

水 晶 濾 波 器

橘 篤 志*

Crystal Filter

By Atsushi Tachibana
Totsuka Works, Hitachi, Ltd.

Abstract

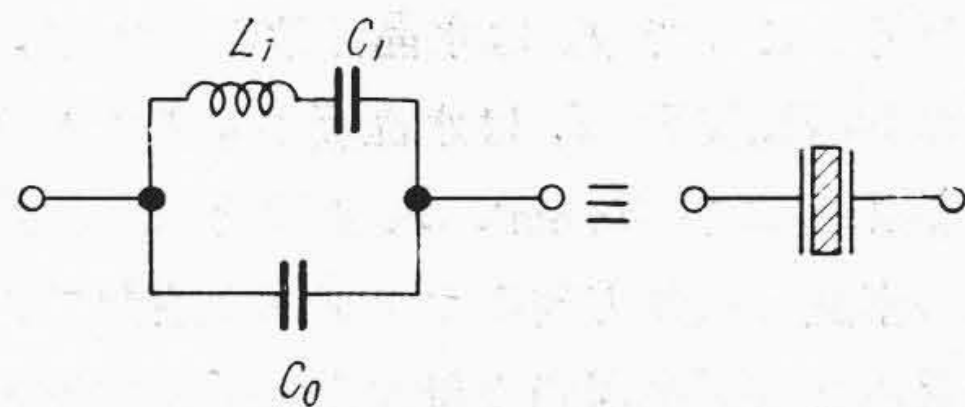
The writer introduces a wide band pass crystal filter whose attenuation characteristics on both sides of the pass band are unbalanced and explains some effects of the attachments of a resonator on a quartz crystal plate.

In section (II) the effects of the electrode evaporated onto a crystal surface, supporting wires, and pressure of the surrounding air on the resonant frequency of the resonator are illustrated, and in section (III) the design formulae of the wide band pass crystal lattice type filter with series coils and parallel condensers are described. In the last section, an example of the crystal filter with unbalanced attenuation characteristics, employing longitudinal vibration of +5 degree X cut plate, is given. The results obtained nearly fulfilled the expected characteristics.

〔I〕 緒 言

近年に至り搬送電話の需要の増加とともに高い周波数範囲が漸次利用されて来た。周波数の高くなるとともに濾波器用素子、主としてコイルの損失が増加するため鋭い遮断特性をもった濾波器は製作し難くなる。最近フェライト磁心が使用されるようになり、コイルの損失は一段と減少はしたが、ある周波数範囲に対し適当にインダクタンスの値、材質および寸法などを選ぶのでなければせいぜい Q の値($\omega L/R$)としては300~400くらいである。一方圧電効果を利用した水晶共振子では損失はきわめて小さく数万の Q の値のものをうることができるので、このような周波数範囲に対し濾波器用素子として適当に利用するときわめて鋭い遮断特性をもった濾波器が実現される。水晶濾波器はベル研究所において、W. P. Mason⁽¹⁾ によつて始められたもので、以来米国では広く搬送電話に利用されている。水晶共振子は一つの共振周波数近傍では、損失分を無視すると第1図のような等価回路で表わされる。この直列共振周波数と並列共振周波数の差は、水晶板の切断方向、電極の配置および大きさにより異なるが、共振周波数のせいぜい0.4%以上とすることは不可能である。そのため水晶振動子と容量のみで構成された帯域通過濾波器は、通過帯域幅がきわめて狭

く、一周波数のみを選択するのに適している。通過帯域幅のこれより広いものをうる一方法として、水晶共振子にコイルを直列に入れて、直列共振周波数を低くするか、あるいは並列に入れて並列共振周波数を高くすることが用いられる。また構成回路としては格子型あるいはその誘導回路⁽²⁾が解析は容易で、しかも影像インピーダンスと減衰常数が独立に選べるという点で多く用いられている。従来の帯域通過濾波器では通過帯域の両側の減衰量をほぼ等しくとつてゐる。使用目的によつては特に片側にのみ高減衰の要求される場合がある。これは高減衰の必要な周波数領域に減衰を集中させることにより達せられる。本文は主としてこの場合に適する濾波器の一例について述べたものである。なおその前に用いた水晶共振子の構造および附加物の影響に関し若干触れることにする。



第1図 水晶共振子の電氣的等価回路

Fig.1. Electrical Equivalent Circuit of Quartz Resonator

* 日立製作所戸塚工場

〔II〕水晶共振子

形状は利用せんとする振動姿態にしたがつて矩形板状、円板状あるいは環状などが用いられるが、広く一般には矩形板状のものが用いられている。こゝでもこの形状のものに限ることとする。水晶板を電極間に支持する方法として、従来圧力支持方法が用いられていたが、近年に至り支持線を直接水晶に焼付ける線条保持方式が発達して来て、さらに損失の少いまた周波数安定性の良好なものがえられるようになった。このため保持は非常に簡単になり、共振子全体が小型になった。これは第2図に示すように電極は真空蒸着法により金属膜が共振子の平行二平面に直接付着しており、水晶板の振動の節点に焼付けられた銀点に燐青銅線が支持線と電気端子とを兼ねてハンダ付されている。そして共振子全体はガラス容器内に乾燥空気(常温で相対湿度4%以下)とともに常圧あるいは低圧に封入されている。このような構造のためこれらの附加物あるいは周囲の状態により水晶自身の特性が影響を受け、共振子全体としては水晶自身とは異った特性を呈することが考えられる。特に共振周波数に対しては無視できないものもあるので、最も影響をおよぼすと考えられるものに関して二、三述べることにする。ただし振動姿態として長さ方向の縦振動を利用したものに限る。

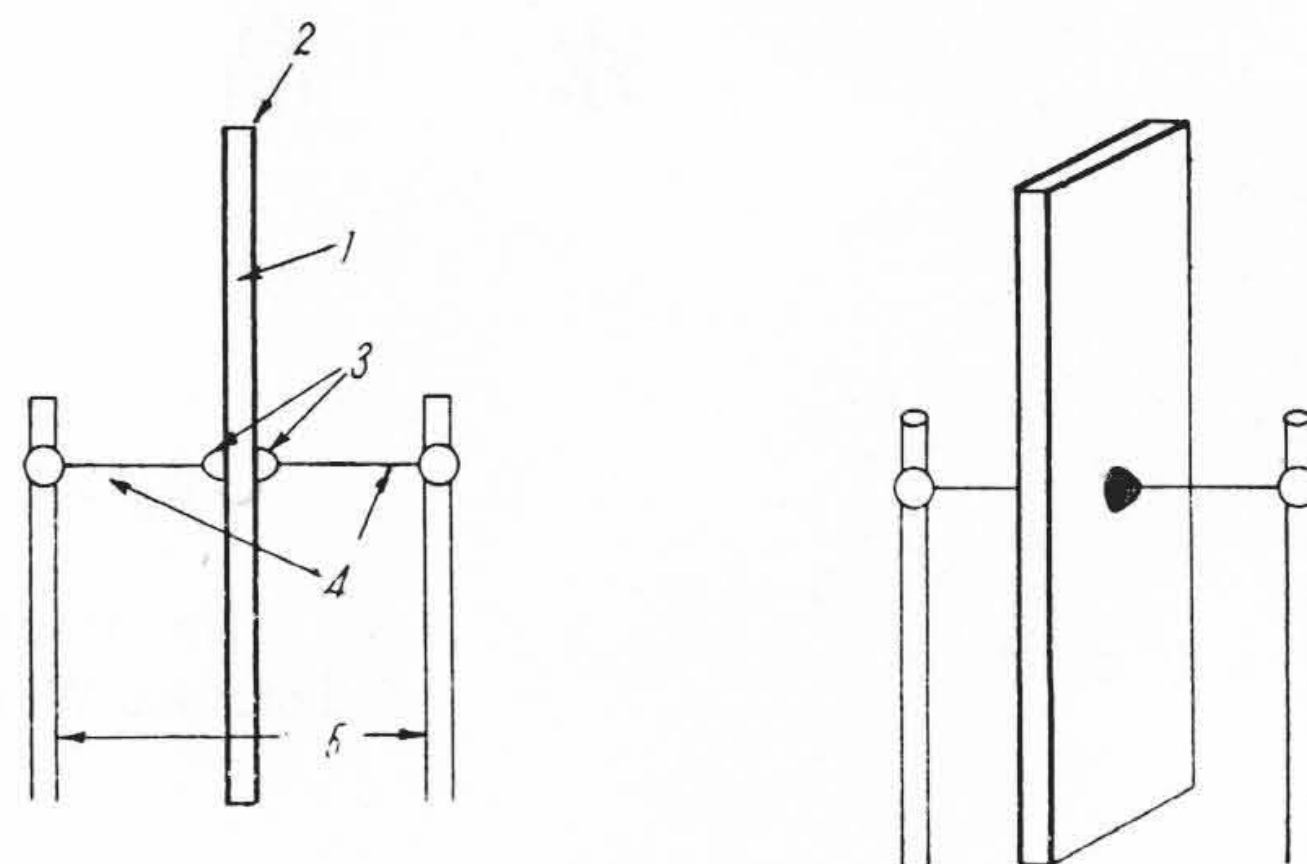
(1) 電極膜

普通金あるいは銀が主として用いられるが、後者は種々の化学変化を起しやすいので特に周波数安定性の要求されるものに対しては金を用いられる。電極の形状および面積によって等価定数および容量比(等価並列容量と直列容量の比 C_0/C_1) のみならず共振周波数も変化する。今電極膜は水晶の平行平面全面に一樣な厚み(δt)で附着しており(きわめて薄いときは直流抵抗の増大により、またきわめて厚いときは内部機械損失の増大することにより、共振子の損失が増大するので、この両極端の場合を除く)、電極膜は水晶板に付着して純粹に縦振動をしていると仮定すれば、電極膜による共振周波数のずれ Δf_r は

$$\Delta f_r = -f_0 \left(\frac{\rho_{\text{metal}}}{\rho_{\text{xtal}}} - \frac{S_{\text{xtal}}}{S_{\text{metal}}} \right) \frac{\delta t}{l_t} \dots\dots\dots (1)$$

ただし $\Delta f_r = f_r - f_0$

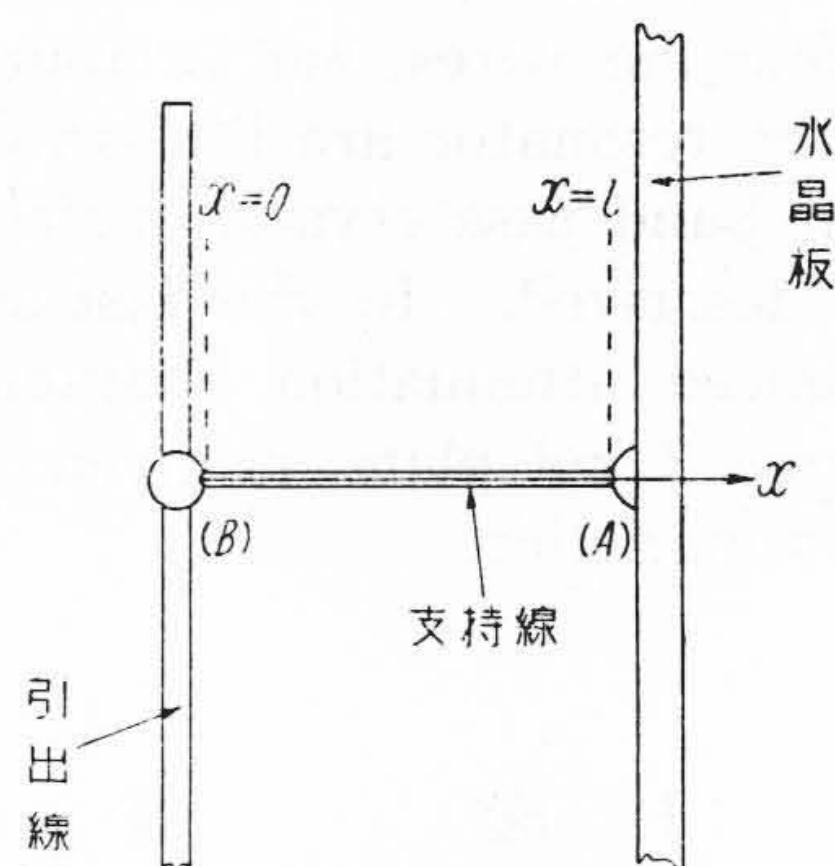
で表わされる。こゝで f_0 は水晶自身のまた f_r は電極膜付着時の共振周波数、 l_t は水晶板の厚さである。また ρ_{metal} , ρ_{xtal} および S_{metal} , S_{xtal} はそれぞれ電極膜および水晶の密度と振動方向のヤング率の逆数である。すなわち水晶内と電極金属内の音波の伝播速度が等しいと Δf_r は零となる。電極膜は蒸着によつてゐるため一般の状態のときとは異つた ρ_{metal} , S_{metal} を有すると思われるが普通状態での値を用いると、+5°Xカットのもの



1. 水晶板 2. 電極膜 3. 半田
4. 支持線 5. 引出線

第2図 水晶共振子の構造

Fig.2. Structure of Quartz Resonator



第3図 支持線

Fig.3. Supporting Wire

については $\Delta f_r = -6.3 f_0 \times \frac{\delta t}{l_t} \text{c/s}$ となる。また共振周波数の温度特性は ρ_{metal} , S_{metal} の温度特性にも依存しているから水晶自身の特性が歪曲されることになる。

(2) 支持線⁽³⁾

支持線は水晶の振動の節点(A)に取付けられてはいるがかなりしも正確に一致していない。このため水晶の振動が伝つて支持線は引出線の取付部第3図(B)を固定端とした横振動をすることになる。今この影響を検べるため水晶への接続点(A)からみた支持線の機械的インピーダンスを求める。支持線に沿つて x 軸をとり、(B)点を $x=0$, (A)点を $x=l$, 任意の点の変位を y , 支持線の軸に垂直な断面の慣性半径を κ , ヤング率を Y_0 , 密度を ρ とすると断面の回転エネルギーを無視して、運動方程式は

$$Y_0 \kappa^2 \frac{\partial^4 y}{\partial x^4} + \rho \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} = 0 \dots\dots\dots (2)$$

となる。

角周波数 ω なる調和振動解を求めると $x=0$ で $y=0$, $(\partial y / \partial x)_{x=0} = 0$ の条件から

$$y = A(\cosh \alpha x - \cos \alpha x) + B(\sinh \alpha x - \sin \alpha x) \quad \dots\dots\dots (3)$$

ただし $\alpha^4 = \frac{\omega^2 \rho}{Y_0 k^2}$, A および B は定数である。

任意の点 x における横方向の力 F およびモーメント M は

$$\left. \begin{aligned} M &= Y_0 I \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} \\ &= Y_0 I \alpha^2 \{ A(\cosh \alpha x + \cos \alpha x) + B(\sinh \alpha x + \sin \alpha x) \} \\ F &= Y_0 I \frac{\partial^3 y}{\partial x^3} \\ &= Y_0 I \alpha^3 \{ A(\sinh \alpha x - \sin \alpha x) + B(\cosh \alpha x + \cos \alpha x) \} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4)$$

ただし $I = k^2 \times (\text{支持線の断面積})$

となる。この F なる力は線の曲りに応じて生じた応力で線をもとの状態に復さんとするから、これと同じ歪を与えるに必要な外部から加えるべき力は $-F$ である。したがって外力とそれにより生ずる変位速度の比を機械的インピーダンスとして

$$Z_x = \frac{-F}{\dot{y}} = -\frac{Y_0 I \alpha^3}{j\omega} \cdot \frac{\sinh \alpha x - \sin \alpha x + K(\cosh \alpha x + \cos \alpha x)}{\cosh \alpha x - \cos \alpha x + K(\sinh \alpha x - \sin \alpha x)} \quad \dots\dots\dots (5)$$

ただし $B/A = K$ とおいた。

同様にモーメントインピーダンス Z_θ をつぎのごとく定義する。

$$Z_\theta = \frac{-M}{\dot{\theta}} = \frac{M}{j\omega(\partial y / \partial x)} = \frac{Y_0 I \alpha}{j\omega} \cdot \frac{\cosh \alpha x + \cos \alpha x + K(\sinh \alpha x + \sin \alpha x)}{\sinh \alpha x + \sin \alpha x + K(\cosh \alpha x - \cos \alpha x)} \quad \dots\dots\dots (6)$$

ここで θ は任意の点 x における支持線の切線が x 軸となす角である。したがって $x=l$ すなわち (A) 点からみたインピーダンス Z_l は $\alpha l = m$ とおいて

$$\begin{aligned} Z_l &= -j \frac{Y_0 I \alpha^3}{\omega} \\ &\quad \times \frac{\sinh m \cdot \cos m + \sin m \cdot \cosh m}{1 - \cosh m \cdot \cos m + Y_0 I \alpha / j\omega Z_\theta (1 + \cosh m \cdot \cos m)} \\ &\quad \times (\sinh m \cdot \cos m - \cosh m \cdot \sin m) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (7)$$

となる。もしも附着点 (A) が全くモーメントを受けない状態であれば $M_{x=0} = 0$ だから

$$Z_l = j \frac{Y_0 I \alpha^3}{\omega} \cdot \frac{1 + \cosh m \cdot \cos m}{\sinh m \cdot \cos m - \cosh m \cdot \sin m} \quad \dots\dots\dots (8)$$

したがって m が $1 + \cosh m \cdot \cos m = 0$ を満足するとき $Z_l = 0$ となる。この根は基本振動以上の振動状態に対し近似的に

$$m \doteq \left(n - \frac{1}{2}\right)\pi \quad \dots\dots\dots (9)$$

ただし n : 正整数

またもしも (A) 点において支持線の断面積の回転が許されないような状態では $\dot{\theta} = 0$, すなわち $Z_\theta = \infty$ だから

$$Z_l = -j \frac{Y_0 I \alpha^3}{\omega} \cdot \frac{\sinh m \cdot \cos m + \sin m \cdot \cosh m}{1 - \cosh m \cdot \cos m} \quad \dots\dots\dots (10)$$

したがって

$$\sinh m \cdot \cos m + \sin m \cdot \cosh m = 0$$

を満足する m のとき $Z_l = 0$ となる。この根は基本振動以上の振動状態に対して近似的に

$$m \doteq \left(n - \frac{1}{4}\right)\pi \quad \dots\dots\dots (11)$$

ただし n : 正整数

しかるに実際は (A) 点の受ける制限は上の両者の場合の中間くらいであるから $Z_l = 0$ となる m の値は

$$m = (n - k)\pi \quad \dots\dots\dots (12)$$

となる。ただし $1/4 < k < 1/2$, k は実験から決められるべきものであつて、この値の m で Z_l は直列共振回路のインピーダンスに類似となる。

また (8), (10) 式で分母が零となる m の値で Z_l は無限大となる。(8), (10) 式に対応してこのときの m の値はそれぞれ $(n + 1/4)\pi$ および $(n + 1/2)\pi$ であるが、実際はこの中間くらいで

$$m = (n + k)\pi, \quad 1/4 < k < 1/2 \quad \dots\dots\dots (13)$$

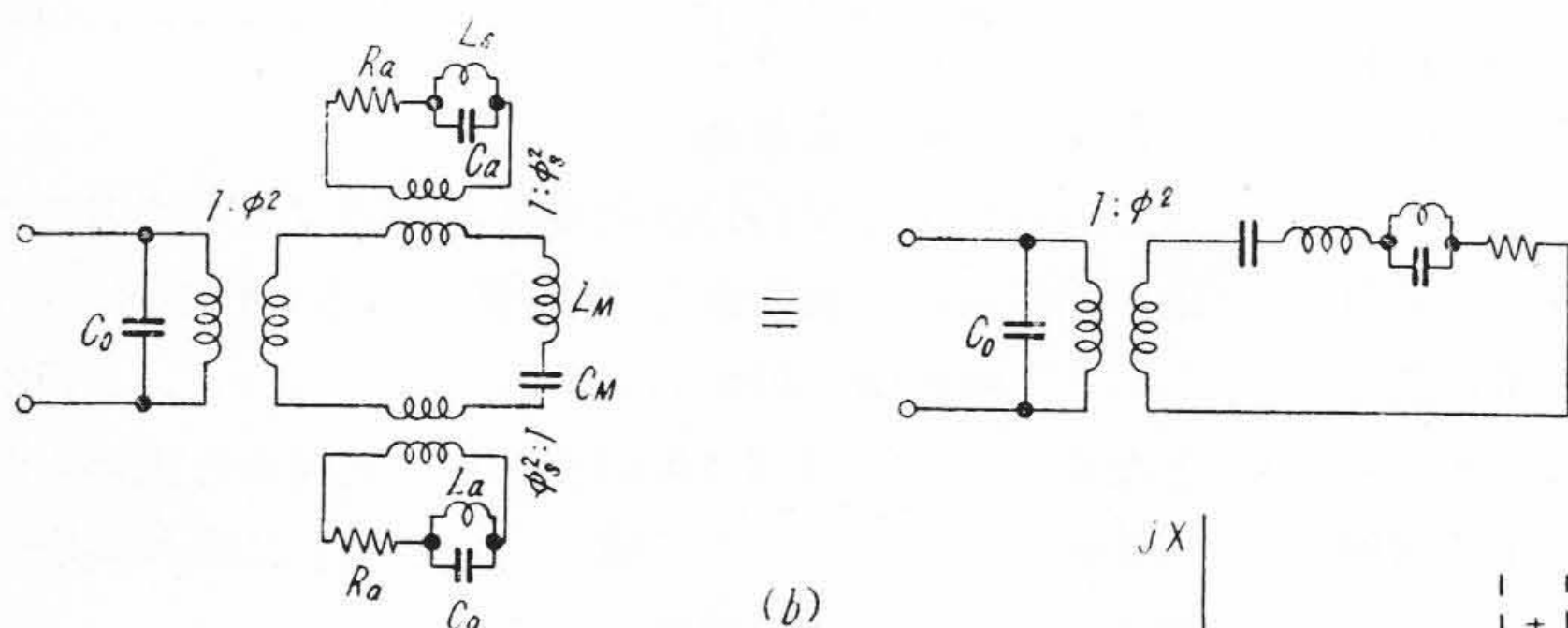
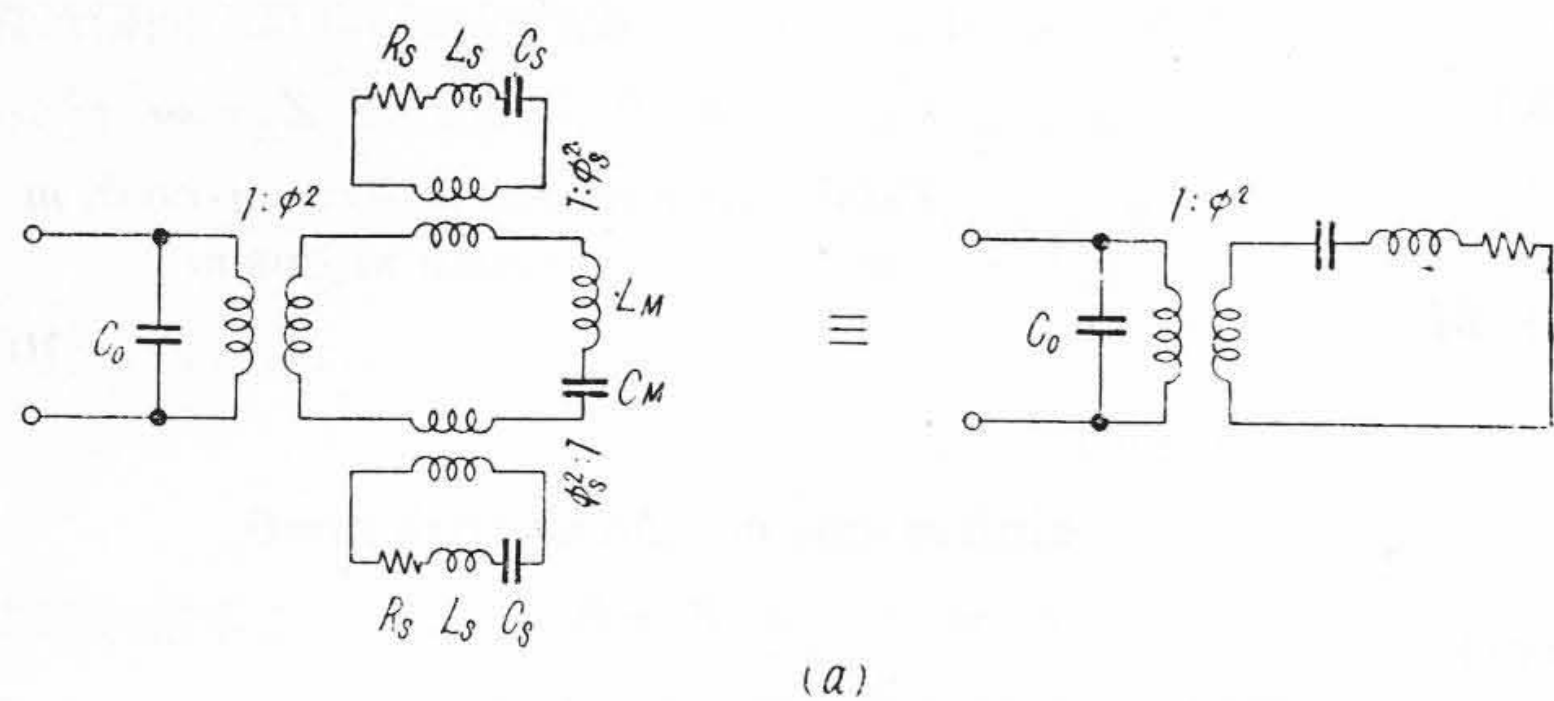
となり、このとき Z_l は並列共振回路のインピーダンスに類似となる。

したがって水晶の共振周波数の近傍において支持線の影響も含めた等価回路は、支持線の長さ l が (12) 式を満す近傍では第 4 図(a) (次頁参照), (13) 式を満す近傍では第 4 図(b) (次頁参照) となる。ここで R_s あるいは R_a は支持線での損失で、内部機械損失のほかに周囲の空気を乱すことによる損失が大部分である。(A) 点からみた支持線の機械的インピーダンスは第 5 図(a) (次頁参照) に示すように長さ l の変化とともに共振と反共振とが交互に表われるため、共振周波数の水晶自身のそれからのずれ Δf_r は図に示すように正負が繰返される。しかして l が $(n - k)\pi$ の近傍ではインピーダンスはきわめて小さいが、 $(n + k)\pi$ の近傍ではきわめて大きくなるので、受ける影響も大きい。特に支持線の損失が少いときには水晶の振動は全く不安定となる。このことからわかるごとく支持線の長さは $(n - k)\pi$ で表わされる近傍にすることが好ましい。また支持線の温度変化によつて共振子の共振周波数が影響を受けることも了解される。

$m = (n - k)\pi$ の近傍では (A) 点における半田量の増加などにより有効 l が短くなれば常に共振周波数は上昇することになる。

(3) 周囲の気圧の影響⁽⁴⁾

水晶板の振動方向に平行な平面に接する空気は摩擦に

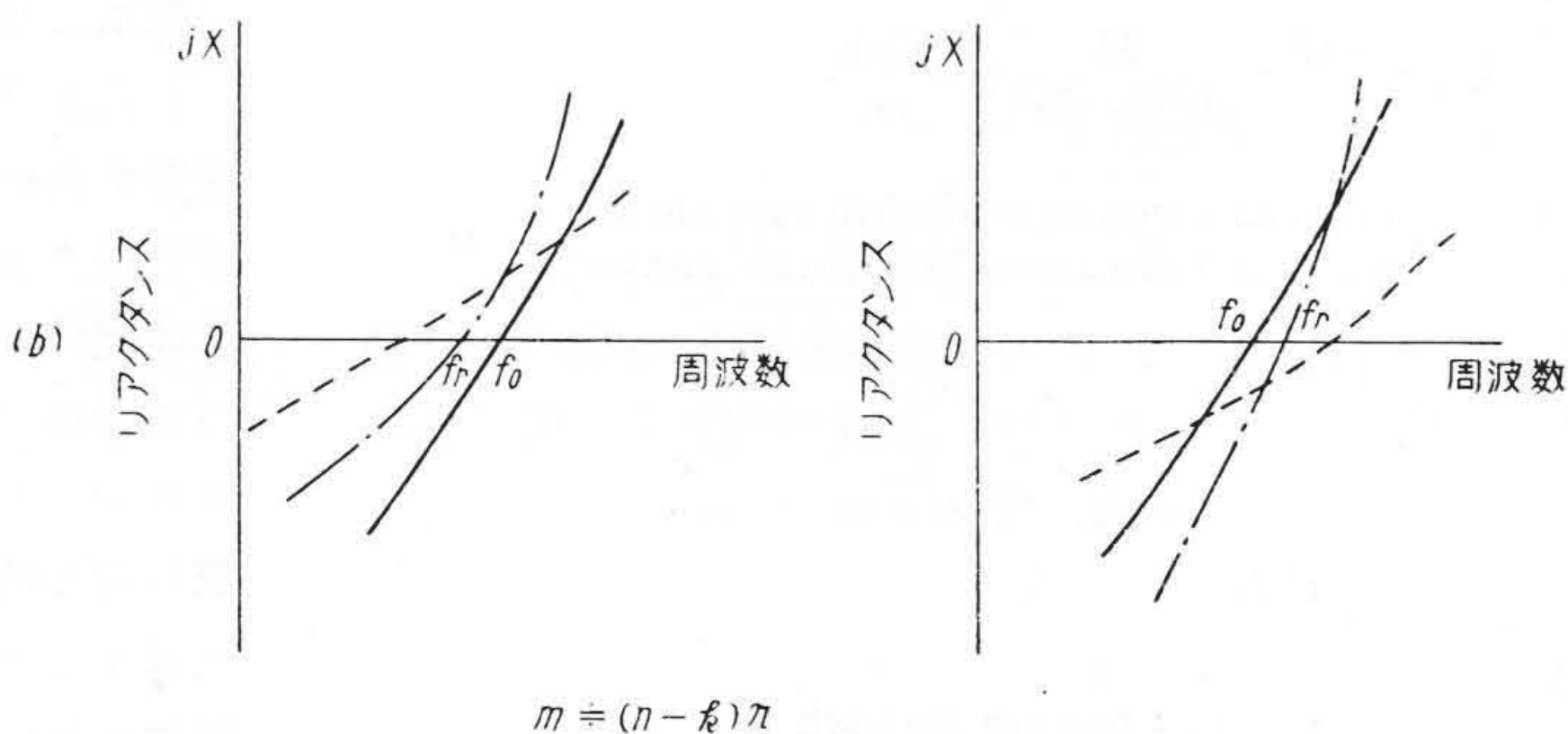
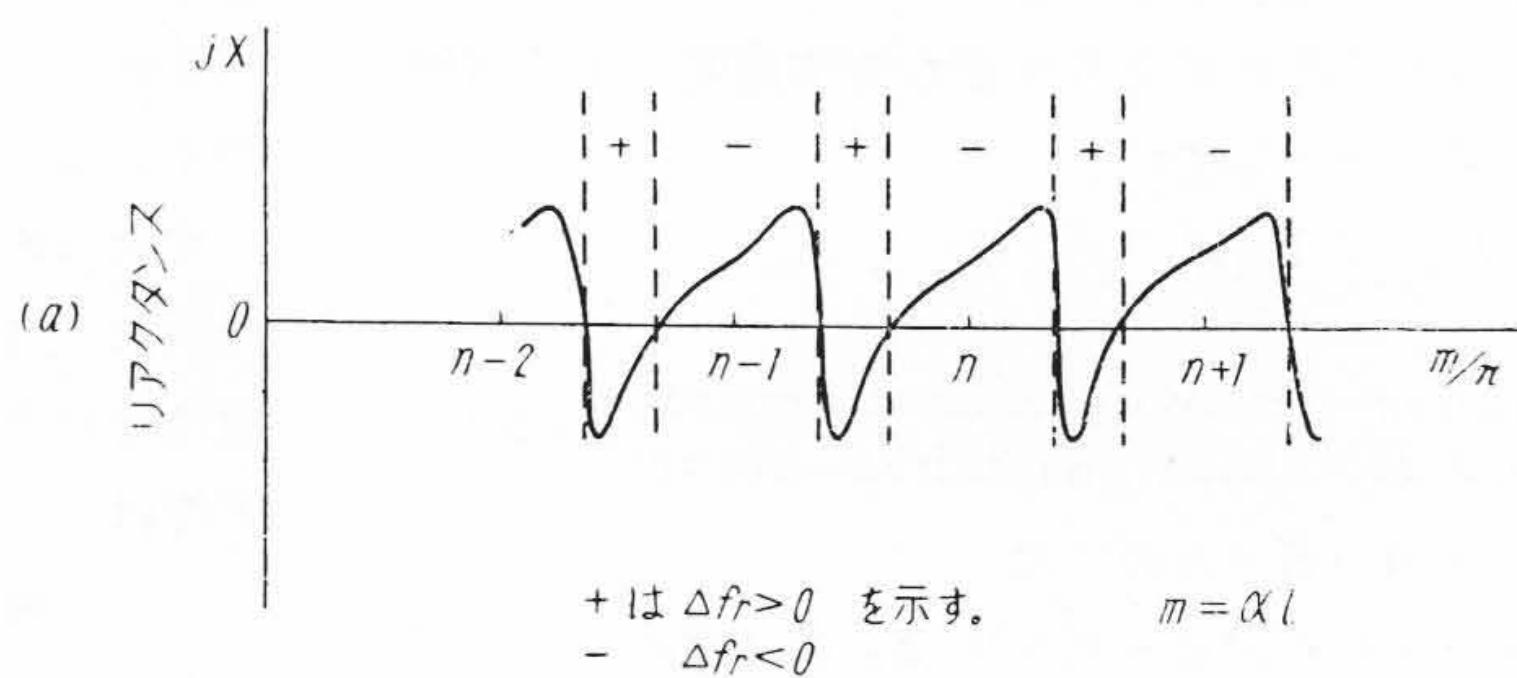


第 4 図

支持線を含めた水晶共振子等価回路

Fig. 4.

Equivalent Circuit of Quartz Resonator with Supporting Wires



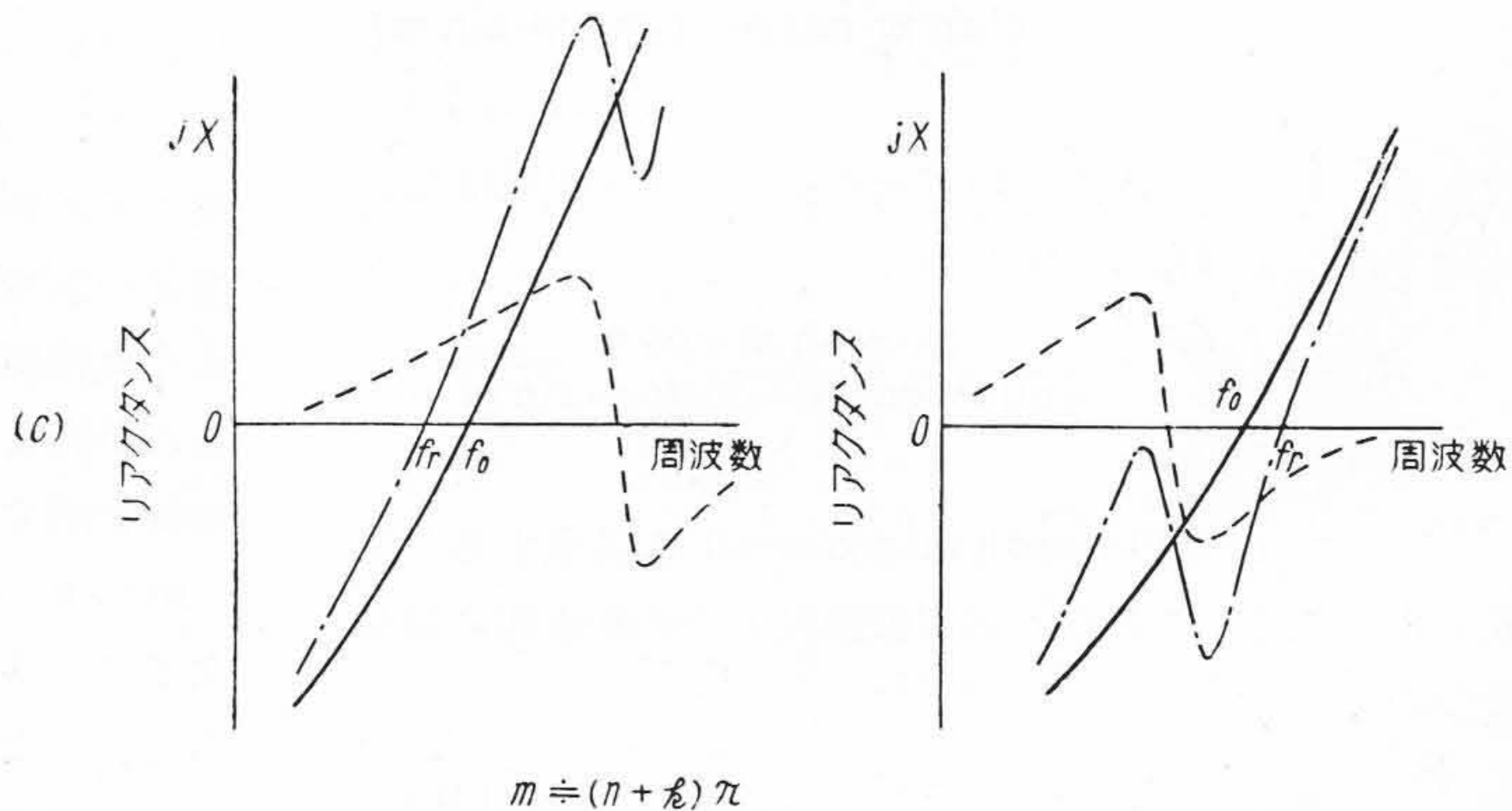
第 5 図

水晶の共振周波数におよぼす支持線の影響

実線は水晶共振子のインピーダンス
 実線は支持線のインピーダンス
 鎖線は合線のインピーダンス

Fig. 5.

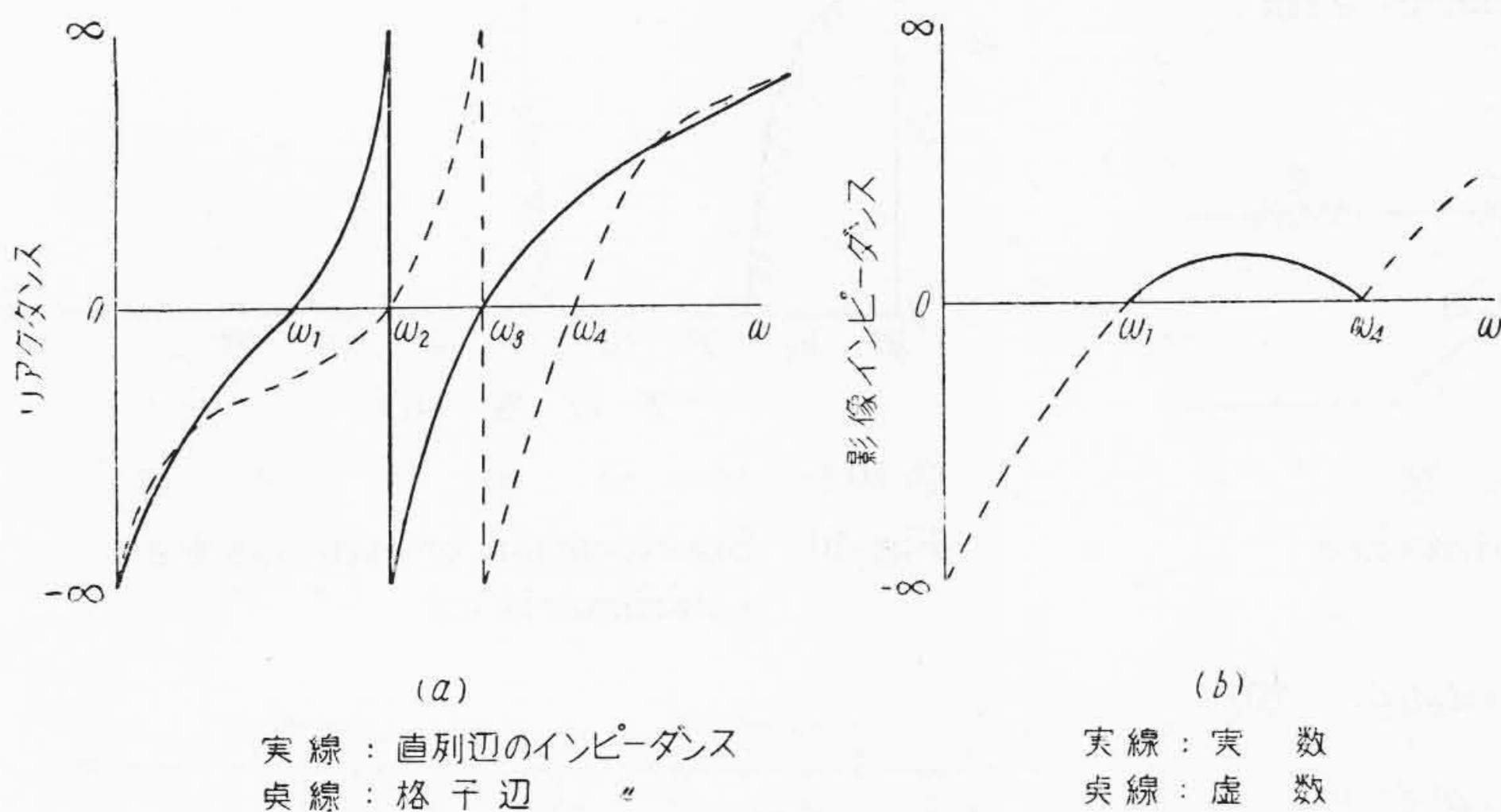
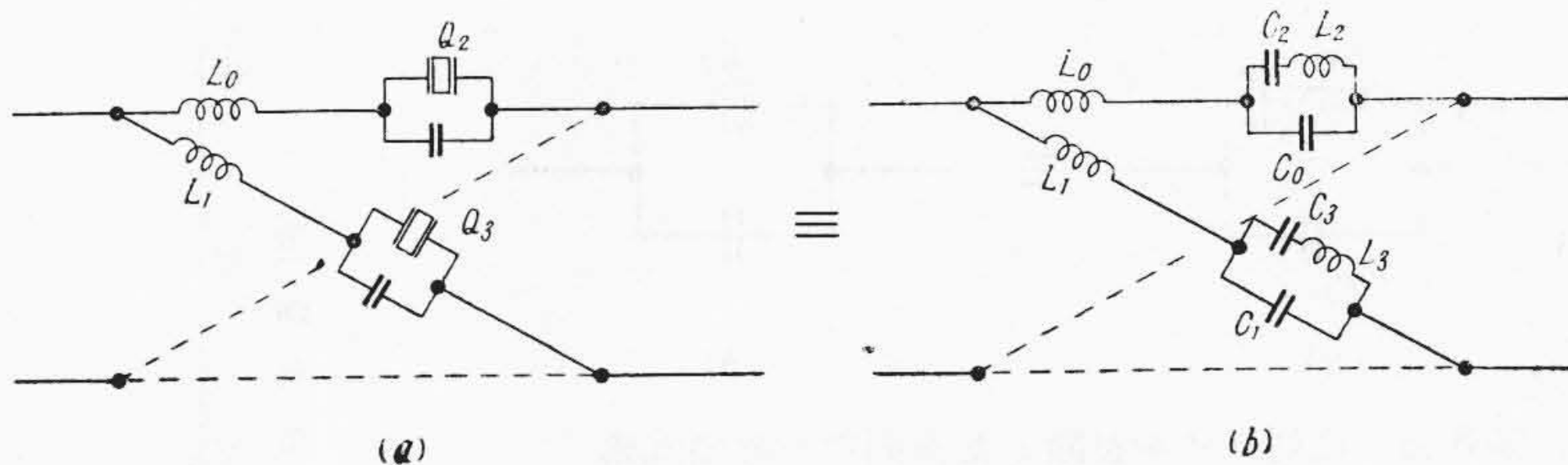
Effect of Supporting Wires on the Resonant Frequency of Quartz Unit



第6図

直列L型水晶濾波器の回路

Fig. 6.

Circuit of a Crystal Filter
Employing Series Coils

第7図

(a) 各辺に対するリアクタンス
曲線および

(b) 映像インピーダンス曲線

Fig. 7.

(a) Reactance Curves for
Each Arm and

(b) Image Impedance Curve

より、また振動に垂直な平面に接する空気は音波を受取ることにより水晶共振子に大きな損失を与え、さらにこの部分の空気の慣性によりリアクティブな機械的インピーダンスを共振子に与える。音波輻射部の寸法が音波の波長の $1/2$ より小さいとき、この端面における輻射抵抗は単位面積当り $(\rho v)_{\text{air}}$ (すなわち空気の密度×音速) より小さく、しかもこのリアクタンス分はこの抵抗分の 70% を越えることはないことから、真空時の共振周波数 f_0 は変化して f_r となる。すなわち

$$\Delta f_r = f_r - f_0 = -f_0 \frac{1.4}{\pi} \frac{(\rho v)_{\text{air}}}{(\rho v)_{\text{xtal}}} \dots (14)$$

ここで $(\rho v)_{\text{xtal}}$ は水晶内の (密度×振動伝播速度) である。+5° X カット板では常圧の下で

$$\Delta f_r = -1.32 \times f_0 \times 10^{-5} \text{ c/s}$$

となる。

気圧の低下による共振周波数の変化率および音波輻射による損失の減少は常圧から 10^2 mmHg くらいまでが急峻でそれ以下ではきわめて緩慢になる⁽⁵⁾。当然温度変化に伴う気圧変化にしたがって Δf_r も変化するが、この量は(14)式で表わされる量よりは小さい。その他銀点の大きさ、半田量、ソケットなどの影響もあるがここでは省略する。

〔III〕 濾波器の設計⁽⁶⁾

第6図に示すように直列辺および格子辺にそれぞれ並列容量を有する水晶共振子1箇が直列にコイルを連結している格子型回路を使用した。良く知られているように

無損失と仮定すると格子辺と直列辺のリアクタンスが反対符号のところが通過帯域、同符号のとき減衰域となる。この回路の各辺のインピーダンスは第7図に示す通り、で一方のインピーダンスの零点、無限大点を他方の無限大点、零点に合致せしめることにより第7図で ω_1 から ω_4 までの通過帯域となる。すなわちそれぞれインピーダンスは

$$Z_a = -jL_0 \frac{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_3^2 - \omega^2)}{\omega(\omega_2^2 - \omega^2)} \quad (\text{直列辺}) \dots (15)$$

$$Z_b = -jL_1 \frac{(\omega_2^2 - \omega^2)(\omega_4^2 - \omega^2)}{\omega(\omega_3^2 - \omega^2)} \quad (\text{格子辺}) \dots (16)$$

したがって映像インピーダンス Z_K および伝播常数 P は

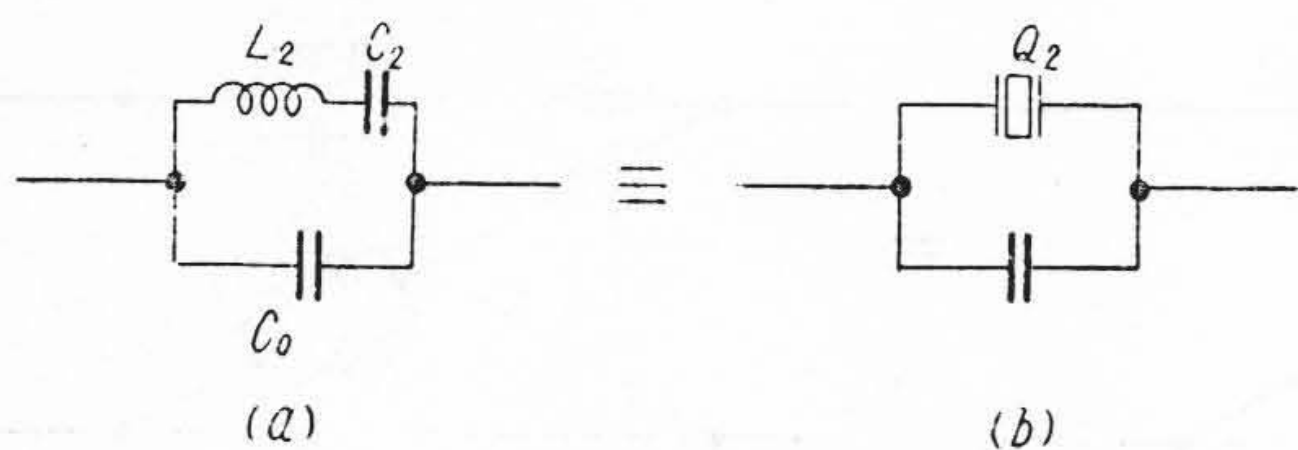
$$Z_K = \sqrt{Z_a \cdot Z_b} = -j \sqrt{\frac{L_0 L_1}{\omega}} \sqrt{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_4^2 - \omega^2)} \dots (17)$$

$$P = \tanh^{-1} \sqrt{K}$$

$$= \tanh^{-1} \sqrt{\frac{L_0}{L_1} \frac{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_3^2 - \omega^2)^2}{(\omega_4^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2)^2}} \dots (18)$$

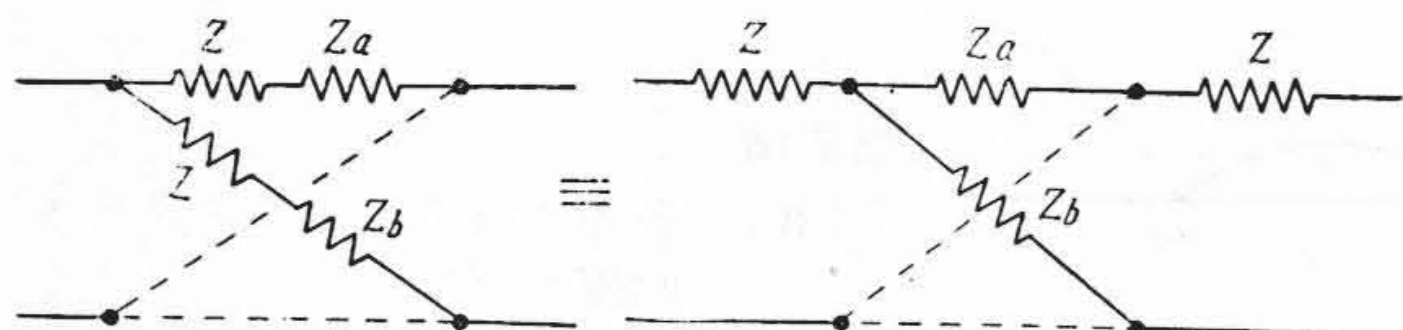
となる。(18)式から $\omega < \omega_1$ および $\omega > \omega_4$ で $K > 0$ すなわち減衰域、 $\omega_1 < \omega < \omega_4$ で $K < 0$ 、すなわち通過帯域となることがわかる。さて減衰の最大になる点は $K=1$ なる方程式を解くことにより求められるがこれを満足する ω の正実根は高々3箇、少なくとも1箇存在する。この根を $\omega_{n\infty}$ ($n=1, 2, 3$) で表わし、後での必要上

$$d_i^2 = \frac{\omega_4^2 - \omega_{n\infty}^2}{\omega_1^2 - \omega_{n\infty}^2} \quad n=1, 2, 3 \dots (19)$$



第8図 直列コイルを除いた直列辺の等価回路

Fig.8. Equivalent Circuit for Series Arm Excepting a Series Coil



第9図 格子型等価回路

Fig.9. Lattice Network Equivalence

$$D = \sum_{i=1}^3 d_i \quad E = \sum_{i,j=1}^3 d_i d_j \quad (i \neq j) \quad F = d_1 d_2 d_3 \quad (20)$$

$$= k \frac{\omega_3^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2} = \frac{\omega_4^2 - \omega_2^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2} = k \frac{\omega_4^2 - \omega_3^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}$$

$$k^2 = \frac{L_0}{L_1}$$

なるパラメータを導入する。

つぎに回路素子の値を求める。直列辺においてコイル L_0 を取除いた残りのインピーダンスを Z_a' とすると

$$Z_a' = Z_a - j\omega L_0 = -jL_0 \frac{\omega_1^2 \omega_3^2}{\omega_2^2} \frac{(1 - \omega^2/\omega_a^2)}{\omega(1 - \omega^2/\omega_2^2)} \quad (21)$$

$$\text{ただし } \omega_a^2 = \frac{\omega_1^2 \omega_3^2}{\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2}$$

これは第8図(a)の回路に実現可能で、したがって水晶共振器と並列容量で置換できる。ただし C_0 は水晶共振器自体の静電容量より小であつてはならない。すなわち L_2 , C_0 の値は

$$L_2 = \frac{1}{C_2 \omega_a^2} = \lim_{\omega \rightarrow \omega_a} \left(\frac{j\omega Z_a'}{\omega_a^2 - \omega^2} \right)$$

$$= L_0 \frac{(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2)}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_3^2 - \omega_2^2)} \quad \dots\dots\dots (22)$$

$$C_0 = \frac{1}{L_0} \frac{1}{\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2} \quad \dots\dots\dots (23)$$

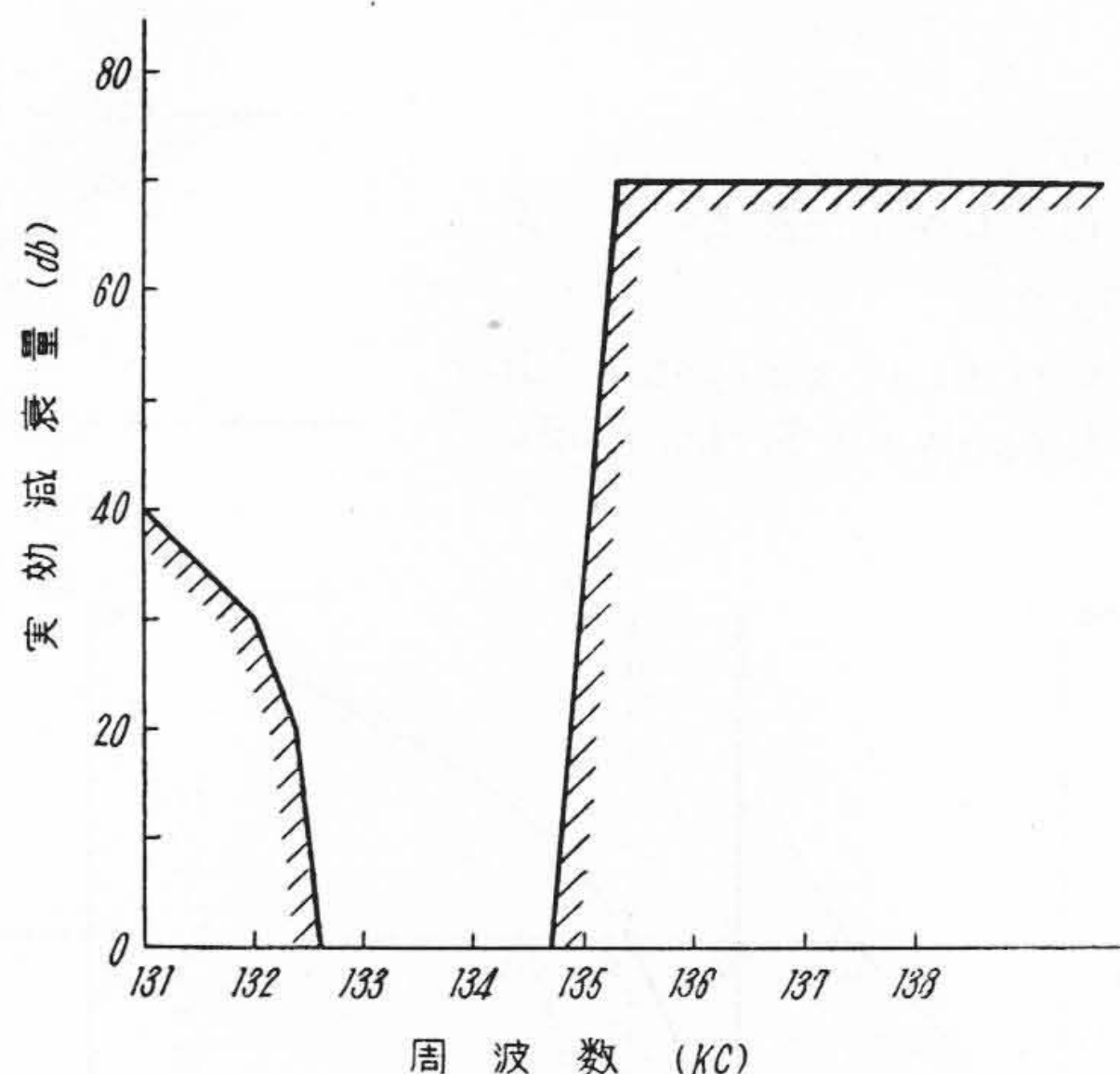
となる。格子辺も同様に求められる。また第6図(b)の素子の記号に対し

$$L_3 = \frac{1}{C_3 \omega_b^2} = L_1 \frac{(\omega_2^2 - \omega_3^2 + \omega_4^2)^2}{(\omega_4^2 - \omega_3^2)(\omega_3^2 - \omega_2^2)}$$

$$\text{ただし } \omega_b^2 = \frac{\omega_2^2 \omega_4^2}{\omega_2^2 - \omega_3^2 + \omega_4^2}$$

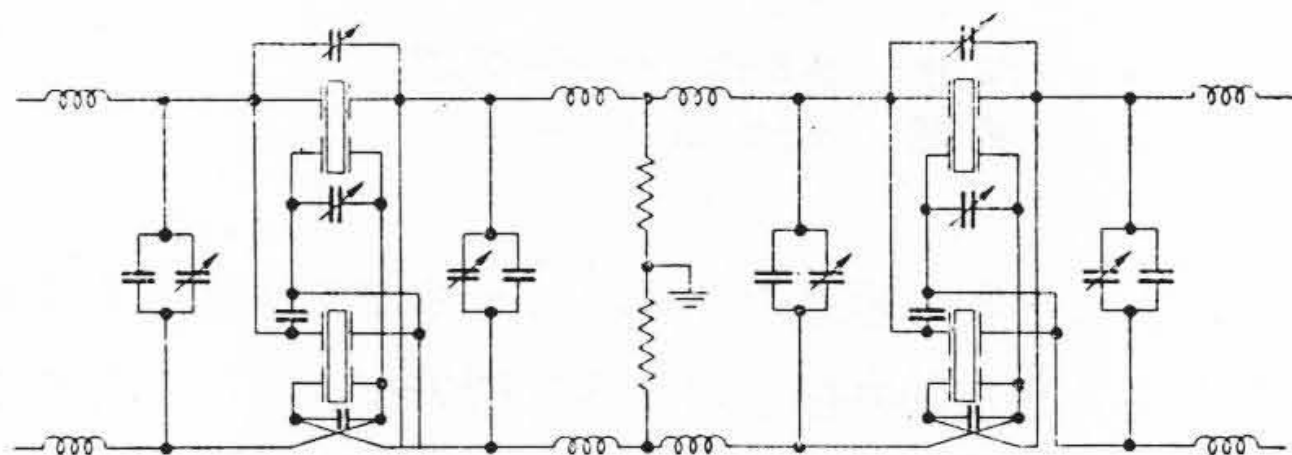
$$C_1 = \frac{1}{L_1} \frac{1}{\omega_2^2 - \omega_3^2 + \omega_4^2} \quad \dots\dots\dots (24)$$

さらに中心周波数 $f_m (f_m^2 = f_1 \cdot f_4)$ に対する影像インピーダンス Z_0 を用いて



第10図 減衰特性規格

Fig.10. Specification of Attenuation Characteristics



第11図 分割電極共振子を用いた広帯域型水晶濾波器

Fig.11. Wide Band Crystal Filter Employing Divided Electrode Crystal Resonators

$$L_0 = \frac{k}{\omega_4 - \omega_1} \cdot Z_0 \quad \text{ただし } k^2 = \frac{L_0}{L_1}$$

$$L_1 = \frac{Z_0}{k(\omega_4 - \omega_1)} \quad \dots\dots\dots (25)$$

となる。ここで $L_0 = L_1$ すなわち f_{∞} を無限大周波数にとることにより等価回路第9図にしたがつてコイルを格子型回路の外に取出すことができ、格子型回路内はほとんど無損失とみなされるようになる。この条件は(20)式で

$$D + F = E + 1 \quad \dots\dots\dots (26)$$

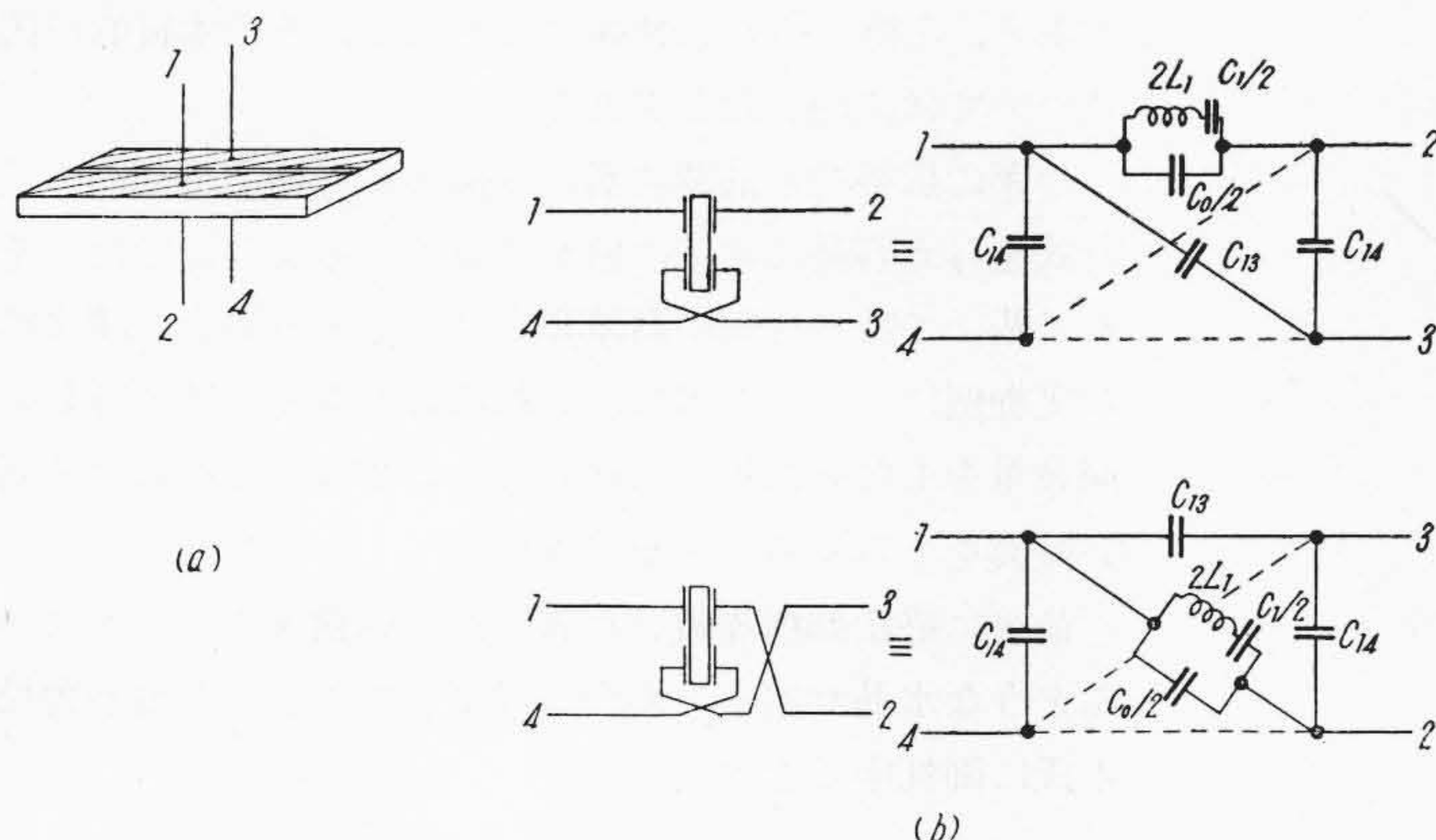
としたことに相当している。このときの素子の値は(20)および(26)式を用いて(24)式の ω_2^2 , ω_3^2 を消去するとつぎのようになる。

$$L_0 = L_1 = \frac{Z_0}{\omega_4 - \omega_1}$$

$$L_2 = \frac{Z_0}{\omega_4 - \omega_1} \frac{[(D-1)\omega_4^2 + (F+1)\omega_1^2]^2}{(D-1)(\omega_4^2 - \omega_1^2)^2}$$

$$L_3 = \frac{Z_0}{\omega_4 - \omega_1} \frac{[(D-1)\omega_1^2 + (F+1)\omega_4^2]^2}{F(D-1)(\omega_4^2 - \omega_1^2)^2}$$

$$C_0 = \frac{\omega_4 - \omega_1}{Z_0} \frac{D+F}{(D-1)\omega_4^2 + (F+1)\omega_1^2} \quad \dots\dots\dots (27)$$



第 12 図

分割電極を用いた共振子の等価回路

Fig. 12.

Equivalent Network of Resonator with Double Divided Electrode

L_1, C_1, C_0 は全面電極のときの等価回路常数
 C_{14}, C_{13} は電極 1 と 4, 1 と 3 の間の静電容量

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{\omega_4 - \omega_1}{Z_0} \frac{D+F}{(D-1)\omega_1^2 + (F+1)\omega_4^2} \\ C_2 &= \frac{\omega_4 - \omega_1}{Z_0} \frac{(D-1)(\omega_4^2 - \omega_1^2)^2}{\omega_1^2(D\omega_4^2 + F\omega_1^2) \times [\omega_4^2(D-1) + \omega_1^2(F+1)]} \\ C_3 &= \frac{\omega_4 - \omega_1}{Z_0} \frac{F(D-1)(\omega_4^2 - \omega_1^2)^2}{\omega_4^2[\omega_4^2 + (D+F-1)\omega_1^2] \times [\omega_1^2(D-1) + \omega_4^2(F+1)]} \end{aligned}$$

また減衰常数および位相常数をそれぞれ A および B で表わすと $P=A+jB$ であるから通過帯域では

$$q^2 = \frac{f_4^2 - f^2}{f^2 - f_1^2}$$

減衰域では

$$p^2 = \frac{f_4^2 - f^2}{f_1^2 - f^2}$$

と周波数パラメータ q, p をとると

$$\left. \begin{aligned} A &= 2 \tanh^{-1} \frac{F+Dp^2}{p(D+F-1+p^2)} \\ \text{ただし } 0 &< \frac{F+Dp^2}{p(D+F-1+p^2)} < 1 \text{ のとき} \\ &= 2 \coth^{-1} \frac{F+Dp^2}{p(D+F-1+p^2)} \\ 1 &< \frac{F+Dp^2}{p(D+F-1+p^2)} \text{ のとき} \\ B &= 2 \tanh^{-1} \frac{F-Dq^2}{q(D+F-1-q^2)} \end{aligned} \right\} \dots (28)$$

で表わされる。したがって(28)式から所望の減衰量を与えるように F, D を定め、遮断周波数 ω_1, ω_4 とともに(27)式から素子の値が求まる。実際の動作減衰量は上の減衰常数に両端における反射損失および相互作用損失が加わることは勿論である。

この等価定数によつて実現されるには、前述したごとく水晶に並列に入る容量が水晶自体の静電容量より大でなくてはならない。水晶共振子の容量比は大きく 125 以上の値しかとれない。故に(27)式でつぎの条件が満され

なくてはならない。すなわち

$$\left. \begin{aligned} \frac{C_0}{C_2} &= \frac{(F+D)(D\omega_4^2 + F\omega_1^2)}{(D-1)(\omega_4^2 - \omega_1^2)^2} > 125 \\ \frac{C_1}{C_3} &= \frac{(F+D)[\omega_4^2 + (D+F-1)\omega_1^2]}{F(D-1)(\omega_4^2 - \omega_1^2)^2} > 125 \end{aligned} \right\} \dots (29)$$

またかくして得られた水晶片の大きさが製作可能な寸法でなければならないことも勿論である。

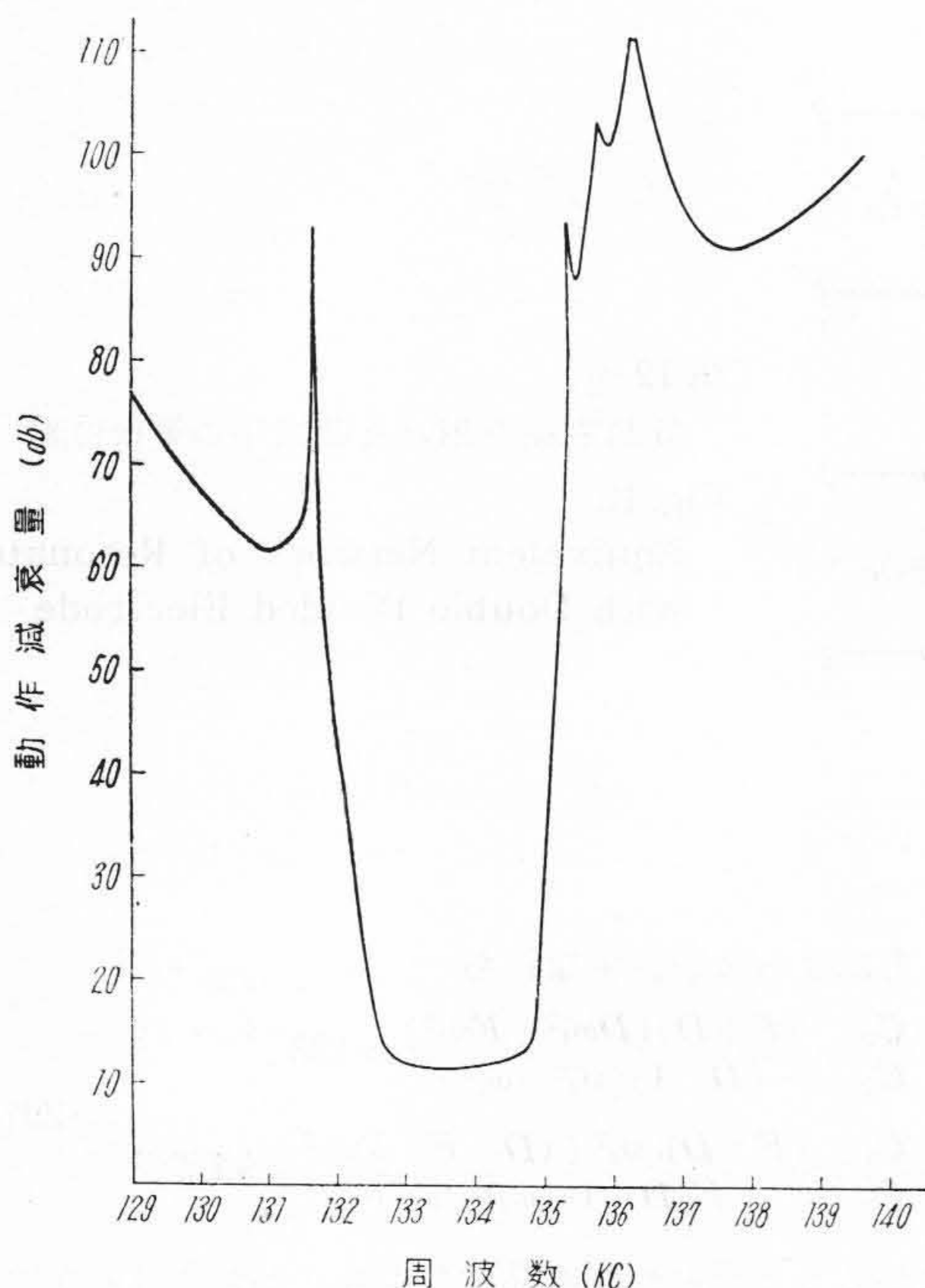
〔IV〕 実 例

以上の理論に基き濾波器の二区間を縦接続した特に片側に高減衰を与えた濾波器について述べる。終端インピーダンスは 75Ω で減衰規格は第10図に示してある。構成回路は第11図の通りである。水晶共振子は $+5^\circ X$ カット縦振動を利用し、二分割電極共振子⁽⁷⁾として用いている。したがって対応する辺の水晶は1箇の共振子につけられた電氣的に独立な二対の電極をもつて代用されている。すなわち第12図(a)に示すごときもので、図の通り端子番号を付けると第12図(b)の等価回路に対応するものである。

コイルとしては壺形フェライトコアを、固定容量はシルバードマイコンデンサを用いてある。えられた減衰特性は第13図(次頁参照)のごとくである。

片側に高減衰をとらせるようにしたため、その濾波器の格子辺と直列辺にある水晶共振子の等価インダクタンスは一方が他方の約5倍となり、厚さは約 0.3 mm および 1.5 mm となった。このように等価インダクタンスの比が大きいため終端インピーダンスは適当に選ばねばならない。

この場合特に電流値による共振周波数の変化は重要で水晶片の厚さが薄くなると電流値による共振周波数の変化の緩やかな範囲が狭くなるので薄すぎることは避けねばならない。



第13図 減衰特性
Fig.13. Attenuation Characteristic

〔V〕 結 言

以上水晶共振子の概要と、その附加物の共振子におよぼす影響について述べた。こゝでは相当条件を簡単化し

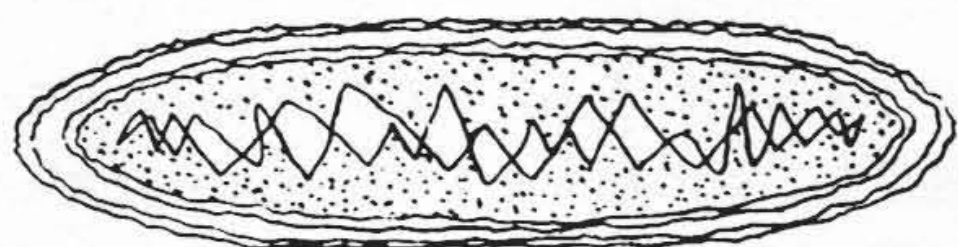
てあり、実際はさらに複雑ではあるが、その本質的原因については説明したと考える。

つぎに広帯域水晶濾波器の一例として格子型回路の設計式を与え容易に素子の値が計算できるようにした。それに基づいて特に片側に高減衰を必要とする場合の濾波器の実施例について求べた。これにより両側にほぼ等しい減衰量をもたせた場合に比して、必要なところに十分高い減衰をとらせることができた。

最後に終始御指導戴いた菅田氏に感謝するとともにめんどろな水晶共振子の製作に従事して下さった金石舎松木氏に御礼申し上げる。

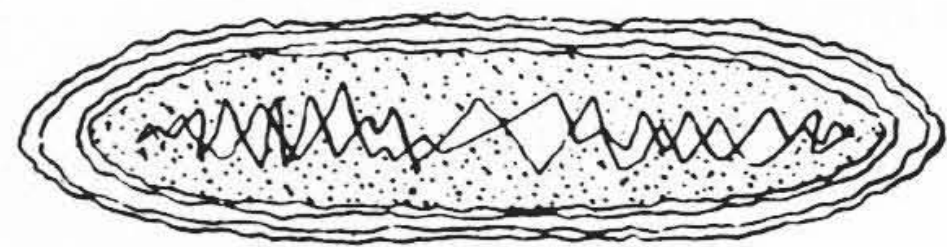
参 考 文 献

- (1) W.P. Mason: B.S.T.J., July, 405 (1934)
- (2) W.P. Mason: Electromechanical Transducers and Wave Filters, 248, D. Van Nostrand Company (1948)
- (3) R.A. Heising: Quartz Crystals for Electrical Circuits, 276, D. Van Nostrand Company (1946)
- (4) W.P. Mason: Electromechanical Transducers and Wave Filters, 252 (1948)
- (5) 二条, 高原, 小島: 研究実用化報告 3 209~240 (1954)
- (6) H. Stanesby and E.R. Broad: P.O.E.E. Jan. 254~264 (1939)
- (7) W.P. Mason and R.A. Sykes: B.S.T.J. April. 230 (1940)



実用新案第 415601 号

新 案 の 紹 介



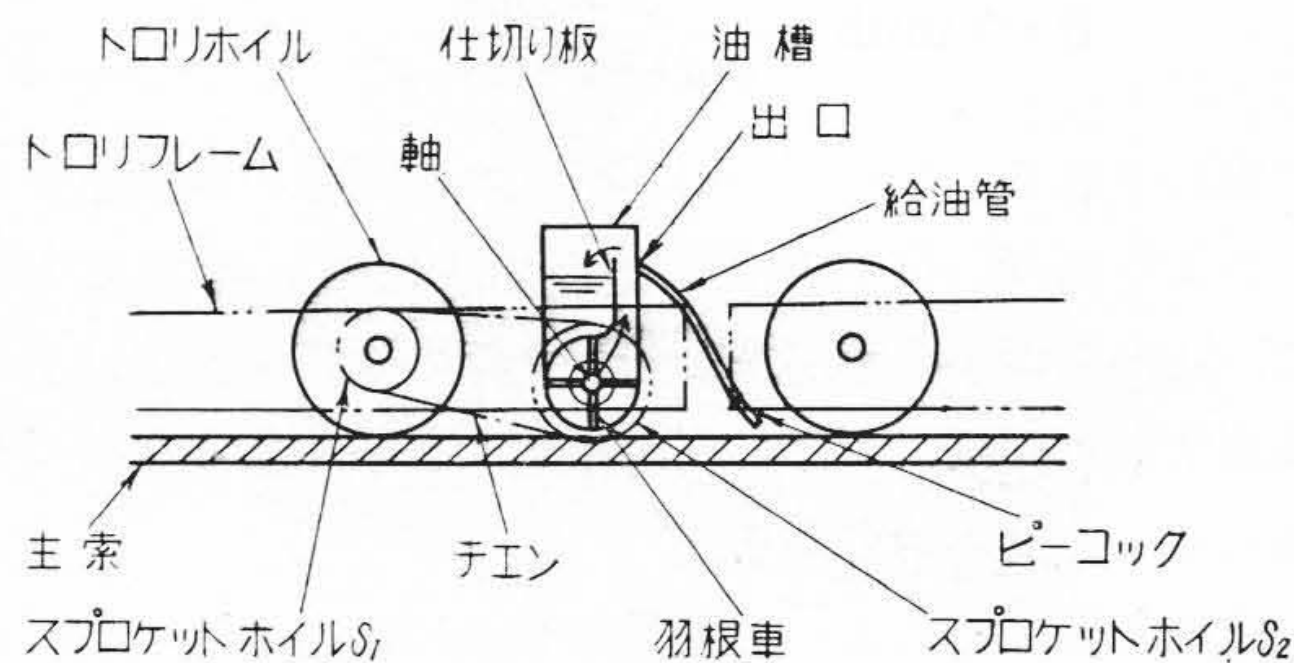
松 崎 直 忠

鋼索搬送機における主索給油装置

この給油装置は、ケーブルクレン、タワエキスカベータ等の主索に、トロリの運行時だけ自動的に注油を行うようにしたものである。

トロリの横行によりスプロケットホイール S_1 がトロリホイールと共に回転すると、羽根車が駆動され、油槽内の油は矢印のように循環し、その一部は出口から流出し、給油管を経て主索に供給される。

従来主索に注油するには、トロリフレームに油槽をとりつけ、油槽の下部に設けた給油管のピーコックを調節して油を滴下するか、主索を油箱の中を通し布片その他により油を附着する方法がとられている。前者ではトロリが停止しているときにも常に油が滴下するため不経済であり、後者では主索の断線のため断素線が油箱に引掛



りなどして破損の原因となる。

この給油装置は構造が簡単で、トロリの移動時だけ適量の油を主索に供給することができる。(富田)