

メカニカルフィルタ
クリスタルフィルタ
回路の設計



田川康夫
畑野五郎
共著

オーム社

監 修

(ABC順)

東京芝浦電気株式会社

岩 井 喜 典

日本電気株式会社

大 内 淳 義

沖電気工業株式会社

湯 山 巖

は し が き

最近電子部品の固体回路化，機能のユニット化が進みその開発が注目されている。この傾向は，部品を小形化したい，高い信頼性を得たいといった装置設計者の要求に不断の材料開発の成果が相俟って今後急速に進展するものと思われる。電子部品のうち C ， R 機能の固体化は比較的容易であるが， L 機能の固体化はそれ単独ではなかなかむづかしいとされている。

本書に述べるメカニカル・フィルタおよびクリスタル・フィルタは，安定な機械的共振現象を利用した線形回路網であり，機械共振子という一種の固体素子を機械的に，または電気的に連結して必要な伝送特性を与えるものであって，いわば L ， C ， R の複合した機能を一定の伝送帯域幅のうちで固体化したものともいえるであろう。したがってこのようなフィルタの性能は主として機械共振子およびそれを保持する機構の安定度によって左右されることは勿論であるが，一方フィルタの構成要素の一部または全部が必ず電気⇔機械インピーダンスの変換機能をもっており，このためもしフィルタの外部回路の電気インピーダンスに不安定な要因または不都合な要因（インピーダンス不整合など）があると，このことが上記変換作用によって機械回路に反作用的に影響を与えるということは実用上十分理解しておく必要がある。また機械共振を利用したフィルタは本質的に分布定数的な不要共振レスポンスを大なり小なりもっており，これら不要共振を実用上いかに抑圧するかが重要な課題となっている。

本書ではとくにメカニカル・フィルタとクリスタル・フィルタの場合について，これらフィルタを実際に回路に適用される現場の設計・試験・調整技術者の方々に理解しておいて欲しい内容をフィルタを製作設計する立場から解説してみたつもりであるが，この小著が部品設計者の方にも有益になれば幸いと思う次第である。

昭和39年1月

著者しるす

目次

メカニカル・フィルタ回路の設計

第1章 回路の構成

- 1・1 基本動作..... 1
- 1・2 構成回路の設計..... 5
- 1・3 実用的構成..... 18

第2章 実際の特徴

- 2・1 振幅伝送特性..... 22
- 2・2 位相伝送特性..... 30
- 2・3 入出力特性..... 32

第3章 実用回路

- 3・1 真空管回路..... 35
- 3・2 トランジスタ回路..... 39

第4章 実際の規格

- 4・1 試験項目および試験方法..... 43
- 4・2 規格例..... 46
- 参考文献..... 49

クリスタル・フィルタ回路の設計

第1章 序 論

- 1・1 水晶フィルタの現況.....53
 1・2 設計の概要.....55

第2章 水晶共振子

- 2・1 概 要.....56
 2・2 水晶共振子.....59
 2・3 等価回路と等価定数.....65
 2・4 温度特性.....68
 2・5 副共振.....71

第3章 水晶フィルタ

- 3・1 概 要.....75
 3・2 映像パラメータ.....77
 3・3 水晶フィルタの回路構成.....87
 3・4 設計手順.....97

第4章 設計例

- 4・1 狭帯域形 (形式Ⅰ)99
 4・2 狭帯域形 (形式Ⅱ)110
 4・3 広帯域形 (形式Ⅲ)118

第5章 測定および調整

-130

第6章 その他の水晶フィルタ

- 6・1 中帯域形134
 6・2 帯域そ止形136
 6・3 低域通過形138
 6・4 高域通過形140
 参考文献141

メカニカル・フィルタ回路の設計

目次
1. はじめに
2. フィルタ回路の概要
3. フィルタ回路の設計
4. フィルタ回路の製作
5. フィルタ回路の検証
6. おわりに

はじめに
フィルタ回路は、特定の周波数の信号を通過させ、他の周波数の信号を除去する装置である。本稿では、メカニカル・フィルタ回路の設計と製作について詳しく説明する。

1. はじめに
フィルタ回路は、電気回路や機械回路など、さまざまな分野で広く利用されている。本稿では、メカニカル・フィルタ回路の設計と製作について詳しく説明する。

2. フィルタ回路の概要
フィルタ回路は、特定の周波数の信号を通過させ、他の周波数の信号を除去する装置である。本稿では、メカニカル・フィルタ回路の設計と製作について詳しく説明する。

3. フィルタ回路の設計
フィルタ回路の設計には、まずフィルタの特性を決定する必要がある。本稿では、メカニカル・フィルタ回路の設計と製作について詳しく説明する。

はじめに

メカニカル・フィルタ回路の設計

はじめに
フィルタ回路は、特定の周波数の信号を通過させ、他の周波数の信号を除去する装置である。本稿では、メカニカル・フィルタ回路の設計と製作について詳しく説明する。

1. はじめに
フィルタ回路は、電気回路や機械回路など、さまざまな分野で広く利用されている。本稿では、メカニカル・フィルタ回路の設計と製作について詳しく説明する。

2. フィルタ回路の概要
フィルタ回路は、特定の周波数の信号を通過させ、他の周波数の信号を除去する装置である。本稿では、メカニカル・フィルタ回路の設計と製作について詳しく説明する。

3. フィルタ回路の設計
フィルタ回路の設計には、まずフィルタの特性を決定する必要がある。本稿では、メカニカル・フィルタ回路の設計と製作について詳しく説明する。

はじめに

ここに述べるメカニカル・フィルタとは、そのフィルタ作用がおもに機械的振動子を純機械的に結合して得られる伝送系によって与えられ、その両端に可逆的關係をもつ電気・機械トランスジューサおよび電氣的整合回路網を付加することによって、入力および出力端からみれば完全な電氣的フィルタとして取り扱うことのできるものをいう。したがって、正確には電気・機械的フィルタ (electro-mechanical filter) というべきであるが、現在、一般的に採用されている名称に従ってメカニカル・フィルタ (mechanical filter) あるいは略して MF とよぶことにする。

本編の内容は、メカニカル・フィルタを実用する場合に、回路設計上最小限知っておきたい諸事項について平易な解説を試みたものであり、前半においてメカニカル・フィルタの基本構成回路および実用特性について述べ、後半では適用回路について実例をあげながら問題点について記し、最後に参考規格例に触れておく。したがって、メカニカル・フィルタについての詳細な解説は巻末の文献を参考とされたく、本書ではできるだけ実用回路的な見地から記述してみた。

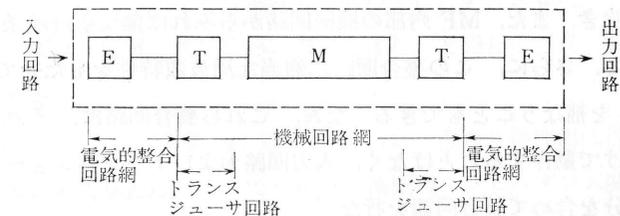
第1章

回路の構成

ここでは、メカニカル・フィルタの一般的概念をうるために、基本的構成について概要を述べ、さらに、その動作をトランスジューサの種類によって圧電および磁わいの2方式について具体例をあげながら説明する。

1・1 基本動作

〔1〕概要 第1・1図の基本構成のように、入力回路からの電氣的入力、まず入口にある整合回路 (impedance matching circuit) E によって機械回路



第1・1図 メカニカル・フィルタの基本構成

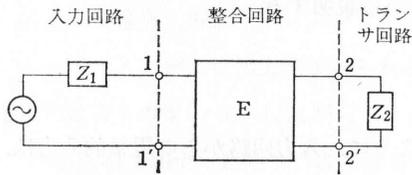
が最適負荷となるように伝送され、この伝送入力に電気・機械トランスジューサ (electro-mechanical transducer) T によって機械振動入力に変換されて、機械的帯域フィルタ (mechanical bandpass filter) M を構成している機械共振子結合回路に送られる。ついで、入力側と全く可逆的關係にある機械・電気トランスジューサ T によって電氣的出力に変換され、最後に出力整合回路 E を通って出力回路に伝送される。

上記基本構成から明らかなように、MF の入出力は動作的には全く可逆關係であるので、MF 回路としては三つの主要部分、すなわち、整合回路、トランスジューサ回路、機械共振子結合回路によって構成されている。これら各構成回路はいずれも基本動作上重要な役割を果していることはもちろんであるが、とくに

MF の特質の面から順位をつけると、機械共振子結合回路、トランスジューサ回路そして整合回路の順となる。しかし、MF を電気回路に挿入する際の回路設計上からは、上の順位とは逆に、整合回路、トランスジューサ回路、そして機械共振子結合回路の順に説明したほうが理解しやすいので、以下この順序で述べる。

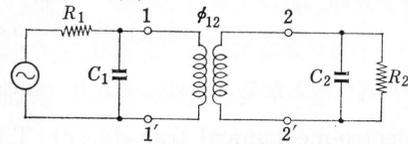
〔2〕 主要構成回路

(a) 整合回路 この回路は4端子回路として周知の変成フィルタであって、その動作は、第1・2図に示すように入力回路インピーダンス Z_1 とトランス



第1・2図 整合回路の動作

ジューサ回路のインピーダンス Z_2 との間において最適伝送条件を与えるように挿入される。すなわち、この回路の存在によって、入力回路からみれば不整合損失* を除き、また、MF 内部の機械回路からみれば無反射終端条件を与えることができる。さらに、この整合回路に適当な周波数特性をもたせて MF の減衰域特性** を補なうこともできる。なお、これら整合回路は、それ自体に含まれる素子だけで動作することではなく、入力回路およびトランスジューサ回路のリアクタンス分を含めて整合同調を行なう。たとえば、第1・3図のように入力回路のキャパシタンス C_1 およびトランスジューサの制動キャパシタンス*** (damped capacitance) C_2 を含めて単同調変成回路を構成している。



第1・3図 整合回路例 (圧電方式の場合)

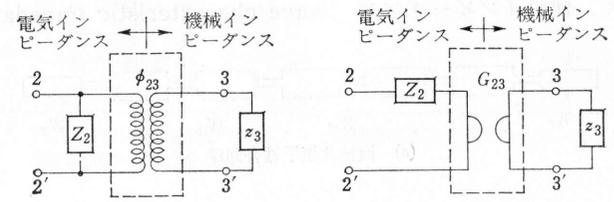
* 不整合損失とは、負荷に供給される最大電力と実際に負荷に入る電力との比をいうもので、入力回路インピーダンス R_1 から MF の整合回路入力インピーダンス R_{in} に伝送される場合の損失量 Γ_m は次式で与えられる。

$$\Gamma_m = 10 \log_{10} \left\{ 1 - \frac{(R_1 - R_{in})^2}{(R_1 + R_{in})^2} \right\} \quad [\text{dB}]$$

** 減衰域特性については、第2章に述べてある。

*** 制動キャパシタンスとは、トランスジューサの振動を制止したときの圧電体のもつキャパシタンスをいうもので、実用上はトランスジューサの共振点よりずっと高い周波数での測定値で表わす。

(b) トランスジューサ回路 この回路は、電気エネルギーから機械エネルギー（またはその逆）への変換機能を持ち、その動作は、第1・4図に示すように中央部の等価変成器の変成比 ϕ_{23} または等価変換比 G_{23} によって電気回路と機械



(a) 圧電方式

(b) 磁わい方式

第1・4図 トランスジューサの動作

回路のインピーダンス変成を行なうものである。したがって、この回路は電氣的素子と機械的素子を共有し、それぞれの素子定数は上記変成比または変換比によって電氣的、機械的のいずれの定数でも表わすことができる*。トランスジューサ方式としては、圧電方式（電わい方式を含む）と磁わい方式（電磁方式を含む）の二つがある。

圧電方式の場合には、同図 (a) に示すように、その変換作用は理想変成器の変成比 ϕ_{23} によって与えられるので、電気・機械のインピーダンス関係は、たとえば次式となる。

$$Z_{23} = \frac{Z_3}{\phi_{23}^2} \quad (1 \cdot 1)$$

ここで、 Z_{23} ：端子の2から3をみたインピーダンス

一方、磁わい方式では、(b) に示すように、その変換作用はジャイレータ変換 (gyrator transduction)¹⁾ であり、圧電方式とは反転関係にある。すなわち、この場合、電気・機械インピーダンスの相互関係は次式で示される。

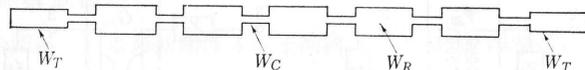
$$Z_{23} = \frac{G_{23}^2}{Z_3} \quad (1 \cdot 2)$$

両式を比較すれば明らかなように、圧電方式の変換比はディメンジョンのない定数であるが、磁わい方式ではインピーダンスのディメンジョンをもっているこ

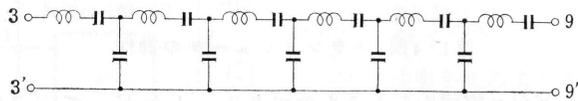
* 電気・機械の定数変換についての計算例を (1・17) 式に示す。

とは重要である。

(c) 機械共振子結合回路 この回路は、すべて純機械的に構成されており、MFの心臓部に相当する部分である。その構成は、たとえば第1・5図(a)に示すように、波動インピーダンス (wave characteristic impedance)* の大



(a) 機械共振子結合回路



(b) 5区間等価回路

第1・5図 機械共振子結合回路構成例

きい値 W_R をもつ共振子 (resonator) と小さい値 W_C をもつ結合子 (coupler) との多区間縦続 (multiple cascade connection) によって与えられる。同図は6区間の場合を示し、両端のトランスジューサの波動インピーダンス W_T は中間の共振子の値の半分またはそれ以下に設計される場合が多い。

この場合、各素子のインピーダンス関係は伝送比帯域幅 (specific band width)** B に対して (1・3) 式で与えられる。

$$B = \frac{4W_C}{\pi W_R} \quad (1 \cdot 3)^{23}$$

つぎに、同図(a)の構成を集中定数素子 (lumped constant element) による等価回路として示すと、(b)のように直列共振回路の容量結合による多区間縦続回路となる。

なお、共振子の結合構成としては、その実用的構成について1・3節に述べるが、共振子の振動モード (vibration mode) と結合子の結合モード (coupling mode) の選び方によって多くの組み合わせがあり、代表的な実用例として、それ

* 波動インピーダンスとは、材質中の縦波伝播速度を $v[\text{cm/s}]$ 、比重を $\rho[\text{g/cm}^3]$ 、断面積を $s[\text{cm}^2]$ とすると $\sqrt{\rho/s}$ で表わされる。

** 比帯域幅とは、3dB 偏差帯域幅と中心周波数との比で表わす。

らの組み合わせ構成の実用性を第1・1表に示す。

第1・1表 構成モードの実用性

共振子		縦振動 [%]	横振動 [%]	ねじれ振動 [%]
結合子	縦結合	20	50	10
	横結合	—	—	—
	ねじれ結合	—	5	5
	内部結合*	—	5	—

* 内部結合とは機械振動体のポアソン比結合に相当する場合であって、実質的な結合子は介在しない。

また、0.3~500kcの周波数範囲で上記のおおのこの組み合わせ構成によるMFの実用性を周波数範囲ごとに分けると第1・2表のようになる。この二つの表から横振動 (bending vibration) による共振子を縦結合 (longitudinal coupling) による結合子で結合した構成のものが最も実用性が高いことがわかる。

第1・2表 周波数範囲と構成モードの実用性

構成	周波数 [kc]	横振動 + 縦結合 [%]	縦振動 + 縦結合 [%]	ねじれ振動 + 縦結合 [%]	横振動 + ねじれ結合 [%]	ねじれ振動 + ねじれ結合 [%]	横振動 + 内部結合 [%]
		0.3~10	10	—	—	5	—
10~50	20	—	—	50	—	20	
50~200	30	—	50	—	—	20	
200~500	60	—	10	20	—	—	

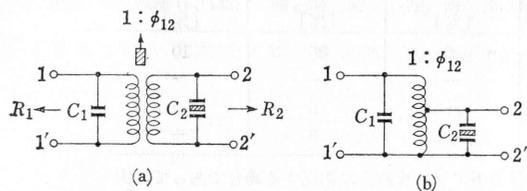
1・2 構成回路の設計

[1] 概要 1・1節でMFを構成している主要回路について原理的な基本動作を説明したが、ここではさらにそれぞれの回路について具体例をあげて理解を深めたいと思う。なお、トランスジューサが圧電方式と磁わい方式とでは多少回路的な相異があるので両方式を区別して述べるが、機械共振子結合回路については両方式に共通した要素が多く、別に区別する必要はない。

[2] 整合回路の設計

(a) 圧電方式 この場合には圧電体トランスジューサ (piezoelectric transducer) の制動キャパシタンスが必ず回路に並列に挿入されることになり、この定数を含めた整合回路としてつぎの二つの回路が実用されている。

(1) π 端構成回路 これは整合回路の入力および出力端が並列素子となっている場合であって、制動キャパシタンスあるいはこれに付加容量を加えたキャ

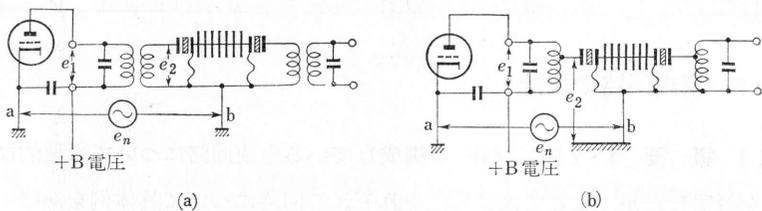


第1.6図 単同調変成回路例

パシタンスに同調するインダクタンス素子によって単同調変成回路を構成する 경우가多い。たとえば、第1.6図はこの場合の回路例を示すもので、変成比 ϕ_{12} をもつ変成器

によって入力回路インピーダンス R_1 を MF の終端インピーダンス R_2 に整合させるとともに、入力回路のキャパシタンス C_1 および制動キャパシタンス C_2 をこの変成器のインダクタンスによって MF の中心周波数近傍に同調させる。

同図 (a) と (b) とはそれぞれ変成機能は全く同じであるが、実用上は (a) の構成のほうがよく用いられる。この理由は次のようである。たとえば、図の回路を真空管回路に接続した場合を考えると、第1.7図 (a) および (b) に示すようになる。そして、いま、入力回路の接地点 a と MF 回路の接地点 b との間に不要電位 e_n が発生した場合、(a) では入力回路と MF 回路の基準接地点が



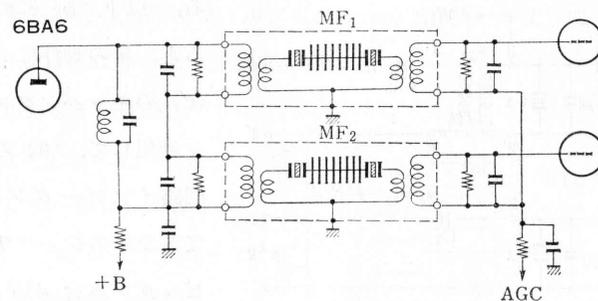
第1.7図 接地電位の影響

独立しているため、入力トランスジェーサに印加される電圧 e_2 は $\phi_{12} \cdot e_1$ となつて不要電位 e_n とは無関係になる。一方 (b) では、入力トランスジェーサに

$$e_2 = \phi_{12} \cdot e_1 + e_n \quad (1.4)$$

の不要電位 e_n が加わることになる。この不要電位 e_n は回路配置によっては種々不都合な周波数成分を含んでおり、このため MF の特性に悪い影響を与える場合がある。

つぎに重要なことは、これら整合回路の周波数特性であり、この回路の帯域幅 (3dB 低下点) は MF の伝送帯域幅に対して少なくとも2倍以上に設計して、MF



第1.8図 直列接続を行なった例

の帯域伝送特性に与える影響をできるだけ少なくすることが必要である (2.1 節 [2] 参照)。

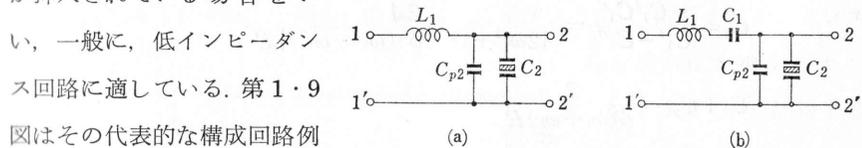
単同調回路の各素子の設計条件は (1.5) 式によればよい。

$$\frac{1}{\pi(C_1 + \phi_{12}^2 C_2)R_1} > \Delta f \quad (1.5)$$

ここに、 Δf : MF の帯域幅

なお、この π 端回路は中心周波数から離調するにつれて入出力インピーダンス* が低下するので、MF を複数個同時に使用する際には、第1.8図に示すような直列接続による複合回路が実用される。

(2) T 端構成回路 これは、整合回路の入力および出力端回路に直列素子が挿入されている場合をい

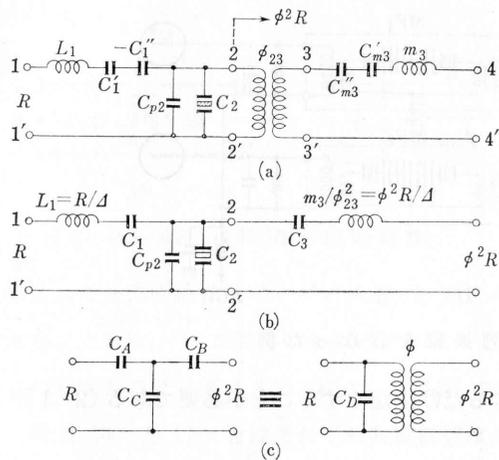


第1.9図 T 端回路例

であり (a) の場合は低域フィルタを構成し、MF の高域の周波数特性を改善するのに役立つが、インピーダンス変成を行なうのに不便である。

* π 端回路の入出力インピーダンスの実測例を第2.20図に示す。

(b) は、いわゆる3素子帯域フィルタを構成しており、この回路は変成フィルタ (transformation filter) の機能を容易に与えるのでしばしば実用されている。



第1.10図 T端回路による変成フィルタ

さらに同図 (a) の各素子の値をまとめると、同図 (b) となり、次式のようにすべて電気的定数³⁾で表わすことができる。

$$\left. \begin{aligned} C_A &= -C_1'' \\ C_B &= \phi_{23}^2 \cdot C_{m3}'' \\ C_C &= C_2 + C_{p2} \end{aligned} \right\} \quad (1.6)$$

さらに同図 (a) の各素子の値をまとめると、同図 (b) となり、次式のようにすべて電気的定数³⁾で表わすことができる。

$$C_1 = \frac{-C_1' C_1''}{C_1' - C_1''} = \frac{2\Delta}{\{2\omega_1^2 + (1-\phi)(\omega_2^2 - \omega_1^2)\} R} \quad (1.7)$$

$$C_2 + C_{p2} = \frac{2}{\phi(\omega_1 + \omega_2) R} \quad (1.8)$$

$$C_3 = \frac{\phi_{23}^2 \cdot C_{m3}' C_{m3}''}{C_{m3}' + C_{m3}''} = \frac{2\Delta}{\{2\omega_1^2 + (1-\phi^{-1})(\omega_2^2 - \omega_1^2)\} \phi^2 \cdot R} \quad (1.9)$$

ここに、 $\Delta = \omega_2 - \omega_1$

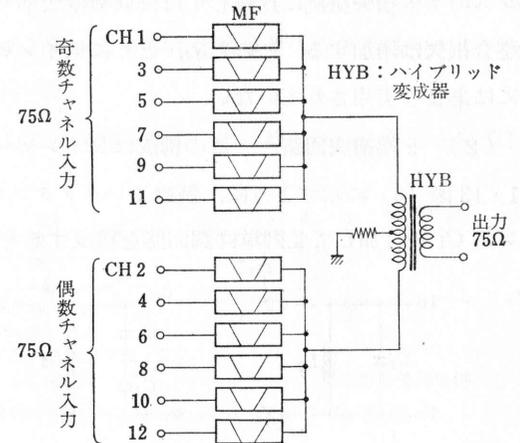
ただし (1.7) 式の C_1 が負にならないための必要条件として変成比 ϕ は近似的には (1.10) 式の値に限られる。

以下 (b) について説明すると、その動作は、第1.10図 (c) のキャパシタンス変成作用を利用して、(a) のように入力回路インピーダンス R に対してトランスジェネレータ回路のインピーダンスを $\phi^2 R$ にするためには、直列素子に負のキャパシタンス $-C_1''$ 、並列素子に C_{p2} を付加し、さらにトランスジェネレータを介して機械回路の直列素子にコンプライアンス C_{m3}'' を付加すればよい。この場合、(a) と (c) のそれぞれの定数関係はつぎのとおりである。

$$\phi < 1 + \omega_0 / \Delta = 1 + 1/B \quad (1.10)$$

なお、前記T端回路は、中心周波数からの離調点でインピーダンスが増加するので、多重搬送端局の通話路フィルタ (channel filter) のように並列分波器構成を必要とする場合に多く実用されている。

第1.11図は CH1~CH12* までの通話路フィルタが、たとえば CH1 は 60~64kc, CH2 は 64~68kc と 4kc ずつ異なる周波数である場合に、図のように並列に分波するフィルタ群を奇数 CH と偶数 CH に二分してハイブリッド変成器 (hybrid transformer) につなぎ、それぞれの群のうちの MF の周波数間隔を 4kc あけることによ

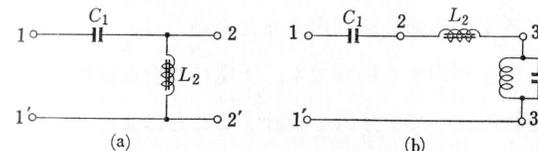


第1.11図 搬送用通話路 MF の多重接続回路

って各フィルタ間のインピーダンス**の影響を避けるように設計される。

(b) 磁わい方式 トランスジェネレータとして磁わい体 (magnetostrictive material) を使用する場合には、原理的に制動インダクタンス (damped inductance) が回路に直列に入るので、この素子を含めて T 端と π 端構成の場合がある。

(1) T端構成回路 第1.12図 (a) に示すように、制動インダクタンス



第1.12図 T端回路構成例

L_2 に直列に同調するキャパシタンス C_1 を接続する場合には、等価的に (b) に示すように、負荷端子3にはトランスジェネレータの直

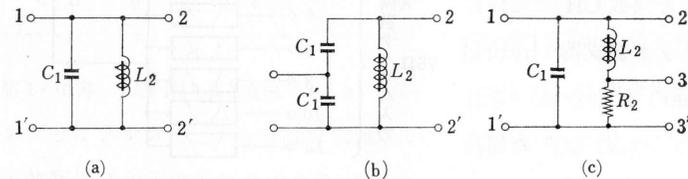
* CH とは通話路 (channel) すなわち回線の略。

** T 端回路のインピーダンス実測例は第2.21図参照。

列共振回路を反転*した並列同調回路が加わることになる。したがって (b) は定K形フィルタを構成することになる。

この場合、トランスジューサによって変換されたMFの終端インピーダンスは比較的低い値(普通フェライトなどで数十Ω程度)になるので、制動インダクタンスの実効損失抵抗に比較してほぼ同程度であり、このため入出力端における不整合損失は増加する。このため、とくに低インピーダンスを必要とする回路以外にはあまり実用されていない。

(2) π端構成回路 この構成は高インピーダンス回路に適しており、第1・13図(a)に示すように、制動インダクタンス L_2 に並列に同調用キャパシタンス C_1 を付加して並列単同調回路を構成するものである。



第1・13図 π端構成回路

この場合、(c)に示すように負荷端子3に終端されるトランスジューサのインピーダンス R_2 は、上述のとおり数十Ω程度の低い値であるが、それを入力端子1からみると、ほぼ制動インダクタンスのQの2乗倍の値となる。たとえば、Qが20とすると入力インピーダンスはほぼ20kΩ程度となる。そこで、入力回路インピーダンスはできるだけ高く設計することが必要であって、(a)の共振インピーダンスの少なくとも2倍以上が望まれる。また、(b)は入力回路インピーダンスを変成して高インピーダンスをうる場合に利用するとよい。

なお、磁わいトランスジューサを利用する場合でも、圧電の場合と同様に整合回路の伝送帯域幅をMFのそれに比べて十分広く設計することによって安定性を向上することができる。

[3] トランスジューサ回路の設計 この回路は、前述のように、電気回路と

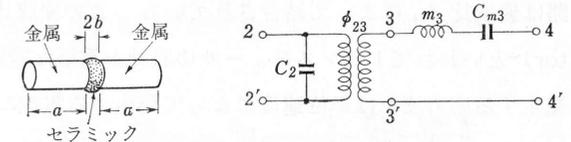
* (1・2) 式のジャイレータ変換の反転作用による。

機械回路のエネルギー形態の異なるインピーダンス素子をもっているから、その具体的構造の設計に際しては、電気的にも機械的にも所望の条件を配慮しなければならない。

(a) 圧電方式 圧電体としては、圧電結晶体である水晶振動子、チタン酸バリウム ($BaTiO_3$)⁴⁾ およびジルコン酸鉛・チタン酸鉛 ($PbZrO_3-PbTiO_3$)⁵⁾ などの強誘電体セラミック振動子がある。ここでは後者の等方性多結晶のセラミック・トランスジューサについて述べる。

この種のトランスジューサとしての代表的なものに、機械回路との結合に便利であるランジュバン形振動

子 (Langevin type vibrator) がある。これは第1・14図(a)に示すように、二つの金属体と一つのセラミックの複合体であっ



(a) 構造 (b) 共振時の等価回路

第1・14図 ランジュバン形振動子

て、中央に薄いセラミックをサンドイッチ状にはさんで接合した構造をもっている。

このように複合体となった圧電振動子は、もちろん金属体とセラミックが一体となって振動するが、その複合共振周波数 f_3 はそれぞれの構成材料の弾性定数 (elastic constant) によって次式で与えられる。

$$k = \tan\left(\frac{2\pi a f_3}{v_a}\right) \tan\left(\frac{2\pi b f_3}{v_b}\right) \tag{1.11}^{6)}$$

ただし

$$k = \frac{\rho_a v_a S_a}{\rho_b v_b S_b} : \text{波動インピーダンス比} \tag{1.12}$$

ここに、 ρ_a : 金属体の比重、 ρ_b : セラミックの比重、 v_a : 金属体中の縦波伝播速度、 v_b : セラミック中の縦波伝播速度、 S_a : 金属体の断面積、 S_b : セラミックの断面積

(1・11) 式より、各定数の変化に対する共振周波数の変化率を求めると、 $k \approx 1$ のとき近似的に次式で与えられる。

$$\frac{\Delta f_3}{f_3} = \frac{a}{a+b} \cdot \frac{\Delta v_a}{v_a} + \frac{b}{a+b} \cdot \frac{\Delta v_b}{v_b} \quad (1 \cdot 13)$$

すなわち (1・13) 式から各構成材質の音速の変化とそれぞれの部分の長さまたは容積の占める割合の積の和によって、共振周波数が変化する。したがって、いま温度による変化を考えると、セラミックと金属の温度係数がお互いに逆になるように、すなわち、音速の温度係数がそれぞれ正と負のものを組み合わせれば、上記振動子の温度係数を非常に小さくすることができる。

同図 (b) は、このような圧電振動子の共振時の等価回路を示すもので、中央にある電気・機械変成器によって電気と機械の両回路に分離されている。この両回路は変成比 ϕ_{23} によって結合されている。この変成比は別名力係数 (force factor) といわれてトランスジューサの設計上重要な定数であり、単位電圧により発生する応力または単位速度によって発生する電流に相当する値である。(a) に示すようなランジュバン振動子の力係数は実用的に、次式で与えられる。

$$\phi_{23}^2 = 8\pi^2 m_3 C_2 f_{\min} (f_{\max} - f_{\min}) \quad (1 \cdot 14)$$

ただし

$$m_3 = \frac{\pi W_3}{2\omega_3} \doteq \frac{M_3}{2} \quad (1 \cdot 15)$$

ここに、 m_3 : 振動子の等価質量 (equivalent mass), M_3 : 振動子の質量, W_3 : 振動子の波動インピーダンス, ω_3 : 振動子の共振角周波数, f_{\min} : 2端子インピーダンスの最小値となる周波数, f_{\max} : 2端子インピーダンスの最小値となる周波数

たとえば、振動子の定数が

$$M_3 = 3.8 \text{ g}$$

$$C_2 = 273 \text{ pF}$$

$$f_{\min} = 100.3 \text{ kc}$$

$$f_{\max} = 101.1 \text{ kc}$$

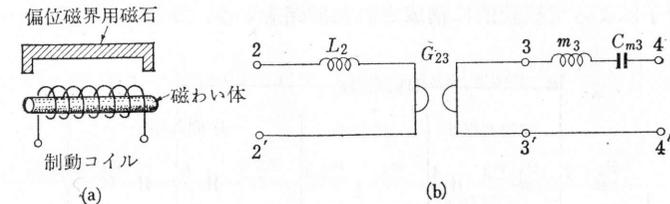
であれば、力係数の2乗値は (1・16) 式で与えられる。

$$\begin{aligned} \phi_{23}^2 &= 8\pi^2 m_3 C_2 f_{\min} (f_{\max} - f_{\min}) \times 9 \times 10^{11} \\ &= 3.6 \times 10^{12} (\text{dyne/e.s.u.-V})^2 \end{aligned} \quad (1 \cdot 16)$$

このとき、質量 M_3 を電気端子からみたインピーダンスに換算すると、(1・17) 式となる。

$$L_3 = \frac{m_3}{\phi_{23}^2} \times 9 \times 10^{11} = 475 \text{ mH} \quad (1 \cdot 17)$$

(b) 磁わい方式 磁わい体としてはニッケル、アルフェロ (Fe-Al 合金)、フェライトなどの強磁性体が利用される。そして第1・15図 (a) に示すように、磁わい体に適当な偏位磁界 (bias magnetic field) を加えた状態で制動コイルに高周波電流を流すと、印加周波数が磁わい振動子の共振周波数に一致したときに大きな磁わい振動⁷⁾を生ずる。この振動出力によって機械回路を駆動することができる。また、機械振動から電気出力を取り出す場合も全く可逆的に動作する。



第1・15図 磁わいトランスジューサ

この場合の磁わい振動子の等価回路は (b) に示すように、中央のジャイレータ変換器の変換比 G_{23} によって電気、機械の両回路が結合されている。この変換比は圧電体の場合と同じく力係数とよばれる重要な定数であって、単位電流によって発生する応力または単位速度によって生ずる電圧に相当する値をもち、細長い振動子の場合には実用的に次式で与えられる。

$$G_{23}^2 = 8\pi^2 m_3 L_2 f_{\max} (f_{\min} - f_{\max}) \quad (1 \cdot 18)$$

ここに、 L_2 : 制動コイルのインダクタンス

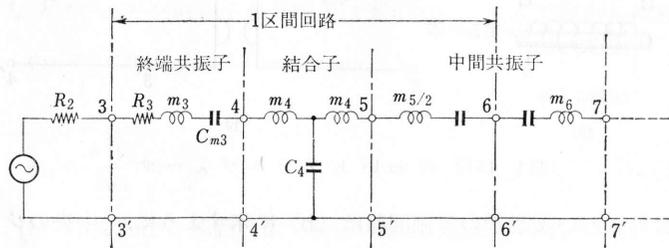
たとえば、振動子が $m_3 = 1.08 \text{ g}$, $L_2 = 193 \mu\text{H}$, $f_{\min} = 100.12 \text{ kc}$, $f_{\max} = 99.77 \text{ kc}$ の定数をもっている場合、力係数の2乗値は (1・19) 式で与えられる。

$$\begin{aligned} G_{23}^2 &= 8\pi^2 m_3 L_2 f_{\max} (f_{\min} - f_{\max}) \times 10^9 \\ &= 5.67 \times 10^{14} (\text{dyne/e.m.u.-A})^2 \end{aligned} \quad (1 \cdot 19)$$

〔4〕 機械共振子結合回路の設計 この回路はすべて純機械的に構成されてお

り、その設計に際しては、この回路を分布定数的に取り扱う場合と、集中定数的に扱う場合とがある。しかし、いずれの場合でも4端子回路網と等価に考えて構成要素定数を設計し、この結果得られる機械インピーダンスをトランスジューサの変成比(力係数)によって電氣的インピーダンスに換算して、電氣的な無反射終端ができるように整合回路およびトランスジューサ回路の設計を行なえばよい。以下設計操作について、そのあらましを述べる。

(a) 伝送特性の設定 まず、与えられた伝送特性をうるための区間数を定めることが必要になる。この区間数とは、第1・16図に示すように結合子と共振子の半分のインピーダンスをそれぞれ両側の直列素子にもつ回路をいう。したがって、 N 区間とは $(N-1)$ 個の中間共振子と2個の終端共振子および、 $(N-1)$ 個の結合子によって縦続的に構成された回路をいう。



第1・16図 機械共振子結合回路の等価回路

普通、機械回路の設計には映像パラメータ法 (image parameter method) が実用されている場合が多いので、ここではこの設計法によって説明する。

区間数 N が増加するにつれてフィルタ特性は急しゅんになり、しかもシャ断点 (cutoff point) における減衰量も増加する。ここでは、第1・16図の等価回路を N 区間縦続したときの伝送特性を求めるために、つぎの各パラメータを導入する。

規準化周波数: $x = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) / \Delta / \omega_0$

中心周波数: $f_0 (\omega_0 = 2\pi f_0)$

帯域幅: $\Delta f = f_2 - f_1 \quad (\Delta = 2\pi \Delta f)$

分圧抵抗比: $v = (R_2 + R_3) / R_2$

終端抵抗比: $\nu = R / (R_2 + R_3)$

半区間数: $n = N/2$

上記パラメータを用いて、まず通過帯域内 ($-1 < x < 1$) での伝送特性を反電圧伝送関数すなわち出力電圧と信号源電圧との比 $y(x)$ で表わすと次式となる (n = 偶数のとき)。

$$y(x) = 2v \cos \left\{ n \sin^{-1} \sqrt{\frac{1+x}{2}} \right\} + j\nu \left(\nu \sqrt{1-x^2} + \frac{1}{\nu \sqrt{1-x^2}} \right) \sin \left\{ n \sin^{-1} \sqrt{\frac{1+x}{2}} \right\} \quad (1 \cdot 20)$$

上式より位相伝送特性 $\theta(x)$ 、遅延時間特性 $\tau(x)$ および振幅特性 $|y(x)|$ を求めると、それぞれ次の各式で与えられる。

$$\theta(x) = \tan^{-1} \left\{ \frac{1}{2} \left(\nu \sqrt{1-x^2} + \frac{1}{\nu \sqrt{1-x^2}} \right) \tan \left(n \sin^{-1} \sqrt{\frac{1+x}{2}} \right) \right\} \quad (1 \cdot 21)$$

(1・21) 式より

$$\tau(x) = \frac{2n(2-x^2) \left\{ 1 + \tan^2 \left(n \sin^{-1} \sqrt{\frac{1+x}{2}} \right) \right\} + \frac{2x^3}{\sqrt{1-x^2}} \tan \left(n \sin^{-1} \sqrt{\frac{1+x}{2}} \right)}{4 \left\{ (2-x^2)^2 \tan^2 \left(n \sin^{-1} \sqrt{\frac{1+x}{2}} \right) + 4(1-x^2) \right\}} \quad (1 \cdot 22)$$

ここで、 $\nu = \nu = 1$

(1・20) 式より

$$|y(x)| = 2v \left[1 + \left\{ \frac{\nu^4(1-x^2)^2 + 1}{4\nu^2(1-x^2)} - \frac{1}{2} \right\} \sin^2 \left\{ n \sin^{-1} \sqrt{\frac{1+x}{2}} \right\} \right]^{1/2} \quad (1 \cdot 23)$$

つぎに、シャ断点 ($x = \pm 1$) においては、次式で求められる。

$$y(x) = 2v + j \frac{vn}{2\nu} \quad (1 \cdot 24)$$

(1・24) 式より振幅特性は

$$|y(x)| = 2v \left(1 + \frac{n^2}{16\nu^2} \right)^{1/2} \quad (1 \cdot 25)$$

となる。すなわち、区間数 N の増加につれてしゃ断点における減衰量は増加し、したがって実効通過帯域幅は少しずつ狭くなるわけである。

最後に減衰域 ($x > 1$ または $x < -1$) において n を偶数とすれば $y(x)$ は次の各式で計算できる。

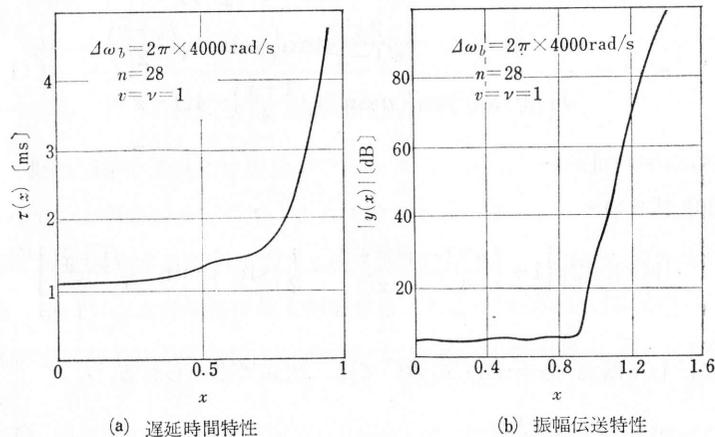
$x > 1$ の場合

$$|y(x)| = 2v \left[1 + \left\{ \frac{v^4(1-x^2)^2 + 1}{4v^2(1-x^2)} + \frac{3}{2} \right\} \sinh^2 \left\{ n \cosh^{-1} \sqrt{\frac{1+x}{2}} \right\} \right]^{1/2} \quad (1 \cdot 26)$$

$x < -1$ の場合

$$|y(x)| = 2v \left[1 + \left\{ \frac{v^4(1-x^2)^2 + 1}{4v^2(1-x^2)} + \frac{3}{2} \right\} \sinh^2 \left\{ n \sinh^{-1} j \sqrt{\frac{1+x}{2}} \right\} \right]^{1/2} \quad (1 \cdot 27)$$

(1・22)~(1・27) 式の各式を用いて、 $v = \nu = 1$ 、 $n = 28$ の場合の伝送特性の計算例を第1・17図に示す。同図(a)は遅延時間特性、(b)は振幅特性を与えるが、いずれも実測値と非常によく一致する。以上の各式によって区間数 N をきめることができる。



第1・17図 伝送特性の計算例

(b) 機械共振子結合回路の設計 つぎに共振子および結合子の設計にかかる。まず、共振子の振動モードを、その共振点におけるほかの不要振動との関

係、形状、大きさなどから選定して、その共振子の暫定的な等価質量 m_5' をきめる。このときの共振子の共振周波数は実効低しゃ断周波数 f_1 において、つぎの関係式で与えられる。

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{m_5' C_{m5'}}} \quad (1 \cdot 28)$$

つぎに、実効帯域幅 $\Delta (= \omega_2 - \omega_1)$ を与えて次式から結合子のインピーダンス R_4 を求める。

$$R_4 = m_5' \cdot \Delta / 2 \quad (1 \cdot 29)$$

そして、 R_4 が求まると結合子の波動インピーダンス W_4 および長さ l_4 を次式で計算する。

$$\sin \frac{2\pi}{\alpha} = \frac{W_4}{R_4} \quad (1 \cdot 30)$$

ただし

$$\alpha = \lambda_4 / l_4, \quad \lambda_4 = v_4 / f \quad (1 \cdot 31)$$

ここに、 λ_4 : 結合子内の縦波伝播波長、 v_4 : 結合子内の縦波伝播速度
つぎに、上式による結合子の長さ l_4 および波長比 α より、次式によって結合子の等価質量 m_4 を求めることができる。

$$m_4 = \frac{W_4}{\omega_0} \tan \frac{\pi}{\alpha} \quad (1 \cdot 32)$$

このようにして m_4 が求まると、共振子の実際の等価質量 m_5 を次式によって設定する。

$$m_5 = m_5' - 2m_4 \quad (1 \cdot 33)$$

このときの共振子の共振周波数 f_5 は、次式のとおり定めればよい。

$$f_5 = f_1 \sqrt{\frac{m_5'}{m_5}} \quad (1 \cdot 34)$$

設計順序としては、先に結合子のインピーダンスを定めてから共振子を設計する方法もあるが、上式の応用によって達成できる。

第1・3表に参考として代表的な物質の弾性定数を示す。

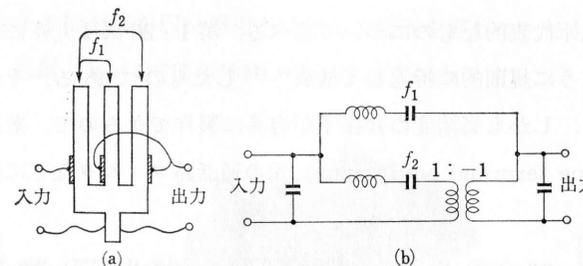
第1.3表 各種物質弾性定数表

物質名	比重	ヤング率	ポアソン比	縦波伝播速度	比波動インピーダンス	Q
	ρ [g/cm ³]	$E \times 10^{12}$ [dyne/cm ²]	σ	$v \times 10^5$ [cm/s]	$v\rho \times 10^6$ [g/s·cm ²]	
アルミニウム	2.73	0.714	0.34	5.11	1.39	4000
黄銅	8.54	1.13	0.35	3.64	3.11	2500
銅	8.95	1.24	0.34	3.72	3.33	1700
鉄	7.71	1.95		5.04	3.89	1100
高速度鋼	7.77	2.09	0.20	5.18	3.99	900
ステンレス鋼	7.94	1.96		4.97	3.95	1500
錫	7.3	0.54	0.33	2.72	1.98	
鉛	11.3	0.25	0.45	1.49	1.68	40
ハンダ	8.84	0.382		2.08	1.84	72
ニッケル	8.88	2.17	0.31	4.94	4.39	450
燐青銅	8.9	1.1		3.52	3.14	2000
銀	10.1	0.885		2.96	2.99	900
エリバー	8.15	1.78	0.23	4.6868	3.80	3000
アンバー	8.62	1.38		4.01	3.46	5000
Ni-Span-C	7.99	1.82		4.8	3.83	9000
フェライト	4.75	1.55		5.7	2.7	2000
水晶	2.65	0.75	0.125	5.3	1.4	10000
ロッシェル塩	1.775	0.308	0.25	4.15	0.74	
チタン酸バリウム	5.5	1.12	0.26	4.52	2.49	300

1.3 実用的構成

前項までに述べた基本的構成回路を合成して種々の構成の MF が実用されているが、ここでは、その代表的な実際例を周波数範囲で分類してあげてみる。

[1] 300c/s~10kc 範囲 この周波数帯では、おもに機械振動子の大きさの点から第1.18図に示すような音叉または片端支持音片の振動子が利用されており、おのおのの振動子間の機械的結合は内部結合で行なわれている。すなわち、同図(a)の構成⁹⁾では、共振周波数がそれぞれ f_1 と f_2 に設計されている二つの音叉が内部的に結合されている。そして、各振動子のベース部には小さい圧電体(ハッチングを施した部分)を取り付け、それら圧電体による振動出力を差動的に取り出して帯域フィルタを構成している。したがって、この場合の機械的内部結合は非常に弱くて、単に各音叉を共通ベース上に結合して振動伝達の役目を果たしているにすぎないわけであり、(b)は等価回路で差動結合による1区間フィル

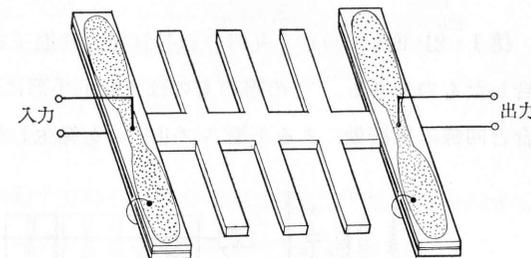


第1.18図 複合音叉形メカニカル・フィルタの構成例

タを構成している。図のような構成によって実現される比帯域幅は0.2~1%である。

[2] 10~50kc 範囲 この周波数範囲では、主として自由端の音片振動が利用されており、たとえば、第

1.19図の構成⁹⁾に示すように、両端の圧電トランスジューサを上下2枚の圧電体の間に薄い金属板を挿入した構造のものが実用されている。そしてこれら圧電体に入力電圧



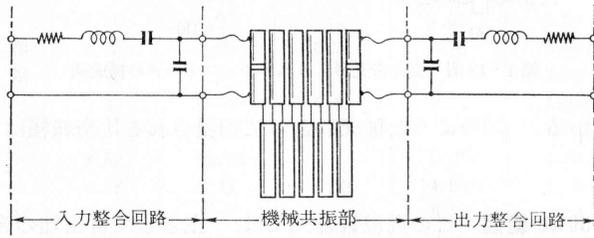
第1.19図 非対称屈曲音片形メカニカル・フィルタの構成例

が加わった場合には、たとえば中央から左(振動子の長さ方向)の上側のものと右下側のものとの間に引張り応力が働き、そして他の二つの部分は圧縮応力が働くように分極処理(polarization treatment)が施してある。したがって、入力電圧により、この圧電トランスジューサに非対称屈曲振動(たとえば二次屈曲振動)を誘起させることができる。この振動は結合子にねじり結合(torsional coupling)で伝わり、つぎの中間共振子を同じく非対称屈曲振動で共振させる。

このように構成した MF は軸方向(結合子の長さ方向)で生じやすい他の不要振動モードと結合する心配は少なく、スプリアス・レスポンスの発生を抑圧するのに有効である。

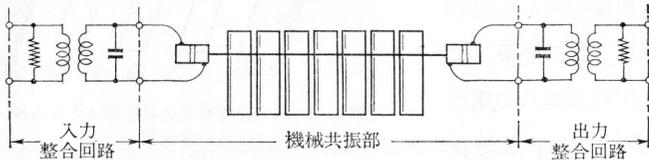
[3] 50~500kc 範囲 この周波数範囲では種々の構成の MF が多く実用さ

れている。以下代表的なものについて述べる。第1・20図は丸棒による縦振動共振子を図のように規則的に折返して構成^{10, 11)}したものである。そのため構造は平面的となり、しかも高精度の共振子が容易に製作できるので、搬送端局 (carrier telephone terminal equipment) 用の通話路フィルタなどに好適である。



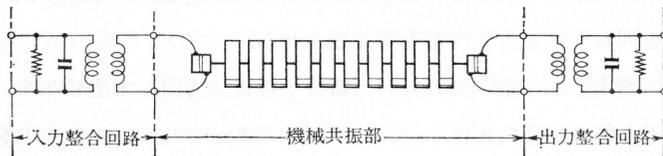
第1・20図 丸棒折返し結合による構成例

第1・21図は、同じく丸棒のねじれ振動共振子を横に並べて、丸棒の周辺を結合したものである。この形のものは比較的小形に構成¹²⁾できるが、縦振動の場合と同様に横振動による不要スプリアスを発生しやすい。



第1・21図 丸棒周辺結合による構成例

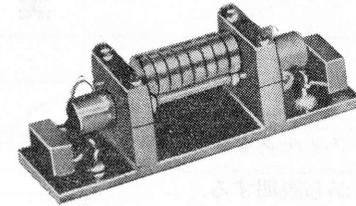
第1・22図は円板の屈曲振動を利用するもので、この場合、結合子円板の円面上の結合点を中心を含んで偏心結合することによって、帯域幅の変化が容易に実現できるので中間周波用として広く実用されている。



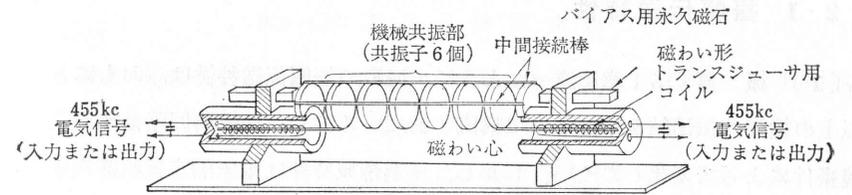
第1・22図 円板偏心結合による構成例

また、第1・23図は、同じく円板の屈曲振動^{13, 14)}を利用するものであるが、こ

の場合、結合子の結合点を円板周辺上に選んで製作を容易にしたもので、広く普及している。同図 (a) は内部の外観、(b) は構成図を示す。



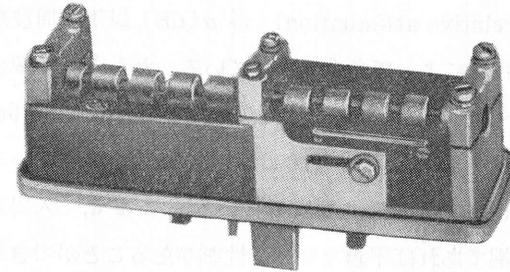
(a)



(b)

第1・23図 円板周辺結合による構成例

さらに第1・24図はねじり振動子をねじり結合した構造^{15, 16)}の外観を示すもので、横振動との結合が少なくスプリアスの抑圧に有効である。



第1・24図 ねじり振動子結合による構成例

第2章 実際の特性

ここではメカニカル・フィルタを回路に挿入した場合に生ずる実際上の諸問題について、実例をあげながら説明する。

2・1 振幅伝送特性

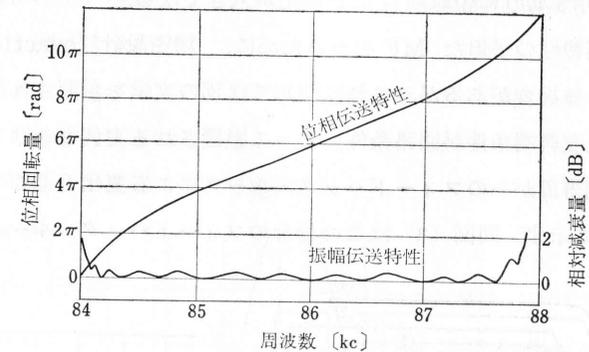
〔1〕 概要 第1章で述べたように、MFの振幅伝送特性は、おもに8区間以上の機械共振子結合系によって構成されているので、比較的回路条件および環境条件によって変化しにくい。しかし、通過帯域特性は電気的定抵抗終端条件によって定まるので、回路設計上、MF入出力の回路インピーダンスの設計およびそれらインピーダンスの安定度については十分考慮を払う必要がある。

〔2〕 回路条件の影響

(a) 通過帯域特性 ここでいう通過帯域 (pass band) とは、帯域端における相対減衰量 (relative attenuation) が α [dB] 以下の周波数帯域幅をいうもので、その値は用途によって多少異なっている。たとえば、搬送用通話路フィルタの場合には1~2dB、送受信機の間周波用の場合には3~6dBである。

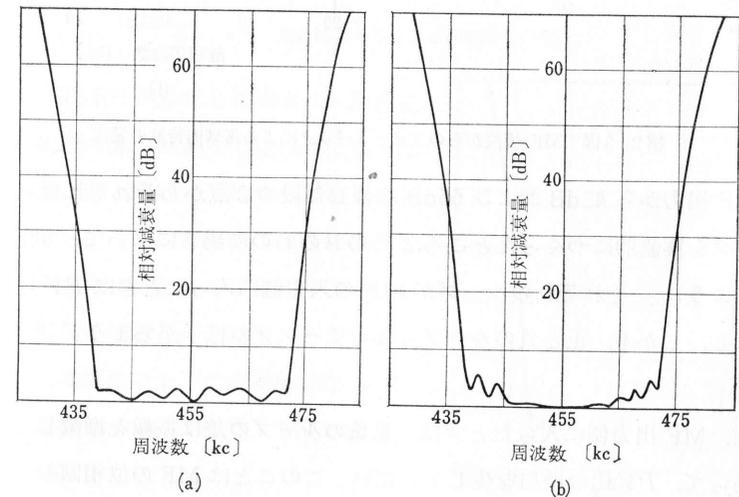
MFの共振素子は一般に高い Q (1000以上)の値をもっているので、機械回路は低損失 (1~2dB)の伝送系を構成している。ここで、入出力回路の終端条件が完全に無反射端であれば平坦な伝送特性を与えることができるが、実際はわずかであるが定抵抗終端による反射損失を生ずる。

この様子は第2・1図に示すようになり、入出力間の位相回転量 (phase rotation or phase shift) に比例した数の振幅特性のハンブ (hump) を生ずる。すなわち、厳密ではないが、位相回転量が $\pi/2$ の奇数倍の点では振幅が少し減少し、 $\pi/2$ の偶数倍の周波数点では逆に振幅が増加する。したがって、いま位相回転量が $N\pi$ [rad] であれば、通過帯域内で N 個のハンブを生ずることになる。



第2・1図 通過帯域特性例

このハンブの程度を表すのに、 PV 比 (peak to valley ratio) という表現が用いられており、搬送用では0.5~1dB、中間周波用では1~3dBの値である。ただし、図に示すように、ハンブの PV 比は通過帯域内で様でなく、たとえば映像パラメータによって設計した機械回路では、第2・2図に示すように終端抵抗の値によって変化し、その値が公称値 (nominal value)* より小さい場合には、同図 (a) のように帯域の中央部の PV 比が増加し、公称値より大きい場合



第2・2図 終端抵抗による振幅特性の変化

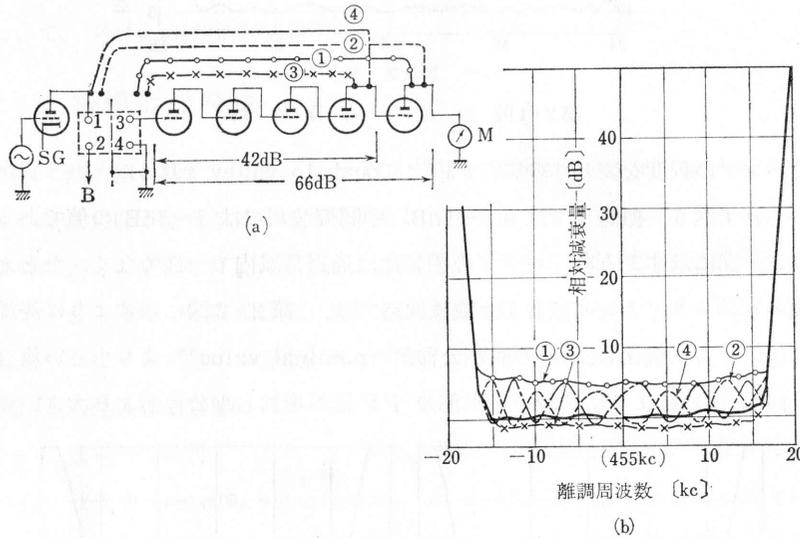
* 中心周波数におけるイメージ終端インピーダンスをいう。

には (b) に示すように帯域端にて PV 比が大きくなる。

とくに振幅特性の平坦な MF をうるために、精密設計 (exact design)^{16, 17)}法が適用される場合があるが、これに関しては別の文献を参照されたい。

つぎに、上記終端条件が回路条件によって影響される実例をあげてみる。

(1) 高利得段からのフィードバック・ループによる変化 この実験データを第2・3図に示す。同図 (a) はこの場合のフィードバック・ループを示すもの



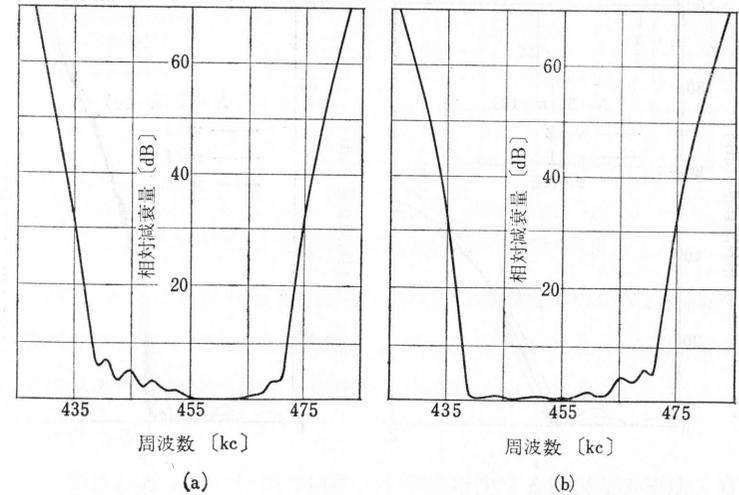
第2・3図 MF 後段からのフィードバックによる帯域内特性の変化

で、MF 出力から 42dB および 66dB 増幅した段の2点からそれぞれ正および負のループを実験的につくったところ、そのおのおの場合について、同図 (b) に示すように、それぞれのループが MF の入力側に入ったときは PV 比が大きく増加し、しかも、正と負のループによってハンプの様子がちょうど逆となった。

また、MF 出力側に入ったときは、正負のループの差は振幅を増減しているだけであって、PV 比の増加を生じていない。このことは MF の位相回転と反射損失の関係から容易に説明できることである。もちろん、このような現象は回路設計上不都合なことであるが、しばしば問題を起こす現象であるので、とくに装置

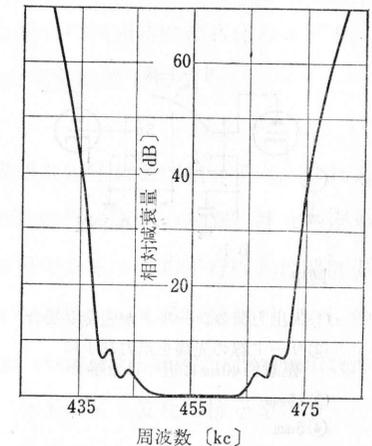
内の回路配置には十分留意することが肝要である。具体的な回路配置の事例については第3・11図で述べる。

(2) 回路インピーダンスによる影響 第1章の整合回路の項で述べたように、MF 内部の整合回路と挿入回路インピーダンスの関係は実用上とくに重要である。つぎに不都合な事例について述べる。



第2・4図 整合同調条件による振幅特性の変化

(i) 同調条件が変化した場合 MF の中心周波数点で総同調をしなければならないところを、たとえば、MF 中心周波数から帯域幅の半分近く離調した点で回路の同調を行なった場合には、第2・4図に示すように帯域内の PV 比が増加し、しかも、その増加の程度が中心周波数の上下で非対称になる。同図 (a) は離調点为中心周波数より高い場合、(b) は低い場合を示す。

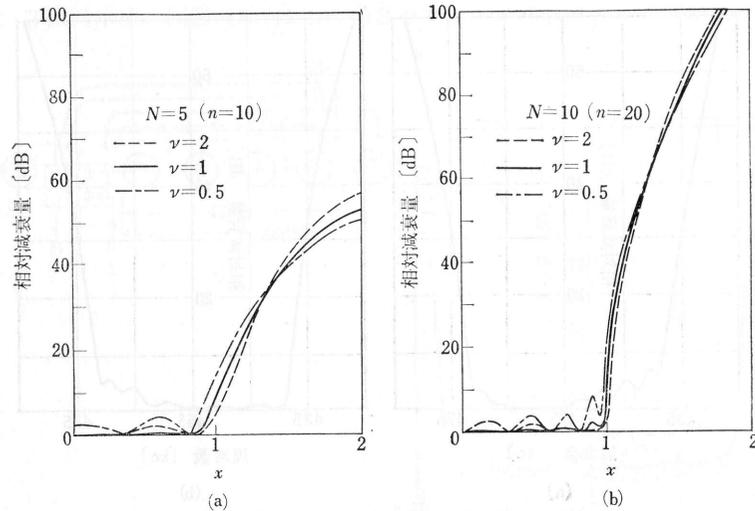


第2・5図 整合同調回路の周波数特性の影響

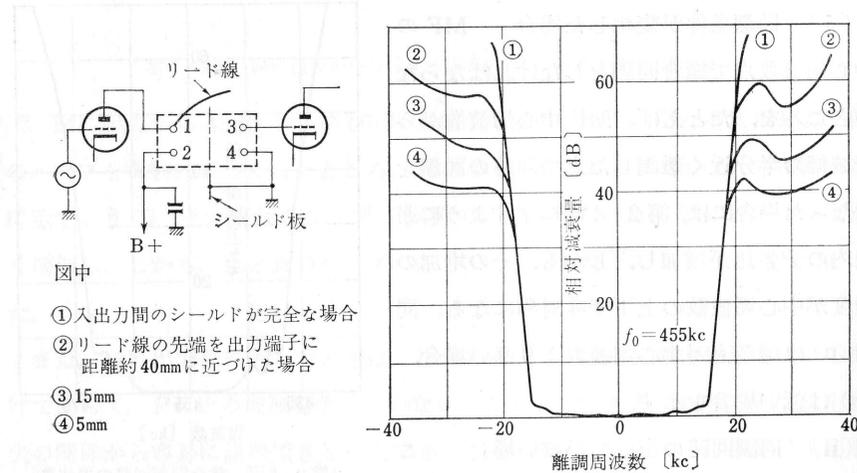
(ii) 同調回路の帯域幅が狭い場合 これは入出力端の同調回路のキャパシタンス分

が必要以上に大きい場合である。すなわち回路の帯域幅が MF のそれより狭くなったときには当然であるが、第2・5図に示すようにとくに帯域端のPV比が増加し、しかも相対減衰量も増加する。

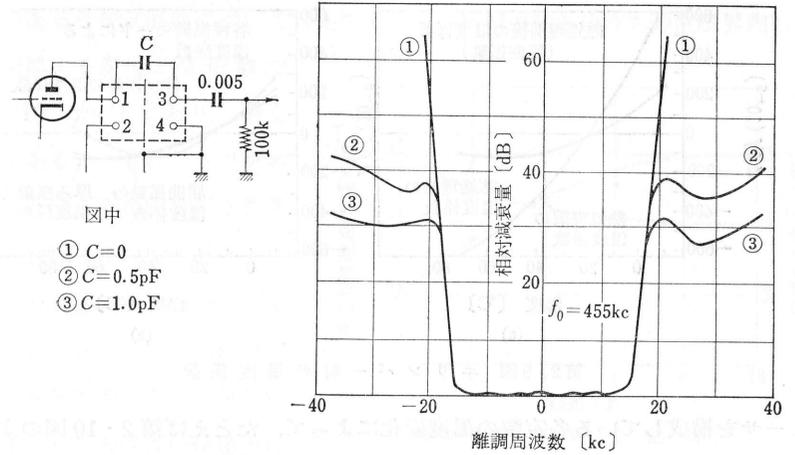
(b) 減衰域特性 前記通過帯域以外の周波数範囲を減衰域という。この減衰域特性は概して回路インピーダンスの影響を受けにくく安定な特性を示すもの



第2・6図 終端抵抗による減衰特性の変化



第2・7図 入出力間の静電結合による減衰特性の変化



第2・8図 入出力間の付加容量による減衰特性の変化

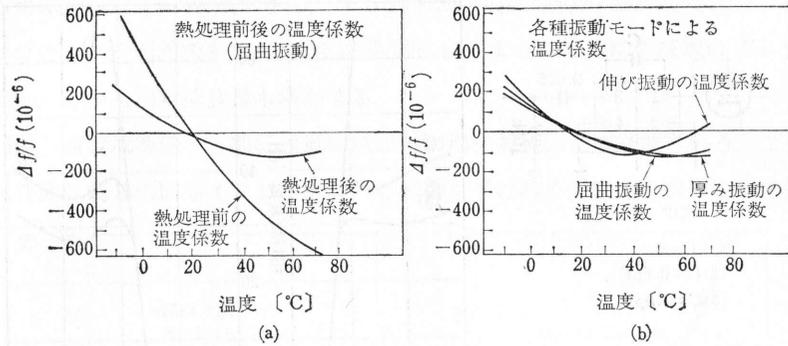
である。第2・6図は5区間と10区間のおおのの場合について終端条件と減衰特性の関係を計算値で示したものであり、図から明らかのように区間数が増えるにつれて終端条件(終端抵抗比を変化した場合)の影響はしだいに小さくなっていくことがわかる。

つぎに、回路設計上および製作技術上不都合を生ずる重要な事項は、MF 入出力間の漏洩結合であって、静電的に結合する場合が多い。たとえば、第2・7図には配線によって入出力間に静電結合が生じた場合の減衰特性の劣化の事例を、また第2・8図はこの結合を等価容量で置換した実験結果である。

[3] 周囲条件による特性の変化

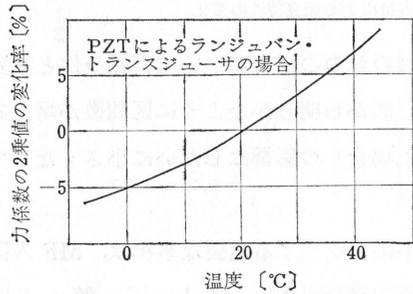
(a) 温度の影響 温度の変化があると構成共振子および結合子は、それらの周波数温度係数に従って変化するが、振幅伝送特性のうちの減衰特性は一定の帯域幅のままその特性が平行移動する 경우가普通である。この平行移動の温度係数は、もちろん構成共振子の材質および振動モードによって多少変化するもので、第2・9図(a)¹⁸⁾にはエリンバー (elinvar, elasticity invariable matter) の熱処理による変化、(b)には同材質の振動モードによる変化の様子を示す。

つぎに、通過帯域特性については、機械回路のインピーダンスは前述のとおり安定であるが、第1章の(1・1)、(1・2)式に示す変成比 ϕ_{23} 、 G_{23} はトランスジ



第2.9図 エリンパー材の温度係数

ユーサを構成している各定数の温度変化によって、たとえば第2.10図のように変化する。したがって、終端抵抗値に第2.10図と逆の変化を温度によって与えれば安定な特性が得られる。一方、整合回路の同調条件についても同様に各素子に温度補償を与えて、温度によって変化しないように設計することが必要である。



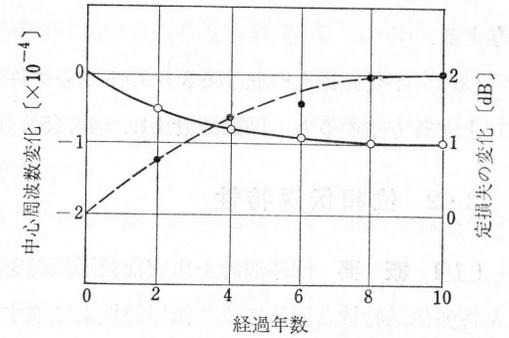
第2.10図 力係数の温度特性 (PZT: Pb(ZrTi)O₃)

(b) 外部振動の影響 MFの主体は機械回路であるので、この機械系が直接外来振動によって励振あるいは変調されないよう実用上十分な設計が施される。一般に採用されている対策は、外来振動を十分低い低域フィルタを通すことにより、MFの機械系を励振する可能性のあるような高い周波数成分を確実にシャ断するとともに、この低域フィルタを通った出力をさらに完全に吸収する機能をもつ弾性吸収体(たとえばシリコン・ゴム)によって内部機械系を保持する方式をとっている。この方法を用いれば外来振動の振幅が3mm、周波数が10~55c/s以上の条件に耐えることができる。

(c) 経時変化 MFの寿命はほとんど半永久的であるといわれているが、約10年の経過による経時変化の実測例を第2.11図に示す。ここで経時変化に

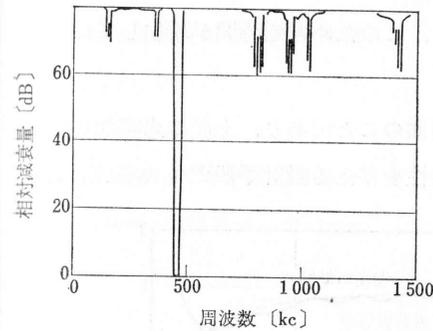
関係のある各構成回路について考えてみると、機械振動系のうち弾性限界内の振動疲労による変化は周波数で

$10^{-7} \sim 10^{-8} \text{ c/s/日}$ であり、最も安定である。つぎに、トランスジューサは、その定数が指数関数的に変化するので十分な枯化処理(aging treatment)を必要とする。また、整合回路のインダクタンス素子も、十分な枯化処理をしておけば使用用途上において熱とか機械的衝撃が加えられない限り相当長期間の実用に耐えられる。



第2.11図 経年変化例

[4] 不要振動によるスプリアス・レスポンス MFにおいては、機械共振子結合系を構成している共振子および結合子から発生する多くの不要振動によって、希望振動モードによる伝送帯域のほかに減衰域内でのスプリアス(不要)・レスポンス(spurious response)を生じる。これらの大きさおよび周波数はMFの設計方法によって多分の相異があるが、代表的な一例を第2.12図¹⁹⁾に示す。



第2.12図 スプリアス・レスポンス例

これらスプリアス・レスポンスを抑圧するおもな方法としては

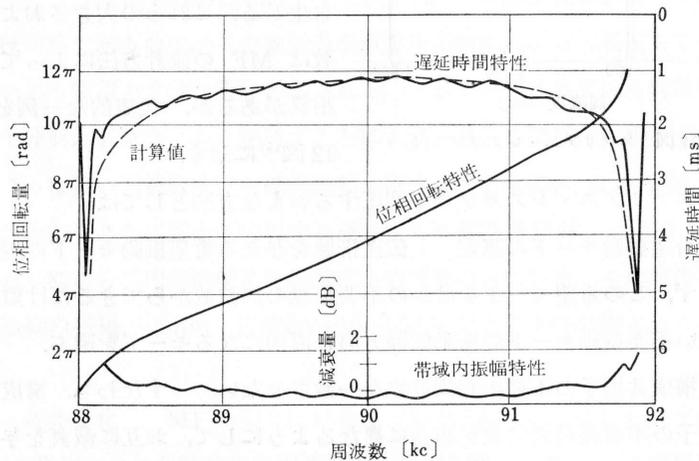
- (1) 希望振動モードの選定 伝送帯域を与える希望振動モードの選定に際して、まず、この希望モードをほかの不要振動の周波数からできるだけ離し、さらに、近い不要振動モードの振動伝播方向と直角になるモードを選ぶ。
- (2) 構成共振子の不要振動周波数を一致させない すなわち、構成している各共振子の不要振動周波数が適当に異なるようにして、お互いに減衰を与える。
- (3) 不要振動による帯域幅を狭くする。

- (4) 整合回路および挿入回路を安定に設計して回路の帯域幅を狭くする。
 - (5) MF 以外の回路にフィルタ特性をもたせて、縦続的に不要振動に減衰を与える。
 - (6) 不要振動を吸収するためのトラップ回路を設ける。
- 上記各方法のうち、回路設計上は (4), (5), (6) について留意する必要がある。

2・2 位相伝送特性

〔1〕 概 要 回路設計上忠実な波形伝送を問題にする場合には、前項に述べた振幅伝送特性と同時に位相伝送特性を考慮する必要がある。この両者の特性は、十分広い周波数範囲においては、前者が平坦であれば、後者は直線的であるという対応関係を保ち、いずれかの特性だけを問題にすればよい。しかし、ある限られた狭い周波数範囲に関しては、前者が平坦であっても、後者が直線的にならないことが多い。すなわち、伝送帯域の端部に近づくにつれて位相の周波数に対する変化の程度は急に大きくなっていき、このため遅延時間が増加して波形ひずみを伴うものである。

このことは帯域フィルタを扱ううえで周知のことであり、上記の忠実な波形伝送用のフィルタとして、とくに遅延平坦特性を与える設計手段²⁰⁾もあるが、こ

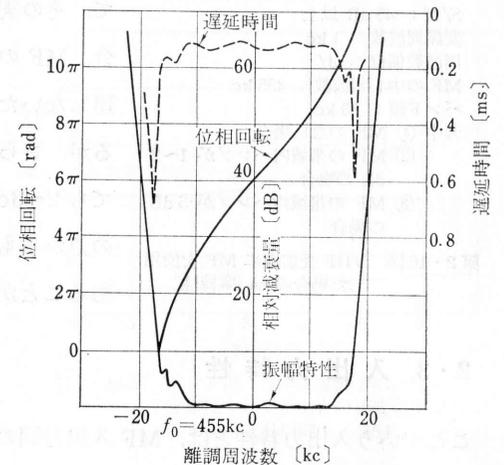


第2・13図 搬送通路用 MF の位相伝送特性

では前項に述べたように普通の映像パラメータによる MF の位相伝送特性について事例をあげて説明しておく。

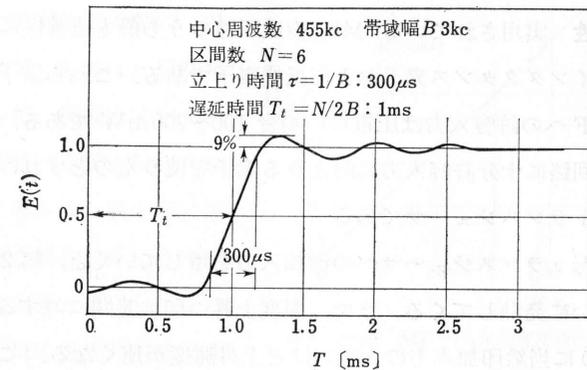
〔2〕 位相伝送特性 位相伝送特性は振幅伝送特性に対して (1・21) 式の関係をもっている。したがって、振幅特性の通過帯域内のハンプは位相伝送特性の非直線部となって現われ、そのため遅延時間特性の偏差が N 個のハンプを生ずることになる。以下 2, 3 の実測例を示す。

(a) 位相および遅延時間特性 第2・13図は中心周波数 90kc の通路用フィルタについての測定値であり、振幅特性の偏差に応じて遅延時間の偏差を生じている。とくに、帯域端における偏差は帯域中央部に比べて大きい。第2・14図は FM受信機用の MF についての測定値であり同様の傾向を表わしている。

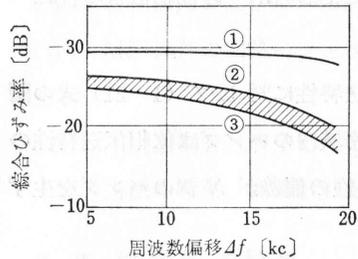


第2・14図 MF の位相伝送特性と時間特性例

(b) ユニット・ファンクションによるレスポンス MF 入力にユニット・ステップ (unit



第2・15図 MF のユニット・ファンクションに対するレスポンス



搬送波：150 Mc 帯
 入力：50 dB
 S/N：45 dB 以上
 変調周波数：1 kc
 周波数偏位： Δf
 MF の中心周波数：455 kc
 バンド幅：30 kc

図中 ① MF のない場合
 ② MF の帯域内ハンプが 1~2 dB の場合
 ③ MF の帯域内ハンプが 5 dB の場合

第2・16図 VHF 受信機に MF を使用した場合のひずみ率特性

step) の電圧を印加したときの過渡特性の一例を第2・15図に示す。図は6区間の場合を示すもので、これはMFに限らず一般のフィルタに共通している特性である。

(c) 伝送波形のひずみについて たとえば、VHF 帯受信機に MF を使用した場合の、受信機総合ひずみと MF との関係について、その実例を第2・16図に示した。この場合、MF の減衰特性によって変調側帯波を伝達しないため当然ひずみ率の低下を生じているが、さらに、MF 振幅特性のハンプによっても 2~3dB の遅延ひずみを生じており、この点からも振幅特性のハンプは 3dB 以下であることが望ましい。

2・3 入 出 力 特 性

ここでいう入出力特性とは、MF 入出力間のレベルの直線性および入出力インピーダンス特性をいうもので、印加入力レベルの許容値および複数の MF を並列あるいは直列的に複合使用する場合の設計データとなるものである。

[1] 直線性 実用されている MF 構成回路のうち最も直線性に乏しいのは整合回路中のインダクタンス素子および抵抗素子である。これら素子の存在によって、普通 MF への許容入力圧電形の場合 100~200mW である。そして、いま、この整合回路に十分許容入力に耐えうる素子を使うものとすれば、つぎに問題になるのはトランスジューサである。

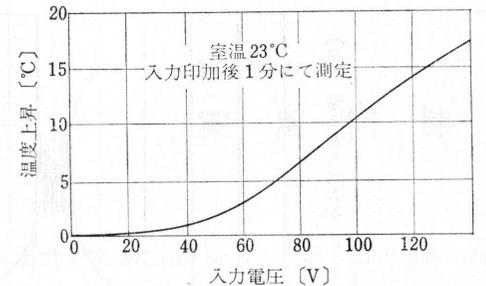
いま、圧電形トランスジューサへの印加入力を増していくと、第2・17図に示すように発熱してくる。また、温度上昇の印加時間に対する関係は、第2・18図のように当然印加入力の大きいほど上昇速度が速くなる。この温度上昇の要因は、圧電体の誘電体損失、振動による摩擦損失などによるもので、この結

果 MF 定損失の増加を伴って直線性を崩すわけである。したがって、印加入力が断続的な場合と連続的な場合とでは当然許容入力は異なる。たとえば、第2・19図は断続印加の場合であって、このデータからは 1W の許容入力となり、7時間以下の連続印加のときは第2・18図から 200~400 mW が限度と考えられる。

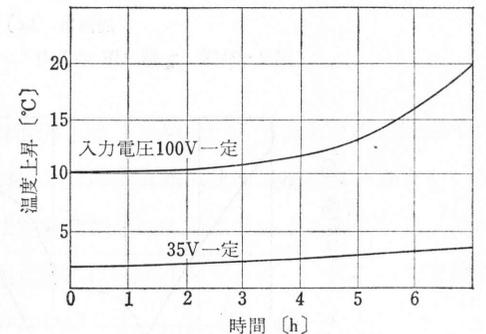
ただし、磁わい形トランスジューサの場合には、磁路を構成している磁心の高周波損失が比較的大きいため、通常 100mW 以下で使わないと支障を来す。

[2] 入出力インピーダンス

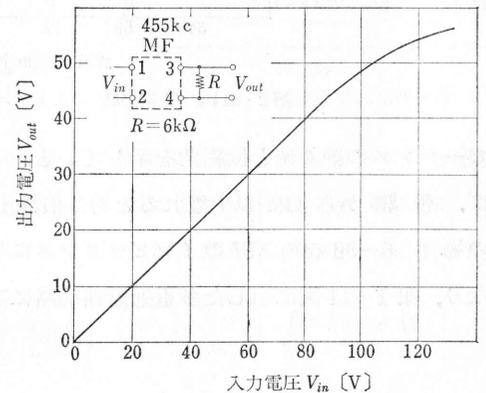
他端を終端した状態で、整合回路の入力あるいは出力端子から MF 側をみたインピーダンス特性の測定値を第2・20図および第2・21図に示す。第2・20図は π 形回路の場合であって、実線はインピーダンスの絶対値、点線は位相角を表わす。この場合は、第1章に述べたように中心周波数外ではインピーダンスは大きく低下するので、複数の MF を直列的に使用するのに適している。一方、第2・21図は T 形回路の場合であって、同じくイン



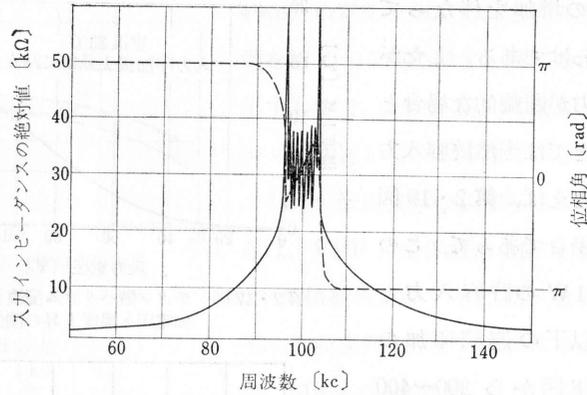
第2・17図 チタン酸バリウム変換子の入力印加電圧と温度上昇の関係



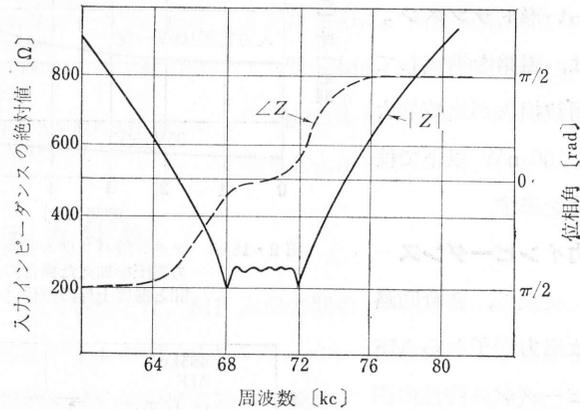
第2・18図 チタン酸バリウム変換子に一定入力電圧を加えた場合の連続印加時間と温度上昇の関係 (455 kc)



第2・19図 MF の入出力電圧特性 (断続印加)



第2・20図 π端 MF の入力インピーダンスの特性例



第2・21図 T端 MF の入力インピーダンスの特性例

ピーダンスの絶対値と位相角を示している。この図からわかるように、たとえば、帯域端から4kc以上離れると約3倍以上インピーダンスが高くなる。同図の場合76~80kcのMFのインピーダンスに与える影響は相当軽減されることになり、第1・11図に示した多重通話路回路に実用することができる。

第3章

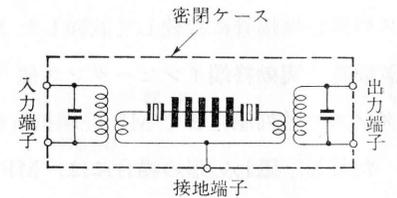
実 用 回 路

ここでは、メカニカル・フィルタを電子回路に挿入する場合に、適用回路の種類によるMF構成の相異について、真空管回路とトランジスタ回路に大別して説明する。

3・1 真 空 管 回 路

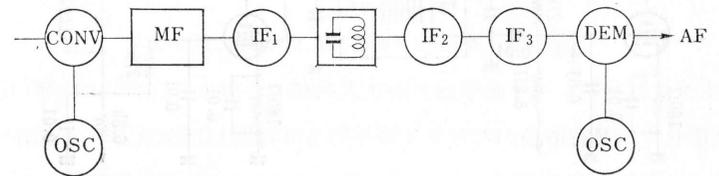
〔1〕 概 要 ここていう真空管回路とは、一般に、入力および出力回路インピーダンスがその間に挿入するMFの終端抵抗値に比べて十分高い場合をいうもので、このときMFは等価的には定電流源回路に挿入されることになる。このような回路に使用するMFは、実用的には回路インピーダンスによって整合回路の整合同調条件が変わることは少ないの

で、MF自体に独立した密閉構造を与えて、回路インピーダンスに対する調整部分を省くことができる。すなわち、第3・1図のように完全調整された部品として扱うことができる。



第3・1図 完全調整された構成例

しかし、たとえば中間周波フィルタとして使用する場合、コンバータから発生する雑音および混変調(cross modulation)スプリアスを抑えるためには、第3・2図に示すようにMFをコンバータの出力回路に挿入する機会が多い。また、

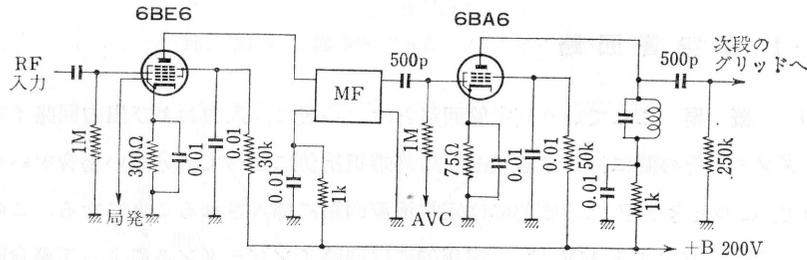


第3・2図 MF 挿入箇所を示す代表的ブロックダイアグラム

SSB の受信に際しては、平衡変調器 (balanced modulator) の平衡出力変成器に直結することが多く、このような回路構成に際しては、ある程度入力回路のインピーダンスを含めて終端条件が充されるように考慮する必要がある。

〔2〕 実用回路例

(a) MF 入出力回路 中間周波フィルタとして代表的な使用例は第3・3図に示すようにコンバータの負荷として使用するものである。ここで注意しなければならないことはコンバータの内部インピーダンスで、この値は普通の増幅管のそれに比して数倍に増加することである。そのため、比較的内部インピーダン

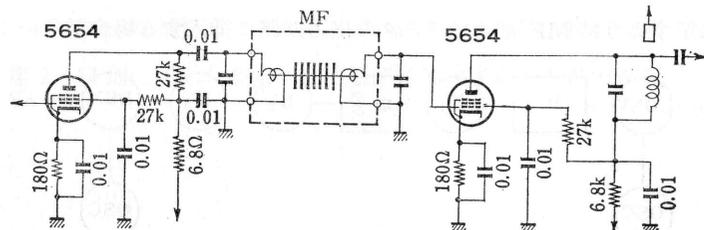


第3・3図 MF を使用した受信回路例

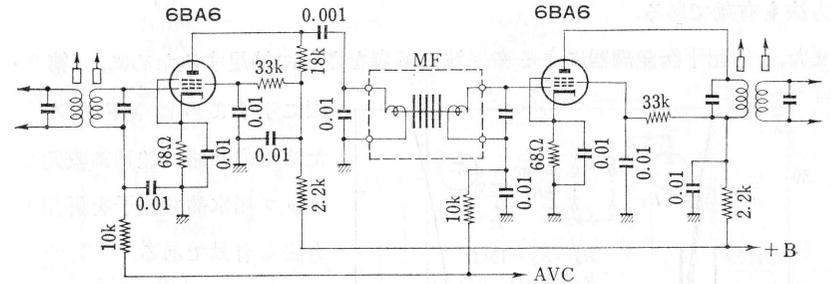
スの低い増幅管に接続して試験した MF をコンバータ負荷に挿入する場合には、試験時の実効終端インピーダンス値 (MF の終端抵抗値と増幅管の内部インピーダンスの並列値) まで MF 終端抵抗値を下げて使用することが必要である。

ただし、磁わい形の場合には、MF の入出力に直流を重畳すると磁わい振動子の動作点をきめる偏位磁界が変化するので、コンデンサで直流をしゃ断して使用するのが普通である。第3・4図および第3・5図にその代表例を示す。

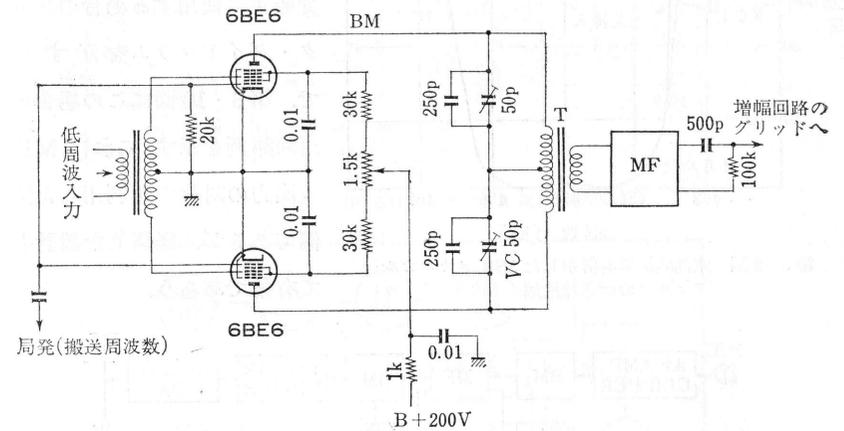
つぎに、SSB 送受信回路に適用した一例を第3・6図 (圧電形) および第3・7



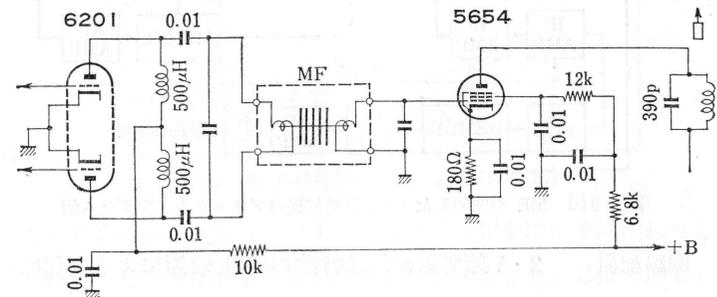
第3・4図 磁わい形 MF を使用した中間周波増幅回路例



第3・5図 磁わい形 MF を使用した中間周波増幅回路例



第3・6図 MF を使用したSSB送信回路例

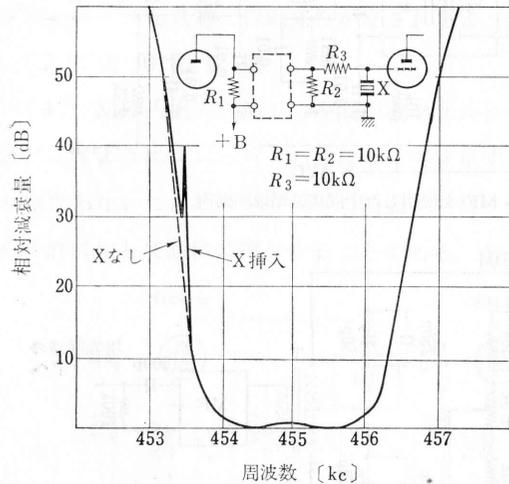


第3・7図 磁わい形 MF を使用した平衡入力回路

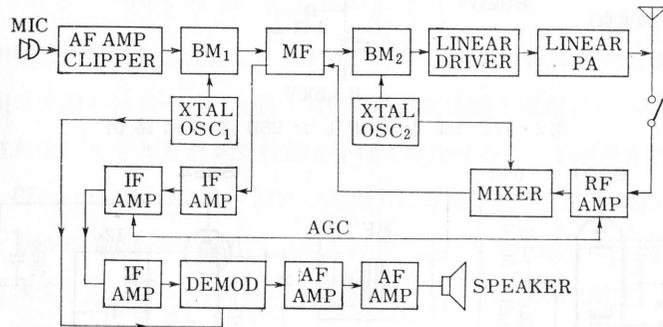
図 (磁わい形) に示す。この場合、MF 入力側では平衡トランスが必要であるが、十分な平衡度をうるためには回路および平衡トランスの分布容量に十分留意して設計することが肝要であり、このため平衡トランスを MF の整合回路から分離す

る方法も有効である。

また、前記平衡変調器による搬送波の減衰をさらに補足するために、第3・8



第3・8図 水晶共振子を併用したSSBメカニカルフィルタの伝送特性例

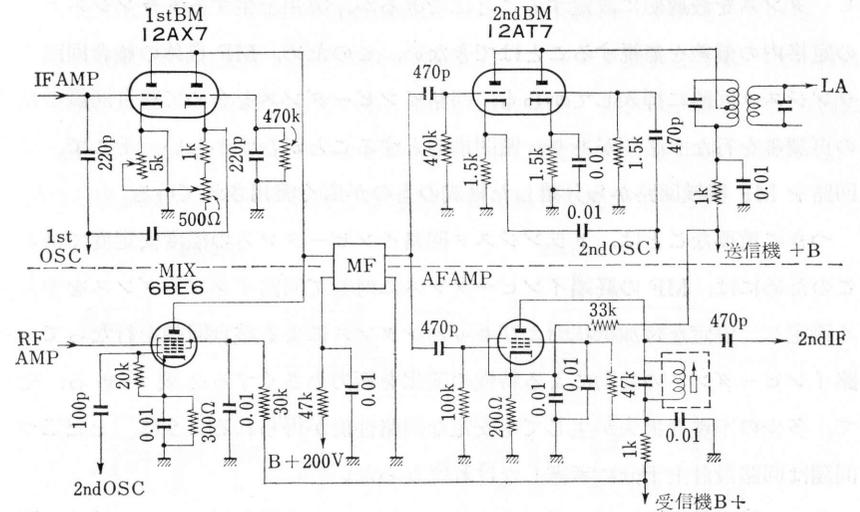


第3・9図 MFを使用したSSB送受信機のブロックダイアグラム例

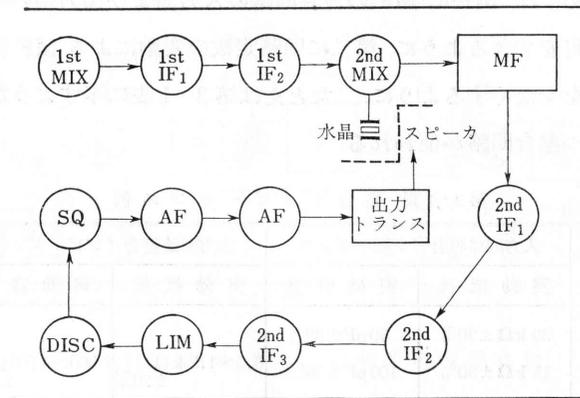
(b) 回路配置 2・1節で振幅伝送特性の再生帰還による変化について述べたが、このことは回路配置の設計上非常に重要である。第3・11図は部品配置の悪い例で、MF後段のAF(低周波出力)部に多少混入した中間周波成分が、近接したMF入力側にフィードバックして周波数特性に悪い影響を与えた。この例では、AF部に中間周波トラップ回路(直列共振による吸収回路)を挿入した

図に示すようにMFの入力または出力回路に並列に安定なトラップ用水晶共振子を併用する方法も有効である。

第3・9図は一つのMFを送受兼用に使用する場合のブロック・ダイアグラムを示すもので、第3・10図にこの場合の実用回路例を示す。これはMFの入出力の対称性を利用した応用例であるが、経済的な設計として有効であろう。



第3・10図 MFを使用したSSB送信回路例



第3・11図 悪い回路配置例(FM受信回路の場合)

ところ、この帰還による振幅特性の劣化がほとんど完全に取除かれたという。しかし、このようなことは起こらないように設計することが常識である。

3・2 トランジスタ回路

[1] 概要 トランジスタ回路にMFを使用する場合、まず問題になることは回路インピーダンスとの整合同調である。回路設計上MF入出力の回路イン

ピーダンスを最適値に設定することはできるが、実用上生ずるトランジスタ定数の定格内の偏差を無視することはできない。このため、MF 自体の整合回路をトランジスタ回路に挿入してからも、回路インピーダンスを含めて整合同調のための再調整を行なう必要があり、密閉構造とすることがむずかしい。そこで、整合回路を MF 機械回路から分離した構成のものが広く実用されている。

つぎに重要なことは、トランジスタ回路インピーダンスの温度安定度である。このためには、MF の終端インピーダンスに対して回路インピーダンスを十分高く設定し、安定な付加抵抗およびキャパシタンスによる整合同調を行なって、回路インピーダンスの変動による特性の変化を極力小さくする必要がある。そこで、多少の不整合損失が生じてでも安定な回路性能が得られるように、上記二つの問題は回路設計上十分に考慮しなければならない。

〔2〕 整合同調インピーダンス 前述のとおり、多種多様のトランジスタ回路に適用するためには、第一に MF の整合回路の入力および出力端の終端インピーダンスを広く可変できるように、第二に回路定数の変動による MF 終端インピーダンスの変化を少なくするように、たとえば第3・1表に示すようなインピーダンス関係をもつ整合回路が使われる。

第3・1表 整合インピーダンス例

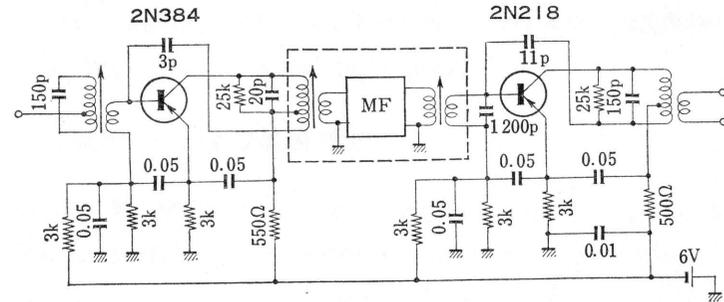
種別	入力回路整合インピーダンス		出力回路整合インピーダンス	
	実効抵抗	実効容量	実効抵抗	実効容量
A	30 kΩ ± 30%	50 pF ± 30%		
B	15 kΩ ± 30%	100 pF ± 30%	0.3~1.2 kΩ ± 30%	1000~4000 pF ± 30%
C	7.5 kΩ ± 30%	200 pF ± 30%		

この表で終端抵抗値の変化は整合トランスの変成比を変えることによって、また同調キャパシタンスの変化は整合トランスのインダクタンスを変化させることによって容易に実施できる。

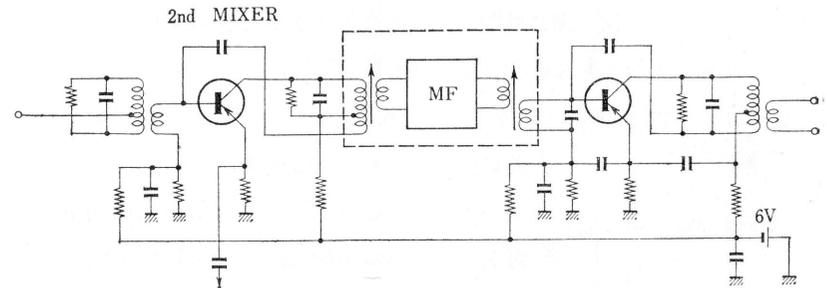
〔3〕 実用回路例 ここでは、中間周波用フィルタとして MF を実用した場合の回路例について述べる。第3・12図は圧電形 MF を中間周波増幅回路に挿入した場合であって、入出力のトランジスタにはコレクタとベース間の再生容量

を除くために中和コンデンサ (neutralization condenser) を使用している。このため、MF 入力の整合トランスの一次側には、コレクタ負荷となる一次入力半分の負入力での中和を行なっている。また、この場合、MF 入力および出力側に安定な負荷抵抗およびキャパシタンスを挿入して安定な終端条件を与えている。

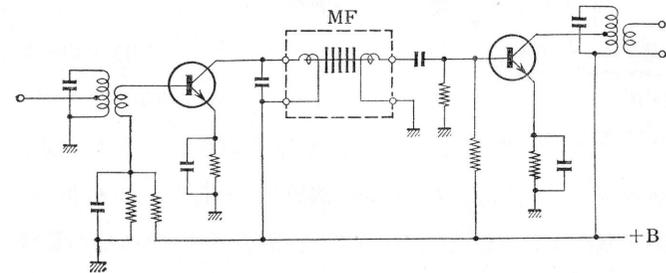
第3・13図はコンバータ負荷として MF を使用した場合である。



第3・12図 MF を使用した中間周波増幅回路の一例



第3・13図 MF を使用した中間周波回路例



第3・14図 磁わい形 MF を用いたトランジスタ中間周波増幅回路例

第3・14図は磁わい形 MF を用いたもので、MF 入力側は高インピーダンス回路に適するように並列同調による整合回路を、また出力側は低インピーダンス回路に適するように直列同調による整合回路を用いている。

第4章

実 際 の 規 格

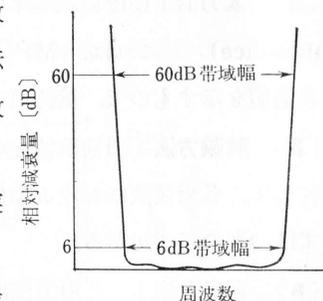
ここでは、回路設計上必要であるメカニカル・フィルタの周波数特性を表わす試験項目、試験方法および規格について述べる。

4・1 試験項目および試験方法

〔1〕 概 要 MF はフィルタの一つの種類であるから、とくに MF だけに適用される試験項目および試験方法があるわけではないが、専門的なカタログ、技術資料を理解するうえの参考までに述べる。

〔2〕 試験項目 フィルタの周波数特性は被変調波の両側帯波を伝送する場合には、フィルタの中心となる周波数からの離調周波数に対して、また、単側帯波の場合には搬送周波数からの離調周波数に対して表わすと実用上便利である。

(a) 中心周波数 (center frequency) 第4・1図に示すように 6dB 減衰点帯域幅の中心となる周波数をいう。公称周波数 (nominal frequency) とは、そのフィルタの伝送周波数を代表するもので、厳密には中心周波数と一致しない場合が多い。中心周波数偏差 (center frequency deviation) とは公称周波数と実際の中心周波数の差をいっている。



第4・1図 帯域幅の説明

(b) 定損失 (dead loss) 通過帯域中の最も損失の少ない周波数での挿入損失 (insertion loss) をいうもので、普通中心周波数近傍の損失に相当する。減衰特性は、実際の動作減衰量からこの定損失を差引いた相対減衰量または実効減衰量によって表わすので、とくに定損失といわれている。また、SSB 用などでは特定の周波数での挿入損失を基準となる定損失として、他の周波数での相対減衰量を表わす場

場合もある。

(c) 6dB 帯域幅 (6dB bandwidth) 前述の定損失から、さらに 6dB 実効減衰した 2 点の周波数帯域幅をいう。場合によっては、この代りに 3dB 帯域幅が用いられる。

(d) 帯域内損失偏差 (loss deviation in pass band) これは、通常 PV 比といわれるもので 6dB 帯域幅のうちでの振幅特性の山と谷の最大値で示す。

(e) 60dB 減衰帯域幅 (60dB attenuation bandwidth) 相対減衰量が 60 dB である 2 点の周波数帯域幅をいう。場合によっては、70dB, 80dB の減衰帯域幅も用いられる。

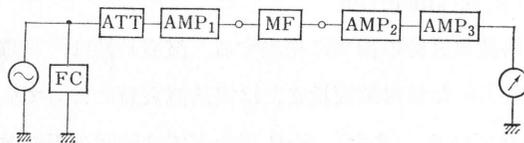
(f) 形状比 (shape factor) 60dB 減衰帯域幅と 6dB 帯域幅の比をいうもので、選択度特性の急しゅん度 (sharpness) を表わす。

(g) 伝達インピーダンス (transfer impedance) 電圧増幅回路に挿入する場合、MF 前段の回路入力 (真空管のグリッド入力) から MF 出力までの利得を前段の増幅管の相互コンダクタンスで割った商の値を示すもので、場合によっては、この伝達インピーダンスと上記相互コンダクタンスとの積である利得を段階利得 (gain per stage) として表わす。

(h) 入力および出力終端インピーダンス (input & output termination impedance) これは、MF 入力および出力側に接続する回路インピーダンスの最適値を示すもので、抵抗値とキャパシタンス値に分けて示す。

[3] 試験方法 周波数特性の試験は被試験フィルタへの印加入力の周波数を変化して、各周波数における動作減衰量を測定することであり、実用的試験法としてはつぎの二つがある。

(a) 定出力法 この方法は最も簡易な試験法であって、第 4・2 図に示す



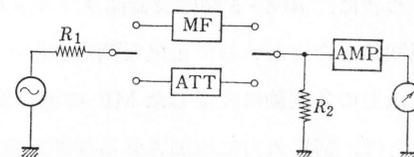
第 4・2 図 中間周波 MF の試験回路

ように各周波数において出力レベルが一定となるように、入力側の抵抗減衰器 (ATT) によってそのレベルを変化して、上記 ATT

の読みの変化によって相対減衰量を測定する方法である。この方法では、フィルタが直線性を保つ入力レベル内では比較的正しい相対減衰量を示すが、減衰域での過大入力を印加しないよう注意する

必要がある。

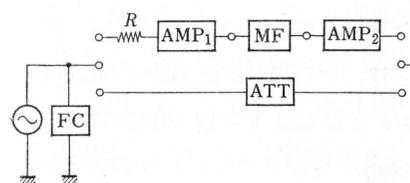
そして、これは中間周波用 MF の実用的試験法として使用されているが、この方法では正確な定損失を測る



第 4・3 図 定損失の測定法

ことはむづかしく、定損失測定のためには第 4・3 図に示すようにフィルタの入力および出力の公称終端抵抗を入出力インピーダンスとする標準減衰器 ATT と置換して測定する必要がある。

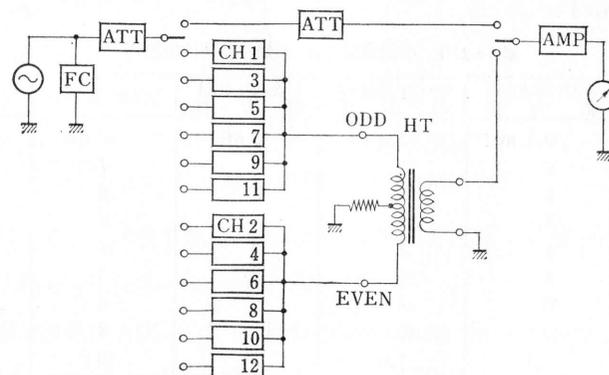
(b) 定入力法 これはフィルタへの印加電圧を一定に保ちながら周波数を



第 4・4 図 中間周波 MF の試験回路

変化し、出力回路のレベルを増幅器 AMP の増幅度または挿入減衰器によって加減しながら出力メータのレベルを一定にするように試験する方法

であって、第 4・4 図に示すように減衰器 ATT による置換法が併用されている。しかし、この方法は第 4・2 図の場合と同様に MF 前後段の増幅器の利得変動を



第 4・5 図 搬送用 12 チャンネル MF の試験回路

除くことがむずかしく、正確な測定法とはいえないが実用上簡易な方法として採用されている。

つぎに、第4・5図は通話路フィルタの損失測定法であって、置換回路中に増幅回路を含まないので正確な測定法として実用されている。

以上の各試験に共通したMFの減衰域特性の試験の際にとくに注意を要することは、MF入力に印加される標準周波数発生器の出力のひずみを低域フィルタを挿入して十分除くことである。このひずみによる高調波成分がMFの高域スプリアスレスポンスに一致した場合、測定周波数（基本波成分）において見かけ上減衰量が少なくなつて測定される。

4・2 規 格 例

ここでは現在実用されている規格のうち主要なものについて述べる。

〔1〕 概 要 中間周波用フィルタとしては、中心周波数が100~500kcのもの実用されており、搬送用通話路フィルタとしてはV×12方式による60~108kcに12チャンネルの基礎群（basic group）を配置するためのMFが実用されている。

〔2〕 中間周波用

（a）周波数特性規格 第4・1表に室温（25°C±5°C）における代表的品種の標準規格を示す。

第4・1表 中間周波 MF の周波数特性規格例

中心周波数	6 dB 帯域幅 最大値	60 dB 帯域幅 最小値	帯域内 P/V 最大値	定損失最大値	終端インピー ダンス
100 kc	0.4 kc	2.4 kc	3 dB	10 dB	5~10 kΩ
"	6	12	3	7	"
250 kc	2	5	3	8	3~6
"	8.5	18	3	6	"
455 kc	1	4	3	15	2~4
"	8	16	3	10	"
"	30	48	3	6	"
"	40	80	3	6	"
500 kc	1.4	3.5	3	10	"
"	6	14	3	8	"
"	40	80	3	6	"

（b）環境試験規格

（1）温 度 動作温度 -20~80°C において 25°C の特性からの偏差の最大値はつぎのとおりである。

中心周波数温度係数： $\pm 20 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$

帯域幅の変化： $\pm 5\%$

PV比の変化： 2dB

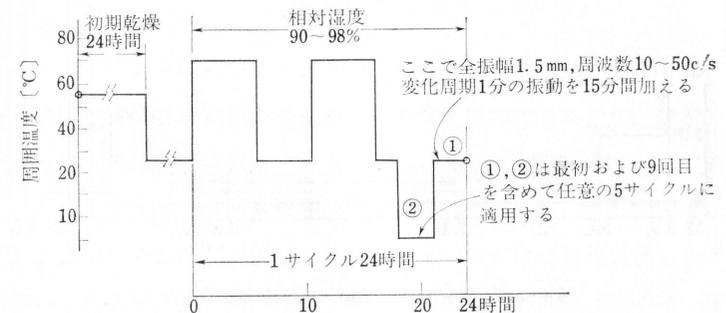
定損失の変化： 2dB

保存可能温度は -55~+85°C であること。

（2）振 動 被試験体を振動試験器に固定し、全振幅 1.5mm（±0.75mm）、振動数 10~50c/s の振動を周期1分間の割合で変化して加え、この振動を上下、左右、前後の各方向に2時間加えて構造性能の試験を行なう。

（3）衝 撃 互に垂直な3方向に各3回、計18回の衝撃を加える。衝撃の大きさは15G、11±1ms とする。

（4）耐 湿 第4・6図に示すように温度サイクルおよび振動試験を加えながら約10日間にわたって実施する。



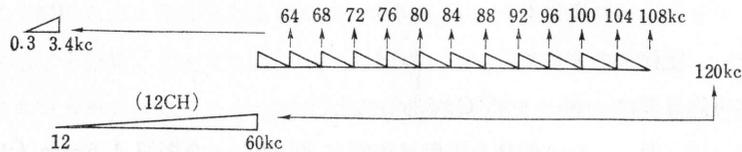
第4・6図 耐湿試験工程図（MIL規格）

（5）気 密 試料を水槽に入れたまま周囲を減圧して65mmHgに保ち、約2時間にわたって気泡の放出状況を調べる。

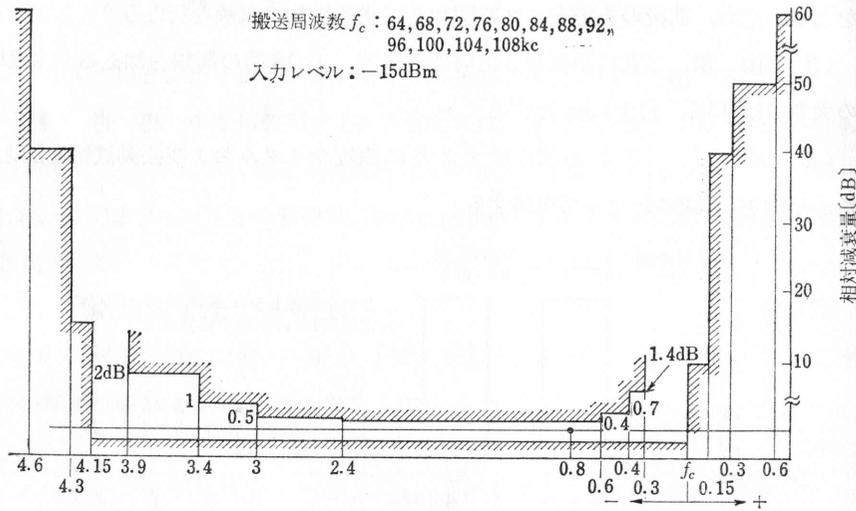
以上の環境試験はMIL規格（military standard test method for electronic and electric component part）といって部品規格としては最もきびしいものである。

〔3〕 搬送端局通話路用 直接変調方式 (V×12) の周波数配置を第4・7図に示す。

(a) 周波数特性 振幅特性については、多重搬送用の規格として CCITT 基準がある。これは長距離搬送回線の総合周波数特性を示すものであり、一つの端局装置に対しては上記基準の1/5の規格が要求され、この端局装置規格から



第4・7図 直接変調 (V×12) 方式による周波数配置



第4・8図 搬送通話路 MF の周波数特性規格例

MF のみに割当てられて適用される周波数特性は第4・8図に示すとおりである。

(b) 環境試験規格

- (1) 温 度 周囲温度 0~40°C にて第4・8図の規格を満足すること。
- (2) 振 動 全振幅 2mm, 振動数 10c/s の単弦振動を3方向各30分間加えて試験する。
- (3) 気 密 周囲を 500mmHg に減圧した水槽内で気泡発生を調べる。

〔4〕 圧電方式と磁わい方式の相異 MF の特性は、おもに機械回路によって左右されるので、規格上の本質的な相異はないが、実際に回路に挿入して使用する場合に考慮すべき実用上の相異点について主要な点についてまとめると第4・2表のようになる。

この表における相異点は、ほとんど整合回路とトランスジューサ回路の相異に

第4・2表 圧電形と磁わい形メカニカル・フィルタの特性比較

項 目	圧電形メカニカル・フィルタ	磁わい形メカニカル・フィルタ
終端インピーダンス	{ π 端整合回路 T 端整合回路	
信号入力電圧	0~20 Vr.m.s.	0~2 Vr.m.s.
直 流 電 流	0~20 mA	0~5 mA
直 流 電 圧	500V 以下	300V 以下
定 損 失	3~10 dB	12~26 dB
帯 域 内 PV 比	0.5~3 dB	1~3 dB
整合同調 (トランスジューサ回路)	インダクタンス可変	キャパシタンス可変
動 作 温 度	-20°C~+80°C	-30°C~+85°C
保 存 温 度	-65°C~+90°C	-65°C~+100°C

よって生じることは明らかであり、表のうちでもとくに重要なことは、終端インピーダンスと印加直流電流の相異である。

終端インピーダンスについては、すでに整合回路の項で述べたように、圧電方式の場合には整合回路の同調時のQが比較的高く設定できるので、比較的広範囲のインピーダンスに適合できる。一方、磁わい方式では、制動インダクタンスの実効抵抗が終端インピーダンスに匹敵する程度になるので、整合回路のQが比較的低く、したがって並列同調回路のインピーダンスだけで終端条件を充している場合が多い。そこで、外部回路のインピーダンスはこの同調回路のインピーダンスの少なくとも2倍以上が必要である。

また、印加直流電流については、圧電方式の場合は付加同調インダクタンスのコイルおよびコアによって定まるので実用上ほとんど問題になることはないが、磁わい方式の場合には、前述のとおり直流をしゃ断したほうがよい。上記2点に十分留意すれば両方式とも実用上の差はない。

参 考 文 献

- 1) Friedrich A. Fischer: 機械系および電気系における変成器とジャイレータ. Arch. Elekt. Übertrag, 8 (1954) S 15—19
- 2) Walter Van Roberts & Leslie L. Burns: Mechanical Filters for Radio Frequencies. RCA Rev. (1949—9)
- 3) 永井健三: 伝送回路網学. コロナ社
- 4) 田中哲郎: チタン酸バリウムとその応用. オーム社
- 5) D. Berlincourt, B. Jaffe & H. Jaffe: Transducer Properties of Lead Titanate Iirconate Ceramics. I. R. E. Nat. Conv. Rec., Part 6 (1959)
- 6) 菊地: ランジュバン振動子の動作理論
- 7) 菊地: 磁歪振動と超音波. コロナ社
- 8) 高橋, 高: 複合音叉フィルタ. 電気四学会連大 (昭 38—4)
- 9) W. P. Mason & R. N. Thurston: A Compact Electromechanical Band Pass Filter for Frequencies Below 20 kc. I. R. E. Trans., UE-7, 2 (1960—6)
- 10) 川上, 柴山, 小野田: 折り曲げ形縦振動機械的電気濾波器. 電連講 (昭 32)
- 11) 田中, 田川, 久山: Mechanical Filter. U. S. A. Pat. 3028, 564, April 3 (1962)
- 12) 田中, 猪口: 振り円柱形機械的濾波器. チタン酸バリウム実用化研究会, Vol 4 (1958)
- 13) R. L. Sharma: Dependence of the Frequency Spectrum of a Circular Disk on Poisson's Ratio. Applied Mechanics Annual Meeting, A. S. M. E. (1956—11)
- 14) R. L. Sharma: Theory of Electro-mechanical Filter. Collins Co. Report (1958—2)
- 15) H. Bache: A Practical Electromechanical Filter. Marconi Rev., 22, 134 (1959)
- 16) W. Struszynski: A Theoretical Analysis of the Torsional Electro-mechanical Filters. Marconi Rev., 22, 134 (1959)
- 17) M. Börner: Berechnung Mechanischer Filter. Elektronische Rundschau Nr 1 (1961)
- 18) 田川, 高橋, 清水: 弾性振動体の振動姿態と周波数温度係数について. 電連大 (昭 35)
- 19) 高橋, 清水: 機械濾波器におけるスプリヤスの考察と抑圧法. 電連講, 783 (昭 33)
- 20) 高橋: 波形伝送用電気・機械的濾波器. 電気連大, 1041 (昭 36)
- 21) 近野: メカニカル・フィルタ. 現代エレクトロニクス選書 54, 共立出版 (昭 34—5)
- 22) 柴山: 機械振動子とその応用, エレクトロニクス講座第 5 巻, 共立出版 (昭 32)
- 23) 柴田, 佐藤: メカニカル・フィルタ, 電気学会シンポジウム (昭31—11)
- 24) 柴山, 菊池: メカニカル・フィルタの最近の動向について, 電気学会シンポジウム (昭36—4)
- 25) G. H. DeWitz: Consideration of Mechanical and LC Type Filters. I. R. E. Tran. (1956—5).
- 26) J. C. Hathaway: Survey of Mechanical Filters and Their Applications. I. R. E. (1957)
- 27) 近野: 最近のエレクトロ・メカニカルフィルタについて. 音学誌, 18, 6 (昭37—11)

クリスタル・フィルタ回路の設計

はじめに

クリスタル・フィルタは、これまで $L \cdot C$ フィルタに対して特殊なフィルタとして一般に扱われてきました。これはフィルタ設計の回路理論上の問題ではなく、“水晶共振子”の拘束条件である等価定数値の自由度の問題、あるいは“水晶共振子”の製造上の特殊性などによるものでありましょう。

また何ごとでも同じことでしょうが、特殊な拘束条件をもつ“水晶共振子”の特徴を生かすように、より適合した設計理論、あるいは回路構成によるクリスタル・フィルタの設計製造を行なうことが肝要でありましょう。本編では影像パラメータ法に基づいて基本的な一つの解析設計法について述べる。

第1章

序 論

1・1 水晶フィルタの現況

水晶に圧電気効果および圧電気逆効果が存在することが Piervre および J. & P. Curie により発見され、1880年に発表された。その後、1922年に、W. G. Cady により水晶の共振特性を利用して、それを周波数選択素子として使用することが提案された。1926年 D. W. Dye および 1928年 K. S. Van Dyke がはじめて水晶などの圧電材料を電氣的等価回路で置換しうることを研究し、これが電気回路網への応用の基礎となった。そして、1934年アメリカのベル研究所の W. P. Mason により、水晶共振子とコイルおよびコンデンサとの組み合わせによるラチス回路（格子形回路）で構成した水晶フィルタが発明された。これにより、従来のコイルとコンデンサだけから構成されたフィルタでは実現し得ないすぐれた特性をうることができた。

アメリカおよびドイツでは、この水晶フィルタの実現に伴ない、その研究開発が急速に行なわれ、有線搬送多重通信に比較的周波数の低い水晶フィルタが、全面的に導入され、高度に発達した通信網が完成されたわけである。一方、わが国においても、通信量の増大に伴ない現在の周波数帯域内では数多くの通話路を確保することが困難になってきた。これに対して、その周波数領域を拡大し、より高い周波数帯域で通信を行なう方法および既存の周波数帯域内において、通信の利用度を高め通話路数を増す方法が研究開発されてきた。後者の一例としては、戦後急速に発達した SSB 方式（単側波帯通信方式）があげられ、初期においては比較的周波数の低い有線通信（たとえば電力線搬送など）に使用されてきた。しかしながら、搬送多重通信では、未だ水晶フィルタを全面的に使用する状況に至っていない。この方面への水晶フィルタの導入は、通信技術および装置の改善

とともに、この方面の技術開発に対する重大な課題であろう。

一方、無線通信におけるSSB化は、周波数が高いために、発振周波数の安定性および急しゅんな選択性をもたせるという技術的な困難さから、有線通信に比べてその実用化が遅れた。しかし、近年来、各種部品、特に磁性材料の開発によりLCフィルタの特性が改善され、また、メカニカル・フィルタが実現されるに及び、数百kcの周波数領域までの急しゅんな選択性をもつフィルタが製作され、SSB化は急速に進んできた。

現在、短波帯の無線通信機器および150Mc帯（または、400Mc帯）のFM通信機などは、2～3段の周波数変換を行なって100kcまたは、455kcの中間周波数に直し、ここで急しゅんな特性をもつフィルタを用いている。しかし、この方式によると、隣接通路路に強い信号がある場合などに、混変調や感度抑圧効果を起こすおそれがある。このような場合には、より周波数の高い中間周波数段、あるいは高周波段でフィルタを挿入するより方法がない。このようなことから、ますます周波数の高いものの要求がなされてきた。

また、十数Mc帯のフィルタの出現により、この用途の機器設計においても、単一周波数変換方式（シングル・スーパ方式）に変更することが可能になる。これは、通信機器の高性能化、小形化、経済性に有利となる。このような高い周波数のフィルタは目下のところ水晶フィルタによって実現されている。

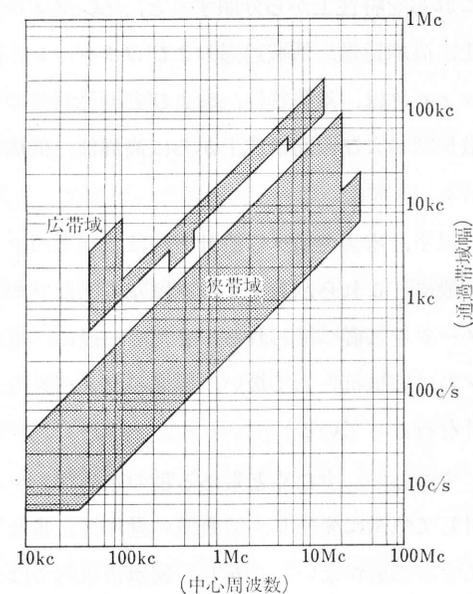
次に、水晶フィルタの特徴を列举すると

- (i) 水晶共振子は、 Q が高いためにフィルタの挿入損失が少なく、急しゅんな波特性をもつ。
- (ii) 水晶共振子の周波数温度係数の値が小さく、経年変化による周波数の変動が少ないためすぐれた安定性をもつ。
- (iii) 水晶フィルタ、特に数Mc以上のものでは、回路構成部品の大部分を占める水晶共振子が周波数が高くなればなるほど、小さくなるため、非常に小形にすることができる。

特に水晶共振子とコンデンサだけで構成される狭帯域フィルタにおいて、その特徴を発揮し、他の形のものでは得られないような特性をうることができる。

現在、一般に設計製造されている水晶フィルタの概略を、第1・1図に示す。

以上述べたように、水晶共振子の性能は水晶フィルタの死命を制するものであり、現状では数kcから数十Mc、さらには百Mc以上の広い周波数範囲にわたっての設計製造方法は十分には確立されていない。特に、副共振、等価定数値など製造技術的に非常に困難な問題を含んでいる。これらは多くの人々の研究開発により、未知の問題が解明され、製造技術面の改善とともにその設計製造方法が確立されつつあるのが現状であろう。



第1・1図

現在これらの水晶フィルタは多方面にわたりその応用分野が拓かれているが、その代表的な具体例を列举すると、次のようになっている。

- (i) 各種の搬送電話装置、SSBおよびFM送受信機の通路路あるいは制御周波数の選択装置。
- (ii) 雑音や音響の分析装置（スペクトル・アナライザ）。
- (iii) 周波数合成装置（シンセサイザ）。
- (iv) テレメータ方式など電信装置における信号の抽出装置。
- (v) 選択レベル・メータあるいは直視装置のマーカ抽出など、各種の測定器。
- (vi) その他各種通信機の高選択度を必要とする中間周波増幅器。

1・2 設計の概要

1・1節で述べたように、水晶フィルタは高周波、高選択度を目的とする場合、

特に比帯域幅1%,あるいはそれ以下の狭帯域という要求に対して有効である。これらを特性上から分類すると, LC フィルタと同じように, 帯域通過, 帯域阻止, 高域通過, 低域通過およびガウシヤン水晶フィルタとなる。さらに帯域通過フィルタは, 対称特性, および非対称特性のものに分類できる。また, その周波数領域および回路構成上からは高周波, 低周波, 広帯域, 狭帯域形などに分けられる。

以下, 本書で述べる設計方法は, 従来のフィルタ理論を逸脱するものでない。一般に, これら水晶フィルタは基本的なラチス回路に基づき損失のない映像パラメータを基礎に扱われる。また, 一般に, 電源インピーダンスと負荷インピーダンスは実抵抗として扱い, 映像パラメータの規約に従って動作減衰量を吟味し設計を行なっている。

すなわち, 少なくともある種の水晶フィルタの映像インピーダンスは周波数に対して急激に変わり, 減衰域の動作減衰量は, 第3章で述べるようにあまり問題にする必要がない。しかし, 通過帯域内では大きな伝送ひずみ(リップル)を生ずるので十分検討しなければならない。

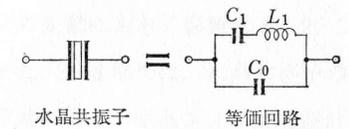
映像パラメータ法は互に独立な伝送関数(映像伝達定数と映像インピーダンス)をもち, 似たような回路構成で, 同じ映像伝達定数をもつ四端子網をあるいは異なった映像伝達定数をもつ四端子網を, 同じ映像インピーダンスで連続し, 所要の特性をうる方法である。

動作パラメータ法は, 出発点から実現性ある希望の減衰特性(あるいは関数)をもち, また一つの回路単体として出発し, 映像パラメータ法に比し, 複雑な計算を必要とする。この方法によると, ある条件, たとえば, 同じ回路素子数で, 高性能な特性をうることに役立つが, 反面, 種々の回路枝のコイル, コンデンサの相互の値および回路網の素子値を, より少ししか制御することができない。映像パラメータ法では, すべての特性をうるように関数を調整することはできないが, 回路素子値を大きく, 容易に制御することができる。

水晶共振子は, 第1・2図のように一つのコイルと, 二つのコンデンサよりなる電氣的な等価回路で置換できる。そして, 第2章で詳述するが容量比 $r=C_0/$

C_1 の関係およびある種の水晶共振子では副共振抑圧の関係上, 等価インダクタンス L_1 の値が周波数により一義的に定めざる

を得ないなど, 水晶共振子および水晶フィルタ設計上, 不便な素子値の関係があり, 動作パラメータ法による設計は非常に困難である。これ



第1・2図 水晶共振子等価回路

にひきかえ映像パラメータ法によると, 容易に, また非常に有効な設計および構造を行なうことができる。

したがって, 水晶フィルタの設計は, 時流に逆行するようであるが, 回路形式を与え, その動作減衰量を解析し, 映像パラメータ法による設計を行なっている。そして, 回路形式上, 設計は, 一般に基本的なラチス回路で行なわれているが, この回路は素子値に要求する許容値が厳しく, 水晶フィルタ以外では用いられていないのが現状である。一方, 広帯域水晶フィルタの場合は, 従来のラチス回路では, 比帯域幅50~60%というものが実現し得ないため, また, より高安定性が要求されつつある折から, ラダー回路(梯子形回路)による設計方法がドイツにおいて開発され, その実用化とともに確立されつつある。

すなわち, より周波数の高い水晶フィルタの開発とともに, LC フィルタとの融合による水晶フィルタの設計はその動向を示す今後の新しい分野であろう。

第2章

水 晶 共 振 子

2・1 概 要

水晶振動子は従来、安定な周波数の発生源として、すなわち“水晶発振子”として研究開発され、各種通信機器にとって、その性能を左右する重要なかつ不可欠な部品としてその地位を確立してきた。水晶フィルタ用の共振素子として用いる場合には、その対象とする周波数は広範囲にわたるものであり、“水晶発振子”に比し副共振の特性、等価定数値などに対しより厳しい要求がなされる。しかし、“水晶振動子”に比し損失(Q)に対する要求は、一般に厳しくない。特に、使用周波数範囲が広いために副共振特性が重大なる研究課題であり、近年来、多くの人々により研究されてきたが未知、未解決の問題が種々あり、これらの解決は急務を要するものである。

以上、水晶振動子は、“発振子”として用いられる場合と、“共振子”として広い周波数範囲にわたり用いられる場合、その各種特性に対する視点がかなり異なるばかりでなく、水晶振動子の設計上、あるいは製造上、種々その方法が異なる。

本書では、“共振子”としての視点より水晶フィルタ設計上、特に必要と思われる諸特性について述べる。特に製造加工上、あまり困難さを伴わない範囲内で、一般の水晶共振子の周波数精度、温度特性、等価定数、容量比、副共振などについて製造可能範囲に留意しながら述べる。2・2節で、一般の水晶共振子(ここでは、特に水晶発振子と区別する必要がない)がどのような形状、構造のものであるか、また、どのような振動モードで振動するものであるか、一般的な特性を述べる。

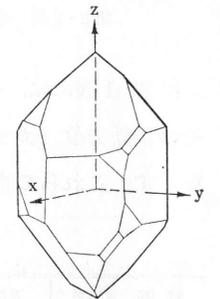
水晶フィルタの温度変化に伴う周波数の変化は、直接水晶共振子の周波数温

度特性の影響をうける。また、それに伴う共振子の抵抗分の変動は狭帯域になればなるほど、通過帯域内の特性および挿入損失の変動に大きく影響する。2・3節では水晶共振子の温度特性について述べる。また、2・4節では、水晶共振子の等価回路、等価定数について述べ、一般回路網理論により、水晶フィルタを設計する際の拘束条件(等価定数値および容量比)について概説する。2・5節では、副共振についての原理的な考え方およびその抑圧方法について概説する。

2・2 水 晶 共 振 子

水晶の振動は弾性体の振動であり、その寸法、弾性率、密度によって定まる固有振動数(周波数)をもつ。一般に水晶の振動は損失が少なく、したがって固有周波数は非常に安定である。また、水晶は、圧電気結晶体であり、応力が作用してひずみを生じると、ある軸方向に電気偏極を生じ、逆に電界を与えるとひずみを生じ、応力を発生する。すなわち、水晶は圧電気効果および圧電気逆効果をもつ。したがって、これらの水晶を電気回路の一素子として用いると発振または共振現象を起こす。

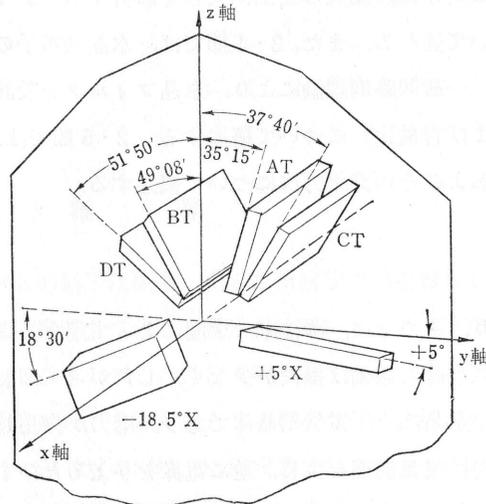
これら、電気回路に用いられる水晶片は、水晶母石より、所定の方位に截断される。第2・1図において、水晶の頂点を通る軸はz軸(または光軸)とよばれ、この軸zに垂直な平面内に三つのx軸(または電気軸)がある。x軸および、z軸に対し、互に直角をなす軸をy軸(または機械軸)とよぶ。三つのx軸は、おのおの120°の角度で交叉している。いま、水晶片を、この三つのx軸に対して、おのおの同一方位で、またy軸、z軸に対して、おのおの同じ方位で截断すれば、この三つの水晶片は、全く同じ物理的性質をもつ。すなわち、水晶は結晶学上、三方晶系に属し、x軸は正負の方向をもつものである。



第2・1図

水晶片は、その截断方位により種々の振動モードをもち、また一つの水晶片においてもその振動方程式の解は無数あり、無限個の振動モードで振動する可能性がある。さらに、電気回路より水晶片に電界を与えるための、また水晶のひず

みにより発生した電気偏極による電圧を電気回路にもどすための電極の配置や形



第2・2図 振動子の截断方位

第2・1表には、一般に水晶共振子として用いられているものの振動モードを、その截断方位(カット・アングル)別に列挙し、その周波数帯および周波数定数を示す。これらの水晶振動子は、その振動モードおよび周波数領域により、次の

第2・1表 振動モードと周波数定数

截断方位 (振動モード)	周波数範囲 [kc]	周波数 $K_f \times \frac{1}{l}$ $K_f = 2760$	截断方位 (振動モード)	周波数範囲 [kc]	周波数 $K_f \times \frac{1}{l}$ $K_f = 2070$
+2° X-カット (縦)	50~300	$K_f \times \frac{1}{l}$ $K_f = 2760$	DT-カット (輪廓すべり)	100~500	$K_f \times \frac{1}{l}$ $K_f = 2070$
+5° X-カット (縦)	50~300	$K_f \times \frac{1}{l}$ $K_f = 2815$	AT-カット (厚みすべり)	500~20×10 ³	$K_f \times \frac{1}{t}$ $K_f = 1670$
+5° X-カット (板・曲屈)	4~100	$K_f \times \frac{\omega}{l^2}$ $K_f = 5700$	BT-カット (厚みすべり)	3×10 ³ ~30×10 ³	$K_f \times \frac{1}{t}$ $K_f = 2560$
CT-カット (輪廓すべり)	200~750	$K_f \times \frac{1}{l}$ $K_f = 3080$	AT-カット (n次オーバー トーン)	60×10 ³ ~100×10 ³	$K_f \times \frac{n}{t}$ $K_f = 1670$

状により異なった振動モードをもたせることができる。

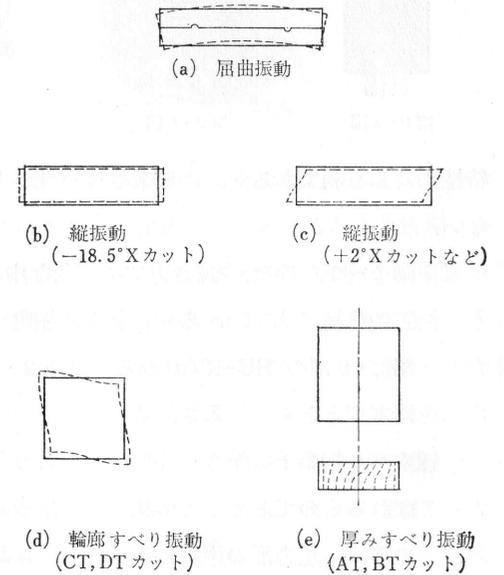
したがって、その水晶振動子の使用目的(使用周波数帯、温度変化に伴う周波数変化の許容値、等価回路の定数値など)に適合するように、水晶片をいかなる方位に、いかなる形状、構造に、また、水晶振動子のいかなるモードを用いるかを決定、その設計を行なうのである。第2・2図に代表的な振動子の截断方位を示す。

4種類に分類できる。

- (i) 屈曲振動子
- (ii) 縦振動子
- (iii) 輪廓すべり振動子
- (iv) 厚みすべり振動子

屈曲振動子は第2・3図(a)のような形状および振動モードをもち、水晶片を

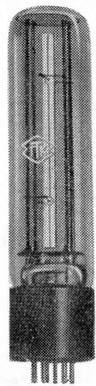
縦方向に二等分するような電極が施される。そして、おのおの、上下の電極に互に逆位相の電界を与えることにより、二等分された一方の水晶片が伸びるとき他の一方が縮んで屈曲振動を起こす。すなわち縦振動を利用し、その電極の配置により屈曲振動を起こさせているもので、截断方位により+2° X カット、+5° X カット、MT カット、NT カットなどがあり、いずれも X カット系に属するものである。この振動モードの節(node)は水晶片の両端より



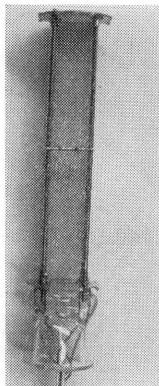
第2・3図 振動モード

0.224l (l:水晶の全長)のところにあり、支持線はこの位置に取り付けられる。これらのうち、発振周波数が低周波に属する水晶振動子では、周囲の空気、あるいはガスなどによる損失が大きいので、一般に第2・4図のような構造で、ガラス管の中に真空封入される。

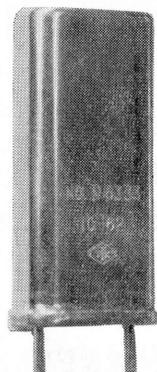
縦振動子は第2・3図(b),(c)のような振動モードをもち、X カット系に属するもので、-18.5° X カット、+2° X カット、+5° X カットなどがある。(b)は-18.5° X カット水晶振動子の振動モードを示すもので、(c)に示す+2° X カット、あるいは+5° X カットに比し、その振動モードが単純であり、副共振



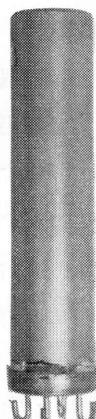
第2・4図



第2・5図



第2・6図

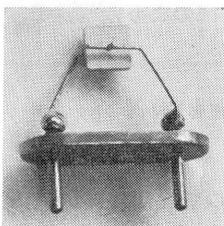


第2・7図

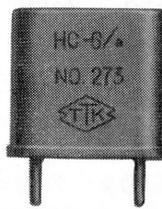
特性に対し有利であるが、周波数温度特性がよくないため、一般に使用されていない。

縦振動モードの節は、長さ方向に直角な中心線の付近にあり、第2・5図のような構造で保持されている。これら縦振動子は、ガラス管の中に真空封入されたり、第2・6図の HC-13/u あるいは第2・7図の MH-1 のような金属ケース内に乾燥窒素とともに封入される。

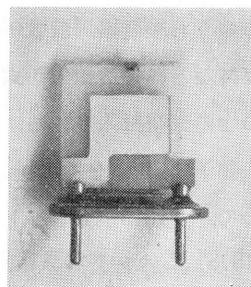
輪廓すべり振動子は第2・3図(d)のような振動モードをもち、面すべり振動ともよばれるものである。この振動モードのものは正方形のものが一般に用いられ、その節は、正方形の中心にある。CT および DT カットがこの振動子モードに属するもので第2・8図のように保持され、第2・9図の HC-6/u の金属ケース内に乾燥窒素とともに封入される。



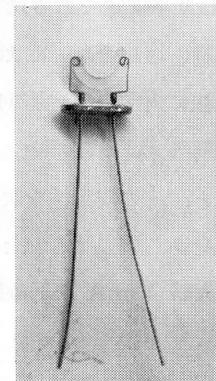
第2・8図



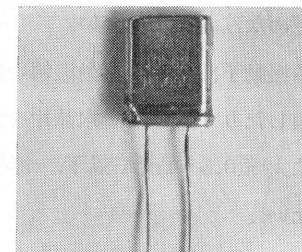
第2・9図



第2・10図



第2・11図

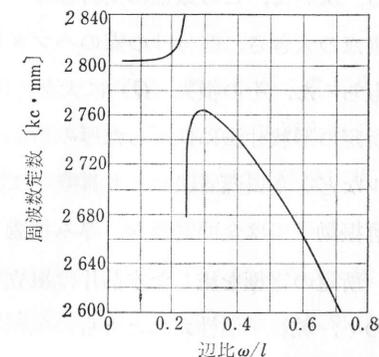


第2・12図

厚みすべり振動子は第2・3図(e)のようにx軸方向の中心点に近いほど振動の変位が大きく、その両端にゆくほど振動の変位が小さくなるような振動モードをもち第2・10図および第2・11図のように、水晶片の端を保持し、第2・9図の HC-6/u あるいは第2・12図の HC-18/u の金属ケース内に乾燥窒素とともに封入される。AT および BT カットが、この振動モードに属し、水晶片は矩形板あるいは円板が一般に用いられている。

屈曲、縦、および輪廓すべりの各振動子は、その固有振動周波数が輪廓の寸法に、厚みすべり振動子では、それが厚みの寸法に、おのおの密接な関係をもつため、前者を輪廓振動とよび、後者を厚み振動とよんでいる。

これら水晶片の寸法は、主振動周波数、等価定数値、温度特性などにより定められるが、そのほか、主振動と他の振動モードとの結合を避けるように定めなければならない。たとえば、縦振動子で、その辺比 ω/l (l : 水晶片の長さ、 ω : 水晶片の幅) の値の近くでは、主振動と他の振動モードとの結合を起こす。第2・13図に辺比 ω/l と周波数定数 K_f との関係を示す。 ω/l



第2・13図 辺比と周波数定数の関係

$l=0.25$ 近辺では、その周波数定数 K_f が急激に変わり不安定である。

また、特に、厚みすべり振動子では、高次輪廓振動との結合などによる他振動モードとの結合に十分考慮を払い、水晶片の厚み寸法に対する x 軸方向、 y 軸方向の寸法を定めなければならない。

これら水晶振動子は、その振動振幅を制限しないと、その安定性を欠いたり、ついには破損したりするので、水晶片を流れる電流をある値以下、たとえば、輪廓振動子では大略 $0.5\sim 1\text{mA}$ 以下、厚み振動子で大略 15mA 以下に制限しなければならない。

水晶母石より、所定の方位に截断された水晶片は、所定の形状寸法に研磨され、仕上げ後、酸とアルカリ溶液で洗滌されて、表面から研磨剤、油脂その他の汚れを除かれる。そして、さらに弗化水素などによりエッチングが行なわれる。これら洗滌は電極の接着強度、あるいは安定度に大きく影響を及ぼす。

ここで、輪廓振動子の保持方法は、第2・5図および第2・8図のように支持線をハンダ付けするワイヤ・マウント法が用いられ、厚み振動子では、第2・11図のようなクリップマウント法、あるいは、比較的那固有振動周波数が低く、水晶片の厚さが大きい場合には第2・10図のような保持方法が一般に行なわれている。輪廓振動子では、支持線をハンダ付けするための基礎として銀点焼付けを行なう。これは、銀粉と低融点ガラスとの混合物（銀ペーストとよばれる）を、水晶片の所定の箇所に水晶の転移点 (570°C) 以下の温度で焼付けを行なうものである。次いで、この銀点に支持線をハンダ付けする。これら銀点、線付けの位置、銀点の大きさ、線付けの際のハンダ量などにより、水晶共振子の機械的な強度はもちろん、その損失 (Q) に大きく影響する。線付けされた輪廓振動子または、所定の形状寸法に仕上がった厚み振動子は、洗滌後その表面に金、銀またはニッケルなどを金属蒸着法により真空中で蒸着させ電極を形成する。現在、一般には輪廓振動子では全面電極を、厚み振動子では部分電極が施されている。

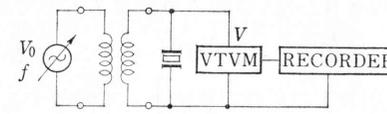
所定の電極を施した水晶片は組立てられ、周波数の最終的な微調整を行なったのち、乾燥不活性ガスとともに気密封入あるいは真空封入を行なう。この封入工事の際に、気圧の変動などにより、周波数の若干の変動がある。これら水晶振動

子の周波数調整は、輪廓振動子では紙ヤスリ（ペーパー）で研磨し、厚み振動子では金属蒸着法により行なっている。

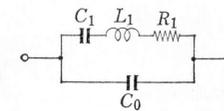
封入工事が終り完成された水晶振動子の常温における周波数偏差は、一般に $\Delta f/f = \pm 2 \times 10^{-5}$ 程度以下に抑えることはかなり困難である。

2・3 等価回路と等価定数

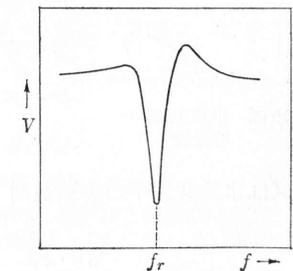
〔1〕 等価回路 いま、水晶共振子を第2・14図のように接続し、発振器の出力電圧 V_0 を一定に保ち、その周波数 f を変化していくと、水晶共振子の固有振動周波数 f_r の近辺で第2・15図のような直列共振点と反共振点とをもつ出力電圧 V 特性を描く。これは、電気的には第2・16図のようにインダクタンス L_1 とキャパシタンス C_1 および抵抗 R_1 の直列共振回路と、水晶を誘電体とした電極間の静電容量と等価な容量 C_0 とを並列に接続した二端子回路網として表現できる。



第2・14図



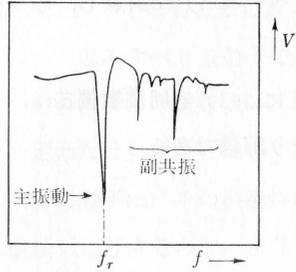
第2・16図



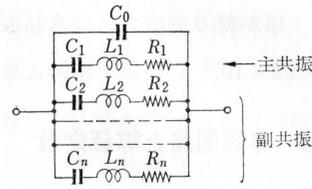
第2・15図

さらに、発振器の可変周波数範囲を広げていくと、いま、われわれがこの水晶共振子に要求している振動（主振動）以外に他の振動モードに基因する振動ならびにこれら振動（主振動を含む）の高調波振動が存在し、その出力電圧特性は第2・17図のようになる。

したがって、一般的な、あるいは広い周波数範囲にわたる場合には、第2・18図のように直列共振回路を無限個と電極間の静電容量とを並列に接続した電気回路で表現したほうがより正確である。しかし、主振動以外の振動は、不必要なも



第2・17図

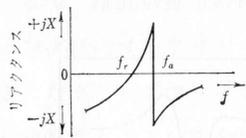


第2・18図

のであるばかりでなく抑圧しなければならないものである。また、インダクタンス L_n 、キャパシタンス C_n を測定することは困難である。

第2・16、2・18図の回路を水晶共振子の電気的等価回路といい、各等価回路の素子の値を等価回路定数または、等価定数という。

第2・16図で直列容量 C_1 と並列容量 C_0 との比 $r = C_0/C_1$ を容量比とよび、水晶の結晶軸 (x, y, z 軸) に対する截断方位と電極の形状寸法 (それほどきかない) により定まるものである。



第2・19図 水晶共振子の容量比

並列容量 C_0 は電極間の静電容量であって、水晶片とケースとの間隔および配線容量によって増加するものである。第2・2表に水晶共振子の容量比を示す。第2・19図は水晶共振子の周波数対リアクタンス特性を示す。

第2・2表 截断方位による容量比の変化

截断方位 (振動モード)	容量比	截断方位 (振動モード)	容量比
+2° X-カット (縦)	130	DT-カット	400
+5° X-カット (縦)	130	AT-カット	200
+5° X-カット (板・屈曲)	230	BT-カット	470
CT-カット	350	AT-カット (n次オーバー トーン)	$200 \times n^2$

ここで、反共振周波数 f_a と直列共振周波数 f_r との間隔は容量比によって定まり、次の関係がある。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (2 \cdot 1)$$

$$f_a^2 = f_r^2 \left(1 + \frac{1}{r}\right) \quad (2 \cdot 2)$$

$$\Delta = \frac{f_a - f_r}{f_r} \doteq \frac{1}{2r} \quad (2 \cdot 3)$$

一般に、水晶共振子の Q の値は非常に大きく、水晶フィルタ設計上、直列抵抗は $R_1=0$ とおいてさしつかえない。したがって、水晶フィルタの動作特性あるいは素子定数の算出に際して、その等価回路は直列インダクタンス L_1 と直列容量 C_1 および並列容量 C_0 の3素子の二端子リアクタンス回路網として扱うことができる。

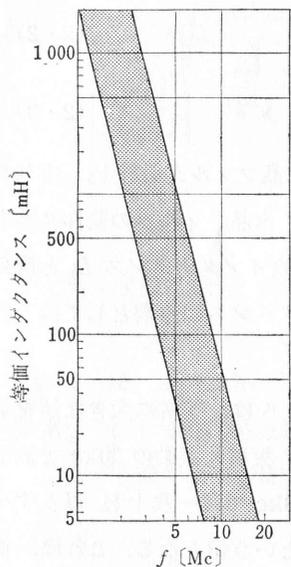
〔2〕 等価定数 水晶共振子の等価インダクタンスは、非常に大きな値をもつ。たとえば、棒屈曲振動の5kcのもので数万H、板屈曲振動の20kcで数千H、縦振動の50kcで数十H、輪廓すべり振動の200kcで数~数十H、厚みすべり振動の1Mcで約1Hおよび10Mcで数十mHという値となる。これは、普通の電気的な素子では実現し得ないような値である。もちろん、水晶共振子でも、その振動モード、保持方式、電極の形状寸法、あるいは水晶自身の形状寸法により、その等価定数値は異なってくる。

第2・3表 截断方位による等価インダクタンス

截断方位 (振動モード)	等価インダクタンス K_L [H/mm]	截断方位 (振動モード)	等価インダクタンス K_L [H/mm]
+2° X-カット (縦)	$K_L \times \frac{l \cdot t}{\omega}$ $K_L=9.7$	DT-カット	$K_L \times t$ $K_L=54.5$
+5° X-カット (縦)	$K_L \times \frac{l \cdot t}{\omega}$ $K_L=11.1$	AT-カット	$K_L \times \frac{t^3}{l \cdot \omega}$ $K_L=42.0$
+5° X-カット (板・屈曲)	$K_L \times \frac{t \cdot l^3}{\omega^3}$ $K_L=4.17$	BT-カット	$K_L \times \frac{t^3}{l \cdot \omega}$ $K_L=46.0$
CT-カット	$K_L \times t$ $K_L=22.6$	AT-カット (n次オーバー トーン)	$K_L \times \frac{t^3}{l \cdot \omega}$ $K_L=42.0$

l : 長さ, ω : 幅, t : 厚さ。

等価インダクタンスの実現可能範囲は、特殊なものを除いては水晶片の寸法と



第2・20図 振動子の等価インダクタンス(ATカット厚みすべり振動子)

第2・20図にATカット、厚みすべり振動子の等価インダクタンスの概略値を示す。

輪廓振動子では、一般に、水晶片の寸法により、その等価インダクタンス値を定めるが、まれには、電極の形状寸法によって、その調整を行なう場合もある。厚みすべり振動子では、電極の形状寸法により、その等価インダクタンスの調整が行なわれている。

2・4 温度特性

水晶共振子の温度変化に伴って変動するものには、共振周波数のほかに Q がある。温度変化に伴う抵抗の変化は、主共振とほかの振動モードとに基因する振動との結合を除いては、水晶の内部損失あるいは気圧などによる変化分は少なく、一般に保持方法に関するものと思われる。

一般に、この抵抗は $0\sim+50^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で数十%も変動し、水晶フィルタの

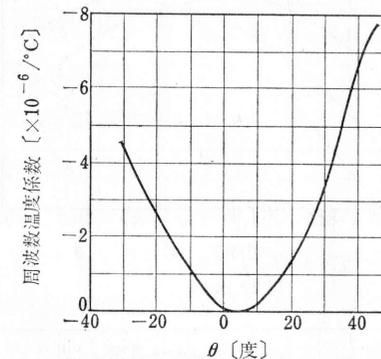
保持器の大きさ、あるいは Q 、安定性、温度特性、副共振などに規制され、自づからその概略が定まってしまう。たとえば、Xカット系の縦振動子では、辺比 ω/l に対する温度特性の関係上、その等価インダクタンス値は、あまり大きく可変することができない。また厚みすべり振動子では、副共振特性が水晶片および電極の密接なる関係をもち、その抑圧のためにそれらの形状寸法が限定され、水晶共振子の等価インダクタンスが主共振周波数により一義的に定まってしまう場合が多い。

第2・3表に、等価インダクタンスを求める式を示す。ここでインダクタンス定数 K_L は、水晶片の截断方位、水晶片および電極の形状寸法などにより定まるものである。第2・20図にATカ

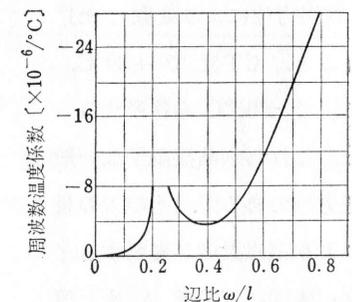
比帯域幅が狭くなればなるほどこの影響が著しくなる。したがって比帯域幅の非常に狭いものに用いられる水晶共振子は、この変化率を少なくするとすると同時に、真空封止あるいは、保持方法の改良などにより、その Q を高め抵抗分の変動の絶対値を小さくするようにしなければならない。特に、ワイヤ・マウント法による場合、支持線の共振の温度による変化で水晶共振子の抵抗分の変化が数倍以上に達する場合があるから、特に注意する必要がある。

水晶は非等方性の結晶であるから、その截断方位により、その物理的な性質が異なってくる。このため、水晶の結晶軸に対する截断方位を変えると共振周波数の温度特性も変化し、ある方位に截出された水晶共振子は、温度変化に対して、共振周波数の変化が非常に少ない特性をうることができる。またこのことが水晶共振子の大きな特長である。次に、その振動モード別に周波数温度特性について概述する。

〔1〕 屈曲振動子および縦振動子 Xカット系の水晶振動子は、第2・21図に示す y 軸に対する截断角度 θ および第2・22図の辺比 ω/l により、その周波数



第2・21図



第2・22図

温度係数が異なるばかりでなく零温度係数を与える頂点温度が移動する。すなわち第2・21図で y 軸に対して $+5^{\circ}$ の截断角度のもの($+5^{\circ}$ Xカット)が零温度係数をもち、最も温度係数の小さな値のものが得られる。ここで辺比 ω/l の値が小さいほど温度係数の値が小さくなるが、反面インピーダンスが非常に高くなる。そのため、その製造上、一般には $\omega/l=0.15\sim0.18$ 程度のものが多く用い

られる。しかしながら、水晶フィルタの設計上、水晶共振子の等価インダクタンス

に対する要求によっては、温度特性をある程度犠牲にしても、 $\omega/l=0.3\sim 0.5$ と大きな値をとる場合もある。第2・23図に辺比 ω/l に対する温度特性例を示す。 $\omega/l=0.15\sim 0.18$ では、その頂点温度が $+40\sim +50^\circ\text{C}$ にある。

このような理由から、 y 軸に対して $+2$ 度の截断角度をもつ $+2^\circ$ X カットでは、 $+5^\circ$ X カットに比し、若干、

温度係数は悪いがその頂点温度が、常温付近にあるため用いられることが多い。

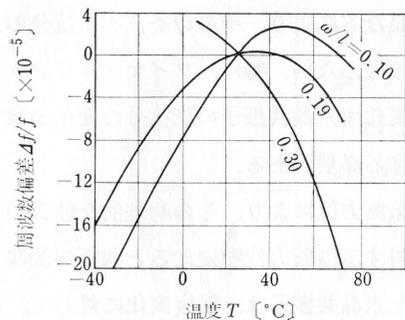
$+5^\circ$ X カット屈曲振動子の、温度係数は $\omega/l=0.2$ で約 $1\times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ である。

〔2〕 輪廓すべり振動子 CT および DT カット水晶振動子は、その温度特性

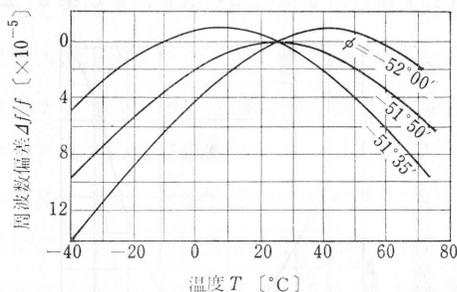
が、ほぼ二次曲線を描き、その零温度係数を与える頂点温度は、截出方位により変動し $\pm 1^\circ$ 変えると、CT板で $\pm 30^\circ\text{C}$ 、DT板で $\pm 60^\circ\text{C}$ も移動する。また、これら水晶振動子は一般に正方形であるが、その辺の長さにより頂点温度が変動する。

第2・24図にCT板の、また第2・25図にDT板の截断角度に対する周波数温度特性を示す。

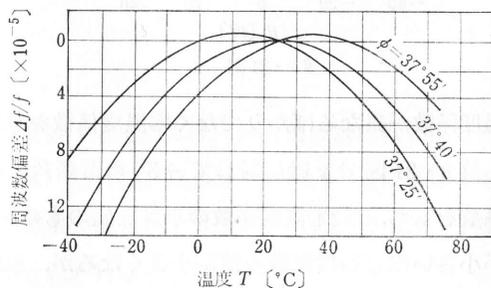
同一温度範囲での周波数偏差はDT板がCT板に比して小さい。温度範囲 $0\sim +60^\circ\text{C}$ では一般にDT板で周波数偏差 $\Delta f/f$



第2・23図



第2・24図



第2・25図

$f=5\times 10^{-5}$ 以下、CT板のそれは 1×10^{-4} 以下である。

〔3〕 厚みすべり振動子 AT および BT カットは、ともに零温度係数を常温

付近にもつ水晶振動子である

が、前者の周波数温度特性は三次曲線を、後者のそれは二次曲線を示す。したがって、

前者は後者よりも、広い温度範囲にわたりすぐれた周波数温度特性をもつ。ただし、截断方位の誤差に対して前者の

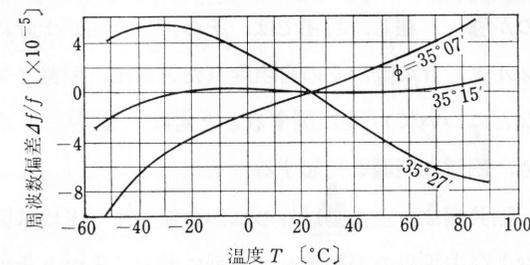
温度特性が鋭敏であるのに反

して、後者では z 軸に対する截断角度 $(\phi)3'$ のずれに対して零温度係数を与える頂点温

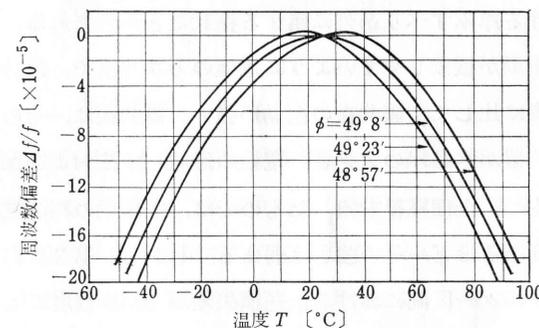
度の移動は 10°C 程度である。第2・26図にATカット

の、第2・27図にBTカット

の周波数温度特性を示す。



第2・26図



第2・27図 BT カットの周波数-温度特性

現在、一般には製造技術面の発達などにより、温度特性のよいATカットが多く使用されている。しかし、水晶共振子として周波数が非常に高く、かつ水晶フィルタの比帯域幅によりオーバートーンが用いられない場合などには、周波数定数値の大きいBTカットが用いられる場合がある。

2・5 副 共 振

すでに述べたように、一つの水晶共振子でも無限個の振動モード、およびその高調波振動をもち、無限個の振動をする可能性がある。主振動以外のほかの振動を一般に副共振とよび、水晶フィルタのろ波特性に悪影響を及ぼす不要な振動である。すなわち、その副共振が主振動に近いところにある場合には、フィルタの

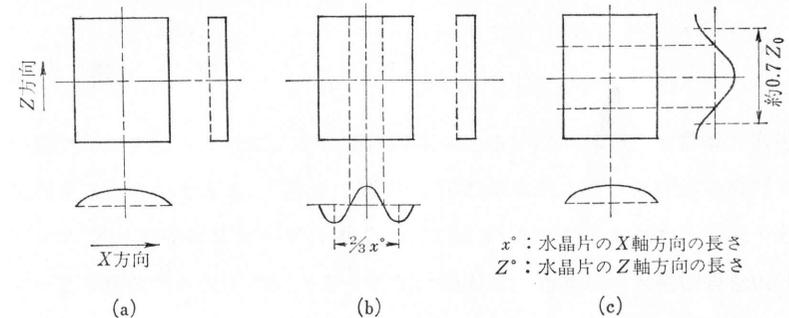
通過帯域内の伝送特性を乱し、不規則な減衰を引き起こす。また、比較的、主振動より遠いところに存在する場合には、減衰域において急激な減衰量の低下をまねく。特に、厚みすべり振動子では、副共振の数が多く、また、主振動に近いものが種々存在し、現在では、その抑圧方法が十分には確立されていない。水晶フィルタ設計の際、その自由度（たとえば、回路インピーダンス、水晶共振子の Q などについて）を規制するとともに、製造上、水晶片の寸法が非常に小さいため、困難な問題を提起する。

副共振は、主振動以外のほかの振動モードに基因するものと、その高調波振動および主振動の振動モード系列に属するものとその高調波振動に基因するものに分けられる。後者には、当然、主振動の高調波振動および厚みすべり振動子における厚みすべり系列に属する振動などが含まれる。一般に、振動子では、その主振動が振動しやすいように電極の形状寸法や、保持方法を行なうため、後者は前者に比して、副共振の振動が強い。副共振は、その強さおよび主振動よりの存在位置が水晶片の大きさ、電極の形状、寸法および保持方法などに密接なる関係をもつ。全面電極を施したものでは、主振動の高調波振動は、その次数が高くなればなるほど、その強さは弱まる。しかし、第3次高調波振動では、主振動とのフィルター区間における伝送損失差が10dB程度にもなり、ほかの振動モードの高調波振動に比し、一般に非常に強い。

これら副共振の対策としては、その振動の強さを弱くするか、あるいはその存在位置を主振動より遠くに離すかの二とおりの方法がある。その存在位置が主振動（通過帯域付近）より遠くに離れていればLC回路の挿入により、減衰域における減衰量の低下を補償することができる。また、水晶フィルタを多段連続し、各区間の減衰量により、互に副共振による影響を補償しうる。水晶共振子自身における副共振の全面的な抑圧方法に関しては、確立されつつあるというのが現状であろう。

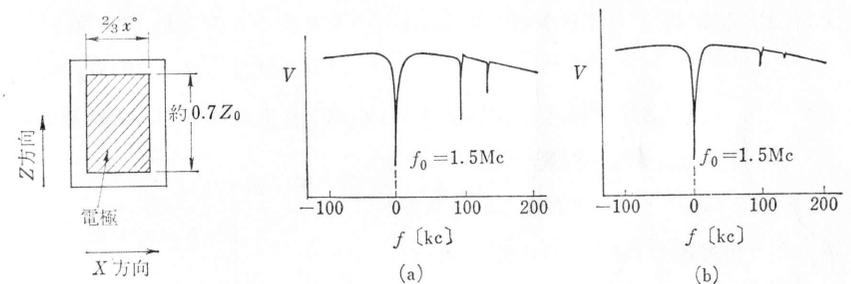
輪廓すべり振動子のCT板では、主振動周波数の1.96倍に、DT板では2.28倍のところに強い副共振が存在する。辺比0.15の $+2^\circ X$ カット縦振動子では、副共振周波数 f_n と主振動周波数 f_0 との比 $f_n/f_0=0.74$ 付近に屈曲振動モードに

基因する大きな副共振が存在する。AT板では第2・28図(b),(c)に示すような、主振動(a)と同じ厚みすべり振動モードに基因する副共振が主振動より高い周波数のところに存在する。また同時に輪廓振動モードおよびその高調波振動に基因する副共振が、主振動近辺に数多く存在する。



第2・28図

これら副共振の抑圧方法は、水晶片自身の寸法形状を規定し、ほかの振動モードとの結合を少なくすると同時に、水晶片の寸法形状に対する電極の寸法形状あるいは保持方法により副共振の振動がしにくくなるように（副共振の振動モードにより発生する電荷の総和が零になるように）すればよい。あるいは副共振の振動モードの“腹”の部分を押え、副共振の Q を劣化させるような方法でも、その強さを抑圧することができる。たとえば、AT板で第2・28図(b),(c)に示す副共振は、第2・29図のような部分電極を施すことにより、実用上十分使用しうる程度まで抑圧することができる。第2・30図に、その比較例を示



第2・29図

第2・30図

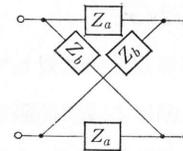
す。(a)は副共振抑圧を特に考慮せずに製造された1.5Mc水晶共振子の特性例である。(b)は水晶片自身の寸法およびそれに対する電極寸法を適当な値に副共振抑圧を十分考慮し製造されたものの特性例である。

第3章

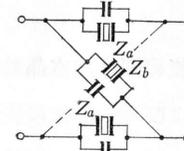
水晶フィルタ

3・1 概 要

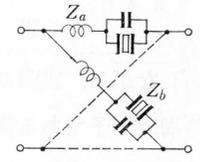
水晶フィルタは、一般に、その回路構成上あるいは設計上、狭帯域と広帯域とに大別することができる。前者は第3・1図の基本的なラチス回路の直列インピーダンス Z_a 、格子インピーダンス Z_b を、第3・2図のように水晶共振子とコンデンサより構成されたものになる。また、後者は、通過域の比帯域幅を広げるために第3・3図のように水晶共振子コンデンサ以外にコイル（伸長コイルとよぶ）



第3・1図
基本的なラチス回路



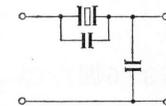
第3・2図 狭帯域水晶
フィルタ (形式I)



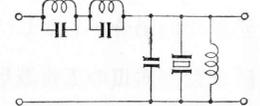
第3・3図 広帯域フイ
ルタ (形式III)

を含んだ構成のものをいう。

また、回路形式上からは、第3・2、3・3図のラチス回路と第3・4図 (a), (b) のようなラダー



(a) 狭帯域(形式II)

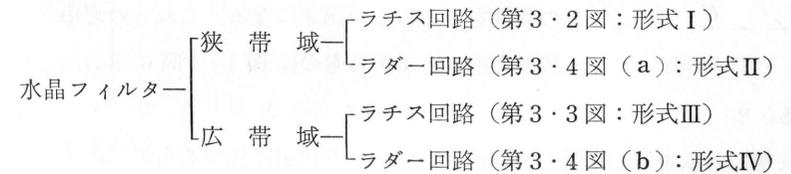


(b) 広帯域(形式IV)

第3・4図 ラダー回路

回路に分けられる。したがって、

比帯域幅および回路形式上、次のように分けることができる。



形式IVの回路は、第3・4図(b)のような回路構成で、ろ波特性の特に急しゅん性と安定性を要求する部分、たとえば、シャ断周波数付近の特性を担う回路構成要素としてだけに水晶共振子を用いるという考えから出発している。このような方式は、形式IIIのラチス回路に比してより広い通過帯域幅のものが実現でき、比帯域幅60%程度までのものを得られる点で注目されるものであろう。

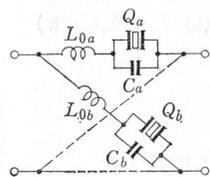
一般に、形式I、IIIのラチス回路の基本的な特性は対称特性であり、形式II、IVのラダー回路のそれは非対称特性である。もちろんラチス回路による非対称特性、ラダー回路による対称特性のものも設計可能である。本書では、形式I、IIIの対称特性のもの、および形式IIIについて述べ、形式IVについては省略する。

水晶フィルタの最大比帯域幅は、水晶共振子の容量比 r により、理論的に次式で決まる。

形式 I	最大比帯域幅	$A_{\max} \leq 1/r$
" II	"	$A_{\max} < 1/2r$
" III	"	$A_{\max} \leq 3/2\sqrt{r}$

しかしながら、実際の実現可能範囲は、水晶共振子の等価定数値に対してほかの回路構成要素である変成器およびコイルの実現可能範囲によって制限をうける。たとえば、水晶共振子のインピーダンスが他の回路部品に比して、非常に大きな値をもつため、形式Iの狭帯域形では、その最大比帯域幅をもつものを設計すると、回路インピーダンスが非常に大きくなり整合用変成器の製造上その実現性がない場合がしばしばある。

また形式IIIの広帯域形(第3・5図)で、その比帯域幅の比較的狭いものを設計



第3・5図

する場合には、回路インピーダンスが小さな値となり、整合用変成器の実現性がなくなる場合、あるいは伸長コイルの Q の値いかによっては挿入損失が大きな値となり所要の特性をうる事が困難になる。これらの理由から、一般に製造されているものは第1・1図に示したとおりである。

狭帯域と広帯域の中間の領域については、形式IIIに属するものであるが、その

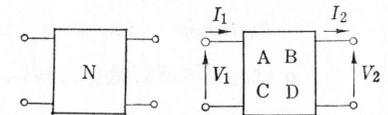
リアクタンス Z_a, Z_b の周波数配列をくふうすることにより設計可能である。これは、中帯域とよばれるものであり、基本的には非対称特性をもつものである。

3・2節では、水晶フィルタの設計、解析の際に必要なと思われる回路網理論、特に動作伝送量に基づく、一解析法について述べ、また、3・3節では、実際の水晶フィルタの回路構成と、それに伴う等価変換回路について述べ、3・4節で、その設計手順について概説する。そして、第4章において回路形式別に、設計例をおこみ記述する。第5章においては、これらの調整について概説し、特に測定上、注意すべき点について触れる。最後に第6章においてその他の水晶フィルタの設計公式を導く。

3・2 映像パラメータ

(1) 四端子網および基本方程式 第

3・6図の四端子網 N は、インダクタンス、キャパシタンス、抵抗および相互インダクタンスだけからなる線形受動回路で、いま、第3・7図のように入力電圧

第3・6図
四端子網第3・7図
四端子定数

V_1 , 電流 I_1 および出力電圧 V_2 , 電流 I_2 を定めると、 V_1 および I_1 は(3・1)、(3・2)式で表わせる。

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (3 \cdot 1)$$

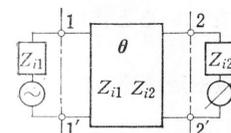
$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (3 \cdot 2)$$

(3・1)、(3・2)式で規制された A, B, C, D を四端子定数とよび、構成回路網固有の周波数の関数で、一般に複素数であり

$$AD - BC = 1 \quad (3 \cdot 3)$$

の関係がある。特に対称回路網では、 $A = D$ が成り立つ。

四端子網を表示するのに映像パラメータ(映像伝達定数 θ , 映像インピーダンス Z_i)を用いる方法がある。すなわち第3・8図において、端子1-1'より右側を見た



第3・8図 映像パラメータ

インピーダンスが Z_{i1} , 端子 2-2' より左側を見たインピーダンスが Z_{i2} になるようなインピーダンス Z_{i1}, Z_{i2} を, おおのの入力側および出力側の映像インピーダンスといい, 四端子定数と次式の関係がある.

$$\left. \begin{aligned} Z_{i1} &= \sqrt{\frac{AB}{CD}} \\ Z_{i2} &= \sqrt{\frac{DB}{CA}} \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

対称回路網の場合には当然 $Z_{i1} = Z_{i2}$ である.

また, (3.5) 式で定義される θ を, 映像インピーダンスを接続した場合の映像伝達定数という.

$$\theta = \frac{1}{2} \log_e \frac{V_1 I_1}{V_2 I_2} \quad (3.5)$$

θ は一般に複素数であり, これを, 実数部と虚数部に分けて

$$\theta = \alpha + j\beta \quad (3.6)$$

とする. α は, 映像減衰量を表わし, 単位はネーパ (neper), β は映像位相量を表わし, 単位はラジアン (radian) である. 四端子定数と映像パラメータとの間には, 次の関係がある.

$$\left. \begin{aligned} A &= \sqrt{\frac{Z_{i1}}{Z_{i2}}} \cosh \theta, & B &= \sqrt{Z_{i1} Z_{i2}} \sinh \theta \\ C &= \frac{1}{\sqrt{Z_{i1} Z_{i2}}} \sinh \theta, & D &= \sqrt{\frac{Z_{i2}}{Z_{i1}}} \cosh \theta \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

対称回路網では, (3.1), (3.2) 式および (3.7) 式より, 映像パラメータによる基本方程式は次のようになる.

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= \cosh \theta V_2 + Z_0 \sinh \theta I_2 \\ I_1 &= -\frac{1}{Z_0} \sinh \theta V_2 + \cosh \theta I_2 \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

ここで $Z_0 = Z_{i1} = Z_{i2}$ である. (3.8) 式はマトリクス表示を用いると次のようになる.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \theta & Z_0 \sinh \theta \\ \frac{1}{Z_0} \sinh \theta & \cosh \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

第3.1表 四端子定数

回路構成	A	B	C	D
	$1 + \frac{Z_a}{Z_b}$	Z_a	$1/Z_b$	1
	1	Z_a	$1/Z_b$	$1 + \frac{Z_a}{Z_b}$
	$1 + \frac{Z_a}{Z_b}$	$\frac{Z_a(Z_a + 2Z_b)}{Z_b}$	$1/Z_b$	$1 + \frac{Z_a}{Z_b}$
	$1 + \frac{Z_a}{Z_b}$	Z_a	$\frac{Z_a + 2Z_b}{Z_b^2}$	$1 + \frac{Z_a}{Z_b}$
	$\frac{Z_a + Z_b}{Z_b - Z_a}$	$\frac{2Z_a Z_b}{Z_b - Z_a}$	$\frac{2}{Z_b - Z_a}$	$\frac{Z_a + Z_b}{Z_b - Z_a}$
	$\cosh \theta$	$Z_0 \sinh \theta$	$1/Z_0 \sinh \theta$	$\cosh \theta$

第3.1表にラチス回路とラダー回路の四端子定数を示す. 第3.1図の基本的なラチス回路の場合は (3.9) 式は

(3.10) 式となる.

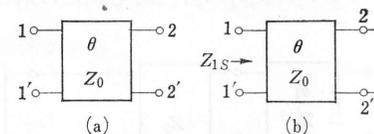
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_a + Z_b}{Z_b - Z_a} & \frac{2Z_a Z_b}{Z_b - Z_a} \\ \frac{2}{Z_b - Z_a} & \frac{Z_a + Z_b}{Z_b - Z_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

(3.7), (3.10) 式より, 対称ラチス回路の映像インピーダンス Z_0 と映像伝達定数 θ は, 次式となる.

$$Z_0 = \sqrt{Z_a Z_b} \quad (3.11)$$

$$\theta = \tanh^{-1} \sqrt{Z_a / Z_b} \quad (3.12)$$

[2] 映像伝送量 第3.9図 (a) の対称リアクタンス回路網で, (b) のように 2-2' 端子を短絡した場合, 1-1' より見たインピーダンス Z_{1s} は, (3.9) 式より次式となる.



第3.9図

$$Z_{1s} = Z_0 \tanh \theta = Z_0 \tanh(\alpha + j\beta)$$

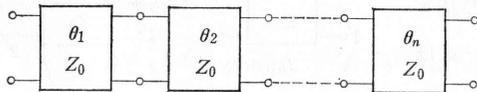
$$= Z_0 \frac{\sinh 2\alpha + j \sinh 2\beta}{\cosh 2\alpha + \cosh 2\beta} \quad (3 \cdot 13)$$

ここで、回路網が、純リアクタンスとなるためには、 Z_{1s} も純リアクタンスでなければならない。したがって、 Z_0 と $\tanh \theta$ のうち、一方が虚数ならば他は実数でなければならない。この理由から

- (1) Z_0 が実数の場合 $\tanh(\alpha + j\beta)$ は虚数でなければならないから、 $\alpha = 0$ すなわち、通過域である。
- (2) Z_0 が虚数の場合 $\sinh 2\beta = 0$ でなければならない。しかも α は有限値をもつ、すなわち減衰域である。

前記の条件をラチス回路に当てはめてみると、(3・11)、(3・12)式より

- (1) 通過域では、直列インピーダンス Z_a と、格子インピーダンス Z_b とは互に異符号のリアクタンス特性をもつ。
- (2) 減衰域では、直列インピーダンス Z_a と格子インピーダンス Z_b とは同符号のリアクタンス特性をもたなければならない。



第3・10図 四端子網のn段縦続

影像パラメータの規約に従い、ラチス回路の設計を行なう場合には、この条件を満足するようなリアクタンスの周波数配列を行なわなければならない。第3・10図において、全体の影像伝達定数 $\varphi^{(n)}$ は、影像インピーダンスがおのおの等しく整合している場合

$$\varphi^{(n)} = \theta_1 + \theta_2 + \dots + \theta_n = \sum_{i=1}^n \theta_i \quad (3 \cdot 14)$$

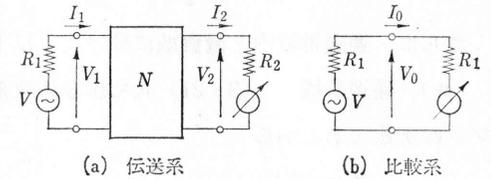
$$(n = 1, 2, 3, \dots, n)$$

が成り立つ。したがって、図のように第3・9図(a)の基本区間n個を縦続した場合、その基本方程式は、(3・9)、(3・14)式より次式となる。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \varphi^{(n)}, & Z_0 \sinh \varphi^{(n)} \\ \frac{1}{Z_0} \sinh \varphi^{(n)}, & \cosh \varphi^{(n)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3 \cdot 15)$$

〔3〕動作伝送量 前2項で影像インピーダンス Z_0 で終端した場合の影像パラメータ法による伝送量について述べたが、実際には、純抵抗で終端するケースが多い。ここでは、四端子網の動作伝送量の定義を述べ、前2項の諸式を用いて、純抵抗終端の場合の動作特性を求める式を導く

四端子網の動作特性を表示するもの一つとして動作伝送量がある。これは第3・11図において、電源から取りうる最大電力と四端子網Nを挿入したとき、負荷抵抗 R_2 で消費される電力との比と定義されている。動作伝送量を Γ とすれば、それは次式で示される。



第3・11図 動作伝送量

動作伝送量を Γ とすれば、それは次式で示される。

$$\Gamma = b + ja = \frac{1}{2} \log_e \frac{V_0 I_0}{V_2 I_2} \quad (3 \cdot 16)$$

ここに、 b : 動作減衰量 [Nep], a : 動作位相量 [rad]

第3・11図で入力抵抗と負荷抵抗を等しく $R_1 = R_2 = R_L = 1$ と基準化すると、動作伝送係数 $S = e^\Gamma$ は四端子定数と次式の関係がある。

$$S = e^\Gamma = e^{b+ja} = \frac{1}{2} (A + B + C + D) \quad (3 \cdot 17)$$

動作減衰量、動作位相量はおのおの(3・17)式より

$$b = \frac{1}{2} \log_e \{S \bar{S}\} \quad (3 \cdot 18)$$

$$a = \frac{1}{2j} \log_e \left\{ \frac{S}{\bar{S}} \right\} \quad (3 \cdot 19)$$

で求めることができる。動作伝送係数は一般に複素数であり、 S と \bar{S} とは互に共役複素数である。(3・17)、(3・15)式よりリアクタンス四端子網n個を縦続に多段接続したときの動作伝送係数 $S^{(n)}$ は

$$S^{(n)} = \cosh \varphi^{(n)} + \frac{1}{2} \times \sinh \varphi^{(n)} \times \left(Z_0 + \frac{1}{Z_0} \right) \quad (3 \cdot 20)$$

$$\varphi^{(n)} = \sum_{i=1}^n \theta_i = \sum_{i=1}^n \alpha_i + j \sum_{i=1}^n \beta_i \quad (3 \cdot 21)$$

いま、ここで $\theta_1 = \theta_2 = \dots = \theta_n = \theta$ すなわち全く等しい影像伝達定数をもつ基本区間 n 個を縦続すると

$$\varphi^{(n)} = n\theta = n\alpha + jn\beta \quad (3 \cdot 22)$$

$$S^{(n)} = \cosh n\theta + \frac{1}{2} \left(Z_0 + \frac{1}{Z_0} \right) \sinh n\theta \quad (3 \cdot 23)$$

さらに、通過帯域内と減衰域に分けて、以下にその動作特性を求めてみる。

(a) 通過帯域 (3・21) 式で影像減衰量 $\sum_{i=1}^n \alpha_i = 0$ 、また、影像インピーダンスは実数であるから

$$Z_0 = j|Z_0| \quad (3 \cdot 24)$$

とすると

$$\cosh \varphi^{(n)} = \cosh j \sum_{i=1}^n \beta_i = \cos \sum_{i=1}^n \beta_i$$

$$\sinh \varphi^{(n)} = \sinh j \sum_{i=1}^n \beta_i = j \sin \sum_{i=1}^n \beta_i$$

となる。したがって

$$S^{(n)} = \cos \sum_{i=1}^n \beta_i + \frac{1}{2} j \left(|Z_0| + \frac{1}{|Z_0|} \right) \sin \sum_{i=1}^n \beta_i \quad (3 \cdot 25)$$

が得られる。また、動作減衰量 $b^{(n)}$ は (3・18) 式より

$$b^{(n)} = \frac{1}{2} \log_e \left[1 + \frac{1}{4} \left(|Z_0| - \frac{1}{|Z_0|} \right)^2 \sin^2 \sum_{i=1}^n \beta_i \right] \quad (3 \cdot 26)$$

いま、 $\theta_1 = \theta_2 = \dots = \theta_n = \theta$ とすると、上式は

$$b^{(n)} = \frac{1}{2} \log_e \left[1 + \frac{1}{4} \left(|Z_0| - \frac{1}{|Z_0|} \right)^2 \sin^2 n\beta \right] \quad [\text{Nep}] \quad (3 \cdot 27)$$

となる。(3・26), (3・27) 式で

$$\sin^2 \sum_{i=1}^n \beta_i \leq 1$$

$$\sin^2 n\beta \leq 1$$

であるから、通過帯域内の伝送特性は次式となる。

$$b^{(n)} \leq \frac{1}{2} \log_e \left[1 + \frac{1}{4} \left(|Z_0| - \frac{1}{|Z_0|} \right)^2 \right] = \log_e \left[\frac{1}{2} \left(|Z_0| + \frac{1}{|Z_0|} \right) \right] \quad (3 \cdot 28)$$

(b) 減衰域 影像位相量は $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ とすれば、 $\sum_{i=1}^n \beta_i = 2m(\pi/2)$

または、 $\sum_{i=1}^n \beta_i = (2m+1)\pi/2$ のいずれかである。

$$\left. \begin{aligned} \cosh \varphi^{(n)} &= \pm \cosh \sum_{i=1}^n \alpha_i \\ \sinh \varphi^{(n)} &= \pm \sinh \sum_{i=1}^n \alpha_i \end{aligned} \right\}$$

または

$$\left. \begin{aligned} \cosh \varphi^{(n)} &= \pm j \sinh \sum_{i=1}^n \alpha_i \\ \sinh \varphi^{(n)} &= \pm j \cosh \sum_{i=1}^n \alpha_i \end{aligned} \right\}$$

となる。ここで、減衰量が十分大きい場合には、 $\cosh \sum_{i=1}^n \alpha_i$ または $\sinh \sum_{i=1}^n \alpha_i$

は、ともに $1/2 \cdot e^{\sum_{i=1}^n \alpha_i}$ においても誤差は僅少である。

減衰域における影像インピーダンスは純虚数でなければならないから、動作減衰量 $b^{(n)}$ は次式となる。

$$b^{(n)} = \sum_{i=1}^n \alpha_i + \frac{1}{2} \log_e \left[1 + \frac{1}{4} \left(|Z_0| - \frac{1}{|Z_0|} \right)^2 \right] - \log_e 2 \quad (3 \cdot 29)$$

あるいは

$$b^{(n)} = \sum_{i=1}^n \alpha_i + \log_e \left\{ \left| Z_0 + \frac{1}{|Z_0|} \right| \right\} - \log_e 4 \quad (3 \cdot 30)$$

ここで、 $b^{(n)} = \sum_{i=1}^n \alpha_i + \Delta\alpha$ とおくと、 $\Delta\alpha$ は影像減衰量の補正項を示す。すなわち

$$\Delta\alpha = \log_e \left\{ \left| Z_0 + \frac{1}{|Z_0|} \right| \right\} - \log_e 4 \quad (3 \cdot 31)$$

影像減衰量は、一般によく知られているから、補正項 $\Delta\alpha$ を求めることにより動作減衰量を求めることができる。ここで、 $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \dots = \alpha_n = \alpha$ とすると、(3・30) 式は次のようになる。

$$b^{(n)} = n\alpha + \Delta\alpha \quad (3 \cdot 32)$$

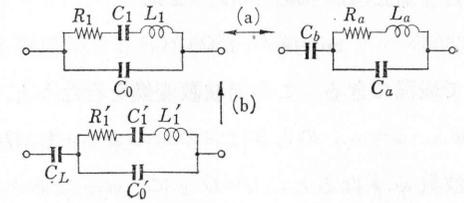
[4] 二端子インピーダンス リアクタンス回路網であるラチスあるいはラダー回路は、種々の二端子インピーダンスにより構成されている。そして、これら

第3・2表 二端子インピーダンスと素子値を求める公式

構成	リアクタンス	二端子インピーダンス	素子値
		$Z = H \frac{\omega^2 - \omega_1^2}{j\omega(\omega^2 - \omega_2^2)}$	$L_1 = H \frac{1}{\omega_2^2 - \omega_1^2}$ $C_1 = \frac{1}{H} \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_1^2}$ $C_2 = \frac{1}{H}$
		$Z = H \frac{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_3^2)}{j\omega(\omega^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_4^2)}$	$L_1 = H \frac{\omega_3^2 - \omega_1^2}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_4^2 - \omega_1^2)}$ $C_1 = \frac{1}{\omega_1^2 L_1}$ $L_2 = H \frac{\omega_3^2 - \omega_1^2}{(\omega_3^2 - \omega_2^2)(\omega_4^2 - \omega_3^2)}$ $C_2 = \frac{1}{\omega_3^2 L_3}$ $C_3 = \frac{1}{H}$
		$Z = H \frac{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_3^2)}{j\omega(\omega^2 - \omega_2^2)}$	$L_1 = H \frac{(\omega_1^2 + \omega_3^2 - \omega_2^2)^2}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_3^2 - \omega_2^2)}$ $C_1 = \frac{\omega_1^2 + \omega_3^2 - \omega_2^2}{L_1 \omega_1^2 \omega_3^2}$ $L_2 = H$ $C_2 = \frac{1}{H(\omega_1^2 + \omega_3^2 - \omega_2^2)}$
		$Z = H \frac{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_3^2)}{j\omega(\omega^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_4^2)}$	$C_3 = \frac{1}{H(\omega_1^2 + \omega_3^2 + \omega_5^2 - \omega_2^2 - \omega_4^2)}$ $L_3 = H$ $L_1 = \frac{\omega_\alpha^2 - \omega_\beta^2}{C_1(\omega_\alpha^2 - \omega_2^2)(\omega_1^2 - \omega_\beta^2)}$ $C_1 = \frac{1}{\omega_\alpha^2 L_1}$ $C_2 = \frac{1}{\omega_\beta^2 L_2}$ $L_2 = \frac{\omega_\alpha^2 - \omega_\beta^2}{C_3(\omega_3^2 - \omega_\beta^2)(\omega_4^2 - \omega_\beta^2)}$ $\omega_\alpha^2 + \omega_\beta^2 = \frac{\omega_1^2 \omega_5^2 + \omega_1^2 \omega_3^2 + \omega_3^2 \omega_5^2 - \omega_2^2 \omega_4^2}{\omega_1^2 + \omega_3^2 + \omega_5^2 - \omega_2^2 - \omega_4^2}$ $\omega_\alpha^2 \omega_\beta^2 = \frac{\omega_1^2 \omega_3^2 \omega_5^2}{\omega_1^2 + \omega_3^2 + \omega_5^2 - \omega_2^2 - \omega_4^2}$
		$Z = H \frac{\omega(\omega^2 - \omega_2^2)}{j(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_3^2)}$	$L_1 = H \frac{\omega_2^2}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_3^2 - \omega_1^2)}$ $C_1 = \frac{1}{\omega_2^2 L_1}$ $L_2 = H \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2 \omega_3^2}$ $C_2 = \frac{1}{H}$

をどのように組み合わせるかによって種々の映像パラメータをつくり、所要のみ波特性をもつように設計を行なうのである。第3・2表に、水晶フィルタに用い

られている一般的な二端子インピーダンスのリアクタンス特性と、各回路の素子値を求める公式を示す。表において、 H はフィルタ設計の際、その特性により定まる任意定数である。



第3・12図 二端子インピーダンスの等価変換

第3・12図に設計の際しばしば用いられる二端子インピーダンスの等価変換回路を、第3・3表にこれら相互の等価変換式を示す。

第3・3表 第3・12図の変換

(a) の変換		(b) の変換	
C_1	$\frac{C_b}{1 + \frac{C_a}{C_b}}$	L_a	$\frac{L_1}{\left(1 + \frac{C_0}{C_1}\right)^2}$
L_1	$L_a \left(1 + \frac{C_a}{C_b}\right)^2$	C_a	$C_0 \left(1 + \frac{C_0}{C_1}\right)$
C_0	$\frac{C_a}{1 + \frac{C_a}{C_b}}$	C_b	$C_1 \left(1 + \frac{C_0}{C_1}\right)$
R_1	$R_a \left(1 + \frac{C_a}{C_b}\right)$	R_a	$\frac{R_1}{\left(1 + \frac{C_0}{C_1}\right)^2}$
C_1	$\frac{C_0' C_L^2}{(C_1' + C_0' + C_L)(C_0' + C_L)}$	L_1	$L_1' \left(1 + \frac{C_0'}{C_L}\right)^2$
L_1	$L_1' \left(1 + \frac{C_0'}{C_L}\right)^2$	C_0	$C_0' \frac{C_L}{C_0' + C_L}$
C_0	$C_0' \frac{C_L}{C_0' + C_L}$	R_1	$R_1' \left(1 + \frac{C_0'}{C_L}\right)$

〔5〕 周波数変換 対称特性の帯域通過フィルタで、以下に述べる (a) または (b) の周波数変換を用いると、中心周波数に無関係な規準化された形で表現することができ、動作減衰量の計算などに非常に便利である。

(a) いま、 ω_{+1} : 上限のシャ断周波数、 ω_{-1} : 下限のシャ断周波数とし、新たに Ω を導入して

$$\Omega = \frac{2\omega^2 - \omega_{+1}^2 - \omega_{-1}^2}{\omega_{+1}^2 - \omega_{-1}^2} \tag{3・33}$$

の関係をつくる。また

$$2\omega_0^2 = \omega_{+1}^2 + \omega_{-1}^2 \quad (3 \cdot 34)$$

$$2\gamma^2 = \omega_{+1}^2 - \omega_{-1}^2 \quad (3 \cdot 35)$$

とすると (3・33) 式は、また

$$\omega^2 = \omega_0^2 + \gamma^2 \Omega \quad (3 \cdot 36)$$

で表現できる。この周波数変換を行なうと、 $\omega = \omega_0$ のとき $\Omega = 0$ に対応し、 $\omega = \omega_{+1}$ 、 $\omega = \omega_{-1}$ のときはおのおの $\Omega = +1$ 、 $\Omega = -1$ に対応する。いま、 ω がある周波数 ω_{+X} なるとき $\Omega = \Omega_{+X}$ に、 ω_{-X} なるとき $\Omega = \Omega_{-X}$ に対応し

$$2\omega_0^2 = \omega_{+X}^2 + \omega_{-X}^2 \quad (3 \cdot 37)$$

とすると

$$\Omega_{+X} = -\Omega_{-X} \quad (3 \cdot 38)$$

なる関係がある。

(b) (a) と異なり Ω を次式とする。

$$\Omega = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega(\omega_{+1} - \omega_{-1})} \quad (3 \cdot 39)$$

ここで

$$\omega_0^2 = \omega_{+1}\omega_{-1} \quad (3 \cdot 40)$$

$$A = \omega_{+1} - \omega_{-1} \quad (3 \cdot 41)$$

とすると、(3・39) 式は、また

$$\omega^2 = \omega_0^2 + \omega A \Omega \quad (3 \cdot 42)$$

で表現でき、 $\omega = 0$ なるとき $\Omega = 0$ に対応し、 $\omega = \omega_{+1}$ 、 $\omega = \omega_{-1}$ なるときは、おのおの $\Omega = +1$ 、 $\Omega = -1$ に対応する。

また、いまある周波数 ω_{+X} が $\Omega = \Omega_{+X}$ に、 ω_{-X} が $\Omega = \Omega_{-X}$ に対応し

$$\omega_0^2 = \omega_{+X} \cdot \omega_{-X} \quad (3 \cdot 43)$$

とすると

$$\Omega_{+X} = -\Omega_{-X} \quad (3 \cdot 44)$$

の関係があり

$$\omega_{\pm X} = \frac{1}{2} \{ \Omega_{\pm X} A \pm \sqrt{\Omega_{\pm X}^2 A^2 + 4\omega_0^2} \} \quad (3 \cdot 45)$$

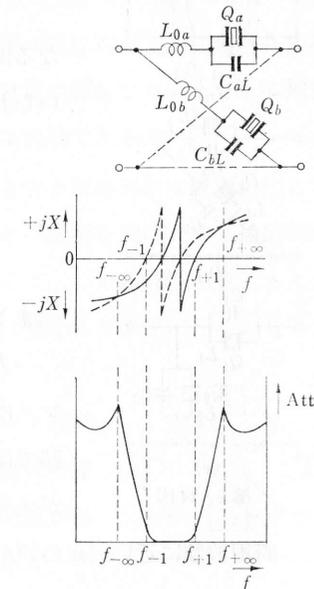
で $\omega_{\pm X}$ が求まる。

3・3 水晶フィルタの回路構成

〔1〕 総括 回路形式上水晶フィルタは、ラチス回路、ラダー回路およびその他〔2〕で示す種々の等価回路による構成が考えられるが、一般にはラチス回路とラダー回路とが用いられている。

ラチス回路はラダー回路に比して回路素子に要求する条件も厳しく、水晶フィルタ以外には用いられていないのが現状である。しかし、Mason 以来、Cauer の対称形フィルタの理論に基づくラチス回路が用いられてきた。広帯域水晶フィルタでは、形式IIのラチス回路を用いると、その減衰極は第3・13図の Z_a 、 Z_b の平坦な部分で生ずるので、一素子の変動により全減衰極が多かれ少なかれ動き、その変化が鋭敏である欠点がある。

1・2節および3・1節で述べたようにラチス回路では容量比 $r=140$ とした場合に理論的に比帯域は14%しか得られないが、形式IVのラダー回路により広帯域水晶フィルタを構成すると、60%以上の帯域幅をうることができる。またラダー回路

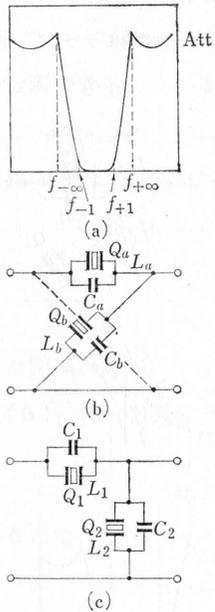


第3・13図 広帯域水晶フィルタ

によると減衰極は直列腕における並列共振回路あるいは並列腕における直列共振回路で構成され、おのおの独立であるから調整が容易である。したがって、広帯域形では形式IVのラダー回路による構成が実用化されつつある。

一方狭帯域形でも減衰域の特性が素子の変動に対して鋭敏であることは広帯域形と同じで形式Iのラチス回路は形式IIIのラダー回路に比して不利である。しかしフィルタ調整の面では、ラチス回路の直列腕 Z_a および格子腕 Z_b の直列共振点が水晶共振子自身の共振点と一致するためラチス回路とラダー回路における調整の難易に差異はほとんどない（広帯域形では伸長フィルタを含むためそれが一致しない）。

狭帯域形について減衰傾度と比帯域幅のろ波特性およびそれに関連して水晶共振子の設計製造上より一般的な考察をしてみると、いま、第3・14図 (a) の対



第3・14図

称ろ波特性をおのおの (b), (c) の二つの回路構成で設計した場合、 f_{+1}, f_{-1} を理論的シャ断周波数、 $f_{+\infty}, f_{-\infty}$ を減衰極とし

$$\Delta = f_{+1} - f_{-1}, \quad n\Delta = f_{+\infty} - f_{-\infty} \quad (3 \cdot 46)$$

なる関係をもつパラメータ $n (n > 1)$ を規定すると、用いられる水晶共振子の比は、近似的に次式で求まる。

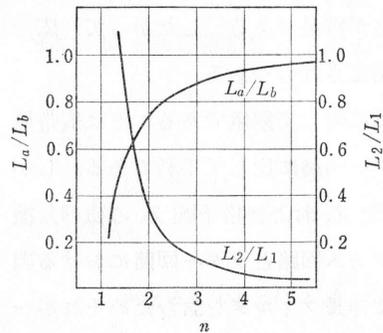
$$\text{ラチス回路: } \frac{L_a}{L_b} = 1 - \frac{1}{n^2} \quad (3 \cdot 47)$$

$$\text{ラダー回路: } \frac{L_2}{L_1} = n^2 - 1 \quad (3 \cdot 48)$$

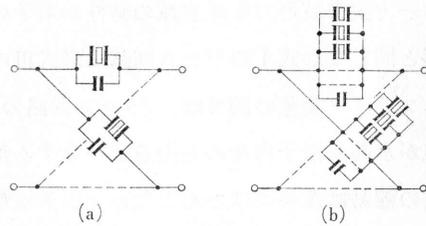
また、この関係を第3・15図に示す。

一方、水晶共振子の設計製造上、その等価インダクタンスは、なるべく等しい値のほうが好ましい。ラチス回路では、減衰極がシャ断周波数より遠くにある (n の値が大きい) 場合。またラダー回路では、反対に減衰極がシャ断周波数に近い (n の値が小さい) 場合に有利である。

所要の減衰域減衰量をうるための伝送関数の次数の選び方には次の二とおりがある。たとえば、第3・16図 (a) のように、 Z_a, Z_b におのおの、水晶共振子1



第3・15図

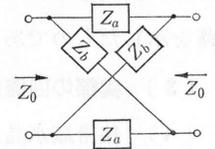


第3・16図

個を用いた伝送関数次数の低い基本区間を n 個縦続し、その所要減衰量をうる方

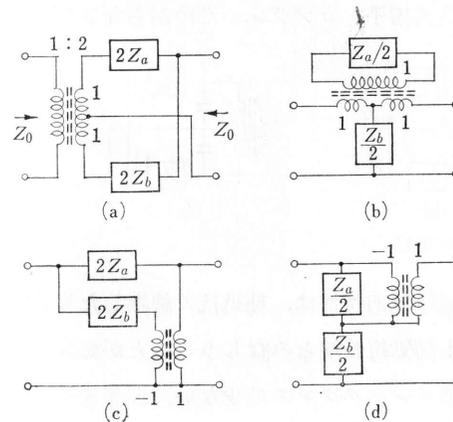
法あるいは、(b) のように基本区間の伝送関数次数を高め、所要の減衰量をうるために、 Z_a, Z_b として水晶共振子を数個並列接続した回路構成を行なう方法である。後者の回路構成によると、並列素子数が増せば増すほど、水晶共振子の各素子定数値の誤差に対する要求が厳しくなるばかりでなく、水晶共振子相互間の等価インダクタンスの値が1桁から2桁近くまでも差異があり、水晶共振子製造上あまり好ましくない。現在、並列水晶共振子の個数は Z_a, Z_b おのおの2~3個程度までのものが実用されている。前者は基本区間 n 個を縦続するため、各基本区間における水晶共振子の副共振の影響による減衰量の急激なる低下を互に補償することができるため、後者に比して副共振特性は有利である。

しかしながら、ヤーマン回路では変成器を必要とするため前者は後者に比して数多くの変成器を用いなければならないし、またその影響を受け、特に通過帯域端のシャ断周波数近辺の特性が劣化する。したがって、シャ断特性の急しゅんなものを、また理論的シャ断周波数に対し、その比帯域幅をより広くかつその有効さを要求する特性には、後者に比し前者は劣る。



第3・17図

〔2〕 等価変換回路 ラチス回路は、水晶フィルタ設計の際の基本的な回路であるが、実際の構成回路は種々の等価変換回路が、特に第3・18図 (a) のヤーマン回路が多く使用されている。ラチス回路は、平衡形回路であり、一

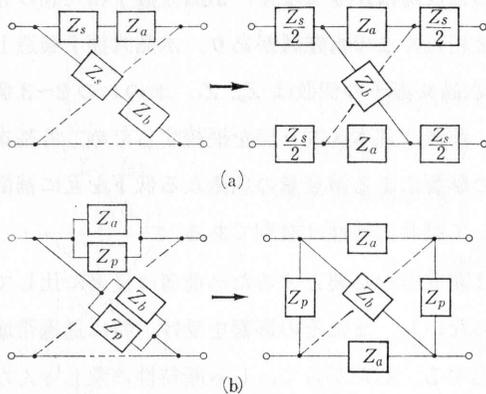


第3・18図

般の電気回路 (特に高周波回路) では不平衡形回路が必要である。また、この形にすると素子が半分に節約できる。第3・18図に不平衡形等価変換回路を示す。ここで用いられている変成器は、厳密には理想変成器でなくてはならない。狭帯域形では、ほとんどこれら変換回路により構成されるが、広帯域形ではラチス回路のまま用

いられる場合がある(次項参照)。

これらの等価変換回路を用いると、その構成上、二巻あるいは三巻の変成器を必要とし、実用上ほとんど理想変成器と考えてよいものができる。しかし、漏洩



第3・19図

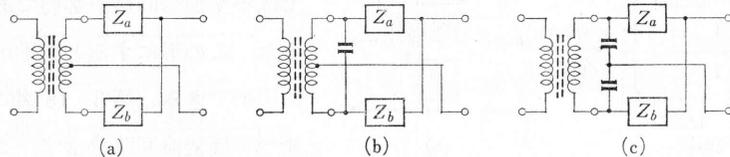
インダクタンス、漂遊容量、三巻変成器の二次巻線の平衡度によってろ波特性が著しく劣化するので、フィルタ設計の際構成回路を十分検討し、最適な回路を選ばなければならない。

ラチス回路を構成する二端子インピーダンスが、おのおの共通の構成因子 Z_s あるいは Z_p をもつ場合、それをラチス構成の外部に直列あるいは並列に取り出すことができる。第3・19図はその等価変換回路を示したものである。

ラチス回路を構成する二端子インピーダンスが、おのおの共通の構成因子 Z_s あるいは Z_p をもつ場合、それをラチス構成の外部に直列あるいは並列に取り出すことができる。第3・19図はその等価変換回路を示したものである。

〔3〕 実際の回路構成

(a) 狭帯域水晶フィルタ これにはほとんど第3・18図の不平衡形等価変換回路が用いられる。基本となる一区間についてみると、第3・20図のような回路構成になる。ここに Z_a, Z_b は、水晶共振子とコンデンサだけからなる二端子

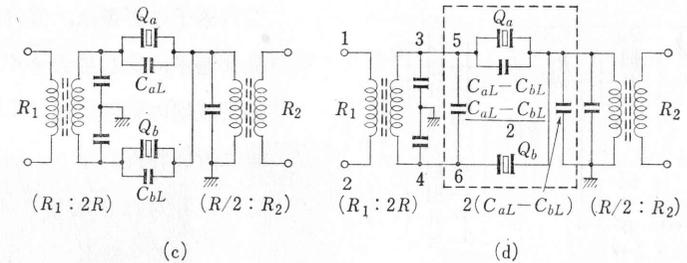
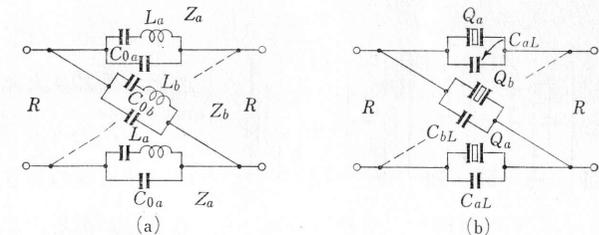


第3・20図

網である。設計上、水晶フィルタの通過帯域内特性は、純抵抗で終端した場合を基準としているため、変成器を介しても純抵抗終端とみなしうることが必要である。比較的周波数の低い場合には、漏洩インダクタンスの少ない、理想変成器とみなしうる変成器を実現することができる。しかしながら、周波数が高くなる

と、もはや変成器を介したものでは純抵抗とみなしにくくなるので同調変成器が用いられる。(a)は一般に低周波帯の、(b),(c)は高周波帯に用いられる回路構成である。これらは、二端子インピーダンス Z_a, Z_b と変成器の二次側インピーダンスからなるブリッジ回路と考えられ、減衰極はその平衡が完全にとれた場合になる。したがって、変成器の二次側が完全に平衡がとれていないと、減衰域の減衰量が低下するばかりでなく、ろ波特性の対称性が悪くなる。(c)のようにコンデンサによって中点をとった同調変成器を用いると、二次巻線の分布容量などによる不平衡の問題がなくなり、そのうえ漏洩インダクタンスを補償できるから、変成器の設計、製造上、特に高周波用として有効である。

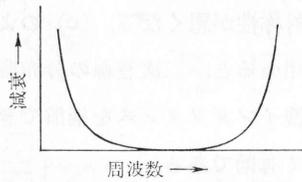
第3・21図に設計理論上の基本的なラチス回路から実際の構成回路までの等価変換例を示す。図の(b)→(c)は第3・18図(a)の等価変換、(d)の点線内は



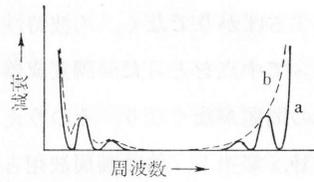
第3・21図

第3・19図(b)による。第3・21図(d)の変成器端子3-4より左側をみたインピーダンスは、中心周波数において、端子1-2に純抵抗 R_1 を終端した場合、 $4R$ でなければならない。したがって、端子5-6より左側をみたインピーダンスは当然容量性である。

映像パラメータ法により設計された狭帯域水晶フィルタの通過帯域内伝送特性は、基本区間に対し第3・22図のような平坦特性をもつ。しかし、これを n 個縦続すると、3・5節で詳述するように第3・23図aのような波状特性となり縦続数が増せば増すほど、その伝送ひずみははなはだしくなる。

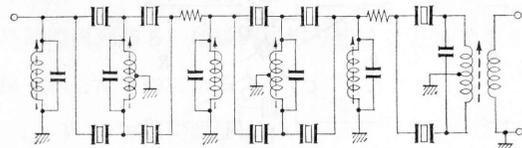


第3・22図



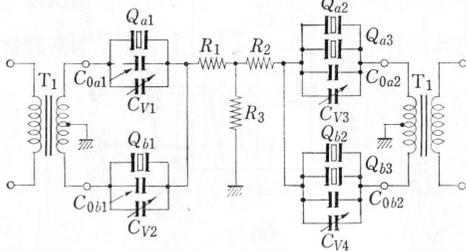
第3・23図

この回路では、上側通過帯域端近辺の特性は、変成器や水晶共振子に並列に挿入されるコンデンサなどの並列素子の損失により、また下側通過帯域端近辺の特性



第3・24図

は水晶共振子などの直列素子の損失により大きく影響される。したがって実際にはbに示す点線のような特性となることがある。変成器などの

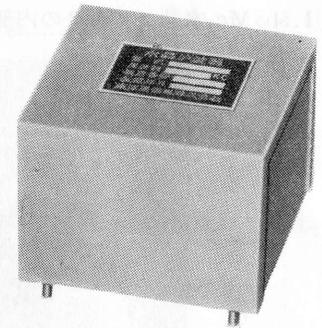


第3・25図

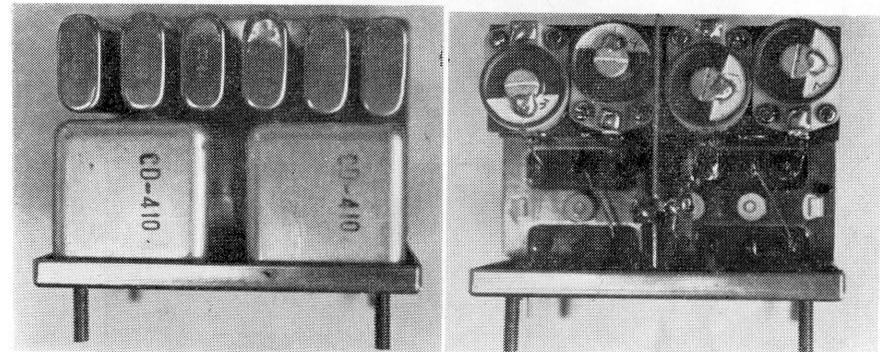
並列素子の影響は、直列素子の水晶共振子に比して大きく、上側通過帯域端の特性は波状特性の包絡線に近い特性となり、通過帯域内特性は非対称となる。したがって、一般に多段縦続を行なう場合は第3・24図のように下側通過帯域端の波状特性を補償するために抵抗を直列に挿入するか、第3・25図のように抵抗減衰器を挿入している。これはまた接続点のインピーダンス不整合または相互作用損による伝送ひずみの影響を少なくするためにも有効である。

第3・26図に第3・25図の回路構成による100kc 狭帯域水晶フィルタの外観

を示す。これは第3・27図にその内部構造を示すように HC-13/u の水晶共振子6個を含んでいる。そしてこれを水晶共振子のケースの接地が不完全であったり、あるいはその接地されていない状態のものが他の部品と接触したりすると、水晶共振子の漂遊容量が変わり、回路の平衡がくずれ、減衰域の減衰量が大きく変動するから、各部品の取付、配線などに十分注意を払わなければな



第3・26図



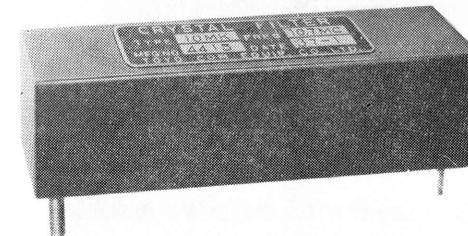
(a)

第3・27図

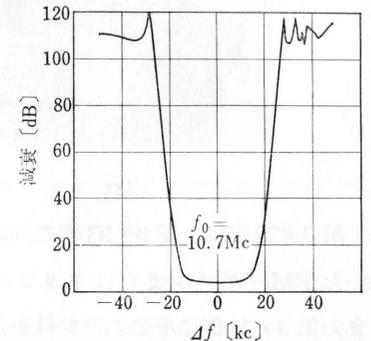
(b)

らない。

第3・28図には第3・24図の回路構成による HC-18/u 水晶共振子10個を用いた FM



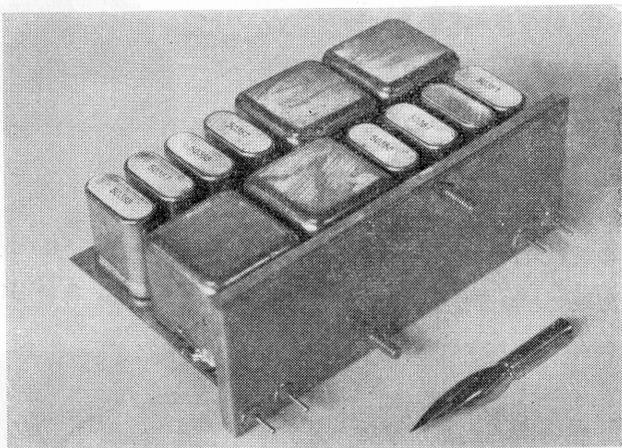
第3・28図



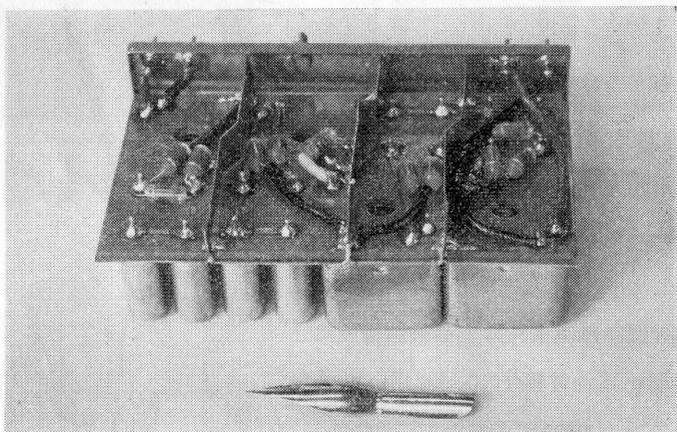
第3・29図

(シングル・スーパー)用10.7Mc水晶フィルタの外観を、また第3・29図にそのろ波特性を示す。第3・30図は、第3・31図のようなろ波特性をもつSSB用、

1.505Mc 水晶フィルタの内部構造を示す。



(a)

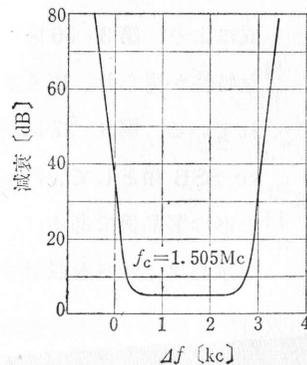


(b)

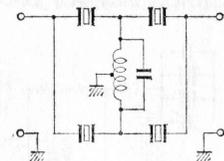
第3・30図

第3・32図は、第3・33図の回路構成よりなる HC-18/u 水晶共振子4個を用いた FM (ダブルまたはトリプルスーパ) 用 14.9Mc 水晶フィルタの外観を、また第3・34図にそのろ波特性を示す。

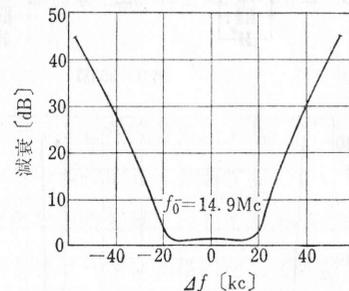
これら高周波水晶フィルタでは、漂遊容量の変動に対してろ波特性の変動が鋭敏であるので、一般にプリント配線が行なわれている。また、これら水晶フィルタの各区分および入出力端子間には当然、嚴重なるしゃへいを施さなければなら



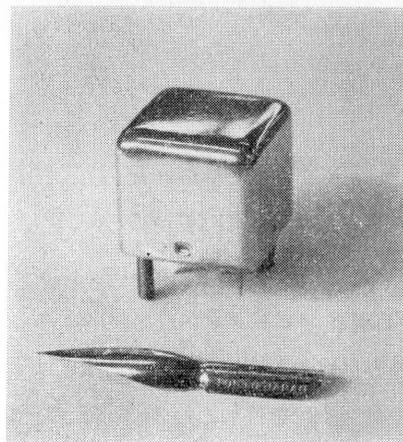
第3・31図



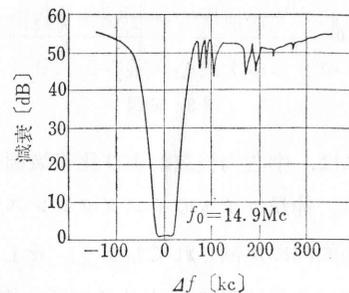
第3・33図



(a)



第3・32図



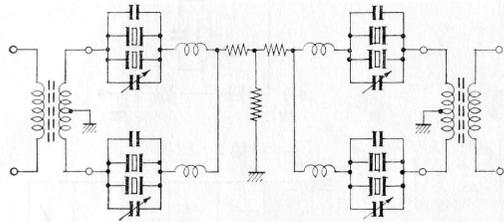
(b)

第3・34図

ない。

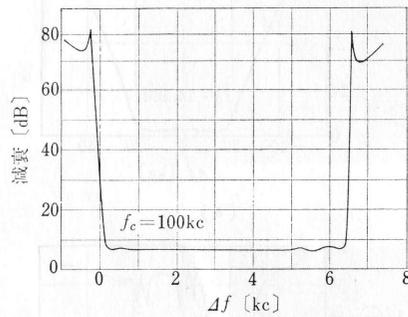
(b) 広帯域水晶フィルタ 広帯域水晶フィルタでは、ろ波特性を構成する回路素子として伸長コイルを用いるため、ほかの構成素子である水晶共振子やコンデンサに比して温度特性、経年変化の安定性が劣る。そのため、伸長コイルおよび構成回路の安定性の点で十分検討する必要がある。また伸長コイルのQも、ほかの回路素子に比して劣るため、フィルタの挿入損失を増すと同時に、減衰極の減衰量の低下や通過帯域端のしゃ断特性を劣化させる。しかしながら、近年の磁性材料の開発とともに安定性がよく、Qの高い優秀なものが得られるように

なってきたため、回路素子数の少なくすむ第3・35図のようなヤーマン回路構成により、第3・36図のような特性が得られ、広く実用されている。第3・37図が100kc SSB用として設計したこの形の製品例である。

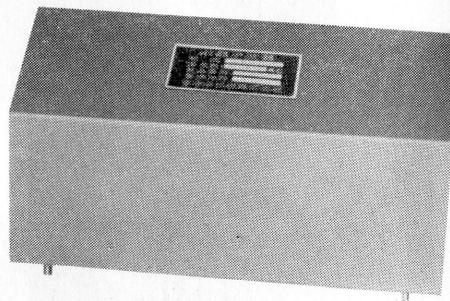


第3・35図

水晶フィルタを設計すると



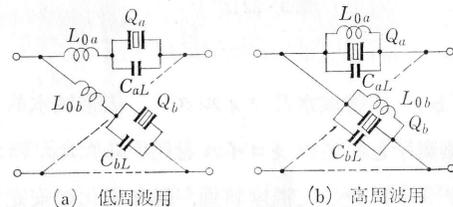
第3・36図



第3・37図

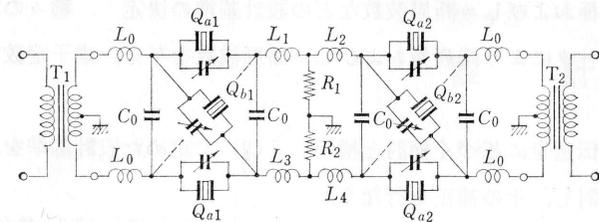
きには、中心周波数および比帯域幅の設定により、水晶共振子の等価インダクタンス、伸長コイルのインダクタンスおよび回路インピーダンスは必然的にある許容範囲内に規制されてしまう。そしてその実現性から、一般に、数百kc以下の低周波広帯域形では水晶共振子に直列に伸長コイルを付加した第3・38図(a)のような回路構成を行なっている。

また高周波広帯域形では(b)のように、水晶共振子に並列に伸長コイルを付加した回路構成を行なっている。ヤーマン回路では、伸長コイルがラチス構成の内部にあるため、伸長コイルの損失分を補償するためには、伸長コイル自身のQを改善する以外にその方法がない。ラチス回路では第3・39図のような回路構成により抵抗R1、R2と伸長コイルの抵抗R=ωL/Qとで抵抗減衰器を構成することによ



第3・38図

り伸長コイルの損失分を補償する。このようにすると挿入損失は補償し得ない



第3・39図

が、減衰極あるいは通過帯域端の特性を改善することができる。また、図で上下の伸長コイルL1、L3およびL2、L4をおのおの一つの磁心に巻線する。この理由は素子数の節約とともに、温度変化、経年変化などの変動に対して、上下の伸長コイルのインピーダンス値が同じ傾向で変動させヤーマン回路に比してろ波特性の変動を軽減することができるからである。また上下の伸長コイル間のQの誤差が、同一の磁心材料を用いるため減衰域の減衰量に対し有利である。そのうえ分割電極を施した水晶共振子を用いることにより、その数を半減することができる。

3・4 設計手順

ここで水晶フィルタの設計手順についてまとめてみる。

(1) 回路形式の決定 まず、所要のろ波特性をうるために適合した回路形式および構成回路の決定を行なう。要求されたデータ、すなわち所要ろ波特性の比帯域幅および対称、非対称特性などにより回路形式I~IVより最も適合したものを選ぶ。

もし、それが回路形式I、IIIのラチス回路であれば所要のシャ断特性などにより、その映像パラメータ(Za、Zb)をどのような二端子網で構成するかを定める。この場合、実際の構成回路、等価回路について、回路インピーダンスに対する各構成部品の製作可能範囲、および制約条件を定める。たとえば、水晶共振子の等価インダクタンス、変成器のインピーダンスなどの実現性および水晶共振子の副共振特性の検討を行なう。それとともに所要減衰量に基づき基本区間をいくつ縦

続するかを決める。

(2) 減衰極およびシャ断周波数などの設計基準の決定 種々の設計チャートあるいはデータにより減衰極およびシャ断周波数を与え、素子定数算出の基準を定める。

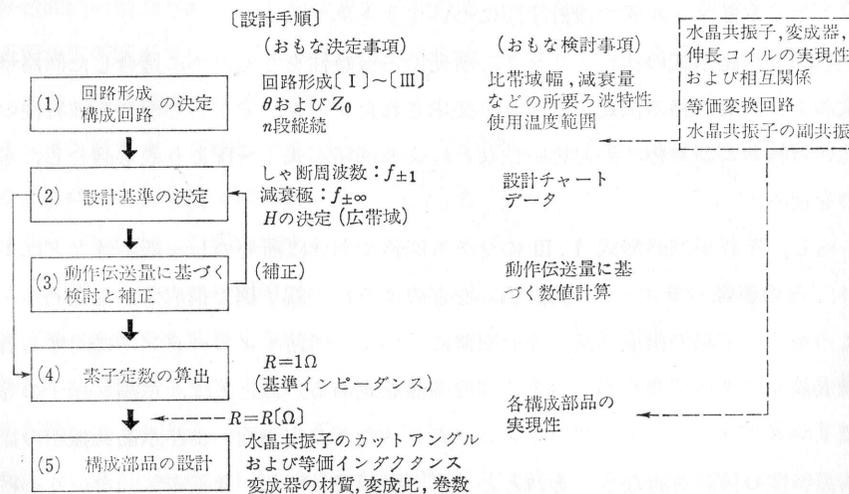
(3) 動作伝送量に基づく検討と補正 (2) で定めた設計基準を、動作伝送量に基づき検討し、その補正を行なう。

(2), (3) の工程において各部品の温度特性、経年変化などの諸特性や各素子定数値の製作上の許容偏差を十分考慮しなければならないことはいうまでもない。このうちでも特に、水晶共振子の副共振特性および等価インダクタンスの許容偏差による影響を考慮し、設計の際、減衰域の減衰量に十分な余裕をもたせなければならない。

(4) 素子定数の算出 (2), (3) により定められた設計基準に基づき、基準化されたインピーダンス、すなわち回路インピーダンスを 1Ω としたときの各素子定数値を算出し、実際の構成回路および各構成部品の実現条件を参照しながら最適な回路インピーダンス $R[\Omega]$ を定める。

(5) 各構成部品の設計 以上の設計手順を図式的に第3・4表に示す。

第3・4表 水晶フィルタの設計手順



4・1 狭帯域形 (形式 I)

〔1〕 設計および解析 ここでは、対称特性のものについて設計を行なう。この形式のものでは、ラチス回路の直列腕 Z_a 、格子腕 Z_b の構成および組み合わせをどのようにしても、映像パラメータ法の規約に従っている限り、その映像伝達定数はおのおの異なるが、映像インピーダンスは全く等しい。したがって、3・2 節〔3〕の (3・28) 式

$$b^{(n)} \leq \frac{1}{2} \log_e \left[1 + \frac{1}{4} \left(|Z_0| - \frac{1}{|Z_0|} \right)^2 \right] = \log_e \left[\frac{1}{2} \left(|Z_0| + \frac{1}{|Z_0|} \right) \right]$$

より、通過帯域内の動作伝送量は、映像伝達定数の異なる回路 (あるいは同じ映像伝達定数をもつ回路) を n 段連続しても (3・28) 式で規制される包絡線内におさまる。また減衰域の動作減衰量は、(3・30), (3・31) 式より

$$b^{(n)} = \sum_{i=1}^n \alpha_i + \log_e \left\{ |Z_0| + \frac{1}{|Z_0|} \right\} - \log_e 2$$

$$\Delta \alpha_N = \log_e \left\{ |Z_0| + \frac{1}{|Z_0|} \right\} - \log_e 2$$

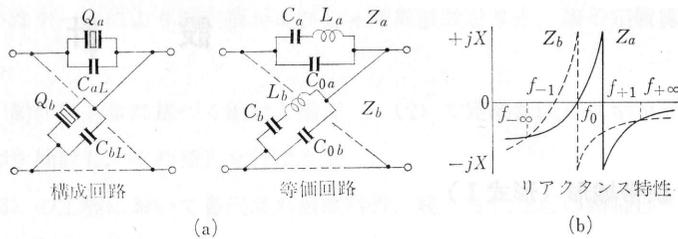
で、補正項は全く等しい値になり、おのおのその回路の映像減衰量 $\sum_{i=1}^n \alpha_i$ を補正項 $\Delta \alpha$ により補正し求まる。

(a) Z_a, Z_b がおのおの水晶共振子 1 個で構成される回路 第4・1図 (a) に、その構成回路、(b) にリアクタンス特性を示す。ここで Z_a, Z_b は3・2 節の〔5〕項 (a) の周波数変換を用いると

$$Z_a = \frac{1}{j\omega C_{0a}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2 - \omega_{+1}^2} = \frac{1}{j\omega C_{0a}} \cdot \frac{\Omega}{\Omega - 1} \tag{4・1}$$

$$Z_b = \frac{1}{j\omega C_{0b}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_{-1}^2}{\omega^2 - \omega_0^2} = \frac{1}{j\omega C_{0b}} \cdot \frac{\Omega + 1}{\Omega} \tag{4・2}$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_a Z_b} = \frac{1}{\omega \sqrt{C_{0a} C_{0b}}} \sqrt{\frac{1+\Omega}{1-\Omega}} \quad (4 \cdot 3)$$



第4.1図

いま、 $\omega = \omega_0$ で $Z_0 = 1$ である規準化したものを考えると (4.3) 式は、 $\Omega = 0$ であるから

$$[Z_0]_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{C_{0a} C_{0b}}} = 1 \quad (4 \cdot 4)$$

$$C_{0a} C_{0b} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (4 \cdot 5)$$

が得られる。したがって、映像インピーダンス Z_0 は

$$Z_0 = \frac{\omega_0}{\omega} \sqrt{\frac{1+\Omega}{1-\Omega}} \quad (4 \cdot 6)$$

となり、狭帯域形の場合、中心周波数の近傍では近似的に

$$Z_0 = \sqrt{\frac{1+\Omega}{1-\Omega}} \quad (4 \cdot 7)$$

とすることができる。また、映像伝達定数 θ は次式で与えられる。

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} = \sqrt{\frac{C_{0b}}{C_{0a}}} \cdot \frac{\Omega}{\sqrt{\Omega^2 - 1}} \quad (4 \cdot 8)$$

減衰極 $\Omega = \Omega_\infty$ では、映像減衰量が無限大であるから

$$\tanh \frac{\theta_\infty}{2} = \sqrt{\frac{C_{0b}}{C_{0a}}} \cdot \frac{\Omega_\infty}{\sqrt{\Omega_\infty^2 - 1}} = 1 \quad (4 \cdot 9)$$

となり

$$m_1^2 = \frac{C_{0b}}{C_{0a}} = \frac{\Omega_\infty^2 - 1}{\Omega_\infty^2} \quad (4 \cdot 10)$$

とすると、映像伝達定数 θ は

$$\theta = 2 \tanh^{-1} \frac{m_1 \Omega}{\sqrt{\Omega^2 - 1}} \quad (4 \cdot 11)$$

となる。ここで二端子インピーダンス Z_a , Z_b の各素子定数値を求めると、(4.5), (4.10) 式より

$$C_{0a} = \frac{1}{m_1 \omega_0} \quad (4 \cdot 12)$$

$$C_{0b} = \frac{m_1}{\omega_0} \quad (4 \cdot 13)$$

ここで、3.2節 [4] で述べた第3.2表の関係式を用いると、 L_a , L_b , C_a および C_b は

$$L_a = \frac{m_1 \omega_0}{\omega_{+1}^2 - \omega_0^2} \quad (4 \cdot 14)$$

$$L_b = \frac{\omega_0}{m_1 (\omega_0^2 - \omega_{-1}^2)} \quad (4 \cdot 15)$$

$$C_a = \frac{1}{\omega_0^2 L_a} = \frac{\omega_{+1}^2 - \omega_0^2}{m_1 \omega_0^3} \quad (4 \cdot 16)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_{-1}^2 L_b} = \frac{m_1 (\omega_0^2 - \omega_{-1}^2)}{\omega_0 \omega_{-1}^2} \quad (4 \cdot 17)$$

で求めることができる。

ここでは、水晶共振子を用いる以上、次の関係式を満足しなければならない。

$$\frac{C_{0a}}{C_a} = \frac{\omega_0^2}{\omega_{+1}^2 - \omega_0^2} \doteq \frac{\omega_0}{\omega_{+1} - \omega_{-1}} \quad (4 \cdot 18)$$

$$\frac{C_{0b}}{C_b} = \frac{\omega_{-1}^2}{\omega_0^2 - \omega_{-1}^2} \doteq \frac{\omega_0}{\omega_{+1} - \omega_{-1}} \quad (4 \cdot 19)$$

すなわち3.1節で述べたように、水晶共振子の容量比 $r = C_{0a}/C_a = C_{0b}/C_b$ により、その最大比帯域幅が規制されるわけである。また、ここで水晶共振子の等価インダクタンス L_a , L_b の比をとると

$$\frac{L_a}{L_b} = m_1^2 \frac{\omega_0^2 - \omega_{-1}^2}{\omega_{+1}^2 - \omega_0^2} \doteq m_1^2 \frac{\Omega_\infty^2 - 1}{\Omega_\infty^2} \quad (4 \cdot 20)$$

が求まる。この式は3.3節 [1] の (3.47) 式に相当する。すなわち、2個の水晶共振子の等価インダクタンスは、減衰極を無限遠にもってゆくと相等しい値になり、減衰極を通過域に近づけ、減衰傾度を急しゅんにしてくると、等価インダ

クタンズの差が大きくなってくる。

ここで、通過帯域内の動作伝送量を求めてみると、(4・11)式より

$$\theta = \alpha + j\beta = 2 \tanh^{-1} \frac{m_1 \Omega}{\sqrt{\Omega^2 - 1}} \quad (4 \cdot 21)$$

通過帯域では $\alpha = 0$ であるから

$$\beta = 2 \tan^{-1} \frac{m_1 \Omega}{\sqrt{1 - \Omega^2}} \quad (4 \cdot 22)$$

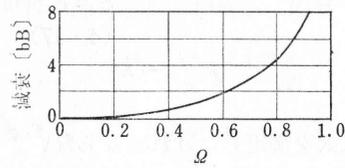
3・2節[3]で導いた(3・27)式の n 段縦続を行なった場合の動作伝送量を求める式を用い、(4・7)、(4・22)式の $|Z_0|$ と β を代入すると

$$b^{(n)} = \frac{1}{2} \log_e \left[1 + \frac{\Omega^2}{1 - \Omega^2} \sin^2 \left\{ 2n \tan^{-1} \frac{m_1 \Omega}{\sqrt{1 - \Omega^2}} \right\} \right] \quad [\text{Nep}] \quad (4 \cdot 23)$$

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

が求まる。ここで

$$\sin^2 \left\{ 2n \tan^{-1} \frac{m_1 \Omega}{\sqrt{1 - \Omega^2}} \right\} \leq 1 \quad (4 \cdot 24)$$

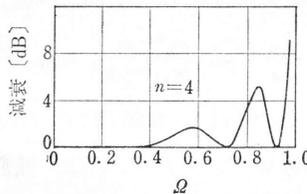
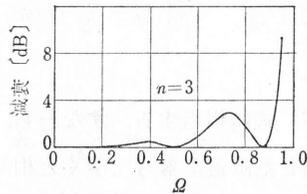
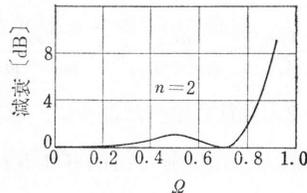
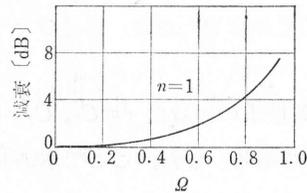


第4・2図 通過帯域内包絡特性

であるから、通過帯域内の動作の伝送特性の包絡線は

$$b = \frac{1}{2} \log_e \left\{ 1 + \frac{\Omega^2}{1 - \Omega^2} \right\} \quad (4 \cdot 25)$$

で求まる。第4・2図にその包絡特性を示す。ま



第4・3図

た、第4・3図に減衰極が無限遠にある場合、すなわち $m_1=1$ なるときの通過帯域内の動作特性を示す。

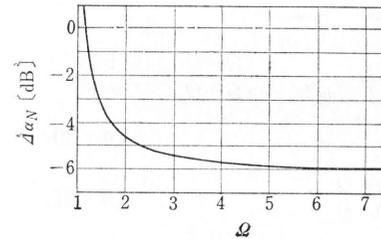
次に、減衰域の動作伝送量を求めてみると、映像パラメータ法の規約により、映像インピーダンス Z_0 は純虚数、映像伝達定数 θ は実数でなければならないから、 $\Omega > 1$ では(4・7)、(4・21)式より

$$|Z_0| = \sqrt{\frac{\Omega + 1}{\Omega - 1}} \quad (4 \cdot 26)$$

$$\alpha = 2 \tanh^{-1} \frac{m_1 \Omega}{\sqrt{\Omega^2 - 1}} \quad (4 \cdot 27)$$

である。(3・29)式より

$$b^{(n)} = n\alpha + \log_e \frac{\Omega}{\sqrt{\Omega^2 - 1}} - \log_e 2 \quad (4 \cdot 28)$$



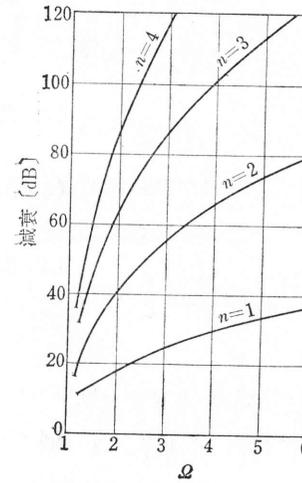
第4・4図 減衰域補正項 $\Delta\alpha_N$

が求まる。ここで、 $n\alpha$ は一般によく知られており、補正項 $\Delta\alpha$ は

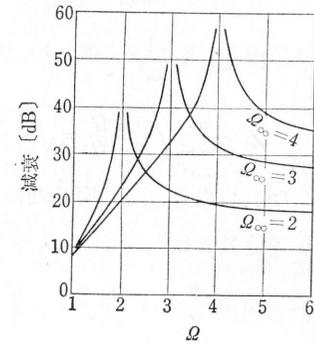
$$\Delta\alpha_N = \log_e \frac{\Omega}{\sqrt{\Omega^2 - 1}} - \log_e 2 \quad (4 \cdot 29)$$

で求まる。この値は形式Iの狭帯域形ではすべて共通である。

第4・4図に減衰域減衰量の補正項の特性図を示す。また、第4・5図に減衰極が



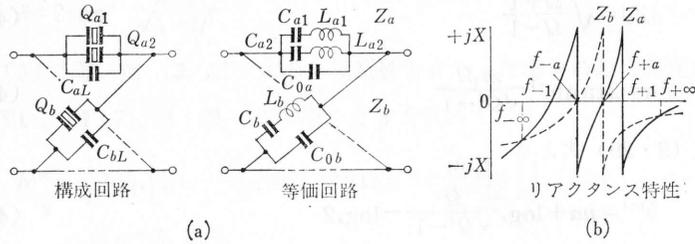
第4・5図



第4・6図

無限遠にある場合の、第4・6図に減衰極が有限にある場合の減衰域の動作減衰量を示す。

(b) Z_a, Z_b がおのおの水晶共振子2個および1個で構成される回路 第4・7図 (a) に、その構成回路、(b) にリアクタンス特性を示す。(a) の場合と全く同じようにして関係式を求めると



第4・7図

$$Z_a = \frac{1}{j\omega C_{0a}} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_{+a}^2)(\omega^2 - \omega_{-1}^2)}{(\omega^2 - \omega_{-a}^2)(\omega^2 - \omega_{+1}^2)} = \frac{1}{j\omega C_{0a}} \cdot \frac{(\Omega - \Omega_{+a})(\Omega + 1)}{(\Omega + \Omega_{+a})(\Omega - 1)} \quad (4 \cdot 30)$$

$$Z_b = \frac{1}{j\omega C_{0b}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_{-a}^2}{\omega^2 - \omega_{+a}^2} = \frac{1}{j\omega C_{0b}} \cdot \frac{\Omega + \Omega_{+a}}{\Omega - \Omega_{-a}} \quad (4 \cdot 31)$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_a Z_b} = \frac{1}{\omega \sqrt{C_{0a} C_{0b}}} \sqrt{\frac{1 + \Omega}{1 - \Omega}} \quad (4 \cdot 32)$$

ここで規準化すると

$$[Z_0]_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{C_{0a} C_{0b}}} = 1 \quad (4 \cdot 33)$$

$$C_{0a} C_{0b} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (4 \cdot 34)$$

$$Z_0 = \frac{\omega_0}{\omega} \sqrt{\frac{1 + \Omega}{1 - \Omega}} = \sqrt{\frac{1 + \Omega}{1 - \Omega}} \quad (4 \cdot 35)$$

となり、(a) の場合と全く同じ関係式になる。

映像伝達定数 θ は

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} = m_2 \frac{\Omega - \Omega_{+a}}{\Omega + \Omega_{+a}} \sqrt{\frac{\Omega + 1}{\Omega - 1}} \quad (4 \cdot 36)$$

ただし、 m_2 は次式の値をもつ。

$$m_2 = \sqrt{\frac{C_{0b}}{C_{0a}}} = \frac{\Omega_{\infty} + \Omega_{+a}}{\Omega_{\infty} - \Omega_{+a}} \sqrt{\frac{\Omega_{\infty} - 1}{\Omega_{\infty} + 1}} \quad (4 \cdot 37)$$

ここで $C_{0a} = C_{0b}$ なる条件を用いると、(4・37) 式より

$$\Omega_{+a} = \Omega_{\infty}^2 - \Omega_{\infty} \sqrt{\Omega_{\infty}^2 - 1} < 1 \quad (4 \cdot 38)$$

が求まる。また映像伝達定数 θ は

$$\theta = 2 \tanh^{-1} \frac{\Omega - \Omega_{+a}}{\Omega + \Omega_{+a}} \sqrt{\frac{\Omega + 1}{\Omega - 1}} \quad (4 \cdot 39)$$

となる。これは減衰極が通過域の上側および下側におのおの無限遠の一つと有限のところの一つをもつ対称特性となる。各素子値は次式で求まる(第3・2表参照)。

$$C_{0a} = C_{0b} = \frac{1}{\omega_0} \quad (4 \cdot 40)$$

$$L_{a1} = \frac{\omega_0 (\omega_{+a}^2 - \omega_{-1}^2)}{(\omega_{+a}^2 - \omega_{-a}^2)(\omega_{+1}^2 - \omega_{+a}^2)} \quad (4 \cdot 41)$$

$$L_{a2} = \frac{\omega_0 (\omega_{+a}^2 - \omega_{-1}^2)}{(\omega_{-a}^2 - \omega_{-1}^2)(\omega_{+1}^2 - \omega_{-1}^2)} \quad (4 \cdot 42)$$

$$L_b = \frac{\omega_0}{\omega_{+a}^2 - \omega_{-a}^2} \quad (4 \cdot 43)$$

$$C_{a1} = \frac{1}{\omega_{+a}^2 L_{a1}} \quad (4 \cdot 44)$$

$$C_{a2} = \frac{1}{\omega_{-1}^2 L_{a2}} \quad (4 \cdot 45)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_{-a}^2 L_b} \quad (4 \cdot 46)$$

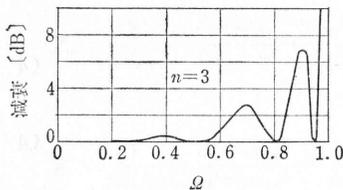
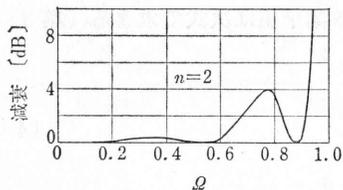
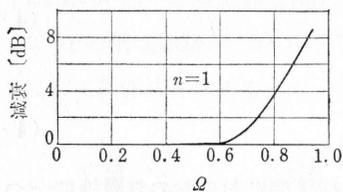
次に、動作伝送量の式を求めると、(4・35)、(4・39) 式より、 n 段連続した場合の一般式は次のようになる。

$$b^{(n)} = \frac{1}{2} \log_e \left[1 + \frac{\Omega^2}{1 - \Omega^2} \sin^2 \left\{ 2n \tan^{-1} \frac{\Omega - \Omega_{+a}}{\Omega + \Omega_{+a}} \sqrt{\frac{\Omega + 1}{\Omega - 1}} \right\} \right] \text{ [Nep]} \quad (4 \cdot 47)$$

映像インピーダンス Z_0 は (a) の回路と全く等しいから、通過帯域内包絡特性は (3・28) 式で求まり、第4・2図のようになる。第4・8図に $\Omega_{\infty} = 2$ なるときの通過帯域内の動作伝送特性を示す。減衰域の動作減衰量は (4・39) 式より、

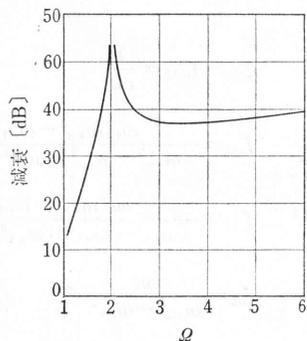
影像減衰量 α は

$$\alpha = 2 \tanh^{-1} \frac{\Omega - \Omega_{+a}}{\Omega + \Omega_{+a}} \sqrt{\frac{\Omega + 1}{\Omega - 1}}$$



第4・8図

で、一般にはよく知られている。また、補正項 $\Delta\alpha_N$ は (a) の場合と同じであり、(4・29) 式により求まる。第4・9図に $\Omega_{\infty} = 2$ ($n=1$) なるときの減衰域の動作減衰量を示す。

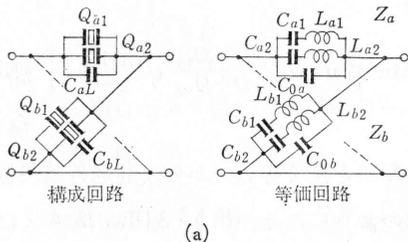


第4・9図

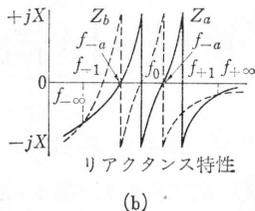
(c) Z_a, Z_b がおのおの水晶共振子2個で構成される回路 第4・10図(a)

にその構成回路、(b) にリアクタンス特性を示す。この場合の Z_a, Z_b は

$$Z_a = \frac{1}{j\omega C_{0a}} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_{-a}^2)(\omega^2 - \omega_{+a}^2)}{(\omega^2 - \omega_0^2)(\omega^2 - \omega_{+1}^2)} = \frac{1}{j\omega C_{0a}} \cdot \frac{\Omega^2 - \Omega_{+a}^2}{\Omega(\Omega - 1)} \quad (4 \cdot 48)$$



第4・10図



$$Z_b = \frac{1}{j\omega C_{0b}} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_0^2)(\omega^2 - \omega_{-1}^2)}{(\omega^2 - \omega_{-a}^2)(\omega^2 - \omega_{+a}^2)} = \frac{1}{j\omega C_{0b}} \cdot \frac{\Omega(\Omega + 1)}{\Omega^2 - \Omega_{+a}^2} \quad (4 \cdot 49)$$

となる。(a), (b) と同様にして

$$Z_0 = \frac{\omega_0}{\omega} \sqrt{\frac{1 + \Omega}{1 - \Omega}} \div \sqrt{\frac{1 + \Omega}{1 - \Omega}} \quad (4 \cdot 50)$$

$$\tanh \frac{\theta}{2} = m_3 \frac{\Omega^2 - \Omega_{+a}^2}{\Omega \sqrt{\Omega^2 - 1}} \quad (4 \cdot 51)$$

ここで

$$m_3 = \sqrt{\frac{C_{0b}}{C_{0a}}} = \frac{\Omega_{\infty} \sqrt{\Omega_{\infty}^2 - 1}}{\Omega_{\infty}^2 - \Omega_{+a}^2} \quad (4 \cdot 52)$$

となる。いま、(b) と同じように $C_{0a} = C_{0b}$ なる条件を入れると (4・52) 式より

$$\Omega_{+a}^2 = \Omega_{\infty}^2 - \Omega_{\infty} \sqrt{\Omega_{\infty}^2 - 1} < 1 \quad (4 \cdot 53)$$

が求まる。影像伝達定数は

$$\theta = \tanh^{-1} \frac{\Omega^2 - \Omega_{+a}^2}{\Omega \sqrt{\Omega^2 - 1}} \quad (4 \cdot 54)$$

となり、各素子定数値は第3・2表より次のように求められる。

$$C_{0a} = C_{0b} = \frac{1}{\omega_0} \quad (4 \cdot 55)$$

$$L_{a1} = \frac{\omega_0(\omega_{+a}^2 - \omega_{-a}^2)}{(\omega_{+a}^2 - \omega_0^2)(\omega_{+1}^2 - \omega_{+a}^2)} \quad (4 \cdot 56)$$

$$L_{a2} = \frac{\omega_0(\omega_{+a}^2 - \omega_{-a}^2)}{(\omega_0^2 - \omega_{-a}^2)(\omega_{+1}^2 - \omega_{-a}^2)} \quad (4 \cdot 57)$$

$$L_{b1} = \frac{\omega_0(\omega_0^2 - \omega_{-1}^2)}{(\omega_0^2 - \omega_{-a}^2)(\omega_{+a}^2 - \omega_0^2)} \quad (4 \cdot 58)$$

$$L_{b2} = \frac{\omega_0(\omega_0^2 - \omega_{-1}^2)}{(\omega_{-a}^2 - \omega_{-1}^2)(\omega_{+a}^2 - \omega_{-1}^2)} \quad (4 \cdot 59)$$

$$C_{a1} = \frac{1}{\omega_{+a}^2 L_{a1}} \quad (4 \cdot 60)$$

$$C_{a2} = \frac{1}{\omega_{-a}^2 L_{a2}} \quad (4 \cdot 61)$$

$$C_{b1} = \frac{1}{\omega_0^2 L_{b1}} \quad (4 \cdot 62)$$

$$C_{b2} = \frac{1}{\omega_{-1}^2 L_{b2}} \quad (4 \cdot 63)$$

n 段連続した場合の通過帯域内の動作伝送量の一般式は、(4・50), (4・54) 式より

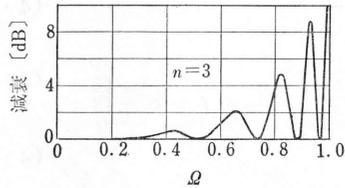
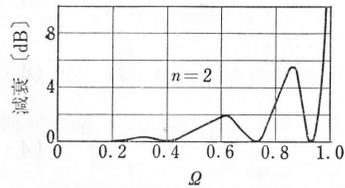
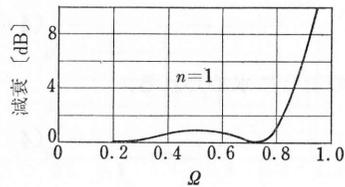
$$b^{(n)} = \frac{1}{2} \log_e \left[1 + \frac{\Omega^2}{1 - \Omega^2} \sin^2 \left\{ 2n \tan^{-1} \frac{\Omega^2 - \Omega_{+a}^2}{\Omega \sqrt{\Omega^2 - 1}} \right\} \right] \quad [\text{Nep}] \quad (4 \cdot 64)$$

となる。また包絡特性は (a), (b) と全く同じである。

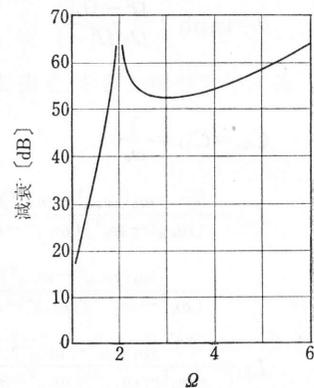
第4・11図に $\Omega_\infty = 2$ なるときの通過帯域内の動作伝送特性を示す。影像減衰量 α は (4・54) 式より次式となる。

$$\alpha = 2 \tanh^{-1} \frac{\Omega^2 - \Omega_{+a}^2}{\Omega \sqrt{\Omega^2 - 1}} \quad (4 \cdot 65)$$

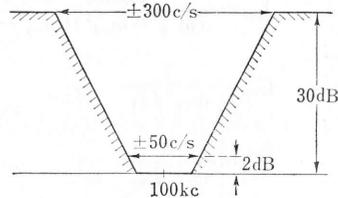
補正項 $\Delta\alpha_N$ は、(a), (b) と同じで (4・29) 式で求まる。第4・12図に $\Omega_\infty = 2$, $n=1$ なるときの減衰域の動作減衰量を示す。



第4・11図



第4・12図



第4・13図

〔2〕 設計例

(a) 第4・13図のような規格を満足するものを設計する。まず第4・1図

の回路形式を用い次のような設計基準を定める。

$$f_0 = 100 \text{ kc}, \quad f_{\pm 1} = f_0 \pm 100 \text{ c/s}, \quad f_{\pm \infty} = f_0 \pm 400 \text{ c/s}$$

周波数変換を (3・33) 式により

$$\Omega_\infty = \frac{2f^2 - f_{+1}^2 - f_{-1}^2}{f_{+1}^2 - f_{-1}^2} = 4.0075$$

が求まり、(4・10) 式より

$$m_1 = \frac{\sqrt{\Omega_\infty^2 - 1}}{\Omega_\infty} = 0.9684$$

が求まる。したがって、(4・12)~(4・15) 式により、 $R=1\Omega$ における各素子定数値が求まる。

$$C_{0a} = 1.6435 \times 10^{-6}, \quad L_a = 7.7023 \times 10^{-4}$$

$$C_{0b} = 1.5412 \times 10^{-6}, \quad L_b = 8.2218 \times 10^{-4}$$

ここで $R=15 \text{ k}\Omega$ とすると、上の値はそれぞれ次のようになる。

$$C_{0a} = 109.6 \text{ pF}, \quad L_a = 11.55 \text{ H}$$

$$C_{0b} = 102.8 \text{ pF}, \quad L_b = 12.33 \text{ H}$$

一方、水晶共振子の周波数は

$$Q_a : f_a = 100.000 \text{ kc}, \quad Q_b : f_b = 99.900 \text{ kc}$$

である。ここで水晶共振子自身でもつ電極間容量 C_{aq}, C_{bq} は、 $+2^\circ \text{ X}$ カットを用い容量比 $r=130$ とすると

$$C_{aq} = \frac{r}{\omega_a^2 L_a} = 28.6 \text{ pF}, \quad C_{bq} = \frac{r}{\omega_b^2 L_b} = 26.8 \text{ pF}$$

となるから、外部より水晶共振子に並列に挿入される容量 C_{aL}, C_{bL} は

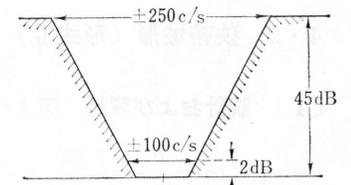
$$C_{aL} = 81 \text{ pF}, \quad C_{bL} = 76 \text{ pF}$$

となる。

(b) 第4・14図のような規格を満足するものを設計する。第4・10図の回路形式を用い次のような設計基準を定めると

$$f_0 = 50 \text{ kc}, \quad f_{\pm 1} = f_0 \pm 120 \text{ c/s},$$

$$f_{\pm \infty} = f_0 \pm 300 \text{ c/s}$$



第4・14図

$f = 100 \text{ kc}$
 $f_{\pm 1}$
 \downarrow
 $100 \text{ kc} + 0.1 \text{ kc}$

(3.33) 式より $\Omega_{\infty} = 2.4925$

(4.53) 式より $\Omega_{+a} = 0.5220$

が求まる。さらに、(3.33) 式を用い、 f_{+a}, f_{-a} を求めると

$f_{+a} = 50.088\text{kc}, \quad f_{-a} = 49.913\text{kc}$

となるから、(4.55) ~ (4.59) 式より $R = 1\Omega$ における各素子定数値は

$C_{0a} = C_{0b} = 3.1831 \times 10^{-6}$

$L_{a1} = 4.7719 \times 10^{-3}, \quad L_{b1} = 1.2689 \times 10^{-3}$

$L_{a2} = 7.7135 \times 10^{-4}, \quad L_{b2} = 1.3853 \times 10^{-3}$

ここで $R = 20\text{k}\Omega$ とすると、上式の値は次のようになる。

$C_{0a} = C_{0b} = 159.2\text{pF}$

$L_{a1} = 95.44\text{H}, \quad L_{b1} = 25.38\text{H}$

$L_{a2} = 15.43\text{H}, \quad L_{b2} = 27.71\text{H}$

水晶共振子の周波数は

$Q_{a1} : f_{a1} = 50.088\text{kc}, \quad Q_{b1} : f_{b1} = 50.000\text{kc}$

$Q_{a2} : f_{a2} = 49.913\text{kc}, \quad Q_{b2} : f_{b2} = 49.880\text{kc}$

前と同様に、水晶共振子の電極間容量 $C_{a1q}, C_{a2q}, C_{b1q}, C_{b2q}$ は、容量比 $r = 130$ とすると

$C_{a1q} = 13.8\text{pF}, \quad C_{b1q} = 51.9\text{pF}$

$C_{a2q} = 85.7\text{pF}, \quad C_{b2q} = 47.8\text{pF}$

したがって、外部より、水晶共振子に並列に挿入される容量 C_{aL}, C_{bL} は次のようになる。

$C_{aL} = 60.0\text{pF}, \quad C_{bL} = 59.5\text{pF}$

4.2 狭帯域形 (形式II)

[1] 設計および解析 第4.15図で、映像伝達定数 θ は第3.1表より

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{BC}{AD}} = \sqrt{Z_a Y_b} \frac{1}{\sqrt{1 + Z_a Y_b}} \quad (4.66)$$

また、映像インピーダンス $Z_{0T}, Z_{0\pi}$ は (3.3), (3.4) 式より

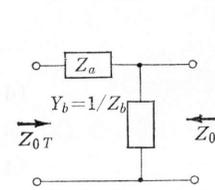
$$Z_{0T} = \sqrt{\frac{Z_a}{Y_b}} \sqrt{1 + Z_a Y_b} \quad (4.67)$$

$$Z_{0\pi} = \sqrt{\frac{Z_a}{Y_b}} \frac{1}{\sqrt{1 + Z_a Y_b}} \quad (4.68)$$

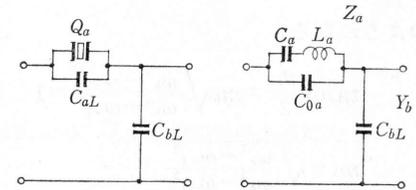
(4.66) ~ (4.68) 式より、 Z_a, Y_b は次のように表わせる。

$$Z_a = Z_{0T} \tanh \frac{\theta}{2} \quad (4.69)$$

$$Y_b = \frac{1}{Z_{0\pi}} \tanh \frac{\theta}{2} \quad (4.70)$$



第4.15図



第4.16図

(a) 第4.16図のような回路構成で、そのリアクタンス特性およびその減衰特性を第4.17図に示す。

$$Z_a = \frac{1}{j\omega C_{0a}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_{-1}^2}{\omega^2 - \omega_h^2} \quad (4.71)$$

$$Y_b = j\omega C_{bL} \quad (4.72)$$

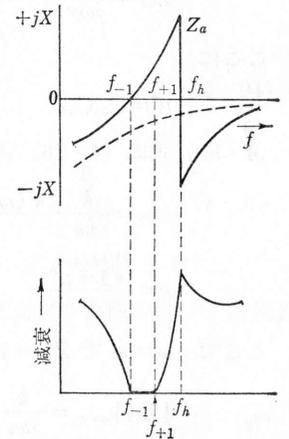
(4.66) 式より

$$\begin{aligned} \tanh \frac{\theta_h}{2} &= \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_{-1}^2}{n^2 (\omega^2 - \omega_h^2) + (\omega^2 - \omega_{-1}^2)}} \end{aligned} \quad (4.73)$$

ここに

$$n^2 = \frac{C_{bL}}{C_{0a}} \quad (4.74)$$

3.2節で述べたように、映像パラメータ法では $\tanh \theta/2$ が通過域または減衰



第4.17図

域において、それぞれ虚数または実数でなければならない。いま

$$m_h^2 = \frac{n^2}{1+n^2} \quad (4 \cdot 75)$$

$$\omega_h^2 = n^2 \left(\frac{1}{m_h^2} \omega_{+1}^2 - \omega_{-1}^2 \right) \quad (4 \cdot 76)$$

とすると (4.73) 式は

$$\tanh \frac{\theta_h}{2} = m_h \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_{-1}^2}{\omega^2 - \omega_{+1}^2}} \quad (4 \cdot 77)$$

となる。そして $\omega = \omega_h$ で減衰極が与えられ、このとき θ_h は無限大であるから、次式のようになる。

$$\tanh \frac{\theta_h}{2} = m_h \sqrt{\frac{\omega_h^2 - \omega_{-1}^2}{\omega_h^2 - \omega_{+1}^2}} = 1 \quad (4 \cdot 78)$$

$$m_h = \sqrt{\frac{\omega_h^2 - \omega_{+1}^2}{\omega_h^2 - \omega_{-1}^2}} \quad (4 \cdot 79)$$

(4.67) 式の影像インピーダンス Z_{0T} は

$$Z_{0T} = \frac{1}{j\omega\mu} \cdot \frac{\sqrt{(\omega^2 - \omega_h^2)(\omega^2 - \omega_{-1}^2) + n^2(\omega^2 - \omega_{-1}^2)}}{\omega^2 - \omega_h^2} \quad (4 \cdot 80)$$

ここに

$$\mu^2 = C_{0a} C_{bL} \quad (4 \cdot 81)$$

(4.80) 式に (4.76) 式を代入すると

$$Z_{0T} = \frac{k}{j\omega} \cdot \frac{\sqrt{(\omega^2 - \omega_{+1}^2)(\omega^2 - \omega_{-1}^2)}}{\omega^2 - \omega_h^2} \quad (4 \cdot 82)$$

$$k = \frac{\sqrt{1+n^2}}{\mu} \quad (4 \cdot 83)$$

ここで、 $\omega = \omega_0$ で $Z_{0T} = 1$ なる規準化したものを考えると

$$[Z_{0T}]_{\omega=\omega_0} = \frac{k}{j\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega_{+1}^2)(\omega_0^2 - \omega_{-1}^2)}}{\omega_0^2 - \omega_h^2} = 1 \quad (4 \cdot 84)$$

$$k = \frac{\sqrt{1+n^2}}{\mu} = - \frac{\omega_0(\omega_h^2 - \omega_0^2)}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega_{-1}^2)(\omega_{+1}^2 - \omega_0^2)}} \quad (4 \cdot 85)$$

ここで

$$\omega_0^2 = \omega_{+1}\omega_{-1} \quad (4 \cdot 86)$$

とすると

$$k = - \frac{\omega_h^2 - \omega_0^2}{\omega_{+1} - \omega_{-1}} \quad (4 \cdot 87)$$

となり、(4.74), (4.75) 式および (4.83) 式より

$$C_{0a} = \frac{1}{km_h} \quad (4 \cdot 88)$$

$$C_{bL} = \frac{m_h}{k(1-m_h^2)} \quad (4 \cdot 89)$$

が得られる。したがって、(4.71), (4.72) 式は

$$Z_a = km_h \frac{\omega^2 - \omega_{-1}^2}{j\omega(\omega^2 - \omega_h^2)} \quad (4 \cdot 90)$$

$$Y_b = \frac{m_h}{k(1-m_h^2)} j\omega \quad (4 \cdot 91)$$

3.2 節 [4] の、第 3.2 表の関係式より、 L_a, C_a は次のようになる。

$$L_a = \frac{km_h}{\omega_h^2 - \omega_{-1}^2} \quad (4 \cdot 92)$$

$$C_a = \frac{1}{\omega_{-1}^2 L_a} \quad (4 \cdot 93)$$

また、水晶共振子の直列共振周波数は

$$\omega_{0q} = \omega_{-1} \quad (4 \cdot 94)$$

であり、影像インピーダンス $Z_{0\pi}$ は

$$Z_{0\pi} = \frac{k(1-m_h^2)}{j\omega} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_{-1}^2}{\omega^2 - \omega_{+1}^2}} \quad (4 \cdot 95)$$

で表わされる。第 4.18 図に影像インピーダンス $Z_{0T}, Z_{0\pi}$ の特性を示す。

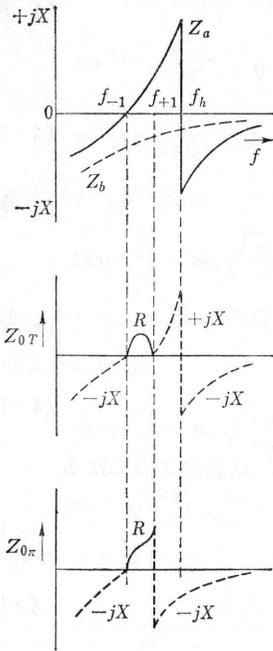
(b) 第 4.19 図のような回路構成で、そのリアクタンス特性およびその減衰特性を第 4.20 図に示す。

$$Z_a = \frac{1}{j\omega C_{aL}} \quad (4 \cdot 96)$$

$$Y_b = j\omega C_{0b} \frac{\omega^2 - \omega_{+1}^2}{\omega^2 - \omega_{-1}^2} \quad (4 \cdot 97)$$

また、(4.66) 式より

$$\tanh \frac{\theta_1}{2} = \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_{+1}^2}{n^2(\omega^2 - \omega_{-1}^2) + (\omega^2 - \omega_{+1}^2)}} \quad (4 \cdot 98)$$



第4・18図

ここに

$$n'^2 = \frac{C_{\alpha L}}{C_{\beta b}} \quad (4 \cdot 99)$$

(a) の場合と同様にして

$$m_i^2 = 1 + n'^2 \quad (4 \cdot 100)$$

$$\omega_i^2 = \frac{1}{n'^2} (m_i^2 \omega_{-1}^2 - \omega_{+1}^2) \quad (4 \cdot 101)$$

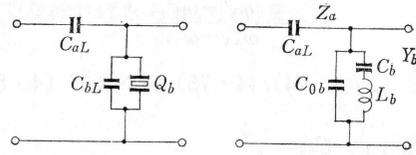
とすると、(4・98) 式は

$$\tanh \frac{\theta_l}{2} = \frac{1}{m_i} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_{+1}^2}{\omega^2 - \omega_{-1}^2}} \quad (4 \cdot 102)$$

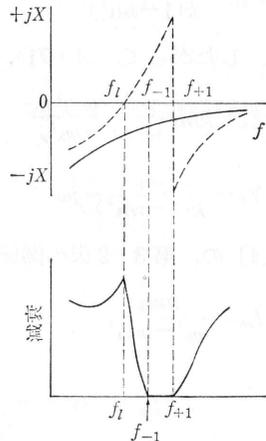
$\omega = \omega_i$ で減衰極 θ_l は無限大であるから

$$\tanh \frac{\theta_l}{2} = \frac{1}{m_i} \sqrt{\frac{\omega_i^2 - \omega_{+1}^2}{\omega_i^2 - \omega_{-1}^2}} = 1 \quad (4 \cdot 103)$$

$$m_i = \sqrt{\frac{\omega_{+1}^2 - \omega_i^2}{\omega_{-1}^2 - \omega_i^2}} \quad (4 \cdot 104)$$



第4・19図



第4・20図

(4・68) 式の映像インピーダンス $Z_{0\pi}$ は、(4・101) 式を用い

$$\mu'^2 = C_{\alpha L} C_{\beta b} \quad (4 \cdot 105)$$

$$k' = \frac{n'}{\mu' m_i} \quad (4 \cdot 106)$$

とすると

$$Z_{0\pi} = \frac{k'}{j\omega} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_i^2}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_{+1}^2)(\omega^2 - \omega_{-1}^2)}} \quad (4 \cdot 107)$$

ここで、 $\omega = \omega_0$ で $Z_{0\pi} = 1$ なる規準化したものを考えると

$$[Z_{0\pi}]_{\omega=\omega_0} = \frac{k'}{j\omega_0} \cdot \frac{\omega_0^2 - \omega_i^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega_{+1}^2)(\omega_0^2 - \omega_{-1}^2)}} = 1 \quad (4 \cdot 108)$$

$$k' = -\frac{\omega_0^2(\omega_{+1} - \omega_{-1})}{\omega_0^2 - \omega_i^2} \quad (4 \cdot 109)$$

(4・99), (4・100) 式および (4・105) 式より

$$C_{\alpha L} = \frac{m_i^2 - 1}{m_i k'} \quad (4 \cdot 110)$$

$$C_{\beta b} = \frac{1}{k' m_i} \quad (4 \cdot 111)$$

したがって、(4・96), (4・97) 式は

$$Z_{\alpha} = \frac{m_i k'}{m_i^2 - 1} \cdot \frac{1}{j\omega} \quad (4 \cdot 112)$$

$$Y_{\beta} = \frac{1}{k' m_i} \cdot \frac{j\omega(\omega^2 - \omega_{-1}^2)}{\omega^2 - \omega_i^2} \quad (4 \cdot 113)$$

3・2節, [4] 項, 第3・2表の関係式より

$$L_{\beta} = \frac{k' m_i}{\omega_{-1}^2 - \omega_i^2} \quad (4 \cdot 114)$$

$$C_{\beta} = \frac{\omega_{-1}^2 - \omega_i^2}{k' m_i \omega_i^2} \quad (4 \cdot 115)$$

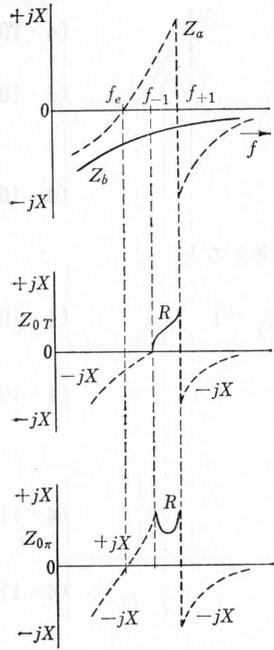
水晶共振子の直列共振周波数は

$$\omega_{\beta q} = \omega_i \quad (4 \cdot 116)$$

であり、映像インピーダンス Z_{0T} は

$$Z_{0T} = \frac{m_i^2 k'}{m_i^2 - 1} \cdot \frac{1}{j\omega} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_{-1}^2}{\omega^2 - \omega_{+1}^2}} \quad (4 \cdot 117)$$

で表わされる。第4・21図に映像インピーダンス Z_{0T} , $Z_{0\pi}$ の特性を示す。



第4・21図

(a) の場合における k , および (b) の k' は任意定数でインピーダンス整合の際に決定されるものである。

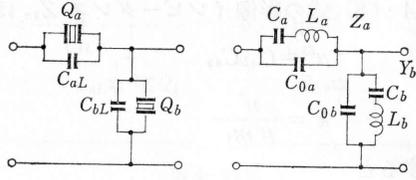
(c) 第4・22図のような回路構成で、そのリアクタンス特性およびその減衰特性を第4・23図に示す。この回路構成は、(a), (b) の回路を合成したものと考えられるから、その映像伝達定数は、(4・77), (4・102) 式より

$$\tanh \frac{\theta_0}{2} = \tanh \frac{\theta_h + \theta_l}{2} = \frac{1 + m_i m_h}{m_i + m_h} \cdot \frac{\omega^2 - q_0^2}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_{-1}^2)(\omega^2 - \omega_{+1}^2)}} \quad (4 \cdot 118)$$

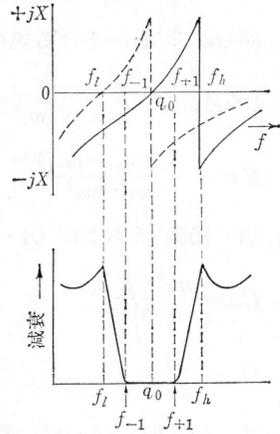
$$q_0^2 = \frac{\omega_{+1}^2 + \omega_{-1}^2 m_i m_h}{1 + m_i m_h} \quad (4 \cdot 119)$$

映像インピーダンス Z_{0T} は、(a) の場合の Z_{0T} と同じ関数形で k_0 を任意定数とすると、次の式で与えられる。

$$Z_{0T} = \frac{k_0}{j\omega} \cdot \frac{\sqrt{(\omega^2 - \omega_{+1}^2)(\omega^2 - \omega_{-1}^2)}}{\omega_1^2 - \omega_h^2} \quad (4 \cdot 120)$$



第4・22図



第4・23図

(4・69) 式より(4・118), (4・120) 式を用いて Z_a を求めると

$$Z_a = k_0 \frac{1 + m_i m_h}{m_i + m_h} \cdot \frac{\omega^2 - q_0^2}{j\omega(\omega^2 - \omega_h^2)} \quad (4 \cdot 121)$$

となる。また、(4・66) 式より (4・118), (4・121) 式を用いて Y_b を求めると

$$Y_b = \frac{(m_i + m_h)(1 + m_i m_h)}{k_0(m_i^2 - 1)(1 - m_h^2)} \cdot \frac{j\omega(\omega^2 - q_0^2)}{\omega^2 - \omega_l^2} \quad (4 \cdot 122)$$

である。さらに、(4・70) 式より (4・118), (4・122) 式を用いて $Z_{0\pi}$ を求めると

$$Z_{0\pi} = \frac{k_0(m_i^2 - 1)(1 - m_h^2)}{(m_i + m_h)^2} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_l^2}{j\omega\sqrt{(\omega^2 - \omega_{+1}^2)(\omega^2 - \omega_{-1}^2)}} \quad (4 \cdot 123)$$

が求まる。第4・24図に映像インピーダンス $Z_{0T}, Z_{0\pi}$ の特性を示す。

(4・121), (4・122) 式より各素子定数値は3・2節 [4], 第3・2表の関係式より次式で求まる。

$$L_a = \frac{k_0(1 + m_i m_h)}{m_i + m_h} \cdot \frac{1}{\omega_h^2 - q_0^2} \quad (4 \cdot 124)$$

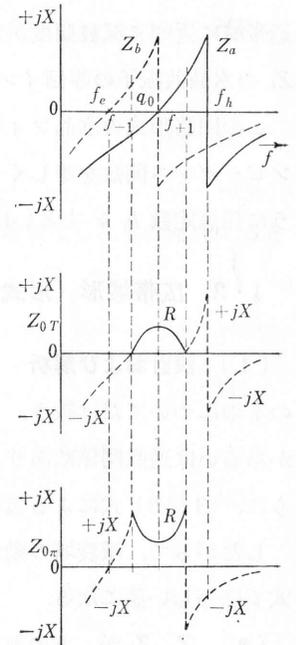
$$L_b = \frac{k_0(m_i^2 - 1)(1 - m_h^2)}{(m_i + m_h)(1 + m_i m_h)} \cdot \frac{1}{q_0^2 - \omega_l^2} \quad (4 \cdot 125)$$

$$C_a = \frac{m_i + m_h}{k_0(1 + m_i m_h)} \cdot \frac{\omega_h^2 - q_0^2}{q_0^2} \quad (4 \cdot 126)$$

$$C_b = \frac{(m_i + m_h)(1 + m_i m_h)}{k_0(m_i^2 - 1)(1 - m_h^2)} \cdot \frac{q_0^2 - \omega_l^2}{\omega_l^2} \quad (4 \cdot 127)$$

$$C_{0a} = \frac{m_i + m_h}{k_0(1 + m_i m_h)} \quad (4 \cdot 128)$$

$$C_{0b} = \frac{(m_i + m_h)(1 + m_i m_h)}{k_0(m_i^2 - 1)(1 - m_h^2)} \quad (4 \cdot 129)$$



第4・24図

ここで

$$\omega_0^2 = \omega_{+1}\omega_{-1} = \omega_l\omega_h \quad (4 \cdot 130)$$

なる対称特性を考えると, (4・79), (4・104) 式より

$$m_i m_k = \frac{\omega_{+1}}{\omega_{-1}} \quad (4 \cdot 131)$$

$$\omega_0 = q_0 \quad (4 \cdot 132)$$

である. いま水晶共振子の等価インダクタンス L_a, L_b の比をとると

$$\frac{L_a}{L_b} = \frac{(1+m_i m_k)^2}{(m_i^2-1)(1-m_k^2)} \quad (4 \cdot 133)$$

となるが, 比帯域幅が狭く, 通過帯域の近傍では近似的に $m_i m_k \approx 1$ であり, $n = (\omega_k - \omega_l) / (\omega_{+1} - \omega_{-1})$ とすると, (4・133) 式は

$$\frac{L_a}{L_b} = \frac{4m_i^2}{(m_i^2-1)^2} \doteq n^2 - 1 \quad (4 \cdot 134)$$

となり, 上式は, 3・3節 [1] の (3・48) 式に相当する. すなわち, 減衰極が通過帯域に近づき減衰傾度が急しゅんになればなるほど, 直列腕 Z_a および並列腕 Z_b の水晶共振子の等価インダクタンス L_a, L_b は等しい値に近づいてくる.

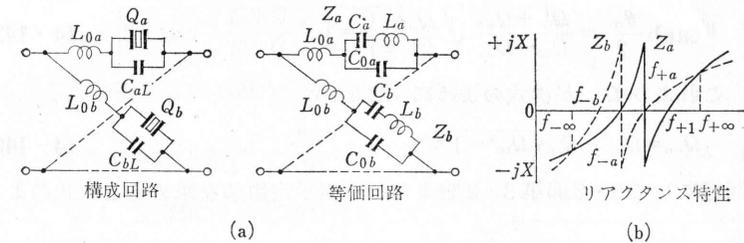
この回路形式の水晶フィルタを n 段縦続する場合, 各区間の接続点におけるインピーダンス関数を等しくし, かつ映像インピーダンスの大きさを一致させるように任意定数 k, k' あるいは k_0 を定める.

4・3 広帯域形 (形式Ⅲ)

[1] 設計および解析 ここでは4・1節の狭帯域形の場合と同じく対称特性のものについてだけ扱う. また, この形式の映像インピーダンスは, 全く等しいかあるいは逆数関係にあり, 通過帯域内の動作伝送特性は形式Ⅰの場合と同じように, (3・28) 式による包絡特性内におさまる.

したがって, 減衰域の動作減衰量を求める (3・31) 式の補正項 $\Delta\alpha$ も, この形式では等しい値になる.

(a) Z_a, Z_b が, おのおの水晶共振子1個と直列に付加した伸長コイルとで構成される回路 第4・25図 (a) にその構成回路と等価回路を, (b) にリアクタンス特性を示す. ここで, 二端子インピーダンス Z_a, Z_b は, $L_{0a} = L_{0b} = L_0$ とすると



第4・25図

$$Z_a = \frac{L_0}{j\omega} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_{+1}^2)(\omega^2 - \omega_{-a}^2)}{\omega^2 - \omega_{+a}^2} \quad (4 \cdot 135)$$

$$Z_b = \frac{L_0}{j\omega} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_{+a}^2)(\omega^2 - \omega_{-1}^2)}{\omega^2 - \omega_{-a}^2} \quad (4 \cdot 136)$$

となる. 映像インピーダンス Z_0 は

$$Z_0 = \sqrt{Z_a Z_b} = \frac{L_0}{j\omega} \sqrt{(\omega^2 - \omega_{+1}^2)(\omega^2 - \omega_{-1}^2)} \quad (4 \cdot 137)$$

であり3・2節 [5] (b) の周波数変換を用いると

$$Z_0 = \Delta L_0 \sqrt{1 - \Omega^2} \quad (4 \cdot 138)$$

$$\Delta = \omega_{+1} - \omega_{-1} \quad (4 \cdot 139)$$

となる. そして $\omega = \omega_0$ (中心周波数) にて $Z_0 = 1$ なる規準化したものを考えると $\Omega = 0$ であるから, (4・138) 式は

$$[Z_0]_{\omega=\omega_0} = \Delta L_0 = 1 \quad (4 \cdot 140)$$

$$L_0 = \frac{1}{\Delta} \quad (4 \cdot 141)$$

と表わすことができる. したがって, 映像インピーダンス Z_0 は

$$Z_0 = \sqrt{1 - \Omega^2} \quad (4 \cdot 142)$$

となり, 映像伝達定数 θ は

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} = \frac{\omega^2 - \omega_{-a}^2}{\omega^2 - \omega_{+a}^2} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_{+1}^2}{\omega^2 - \omega_{-1}^2}} \quad (4 \cdot 143)$$

になる. そして, 3・2節 [5] (a) の周波数変換を用いると

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \frac{\Omega + \Omega_{+a}}{\Omega - \Omega_{+a}} \sqrt{\frac{\Omega - 1}{\Omega + 1}} \quad (4 \cdot 144)$$

となる. そして, 減衰極 ($\Omega = \Omega_{\infty}$) では, 映像減衰量は無限大であるから

$$\tanh \frac{\theta_{\infty}}{2} = \frac{\Omega_{\infty} + \Omega_{+a}}{\Omega_{\infty} - \Omega_{+a}} \sqrt{\frac{\Omega_{\infty} - 1}{\Omega_{\infty} + 1}} = 1 \quad (4 \cdot 145)$$

となり、これより Ω_{+a} が次式のように求まる。

$$\Omega_{+a} = \Omega_{\infty}^2 - \Omega_{\infty} \sqrt{\Omega_{\infty}^2 - 1} < 1 \quad (4 \cdot 146)$$

前と同様にして 3・2 節第 3・2 表より、各素子定数値を求めると次式のようになる。

$$L_a = L_0 \frac{(\omega_{+1}^2 + \omega_{-a}^2 - \omega_{+a}^2)^2}{(\omega_{+a}^2 - \omega_{-a}^2)(\omega_{+1}^2 - \omega_{+a}^2)} \quad (4 \cdot 147)$$

$$L_b = L_0 \frac{(\omega_{+a}^2 + \omega_{-1}^2 - \omega_{-a}^2)^2}{(\omega_{-a}^2 - \omega_{-1}^2)(\omega_{+a}^2 - \omega_{-a}^2)} \quad (4 \cdot 148)$$

$$C_a = \frac{\omega_{+1}^2 + \omega_{-a}^2 - \omega_{+a}^2}{L_a \omega_{-a}^2 \omega_{+1}^2} \quad (4 \cdot 149)$$

$$C_b = \frac{\omega_{+a}^2 + \omega_{-1}^2 - \omega_{-a}^2}{L_b \omega_{+a}^2 \omega_{-1}^2} \quad (4 \cdot 150)$$

$$C_{0a} = \frac{1}{L_0(\omega_{+1}^2 + \omega_{-a}^2 - \omega_{+a}^2)} \quad (4 \cdot 151)$$

$$C_{0b} = \frac{1}{L_0(\omega_{+a}^2 + \omega_{-1}^2 - \omega_{-a}^2)} \quad (4 \cdot 152)$$

(4・144) 式で与えられた映像伝達定数の式は、狭帯域形の (4・36) 式と逆数関係にあり、この波特性は減衰極が通過域の上側および、下側におのおの無限遠に一つと有限のところの一つをもつ対称特性となる。

次に動作伝送量を求める。まず通過帯域についてみると、 $\Omega < 1$ では $\alpha = 0$ となるから (4・144) 式より

$$\theta = \alpha + j\beta = 2 \tanh^{-1} \frac{\Omega + \Omega_{+a}}{\Omega - \Omega_{+a}} \sqrt{\frac{\Omega - 1}{\Omega + 1}} \quad (4 \cdot 153)$$

$$\beta = 2 \tan^{-1} \frac{\Omega + \Omega_{+a}}{\Omega - \Omega_{+a}} \sqrt{\frac{1 - \Omega}{1 + \Omega}} \quad (4 \cdot 154)$$

(4・142), (4・154) 式より n 段連続した場合の一般式は、 $n=1, 2, \dots$ として

$$b^{(n)} = \frac{1}{2} \log_e \left[1 + \frac{1}{4} \cdot \frac{\Omega^4}{1 - \Omega^2} \sin^2 \left\{ 2n \tan^{-1} \frac{\Omega + \Omega_{+a}}{\Omega - \Omega_{+a}} \sqrt{\frac{1 - \Omega}{1 + \Omega}} \right\} \right] \quad (4 \cdot 155)$$

ここで

$$\sin^2 \left\{ 2n \tan^{-1} \frac{\Omega + \Omega_{+a}}{\Omega - \Omega_{+a}} \sqrt{\frac{1 - \Omega}{1 + \Omega}} \right\} \leq 1 \quad (4 \cdot 156)$$

であるから、通過帯域内の動作伝送特性の包絡線は

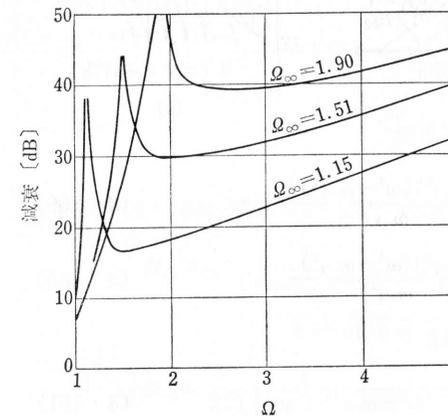
$$b = \frac{1}{2} \log_e \left\{ 1 + \frac{1}{4} \cdot \frac{\Omega^4}{1 - \Omega^2} \right\} \quad (4 \cdot 157)$$

で求まる。第 4・26 図にその包絡特性を示す。

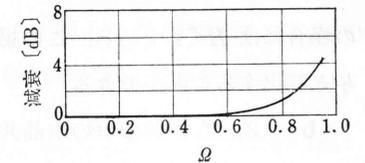
次に、減衰域の動作減衰量を求める場合には、映像減衰量は、一般によく知られているから、その補正項 $\Delta\alpha_w$ だけを求めればよい。この場合は、(3・31), (4・142) 式より $\Delta\alpha_w$ は

$$\Delta\alpha_w = \log_e \frac{\Omega^2}{\sqrt{\Omega^2 - 1}} - \log_e 4 \quad (4 \cdot 158)$$

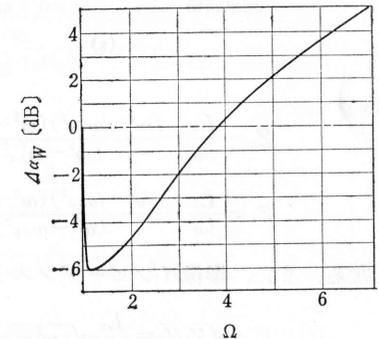
第 4・27 図に $n=1$ なるときの減衰域の動作減衰量を、また第 4・28 図に補正項 $\Delta\alpha_w$ を示す。



第 4・27 図



第 4・26 図



第 4・28 図 減衰域、補正項 $\Delta\alpha_w$

以上の考察より、この形式では、映像インピーダンスに関しては

$$\Omega = \frac{2\omega^2 - \omega_{+1}^2 - \omega_{-1}^2}{\omega_{+1}^2 - \omega_{-1}^2}$$

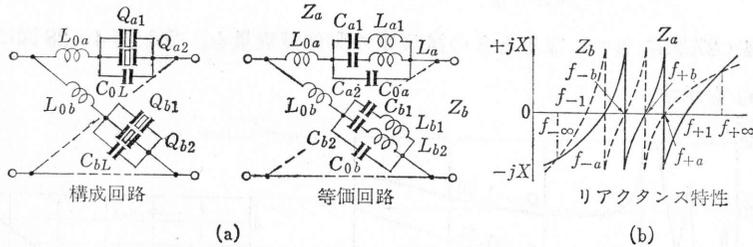
また、映像伝達定数に関しては

$$\Omega = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega(\omega_{+1} - \omega_{-1})}$$

なる異なった周波数変換を用いたが、その差違は僅少である。

一般に、これら広帯域形では、狭帯域形に比してその包絡特性を比較してみればわかるとおり、通過帯域内の特性はかなり良好である。さらに通過帯域内特性を改善するためには、基準化されたインピーダンス 1Ω に対して、ある値、 H [Ω] で実際の終端を行なっている。この (a) および (b) の場合には $H > 1$, (c) の場合には $H < 1$ である。この場合の通過帯域内の動作特性は $Z_0 = H\sqrt{1 - Q^2}$ を与え算出することができる。

(b) Z_a, Z_b がおのおのの水晶共振子 2 個と直列に付加した伸長コイルとで構成される回路。第 4・29 図 (a) に、その構成回路を、(b) にリアクタンス特性を示す。二端子インピーダンス Z_a, Z_b は、 $L_{0a} = L_{0b} = L_0$ とすると



第 4・29 図

$$Z_a = \frac{L_0}{j\omega} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_{+1}^2)(\omega^2 - \omega_{+b}^2)(\omega^2 - \omega_{-a}^2)}{(\omega^2 - \omega_{+a}^2)(\omega^2 - \omega_{-b}^2)} \quad (4 \cdot 159)$$

$$Z_b = \frac{L_0}{j\omega} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_{+a}^2)(\omega^2 - \omega_{-b}^2)(\omega^2 - \omega_{-1}^2)}{(\omega^2 - \omega_{+b}^2)(\omega^2 - \omega_{-a}^2)} \quad (4 \cdot 160)$$

となる。また、映像インピーダンス Z_0 は

$$Z_0 = \sqrt{Z_a Z_b} = \frac{L_0}{j\omega} \sqrt{(\omega^2 - \omega_{+1}^2)(\omega^2 - \omega_{-1}^2)} \quad (4 \cdot 161)$$

で与えられる。これは、(a) の場合と全く同じであり

$$Z_0 = \sqrt{1 - Q^2} \quad (4 \cdot 162)$$

となり、映像伝達定数 θ は、次式で表わすことができる。

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} = \frac{(\omega^2 - \omega_{+b}^2)(\omega^2 - \omega_{-a}^2)}{(\omega^2 - \omega_{+a}^2)(\omega^2 - \omega_{-b}^2)} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_{+1}^2}{\omega^2 - \omega_{-1}^2}} \quad (4 \cdot 163)$$

ここで、3・2 節 [5] (a) の周波数変換を用いると

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \frac{(\Omega - \Omega_{+b})(\Omega + \Omega_{+a})}{(\Omega - \Omega_{+a})(\Omega + \Omega_{+b})} \sqrt{\frac{\Omega - 1}{\Omega + 1}} \quad (4 \cdot 164)$$

となる。ここで 4・3 節 [1] (a) の場合と同じように減衰極 $\Omega = \Omega_{+1\infty}$, $\Omega = \Omega_{+2\infty}$ を (4・164) 式に代入し、その連立方程式を解き Ω_{+a}, Ω_{+b} を求めるのでは計算が非常に複雑になる。そこでフィルタの減衰パラメータ m を使い、次のようにして求める。まず、(4・163) 式は、誘導 M 形 2 区間と定 K 形半区間の映像減衰関数を与えるから、このことを用いると、定 K 形半区間の映像伝達定数 θ_K は

$$\tanh \frac{\theta_K}{2} = \sqrt{\frac{\Omega - 1}{\Omega + 1}} \quad (4 \cdot 165)$$

であり、誘導 M 形半区間の映像伝達定数 θ_m は

$$\tanh \frac{\theta_m}{2} = \frac{m\Omega}{\sqrt{\Omega^2 - 1}} \quad (4 \cdot 166)$$

であるから、全体の映像伝達定数は

$$\begin{aligned} \tanh \frac{2\theta_{m1} + 2\theta_{m2} + \theta_K}{2} &= \frac{\sqrt{\Omega - 1}}{\sqrt{\Omega + 1}} \left\{ \Omega^2 + \frac{m_1 + m_2}{(1 + m_1)(1 + m_2)} \Omega - \frac{1}{(1 + m_1)(1 + m_2)} \right\} \\ &= \frac{\sqrt{\Omega - 1}}{\sqrt{\Omega + 1}} \left\{ \Omega^2 - \frac{m_1 + m_2}{(1 + m_1)(1 + m_2)} \Omega - \frac{1}{(1 + m_1)(1 + m_2)} \right\} \end{aligned} \quad (4 \cdot 167)$$

となる。(4・164) 式と (4・167) 式を比較すると

$$\Omega_{+a} = \frac{1}{2(1 + m_1)(1 + m_2)} \{ (m_1 + m_2) + \sqrt{(m_1 + m_2) + 4(m_1 + 1)(m_2 + 1)} \} \quad (4 \cdot 168)$$

$$\Omega_{+b} = \frac{1}{2(1 + m_1)(1 + m_2)} \{ (m_1 + m_2) - \sqrt{(m_1 + m_2) + 4(m_1 + 1)(m_2 + 1)} \} \quad (4 \cdot 169)$$

が求まる。ここで第 3・2 表より各素子定数値を求めると

$$L_0 = \frac{1}{A} = \frac{1}{\omega_{+1} - \omega_{-1}} \quad (4 \cdot 170)$$

であるから、それぞれ次のようになる。

$$C_{0a} = \frac{1}{L_0(\omega_{+1}^2 + \omega_{-a}^2 + \omega_{+b}^2 - \omega_{+a}^2 - \omega_{+b}^2)} \quad (4 \cdot 171)$$

$$C_{0b} = \frac{1}{L_0(\omega_{-1}^2 + \omega_{+a}^2 + \omega_{-b}^2 - \omega_{-a}^2 - \omega_{+b}^2)} \quad (4 \cdot 172)$$

$$L_{a1} = \frac{\omega_\alpha^2 - \omega_\beta^2}{C_{0a}(\omega_\alpha^2 - \omega_{+a}^2)(\omega_\alpha^2 - \omega_{-b}^2)} \quad (4 \cdot 173)$$

$$L_{a2} = \frac{\omega_\alpha^2 - \omega_\beta^2}{C_{0a}(\omega_\beta^2 - \omega_{+a}^2)(\omega_\beta^2 - \omega_{-b}^2)} \quad (4 \cdot 174)$$

$$L_{b1} = \frac{\omega_\gamma^2 - \omega_\delta^2}{C_{0b}(\omega_\gamma^2 - \omega_{-a}^2)(\omega_\gamma^2 - \omega_{+b}^2)} \quad (4 \cdot 175)$$

$$L_{b2} = \frac{\omega_\gamma^2 - \omega_\delta^2}{C_{0b}(\omega_\delta^2 - \omega_{-a}^2)(\omega_\delta^2 - \omega_{+b}^2)} \quad (4 \cdot 176)$$

$$C_{a1} = \frac{1}{\omega_\alpha^2 L_{a1}} \quad (4 \cdot 177)$$

$$C_{a2} = \frac{1}{\omega_\beta^2 L_{a2}} \quad (4 \cdot 178)$$

$$C_{b1} = \frac{1}{\omega_\gamma^2 L_{b1}} \quad (4 \cdot 179)$$

$$C_{b2} = \frac{1}{\omega_\delta^2 L_{b2}} \quad (4 \cdot 180)$$

ここに

$$\omega_\alpha^2 + \omega_\beta^2 = \frac{\omega_{+1}^2 \omega_{-a}^2 + \omega_{+1}^2 \omega_{+b}^2 + \omega_{-a}^2 \omega_{+b}^2 - \omega_{+a}^2 \omega_{-b}^2}{\omega_{+1}^2 + \omega_{-a}^2 + \omega_{+b}^2 - \omega_{+a}^2 - \omega_{-b}^2} \quad (4 \cdot 181)$$

$$\omega_\alpha^2 \omega_\beta^2 = \frac{\omega_{+1}^2 \omega_{-a}^2 \omega_{+b}^2}{\omega_{+1}^2 + \omega_{-a}^2 + \omega_{+b}^2 - \omega_{+a}^2 - \omega_{-b}^2} \quad (4 \cdot 182)$$

$$\omega_\gamma^2 + \omega_\delta^2 = \frac{\omega_{-1}^2 \omega_{+a}^2 + \omega_{-1}^2 \omega_{-b}^2 + \omega_{+a}^2 \omega_{-b}^2 - \omega_{-a}^2 \omega_{+b}^2}{\omega_{-1}^2 + \omega_{+a}^2 + \omega_{-b}^2 - \omega_{-a}^2 - \omega_{+b}^2} \quad (4 \cdot 183)$$

$$\omega_\gamma^2 \omega_\delta^2 = \frac{\omega_{-1}^2 \omega_{+a}^2 \omega_{-b}^2}{\omega_{-1}^2 + \omega_{+a}^2 + \omega_{-b}^2 - \omega_{-a}^2 - \omega_{+b}^2} \quad (4 \cdot 184)$$

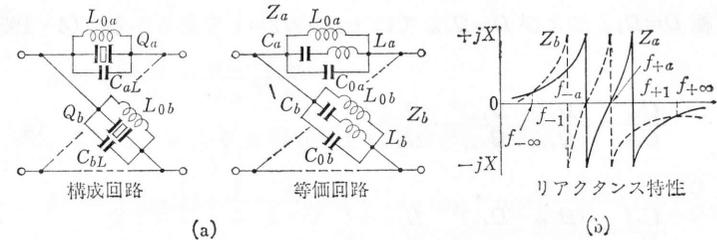
通過帯域内の動作伝送量は、(4・162), (4・164) 式より $\alpha=0$, $\Omega < 1$ であるから n 段縦続した場合の一般式は

$$b^{(n)} = \frac{1}{2} \log_e \left[1 + \frac{1}{4} \cdot \frac{\Omega^4}{1 - \Omega^2} \sin^2 \left\{ 2n \tan^{-1} \frac{(\Omega - \Omega_{+b})(\Omega + \Omega_{+a})}{(\Omega - \Omega_{+a})(\Omega + \Omega_{+b})} \sqrt{\frac{1 - \Omega}{1 + \Omega}} \right\} \right] \quad (4 \cdot 185)$$

となる。通過帯域内の包絡特性および減衰域減衰量の補正項 $\Delta\alpha_w$ は、おのおの

4・1節 [1] (a) の場合と全く同じである。影像減衰量は、誘導 M 形および定 K 形の影像減衰量の算術和として求まる。

(c) Z_a, Z_b がおのおの水晶共振器 1 個と並列に付加した伸長コイルとで構成される回路 第4・30図 (a) にその構成回路を、(b) にリアクタンス特性を示す。二端子インピーダンス Z_a, Z_b は



第4・30図

$$Z_a = \frac{\omega}{jC_{0a}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_{+a}^2}{(\omega^2 - \omega_{-a}^2)(\omega^2 - \omega_{+1}^2)} \quad (4 \cdot 186)$$

$$Z_b = \frac{\omega}{jC_{0b}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_{-a}^2}{(\omega^2 - \omega_{+a}^2)(\omega^2 - \omega_{-1}^2)} \quad (4 \cdot 187)$$

影像インピーダンス Z_0 は

$$Z_0 = \sqrt{Z_a Z_b} \frac{\omega}{j\sqrt{C_{0a} C_{0b}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_{-1}^2)(\omega^2 - \omega_{+1}^2)}} \quad (4 \cdot 188)$$

(a) の場合と同様に、3・2節 [5] (b) の周波数変換を用いると

$$Z_0 = \frac{1}{A\sqrt{C_{0a} C_{0b}} \sqrt{1 - \Omega^2}} \quad (4 \cdot 189)$$

$$A = \omega_{+1} - \omega_{-1} \quad (4 \cdot 190)$$

ここで規準化して

$$[Z_0]_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{A\sqrt{C_{0a} C_{0b}}} = 1 \quad (4 \cdot 191)$$

$$C_{0a} C_{0b} = \frac{1}{A^2} \quad (4 \cdot 192)$$

したがって、影像インピーダンスは

$$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{1 - \Omega^2}} \quad (4 \cdot 193)$$

影像伝達定数 θ は

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} = \sqrt{\frac{C_{0b}}{C_{0a}}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_{+a}^2}{\omega^2 - \omega_{-a}^2} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_{-1}^2}{\omega^2 - \omega_{+1}^2}} \quad (4 \cdot 194)$$

3・2節 [5] (a) の周波数変換を用いると

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{C_{0b}}{C_{0a}}} \cdot \frac{\Omega - \Omega_{+a}}{\Omega + \Omega_{+a}} \sqrt{\frac{\Omega + 1}{\Omega - 1}} \quad (4 \cdot 195)$$

減衰極 $\Omega = \Omega_{+\infty}$ および $\Omega = \Omega_{-\infty}$ では $\tanh \theta/2 = 1$ であるから, (4・195) 式より

$$\frac{C_{0a}}{C_{0b}} = \frac{(\Omega_{+\infty} - \Omega_{+a})^2}{(\Omega_{+\infty} + \Omega_{+a})^2} \cdot \frac{\Omega_{+\infty} + 1}{\Omega_{+\infty} - 1} \quad (4 \cdot 196)$$

また

$$\begin{aligned} \frac{C_{0a}}{C_{0b}} &= \frac{(\Omega_{-\infty} - \Omega_{+a})^2}{(\Omega_{-\infty} + \Omega_{+a})^2} \cdot \frac{\Omega_{-\infty} + 1}{\Omega_{-\infty} - 1} \\ &= \frac{(\Omega_{+\infty} + \Omega_{+a})^2}{(\Omega_{+\infty} - \Omega_{+a})^2} \cdot \frac{\Omega_{+\infty} - 1}{\Omega_{+\infty} + 1} \end{aligned} \quad (4 \cdot 197)$$

(4・196), (4・197) 式より

$$\Omega_{+a} = \Omega_{+\infty}^2 - \Omega_{+\infty} \sqrt{\Omega_{+\infty}^2 - 1} < 1 \quad (4 \cdot 198)$$

(4・198) 式は (a) の場合と全く同じ関係式である. 第3・2表より各素子定数を求めると

$$L_{0a} = \frac{1}{C_{0a}} \cdot \frac{\omega_{+a}^2}{\omega_{-a}^2 \omega_{+1}^2} \quad (4 \cdot 199)$$

$$L_{0b} = \frac{1}{C_{0b}} \cdot \frac{\omega_{-a}^2}{\omega_{+a}^2 \omega_{-1}^2} \quad (4 \cdot 200)$$

$$L_a = \frac{1}{C_{0a}} \cdot \frac{\omega_{+a}^2}{(\omega_{+a}^2 - \omega_{-a}^2)(\omega_{+1}^2 - \omega_{+a}^2)} \quad (4 \cdot 201)$$

$$L_b = \frac{1}{C_{0b}} \cdot \frac{\omega_{-a}^2}{(\omega_{+a}^2 - \omega_{-a}^2)(\omega_{-a}^2 - \omega_{-1}^2)} \quad (4 \cdot 202)$$

となる. ここで, $L_{0a} = L_{0b}$ とすると (4・199), (4・200) 式より

$$\frac{C_{0b}}{C_{0a}} = \frac{\omega_{+a}^2 \omega_{-1}}{\omega_{-a}^2 \omega_{+1}} \quad (4 \cdot 203)$$

また, (4・192), (4・203) 式より

$$C_{0a} = \frac{\omega_{-a}}{\Delta \omega_{+a}} \sqrt{\frac{\omega_{+1}}{\omega_{-1}}} \quad (4 \cdot 204)$$

$$C_{0b} = \frac{\omega_{+a}}{\Delta \omega_{-a}} \sqrt{\frac{\omega_{-1}}{\omega_{+1}}} \quad (4 \cdot 205)$$

となる. 動作伝送量を求めると, 通過帯域内では $\alpha = 0$, したがって (4・193) 式より

$$\beta = 2 \tan^{-1} m_5 \frac{\Omega - \Omega_{+a}}{\Omega + \Omega_{+a}} \sqrt{\frac{1 + \Omega}{1 - \Omega}} \quad (4 \cdot 206)$$

ここに

$$m_5 = \sqrt{\frac{C_{0b}}{C_{0a}}} = \frac{\omega_{+a}}{\omega_{-a}} \sqrt{\frac{\omega_{-1}}{\omega_{+1}}} \quad (4 \cdot 207)$$

(4・193), (4・206) 式より n 段連続した場合の一般式は

$$b^{(n)} = \frac{1}{2} \log_e \left[1 + \frac{1}{4} \cdot \frac{\Omega^4}{1 - \Omega^2} \sin^2 \left\{ 2n \tan^{-1} m_5 \frac{\Omega - \Omega_{+a}}{\Omega + \Omega_{+a}} \sqrt{\frac{1 + \Omega}{1 - \Omega}} \right\} \right] \quad (4 \cdot 208)$$

となる. 通過帯域内の包絡特性は (a) の場合と全く同じである. また減衰域の補正項 $\Delta \alpha_w$ も (a) の場合と同じである.

[2] 設計例 第4・31図のような規格を満足するものを設計する. 第4・25図の回路形式を用い, 次のような設計基準を定めると

$$f_0 = 200 \text{kc}, \quad f_{\pm 1} = f_0 \pm 2.5 \text{kc}$$

$$f_{\pm \infty} = \pm 5 \text{kc}$$

(3・33) 式より

$$\Omega_{\infty} = 1.97561$$

(4・146) 式より

$$\Omega_{+a} = 0.5369$$

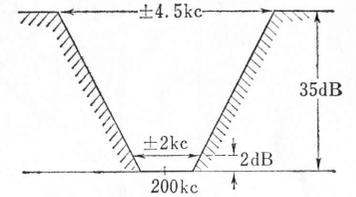
が求まる. さらに (3・33) 式を用い, f_{+a}, f_{-a} を求めると

$$f_{+a} = 200.214 \text{kc}, \quad f_{-a} = 199.786 \text{kc}$$

したがって (4・141) 式, および (4・147)~(4・152) 式より $R=1\Omega$ における各素子定数値が次のように求まる.

$$L_0 = 2 \times 10^{-4}, \quad L_a = 2.1194, \quad L_b = 1.9772$$

$$C_{0a} = 3.1015 \times 10^{-9}, \quad C_{0b} = 3.2328 \times 10^{-9}$$



第4・31図

水晶共振子の周波数は、(4・147), (4・148) 式および (4・149), (4・150) 式より

$$Q_a: f_a = \frac{f_{+1}f_{-a}}{\sqrt{f_{+1}^2 - f_{+a}^2 + f_{-a}^2}} = 200.204 \text{kc}$$

$$Q_b: f_b = \frac{f_{+a}f_{-1}}{\sqrt{f_{+a}^2 - f_{-a}^2 + f_{-1}^2}} = 199.777 \text{kc}$$

が求まる. ここで $R=20\Omega$ とすると

$$L_0=4 \text{ mH}, \quad L_a=42.39 \text{ H}, \quad L_b=39.54 \text{ H}$$

$$C_{0a}=155 \text{ pF}, \quad C_{0b}=161 \text{ pF}$$

となる. 水晶共振子の電極間容量 C_{aq}, C_{bq} は DT カットを用い, 容量比 $\gamma=400$ とすると

$$C_{aq}=6.0 \text{ pF}, \quad C_{bq}=6.4 \text{ pF}$$

であるから, 外部より水晶共振子に並列に挿入される容量 C_{aL}, C_{bL} は次のようになる.

$$C_{aL}=149.0 \text{ pF}, \quad C_{bL}=154.6 \text{ pF}$$

第5章

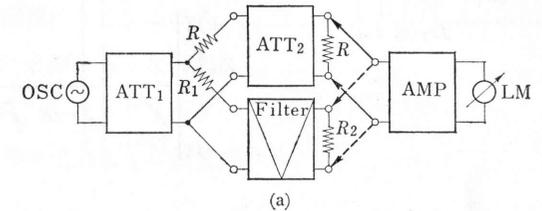
測定および調整

水晶フィルタの動作減衰量測定は, LC フィルタと同様に第5・1図の測定回路を用い, その測定, および調整を行なう. 一般に, この場合の終端は実抵抗である.

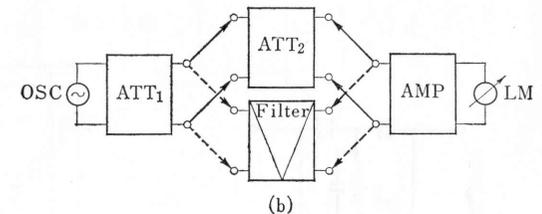
インピーダンス特性は, 第5・2図に示すように, その回路形式により傾向が定まる. 狭帯域形では, 通過帯域内の周波数に対してインピーダンスが急激に変化し, (a)

のような回路形式 I および (b) の Z_{0x} のような場合には, 終端抵抗を変化することにより中心周波数が変動する. 特に高周波用のものでは,

は, 水晶共振子のインピーダンスが低いいため, 測定回路の漂遊容量などのリアクタンス分により, 通過帯域内特性にはなほだしい影響を与える. たとえば, 第5・3図の回路構成による 14.9Mc のフィルタを第5・4図の回路に組み, 終端インピーダンス RC を変化してみると, 第5・5, 5・6図のような特性となる. すなわち, 第5・5図で終端抵抗を規定値 ($R=1.5\text{k}\Omega$) より小さくすると中心周波数が低いほうに移動するような特性となり, 上限しゃ断周波数付近のインピーダンス不整合がはなはだしく減衰量が増加する. 反対に規定値より大きくすると中心周波数が高いほうに移動するような特性になり, 下限周波数付近の減衰量が増加する. また, 第5・4図の測定回路で, 容量 $C=0$, $C=2\text{pF}$ の場合の特性を第5・6図に示す. したがって, 実際の使用回路でも, フィルタの前後では

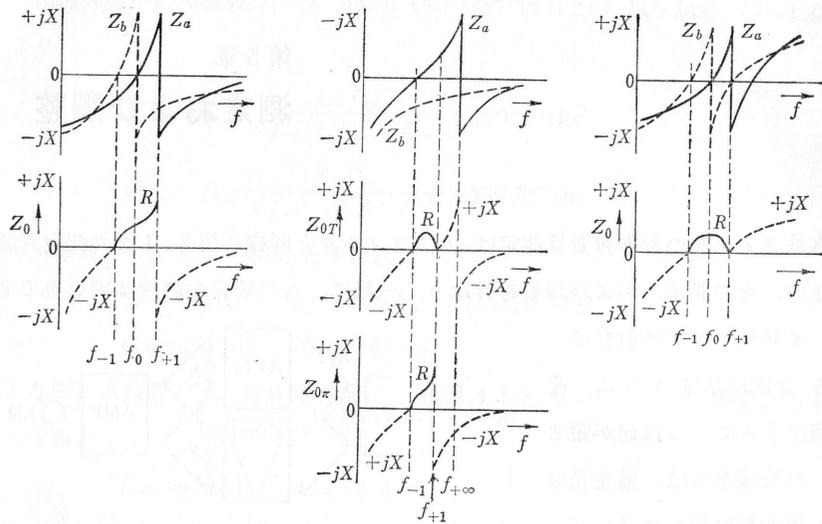


(a)

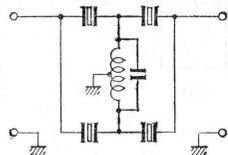


(b)

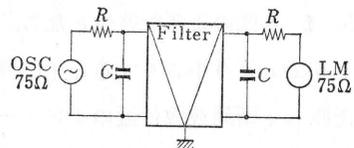
第5・1図



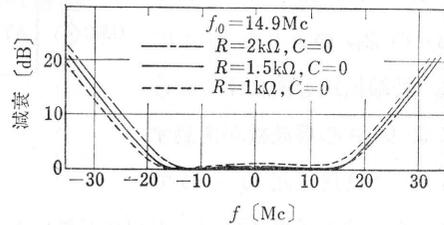
(a) 狭帯域・ラチス回路 (b) 狭帯域・ラダー回路 (c) 広帯域・ラチス回路
第5・2図



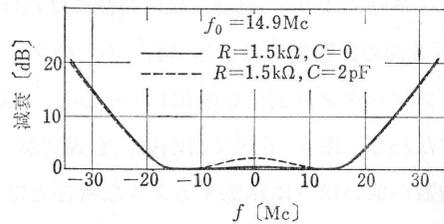
第5・3図



第5・4図



第5・5図

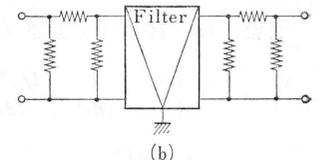
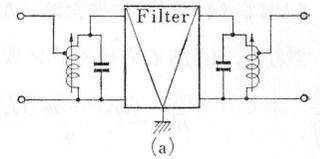


第5・6図

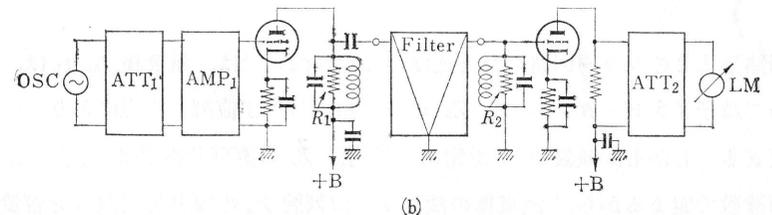
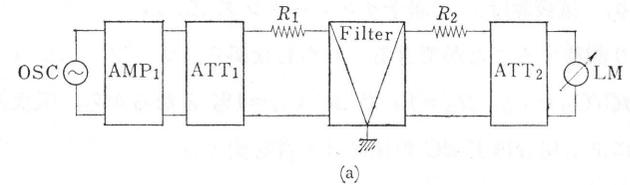
インピーダンス整合とともに、漂遊容量補償のための調整可能な同調回路を挿入し、第5・7図(a)のようにして用いる。あるいは、同調回路をフィルタに内蔵し、そのインピーダンスをあらかじめインダクティブにしておき、外部容量によ

って調整できるようにしておく方法もある。また、トランジスタ回路のように、回路のインピーダンス変動が激しいものでは、(b)のように抵抗減衰器を挿入し、その影響を少なくするようにしなければならない。

周波数が高く、入出力インピーダンスが高い場合あるいは減衰域減衰量が高い場合には、第5・1図の測定回路では転換器あるいは増幅器の入力インピーダンスの点から測定が困難になる。このような場合には、一般に、第5・8図のような回路を用いている。図中、抵抗 R_1, R_2 は、フィルタと回路側のインピーダンスが整合するような値を用いる。



第5・7図



第5・8図

ここで、水晶フィルタの調整について概説する。原則的には、狭帯域、広帯域などの回路形式にかかわらず、構成回路の各回路腕の周波数対リアクタンス特性を設計基準に合わせるように調整すればよい。ただし、回路形式Iのもの〔たとえば第4・1図(b)〕では、直列共振点は、水晶の直列共振周波数で定まってしまうから、反共振点の調整だけを行なえばよい。すなわち、第4・1図(a)の容量 C_{oL}, C_{iL} を変化することにより、上限シャ断周波数および中心周波数における反共振

点の調整を行なう。数式的に表現すれば(4・2)式の $[Z_0]_{\omega=\omega_0} = 1/\omega_0\sqrt{C_{0a}C_{0b}}$, あるいは(4・14)式または(4・15)式より, $m_1=1$, 通過帯域幅 $\Delta f=f_{+1}-f_{-1}$ とすると, 回路インピーダンス R は

$$R = \frac{(\omega_{+1}^2 - \omega_0^2)L_a}{\omega_0} \doteq 2\pi\Delta fL_a \quad (5 \cdot 1)$$

であり, Δf を変化してインピーダンス調整を行なっていることがわかる。

また, (4・10)式および(4・12), (4・13)式より

$$\frac{C_{0a}}{C_{0b}} = \frac{1}{m_1^2} = \frac{\Omega_{\infty}^2 - 1}{\Omega_{\infty}^2} \quad (5 \cdot 2)$$

$$C_{0b} > C_{0a} \quad (5 \cdot 3)$$

$$\frac{\Delta C}{C_{0b}} = \frac{C_{0b} - C_{0a}}{C_{0b}} = \frac{1}{\Omega_{\infty}^2} \quad (5 \cdot 4)$$

の関係があり, 減衰極は, 二端子インピーダンス Z_a, Z_b の並列容量 C_{0a}, C_{0b} の差 ΔC により調整することができる。しかしながら, $\Omega_{\infty}=2$ で $\Delta C/C_{0b}=25\%$, $\Omega_{\infty}=5$ で $\Delta C/C_{0b}=4\%$, $\Omega_{\infty}=10$ で $\Delta C/C_{0b}=1\%$ となるから, 減衰極が通過帯域より遠くにある場合ほど ΔC の値は厳密性を要求される。すなわち減衰域減衰量が高くなればなるほど, わずかの不平衡によっても大きな減衰量の低下をまねく。

回路形式IIのラダー回路(たとえば第4・22図)では, 減衰極 f_h, f_l は, おのおの二端子インピーダンス Z_a, Z_b の反共振点および直列共振点により互に独立に定まる。しかも, 減衰極 f_l を定める並列腕 Z_b の直列共振点は, 水晶の直列共振周波数で定まるから, 減衰極の調整は, 直列腕 Z_a の反共振周波数を容量 C_{aL} により変化し, 減衰極 f_h を設計基準に合わせればよい。また, 通過帯域内特性は, 並列腕 Z_b の直列共振周波数を容量 C_{bL} によって調整する。

回路形式IIIの広帯域形では, 狭帯域形に比し回路構成素子数が直列腕 Z_a , 並列腕 Z_b におのおの1個増す。そのうえ伸長コイルが調整可能であるとする, 調整箇所が4箇所にもなり, 調整は非常に複雑である。したがって, 一般に広帯域形では, 直列腕 Z_a , 並列腕 Z_b をおのおの別々に所定の周波数対リアクタンス特性に調整し, その後でフィルタ特性としての微調整を行なう。ただし, 第

4・30図のように, 水晶共振子に並列に伸長コイルが付加された回路構成(ヤーマン回路に等価変換すると同時に, 伸長コイルをも変成器の中に等価変換した回路)のような場合は当然, 直列腕 Z_a , 並列腕 Z_b を別々に調整することは不可能である。広帯域形の調整は, 狭帯域形に比して非常に複雑であり, 困難である。

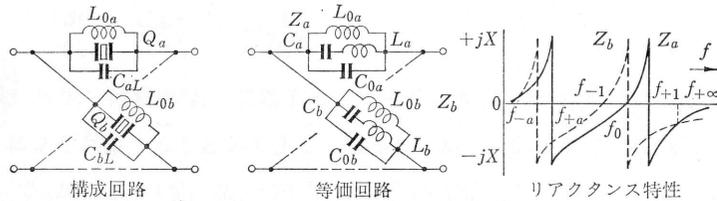
第 6 章

その他の水晶フィルタ

本節では 3・1 節で分類した以外の水晶フィルタの設計公式を導く。

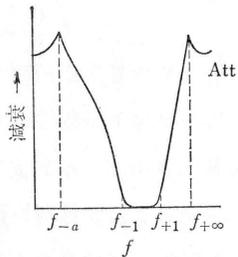
6・1 中 帯 域 形

先に述べたように、中帯域形は形式Ⅲの広帯域形の範囲に入る。そして、その回



(a) (b)

第 6・1 図



第 6・2 図

路構成は第 6・1 図 (a) のように、また、そのリアクタンス特性の周波数配列は (b) のようになる。第 6・2 図に、その減衰特性を示す。ここでは形式Ⅲの第 4・30 図の構成と同じものについて述べる。もちろん、第 4・25 図または第 4・29 図の回路でも中帯域を設計することができる。

第 6・1 図 (a) において、二端子インピーダンス Z_a 、

Z_b は

$$Z_a = \frac{\omega}{jC_{0a}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{(\omega^2 - \omega_{+a}^2)(\omega^2 - \omega_{+1}^2)} \quad (6 \cdot 1)$$

$$Z_b = \frac{\omega}{jC_{0b}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_{-1}^2}{(\omega^2 - \omega_{-a}^2)(\omega^2 - \omega_0^2)} \quad (6 \cdot 2)$$

であり、映像インピーダンスは $\omega_{+a} = \omega_{-a}$ とすれば

$$Z_0 = \sqrt{Z_a Z_b} = \frac{\omega}{j\sqrt{C_{0a} C_{0b}}} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_{-1}^2}{(\omega^2 - \omega_{-a}^2)(\omega^2 - \omega_{+a}^2)(\omega^2 - \omega_{+1}^2)}} \quad (6 \cdot 3)$$

となる。また、 $\omega = \omega_{+a}$ では動作減衰量無限大すなわち減衰極となる。このときの Z_0 は

$$Z_0 = \frac{\omega}{j\sqrt{C_{0a} C_{0b}}} \cdot \frac{1}{\omega^2 - \omega_{+a}^2} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_{-1}^2}{\omega^2 - \omega_{+1}^2}} \quad (6 \cdot 4)$$

であるから規準化して

$$[Z_0]_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0}{\sqrt{C_{0a} C_{0b}}} \cdot \frac{1}{\omega_0^2 - \omega_{+a}^2} \sqrt{\frac{\omega_0^2 - \omega_{-1}^2}{\omega_{+1}^2 - \omega_0^2}} \quad (6 \cdot 5)$$

$$\therefore C_{0a} C_{0b} = \frac{\omega_0^2}{(\omega_0^2 - \omega_{+a}^2)^2} \cdot \frac{\omega_0^2 - \omega_{-1}^2}{\omega_{+1}^2 - \omega_0^2} \quad (6 \cdot 6)$$

をうる。映像伝達定数 θ は、 $\omega_{+a} = \omega_{-a}$ とすると

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} = \sqrt{\frac{C_{0b}}{C_{0a}}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_{+1}^2)(\omega^2 - \omega_{-1}^2)}} \quad (6 \cdot 7)$$

であり、減衰極 $\omega = \omega_{+a}$ でのそれ θ_{∞} は次のようになる。

$$\tanh \frac{\theta_{\infty}}{2} = \sqrt{\frac{C_{0b}}{C_{0a}}} \cdot \frac{\omega_{+a}^2 - \omega_0^2}{\sqrt{(\omega_{+a}^2 - \omega_{+1}^2)(\omega_{+a}^2 - \omega_{-1}^2)}} = 1 \quad (6 \cdot 8)$$

$$\therefore \frac{C_{0a}}{C_{0b}} = \frac{(\omega_{+a}^2 - \omega_0^2)^2}{(\omega_{+a}^2 - \omega_{+1}^2)(\omega_{+a}^2 - \omega_{-1}^2)} \quad (6 \cdot 9)$$

第 3・2 表から

$$L_{0a} = \frac{\omega_0^2}{C_{0a} \omega_{+a}^2 \omega_{+1}^2} \quad (6 \cdot 10)$$

$$L_{0b} = \frac{\omega_{-1}^2}{C_{0b} \omega_0^2 \omega_{+a}^2} \quad (6 \cdot 11)$$

ここで $L_{0a} = L_{0b}$ とすると、(6・10)、(6・11) 式より次式が求まる。

$$\frac{C_{0a}}{C_{0b}} = \frac{\omega_0^4}{\omega_{+1}^2 \omega_{-1}^2} \quad (6 \cdot 12)$$

また、(6・9)、(6・12) 式より

$$\frac{\omega_0^2 - \omega_{+a}^2}{\omega_0^2} = \frac{\sqrt{(\omega_{+a}^2 - \omega_{+1}^2)(\omega_{+a}^2 - \omega_{-1}^2)}}{\omega_{+1} \omega_{-1}} = m_{+a} \quad (6 \cdot 13)$$

とすると

$$\omega_0 = \frac{\omega_{+\infty}}{\sqrt{1-m+\infty}} \quad (6 \cdot 14)$$

となるから、ここで

$$\mu = \sqrt{\frac{\omega_0^2 - \omega_{-1}^2}{\omega_{+1}^2 - \omega_0^2}} \quad (6 \cdot 15)$$

とすると各素子定数値はそれぞれ次式で求まる。

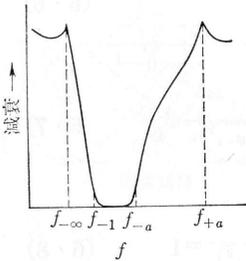
$$L_{0a} = L_{0b} = \frac{\omega_{-1}(\omega_0^2 - \omega_{+a}^2)}{\omega_{+a}^2 \omega_{+1} \omega_0} \cdot \frac{1}{\mu} \quad (6 \cdot 16)$$

$$C_{0a} = \frac{\omega_0^3}{\omega_{+1} \omega_{-1} (\omega_0^2 - \omega_{+a}^2)} \mu \quad (6 \cdot 17)$$

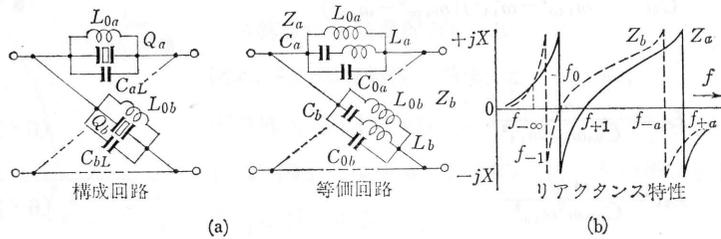
$$C_{0b} = \frac{\omega_{+1} \omega_{-1}}{\omega_0 (\omega_0^2 - \omega_{+a}^2)} \mu \quad (6 \cdot 18)$$

$$L_{a1} = \frac{\omega_{+1} \omega_{-1}}{\omega_0 (\omega_{+1}^2 - \omega_0^2)} \cdot \frac{1}{\mu} \quad (6 \cdot 19)$$

$$L_{b1} = \frac{\omega_0 \omega_{-1} (\omega_0^2 - \omega_{+a}^2)}{\omega_{+1} (\omega_{-1}^2 - \omega_{+a}^2) (\omega_0^2 - \omega_{-1}^2)} \cdot \frac{1}{\mu} \quad (6 \cdot 20)$$



第6.3図

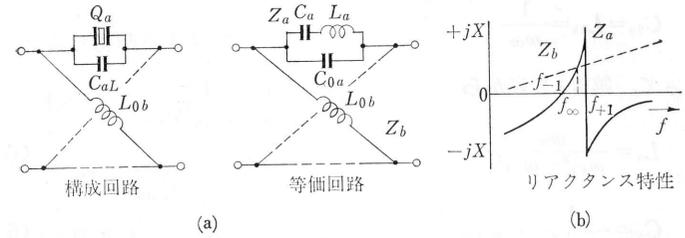


第6.4図

6.2 帯域そ止形

第6.5図に、その回路構成と、リアクタンス特性を、また、第6.6図にその減衰特性を示す。ここで、二端子インピーダンス Z_a, Z_b は

$$Z_a = \frac{1}{j\omega C_{0a}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_{-1}^2}{\omega^2 - \omega_{+1}^2} \quad (6 \cdot 21)$$



第6.5図

$$Z_b = j\omega L_{0b} \quad (6 \cdot 22)$$

であり、映像インピーダンス Z_0 は次式となる。

$$Z_0 = \sqrt{Z_a Z_b} = \sqrt{\frac{L_{0b}}{C_{0a}}} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_{-1}^2}{\omega^2 - \omega_{+1}^2}} \quad (6 \cdot 23)$$

ここで規準化すると

$$[Z_0]_{\omega \rightarrow \infty} = \sqrt{\frac{L_{0b}}{C_{0a}}} = 1 \quad (6 \cdot 24)$$

$$[Z_0]_{\omega \rightarrow 0} = \sqrt{\frac{L_{0b}}{C_{0a}}} \cdot \frac{\omega_{-1}^2}{\omega_{+1}^2} \doteq 1 \quad (6 \cdot 25)$$

$$L_{0b} = C_{0a} \quad (6 \cdot 26)$$

となる。また、映像伝達定数 θ は

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} = \frac{1}{\omega \sqrt{C_{0a} L_{0b}}} \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_{-1}^2}{\omega_{+1}^2 - \omega^2}} \quad (6 \cdot 27)$$

となり、それは減衰極 $\omega = \omega_{\infty}$ では次のようになる。

$$\tanh \frac{\theta_{\infty}}{2} = \frac{1}{\omega_{\infty} \sqrt{C_{0a} L_{0b}}} \sqrt{\frac{\omega_{\infty}^2 - \omega_{-1}^2}{\omega_{+1}^2 - \omega_{\infty}^2}} = 1 \quad (6 \cdot 28)$$

$$C_{0a} L_{0b} = \frac{\omega_{\infty}^2 - \omega_{-1}^2}{\omega_{\infty}^2 (\omega_{+1}^2 - \omega_{\infty}^2)} \quad (6 \cdot 29)$$

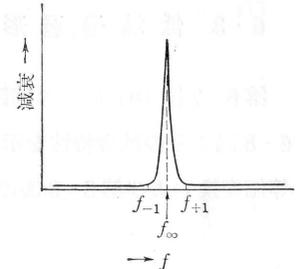
ここで

$$2\omega_{\infty}^2 = \omega_{+1}^2 + \omega_{-1}^2 \quad (6 \cdot 30)$$

であれば

$$C_{0a} L_{0b} = \frac{1}{\omega_{\infty}^2} \quad (6 \cdot 31)$$

となるから (6.26), (6.31) 式より



第6.6図

$$C_{0a} = L_{0b} = \frac{1}{\omega_{\infty}} \quad (6 \cdot 32)$$

したがって、第3・2表から

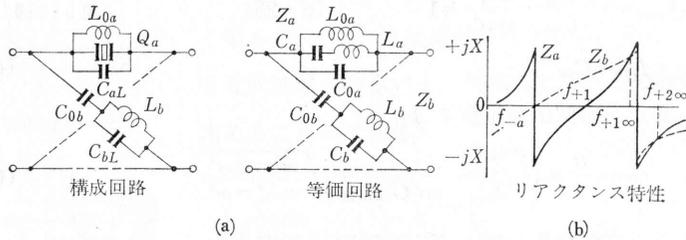
$$L_a = \frac{\omega_{\infty}}{\omega_{+1}^2 - \omega_{-1}^2} \quad (6 \cdot 33)$$

$$C_a = \frac{1}{\omega_{-1}^2 L_a} \quad (6 \cdot 34)$$

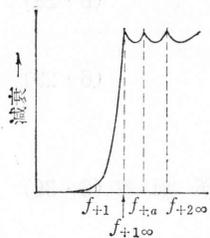
が求められる。

6・3 低域通過形

第6・7図(a)にその回路構成を、(b)にリアクタンス特性を示す。また、第6・8図にその減衰特性を示す。二端子インピーダンス Z_a, Z_b は、第3・12図の等価変換および第3・3表の等価変換式を用い $C_0 = C_b C_{0b} / (C_b + C_{0b})$ とすると



第6・7図



第6・8図

$$Z_a = \frac{\omega}{jC_{0a}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_{+1}^2}{(\omega^2 - \omega_{-a}^2)(\omega^2 - \omega_{+a}^2)} \quad (6 \cdot 35)$$

$$Z_b = \frac{1}{j\omega C_0} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_{-a}^2}{\omega^2 - \omega_{+a}^2} \quad (6 \cdot 36)$$

映像インピーダンス Z_0 は

$$Z_0 = \sqrt{Z_a Z_b} = \frac{1}{j\sqrt{C_{0a} C_0}} \cdot \frac{\sqrt{\omega^2 - \omega_{+1}^2}}{\omega^2 - \omega_{-a}^2} \quad (6 \cdot 37)$$

映像伝達定数 θ は

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} = \sqrt{\frac{C_0}{C_{0a}}} \cdot \frac{\omega \sqrt{\omega^2 - \omega_{+1}^2}}{\omega^2 - \omega_{-a}^2} \quad (6 \cdot 38)$$

(6・37) 式より規準化として

$$[Z_0]_{\omega=0} = \frac{-1}{\sqrt{C_{0a} C_0}} \cdot \frac{\omega_{+1}}{\omega_{+a}^2} = 1 \quad (6 \cdot 39)$$

$$C_{0a} C_0 = \frac{\omega_{+1}^2}{\omega_{+a}^4} \quad (6 \cdot 40)$$

映像伝達定数 θ は、減衰極 $\omega = \omega_{+1\infty}, \omega = \omega_{+2\infty}$ で無限大であるから、(6・38) 式より

$$\tanh \frac{\theta_{+1\infty}}{2} = \sqrt{\frac{C_0}{C_{0a}}} \cdot \frac{\omega_{+1\infty} \sqrt{\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{+1}^2}}{\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{-a}^2} = 1 \quad (6 \cdot 41)$$

$$\tanh \frac{\theta_{+2\infty}}{2} = \sqrt{\frac{C_0}{C_{0a}}} \cdot \frac{\omega_{+2\infty} \sqrt{\omega_{+2\infty}^2 - \omega_{+1}^2}}{\omega_{+2\infty}^2 - \omega_{-a}^2} = 1 \quad (6 \cdot 42)$$

したがって

$$\frac{C_0}{C_{0a}} = \frac{(\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{-a}^2)^2}{\omega_{+1\infty}^2 (\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{+1}^2)} \quad (6 \cdot 43)$$

$$\frac{C_0}{C_{0a}} = \frac{(\omega_{+2\infty}^2 - \omega_{-a}^2)^2}{\omega_{+2\infty}^2 (\omega_{+2\infty}^2 - \omega_{+1}^2)} \quad (6 \cdot 44)$$

(6・43), (6・44) 式より

$$\omega_{-a}^2 = \frac{\omega_{+1\infty} \omega_{+2\infty} \{ \omega_{+1\infty} (\omega_{+1}^2 - \omega_{+1}^2) - \omega_{+2\infty} (\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{+1}^2) \}}{\omega_{+2\infty} (\omega_{+2\infty}^2 - \omega_{+1}^2) - \omega_{+1\infty} (\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{+1}^2)} \quad (6 \cdot 45)$$

$\omega = \omega_{+a}$ で動作減衰量無限大すなわち減衰極になる。

(6・40), (6・43) 式より

$$C_{0a} = \frac{\omega_{+1} \omega_{+1\infty} \sqrt{\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{+1}^2}}{\omega_{+a}^2 (\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{-a}^2)} \quad (6 \cdot 46)$$

$$C_0 = \frac{\omega_{+1} (\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{-a}^2)}{\omega_{+a}^2 \omega_{+1\infty} \sqrt{\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{+1}^2}} \quad (6 \cdot 47)$$

各素子定数値は第3・2表と第3・12図、第3・3表の等価変換を用い、第3・2表より次のようになる。

$$L_a = \frac{\omega_{+1} \omega_{+a}^2 (\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{-a}^2)}{\omega_{+1\infty} (\omega_{+1}^2 - \omega_{-a}^2) (\omega_{+a}^2 - \omega_{-a}^2) \sqrt{\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{+1}^2}} \quad (6 \cdot 48)$$

$$C_a = \frac{1}{L_a \omega_{+1}^2} \quad (6 \cdot 49)$$

$$L_{0a} = \frac{\omega_{+1}(\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{-a}^2)}{\omega_{+1\infty}\omega_{-a}^2\sqrt{\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{+1}^2}} \quad (6 \cdot 50)$$

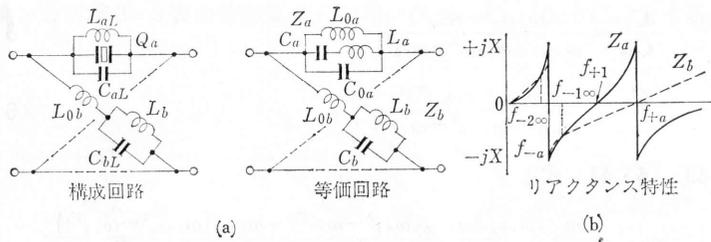
$$L_b = \frac{1}{\omega_{+a}^2 C_b} \quad (6 \cdot 51)$$

$$C_b = \frac{\omega_{+1}(\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{-a}^2)}{\omega_{+1\infty}(\omega_{+a}^2 - \omega_{-a}^2)\sqrt{\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{+1}^2}} \quad (6 \cdot 52)$$

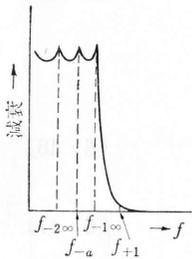
$$C_{0b} = \frac{\omega_{+1}(\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{-a}^2)}{\omega_{+1\infty}\omega_{-a}^2\sqrt{\omega_{+1\infty}^2 - \omega_{+1}^2}} \quad (6 \cdot 53)$$

6・4 高域通過形

第6・9図にその回路構成とリアクタンス特性を、また第6・10図にその減衰特性を示す。二端子インピーダンス Z_a, Z_b は



第6・9図



第6・10図

$$Z_a = \frac{\omega}{jC_{0a}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_{+1}^2}{(\omega^2 - \omega_{-a}^2)(\omega^2 - \omega_{+a}^2)} \quad (6 \cdot 54)$$

$$Z_b = \frac{j\omega L_{0b}}{\omega} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_{+a}^2}{\omega^2 - \omega_{-a}^2} \quad (6 \cdot 55)$$

映像インピーダンス Z_0 は

$$Z_0 = \sqrt{Z_a Z_b} = \sqrt{\frac{L_{0b}}{C_{0a}} \cdot \frac{\omega\sqrt{\omega^2 - \omega_{+1}^2}}{\omega^2 - \omega_{-a}^2}} \quad (6 \cdot 56)$$

映像伝達定数 θ は

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} = \frac{1}{\sqrt{C_{0a} L_{0b}}} \cdot \frac{\sqrt{\omega^2 - \omega_{+1}^2}}{j(\omega^2 - \omega_{+a}^2)} \quad (6 \cdot 57)$$

(6・46) 式より規準化して

$$[Z_0]_{\omega=\infty} = \sqrt{\frac{L_{0b}}{C_{0a}}} = 1 \quad (6 \cdot 58)$$

映像伝達定数 θ は減衰極 $\omega = \omega_{-1\infty}, \omega = \omega_{-2\infty}$ で無限大であるから、(6・57) 式より

$$\tanh \frac{\theta_{-1\infty}}{2} = \frac{1}{\sqrt{C_{0a} L_{0b}}} \cdot \frac{\sqrt{\omega_{+1}^2 - \omega_{-1\infty}^2}}{\omega_{-1\infty}^2 - \omega_{+a}^2} = 1 \quad (6 \cdot 59)$$

$$\tanh \frac{\theta_{-2\infty}}{2} = \frac{1}{\sqrt{C_{0a} L_{0b}}} \cdot \frac{\sqrt{\omega_{+1}^2 - \omega_{-2\infty}^2}}{\omega_{-2\infty}^2 - \omega_{+a}^2} = 1 \quad (6 \cdot 60)$$

(6・59), (6・60) 式より

$$\omega_{+a}^2 = \omega_{+1}^2 \left\{ 1 + \sqrt{1 - \frac{\omega_{-1\infty}^2 + \omega_{-2\infty}^2}{\omega_{+1}^2} + \frac{\omega_{-1\infty}^2 \omega_{-2\infty}^2}{\omega_{+1}^4}} \right\} \quad (6 \cdot 61)$$

$\omega = \omega_{-a}$ にて動作減衰量無限大すなわち減衰極になる。(6・58), (6・59) 式より

$$C_{0a} = L_{0b} = \frac{\sqrt{\omega_{+1}^2 - \omega_{-1\infty}^2}}{\omega_{+a}^2 - \omega_{-1\infty}^2} \quad (6 \cdot 62)$$

したがって、各素子定数値は次式で求まる。

$$L_a = \frac{\omega_{+1}^2(\omega_{+a}^2 - \omega_{-1\infty}^2)}{(\omega_{+1}^2 - \omega_{-a}^2)(\omega_{+a}^2 - \omega_{+1}^2)\sqrt{\omega_{+1}^2 - \omega_{-1\infty}^2}} \quad (6 \cdot 63)$$

$$C_a = \frac{1}{L_a \omega_{+1}^2} \quad (6 \cdot 64)$$

$$L_{0a} = \frac{\omega_{+1}^2(\omega_{+a}^2 - \omega_{-1\infty}^2)}{\omega_{+a}^2 \omega_{-a}^2 \sqrt{\omega_{+1}^2 - \omega_{-1\infty}^2}} \quad (6 \cdot 65)$$

$$L_b = \frac{(\omega_{+a}^2 - \omega_{-a}^2)\sqrt{\omega_{+1}^2 - \omega_{-1\infty}^2}}{\omega_{-a}^2(\omega_{+a}^2 - \omega_{-1\infty}^2)} \quad (6 \cdot 66)$$

$$C_b = \frac{(\omega_{+a}^2 - \omega_{-1\infty}^2)}{(\omega_{+a}^2 - \omega_{-a}^2)\sqrt{\omega_{+1}^2 - \omega_{-1\infty}^2}} \quad (6 \cdot 67)$$

参考文献

- 1) 尾上守夫：水晶濾波器の研究。東京大学生産技術研究所報告，5，8（昭31—3）
- 2) 福与八八：電極形状による中・短波用水晶共振子の副共振抑圧効果。昭和37信学会全大予稿。
- 3) 矢崎銀作：伝送回路網および濾波器（その3）。電気通信学会（昭35）
- 4) 矢崎銀作，島口 信：広帯域水晶濾波器の構成法。回路網理論研專委資（昭31）
- 5) High Frequency Crystal Filters. Hughes Aircraft Company. (1958—3)
- 6) 武部 幹：梯子型回路を用いた急峻水晶濾波器。回路網理論研專委資（昭34—11）

著者略歴

田川 康夫

昭和28年 京都大学工学部電気工学科卒業
現在 国際電気株式会社研究所研究主任

畑野 五郎

昭和31年 早稲田大学理工学部電気通信学科卒業
現在 東洋通信機株式会社水晶事業部
水晶技術課勤務

エレクトロニクス回路
設計シリーズ

メカニカルフィルタ回路の設計
クリスタルフィルタ

昭和39年3月1日 印刷
昭和39年3月10日 発行

定価 650円

著者承認
検印省略

著者 田川 康夫
畑野 五郎
発行 株式会社 オーム社
東京都千代田区神田錦町3/1
代表者 田中 剛三郎

発売所

株式会社 オーム社書店
東京都千代田区神田錦町3の1 (振替東京 20018)
京都市河原町通り四条上ル (振替大阪 69205)
大阪市北区堂島・毎日大阪会館 (振替大阪 10884)

オートメ化に備える実務便覧

自動制御機器便覧

A5判 1816頁 定価 6000円 (〒230円)

監集

東京工大・工博 池 辺 洋	京都大学・工博 榎 木 義 一
東京工大・工博 伊 沢 計 介	東京大学・工博 寺 尾 満
東京大学・工博 大 島 康 次 郎	東京工大・工博 中 田 孝
東京大学・工博 沢 井 善 三 郎	横浜国大・工博 増 淵 正 美

この便覧は、国内外メーカーにおける各種機器の原理・構造・寸法・材料・動作・特性・規格・適用・選定などに重点をおいてまとめた実務直結の、すぐ役立つデータブックである点を最大の特長としたものであります。

計測および自動制御関係の設計技術者・研究者・製造技術者、現場における保守・管理技術者、学生の方々に十分役立てていただける権威書であります。



半導体の完全駆使を狙ったハンドブック

半導体ハンドブック

A5判 1270頁 定価 4000円 (〒200円)

半導体ハンドブック編纂委員会編

委員長 静岡大学学長・工博 渡 辺 寧
幹 事 東京大学教授・工博 柳 井 久 義

半導体関係の研究開発が進むにつれて、いろいろな方面から Semi Conductor 関係の諸資料を集大成し、理論とともに生きたデータによって現場で応用できるハンドブックを望む声が増強として高まって参りましたのは、けだし当然のことです。

本書は、このような要望に応え、全体の4割を理論編に、残りの6割を応用編として、半導体の全貌を心憎いまで分析解説し、即刻役立つ精細なデータが添えてあります。研究所・メーカーなどの第一線級技術者を初めとし、いやしくもエレクトロニクス関係に携わったかたがた、学生の必携必読の書として刊行されたものであります。

オーム社