲線

Fig. 5. Reactance Curves for Series Arm (a), and for Lattice Arm (b)

$$(b) \quad 1 < K \quad A = 2 \coth^{-1} \sqrt{K} \dots \dots \dots (4)$$

$$B = \pi \pm 2n\pi$$

$$(c) \quad K = 1 \quad A = \infty \dots \dots \dots (5)$$

$$B \text{ 不定}$$

$$(d) \quad K < 0 \quad A = 0 \dots \dots \dots (6)$$

$$B = 2 \tan^{-1} \sqrt{K}$$

となる。即ち Z_a と Z_b が異符号のとき通過域、同符号のとき減衰域となり、特に等しいとき無限大減衰を現わす。

第4図(B)で表わされている並列型濾波回路の直列辺及び格子辺のリアクタンス曲線は第5図の如くである。Fosterの定理を適用すると、 Z_a 及び Z_b は次式で与えられる。

$$Z_a = -\frac{j}{C_3} \frac{\omega(\omega^2 - \omega_2^2)}{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_3^2)} \dots \dots \dots (7)$$

$$Z_b = -\frac{j}{C_4} \frac{\omega(\omega^2 - \omega_3^2)}{(\omega^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_4^2)} \dots \dots \dots (8)$$

$$\text{但し} \quad \omega_n = 2\pi f_n \quad n = 1, 2, 3, 4$$

故に特性インピーダンス Z_R は

$$Z_R = \sqrt{Z_a \cdot Z_b} = -j \sqrt{\frac{\omega}{C_3 \cdot C_4}} \cdot \frac{1}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_4^2)}} \dots \dots \dots (9)$$

遮断周波数 f_1 , f_4 の幾何平均の周減数 f_m に対する特性インピーダンス、所謂公称インピーダンス Z_0 は

$$Z_0 = \frac{\omega}{\sqrt{C_3 \cdot C_4}} \frac{1}{\omega_4 - \omega_1} \dots \dots \dots (10)$$

従つて

$$\frac{Z_R}{Z_0} = \frac{1}{\sqrt{\frac{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega_4^2 - \omega^2)}{\omega^2(\omega_4 - \omega_1)^2}}} \\ = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{(\omega/\omega_m - \omega_m/\omega)^2}{(\omega_4/\omega_m - \omega_m/\omega_4)^2}}} \dots \dots \dots (11)$$

となり、定 K 型 π 端インピーダンス特性のものとなる。

(2) 減衰常数と位相常数

減衰常数 A は (3)~(6) 式の通り、 K の値により変化する。特に $K=1$ のとき無限大減衰となる。実際に濾波器を設計するとき遮断周波数及び無限大減衰となる周波数は予め与えられるので、これらの値から減衰特性が所

望のものに近いように素子の値を決定する。従つて先づ計算に便利な形に減衰常数を表わすことにする。

(7), (8) 式を用いて

$$K = \frac{Z_a}{Z_b} = \frac{C_4}{C_3} \frac{(\omega^2 - \omega_2^2)^2 (\omega^2 - \omega_4^2)}{(\omega^2 - \omega_3^2)^2 (\omega^2 - \omega_1^2)} \dots \dots \dots (12)$$

となる。 $K = +1$ となるときの角周波数を ω_∞ で表わせば、(12) 式は

$$k^2 (\omega_\infty^2 - \omega_2^2)^2 = \left(\frac{\omega_\infty^2 - \omega_1^2}{\omega_\infty^2 - \omega_4^2} \right) (\omega_\infty^2 - \omega_3^2)^2 \dots \dots \dots (13)$$

但し $k^2 = C_4/C_3$, ω_∞ は $\omega_1 < \omega_\infty < \omega_4$ なる実数値以外の値をとらなくてはならない。

今 $y^2 = \frac{\omega_\infty^2 - \omega_1^2}{\omega_\infty^2 - \omega_4^2}$ とおいて、(13) 式から ω_∞ を消去すると

$$k^2 \left(\frac{\omega_4^2 y^2 - \omega_1^2}{y^2 - 1} - \omega_2^2 \right)^2 = y^2 \left(\frac{\omega_4^2 y^2 - \omega_1^2}{y^2 - 1} - \omega_3^2 \right)^2$$

これを平方に開き、負号の時は $k < 0$, 正号のときは $k > 0$ にとることにすると結局 k は正として

$$y^3 (\omega_4^2 - \omega_3^2) - y^2 (\omega_4^2 - \omega_2^2) k + y (\omega_3^2 - \omega_1^2) - k (\omega_2^2 - \omega_1^2) = 0 \dots \dots \dots (14)$$

の場合のみ考えればよいことになる。 $\omega_4 > \omega_3 > \omega_2 > \omega_1$ であるから、(14) 式を満足する根は正根 3 箇又は 1 箇有するが負根は有しない。従つて正の実根 3 箇か、又は正根 1 箇と互に複素共軛な根 2 箇を有することになる。この根を d_1, d_2, d_3 とすると

$$D = d_1 + d_2 + d_3 = k \frac{\omega_4^2 - \omega_2^2}{\omega_4^2 - \omega_3^2} \dots \dots \dots (15)$$

$$E = d_1 d_2 + d_2 d_3 + d_3 d_1 = \frac{\omega_3^2 - \omega_1^2}{\omega_4^2 - \omega_3^2} \dots \dots \dots (16)$$

$$F = d_1 d_2 d_3 = k \cdot \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_4^2 - \omega_3^2} \dots \dots \dots (17)$$

$$d_n = \sqrt{\frac{\omega_1^2 - \omega_n^2}{\omega_4^2 - \omega_n^2}} \quad n = 1, 2, 3 \dots \dots \dots (18)$$

(15), (16), (17) 及び (18) 式を用いて ω_2, ω_3 及び k を ω_1, ω_4, D, E 及び F で表わすと

$$\omega_2^2 = \frac{F\omega_4^2 + D\omega_1^2}{D + F} \dots \dots \dots (19)$$

$$\omega_3^2 = \frac{\omega_1^2 + E\omega_4^2}{1 + E} \dots \dots \dots (20)$$

$$k = \frac{D + F}{1 + E} \dots \dots \dots (21)$$

依つて減衰常数は次の如く書き換えられる。

$$K = \frac{\omega^2 - \omega_4^2}{\omega^2 - \omega_1^2} \cdot \left[\frac{D(\omega^2 - \omega_1^2) + F(\omega^2 - \omega_4^2)}{(\omega^2 - \omega_1^2) + E(\omega^2 - \omega_4^2)} \right] \dots \dots \dots (22)$$

今 $p^2 = \frac{f_1^2 - f^2}{f_4^2 - f^2}$ とおくと

$$K = \frac{1}{p^2} \left(\frac{Dp^2 + F}{E + p^2} \right)^2 \dots \dots \dots (23)$$

従つて

$$\left. \begin{aligned} A &= 2 \tanh^{-1} \frac{F + Dp^2}{p(p^2 + E)} \quad 0 < \frac{1}{p} \left(\frac{F + Dp^2}{p^2 + E} \right) < 1 \\ &= 2 \coth^{-1} \frac{F + Dp^2}{p(p^2 + E)} \quad 0 < \frac{1}{p} \left(\frac{F + Dp^2}{p^2 + E} \right) > 1 \end{aligned} \right\} (24)$$

又通過帯域に於ける位相常数は、 $q^2 = -p^2 = \frac{f^2 - f_1^2}{f_4^2 - f^2}$ とおくことにより

$$-K = \frac{1}{q^2} \left(\frac{F - Dq^2}{E - q^2} \right)^2$$

従つて (6) 式から

$$B = 2 \tan^{-1} \frac{F - Dq^2}{q(E - q^2)} \dots \dots \dots (25)$$

となる。(24) 及び (25) 式は D, E, F が与えられれば計算に便利であり、又変数を p, q にとつたことによりこれらの式は通過帯域の幅、位置に関せず一般式として用いられる。 D, E, F に就いての制限は実数で而も正であることであるので、 ω_∞ 即ち $d_{n\infty}$ を複素数にとつた場合でも実現可能である。

(3) 等価回路定数

次に第 4 図(B)の濾波回路の等価常数も遮断周波数、 Z_0 及び無限大減衰点の周波数で表わすことにする。直列辺に Foster の定理を適用して

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= \frac{1}{C_3} \cdot \frac{\omega_2^2}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_3^2 - \omega_2^2)} \\ C_1 &= C_3 \cdot \frac{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_3^2 - \omega_2^2)}{\omega_2^4} \\ L_{0a} &= \frac{1}{C_3} \cdot \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2 \omega_3^2} \end{aligned} \right\} (26)$$

格子辺に対して

$$\left. \begin{aligned} L_2 &= \frac{1}{C_4} \cdot \frac{\omega_3^2}{(\omega_3^2 - \omega_2^2)(\omega_4^2 - \omega_3^2)} \\ C_2 &= C_4 \cdot \frac{(\omega_3^2 - \omega_2^2)(\omega_4^2 - \omega_3^2)}{\omega_3^4} \\ L_{0b} &= \frac{1}{C_4} \cdot \frac{\omega_3}{\omega_2^2 \cdot \omega_4^2} \end{aligned} \right\} (27)$$

(10), (19), (20), (21) 式を用いて (26), (27) 式を $D, E, F, \omega_1, \omega_4, Z_0$ で表わすと次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= \frac{(D + F)^2}{F(DE - F)} \cdot (\omega_4 - \omega_1) \cdot Z_0 \cdot \frac{F\omega_4^2 + D\omega_1^2}{(\omega_4^2 - \omega_1^2)^2} \\ C_1 &= \frac{F(DE - F)}{D + F} \cdot \frac{1}{\omega_4 - \omega_1} \cdot \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{(\omega_4^2 - \omega_1^2)^2}{(F\omega_4^2 + D\omega_1^2)^2} \\ L_2 &= \frac{(E + 1)^2}{DE - F} \cdot (\omega_4 - \omega_1) \cdot Z_0 \cdot \frac{\omega_1^2 + E\omega_4^2}{(\omega_4^2 - \omega_1^2)^2} \\ C_2 &= \frac{DE - F}{1 + E} \cdot \frac{1}{\omega_4 - \omega_1} \cdot \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{(\omega_4^2 - \omega_1^2)^2}{(\omega_1^2 + E\omega_4^2)^2} \\ C_3 &= \frac{1 + E}{D + F} \cdot \frac{1}{\omega_4 - \omega_1} \cdot \frac{1}{Z_0} \\ C_4 &= \frac{D + F}{1 + E} \cdot \frac{1}{\omega_4 - \omega_1} \cdot \frac{1}{Z_0} \\ L_{0a} &= \frac{1}{\omega_1^2} \cdot \frac{F\omega_4^2 + D\omega_1^2}{\omega_1^2 + E\omega_4^2} \cdot (\omega_4 - \omega_1) \cdot Z_0 \\ L_{0b} &= \frac{1}{\omega_4^2} \cdot \frac{\omega_1^2 + E\omega_4^2}{F\omega_4^2 + D\omega_1^2} \cdot (\omega_4 - \omega_1) \cdot Z_0 \end{aligned} \right\} (28)$$

〔II〕で述べたように上式から求めたそれぞれの水晶の容量比が大体 125 より大でなければ実現不可能である。

(4) $L_{0a}=L_{0b}$ の 場 合

こゝでは特に重要な $L_{0a}=L_{0b}$ の場合を考える。その前にパラメータを減少させるため遮断周波数と無限大減衰点周波数の自乗差が通過帯域に関して対称になるようにする。

$$\text{即ち } \omega_1^2 - \omega_{1\infty}^2 = \omega_{2\infty}^2 - \omega_4^2 \dots\dots\dots(29)$$

(18)式からこの条件は $d_1 d_2 = 1$ にとつたことになる。

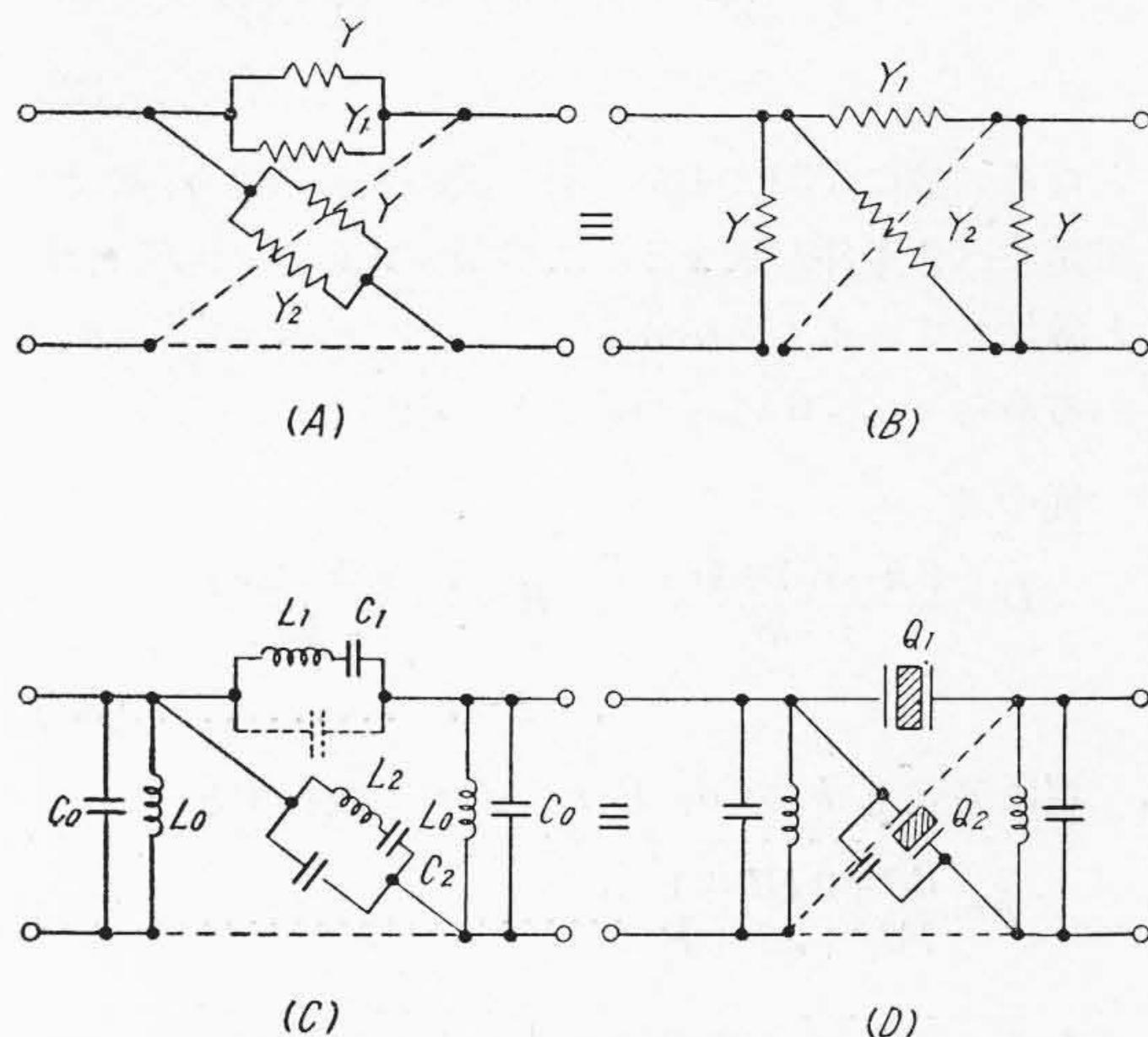
(15), (16), (17) 式から

$$\left. \begin{array}{l} E-1=F(D-F) \\ F=d_3 \end{array} \right\} \dots\dots\dots(30)$$

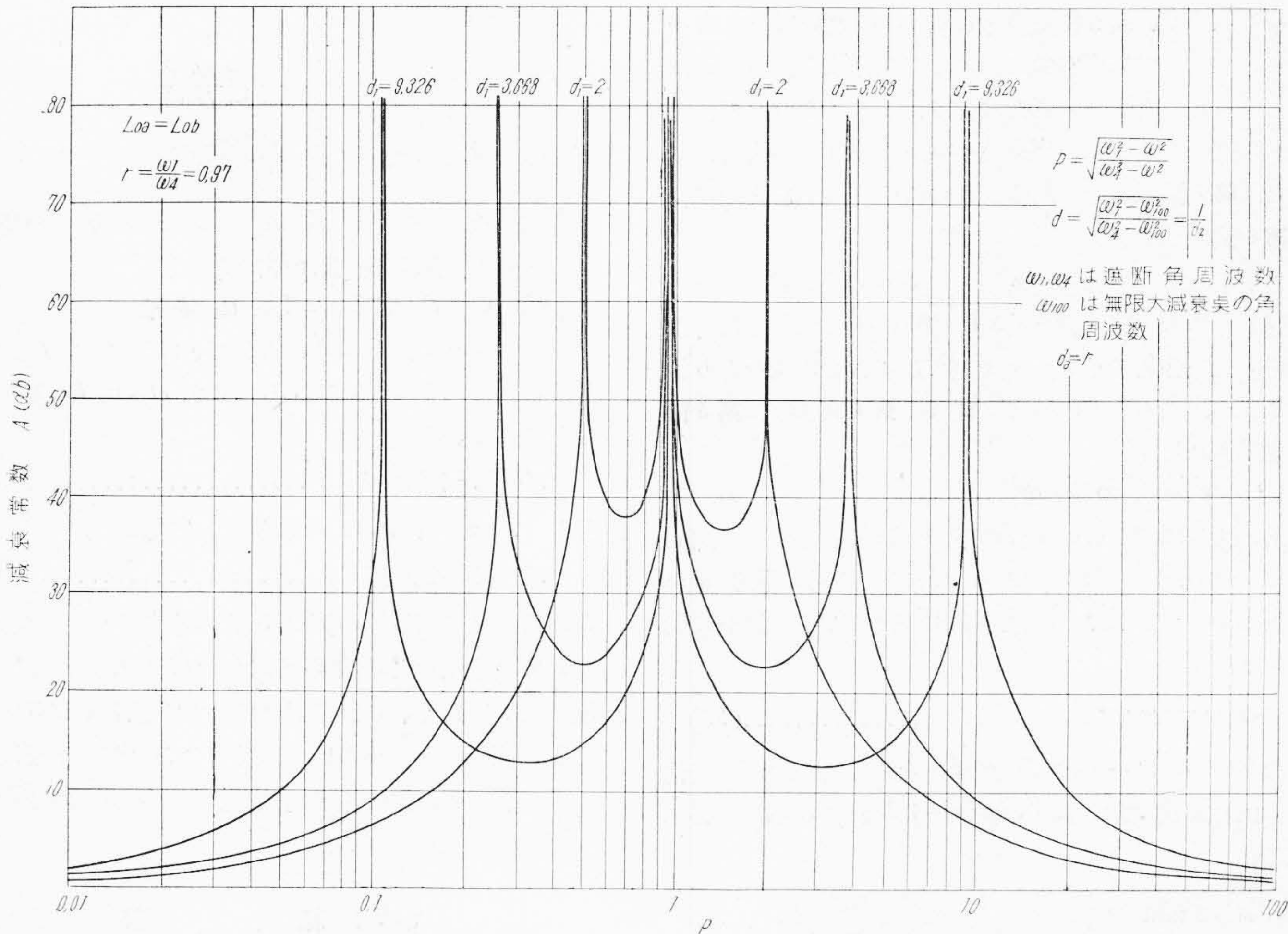
さて $L_{0a}=L_{0b}$ となる条件は (28) 式の最後の二式を等しくとることにより

$$r^3 - Dr^2 + Er - F = 0 \quad \text{但し } r = \omega_1/\omega_4 \dots\dots(31)$$

即ち ω_1, ω_4 が与えられた時 D, E, F は (30) 及び (31)式を同時に満足せねばならない。一般に $k = \frac{D+F}{1+E}$ であるから、これと (30) 式とから D, E を k と F で表わすと



第 6 図 (A)(B): 等 価 回 路
(C)(D): 最 終 回 路
Fig. 6. (A)(B): Two Network Equivalences
(C)(D): Resultant Equivalent Circuit and its Physical Structure



第 7 図 $r=0.97$ の 場 合 の $p-A$ 関 係
Fig. 7. Relation between p and A in the Case of $r=0.97$

$$D = \frac{2k - F(1 + kF)}{1 - kF}, \quad E = \frac{1 + F(k - 2F)}{1 - kF} \dots\dots\dots(32)$$

となる。故に (32) 式を (31) 式に入れると r, k, F の満足すべき条件が求まる。この条件式から $r = F$ とすると満足していることが分る。つまり $F = r = \frac{\omega_1}{\omega_4} = d_3$ であるから $\omega_{3\infty} = 0$ にとつたことに相当している。

従つて

$$D = \frac{2k - r(1 + kr)}{1 - kr}, \quad E = \frac{1 + r(k - 2r)}{1 - kr}, \quad F = r \dots\dots\dots(33)$$

更に便宜上 k を d_1 と $r (= F)$ で表わすと

$$k = \frac{d_1^2 + 2Fd_1 + 1}{Fd_1^2 + 2d_1 + F} \dots\dots\dots(34)$$

となる。即ち d_1 が実数値をとるとき $F > 1$ なら $k < 1$, 又 $F < 1$ なら $k > 1$ となることが分る。実際は $F < 1$ であるから $k > 1$ となる。

こゝで d_1 のとり得る範囲は当然 $0 < d_1 < \omega_1/\omega_4$ 又は $1 < d_1 < +\infty$ である。

故に d_1 と ω_1, ω_4 の値が与えられると (33) と (34) 式とから D, E, F, k が求まり、従つて (28) 式から素子の値が求められる。 d_1 は減衰特性から決められるべきものであつて、或る特定の $\omega_1/\omega_4 = r$ に就いて d_1 をパラメータとして減衰常数と p との関係図を作つておけば、 ω_1/ω_4 で所望の減衰特性を与えるような d_1 の値を図から推定することが出来る。 $\omega_1/\omega_4 = 0.97$ の場合に就いては第 7 図に示してある。この時の k と d_1 との関係は第 8 図に示してある。

このようにして各辺に入っている並列インダクタンスを等しくすると第 6 図の (A)、(B) に示したような等価回路に従い各辺のインダクタンス及び共通容量をとり出すことが出来ることになる。従つて第 4 図(B) は第 6 図に変換される。

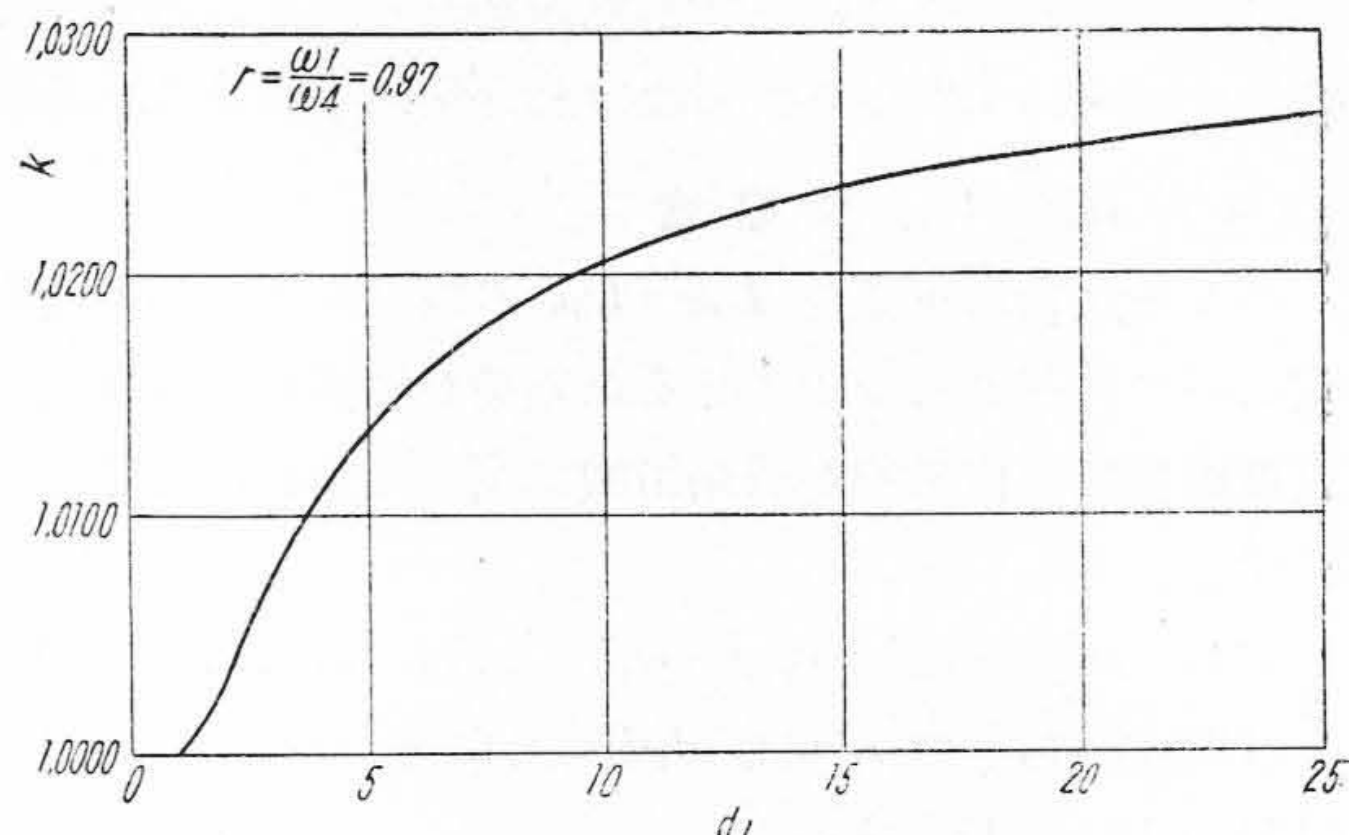
(5) $C_3 = C_4$ の場合

前と同様に (29) 式の条件の下で $C_3 = C_4$ とする。即ち $k = 1$ であるから (15), (16), (17) 式から分る通り $d_3 = 1$, 即ち $\omega_{3\infty} = \infty$ にとつたことに相当している。結局 (30) 式より

$$D = E, \quad F = 1 \dots\dots\dots(35)$$

となり、パラメータは D だけとなる。この時の減衰常数、位相常数及び各素子の値はそれぞれ次式から求められる。

$$\left. \begin{aligned} A &= 2 \tanh^{-1} \frac{1}{p} \cdot \frac{Dp^2 + 1}{p^2 + D} & 0 < \frac{1}{p} \cdot \frac{Dp^2 + 1}{p^2 + D} < 1 \\ &= 2 \coth^{-1} \frac{1}{p} \cdot \frac{Dp^2 + 1}{p^2 + D} & \frac{1}{p} \cdot \frac{Dp^2 + 1}{p^2 + D} > 1 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(36)$$



第 8 図 $r = 0.97$ の場合の $d_1 - k$ 関係

Fig. 8. Relation between d_1 , and k in the Case of $r = 0.97$

$$B = 2 \tanh^{-1} \frac{1 - Dq^2}{q(D - q^2)} \dots\dots\dots(37)$$

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= \frac{D+1}{D-1} \cdot Z_0 \cdot (\omega_4 - \omega_1) \cdot \frac{D\omega_1^2 + \omega_4^2}{(\omega_4^2 - \omega_1^2)^2} \\ C_1 &= (D-1) \cdot \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{1}{\omega_4 - \omega_1} \cdot \frac{(\omega_4^2 - \omega_1^2)^2}{(D\omega_1^2 + \omega_4^2)^2} \\ L_2 &= \frac{D+1}{D-1} \cdot Z_0 \cdot (\omega_4 - \omega_1) \cdot \frac{\omega_1^2 + D\omega_4^2}{(\omega_4^2 - \omega_1^2)^2} \\ C_2 &= (D-1) \cdot \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{1}{\omega_4 - \omega_1} \cdot \frac{(\omega_4^2 - \omega_1^2)^2}{(\omega_1^2 + D\omega_4^2)^2} \\ C_4 &= C_3 = \frac{1}{\omega_4 - \omega_1} \cdot \frac{1}{Z_0} \\ L_{0a} &= Z_0 \cdot (\omega_4 - \omega_1) \cdot \frac{1}{\omega_1^2} \cdot \frac{\omega_4^2 + D\omega_1^2}{\omega_1^2 + D\omega_4^2} \\ L_{0b} &= Z_0 \cdot (\omega_4 - \omega_1) \cdot \frac{1}{\omega_4^2} \cdot \frac{\omega_1^2 + D\omega_4^2}{\omega_4^2 + D\omega_1^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(38)$$

D をパラメータとして A と p , B と q との関係を示したものが第 9 図、第 10 図である。

(6) $C_3 = C_4$ で $L_{0a} = L_{0b}$ の場合

やはり (29) 式の条件を入れて、(38) 式で $L_{0a} = L_{0b}$ とすることにより、或は (31) 式で $D = E, F = 1$ とおくことにより、

$$r^3 - Dr^2 + Dr - 1 = 0 \dots\dots\dots(39)$$

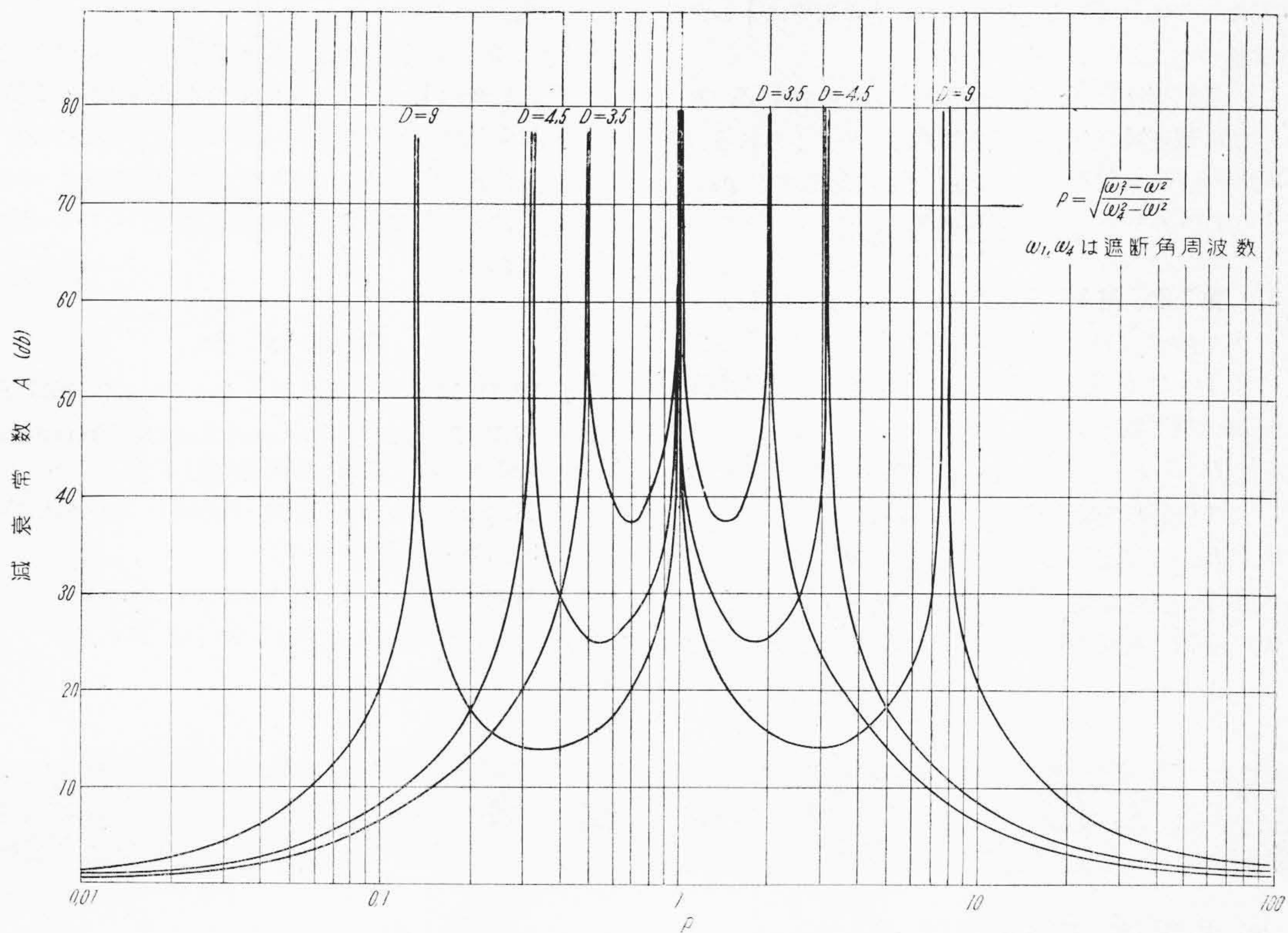
但し $r = \omega_1/\omega_4$, $r \neq 1$ であるから上式は

$$r^2 - (D-1)r + 1 = 0 \dots\dots\dots(40)$$

となる。従つて D の値は 3 より小さくはなり得ず、 $r = 1$ で極小値をとる。実際には $r \neq 1$ であるがその値は極めて 1 に近く、これに対応する D の値として 3 に極めて近い値しかとり得ない。当然のことながら r を決めると D が決まり、結局減衰特性も決つてしまい所望のものを得ることは出来ない。

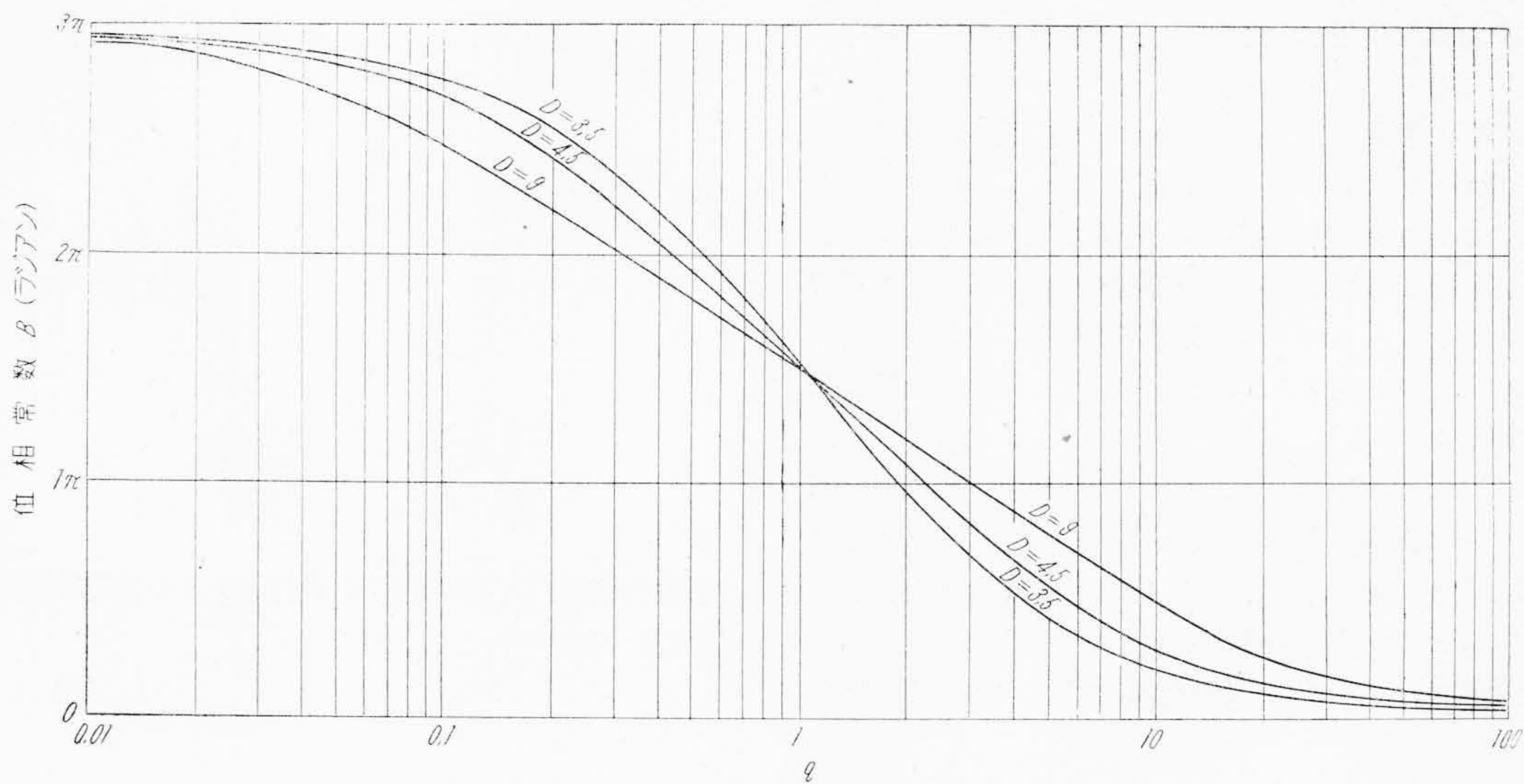
〔IV〕 結 言

以上通過帯域を拡げるため直列辺、格子辺に並列に L 素子を挿入した並列型帯域水晶濾波器の解析を行つた。



第9図 $C_3=C_4$ の場合の $p-A$ 関係

Fig. 9. Relation between p and A in the Case of $C_3=C_4$



第10図 $C_3=C_4$ の場合の $q-B$ 関係

Fig. 10. Relation between q and B in the Case of $C_3=C_4$

減衰常数、位相常数、回路常数の計算式を誘導し、設計に便利なようにしてある。多くの場合次の順序によつて設計を進めることが出来る。

- (1) 遮断周波数 f_1, f_4 , 公称インピーダンス Z_0 並びに減衰域の上下端周波数 f_a, f_b が与えられる。
- (2) $r = \omega_1 / \omega_4 = f_1 / f_4$, 並びに f_a, f_b に対応する $p_a = \sqrt{\frac{f_1^2 - f_a^2}{f_4^2 - f_a^2}}$, $p_b = \sqrt{\frac{f_1^2 - f_b^2}{f_4^2 - f_b^2}}$ を算出する。
- (3) 第 7 図、第 8 図を参照して $p_a < p < r$ 並びに $p_b > p > 1$ の範囲が出来る限り大きな減衰を与えるような p_1 を求める。この時の A の最少値が保証減衰常数となる。
- (4) D, E, F 及び ω_1, ω_4, Z_0 の値から(28)式によつて等価回路定数を算出する。
- (5) L_1, C_1 及び L_2, C_2 からこれに対応する水晶共振子の長さ、幅、厚さを決定する。
- (6) 各辺に共通の L 素子 ($L_{0a} = L_{0b}$) 及び C 素子を

両端にとり出すと第 6 図(D)の最終回路が得られる。

- (7) (3) から得た保証減衰常数が所望減衰量に満たない時は上のようにして得た水晶濾波器を 2 箇或は 3 箇縦接続しなければならない。又動作減衰量を決定するためには(3)で得た減衰常数に両端に於ける反射損を加算しなければならないのは勿論である。

参 考 文 献

- (1) W. P. Mason: B.S.T.J. Vol. 16, 423 (1937-8)
- (2) W. P. Mason: Electromechanical Transducers and Wave Filters 270 (1948)
- (3) H. Stanesky and E. R. Broad: P.O.E.E. Vol 31, 254~264 (1939-1)
- (4) W. G. Cady: Piezoelectricity 296 (1946)
- (5) 古賀: 圧電気と高周波 93 (昭 13)



実用新案 第 400278 号

菊 地 広・上 原 守

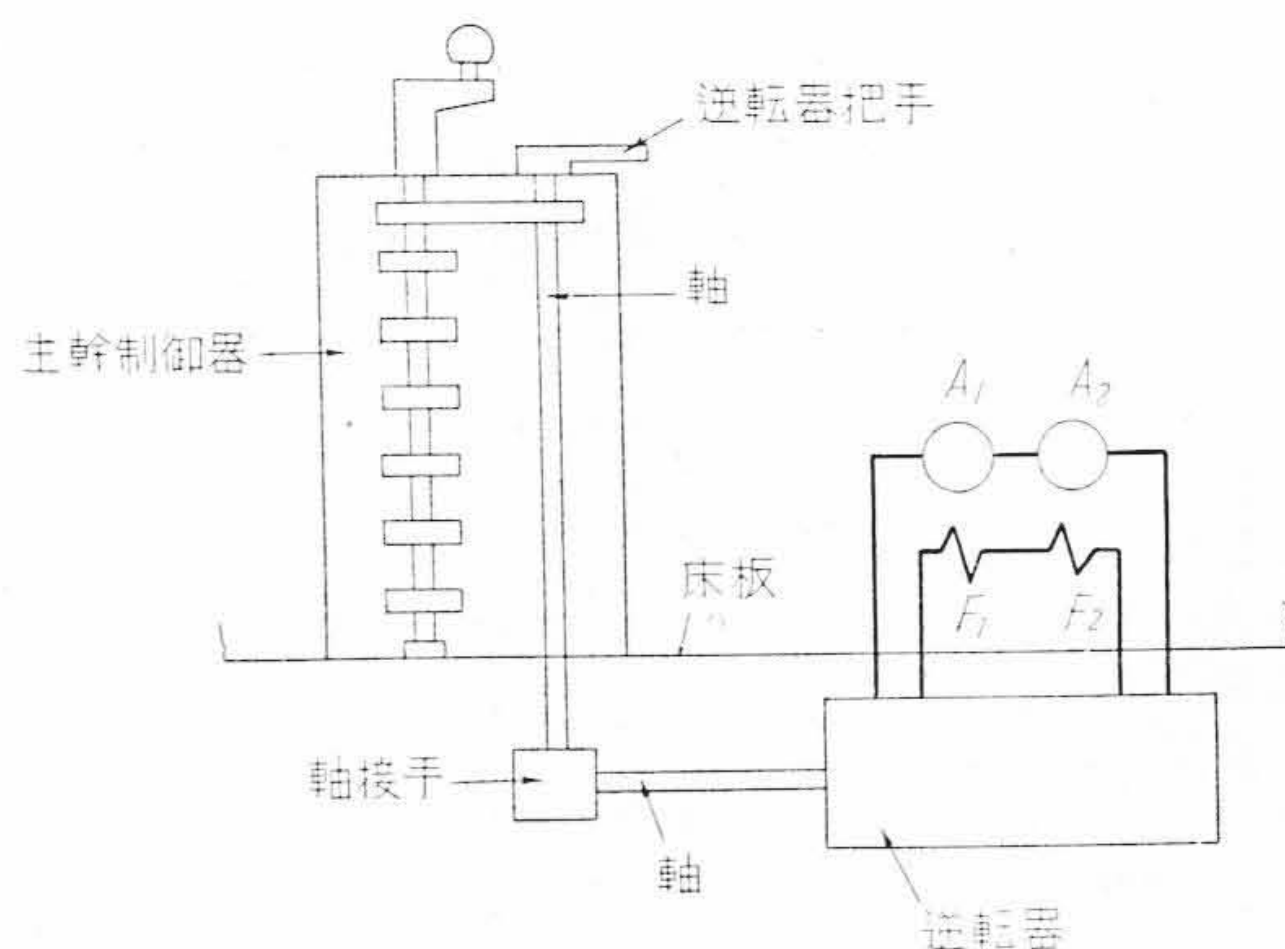
非 常 制 動 付 主 幹 制 御 器

市街地電車に於て、間接制御方式により、電気制動及び空気制動を併用するものは、主幹制御器把手の操作により、これら二種の制動制御を行うものであるが、若し停電により制動用圧縮空気が得られない場合は、非常用発電制動をかける必要がある。

この場合従来は主幹制御器の逆転把手の操作により、直接主回路を転換し非常用発電制動をかけることが考慮されたが、この方法では主幹制御器内部に高圧主回路を導入するため危険であるばかりでなく、配線も複雑となる欠点がある。

本案はこの点に鑑み図面に示すように、逆転器の制御筒を主幹制御器の内部より取出し、これを別箱に収めて車輛の床下に取付け、これが回転操作を主幹制御器上の逆転把手により遠方操作するようにしたものである。

この構造によれば、主幹制御器の内部に高圧主回路を



引込む必要なく、逆転把手の操作により非常発電制動を安全且つ有効に行うことができる。

(滑 川)