通信用フィルタ

日本電気株式会社 沢 登 義 文 著

日刊工業新聞社

序　　文

有線ならびに無線による通信回線網の構成は施設の経済性を基調としてますます超多重化されてきているが，さらにその傾向はいちじるしくなっていく．これを可能ならしめるためには，高度の特性をもつ沪波器が必要となってくる．

過去ならびに現在の状況をみても，電気通信の発達は使用する沪波器の進歩におうところがはなはだ多く，今後もなおいっそう沪波器の進歩は電気通信の発達に寄与するところが大となるであろう．

真空管やトランジスタ，ダイオードのような電子部品，コイル，コンデンサ，抵抗器のような回路部品でも，また増幅器，変調器，発振器のような単能機器でも実際に使用される製品にはいろいろな種類の方式があって，それぞれの特徴をいかして，それぞれの目的にかなうものを実用化するのとまったく同じように通信用沪波器にもいく多の種類があり，それぞれの回路設計，構成部品ならびに製造方法を工夫して，その用途にもっとも適したものを使いわけていく．そのために多くの技術者が沢山の時間を費して可能性を追究しながら多くの品種の開発に努力している．

技術の進歩は究まるところがなく，かつその進歩の速度はますます急となるので，これに追随するためにも，ある程度まとめられた文献が必要となってくる．

通信用沪波器を取扱っている技術者が必要とする技術資料の一助とする目的で，現在広く使用されているものならびにしだいに実際に使用面が拡大されつつあるような各種の通信用沪波器について，その設計法，構成部品，製造ならびに製造技術上の問題を取り上げてまとめてみた．

記述の内容は詳細な理論は避けて，どちらかといえば通信工学を学んでいる学生，沪波器の製造会社における設計技術者，通信装置の設計技術者ならびに通信装置の使用者および保守者などに役立つと考えられる範囲にとどめてある．なお詳細を勉強されたい方々の便を考えて，最後にいく多の参考文献をあげておいた．

本書の執筆にあたっては，日本電気株式会社伝送通信事業部において，沪波器を含む回路網の開発ならびに設計に従事する古後正徳部長，家所得寿課長，渡部和課長，三浦英男設計

主任，結城佑課員におうところが大きい．ここにあらためて深甚なる謝意を表するしだいである．

題名を「通信用フィルタ」としたが，内容はあらゆる用途の沪波器に対して共通的であることは勿論である．本書がこの方面に従事する方々の御参考になればまことに幸甚である．

昭和 42 年 1 月

著者　しるす

目　　次

1. 緒　　論 ……1

2. 沪波器の機能

2.1 沪波器の機能 ……5
2.1.1 周波数変換 ……6
2.1.2 選　　択 ……8
2.1.3 除　　波 ……8
2.1.4 分　　岐 ……9
2.1.5 分　　波 ……10
2.2 沪波器の進歩 ……10

3. 沪波器の種類とその特徴

3.1 LC沪波器 ……15
3.2 水晶沪波器 ……16
3.3 機械沪波器 ……17
3.4 セラミックフィルタ ……18
3.5 アクティブフィルタ ……18

4. 沪波器の設計および構造に関する技術問題

4.1 コイル，コンデンサの技術問題 ……19
4.1.1 インダクタンスと容量 ……20
4.1.2 損失係数 ……20

4.1.3 漂遊インピーダンス……21
4.1.4 回路部品の相互結合……22
4.2 大地アドミタンスの影響……22
4.3 沪波器特性の安定度に関する技術問題……23
4.3.1 温度による変動……24
4.3.2 湿度による変動……25
4.3.3 経時的変動……26

5. 沪波器用語の解説

5.1 伝送損失……27
5.2 デシベル……27
5.3 レベル……28
5.4 動作減衰量……28
5.5 挿入損失……29
5.6 反響減衰量……29
5.7 不整合減衰量……29
5.8 4端子網定数……30
5.9 4端子回路網のマトリクス表示……30
5.10 影像パラメータ……31
5.11 動作パラメータ……32
5.12 沪波器の通過域，減衰域ならびに遮断周波数……33
5.13 減衰極……34
5.14 逆回路網……35
5.15 双対変換……35
5.16 対称回路網と相反回路網……36
5.17 規準沪波器……36
5.18 損失補償……37
5.19 歪率……39
5.20 遅延歪……40

6. *LC* 沪 波 器

6.1 *LC* 沪波器設計理論の歴史……41
6.2 *LC* 沪波器設計の基礎……42
6.2.1 動作パラメータおよびその物理的意味……42
6.2.2 動作伝達係数，特性関数とリアクタンス4端子回路網の諸パラメータとの関係……44
6.3 影像パラメータ理論による沪波器の設計法……48
6.3.1 影像パラメータ理論の発展……48
6.3.2 影像パラメータによる4端子回路網基本式……48
6.3.3 基本半区間の構成……51
6.3.4 影像パラメータ帯域沪波器……58
6.4 回路網理論における近似問題……59
6.5 連立 Tchebycheff 特性沪波器の設計法……61
6.5.1 基本事項……61
6.5.2 特性関数$\varphi(\lambda)$の決定法……63
6.5.3 伝達係数$S(\lambda)$の決定法……67
6.5.4 検 算 法……69
6.5.5 規準低域沪波器の回路構成法……70
6.5.6 規準低域沪波器より低域，高域および帯域沪波器を求める法……74
6.6 変換された連立 Tchebycheff 沪波器……75
6.6.1 特性関数$\varphi(\lambda)$の決定法……75
6.6.2 伝達係数$S(\lambda)$の決定法……78
6.6.3 その他の変換……79
6.7 減衰歪を補償した沪波器……79
6.7.1 素子の損失が動作減衰量に及ぼす影響……80
6.7.2 設 計 法……81
6.7.3 本設計法の特徴……82
6.8 電子計算機の応用……82
6.9 構 成 素 子……84
6.9.1 磁 性 材 料……85
6.9.2 コ イ ル……86

6.9.3 コンデンサ……92
6.10 本章に対する注釈……98

7. 水晶沪波器
……113

7.1 水晶共振子……114
7.1.1 等価回路と基本関係式……114
7.1.2 振動姿態……119
7.1.3 副共振……120
7.1.4 設計手順……121
7.2 水晶沪波器の設計……122
7.2.1 影像パラメータ法による設計……124
7.2.2 動作パラメータ法による設計（その1）……148
7.2.3 動作パラメータ法による設計（その2）……155
7.2.4 等価変換による設計……161
7.3 特性上からみた水晶沪波器……165
7.3.1 狭帯域通過水晶沪波器……165
7.3.2 狭帯域消去水晶沪波器……166
7.3.3 広帯域通過水晶沪波器……167
7.3.4 低(高)域通過水晶沪波器……168

8. 機械沪波器

8.1 機械沪波器の発達……169
8.2 一般的性質……170
8.3 設計……172
8.3.1 機械振動系の回路網類推……172
8.3.2 共振子および結合子の等価回路……176
8.3.3 電気機械変換器……195
8.3.4 基本回路の設計……198
8.3.5 影像パラメータの場合の共振子共振周波数……201
8.3.6 整合……203

8.4 材　　料 ……205
8.4.1 選択の条件 ……205
8.4.2 恒弾性率材料 ……207
8.5 工作精度と伝達特性 ……209
8.6 測 定 法 ……209
8.6.1 共振周波数の検出 ……209
8.6.2 外部測定による等価回路の決定 ……210
8.7 構造および動作特性の具体例 ……214

9. セラミックフィルタ

9.1 圧電磁器の基礎概念 ……225
9.1.1 圧電現象と電歪現象 ……225
9.1.2 強誘電体による圧電磁器 ……226
9.1.3 固溶体磁器 ……227
9.1.4 ジルコンチタン酸鉛磁器 ……228
9.1.5 圧電体の諸定数 ……229
9.2 セラミック共振子 ……230
9.2.1 共振子の形状と振動姿態 ……230
9.2.2 共振子の等価回路と結合係数 ……232
9.2.3 共振子の等価回路定数とその測定法 ……237
9.2.4 各種データ例 ……240
9.3 セラミックフィルタの回路と具体例 ……244
9.3.1 エミッタ・バイパス型沪波器 ……245
9.3.2 リング・ドット型沪波器 ……246
9.3.3 音環型低周波沪波器 ……247
9.3.4 面接着型沪波器 ……248
9.3.5 一般型セラミックフィルタ ……249

10. 沪波器の測定

10.1 減衰量測定 ……257
10.1.1 動作減衰量測定 ……257

10.1.2 電圧減衰量測定……259
10.1.3 電流減衰量測定……260
10.1.4 減衰量測定上の注意事項……261
10.2 反響減衰量測定……263
10.3 同調および同調損失測定……265
10.4 動作位相量測定……266
10.5 群遅延時間測定……267
10.6 歪率測定……268
10.7 環境試験……269
10.8 測定器……270
10.8.1 発振器……270
10.8.2 レベル測定器……270
10.8.3 不整合減衰量測定器……271
10.8.4 可変抵抗減衰器……271
10.8.5 沪波器特性直視装置……272
10.8.6 位相測定器……272
10.8.7 群遅延時間測定器……272

参考文献……275

索引……巻末

1. 緒　　論

搬送や無線通信のようないわゆる電気通信においては必ず沪波器を必要とし，しかもこの沪波器の性能いかんが大きく通話品質の良否ならびに施設の経済性を左右する．すなわち沪波器は通信の発達とともに進歩したというよりも，沪波器の進歩が通信の発達を可能ならしめたといったほうが適切であろう．

したがってこれらの通信用沪波器については，それぞれの特徴をもっている種々の方式のものの開発や，設計理論の進展に永年の間，多数の学者や技術者が心血をそそぎ，ここ数年間に異常な進歩を示してきた．その結果通信系の通話品質は非常に改善され，また通信方式においても同軸ケーブルを利用する超広帯域の超多重長距離回線を構成して増大する通信量の需要に応じたり，大洋を横断する国際回線は従来不安定な無線回線を通じて行なわれていたが，最近は海底ケーブルを利用する搬送方式により安定なる多重回線を構成したり，またマイクロ波による超多重電話やテレビ中継用の無線回線を建設したり，いく多の貢献があげられる．さらに進んではリレー衛星または静止型衛星などの人工衛星を利用する国際間の通信，いわゆる衛星通信も企画され，すでに実験段階を終り一部には商業用として実施されているのであるが，これら諸方式において良好なる品質の通信を可能ならしめたり，かつ超多重回線の構成を可能ならしめるために果す沪波器の役割ははなはだ大きい．

わが国における搬送電話の発達の経過をみれば，最初に使用されたのは昭和のはじめであるから約 40 年の歴史とみてよいであろう．

最初は裸線を利用するもので線路周波数は 30 kc まで，通話路の数は 3 チャンネル，音声帯域は 300～2,600 c/s，この周波数帯域における周波数-減衰量特性は偏差 5 dB，チャンネル間の漏話は 50 dB という程度のものであったが，現在実施されているもので，もっとも回線数の多いすなわち超多重化されたものは同軸ケーブルを利用する搬送方式であるが，この場合は線路周波数は 12 Mc まで，通話路数は 2,700 チャンネル，音声帯域は 300～3,400 c/s，この範囲の伝送特性は偏差 1.5 dB 以下，チャンネル間の漏話は 65 dB と品質は格段に改善され，しかも超多重化はまことにいちじるしいものがある．

また各部分の小型化がなされ，装置の大きさは最初の搬送電話装置に比し現用のものは100分の 1 以下に小型化されており，さらにきわめて最近のうちに約 200 分の 1 に小型化された

ものが実用されるであろう.

一般的にいっていかなる機器についても共通であるが，品質の向上，小型化と経済化の三つを充足するものが進歩したものである．沪波器についてもまったくそのとおりであって，そのために多くの人達が可能性を有するあらゆる種類の回路理論の拡張，振動系の調査研究ならびにこれらに基づく種々の形式の沪波器の開発を行なってきたし，また将来に向かって努力を続けている.

現在具体的に広く使われ，また近い将来利用されるであろうと思われる沪波器の種類にはつぎのごときものがある.

(i)　*LC* 沪波器

(ii)　水晶沪波器

(iii)　機械沪波器

(iv)　セラミックフィルタ

(v)　アクティブフィルタ

LC 沪波器はコイルとコンデンサで構成され，水晶沪波器は水晶を共振子として使用するものであって，これら2種類の沪波器は古くから使用されており，近時は非常に改良進歩されて，*LC* 沪波器の技術は現在わが国が世界でもっとも進歩している.

搬送電話装置に使用される沪波器の例でみると，わが国とドイツは主要部分に *LC* 沪波器を，アメリカおよびイギリスなどは水晶沪波器を実用している.

その国で得られる部品材料ならびに回路設計技術や製造技術によって装置の総合的経済性や小型化にそれぞれ特徴を発揮している.

LC 沪波器のわが国における第二次大戦後の進展をみても，搬送電話にもっとも多く使用される通話路沪波器は大きさが 100 分の 1 に小型化され，しかも伝送特性は逐次改善されて，現在の CCITT（国際電気通信諮問委員会）規格を完全に満足するところまできている.

一方，これとまったく同じ目的にアメリカ，イギリスで使用されている水晶沪波器も約 25 分の 1 に大きさは小型化されてきたが，小型化と経済性の点では，わが国では *LC* 沪波器のほうが有利な状況にある．しかし水晶沪波器は優秀な遮断特性をもったり，狭帯域沪波器としては他の追随を許さないので使用分野は広い.

機械沪波器は金属の機械振動を利用するものであり，セラミックフィルタはセラミックの電歪振動を利用し，アクティブフィルタは能動素子たとえばトランジスタなどとコンデンサ，抵抗器を利用して構成されるものである.

これらは最近製品化されて使用されているものもあり，いまだ製品化までにいたっていな

いものもあるが，将来はその特徴を大いに発揮するものであろう．沪波器の実用化または改良はかぎりなく進むであろうが，それには回路網理論すなわち回路設計，構成部品材料，構造設計や加工技術などのそれぞれの分野の進歩とがあいまって，はじめて成果をあげ得て立派な製品を生み出すこととなる．

以上のごとき各種の沪波器は，それぞれ特徴をもっているので，使用目的によってその特徴をもっとも生かすような使いわけが必要となる．

2. 沪波器の機能

人は進歩を求めてやまない．そしてその能力は測り知れないものがある．

これを基調としてあらゆる面の進歩発展のための活動がますます活発化されてはなはだ多忙となる．したがって，各人相互の意志や考え方を即座に交換できることが強く要望される．通信系の拡充整備の必要性がここにある．

通信方式には大別して裸線，電力送電線，ケーブル，同軸ケーブルなどの有線によるものと，短波（3～30 Mc），超短波（30～300 Mc），極超短波（300～3,000 Mc），マイクロウェーブ（3,000～30,000 Mc）およびミリ波（30,000～300,000 Mc）などの周波数帯を使用する無線によるものとあって，最近は有線方式にしろ無線方式にしろ増大する需要を充足するために，いずれも能率的経済的見地から通信回線の超多重化が行なわれている．

有線方式にしても無線方式にしても多重通信回線を構成する機器は搬送装置であって，この装置に種々の役割を果す多種類で，しかも数多くの沪波器が必要とされる．

2.1 沪波器の機能

沪波器を特性上，分類すれば，

（a） ある周波数以下を通過帯域とする低域沪波器（low pass filter）

（b） ある周波数以上を通過帯域とする高域沪波器（high pass filter）

（c） ある範囲の周波数帯のみを通過帯域とする帯域沪波器（band pass filter）

（d） ある周波数範囲のみを阻止帯域とする帯域阻止沪波器（band ellimination filter）

となる（図 2.1 参照）．

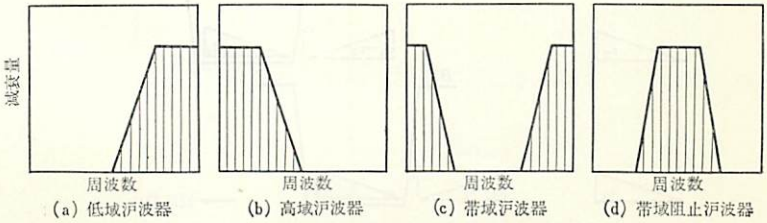


図 2.1 沪波器特性上の分類

いかなる種類の沪波器も特性的にみると以上の4種類となるので，それぞれの目的に応じて設計される．

いずれの場合も沪波器に要求される事項は，つぎのごとくである．

(i)　急峻な遮断特性を有すること

(ii)　通過帯域の伝送損失は非常に少なくかつ平坦であること

(iii)　減衰帯域の減衰量は所要値以上であること

(iv)　非直線歪がないこと

(v)　温度や湿度による特性の変化がないこと

(vi)　形が小さいこと

(vii)　経済的であること

沪波器が使用される個所，いい換えれば使用目的からみればつぎのごとくなる．

2.1.1 周 波 数 変 換

周波数変換とは送信側の変調回路のごとく搬送波で変調された音声電流を摘出して基礎群をつくり，さらに群変換，超群変換などを行なって多重通話回線を構成する周波数配置を作成したり，受信側で送られてきた多重通話電流を搬送波で復調してそれぞれの通話路ごとにわけてもとの通話電流に戻すごとき場合であって，このような目的の沪波器には通過域の伝送特性は必ず所望の平坦性をもち，かつ伝送損失が極力低いこと，阻止帯域に対する遮断特性がきわめて急峻であること，ならびに隣接する通話路との漏話は所定値以上あること，温

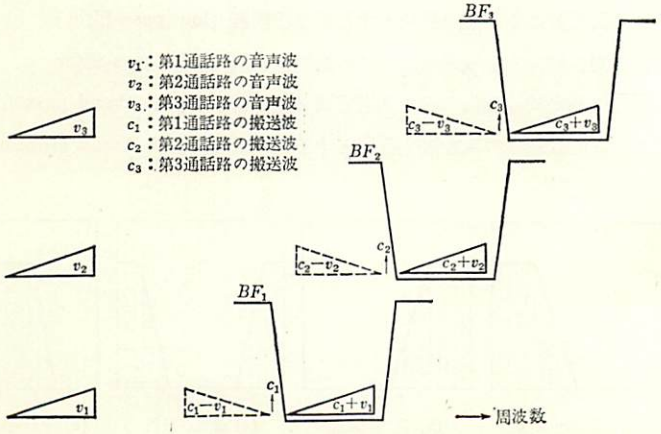


図 2.2　周波数変換の例

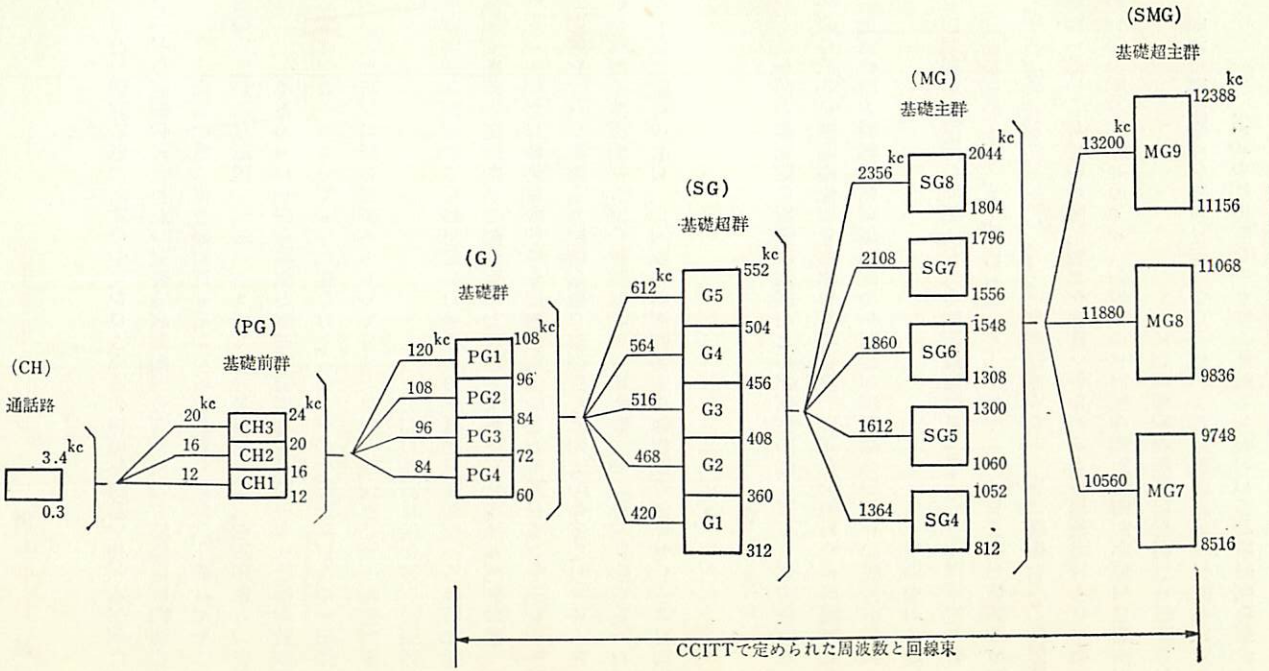


図 2.3 超多重回線用周波数配置構成のための周波数変換

度による特性の変化がないことなどが重要な特性上の問題点である.

またとくに多重化された装置においては，この目的に使用する沪波器の数量が非常に多くなるので小型化がはなはだ重要な問題となる.

周波数変換による多重通話回線を構成する方法を，もっとも簡単な例として3通話路を構成する場合について具体的にわかりやすく説明すれば，図2.2において第1通話路の音声電流 v_1 を搬送波 c_1 で変調して，その上部側帯波 c_1+v_1 を帯域沪波器 BF_1 で選出し，同様に第2，第3通話路についてもそれぞれ c_2+v_2 および c_3+v_3 を帯域沪波器 BF_2 および BF_3 で選択して $c_1+v_1, c_2+v_2, c_3+v_3$ の周波数配置を決め，相互の漏話を通話品質に必要な規格まで少なからしめる.

以上の方式を応用して，超多重回線を構成する周波数変換の状態を超多重搬送方式について図示すれば図2.3のごとくである．図において各群の周波数配置の左側の数字は周波数変換するときの搬送波，右側の数字は変換された周波数帯域の周波数を示す.

2.1.2 選　　択

搬送電話においては多数の周波数の搬送電流を必要とし，これらの周波数は高度の安定度を有することが必要であるから，確度高くまた安定度の高い主発振器の高調波や結合波を搬送電流に用いる．この場合それぞれの周波数の搬送電流は沪波器によって選択し取り出す.

また相手を呼出すために必要な信号装置に使用する信号周波数には主として 3,850 c/s を用いるが，信号電流を搬送波で変調して得られる周波数の信号電流を通話路変調器の出力に送出する場合が多い．受信側で復調するさいもこの周波数の信号電流を通話電流から沪波器で分離，選択して信号器に送りこむ.

つぎに搬送回線全体の安定度を保つためにパイロット電流を通じておき，伝送線路の季節的変動を補正する方式が採用されているが，この場合にもパイロット電流を選択，取り出して自動調整器を動作させるのにも沪波器が重要な役割を果すこととなる.

以上例示した搬送電流，信号電流およびパイロット電流の選択に沪波器が必要であるが，これらはいずれも単一周波数の電流でありしかも周波数は高い場合が多い.

高周波の狭帯域沪波器では通過域の伝送損失が増大したり，入力電流の大小および温度による特性の変化が大きく影響する場合が多いので，その解決方法が問題となる.

2.1.3 除　　波

伝送線路の季節による特性の変動を補正して常に安定な通話レベルを保持させるためにパ

イロット電流を線路に流して，この電流のレベル変動に応じて自動利得調整を行なうが，たとえば同軸ケーブル搬送方式のごとく長距離に超多重回線を構成する場合には，ある区間ごとにそれぞれパイロット電流を流して自動利得調整を行なうので，一つの区間のパイロット電流がつぎの区間に流入するのを防ぐためにパイロット電流のみを阻止して通話電流を通す沪波器を必要とする．

またパイロット電流の周波数に隣接する周波帯にある通話路を構成する沪波器の減衰量が充分となし得ないときには，パイロット電流の除去を目的とした沪波器をさらに付加して，パイロット電流の漏洩を避けるような場合もある．

以上のごとき場合に使う沪波器をとくに除波器(rejector)といい，これは帯域消去沪波器の一つである．上述のごとき除波器，すなわち単一周波電流を除去する場合は非常に急峻な立上がりの減衰特性をもち，その両側周波数帯の通過域では損失が少なく，平坦な特性であり，また温度による特性の変化が非常に小さいことが要求される．

2.1.4 分　　岐

図 2.4 に示すごとく，たとえば同軸ケーブル搬送方式が A, B, C の三地点に実施されて A と B の間には 360 通話路（すなわち 6 超群），A と C の間には 600 通話路（10 超群），B と C の間に 360 通話路（6 超群）の回線が構成される場合，B 地点では超群変換が行なわれて 6 超群は B 地点用として通話路は完結され，その他の 10 超群はそれぞれの隣接超群の漏話防止のため，超群通過沪波器を通して超群のまま C 地点向として接続される．

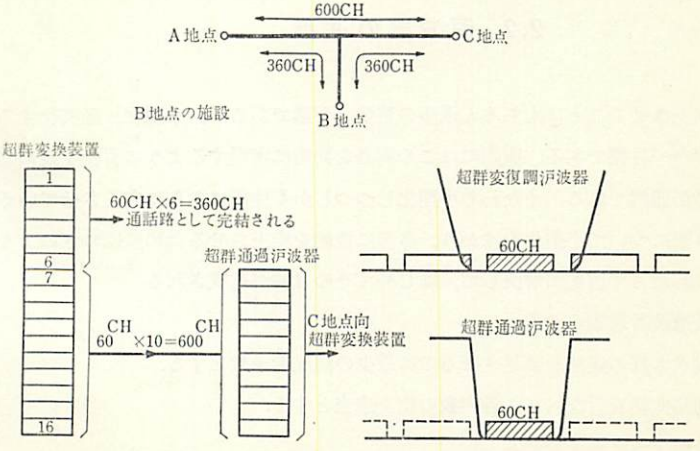


図 2.4 分 岐 の 例

回線束の少ない地点間では，群（12 通話路）の単位で分岐されるが，この場合も超群の場合とまったく同様に群通過沪波器が用いられる．

超群分岐，群分岐いずれの場合も周波数配置上隣接する超群および群との間の周波数間隔が狭いのと，また通過帯域の周波数範囲が広いので両者ともはなはだ高級な沪波器である．

2.1.5 分　　波

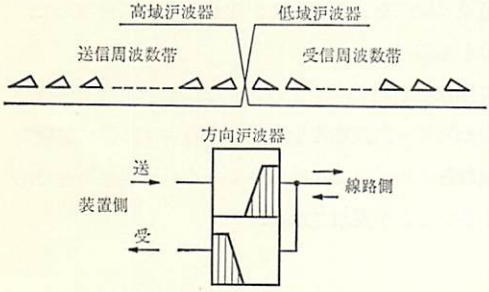


図 2.5 分 波 の 例

適当な表現がないので分波としたが，これは伝送線路が 2 線式の場合に送信周波数帯と受信周波数帯とを振りわける方向沪波器（図 2.5 参照）や，裸線用搬送方式に用いられる線路沪波器，また同軸ケーブル搬送方式では中間局にある中継器に親局から通信電流の伝送路を通して電力供給を行なうので，このために必要とする電力分離沪波器などの機能を示すものである．

これらの沪波器は一般に入力電流が大きいのでとくに歪率に配慮する必要があり，電力分離沪波器は電力伝送用であるから耐圧ならびに雑音発生防止に，また線路沪波器は線路に直接接続されるので雷撃やその他のサージに耐えるよう配慮されなければならない．

2.2 沪波器の進歩

性能を向上させることはもちろん進歩の重要な要素であるが，小型化，経済化することも技術の進歩の一目標である．実際にはこの両者を同時に実現するように目標を定めて開発に努力するのが通例である．すなわち小型化しつつしかも性能はさらに向上させていくのであるが，沪波器について小型化をはかり，さらに性能を向上させるためにはつぎのような事項をすべてにわたって適切に解決して，はじめてその目的が達成される．

（i） 最適設計理論の適用

（ii） 要求される規格を満足させるのに最少の構成素子数とする．

(iii) 回路変換を行なって，各定数の値を適当とする．

(iv) 最適な構成素子を選ぶ．

（v） コンパクトでしかも製造しやすい構造とする．

このように設計理論，構成する部品材料や構造設計の全般にわたって改善が行なわれて，はじめて，すぐれた総合成果が得られるわけであって，たとえば立派な理論に基づく設計法によって素子定数が得られても，これを実現する良質な構成部品が得られなければすぐれた沪波器はできない．試みに第二次大戦後，すなわちここ約 20 年間における具体的な進歩の程度を例示してみる．例として取り上げるものにはいくつかあるが，通信工業において同一目的の用途で比較的進歩の要請が急であり，しかも急速に要請を満足してきたものの一つに搬送用通話路沪波器（*LC* 沪波器）があるので，その状況を例示してみる．

総合的結果についてみれば，まず大きさの変遷，つまり小型化の推移は表 2.1 に示し，これらの実物を図 2.6 に示してある．

表 2.1 搬送通話路沪波器小型化の推移（大きさは体積比で示す）

1948 まで	1948～1954	1954～1957	1957～1960	1958～	1960～	1964～
100	50	10	5	3.5	1.5	1.0

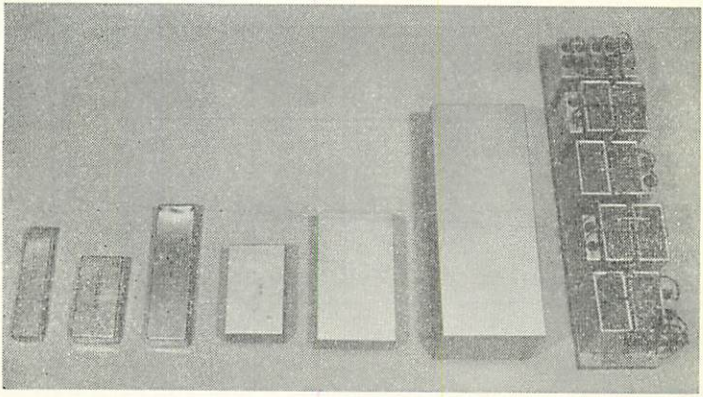


図 2.6 搬送通話沪波器

すなわち終戦前の設計の沪波器に対し，戦後まず 2 分の 1 に小型化し，逐次改良されて現時点では約 100 分の 1 に小型化されてきている．

大きさの推移に伴う品質すなわち電気的特性をみれば，図 2.7 および図 2.8 に示されるごとく小型化されるに従って特性も良好となっている．この経過をみれば，まず設計法では初期の沪波器では影像パラメータ法で設計されたが，その後のものは動作パラメータ法で設計され，逐次高度の設計手段を適用して，最近は電子計算機を利用してより複雑高度の計算を駆使して沪波器素子の定数を算出している．

一方，計算によって得られた定数を実現するコイルおよびコンデンサは，コイルに使用さ

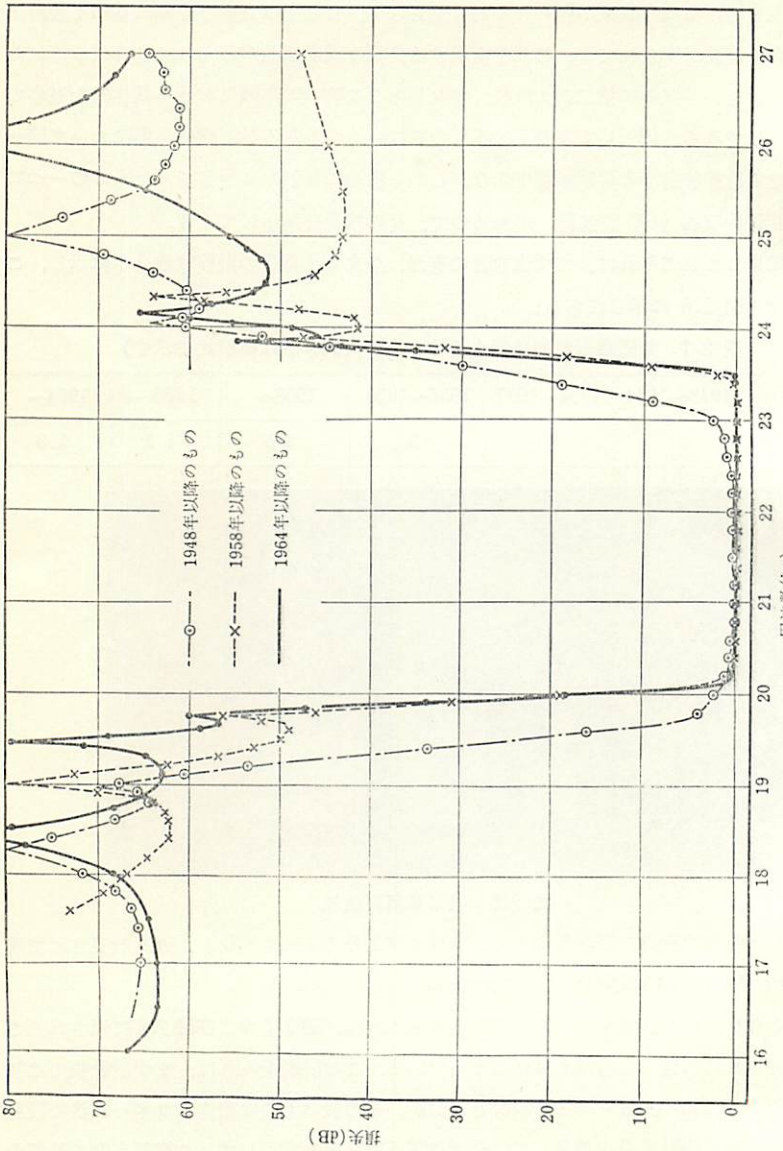


図 2.7 通話路沪波器の特性

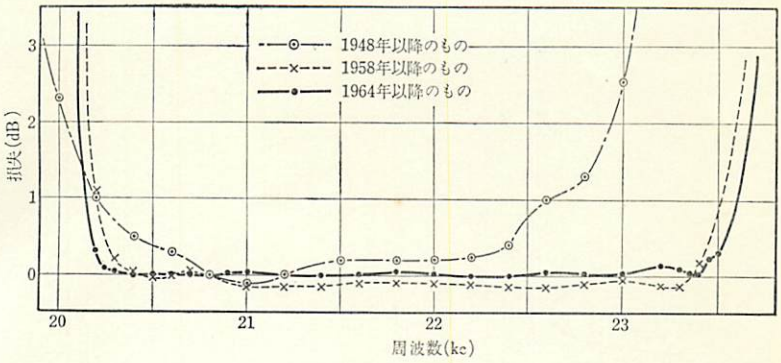


図 2·8 通話路沪波器の通過帯域特性

れる磁性材料の改良，高品質コンデンサの実用化によって充足され，構造面ではプリント配線の応用が効果的となっている．

これをもってみても，通信用沪波器の進歩がいかに急激であるかが判然とするであろう．

3. 沪波器の種類とその特徴

沪波器を機能上から分類すれば，前述のごとく低域沪波器，(low pass filter)，高域沪波器 (high pass filter)，帯域沪波器 (band pass filter) と帯域阻止沪波器 (band ellimination filter) となるが，沪波器の原理や構成素子などから分類すれば，*LC* 沪波器，水晶沪波器，機械沪波器，セラミックフィルタとアクティブフィルタなどとなることはやはり先にも述べたが，これらの各種の沪波器の概要とその特徴をあげてみる．

3.1 *LC* 沪 波 器

沪波器といえば *LC* 沪波器 (*LC* filter) のことである時代もあったが，しだいに種々の形式の沪波器がでてきたので最近は *LC* 沪波器という名称が使われ出してきた．したがっていままでの文献や図書には *LC* 沪波器という表現は比較的少ない．

LC 沪波器は表現のとおり，コイル L とコンデンサ C とを構成素子とするもので設計理論は2種類ある．その一つは 1923 年，O. J. Zobel が「影像パラメータ理論」によって沪波器の設計法を確立したもので，この設計法は簡潔で計算も容易であるため，この設計法は広く活用され今日でも賞用されている．

他の一つは，W. Cauer, S. Darlington および H. Piloty などによって 1940 年前後に基礎づけられた「動作パラメータ理論」による設計法であるが，理論が難解であり，また計算が複雑で長期間を要するうえ，当時は沪波器に課せられる特性もさほど高度でなかったため，「影像パラメータ理論」の設計法で十分であったので，「動作パラメータ理論」に基づく設計法が実際に利用され出したのは第二次大戦後である．しかし最近は沪波器に要求される規格がはなはだ高度となってきたため，通信用 *LC* 沪波器は大部分，この「動作パラメータ理論」に基づく設計法が実際に活用されている．

LC 沪波器の特徴は

(i) 低域，高域，帯域通過および帯域消去沪波器のいずれも容易に得られる．

(ii) 広い周波数範囲にわたって各種の沪波器が得られる．とくに低周波において良好な特性のものが得やすい．

(iii) 構成素子LとCの組合わせで温度特性を良好となし得る.

(iv) 小型である.

(v) 経済的である.

(vi) 高周波における狭帯域沪波器が得にくい.

などである.

最近は電子計算機を利用して計算するので非常に高級な設計もできるが, 沪波器を構成する素子であるコイルおよびコンデンサの品質によって性能が左右される. したがってLC沪波器の改良には良質な磁性材料およびコンデンサの出現が要望される.

以上のような特徴をもっているので, LC沪波器としても使用目的をよく検討して, もっともよくその特徴を発揮し得る場合に, この種の沪波器を適用する. LC沪波器の特徴にもあるように種々の目的に得やすいので, 通信用としては非常に広範囲に使われている. 逆にいえばLC沪波器で実現しにくいものに, 他の種類の沪波器を適用するということになる.

3.2 水晶沪波器

これは構成素子に水晶共振子を使用する沪波器である. しかし沪波器全体としては目的により, コイル, コンデンサおよび入出力インピーダンス整合用変成器を組合わせる.

水晶沪波器 (quartz crystal filter) は 1933 年 W. P. Mason の発明によるものであるから, 沪波器としての歴史も古く, また無線および伝送通信部門に広く使われている.

水晶沪波器はLC沪波器と同様に影像パラメータ法と動作パラメータ法とによって設計されるが, 実際に使用されているのは帯域沪波器と帯域消去沪波器とであって, 低域および高域沪波器は設計上の問題と水晶共振子の副共振の問題のため実用されていない.

水晶沪波器には優秀な利点もあるが, また欠点もある. これらの特徴を列記してみれば

(i) 非常にすぐれた伝送特性をもつ. すなわち水晶共振子はQが非常に高いのできわめて急峻な遮断特性と通過域伝送損失が小さい利点がある.

(ii) 水晶共振子の温度特性が良好であるから, 温度に対する特性の安定度が高い.

(iii) 使用範囲に制約がある. すなわち周波数範囲, インピーダンスおよび設計上実現可能な, 定数範囲などに制限を受けて, 水晶沪波器を効果的に広範な種々の目的には適用しがたい.

(iv) 水晶共振子に副共振がある. 水晶沪波器に使用する水晶共振子は, 一つの機械振動系であるから, 避けにくい不要共振が特性に悪影響を及ぼす場合がある.

(v) 価格が高い．水晶共振子は天然水晶を材料に使うので，素材の価格も高く，また加工に精密加工を要するため，水晶沪波器の価格は高い．最近は逐次，人工水晶が実用されてきたので，素材の価格はある程度低減されるであろうが，用途を配慮して適用しなければならない．

(vi) 機械的強度に問題がある．水晶共振子はほとんど線支持方式となっているので，振動，衝撃に留意する必要があり，とくに低周波用は水晶共振子の寸法が大きくなるので，輸送および振動の激しいような使い方の場合は，その防御策を工夫しなければならない．

3.3 機 械 沪 波 器

機械沪波器 (mechanical filter) は機械的振動子を利用する沪波器であるが，一般に機械振動系では電気振動系とは比較にならないほど高い Q をもつので，機械振動子を利用する沪波器では，優秀な特性が得られる．この沪波器は機械振動系の両端に，電気的エネルギと機械的エネルギを相互に変換する電気機械変換器 (transducer) を付加して形成されている．

機械沪波器に利用する機械振動系としては，金属材料または水晶などの共振子と，これらを結合する結合子とを用い，電気機械変換器には電歪型または磁歪型を用いて沪波器が構成されているので，LC 沪波器や水晶沪波器にくらべれば原理的にも構造的にも大分異なっている．

機械沪波器は電気的等価回路法によって設計される．振動子と結合子の振動姿態の組合わせは種々あるが，いずれも共振子の支持方法，その他の構造に種々改善，工夫すべき問題が多い．

機械沪波器では共振子の精密加工法，共振子間を結合する結合子の接続方法，共振子や電気機械変換器の材料および構造など，製造技術的に改善すべきいく多の問題点があって，通信機に実際に使用されているものはまだはなはだ少ない．しかしつぎにあげるごとき特徴をもっているので，その長所を生かし，欠点を解決して，はじめて種々の用途に適用し得ることとなるから，機械沪波器はむしろ今後の発展に期待される．

(i) 共振子の高い Q を利用して急峻な伝送特性が得られる．

(ii) 挿入損失が少ない．

(iii) 小型化ができる．

(iv) 価格が安くなる可能性をもっている．

(v) 減衰極が容易に得にくい.

(vi) 広帯沪波器が得にくい.

3.4 セラミックフィルタ

セラミックフィルタ (ceramic filter) は，ジルコン・チタン酸鉛系磁器などの共振子を相互に電気的に接続したもので，共振子相互間に機械的結合はない．したがってセラミックフィルタの構成原理は，水晶沪波器と同じである.

この沪波器は比較的最近実用化されたものであり，構成部品にセラミック（磁器）を用いるので，磁器がもつ宿命的な経年変化および温度変化に伴う特性変化の欠陥が，磁器が改善されないかぎり付随してくる．しかし小型化と価格の低減の点では，画期的に期待できるので，用途によってははなはだ有望なものである.

セラミックフィルタの特徴を列挙してみれば

(i) 比較的急峻な伝送特性が得られる.

(ii) 挿入損失が比較的小さい.

(iii) 非常に小型化できる.

(iv) 価格がきわめて安くなる.

(v) 温度変化による伝送特性の変動が大きい.

(vi) 経年変化がある.

3.5 アクティブフィルタ

前に述べた LC 沪波器，水晶沪波器，機械沪波器，およびセラミックフィルタは，いずれも受動部品で構成されているが，たとえば LC 沪波器ではこれを構成する L は C に比して Q がいちじるしく低いこと，またとくに低周波では一般に L の値が大きくなり，特性上もまた製造上にも難点があるので，抵抗器 R とコンデンサ C と，さらに真空管などの能動部品を用いて沪波器を構成するという考え方が 1938 年 Scott によって発表された．これがアクティブフィルタ (active filter) であって音響関係に実用されたが，真空管を使用するため形は大きく，特殊用途にかぎられていた．その後トランジスタが発明されて小型化の可能性もあり，かつ 1954 年 Linvill によって沪波器の構成法も負性インピーダンス変換器 (negative impedance converter) を用いるという新しい考え方が発表されてから，アクティブフィルタの研究が非常に盛んに行なわれているがいまだ実用段階にはいたっていない.

4. 沪波器の設計および構造に関する技術問題

沪波器の理論的設計についての技術的問題については後に各章において述べるが，実際に沪波器を設計するにあたってはまず理論設計によって必要な定数を算定し，つぎに製造設計をする場合に多くの実現上の諸問題がある．これらは主として部品および構造の設計に関する問題と，これを製造する手段である製造技術上の問題とである．さらに製造された沪波器が満足に機能を果すためには，環境の変化や時間の経過に対して安定でなくてはならない．各種の沪波器にコイルおよびコンデンサが使用されるし，また上述のごとき諸問題は，コイルおよびコンデンサについて関係する事項が多いのでここにまとめて記述する．

4.1 コイル，コンデンサの技術問題

沪波器はコイルおよびコンデンサのごとき回路素子の有するインピーダンスの周波数特性を利用して，所定の特性を実現するものであるから，回路素子のもつインピーダンス周波数特性を充分吟味したうえで沪波器を設計する必要がある．

この中で，コイルおよびコンデンサのもつリアクタンスを決定するインダクタンスおよび容量は，使用周波数帯の全域にわたって一定であることが望ましく，このため沪波器用コイル，コンデンサの設計にはその構造，使用材料について多くの工夫がなされている．

しかしこの結果実際に得られる回路部品は必ずしも理想的なものでなく，たとえばコイル，コンデンサの損失係数は理想的には零であることが望ましいが，材料のもつ固有の性質からこのことは実現困難である．

さらにコイルのごとき誘導性インピーダンスの回路部品に対しても容量性のいわゆる分布容量のごとき漂遊インピーダンスが必ず付随しており，これはまたコンデンサにおける漂遊インダクタンスのごとくその存在は避けがたい．

また，回路部品相互間や，回路部品と配線間に望ましくない誘導性および容量性の電磁結合が存在し沪波器特性を劣化させる．

したがって，以上の諸問題は沪波器の設計および製造において充分考慮されなくてはならない．

4.1.1 インダクタンスと容量

コイルのインダクタンスは，磁心中あるいは巻線中の渦流に起因する反磁場によって減少し，この傾向は周波数の増大に伴っていちじるしい．このため比抵抗の少ない金属磁心は沪波器用として不適である．

一般には圧粉磁心やフェライト磁心がこの目的に使用されるが，その種別によって使用周波数帯に制限があり，設計にあたってはまずこの周波数帯域を吟味する必要がある．

フェライト磁心は，寸法共振現象や磁気共鳴現象によって高い周波数帯で急激にインダクタンスが低下する性質があるので注意を要する．

空心コイルの場合は，とくにインダクタンスを一定に保つためには堅牢な巻心を用い，巻線もしっかりと固定することが望ましい．

沪波器用コンデンサにも同様な問題があり，誘電率の高い強誘電体は通常使用されない．

現在マイカコンデンサ，有機フィルムコンデンサの使用が一般的で，この他に高周波においてはセラミック系コンデンサを，低周波においては大容量の紙コンデンサまたは有機フィルムコンデンサも使用されることがある．

4.1.2 損 失 係 数

回路部品の損失係数が大きいと，沪波器の通過域特性と阻止域特性を劣化させるばかりでなく，各種安定度を悪くする原因となるので，コイルあるいはコンデンサの損失係数は極力小さいことが望ましい．

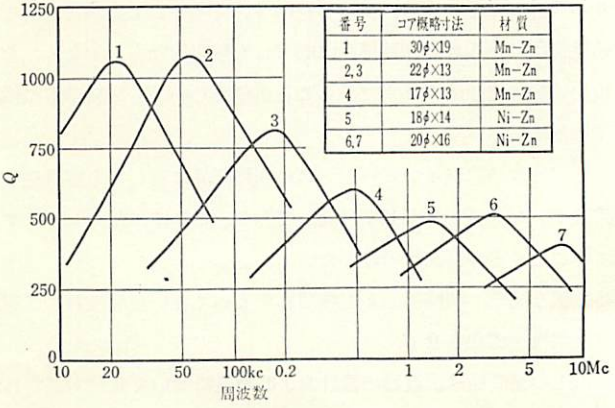


図　コイルのQ特性例（フェライトコア）

通常コンデンサの損失係数は，コイルのそれにくらべて 1/10 あるいはそれ以下であるため，沪波器特性に対してコイルの損失係数が支配的である．

コイルの損失係数は磁心材料，巻線材料，構造および寸法などで支配されるが，沪波器用として，Q（損失係数の逆数）の値で 100～1000 くらいである．代表的な特性例を図に示した．沪波器用コイルの設計にあたっては，以上の資料を準備しておく必要がある．

コンデンサのQは，通常 1000 以上であるが，厳格な規格を要求される沪波器の場合，この値が問題となることがある．

低周波で使用する大容量の紙コンデンサはQの値が低く，100 前後の値をとることがあるので，設計上充分な考慮が必要である．

4.1.3 漂遊インピーダンス

コイルは巻線相互間，巻線と大地間に分布容量が存在し，この分布容量は，コイルの特性中高周波におけるインダクタンスの平坦性と損失係数を劣化させる．

この漂遊インピーダンスは近似的には巻線に並列に挿入された容量と考えてよいが，厳密な取扱を要する場合は，大地に対する 4 端子回路として考慮する．また，共振周波数以上では，コイルの特性は単純でなく，分布線路のごとき特性をもつようになり，リアクタンスは容量性と誘導性の特性を交互に繰返すので，広帯域特性を考慮する場合注意が必要である．

分布容量を減らすことは，沪波器用コイルとして重要な技術問題で対策として，①コイル寸法を小さくする，②巻線の被覆を厚くする，③特殊な巻線方法を工夫する，④ボビン磁心など巻線に近接した材料の誘電率の低いものを使用する，⑤巻線を細くするなどの考慮が払われる．これらの考慮は，設計上，コイルの損失係数を増大させることが多く，両者の妥協点を見出すことが必要となる場合もある．大型コイルでは分布容量の値が異常に大きくなることがあり，低周波帯においてもかかる形状のコイルでは注意を要する．

コンデンサについては漂遊インピーダンスは容量に直列に挿入されるインダクタンスで近似される．これらはリード線およびコンデンサ電極の有する自己インダクタンスに起因するもので，高周波特性を変化させることは，コイルにおける分布容量と相似である．この対策としてコイルの場合と逆に，①リード線を太くする，②リード線の引出し方法は 2 本のリード線を同方向になるべく近接させて配置する，③電極の配置，巻方法を工夫する，などであり，高周波で使用するコンデンサの形状は特別な構造となることがある．

回路部品間を接続する配線についても，分布容量と漂遊インダクタンスが存在し，この取扱についてはコイル，コンデンサの場合と同様に考えられる．

一般的に漂遊インピーダンスの影響を少なくするための方法として，部品を分割配置することも行なわれている．コイルの場合2個以上に分割し，直列接続する．この場合全体として，コイルの分布容量の影響は減少するが，配線，その他の大地に対する分布容量の影響は増大するから，これらの総合的な検討が必要である．

コイル，コンデンサが直列に接続された回路インピーダンスの場合，コイル，コンデンサをおのおの n 個に分割し（たとえば，コイルのインダクタンスはおのおの $1/n$ に，コンデンサの容量はおのおの n 倍とする），これらをたとえばコイル，コンデンサの順序に接続することは，分布容量の影響を少なくするうえに非常に効果がある．

コンデンサの漂遊インダクタンスは，容量を分割して，これらを並列に接続することによって，その影響を軽減させることができる．また沪波器回路の設計にあたってこれら漂遊インピーダンスの存在をあらかじめ想定したうえで，これらの値を含めた設計を行なうことがもっとも基本的な方法である．

4.1.4　回路部品の相互結合

コイル，コンデンサ配線は，動作状態において自身の周囲の空間に電磁界をつくり，これらが相互結合の原因となって沪波器特性を劣化させる．この影響はコイル相互間の磁気的結合とコンデンサ相互間の電気的結合がもっともいちじるしい．

コイルの場合閉磁路磁心（環状，壺形など）にくらべて開磁路磁心を使用した場合，この影響がいちじるしく，①コイル相互間を離す，②電磁シールドを設ける，などの処置が必要である．コンデンサの場合も同様な考慮が必要で，その他にコンデンサの接地側電極を外部電極とすることも効果のある方法である．

一般的には，①高周波の場合，②沪波器インピーダンスの高い場合，③使用部品間に通過電流，あるいは電圧レベルの差の大きい場合，④厳格な規格を要求される沪波器の場合などにとくに，これらの考慮が必要である．

4.2　大地アドミタンスの影響

沪波器の電気的構造素子であるコイル，コンデンサおよび配線などは，ケースや構造体との間に静電容量や漏洩コンダクタンスをもっているからこれが沪波器回路と大地間のアドミタンスとなる．これは前述のごとくコイル，コンデンサ回路定数を変化させ，沪波器特性を劣化させる原因となるばかりでなく，使用回線の直線漏話などの劣化現象を起こすことがあ

るから，このアドミタンスを少なくするように考慮することが必要である．

この考慮は特別に（イ）沪波器インピーダンスが高い場合，（ロ）使用周波数が高い場合，（ハ）減衰量の大きな沪波器の場合，（ニ）Q の高いコイル，コンデンサあるいは水晶共振子を用いた高級沪波器の場合，（ホ）非常に大きな寸法のコイル，コンデンサを使用した場合に必要である．またこの大地アドミタンスの影響を軽減するためつぎのような考慮がはらわれる．

（i） 部品を小形にすることにより，大地アドミタンスは減少する．

（ii） 配線および部品のリード線は極力短くする．またその断面積形状については，断面積を大にすれば漂遊インダクタンスは減少するが，大地アドミタンスは増加し，断面積を小にすればこの傾向は逆になる．

(iii) ソレノイドコイルなどの場合，巻線材料も断面積を小にすることによりコイル損失は増加するが，大地アドミタンスは減少する．

(iv) 大地に対して平衡した回路構成の沪波器は，大地アドミタンスによる不平衡電流を防止できるので特性劣化を防ぐ一手段となる．

（v） 沪波器に縦続接続された変成器の巻線大地間のアドミタンスも問題となることがある．

沪波器回路の一部が接地されている場合，接地方法によっては不平衡電流が流れ入出力間の漏話 を発生し，沪波器特性のうちとくに減衰域の特性を劣化させることがある．これは減衰量の大きな沪波器の場合いちじるしく現われる．また接地しない場合でも前述のごとく沪波器回路の大地アドミタンスがいちじるしく大きい場合，同様な現象が現われる．これを防止するにはつぎのごとき方法がある．

（i） 沪波器の接地を1個所に集中する．

（ii） 変成器を挿入して沪波器を大地から切離し，変成器の外部回路巻線の側で接地する．

(iii) 沪波器用阻止線輪を挿入する．

などである．

4.3 沪波器特性の安定度に関する技術問題

沪波器の伝送特性は伝送装置の特性を定める主要なものであるから，この伝送特性が変動すると装置の機能をいちじるしく阻害することが多い．このため沪波器特性の安定度は，沪器の技術問題の中で非常に重要である．

伝送特性が変動する要因は，大別してつぎの三つがある．

（i） 沪波器環境温度の変動に起因するもの

（ii） 沪波器環境湿度の変動に起因するもの

(iii) 経時的変動によるもの

などである．

これらの変動は，すべて沪波器を構成する部品材料の特性が上記原因で変動することに起因する．部品材料に変動の少ない高安定度のものを選択することが最良の解決方法である．しかし多くの場合，高安定度の部品材料は高価なものとなり，あるいは沪波器に許容される寸法上の制限から安定度のみに着目した部品の選択は困難である．したがってこの種の設計の手順としては

（i） 沪波器に許容される変動量の決定，すなわち予定変動を考慮した回路設計

（ii） 許容変動量を前記3種の変動要因へ割振ること

(iii) 割振られた変動要因，経済性および寸法などを考慮した部品材料の選択の順序となる．

これらの手順は相互に関連があるので，何回かの手順の繰返しが必要である場合が多い．この手順の中で回路技術上の問題は部品特性の変動量に対する沪波器変動特性の変動量の割合を求めることで，これを一般にその沪波器の部品に対する感度（sensitivity）とよんでいる．この感度は沪波器使用周波数帯域の各点において異なるために，これを正確に求めることはかなり困難な問題であり，これについての多くの研究が行なわれている．

通常，数値計算によるシミュレーションを行なうか，あるいは実際に試作した沪波器の部品定数を変えて特性を実測する．部品に対する感度の鈍い沪波器を設計することが望ましい．

4.3.1 温度による変動

技術的に他の方法がない場合とか，経済的に引合う場合には沪波器を恒温槽に収容することが有利である．この場合，寸法の増大，恒温槽制御回路の付加による信頼度の低下を考慮しなければならない．しかし実際に沪波器を恒温槽に収容する場合はまれで，普通は部品材料の温度特性を所定の値に収めて沪波器特性の変動量を制限する．

沪波器特性の温度変動量のうち，主要なものは伝送特性周波数変動と損失およびその偏差の変動とである．前者はコイル，コンデンサおよび振動子など，構成電気部品のリアクタンス変動による共振周波数の変動に基因し，後者は構成電気部品の損失係数の変動と沪波器各部におけるインピーダンス変動による反射係数の変動に起因する．これらはまた沪波器入出

力部の不整合減衰量を変動させる原因となる.

コイルおよびコンデンサの場合，温度によるリアクタンスの変動を使用温度，たとえば 0～50°C において ±0.5% 以下にすることは比較的容易で，特別な場合これをさらに1/10以下にすることも可能である．またコイル，コンデンサのおのおのに温度係数が正負逆のものを使用し，この組合わせによって温度係数を相殺し，沪波器の安定度を改善することも広く行なわれている.

コイルに正の温度特性をもつフェライトコアを使用し，コンデンサに負の温度係数をもつプラスチックフィルムコンデンサを使用した沪波器はこの一例である.

コンデンサの温度係数はほぼ使用誘電体で決定されるので，温度係数の改善は主としてコンデンサ種別の選択の問題であり，コイルについてもほぼ同様である.

現在広く使用されているフェライトコアは，壺形磁心として空隙長を変えることにより温度係数を変えることができるので有利に使用できる．しかし空隙長を大にすることにより温度係数の減少はできるが，これに伴って損失の増加が起こるため，同一損失を維持するためにコイル寸法をあらかじめ大きくしておく必要が起こる.

損失係数の温度による変動はコンデンサの場合，損失係数の値がコイルに比較して非常に小さいため変動が起こっても沪波器特性に大きな影響はない．これに反し，コイルの場合この影響は大きい．コイル損失係数の温度係数を支配するものは，巻線導体抵抗の温度係数と磁心損失抵抗の温度係数とである.

低周波においては前者が支配的で約 $+4\times10^{-3}$/°C の値を有し，高周波においては両者の影響が複雑である．したがって通過域の損失減衰量の絶対値を安定化させることが困難である場合が多い．最良の方法としては，コイル寸法の増大を許容してコイル損失係数を可及的小にし，損失係数の変動が沪波器通過域損失に及ぼす影響を少なくすることである.

通過域損失偏差の変動については，部品の温度係数と沪波器感度の検討を充分行なったうえ決定すべきである.

一般的な傾向として沪波器の比帯域が小さい場合，また沪波器回路設計における損失補償度が大きい場合ほど通過域特性は温度による影響を受けやすい.

4.3.2 湿度による変動

湿度による変動要因として，コイルに関しては

(i) 磁心の吸湿によるもの

(ii) 巻線の吸湿によるもの

があげられる．磁心についてはモリブデンパーマロイダストコアは吸湿による透磁率の漸減現象があり，使用上特別な考慮を必要とするが，フェライト磁心，センダストコアについてはこの変化は少ない．巻線は吸湿により分布容量が増加し，また巻線間の誘電体損失が増大するので，高インダクタンスで高周波の使用に対しては防湿を充分にしなければならない．コンデンサについても同様な現象がある．これらのことから沪波器は密閉ケース中に収容し，内部に乾燥した気体を封入することが一般に行なわれている．

4.3.3 経時的変動

フェライト磁心の透磁率は，磁心製造時を出発点として漸減し安定化していく一般的傾向をもっている．したがってフェライト磁心を沪波器に使用する場合，一定の枯化期間をおいて使用に供する．

高安定性の要求される沪波器ほどこの枯化期間は長くとらなければならない．また熱的，機械的あるいは電気磁気的ショックによりこの安定化された状態が破れやすいので，注意を必要とする．

インダクタンスの変化量は製造の初期においてほぼ次式で表わされる．

$$\frac{\Delta L}{L}=K\mu_e\log_{10}\frac{T}{T_0}$$

ここにLはインダクタンス，μ_eは空隙入フェライトコイルの実効透磁率，T_0は枯化時間，Tは経過時間である．Kは定数で現在商用されている通信用フェライトコアの場合，$-3\sim-10\times10^{-6}$程度の値である．

金属磁心についてはこの種の経時変動は少なく，また熱的，機械的あるいは電磁気的ショックに対しても変動はほぼ可逆的で復旧も速かである．

コンデンサについて経時的変化は品種によって区々で，個別に検討を要する．一般的にペーパーコンデンサは経時変化が大きく，マイカコンデンサ，スチロフレックスコンデンサなどは比較的これが少ないといわれている．

5. 沪波器用語の解説

沪波器に関係する用語はたくさんあって，その一つ一つを詳細に説明するためにはあまりに多くの紙面を必要とするので，一般的にしばしば用いられるおもなる用語を取り上げて定義的に簡明に解説する．

5.1 伝 送 損 失

任意の伝送回路網において，伝送損失 (transmission loss) は入力電力と出力電力との比の対数で定義される．すなわち入力電力を P_1，出力電力を P_2 とするとき伝送損失 L は

$$L=\frac{1}{2}\log_e\frac{P_1}{P_2}\quad(e=2.7182) \tag{5.1}$$

$$=1.151\ \log_{10}\frac{P_1}{P_2} \tag{5.2}$$

で表わされ，単位は**ネーパ** (Neper) である．

5.2 デ シ ベ ル

伝送損失の単位としてネーパ (Np) は自然対数をもとにしているため実用的でないから $\log_{10}P_1/P_2$ を単位にとり，Alexander Graham Bell を記念してこれを Bel と名づけたが，数値が小さくなりすぎるので，これの 1/10 を単位として次式で表示し

$$L=10\log_{10}\frac{P_1}{P_2} \tag{5.3}$$

デシベル (dB) と名づけた．ネーパとデシベルとの換算は次式の関係による．

$$1\ \mathrm{Np}=[20\log_{10}e]\,\mathrm{dB}=8.685889\ \mathrm{dB} \tag{5.4}$$

$$1\ \mathrm{dB}=\left[\frac{1}{20}\log_e 10\right]\mathrm{Np}=0.115129\ \mathrm{Np} \tag{5.5}$$

この単位が使われるのは

(i) 何千倍とか何万分の 1 とかいう比を数十 dB という割合小さな数字で示し得る．

(ii) 増幅（利得）や減衰（損失）の計算がすべて加減算のみで行ない得る．

という便利さがあるからである．dB はこのように本来対数を利用して二つの電力（電圧，電流）を比較するための単位であるが，この表わし方を利用して相互の比較でなく信号の強さ（絶対レベル）を表示するのに dBm という単位が 0 dBm＝1 mW とする約束のもとに使われる．

5.3 レ ベ ル

レベル (level) とはその点における電力を意味し，1 mW＝0 dBm を基準として表わしたものである．すなわち −20 dBm の信号といえば 0.01 mW のエネルギの信号を意味する．したがってその点のインピーダンスが規定されると，指定レベルに該当する電圧電流が一義的に決定される．これを代表的なインピーダンスについて例示すれば，表 5.1 のごとくである．

表 5.1

レベル (dBm)	インピーダンス (Ω)	電圧 (V)	電流 (mA)
0	600	0.775	1.291
	75	0.274	3.650

0 dBm におけるこれらの電力，電圧，電流をそれぞれ P_0, V_0, I_0 とし，電力が P, 同一インピーダンス系の電圧，電流が V, I である点のレベルを表示すればつぎのごとくなる．

$$10 \log_{10} \frac{P}{P_0} = 20 \log_{10} \frac{V}{V_0} = 20 \log_{10} \frac{I}{I_0} \ (\mathrm{dB}) \qquad (5.6)$$

5.4 動 作 減 衰 量

伝送回路網の動作状態における得失を計量的に知るためには，実効減衰量は回路能率だけを示すもので，不充分であるため，動作減衰量 (composite loss) という表示法がしばしば

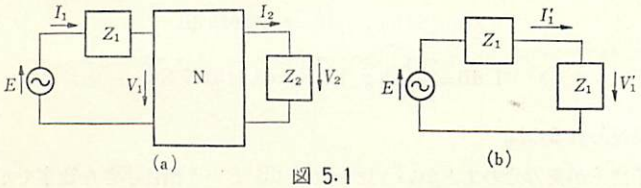


図 5.1

用いられる．これは図 5.1（a）のごとく回路網 N が動作状態における場合の負荷 Z_2 に供給される皮相電力と，同図（b）のごとく電源に整合負荷したときの皮相電力（換言すればその電源が供給し得る最大電力）との比の対数の 1/2 で定義される．

$$\text{動作減衰量}=\frac{1}{2}\log_e\left|\frac{E^2/4Z_1}{V_2I_2}\right|=10\log_{10}\left|\frac{V_1'I_1'}{V_2I_2}\right| \text{ (dB)} \qquad (5.7)$$

5.5 挿 入 損 失

挿入損失（insertion loss）は図 5.1（a）の負荷 Z_2 に供給される皮相電力と，同図(b）のごとく回路網 N を除いて負荷 Z_2 を直接電源に接続した場合の皮相電力との比で定義される．すなわち図 5.2 の場合の皮相電力 P_a は

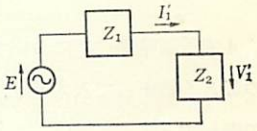


図 5.2

$$P_a=\frac{E^2Z_2}{(Z_1+Z_2)^2} \qquad (5.7')$$

であるから，挿入損失は次式のごとく表わされる．

$$\text{挿入損失}=\frac{1}{2}\log_e\left|\frac{P_a}{V_2I_2}\right|=\frac{1}{2}\log_e\left|\frac{E^2/4Z_1}{V_2I_2}\cdot\frac{4Z_1Z_2}{(Z_1+Z_2)^2}\right|$$

$$=\text{動作減衰量}-\log_e\left|\frac{Z_1+Z_2}{2\sqrt{Z_1Z_2}}\right| \text{ (dB)} \qquad (5.8)$$

式 (5.8) の第 2 項は図 5.2 において電源と負荷のインピーダンス不整合によって生ずる反響減衰量（reflection loss）を示し，回路網 N の入出力インピーダンスが等しい場合には挿入損失は動作減衰量に等しくなる．

5.6 反 響 減 衰 量

ある伝送系でインピーダンスの不整合点があると，入射波の一部が反射されて減衰する．二つのインピーダンス Z_1 と Z_2 の不整合による反響減衰量（reflection loss）は次式で与えられる．

$$\text{反響減衰量}=20\log_{10}\left|\frac{Z_1+Z_2}{2\sqrt{Z_1Z_2}}\right| \text{ (dB)} \qquad (5.9)$$

5.7 不整合減衰量

電源（インピーダンス Z_1）から整合された負荷に供給される最大電力 P_0 と，不整合負荷

(インピーダンス Z_2) に供給された電力 P_L との差は電源に戻されたものと考えて反響電力 P_r と名づける．この P_0 と P_r との比によって不整合減衰量 (return loss) は次式のごとく示される．

$$\text{不整合減衰量}=10\log_{10}\frac{P_0}{P_r} \tag{5.10}$$

$$=20\log_{10}\left|\frac{Z_1+Z_2}{Z_1-Z_2}\right| \text{ (dB)} \tag{5.11}$$

5.8 4 端子網定数

4 端子回路網 N において入出力電圧，電流の方向を図 5.3 のごとく約束して入力電圧，電流を出力電圧，電流の関数として表わすと

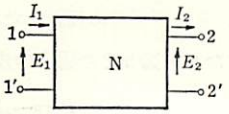


図 5.3

$$\left.\begin{aligned} E_1&=AE_2+BI_2\\ I_1&=CE_2+DI_2 \end{aligned}\right\} \tag{5.12}$$

となる．これらの 4 定数 A, B, C, D は回路網 N 固有のものであり，いずれも周波数の関数で一般には複素数である．伝送 4 端子網では可逆の法則が成立することから $AB-CD=1$ なる関係が存在するので自由度は 3 であるが，形式上これを伝送 4 端子回路網の 4 定数という．これら 4 端子網定数は回路網 N の他端を短絡開放することにより，次式によって与えられる．

$$\left.\begin{aligned} A&=E_1/E_2\ (2\text{-}2'\ \text{開放}),\quad C=I_1/E_2\ (2\text{-}2'\ \text{開放})\\ B&=E_1/I_2\ (2\text{-}2'\ \text{短絡}),\quad D=I_1/I_2\ (2\text{-}2'\ \text{短絡}) \end{aligned}\right\} \tag{5.13}$$

5.9 4 端子回路網のマトリクス表示

4 端子回路網の基本式をマトリクス表示すると

$$\left.\begin{aligned} &\begin{pmatrix}E_1\\I_1\end{pmatrix}=(F)\begin{pmatrix}E_2\\I_2\end{pmatrix},\quad (F)=\begin{pmatrix}A&B\\C&D\end{pmatrix}\\ &\text{あるいは}\\ &\begin{pmatrix}E_1\\E_2\end{pmatrix}=(z)\begin{pmatrix}I_1\\I_2\end{pmatrix},\quad (z)=\begin{pmatrix}z_{11}&z_{12}\\z_{21}&z_{22}\end{pmatrix} \end{aligned}\right\} \tag{5.14}$$

となる．この (F) は F マトリクス (fundamental matrix)，(z) は z マトリクス (impedance matrix)，z_{11}, z_{22} は開放駆動点インピーダンス，z_{12}, z_{21} は開放伝達インピー

ダンスと称し4端子網定数との間には下記の関係がある.

$$\left.\begin{aligned} z_{11}&=E_1/I_1\ (2\text{-}2'\ \text{開放})=A/C=z_{1f}\\ z_{22}&=E_2/I_2=\ (1\text{-}1'\ \text{開放})=D/C=z_{2f}\\ z_{12}&=E_1I_2\ (1\text{-}1'\ \text{開放})=1/C\\ z_{21}&=E_2/I_2\ (2\text{-}2'\ \text{開放})=1/C \end{aligned}\right\} \tag{5.15}$$

この (z) は開放インピーダンス行列とも称し，これに対応して次式のごとく短絡アドミタンス行列が存在する.

$$\begin{pmatrix} I_1\\ I_2 \end{pmatrix}=(y)\begin{pmatrix} E_1\\ E_2 \end{pmatrix},\quad (y)=\begin{pmatrix} y_{11} & y_{12}\\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \tag{5.16}$$

$$\left.\begin{aligned} y_{11}&=I_1/E_1\ (2\text{-}2'\ \text{短絡})=D/B=y_{1s}\\ y_{22}&=I_2E_2\ (1\text{-}1'\ \text{短絡})=A/B=y_{2s}\\ y_{12}&=I_1/E_2\ (1\text{-}1'\ \text{短絡})=1/B\\ y_{21}&=I_2/E_1\ (2\text{-}2'\ \text{短絡})=1/B \end{aligned}\right\} \tag{5.17}$$

5.10 影像パラメータ

回路網 N の特性を規定するのに3個の独立パラメータが必要であることは先に述べたとおりである．これらのパラメータである回路網の入出力影像インピーダンス，および伝播定数を影像パラメータと称する．

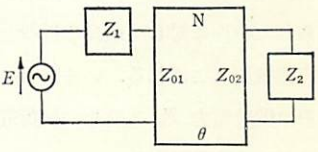


図 5.4

図 5.4 において回路網 N の入出力インピーダンスを Z_{01}, Z_{02}，また電源および負荷のインピーダンスを Z_1, Z_2 とすると，入出力インピーダンスはそれぞれ次式で示される.

$$Z_{01}=\frac{AZ_2-B}{D+CZ_2},\quad Z_{02}=\frac{DZ_1+B}{A+CZ_1} \tag{5.18}$$

この場合入出力端において整合をとり，$Z_1=Z_{01}$，$Z_2=Z_{02}$ に選べば入出力インピーダンスは電源および負荷インピーダンスと鏡像の関係になるので，このようなインピーダンスを影像インピーダンスと称し回路網 N は影像終端されたという．つぎに影像終端された状態で回路網の入出力端における電圧（電流）を $V_{01}(I_{01})$，$V_{02}(I_{02})$ としたとき伝播定数 θ は

$$\varepsilon^{2\theta}=\frac{V_{01}I_{01}}{V_{02}I_{02}}=(A+CZ_{01})(D+CZ_{01}) \tag{5.19}$$

で定義され，4端子網定数との関係は次式のごとくなる.

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}}\cosh\theta & \sqrt{Z_{01}Z_{02}}\sinh\theta \\ \frac{1}{\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}\sinh\theta & \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}}\cosh\theta \end{pmatrix} \tag{5.20}$$

(5.19) 式における 2θ は回路網 N を往復するときの電流または電圧伝播定数である．かかる影像パラメータ (image parameter) 理論による回路設計は，30 有余年の長きにわたって広く使用されてきたが，本質的につぎのような欠陥があるので，今日では高級な回路設計にはあまり用いられていない．

(i) 影像インピーダンスに完全に整合させるように終端できない．

(ii) 回路素子の損失補償ができない．

(iii) 最初から特性を与えて，その条件を満足するような回路網を設計することができない．

5.11 動作パラメータ

影像パラメータ回路網を設計する場合，回路構成は天下り的であって，その特性は構成された回路からだいたいの値が規定されこれを正確に表現するものではない．これと反対に与えられた特性に対して最良の近似を行なう回路網を構成する方法が，動作パラメータによる動作関数法とよばれる．いま図 5.1 (a) のごとく回路網 N が動作状態にあるとき，電源からの供給電力 P_0 と負荷の消費電力 P_L の比によって，回路網 N の動作伝送量 Γ はつぎのごとく定義される．

$$\Gamma = a + jb = \log_e S \qquad \frac{P_0}{P_L} = S\bar{S} \ (\bar{S}\text{は複素共軛値}) \tag{5.21}$$

この実部 a は動作減衰量 (ネーパ)，b は動作位相量 (ラジアン) を表わし，S を動作伝達係数と定義する．とくにインピーダンス Z_1, Z_2 が純抵抗 R_1, R_2 の場合には電源と負荷の電圧を V_0, V_2 として動作伝達係数 S は

$$S = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\frac{V_0}{V_2} \tag{5.22}$$

となる．動作関数法で回路を設計するには，回路網に所望する伝送特性に最良の近似をする S を決定し以下リアクタンス定理を基礎として，これを展開し回路網を実現することになる．ゆえに動作関数法による回路網設計には動作伝達係数 S をいかにして求めるかという近似問題と，この S から回路網を構成する実現問題とが含まれる．

5.12 沪波器の通過域，減衰域ならびに遮断周波数

沪波器の素子が無損失のコイルとコンデンサのみで構成されている場合には，伝播定数 θ の実部 α（減衰定数）が零となる周波数領域と零とならない領域が存在する．前者を通過域と称し，この領域では沪波器の入出力インピーダンスは実数となりほとんど一定の抵抗値を示して電源および負荷インピーダンスにそれぞれ整合する．後者は減衰域（阻止域）と称しこの周波数領域では入出力インピーダンスが虚数となり，周波数勢力は入出力端で反射するうえに沪波器回路内で減衰を生ずる．

一例として図 5.5 のごとき構成の格子型回路について説明すると，沪波器の影像インピーダンス Z_0 は二つの腕インピーダンス Z_A, Z_B により

$$Z_0 = \sqrt{Z_A Z_B} \qquad (5.23)$$

式 (5.23) のごとく表わされるから，Z_A と Z_B のリアクタンスが同符号か異符号かによって表 5.2 のごとく伝送特性が決定され，その境界の周波数が遮断周波数となる．

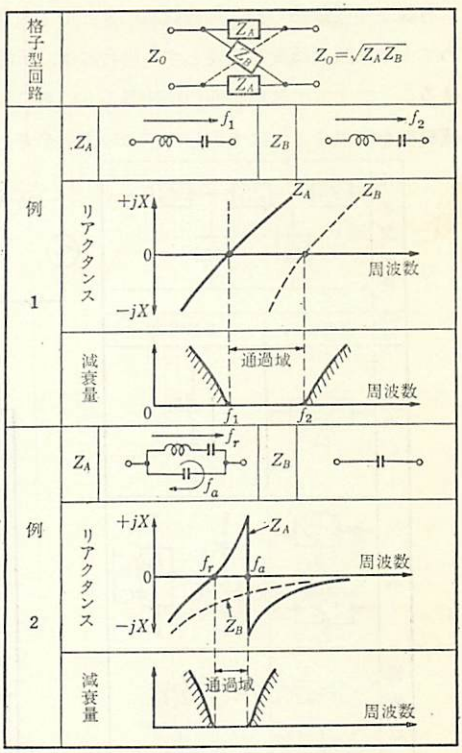


図 5.5

表 5.2

リアクタンス	腕インピーダンス Z_A	腕インピーダンス Z_B	影像インピーダンス Z_0	伝送特性
同符号	$\pm jX_A$	$\pm jX_B$	$j\sqrt{X_AX_B}$	減衰域
異符号	$\pm jX_A$	$\mp jX_B$	$\sqrt{X_AX_B}$	通過域

5.13 減　衰　極

有限な周波数帯の特定周波数域にきわめて大きな減衰量を必要とする場合，あるいはきわめて大きな減衰傾度を必要とする場合には，伝送特性に減衰極（attenuation pole）をもたせることによって無極特性の沪波器よりいちじるしく回路素子数を削減することができる．減衰極を実現するには大別して三つの方法が考えられる．

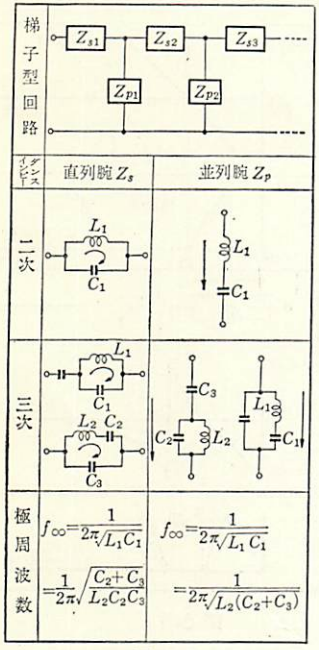
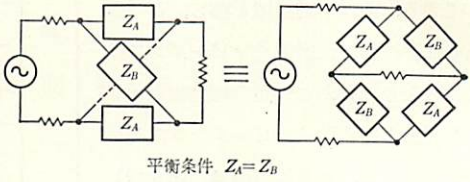


図 5.6



平衡条件 $Z_A=Z_B$

図 5.7

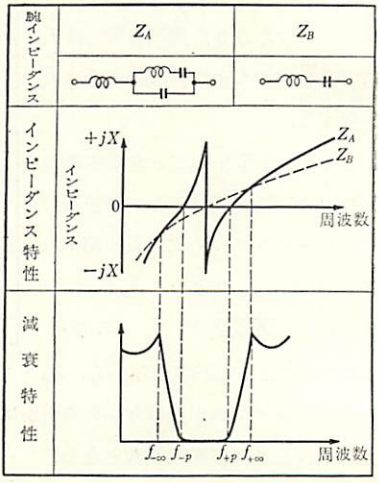


図 5.8　有極型沪波器の一例

図 5.6 に示すごとく梯子型回路網にあっては減衰極は直列腕インピーダンスの並列共振（直列系の開放）あるいは並列腕インピーダンスの直列共振（並列系の短絡）によって生じそれぞれの共振周波数に対応した周波数点において減衰極を生ずる．回路素子が無損失ならばこの点において直列腕は無限大インピーダンスに，また並列腕は零インピーダンスになるので無限大の減衰が得られるが，一般に回路素子は損失を伴うため減衰量は有限の値にとどまる．さらにこの減衰極の安定度は極周波数に共振する回路素子のみによって決定され，極相互間かつ隣接インピーダンスとは独立である．

減衰極を得る第2の方法は格子型回路のごとくブリッジを構成する回路の平衡条件により与えられる．すなわち図 5.7 により明らかなごとく，ブリッジの平衡条件から $Z_A=Z_B$ となる周波数点において減衰極を生ずる．周知のごとく格子型回路においては Z_A と Z_B の共通素子は格子部分の外部へ等価的に移し得るから，もはや共通素子をもたない格子部分のみが減衰極を決定し，極の安定度はこの部分回路の素子全体によって支配される．

第3の方法は回路網に分路をなす並列回路網を構成し，両回路網を通過する信号に 180° の位相差を与えて減衰極を得る方法である．これは機械振動系自身に極を実現しがたい機械沪波器関係においてよく用いられる便法である．

5.14 逆 回 路 網

二つのインピーダンス Z_1 と Z_2 との間に

$$Z_1Z_2=R^2 \tag{5.24}$$

なる関係がある場合に Z_1 と Z_2 は R に関して逆回路網であるという．また逆回路網の間では一方の直列共振点は他方の並列共振点に対応することになる．

それゆえ逆回路網のつくり方の一つに下記のような方法があり図 5.9 はその一例を示す．

（1） 直列接続 $\rightleftarrows$ 並列接続

（2） $r_1 \longrightarrow r_2$

（3） $L \rightleftarrows C$

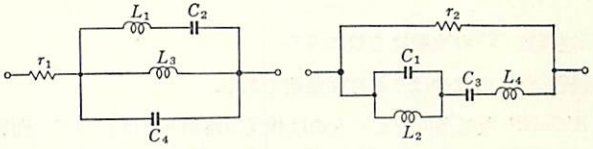


図 5.9 $\dfrac{L_1}{C_1}=\dfrac{L_2}{C_2}=\dfrac{L_3}{C_3}=\dfrac{L_4}{C_4}=r_1r_2=R^2$

5.15 双 対 変 換

双対性とは類推の一種であるが，類推の成り立つ二つの対象領域について，対応する対象の間の包含関係が逆になっている場合双対の関係にあるという．前項で述べた2端子インピーダンスの逆回路は相互に双対の関係にあり，電圧と電流との変換によって類推が成り立つ．回路網における双対変換は直列素子の逆回路網を並列素子に，並列素子の逆回路網を直列素子にして4端子網を変換すればよく，F マトリクスは式 (5.25) で表わされ，図 5.10 は

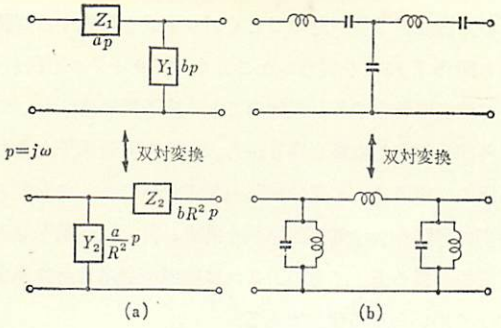


図 5.10

実例を示す.

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \overset{\text{双対変換}}{\longleftrightarrow} \begin{pmatrix} D & CR^2 \\ \dfrac{B}{R^2} & A \end{pmatrix} \tag{5.25}$$

双対変換によって得られた回路網の電圧（電流），インピーダンス（アドミタンス）特性はそれぞれ変換前の電流（電圧），アドミタンス（インピーダンス）特性に対応する.

5.16　対称回路網と相反回路網

F マトリクスにおいて $A=D$ なる条件の成立するものは対称回路網とよばれ，つぎのような性質をもっている.

（i）　動作伝達係数 S の次数は奇数に限る.

（ii）　縦続接続したものはやはり対称回路網である.

同様にして $B/C=R^2$ なる条件をもつものは相反回路網とよばれつぎの性質をもつ.

（i）　動作伝達係数 S の次数は偶数に限る.

両者の物理的差異の一つは，対称回路網において入出力インピーダンスが同一関数形をもつこと，また相反回路網は入力インピーダンスと出力アドミタンスが同一関数形をもっていることである.

5.17　規準沪波器

回路網構成における近似問題を取扱う場合，特定の角周波数 $2\pi f_c$ で規準化した規準角周波数 Ω

$$\Omega=\frac{2\pi f}{2\pi f_c} \tag{5.26}$$

について減衰特性を観察し近似を行なう．また動作パラメータは一般に両終端抵抗がともに1であるものについて取扱うから，これらの動作パラメータから構成される沪波器は両終端抵抗が1で特定の減衰を示す点（たとえば通過域限界点）の角周波数が1である．このような沪波器を規準沪波器と称し，これの素子値を l, c とすれば，終端抵抗が R である実際の沪波器の素子値 L, C は

$$L=\frac{R}{2\pi f_c}\cdot l$$

$$C=\frac{1}{2\pi f_c R}\cdot c$$

で表わされる．

5.18 損 失 補 償

影像パラメータ設計法の欠点の一つとして先に損失補償が不可能であるということを述べたが，動作パラメータ法は動作特性に着目して回路を構成する建前から回路素子の損失による特性の劣化をある程度補償することが可能である．ここである程度と表現したのは，損失補償度には特性関数からきまる限界があって無損失素子と同一の特性まで補償することはできない場合もあるからである．回路素子の損失は，下記のごとく特性の特定部にいちじるしく現われる．

（i） 振幅特性について：通過域端の遅延時間の大きなところ，すなわち帯域の切れ目のところがもっとも劣化がはなはだしく特性の変化が緩慢になる．

（ii） 位相（遅延）特性について：振幅特性が急激に変化する帯域の切れ目のところでもっとも影響がいちじるしい．

回路網構成素子の損失率が一様の場合には，特性関数の変数 $p(=j\omega)$ は

$$q=p+d \tag{5.27}$$

に変換される．これは p 平面上の特性根が一様に d だけ虚軸から遠ざかることを意味するので，このことを逆に利用し変数 p のかわりに

$$p'=p-d \tag{5.28}$$

として特性関数をあらかじめ歪ませ回路網に序歪特性をもたせると素子の損失の影響（すなわち $p'+d$）によって希望特性を実現させることができる．このように特性関数の特性根を

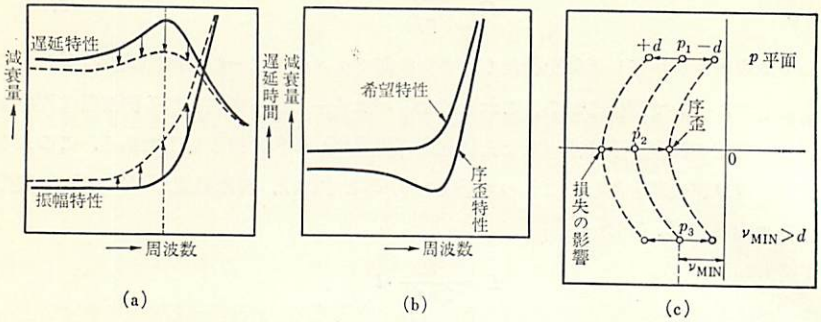


図 5.11 （a） 回路素子の損失が特性に及ぼす影響 （b） 損失補償による序歪特性 （c） p 平面における特性根の損失による影響

素子の損失率分だけあらかじめ虚軸側に転位させておく手法を**損失補償**とよぶ．これらの模様は図 5.11 に示したとおりである．この d の値はコイルとコンデンサの損失率をそれぞれ $1/Q_L$, $1/Q_C$ とするとき次式で与えられる．

○低域（高域）沪波器，非対称帯域沪波器の場合

$$d=\frac{1}{2}\left(\frac{1}{Q_L}+\frac{1}{Q_C}\right) \tag{5.29}$$

○対称帯域沪波器の場合（f_0：中心周波数，B：帯域幅）

$$d=\frac{f_0}{B}\left(\frac{1}{Q_L}+\frac{1}{Q_C}\right) \tag{5.30}$$

またコンデンサの Q がコイルの Q よりきわめて大きいと考えられる場合には

$$\frac{1}{Q_C}\ll\frac{1}{Q_L}=\frac{1}{Q} \tag{5.31}$$

として

$$\text{式 (5.29)} \rightarrow d=\frac{1}{2Q} \tag{5.32}$$

$$\text{式 (5.30)} \rightarrow d=\frac{1}{Q}\cdot\frac{f_0}{B} \tag{5.33}$$

となる．対称特性の帯域沪波器では f_0/B が比帯域*の逆数であるから，f_0/B の大きいほど，すなわち比帯域の狭い沪波器ほど損失の影響を大きく受けることを示している．

---

* （比帯域）=（通過帯域幅）/（中心周波数）

5.19 歪　　率

回路網内に非直線性の特性をもつ素子があると，高調波を発生して波形を歪ませ漏話となり雑音を発生する．非直線性とは印加電圧が $v\sin(\omega t+\alpha)$ のときの電流が

$$i=A_0+\sqrt{2}\sum_{\nu=1}^{n}A_\nu\sin(\nu\omega t+\alpha_\nu) \tag{5.34}$$

のように表わされるものをいうが，A_ν は実効値を表わすので $\sqrt{2}$ をつけてある．ここで一般に n は理論的には無限まであるが普通には伝送帯域内の最高周波数になる数までとることにしている．そして

$$K=\frac{\sqrt{\sum_{\nu=2}^{n}A_\nu^2}}{A_1}\times 100\ (\%) \tag{5.35}$$

$$b_K=-20\log_{10}K\quad(\mathrm{dB}) \tag{5.36}$$

と定義し K を歪率 (Klirrdämpfung)，b_K を歪減衰量と称する．また

$$K_n=\frac{A_n}{A_1}\times 100\ (\%) \tag{5.37}$$

$$b_{Kn}=20\log_{10}K_n\ (\mathrm{dB}) \tag{5.38}$$

をそれぞれ第 n 次高周波の歪率および歪減衰量という．

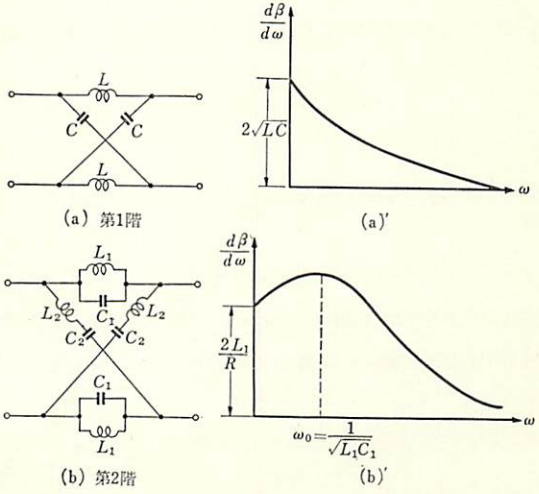


図 5.12　遅延等化器の回路ならびに特性例

5.20 遅　延　歪

回路網の位相特性が周波数に比例していない場合は位相歪を生じ，超多重電話信号のごとく複雑な信号を伝送する場合には，とくに精度高く位相を測定する必要がある．この位相の高精度測定はかなりむずかしい問題で，今日ではもっぱら遅延歪の測定が行なわれている．位相特性を β，角周波数を ω とするとき，これの微分値 $d\beta/d\omega$ が**群遅延時間**で絶対値そのものは伝送信号の遅れのみで歪率には影響しない．問題となるのは帯域内の遅延時間の偏差であり，これを**遅延歪** (delay distorsion) という．この遅延歪を軽減するために用いられるのが**遅延等化器**であり，これは全域通過回路網である．図 5.12 に第1階，第2階の回路ならびに特性例を示す．

6. *LC* 沪 波 器

沪波器をわかりやすく定義すれば「特定の周波数範囲の電気信号を通過させ，他の周波数の電気信号を阻止する電気回路網」であるといえる．沪波器の種類はいろいろあるが，沪波器といえば *LC* 沪波器をさし，他の種類のものではたとえば水晶沪波器，機械沪波器のごとく表現されていた．それほど *LC* 沪波器は歴史も古く適用範囲も広いものであるから，中味を明瞭に表わすため *LC* 沪波器と称することとした．

本章においては *LC* 沪波器の設計理論や，具体的設計に必要な公式の導き方や資料などについてまとめられているが，回路網理論の進歩に伴い数式の複雑さが加わり丹念に説明して式示するためには紙面も膨大となるので途中を省略して，結果を示す部分が多いので式の誘導はわかりにくくなるおそれがある．実際に *LC* 沪波器を設計する場合に便利となることを主眼として，公式や計算に必要な図表は比較的多く収録してある．

6.1 *LC* 沪波器設計理論の歴史

沪波器は第一次世界大戦の真最中の 1915 年 7 月，ドイツとアメリカで奇しくも，ほとんど同時に発明された．その発明の端緒は当時盛んに用いられていた装荷ケーブルの伝送特性改善の研究にあったが，その歴史的事実を背景として，その後の研究は分布定数回路の理論を基礎とした集中定数 4 端子網の理論，すなわち影像パラメータ理論について進められたが，1923 年に O. J. Zobel が発表した定 K 型およびその誘導 m 変換の手段による構成法がもっとも有名で，今日でも多く用いられているほどである．その後 W. Cauer および H. Piloty により，格子型回路を基礎として関数論などを取入れた一般的な影像パラメータ理論が発表され，一段と進歩した．ところが 1939 年から翌年 1940 年にかけて S. Darlington, W. Cauer, H. Piloty およびわが国の喜安善市らによって相ついで新しい理論が発表された．それは与えられた動作特性を有する 4 端子回路網を構成する方法で，普通「動作パラメータ理論」とよばれている．この理論ではリアクタンス 4 端子回路網そのものを研究して，与えられた伝送特性に対してもっともよい近似を与える回路を構成するもので，従来の影像パラメータ理論にくらべて格段の進歩をとげたわけであるが，計算が面倒で理論がとっ

つきにくいとされなかなか実用化されるにいたらなかった．しかし回路網理論の飛躍的進展と電子計算機の出現によりこの理論も盛んに駆使され，さらに拡張発展していきつつある．

6.2 LC 沪波器設計の基礎

H. Piloty, W. Cauer, S. Darlington, 喜安善市らの先駆的論文により「動作パラメータ理論」が発表されて以来，沪波器の設計法はいちじるしく発展した．さて，理論に深く立入ることは別の機会にゆずることとして，本章では物理的意味をよく理解して，沪波器設計に必要な基礎的なことがらを述べることとする．

6.2.1 動作パラメータおよびその物理的意味

一口に“動作パラメータ”とよくいわれるが，その意味はいう人によってまちまちのようである．本節では“動作パラメータ”として，重要な概念である動作減衰量および動作伝達係数（あるいは反伝達関数），反響減衰量，反響伝達係数ならびに特性関数について簡単に説明しよう．これらの諸量が，“動作パラメータ”とよばれるもので，動作パラメータ理論による沪波器の設計のみならず影像パラメータ理論により沪波器を設計するさいの基礎であり，また，使用，取扱い，試験などに大切なものである．図 6.1 に示すように内部抵抗 R_1 の電源と負荷抵抗 R_2 の間にリアクタンス 4 端子網 N が挿入された場合を考える．図の電源から取り出し得る最大電力 P_0 は

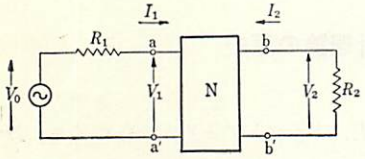


図 6.1 基本回路

$$P_0=\frac{|V_0|^2}{4R_1} \tag{6.1}$$

である．ところが実際に 4 端子網 N に流れ込む電力 P_1 および負荷に消費される電力 P_2 はそれぞれ

$$P_1=\frac{R_e W_1}{|R_1+W_1|^2}\cdot|V_0|^2 \tag{6.2}$$

$$P_2=\frac{1}{R_2}\cdot|V_2|^2 \tag{6.3}$$

となっている．ただし W_1 は (a-a′) 端子から左を見たインピーダンスとし，R_e はその実数部をとることを意味する．P_0 の電力を取り出し得る電源から実際には P_1 だけの電力が

取り出され，P_2 だけの電力が負荷に供給されたことから動作減衰量 A(dB) および反響減衰量 A_e(dB) を次式で定義する．

$$\text{動作減衰量 } A_{\mathrm{dB}}=10\log_{10}\frac{\{P_0：\text{内部抵抗 } R_1 \text{ の電源から取り出し得る最大電力}\}}{\{P_2：\text{負荷抵抗 } R_2 \text{ に実際に消費される電力}\}}$$

$$=10\log_{10}\frac{R_2}{4R_1}\cdot\left|\frac{V_0}{V_2}\right|^2 \tag{6.4}$$

$$\text{反響減衰量 } A_{e\mathrm{dB}}=10\log_{10}\frac{\{P_0：\text{内部抵抗 } R_1 \text{ の電源から取り出し得る最大電力}\}}{\{P_0-P_1：\text{4端子網より電源に戻される反響電力}\}}$$

$$=10\log_{10}\frac{|R_1+W_1|^2}{|W_1+R_1|^2-4R_1\cdot R_eW_1}$$

$$=10\log_{10}\left|\frac{R_1+W_1}{R_1-W_1}\right|^2 \tag{6.5}$$

ここで，動作伝達係数 $S(p)$，反響伝達係数 $T(p)$ を

$$S(p)=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\cdot\frac{V_0(p)}{V_2(p)} \tag{6.4}'$$

$$T(p)=\frac{R_1+W_1}{R_1-W_1} \tag{6.5}'$$

とすれば

$$\frac{P_0}{P_2}=S\cdot\tilde{S}\qquad\frac{P_0}{P_1-P_1}=T\cdot\tilde{T} \tag{6.6}$$

なる関係が成立する［正しくは式 (6.6) によって $S(p)$，$T(p)$ を定義すべきである］．$S(p)$，$T(p)$ は複素角周波数 $P=\gamma+j\omega$ の関係であり，$\tilde{S}$，$\tilde{T}$ はその共役値を意味するものとする．

図 6.1 において，定常状態（すなわち $p=j\omega$ の場合）におけるエネルギの流れを調べると，つぎの関係が成立する．

$$P_1=P_0-\{P_0-P_1\}=P_N+P_2 \tag{6.7}$$

ただし P_N は4端子回路網 N で消費される電力で，もちろんリアクタンス回路網では $P_N=0$ となる．式 (6.7) より

$$\frac{P_0}{P_2}=\left\{1+\frac{P_N}{P_2}\right\}+\frac{(P_0-P_1)}{P_2} \tag{6.8}$$

となり，いまリアクタンス4端子網について考えることにして，式 (6.4)，(6.5)，(6.8) に代入すれば

$$10^{-\frac{A}{10}}+10^{-\frac{Ae}{10}}=1 \tag{6.9}$$

$$S\tilde{S}=1+\frac{S\cdot\tilde{S}}{T\cdot\tilde{T}} \tag{6.10}$$

となるが，ここで式 (6.10) を見やすくするために新しい関係 $\varphi(p)$ を

$$\varphi(p)=\frac{S(p)}{T(p)} \tag{6.11}$$

と定義すれば式 (6.10) はつぎのようになる．

$$S(p)\tilde{S}(p)=1+\varphi(p)\cdot\tilde{\varphi}(p) \tag{6.12}$$

$\varphi(p)$ をリアクタンス4端子網 N の“特性関数”という．

リアクタンス4端子網の伝送特性は $S(p)$ あるいは $\varphi(p)$ {すなわち $T(p)$} が与えられると完全に規定される．動作パラメータ理論による沪波器設計では，まず動作伝達係数 $S(p)$ あるいは特性関数 $\varphi(p)$ を定め，つぎにそれらを有する回路網を構成するのである．そこでこの理論においては問題が二つにわかれる．その第1は所要の動作特性にもっともよく近似する物理的実現可能な $S(p)$ あるいは $\varphi(p)$ をいかにして求めるかという「近似問題」であり，その第2は求まった $S(p)$ あるいは $\varphi(p)$ をいかにして回路網として実現するかという「実現問題」である．

6.2.2 動作伝達係数，特性関数とリアクタンス4端子回路網の諸パラメータとの関係

そこで，近似問題については後章にゆずるとして，リアクタンス回路網である LC 沪波器の「実現問題」に必要な基礎概念として，その諸パラメータと $S(p)$, $\varphi(p)$ との関係を調べてみよう．

(1) 動作伝達係数 $S(p)$ と反響伝達係数 $T(p)$ との関係および特性関数 $\varphi(p)$

さて $S(p)$, $\varphi(p)$ および $T(p)$ についてさらに詳しく述べることにする．これらはいずれも p の実係数有理関数であって，それらをつぎのごとく表わすことにする．

$$\left.\begin{aligned} S(p)&=C.H.\frac{g(p)}{f(p)}\\ \varphi(p)&=H.\frac{h(p)}{f(p)}\\ T(p)&=C.\frac{g(p)}{h(p)} \end{aligned}\right\} \tag{6.13}$$

($H.C$ は正定数である．とくに C は $h(p)$, $g(p)$ と $f(p)$ が同次でない限り1である．)

式 (6.13) において $g(p)$, $h(p)$, $f(p)$ は p の多項式で $g(p)$, $h(p)$ の最高次の係数は1(あるいは -1) とし，つぎのごとき意味を有するものである．

$g(p)$：p の N 次の正の実係数多項式で，その零点はすべて，p 平面の虚軸の左半面に存する．この零点は回路網の自然姿態を表わすものである．

$h(p)$：p の N 次の実係数多項式で，その零点は回路網の無限大不整合減衰点を表わし，したがってリアクタンス4端子網では減衰零点に相当している．

$f(p)$：p の M 次 $(M \leq N)$ の実係数多項式で，その零点は無限大減衰点を表わす．

さて式 (6.13) の表示を用いると式 (6.12) は

$$C^2 g(p)\widetilde{g(p)} = H^{-2} f(p)\widetilde{f(p)} + h(p)\widetilde{h(p)} \tag{6.14}$$

となる．ただし式 (6.12)，(6.14) はいずれも定常状態においてはじめて成立するものであって，過渡的なエネルギの流れがあるときには当然成立しない．なわすち $p=\gamma+j\omega$ の平面における虚軸上だけに成立する関係である．いま式 (6.14) を書換えて，

$$C^2 g(p)g(-p) = H^2 f(p)f(-p) + h(p)h(-p) \tag{6.15}$$

と表わすことができる．ただし上式も $p=j\omega$ で成立する関係であり，明らかに $p=j\omega$ では式 (6.14) と同一である．

右辺および左辺はともに p 平面の全域にわたって正則であり，したがって解析接続の原理から等号は全 p 平面にわたって成立する．それがリアクタンス4端子網におけるもっとも重要な基本方程式である．

(2) 動作伝達係数 $S(p)$ と特性関数 $\varphi(p)$ が与えられたとき，4端子回路網を構成すること

図 6.1 に示すように電源内部インピーダンス，および負荷インピーダンスは純抵抗とし，かつ前者を規準として1としよう．さてリアクタンス4端子網 N をその入出力の電流，電圧の関係によって表現するのにマトリクスを使用するのが便利であり，通常つぎの3とおりの方法がある．

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \text{ あるいは } \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \tag{6.16}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \tag{6.17}$$

式 (6.16) で定義されるマトリクス $[Z]$ および $[Y]$ はそれぞれリアクタンス4端子網の開放インピーダンス行列，短絡アドミタンス行列といわれる．すなわち z_{11}，z_{22} は受電端あるいは送電端開放のときの送電端，あるいは受電端から見たインピーダンスであり，$y_{11}(y_{22})$ は受電端（あるいは送電端）短絡の場合に送電端（あるいは受電端）より見たアドミタンスである．また式 (6.17) で定義されるマトリクスは4端子回路網の縦続マトリクス，回路マトリクスまたは基本マトリクスといわれるものである．

式 (6.16), (6.17) で定義された各マトリクスのいずれによっても 4 端子網は完全に記述され，回路を構成することができる．$S(p)$, $\varphi(p)$ とこれらのマトリクスとの関係はつぎのごとく表わされる．その算出法は 6.10 節注．1 を参照されたい．

$$\left.\begin{aligned} z_{11}&=R_1\cdot\frac{\{S(p)+S(-p)\}+\{\varphi(p)+\varphi(-p)\}}{\{S(p)-S(-p)\}-\{\varphi(p)-\varphi(-p)\}}\\ z_{22}&=R_2\cdot\frac{\{S(p)+S(-p)\}-\{\varphi(p)+\varphi(-p)\}}{\{S(p)-S(-p)\}-\{\varphi(p)-\varphi(-p)\}}\\ z_{12}&=\sqrt{R_1R_2}\cdot\frac{2}{\{S(p)-S(-p)\}-\{\varphi(p)-\varphi(-p)\}} \end{aligned}\right\} \tag{6.18}$$

$$\left.\begin{aligned} y_{11}&=\frac{1}{R_1}\cdot\frac{\{S(p)+S(-p)\}-\{\varphi(p)+\varphi(-p)\}}{\{S(p)-S(-p)\}+\{\varphi(p)-\varphi(-p)\}}\\ y_{22}&=\frac{1}{R_2}\cdot\frac{\{S(p)+S(-p)\}+\{\varphi(p)+\varphi(-p)\}}{\{S(p)-S(-p)\}+\{\varphi(p)-\varphi(-p)\}}\\ y_{12}&=\frac{1}{\sqrt{R_1R_2}}\cdot\frac{-2}{\{S(p)-S(-p)\}+\{\varphi(p)-\varphi(-p)\}} \end{aligned}\right\} \tag{6.19}$$

ここで 4 端子回路網の両終端抵抗 R_1R_2 を決定しなければならない．低域沪波器のさいは，

$$S(0)=\frac{R_1+R_2}{2\sqrt{R_1R_2}} \tag{6.20}$$

によって求めればよいが，帯域沪波器の場合は簡単でないので一応

$$R_1=R_2=1 \tag{6.21}$$

として計算すれば回路構成のさい理想変圧器を含む回路が得られる．式 (6.18), (6.19) は動作パラメータ理論の基本的な公式であって，これらを見やすくするために，式 (6.13) の表示において，$g(p)$, $h(p)$ をそれぞれ偶関数部と奇関数部とわけ，

$$\left.\begin{aligned} g(p)&=G(p)+U(p) \qquad G(p)：偶関数部 \qquad U(p)：奇関数部\\ h(p)&=G'(p)+U'(p) \quad G'(p) \quad 〃 \qquad U'(p) \quad 〃 \end{aligned}\right\} \tag{6.22}$$

と表わし，つぎの諸関数を定める．

$$\left.\begin{aligned} g_1(p)&=C\cdot G(p)\pm G'(p) \qquad g_2(p)=C\cdot G(p)\mp G'(p)\\ pu_1(p)&=C\cdot U(p)\pm U'(p) \qquad pu_2(p)=C\cdot U(p)\mp U'(p) \end{aligned}\right\} \tag{6.23}$$

式 (6.23) によれば式 (6.18), (6.19) は $f(p)$ が偶関数の場合

$$\left.\begin{aligned} z_{11}&=R_1\frac{g_1(p)}{pu_2(p)} \qquad y_{11}=\frac{1}{R_1}\frac{g_2(p)}{pu_1(p)}\\ z_{22}&=R_2\frac{g_2(p)}{pu_2(p)} \qquad y_{22}=\frac{1}{R_2}\frac{g_1(p)}{pu_1(p)}\\ z_{12}&=\sqrt{R_1R_2}\frac{H^{-1}f(p)}{pu_2(p)} \qquad y_{12}=\frac{1}{\sqrt{R_1R_2}}\frac{-H^{-1}f(p)}{pu_1(p)} \end{aligned}\right\} \tag{6.24}$$

$f(p)$ が奇関数の場合

$$\left.\begin{aligned} z_{11}&=R_1\frac{pu_1(p)}{g_2(p)} & y_{11}&=\frac{1}{R_1}\frac{pu_2(p)}{g_1(p)}\\ z_{22}&=R_2\frac{pu_2(p)}{g_2(p)} & y_{22}&=\frac{1}{R_2}\frac{pu_1(p)}{g_1(p)}\\ z_{12}&=\sqrt{R_1R_2}\frac{H^{-1}f(p)}{g_2(p)} & y_{12}&=\frac{1}{\sqrt{R_1R_2}}\frac{-H^{-1}f(p)}{g_1(p)} \end{aligned}\right\} \qquad (6.25)$$

また式 (6.16) と (6.17) の関係から $S(p)$, $\varphi(p)$ による縦続マトリクスを表示すればつぎのようになる.

$f(p)$ が偶関数の場合

$$L=\begin{bmatrix}A(p) & B(p)\\ C(p) & D(p)\end{bmatrix}=\frac{H}{f(p)}\begin{bmatrix}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}g_1(p) & \sqrt{R_1R_2}pu_1(p)\\ \frac{1}{\sqrt{R_1R_2}}pu_2(p) & \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}g_2(p)\end{bmatrix} \qquad (6.26)$$

$f(p)$ が奇関数の場合

$$L=\begin{bmatrix}A(p) & B(p)\\ C(p) & D(p)\end{bmatrix}=\frac{H}{f(p)}\begin{bmatrix}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}pu_1(p) & \sqrt{R_1R_2}g_1(p)\\ \frac{1}{\sqrt{R_1R_2}}g_2(p) & \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}pu_2(p)\end{bmatrix} \qquad (6.27)$$

なお逆に A, B, C, D から, $S(p)$, $\varphi(p)$ を求めると

$$S(p)=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\left[A(p)+\frac{R_1}{R_2}D(p)+\frac{1}{R_2}B(p)+R_1C(p)\right] \qquad (6.28)$$

$$\varphi(p)=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\left[A(p)-\frac{R_2}{R_1}D(p)+\frac{1}{R_2}B(p)-R_1C(p)\right] \qquad (6.29)$$

となる.

さて以上述べた諸公式によって, 動作伝達係数 $S(p)$, あるいは特性関数 $\varphi(p)$ または反響伝達係数 $T(p)$ を与えてリアクタンス 4 端子網の諸パラメータを求めることができる. そこで一般の LC 沪波器の構成によく使われる, 梯子型回路を構成するには, z_{11}, y_{11} などの 2 端子インピーダンスを連分数展開して求めることができる. 比較的簡単な低域沪波器については後節に述べる連立 Tchebycheff 沪波器の具体例を, また帯域沪波器については, 文献 LC 沪波器 (3) を参照されたい.

6.3 影像パラメータ理論による沪波器の設計法

6.3.1 影像パラメータ理論の発展

沪波器の発明は周知のようにケーブルの伝送特性改善の研究に端を発したもので，その歴史的事実を背景として影像パラメータ理論が発展した．すなわちこの理論は分布定数回路の理論を基礎として集中定数の4端子回路網の理論を打立てたもので，最初に発表された O. J. Zobel の定 K 型およびその誘導 m 変換の手段による構成法がもっとも有名で，沪波器といえばその名を思い浮かべるであろう．その後 W. Cauer および H. Piloty による格子型回路を基礎とした一般的な影像パラメータ理論が発表された．一方，T. Laurant は最小のコイルを用いる影像パラメータ帯域沪波器の設計論を提案したが，これは特殊な周波数変換を用いており，他の影像パラメータ理論との関連が付けにくい難点があり，あまり普及しなかった．近年 R. V. Brandt は帯域沪波器の影像パラメータ理論をまとめて体系づけを試みたが，本書では影像パラメータ理論による最小線輪帯域沪波器設計の有用性に注目し，従来の諸理論を発展させ実用化に努め，影像パラメータ理論として一般性を失わずしかも計算のきわめて容易な独自な構成法を述べる．

6.3.2 影像パラメータによる4端子回路網基本式

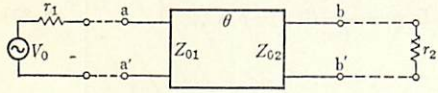


図 6.2 4端子回路網

図 6.2 の4端子回路網の縦続マトリクス L を分布定数回路の場合の類推から次式のごとく表わすこととする．

$$L=\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}}\cdot\cosh\theta & \sqrt{Z_{01}Z_{02}}\sinh\theta \\ \frac{1}{\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}\cdot\sinh\theta & \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}}\cdot\cosh\theta \end{bmatrix} \qquad (6.30)$$

受動線形4端子網は3個の独立な量で規定されるが，式 (6.30) から，影像パラメータ Z_{01}, Z_{02}, θ が定義され，これによって4端子網が完全に記述できる．式 (6.30) より

$$\left.\begin{aligned} Z_{01}&=\sqrt{\frac{A}{C}\cdot\frac{B}{D}}=\sqrt{(\text{b-b}'\text{ 開放 a-a}'\text{ のインピーダンス})\cdot(\text{b-b}'\text{ 短絡 a-a}'\text{ のインピーダンス})} \\ Z_{02}&=\sqrt{\frac{D}{C}\cdot\frac{B}{A}}=\sqrt{(\text{a-a}'\text{ 開放 b-b}'\text{ のインピーダンス})\cdot(\text{a-a}'\text{ 短絡 b-b}'\text{ のインピーダンス})} \end{aligned}\right\}$$

$$\left.\begin{aligned}\tanh\theta&=\sqrt{\frac{B\cdot C}{A\cdot D}}=\sqrt{\frac{(\text{b-b}'\text{ 短絡 a-a}'\text{ のインピーダンス})}{(\text{b-b}'\text{ 開放 a-a}'\text{ のインピーダンス})}}\\&=\sqrt{\frac{(\text{a-a}'\text{ 短絡 b-b}'\text{ のインピーダンス})}{(\text{a-a}'\text{ 開放 b-b}'\text{ のインピーダンス})}}\end{aligned}\right\}\qquad(6.31)$$

と表わされるが，式 (6.31) を影像パラメータの定義式としてもよい．

さて a-a′ 側に，内部抵抗 r_1 の電源，b-b′ 側に負荷抵抗 r_2 を接続したとき，6.2 節で説明した動作伝達係数 $S(p)$ は次式で表わされる．

$$S(p)=\frac{r_2Z_{01}+r_1Z_{02}}{2\sqrt{r_1r_2Z_{01}Z_{02}}}\cosh\theta+\frac{Z_{01}Z_{02}+r_1r_2}{2\sqrt{r_1r_2Z_{01}Z_{02}}}\sinh\theta\qquad(6.32)$$

あるいは

$$S(p)=\frac{Z_{01}+r_1}{2\sqrt{r_1Z_{01}}}\cdot\frac{Z_{02}+r_2}{2\sqrt{r_2Z_{02}}}e^{\theta}-\frac{Z_{01}-r_1}{2\sqrt{r_1Z_{01}}}\cdot\frac{Z_{02}-r_2}{2\sqrt{r_2Z_{02}}}e^{-\theta}\qquad(6.33)$$

式 (6.33) より阻止域 ($R_e\theta>0$ の場合，ただし R_e はリアル部分をとる意) における動作減衰量 A(dB) はつぎのように表わされる．

$$A(\text{dB})=A_i+A_{r_1}+A_{r_2}\qquad(6.34)$$

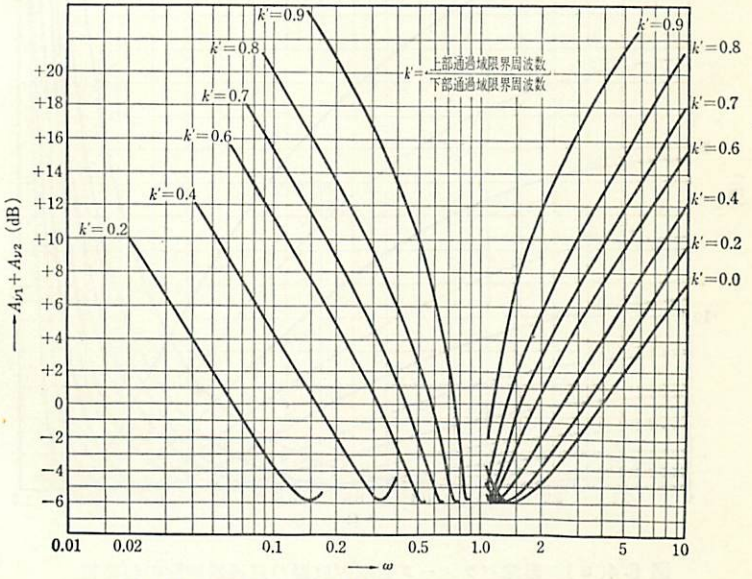


図 6.3 影像パラメータ帯域沪波器の減衰域反射損失

ただし $Z_{01}=Z_{02}=\dfrac{1}{1-k'}\dfrac{\sqrt{(1-\omega^2)(k'^2-\omega^2)}}{j\omega}$，$r_1=r_2=1$

$$A_{r_1}+A_{r_2}=20\log_{10}\frac{(\omega^2-k')^2}{4(1-k')\omega\sqrt{(\omega^2-1)(\omega^2-k'^2)}}\ (\text{dB})$$

$$\begin{cases} A_l：影像減衰量（すなわち\ 8.686\times R_e\theta）\ (\mathrm{dB}) \\ A_{r_1}=20\log\left|\dfrac{Z_{01}+r_1}{2\sqrt{Z_{01}\cdot r_1}}\right|：入力側に生ずる反射損失とみなされる量\ (\mathrm{dB}) \\ A_{r_2}=20\log\left|\dfrac{Z_{02}+r_2}{2\sqrt{Z_{02}\cdot r_2}}\right|：出力側に生ずる反射損失とみなされる量\ (\mathrm{dB}) \end{cases}$$

式 (6.34) は $A(\mathrm{dB})>16\,\mathrm{dB}$ では 0.1 dB 以下の誤差で成立する．上記の反射損失 $A_{r_1}+A_{r_2}$ を帯域通過型定 K 型インピーダンスに対して計算したものを図 6.3 に示す．

また通過域 ($R_e\theta=0$) においては，その動作減衰量 $A(\mathrm{dB})$ は

$$A(\mathrm{dB})=10\log_{10}\frac{1}{4r_1r_2Z_{01}Z_{02}}\{(r_2Z_{01}+r_1Z_{02})^2\cos^2\beta+(Z_{01}Z_{02}+r_1r_2)^2\sin^2\beta\} \qquad (6.35)$$

と表わされ，すなわち $A(\mathrm{dB})$ は β に応じて次式で表わされる二つの包絡線の間を振動する．

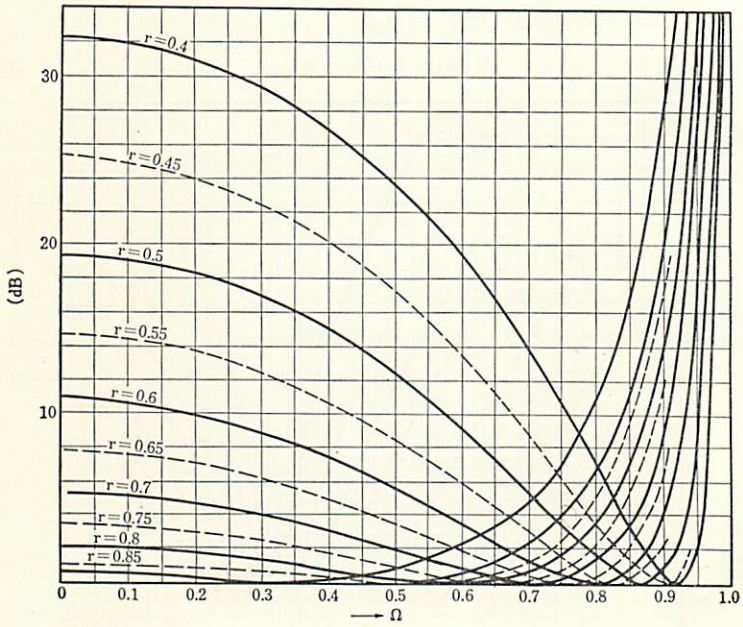


図 6.4(a)　影像パラメータ低域沪波器の通過域特性の包絡線
ただし　$r_1=r_2=r$，$Z_{01}=Z_{02}=\sqrt{1-\Omega^2}$

$$A_1=0,\quad A_2=20\log_{10}\frac{1+r^2-\Omega^2}{2r\sqrt{1-\Omega^2}}\ (\mathrm{dB})$$

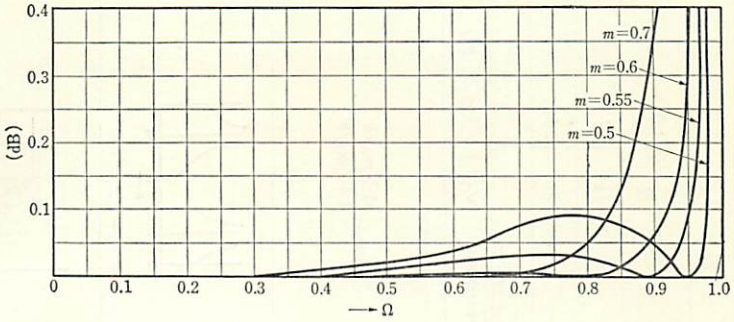


図 6.4(b) 影像パラメータ低域沪波器の通過域特性の包絡線

ただし $r_1=r_2=1$, $Z_{01}=Z_{02}=(1-m^2)\dfrac{Q^2-\Omega^2}{\sqrt{1-m^2}}$, $Q=\dfrac{1}{\sqrt{1-m^2}}$

$$A_1=0,\quad A_2=20\log_{10}\frac{(1-m^2)^2(Q^2-\Omega^2)^2+(1-\Omega^2)}{2(1-m^2)(Q^2-\Omega^2)\sqrt{1-\Omega^2}}\ (\mathrm{dB})$$

$$\left.\begin{aligned}A_1&=20\log_{10}\frac{r_2Z_{01}+r_1Z_{02}}{2\sqrt{r_1r_2Z_{01}Z_{02}}}\\ A_2&=20\log_{10}\frac{Z_{01}Z_{02}+r_1r_2}{2\sqrt{r_1r_2Z_{01}Z_{02}}}\end{aligned}\right\}\qquad(6.36)$$

包絡線 A_1A_2 の代表例を図 6.4 (a)(b) に示す.

6.3.3 基本半区間の構成

影像パラメータによる沪波器も梯子型構成とすることが多く, その基本的なものは図 6.5 に示す L 型回路である. これを基本半区間という. その影像パラメータを図のように Z_{0T}, $Z_{0\pi}$, $\theta/2$ とすればつぎの関係式が成立する.

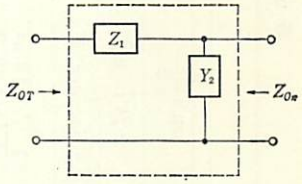


図 6.5 基本半区間

$$\left\{\begin{aligned}Z_1&=Z_{0T}\tanh\frac{\theta}{2}\\ Y_2&=\frac{1}{Z_{0\pi}}\coth\frac{\theta}{2}\\ \frac{Z_{0\pi}}{Z_{0T}}&=1-\tanh^2\frac{\theta}{2}\\ &=\operatorname{sech}^2\frac{\theta}{2}\end{aligned}\right.\qquad(6.37)$$

式 (6.37) の関係より影像伝播定数 $\dfrac{\theta}{2}$ の関数形を定め, Z_{0T} を左側に接続されている半区間の影像インピーダンスと等しく定めると $Z_{0\pi}$, Z_1, Y_2 が計算できる. このさいの制限

表 6·1

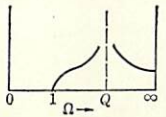
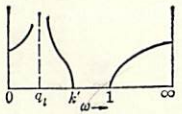
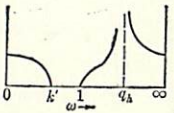
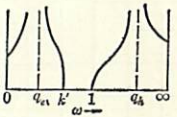
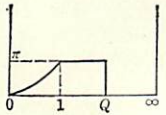
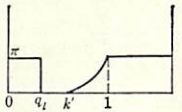
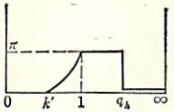
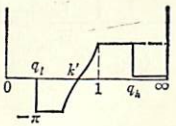
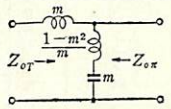
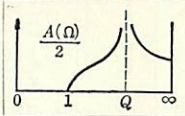
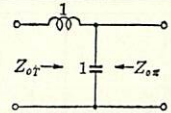
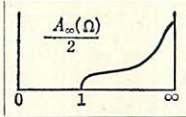
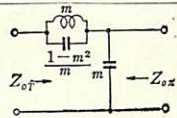
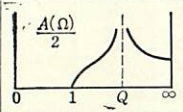
	低域沪波器	带域沪波器		
	$\tan\frac{\theta}{2}$	$\tanh\frac{\theta_l}{2}$	$\tanh\frac{\theta_h}{2}$	$\tanh\frac{1}{2}(\theta_l+\theta_h)$
分岐点	$\pm j$	$\pm jk'$, $\pm j$	$\pm jk'$, $\pm j$	$\pm jk'$, $\pm j$
特異点	$\pm jQ$	$\pm jq$, $q_l<k'$	$\pm jq_h$, $q_h>1$	$\pm jq_l$, $\pm jq_h$
関数形	$m=\frac{\lambda}{\sqrt{1+\lambda^2}}$	$\frac{1}{m_l}\cdot\sqrt{\frac{1+p^2}{k'^2+p^2}}$	$m_h\cdot\sqrt{\frac{k'^2+p^2}{1+p^2}}$	$\frac{1+m_l\cdot m_h}{m_l+m_h}\cdot\frac{p^2+q'^2}{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}$
備考	$m=\frac{\sqrt{Q^2-1}}{Q}$ $Q=\frac{1}{\sqrt{1-m^2}}$	$m_l=\sqrt{\frac{1-q_l^2}{k'^2-q_l^2}}$ $q_l^2=\frac{m_l^2k'^2-1}{m_l^2-1}$	$m_h=\sqrt{\frac{q_h^2-1}{q_h^2-k'^2}}$ $q_h=\frac{1-m_h^2k'^2}{1-m_h^2}$	$q'^2=\frac{1+m_h\cdot k'}{1+(m_h/k')}$
影像減衰量特性				
影像位相量特性				

表 6.2 (a) 影像パラメータ低域沪波器の設計公式

形式	$Z_{0T}=Z_{0\pi}\cdot\cosh^2\frac{\theta}{2}$	$Z_{0\pi}=Z_{0T}\frac{1}{\cosh^2\theta/2}$	$\tanh^2\frac{\theta}{2}$	$Z_1=Z_{0T}\cdot\tanh\frac{\theta}{2}$	$Y_2=\frac{1}{Z_{0\pi}}\cdot\tanh\frac{\theta}{2}$	回路	影像減衰量
誘導 m	$\sqrt{1+\lambda^2}$	$(1-m^2)\cdot\frac{\lambda^2+Q^2}{\sqrt{1+\lambda^2}}$ $Q^2=\frac{1}{1-m^2}$	$m\cdot\frac{\lambda}{\sqrt{1+\lambda^2}}$	$m\cdot\lambda$	$\frac{1}{1-m^2}\cdot\frac{\lambda}{\lambda^2+Q^2}$		
定 K	$\sqrt{1+\lambda^2}$	$\frac{1}{\sqrt{1+\lambda^2}}$	$\frac{1}{\sqrt{1+\lambda^2}}$	λ	λ		
誘導 m	$\frac{1}{(1-m^2)}\cdot\frac{\sqrt{1+\lambda^2}}{\lambda^2+Q^2}$	$\frac{1}{\sqrt{1+\lambda^2}}$	$m\cdot\frac{\lambda}{\sqrt{1+\lambda^2}}$	$\frac{m}{1-m^2}\cdot\frac{\lambda}{\lambda^2+Q^2}$	$m\cdot\lambda$		

備考

影像減衰量

$$A_\infty(\Omega)(\mathrm{dB})=17.37178\cdot\tanh^{-1}\frac{\sqrt{\Omega^2-1}}{\Omega}\qquad 1<\Omega$$

$$A(\Omega)(\mathrm{dB})=\begin{cases}17.37178\cdot\coth^{-1}m\dfrac{\sqrt{\Omega^2-1}}{\Omega}\cdots\cdots 1<\Omega<Q\\ 17.37178\cdot\tanh^{-1}m\dfrac{\sqrt{\Omega^2-1}}{\Omega}\cdots\cdots Q<\Omega\end{cases}$$

影像遅延特性 $\frac{d\beta}{d\Omega}$

定K型1区間 $\tau=\frac{d\beta}{d\Omega}=\frac{2}{\sqrt{1-\Omega^2}}$

誘導m型1区間 $\tau=\frac{d\beta}{d\Omega}=\frac{2m}{\sqrt{1-\Omega^2}}\cdot\frac{1-2\Omega^2}{1-(m^2-1)\Omega^2}$

反射損失

定 K 型影像インピーダンスに対する反射損失 $A_k=10\log\frac{\Omega^2+(r^2-1)}{4r\sqrt{(\Omega^2-1)}}$

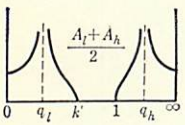
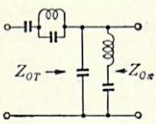
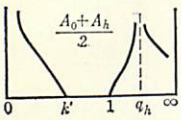
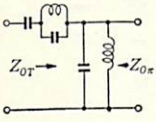
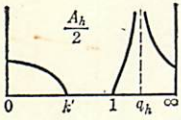
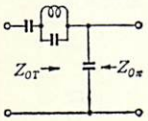
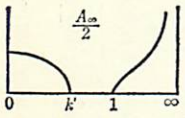
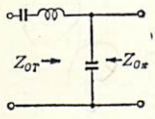
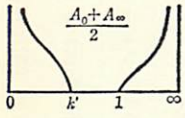
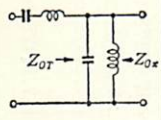
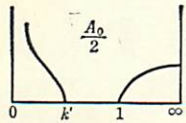
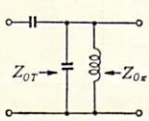
誘導 m 型影像インピーダンスに対する反射損失 $A_m=10\log\frac{(\Omega^2-1)+r^2[1-(1-m^2)\Omega^2]^2}{4r[1-(1-m^2)\Omega^2]\sqrt{\Omega^2-1}}$

通過域の包絡線特性

定 K 型対称（相反）沪波器の場合 $20\log\frac{1+r^2-\Omega^2}{2r\sqrt{1-\Omega^2}}$

誘導 m 型対称（相反）沪波器の場合 $20\log\frac{(1-\Omega^2)+r^2[1-(1-m^2)\Omega^2]^2}{2r[1-(1-m^2)\Omega^2]\sqrt{1-\Omega^2}}$

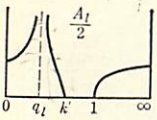
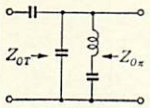
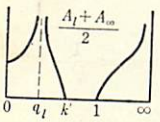
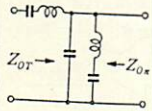
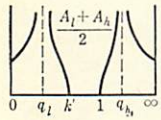
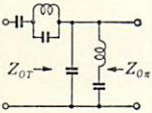
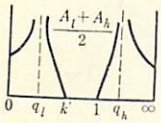
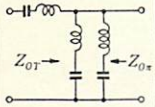
表 6.2 (b) 影像パラメータ帯域沪

影像減衰量	回路	$Z_{0T}=Z_{0\pi}\cdot\cos h^2\frac{\theta}{2}$	$Z_{0\pi}=Z_{0T}\cdot\frac{1}{\cos h^2\frac{\theta}{2}}$
		$\mu\cdot\frac{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}{p(p^2+q_h^2)}$	$\frac{\mu(m_l^2-1)(1-m_h^2)}{(m_l+m_h)^2}$ $\cdot\frac{p^2+q_l^2}{p\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}$
		$\mu\cdot\frac{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}{p(p^2+q_h^2)}$	$\mu\cdot\frac{(1-k'^2)}{(1+k'm_h)^2}$ $\cdot\frac{(1-m_h^2)p}{\sqrt{(1+p^2)((k'^2+p^2)}}$
		$\mu\cdot\frac{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}{p(p^2+q_h^2)}$	$\mu(1-m_h^2)\frac{1}{p}$ $\cdot\sqrt{\frac{k'^2+p^2}{1+p^2}}$
		$\frac{1}{A}\frac{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}{p}$	$(1+k')$ $\cdot\frac{1}{p}\sqrt{\frac{k'^2+p^2}{1+p^2}}$
		$\frac{1}{A}\frac{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}{p}$	$A\cdot\frac{p}{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}$
		$\frac{1}{(1+k')}$ $\cdot\frac{1}{p}\sqrt{\frac{(k'^2+p^2)}{1+p^2}}$	$A\cdot\frac{p}{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}$

波器の設計公式（最少線輪回路系）

$\tanh\frac{\theta}{2}$	$Z_1=Z_{0T}\cdot\tanh\frac{\theta}{2}$	$Y_2=\frac{1}{Z_{0\pi}}\tanh\frac{\theta}{2}$	備　　考
$\frac{1+m_lm_h}{m_l+m_h}\frac{p^2+q'^2}{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}$ $\left(q'^2=\frac{1+m_lm_hk'^2}{1+m_lm_h}\right)$	$\mu\frac{1+m_lm_h}{m_l+m_h}\cdot\frac{p^2+q'^2}{p(p^2+q_h^2)}$	$\frac{(m_l+m_h)(1+m_lm_h)}{\mu(m_l^2-1)(1-m_h)^2}\cdot\frac{p(p^2+q'^2)}{p^2+q_l^2}$	$q'^2=\frac{1+m_lm_hk'^2}{1+m_lm_h}$
$\frac{k'+m_h}{1+k'm_h}\cdot\frac{p^2+q'^2}{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}$ $\left(q'^2=\frac{1+m_hk'}{1+(m_h/k')}\right)$	$\mu\frac{k'+m_h}{1+km_h}\cdot\frac{p^2+q'^2}{p(p^2+q^2{}_h)}$	$\frac{(1+k'm_h)(k'+m_h)}{\mu(1-k'^2)(1-m_h^2)}\cdot\frac{p^2+q'^2}{p}$	$m_l=\frac{1}{k'}$
$m_h\sqrt{\frac{k'^2+p^2}{1+p^2}}$	$\mu\cdot m_h\frac{p^2+k'^2}{p(p^2+q_h^2)}$	$\frac{m_h}{\mu(1-m_h^2)}\cdot p$	
$\sqrt{\frac{k'^2+p^2}{1+p^2}}$	$\frac{1}{A}\cdot\frac{p^2+k'^2}{p}$	$\frac{1}{1+k'}\cdot p$	$A=1-k'$
$\frac{p^2+k'}{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}$	$\frac{1}{A}\cdot\frac{p^2+k'}{p}$	$\frac{1}{A}\cdot\frac{p^2+k'}{p}$	
$k'\cdot\sqrt{\frac{1+p^2}{k'+p^2}}$	$\frac{k'}{1+k'}\cdot\frac{1}{p}$	$\frac{k'}{A}\cdot\frac{p^2+1}{p}$	

表 6.2(c) 影像パラメータ帯域沪波

影像減衰量	回路	$Z_{0T}=Z_{0\pi}\cdot\cos h^2\frac{\theta}{2}$	$Z_{0\pi}=Z_{0T}\cdot\frac{1}{\cos h^2\frac{\theta}{2}}$
		$\frac{m_l^2\mu'}{(m_l^2-1)}\cdot\frac{1}{p}\sqrt{\frac{k'^2+p^2}{1+p^2}}$	$\mu'\frac{p^2+q_l^2}{p\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}$
		$\frac{\mu'(1+m_l)}{(m_l-1)(1-k'^2)}$ $\frac{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}{p}$	$\mu'\frac{p^2+q_l^2}{p\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}$
		$\frac{\mu'(m_l+m_h)^2\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}{(m_l^2-1)(1-m_h^2)p(p^2+q_h^2)}$	$\mu'\frac{p^2+q_l^2}{p\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}$
		$\frac{1}{A}\cdot\frac{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}{p}$	$\frac{(m_l^2-1)(1-m_h^2)}{A(m_l+m_h)^2}$ $\cdot\frac{(p^2+q_l^2)(p^2+p_h^2)}{p\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}$

備考		領域	$0<\omega<q_l$	$q_l<\omega<k'$
	影像減衰量	$A_0(\omega)$	$17.37178\cot h^{-1}k'\sqrt{\frac{1-\omega^2}{k'^2-\omega^2}}$	
		$A_l(\omega)$	$17.37178\tan h^{-1}\frac{1}{m_l}\sqrt{\frac{1-\omega^2}{k'^2-\omega^2}}$	$17.37178\cot h^{-1}\frac{1}{m_l}\sqrt{\frac{1-\omega^2}{k'^2-\omega^2}}$
		$A_h(\omega)$	$17.37178\cot h^{-1}\frac{1}{m_h}\sqrt{\frac{1-\omega^2}{k'^2-\omega^2}}$	
		$A_\infty(\omega)$	$17.37178\cot h^{-1}\sqrt{\frac{1-\omega^2}{k'^2-\omega^2}}$	

器の設計公式（最小線輪回路系）

$\tanh\frac{\theta}{2}$	$Z_1=Z_{0T}\cdot\tanh\frac{\theta}{2}$	$Y_2=\frac{1}{Z_{0\pi}}\cdot\tanh\frac{\theta}{2}$	備考
$\frac{1}{m_l}\sqrt{\frac{1+p^2}{k'^2+p^2}}$	$\frac{m_l\mu'}{(m_l^2-1)}\cdot\frac{1}{p}$	$\frac{1}{\mu' m_l}\cdot\frac{p(p^2+1)}{p^2+q_l^2}$	
$\frac{p^2+q'^2}{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}$ $\left(q'^2=\frac{1+m_l k'^2}{1+m_l}\right)$	$\frac{\mu'(1+m_l)}{(m_l-1)(1-k'^2)}\cdot\frac{p^2+q'^2}{p}$	$\frac{1}{\mu'}\cdot\frac{p(p^2+q'^2)}{p^2+q_l^2}$	$m_h=1$
$\frac{1+m_h m_l}{m_l+m_h}\cdot\frac{p^2+q'^2}{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}$ $\left(q'^2=\frac{1+m_l m_h k'^2}{1+m_l m_h}\right)$	$\frac{\mu'(m_l+m_h)(1+m_h m_l)}{(m_l^2-1)(1-m_h^2)}\cdot\frac{p^2+q'^2}{p(p^2+q_h^2)}$	$\frac{1+m_h m_l}{\mu'(m_l+m_h)}\cdot\frac{p(p^2+q'^2)}{p^2+q_l^2}$	$q'^2=\frac{1+m_l m_h k'^2}{1+m_l m_h}$
$\frac{1+m_h m_l}{m_l+m_h}\cdot\frac{p^2+q'^2}{\sqrt{(1+p^2)(k'^2+p^2)}}$ $\left(q'^2=\frac{1+m_l m_h k'^2}{1+m_l m_h}\right)$	$\frac{1+m_h m_l}{A(m_l+m_h)}\cdot\frac{p^2+q'^2}{p}$	$\frac{A(m_l+m_h)(1+m_h m_l)p(p^2+q'^2)}{(m_l^2-1)(1-m_h^2)(p^2+q_l^2)(p^2+q_h^2)}$	$q'^2=\frac{1+m_l m_h k'^2}{1+m_l m_h}$
$1<\omega<q_h$		$q_h<\omega$	
$17.37178\tanh^{-1}k'\sqrt{\frac{\omega^2-1}{\omega^2-k'^2}}$			
$17.37178\tanh^{-1}\frac{1}{m_l}\sqrt{\frac{\omega^2-1}{\omega^2-k'^2}}$			
$17.37178\tanh^{-1}\frac{1}{m_h}\sqrt{\frac{\omega^2-1}{\omega^2-k'^2}}$		$17.37178\coth^{-1}\frac{1}{m_h}\sqrt{\frac{\omega^2-1}{\omega^2-k'^2}}$	
$17.37178\tanh^{-1}\sqrt{\frac{\omega^2-1}{\omega^2-k'^2}}$			

条件は式 (6.37) の Z_1, Y_2 がリアクタンス関数となることだけであることに注意しなければならない．影像伝播定数 $\frac{\theta}{2}$ に課せられる条件は，通過域において純虚数であり，かつ阻止域においてはその実数部が零でなく，かつ対数特異点以外の特異点を有しないことであり，このことから $\tanh\frac{\theta}{2}$ は通過域の端点において分岐点を有し，θ の対数特異点で $\tanh\frac{\theta}{2}=1$ となるほかはいたるところ正則な関数でなければならない．

このことから $\tanh\frac{\theta}{2}$ の関数形の基本的なものは表 6.1 に示されるもので十分である．この基本関数形を組合わせて，さらに複雑な影像伝播定数を計算するには次式によればよい．

$$\tanh\frac{1}{2}(\theta_1+\theta_2)=\frac{\tanh\frac{\theta_1}{2}+\tanh\frac{\theta_2}{2}}{1+\tanh\frac{\theta_1}{2}\cdot\tanh\frac{\theta_2}{2}} \qquad (6.38)$$

6.3.4 影像パラメータ帯域沪波器

表 6.1 に示す基本的影像伝播定数をもつ基本半区間を構成するとき，影像インピーダンスの定め方によって直列インピーダンス Z_1，並列インピーダンス Y_2 はいろいろの形式が考えられるが，実用上は同一影像パラメータを有し使用線輪個数最少の回路構成がもっとも有利となる．表 6.1 の基本的影像伝播定数をもつ基本半区間を構成するには Z_1, Y_2^{-1} は高々四次以下のインピーダンス関数で充分であることは容易にわかる．しかし実は三次以下のインピーダンス関数で構成可能であって，このとき構成される基本半区間の系列は最小線輪構成の影像インピーダンス沪波器を与えるもので，これを表 6.2 にあげる（表中の図においては参考のため四次インピーダンスを用いた六素子の半区間をも示してある）．

さて表 6.2 の基本半区間を縦続接続するには，① 接続点における両側の影像インピーダンスの関数形を等しく，② また未定係数 μ または μ' を影像インピーダンスの大きさが等しくなるよう決定しなければならない．これによって各半区間の影像インピーダンスは逐次決定されていくわけであるが，両端の影像インピーダンスは通過域での伝送特性をよくするために普通は定 K 型とする．しかし場合により六素子型の m-端子を用いることもある．なお表 6.2 では Z_1, Y_2 の関数形だけが示してあり，これから直接に端子回路網を求めてよいが，これに適当な変換を施し多彩な等価回路を導くこともできる．計算や検算も容易なので，2 端子インピーダンス関数のまま取扱っている．このことは沪波器の設計上かなり重要なことである．

実際の設計では，動作減衰量を問題とするのが普通で，この場合次式によって阻止域にお

ける動作減衰量が評価できる.

$$A(\mathrm{dB})=\frac{n_0-1}{2}A_0(\omega)+\frac{n_\infty-1}{2}A_\infty(\omega)+\sum_{\nu=1}^{n_h}A_\nu(\omega)$$

$$+\sum_{\nu'=1}^{n_l}A_{-\nu'}(\omega)+A_{r_1}(\omega)+A_{r_2}(\omega) \qquad (6.39)$$

ただし n_0, n_∞, n_h, n_l はそれぞれ規準化周波数 0, ∞, 上部阻止域 $[j, \infty]$, 下部阻止域 $[0, jk']$ での減衰極の個数を示す.

$A_0(\omega)$, $A_\infty(\omega)$; 表 6.2 に示す影像減衰量　$A_\nu(\omega)$; $m_h=\sqrt{\dfrac{q_\nu^2-1}{q_\nu^2-k'^2}}$ としたときの $A_h(\omega)$

$A_{-\nu'}(\omega)$; $m_l=\sqrt{\dfrac{1-q_{-\nu'}^2}{k'^2-q_{-\nu'}^2}}$ としたときの $A_l(\omega)$

$A_{r_1}(\omega)$, $A_{r_2}(\omega)$; 反射損失式 ((6.34) および図 6.3 参照)

また, これとともに通過域伝送特性も検討しなくてはならない, なお n_0 あるいは $n_\infty \geq 2$ であれば定 K 型影像インピーダンスで最小線輪回路構成が可能となる.

図 6.6 は Zobel による複合の方法で得た帯域沪波器の回路構成の一例であるが, これとまったく等価の帯域沪波器を以上述べた最小線輪回路で構成すると図 6.7 のようになり, 線輪数はが 2 個減少していることがわかる.

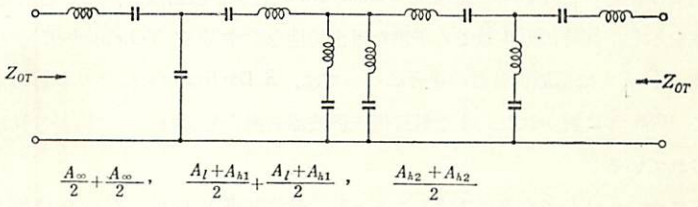


図 6.6 帯域沪波器の例

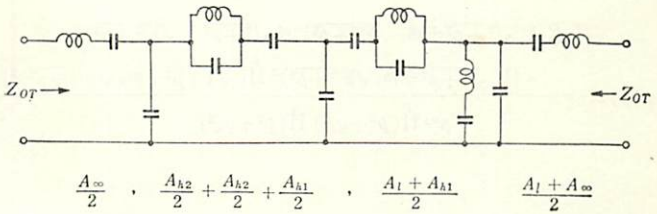


図 6.7 最小線輪帯域沪波器の例

6.4 回路網理論における近似問題

回路網理論における近似問題は, 実現可能な動作伝達係数 $S(p)$ (虚軸を含む右半平面に

零点を有しない有理関数）あるいはその対数で定義される動作伝送量 $\Gamma(p)=\log S(p)$ を与えられた領域内の与えられた関数形に近似させることである．このような $S(p)$ がもし求められたならば，これを実現する回路網を構成することによって動作特性があらかじめ規定された値に正しく合致し合理的経済的な回路設計が可能となるのである．近来とくに発展した通信技術の要求を満たすためには，このような立場から設計理論を組立てねばならなくなった．

近似問題の解法としては，現在のところつぎの三つの方法がそのおもなものであろう．

（i） 無限級数展開

（ii） 最小自乗近似

(iii) Tchebycheff 近似

これらの方法を適当に組合わせて，また電子計算機の力を借りて最近では相当困難な問題も解けるようになってきた．

近似の良さからみれば，誤差の絶対値の最大値を最小とする「Tchebycheff の意味の近似」がもっとも望ましいものである．沪波器の設計理論では，通過域をできるだけ平坦に近似し，阻止域では任意の特性とする通過域 Tchebycheff 近似沪波器設計理論と通過域は平坦な通過特性を示し，同時に阻止域でも平坦な阻止特性を示す連立 Tchebycheff 沪波器設計理論とがある．ともに低域沪波器の場合については，S. Darlington によりきわめて美しい理論として 1939 年に解かれた．また最近帯域沪波器の場合も含むように拡張された統一理論も発表されている．

その詳細については参考文献にゆずることとし，最終結果として，その特性関数 $\varphi(p)$ を次式に示す．

$$\varphi(p)=\frac{H\cdot R_a\{(\sqrt{1+p^2}+m_0\sqrt{k'^2+p^2})^{n_0}(\sqrt{1+p^2}+\sqrt{k'^2+p^2})^{n_\infty}\times\overset{l}{\Pi}(\sqrt{1+p^2}+m_l\sqrt{k'^2+p^2})^2\overset{h}{\Pi}(\sqrt{1+p^2}+m_h\sqrt{k'^2+p^2})^2\}}{p^{n_0}\overset{l}{\Pi}(p^2+q_l^2)\overset{h}{\Pi}(p^2+q_h^2)} \tag{6.40}$$

ただし

H；正定数

$m_0=\dfrac{1}{k'}$

$m_l=\sqrt{\dfrac{1-q_l^2}{k'^2-q_l^2}}$，$m_h=\sqrt{\dfrac{q_h^2-1}{q_h^2-k'^2}}$

$k'=\dfrac{\text{通過域下部限界周波数}}{\text{通過域上部限界周波数}}$

q_l, (q_h)；通過域上部限界周波数を基準とした下部（上部）阻止域の減衰極周波数

式 (6.40) から求められる $\varphi(p)$ から $S(p)$ を求めるには，式 (6.12) の高次方程式をきわめて精度高く解かねばならない．

この過程で計算精度を保つために式 (6.40) の複素変数 p の適当な変数変換が必要なことはもちろんであるが，それにしても 15 桁ないし 20 桁の数値計算を根気よくやらねばならない．当然電子計算機を利用することが有効である．

連立 Tchebycheff 特性沪波器の設計法はだ円関数の変換理論を応用するもので，それだけで美しい理論体系となっている．次節においては理論の詳細な追求を行なわないで具体的な設計法をくわしく述べる．

6.5 連立 Tchebycheff 特性沪波器の設計法

6.5.1 基 本 事 項

まず以下に本節で用いられる記号を列挙する．

$\omega=2\pi f$；角周波数

$\omega_{p0}=2\pi f_{p0}$； 低域沪波器通過域限界角周波数

$\omega_{s0}=2\pi f_{s0}$； 〃 阻止域 〃

$\omega_c=\sqrt{\omega_{p0}\cdot\omega_{s0}}$； 〃 基本角周波数

$\omega_p=2\pi f_p$； 帯域沪波器通過域上限界角周波数

$\omega_p=2\pi f_{-p}$； 〃 〃 下 〃

$\omega_s=2\pi f_s$； 〃 阻止域上 〃

$\omega_{-s}=2\pi f_{-s}$； 〃 〃 下 〃

$\omega_0=\sqrt{\omega_p\cdot\omega_{-p}}=\sqrt{\omega_s\cdot\omega_{-s}}$； 帯域沪波器中心角周波数

$W=\sqrt{k}(f_s-f_{-s})=\dfrac{1}{\sqrt{k}}(f_p-f_{-p})$； 〃 の規準帯域幅

$\omega_1=2\pi f_1$； 帯域沪波器上部規準点角周波数

$\omega_{-1}=2\pi f_{-1}$； 〃 下 〃

$\lambda=\gamma+j\Omega$； 規準複素角周波数

$\Omega=\dfrac{\omega}{\omega_c}$； 規準角周波数

Ω_p； 規準低域沪波器の通過域限界角周波数

Ω_s； 〃 阻止域 〃

$k=\frac{\Omega_p}{\Omega_s}$ ； 帯域係数

a_p； 通過域最大減衰量（ネーパ）

A_p； 〃 （デシベル）

a_s； 阻止域最小減衰量（ネーパ）

A_s； 〃 （デシベル）

a_e； 通過域最小不整合減衰量（ネーパ）

A_e； 〃 （デシベル）

N； 回路次数

$\varphi(\lambda)$；特性関数

$S(\lambda)$；動作伝達係数

本節においては，動作パラメータ沪波器の実際の計算法を計算順序に従って述べたものであって，数式は実際に計算上必要なもののみを記載することとし，その理論の誘導はすべて 6.10 節の注としてあげておいた．したがって沪波器を設計するにあたっては，本節の順を追って計算を進めていけば容易に所期の目的を果すことができる．

さて沪波器は動作減衰量 $\log|S(\lambda)|$ が通過域内で可及的零であって，阻止域で可能なかぎり大とならなくてはならない*．したがって $|S(\lambda)|$ は通過帯域内において 1 であって阻止域である一定値となるように決定されなければならない．実際には $S(\lambda)$ は λ の有理関数であるから通過帯域内で $|S(\lambda)|$ が 1 からの隔りの最大値が相等しく（これを等偏差性 equal ripple property という），阻止域において最小値が相等しく一定値となるように実現される．式 (6.12) の関係から $\varphi(\lambda)$ についていえば通過帯域において $|\varphi(\lambda)|$ が零に等偏差的に近似され阻止域において最小値が一定値となる．

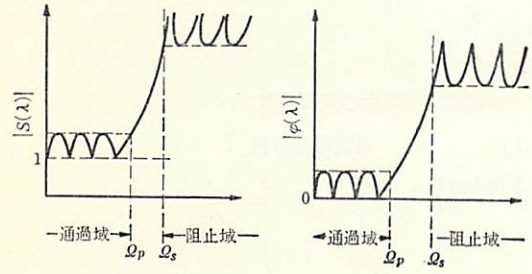


図 6.8

その関係は図 6.8 に示されている．

等偏差近似を Tchebycheff の意味で近似するといい，以下の各節に述べられた方法で $\varphi(\lambda)$ と $S(\lambda)$ を決定すれば，求められた

* 前節までは $S(p)$ や $\varphi(p)$ で表現してきたが，本節以降低域沪波器を述べる関係上とくに p を λ にかえて $S(\lambda)$ や $\varphi(\lambda)$ と表わすことにする．

$S(\lambda)$, $\varphi(\lambda)$ は与えられた沪波器の規格に Tchebycheff の意味で近似したものとなる.

なお, 周波数に関して (対数目盛で) 対称な特性の帯域沪波器は後述のごとく低域沪波器からただちに求められるから (6.5.6 項 (3) 項参照), まず基本となるべき低域沪波器を考えることにしよう.

それはつぎのごときものである.

$$\begin{cases} \omega < \omega_{p0} \text{ において } A_p(\text{dB}) \text{ (あるいは } a_p \text{ ネーパ) 以下} \\ \omega < \omega_{s0} \text{ において } A_s(\text{dB}) \text{ (あるいは } a_s \text{ ネーパ) 以上} \end{cases}$$

いま $\omega_c = \sqrt{\omega_{p0} \cdot \omega_{s0}}$ をもって角周波数を規準化し, 規準化周波数

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_c}$$

について考えると, 上述の低域沪波器に対する要求は以下のごとくなる.

$$\begin{cases} \Omega < \Omega_p \text{ にて } A_p(\text{dB}) \text{ (あるいは } a_p \text{ ネーパ) 以下} \\ \Omega < \Omega_s \text{ にて } A_s(\text{dB}) \text{ (あるいは } a_s \text{ ネーパ) 以上} \end{cases}$$

このような低域沪波器を規準低域沪波器といい, この回路構成を求めることが主要な問題となる.

6.5.2 特性関数 $\varphi(\lambda)$ の決定法

(1) 帯域係数の算出

いま, 沪波器の規格がつぎのごとく与えられたものとする.

低域沪波器の場合

$$\begin{cases} f < f_{p0}(\text{c/s}) \text{ で } A_p(\text{dB}) \text{ } (a_p \text{ ネーパ}) \\ \text{以下} \\ \left(\begin{array}{l}\text{実際には通過帯域内での不整合減衰量} \\ A_e(\text{dB}) \text{ を相当大に選ぶことのほう} \\ \text{が重要である}\end{array}\right) \\ f < f_{s0}(\text{c/s}) \text{ で } A_s(\text{dB}) \text{ } (a_s \text{ ネーパ}) \\ \text{以上} \end{cases}$$

帯域沪波器の場合 (対数周波数目盛に関して対称のもののみを考える)

$$\begin{cases} f_{-p} < f < f_p(\text{c/s}) \text{ で } A_p(\text{dB}) (a_p \text{ ネーパ}) \\ \text{以下} \\ \left.\begin{array}{l} f < f_s \text{ (c/s)} \\ f < f_{-s}(\text{c/s}) \end{array}\right\} \text{ で } A_s(\text{dB}) \text{ } (a_s \text{ ネーパ}) \\ \text{以上} \\ \left\{\begin{array}{l}\text{ただし } f_{-p} f_p = f_{-s} \cdot f_s (= f_0^2) \text{ なる関係} \\ \text{があるものとする}\end{array}\right\} \end{cases}$$

この与えられた規格より, 低域, 帯域に応じてつぎの量を計算する.

$$k = \begin{cases} \dfrac{f_{p0}}{f_{s0}} \cdots\cdots \text{低域沪波器の場合} \\ \dfrac{f_p - f_{-p}}{f_s - f_{-s}} \cdots\cdots \text{帯域沪波器の場合} \end{cases} \qquad (6.41)$$

k は帯域係数といわれる.

(2) 特性関数 $\varphi(\lambda)$ の次数の決定

k が定まれば, つぎにこの k の値に対して通過域で A_p(dB) (a_p ネーパ) 以下, 阻止域で A_s(dB) (a_s ネーパ) 以上とするためには, N 次実多項式 $\varphi(\lambda)$ の次数 N を, いくらに定めなければならないかを調べる.

A_p(dB) (a_p ネーパ), A_s(dB) (a_s ネーパ) と k および次数 N は次式で関係づけられている.

$$\left.\begin{aligned} &10^{\frac{A_s}{10}}-1=L^{-4}\cdot(10^{\frac{A_p}{10}}-1)\\ &e^{2a_s}-=L^{-4}\cdot(e^{2a_p}-1)\end{aligned}\right\} \qquad (6.42)$$

あるいは

$$L=k^{\frac{N}{2}}\cdot\prod_{\nu=1}^{[N/2]}sn^2\left(\frac{2\nu-1}{N}K,k\right) \qquad (6.43)$$

ただし, 式 (6.43) は 6.10 節の公式 (注-2) によって計算することができる. これより式 (6.41) と照し合わせて N を定める.

たとえば $k=0.59$ すなわち $k^2=m=0.35$ に対して, $A_s=75$ (dB) 以上, $A_p=0.03$ (dB) 以下なる規格が与えられた場合には, $k^2=m=0.35$, $N=\nu=7$ では $L=0.0035303$ となり, 式 (6.41) から, $A_s=75$(dB) では, $A_p\fallingdotseq 0.025$(dB) が見出せる.

$N=\nu=6$ では, $A_s=75$(dB) に対して $A_p>0.03$(dB) となるから, この場合 $N=7$ が適していることがわかる.

なお a_p に対してパラメータ H を導入すると a_p, a_s, $a_1(A_p, A_s, A_1)$ は次式で表わされる.

$$\left.\begin{aligned} &a_p=\frac{1}{2}\log_e(1+H^2\cdot L^2),\quad A_p=10\log_{10}(1+H^2\cdot L^2)\\ &a_1=\frac{1}{2}\log_e(1+H^2),\quad A_1=\log_{10}(1+H^2)\\ &a_s=\frac{1}{2}\log_e\left(1+\frac{H^2}{L^2}\right),\quad A_s=10\log_{10}\left(1+\frac{H^2}{L^2}\right)\\ &a_e=\frac{1}{2}\log_e\left(1+\frac{1}{H^2L^2}\right),\quad A_e=10\log_{10}\left(1+\frac{1}{H^2L^2}\right)\end{aligned}\right\} \qquad (6.44)$$

$a_1(A_1)$ は $\Omega=1$ における減衰量であって, 遮断特性の急峻さを見るための参考となろう (6.5.4 項参照). また $a_e(A_e)$ は通過域における最小不整合減衰量である.

式 (6.43) (6.44) を計算図表で表わすことができる. それを図 6.39 として添付しておく. 図表では N, k から A_p, A_s の関係を知り, あるいは A_p, A_s から N, k を知ること

ができるのである.

その使用法はつぎのとおりである.

沪波器設計のための計算図表の使用法

たとえば $N=5$, $k^2=0.5$ としたとき, $A_s=45\,\mathrm{dB}$ に対して A_p はいかなる値となるかを知るには, まず $N=5$, $k^2=0.5$ の点より基準線 G-G′ に垂線を下し ⓒ とする.

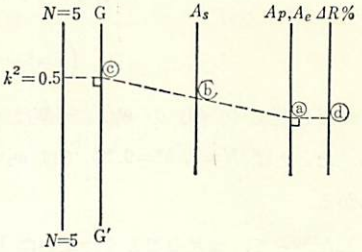


図 6.9

A_s 線上 45 dB の点を ⓑ とすれば ⓒ-ⓑ の延長と A_p 線 (A_e 線) との交点 ⓐ の目盛りを読めば A_p の値を知ることができる. この例題では $A_p=0.318\,\mathrm{dB}$ であることがわかる.

また A_p, A_s を知って N と k を定めるには, ⓐ-ⓑ の延長と基準線 G-G′ との交点 ⓒ より垂線を引き, 余裕のある値として N, k^2 を読みとることができる.

なお ⓐ 点より ΔR 線に垂線を引きその交点を ⓓ とすれば, 入 (出) 力インピーダンスの偏差 (+%, −%) が求められる.

$\varphi(\lambda)$ の決定

$\varphi(\lambda)$ の次数 N が定まれば, つぎに $\varphi(\lambda)$ の各係数を算出せねばならない. $\varphi(\lambda)$ はつぎの公式で計算される.

$$\varphi(\lambda)=H\cdot\frac{h(\lambda)}{f(\lambda)} \qquad H:\text{正定数}$$

N=奇数 (対称型)

$$\left.\begin{aligned} h(\lambda)&=\lambda\cdot(\lambda^2+\omega_2{}^2)\cdot(\lambda^2+\omega_4{}^2)\cdots(\lambda^2+\omega^2{}_{N-1})\\ f(\lambda)&=(1+\omega_2{}^2\cdot\lambda^2)\cdot(1+\omega_4{}^2\lambda^2)\cdots(1+\omega_N{}^2{}_{-1}\cdot\lambda^2)\end{aligned}\right\}$$

ただし

$$\left.\begin{aligned} \omega_{2\nu}&=\sqrt{k}\,sn\left(\frac{2\nu}{N}K\cdot k\right)\\ &\left(\nu=1\cdots\frac{N-1}{2}\right)\end{aligned}\right\} \qquad (6.45)$$

N=偶数 (相反型)

$$\left.\begin{aligned} h(\lambda)&=(\lambda^2+\omega_1{}^2)\cdot(\lambda^2+\omega_3{}^2)\cdots(\lambda^2+\omega^2_{M-1})\\ f(\lambda)&=(1+\omega_1{}^2\cdot\lambda^2)^2\cdot(1+\omega_3{}^2\cdot\lambda^2)\cdots(1+\omega^2_{N-1}\lambda^2)\end{aligned}\right\}$$

ただし

$$\left.\begin{aligned}\omega_{2\nu-1}&=\sqrt{k}\,sn\left(\frac{2\nu-1}{N}K\cdot k\right)\\&\left(\nu=1\cdots\frac{N}{2}\right)\end{aligned}\right\}\qquad(6.46)$$

ただし上式 (6.46) の $\omega_{2\nu-1}$ の値は 6.10 節の公式 (注-2) によって求めることができる．たとえば $N=7$, $k^2=0.35$ では $\omega_2=0.36304$, $\omega_4=0.62550$, $\omega_6=0.75358$ であることがわかる．

したがって，つぎのごとくただちに $h(\lambda)$. $f(\lambda)$ を書下すことができる．

$$\begin{aligned}h(\lambda)&=\lambda^7+1.090931108\,\lambda^5\\&\quad+0.3485961537\,\lambda^3\\&\quad+0.0292834548\,\lambda\\f(\lambda)&=0.0292834548\,\lambda^6\\&\quad+0.3485961537\,\lambda^4\\&\quad+1.090931108\,\lambda^2+1\end{aligned}$$

さて以上の方法で算出された $\varphi(\lambda)$ は規準角周波数軸 $\lambda=j\Omega$ 上において通過域 $\Omega<\sqrt{k}$ で，その絶対値が零に Tchebycheff の意味で近似し，阻止域 $\Omega>\frac{1}{\sqrt{k}}$ で一定値以上となるものである．その関係は図 6.10 を見ればよくわかる．すなわち図において N の奇，偶

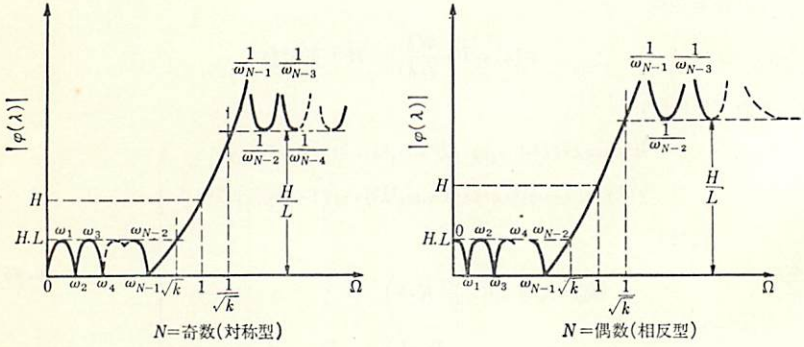


図 6.10

を問わず $|\varphi(\lambda)|$ は $|\Omega|<\sqrt{k}$ では 0 と $H\cdot L$ の間にあり $|\Omega|>\frac{1}{\sqrt{k}}$ では ∞ と H/L の間にあることがわかる．H は正の定数であるが，本項では別に計算する必要はない．6.5.4 項を参照されたい．

6.5.3 伝達係数 $S(\lambda)$ の決定法

$\varphi(\lambda)$ すなわち $h(\lambda)$, $f(\lambda)$ が定まったら今度は $S(\lambda)$ を決定する. $S(\lambda)$ は次式で計算すればよい.

$$S(\lambda)=H\cdot\frac{g(\lambda)}{f(\lambda)} \quad H：正定数 \tag{6.47}$$

N=奇数（対称型）

$$g(\lambda)=(\lambda+a_0)\prod_{\nu=1}^{\frac{N-1}{2}}(\lambda^2+b_{2\nu}\lambda+c_{2\nu}) \tag{6.48}$$

$f(\lambda)$ は式 (6.46) と同様

ただし

$$\left.\begin{aligned} b_{2\nu}&=\frac{2a_0\cdot cd_{2\nu}}{1+{a_0}^2\cdot{\omega_{2\nu}}^2}\\ c_{2\nu}&=\frac{{a_0}^2+{\omega_{2\nu}}^2}{1+{a_0}^2\cdot{\omega_{2\nu}}^2}\\ cd_{2\nu}&=\sqrt{(1-k\,\omega_{2\nu}{}^2)\left(1-\frac{\omega_{2\nu}{}^2}{k}\right)}\\ \nu&=1.2\cdots\frac{N-1}{2}\end{aligned}\right\} \tag{6.47}'$$

N=偶数（相反型）

$$g(\lambda)=\prod_{\nu=1}^{\frac{N}{2}}(\lambda^2+b_{2\nu-1}\lambda+c_{2\nu-1}) \tag{6.48}'$$

$f(\lambda)$ は式 (6.46) と同様

ただし

$$\left.\begin{aligned} b_{2\nu-1}&=\frac{2a_0\cdot cd_{2\nu-1}}{1+{a_0}^2\cdot\omega_{2\nu-1}^2}\\ c_{2\nu-1}&=\frac{{a_0}^2+\omega_{2\nu-1}^2}{1+{a_0}^2\cdot\omega_{2\nu-1}^2}\\ cd_{2\nu-1}&=\sqrt{(1-k\,\omega_{2\nu-1}^2)\cdot\left(1-\frac{\omega_{2\nu-1}^2}{k}\right)}\\ \nu&=1.2\cdots\frac{N}{2}\end{aligned}\right\} \tag{6.49}$$

上式において $\omega_{2\nu-1}$ はそれぞれ $\varphi(\lambda)$ の決定のところですでに定めた値であり，a_0 なる量が定まれば，$g(\lambda)$ をただちに算出することができる. a_0 は A_p, A_s に関係するパラメータ

であって (6.10節注-3), a_0 が減少すれば $|S(\lambda)|$ は Tchebycheff 特性 (等偏差性 equal ripple) を保ったまま A_s および A_p (両者は式 (6.43), (6.44) によって関係し合っている) が増大する. したがってあらかじめ定めた A_s, A_p (あるいは a_s, a_p) になるような a_0 の値を求めればよい.

それには N の奇偶のいかんにかかわらず, 次式で求められる.

$$a_0=2q^{1/4}\sinh\theta\prod_{n=1}^{\infty}\frac{1-2q^{2n}\cosh 2\theta+q^{4n}}{1-2q^{2n-1}\cosh 2\theta+q^{4n-2}} \tag{6.50}$$

あるいは

$$a_0=\tan\frac{K}{K'}\theta\cdot\prod_{n=1}^{\infty}\frac{1-2q'^{2n}\cos^2\frac{K}{K'}\theta+q'^{4n}}{1+2q'^{2n}\cos 2\frac{K}{K'}\theta+q'^{4n}} \tag{6.51}$$

ただし

$$\tanh N\theta=10^{-A_p/20}=e^{-a_p} \tag{6.52}$$

式 (6.52) は実は近似式なのであるが, 式 (6.43) で定められる L の値が 10^{-1} 以下であれば, 式 (6.52) で定められる θ に含まれる誤差は 10^{-3} 以下であり, 結果としてでてくる A_s, A_p (a_s, a_p) は予定していた A_s, A_p (a_s, a_p) より多少大きくなるが, その A_s について高々 1dB 以内, A_p について高々 0.01 dB 以内と見込んでよい.

普通沪波器の設計にあたっては, A_p は与えられた規格値より低く定めるから, a_0 を式 (6.50)～(6.52) で定めたために A_p がこの程度大となっても規格内に充分に入っている.

式 (6.50), (6.51) はどちらを用いてもよいが, k^2 の小さい場合には式 (6.50) が収斂が速く, k^2 が 1 に近い場合には式 (6.51) のほうが収斂が速い.

式において $q\cdot q'$, K/K' などの値はだ円関数の定数であって, 章末 6.9 表 [Theta Eliptic, 関数定数表] に $k^2=0.05$～0.5 に対して 0.05 間隔ごとに式 (6.50), (6.51) の計算に必要な数値が記載されている.

$k^2\leqq 0.5$ においては式 (6.50) で計算するほうが速く, $k^2>0.5$ では式 (6.51) のほうが便利であろう. しかも q および q' はきわめて小さい値であるから, 無限乗積は実際は第1項の計算のみで充分であろう.

したがって A_p から a_0, したがって $S(\lambda)$ を計算することは本書と三角関数表 (tanh, sinh, cosh, cos, etc.) とがあればただちにできる.

なお参考のため式 (6.52) の数表を表 6.3 にあげておく. また, 正定数 H は $|S(\lambda)|$ の最小値が 1 となるように定められるべき定数であり, 不整合減衰量に関係するが回路網構

表 6.3

A_p(dB)	a_p(ネーパ)	$N\theta=\tanh^{-1}10^{-\frac{A_p}{20}}$	A_p(dB)	a_p(ネーパ)	$N\theta=\tanh^{-1}10^{-\frac{A_p}{20}}$
0.01	0.0012	3.73004	0.18	0.0207	2.28475
0.02	0.0023	3.38345	0.20	0.0230	2.23218
0.03	0.0035	3.18073	0.25	0.0288	2.12021
0.04	0.0046	3.03689	0.30	0.0345	2.02944
0.05	0.0058	2.92500	0.35	0.0403	1.95245
0.06	0.0069	2.83465	0.40	0.0461	1.88572
0.07	0.0081	2.75717	0.45	0.0518	1.82681
0.08	0.0092	2.69020	0.50	0.0576	1.77410
0.09	0.0104	2.63159	0.60	0.0691	1.68303
0.10	0.0115	2.57866	0.70	0.0806	1.60601
0.12	0.0138	2.48765	0.80	0.0921	1.59394
0.14	0.0161	2.41037	0.90	0.1036	1.48053
0.16	0.0184	2.34370	1.00	0.1151	1.42796

成上からは直接必要ではない.

例　　題

たとえば $k^2=0.35$, $N=7$ に対しては，章末 6.9 表 [Theta Eliptic 関数表] より

$$q=0.02689797,\ q^{1/4}=0.40497654,\ \log q=\bar{2}.4297194686$$

であるから，$A_p=0.026$ dB に対して，$a_0=0.4180560$ が求められる.

したがって，これから $S(\lambda)$ の各係数を計算すれば

$$a_0=0.4180560\begin{cases}b_2=0.6918675 & \begin{cases}c_2=0.29966004\\ c_4=0.52979998\end{cases}\\ b_4=0.3992524 & \\ b_6=0.1241280 & \begin{cases}c_6=0.67559920\end{cases}\end{cases}$$

これから，$g(\lambda)=G(\lambda)+U(\lambda)$ とすれば，それらはつぎのごとくなる.

$$G(\lambda)=1.633303949\lambda^6+2.161897714\lambda^4+0.752066439+0.044839879$$

$$U(\lambda)=\lambda^7+2.424769259\lambda^5+1.534919290\lambda^3+0.2528155780\lambda$$

6.5.4 検　算　法

さて，以上で $S(\lambda)$, $\varphi(\lambda)$ が定数係数 H を除いて，決定されたから，その前にこの段階で検算を行なうことにする．$\varphi(\lambda)$ の計算では誤算を行なうことはないが，$g(\lambda)$ の計算では加減乗除の途中で誤るおそれがなくもない.

したがって検算としては $|S(\lambda)|$ を $\lambda=j\Omega$ の値について計算し，あらかじめ与えられた

動作減衰量特性に Tchebycheff 的に近似しているかどうかを確かめればよい.

式 (6.12) より無損失リアクタンス4端子網においては $|S(\lambda)|^2=1+|\varphi(\lambda)|^2$ なる関係が成立する.

$|\varphi(\lambda)|$ は通過域では $0\sim H\cdot L$ 間を振動し, 阻止域では, $\infty\sim\frac{H}{L}$ 間を振動する. 一方, H は $|S(\lambda)|$ の最小値が 1 となるように定められる値であったら

$$\left.\begin{aligned} H&=\left[\left|\frac{g(j\Omega)}{f(j\Omega)}\right| \text{ の最小値}\right]^{-1}\\ 10^{A_p/10}&=e^{2a_p}=1+H^2\cdot L^2\\ 10^{A_s/10}&=e^{2a_s}=1+\frac{H^2}{L^2}\end{aligned}\right\} \qquad (6.53)$$

を計算して, いま求めた $|S(\lambda)|$ が与えられた規格を満たしているか否か, あるいはいま設計中の沪波器は実際に A_p, A_s がいかなる値となっているかを確かめるのである.

例題を示せば, $H=7$, $k^2=0.35$ に対して前項で求めた $S(\lambda)$ の絶対値の最小値を 1 ならしめるごとく H を決めると,

$$H=\left|\frac{f(0)}{g(0)}\right|=27.5972$$

したがって

$$A_p=10\log(1+H^2\cdot L^2)=0.026\,\mathrm{dB}$$

$$A_s=10\log\left(1+\frac{H^2}{L^2}\right)=75\,\mathrm{dB}$$

となる.

6.5.5 規準低域沪波器の回路構成法

6.5.2, 6.5.3 項より $S(\lambda)$, $\varphi(\lambda)$, すなわち $g(\lambda)=G(\lambda)+U(\lambda)$, $h(\lambda)$, $f(\lambda)$ がそれぞれ決定できたら, 式 (6.24) もしくは式 (6.25) から, 開放インピーダンス行列, 短絡アドミタンス行列の元素が λ の正実有理関数として求められる.

これから規準低域沪波器の回路構成を求めるには, つぎのごとくすればよい. すなわち $z_{11}(y_{11})$ あるいは $z_{22}(y_{22})$ はそれぞれ他端を開放 (短絡) した場合, 入力側あるいは出力側から見たインピーダンス (アドミタンス) を表わすから, これらをまとめて Z で表わせば (アドミタンスの場合にはその逆数をとって)

$$Z=\frac{\eta(\lambda)}{\xi(\lambda)} \qquad (6.54)$$

となる.

リアクタンス定理より Z は λ の正実奇有理関数であって，$\eta(\lambda)$ と $\xi(\lambda)$ より一次高い場合および $\xi(\lambda)$ が $\eta(\lambda)$ より一次高い場合の2とおりが考えられ，それぞれに対してつぎのごとく回路構成を行なう．

(1) 直列端（T 端）梯子型回路を構成する場合

(a) $\eta(\lambda)$ が $\xi(\lambda)$ より一次高い場合

この場合は式 (6.54) を書き換えて，

$$Z=\frac{\lambda\eta_0(\lambda)}{\xi_0(\lambda)} \qquad (6.55)$$

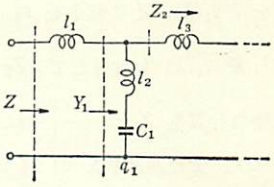


図 6.11

ただし，

$\eta_0(\lambda)$：λ^2 の n 次多項式

$\xi_0(\lambda)$：λ^2 の n 次多項式

とすることができる．構成せんとする沪波器は $\Omega=q_1, q_2, \cdots$ に無限大減衰点を有することがわかっているから，沪波器回路は同調角周波数 $q_1, q_2\cdots$ の同調回路を有せねばならない．

図 6.11 に示すごとく，まず q_1 同調素子を仮定すれば

$$Z=l_1\lambda+\frac{1}{Y_1}$$

$$Y_1=\frac{l_2^{-1}\lambda}{(\lambda^2+q_1^2)}+\frac{1}{Z^2} \quad \left(q_1^2=\frac{1}{l_2c_1}\right) \qquad (6.56)$$

が成立する．梯子型回路であるから，Z_2 もまた

$$Z_2=\frac{\lambda\cdot\eta_1(\lambda)}{\xi_1(\lambda)} \qquad (6.57)$$

$\eta_1(\lambda)$, $\xi_1(\lambda)$：λ^2 の $n-1$ 次の多項式で表わさなければならない．式 (6.56) (6.57) よりただちに

$$\left.\begin{aligned}
&\eta_0(\lambda)=(\lambda^2+q_1^2)\cdot\overline{\eta_0(\lambda)}+\alpha_0\\
&\xi_0(\lambda)=(\lambda^2+q_1^2)\cdot\overline{\xi_0(\lambda)}+\beta_0\\
&\eta_1(\lambda)=\overline{\eta_0(\lambda)}-l_1\cdot\overline{\xi_0(\lambda)},\ l_1=\frac{\alpha_0}{\beta_0}\\
&\xi_1(\lambda)=\overline{\xi_0(\lambda)}-l_2^{-1}\cdot\overline{\lambda^2\cdot\eta_1}(\lambda),\ l_2^{-1}=\frac{\beta_0}{\gamma_0}\cdot c_1=\frac{l_2^{-1}}{q_1^2}\\
&\text{ただし } \lambda^2\cdot\eta_1(\lambda)=(\lambda^2+q_1^2)\cdot\overline{\lambda^2\eta_1}(\lambda)+\gamma_0
\end{aligned}\right\} \qquad (6.58)$$

なる公式が見出せる．

すなわち $\eta_0(\lambda)$, $\xi_0(\lambda)$ を $(\lambda^2+q_1^2)$ 因子で除して，商を $\overline{\eta_0(\lambda)}$, $\overline{\xi_0(\lambda)}$，剰余を α_0, β_0 とすれば，直列インダクタンス l_1 は

$$l_1=\frac{\alpha_0}{\beta_0}$$

で表わされ，つぎに $\eta_1(\lambda)=\overline{\eta_0(\lambda)}-l_1\cdot\overline{\xi_0(\lambda)}$ を計算し，$\lambda^2\cdot\eta_1(\lambda)$ を $(\lambda^2+q_1^2)$ で除し，その商を $\overline{\lambda^2\eta_1(\lambda)}$，その剰余を γ_0 とすれば，$l_2^{-1}=\frac{\beta_0}{\gamma_0}$ が求められる．最後に $\xi_1(\lambda)=\overline{\eta_0(\lambda)}-l_2^{-1}\cdot\overline{\lambda^2\cdot\eta_1(\lambda)}$ を計算して，$Z_2=\lambda\frac{\eta_1(\lambda)}{\xi_1(\lambda)}$ が見出せる．

同様の計算を $Z_2=\lambda\frac{\eta_1(\lambda)}{\xi_1(\lambda)}$ について行ない，$Z_3=\lambda\frac{\eta_2(\lambda)}{\xi_2(\lambda)}$ を求め，順次，次数を低下せしめれば，受電端開放あるいは短絡に相当する沪波器の回路が見出せる．

実際の計算には，組立除法 (6.10 節[注-6] 参照) により以下のごとく手際よく行なう．

$$\eta_0(\lambda)=a_n\lambda^{2n}+a_{n-1}\lambda^{2n-2}+\cdots+a_1\lambda^2+a_0$$

$$\xi_0(\lambda)=b_n\lambda^{2n}+b_{n-1}\lambda^{2n-2}+\cdots+b_2\lambda^2+b_0$$

とすれば

$\eta_0(\lambda)$ の係数→	$a_n,\quad a_{n-1}\cdots a_2,\quad a_1,\quad a_0$		
$-q_1^2$			$\overline{a_n}=a_n$
$\overline{\eta_0(\lambda)}$ の係数→	$\overline{a_n},\quad \overline{a_{n-1}}\cdots\overline{a_2},\quad \overline{a_1}$	$\alpha_0=$剰余	$\overline{a_{n-1}}=a_{n-1}-(-q_1^2\overline{a_n})$
$\xi_0(\lambda)$ の係数→	$b_n\quad b_{n-1}\cdots b_2\quad b_1\quad b_0$		$\overline{a_{n-2}}=a_{n-2}-(-q_1^2\overline{a_{n-1}})$
$-q_1^2$			$\vdots$
			$\alpha_0=a_0-(-q_1^2\overline{a_1})$
$\overline{\xi_0(\lambda)}$ の係数→	$\overline{b_n}\quad \overline{b_{n-1}},\cdots\overline{b_2},\quad \overline{b_1}$	$\beta_0=$剰余	$l_1=\frac{\alpha_0}{\beta_0}$
$\lambda^2\eta_1(\lambda)$ の係数→	$a'_{n-1},\quad a'_{n-1}\cdots a_1',\quad a_0',\quad 0$		
$-q_1^2$			
$\overline{\lambda^2\eta_1(\lambda)}$ の係数→	$\overline{a'_{n-1}},\quad \overline{a'_{n-2}}\cdots\overline{a_1'},\quad \overline{a_0'}$	$\gamma_0=$剰余	$l_2^{-1}=\frac{\beta_0}{\gamma_0}$

したがって三回の組立除法を行なうことにより

$$l_1=\frac{\beta_0}{\alpha_0},\quad l_2=\frac{\beta_0}{\gamma_0}$$

および

$$\left.\begin{aligned}\eta_1(\lambda)&=a'_{n-1}\cdot\lambda^{2n-2}+a'_{n-2}\lambda^{2n-4}+\cdots+a_1'\cdot\lambda^2+a_0'\\ \xi_1(\lambda)&=b'_{n-1}\cdot\lambda^{2n-2}+b'_{n-2}\cdot\lambda^{2n-4}+\cdots+b_1'\cdot\lambda^2+b_0'\end{aligned}\right\}\qquad(6.59)$$

ただし

$$\begin{cases}a'_{m-1}=\overline{a_m}-l_1\cdot\overline{b_m}\\ b'_{m-1}=\overline{b_m}-l_2^{-1}\cdot\overline{a'_{m-1}}\end{cases}$$

が見出される．式 (6.59) をつぎに $\lambda^2+q_2^2$ で除することによって同様に l_3, l_4^{-1}, $\eta_2(\lambda)$, $\xi_2(\lambda)$ が見出せるのである．

（b） $\eta(\lambda)$ が $\xi(\lambda)$ より一次低い場合

この場合には

$$\left.\begin{aligned} &Z=\frac{\lambda\eta_0(\lambda)}{\xi_0(\lambda)} \\ &\eta_0(\lambda):\lambda^2 \text{ の } n-1 \text{ 次多項式} \\ &\text{ただし } \xi_0(\lambda):\lambda^2 \text{ の } n \text{ 次多項式で定数項は零である.} \end{aligned}\right\} \quad (6.60)$$

となる．（a）項とまったく同様な計算を行なえば，l_1 が負の値となる．負のインダクタンスは相互誘導を用いて実現できる．

図 6.12（a）の回路を同図（b）の回路に変換すれば

$$\left.\begin{aligned} l_1'&=l_1+l_2 \\ l_2'&=l_2+l_3 \\ M&=l_2 \end{aligned}\right\} \quad (6.61)$$

ただし図 6.12（b）の相互誘導線輪は密結合であるものとし，l_1', $l_2'=M^2$ より，同図（a）において

$$l_1l_2+l_2l_3+l_3l_1=0 \quad (6.62)$$

となるように l_3 を定めねばならない．

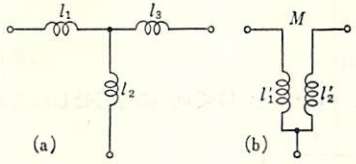


図 6.12

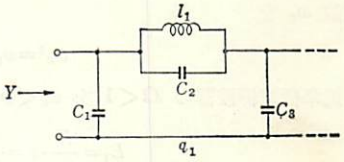


図 6.13

（2） 並列端（Π 端）梯子型回路を構成する場合

（a） $\xi(\lambda)$ が $\eta(\lambda)$ より一次高い場合

この場合式 (6.54) は

$$\left.\begin{aligned} &Y=\frac{\lambda\cdot\xi_0(\lambda)}{\eta_0(\lambda)} \\ &\xi_0(\lambda):\lambda^2 \text{ の } n \text{ 次多項式} \\ &\xi_0(\lambda):\lambda^2 \text{ の } n \text{ 次多項式} \end{aligned}\right\} \quad (6.63)$$

となる．（1）（a）項とまったく同様な計算法により図 6.13 に示すごとき回路がつくられる．（1）（a）項において ξ と η を入れかえ，$l\to c$ と書き直せばよい．

（b） $\xi(\lambda)$ が $\eta(\lambda)$ より一次低い場合

これも（1）（b）項と同様であって，$l_1<0$ に相当して $c_1<0$ が求められる．しかし沪波器入力側に他の並列容量が存在しないかぎり，負の容量を構成せしめることは物理的に不可能である．したがって特別の場合でないかぎり，直列端回路とする．なお y_{11} からすべての素子が求められたが，受電端側に近い素子の値には誤差が多く含まれるので，普通 y_{22}, z_{22} からも同様な計算を行なって正確を期する．

6.5.6 規準低域沪波器より低域，高域および帯域沪波器を求める法

（1） 低 域 沪 波 器

低域沪波器の基本角周波数を ω_c とすれば，すでに述べたごとく

$$\omega_c^2=\omega_{p0}\cdot\omega_{s0},\quad \Omega=\frac{\omega}{\omega_c} \tag{6.64}$$

であったから，Ω に関して求められた規準低域沪波器を ω に関して書き直すには

$$L_0=\frac{R\cdot l}{\omega_c}=\frac{R}{2\pi f_c}\cdot l,\ C_0=\frac{c}{\omega_c R}=\frac{c}{2\pi f_c R} \tag{6.65}$$

とすればよい．

（2） 高 域 沪 波 器

高域沪波器の通過限界周波数を ω_{p1}，阻止域限界周波数を ω_{s1}, $(\omega_{s1}<\omega_{p1})$ とすれば，基本角周波数 ω_c を

$$\omega_c^2=\omega_{p1}\cdot\omega_{s1} \tag{6.66}$$

と定め，規準低域沪波器の $\Omega<1$ を $\omega_c<\omega$ に，$\Omega>1$ を $\Omega<\omega_c$ に対応せしめると，

$$\left.\begin{aligned} L_1&=\frac{R}{\omega_c}\cdot c=\frac{R}{2\pi f_c}\frac{1}{c}\\ C_1&=\frac{l}{\omega_c R}=\frac{1}{2\pi f_c R}\cdot\frac{1}{l}\end{aligned}\right\} \tag{6.67}$$

となる．

（3） 帯 域 沪 波 器

帯域沪波器の上下通過域限界角周波数を ω_p, ω_{-p} 上下阻止域限界角周波数を ω_s, ω_{-s} とすれば，中心角周波数 ω_0 は

$$\omega_0^2=\omega_p\cdot\omega_p=\omega_s\cdot\omega_{-s} \tag{6.68}$$

と定義される．

規準低域沪波器の複素角周波数 λ を帯域沪波器の複素角周波数 p に変換する変換式は

$$\lambda=\frac{\omega_0}{2\pi W}\left(\frac{p}{\omega_0}+\frac{\omega_0}{p}\right) \tag{6.69}$$

あるいは

$$\left.\begin{aligned} p&=\omega_0 e^{j\theta} & \frac{\omega}{\omega_0}&=e^{v} \\ \lambda&=\frac{\omega_0}{\pi W}\cdot\cos\theta & \Omega&=\frac{\omega_0}{\pi W}\sinh v \end{aligned}\right\} \qquad (6.70)$$

と表わすこともできる.

ただし

$W=\frac{1}{\sqrt{k}}(f_p-f_{-p})=\sqrt{k}(f_s-f_{-s})=(f_1-f_{-1})$；帯域沪波器の規準帯域幅

$f_1=\frac{W}{2}\cdot(\Delta_0+1)$；帯域沪波器の上規準点周波数

$f_{-1}=\frac{W}{2}(\Delta_0-1)$；帯域沪波器の下規準点周波数

ただし $\Delta_0=\sqrt{1+4\cdot\frac{f_0^2}{W^2}}$

式 (6.69) より規準低域沪波器を帯域沪波器に変換すれば，各素子は表 6.4 に示すごとくなる.

表 6.4 は低域，高域沪波器についても記入してある．ただし W(c/s), R (Ω), f_0(c/s) として L, C は (H), (F) で求められる.

6.6 変換された連立 Tchebycheff 特性沪波器

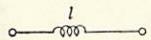
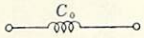
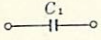
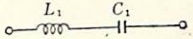
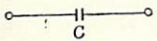
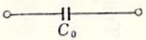
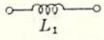
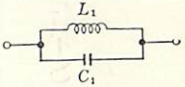
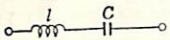
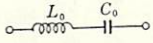
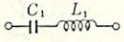
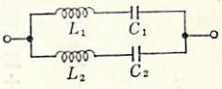
6.5 節において記述した方法によって，連立 Tchebycheff 特性の沪波器設計は一応完成したのであるが，本章においては，とくに N が偶数の場合すなわち相反型沪波器の場合よく用いられる変換された連立 Tchebycheff 特性沪波器について，その設計法を述べよう.

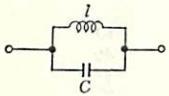
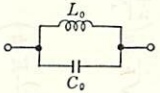
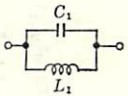
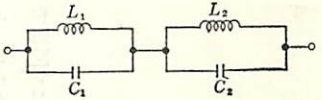
これは相反型沪波器が零周波数で零域衰でなく，無限大周波数で無限大減衰を与えないため，相互誘導を使用しなければならず，また並列接続が困難となるなど実用上不便な点があるのに対し，この変換を行なえば零周波数で零減衰となり，無限大周波数で無限大減衰を与える実用上便利な沪波器が得られるのである (6.10 節の注-4 参照).

6.6.1 特性関数 $\varphi(\lambda)$ の決定法

6.5.2 項において述べたごとく式 (6.41) から帯域係数 (6.5 節と区別するために k_0 とする) を計算し，$\varphi(\lambda)$ の次数を N (=偶数) とすれば，通過域最大域衰量 A_p (または

表 6·4

規準低域沪波器	低域沪波器	高域沪波器	帯域沪波器
			 帯域沪波器同調素子の同調点は f_0 である.
l	$L_0=\dfrac{R}{2\pi f_c}\cdot$	$C_1=\dfrac{1}{2\pi f_c R}\cdot\dfrac{1}{l}$	$L=\dfrac{R}{2\pi W}\cdot l,\quad C=\dfrac{W}{2\pi f_0{}^2R}\cdot\dfrac{1}{l}$
			
c	$C_0=\dfrac{c}{2\pi f_c R}$	$L_1=\dfrac{R}{2\pi f_c}\cdot\dfrac{1}{c}$	$C=\dfrac{1}{2\pi WR}\cdot c,\quad L=\dfrac{W\cdot R}{2\pi f_0{}^2}\cdot\dfrac{1}{c}$
			
l $l\cdot c=P^2=\dfrac{1}{Q^2}$	$L_0=\dfrac{R}{2\pi f_c}\cdot$ $C_0=\dfrac{c}{2\pi f_c R}$ $f_0=f_c\cdot Q$	$C_1=\dfrac{1}{2\pi f_c R}\cdot\dfrac{1}{l}$ $L_1=\dfrac{R}{2\pi f_c}\cdot\dfrac{1}{c}$ $f_0=f_c\cdot P$	$L_1=\dfrac{1}{2\pi f_1}\cdot\Delta QR\cdot l,\quad C_1=\dfrac{1}{2\pi f_1}\cdot\dfrac{1}{\Delta QR}\cdot\dfrac{1}{l}$ $L_2=\dfrac{1}{2\pi f_2}\cdot\Delta QR\cdot l,\quad C_2=\dfrac{1}{2\pi f_2}\cdot\dfrac{1}{\Delta QR}\cdot\dfrac{1}{l}$

			$f_1=L_1\cdot C_1$ の同調周波数$=\dfrac{WQ}{2}(\varDelta-1)$ $f_2=L_2\cdot C_2$ の同調周波数$=\dfrac{WQ}{2}(\varDelta-1)$ $\varDelta=\sqrt{1+4\left(\dfrac{f_0}{W}\right)^2\cdot P^2}$
			
c $l\cdot c=P^2=\dfrac{1}{Q^2}$	$L_0=\dfrac{R}{2\pi f_c}\cdot l$ $C_0=\dfrac{c}{2\pi f_c R}$ $f_0=f_c\cdot Q$	$C_1=\dfrac{l}{2\pi f_c R}\cdot\dfrac{1}{l}$ $L_1=\dfrac{R}{2\pi f_c}\cdot\dfrac{1}{c}$ $f_0=f_c\cdot P$	$L_1=\dfrac{1}{2\pi f_1}\cdot\dfrac{R}{\varDelta Q}\cdot\dfrac{1}{c}$, $C_1=\dfrac{1}{2\pi f_1}\cdot\dfrac{\varDelta Q}{R}\cdot c$ $L_2=\dfrac{1}{2\pi f_2}\cdot\dfrac{R}{\varDelta Q}\cdot\dfrac{1}{c}$, $C_2=\dfrac{1}{2\pi f_2}\cdot\dfrac{\varDelta Q}{R}\cdot c$ $f_1=L_1\cdot C_1$ の同調周波数$=\dfrac{WQ}{2}(\varDelta-1)$ $f_2=L_2\cdot C_2$ 〃 $=\dfrac{WQ}{2}(\varDelta+1)$ $\varDelta=\sqrt{1+4\left(\dfrac{f_0}{W}\right)^2 P^2}$

a_p)，阻止域最小減衰量 A_s（または a_s）は式 (6.43) と同様に次式で関係づけれている．

$$10^{A_p/10}-1=L^{-4}\cdot(10^{A_s/10}-1),\ e^{2a_s}-1=L^{-4}\cdot(e^{2a_p}-1) \tag{6.71}$$

$$L=k^{N/2}\prod_{\nu=1}^{N/2}sn^2\left(\frac{2\nu-1}{N}K\cdot k\right) \tag{6.72}$$

$$k=\frac{k_0}{sn^2\left(\dfrac{N-1}{N}K\cdot k\right)} \tag{6.73}$$

$$k_0\begin{cases}\dfrac{f_{p_0}}{f_{s_0}}\\[2ex]\dfrac{f_p-f_{-p}}{f_s-f_{-s}}\end{cases} \tag{6.74}$$

式 (6.71)，(6.72) は，式 (6.42)，(6.43) とまったく同様であり 6.5.2 項（2）で述べた方法によって N と A_p, A_s の関係を知ることができるが，k は実際の帯域係数 k_0 よりいく分大なる値である．

かくて $\varphi(\lambda)$ の次数 N（偶数）k（あるいは k_0）を知ったならば，次式で $\varphi(\lambda)$ を計算する．

$$\varphi(\lambda)=H\cdot\frac{h(\lambda)}{f(\lambda)}$$

$$\left.\begin{aligned}h(\lambda)&=\lambda^2(\lambda^2+\omega_3^2)(\lambda^2+\omega_5^2)\cdots(\lambda^2+\omega^2{}_{N-1})\\ f(\lambda)&=(1+\omega_3{}^2\cdot\lambda^2)(1+\omega_5{}^2\cdot\lambda^2)\cdots(1+\omega^2{}_{N-1}\lambda^2)\end{aligned}\right\} \tag{6.75}$$

ただし

$$\left.\begin{aligned}&\omega_\nu{}^2=\omega_{\nu-1}\cdot\omega_{\nu+1},\ \nu=3.5.7\cdots N-1\\ &\omega_{\nu-1}=\sqrt{k}\ sn\left(\frac{\nu-1}{N}K\cdot k\right),\quad \omega_{\nu+1}=\sqrt{k}\ sn\left(\frac{\nu+1}{N}K\cdot k\right)\end{aligned}\right\} \tag{6.76}$$

式 (6.76) は 6.10 節の注-2 の公式より

$$\omega_{2(\nu-1)}=\sqrt{k}\ sn\left(\frac{2(\nu-1)}{N}K\cdot k\right)$$

および

$$\omega_{2\nu}=\sqrt{k}\ sn\left(\frac{2\nu}{N}K\cdot k\right)$$

を知り，両者の積として $\omega^2{}_{2\nu-1}$ をただちに知ることができる．

6.6.2 伝達係数 $S(\lambda)$ の決定法

$S(\lambda)$ は次式で計算される．

$$S(\lambda)=H\cdot\frac{g(\lambda)}{f(\lambda)}$$

$$\left.\begin{aligned} g(\lambda)&=(\lambda^2+b_1\lambda+c_1)(\lambda^2+b_3\lambda+c_3)(\lambda^2+b_5\lambda+c_5)\cdots(\lambda^2+b_{N-1}\lambda+c_{N-1})\\ f(\lambda)&=\text{式 (6.75) と同様}\end{aligned}\right\}\quad(6.77)$$

$$\left.\begin{aligned} b&=\sqrt{2}\left[c_\nu+\frac{{a_0}^2\cdot cd_{\nu-1}\cdot cd_{\nu+1}-W^2\cdot\omega^2_\nu}{(1+{a_0}^2\cdot\omega^2_{\nu-1})(1+{a_0}^2\cdot\omega^2_{\nu+1})}\right]^{1/2}\\ c_\nu&=\left[\frac{({a_0}^2+\omega^2_{\nu-1})}{(1+{a_0}^2\cdot\omega^2_{\nu-1})}\cdot\frac{({a_0}^2+\omega^2_{\nu+1})}{(1+{a_0}^2\cdot\omega^2_{\nu+1})}\right]^{1/2}\\ \nu&=1.3.5.7\cdots N-1\\ \omega_{\nu\pm1}&=\sqrt{k}\ sn\left(\frac{\nu\pm1}{N}K\cdot k\right)\\ cd_{\nu\pm1}&=\sqrt{(1-k\omega^2_{\nu\pm1})\left(1-\frac{1}{k}\omega^2_{\nu\pm1}\right)}\\ W^2&=(1+k{a_0}^2)\cdot\left(1+\frac{1}{k}{a_0}^2\right)\end{aligned}\right\}\quad(6.78)$$

上式によって，a_0 がわかればただちに $g(\lambda)$ が計算できる．

ここに a_0 は 6.5.3 項に述べた a_0 と同様な意味を有し，式 (6.50)，(6.51)，(6.52) から求められる．

以上によって $S(\lambda)$，$\varphi(\lambda)$ が計算できたから，以後の計算は 6.5.4，6.5.5，6.5.6 の各項に従って計算すれば，沪波器が完成する．

6.6.3 その他の変換

なお，以上の変換の他に種々の変換が考えられ，無限大周波数で無限大減衰，零周波数で有限減衰を与えるもの，無限大周波数で有限減衰，零周波数で零減衰を与えるもの，あるいは帯域幅の圧縮率などに関する考察がなされている (6.10 節の注-5 参照)．

6.7 減衰歪を補償した沪波器

沪波器素子の計算に用いた式はリアクタンス回路の場合に成立するものであって，求められたリアクタンス素子には損失はないものと考えている．実際にはコイル，コンデンサに損失があり，その結果，製品の実測動作減衰量は計算値と異なり，とくに通過帯域の端で偏差が大となる．これを除くにはあらかじめコイル，コンデンサの損失をも考慮にいれた設計を行なわなければならない．本節においてはその設計法を簡単に述べる．

6.7.1 素子の損失が動作減衰量に及ぼす影響

いま一般に帯域沪波器を考え，複素角周波数を $P(=j\omega)$ とする．コイルに損失があるとき，その等価回路を図 6.14 の（b）に示すごとく，直列抵抗 R が付加されたものと考え，インピーダンスは

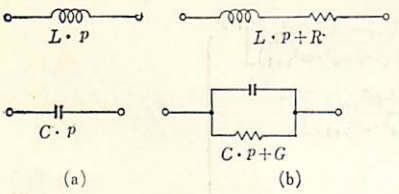


図 6.14

$$L\cdot P+R \tag{6.79}$$

となるものとする．また，コンデンサの損失は図 6.14 に示すように並列コンダクタンス G の付加と等価と考えると，そのアドミタンスは

$$C\cdot P+G \tag{6.80}$$

となる．R および G は一般には L, C の大きさ，使用される周波数によっていろいろ異なる値である．

さてこれらの損失素子を用いた帯域沪波器を，まず規準低域沪波器に変換して考えることにしよう．6.5.6 項に述べたように帯域沪波器と規準低域沪波器との変換は式 (6.70) あるいは表 6.4 で与えられる．いま，帯域沪波器の素子 $L\cdot P+\dfrac{1}{CP}$ が規準低域沪波器の素子 $l\lambda$ に相当するものとすれば，L, C が損失素子の場合には

$$(LP+R)+\frac{1}{CP+G}=LP+\frac{1}{CP}+\left(R-\frac{G}{C^2P^2}\right)=LP+\frac{1}{CP}+L\left(\frac{R}{L}+\frac{G}{C}\right) \tag{6.81}$$

ただし $G\ll C\omega_0$ かつ G は考えている周波数範囲内で一定で $\omega=\omega_0$ における値に等しいものと仮定している．同様に帯域沪波器素子 $CP+\dfrac{1}{LP}$ が規準低域沪波器の素子 $C\lambda$ に相当しているものとすれば

$$(CP+G)+\frac{1}{LP+R}=CP+\frac{1}{LP}+\left(G-\frac{R}{L^2P^2}\right)=CP+\frac{1}{LP}+C\left(\frac{G}{C}+\frac{R}{L}\right) \tag{6.82}$$

ただし R は中心周波数 ω_0 近傍において一定でかつ $R\ll L\omega_0$ と考える．

さて式 (6.81)，(6.82) に式 (6.69) を適用すれば

$$\left.\begin{aligned}(LP+R)+\frac{1}{CP+G}&=l\lambda+l\frac{1}{2\pi W}\left(\frac{R}{L}+\frac{G}{C}\right)=l(\lambda+\delta)\\(CP+G)+\frac{1}{LP+R}&=C\lambda+C\frac{1}{2\pi W}\left(\frac{R}{L}+\frac{G}{C}\right)=C(\lambda+\delta)\end{aligned}\right\} \tag{6.83}$$

ただし

$$\delta=\frac{1}{2\pi W}\left(\frac{R}{L}+\frac{G}{C}\right) \tag{6.84}$$

したがって規準低域沪波器においては無損失素子 $l\lambda$, $C\lambda$ は損失のため $l(\lambda+\delta)$, $C(\lambda+\delta)$ となるわけである. δ は lc の値にも関係するが, いますべての素子について δ の値が相等しいものとすれば, 無損失として計算した $S(\lambda)$ は損失のため δ だけ λ 平面の左側へずれることになる. ここに δ は損失項であって

$$\delta=\begin{cases}\dfrac{1}{2\pi W}\left(\dfrac{R}{L}+\dfrac{G}{C}\right) & \text{帯域沪波器}\\ \dfrac{1}{4\pi fc}\left(\dfrac{R}{L}+\dfrac{G}{C}\right) & \text{低域沪波器}\end{cases} \tag{6.85}$$

と表わされる. したがって損失を補償するには無損失として計算した $S(\lambda)$ において, λ のかわりに $\lambda-\delta$ をおきかえ, あらかじめ δ だけ右側にずらせておけばよいことになる. $S(\lambda)$ の極は, 虚軸上にあって, さらに右側にずらすことは受動回路で実現不可能であり, ただその零点だけを δ だけ右側にずらせる.

通過帯域の減域特性を決定するのは, ほぼ $S(\lambda)$ の零点だけであるからこれで充分である.

6.7.2 設　計　法

いま 6.5.3 項あるいは 6.6.2 項によって

$$S(\lambda)=H\cdot\frac{g(\lambda)}{f(\lambda)}$$

を計算したのち, $g(\lambda)$ に座標平行移動を施して

$$S^*(\lambda)=H^*\frac{g(\lambda-\delta)}{f(\lambda)} \tag{6.86}$$

を求める. ただし H^* は $S^*(\lambda)$ の最小値が 1 となるように定める. したがって

$$S^*(0)=C>1 \tag{6.87}$$

となるから両端終端抵抗 R_1, R_2 は

$$C=\frac{R_1+R_2}{2\sqrt{R_1R_2}} \tag{6.88}$$

によって決定されなければならない.

$S^*(\lambda)$ を計算するにあたって, 式 (6.85) で表わされる δ は普通すべての構成素子の通通過帯域での δ の値の算術平均を採用する. 補償が充分行なわれるためには, なるべく δ がバラツキなく設計値に等しいことがのぞましい.

さて $S^*(\lambda)$ から式 (6.14) によって $\varphi^*(\lambda)$ を求める.

$$|g(\lambda-\delta)|^2=H^{*-2}|f(\lambda)|^2+|h^*(\lambda)|^2 \tag{6.89}$$

あるいは

$$h^*(\lambda)\cdot h^*(-\lambda)=g(\lambda-\delta)\cdot g(-\lambda-\delta)-H^{*-2}\cdot f^2(\lambda) \tag{6.90}$$

式 (6.90) より $h^*(\lambda)$ が計算できれば

$$\varphi^*(\lambda)=H^*\cdot\frac{h^*(\lambda)}{f(\lambda)} \tag{6.91}$$

が求められる．かくして $S^*(\lambda)$, $\varphi^*(\lambda)$ を知れば 6.5.5 項以降に記述した方法に従って無損失のリアクタンス回路として実現すればよい．

式 (6.90) を解いて $h^*(\lambda)$ を知るとき，高次代数方程式を解かなければならない．また，$h^*(\lambda)$, $h^*(-\lambda)$ から $h^*(\lambda)$ を知るとき，その零点を左半平面においたり，右半平面においたりすることにより多くの定め方が可能となる．

6.7.3 本設計法の特徴

この設計法の特徴を列記すれば，つぎのごとくになる．

(i) 損失素子を用いても，通過域減衰特性の偏差を設計値に等しくすることが常に可能である．

(ii) 互いに並列接続しても通過域特性は劣化しない．

(iii) 定損失が大となる．

(iv) 両端の終端抵抗は相異なる．

(v) 設計の途中で高次代数方程式の数値計算を行なわなければならないから，設計労力が大である．

(vi) $\frac{R}{L}$, $\frac{G}{C}$ が通過帯域内で一定であることを仮定しているから，もしこれらの量が各素子についてバラついていたり，周波数とともに変化する場合には，本方法ではよい結果が得られない．

6.8 電子計算機の応用

影像パラメータ法と動作パラメータ法とは，前者は計算が簡単で後者は複雑であると述べたが，具体的に比較してみる．

影像パラメータ法の場合は特殊な場合を除いて，ほとんどの演算は大型の計算尺程度で充分であり，演算時間も数時間で完了する．

これに対し動作パラメータ法の一例として，前節において述べた連立 Tchebycheff 沪波

器は理論も美しく，またとくに高次の代数方程式を解くことの必要のない，いわば簡単な部類に属するものである．しかし計算労力としては1週間は必要であろう．

さらに本稿では 6.4 節で簡単にふれた通過域が Tchebycheff 特性を有し，任意の周波数に減衰極を有する沪波器や $\varphi(p)$（あるいは $S(p)$）を適当に与えた，すなわち特殊な近似を行なった沪波器の設計においては，回路次数が 10 次を超えると電動計算機を用いて1カ年以上を要する場合が普通であり，その計算桁数は 20 桁程度で遂行していかなければならない．しかもこの計算期間中1個所の間違いも許されない．

しかしながら近年電子計算機の発達はめざましいものがあり，これをフィルタ設計に応用した場合，回路次数の増加による設計計算の複雑さはほとんど問題にならない．電子計算機によってフィルタ設計を行なうためには，あらかじめ用意された設計方針，ならびに演算公式を計算機特有の命令の組合わせ（いわゆるプログラム）に翻訳し，計算機に記憶させれば入力データを与えるだけで設計が完了する．

また電子計算機による演算は高級で複雑な演算よりは，むしろ単純な演算でも，これを繰返えしていけば確実に最終目的に到達できる方法のほうが有利な場合が多い．たとえば現在種種の損失をもつ LC を組合わせてフィルタを設計する方法は理論的には未解決である．

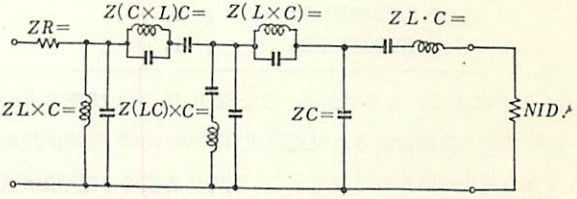


図 6.15 電子計算機により自動設計されたフィルタ回路

影像パラメータ法により簡単に素子を算出し，これに適当な R を適当な個所に挿入して，これを初期値として修正していく方法などは，電動計算機の時代には考えも及ばないことであろう．

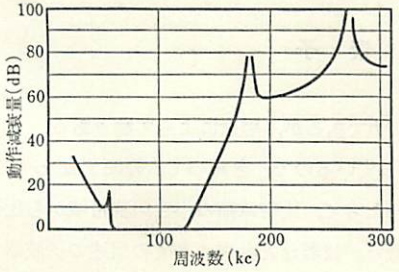


図 6.16 電子計算機によりシミュレートされたフィルタの周波数特性

しかしながら日々進歩する電子計算機とその応用について将来を予想することははなはだ困難であり，今後の問題として残されている．

章末に前節までに述べた連立 Tchebycheff 沪波器の規準素子値を減衰極の値とともに表 6.11 として読者の便に供しておいたが，これは電子計算機によって設計された（もちろん実際に使用する L や C の値を求めるには

表 6.5 電子計算機によって自動設計されたフィルタの回路（記号表示）ならびに規準素子値

NZL !		Z(C×L)=	
ZR=		X	
X		0.889077465915	(−1)
0.1		0.162928398028	(1)
ZL×C=		ZC=	
0.109521240570	(1)	X	
0.120526773918	(1)	0.810128069060	(0)
Z(C×L)C=		ZLC=	
X		X	
0.275303437951	(0)	0.282563788595	(1)
0.118387888291	(1)	0.628043688686	(0)
0.116384240522	(1)	NID !	
Z(LC)×C=		X	
X		0.202009871155	(1)
0.611365867654	(1)		
0.592345661116	(0)		
0.139802855620	(1)		

表 6.4 による）ものである．また図 6.15 および表 6.5 は最近発表されたもので，電子計算機により自動設計された通過域 Tchebycheff 帯域沪波器の最終結果であり，これはフィルタの規準回路を記号表示すると同時に各素子の規準値が示されている．図 6.16 は設計されたフィルタについて実際に製作されるコイルやコンデンサの損失，浮遊容量，あるいはリードインダクタンスなどを付加してその動作減衰量を計算したもので，実測値との差はほとんどないほど正確な結果が得られる．

6.9 構 成 素 子

LC 沪波器を構成する素子はコイルとコンデンサであるが，用途によって種々ある．とくに *LC* 沪波器は歴史も古くまた設計方法も発達しているので，きわめて広範囲すなわち低周波から高周波までの広い範囲の周波数帯域にわたって，比帯域幅の小さい狭帯域から比帯域幅の大きい広帯域沪波器や各種の高域および低域沪波器など非常に多くの用途の沪波器を実現させることができる．したがってこれら多種類の沪波器の用途によってもっとも適した構成素子を選択して使いわけなければならない．

コイルやコンデンサにはたくさんな種類があるが，ここには沪波器用としておもに使われ

るコイルおよびコンデンサについて概要を述べてみる.

6.9.1 磁 性 材 料

沪波器用コイルに用いられる磁心は,まず損失が少なく安定であることが必要とされる.磁心材料はこの方向にそって研究され,開発され,実用化されている.したがってこの意味において低損失磁心の歴史はとりもなおさず沪波器用コイルの性能向上を示していると考えてよい.沪波器用磁心材料の発展過程で二つの大改革がある.すなわち一つは圧粉磁心の発明であり,他はフェライト材料の実用化である.前者は搬送装置の多重化に大きい可能性を与え,後者は小型,大容量化を可能とした.磁心材料の年代別経過を表 6.6 に示す.なお

表 6.6 コ イ ル 用 磁 心 材 料

年代	コア材料名	特徴	主用途
1925 ～ 1932	圧粉鉄心	電解鉄圧粉磁心 低透磁率 トロイダル形	低周波コイル 装荷コイル
1932 ～ 1942	パーマロイダスト	Ni, Fe 合金圧粉磁心 低透磁率,低損失 トロイダル形	低周波コイル 装荷コイル
1938 ～	センダスト	Al, Si, Fe 合金圧粉磁心 低透磁率,低損失 トロイダル形,安価	低周波コイル 装荷コイル
1939 ～	CuZn フェライト	低透磁率,高周波 低損失,棒形 安価	高周波コイル
1947 ～	NiZn フェライト	固有抵抗大 高周波,低損失 壺形,棒形,安価	高周波コイル
1950 ～	モリブデンパーマロイダスト	Mo, Ni, Fe 合金圧粉磁心 低損失,高透磁率 安定,トロイダル形	低周波コイル 発振コイル 装荷コイル
1952 ～	カーボニル鉄ダスト	低透磁率,高安定 トロイダル形,壺形 棒形	高周波コイル
1953 ～	MnZn フェライト	固有抵抗大 高透磁率,低損失	一般コイル 装荷コイル

本表の年代は,本邦においてその磁心が実用に供された年を示している.これらの磁心のうち,それぞれの特徴を生かして現在でも使用されているものはセンダスト,モリブデンパー

マロイダスト，カーボニル鉄ダストコアである．また最近の沪波器にほとんどフェライトが使用されている．センダストは鉄，ケイ素，アルミニウムの三元合金の圧粉磁心で日本で発明されたものである．透磁率は 10～80 の間で4段階に標準化されており，経時変化は小さいが透磁率温度特性にやや劣っている．モリブデンパーマロイダストは鉄，ニッケル，モリブデンの三元合金の圧粉磁心で 1953 年ごろから国産化されたものである．透磁率は 14～145 の間で6段階に標準化されており，非常に安定な特性を有しコイルとしても高い Q (250 くらい) が得られる．

カーボニル鉄ダストは還元鉄の微粉末よりなる圧粉磁心で，粒子が数ミクロンの小さい完全球型であるため高周波損失が少なく，非直線ひずみも小さい．安定度も良好であるが，透磁率は比較的低くトロイダル形で 3～20 くらいである．高周波コイル用として種々の構造で用いられる．

フェライトは最近 10 年間に急激に実用面で賞用されだしたもので，数百 kc 以下で用いられる MnZn 系のものと，数 Mc ないし数百 Mc で用いられる NiZn 系のものがおもなものである．主として壺形コイルとして用いられるが，高周波での NiZn 系フェライトは棒状でソレノイドコイルとしても用いられる．実効透磁率はかなり自由に得られ 10～600 くらいで実用されている．損失特性は非常に良好で他のいずれの磁心でも得られない Q をもったコイルを製造することができ，急峻な遮断特性を必要とする沪波器には不可欠の磁心である．しかし，反面フェライト特有の不安定現象があり，使用上注意を要する．一般に経時変化を軽減するため製造後5日ないし1カ月の枯化を行なうのが普通である．

6.9.2 コ イ ル

沪波器用コイルは jwL で表わされる2端子インピーダンスとして動作するもので，安定な特性を有する磁心に絶縁された巻線を施したもので，その構造にははなはだ多種類のものがある．磁心とコイルの数例を図 6.17 および図 6.18 に示す．このような沪波器用コイルの具備すべき条件は用途によってまちまちであるが，一般にはつぎの三つの条件が重要である．

(i) 規定のインダクタンス値を有し，またその値が温度，湿度，電流および経時などにより変化が少ないこと

(ii) 損失が少ないこと，すなわち Q の値が大きいこと

(iii) 入力電流による非直線ひずみが少ないこと

(i) の条件は沪波器の伝送特性，不整合特性の変動を防ぐためにもっとも重要であり，

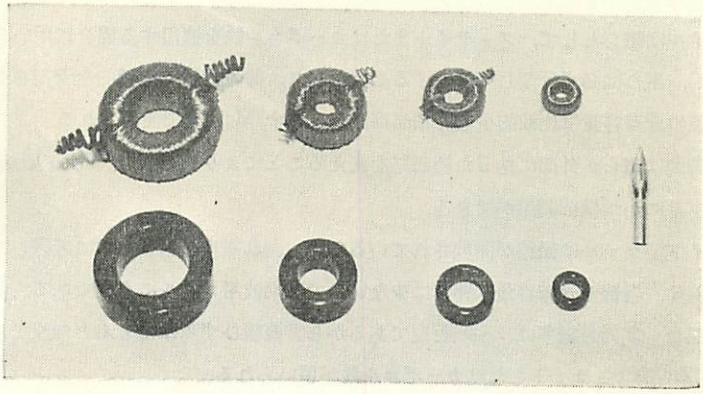


図 6·17 環状磁心とコイル

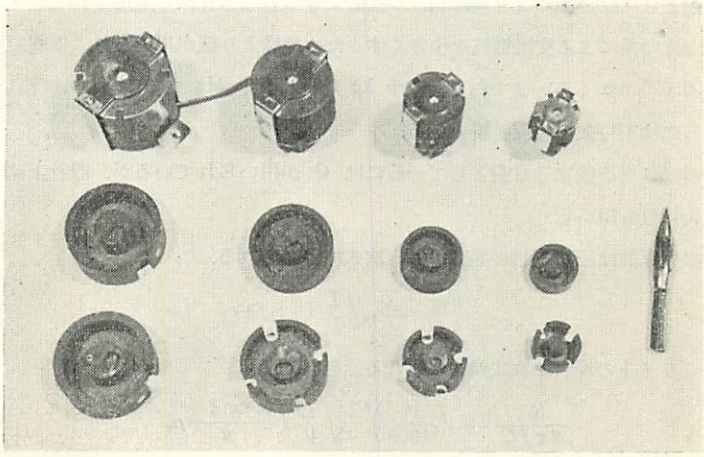


図 6·18 フェライト壺形磁心とコイル

(ii) は損失が少なく遮断特性の急峻な沪波器には不可欠の条件であり，(iii) は信号電流のひずみや搬送電話の場合はコイルによる相互変調漏話を防ぐために必要とされる．

コイルの主要部分は磁心と巻線であるが，その構造には大別してトロイダル形，壺形およびソレノイド形の3種類がある．

トロイダル形コイルは環状磁心に直接巻線を行なうもので，外部への漏れ磁束がほとんどなく構造上非常に安定したコイルである．しかし巻線の分布容量が比較的大きく高周波，高インダクタンスには不適である．またインダクタンス調節は巻回数の加減によるしかなく，連続的な微細調節は一般にできない．主として圧粉磁心（ダストコア）に用いられる構造で

ある.

壺形コイルは磁心として，フェライトまたはカーボニル鉄を適用する場合に用いられる構造であるが，磁心は必ず分割して製造する必要があり，締付構造に機械的な安定さが要求される．巻線の分布容量は比較的少なく相当高周波（数十 Mc）まで使用される．またインダクタンス調節は磁心が外部にあるため磁路を変えることにより(磁路の断面積，磁路の長さ)きわめて容易にかつ微細調節ができる.

ソレノイド型コイルは磁路が開放されているので，漏れ磁束の影響を常に考慮して使用する必要がある．巻線の分布容量は非常に少ないので高周波用コイルに有利である．棒状磁心を有する場合も実効透磁率は 2～5 程度であるから非直線ひずみはほとんど無視できる．磁心には NiZn 系フェライトまたはカーボニル鉄が用いられる.

巻線材料としては，ホルマール銅線ならびにポリウレタン銅線がもっとも多く用いられ，特殊な用途としては加熱により巻線相互が接着できる自己融着線も実用されている．また高周波では表皮効果による交流抵抗を小さくするため絶縁より線が用いられ，素線直径としては 0.16～0.025 mm くらいまであり，数十 kc ないし数十 Mc までにわたって高い Q のコイルを得るには不可欠の巻線材料である.

コイルの良さを評価する目安として一般には Q が用いられているが，設計上はこの逆数である損失係数を用いる.

磁心の損失係数は圧粉磁心の場合には，次式で表わされる.

$$\frac{R_m}{2\pi fL}=h_1\sqrt{\frac{L}{V}}I+e_1f+c_1 \qquad (6.92)$$

また，フェライトの場合は次式が用いられる.

$$\frac{R_m}{2\pi fL}=h_{10}\left(\frac{\mu_e}{1000}\right)^{3/2}\sqrt{\frac{L}{V}}I+\frac{\tan\delta}{\mu}\cdot\mu_e \qquad (6.93)$$

ここに

R_m……磁心損失抵抗（Ω）

L……インダクタンス（H）

f……周波数（c/s）

I……交流実効電流（A）

V……磁心の実効体積（cm^3）

μ……材料透磁率

μ_e……実効透磁率

h_1……ヒステリシス損失係数

h_{10}……μ を 1000 に換算したヒステリシス損失係数

e_1……渦流損失係数

c_1……残留損失係数

$\tan\delta$……$I=0$ のときの磁心損失係数

各種磁心の磁心損失係数の代表例を表 6.7 および図 6.19 に示す.

表 6.7 各種磁心の損失係数

磁心	μ	h_1	h_{10}	e_1	c_1	$\tan\delta/\mu$
センダスト	80	7	—	0.15×10^{-6}	1.0×10^{-3}	—
モリブデンパーマロイダスト	125	6	—	0.33×10^{-6}	1.0×10^{-3}	—
カーボニルダスト	13	0.8	—	2.5×10^{-9}	0.3×10^{-3}	—
MnZn フェライト	2000	—	20	—	—	2×10^{-6} (100 kc)
NiZn フェライト	100	—	1500	—	—	25×10^{-6} (1 Mc)

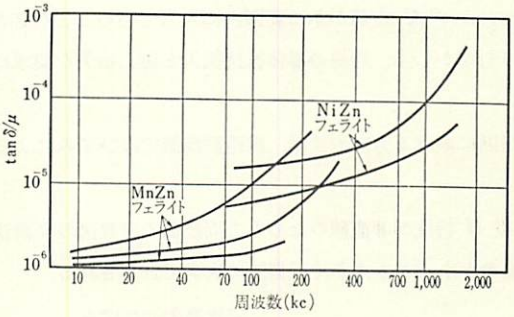


図 6.19 各種フェライトの $\tan\delta/\mu$ 特性

沪波器用コイルとして要求される特性のうち設計を左右する要素は Q である. ある周波数で必要な Q を実現するために, 設計者は使用し得る各種磁心のうちもっとも適当なものを一つだけ選定しなければならない. このため各種磁心について図 6.20 のような Q 周波数特性を求めておくと便利である. 搬送周波帯ではつぎのような傾向がある. 1 kc 以下では $\mu_e=80\sim125$ の圧粉磁心または $\mu_e=200\sim600$ の MnZn 系フェライト, 10 kc 前後では $\mu_e=60\sim200$ の圧粉磁心または MnZn 系フェライト, 100 kc 前後では $\mu_e=10\sim80$ の圧粉磁心または MnZn 系フェライト, さらに Mc 帯では $\mu_e=10$ 以下のカーボニル鉄または $\mu_e=50$ 以下の NiZn 系フェライトが適する. このように磁心の実効透磁率は周波数の高いものほど低くなる.

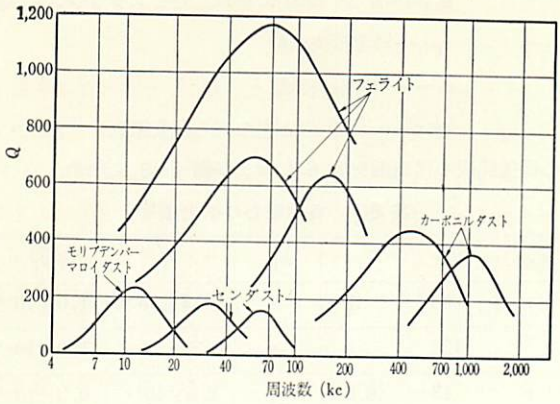


図 6·20 各種コイルの代表的 Q 特性

これは主として磁心中の渦流損失が周波数の上昇とともに増加し，高い Q が得られなくなるためである．なお損失補償を行なう沪波器では，ある周波数範囲でコイルの Q が周波数に比例して増加し，かつ Q の値がある範囲内に入っていることが必要とされる．このときには設計はかなりむずかしく，巻線の導体抵抗損失と磁心損失を要求に適合するよう按配しなければならない．

また2線式搬送電話における方向沪波器，線路沪波器ではひずみによる漏話が非常に厳格で設計も複雑になる．

コイルは磁心の B-H 特性が非直線のため入力周波数の奇数次の高調波を発生する．この高調波は，三次のものがもっとも大きく近似的に次式で表わされる．

三次高調波ひずみ

$$=20\log_{10}0.6h_1\sqrt{\frac{L}{V}}I \ (\mathrm{dB}) \qquad (6.94)$$

ひずみを少なくするには磁心の体積を大きくするか，実効透磁率を小さくすればよい．

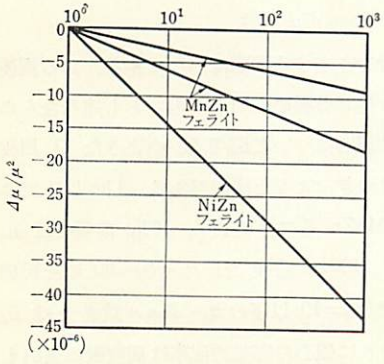


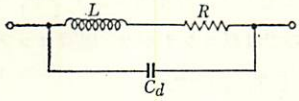
図 6·21 各種フェライトの経時変化

コイルのインダクタンス温度係数はほとんど磁心の透磁率温度係数によって定まり，圧粉磁心の場合はだいたい50～200×10⁻⁶/℃程度である．フェライトの場合は $\Delta\mu/\mu^2$/℃ で表わし約 0～2×10⁻⁶ で，コイルとしての温度係数はこの値に実効透磁率を掛けたものとなる．磁心の透磁率は経時的に

変化し圧粉磁心ではこの変化は僅少であるが，フェライトでは比較的大きい．図 6.21 にフェライトの経時変化の例を示す．

純粋に jwL として動作するコイルは製造できない．コイルには巻線ならびに磁心による損失抵抗があり，また必ず分布容量が存在する．この分布容量は実効インダクタンス，実効抵抗を周波数の上昇とともに増加させ，同調周波数のずれならびに Q の低下などの悪影響をもたらす．とくに高域沪波器あるいは帯域除去沪波器では通過域の高周波部分の損失が増し，伝送特性の偏差を大きくすることがある．コイルの等価回路を図 6.22 に示す．分布容量を小さくするには一般にコイルを小形にするか，または厚い被覆の巻線を用い分割巻を行なえばよい．

特性インピーダンスの高い沪波器では，インダクタンスが大きくなり分布容量が無視でき



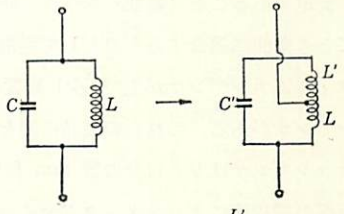
実効インダクタンス (L_e)

$$L_e=\frac{L}{1-\omega^2LC_d}$$

実効抵抗 (R_e)

$$R_e=\frac{R}{(1-\omega^2LC_d)^2}$$

図 6.22 コイルの等価回路



インダクタンス変成比 $\frac{L'}{L}$

$$C'=\frac{L}{L'}C$$

図 6.23 インダクタンス変換

なくなるが，逆に低インピーダンスのものではインダクタンスが小さくなり，高い Q の実現が巻線構造に制約されて困難となる．また同調容量も大きくコンデンサは比較的大形のものとなり実装上不利をきたすことが多い．このような場合は図 6.23 に示すごとくコイルを単巻変成器構成としインダクタンスの変換（ステップアップ）を行なうことにより困難性が軽減できる．ただし変成比を大きくとりすぎると巻線間の結合度が低下し，漏洩インダクタンスのために不整合特性が劣化したり，高周波における損失が増加したりすることがあるので注意を要する．なお，直列共振の場合には上のような変換ができないので，沪波器回路の構成あるいは回路変換などで

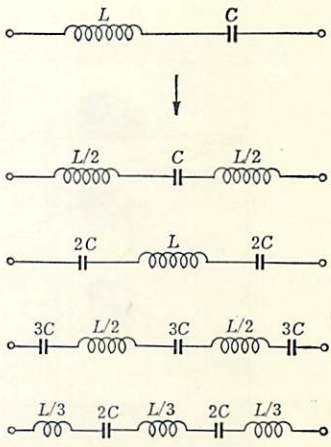


図 6.24 インダクタンスの大きい直列共振回路の変換

適当なインダクタンスが得られるようにする以外に方法はない．直列共振回路で，インダクタンスが大きく分布容量の影響が無視できないときは図 6.24 のごとくコイル，コンデンサを分割することも有効である．

6.9.3 コンデンサ

沪波器用コンデンサの具備すべき条件は用途によっても異なるが，一般につぎのような性能である．

（i） 小形であること（最近とくに必要度が大きい）

（ii） 損失が少ないこと（通常 Q は数千以上必要）

（iii） 高精度であること（通常容量偏差は ± 0.2～$\pm 1\%$ が必要）

（iv） 安定であること（温度，レベル，経時，機械的振動，衝撃に対して）

上のごとき条件に適合するものとして現用されているものは，マイカコンデンサ，プラスチックフィルムコンデンサが主で，少し程度の低いものでは紙コンデンサ，磁器コンデンサ，可変コンデンサがある．これらの製品の例を図 6.25～6.30 に示す．

マイカコンデンサは厚さ百分の数 mm 程度のマイカ箔を使用し，これを誘電体とするもので，電極の構成法によりスタックドマイカコンデンサとシルバードマイカコンデンサの2種類あるが，1950年ごろシルバードマイカコンデンサ（SM コンデンサとす）が実用化されて以来スタックドマイカコンデンサはほとんど使われなくなった．SM コンデンサは図 6.31～6.33 に示すごとく容量の温度特性，周波数特性および Q 特性にすぐれている．とくに

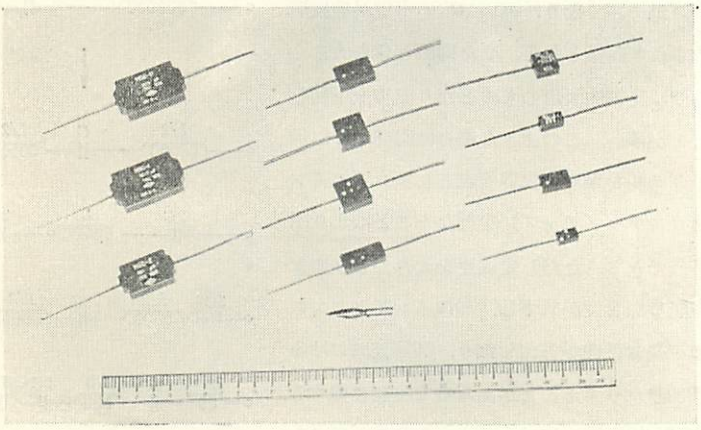


図 6.25 シルバードマイカコンデンサ

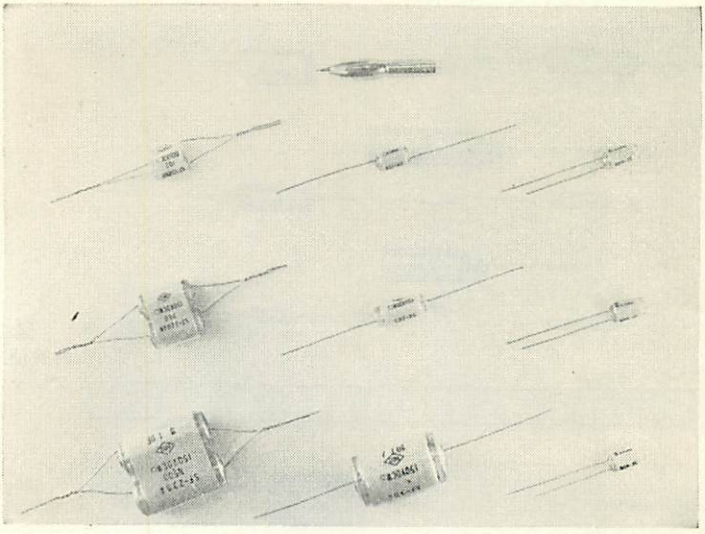


図 6.26 ポリスチロールフィルムコンデンサ

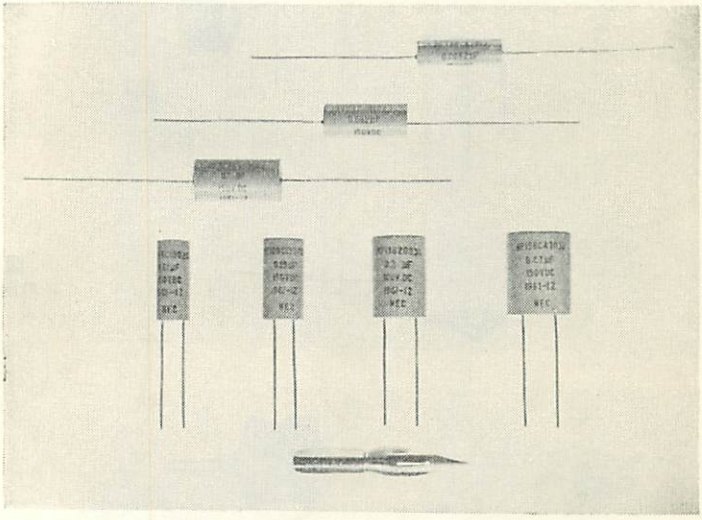


図 6.27 マイラーフィルムコンデンサ

耐熱性に富んでいるが，反面比較的大形で高価である．

プラスチックフィルムコンデンサはポリスチロール，ポリエチレンテレフタレート（マイラー），ポリテトラフルオルエチレン（テフロン）などのプラスチックフィルムを誘電体としたもので，一般に巻回形で含浸しない構造である．プラスチックフィルムを用いたコンデ

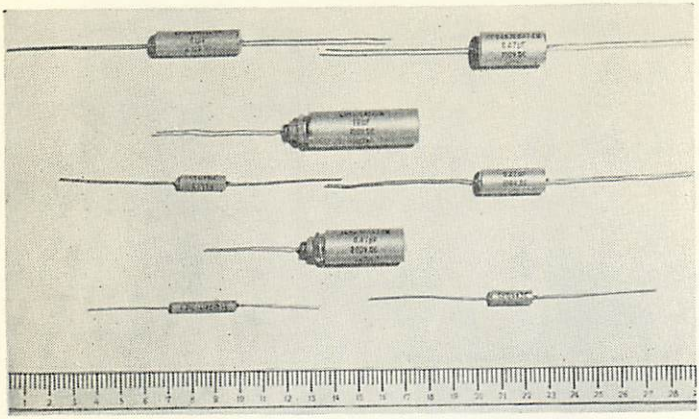


図 6·28
特殊油入紙コンデンサ

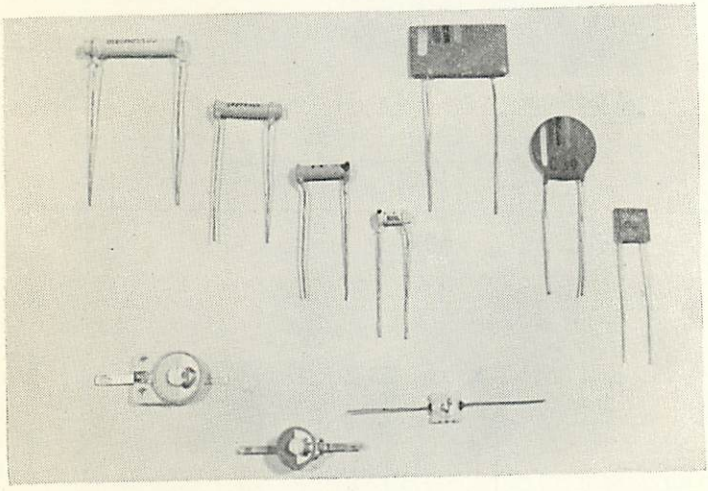


図 6·29
各種磁器コンデンサ

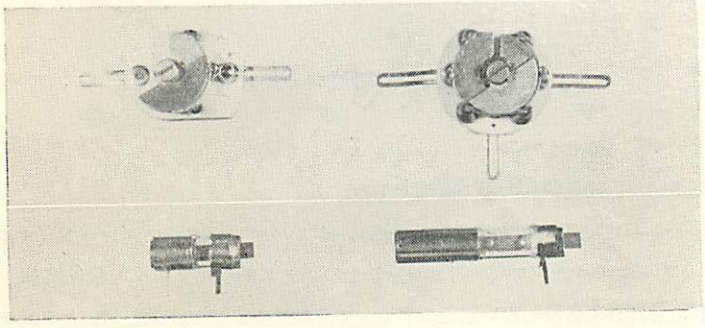


図 6·30
各種可変コンデンサ

ンサは 1953 年にポリスチロールフィルムが市場に現われてから通信機，電子機器用コンデンサの花形となったものである．代表的なポリスチロールフィルムコンデンサの特徴は図 6.34 および図 6.35 に示すごとく Q が非常に大きく温度係数は負の一定値をとる．耐熱性は劣り周囲温度 60～70°C 以上では使用できない欠点がある．しかし SM コンデンサに比べて約 80% の大きさに小型化が可能で，価格も非常に低廉である．

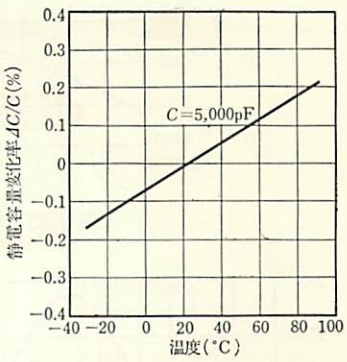


図 6.31 SM コンデンサの温度特性

沪波器素子として上のごとき各種コンデンサの使いわけはだいたい表 6.8 のとおりである．このほか低周波大容量で耐熱耐寒性を必要とするときは高信頼度の特殊油入紙コンデンサが使用される．これは −55～+125°C に耐えるものでシリコン油などで処理を行なったものである．また水晶沪波器では反共振周波数を調整するため安定度のよい可変コンデンサを必要とし，このため小形のエアバリコンが使用される．

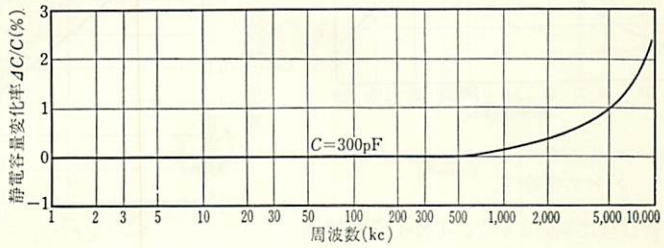


図 6.32 SM コンデンサの周波数特性

表 6.8 各種コンデンサの使用区分

種　　類	主　　用　　途
SM コ ン デ ン サ	高 Q 高性能，高安定度用
ポリスチロール フィルムコンデンサ	小形，高 Q，高性能 フェライトコイルの温度係数相殺用
マイラーフィルムコンデンサ	低周波，大容量用
テフロンコンデンサ	高温，高絶縁用
磁 器 コ ン デ ン サ	高周波，小形，温度係数補償用

各種コンデンサで使用上とくに注意を要する点は，つぎのとおりである．SM コンデンサ

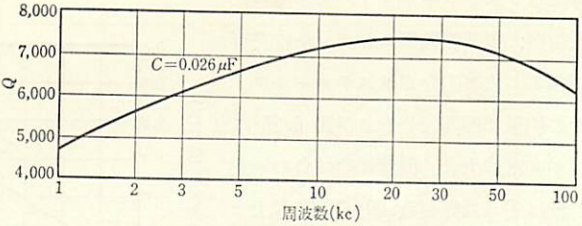


図 6.33　SM コンデンサの Q 特性

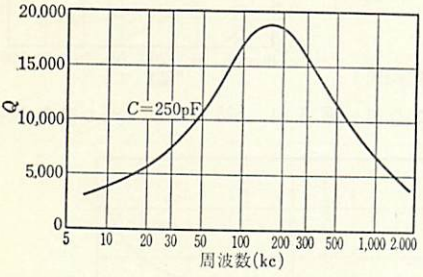


図 6.34　ポリスチロールフィルムコンデンサの特性

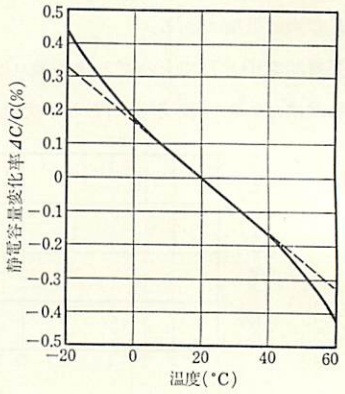
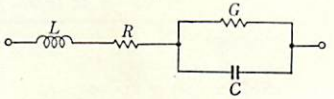


図 6.35　ポリスチロールフィルムコンデンサの温度特性例



L：リード線のインダクタンス
R：リード線および電極の抵抗
C：純キャパシタンス
G：誘電体のコンダクタンス

図 6.36　コンデンサの等価回路

では周波数特性は比較的よいが，しかしその等価回路は一般に図 6.36 のようになり高周波ではリード線のインダクタンスが無視できなくなる．また銀電極は 2～3 ミクロン程度できわめて薄いため電流容量が小さい．さらに微小電流では，電極とリード線の接触抵抗が不安定になることがあるので，注意を要する．つぎにポリスチロールフィルムコンデンサはほぼ -150×10^{-6}/℃ の直線的な温度係数を有し，コイルの正の温度係数と相殺し沪波器の温度特性を良好にするのに有効である．しかし高温に対して弱いので，取付のさいのハンダ付作業にとくに配慮が必要である．ポリスチロールはトリクレン，ベンゾール，アセトンなどに溶解し，また塩化ビニルと共存するときも徐々に溶解するのでとくに注意を要する．マイラーコンデンサは高周波では損失が大きいので通常数十 kc 以下で用いるのが好ましいが，誘電率が大きいので比較的大容量のものが小形で得られる．容量温度係数は正であり（たとえば 500×10^{-6}/℃），Q はポリスチロールフィルムコンデンサに比べて 1 桁悪い．すなわちマイラーコンデンサは紙コン

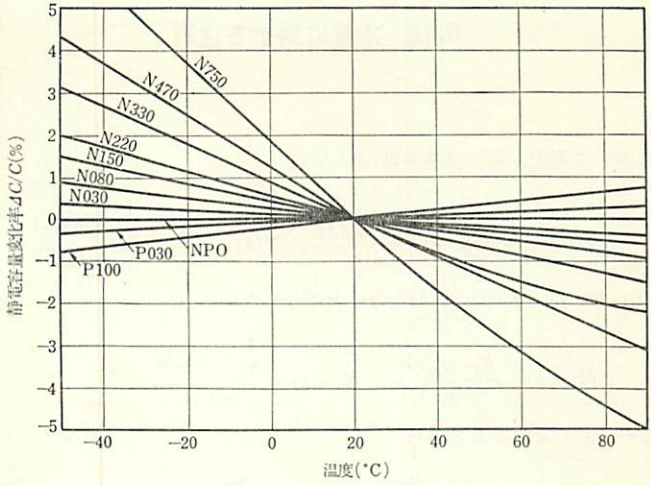


図 6.37 磁器コンデンサの温度特性（温度係数補償用）

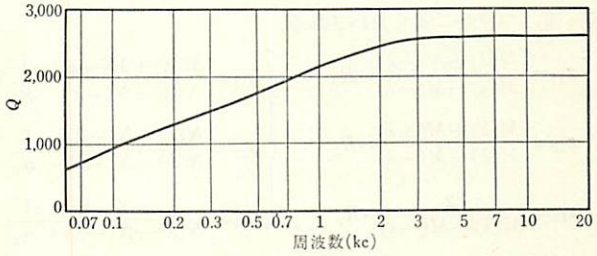


図 6.38 磁器のコンデンサの Q 特性

デンサに置換えて使用されるもので，後者より小形で耐熱，耐電圧特性などにまさるが，ポリスチロールフィルムコンデンサと同列のものと考えてはならない．

最後に磁器コンデンサは図 6.37 に見るように正負種々の温度係数のものが得られるので，回路の温度特性補償用として最適である．電気的諸特性は周波数によってあまり変わらず数百 Mc まで問題なく使用できる．

また Q も比較的高く一例を図 6.38 に示す．しかし一般に磁器コンデンサは小形であることと酸性，アルカリ性物質の影響を受けやすいので，ハンダ付けのさいは酸を含むペーストの使用をさけかつ短時間でハンダ付を行なう必要がある．

6.10 本章に対する注釈

[注-1]

図 6.1 において電流，電圧伝達係数 M, N は

$$M(-\lambda)=\frac{I_1}{-I_2}=\frac{R_2+z_{22}(\lambda)}{z_{21}(\lambda)},\quad N(\lambda)=\frac{V_1}{V_2}=\frac{\dfrac{1}{R_2}+y_{22}(\lambda)}{-y_{21}(\lambda)} \tag{6.95}$$

z_{22}, z_{21}, y_{22}, y_{21} は，λ の奇関数でなければならないから，

$$M(-\lambda)=\frac{R_2-z_{22}(\lambda)}{-z_{21}(\lambda)},\quad N(-\lambda)=\frac{\dfrac{1}{R_2}-y_{22}(\lambda)}{y_{21}(\lambda)} \tag{9.96}$$

また，$(z)=(y)^{-1}$ であることから

$$z_{11}=\frac{y_{22}}{y_{12}}\cdot z_{12},\quad y_{11}=-\frac{z_{22}}{z_{12}}\cdot y_{12} \tag{6.97}$$

したがって式 (6.95)～(6.97) より，開放インピーダンス，短絡アドミダンス行列の元素は M, N によって，つぎのごとく表わされる．

$$\begin{cases} z_{11}=\dfrac{N(\lambda)+N(-\lambda)}{M(\lambda)-M(-\lambda)}\cdot R_2 \\ z_{22}=\dfrac{M(\lambda)+M(-\lambda)}{M(\lambda)-M(-\lambda)}\cdot R_2 \\ z_{12}=\dfrac{2}{M(\lambda)-M(-\lambda)}\cdot R_2 \end{cases} \qquad \begin{cases} y_{11}=\dfrac{M(\lambda)+M(-\lambda)}{N(\lambda)-N(-\lambda)}\cdot\dfrac{1}{R_2} \\ y_{22}=\dfrac{N(\lambda)+N(-\lambda)}{N(\lambda)-N(-\lambda)}\cdot\dfrac{1}{R_2} \\ y_{12}=\dfrac{-2}{N(\lambda)-N(-\lambda)}\cdot\dfrac{1}{R_2} \end{cases} \tag{6.98}$$

さて式 (6.4)′ より $S(\lambda)$ はつぎのごとくなる（ただし W_b は入力インピーダンスとする）．

$$S(\lambda)=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\cdot\frac{V_0}{V_2}=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\cdot\left(N+\frac{R_1}{W_b}N\right)=\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\cdot\frac{N+\dfrac{R_1}{R_2}M}{2} \tag{6.99}$$

また式 (6.5)′ より $T(\lambda)$ は

$$T(\lambda)=\frac{W_b+R_1}{W_b-R_1}=\frac{N+\dfrac{R_1}{R_2}\cdot M}{N-\dfrac{R_1}{R_2}\cdot M} \tag{6.100}$$

式 (6.99)，(6.100) より $\varphi(\lambda)=\dfrac{S(\lambda)}{T(\lambda)}$ は

$$\varphi(\lambda)=\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\cdot\frac{N-\dfrac{R_1}{R_2}\cdot M}{2}$$

したがって式 (6.99) (6.101) から N, M を求めると

$$\left.\begin{aligned}M(\lambda)&=\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\cdot(S(\lambda)-\varphi(\lambda))\\N(\lambda)&=\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\cdot(S(\lambda)+\varphi(\lambda))\end{aligned}\right\}\qquad(6.101)$$

となり，式 (6.101) と式 (6.98) より式 (6.18) と式 (6.19) が見出せる．

[注-2]

$\omega_m=\sqrt{k_0}\,sn\left(\dfrac{mK}{N},\ k_0\right)$ の計算

本文で引用した記号と同様に k ：帯域係数，N ：回路次数とする．

$$2\varepsilon=\frac{1-\sqrt{k}}{1+\sqrt{k}}\qquad(6.102)$$

$$q'=\alpha^{2N}=\varepsilon+2\varepsilon^5+15\varepsilon^9+150\varepsilon^{13}+1707\varepsilon^{17}+20910\varepsilon^{21}$$
(ε^{25} までとすれば充分) $\qquad+26861\varepsilon^{25}\qquad(6.103)$

となり

$$\left.\begin{aligned}F_1(m)&=1+\sum_{\nu=1}^{\infty}(-1)^{\nu}\left\{\left(\frac{{q'_1}^{\nu-1}}{\alpha 2m}\right)^{\nu}(q'^{2\nu}+\alpha^{4m\nu})\right\}\\F_2(m)&=1+\sum_{\nu=1}^{\infty}\left\{\left(\frac{{q'_1}^{\nu-1}}{\alpha 2m}\right)^{\nu}(q'^{2\nu}+\alpha^{4m\nu})\right\}\\F_3(0)&=1+2\sum_{\nu=1}^{\infty}(-1)^{\nu}q'^{\nu}\\F_4(0)&=1+2\sum_{\nu=1}^{\infty}q'^{\nu^2}\end{aligned}\right\}\qquad(6.104)$$

その収斂値が 10^{-9} 程度以下になるまで求めれば充分

とすれば

$$sn\left(\frac{mK}{N},\ k\right)=\frac{F_4(0)}{F_3(0)}\cdot\frac{F_1(m)}{F_2(m)}\ ;\ m=1.2\cdots(N-1)\qquad(6.105)$$

すなわち

$$\omega_m=\frac{F_1(m)}{F_2(m)}\ ;\ m=1.2\cdots(N-1)\qquad(6.106)$$

となり真の帯域係数 k_0 は

$$k_0=\left(\frac{F_3(0)}{F_4(0)}\right)^2\qquad(6.107)$$

となる．

参 考

$$q=\exp\{\pi^2/\ln q'\} \qquad \ln q'=\log_e q'$$

$$\frac{K'}{K}=\ln q/(-\pi)$$

[注-3]

沪波器設計問題をポテンシャル論から考察すれば，$S(\lambda)$ の零点は通過域に 零電位の帯電金属板をおき，阻止域に A_s 電位の帯電金属板をおいたときの等電位線上に存在することがわかっている．逆に $S(\lambda)$ の零点をこの等電位線上に電気力線密度を相等しく並べたとすれば，減衰特性は等偏差的（すなわち Tchebycheff 特性）となるのである．

a_0 はこの等電位線が実軸と交わる点を示し，a_0 を大とすれば，$S(\lambda)$ の零点は等電位線上に並んだまま電気力線にそって虚軸より遠ざかっていき，a_0 を小とすれば，やはり等電位線上に並んだまま電気力線上に近づいてくる．

したがって a_0 を適当に定めると，$A_{p1}(a_p)$ $A_{s1}(a_s)$ が定まる．ただし両者は，N と k によって式 (6.43)，(6.44) で関係づけられているのである．

なお，上のことは，低域沪波器平面 λ 平面の全平面を矩形内に写像する静電場の等角写像問題と考えればきわめて見とおしよく了解されるであろう．

[注-4]

5.5 節で述べた Tchebycheff 特性沪波器から種々の変換された Tchebycheff 特性沪波器から見出すには，一般に規準低域沪波器平面 λ 平面を新しい変換された規準沪波器平面 λ' 平面に“λ^2 の一次変換”で一対一に写像すればよいのであって，相反型沪波器から無限遠点で無限大減衰，原点で，零減衰を与える沪波器への変換は

$$\lambda'^2=\frac{\lambda^2+\omega_1{}^2}{1+\lambda^2\cdot\omega_1{}^2},\quad \omega_1=\sqrt{k}\,sn\left(\frac{K}{N}\cdot k\right),\quad N=\text{even} \qquad (6.108)$$

となる．

6.5 節で求めた $\varphi(\lambda)$ の公式に，式 (6.108) を適用してだ円関数の加法定理を用いて計算すると，式 (6.71)～(6.78) が導かれる．

[注-5]

λ^2 の一次変換はまたつぎのものも考えられる．

無限遠点で極，原点では有限

$$\lambda'^2=\frac{(1-\omega_1{}^2)\lambda^2}{1+\omega_1{}^2\lambda^2},\quad \omega_1=\sqrt{k}\,sn\left(\frac{K}{N}\cdot k\right) \qquad (6.109)$$

無限遠点で有限，原点では 0 減衰

$$\lambda'^2=\frac{\lambda^2+\omega_1{}^2}{1-\omega_1{}^2},\quad \omega_1=\sqrt{k}\,sn\left(\frac{K}{N}\cdot k\right) \tag{6.110}$$

N=even

この種の変換はその他いろいろ考えられる.

[注-6]*

多 項 式

$$f(x)=a_0x^3+a_1x^2+a_2x+a_3 \tag{i}$$

を $(x-\alpha)$ で割ったときの商を

$$g(x)=b_0x^2+b_1x+b_2 \tag{ii}$$

剰余を R とすると恒等式

$$f(x)=(x-\alpha)g(x)+R \tag{iii}$$

となり (iii) に (i), (ii) を代入し各べきの係数を比較すると

$$a_0=b_0,\quad a_1=b_1-\alpha b_0,\quad a_2=b_2-\alpha b_1,\quad a_3=R-\alpha b_3$$

したがって

$$b_0=a_0,\quad b_1=a_1+\alpha b_0,\quad b_2=a_2+\alpha b_1,\quad R=a_3-\alpha b_3$$

筆算でやるとすれば

a_0	a_1	a_2	a_3	α
	αb_0	αb_1	αb_2	
b_0	b_1	b_2	R	

例：

5	4	3	2	3
	15	57	180	
5	19	60	182	

表 6.9 (a) Theta, Eliptic 関数定数表

k^2	0.05	0.10	0.15	0.20	0.25
k	0.223606797750	0.31622776601	0.387298334621	0.44721359550	0.500
K	1.5910034538	1.6124413487	1.6352567323	1.6596235986	1.6857503548
K'	2.908337248445	2.578092113342	2.389016486320	2.2572053268	2.1565156475
$\frac{K'}{K}$	1.8279892740	1.5988749702	1.4609427616	1.3600706381	1.2792615712
$\frac{K}{K'}$	0.5470491617	0.6254397740	0.6844895134	0.7352559286	0.7817009613
q	0.00320579	0.00658465	0.01015604	0.01394286	0.01797239
q^4	0.0^500001	0.0^500019	0.0^500106	0.0^500378	0.0^501043

* 詳しくは，岩波講座 応用数学 B. 13. 1 数値算計法 I，森口繁一，高田 勝，第 1 章 §5 p. p. 26 を参照のこと

$q^{1/4}$	0.23794888	0.28486113	0.31745419	0.34362753	0.36614350
$q^{9/4}$	$0.0^{5}24454$	$0.0^{4}123509$	$0.0^{4}327438$	$0.0^{4}668023$	$0.0^{3}1182668$
$\log_{10} q$	$\bar{3}.5039346595$	$\bar{3}.8185327979$	$\bar{2}.0067242413$	$\bar{2}.1443517813$	$\bar{2}.2545057619$
$\log_{10} q'$	$\bar{1}.2536190593$	$\bar{1}.1466647616$	$\bar{1}.0660986934$	$\bar{2}.9968341970$	$\bar{2}.9334656926$
k'^2	0.950	0.900	0.850	0.800	0.750
k'	0.974679434481	0.948683298051	0.92195445729	0.894427091000	0.8660254037

表 6.9 (b) Theta, Eliptic 関数定数表

k^2	0.30	0.35	0.40	0.45	0.50
k	0.547722557505	0.59160797831	0.632455332034	0.67082039325	0.70710678118
K	1.7138894482	1.7443505972	1.77751931718	1.8138839368	1.8540746773
K'	2.0753631353	2.0075983984	1.9495677498	1.898249103	1.8540746773
$\frac{K'}{K}$	1.2109084034	1.1509145017	1.0967912819	1.0468833599	1.000000000
$\frac{K}{K'}$	0.8258262947	0.8688742722	0.9117505004	0.9552162526	1.000000000
q	0.02227744	0.02689797	0.03188335	0.03729556	0.04321392
q^4	$0.0^{5}02463$	$0.0^{5}05235$	$0.0^{5}10334$	$0.0^{5}19348$	$0.0^{5}34873$
$q^{1/4}$	0.38633700	0.40497654	0.42256252	0.43945486	0.45593813
$q^{9/4}$	$0.0^{3}1917329$	0.0002930008	0.0004295550	$0.0^{3}6112635$	$0.0^{3}8514383$
$q^{25/4}$	$0.0^{5}0^{4}05$	$0.0^{5}0^{4}15$	$0.0^{5}0^{4}44$	$0.0^{5}0^{3}118$	$0.0^{5}0^{3}300$
$\log_{10} q$	$\bar{2}.3478652077$	$\bar{2}.4297194686$	$\bar{2}.5035639101$	$\bar{2}.5716570985$	$\bar{2}.6356236462$
$\log_{10} q'$	$\bar{2}.8732621311$	$\bar{2}.8145284886$	$\bar{2}.7560291786$	$\bar{2}.6967255381$	$\bar{2}.6356236462$
k'^2	0.700	0.650	0.600	0.550	0.500
k'	0.836660026534	0.80622577483	0.774596669241	0.74161984871	0.70710678118

表 6.10 数 値 表

$e=2.71828$	18284	59045	23536	02874	71352···	
$\frac{1}{e}=0.36787$	94411	71442	32159	55237	70161···	
$\pi=3.14159$	26535	89793	23846	26433	83279···	
$\pi^2=9.86960$	44010	89358	61883	44909	99876	15113···
$\pi^3=31.00627$	66802	99820	17···			

$\frac{1}{\pi}=0.31830\ 98861\ 83790\ 6715\cdots$

$\frac{1}{\pi^2}=0.10132\ 11836\ 4233\cdots$

$\sqrt{\pi}=1.77245\ 38509\ 05516\ 02729\ 81674\ 83\cdots$

$\frac{1}{\sqrt{\pi}}=0.56418\ 95835\ 47756\ 28694\ 80794\cdots$

$\log_e \pi=1.14472\ 98858\ 49400\ 17414\ 34\cdots$

$\log_{10} \pi=0.49714\ 98726\ 94133\ 85435\ 12\cdots$

$\sqrt{\frac{2}{\pi}}=0.79768\ 45608\ 02865\ 35588\ 9892\cdots$

x	$\sqrt{\frac{2}{\pi x}}$			x	$\sqrt{\frac{2}{\pi x}}$		
				6	0.32573	50079	35
2	0.56418	95835	48	7	0.30597	47616	39
3	0.46065	88659	62	8	0.28209	47917	74
4	0.39894	22804	01	9	0.26596	15202	68
5	0.35682	48232	31	10	0.25231	32522	02

$\frac{\pi}{2}=1.57079\ 63267\ 9489\cdots$

$\sqrt{\frac{\pi}{2}}=1.25331\ 41373\ 1550\cdots$

$M=\log_{10} e=0.43429\ 44819\ 03251\ 82765\ 11289\ 18916\cdots$

$\log_{10} M=\bar{1}.63778\ 43113\ 00536\ 7891\cdots$

$\frac{1}{M}=\log_e 10=2.30258\ 50929\ 94045\ 68401\ 79914\ 54684\cdots$

$\pi M=1.36437\ 63538\ 41841\ 34748\ 5\cdots$

$$\log_e x=\frac{1}{M}\log_{10} x$$

$$\log_{10} x=M\log_e x$$

$\sqrt{2}=1.41421\ 35623\ 73095\ 04880\ 16887\cdots$

$\sqrt{10}=3.16227\ 76601\ 63379\ 33199\ 88935\cdots$

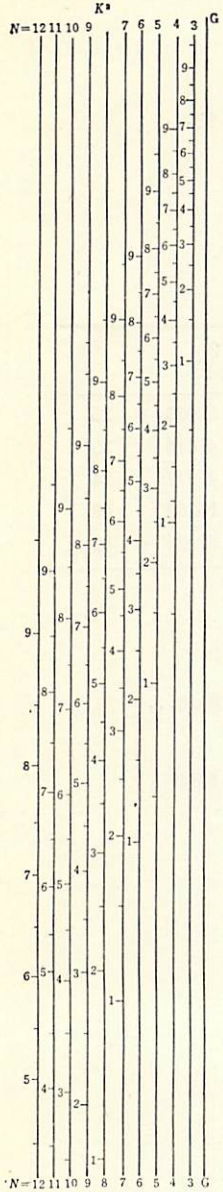
$\sqrt[4]{10}=1.77827\ 94100\ 38922\ 80122\ 54211\cdots$

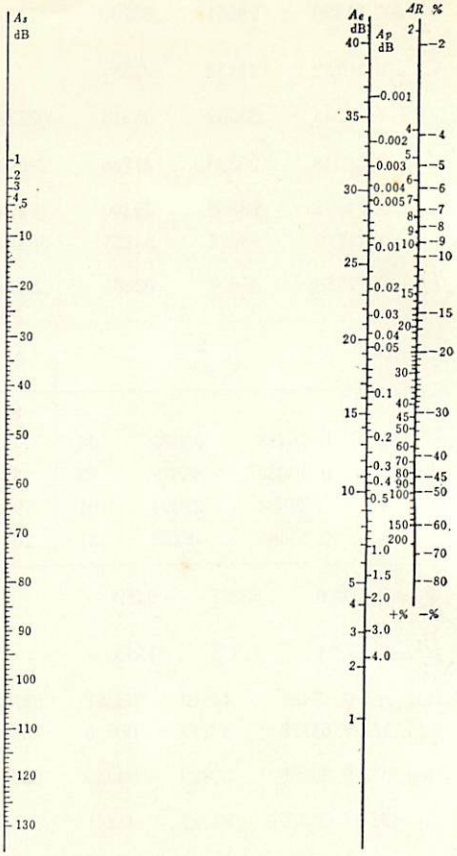
$\sqrt[8]{10}=1.33352\ 14321\ 63324\ 02567\ 59316\cdots$

$$\gamma=\lim_{m=\infty}\left[1+\frac{1}{2}+\frac{1}{3}+\cdots+\frac{1}{m}-\log_e m\right]$$

$=0.57721\ 56649\ 01532\ 86060\ 65120\ 90\cdots$

$\log_e 2=0.69314\ 71805\ 59945\ 30941\ 72321\cdots$





本表の使用法

(i)記号：A_e；通過域最小不整合減衰量 ΔR;入出力インピーダンス偏差(%)
A_p；通過域最大減衰量
A_s；阻止域最小減衰量
N；回路次数 $\left(\frac{N-1}{2}\right)$が区間数に等しい)
k；帯域係数（若しくは比死帯域）

$$k=\begin{cases} f_{po}/f_{so} & \text{---- 低域沪波器の場合} \\ (f_p-f_{p'})/(f_{s'}-f_s) & \text{--- 帯域沪波器の場合} \end{cases}$$

(ii) 使用法;
本計算図表はA_p, A_s, Nおよび相互の関係を示すものである．たとえば$N=5$ $k^2=0.5$としたとき，$A_s=45$dBに対してA_pはいかなる値となるかを知るにはまず$N=5$ $k^2=0.5$の点より基準線G−G'に垂線を下し©とする．A_s線上45dBの点を⑧とすれば，©−⑧の延長とA_p線との交点ⓐの目盛りを読めばA_pが知られるいまの例題では$A_p=0.318$dBであることがわかる．A_p, A_sを知ってNとk^2を定めるには⑧−⑧の延長と基準線G−G'との交点より垂線を引きN, k^2を読みとる．

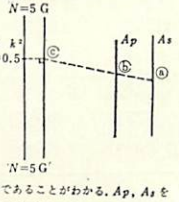


図 6.39　沪波器設計のための計算図表

連立 Tchebycheff 沪波器の規準素子値表（表 6.11(a)～(f)）の説明

1. 本表は，連立 Tchebycheff 沪波器の規準素子値を収録したもので，実際に使用する L や C の値は，本文 6 章の表 6.4 により算出しなければならない．
2. 規準低域沪波器として図 6.40 の 4 種に大別できるが，c_1', l_1' などで示した回路を使用する場合の素子値は，表 6.11（a）～（f）の最下欄の記号に従う．
3. 本表では，回路次数（N）は，3～9 帯域係数（k^2）0.2～0.8 を収録したが，帯域内最小不整合減衰は，一様に 22 dB とした．
4. N が偶数の場合，$l_N=0$ となり c_N のみとなるので空欄とした．

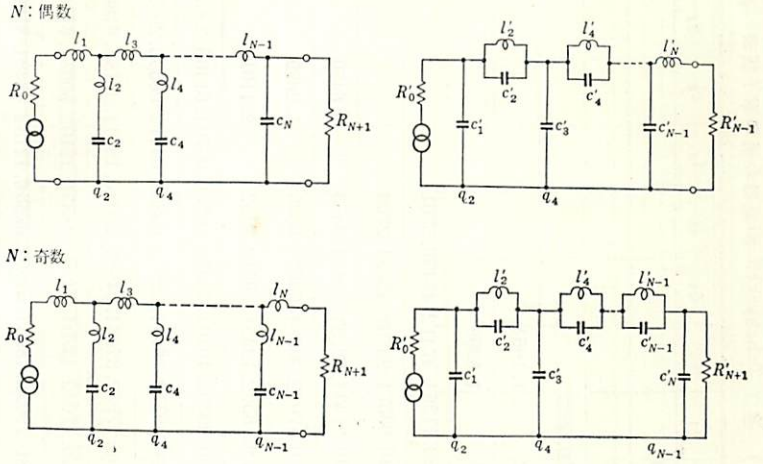


図 6.40

表 6·11 (a) 連立 Tchebycheff 沪波器の規準素子値表

k^2	N	R_0	R_{N+1}	l_1	l_2	c_2	q_2	l_3	l_4	c_4	q_4	l_5	l_6	c_6	q_6	l_7	l_8	c_8	q_8	l_9
0.2	3	0	1	1.3212	0.3525	0.9774	1.7036	0.3209												
		1	1	0.9899	0.2642	1.3044	1.7036	0.9899												
	4	0	1	1.6694	0.1949	1.6670	1.7543	1.3626	0.5982											
		1	1	1.0338	0.1770	1.8356	1.7543	1.9982		1.1964										
		1	∞	0.3597	0.2726	1.1921	1.7543	1.9054		1.8399										
	5	0	1	1.7731	0.2134	1.9148	1.5643	1.8879	0.1126	1.4741	2.4549	0.5701								
		1	1	1.1384	0.2360	1.7319	1.5643	2.3859	0.0857	1.9353	2.4549	1.2708								
	6	0	1	2.0259	0.0872	2.3446	2.2114	2.2210	0.2143	1.8318	1.5961	1.4453		0.6450						
		1	1	1.1960	0.0976	2.0955	2.2114	2.3997	0.1702	2.3068	1.5961	2.0966		1.2899						
		1	∞	0.5125	0.1413	1.4476	2.2114	1.9637	0.1839	2.1345	1.5961	2.3452		2.1101						
	7	0	1	2.0218	0.1221	2.3350	1.8728	2.3024	0.2030	2.1046	1.5297	2.0097	0.0570	1.6140	3.2967	0.6455				
		1	1	1.2629	0.1468	1.9422	1.8728	2.5392	0.1977	2.1615	1.5297	2.6080	0.0441	2.0863	3.2967	1.3588				
	8	0	1	2.1650	0.0508	2.5672	2.7704	2.5059	0.1790	2.3266	1.5496	2.2402	0.1534	1.9718	1.8180	1.5373		0.6670		
		1	1	1.2754	0.0599	2.1769	2.7704	2.5314	0.1709	2.4370	1.5496	2.4833	0.1210	2.5005	1.8180	2.1582		1.3340		
		1	∞	0.5866	0.0834	1.5622	2.7704	2.0218	0.1905	2.1865	1.5496	2.3756	0.1218	2.4848	1.8180	2.5485		2.2148		
	9	0	1	2.1439	0.0780	2.5254	2.2533	2.5048	0.1834	2.3726	1.5160	2.3547	0.1545	2.2302	1.7036	2.0976	0.0344	1.6733	4.1655	0.6777

		1	1	1.3319	0.0962	2.0472	2.2533	2.6359	0.1933	2.2511	1.5160	2.7072	0.1489	2.3143	1.7036	2.7220	0.0268	2.1480	4.1655	1.3967
		$\frac{1}{R'_{N+1}}$	$\frac{1}{R'_0}$	c_1'	c_2'	l_2'	q_2'	c_3'	c_4'	l_4'	q_4'	c_5'	c_6'	l_6'	q_6	c_7'	c_8'	l_8'	q_8	c_9'

表 6·11 (b)

k^2	N	R_0	R_{N+1}	l_1	l_2	c_2	q_2	l_3	l_4	c_4	q_4	l_5	l_6	c_6	q_6	l_7	l_8	c_8	q_8	l_9
0.3	4	0	1	1.4551	0.2981	1.3559	1.5730	1.1441		0.5406										
		1	1	0.8501	0.2662	1.5181	1.5730	1.7492		1.0812										
		1	∞	0.1873	0.4453	0.9077	1.5730	1.7091		1.6916										
	5	0	1	1.5355	0.3191	1.5774	1.4094	1.6101	0.1682	1.2590	2.1733	0.4610								
		1	1	0.9250	0.3557	1.4152	1.4094	2.0626	0.1247	1.6980	2.1733	1.1124								
	6	0	1	1.8026	0.1256	2.0573	1.9673	1.9113	0.3262	1.4853	1.4367	1.2027		0.5821						
		1	1	1.0303	0.1421	1.8180	1.9673	2.0658	0.2504	1.9345	1.4367	1.8204		1.1642						
		1	∞	0.3898	0.2138	1.2088	1.9673	1.6760	0.2712	1.7864	1.4367	2.0588		1.9213						
	7	0	1	1.7825	0.1774	2.0153	1.6722	1.9599	0.3015	1.7410	1.3802	1.7179	0.0836	1.4190	2.9032	0.5560				
		1	1	1.0722	0.2162	1.6543	1.6722	2.1654	0.2895	1.8134	1.3802	2.2601	0.0639	1.8569	2.9032	1.2084				
	8	0	1	1.9389	0.0730	2.2814	2.4505	2.1739	0.2619	1.9561	1.3972	1.8974	0.2286	1.6532	1.6265	1.3126		0.6018		
		1	1	1.1200	0.0867	1.9201	2.4505	2.1884	0.2492	2.0555	1.3972	2.1198	0.1764	2.1435	1.6265	1.8946		1.2037		
		1	∞	0.4856	0.1235	1.3488	2.4505	1.7265	0.2813	1.8209	1.3972	2.0242	0.1764	2.1433	1.6265	2.2562		2.0097		
	9	0	1	1.9105	0.1130	2.2149	1.9992	2.1575	0.2680	1.9922	1.3686	1.9896	0.2273	1.8852	1.5277	1.8180	0.0502	1.4872	3.6595	0.5951

		1	1	1.1793	0.1419	1.7629	1.9992	2.2668	0.2833	1.8844	1.3686	2.2964	0.2166	1.9783	1.5277	2.3835	0.0388	1.9231	3.6595	1.2500
		$\frac{1}{R'_{N+1}}$	$\frac{1}{R'_0}$	c_1'	c_2'	l_2'	q_2	c_3'	c_4	l_4'	q_4'	c_5'	c_6'	l_6'	q_6	c_7'	c_8'	l_8'	q_8	c_9'

表 6.11 (c)

k^2	N	R_0	R_{N+1}	l_1	l_2	c_2	q_2	l_3	l_4	c_4	q_4	l_5	l_6	c_6	q_6	l_7	l_8	c_8	q_8	l_9
0.4	4	0	1	1.3032	0.4284	1.1082	1.4513	0.9719		0.5028										
		1	1	0.7035	0.3740	1.2695	1.4513	1.5716		1.0056										
		1	∞	0.0143	0.7038	0.6746	1.4513	1.5966		1.6005										
	5	0	1	1.3620	0.4450	1.3145	1.3075	1.4035	0.2337	1.0950	1.9767	0.3703								
		1	1	0.7530	0.5014	1.1666	1.3075	1.8283	0.1677	1.5265	1.9767	0.9973								
	6	0	1	1.6489	0.1668	1.8522	1.7991	1.6862	0.4665	1.2091	1.3315	1.0091		0.5408						
		1	1	0.9062	0.1914	1.6139	1.7991	1.8197	0.3422	1.6486	1.3315	1.6182		1.0817						
		1	∞	0.2826	0.3022	1.0224	1.7991	1.4639	0.3714	1.5189	1.3315	1.8556		1.8029						
	7	0	1	1.6131	0.2383	1.7790	1.5358	1.7033	0.4170	1.4584	1.2824	1.4986	1.1361	1.2777	2.6247	0.4861				
		1	1	0.9256	0.2952	1.4361	1.5358	1.8862	0.3930	1.5474	1.2824	2.0054	0.0855	1.6977	2.6247	1.1037				
	8	0	1	1.7860	0.0968	2.0830	2.2266	1.9316	0.3551	1.6740	1.2971	1.6395	0.3173	1.4061	1.4970	1.1405		0.5591		
		1	1	1.0079	0.1161	1.7376	2.2266	1.9363	0.3367	1.7655	1.2971	1.8476	0.2378	1.8762	1.4970	1.7057		1.1183		
		1	∞	0.4039	0.1696	1.1891	2.2266	1.5053	0.3863	1.5386	1.2971	1.7610	0.2360	1.8910	1.4970	2.0521		1.8788		
	9	0	1	1.7429	0.1507	1.9970	1.8229	1.8987	0.3629	1.7021	1.2724	1.7131	0.3102	1.6217	1.4099	1.6119	0.0677	1.3574	3.2991	0.5352

		1	1	1.0285	0.1900	1.5836	1.8229	1.9881	0.3812	1.6202	1.2724	1.9924	0.2914	1.7267	1.4099	2.1401	0.0519	1.7704	3.2991	1.1502
		$\frac{1}{R'_{N+1}}$	$\frac{1}{R'_0}$	c_1'	c_2'	l_2'	q_2	c_3'	c_4	l_4'	q_4'	c_5'	c_6'	l_6'	q_6	c_7'	c_8'	l_8'	q_8	c_9'

表 6.11 (d)

k^2	N	R_0	R_{N+1}	l_1	l_2	c_2	q_2	l_3	l_4	c_4	q_4	l_5	l_6	c_6	q_6	l_7	l_8	c_8	q_8	l_9
0.5	4	0	1	1.1842	0.6102	0.8869	1.3593	0.8154		0.4746										
		1	1	0.5704	0.5152	1.0505	1.3593	1.4292		0.9491										
		1	∞	−0.1892	1.1604	0.4664	1.3593	1.5506		1.5332										
	5	0	1	1.2192	0.6700	1.0849	1.2323	1.2312	0.3165	0.9524	1.8214	0.2835								
		1	1	0.5952	0.6944	0.9483	1.2323	1.6387	0.2178	1.3842	1.8214	0.9014								
	6	0	1	1.5292	0.2132	1.6854	1.6681	1.5054	0.6617	0.9620	1.2534	0.8306		0.5105						
		1	1	0.8000	0.2490	1.4431	1.6681	1.6151	0.4543	1.4011	1.2534	1.4501		1.0209						
		1	∞	0.1754	0.4191	0.8580	1.6681	1.2899	0.4946	1.2870	1.2534	1.6927		1.7206						
	7	0	1	1.4771	0.3088	1.5811	1.4311	1.4874	0.5632	1.2115	1.2106	1.3115	0.1493	1.1614	2.4014	0.4253				
		1	1	0.7970	0.3910	1.2487	1.4311	1.6516	0.5174	1.3188	1.2106	1.7942	1.1033	1.5718	2.4014	1.0205				
	8	0	1	1.6691	0.1236	1.9265	2.0492	1.7316	0.4665	1.4323	1.2234	1.4219	0.4300	1.1892	1.3984	0.9891		0.5277		
		1	1	0.9156	0.1498	1.5897	2.0492	1.7265	0.4404	1.5173	1.2234	1.6177	0.3100	1.6494	1.3984	1.5519		1.0553		
		1	∞	0.3278	0.2262	1.0527	2.0492	1.3181	0.5166	1.2934	1.2234	1.5390	0.3044	1.6798	1.3984	1.8908		1.7858		
	9	0	1	1.6130	0.1939	1.8171	1.6847	1.6832	0.4761	1.4538	1.2020	1.4773	0.4111	1.3939	1.3210	1.4389	0.0881	1.2540	3.0083	0.4851

		1	1	0.9169	0.2480	1.4207	1.6847	1.7571	0.4988	1.3876	1.2020	1.7320	0.3788	1.5128	1.3210	1.9412	0.0669	1.6527	3.0083	1.0732
		$\frac{1}{R'_{N+1}}$	$\frac{1}{R'_0}$	c_1'	c_2'	l_2'	q_2	c_3'	c_4'	l_4'	q_4	c_5'	c_6'	l_6'	q_6	c_7'	c_8'	l_8'	q_8	c_9'

表 6.11 (e)

k^2	N	R_0	R_{N+1}	l_1	l_2	c_2	q_2	l_2	l_4	c_4	q_4	l_5	l_6	c_6	q_6	l_7	l_8	c_8	q_8	l_9
0.6	5	0	1	1.0923	0.8365	0.8692	1.1728	1.0773	0.4300	0.8158	1.688	0.1908								
		1	1	0.4361	0.9785	0.7430	1.1728	1.4759	0.2800	1.2529	1.688	0.8131								
	6	0	1	1.4280	0.2684	1.5361	1.5575	1.3553	0.9726	0.7246	1.191	0.6455		0.4864						
		1	1	0.6998	0.3204	1.2866	1.5575	1.4315	0.6027	1.1693	1.191	1.2973		0.9728						
		1	∞	0.0554	0.5896	0.6992	1.5575	1.1398	0.6593	1.0689	1.1912	1.5519		1.6605						
	7	0	1	1.3581	0.3951	1.4004	1.3443	1.2918	0.7666	0.9789	1.1544	1.1374	0.1946	1.0554	2.2067	0.3656				
		1	1	0.6728	0.5155	1.0734	1.3443	1.4392	0.6783	1.1063	1.1544	1.6037	0.1404	1.4624	2.2067	0.9479				
	8	0	1	1.5718	0.1552	1.7913	1.8965	1.5524	0.6094	1.2084	1.1653	1.2256	0.5871	0.9817	1.3172	0.8409		0.5028		
		1	1	0.8317	0.1907	1.4580	1.8965	1.5367	0.5720	1.2875	1.1653	1.4073	0.4004	1.4396	1.3172	1.4148		1.0056		
		1	∞	0.2487	0.3008	0.9243	1.8965	1.1464	0.6927	1.0630	1.1653	1.3370	0.3875	1.4874	1.3172	1.7521		1.7158		
	9	0	1	1.5022	0.2460	1.6553	1.5671	1.4877	0.6206	1.2247	1.1471	1.2604	0.5434	1.1799	1.2489	1.2798	0.1134	1.1634	2.7530	0.4386
		1	1	0.8131	0.3205	1.2703	1.5671	1.5475	0.6481	1.1726	1.1471	1.4927	0.4874	1.3154	1.2489	1.7638	0.0849	1.5537	2.7530	1.0081
		$\frac{1}{R'_{N+1}}$	$\frac{1}{R'_0}$	c_1'	c_2'	l_2'	q_2	c_3'	c_4'	l_4'	q_4	c_5'	c_6'	l_6'	q_6	c_7'	c_8'	l_8'	q_8	c_9'

表 6·11 (f)

k^2	N	R_0	R_{N+1}	l_1	l_2	c_2	q_2	l_3	l_4	c_4	q_4	l_5	l_6	c_6	q_6	l_7	l_8	c_8	q_8	l_9
0.8	5	0	1	0.8582	1.9961	0.4291	1.0805	0.7956	0.9461	0.5060	1.4453	−0.0743								
		1	1	0.0351	2.5723	0.3330	1.0805	1.2142	0.5012	0.9552	1.4453	0.6216								
	6	0	1	1.2458	0.4482	1.2056	1.3603	1.2093	3.4885	0.2398	1.0934	0.0862		0.4480						
		1	1	0.4775	0.5636	0.9588	1.3603	1.0807	1.2184	0.6866	1.0934	0.9831		0.8960						
		1	∞	−0.3271	1.5156	0.3566	1.3603	0.9156	1.3802	0.6061	1.0934	1.3049		1.5787						
	7	0	1	1.1295	0.6794	1.0290	1.1960	0.9201	1.7655	0.4959	1.0688	0.7637	0.3568	0.8282	1.8395	0.2175				
		1	1	0.3851	0.9946	0.7029	1.1960	1.0288	1.3057	0.6705	1.0688	1.2244	0.2370	1.2471	1.8395	0.8030				
	8	0	1	1.3996	0.2504	1.5320	1.6147	1.2028	1.1545	0.7481	1.0760	0.8655	1.3485	0.5324	1.1802	0.4726		0.4635		
		1	1	0.6549	0.3217	1.1922	1.6147	1.1579	1.0557	0.8181	1.0760	0.9864	0.7156	1.0032	1.1802	1.1412		0.9271		
		1	∞	0.0347	0.5975	0.6419	1.6147	0.7998	1.4808	0.5832	1.0760	0.9447	0.6550	1.0961	1.1802	1.4970		1.6193		
	9	0	1	1.2928	0.4099	1.3273	1.3558	1.0961	1.1577	0.7628	1.0642	0.8286	1.0761	0.7270	1.1306	0.9436	0.1986	0.9817	2.2649	0.3337
		1	1	0.5870	0.5726	0.9502	1.3558	1.1266	1.2000	0.7360	1.0642	1.0099	0.8616	0.9080	1.1306	1.4119	0.1422	1.3712	2.2649	0.8871
		$\frac{1}{R'_{N+1}}$	$\frac{1}{R'_0}$	c_1'	c_2'	l_2'	q_2	c_3'	c_4'	l_4'	q_4	c_5'	c_6'	l_6'	q_6	c_7'	c_8'	l_8'	q_8	c_9'

7. 水晶沪波器

水晶沪波器は 1933 年にベル研究所（アメリカ）のW. P. Mason によって発明されたもので，通常のコイルとコンデンサからなる LC 沪波器では，ほとんど実現困難なほどの急峻な遮断特性をもち，通過域損失がきわめて少なく，しかも安定性の高い沪波器が比較的容易に得られる特徴をもっている．

この特質は，水晶共振子固有の高 Q，高安定性に基づくものである．したがって今日では，搬送および無線通信方式ならびに測定器などに広く使用されてその特徴を発揮している．とくにアメリカでは，その発明と同時にその方面の技術が急速に進歩し，いち早く搬送多重通信に全面的に採用された結果，今日の高度に発達した通信網が完成されたといえる．

日本においては，水晶沪波器は LC 沪波器や水晶発振器と同じくらい古い歴史をもっていながら，その普及度の点では今日大量に使用されている LC 沪波器や水晶発振器ほど大きくない．水晶沪波器の日本における実用化は第二次大戦後にはじまるといっても過言ではない．水晶沪波器には上述のごときすぐれた特徴もある反面，つぎのごとき欠点があって適用領域の制限を受けてきている．

第1に現在では電気素子の代用品としてはあまりにも高価であるから，価格的にその適用には限界がある．しかしこの問題は現在使用されている水晶共振子の大部分がブラジル産の天然水晶に依存していること，および人工水晶の量産化体制が確立されていないという資源不足に帰するものであるから，近い将来，人工水晶量産化確立後はこの欠点は解消されるであろう．

第2に水晶共振子の沪波器への効果的な適用範囲は，水晶共振子のインピーダンス，共振周波数，Q および容量比などによって強い設計上の制限を受けている．

第3に機械振動系を使用しているために生ずる避けにくい不要共振，すなわち副共振が特性に悪影響を及ぼす場合がある．

第4に機械的に脆弱であるため，その取扱上とくに振動，衝撃に対し充分留意しなければならない点にある．

したがって直接設計にたずさわる者はもちろんのこと，その設計要求者やその保守にたずさわる人々にも，水晶共振子の諸性質，沪波器への適用限界，ならびにその取扱いなどにつ

いて正しい理解が望まれる．さもないとすぐれた特徴を発揮できないばかりか，場合によってはその欠点のほうが目立ったり，破壊することさえある．

以下本文では，上記趣旨にそって現在，設計，製作されている水晶沪波器について，装置設計者，使用者ならびに保守者などに必要と思われる事項を，最近の回路技術における動向など，今後に残されている未解決の多くの問題を加味しながら記述するが，詳細について必要のある場合は巻末の参考文献を参照していただきたい．

7.1 水晶共振子

水晶共振子は，現在までに得られている圧電および電歪共振子の中で，もっとも振動損失が小さく，その共振周波数が周囲条件の変化に対して安定でかつ相当広い周波数範囲にわたって，充分な再現性をもって製造することができる特徴を有している．参考のために他の沪波器構成素子の単一共振子としての比較を表 7.1 にあげる．

表 7.1　沪波器構成素子の単一共振系としての特性比較

共振系＼特性		Q	共振周波数温度係数 $\lvert\Delta f/f\rvert\times10^{-6}$/℃
電気	コイル，コンデンサ	20～1,500	50～100
機械	水晶	20,000～200,000	0.5～20
	金属	2,000～20,000	2～30
	セラミック (PZT)	70～2,000	5～50

水晶沪波器の主要構成素子である水晶共振子は，通常の LC 沪波器におけるコイルやコンデンサのごとく単一素子と異なり，コイル1個とコンデンサ2個が一定の形で組合わされてなる2端子回路網と考えられるから，水晶沪波器構成の問題をその回路の物理的構成と切りはなして論ずることはできない．

その意味で水晶沪波器を知るためには，水晶共振子を充分知っておく必要がある．

7.1.1 等価回路と基本関係式

(1) 2端子共振子

周知のように1対の電極をもつ水晶共振子は，その共振周波数の近傍で近似的に，図 7.1 (a) のごとき等価回路で表わされる．

ここで C_0, L_1, C_1 R_1 は等価定数とよばれるもので，C_0 は水晶片の単なる誘電体としてて

いする容量であるが，一般には保持器，リード線の浮遊容量が加わる．

等価インダクタンス L_1 および等価キャパシタンス C_1 は，水晶片の弾性および圧電定数，切断方向，寸法，電極の配置および形状によって決まるもので，単純な形状の単純な振動様式に対してのみ理論的に求められている．

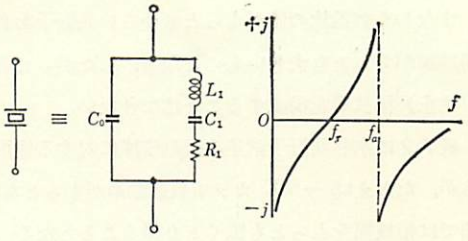


図 7.1 水晶共振子の等価回路とそのリアクタンス特性

これら C_0, L_1, C_1 は再現性に富む値であるが，等価抵抗 R_1 は，保持法，表面の仕上げ，電極膜の材料および厚さ，気圧，温度，湿度など外的条件によって変わる値で，比較的再現性に乏しい．共振子の Q はきわめて高く，普通 $2\sim20\times10^4$，特殊なものでは 500×10^4 のものも得られる．

一般に水晶共振子は損失が小さいから，多くの場合，純リアクタンス回路と見なしてよい．共振周波数近傍で，そのリアクタンス特性は図 7.1（b）となる．ここで共振周波数を f_r，反共振周波数を f_a とすれば

$$f_r=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \tag{7.1}$$

$$f_a=f_r\sqrt{1+\frac{C_1}{C_0}} \tag{7.2}$$

式 (7.2) の C_0/C_1 は容量比（γ）と称せられるもので，水晶共振子の振動姿態にとって固有の値で，振動子の具体的な大きさには無関係であり，普通 $\gamma>100$ である．したがって，式 (7.2) は，近似的に

$$f_a\simeq f_r\left(1+\frac{1}{2\gamma}\right) \tag{7.3}$$

したがって容量比 γ は

$$\gamma\simeq\frac{f_r}{2(f_a-f_r)} \tag{7.4}$$

このように容量比は，共振周波数と反共振周波数のひろがりの幅を定める量である．言葉をかえれば f_a と f_r の差が大きいということは，水晶共振子の電気エネルギと機械エネルギ相互の交換が，能率よく広範囲にわたっていることを意味している．この容量比は，後述するように沪波器構成上常に考慮しなければならない大きな制限となってあらわれる．すなわちこの容量比の最小値が存在することは，帯域通過（阻止）沪波器の通過阻止帯域幅の最大値を決定する．

すなわち容量比の値がもっとも小さい共振子を使用するときに，帯域通過沪波器の通過帯域幅がもっとも大きいものとなる．したがって容量比によって制限される以上の広い通過（阻止）沪波器を構成することはできない．

表7.2に水晶共振子素子の振動姿態に対する使用周波数範囲と容量比の大略値を示してあるが，たとえば +5°X カット縦振動系がもっとも容量比が小さいので，その使用周波数範囲では帯域幅をもっとも広くとり得ることとなる．

表 7.2　振動姿態と周波数の関係

振動姿態	周波数範囲	容量比
+5°X 板貼合わせ屈曲	0.2～10 kc	230
+5°X 板屈曲	4～10 〃	230
+5°X 板縦	40～200 〃	130
CT 板輪郭すべり	150～500 〃	350
AT 板厚みすべり	0.5～15 Mc	190
BT 〃	3～25 〃	470
n 次厚みすべり	基本波×n（奇数）	基本波×n^2（奇数）

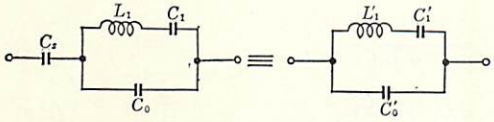


図 7.2　水晶共振子に直列容量を付加した場合

容量比の調節は，どの振動子の共振子でも，誘起電荷の少ない部分の電極を除去して2割くらいの改善が可能であるが，あまり効果的な方法とはいえない．水晶共振子に直列に容量 C_s を挿入して使用する場合がしばしばあるが，この場合の等価変換式を示せばつぎのとおりである（図 7.2 参照）．

$$L_1'=L_1\left(1+\frac{C_0}{C_s}\right)^2 \tag{7.5}$$

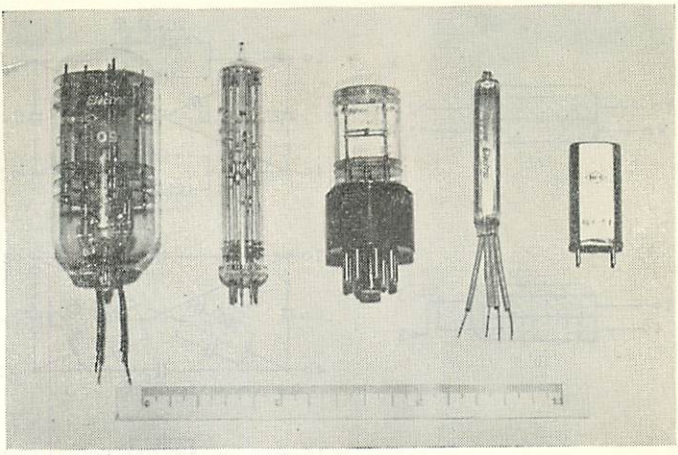
$$C_1'=\frac{C_1C_s^2}{(C_s+C_1+C_0)(C_0+C_s)} \tag{7.6}$$

$$C_0'=\frac{C_0C_s}{C_0+C_s} \tag{7.7}$$

$$r'=\frac{C_0'}{C_1'}=r\left(1+\frac{C_1+C_0}{C_s}\right) \tag{7.8}$$

$$f_r'=f_r\sqrt{1+\frac{C_1}{C_0+C_s}} \tag{7.9}$$

したがって共振子に直列に容量を付加すると，容量比は式 (7.8) に示すごとく常に元の値より増大する．また並列に容量を付加すれば，f_a が低下するから式 (7.4) でわかるごと



左より特殊型，MT 型，GT 型，SMT 型，金属ケース型

図 7.3 各種水晶共振子

くやはり容量比は増大する．図 7.3 に各種共振子の構造を示す．

（2） 分割電極共振子

一般に電極が n 対ある分割電極共振子の等価回路は図 7.4 のように表わせる．これは 2 端子型の場合と比較して変成器がふえているだけで，この変成比 ϕ_i は電極対の形状配置によって決まる．図において C_i は i 番目の電極間容量とする．これらの定数の決定は i 番目以外の端子を短絡した場合の i 番目からみた等価回路定数 $L_{0i}, C_{0i}, R_{0i}, C_i$ を測定すれば，次式から求められる．

$$\left.\begin{aligned} &L_1=\phi L_{0i} \\ &R_1=\phi_i{}^2 R_{0i} \qquad C_1=C_{0i}/\phi_i{}^2 \\ &\sum_{i=1}^{n} C_i=C_0 \qquad \sum_{i=1}^{n} \phi_i=1 \end{aligned}\right\} \tag{7.10}$$

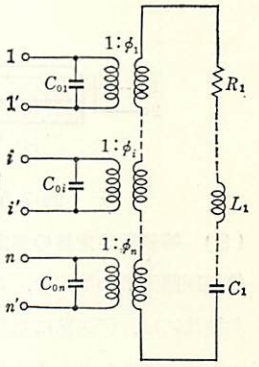


図 7.4 多分割電極型水晶共振子の等価回路

ここで実用上もっとも多く使われるものは，4 端子または 3 端子型のもので，とくに格子型回路によって沪波器を構成する場合，高価な水晶振動子の節約，小型化および平衡度が取りやすいという意味で，2 等分割電極型共振子を利用するのが常である．一般には，この 2 等分割電極型のものを分割電極共振子といっている．

さてこの分割電極型共振子の詳しい等価回路表示に関しては文献を参照してもらうこととし，ここには結果だけを図 7.5（a）から（d）に示しておく．

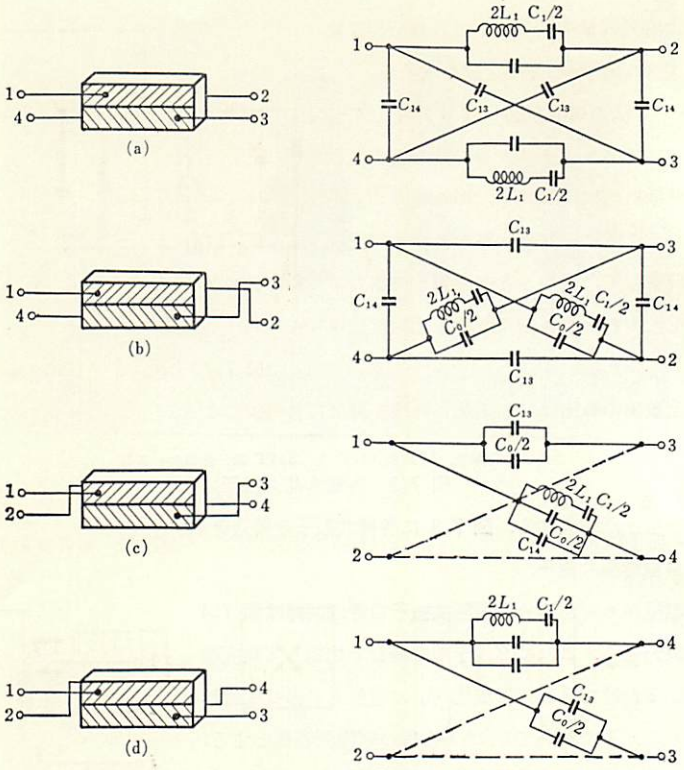


図 7.5　2等分電極分割型水晶共振子の等価回路

(3) 等価回路定数の測定法

等価回路定数の測定は，共振法と発振法に大別される．

共振法には，伝送路に水晶を挿入して計る伝送法ブリッジ（Jaumann 回路）を用いたブリッジ法，クリスタルテスタとよばれる並列法およびQメータ法などがあり，発振法では CI メータ法がもっとも代表的なものである．ここでは主として用いられる伝送法と CI メータ法について述べる．

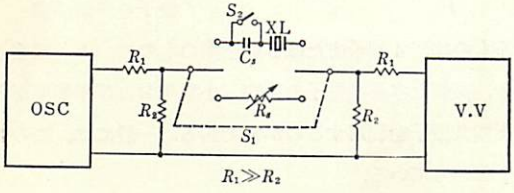


図 7.6　伝送法による測定回路

伝送法は図 7.6 のような抵抗回路網内に振動子を挿入して，検波器の出力が最大となる周波数を共振周波数とし，その出力に等しい指示を示す抵抗を置換

し，その値を等価抵抗 R_s とみなす．

つぎに直列容量挿入による直列共振周波数の偏移式 (7.9) から等価定数を求める．

CI メータ法の構成を図 7.7 に示す．

図においてスイッチ S_1 を振動子側に倒しても標準抵抗側に倒しても，格子電流 I_g が変化しないように，同調回路および装置抵抗 R_s を調整して，そのときの発振周波数および抵抗を，それぞれ共振周波数等価抵抗とみなす．

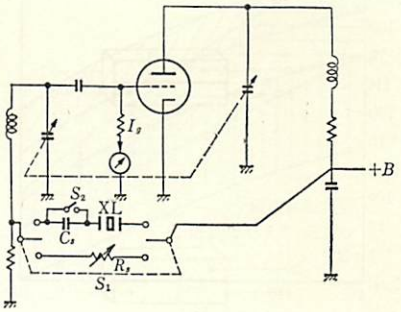


図 7.7 CI メータ法による測定回路

等価定数値の算出は，伝送法と同様に直列容量付加による．

7.1.2 振 動 姿 態

水晶共振子において，主として用いられる振動姿態は，屈曲振動，輪郭縦振動，輪郭すべ

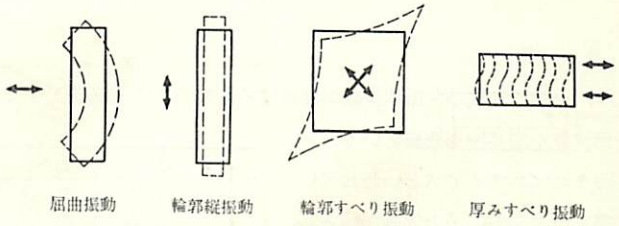


図 7.8 種々の振動姿態（基本波）

表 7.3 種々の水晶共振子

水晶板の名称	振 動 姿 態	周波数 kc	形 状
+5°X	貼合わせ屈曲	$590\times t/l^2$	長 方 形
+5°Y	X Y 屈 曲	$570\times t/l^2$	棒 状
NT	輪 郭 屈 曲	$570\times w/l^2$	細 長 板
+5°X	縦 振 動	$280\times 1/l$	〃
−18.5°X	〃	$255\times 1/l$	長 方 形
CT	輪 郭 すべり	$308\times 1/l$	正 方 形
AT	厚 み すべり	$166\times 1/t$	長 方 形
AT	厚 み 第 三 次	$490\times 1/t$	正 方 形
BT	厚 み すべり	$255\times 1/t$	円 形

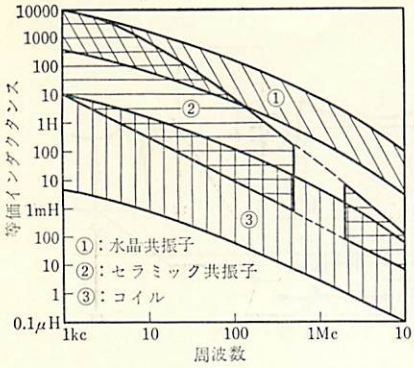


図 7.9　等価インダクタンスの実現範囲

り振動，厚みすべり振動の4種類のいずれかである．図7.8にこれらの基本波振動姿態を示す．

つぎに代表的水晶共振子の振動姿態，共振周波数および形状を示せば表7.3のごとくになる．ただし l, w, t は，それぞれの長辺，短辺，厚みで単位は cm である．

つぎに共振子の等価インダクタンスは，他の沪波器構成素子と比較して図7.9に示すように一般コイルに比較し非常に大きな値となり，このことは容量比と同様に沪波器の入力インピーダンスが高くなりすぎて整合用変成器の設計がはなはだ困難となるか，あるいは共振子の厚さがはなはだ薄いものとなり，共振子が機械的に弱すぎるとか，または共振子の製造も困難になるとかということにより沪波器の実現が左右される場合が多い．

7.1.3 副　共　振

弾性振動体には，一般に無数の共振周波数が存在するものである．必要とする共振周波数以外の不要共振周波数を副共振周波数という．一般には単に副共振またはスプリアスといわれている．副共振を考慮した水晶共振子の等価回路としては，近似的に図 7.10 で表わされる．

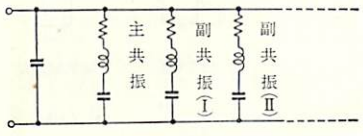


図 7.10　副共振を考慮した等価回路

この副共振は，沪波器特性の減衰域における局所的な保証減衰量の急激な低下をきたしたり，通過域の局所的損失急増，いわゆるハンプとなって現われるものであるから，とくに沪波器用水晶共振子の設計ではその抑圧に留意しなければならない問題である．

もちろん使用周波数帯域内に存在しないことが望ましいが，どうしても避けられない場合は，その副共振を機械的にも電気的にも実用上さしつかえない程度まで抑圧する考慮がはらわれねばならないが，この副共振の発生機構はいまだ理論的に充分に究明されていないので，その効果的抑圧方法は特別の場合を除けば見出されていない．

したがってとくに沪波器設計要求者は，合理的な副共振許容規格を明記する必要がある．

副共振の沪波器特性に及ぼす影響の一例として図 7.11 に帯域通過沪波器の場合をあげて

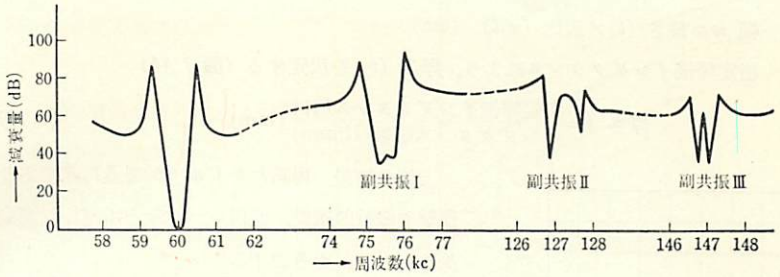


図 7.11 副共振の伝送特性に及ぼす影響の一例

おく.

7.1.4 設 計 手 順

一般に水晶素板の設計手順は，つぎのように行なわれる.

(i) 使用周波数および周波数許容偏差により水晶の切断方法，すなわちカットを決定する.

(ii) 周波数許容偏差，副共振特性（とくに厚みすべり振動系），使用温度範囲，等価インダクタンス，および実効抵抗により素板の寸法比を決定する.

例として，+5°X カット縦振動の計算手順をつぎに示す.

(イ) 使用温度許容周波数偏差より辺比 w/l の値を決定する（図 7.12).

(ロ) 長さ $l=\dfrac{\text{周波数定数 } K(\text{kc}\cdot\text{cm})}{\text{共振周波数 } f(\text{kc})}(\text{cm})$ (7.11)

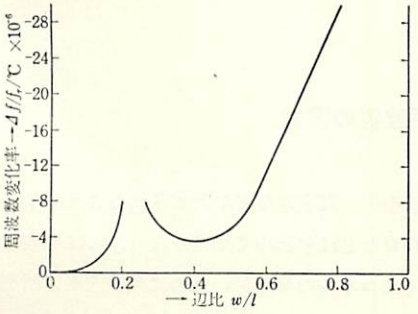


図 7.12 +5°Xカット縦共振子の辺比と周波数温度係数の関係

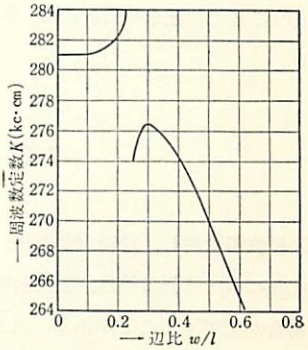


図 7.13 +5°X カット縦共振子の辺比と周波数定数

図 7.13 を参照されたい.

(ハ) 幅 w=長さ (l)×辺比 (w/l) (cm)

(ニ) 指定等価インダクタンスにより，厚み (t) を決定する (図 7.14).

$$\text{厚さ } t=\frac{\text{指定等価インダクタンス(H)}}{\text{インダクタンス定数(H/mm)}}\text{(mm)} \qquad (7.12)$$

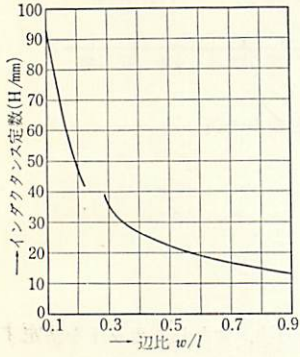


図 7.14　+5°X カット縦共振子の辺比とインダクタンス定数の関係

上述の結果，得られた l, w, t が製造可能であり，衝撃や機械的振動，使用レベルなどに対し，安全であるかどうかを確認する.

(ホ) 最後に，共振子としての構造の設計を行なう．ただし実際問題としては，種々の細かい問題があるため簡単にゆかない場合が多いが，手順としては上述のとおりである.

一般的注意事項をあげると，水晶共振子の支持線，容器および水晶片との空隙などに起因する共振が副共振の原因となったり，主共振周波数や等価抵抗がある温度で急激に変化する原因になったりして，沪波器減衰域における減衰量低下や定損失の変動となって現われるから，水晶共振子の保持方法については充分注意しなければならない.

つぎに使用レベルであるが，使用レベルが高いと非直線特性を呈したり，共振子内部の振動損失に伴う温度上昇による二次的な特性の変化や，極端な場合は破壊することがあるから使用レベルの決定には充分配慮の必要があり，だいたい 0 dB 以下が望ましい.

以上のごとく共振子の設計には，経験と実際的データの積み上げを必要とする要素が非常に多い.

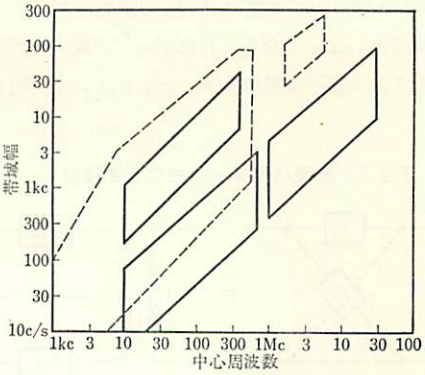
7.2　水晶沪波器の設計

LC 沪波器に対し，急峻遮断特性，低通過域損失，高安定などが要求されるようになると，構成部品に対する温度特性，経時特性，および Q などはきわめて厳格となり，もはや実現困難な場合がでてくることがある．たとえばとくにコイルの Q が低いために減衰歪が遮断周波数付近で，損失補償や等化などによっては除去できないほど大きなものとなり，一方急峻減衰極は，まったく識別できないほど小さなものになってしまう場合さえある．このような場

合に水晶共振子のきわめて高いQを利用した水晶沪波器がその特徴を発揮してすぐれた特性を示してくれる．帯域通過沪波器としての水晶沪波器の適用範囲を他の機械振動子を利用した沪波器，すなわちセラミックフィルタ，機械沪波器と比較して図 7.15 に示す．

現在，沪波器構成素子として，水晶共振子を使用する方法には，つぎの二つがある．

その一つは影像パラメータ理論の助けをかりることであり，他の一つは動作パラメータ理論に基づく沪波器構成の一部分が，水晶共振子で置換可能となるように回路変換することである．



実線内：水晶フィルタ実現範囲
点線内：セラミックまたは機械沪波器実現範囲

図 7.15 機械振動子を利用した帯域通過沪波器の実現範囲

これらの方法は，多かれ少なかれ沪波器構成の問題をその回路の物理的構成と切り離して論ずることはできないという点からして，解析的性質をもっている．

これは一見 LC 沪波器設計のいき方と逆行する面もあるが，構成可能な回路から出発して，所望の特性を得ようとこれを詳しく検討するという方法も捨てさることはできない．

近年 W. Poshenrieder は LC 沪波器の特性改善の目的で，急峻極の近傍で大きな無効電力が回路網の一部の素子に集中的に蓄積されることが要求されることに着目し，その蓄積にもっともふさわしい構成部品は水晶共振子であること，そして水晶共振子の挿入は梯子型回路に適用されるべきであることを指摘した．

この着想は沪波器を物理的な立場から論じられた成果であるという意味で，意義深いと思われる．

しかし残念ながら，水晶共振子にもっとも適した，あるいは LC 沪波器の特性をもっとも少ない水晶共振子数で，もっとも効果的に改善できる設計理論はいまだ見出されていないが，最近構成理論の立場からこの問題を取扱う試みがなされてきている．

従来“水晶沪波器”といえば，いままでのところいわゆる W. P. Mason によって発展された格子型（またはその変形回路）水晶沪波器のことを意味するようである．

その大きな理由は構成素子の大部分が水晶共振子で，他の電気部品は付加的であるという見方からでているものと思われる．

ところが上に指摘したように，LC 沪波器における構成素子の一部を水晶共振子で置換し，

特性の安定化と急峻化を得ようという着想が一般化されると，水晶沪波器という題名はきわめてあいまいとなる．したがって“純 LC 沪波器”と“水晶共振子を含む沪波器”との相違を水晶共振子に重点をおくことによって，明らかにする必要がでてくることになる．

7.2.1 影像パラメータ法による設計

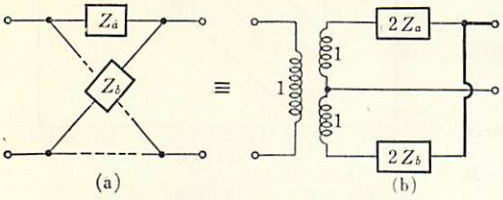


図 7.16　格子型回路

ここでは水晶沪波器として，もっとも多く使用される対称格子型またはその変形のヤウマン回路について述べる．

対格回路とそれに等価なヤウマン回路を図 7.16（a），（b）に示す．図において開放駆動点インピーダンス $z_{11}=z_{22}$ は

$$z_{11}=z_{22}=\frac{Z_a+Z_b}{2} \tag{7.13}$$

また短絡駆動点アドミタンス $y_{11}=y_{22}$ は

$$y_{11}=y_{22}=\frac{Z_a+Z_b}{2Z_aZ_b} \tag{7.14}$$

したがって影像インピーダンス $Z_0=Z_{01}=Z_{02}$ は

$$Z_0=Z_{01}=Z_{02}=\sqrt{\frac{z_{11}}{y_{11}}}=\sqrt{\frac{z_{22}}{y_{22}}}=\sqrt{Z_aZ_b} \tag{7.15}$$

また図 7.16 を 2 分等した図 7.17 の伝播定数 $\theta/2$ を求めれば

$$\tanh\frac{\theta}{2}=\frac{1}{\sqrt{z_{11}'\cdot y_{11}'}}=\sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} \tag{7.16}$$

ただし Z_{11}', Y_{11}' は図 7.17 における開放駆動点インピーダンスおよび短絡駆動点アドミタンスである．式 (7.15)，(7.16) から

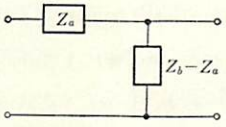


図 7.17　梯子型半区間回路

$$\left.\begin{aligned} Z_a&=Z_0\tanh\frac{\theta}{2}\\ Z_a&=Z_0\coth\frac{\theta}{2}\end{aligned}\right\} \tag{7.17}$$

なる関係が得られる．ここでも Z_0 および $\tanh\theta/2$ を適当に選んで Z_aZ_b ともに，有理リアクタンス関数にできれば影像インピーダンスとして Z_0 伝播定数 θ をもつ 4 端子回路網が格子回路で実現できることになる．

さて一般に沪波器にとって，もっとも理想とされる性質は，通過域で Z_0 はできるだけ平坦で，減衰域では θ の実部ができるだけ大となることである．式 (7.17) に示すように Z_0

と θ は互いに独立であるから，そのような特性に近似できる可能性のあることが理解される．

いま Z_a, Z_b は有理リアクタンス関数でなければならないから，先に Z_a, Z_b を規定し，$Z_0\tanh\theta/2$ が，どのような変化をするかを調べてみる．

一例として，Z_a, Z_b を次式で与えられるものとする．

$$Z_a=H\frac{(\lambda^2+\omega_1^2)(\lambda^2+\omega_3^2)(\lambda^2+\omega_5^2)}{\lambda(\lambda^2+\omega_2^2)(\lambda^2+\omega_4^2)} \tag{7.18}$$

$$Z_b=H'\frac{(\lambda^2+\omega_1^2)(\lambda^2+\omega_5^2)}{\lambda(\lambda^2+\omega_3^2)} \tag{7.19}$$

ただし $0<\omega_1<\omega_2<\omega_3<\omega_4<\omega_5<\infty$

式 (7.15), (7.16) から Z_0 および $\tanh\theta/2$ は

$$Z_0=\sqrt{HH'}\cdot\frac{(\lambda^2+\omega_1^2)(\lambda^2+\omega_3^2)}{\lambda\sqrt{(\lambda^2+\omega_2^2)(\lambda^2+\omega_4^2)}} \tag{7.20}$$

$$\tanh\frac{\theta}{2}=\sqrt{\frac{H}{H'}}\cdot\frac{\lambda^2+\omega_3^2}{\sqrt{(\lambda^2+\omega_2^2)(\lambda^2+\omega_4^2)}} \tag{7.21}$$

ここで $\lambda=j\omega$ とおき，ω を 0 から ∞ まで変化した場合の $Z_0\tanh\theta/2$ の符号の変化を示せば図 7.18 のごとくになる．ここで $Z_0\tanh\theta/2$ のように二つのリアクタンス関数の積，または商の平方根で与えられる λ の関数を Q 関数，または無理リアクタンス関数とよぶ．図において，太線は虚数，細線は実数の範囲を示す．また 0 は零点，×は極，Ψは実，虚の極による分岐点を示す．

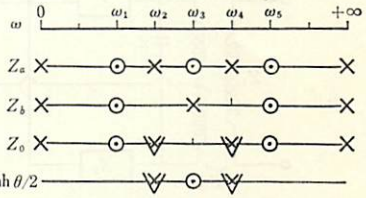


図 7.18 Z_0, $\tanh\theta/2$ の変化

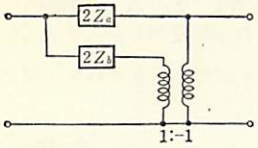
いま ω_2 と ω_4 が遮断角周波数で，その間を通過域とする沪波器を設計するとしよう．ω_2, ω_4 を固定しても ω_1, ω_5 を適当に変えられるので，Z_0 は $\tanh\theta/2$ に無関係に変えられ，また $\tanh\theta/2$ は ω_3 によって変えられる．

このように θ と Z_0 は独立に調整できるパラメータであるから，それらの適当な組合わせによってある適当な曲線への近似が可能であることは予想できる．このような近似の問題は数学的に解決されており，沪波器理論に用いられているのはだいたい Tchebycheff の近似法である．

以上述べたことは，格子型沪波器構成にとって最少限の必要事項であり，Cauer の構成論は上に述べた理論を基礎において発展されている．

つぎに水晶沪波器では，ヤウマン回路が多く利用されるので，それについて簡単な基礎関係式を述べておく．図 7.16 (a) の格子回路の Y マトリクスをつぎのように分解する．

$$\begin{pmatrix} \frac{Z_a+Z_b}{2Z_aZ_b}, & \frac{Z_a-Z_b}{2Z_aZ_b} \\ \frac{Z_a-Z_b}{2Z_aZ_b}, & \frac{Z_a+Z_b}{2Z_aZ_b} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2Z_a}, & -\frac{1}{2Z_a} \\ -\frac{1}{2Z_a}, & \frac{1}{2Z_a} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{2Z_b}, & \frac{1}{2Z_b} \\ \frac{1}{2Z_b}, & \frac{1}{2Z_b} \end{pmatrix} \tag{7.5}'$$



したがって等価回路は図 7·19 となるから理想変成器を 1 個入れれば，図 7·16（b）のハイブリッド型のヤウマン回路となる．

図 7·19　ヤウマン型回路

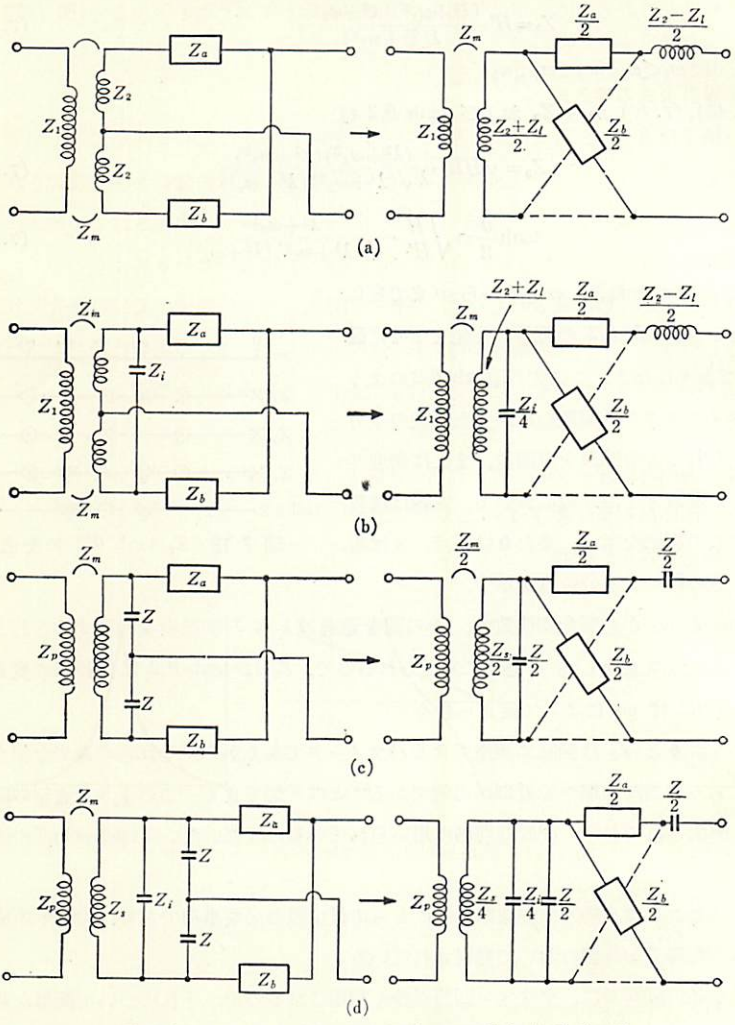


図 7·20　種々の変形ヤウマン型回路の等価格子型回路

その理想変成器は実用範囲内で目的を達すればよいわけであるが,式 (7.2) でも述べたように，この変成器はインピーダンスが高すぎて同調型にしなければならないとか，結合係数がとりにくかったり，L 中点がとれないため C 中点としたり，また平衡度がとりにくかったり，水晶沪波器構成上この変成器が実用範囲内においてさえ理想変成器と見なされない場合が多い．

したがってこの変成器が理想変成器でないために，特性がいかなる影響を受けるかということが当然問題になる．ここでは等価な格子回路を示しておくにとどめる (図 7.20 (a～d)).

(1) 設計公式の導き方

現在，格子型水晶沪波器で実用化されている回路は，特殊なものを除いてごくかぎられたものである．たとえば低(高)域通過沪波器は，ある特別の要求のないかぎり設計されないし，帯域通過阻止沪波器でも LC 沪波器で実現不可能なもののみが実用化されているようである．

また回路の次数についていえば，多くの場合 Z_a, Z_b はせいぜい8次くらいのインピーダンス程度を使用し一般に高次のものは，調整が困難だったり使用する部品に課せられる製造偏差が厳しくなって，所望の特性が得られなかったりして，多くの場合低級な回路の多段縦続接続によっているけれども，この方法は副共振による特性異状を抑圧するのには効果的である．

つぎに代表的な影像パラメータ沪波器の回路と，その設計公式を (i)～(v) 項に示しておく．なお影像減衰量は表 7.4 による．

(i) 狭帯域阻止沪波器

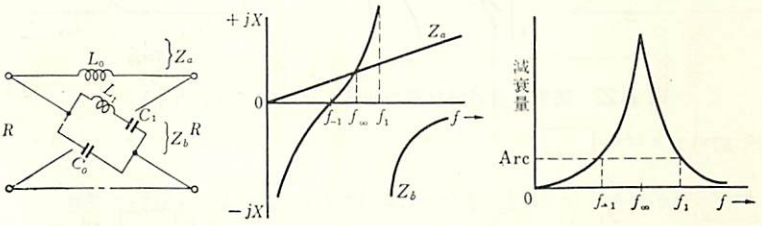


図 7.21 狭帯域阻止沪波器の回路とその特性

(イ) 諸パラメータ

$$k=\frac{f_{-1}}{f_1} \qquad q=\frac{f_\infty}{f_1}$$

$$m=\sqrt{\frac{q^2-k^2}{1-q^2}}$$

（ロ） Q関数

$$Z_0=\sqrt{\frac{\lambda^2+k^2}{\lambda^2+1}}\quad（ただし\ Z_0|_{\lambda\to\infty}=1\ として）$$

$$\tan^2 h\frac{Q}{2}=\left(\frac{m}{q}\right)^2\cdot\frac{\lambda^2+k^2}{\lambda^2(p^2+1)}=\left(\frac{m}{q}\right)^2\cdot\frac{\Omega^2-k^2}{\Omega^2(\Omega^2-1)}\quad ただし\quad \lambda=j\frac{f}{f_1}=j\Omega$$

（ハ） 素子値

$$L_0=\frac{m}{q}\cdot\frac{R}{2\pi f_1}\qquad L_1=\frac{q}{m(1-k^2)}\cdot\frac{R}{2\pi f_1}$$

$$C_0=\frac{m}{q}\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R}\qquad C_1=\frac{m(1-k^2)}{qk^2}\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R}$$

（ニ）動作減衰量の吟味

$$真の減衰量\quad A_{(dB)}=10\log_{10}\left[1+\left\{\frac{q(k^2-1)\cdot\Omega}{m(\Omega^2-q^2)\left(\Omega^2+\frac{k^2}{m^2}\right)}\right\}^2\right]\lambda=j\Omega$$

イメージ遮断周波数 f_{-1} における真の減衰量 $Arc^{-1}(\mathrm{dB})=10\log_{10}\left[1+\frac{q^2}{m^2k^2}\right]$

〃　　f_1　　〃　　$Arc_1(\mathrm{dB})=10\log_{10}\left[1+\frac{m^2}{q^2}\right]$

（ii） 狭帯域通過沪波器—（1）

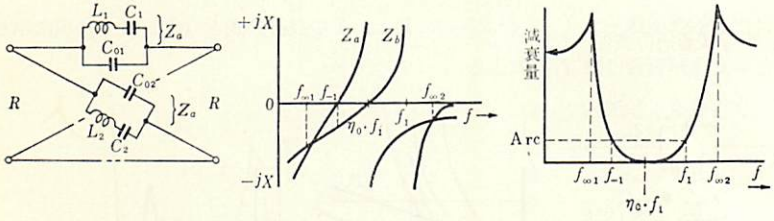


図 7.22　狭帯域通過沪波器の回路とその特性（その1）

（イ） 諸パラメータ

$$k=\frac{f_{-1}}{f_1}\cdot\ q_r=\frac{f_{\infty r}}{f_1}(r=1,2)\quad f_r(r=1,2)\ は\ f_{-1}\sim f_1\ の範囲を除いて任意$$

$$m_r=\sqrt{(q_r{}^2-k^2)(q_r{}^2-1)}\quad (r=1,2)$$

$$\eta_0{}^2=\frac{m_2q_1{}^2\pm m_1q_2{}^2}{m_2\pm m_1}\qquad \oplus\ は\ \begin{matrix}q_2>1\\ q_1<k\end{matrix}\Big)の場合,\quad \ominus\ は\ q_1, q_2\underset{<k}{>1}\ の場合$$

$$H_a=\frac{q_2{}^2-r_0{}^2}{m_2},\quad H_b=\frac{1}{H_a}$$

（ロ） Q関数

$$Z_0=\sqrt{\frac{\lambda^2+k^2}{\lambda^2(p^2+1)}} \qquad \text{ただし} \quad \lambda=j\frac{f}{f_1}=j\Omega$$

$$\tan^2\mathrm{h}\frac{\theta}{2}=\frac{H_a{}^2(\lambda^2+k^2)(\lambda^2+1)}{(\lambda^2+\eta_0{}^2)^2}=\frac{H_a{}^2(\Omega^2-k^2)(\Omega^2-1)}{(\Omega^2-\eta_0{}^2)^2}$$

(ハ) 素子値

$$C_{01}=\frac{1}{H_a}\cdot\frac{1}{2\pi f_1\cdot R} \qquad C_{02}=\frac{1}{H_B}\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R}$$

$$L_1=\frac{H_a}{\eta_0{}^2-k^2}\cdot\frac{R}{2\pi f_1} \qquad L_2=\frac{H_B}{1-\eta_0{}^2}\cdot\frac{R}{2\pi f_1}$$

$$C_1=\frac{\eta_0{}^2-k^2}{H_a k_2}\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R} \qquad C_2=\frac{1-\eta_0{}^2}{H_b\eta_0{}^2}\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R}$$

$$f_{r1}=k\cdot f_1 \qquad f_{r2}=\eta_0\cdot f_1$$

(ニ) 動作減衰量

$$\text{真の減衰量} \quad A(\mathrm{dB})=10\log_{10}\left[1+\left\{\frac{1}{H_a-H_b}\cdot\frac{(\Omega^2-\eta_0{}^2)(\Omega^4-k^2)}{\Omega(\Omega^2-q_1{}^2)(\Omega^2-q_2{}^2)}\right\}^2\right]$$

イメージ遮断周波数 f_{-1}, f_1 における真の減衰量 Arc_{-1}, Arc_1 は

$$Arc_{-1}(\mathrm{dB})=10\log_{10}\left[1+\left\{\frac{k(-k^2)(\eta_0{}^2-k^2)}{(H_a-H_b)(k^2-q_1{}^2)(k^2-q_2{}^2)}\right\}^2\right]$$

$$Arc_1(\mathrm{dB})=10\log_{10}\left[1+\left\{\frac{(1-\eta_0{}^2)(1-k^2)}{(H_a-H_b)(1-q_1{}^2)(1-q_2{}^2)}\right\}^2\right]$$

(iii) 狭帯域通過沪波器—(2)

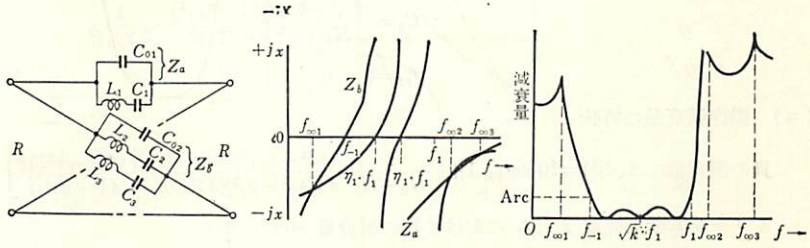


図 7.23 狭帯域通過沪波器の回路とその特性 (その2)

(イ) 諸パラメータ

$$k=\frac{f_{-1}}{f_1} \qquad q_r=\frac{f_{\infty r}}{f_1}\ (r=1,2,3) \qquad f_{\infty r}(r=1,2,3) \text{ は } f_{-1}\sim f_1 \text{ の範囲を除いて任意}$$

$$m_r=\frac{q_r{}^2-1}{q_r{}^2-k}\ (r=1,2,3)$$

$$\eta_{+1}{}^2=\frac{m_3(q_2{}^2-q_3{}^2)(q_1{}^2m_2-q_2{}^2m_1)-m_1(q_1{}^2-q_2{}^2)(q_2{}^2m_3-q_3{}^2\cdot m_2)}{m_1(m_2-m_3)(q_1{}^2-q_2{}^2)-m_3(m_1-m_2)(q_2{}^2-q_3{}^2)}$$

$$\eta_{-1}^2=\frac{\eta_{+1}^2(m_2q_2^2-m_1q_1^2)+q_1^2q_2^2(m_1-m_2)}{\eta_{+1}^2(m_2-m_1)+m_1q_2^2-m_2q_1^2}$$

$$H_b=m_1\frac{q_1^2-\eta_{-1}^2}{q_1^2-\eta_{+1}^2},\quad H_a=\frac{1}{H_b}$$

(ロ) Q関数

$$Z_0=\sqrt{\frac{\lambda^2+k^2}{\lambda^2(\lambda^2+1)}}$$

$$\tan^2\mathrm{h}\frac{\theta}{2}=H_a^2\cdot\frac{(\lambda^2+\eta_{-1}^2)^2(\lambda^2+1)}{(\pi^2+\eta_{+1}^2)^2(\lambda^2+k^2)}=H_a^2\frac{(\Omega^2-\eta_{-1}^2)^2(\Omega^2-1)}{(\Omega^2-\eta_{+1}^2)^2(\Omega^2-k^2)}$$

ただし $\lambda=j\dfrac{f}{f_1}=j\Omega$

(ハ) 素子値

$$C_{01}=\frac{1}{H_a}\cdot\frac{1}{2\pi f_1R}\qquad C_{02}=\frac{1}{H_b}\cdot\frac{1}{2\pi f_1R}$$

$$L_1=\frac{H_a}{\eta_{+1}^2-\eta_{-1}^2}\cdot\frac{R}{2\pi f_1}\qquad L_2=\frac{H_b(\eta_{+1}^2-k^2)}{(\eta_{-1}^2-k^2)(1-k^2)}\cdot\frac{R}{2\pi f_1}$$

$$C_1=\frac{H_a}{(\eta_{+1}^2-\eta_{-1}^2)\eta_{-1}^2}\cdot\frac{1}{2\pi f_1R}\qquad C_2=\frac{(\eta_{-1}^2-k^2)(1-k^2)}{H_b(\eta_{+1}^2-k^2)k^2}\cdot\frac{1}{2\pi f_1R}$$

$$f_{r1}=\eta_{-1}\cdot f_1\qquad f_{r2}=k\cdot f_1$$

$$L_3=\frac{H_b(\eta_{+1}^2-k^2)}{(\eta_{+1}^2-\eta_{-1}^2)(1-\eta_{+1}^2)}\cdot\frac{R}{2\pi f_1}$$

$$C_3=\frac{(\eta_{+1}^2-\eta_{-1}^2)(1-\eta_{+1}^2)}{H_b(\eta_{+1}^2-k^2)\eta_{+1}^2}\cdot\frac{1}{2\pi f_1R}$$

$$f_{r3}=\eta_{+1}\cdot f_1$$

(ニ) 動作減衰量の吟味

真の減衰量 $A(\mathrm{dB})=10\log_{10}\left[1+\left\{\dfrac{1}{H_a-H_b}\cdot\dfrac{(\Omega^2-\eta_{-1}^2)(\Omega^2-\eta_{+1}^2)(\Omega^4-k^2)}{\Omega(\Omega^2-q_1^2)(\Omega^2-q_2^2)(\Omega^2-q_3^2)}\right\}^2\right]$

イメージ遮断周波数 f_{-1}, f_1 における真の減衰量 Arc_{-1}, Arc_1

$$Arc_{-1}(\mathrm{dB})=10\log_{10}\left[1+\left\{\frac{k(\eta_{-1}^2-k^2)(\eta_{+1}^2-k^2)(1-k^2)}{(H_a-H_b)(k^2-q_1^2)(k^2-q_2^2)(k^2-q_3^2)}\right\}^2\right]$$

$$Arc_1(\mathrm{dB})=10\log_{10}\left[1+\left\{\frac{(1-\eta_{-1}^2)(1-\eta_{+1}^2)(1-k^2)}{(H_a-H_b)(1-q_1^2)(1-q_2^2)(1-q_3^2)}\right\}^2\right]$$

(iv) 狭帯域通過沪波器—(3)

（イ） 諸パラメータ

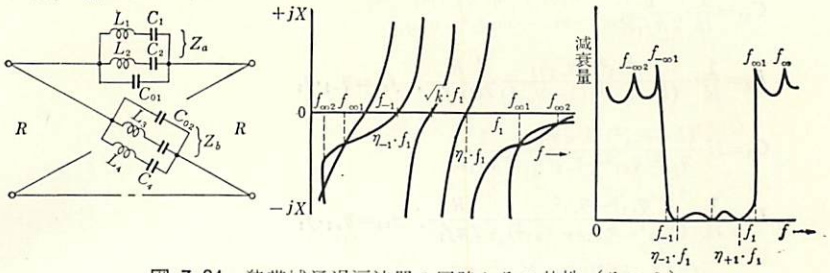


図 7.24 狭帯域通過沪波器の回路とその特性（その 3）

$$k=\frac{f_{-1}}{f_1},\quad q_{\pm r}=\frac{f_{\pm\infty r}}{f_1}\ (r=1,2),\ \text{条件}\quad f_{-\infty 2}\cdot f_{\infty 2}=f_{-\infty 1}\cdot f_{\infty 1}=f_{-1}\cdot f_1$$

$$m_{\pm r}=(q_{\pm r}{}^2-k)\sqrt{(q_{\pm r}{}^2-k^2)(q_{\pm r}{}^2-1)}\quad (r=1,2)$$

$$U=m_{+2}-m_{+1},\quad V=m_{+2}q_{+1}{}^2-m_{+1}\cdot q_{+2}{}^2,\quad W=m_{+1}q_{+2}{}^4-m_{+2}\cdot q_{+1}{}^4$$

$$u=m_{-2}-m_{-1},\quad v=m_{-2}\cdot q_{-1}{}^2-m_{-1}\cdot q_{-2}{}^2,\quad w=m_{-1}q_{-2}{}^4-m_{-2}\cdot q_{-1}{}^4$$

$$\alpha=\frac{uW-Uw}{Uv-Vu},\quad \beta=\frac{vW-Vw}{vU-Vu}$$

$$\eta_{\pm 1}{}^2=\frac{\alpha\pm\sqrt{\alpha^2-4\beta}}{2}\quad (\text{符号同順})$$

$$H=\frac{(q_{\pm r}{}^2-\eta_{-1}{}^2)(q_{\pm r}{}^2-\eta_{+1}{}^2)}{m_{\pm r}}\quad (r=1,2)$$

（ロ） Q関数

$$Z_0=\frac{1}{\lambda}\cdot\sqrt{\frac{\lambda^2+k^2}{\lambda^2+1}}$$

$$\tan^2\mathrm{h}\frac{\theta}{2}=H^2\frac{(\lambda^2+k^2)^2(\lambda^2+k^2)(\lambda^2+1)}{(\lambda^2+\eta_{-1})^2(\lambda^2+\eta_{+1}{}^2)^2}=H^2\frac{(\Omega^2-k^2)^2(\Omega^2-k^2)(\Omega^2-1)}{(\Omega^2-\eta_{-1}{}^2)^2(\Omega^2-\eta_{+1}{}^2)^2}$$

$$\text{ただし}\quad \lambda=j\frac{f}{f_1}=j\Omega$$

（ハ） 素子値

$$L_1=H\frac{k(1-k)}{(\eta_{-1}{}^2-k^2)(\eta_{+1}{}^2-k^2)}\cdot\frac{R}{2\pi f_1}$$

$$C_1=\frac{1}{H}\cdot\frac{(\eta_{-1}{}^2-k^2)(\eta_{+1}{}^2-k^2)}{k^3(1-k)}\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R},\quad f_{r1}=k\cdot f_1$$

$$L_2=H\frac{k(1-k)}{(k-\eta_{-1}{}^2)(\eta_{+1}{}^2-k)}\cdot\frac{R}{2\pi f_1}$$

$$C_2=\frac{1}{H}\cdot\frac{(k-\eta_{-1}{}^2)(\eta_{+1}{}^2-k)}{k^2(1-k)}\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R},\quad f_{r2}=\sqrt{k}\cdot f_1$$

$$C_{01}=\frac{1}{H}\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R}$$

$$L_3=\frac{1}{H}\cdot\frac{\eta_{+1}^2-\eta_{-1}^2}{(k-\eta_{-1}^2)(1-\eta_{-1}^2)}\cdot\frac{R}{2\pi f_1},\quad f_{r3}=\eta_{-1}\cdot f_1$$

$$C_3=H\cdot\frac{(k-\eta_{-1}^2)(1-k^2)}{\eta_{-1}^2(\eta_{+1}^2-\eta_{-1}^2)}\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R}$$

$$L_4=\frac{1}{H}\cdot\frac{\eta_{+1}^2-\eta_{-1}^2}{(\eta_{+1}^2-k)(1-\eta_{+1}^2)}\cdot\frac{R}{2\pi f_1},\quad f_{r4}=\eta_{+1}\cdot f_1$$

$$C_4=H\frac{(\eta_{+1}^2-k)(1-\eta_{+1}^2)}{\eta_{+1}^2(\eta_{+1}^2-\eta_{-1}^2)}\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R}$$

$$C_{02}=H\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R}$$

（ニ） 動作減衰量の吟味

真の減衰量

$$A(\mathrm{dB})=10\log_{10}\left[1+\left\{\frac{H}{H^2-1}\cdot\frac{(\Omega^2-\eta_{-1}^2)(\Omega^2-k)^2(\Omega^2-\eta_{+1}^2)(\Omega^2+k^2)}{\Omega(\Omega^2-q_{-2}^2)(\Omega^2-q_{-1}^2)(\Omega^2-q_1^2)(\Omega^2-q_2^2)}\right\}^2\right]$$

イメージ遮断周波数 f_{-1}, f_1 における真の減衰量 Arc_{-1}, Arc_1

$$Arc_{-1}=Arc_1(\mathrm{dB})=10\log_{10}\left[1+\left\{\frac{H}{H^2-1}\cdot\frac{(1-\eta_{-1}^2)(1-k)^2(1-\eta_{+1}^2)(1+k^2)}{(1-q_{-2}^2)(1-q_{-1}^2)(1-q_1^2)(1-q_2^2)}\right\}^2\right]$$

（ヴ） 広帯域通過沪波器

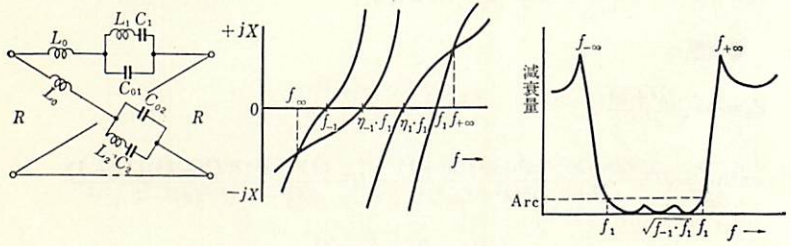


図 7.25 広帯域通過沪波器の回路とその特性

（イ） 諸パラメータ

$$k=\frac{f-1}{f_1},\quad q-1=\frac{f_{-\infty}}{f_1},\quad q_1=\frac{f_\infty}{f_1},\quad f_{-\infty}\cdot f_\infty=f_{-1}\cdot f_1$$

$$m_1=\sqrt{\frac{q_1^2-k^2}{q_1^2-1}},\quad m_{-1}=\sqrt{\frac{k^2-q_{-1}^2}{1-q_{-1}^2}}$$

$$\eta_{+1}^2=\frac{k(1+k)+m_1+m_{-1}}{(1+m_1)(1+m_{-1})}$$

$$\eta_{-1}^2=\frac{k(1+k)+k^2(m_1+m_{-1})}{(1+m_1)(1+m_{-1})},\qquad H=\frac{1}{1-k}$$

（ロ） Q関数

$$Z_0=H\sqrt{\frac{(\lambda^2+k^2)(\lambda^2+1)}{\lambda^2}} \qquad \text{ただし} \quad \lambda=j\frac{f}{f_1}=j\Omega$$

$$\tan^2\mathrm{h}\frac{\theta}{2}=\frac{\lambda^2+\eta_{+1}{}^2}{\lambda^2+\eta_{-1}{}^2}\cdot\sqrt{\frac{\lambda^2+k^2}{\lambda^2+1}}=\frac{\Omega^2-\eta_{+1}{}^2}{\Omega^2-\eta_{-1}{}^2}\cdot\sqrt{\frac{\Omega^2-k^2}{\Omega^2-1}}$$

（ハ） 素子値

$$L_0=H\cdot\frac{R}{2\pi f_1}$$

$$C_{01}=\frac{1}{H}\cdot\frac{1}{\eta_{+1}{}^2-\eta_{-1}{}^2+k^2}\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R}\,, \qquad \eta_{r1}{}^2=\frac{\eta_{+1}{}^2k^2}{\eta_{+1}{}^2-\eta_{-1}{}^2+k^2}$$

$$L_1=H\frac{(\eta_{+1}{}^2-\eta_{-1}{}^2+k^2)^2}{(\eta_{-1}{}^2-k^2)(\eta_{+1}{}^2-\eta_{-1}{}^2)}\cdot\frac{R}{2\pi f_1}\,, \qquad f_{r1}=\eta_{r1}\cdot f_1$$

$$C_1=\frac{(\eta_{-1}{}^2-k^2)(\eta_{+1}{}^2-\eta_{-1}{}^2)}{H(\eta_{+1}{}^2-\eta_{-1}{}^2+k^2)^2\eta_{r1}{}^2}\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R}$$

$$C_{02}=\frac{1}{H}\cdot\frac{1}{\eta_{-1}{}^2-\eta_{+1}{}^2+1}\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R}\,, \qquad \eta_{r2}{}^2=\frac{\eta_{-1}{}^2}{\eta_{-1}{}^2-\eta_{+1}{}^2-1}$$

$$L_2=H\frac{(\eta_{-1}{}^2-\eta_{+1}{}^2+1)^2}{(1-\eta_{+1}{}^2)(\eta_{+1}{}^2-\eta_{-1}{}^2)}\cdot\frac{R}{2\pi f_1}\,, \qquad f_{r2}=\eta_{r2}\cdot f_1$$

$$C_2=\frac{(1-\eta_{+1}{}^2)(\eta_{+1}{}^2-\eta_{-1}{}^2)}{H(\eta_{-1}{}^2-\eta_{+1}{}^2+1)^2\eta_{r2}{}^2}\cdot\frac{1}{2\pi f_1 R}$$

（ニ） 動作減衰量の吟味

$$\text{真の減衰量}\quad A(\mathrm{dB})=10\log_{10}\left[1+\left\{\frac{(\Omega^2-k)^2(\Omega^2-\eta_{-1}{}^2)(\Omega^2-\eta_{+1}{}^2)}{K(1-k)\Omega(\Omega^2-q_{-1}{}^2)(\Omega^2-q_1{}^2)}\right\}^2\right]$$

イメージ遮断周波数 f_{-1}, f_1 における真の減衰量 Arc_{-1}, Arc_1 は

$$Arc_{-1}=Arc_1(\mathrm{dB})=10\log_{10}\left[1+\left\{\frac{(1-k)(1-\eta_{-1}{}^2)(1-\eta_{+1}{}^2)}{K(1-q_{-1}{}^2)(1-q_{+1}{}^2)}\right\}^2\right]$$

ただし $K=2(\eta_{+1}{}^2-\eta_{-1}{}^2)+k^2-1$

つぎに設計公式を解析的手法で導いてみる．いま沪波器の種類，つまり低（高）域通過沪波器か，帯域通過阻止沪波器かによって，Z_a と Z_b の次数の関係，極と零点の配列が規定されるから逆に Z_a と Z_b のリアクタンス特性が与えられれば，その極と零点の配列によって低（高）域通過沪波器か，帯域通過（阻止）沪波器かのいずれであるかを判定する．これは Z_a と Z_b のリアクタンスの周波数特性をえがいてみれば，容易にわかる．

つぎに Z_a, Z_b が与えられているから，$Z_0\tanh\,\theta/2$ を求める．

ここで減衰極は，$\tanh\,\theta/2=1$ なる角周波数を $\omega_{\infty i}(i=1\sim n)$ とする．

表 7.4 影像減衰量の計算表

θ(dB)	$\tan^2 h\frac{\theta}{2}$	$\coth^2\frac{\theta}{2}$	θ(dB)	$\tanh^2\frac{\theta}{2}$	$\cot^2 h\frac{\theta}{2}$
1	0.003311	302.0369	24.5	0.787638	1.26962
1.5	0.007412	134.9254	25	0.798342	1.25259
2	0.013110	76.2761	26	0.813011	1.22204
2.5	0.020452	48.8952	27	0.836200	1.19588
3	0.029340	34.0828	28	0.852778	1.17263
3.5	0.039339	25.5202	29	0.867543	1.15267
4	0.051089	19.5734	30	0.881157	1.13487
4.5	0.064191	15.5784	31	0.893365	1.11936
5	0.078562	12.7287	32	0.904381	1.10577
5.5	0.094120	10.6247	33	0.914318	1.09371
6	0.110177	9.07625	34	0.923251	1.08312
6.5	0.127792	7.82478	35	0.931282	1.07378
7	0.146313	6.83461	36	0.938534	1.06549
7.5	0.165640	6.03716	37	0.945036	1.05815
8	0.185674	5.38575	38	0.950859	1.05167
8.5	0.205589	4.86406	39	0.956112	1.04590
9	0.226718	4.41074	40	0.960792	1.04080
9.5	0.248273	4.02782	41	0.964972	1.03622
10	0.270140	3.70177	42	0.968728	1.03228
10.5	0.291481	3.43075	43	0.972077	1.02872
11	0.313723	3.18752	44	0.975057	1.02558
11.5	0.336040	2.97583	45	0.977745	1.02276
12	0.358345	2.79059	46	0.980159	1.02024
12.5	0.380577	2.62758	47	0.982284	1.01803
13	0.401892	2.48822	48	0.984202	1.01605
13.5	0.423775	2.35974	49	0.985373	1.01484
14	0.445396	2.24519	50	0.987419	1.01274
14.5	0.466939	2.14161	51	0.988776	1.01135
15	0.486924	2.05370	52	0.990005	1.01009
15.5	0.507485	1.97050	53	0.991060	1.00902
16	0.527613	1.89532	54	0.992016	1.00804
16.5	0.547274	1.82724	55	0.992892	1.00715
17	0.566451	1.76537	56	0.993809	1.00622
17.5	0.584490	1.71089	57	0.994348	1.00568
18	0.602641	1.65935	58	0.994946	1.00507
18.5	0.620266	1.61221	59	0.995505	1.00451
19	0.637330	1.56904	60	0.996004	1.00401
19.5	0.653284	1.53073	65	0.997741	1.00226
20	0.669271	1.49416	70	0.998740	1.00126
20.5	0.684673	1.46055	75	0.999300	1.00070
21	0.699531	1.42952	80	0.999600	1.00040
21.5	0.713822	1.40091	85	0.999780	1.00022
22	0.727114	1.37529	90	0.999880	1.00012
22.5	0.740339	1.35073	95	0.999920	1.00008
23	0.753042	1.32794	100	0.999960	1.00004
23.5	0.765205	1.30684			
24	0.776865	1.28722			

$$\tanh\frac{\theta}{2}\Big|_{\omega=\omega_{\infty i}}\ (i=1\sim n)=\sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}}\Big|_{\omega=\omega_{\infty i}}\ (i=1\sim n)=1 \qquad (7.22)$$

また，かりに対象が帯域通過沪波器として，その中心角周波数での影像インピーダンス（公称インピーダンス）を R_0 とすれば

$$R_0=\sqrt{Z_aZ_b}\Big|_{\omega=\omega_0} \qquad (7.23)$$

一般に沪波器を構成する場合，その種類にかかわらず Z_a と Z_b の次数の差はせいぜい二次である．

いま Z_a の次数を p 次とし，Z_b を q 次とすると

$$0\leqq p\sim q\leqq 2$$

ここで $p>q$ とすると，零および無限大を除く周波数領域に，減衰極は q 個もつことができる．また $p=q$ とすると $(p-1)$ 個の極をもつことができる．

一例として，Z_a が水晶共振子がコンデンサからなる沪波器を考えよう．図 7.26（a）は明らかに同図（b）のリアクタンス特性から，狭帯域沪波器が得られることがわかる．また次数が違うから，この場合1個の減衰極をもたせ得る．

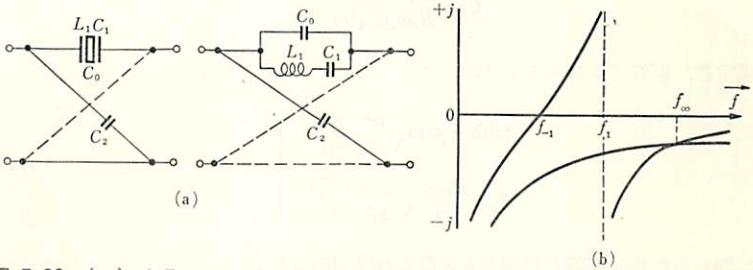


図 7.26 （a）水晶とコンデンサによる狭帯域通過沪波器（b）リアクタンス特性

いま遮断角周波数を ω_{-1},ω_1 中心角周波数を $\omega_0=\sqrt{\omega_1\omega_{-1}}$ で，公称インピーダンス R_0，減衰極を ω_∞ とし，$0<\omega_\infty<\omega_{-1}$（または $\infty>\omega_\infty>\omega_1$）とすれば，リアクタンス特性からわかるように ω_{-1} は水晶の直列共振角周波数 ω_1 は反共振角周波数に対応している．したがってこの構成では，容量比によって制限される以上の帯域を有する沪波器は構成できないことがわかる．

さて Z_a,Z_b は

$$Z_a=\frac{\lambda^2+\omega_{-1}{}^2}{\lambda C_0(\lambda^2+\omega_1{}^2)} \qquad (7.24)$$

$$Z_b=\frac{1}{\lambda C_2} \qquad (7.25)$$

ただし $\lambda=j\omega$，式 (7.22), (7.23) から

$$\left.\begin{aligned} m&=\sqrt{\frac{C_2}{C_0}}\cdot\frac{\omega_\infty{}^2-\omega_1{}^2}{\omega_\infty{}^2-\omega_{-1}{}^2}\\ R_0&=\frac{1}{\omega_1\sqrt{C_0C_2}}\end{aligned}\right\}\qquad(7.26)$$

として，また遮断角周波数の関係から

$$\left.\begin{aligned} \omega_{-1}{}^2&=\frac{1}{L_1C_1}\\ \omega_1{}^2&=\frac{1}{L_1}\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_0}\right)\end{aligned}\right\}\qquad(7.27)$$

よってつぎの設計公式が得られる．

$$\left.\begin{aligned} C_0&=\frac{1}{R_0\omega_1 m}\\ C_2&=\frac{m}{R_0\omega_1}\\ L_1&=\frac{R_0\omega_1 m}{\omega_1{}^2-\omega_{-1}{}^2}\\ C_1&=\frac{\omega_1{}^2-\omega_{-1}{}^2}{R_0\omega_1\omega_{-1}{}^2 m}\end{aligned}\right\}\qquad(7.28)$$

また伝播定数，影像インピーダンスは

$$\left.\begin{aligned} \tanh\frac{\theta}{2}&=m\sqrt{\frac{\omega^2-\omega_{-1}{}^2}{\omega^2-\omega_1{}^2}}\\ Z_0&=\frac{R_0\omega_1}{\omega}\sqrt{\frac{\omega^2-\omega_{-1}{}^2}{\omega_1{}^2-\omega^2}}\end{aligned}\right\}\qquad(7.29)$$

式 (7.28)，(7.29) が設計の基本式となるわけである．

上の例は非常に簡単な場合であったが，回路が複雑になっても式 (7.22)，(7.23) の条件式と零点，極の配列関係から算出できる．

上に述べた設計式の算出法は，Z_a, Z_b のリアクタンス関数表示が与えられた場合にある任意の公称インピーダンス，遮断周波数および減衰極周波数を満足すべき Z_a, Z_b 素子値の算出法を求めたわけで，伝播定数と影像インピーダンスの周波数特性は規定されてしまう．

大部分の水晶沪波器においては，格子型回路の各アームに挿入される水晶共振子の数は限られているから，上のような解析的な設計公式の算出法で充分である．

しかし一般に沪波器にとって望ましい設計法は Z_0 および $\tanh\theta/2$ を与えて Z_a, Z_b を求めることである．その簡単な例を示す．

いま伝播定数および影像インピーダンスが，それぞれ式 (7.30) で与えられたとしよう．

$$\left.\begin{aligned}\tanh\frac{\theta}{2}&=H\sqrt{\frac{\lambda^2+\omega_{-1}{}^2}{\lambda^2+\omega_1{}^2}}\\ Z_0&=\frac{H'}{\lambda}\sqrt{\frac{\lambda^2+\omega_{-1}{}^2}{\lambda^2+\omega_1{}^2}}\end{aligned}\right\}\qquad(7.30)$$

ただし $\omega_{-1}<\omega_1$. つぎに，Z_a, Z_b を求めると

$$Z_a=Z_0\tanh\frac{\theta}{2}=\frac{HH'}{\lambda}\cdot\frac{\lambda^2+\omega_{-1}{}^2}{\lambda^2+\omega_1{}^2}\qquad(7.31)$$

$$Z_b=Z_0\coth\frac{\theta}{2}=\frac{H'}{H}\cdot\frac{1}{\lambda}\qquad(7.32)$$

式 (7.31) をつぎのように書き換える.

$$\frac{1}{Z_a}=\frac{1}{HH'}\cdot\lambda+\frac{\frac{\omega_1{}^2-\omega_{-1}{}^2}{HH'}\cdot\lambda}{\lambda^2+\omega_{-1}{}^2}\qquad(7.31)'$$

したがって式 (7.32) および式 (7.31) から求める回路は図 7.26 (a) と同一となり，その素子値は

$$\left.\begin{aligned}C_0&=\frac{1}{HH'},\quad C_2=\frac{H}{H'}\\ L_1&=\frac{HH'}{\omega_1{}^2-\omega_{-1}{}^2}\\ C_1&=\frac{\omega_1{}^2-\omega_{-1}{}^2}{\omega_{-1}{}^2\cdot HH'}\end{aligned}\right\}\qquad(7.33)$$

ここで $H=m, H'=R_0\omega_1$ とおけば，先に求めた式 (7.28) の結果と同じとなる.

(2) 設計上の諸問題

実際に沪波器を設計する場合には上に述べた影像パラメータ理論は，とくに相当の制約を受けるし，また修正を必要とする．それらを一般的な形式で詳しく評価することはここでは省略するが，通常影像パラメータ沪波器における問題は設計ならびに計算がきわめて容易であるのに反し，その動作特性との差が大きすぎる欠点があるため，この評価が影像パラメータ沪波器設計におけるもっとも重要な部分となる.

今日では以前のごとく試作に多く依存していた当時と比べると，電子計算機を利用できるため，きわめて短時間に詳しい評価ができるようになった.

しかし電子計算機を利用する前に，手動計算機などによって，ある程度詳しい検討をする必要がある．一般には要求規格にもよるが，手動計算機などによる結果が規格に対し，相当余裕のある場合はそれで充分である.

普通水晶沪波器は，LC 沪波器に比べて遮断周波数付近における減衰ひずみははるかに少

ないから，影像パラメータ沪波器の評価は，リアクタンス素子からなるものとして，遮断周波数付近における動作特性の吟味だけで充分であろう．

つぎに減衰域における保証減衰量についていえば，副共振の抑圧の意味で充分余裕をもった設計が必要であるから，結果的にみて減衰域における詳しい吟味は必要でない場合が多いのである．

以下，設計上，とくに注意しなければならない点をあげて簡単に説明する．

（a） 影像減衰量と動作減衰量との相違

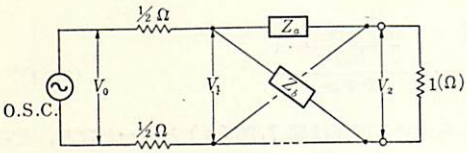


図 7.27　格子型回路

影像減衰量とは，架空のインピーダンスである影像インピーダンスで沪波器が終端されたときにはじめて呈する沪波器の減衰量である．したがって実際に終端されたインピーダンスで与える沪波器の動作減衰量との違いを理解しておく必要がある．

いま図 7.27 のように電源および負荷抵抗を 1Ωとした場合，対称 4 端子網の動作伝達係数は

$$S(\lambda)=\frac{1}{2}\left(\frac{V_0}{V_2}\right)=\frac{1}{2}(A+B+C+D) \tag{7.34}$$

ここで 4 端子定数 A, B, C, D は格子回路または，それと等価なヤウマン回路に対しては

$$\left.\begin{aligned} A=D&=\frac{Z_a+Z_b}{Z_b-Z_a}\\ B&=\frac{2Z_aZ_b}{Z_b-Z_a}\\ C&=\frac{2}{Z_b-Z_a}\end{aligned}\right\} \tag{7.35}$$

で与えられるから，式 (7.34) はつぎのごとくなる．

$$S(\lambda)=\frac{(1+Z_a)(1+Z_b)}{Z_b-Z_a} \tag{7.34}'$$

式 (7.34)′ から格子回路の動作特性は $Z_a=Z_b$ が減衰無限大となる点であることがわかる．

$Z_a=Z_0\tanh\theta/2$，$Z_b=Z_0\coth\theta/2$ として式 (7.34)′ に Cauer の Q 関数表示を適用すれば

$$S(\lambda)=\cosh\theta+\frac{1}{2}(Z_0+Z_0^{-1})\sinh\theta \tag{7.36}$$

さらに影像伝播定数 $\theta=\alpha+j\beta$（α：影像減衰量，β：影像位相量）とすれば，動作減衰量

Aは

$$A=10\log_{10}|S(\lambda)|^2 \quad (\mathrm{dB}) \tag{7.37}$$

ここで式 (7.37) を吟味するために，つぎの二つの範囲について考える．

（イ） $\alpha=0$ の場合（影像パラメータ沪波器の通過域）

$$\cosh j\beta=\cos\beta$$

$$\sinh j\beta=j\sin\beta$$

であるから，式 (7.37) は

$$A=10\log_{10}\left\{\cos^2\beta+\left(\frac{1+Z_0^2}{2Z_0}\right)\cdot\sin^2\beta\right\} \quad (\mathrm{dB}) \tag{7.38}$$

よって動作域衰量は式 (7.38) で表わされるごとくβに応じて変化し，

$$1\leqq\cos^2\beta+\left(\frac{1+Z_0^2}{2Z_0}\right)^2\cos^2\beta\leqq\left(\frac{1+Z_0^2}{2Z_0}\right)^2$$

であるから

$$0\leqq A\leqq 20\log_{10}\frac{1+Z_0^2}{2Z_0}=20\log_{10}\left(\frac{1+Z_0^2}{Z_0}\right)-6.02 \quad (\mathrm{dB}) \tag{7.39}$$

の間を振動していることになる．式 (7.39) からも通過域が，できるだけ平坦な特性を得るためには，Z_0 が終端抵抗 1Ω に近いことが望ましいことがわかる．

（ロ） $\alpha\gg 0$：(影像パラメータ沪波器の阻止域)

この場合式 (7.36) は $\cosh\theta=e^{\theta}+e^{-\theta}/2\simeq e^{\alpha}/2$，$\sinh\theta=e^{\theta}-e^{-\theta}/2\simeq e^{\alpha}/2$ として

$$S(\lambda)\cong\frac{e^{\alpha}}{2}+\frac{1}{2}(Z_0+Z_0^{-1})\cdot\frac{e^{\alpha}}{2}=e^{\alpha}\cdot\frac{(1+Z_0)^2}{4Z_0} \tag{7.40}$$

したがって動作減衰量は

$$A(\mathrm{dB})\cong 8.686\alpha+40\log\left|\frac{1+Z_0}{2\sqrt{Z_0}}\right| \tag{7.41}$$

となり，$8.686\alpha(\mathrm{dB})$ が影像減衰量で，$40\log\left|\frac{1+Z_0}{2\sqrt{Z_0}}\right|$ が入出力側で生ずる不整合による減衰量である．

以上式 (7.39)，(7.41) にわかるように影像減衰量とは，相当あやふやなものであることがわかる．したがって影像パラメータ理論によって設計する場合，要求規格を満足するためにはどれだけ動作減衰量との違いがあるかを見込んで設計したらよいかは，きわめて重要な問題である．

一例として，影像減衰量と動作減衰量の違いを図 7·28 に示しておく．ただし動作減衰量は，水晶共振子のQを 2,000 としかつ入，出力変成器は，理想変成器として計算したものである．

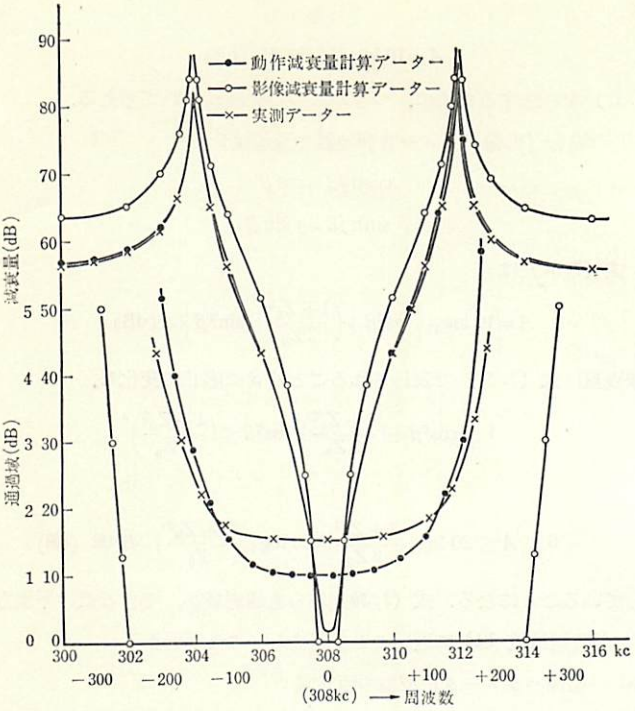


図 7.28 実測および計算データの比較例

(b) 素子のバラツキおよびその変動による影響

現在，水晶共振子の等価定数は，電気素子に比べてははるかに精度が劣るから，その等価定数の偏差や付加電気素子の温度による変動が，伝送特性にいかなる影響を与えるかは重要な問題である．しかし残念ながら，素子感度を考慮した構成理論はいまだ見出されていない．実際的で有効な解析手段さえいまだ確立されていない．

したがってこのような影響を調べるには，そのつど必要に応じて素子の値を変化させ動作減衰量の変化を逐次計算するのが現在のところもっとも妥当な方法であろう．

(c) 不整合減衰量について

最近沪波器に課せられた不整合減衰量の要求規格が厳しくなり，上に述べた影像パラメータ法では，規格を満足しない場合がある．

いま一端が規準抵抗 1Ω で終端されたときの入力インピーダンス Z_t は

$$Z_t=\frac{Z_a+Z_b+2Z_aZ_b}{Z_a+Z_b+2} \tag{7.42}$$

で表わされる．一方，不整合減衰量 A_e の定義から

$$A_e=20\log_{10}\left|\frac{1+Z_i}{1-Z_i}\right| \tag{7.43}$$

$$=20\log_{10}\left|\frac{Z_a+Z_b+Z_aZ_b+1}{1-Z_a\cdot Z_b}\right| \quad (\mathrm{dB})$$

したがって不整合減衰量無限大の点（$Z_a\cdot Z_b=1$）は，通過域減衰量零の点と一致するわけである．

式（7.43）にQ関数表示を適用すれば

（イ） $\alpha=0$ の場合すなわち見かけ上の通過域で，Z_0 は実数値をとるものとすると，$\theta=j\beta$ であるから式（7.43）は

$$A_e=20\log_{10}\left|\frac{1+Z_a{}^2+jZ_0(\tan\beta/2-\cot\beta/2)}{1-Z_0{}^2}\right|$$

$$\simeq 20\log_{10}\left|\frac{\sqrt{(1+Z_0{}^2)^2+(2Z_0\cot\beta)^2}}{1-Z_0{}^2}\right| \quad (\mathrm{dB}) \tag{7.44}$$

（ロ） $\alpha\gg 0$ の場合すなわち阻止域では式（7.43）は，$\tanh\theta/2\to 1$ として

$$A_e\simeq 20\log_{10}\left|\frac{1+Z_0{}^2+2Z_0}{1-Z_0{}^2}\right|$$

$$=40\log\left|\frac{1+Z_0}{\sqrt{1-Z_0{}^2}}\right| \quad (\mathrm{dB}) \tag{7.45}$$

上記の不整合減衰量の表示に，一般的な表示法として，特性関数 $\varphi(\lambda)$，（次節の動作設計法で述べる）を用いると式（7.43）はつぎのごとく表わされる．

$$A_i=20\log_{10}\left|\frac{S(\lambda)}{\varphi(\lambda)}\right|=10\log\frac{S(\lambda)\cdot S(-\lambda)}{\varphi(\lambda)\cdot\varphi(-\lambda)} \quad (\mathrm{dB}) \tag{7.46}$$

（d） 並列接続の問題

沪波器の並列接続の問題は古くから研究されており，Zobel の x 終止法から，Norton の定インピーダンス分波器にいたるまで非常に多くの方法がある．現在，対称格子回路の並列接続を考慮した一般理論はなく，継ぎはぎ的設計法すなわち入力側に直列にあるインピーダンス Z_x を挿入し，Z_x は通過域ではほとんど影響を与えないようにし，阻止域つまり隣の沪波器の通過域においては，入力インピーダンス $Z_i'=Z_i+Z_x$ が相当高くなるよう Z_x を決めるのがもっとも簡単な方法であるが，良好な特性を期待するのは無理である．

なおもう少し特性の良いものを望む場合には，各沪波器の入力（並列接続が出力側で行なわれる場合は出力）アドミタンス $Y_j=G_i+jB_j$ とすれば，並列接続側からみたアドミタンス $Y=\sum G_i+j\sum B_i$ を求めて，そのサセプタンス $\sum B_i$を，中和するような近似リアクタンス端子網を，共通側に並列に挿入する方法がとられる．

（3） 副共振の沪波特性に及ぼす影響

水晶共振子の副共振は，沪波器の伝送特性に悪影響を及ぼす場合が多い．副共振による伝送特性の変化量と副共振アドミタンスとの関係を一般的に表わす式を導くことは困難であるから，副共振測定の便宜を考え副共振周波数とその周波数における抵抗値をもって最大減衰変化量を規定する形式をとり，かつ通常よく使われている格子型狭帯域通過および阻止沪波器について述べる．

（a） 減衰変化量と副共振アドミタンスとの関係

副共振規格の設定式を簡略化するために，つぎの仮定を与える．

（i） 水晶共振子は主共振において，無損失素子，副共振において損失素子とする．

（ii） 副共振は互いに，独立と見なされる周波数間隔で発生する．

（iii） 最大減衰量変化は副共振周波数において起こる．——厳密には副共振周波数より，わずかにずれた周波数で生ずるが，副共振周波数近傍における等価定数が容易に求められない現在，その周波数を一般的な形式で規定しても意味がないであろう．

以上三つの仮定のもとで副共振のない理想的な場合の基本回路を図 7.29（a），副共振がある場合を同図（b）——Y_a の何番目かの水晶共振子に副共振があるとして検討を進めても，一般性は失われないとすれば，それぞれの動作伝達係数 $S(\lambda)$ および $S'(\lambda)$ は次式で与えられる．

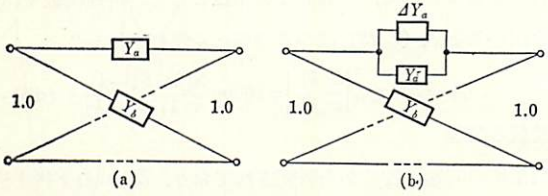


図 7.29　副共振周波数近傍におけるモデル

$$\left.\begin{aligned} S(\lambda)&=\frac{(1+Y_a)(1+Y_a)}{Y_a-Y_b}\\ S'(\lambda)&=\frac{(1+Y_a+\Delta Y_a)(1+Y_b)}{Y_a+\Delta Y_a-Y_b}\end{aligned}\right\} \qquad (7.47)$$

ただし規準 1Ω 終端とし $\lambda=j\omega$，したがって減衰変化量 ΔA(dB) は

$$\begin{aligned}\Delta A&=20\log|S'(\lambda)|-20\log|S(\lambda)|\\&=20\log\left|\frac{Y_a-Y_b}{1+Y_a}\right|\cdot\left|\frac{1+Y_a+\Delta Y_a}{Y_a-Y_b+\Delta Y_a}\right| \quad (\mathrm{dB}) \qquad (7.48)\end{aligned}$$

副共振角周波数 ω_s における ΔY_a のコンダクタンスを $g_s=1/r_s$ とすれば，式 (7.49)

から，最大減衰変化量 $\Delta A_{\max}$ は

$$\Delta A_{\max}=10\log\frac{|Y_a-Y_b|}{1+|Y_a|}\cdot\frac{|Y_a|^2+(1+q_s)^2}{|Y_a-Y_b|^2+q_s^2}\quad(\mathrm{dB})\qquad(7.48)'$$

ゆえに求めるは r_s つぎの二次式の根で与えられる（$r_s>0$ をとる）

$$r_s^2-\frac{2}{(1+|Y_a|)^2(10^{\frac{\Delta A_{\max}}{10}}-1)}\cdot r_s+\frac{(1+|Y_a|^2)10^{\frac{\Delta A_{\max}}{10}}-|Y_a-Y_a|^2}{(1+|Y_a|^2)|Y_a-Y_b|^2\cdot(10^{\frac{\Delta A_{\max}}{10}}-1)}=0\qquad(7.49)$$

（b） 狭帯域通過沪波器の場合

図 7.30（a）において，Y_a, Y_b は次式で与えられる．

$$\left.\begin{aligned}Y_a&=\lambda\left(C_{0a}+\sum_{i=1}^{n}\frac{l_{ai}^{-1}}{\lambda^2+\omega_{ai}^2}\right)\\Y_b&=\lambda\left(C_{0b}+\sum_{j=1}^{m}\frac{l_{bi}^{-1}}{\lambda^2+\omega_{bj}^2}\right)\end{aligned}\right\}\qquad(7.50)$$

ただし

$$\omega_{ai}^2=\frac{1}{l_{ai}C_{ai}}\quad(i=1\sim n)$$

$$\omega_{bj}^2=\frac{1}{l_{bj}C_{bj}}\quad(j=1\sim m)$$

一般に $n\sim m=0$ または 1

なお沪波器構成上，つぎの関係を有する．

（i） 零周波数の減衰極の位数を n_0（奇）とすると

$n_0\geqq 3$ の場合

$$C_{0a}+\sum_{i=1}^{n}C_{ai}=C_{0b}+\sum_{j=1}^{m}C_{bj}$$

（ii） 無限大周波数の減衰極の位数を n_∞（奇）とすると

$n_\infty\geqq 3$ の場合

$$C_{0a}=C_{0b}$$

通常は $n_0=n_\infty=1$ として設計する場合が多い．

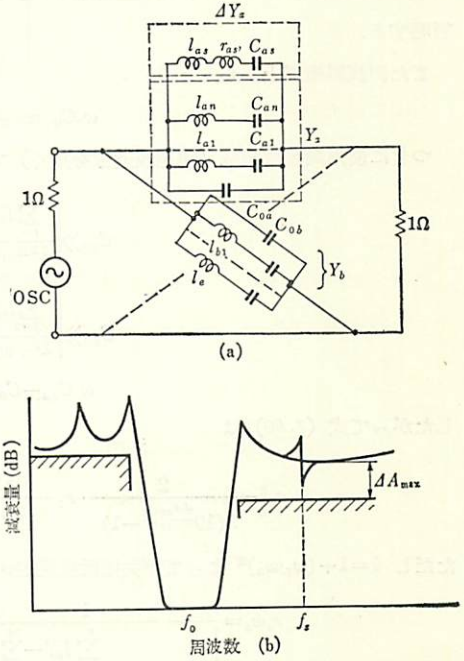


図 7.30 格子型帯域通過沪波器における副共振の影響

さて一般に副共振は通過域近傍に生ずることは少ないし，狭帯域通過沪波器を対象としているものであるから式 (7.50) は

$$\left.\begin{aligned} Y_a &\simeq \lambda\left(C_{0a}+\frac{\sum_{i=1}^{n} l_{ai}^{-1}}{\lambda^2+\omega_0{}^2}\right) \\ Y_a &\simeq \lambda\left(C_{0b}+\frac{\sum_{j=1}^{m} l_{bj}^{-1}}{\lambda^2+\omega_0{}^2}\right) \end{aligned}\right\} \qquad (7.50)'$$

ただし ω_0 は沪波器の中心角周波数である．ここで注意しなければならないことは $n_0 \geqq 3$, $n_\infty \geqq 3$ の場合 $\omega_{ai}, \omega_{bj} \to \omega_0$ の近似は適用できないが，一般にそのような場合は少ないので省略する．

また沪波器構成上から

$$\omega_0 C_{a0} \simeq \omega_0 C_{0b} \simeq 1$$

つぎに使用周波数領域（通過域近傍を除く）で，

$$C_{0a} \gg \left|\frac{\sum_{i=1}^{n} l_{ai}^{-1}}{\lambda^2+\omega_0{}^2}\right|_{\lambda=j\omega}$$

$$C_{0b} \gg \left|\frac{\sum_{j=1}^{m} l_{bj}^{-1}}{\lambda^2+\omega_0{}^2}\right|_{\lambda=j\omega}$$

$$\omega|C_{0a}-C_{0b}| \ll 1$$

したがって式 (7.50) は

$$r_s{}^2-\frac{2}{k(10^{\frac{dA_{\max}}{10}}-1)}\cdot r_s+\frac{k10^{\frac{dA_{\max}}{10}}-|Y_a-Y_b|^2}{k|Y_a-Y_b|^2\cdot(10^{\frac{dA_{\max}}{10}}-1)}=0 \qquad (7.51)$$

ただし $k=1+(\omega_s/\omega_0)^2$ よって副共振抵抗規定式は

$$r_s\omega_s=\frac{1}{\left|C_{0a}-C_{0b}+\dfrac{\sum_{i=1}^{n} l_{ai}^{-1}-\sum_{j=1}^{m} l_{aj}^{-1}}{\omega_0{}^2-\omega_s{}^2}\right|}-\frac{\omega_s}{(1-10^{\frac{dA_{\max}}{10}})k} \qquad (7.52)$$

となる．$C_{0a} \neq C_{0b}$ の場合の概略値を図 7.31 に示しておく．ただし実現値として $r_s\omega_s \to R_s f_s$ としてある．

（c） 狭帯域阻止沪波器の場合

ここでは，古くから使われている図 7.32（a）のごとき構成についての，規定式のみをあげる．この沪波器の構成は阻止帯域近傍以外ではほとんど全国周波通過域沪波器と考えてさしつかえない．

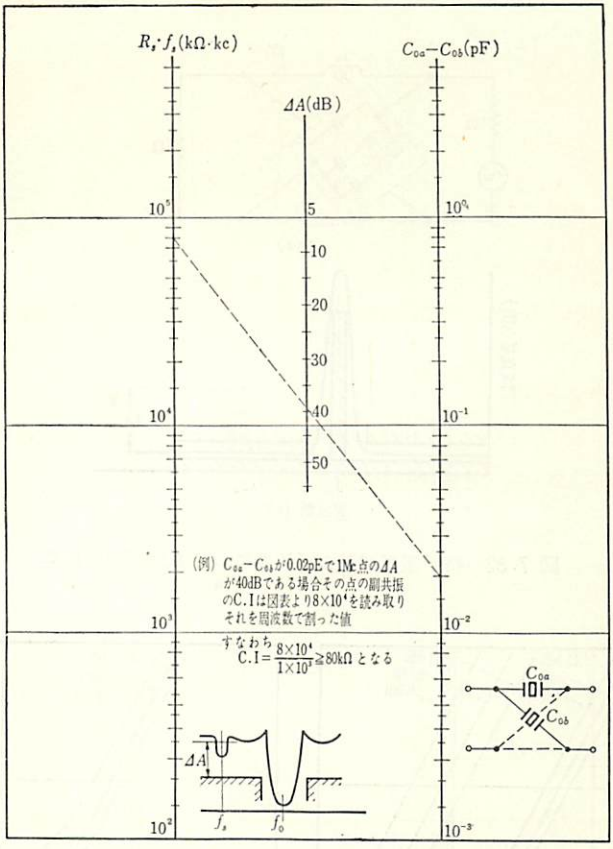


図 7.31 副共振規格規定のための計算図表（狭帯域通過沪波器）

沪波器構成上から

$$1/C_{0a}\cdot\omega_\infty \simeq l_b\cdot\omega_\infty \simeq 1 \quad (\omega_\infty \text{ は減衰極})$$

$$r_s^2+\frac{2}{(1+k'^2)(10^{\frac{\Delta A_{\max}}{10}}-1)}\cdot r_s+\frac{10^{\frac{\Delta A_{\max}}{10}}-\left(1+\frac{1}{k'^2}\right)}{k'^2(1+k'^2)^2(10^{\frac{\Delta A_{\max}}{10}}-1)}=0 \qquad (7.53)$$

ただし $k'=\omega_s/\omega_\infty$（通常 $10^{-3}<k'<10^3$）．したがって

$$r_s=\frac{1}{(1+k'^2)(10^{\frac{\Delta A_{\max}}{10}}-1)}\left\{1+\frac{1}{k'^2}\sqrt{k^2-(10^{\frac{\Delta A_{\max}}{10}}-1)^2k'^2(10^{\frac{\Delta A_{\max}}{10}}-1)}\right\} \qquad (7.54)$$

となる．通常は $\Delta A_{\max}\leqq 2$ dB と見なしてさしつかえないから

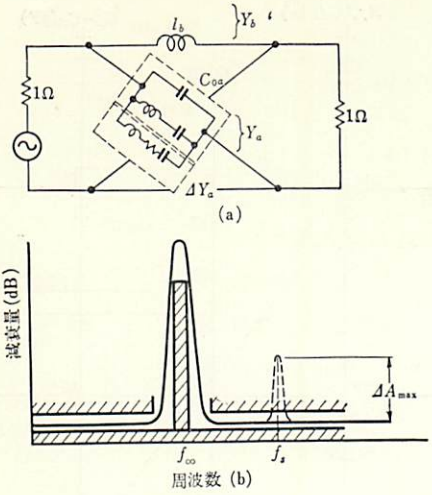


図 7·32　格子型帯域消去沪波器における副共振の影響

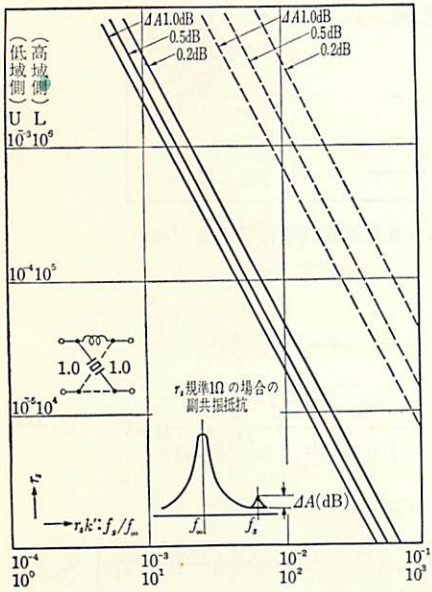


図 7·33　副共振規格規定のための計算図表（a）（狭帯域阻止沪波器）

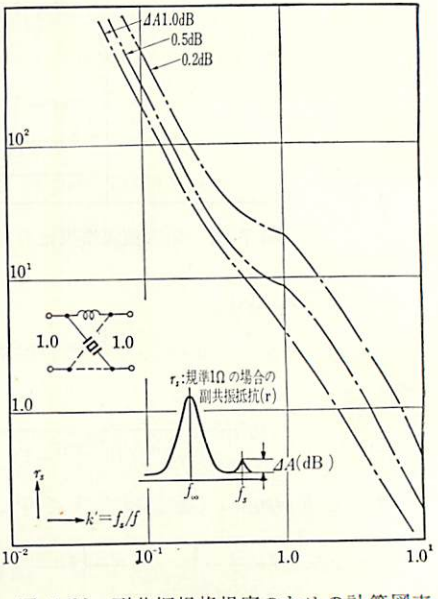


図 7·33　副共振規格規定のための計算図表（b）（狭帯域阻止沪波器）

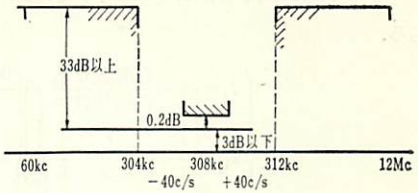
$k' \leqq 0.01$ の場合. $r_s \simeq \dfrac{1}{k'^2\sqrt{10^{\frac{dA_{max}}{10}}-1}}$

$k' \geqq 10$ 〃 $r_s \simeq \dfrac{2}{k'^2(10^{\frac{dA_{max}}{10}}-1)}$

計算図表を図 7.33 (a), (b) に示しておく.

(4) 設 計 例

いま要求される規格が図 7.34 で示すような狭帯域通過沪波器としよう. まず, 帯域幅は, 水晶の容量比によって制限されない領域であるから, 図 7.22 の回路で構成する. 水晶共振子の温度特性および経年変化を考慮して, つぎのごとくパラメータを設定する.



① インピーダンス 75Ω 平衡
② 使用温度範囲 5～55℃

図 7.34 沪波器要求規格

$$\begin{cases} f_{-1}=357.75\ \text{kc} \\ f_1=308.25\ \text{kc} \\ f_{\infty 2}=312\ \text{kc} \\ f_{\infty 1}=304.051\ \text{kc} \end{cases}$$

したがって図 7.22 に示す狭帯域通過沪波器 (1) の設計公式から

$$\begin{cases} k=9.983\ 7793\times10^{-1} \\ q_1=9.863\ 7794\times10^{-1} \\ q_2=1.012\ 1655 \end{cases} \qquad \begin{cases} m_1=2.538\ 6132\times10^{-2} \\ m_2=2.604\ 9264\times10^{-2} \\ \eta_0{}^2=9.983\ 7794\times10^{-1} \\ H_a=1.001\ 9842 \\ H_b=9.980\ 1977\times10^{-1} \end{cases}$$

これより影像減衰量を計算すると, 図 7.28 のごとくになり, 規格に対して充分余裕がある. $A_{rc_{-1}} \simeq = A_{rc_1} = 7$ dB であるから, 回路素子値を設計公式に従って求めると, 規準値 1Ω で,

$$\text{A}\begin{cases} l_1=3.17677\times10^{-4}\ \text{(H)} \\ c_1=8.40530\times10^{-10}\ \text{(F)} \\ c_0=5.17341\times10^{-7}\ \text{(F)} \end{cases} \qquad \text{B}\begin{cases} l_2=3.19461\times10^{-4}\ \text{(H)} \\ c_2=8.37194\times10^{-10}\ \text{(F)} \\ c_0'=5.15293\times10^{-7}\ \text{(F)} \end{cases}$$

実現できる値にするために $R=10\ \text{k}\Omega$ とすると, ヤウマン回路であるから $2z_a, 2z_b$ として

$$\text{A}\begin{cases} L_1=l_1\times2\times10^4=6.35354 & \text{(H)} \\ c_1=c_1\times1/2\times10^4=0.0420265 & \text{(pF)} \end{cases}$$

$$B\begin{cases} c_0=c_0\times 1/2\times 10^4=25.86705 & (\mathrm{pF}) \\ L_2=l_2\times 2\times 10^4=6.38922 & (\mathrm{H}) \\ c_2=c_2\times 1/2\times 10^4=0.0418597 & (\mathrm{pF}) \\ c_0'=c_0'\times 1/2\times 10^4=25.76467 & (\mathrm{pF}) \end{cases}$$

つぎに水晶共振子を設計しよう．周波数と等価インダクタンスの値から CT 板が適当である．

$$A\begin{cases} l_1=w_1=\dfrac{\text{周波数定数}}{\text{共振周波数}}=\dfrac{3082(\mathrm{kc\cdot mm})}{308(\mathrm{kc})}=10.006(\mathrm{mm}) \\ t_1=\dfrac{L_1}{\text{インダクタンス定数}}=\dfrac{6.35354(\mathrm{H})}{22.6(\mathrm{H/mm})}\fallingdotseq 0.281(\mathrm{mm}) \\ \text{電極間容量}=0.4\times\dfrac{w_1(\mathrm{cm})l_1(\mathrm{cm})}{t(\mathrm{cm})}\fallingdotseq 14.3(\mathrm{pF}) \end{cases}$$

$$B\begin{cases} l_2=w_2=\dfrac{3082(\mathrm{kc\cdot mm})}{307.75(\mathrm{kc})}\fallingdotseq 10.015(\mathrm{mm}) \\ t_2=\dfrac{6.38922(\mathrm{H})}{22.6(\mathrm{H/mm})}\fallingdotseq(\mathrm{mm}) \\ \text{電極間容量}=0.4\times\dfrac{w_2(\mathrm{cm})\cdot l_2(\mathrm{cm})}{t(\mathrm{cm})}\fallingdotseq 14.3\ (\mathrm{pF}) \end{cases}$$

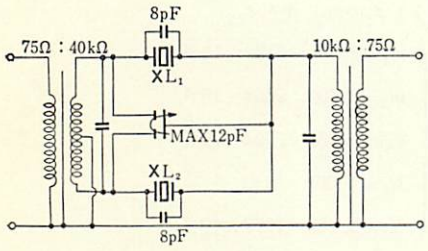


図 7.35 実 現 回 路

よって求める回路は，図 7.35 のごとくになる．実際には，このような変成比の大なる変成器を非同調で製作するのはむずかしいから，同調型が適当であろう．実測データの例を図 7.28 に示した．

7.2.2 動作パラメータ法による設計（その 1）

(1) 基 本 関 係 式

7.2.1 項の影像パラメータによる設計法は，非常に簡単であるために時間と労力の節約になるが，正確に評価するにはやはり動作特性を吟味しなければならないという欠点をもっている．

ここでは動作特性を基礎にした設計法すなわち動作パラメータによる設計法を述べるが，近似の方法についてはふれず，近似された関数をいかに格子回路で構成するかという一般的な問題を扱ってみる．

まず準備として，対称格子回路の構成に必要な諸パラメータ間の基本関係式をあげておく．

（a） 動作伝達係数 $S(\lambda)$ と特性関数 $\varphi(\lambda)$

$$\left.\begin{aligned} S(\lambda)&=H\cdot\frac{g(\lambda)}{f(\lambda)}\\ \varphi(\lambda)&=H\cdot\frac{h(\lambda)}{f(\lambda)}\\ S(\lambda)\cdot S(\tilde{\lambda})&=1+\varphi(\lambda)\varphi(\tilde{\lambda}) \end{aligned}\right\} \tag{7.55}$$

ここで $g(\lambda)$ は回路の自然姿態を示すもので，λ 平面の左半面にしか根をもたないHurwitzの多項式，すなわち集中定数回路が物理的に実現可能な安定な回路であるための条件で，根の実数部分がすべて負であるような性質をもつ多項式を Hurwitz 多項式とよんでいる．Hurwitz 多項式については，多くの重要な性質が知られており，また回路網理論の各方面に応用されている．

$f(\lambda)$ は $g(\lambda)$ の次数と同次か，それ以下で $f(\lambda)$ の零点が無限大減衰を与える．$h(\lambda)$ は $g(\lambda)$ と同次で $h(\lambda)$ の零点は無限大不整合減衰を与える．H は通過域の不整合減衰量によって規定される定数で，$\infty>H>0$，記号～は，共役値をとるものとする．

さて対称回路であるから，$\varphi(\lambda)$ は奇関数となり

$$S(\lambda)\cdot S(\tilde{\lambda})=1-\varphi^2(\lambda) \tag{7.56}$$

よって

$$\begin{cases} f(\lambda) \text{ が奇関数ならば，} h(\lambda) \text{ は偶関数}\\ f(\lambda) \text{ が偶関数ならば，} h(\lambda) \text{ は奇関数} \end{cases}$$

でなければならない．

（b） 縦続パラメータとインピーダンス（アドミタンス）パラメータとの関係

$$\left.\begin{aligned} z_{11}&=z_{22}=A/C=D/C\\ z_{21}&=z_{12}=-1/C \end{aligned}\right\} \tag{7.57}$$

$$\left.\begin{aligned} y_{11}&=y_{22}=D/B=A/B\\ y_{12}&=y_{21}=1/B \end{aligned}\right\} \tag{7.58}$$

（c） 各アームインピーダンスと諸パラメータとの関係

$$\left.\begin{aligned} Z_a&=\frac{B}{A+1}=\frac{1}{y_{12}+y_{22}}=z_{11}-z_{12}\\ Z_b&=\frac{B}{A-1}=\frac{1}{y_{11}-y_{12}}=z_{11}+z_{12} \end{aligned}\right\} \tag{7.59}$$

$$\left.\begin{aligned} S(\lambda)&=\frac{(1+Z_a)(1+Z_b)}{Z_b-Z_a}\\ \varphi(\lambda)&=\frac{Z_bZ_a-1}{Z_b-Z_a}\end{aligned}\right\} \tag{7.60}$$

(d) 動作諸パラメータとインピーダンスパラメータとの関係

(イ) $f(\lambda)$ が奇関数の場合

$$g(\lambda)\cdot g(\tilde{\lambda})=h^2(\lambda)-H^{-2}f^2(\lambda)=G_e^2(\lambda)-U_n^2(\lambda) \tag{7.61}$$

$$\left.\begin{aligned} z_{11}=z_{22}&=\frac{U_n(\lambda)}{G_e(\lambda)-h(\lambda)}\\ z_{12}=z_{21}&=-\frac{H^{-1}f(\lambda)}{G_2(\lambda)-h(\lambda)}\end{aligned}\right\} \tag{7.62}$$

(ロ) $f(\lambda)$ が偶関数の場合

$$\begin{aligned} q(\lambda)\cdot g(\tilde{\lambda})&=H^{-2}f^2(\lambda)-h^2(\lambda)\\ &=G_e^2(\lambda)-U_n^2(\lambda)\end{aligned} \tag{7.63}$$

$$\left.\begin{aligned} z_{11}=z_{22}&=\frac{G_e(\lambda)}{U_n(\lambda)-h(\lambda)}\\ z_{12}=z_{21}&=\frac{H^{-1}f(\lambda)}{U_n(\lambda)-h(\lambda)}\end{aligned}\right\} \tag{7.64}$$

ただし $G_e(\lambda), U(\lambda)$ は，それぞれ $g(\lambda)\cdot g(\lambda)$ の偶関数部，奇関数部である．

(2) 設計式の導き方

さてアームインピーダンス Z_a, Z_b は式 (7.59), (7.62), (7.64) によって求められるわけであるが，そのままでは既約形となっておらず，数値計算が面倒である．ここではより簡単な設計式とその導き方について概説しよう．

式(7.61), (7.63) において $f(\lambda)$ または $h(\lambda)$ の奇偶関数に従って

$$g(\lambda)\tilde{g}(\lambda)=\begin{cases} h^2(\lambda)-H^{-2}f^2(\lambda) : f(\lambda) \text{ 奇関数}\\ H^{-2}f^2(\lambda)-h^2(\lambda) : f(\lambda) \text{ 偶関数}\end{cases}$$

となったが，$f(\lambda)$ の奇偶にかかわらず $g(\lambda)$ を求めることは $h^2(\lambda)-H^{-2}f^2(\lambda)=0$ の根を求めればよいことであり，一方，この根は λ の虚軸に対し対称に位置するから，$h(\lambda)+H^{-1}f(\lambda)$ または $h(\lambda)-H^{-1}f(\lambda)$ の根を求めればよいわけである．いま

$$g(\lambda)=g_1(\lambda)\cdot\tilde{g}_2(\lambda)=h(\lambda)+H^{-1}f(\lambda) \tag{7.65}$$

とする．ここで $g_1(\lambda), g_2(\lambda)$ は Hurwitz の多項式であり，$g_1(\lambda)$ は $g(\lambda)=0$ を解いた根のうちから λ の左半平面にあるものからつくられた多項式，$\tilde{g}_2(\lambda)$ は右半平面の根からつくられた多項式である．また

$g_1(\lambda), g_2(\lambda)$ を次式のごとくにわける.

$$\left.\begin{aligned} g_1(\lambda)&=G_1(\lambda)+U_1(\lambda)\\ g_2(\lambda)&=G_2(\lambda)+U_2(\lambda)\end{aligned}\right\} \tag{7.66}$$

ただし $G_1(\lambda), G_2(\lambda)$ はそれぞれ $g_1(\lambda), g_2(\lambda)$ の偶関数部, $U_1(\lambda), U_2(\lambda)$ は奇関数部を意味する.

さて以上の準備から, 格子回路の各アームインピーダンス Z_a, Z_b を求めよう.

(a) $f(\lambda)$ が奇関数の場合

$$\left.\begin{aligned} U_n[g(\lambda)]&=U_n[g_1(\lambda)\cdot\tilde{g}_2(\lambda)]=H^{-1}f(\lambda)\\ G_e[g(\lambda)]&=G_e[g_1(\lambda)\cdot\tilde{g}_2(\lambda)]=h(\lambda)\end{aligned}\right\} \tag{7.67}$$

したがって

$$\begin{aligned}\varphi(\lambda)=H\cdot\frac{h(\lambda)}{f(\lambda)}&=\frac{G_e[g_1(\lambda)\cdot g_2(\lambda)]}{U_n[g_1(\lambda)\cdot g_2(\lambda)]}\\ &=\frac{G_1(\lambda)\cdot G_2(\lambda)-U_1(\lambda)\cdot U_2(\lambda)}{G_2(\lambda)\cdot U_1(\lambda)-G_1(\lambda)\cdot U_2(\lambda)}\\ &=\frac{\dfrac{G_1(\lambda)}{U_1(\lambda)}\cdot\dfrac{G_2(\lambda)}{U_2(\lambda)}-1}{\dfrac{G_2(\lambda)}{U_2(\lambda)}-\dfrac{G_1(\lambda)}{U_1(\lambda)}}\end{aligned} \tag{7.68}$$

また $S(\lambda)\cdot\tilde{S}(\lambda)$ は

$$S(\lambda)\cdot\tilde{S}(\lambda)=1-\varphi^2(\lambda)=-\frac{g_1(\lambda)\cdot g_2(\lambda)\cdot\tilde{g_1}(\lambda)\cdot\tilde{g_2}(\lambda)}{\{U_n[g_1(\lambda)\cdot\tilde{g}_2(\lambda)]\}^2} \tag{7.69}$$

したがって

$$\begin{aligned}S(\lambda)&=\frac{g_1(\lambda)\cdot g_2(\lambda)}{U_n[g_1(\lambda)\cdot\tilde{g_2}(\lambda)]}\\ &=\frac{\{G_1(\lambda)+U_1(\lambda)\}\{G_2(\lambda)+U_2(\lambda)\}}{-G_1(\lambda)\cdot U_2(\lambda)+G_2(\lambda)U_1(\lambda)}\\ &=\frac{\{1+G_1(\lambda)/U_1(\lambda)\}\{1+G_2(\lambda)/U_2(\lambda)\}}{G_2(\lambda)/U_2(\lambda)-G_1(\lambda)/U_1(\lambda)}\end{aligned} \tag{7.70}$$

よって求めるアームインピーダンス Z_a, Z_b は式 (7.68), (7.70) を式 (7.60) と比較してつぎのごとくなる.

$$\left.\begin{aligned} Z_a(\lambda)&=\frac{G_1(\lambda)}{U_1(\lambda)}\\ Z_b(\lambda)&=\frac{G_2(\lambda)}{U_2(\lambda)}\end{aligned}\right\} \tag{7.71}$$

(b) $f(\lambda)$ が偶数の場合

$$\left.\begin{aligned} G_e[g(\lambda)] &= G_e[g_1(\lambda)\cdot\tilde{g}_2(\lambda)] = H^{-1}f(\lambda) \\ U_n[g(\lambda)] &= U_n[g_1(\lambda)\cdot\tilde{g}_2(\lambda)] = h(\lambda) \end{aligned}\right\} \tag{7.72}$$

したがって

$$\begin{aligned} \varphi(\lambda) &= H\frac{h(\lambda)}{f(\lambda)} = \frac{U_n[g_1(\lambda)\cdot\tilde{g}_2(\lambda)]}{G_e[g_1(\lambda)\cdot\tilde{g}_2(\lambda)]} \\ &= \frac{G_2(\lambda)U_1(\lambda) - U_2(\lambda)\cdot G_1(\lambda)}{G_1(\lambda)G_2(\lambda) - U_1(\lambda)U_2(\lambda)} \\ &= \frac{G_2(\lambda)/U_2(\lambda)\cdot U_1(\lambda)/G_1(\lambda) - 1}{G_2(\lambda)/U_2(\lambda) - U_1(\lambda)/G_1(\lambda)} \end{aligned} \tag{7.73}$$

一方，$S(\lambda)\cdot\tilde{S}(\lambda)$ を求めると

$$\begin{aligned} S(\lambda)\cdot\tilde{S}(\lambda) &= 1-\varphi^2(\lambda) \\ &= \frac{g_1(\lambda)\cdot\tilde{g}_1(\lambda)\cdot\tilde{g}_2(\lambda)\cdot g_2(\lambda)}{\{G_e[g_1(\lambda)\cdot\tilde{g}_2(\lambda)]\}^2} \end{aligned} \tag{7.74}$$

したがって

$$\begin{aligned} S(\lambda) &= \frac{g_1(\lambda)\cdot g_2(\lambda)}{G_e[g_1(\lambda)\cdot\tilde{g}_2(\lambda)]} \\ &= \frac{\{G_1(\lambda)+U_1(\lambda)\}\{G_2(\lambda)+U_2(\lambda)\}}{G_1(\lambda)\cdot G_2(\lambda) - U_1(\lambda)U_2} \\ &= \frac{\{1+U_1(\lambda)/G_1(\lambda)\}\{1+G_2(\lambda)/U_2(\lambda)\}}{G_2(\lambda)/U_2(\lambda) - U_1(\lambda)/G_1(\lambda)} \end{aligned} \tag{7.75}$$

式(7.73)，(7.75) を式 (7.60) と比較すれば，求めるアームインピーダンス Z_a，Z_bはつぎのごとくになる．

$$\left.\begin{aligned} Z_a(\lambda) &= \frac{U_1(\lambda)}{G_1(\lambda)} \\ Z_b(\lambda) &= \frac{G_2(\lambda)}{U_2(\lambda)} \end{aligned}\right\} \tag{7.76}$$

ただし G_e, U_n はそれぞれ偶関数部，奇関数部を意味する．以上式 (7.71) または式 (7.76) によって素子値は決定される．

もう少し具体的に $g_1(\lambda)$, $g_2(\lambda)$ の求め方について述べておく．いま $h(\lambda)+H^{-1}f(\lambda)$ をつぎのごとく因数分解して

$$\begin{aligned} h(\lambda)+H^{-1}f(\lambda) &= \left\{\prod_{i=1}^{n}(\lambda+\alpha_i)\prod_{i=1}^{m}(\lambda^2+b_i\lambda+c_i)\right\} \\ &\quad\times\left\{\prod_{i=1}^{n'}(\lambda+\alpha_i')\prod_{i=1}^{m'}(\lambda^2+b_{i\lambda}'+c_i')\right\} \end{aligned} \tag{7.77}$$

ただし $\alpha_i, b_i, c_i, c_i'>0$, $b_i^2-c_i/4<0$

$\alpha_i', b_i'<0$, $b_i^2-c_i'/4<0$

一般に，通常の沪波器においては

$f(\lambda)$ が奇数関数の場合：$n=n'$, $m\sim m'=0$ または 1

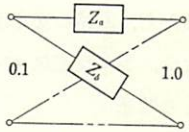
$f(\lambda)$ が偶関数の場合 ：$n-n'$ $\begin{cases}=1 \text{ なら } m-m'=0 \text{ または } -1\\ =-1 \text{ なら } m-m'=0 \text{ または } 1\end{cases}$

ここで

$$\left.\begin{aligned} g_1(\lambda)&=\prod_{i=1}^{n}(\lambda+\alpha_i)\cdot\prod_{i=i}^{m}(\lambda^2+b_{i\lambda}+c_i)=G_e[g_1(\lambda)]+U_n[g_1(\lambda)]\\ g_2(\lambda)&=\prod_{i=1}^{n'}(\lambda+|\alpha_i'|)\cdot\prod_{i=1}^{m'}(\lambda^2+|b_i'|\lambda+c_i)=G_e[g_2(\lambda)]+U_n[g_2(\lambda)]\end{aligned}\right\} \quad (7.78)$$

とし $f(\lambda)$ の奇関数または偶関数かに従って先の式 (7.77) または式 (7.76) により回路素子が決定される．以上の結果をまとめると表 7.5 のごとくになる．

表 7.5 格子型回路の設計公式

条件		$\varphi(\lambda)=H\cdot\dfrac{h(\lambda)}{f(\lambda)}$：奇関数	
回路			
アームインピーダンス		Z_a,	Z_b,
$f(\lambda)$ 奇関数	HPF BPF	$\dfrac{G_1(\lambda)}{U_1(\lambda)}$	$\dfrac{G_2(\lambda)}{U_2(\lambda)}$
$f(\lambda)$ 偶関数	LPF BEF	$\dfrac{U_1(\lambda)}{G_1(\lambda)}$	$\dfrac{G_2(\lambda)}{U_2(\lambda)}$
備考		$h(\lambda)+H^{-1}f(\lambda)=g_1(\lambda)\cdot g_2(-\lambda)$ $g_1(\lambda)=G_1(\lambda)+U_1(\lambda)$ $g_2(\lambda)=G_2(\lambda)+U_2(\lambda)$ ただし $g_1(\lambda), g_2(\lambda)$ は Hurwitz 多項式，G, U はそれぞれ偶部，奇部の意味である． Z_a, Z_b を Y_a, Y_b とすれば位相が π だけ回るのみで減衰量は不変である．	

(3) 設計上の注意事項

(a) 回路構成

式 (7.71) または式 (7.76) によって，アームインピーダンス $Z_a(\lambda), Z_b(\lambda)$ の関数が与えられるから，これより連分数展開を行なった後で水晶共振子に置換できるように等価変換を行なう．一方，高次の場合は $Z_a(\lambda), Z_b(\lambda)$ の分子，分母を二次因数に分解して，フォスターのリアクタンス展開に従って求めたほうがよい．この2端子リアクタンス網の構成については，ここでは省略する．

(b) 素子値の実現性

この動作パラメータによる設計は，影像パラメータ法と違って回路展開してみないと素子値が水晶で置換できる値であるか，また付加電気素子が製作可能な範囲にはいっているかなどはわからないと同時に実現できない素子値である場合は，近似からやり直すという時間を要する．したがってこのだいたいの目安のために，一般には次数の関係から $Z_a(\lambda), Z_b(\lambda)$ の関数系が決まるから，影像パラメータ法によって，素子値を概略計算しておいたほうがよい．動作パラメータ法によって設計された素子値と，影像パラメータ法による素子値は，それほど大きな差はないものである．

(c) 回路の安定性

格子回路では，各アーム $Z_a(\lambda)$, $Z_b(\lambda)$ の共通素子は，電橋回路の外部へとり出せるというよく知られた変換があるから，回路の安定性と損失の影響を軽減するたきに格子回路内部は水晶共振子と損失の少ない，かつ安定なコンデンサのみによって構成されるべきである．

(d) 影像パラメータとの関係

ここで影像パラメータ理論における影像インピーダンス Z_0 および伝播定数 θ と，動作パラメータとの関係を示しておく．

(i) $f(\lambda)$ が奇関数の場合

$$\left.\begin{aligned} Z_0&=\sqrt{\frac{U_n(\lambda)+h(\lambda)}{U_n(\lambda)-h(\lambda)}}\\ \tanh\frac{\theta}{2}&=\sqrt{\frac{G_e(\lambda)-H^{-1}f(\lambda)}{G_e(\lambda)+H^{-1}f(\lambda)}}\end{aligned}\right\} \tag{7.79}$$

(ii) $f(\lambda)$ が偶関数の場合

$$\left.\begin{aligned} Z_0&=\sqrt{\frac{G_e(\lambda)-h(\lambda)}{G_e(\lambda)+h(\lambda)}}\\ \tanh\frac{\theta}{2}&=\sqrt{\frac{U_n(\lambda)+H^{-1}f(\lambda)}{U_n(\lambda)-H^{-1}f(\lambda)}}\end{aligned}\right\} \tag{7.80}$$

ただし $G_e(\lambda), U_n(\lambda)$ は式 (7.61), (7.63) のものである．

7.2.3 動作パラメータによる設計法（その2）

7.2.2 項では格子型回路構成における多項式分解についてのみ述べ，特性関数$\varphi(\lambda)$の与え方についてはいっさい触れなかったので，本節で若干触れておく．

通常，LC 沪波器の特性は Tchebycheff 特性と Wagner 特性がほとんどであって，その二つ以外の近似関数はめったに使われない．そして $\varphi(\lambda)$ の決定は，遮断周波数通過域における最小不整合減衰量および減衰極の位置と，その位数とを与えて，$h(\lambda)$ の零点を求める問題に帰着させる場合がほとんどである．すなわち $h(\lambda)$ の零点は，一義的に決定される．

水晶沪波器設計において多くの場合，とくに注意しなければならないのは，水晶共振子の適用として物理的に可能で，もっとも望ましい回路構成をあらかじめ想定し，それを満足する $\varphi(\lambda)$ はいかにあるべきかを考えることである．

つぎに水晶沪波器の特性として，完全な Tchebycheff または Wagner 特性が必ずしも必要（または望ましい）とはいえない場合が多い．したがって水晶沪波器設計においては回路構造を考慮し $h(\lambda), f(\lambda)$ および係数 H をある程度独立に与えるという自由度をもたせておいたほうが，設計上およびこれを実現するうえにおいて好都合である．それゆえ $\varphi(\lambda)$ の与え方としては，まず規格から回路構造を想定し，$\varphi(\lambda)$の次数と関数形を与え，つぎに与えられた周波数において規格（望むべき特性）を満足するよう未定係数を決定する問題に帰着させるのである．

以下，水晶沪波器として，もっとも多く使用されている格子型帯域通過沪波器についてのみ述べ，終りに設計例をあげることにする．

（1） 特性関数 $\varphi(\lambda)$

水晶沪波器の理想的格子型回路構成は，つぎの条件を満足する場合と考えられる．

（i） 格子回路内部は水晶共振子とコンデンサのみから構成されるべきである．すなわち $\varphi(\lambda)$ は，格子回路各アームに必要とされる，すべてのコイルが格子回路外部に取り出せるための条件を有していなければならない．

（ii） 水晶共振子の使用個数を，零および無限大周波数を除く領域にある減衰極の個数に等しくすべきである．

（iii） 水晶共振子の製造の容易性を考え，たとえ規格に余裕があり過ぎる構成となったとしても，でき得るかぎり対称減衰特性に近くすることが望ましい．

上記の条件を満足するためには，格子型回路の帯域通過沪波器であるから，回路次数Nは偶数で零周波数における極の位数は奇でなければならない．したがって $\varphi(\lambda)$ の極ならびに

零点を虚および実周波数軸上にしか与えないとすれば，一般的関数表示は次式で与えられる．もちろん遅延特性が問題になる場合は，一般複素面に極を設けなければならないがここでは省略する．

$$\varphi(\lambda)=H\frac{\prod_{i=1}^{P}(\lambda^2+\omega_i^2)\cdot\prod_{j=1}^{Q}(\lambda^2-\alpha_j^2)}{\lambda^{n_0}\cdot\prod_{k=1}^{R}(\lambda^2+qk^2)\cdot\prod_{l=1}^{S}(\lambda^2-q_{rl}^2)} \tag{7.81}$$

$$N=2(P+Q)$$

$$N-\{n_0+2(R+S)\}=n_\infty$$

一般には $q_k(k=1\sim R), q_{rl}(l=1\sim S), n_0$ が与えられ，$H, \omega_i(i=1\sim P), \alpha_j(j=1\sim Q)$ を求める問題に帰着させる．しかし先の (iii) の条件を考慮し $\omega_i(i=1\sim P)$ も与えたほうが都合がよい．

したがって遮断周波数において，H ならびに $\alpha_j(j=1\sim Q)$ を決定する問題として取扱ったほうが便利である．さらに計算を容易にするときは，α_j は高々1個とし，q_{rl} は設けず，かつ $\omega_i(i=1\sim P)$ は帯域の中心に集積（それを ω_0 とする）して，H（およびα）を求める問題に帰着せしめるのである．したがって $\varphi(\lambda)$ は

$$\varphi(\lambda)\begin{cases} H\cdot\dfrac{(\lambda^2+\omega_0^2)^N}{\lambda^{n_0}\cdot\prod_{k=1}^{R}(\lambda^2+q_k^2)} & \dfrac{N}{2}\text{ が偶数} \\ H\cdot\dfrac{(\lambda^2+\omega_0^2)^{N-1}\cdot(\lambda^2-\alpha^2)}{\lambda^{n_0}\cdot\prod_{k=1}^{R}(\lambda^2+q_k^2)} & \dfrac{N}{2}\text{ が奇数} \end{cases} \tag{7.82}$$

ここで遮断角周波数 ω_{+1}, ω_{-1} を式 (7.82) に代入して，H, α を求めるわけであるが，対称減衰特性の狭帯域通過沪波器とすれず $\omega_{+1}\cdot\omega_{-1}\simeq\omega_0^2$ の関係を有するから ω_{+1} または ω_{-1} のいずれかを用いてもさしつかえない場合が多い．その場合未知数は1個でよいから，αは与えてもよい．一般に $\alpha\simeq\omega_0$ であるから ω_{+1} または ω_{-1} における未定係数 H の決定問題として減衰特性は規格に従って，Nの増減を計る方法が簡単でよい．規格によっては減衰極を4個以上設けなければならないときには，本沪波器の縦続接続によって保証減衰量を確保するのが実際的である．さて式 (7.82) で ω_{+1}, ω_{-1} における減衰量を ΔA(dB) とすれば，($N/2$) が奇数の場合)，

$$\Delta A=10\log[1+\varphi(\lambda)\cdot\varphi(-\lambda)]_{\lambda=j\omega_{\pm1}}\quad(\text{dB}) \tag{7.83}$$

$$\alpha^2=\frac{k_0\omega_{-1}^2-\omega_{+1}^2}{1-k_0}$$

$$H=\frac{\omega_{+1}^{n_0}\cdot\prod_{k=1}^{R}|\omega_{+1}^2-q_k^2|}{(\omega_{+1}^2-\omega_0^2)^{N-1}\cdot(\omega_{+1}^2+\alpha^2)}\cdot\sqrt{10^{\frac{\Delta A}{10}}-1}$$

ただし

$$k_0=\left(\frac{\omega_{+1}}{\omega_{-1}}\right)^{n_0}\left|\prod_{k=1}^{R}\frac{(\omega_{+1}{}^2-q_k{}^2)}{(\omega_{-1}{}^2-q_k{}^2)}\right|\cdot\left|\frac{\omega_{-1}{}^2-\omega_0{}^2}{\omega_{+1}{}^2-\omega_0{}^2}\right|$$

$$1<k_0<\left(\frac{\omega_{+1}}{\omega_{-1}}\right)^2$$

対称減衰特性と $\omega_{+1}\cdot\omega_{-1}\simeq\omega_0{}^2$ の関係を失わせると上記不等式を満足しないから，その場合はq_k または ω_0 を移動させる．以上の計算より

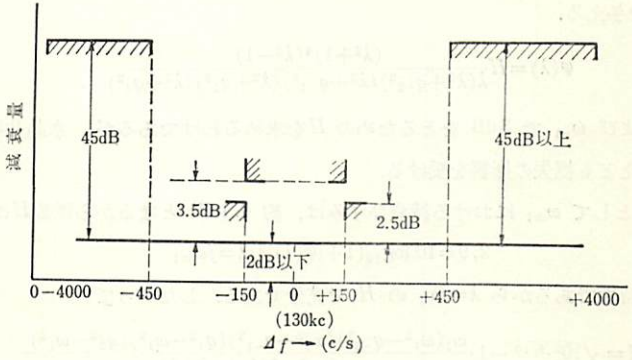
$$(\lambda^2+\omega_0{}^2)^{N-1}\cdot(\lambda^2-\alpha^2)+H^{-1}\cdot\lambda^{n_0}\cdot\prod_{k=1}^{R}(\lambda^2+q_k{}^2)$$

$$=\left\{(\lambda+\alpha_1)\prod_{r=1}^{N-1/2}(\lambda^2+b_r\cdot\lambda+c_r)\right\}\cdot\left\{(\lambda-\alpha_2)\cdot\prod_{r=1}^{N-1/2}(\lambda^2-b_r'\cdot\lambda+c_r')\right\}$$

と因数分解すればよい．後の素子値を求める操作は7.2.2項に述べたとおりである．ただし $(\alpha_1,\alpha_2,b_r,b_r',c_r,c_r')$ などは正の実数である．

（2） 設　計　例

要求規格が，図 7·36 で与えられたとしよう．規格からほぼ水晶共振子は 4 個（回路次数 $N=10$）必要である．回路構造は，各アームに水晶共振子 2 個をもつヤウマン構成を目標とし，素子の実現容易性を考え対称減衰特性とする．



使用レベル：−5dBm
入力インピーダンス：20Ω 不平衡
出力インピーダンス：20kΩ 不平衡
使用温度範囲：15～25℃

図 7·36　沪波器要求規格

諸パラメータをつぎのごとく与える．

$$\begin{cases} f_0=130\text{ kc} \\ f_1=130.150\text{ kc} \end{cases}$$

$$\left\{\begin{array}{l} f_{-1}=129.850\ \mathrm{kc} \\ f_{-\infty 2}=129.200\ \mathrm{kc} \\ f_{\infty 2}=130.800\ \mathrm{kc} \\ f_{-\infty 1}=129.500\ \mathrm{kc} \\ f_{\infty 1}=130.500\ \mathrm{kc} \end{array}\right.$$

中心周波数 f_0 で規準化し,

$$\omega_1=\frac{f_1}{f_0}=1.001153846$$

$$\omega_{-1}=\frac{f_{-1}}{f_0}=9.988461538\times10^{-1}$$

$$q_{-2}=\frac{f_{-002}}{f_0}=9.938461538\times10^{-1}$$

$$q_2=\frac{f_{002}}{f_0}=1.006153846$$

$$q_{-1}=\frac{f_{-001}}{f_0}=9.961538461\times10^{-1}$$

$$q_1=\frac{f_{001}}{f_0}=1.003846153$$

$\varphi(\lambda)$ を次式で与える.

$$\varphi(\lambda)=H\frac{(\lambda^2+1)^4(\lambda^2-1)}{\lambda(\lambda^2+{q_{-2}}^2)(\lambda^2+{q_{-1}}^2)(\lambda^2+{q_1}^2)(\lambda^2+{q_2}^2)}$$

ここで ω_1 および ω_{-1} で 3dB をとるための Hを求めるわけであるが, 水晶共振子のQが大であるといえども損失の影響を受ける.

$Q=20,000$ として $\omega_{\pm1}$ における減衰ひずみは, 約 0.1dB となるから係数Hは

$$2.9=10\log_{10}(1+|\varphi(\lambda)|^2)\lambda=j\omega_{\pm1}$$

狭帯域で対称特性であるから $\lambda=j\omega_1$ の H で充分である. したがって

$$H=\sqrt{10^{2.9/10}}-1.\frac{\omega_1({\omega_1}^2-{q_{-2}}^2)({\omega_1}^2-{q_{-1}}^2)({q_1}^2-{\omega_1}^2)({q_2}^2-{\omega_1}^2)}{({\omega_1}^2-1)^4\cdot({\omega_1}^2+1)}$$

$$=1.352213895\times10^2$$

$$\therefore\quad H^{-1}=7.39527972\times10^{-3}$$

よって

$$h=(\lambda)+H^{-1}f(\lambda)=\lambda^{10}+7.3952797\times10^{-3}\cdot\lambda^9$$
$$+3.0\cdot\lambda^8+2.958189776565067\times10^{-2}\cdot\lambda^7+2.0\cdot\lambda^6$$
$$+4.437245718367717\times10^{-2}\cdot\lambda^5-2.0\cdot\lambda^4$$

$$+2.958033988412002\times10^{-2}\cdot\lambda^3-3.0\cdot\lambda^2$$
$$+7.394500812377987\times10^{-3}\cdot\lambda-1.0$$
$$=(\lambda^2-8.464633623310551\times10^{-4}\cdot\lambda+9.978169228975611\times10^{-1})$$
$$\times(\lambda^2-2.246233821938514\times10^{-3}\cdot\lambda+1.000998068122786)$$
$$\times(\lambda^2+8.464633174567333\times10^{-4}\cdot\lambda+1.002185821212385)$$
$$\times(\lambda^2+2.246233876448218\times10^{-3}\cdot\lambda+9.990049512739580\times10^{-1})$$
$$\times(\lambda^2+7.395279710364618\times10^{-3}\cdot\lambda-1.000000001440071)$$

したがって $g_1(\lambda), g_2(\lambda)$ は,

$$g_1(\lambda)=\lambda^5+9.994018942959999\times10^{-1}\cdot\lambda^4$$
$$+2.001898175023549\cdot\lambda^3$$
$$+1.994528291526225\cdot\lambda^2$$
$$+1.001890050916228\cdot\lambda$$
$$+9.951263909487179\times10^{-1}$$
$$g_2(\lambda)=\lambda^5+1.006797174015999\cdot\lambda^4$$
$$+2.00429682785900\cdot\lambda^3$$
$$+2.01170281050527\cdot\lambda^2$$
$$+1.004296834168423\cdot\lambda$$
$$+1.004897477441670$$

よって求める各アームアドミタンス $Y_a(\lambda), Y_b(\lambda)$ は,

$$Y_{a(\lambda)}=\frac{U_n[g_1(\lambda)]}{G_e[g_1(\lambda)]}$$
$$=1.0005984\cdot\lambda+\frac{\lambda}{2.3362168\times10^2\cdot(\lambda^2+9.9572047\times10^{-1})}$$
$$+\frac{\lambda}{5.2645368\times10^2(\lambda^2+1.0000014)}$$
$$Y_{b(\lambda)}=\frac{U_n[g_2(\lambda)]}{G_e[g_2(\lambda)]}$$
$$=9.9324872\times10^{-1}\cdot\lambda+\frac{\lambda}{1.8616336\times10^2(\lambda^2+9.9606288\times10^{-1})}$$
$$+\frac{\lambda}{1.3118615\times10^3(\lambda^2+1.0020583)}$$

求める回路素子値（図 7.37）は，規準 1Ω で

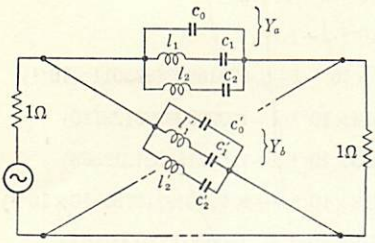


図 7·37　回路構成

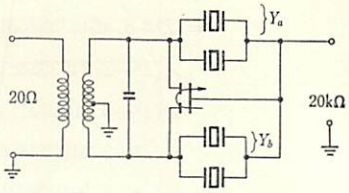


図 7·38　実現回路

$$Y_a\begin{cases} c_0=1.0005984\times\dfrac{1}{2\pi f_0}=1.2250015\times10^{-6} \\ l_1=2.3362168\times10^{2}\times\dfrac{1}{2\pi f_0}=2.8601573\times10^{-4} \\ c_1=4.2988216\times10^{-3}\times\dfrac{1}{2\pi f_0}=5.2629131\times10^{-9} \end{cases} f_{r1}=129.722\ \text{kc}$$

$$\begin{cases} l_2=5.2645368\times10^{2}\times\dfrac{1}{2\pi f_0}=6.4452081\times10^{-4} \\ c_2=1.8994996\times10^{-3}\times\dfrac{1}{2\pi f_0}=2.3254980\times10^{-9} \end{cases} f_{r2}=130.000\ \text{kc}$$

$$Y_b\begin{cases} c_0'=9.9324872\times10^{-1}\times\dfrac{1}{2\pi f_0}=1.2160034\times10^{-6} \\ l_1'=1.8616336\times10^{2}\times\dfrac{1}{2\pi f_0}=2.2791399\times10^{-4} \\ c_1'=5.3928586\times10^{-3}\times\dfrac{1}{2\pi f_0}=6.6023084\times10^{-9} \end{cases} f_{r1}'=129.744\ \text{kc}$$

$$\begin{cases} l_2'=1.3118615\times10^{3}\times\dfrac{1}{2\pi f_0}=1.6060711\times10^{-3} \\ c_2'=7.6070979\times10^{-4}\times\dfrac{1}{2\pi f_0}=9.3131326\times10^{-10} \end{cases} f_{r2}'=130.134\ \text{kc}$$

ここで l を 4×10^4 倍，C を $1/4\times10^4$ 倍すると，水晶共振子は充分製作可能であり，ちょうど出力側は 20 kΩ となって規格により整合用変成器が不要となるので都合がよい．

この沪波器の最終実現回路は図 7·38 となる．

そのデータを図 7·39 に示す．

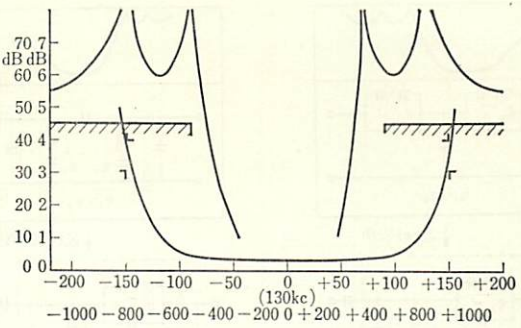


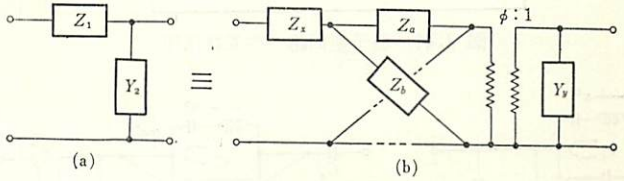
図 7.39 特 性

7.2.4 等価変換による設計

格子型回路において理論上は $\varphi(\lambda)$ の次数を増せば，いかほどでも減衰域の減衰量は増大するが，実際には約 50 dB 以上の減衰を確保することは非常に困難である．したがって所望の減衰量を確保するには，何区間かの格子型回路の縦続によるのが望ましく，その方法は容量比の点ばかりでなく副共振の仰圧の意味でも効果的である．梯子型回路から格子型回路への等価変換は，格子型回路の縦続接続構成を可能ならしめるもので実用上きわめて重要である．

さて水晶沪波器の用途の大部分は帯域通過沪波器であるので，帯域通過沪波器に関して有用な等価変換についてのみあげる．

図 7.40 に梯子型半区間から格子回路へ変換する一般式，図 7.41 は実用的な各アームが，水晶共振子 1 個からなる格子型回路への変換手順を示し，その具体的変換公式をつぎにあげる．



$$Z_x = Z_1 - \alpha \cdot Z_z,\quad Y_y = Y_z - \beta Y_z$$
$$Z_a = \phi(\phi-1)Z_z/\beta,\quad Y_b = \phi(\phi-1)Z_z/\beta,\quad \phi = \pm\sqrt{+\alpha\beta}$$

ただし α, β は任意関数，Z_z は任意インピーダンス関数
$(Z_z = 1/Y_z)$

図 7.40 梯子型半区間から格子型回路への変換式

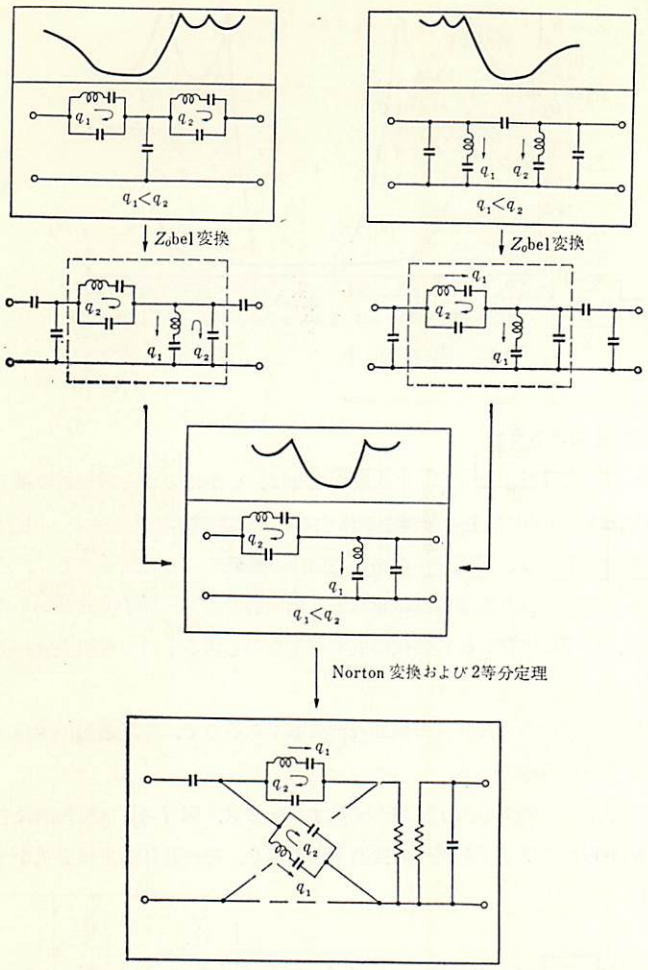


図 7.41 格子型回路への変換手順

(a)

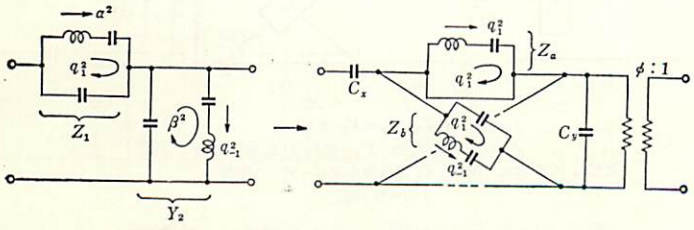


図 7.42

$$Z_1=K_1^{-1}\frac{\lambda^2+\alpha^2}{\lambda(\lambda^2+q_1^2)},\quad Y_2=K_2\frac{\lambda(\lambda^2+\beta^2)}{\lambda^2+q_{-1}^2}$$

$$Z_a=\frac{1}{\mu_2}\phi(\phi-1)\frac{\lambda^2+q_{-1}^2}{\lambda(\lambda^2+q_1^2)},\quad c_x^{-1}=K_1^{-1}\frac{\alpha^2-q_{-1}^2}{q_1^2-q_{-1}^2}$$

$$Z_b=\frac{1}{\mu_2}\phi(\phi+1)\frac{\lambda^2+q_{-1}}{\lambda(\lambda^2+q_1^2)},\quad c_y=\frac{K_2}{\phi_2}\cdot\frac{q_1^2-\beta^2}{q_1^2-q_{-1}^2}$$

ただし $$\mu_1=K_1^{-1}\cdot\frac{q_1^2-\alpha^2}{q_1^2-q_{-1}^2},\quad \mu_2=K_2\cdot\frac{\beta^2-q_{-1}^2}{q_1^2-q_{-1}^2},\quad \phi=\sqrt{1+\mu_1\cdot\mu_2}$$

(b)

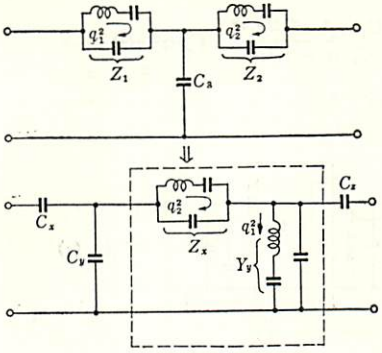


図 7.43

$$\begin{cases} Z_1=C_1^{-1}\cdot\dfrac{\lambda^2+\alpha^2}{\lambda(\lambda^2+q_1^2)} \\ Z_2=C_2^{-1}\cdot\dfrac{\lambda^2+\beta^2}{\lambda(\lambda^2+q_2^2)} \end{cases}$$

ただし $0<\alpha^2<q_1^2<\infty$

$0<\beta^2<q_2^2<\infty$

$q_1^2<q_2^2$

また図 7.43 の線内を等価変換（a）によりラチスに変換可.

$$\begin{cases} Z_x=\mu_x\dfrac{\lambda^2+\omega_0^2}{\lambda(\lambda^2+q_2^2)},\quad Y_y=\mu_y\dfrac{\lambda(\lambda^2+q_2^2)}{\lambda^2+q_1^2} \\ C_x=C_1\dfrac{q_1^2-\omega_0^2}{\alpha^2-\omega_0^2},\quad C_y=\dfrac{C_1}{\phi}\cdot\dfrac{q_1^2-\omega_0^2}{q_2^2-\omega_0^2}\cdot\dfrac{q_2^2-q_1^2}{q_1^2-\alpha^2},\quad C_z=C_2\cdot\dfrac{\beta^2-\omega_0^2}{q_2^2-\omega_0^2} \end{cases}$$

ただし $$\omega_0^2=\frac{C_2q_2^2(q_2^2-q_1^2)-C_3q_1^2(q_2^2-\beta^2)}{C_2(q_2^2-q_1^2)-C_3(q_2^2-\beta^2)}\quad(<\alpha^2,\beta^2)$$

$$\phi=1+\frac{C_1}{C_3}\cdot\frac{q_1^2-\omega_0^2}{q_2^2-\omega_0^2}\cdot\frac{q_2^2-q_1^2}{q_1^2-\alpha^2}$$

$$\mu_x=\frac{(q_1^2-\alpha^2)(q_2^2-\omega_0^2)}{C_1\cdot(q_1^2-\omega_0^2)^2}\cdot\phi$$

$$\mu_y=\frac{1}{\phi}\left\{\frac{1}{C_3}+\frac{1}{C_2}\cdot\frac{q_2^2-\beta^2}{q_2^2-\omega_0^2}\right\}^{-1}$$

(c)

$$Y_1=C_1\cdot\frac{\lambda(\lambda^2+\alpha^2)}{\lambda^2+q_1^2}$$

$$Y_2=C_2\cdot\frac{\lambda(\lambda^2+\beta^2)}{\lambda^2+q_2^2}$$

$0<q_1^2<\alpha^2<\infty$

$0<q_2^2<\beta^2<\infty$

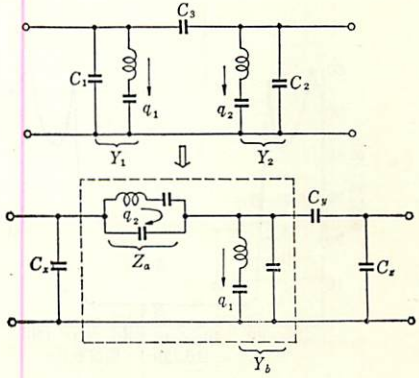


図 7.44

$q_1^2<q_2^2$

また図 7.44 の点線内を等価変換（a）によりラチスに変換可.

$$Z_a=\frac{1}{\mu_a}\cdot\frac{\lambda^2+q_1^2}{\lambda(\lambda^2+q_2^2)},\quad Y_b=\mu_b\frac{\lambda(\lambda^2+\omega_0^2)}{\lambda^2+q_1^2}$$

$$C_x=C_1\cdot\frac{\omega_0^2-\omega^2}{\omega_0^2-q_1^2},\quad C_y=\phi\cdot C_2\cdot\frac{\omega_0^2-q_1^2}{\omega_0^2-q_2^2}\cdot\frac{\beta^2-q_2^2}{q_2^2-q_1^2}$$

$$C_z=C_2\cdot\frac{\omega_0^2-\beta^2}{\omega_0^2-q_2^2}$$

ただし

$$\omega_0^2=\frac{C_3q_1^2(q_2^2-q_1^2)-C_1\cdot q_2^2(\alpha^2-q_1^2)}{C_3(q_2^2-q_1^2)-C_1(\alpha^2-q_1^2)}\quad(>\alpha^2,\beta^2)$$

$$\phi=1+\frac{C_3}{C_2}\cdot\frac{\omega_0^2-q_2^2}{\omega_0^2-q_1^2}\cdot\frac{q_2^2-q_1^2}{\beta^2-q_2^2}$$

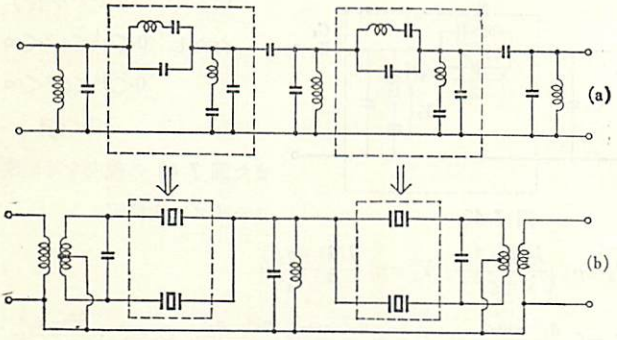


図 7.45　等価交換による水晶沪波器の一構成例

$$\mu_a=\phi\left(C_3+C_1\cdot\frac{\alpha^2-q_1^2}{\omega_0^2-q_1^2}\right)$$

$$\mu_b=\phi\cdot C_2\frac{(\beta^2-q_2^2)(\omega_0^2-q_1^2)}{(\omega_0^2-q_0^2)^2}$$

また等価変換の適用例を図 7.45（a），（b）に示す．（a）の梯子型回路は図 7.42 の変換変換（a）により，同図（b）に変換される．その特性を図 7.46 に示す．

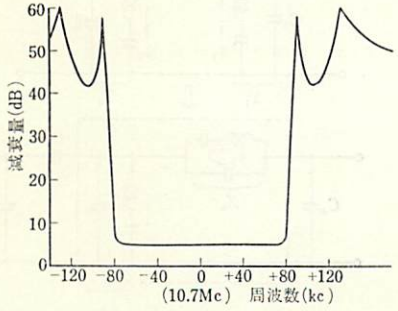


図 7.46　等価変換による水晶沪波器の特性例

7.3 特性上から見た水晶沪波器

本章では従来の習慣に従って水晶沪波器を特性別にわけ，前節までに意に満たなかった点を補足しながら解説する．

7.3.1 狭帯域通過水晶沪波器

水晶共振子とコンデンサのみから構成される沪波器（ただし単にインピーダンス変換を目的としたトランスは含む）のことを，狭帯域通過水晶沪波器とよぶことにしよう．この沪波器では必要な無効電力が水晶に蓄積されるので減衰歪はほとんど生じない．

この沪波器の構成には，格子型，梯子型，いずれでも可能であるが，容量比の制限が楽になること減衰極が任意に決められること，調整が容易であることなどの理由から格子型構成のほうが有利である．この沪波器によって得られる比帯域幅（帯域幅／中心周波数）は図 7.47（a）に示すハイブリッド型ヤーマン回路（またはその等価な格子型回路）で，約 0.8 %，同図（b）の梯子型回路では約 0.4% である．格子型回路では各アームの水晶使用数を増加すれば減衰量は理論上いくらでも大きくできるが，使用個数が増すにつれ各水晶共振子に要求される等価定数偏差許容値は厳しくなる．

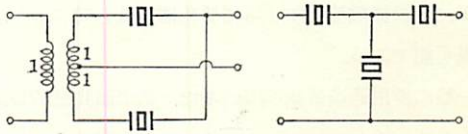


図 7.47 狭帯域通過水晶沪波器の一構成例

この沪波器の設計は，影像パラメータ法または動作パラメータ法いずれを用いてもあまり特性に大差はないが，通過域に厳格な要求がある場合には後者が用いられる．ただとくに注意しなければならないのはいかにすぐれた設計でも，それを実現する水晶共振子の製造上で起こる偏差を考慮しない設計は無意味である．共振周波数は相当精度よく調整できるものであるが，等価インダクタンス（または等価キャパシタンス）の精度は生産性を考えると非常に悪く輪郭振動系でおよそ 5%，厚み振動系で約 10% 程度が限度であろう．

この沪波器の適用分野は，低周波でもっぱらパイロット沪波器として使用され，少なくとも音声を伝送するには，中心周波数は約 300 kc 以上を必要とする．また FM のように30 kc 以上の帯域幅を要求される場合は少なくとも数 Mc 以上必要であろう．

とくに実際上問題になる点は，一般に一周波抽出用として使用され，その通過域損失変動

が厳しく要求される場合が多いから，水晶共振子のQの温度特性ならびに使用するトランスの損失変動に対する条件はきわめて厳しくなる．つぎに高周波の厚み振動系を使う場合，副共振の影響に対し充分な考慮がはらわれなければならない．一般に副共振を正確に予測することはほとんど不可能であるから，充分減衰量に余裕をもった設計を行なうべきである．

7.3.2　狭帯域消去水晶沪波器

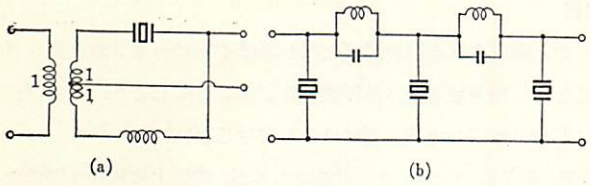


図 7.48　通常使われる狭帯域除波器（a）と梯子型近似除波器の一構成例（b）

通常，狭帯域消去水晶沪波器すなわち狭帯域除波器は影像パラメータ理論に基づく図 7.48（a）の構成を基本区間とする場合が多い．この区間のとり得る最大比帯域幅は約 0.4% までであるが，多段縦続接続によって等化器設計と同じような手法で，それ以上の比帯域幅のものも実現可能である．

一般に使用通過帯域が広いので，必ず副共振が問題となる．たとえば図 7.49 のような特性となる．またトランスやコイルも広い周波数範囲で，平坦特性が要求されるので充分な吟味が必要である．

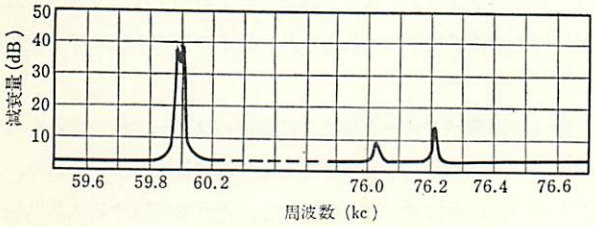


図 7.49　除波器に現われた副共振特性の一例

動作パラメータ理論によるこの種の沪波器の設計法はいまだ見出されていないが，狭帯域近似法を利用すれば梯子型回路で実用周波数範囲内で実現することは可能で，とくに高周波においては有力な方法である．その一回路構成例を図 7.48（b）に示しておく．この狭帯域消去沪波器は設計ならびに実現の面から検討さるべき問題が多く，その解決は今後に残されている．

7.3.3 広帯域通過水晶沪波器

水晶共振子の容量比によって制限される以上の通過帯域幅を得るためには，コイルを必要とする．すなわち広帯域水晶沪波器の設計問題は，容量比の制約をいかに回避するかという等価変換の問題に帰着する．そのような意味で，コイルが用いられている沪波器が広帯域通過沪波器とよばれている．

以下，動作パラメータ理論によって設計する場合，その回路構成上，とくに注意しなければならない点を補足する．

水晶共振子の回路への適用は，ほぼつぎの二つの手法にわけられると考えてよい．その一つは 7.2.2 項および 7.2.3 項の方法である．その設計による最終的回路構造は各アームに共通するコイルおよびコンデンサを格子回路外へ梯子型で取り出し，格子回路内部は水晶共振子によって与えたい減衰極（周波数零および無限大は除く）の数だけの水晶発振子とコンデンサからなるように，簡単な回路変換を行なった回路構造であるべきである．

他の一つは 7.2.4 項で述べたように，梯子型回路で回路構造を求め，その後に水晶共振子が置換可能となるよう適当な回路変換を行なう方法である．一般に，この方法は回路構造が制約され，コイルおよびコンデンサの数が増加したり，その実現が困難になる場合がある．

たとえば図 7.50（a）のような梯子型回路の一部に水晶共振子を適用する場合，同図（b）の回路に変換して適用するが，コイルの実現が問題になる場合がある．

上にあげたいずれの方法を適用しても，水晶共振子の無効電力の蓄積が効果的かどうかという問題は残されている．

ただ大ざっぱにいえることに，格子型からの変換による構成は，最初のパラメータだけによって一挙に回路構造が求まり，格子内部の水晶共振子の直列共振周波数はほとんど通過域にあり，かつ急峻遮断周波数近傍に集中するから，多くの無効電力の蓄積は水晶共振子内部に蓄積されるであろうと推定される．

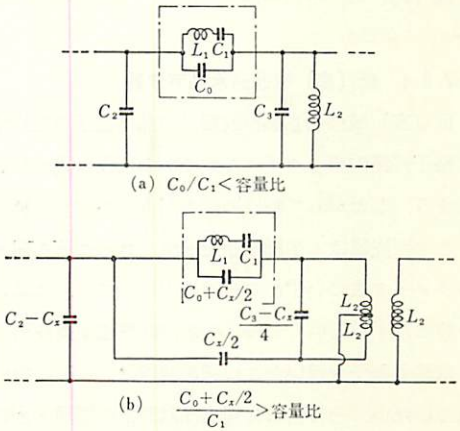


図 7.50 水晶共振子の梯子型回路への一適用例

一般に水晶共振子の直列共振周波数が遮断周波数に近いものほど等価インダクタンスが大

となり，高Qが要求される．ただこの構成のもっとも大きな欠点は，水晶共振子の使用数が，製造偏差や調整上の問題から制限され，特殊な要求がないかぎりたかだか6個程度が限度であろう．

またこの構成は，一般に対称減衰特性に近いほど水晶共振子の製造は容易になり，調整もまた容易となる．

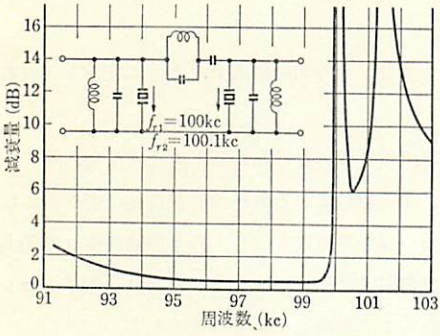


図 7.51　無効電力を考慮した水晶沪波器の特性例

つぎに梯子型回路では，等価変換過程において無効電力の配分を考慮するという，強い条件を与えると，一般には水晶共振子の置換は困難である．

梯子型回路において，水晶共振子を並列アームとして挿入する，いわゆる，Roshenrieder 区間のごとき構成も遮断領域で回路網のどの素子にもっとも多くの無効電力が蓄積されるかを充分吟味しなければ，あまり大きな特性改善は期待できない．

図 7.51 に，その一例を示す．

7.3.4　低（高）域通過水晶沪波器

低（高）域通過水晶沪波器に水晶共振子を適用する場合，格子型回路で構成すると必然的に格子回路内部にコイルが残るから，先に述べたように水晶共振子本来の安定性は失われてしまう．したがって特別の理由がないかぎり，格子回路による構成は避けるべきであろう．

この沪波器は本来梯子型で構成されることが望ましいが，影像パラメータ法，または動作パラメータ法のいずれの設計法を用いても，水晶共振子の種々の制限内での効果的な適用は一般にむずかしい．この実現手段は等価変換技術によるところが多い．

水晶共振子を用いたこの種沪波器は，7.3.2 項の帯域通過沪波器に比べてあまり実用化されていない．その大きな理由は設計上の問題と副共振の問題とにある．

8. 機械沪波器

沪波器は通話路の接続分離という多重通信にとって重要な役割を演じてきたが，近年回線の超多重化が進むにつれて高選択性能，高安定度が要求されるとともに，通信機器小型化の趨勢から極度の超小型化が要望されている．機械沪波器はこれらの条件に適合するものとして内外で広く採用されつつある沪波器であり，材料から設計理論，製造技術にいたるまで機械沪波器特有の困難な問題が多種多様にあるが，総合技術の育成によって今後の発展が大いに期待されている．かかる分野における研究は大変古くからはじめられてきたが近年各方面より多くの研究成果が報告されており，また機械沪波器に対する関心も深まってすでに実用範囲もしだいに広まりつつある状況となっている．

8.1 機械沪波器の発達

機械共振子は従来の電気素子(コイル，コンデンサ)にくらべて桁違いに高いQと安定度をもっているので，これによって構成された沪波器は急峻にして安定な減衰特性を有し，かつ定損失が少ない．このように機械素子を集中定数的に取扱って沪波器を構成するという着想は古くからあり，最近では機械素子を分布定数的に解析した多くの研究発表がある．これらの過程には常に電気的な分野と機械的な分野との間に理論的ならびに実験的に多くの交流が行なわれたが，これは対象とする物理的現象がいずれも共通の振動現象であることから相互の類推を容易にし，ある場合にはまったく同種の振動微分方程式が成立するという点に起因している．初期の段階では電気振動の解析には機械的な類推考察が行なわれたが，これらの基礎理論から電気沪波器の発明(1915)がCampbellによってなされ，引続き搬送電話方式が考案されると高度な技術的要求から電気的回路網理論が急速に発展したので，最近は機械振動系の解析が回路網理論の類推によって行なわれるようになった．機械素子を等価的に電気素子のかわりに用いるのは水晶，磁歪振動子あるいは（音叉）などのごとく個々の素子が電気端子を有する電気機械振動子としての場合が一般的であり，この種の機械振動子による沪波器は単一共振子型かあるいは各機械振動子が電気的に接続されて沪波器を形成する広義の機械沪波器の一種である．ここで対象とする機械沪波器は純粋の機械振動子を機械的な結合

によって複合したもので，かかる機械振動系自体に沪波器作用をもたせ電気機械変換器によって電気系に変換するもので，基礎的な考案は 1920 年ごろから多くの人々によってなされてきたが，詳細に試作内容の発表されたのは 1946 年 Adler の矩形板共振子を用いた 455 kc の機械沪波器で，これにより機械沪波器の特質が注目されるようになった．わが国でも昭和12年以来研究開発が行なわれ，相当多種類の機械沪波器が現在製品化されるにいたった．

これら機械沪波器の開発，実用化は機械振動系の理論解析の発展のほかに素材ならびに精密加工技術の進歩に負うところ大であり，今後の需要の増大によって品質の均一化，価格の低減に拍車がかけられるのであろう．

8.2 一 般 的 性 質

機械沪波器は図 8.1 のように電気エネルギをいったん機械エネルギに変換し，機械振動系による沪波器作用を行なった後，ふたたび電気エネルギに変換する．それゆえ入出力端子に着目すれば，一つの電気沪波器にほかならない．機械沪波器の諸性質は機械振動の性質に直接結びつき，機械振動系と電気素子の性質の本質的な違いからつぎのとおり LC 沪波器と異なった多くの性質を有する．



図 8.1　機械沪波器の原理

（1） 小型化に有利である

一般に沪波器中にはその使用電力 P と群遅延時間 τ との積 $P\cdot\tau$ なるリアクティブなエネル

表 8.1　線形に蓄積し得るエネルギ密度

エネルギ形態	機械エネルギ	磁気エネルギ	電気エネルギ
材質	エリンバー	フェライト	ポリスチロール
計算式	$\frac{1}{2}\cdot\frac{\sigma^2}{E}$ E：ヤング率 σ：応力	$\frac{1}{2}BH$ B：磁束密度 H：磁界強度	$\frac{1}{2}\varepsilon E^2$ E：電界強度 ε：誘電率
用いた数値	$E=17,000\ \mathrm{kg/mm^2}$ $\sigma=42\ \mathrm{kg/mm^2}$	$B=1,500$ gauß $H=2$ör	$E=5\times10^5\ \mathrm{V/m}$ $E_s=2.6$(比誘電率)
結果	5×10^6 Joule/m³	1.2×10^1 Joule/m³	2.9×10^2 Joule/m³

ギがなんらかの形で蓄積される必要があり，もしこれだけのエネルギを蓄積するのに無理がある場合には，沪波器レベル特性（使用電力の変化に伴う特性変化）の悪化を招く．したがって沪波器を小型化するためには，エネルギ密度を高くとれる蓄積形態を見出すことがぜひとも必要である．表 8.1 は略線形とみなし得る範囲で蓄積し得るエネルギ密度を示したもので，機械エネルギの形態をとったときの密度が圧倒的に大きいことがわかる．このため現在においては，機械沪波器は LC 沪波器に比較して小型であるし，将来にもまた小型化の可能性をもっとも残しているのである．

（2） 素子の Q が高いこと

沪波器用素子としては①損失が少なくできる，②損失補償を行なわないですむか，あるいは軽減できるため素子定数の変化に伴う特性変化を小さくできる，などの理由で共振鋭度 Q は高いほうが望ましいのであるが，機械振動における Q は一般に高い（8.4 節 材料参照）．とくに機械沪波器用材料では $Q=3,000\sim20,000$ 程度の値が得られる．

（3） 安定度が高い

最近の恒弾性材料では，注意深くアンニールを行なえば周波数温度係数 1～3 ppm/℃，周波数経時変化 10～30 ppm/10 年程度のすぐれた特性が得られる．さらに機械的構造を堅固にしておけば温度時間の変化に伴う機械インピーダンス（8.3.1 項参照）の変化はまったく考えられない．ただし現在のところ，電気機械変換器の安定度が比較的悪いため全体として特性が不安定な沪波器となっている場合もある．しかしこれが本質的でないことは明らかで，よい設計を行なえばきわめて安定度のよい沪波器を得ることができる．

（4） 通過比帯域幅に制限がある

機械沪波器の比帯域幅（通過帯域幅と中心周波数の比）の上限は，電気機械変換器の結合係数によって制限される．通常比帯域幅 15% 以上の場合は広帯域とみなされ，比帯域幅 30 %以上を得るのは相当困難である．これの制限を拡大するのは電歪および磁歪材料，とくに電歪材料の発展におうところが多い．

（5） 減衰極を有限周波数に作ることが困難

現在実用化されている機械沪波器は，電気素子との組合わせにより減衰極を得るものを除き，すべて有限周波数に減衰極をもたないいわゆる無極型である．無極の場合は減衰傾度を急峻にするために多くの素子を必要とする場合が多い．これによる不利な点は，単に素子数の増加に伴う価格寸法の増大にとどまらず，群遅延時間特性の悪化から本質的に使用目的が限定される．したがって機械沪波器をいわゆる有極型とすることは機械沪波器の新しい適用分野の開拓にも直結しており，機械沪波器を有極型とする工夫は多種実験されている．しか

しながら工作上その他の理由で現在のところ工業化が困難である.

8.3 設 計

機械沪波器の設計は,まず実現したい電気回路を設計し,しかる後これを機械的構造におき変えることにより行なう.この場合に同じ電気回路に対応する機械的構造は多種可能であり,またどの構造をとるかにより製造上の難易も大きく異なってくる.したがって機械沪波器の設計は,*LC* 沪波器のごとく一方向的に可能なものではなく,種々の振動姿態の性質を適確に把握して,もっとも適切な構造を得るように工夫しなければならない.そこで本節ではまず機械振動系の回路網類推の一般論をはじめとして,種々の振動姿態を有する機械振動子および電気機械変換器の解析を中心として説明を行ない,しかる後に電気回路の設計に言及した.

8.3.1 機械振動系の回路網類推

機械振動系の解析と合成は,通常回路網への類推により行なわれる.この意義は,第1に境界条件を接続関係におき変えることにより機械振動系を構成する素子(以後振動素子とよぶ)相互間の関係を明確にすることである.第2に各振動素子のすべての振舞をその振動素子の境界条件に集約することにより扱いを容易にすることである.それゆえ機械振動系の回路網類推の限界は振動素子の振舞が境界条件に集約できるか否かにかかっている.ある振動系を回路網類推するには,まず機械振動の量と電気回路の量を対応づけること,つぎに各振動素子の表現の方法が問題となる.

電気回路網の接続関係を規定する基本量は,電圧,電流をとるのが自然であるから,これらに対応する機械量を見出すのが適当である.一般に相互の積が単位時間あたりのエネルギ流(電気の場合には電力)の元*を有し,かつ互いに独立な2要素は常に電圧,電流と対応を行ない得る.この要素は振動素子の境界条件を規定しやすいように選ぶ必要があり,縦振動で境界条件が規定される場合には力および変位速度,捩り振動の場合にはモーメントおよび角速度が適当である.この対応関係が決まればインピーダンス(電圧/電流または対応する量の比)が定義され,その他の電気回路量に対応する量の意味づけは自然に定まる.表8.2に4種の対応を示した.

各振動素子の振舞を表現するには,その振動素子を表わす微分方程式の一般解をつくって

* dimension

おき，境界条件を用いて一般解の未定係数を消去すればよい．さらに実用上振動素子の振舞がある周波数範囲で有理関数に近似できるならば集中定数等価回路を得る．この場合には，これをどのような性質をもった素子で表現するかという問題が残る．むろん電気回路と同様にコイル，コンデンサを代表する誘導と容量（周波数に比例および反比例するインピーダンスを有するリアクタンス素子）である必要はないが，これらには妥当性がある．

表 8.2

名　　称	対 応 関 係
力 電 圧 対 応	電圧：力 電流：変位速度
力 電 流 対 応	電圧：変位速度 電流：力
モーメント電圧対応	電圧：モーメント 電流：角 速 度
モーメント電流対応	電圧：角 速 度 電流：モーメント

$$U_L=\frac{1}{2}Li^2 \longrightarrow \frac{1}{2}M\dot{\xi}^2 \tag{8.1}$$

$$U_c=\frac{1}{2}\cdot\frac{Q^2}{C} \longrightarrow \frac{1}{2}\cdot\frac{\xi^2}{C} \tag{8.2}$$

なぜならば，力：電圧対応を例として考えるならば，誘導および容量に蓄積されるエネルギは式 (8.1) および式 (8.2) のとおり運動エネルギと位置エネルギに対応しており（表 8.5 参照），すべての振動現象を運動エネルギと位置エネルギの相互交換により生ずるものと考えれば，そのエネルギ蓄積素子の代表として誘導および容量に対応する素子を用いることは意味があるからである．他の対応の場合でも誘導および容量に蓄積されるエネルギは，運動エネルギあるいは位置エネルギのいずれかに対応している．

機械振動系と電気回路とのよい対応関係の一例を表 8.3 に示す．同表（a）は縦振動する機械振動系を示すもので，波長に比較して断面方向の寸法が充分小さく，断面における振動変位が一様とみなされる場合には，ニュートンの法則およびフックの法則に対応する同表中の式（1），（2）および境界条件が成立する．同表（b）は分布定数電気回路を示すもので，（a）と同様波長に比較して断面方向の寸法が充分小さい場合には，電圧連続および電流連続を表わす式（3），（4）および境界条件が成立する．

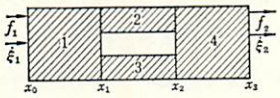
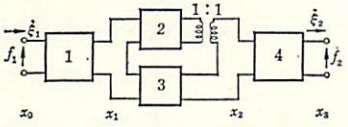
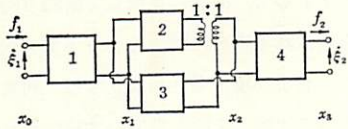
この二つの系を比較してみた場合に力：電圧，速度：電流または力：電流，速度：電流を対応づければまったく同じ手法によりこれらの系を扱えることがわかる．

つぎに境界条件を接続関係で表現した一例をあげる．表 8.4（a）は機械振動系を示すもので，$x=x_1$ および $x=x_2$ において境界条件

表 8.3　機械振動系の回路網類推の例

	形　　状	微分方程式および境界条件
(a) 機械振動系	$j=1$　$j=2$　$j=3$ 速度 $\dot{\xi}_j$ → $\dot{\xi}_j$ 力 f_j → f_j x_0　x_2　x_1　x_3 密度 ρ_j, 断面積 A_j, ヤング率 E_j	$\frac{\partial f_j}{\partial x}-\rho_j A_j\frac{\partial \dot{\xi}_j}{\partial t}=0$　(1) $\frac{\partial f_j}{\partial t}-A_j E_j\frac{\partial \dot{\xi}_j}{\partial x}=0$　(2)　$\Big\}\ j=1,2,3$ $\dot{\xi}_1(x_1)=\dot{\xi}_2(x_1)$　$f_1(x_1)=f_2(x_1)$ $\dot{\xi}_2(x_2)=\dot{\xi}_3(x_2)$　$f_2(x_2)=f_2(x_2)$
(b) 分布定数電気回路	$j=1$　$j=2$　$j=3$ 電圧 v_j　$v_j \to i_j$ 電流 i_j　↑ x_0　x_1　x_2　x_3 分布インダクタンス　L_j 分布容量　C_j	$\frac{\partial v_j}{\partial x}-L_j\cdot\frac{\partial i_j}{\partial t}=0$　(3) $\frac{\partial v_j}{\partial t}-\frac{1}{C_j}\cdot\frac{\partial i_j}{\partial x}=0$　(4)　$\Big\}\ j=1,2,3$ $i_1(x_1)=i_2(x_1)$　$v_1(x_1)=v_2(x_1)$ $i_2(x_2)=i_3(x_2)$　$v_2(x_2)=v_3(x_2)$

表 8.4　境界条件を接続関係で表現した例

	構造または回路図
(a)　機械振動系	
(b)　力電圧対応	
(c)　力電流対応	

$$\dot{\xi}_1(x_1)=\dot{\xi}_2(x_1)=\dot{\xi}_3(x_1) \tag{8.3}$$

$$f_1(x_1)=f_2(x_1)+f_3(x_1) \tag{8.4}$$

$$\dot{\xi}_2(x_2)=\dot{\xi}_3(x_2)=\dot{\xi}_4(x_2) \tag{8.5}$$

$$f_2(x_2)+f_3(x_2)=f_4(x_2) \tag{8.6}$$

が成立している．これらの境界条件に対応する回路接続を求めるには式(8.3)～(8.6)を対応

表 8.5 電気系と機械系の対応および基本量の元

電気系				機械系							
				力電圧対応				モーメント電圧対応			
名称	記号	元	MKS 単位	名称	記号	元	MKS 単位	名称	記号	元	MKS 単位
エネルギ	U	ML^2T^{-2}	Joule	エネルギ	U	ML^2T^{-2}	Joule	エネルギ	U	ML^2T^{-2}	Joule
電力（エネルギ流）	P	ML^2T^{-3}	Watt＝Joule/sec	エネルギ流	P	ML^2T^{-3}	Watt	エネルギ流	P	ML^2T^{-3}	Watt
電圧	v	$ML^2T^{-2}Q^{-1}$	Volt	力	f	MLT^{-2}	Newton	モーメント	M	ML^2T^{-2}	Newton·meter
電流	i	$T^{-1}Q$	Ampere	変位速度	$\dot{\xi}$	LT^{-1}	meter/sec	回転角速度	$\dot{\theta}$	T^{-1}	rad/sec
電荷	Q	Q	Coulomb	変位	ξ	L	meter	回転角	θ	0	rad
インダクタンス	L	ML^2Q^{-2}	Henry	質量	M	M	kg	慣性モーメント	I	ML^2	kg·m²
容量	C	$M^{-1}L^{-2}T^2Q^2$	Farad		C	$M^{-1}T^2$	meter/Newton		K	$M^{-1}L^{-2}T^2$	1/Newton
抵抗（インピーダンス）	R	$ML^2T^{-1}Q^{-2}$	Ohm	抵抗（機械インピーダンス）	R	MT^{-1}	kg/sec	抵抗（機械インピーダンス）	R	ML^2T^{-1}	kg·m²/sec
				電気機械変換係数	A	QL^{-1}	Coulomb/m	電気機械変換係数	A	Q	Coulomb

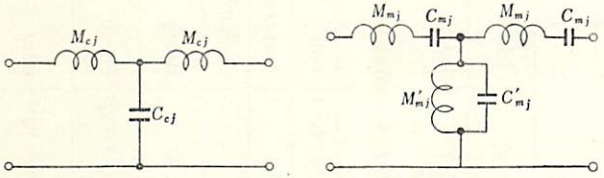
する電圧，電流の関係におき変えれば充分である．すなわち力電圧対応の場合に表 8.4（b）の直列接続を得，力電流対応の場合には同表（c）の並列接続を得る．これらの回路網類推により振動素子間の関係はより明確化されている．

表 8.5 は力電圧対応とモーメント電圧対応について電気系の量と機械系の量の対応関係を示したもので，同じ行はおのおの対応した量である．同時に変換に便利なように，各量の元および MKS 系で単位を示した．力電流対応およびモーメント電流対応については，機械インピーダンスの元がおのおの力電圧対応およびモーメント電圧対応の逆数になっていることを知れば，その他の量の元はただちに求まる．なお本章におけるとくにことわりのない記号は，すべて本表の記号によった．

8.3.2　共振子および結合子の等価回路

共振子および結合子を任意の 2 点において，駆動抽出する場合の等価回路を力電圧対応またはモーメント電圧対応について求める．ここでは縦振動で駆動，抽出される振動素子については力電圧対応をとり，捩り振動で駆動抽出されるものについてはモーメント電圧対応を用いた．力電流対応またはモーメント電流対応の等価回路はこれらの双対回路として求まる．

等価回路を求めるには前述のごとく振動素子の振舞を一般解の形で表現しておき，境界条件を用いて一般解の未定係数を消去すればよい．さらにある周波数範囲でこの素子の振舞を有理関数により近似すれば集中定数等価回路を得る．これを表 8.3 において例示した縦振動の場合について求めれば，図 8.2 の回路を得る．ただし m は振動姿態の次数を表わす添字，ω_0 は結合子を近似する角周波数区間の中心とする．これにより明らかなとおり，共振子は直列アーム直列共振または並列アーム並列共振の 2 種の形でエネルギを蓄積することが可能である．



(a) 非共振の場合　　(b) 共振の場合

$$M_{cj}=\frac{A_j\sqrt{\rho_j E_j}}{\omega_0}\tan\frac{\omega_0 l_j}{2}\sqrt{\frac{\rho_j}{E_j}},\quad C_{cj}=\frac{\sin\omega_0 l_j\sqrt{\frac{\rho_j}{E_j}}}{\omega_0 A_j\sqrt{\rho_j E_j}},\quad M_{mj}=\frac{A_j l_j \rho_j}{4}$$

$$C_{mj}=\frac{4l_j}{\pi^2 E_j A_j m^2},\quad M_{mj}'=\frac{2l_j\rho_j A_j}{\pi^2 m^2},\quad C_{mj}'=\frac{l_j}{2A_j E_j}$$

図 8.2　縦振動棒の等価回路

したがってこれのいずれを利用するかに対応して機械振動系構造は2種可能である．

図8.3はこれを示すもので，ネック型およびスラグ型とよばれる．ネック型の場合の共振子並列共振回路およびスラグ型の場合の直列共振回路はいずれも結合子インピーダンスに比較して省略できる．スラグ型の場合の結合子は設計上便利なように Π 型回路で表現した．この2種の構造はいずれも実用化されているが，共振子部分に蓄積し得るエネルギは当然ネ

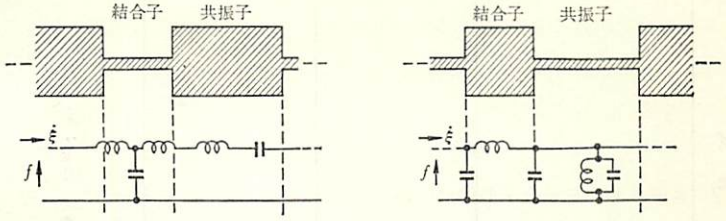


図 8.3　ネック型およびスラグ型ならびにその等価回路

ック型が大きく，またスラグ型はとくに工作精度を要求される共振子部分の寸法が細いため工作上不利である．そのため電気機械変換器の要請上やむを得ない場合を除きスラグ型は用いられない．そこで以後の共振子の等価回路は，図8.4のごとく直列アームのみに限定する．

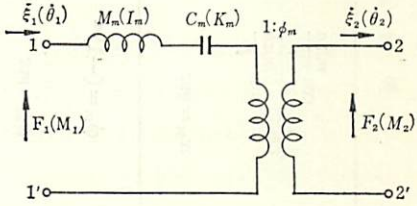


図 8.4　共振子等価回路

この条件のもとに定数を決定するには，前述の方法より簡単な方法が可能であって，2-2′側を短絡（機械系では自由）した場合に 1-1′ 側からみた機械インピーダンスの共振周波数における勾配より次式で決定できる．

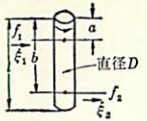
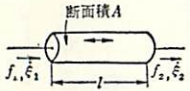
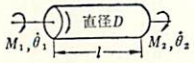
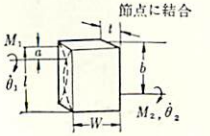
$$M_m \quad \text{または} \quad I_m=\frac{1}{2}\cdot\frac{\partial Z}{\partial p}\bigg|_{p=p_m} \tag{8.7}$$

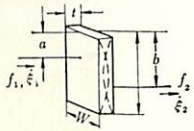
$$p_m=j2\pi f_m$$

f_m：m 次共振周波数

同様のことを 2-2′ 側について行なえば変成比 ϕ_m を得る．C_m または K_m は，M_m または I_m と共振周波数 f_m より求まる．表 8.6 は一般によく用いられる振動姿勢につき等価定数を求めたものである．

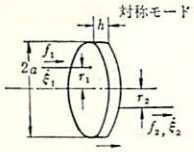
表 8·6 振動素子の等価定数

形状および励振方法	等価定数の計算式
	$M_m=\dfrac{\pi D^2 l\rho}{16\cos^2\dfrac{m\pi a}{l}}$　　$\phi_m=\dfrac{\cos\dfrac{m\pi a}{l}}{\cos\dfrac{m\pi b}{l}}$ $f_m=\dfrac{\alpha_m}{2\pi l}\sqrt{\dfrac{G}{\rho}}$　　$\alpha_m=m\pi$
	$M_m=\dfrac{Al\rho}{2}$　　$\phi_m=(-1)^m$ $f_m=\dfrac{\alpha_m}{2\pi l}\sqrt{\dfrac{E}{\rho}}$　　$\alpha_m=m\pi$
	$I_m=\dfrac{\pi D^4 l\rho}{32}$　　$\phi_m=(-1)^m$ $f_m=\dfrac{\alpha_m}{2\pi l}\sqrt{\dfrac{G}{\rho}}$　　$\alpha_m=m\pi$
	$I_m=\dfrac{l^3 Wt\rho}{\Xi_m'^2\left(\dfrac{a}{l}\right)}$,　$\phi_m=\dfrac{\Xi_m'\left(\dfrac{a}{l}\right)}{\Xi_m'\left(\dfrac{b}{l}\right)}$,　$\Xi_m'(y)=\dfrac{d}{dy}\Xi_m(y)$,　Ξ_m：同下 $f_m=\dfrac{\alpha_m^2}{4\pi\sqrt{3}}\cdot\dfrac{t}{l^2}\sqrt{\dfrac{E}{\rho}}$,　$\cos\alpha_m\cdot\cosh\alpha_m=1$　　$\alpha_1=4.73$　$\alpha_2=7.85$ $\alpha_3=11.00$



$$M_m=\frac{lWt\rho}{\Xi_m{}^2\left(\frac{a}{l}\right)},\qquad \phi_m=\frac{\Xi_m\left(\frac{a}{l}\right)}{\Xi_m\left(\frac{b}{l}\right)}\qquad f_m：同上$$

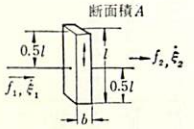
$$\Xi_m(y)=\frac{(\sin\alpha_m-\sinh\alpha_m)(\cos\alpha_m y+\cosh\alpha_m y-(\cos\alpha_m-\cosh\alpha_m)(\sin\alpha_m y+\sinh\alpha_m y)}{\sin\alpha_m-\sinh\alpha_m}$$



$$M_m=\frac{\pi a^2 h\rho}{\Xi_m{}^2\left(\frac{r_1}{a}\right)},\quad \phi_m=\frac{\Xi_m\left(\frac{r_1}{a}\right)}{\Xi_m\left(\frac{r_2}{a}\right)},\quad \Xi_m(y)=\frac{I_1(\alpha_m)J_0(\alpha_m y)-J_1(\alpha_m)I_0(\alpha_m y)}{2J_1(\alpha_m)I_1(\alpha_m)\sqrt{-\frac{\sigma(1-\sigma)}{\alpha_m{}^2}-\frac{1}{2}\cdot\frac{J_0(\alpha_m)I_0(\alpha_m)}{J_1(\alpha_m)I_1(\alpha_m)}}}$$

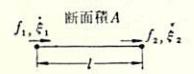
$$f_m=\frac{\alpha_m{}^2}{2\pi a^2}\cdot\frac{h\sqrt{E}}{\sqrt{3\rho(1-\sigma^2)}},\quad \frac{I_0(\alpha_m)}{I_1(\alpha_m)}+\frac{J_0(\alpha_m)}{J_1(\alpha_m)}=\frac{2(1-\sigma)}{\alpha_m}$$

$\alpha_1=3.00$　$\alpha_2=6.20$　$\alpha_3=9.37$　$(\sigma=0.3)$

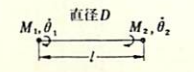


$$M_1=\frac{\rho Al}{2x^2}\qquad x=\frac{\pi\sigma b}{2l}\qquad \phi_1=-1$$

$$f_1=\frac{1}{2l}\sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

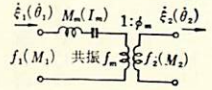


$$M_c=\frac{A\sqrt{\rho E}}{\omega_0}\tan\frac{\omega_0 l}{2}\sqrt{\frac{\rho}{E}},\qquad C_0=\frac{\sin\omega_0 l\sqrt{\frac{\rho}{E}}}{\omega_0 A\sqrt{\rho E}}$$

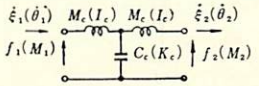


$$I_c=\frac{\pi D^4\sqrt{\rho G}}{32\omega_0}\tan\frac{\omega_0 l}{2}\sqrt{\frac{\rho}{G}},\qquad K_c=\frac{32\sin\omega_0 l\sqrt{\frac{\rho}{G}}}{\pi\omega_0 D^4\sqrt{\rho G}}$$

括弧内は振り励磁



最後の 2 個は結合子，括弧内は捩り励磁



記号つぎのとおり

E：ヤング率　　G：剛性率
ρ：密　　度　　σ：ポアソン比
ω_0：沪波器中心角周波数
m：次　　数

表 8.6 は駆動，抽出点における振動形態が同じ場合であるが，振動形態が変わる場合には駆動，抽出点より見たインピーダンスが合うように理想変成器の変成比（この場合は一般に零元でなくなる）を決定すれば充分である．

以下にこれらの振動素子のうち，いくつか選んで諸性質を説明する．

（a） 縦振動結合子および共振子

縦振動する一様な棒は，断面方向の寸法が波長に比較して充分小さい場合には，ニュートンの法則およびフックの法則に対応して次式が成立する．

$$\left.\begin{aligned}\frac{\partial f(t)}{\partial x}-\rho A\frac{\partial \dot{\xi}(t)}{\partial t}=0\\ \frac{\partial f(t)}{\partial t}-AE\frac{\partial \dot{\xi}(t)}{\partial x}=0\end{aligned}\right\} \tag{8.8}$$

定常状態で，この解を求めるために，次式のとおり変数分離した解を仮定する．

$$f(t)=fe^{pt},\quad \xi(t)=\xi e^{pt},\quad p=j\omega \tag{8.9}$$

これを式（8.8）に代入すれば式（8.10）の常微分方程式を得る．

$$\left.\begin{aligned}\frac{df}{dx}-\rho Ap\dot{\xi}=0\\ pf-AE\frac{d\dot{\xi}}{dx}=0\end{aligned}\right\} \tag{8.10}$$

この一般解は C_1, C_2 を任意定数として次式のとおり求まる．

$$\left.\begin{aligned}\dot{\xi}=pC_1\sinh\frac{px}{v}+pC_2\cosh\frac{px}{v}\\ f=pA\sqrt{\rho E}\,C_1\cosh\frac{px}{v}+pA\sqrt{\rho E}\,C_2\sinh\frac{px}{v}\end{aligned}\right\} \tag{8.11}$$

ただし v は次式で与えられる振動伝播速度である．

$$v=\sqrt{\frac{E}{\rho}} \tag{8.12}$$

振動子の端面において外部より振動エネルギを駆動，抽出する場合には，素子長を l として式（8.13）の境界条件が成立する．

$$\left.\begin{aligned}\dot{\xi}|_{x=0}=\dot{\xi}_1 \qquad \dot{\xi}|_{x=l}=\dot{\xi}_2\\ f|_{x=0}=f_1 \qquad f|_{x=l}=f_2\end{aligned}\right\} \tag{8.13}$$

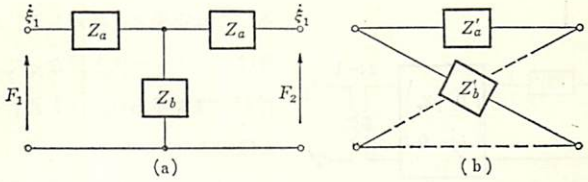
これを式（8.11）に代入して任意定数を消去すれば，次式のとおり駆動抽出点間の 4 端子定数を得る．

$$\begin{pmatrix} f_1 \\ \dot{\xi}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh\dfrac{pl}{v} & Z_0 \sinh\dfrac{pl}{v} \\ \dfrac{1}{Z_0}\sinh\dfrac{pl}{v} & \cosh\dfrac{pl}{v} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_2 \\ \dot{\xi}_2 \end{pmatrix} \tag{8.14}$$

ここに Z_0 は次式で与えられる特性インピーダンスである．

$$Z_0 = A\sqrt{\rho E} \tag{8.15}$$

これをもとにしてまず縦振動結合子の等価回路を求める．そのために式 (8.14) の4端子定数をT型回路および格子型回路で表現すれば図8.5を得る．ここに結合子は非共振で用いられるゆえ，各アームのインピーダンスはいずれも有限値である．



$$Z_a = Z_0\tanh\frac{pl}{2v},\quad Z_a' = Z_a,\quad Z_b = \frac{Z_0}{\sinh\dfrac{pl}{v}},\quad Z_b' = Z_a + 2Z_b = Z_0\coth\frac{pl}{v}$$

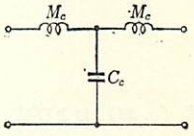
図 8.5　縦振動棒のT型回路および格子型回路による表現

集中定数による近似回路をつくるには，近似しようとする周波数の中心 f_0 において図8.5のアームインピーダンスの符号をもった素子で表現するのが一般的である．

$$\left.\begin{aligned} &0 < \frac{l\omega_0}{v} < \pi \quad \text{または} \quad 0 < f_0 < \frac{1}{2l}\sqrt{\frac{E}{\rho}} \\ &\text{ここに} \quad \omega_0 = 2\pi f_0 \end{aligned}\right\} \tag{8.16}$$

たとえば式(8.16)に中心周波数があるときは直列アームインピーダンスが正，並列アームが負の虚数となるゆえ，図8.6の等価回路を得る．

以上の過程から明らかなとおり，一般に図8.6の等価回路についてアームインピーダンスの周波数に対する傾斜は正しくない．ただしこの等価回路は $p=0$ におけるテーラー展開の第1項に相当しているため，式 (8.17) が成立する周波数の場合は比較的近似がよい．



$$M_c = \frac{Z_0}{\omega_0}\tan\frac{\omega_0 l}{2v}$$
$$C_c = \frac{1}{\omega_0 Z_0}\sin\frac{\omega_0 l}{v}$$

図 8.6　結合子の等価回路

$$f_0 \ll \frac{1}{2l}\sqrt{\frac{E}{\rho}} \tag{8.17}$$

$$f_0 = \frac{1}{4l}\sqrt{\frac{E}{\rho}} \tag{8.18}$$

式 (8.18) が成立する場合に，式 (8.14) の4端子定数は式 (8.19) となって虚ジャイレ

ータとしての性質を有する.

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & jZ_0 \\ j\frac{1}{Z_0} & 0 \end{pmatrix} \tag{8.19}$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & jZ_0 \\ j\frac{1}{Z_0} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & Z_0^2 Y \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & jZ_0 \\ j\frac{1}{Z_0} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \tag{8.20}$$

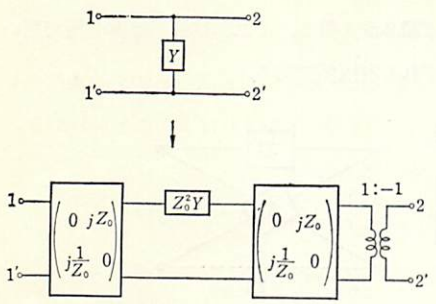


図 8.7　虚ジャイレータによるインピーダンスの反転

虚ジャイレータを用いるときは，式(8.20)に例示するとおり虚ジャイレータにはさまれた部分を双対回路に変換することができる．これを図8.7に示した．虚ジャイレータはジャイレータと異なって4端子定数の行列式は1であり，一方通行系をつくることはできない.

つぎに共振の場合の等価定数を求める．共振の場合は図 8.5（a）の各アームインピーダンスは発散する．これより図8.4に示した直列アームの共振回路に導くには，共振子より駆動，抽出点をみたインピーダンス Z_1, Z_2 が共振子を用いる周波数範囲で図8.5 のアームインピーダンス Z_a, Z_b より充分小さいという条件のもとにノルトン変換（6章参照）を行なえばよい.

ここでは両端自由の振動子を例にとり，駆動点から振動子をみたインピーダンスの勾配を用いて定数を決定する方法を説明する.

両端自由の振動子を $x=x_1$ なる点で駆動したときの境界条件は次式のとおりである.

$$f|_{x=0}=0 \qquad (8.21) \qquad\qquad f|_{x=l}=0 \qquad (8.22)$$

$$\xi|_{x=x_1}=\xi_1 \qquad (8.23) \qquad\qquad f|_{x=x_1}=f_1 \qquad (8.24)$$

式 (8.21) および式 (8.22) を式 (8.11) に代入すれば次式を得る.

$$C_1=0 \tag{8.25}$$

$$C_2 \sinh \frac{pl}{v}=0 \tag{8.26}$$

したがって $C_1=C_2=0$ でない非特異な解が存在するためには，次式が成立しなければならない.

$$\sinh \frac{pl}{v}=0 \tag{8.27}$$

これを p について解けば，式 (8.28) のとおり共振周波数を得る．

$$p_m=j\frac{m\pi v}{l} \quad \text{または} \quad f_m=\frac{m}{2l}\sqrt{\frac{E}{\rho}} \tag{8.28}$$

ただし m は高調波次数である．式 (8.25) が成立しているとき式 (8.11) は，つぎの形となる．

$$\left.\begin{aligned}\xi&=pC_2\cosh\frac{px}{v}\\ f&=pA\sqrt{\rho E}\,C_2\sinh\frac{px}{v}\end{aligned}\right\} \tag{8.29}$$

以上により $x=x_1$ よりみた駆動点インピーダンスを求めるには，式 (8.27) の条件のもとで，式 (8.29) の $x=0\sim x_1$ の部分と $x=x_1\sim l$ の部分の和をとればよいことがわかる．これより駆動点インピーダンス Z は，次式のとおり求まる．

$$\begin{aligned}Z|_{x=x_1}&=A\sqrt{\rho E}\tanh\frac{px_1}{v}+A\sqrt{\rho E}\tanh\frac{p(l-x_1)}{v}\\ &=\frac{A\sqrt{\rho E}\tanh\dfrac{pl}{v}\left(1-\tanh\dfrac{px_1}{v}\right)}{1-\tanh\dfrac{pl}{v}\cdot\tanh\dfrac{px_1}{v}}\end{aligned} \tag{8.30}$$

この式の値は式 (8.28) の p_m に対して消滅し，共振条件となっていることは明らかである．式 (8.30) の $p=p_m$ における微係数を式 (8.7) に代入すれば，次式のとおり等価質量を得る．

$$M_m=\frac{1}{2}\left.\frac{\partial Z}{\partial p}\right|_{p=p_m}=\frac{A\rho l}{2}\cdot\frac{1}{\cos^2\dfrac{m\pi x}{l}} \tag{8.31}$$

$A\rho l$ は共振子の全質量にほかならないゆえ，これを M_0 として通常次式の表わし方をする．

$$\left.\begin{aligned}M_m&=M_0\sigma_m=M_0\frac{1}{\Xi_m{}^2(X)}\\ X&=\frac{x}{l}\end{aligned}\right\} \tag{8.32}$$

ここに σ_m は等価質量係数，$\Xi_m(X)$ は規準関数とよばれる．明らかに σ_m, $\Xi_m(X)$ は次式で与えられる．

$$\sigma_m=\frac{1}{2\cos^2\dfrac{m\pi x}{l}} \tag{8.33}$$

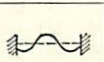
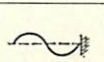
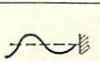
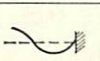
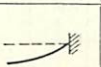
$$\Xi_m(X)=\sqrt{2}\cos m\pi X \tag{8.34}$$

C_m は式 (8.28) の共振周波数を用いて，次式より決定できる．

表 8.7 縦振動の規準関数

		両端自由	固定—自由	両端固定
境界条件	$x=0$	$\frac{\partial \xi}{\partial x}=0$	$\xi=0$	$\xi=0$
	$x=l$	$\frac{\partial \xi}{\partial x}=0$	$\frac{\partial \xi}{\partial x}=0$	$\xi=0$
規準定数		$\sin\frac{\omega l}{v}=0$ $\therefore\ \frac{\omega l}{v}=m\pi$ $(m=0,1,2\cdots)$	$\cos\frac{\omega l}{v}=0$ $\therefore\ \frac{\omega l}{v}=(2m-1)\frac{\pi}{2}$ $(m=1,2,3\cdots)$	$\sin\frac{\omega l}{v}=0$ $\therefore\ \frac{\omega l}{v}=m\pi$ $(m=1,2,3\cdots)$
共振周波数		$f_m=\frac{m}{2l}\sqrt{\frac{E}{\rho}}$	$f_m=\frac{2m-1}{4l}\sqrt{\frac{E}{\rho}}$	$f_m=\frac{m}{2l}\sqrt{\frac{E}{\rho}}$
規準		$\Xi_m=\sqrt{2}\cos m\pi X$	$\Xi_m=\sqrt{2}\sin(2m-1)\frac{\pi}{2}X$	$\Xi_m=\sqrt{2}\sin m\pi X$

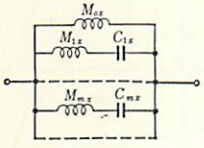
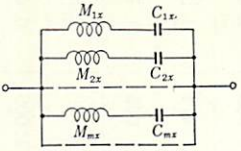
P	Ξ_1	Ξ_2	Ξ_3	Ξ_1	Ξ_2	Ξ_3	Ξ_1	Ξ_2	Ξ_3
0	1.414	1.414	1.414	0	0	0	0	0	0
.1	1.345	1.144	0.831	0.221	0.642	1.005	0.437	0.831	1.144
.2	1.144	0.437	−0.437	0.437	1.144	1.414	0.831	1.345	1.345

関数 $\left(X=\frac{x}{l}\right)$									
	.3	0.831	−0.437	−1.345	0.642	1.397	1.005	1.144	1.345	0.437
	.4	0.437	−1.144	−1.144	0.831	1.345	0	1.345	0.831	−0.831
	.5	0	−1.414	0	1.005	1.005	−1.005	1.414	0	−1.414
	.6	−0.437	−1.144	1.144	1.144	0.437	−1.414	1.345	−0.831	−0.831
	.7	−0.831	−0.437	1.345	1.260	−0.221	−1.005	1.144	−1.345	0.437
	.8	−1.144	0.437	0.437	1.345	−0.831	0	0.831	−1.345	1.345
	.9	−1.345	1.144	−0.831	1.397	−0.260	1.005	0.437	−0.831	1.144
	1.0	−1.414	1.414	−1.414	1.414	−1.414	1.414	0	0	0
		$m=1$	$m=2$	$m=3$	$m=1$	$m=2$	$m=3$	$m=1$	$m=2$	$m=3$
節点の位置 X		——	0.25	0.167	——	——	0.400	——	——	0.333
		0.5	——	0.5	——	——	——	——	0.5	——
		——	0.75	0.833	——	0.666	0.800	——	——	0.666
$\Xi_m(X)=0$										

$$C_m=\frac{1}{4\pi^2 f_m{}^2 M_m} \qquad (8.35)$$

以上の例より明らかなごとく，一般に等価定数は規準関数と共振周波数により完全に規定できる．そこでここで例示した両端自由な境界条件の場合に加えて，片端固定の場合および両端固定の場合につき共振周波数と規準関数を図 8.7 に示した．またこれらの各境界条件の

表 8.8　縦振動の等価定数

	両端自由	固定一自由	両端固定
等価回路			
入力インピーダンス機械 $X=x/l$	$\frac{1}{Z_x}=\frac{1}{j\omega M_0}+\frac{2}{M_0}\sum\frac{j\omega}{\omega_m{}^2-\omega^2}\times\cos^2\alpha_m X$　$\alpha_m=m\pi$	$\frac{1}{Z_x}=\frac{2}{M_0}\sum\frac{j\omega}{\omega_m{}^2-\omega^2}\times\sin^2\alpha_m X$　$\alpha_m=(2m-1)\frac{\pi}{2}$	$\frac{1}{Z_x}=\frac{2}{M_0}\sum\frac{j\omega}{\omega_m{}^2-\omega^2}\times\sin^2\alpha_m X$　$\alpha_m=m\pi$
等価定数	$M_{mx}=\frac{1}{\omega_m{}^2 C_{mx}}=\frac{M_0}{2\cos^2\alpha_m X}$	$M_{mx}=\frac{1}{\omega_m{}^2 C_{mx}}=\frac{M_0}{2\sin^2\alpha_m X}$	$M_{mx}=\frac{1}{\omega_m{}^2 C_{mx}}=\frac{1}{2\sin^2\alpha_m X}$
注	$M_{mx}=\sigma_{mx}\cdot M_0$　　σ_{mx}：等価質量係数		$M_0=\rho Al$：棒の全質量

場合の等価定数の計算式を表 8.8 に示す．

ここに述べた計算は，断面方向の寸法が波長に対して充分小さいという仮定のもとで成立する．断面方向の寸法が無視できない場合には，ポアソン比の影響によって共振周波数の低下が起こる．円形断面の場合に，その低下率は次式で与えられる．

$$\text{低下率}=\frac{1}{1+\left(\frac{m\sigma\pi}{4}\alpha\right)^2} \qquad (8.36)$$

ここに α は共振子直径と長さの比である．第一次振動姿態について式 (8.36) の計算図表を図

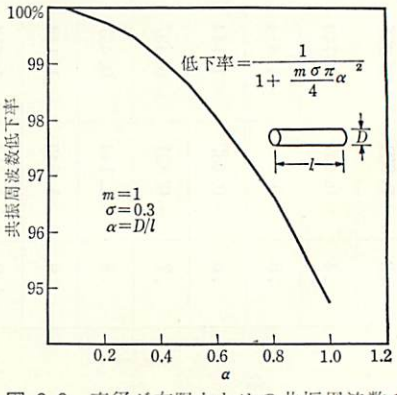


図 8.8　直径が有限なための共振周波数の低下

に示した.

（b） 捩り振動結合子および共振子

捩り振動する一様な棒は，断面方向の寸法が波長に比数して充分小さい場合には，ニュートンの法則およびフックの法則に対応して次式が成立する.

$$\left.\begin{aligned}\frac{\partial M}{\partial x}-\rho I_p\frac{\partial\dot{\theta}}{\partial t}=0\\ \frac{\partial M}{\partial t}-\Phi\frac{\partial\dot{\theta}}{\partial x}=0\end{aligned}\right\} \tag{8.37}$$

ここに I_p は断面極二次モーメントとよばれる断面の形状で決定される定数である．この定数は断面内の点について，捩りの中心軸からの距離を r とし，その点の近傍に微小面積 dA をとれば次式で決定できる．ここに A は断面積である.

$$I_p=\int_A r^2dA \tag{8.38}$$

Φ は捩り剛性または捩りこわさとよばれる棒の断面形状と剛性率で決定される定数で，単位長さの棒を 1 rad 捩るに要する捩りモーメントに相当する．長さ l の棒について加えたモーメントを M，捩れ角を θ とするとき捩り剛性は次式で表わされる.

$$\Phi=\frac{Ml}{\theta} \tag{8.39}$$

捩り剛性を一般の断面形状について求めるのは，きわめて困難な問題である．その理由は断面内での歪分布が容易に求まらないことによる．円形断面の場合には歪が中心軸からの距離に比例することより容易に求まり，次式で与えられる.

$$\Phi=GI_p \tag{8.40}$$

ここに G は剛性率である．円形以外の形状については特殊な形状につき近似式が与えられる.

式（8.37）の微分方程式は式（8.38）ときわめて類似しており，まったく同様の扱いができることは明らかである．縦振動と捩り振動は断面の寸法が小さい場合には，きわめて類似した性質をもっている．縦振動において述べた式は，周波数低下率を除いて全部成立する．ただし式（8.37）より伝播速度 v および特性インピーダンス Z_t は次式となる.

$$v=\sqrt{\frac{\Phi}{\rho I_p}} \tag{8.41}$$

$$Z_t=\sqrt{\rho I_p\Phi}=\rho I_p v \tag{8.42}$$

実用上は円形断面の場合が重要であるからこれについて説明する．円形断面の場合は断面の直径を D として式（8.38）を求めれば式（8.43）を得，さらに式(8.40)を用いて式(8.44)を得る.

$$I_p=\frac{\pi D^4}{32} \tag{8.43}$$

$$\Phi=GI_p=\frac{\pi D^4 G}{32} \tag{8.44}$$

これを式 (8.41) および (8.42) に代入すれば次式を得る.

$$v=\sqrt{\frac{G}{\rho}} \tag{8.45}$$

$$Z_t=\frac{\pi D^4}{32}\sqrt{\rho G} \tag{8.46}$$

縦振動における特性インピーダンスが式 (8.15) のとおり直径の2乗に比例しているのに対して，捩り振動の特性インピーダンスの4乗に比例することは共振子と結合子のインピーダンス比を大きくとりやすい，換言すれば狭帯域沪波器をつくりやすいことを意味し，捩り振動の一つの特徴となっている.

つぎに式 (8.45)，(8.46) をもとにして，端面より励振される捩り振動共振子の等価定数を求める.

$$Z=Z_t\tanh\frac{l}{v}p \tag{8.47}$$

他側自由の場合に振動子の一端より捩り励振した場合のインピーダンスは，式 (8.30) からの類推によって式 (8.47) で表わされるゆえ，これを共振 $\left(p=j\frac{m\pi v}{l},\ m=1,2,3,\cdots\right)$ において微分すれば次式を得る.

$$\frac{\partial Z}{\partial p}=\frac{Z_t l}{v}=I_p\rho l \tag{8.48}$$

これを式 (8.37) に代入すれば式 (8.40) のとおりインダクタンスに対応する量 I を得る.

$$I_m=\frac{1}{2}\cdot\frac{\partial Z}{\partial p}=\frac{I_p\rho l}{2}=\frac{\pi D^4\rho l}{64} \tag{8.49}$$

すなわち I は共振子の慣性モーメントの 1/2 に等しい.

つぎに捩り振動子を切線方向に縦振動で励振する場合を考える．モーメント M と周辺における力，および回転角速度 $\dot{\theta}$ と周辺速度の間には，振動子直径を D として

$$f\cdot D=M \tag{8.50}$$

$$\dot{\xi}=\frac{D}{2}\dot{\theta} \tag{8.51}$$

なる関係があるゆえ，縦振動よりみた特性インピーダンスは

$$Z_0=\frac{2}{D^2}Z_t \tag{8.52}$$

により表わされる．それゆえ前と同様にして共振周波数におけるインピーダンスの微係数を求めれば，インダクタンスに対応する等価質量

$$M=\frac{\pi D^2\rho l}{16}=\frac{M_0}{4} \tag{8.53}$$

を得る．ここに M_0 は共振子の全質量である．以上の計算は振動子の端点における値であるが，捩り振動を記述する微分方程式が縦振動と同じ形式であることより，任意の点でのインピーダンスは縦振動と同様な形に求まる．

縦振動共振子と捩り振動共振子の寸法の違いを概算する．剛性率 G はポアソン比 σ を介してヤング率と式 (8.54) の関係にあるので捩り振動共振子は縦振動

$$\sqrt{\frac{G}{E}}=\sqrt{\frac{1}{2(1+\sigma)}}\fallingdotseq 0.62 \quad (\sigma=0.3) \tag{8.54}$$

共振子に対して

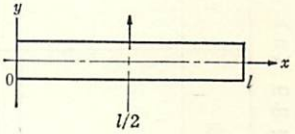
同一共振周波数の場合　$\dfrac{l_t}{l_l}=\sqrt{\dfrac{G}{E}}\fallingdotseq 0.62$ (8.55)

同一共振子長の場合　$\dfrac{f_{tm}}{f_{lm}}=\sqrt{\dfrac{G}{E}}\fallingdotseq 0.62$ (8.56)

となるから，38% 程度小型化される．

（c） 撓み振動（横振動共振子）

断面積 A なる一様切口を有する長さ l の棒の横振動の運動方程式は図 8.9 のごとく座標を考えると，式(8.57)で示される．



$$\rho\frac{\partial^2\xi}{\partial t}+ER^2\frac{\partial^4\xi}{\partial x^4}=0 \tag{8.57}$$

R は，切口と中性面との交線を軸とする切口の回転半径で

$$R^2A=\iint_S y^2dA \tag{8.58}$$

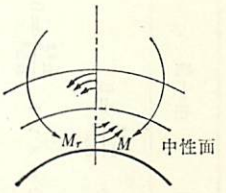


図 8.9　M（曲げモーメント）$=Mr$（応力のモーメント総和）

なる関係がある．式 (8.57) の一般解は式 (8.59) であり，境界条件によって表 8.9 (a), (b) の横振動を得る．

$$\left.\begin{aligned}&\xi=C_1\cos\frac{\alpha_m x}{l}+C_2\sin\frac{\alpha_m x}{l}+C_3\cosh\frac{\alpha_m x}{l}+C_4\sinh\frac{\alpha_m x}{l}\\&\frac{\rho\omega^2}{ER^2}\equiv\left(\frac{\alpha_m}{l}\right)^4\end{aligned}\right\} \tag{8.59}$$

表 8.9 (a) 撓み振動の規準関数

		自由—自由	固定—自由	固定—固定
境界条件	$x=0$	すべり $\frac{\alpha^2\xi}{\alpha x^2}=0$ 回転モーメント $\frac{\alpha^3\xi}{\alpha x^3}=0$	$\xi=0,\quad \frac{\alpha\xi}{\alpha x}=0$	$\xi=0,\quad \frac{\alpha\xi}{\alpha x}=0$
	$x=l$	同上	$\frac{\alpha^2\xi}{\alpha x^2}=0,\quad \frac{\alpha^3\xi}{\alpha x^3}=0$	$\xi=0,\quad \frac{\alpha\xi}{\alpha x}=0$
規準定数		$\cos\alpha_m\cdot\cosh\alpha_m=1$ $(m=0,1,2\cdots)$	$\cos\alpha_m\cdot\cosh\alpha_m=-1$ $(m=1,2,3\cdots)$	$\cos\alpha_m\cdot\cos\mathrm{h}\alpha_m=1$ $(m=1,2,3\cdots)$
	α_1	4.7300408	1.875104	自由—自由と同じ
	α_2	7.8532046	4.694091	
	α_3	10.9956078	7.854757	
	α_4	14.1371655	10.995541	
	α_5	17.2787596	14.137168	
	α_6	20.42035	17.278759	
共振周波数		$f_{bm}=\frac{{\alpha_m}^2}{2\pi l^2}\cdot R\cdot\sqrt{\frac{E}{\rho}}$	$f_{bm}=\frac{{\alpha_m}^2}{2\pi l^2}\cdot R\cdot\sqrt{\frac{E}{\rho}}$	$f_{bm}=\frac{{\alpha_m}^2}{2\pi l^2}\cdot R\cdot\sqrt{\frac{E}{\rho}}$

規準関数 $\left(X=\frac{x}{l}\right)$

	$\Xi_0=1,\ \Xi_0'=\sqrt{12}\left(X-\frac{1}{2}\right)$ $\Xi_m=\frac{1}{\sin\alpha_m-\sinh\alpha_m}u_m(X)$ ただし $u_m(X)=$ $(\sin\alpha_m-\sinh\alpha_m)$ $\times(\cos\alpha_m X+\cosh\alpha_m X)$ $-(\cos\alpha_m-\cosh\alpha_m)$ $\times(\sin\alpha_m X+\sinh\alpha_m X)$			$\Xi_m=\frac{1}{\sin\alpha_m+\sinh\alpha_m}u_m(X)$ ただし $u_m(X)=$ $(\sin\alpha_m+\sinh\alpha_m)$ $\times(\cos\alpha_m X-\cosh\alpha_m X)$ $-(\cos\alpha_m+\cosh\alpha_m)$ $\times(\sin\alpha_m X-\sinh\alpha_m X)$			$\Xi_m=\frac{1}{\sin\alpha_m-\sinh\alpha_m}u_m(X)$ $u_m(X)=$ $(\sin\alpha_m-\sinh\alpha_m)$ $\times(\cos\alpha_m X-\cosh\alpha_m X)$ $-(\cos\alpha_m-\cosh\alpha_m)$ $\times(\sin\alpha_m X-\sinh\alpha_m X)$		
y	Ξ_1	Ξ_2	Ξ_3	Ξ_1	Ξ_2	Ξ_3	Ξ_1	Ξ_2	Ξ_3
0	−2.000	2.000	2.000	0	0	0	0	0	0
.1	−1.077	0.456	−0.104	−0.033	−0.179	−0.458	−0.188	−0.457	−0.769
.2	−0.196	−0.794	−1.284	−0.127	−0.530	−1.213	−0.620	−1.311	−1.505
.3	0.544	−1.322	−0.793	−0.272	−1.014	−1.523	−1.095	−1.513	−0.867
.4	1.044	−0.959	0.687	−0.459	−1.317	−1.056	−1.454	−1.046	0.659
.5	1.220	0	1.420	−0.678	−1.376	−0.039	−1.582	0	1.403
.6	1.044	0.959	0.687	−0.921	−1.137	0.951	−1.454	1.046	0.659
.7	0.544	1.322	−0.793	−1.179	−0.611	1.318	−1.095	1.513	−0.867
.8	−0.196	0.794	−1.284	−1.449	0.135	0.793	−0.620	1.311	−1.505
.9	−1.077	−0.456	−0.104	−1.723	1.000	−0.458	−0.188	0.457	−0.769
1.0	−2.000	−2.000	2.000	−2.000	2.000	−2.000	0	0	0

表 8.9 （b） 撓み振動の節の位置

節の位置　X　$\Xi_m(X)=0$

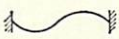
	i \ m	$m=1$	$m=2$	$m=3$	$m=4$	$m=5$
自由—自由	1	0.2242	0.1321	0.0944	0.0735	0.0601
	2	0.7758	0.5000	0.3558	0.2768	0.2265
	3	—	0.8679	0.6442	0.5000	0.4091
	4	—	—	0.9056	0.7232	0.5909
	5	—	—	—	0.9265	0.7735
	6	—	—	—	—	0.9399
	振動形					
固定—自由	1	—	0.7739	0.5001	0.3561	0.2788
	2	—	—	0.8679	0.6442	0.5000
	3	—	—	—	0.9056	0.7232
	4	—	—	—	—	0.9265
	振動形					
固定—固定	1	—	0.5000	0.3593	0.2787	0.2281
	2	—	—	0.6407	0.5000	0.4091
	3	—	—	—	0.7213	0.5909
	4	—	—	—	—	0.7719
	振動形					

表 8.10 撓み振動の特性関数

自由—自由

$$u_m(X)=\frac{\cos\frac{\beta_m}{2}\cos m\pi-\sin\frac{\beta_m}{2}}{\tan\beta_m}\left[\sqrt{2}\cos m\pi\sin\left\{\alpha_m X-\frac{\pi}{4}+(-1)^m\frac{\beta_m}{2}\right\}\right.$$

$$\left.+\sin\frac{\beta_m}{2}e^{\alpha_m X}-\cos m\pi\cos\frac{\beta_m}{2}e^{-\alpha_m X}\right]$$

ただし

$$\beta_m=\frac{2}{a}+(-1)^m\frac{4}{a^2}+\frac{34}{3a^2}+(-1)^m\frac{112}{3a^4}+\cdots,\quad a=e^{\frac{(2m+1)}{2}\pi}$$

$$\alpha_m=\frac{1}{2}(2m+1)\pi-(-1)^m\cdot\beta_m \qquad m=1,2,3\cdots$$

固定－自由

$$u_m(X)=\frac{\cos\frac{\beta_m'}{2}\cos m\pi-\sin\frac{\beta_m'}{2}}{\tan\beta_m'}\left[\sqrt{2}\cos m\pi\cos\left\{\alpha_m X+\frac{\pi}{4}+(-1)^m\frac{\beta_m'}{2}\right\}\right.$$
$$\left.+\sin\frac{\beta_m'}{2}e^{\alpha_m X}-\cos m\pi\cos\frac{\beta_m'}{2}e^{-\alpha_m X}\right]$$

ただし

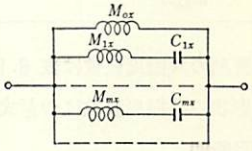
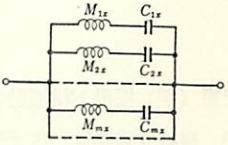
$$\beta'_{m+1}=\frac{2}{a}-(-1)^m\frac{4}{a^2}+\frac{34}{3a^2}-(-1)^m\frac{112}{3a^4}+\cdots$$

$$\beta_1'=0.3043077\qquad \alpha_m=\frac{2m-1}{2}\pi-(-1)^m\cdot\beta_m'\qquad m=1,2,3$$

固定－固定

$$u_m(X)=\frac{\cos\frac{\beta_m}{2}\cos m\pi-\sin\frac{\beta_m}{2}}{\tan\beta_m}\left[\sqrt{2}\cos m\pi\sin\left\{\alpha_m X-\frac{\pi}{4}+(-1)^m\frac{\beta_m}{2}\right\}\right.$$
$$\left.-\sin\frac{\beta_m}{2}e^{\alpha_m X}+\cos m\pi\cos\frac{\beta_m}{2}e^{-\alpha_m X}\right]$$

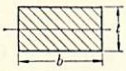
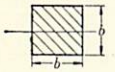
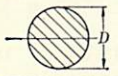
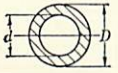
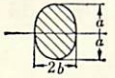
表 8.11　撓み振動の等価定数

	入力機械インピーダンスおよび等価定数	等　価　回　路
自由－自由	$\frac{1}{Z_x}=\sum_m\frac{1}{j\omega M_{mx}+\frac{1}{j\omega C_{mx}}}+\frac{1}{j\omega M_0}$ $M_{mx}=M_0\frac{(\sin\alpha_m-\sinh\alpha_m)^2}{u_m^2(X)}$ $=\frac{1}{\omega_m^2 C_{mx}},\quad \sigma_{0x}=1$	
固定－自由	$\frac{1}{Z_x}=\sum_m\frac{1}{j\omega M_{mx}+\frac{1}{j\omega C_{mx}}}$ $M_{mx}=M_0\frac{(\sin\alpha_m+\sinh\alpha_m)^2}{u_m^2(X)}$	
固定－固定	$\frac{1}{Z_x}=\sum_m\frac{1}{j\omega M_{mx}+\frac{1}{j\omega C_{mx}}}$ $M_{mx}=M_0\frac{(\sin\alpha_m-\sinh\alpha_m)^2}{u_m^2(X)}$	

$M_0=\rho Al$：棒の全質量

機械共振子の駆動インピーダンスは表 8.9（a）の基準関数から算出されるが，特性関数 $u_m(X)$ の数値計算をしばしば行なう必要が起こるので，実用上は表 8.10 の式を用いるのが便利である．表 8.11 に等価定数の計算式をあげた．

表 8.12　断面二次モーメント

断　　面	断 面 積 S	断面二次モーメント I	回 転 半 径 R
	bt	$\frac{1}{12}bt^3$	$\frac{t}{2\sqrt{3}}$
	b^2	$\frac{1}{12}b^4$	$\frac{b}{2\sqrt{3}}$
	$\frac{1}{2}bh$	$\frac{1}{36}bh^3$	$\frac{h}{3\sqrt{2}}$
	$\frac{\pi}{4}D^2$	$\frac{\pi}{64}D^4$	$\frac{D}{4}$
	$\frac{\pi}{4}(D^2-d^2)$	$\frac{\pi}{64}(D^4-d^4)$	$\frac{\sqrt{D^2+d^2}}{4}$
	πab	$\frac{\pi}{4}a^3b$	$\frac{a}{2}$

横振動の共振周波数は表 8.12 に示す断面の回転半径に比例する．実用上しばしば用いられる形状の共振周波数はつぎ式のごとくなる．

矩形断面

$$f_{bm}=\frac{{\alpha_m}^3}{4\pi\sqrt{3}}\cdot\frac{t}{l^2}\cdot\sqrt{\frac{E}{\rho}} \tag{8.60}$$

円形断面

$$f_{bm}=\frac{{\alpha_m}^2}{2\pi}\cdot\frac{D}{l^2}\cdot\sqrt{\frac{E}{\rho}} \tag{8.61}$$

ここで縦（捩）振動と横振動の共振周波数について，二，三の比較をしてみよう．

（i）　縦捩り振動は一次元的$\left(f_{l(t)}\propto\frac{1}{l}\right)$であり，横振動は二次元的$\left(f_b\propto\frac{R}{l^2}\right)$である．すなわち共振子の形状で共振周波数に関係する因子が長さだけの場合と，長さと太さ（または厚み）による場合である．しかも横振動の場合には，長さの自乗が関係するから，長さ方向の誤差の影響が縦（捩）振動の2倍となるので，高い工作精度が必要とされる．しかしR/l^2を一定とした各種寸法で同一の共振周波数が得られるので，低周波における共振子の小型化に広く活用されている．

（ii）　縦（捩）振動の場合は基本波に対する高調波の倍率が規則的な整数倍となるが，横

表 8.13　共振周波数の配列

f_m/f_1 の値		f_m/f_1	m				
			2	3	4	5	6
縦(捩)振動	自由 | 自由	m	2.0	3.0	4.0	5.0	6.0
	固定 | 固定	m	2.0	3.0	4.0	5.0	6.0
	固定 | 自由	$2m-1$	3.0	5.0	7.0	9.0	11.0
横振動	自由 | 自由	$\left(\frac{\alpha_m}{\alpha_1}\right)^2$	2.756	5.404	8.933	13.34	18.64
	固定 | 固定	$\left(\frac{\alpha_m}{\alpha_1}\right)^2$	2.756	5.404	8.933	13.34	18.64
	固定 | 自由	$\left(\frac{\alpha_m}{\alpha_1}\right)^2$	6.267	17.55	34.38	56.84	84.91

振動では整数倍とならず表 8.13 のごとき関係となる．ただしこれらの値は長さに対して充分に回転半径の小さいことが条件であり，共振子が太いか厚い場合には縦振動の場合と同様に共振周波数は低下しかつその影響は高次振動ほど大となる．この原因は縦振動の場合にはポアソン比 σ の影響であり，横振動の場合は回転慣性によるもので，この関係は一端固定，一端自由の基本振動について式 (8.62) のように表わされる．

$$\text{周波数低下率}\quad \frac{f'}{f}=1-2.3241\frac{R^2}{l^2}\equiv\varepsilon \tag{8.62}$$

表 8.12 に従って次式を得る．

$$\text{円形断面}\quad \varepsilon=1-0.145256\left(\frac{D}{l}\right)^2 \tag{8.63}$$

$$\text{矩形断面}\quad \varepsilon=1-0.193675\left(\frac{t}{l}\right)^2 \tag{8.64}$$

8.3.3　電気機械変換器

ここでは結合係数，適用周波数の点で，機械沪波器に実用性のある電歪型および磁歪型について述べる．諸外国における機械沪波器用変換器は磁歪型にほとんど限定されているが，

これは外国において機械沪波器が実用化された初期の時代には，安定度の高い電歪型変換器が得られなかったためと思われるが，近年内外で $Pb(Zr\ 0.53,\ Ti\ 0.47)O_3$ なる組成の高安定度電歪材料が研究開発されたので，アメリカにおいても Mason らが電歪型機械沪波器の研究発表を行なっている．

磁歪型変換器は，安定度は高いが結合係数が小さいため，沪波器の挿入損失が多い欠点があったが，最近ニッケル系合金にかわり磁歪フェライトを使用して改善が試みられている．

一方，国内では電歪型変換器の研究が盛んで，機械沪波器の市販品から研究用にいたるまで広く使用されている．

これは磁歪型のようなバイアス磁石を必要とせず，構造がいちじるしく単純であることと，結合係数が大きいために挿入損失がきわめて少ない点にあり，さらに $BaTiO_3$ 系磁器にかわって PZT 磁器を電歪素子として採用して以来，表 8.14 に示すごとく温度に対する安定度が飛躍的に向上したことによる．

表 8.14　チタン酸バリウムおよび PZT の定数比較

	$BaTiO_3$-$CaTiO_3$ 系	$PbZrO_3$-$PbTiO_3$ 系
温度係数	6×10^{-5}/°C	$1\sim2\times10^{-5}$/°C
Q	600	850
結合係数 k_p	0.15～0.20	0.30～0.55
動作温度	−30～+85°C	−60～+150°C

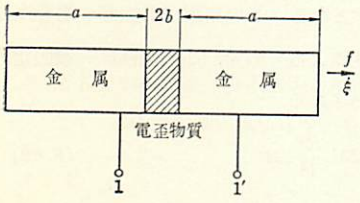


図 8.10　ランジュバン型電気機械変換器

(1) 電歪型変換器（ランジュバン型縦振動変換器）

ランジュバン型変換器は金属の中間に電歪物質をサンドイッチ式に挟んだ構造（図8.10）で，電歪振動子としての総合特性で与えられるため，電歪物質単体に比べ Q および周波数温度係数が改善される．すなわち温度係数の相反する金属と電歪物質を用いて b/a を適当に選べば温度補償が可能であるが，材料温度係数および金属との接着層のバラツキによって品質の均一化が困難のようである．

電歪型変換器は片面負荷で動作せしめるとき，その等価回路は図 8.11 で示される．

A は次元変換器の力係数とよばれ，これは機械端子を制動させ電気端子に単位電圧を加えたときに機械端子に現われる力を表わす．つぎに両端自由で振動させた場合，機械的自由端は等価回路で短絡端に対応するから図 8.12 の等価回路が得られる．

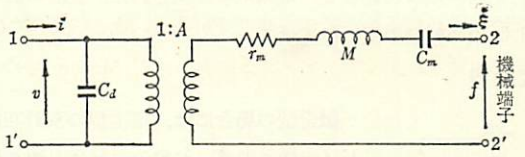


図 8.11　電歪型電気機械変換器の等価回路

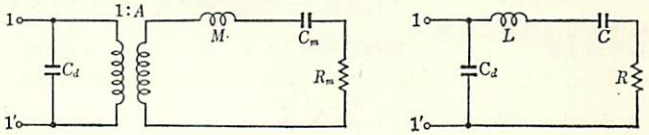


図 8.12　電歪型電気機械変換定数の電気端子側への変換

ここで力係数Aは電気・機械インピーダンス変成比として

$$A^2=\frac{R_m}{R}=\frac{M}{L}=\frac{C}{C_m} \tag{8.65}$$

の関係にあるから等価定数の測定により求められるが，$Q(r_m, R)$ の測定に誤差が大きいため測定条件の安定な共振，反共振周波数を求めて次式よりAを算出する方法がある．

$$A^2=8\pi^2 MC_d(f_a-f_r)\cdot f_r \tag{8.66}$$

f_a：反共振周波数

f_r：共振周波数

変換器の等価質量 M は全質量 M_0 の 1/2 として取扱ってあるが，実際には図8.10のごとく中心部（歪応力最大）に弾性定数の異なる物質が存在するため，関係式を

$$M=\frac{M_0}{2}\cdot\sigma_m \tag{8.67}$$

とおけば，等価質量係数 σ_m は

$$\left.\begin{aligned}\sigma_m&=1+\frac{\beta}{\alpha+q\beta}\cdot\frac{1-q^2}{q}\sin^2\left(\frac{\pi}{2}\alpha\right)\\ q&=\frac{Z_{01}}{Z_{02}}=\frac{\rho_1 V_1 A_1}{\rho_2 V_2 A_2}\\ a&=\alpha\frac{\lambda_{02}}{4}\quad b=\beta\frac{\lambda_{01}}{4}\end{aligned}\right\} \tag{8.68}$$

となる．棒が均一な形状組成の場合には $q=1$ となり，$\sigma_m=1$ で等価質量は全重量の 1/2 となる．

以上で変換器の力係数が求められると，電気系に変換された沪波器の終端インピーダンスが得られるが，8.3.6 項の整合の項に後述する．

（2） 磁歪型変換器

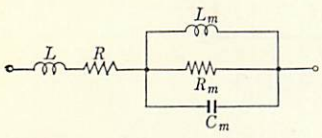


図 8·13　磁歪型電気機械変換器の等価定数

磁歪型の場合には，電歪型の双対回路を考えればまったく同様の取扱いが可能である．磁歪変換器を両端自由で動作させた場合の等価回路は図 8.13 で表わされる．L は振動子が共振状態でない場合のインダクタンスで，機械的等価インダクタンス L_m との比を

$$K=\sqrt{\frac{L_m}{L}} \tag{8.69}$$

とすると K は磁歪振動子における電気機械結合係数を表わし，磁歪材料の特性によって左右される．すなわち磁歪活性度 $K\Gamma^2$（K·交番磁化率，Γ 磁歪率）に対して

$$K=\sqrt{\frac{K\Gamma^2}{E}} \tag{8.70}$$

となる．最近では渦流損失を減らし交換能率を向上する目的にフェライトの材料が用いられるようになったが，フェライトの材料定数から K を換算すると $K\geqq 0.27$ となり，フェライト材料研究の目標となっている．結合変数の測定値は振動子の共振，反共振周波数 f_r, f_a を測定すれば，次式によって与えられる．

$$K^2=\frac{(f_r+f_a)(f_r-f_a)}{{f_a}^2}=\left(\frac{f_r}{f_a}\right)^2-1 \tag{8.71}$$

K が小さく $f_a\approx f_r$ の場合には

$$K=\sqrt{\frac{2(f_r-f_a)}{f_a}} \tag{8.72}$$

でよい．力係数 A は

$$A=8\pi nSK\Gamma \tag{8.73}$$

ただし　　n：駆動コイルの単位長あたりの巻回数

　　S：変換器の断面積

で与えられこれから，同様にして機械沪波器の終端インピーダンスが求め得る（8.3.6 項参照）．

8·3·4 基本回路の設計

8.3.3 項において，機械振動系および電気機械変換器の等価回路の決定法について述べた．

これによれば機械沪波器の設計は図 8.14 の基本回路の設計に帰着される．基本回路より機械的構造を求めるには，基本回路を適当に

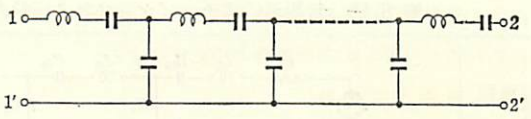


図 8.14　基本回路

実現しやすいインピーダンスレベルに変換し，しかる後 8.3.3 項の等価回路に従ってこれを結合子と共振子に分解すればよい．

基本回路の設計は，一般には周波数零の次数 1，無限周波数の次数 $2n-1$(n：セクション数）の動作伝達係数および特性関数より縦続行列を求め，これより縦続合成を行なえばよい（6 章参照）．このさい注意を要することは，機械沪波器は一般に狭帯域であるため計算桁落ちが大きいことで，1 セクションにつき 2 桁～3 桁程度の計算桁落ちを伴う．したがって一般に 10 セクション以上の場合の計算は相当困難である．その場合には周波数平面の負周波数軸上の根を除外して正リアクタンス縦続行列をつくり，これよりインダクタンスと虚抵抗で構成される等価回路を導くことはきわめて有効である．この手法は機械沪波器の外部測定による等価回路決定の手法にも応用できるため，8.6.2 項で詳細に述べたので参照願いたい．

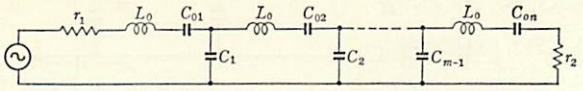
これより簡易な手法としては，高橋の方法（低域沪波器）を基礎として，縦続合成によらずに素子値を直接計算出する近似的（狭帯域近似）な方法がある．この方法は低域沪波器を基礎としているため通過域の形状がほぼ中心対称な場合に制限されるのであるが，とくに通過域の形状を非対称とする必要が起こってくるのはまれであるから，実用上きわめて有効な手段である．

表 8.15 に通過域チェビシェフおよび最大平坦特性についての設計公式をあげた．この他でも規準低域沪波器の素子値を知る場合には同じ手法により変換できる．

影像パラメータによる設計は，あらかじめ動作減衰量を正確に見積れないことが欠点であるが，機械沪波器の設計においては①設計がきわめて簡易であること，②機械振動系の各区間の構造をまったく同一にできること，の二つの理由で有用である．一般に通過域における影像減衰量と動作減衰量との差異は区間数に伴って増大するから，この設計方法の場合は数区間（5～7区間）程度以下の次数の場合にとどめる必要がある．これの影像インピーダンスの設計公式を表 8.16 (a) に，同表 (b) に示した．なおこの場合の終端インピーダンスは一般に中心（ノミナル）インピーダンスが最適とはかぎらないから，その付近でもっとも特性がよくなるインピーダンスを選ぶことは効果がある．

表 8.15　無極通過式チェビシェフおよび最大平坦特性の設計公式

回路型式



規　約

$$C_0^{-1}=C_{i-1}^{-1}+C_{0i}^{-1}+C_i^{-1} \qquad \frac{1}{M_0C_0}=\omega_0^2 \qquad k_i=\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\frac{C_0}{C_i}$$

$$\xi=\left(\frac{\alpha+1}{\alpha-1}\right)^{1/2n}-\left(\frac{\alpha-1}{\alpha+1}\right)^{1/2n} \qquad b_i=\xi^2+4\sin^2\frac{i\pi}{n}$$

$$d_i=4\cos^2\frac{i\pi}{2n}\left\{\xi^2+4\sin^2\frac{i\pi}{2n}\right\} \qquad \delta=\sqrt{\alpha^2-1}：\text{偏差定数},\ \alpha：\text{許容振幅比}$$

	最大平坦特性	チェビシェフ特性
$r_1=r_2=r$	$L_0=\dfrac{\delta^{1/n}\sin\dfrac{\pi}{2n}}{\pi\Delta f}r$ $k_i^2=\dfrac{1}{4\delta^{2/n}\sin\left(\dfrac{2i-1}{2n}\pi\right)\sin\left(\dfrac{2i+1}{2n}\pi\right)}$	$L_0=\dfrac{2\sin\dfrac{\pi}{2n}}{\xi\pi\Delta f}r$ $k_i^2=\dfrac{b_i}{16\sin\left(\dfrac{2i-1}{2n}\pi\right)\sin\left(\dfrac{2i+1}{2n}\pi\right)}$
$r_1=r$ $r_2=\infty$	$L_0=\dfrac{\delta^{1/n}\sin\dfrac{\pi}{2n}}{2\pi\Delta f}r$ $k_i^2=\dfrac{\cos^2\dfrac{i}{2n}\pi}{\delta^{2/n}\sin\left(\dfrac{2i-1}{2n}\pi\right)\sin\left(\dfrac{2i+1}{2n}\pi\right)}$	$L_0=\dfrac{\sin\dfrac{\pi}{2n}}{\xi\pi\Delta f}r$ $k_i^2=\dfrac{di}{16\sin\left(\dfrac{2i-1}{2n}\pi\right)\sin\left(\dfrac{2i+1}{2n}\pi\right)}$

表 8.16 （a） 影像インピーダンス

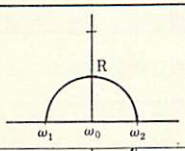
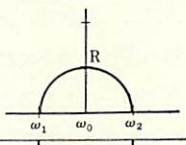
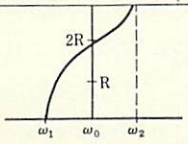
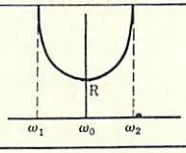
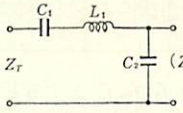
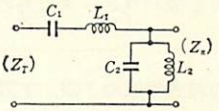
	三素子型	定 K 型
Z_T		
Z_π		

表 8.16 （b） 影像パラメータ設計

		三素子型回路	定K型回路	
回路				
関係式	L_1	$\dfrac{R}{2\pi\cdot\Delta f}$	$\dfrac{R}{2\pi\cdot\Delta f}$	$R^2=\dfrac{L_2}{C_1}=\dfrac{L_1}{C_2}$
	L_2		$\dfrac{\Delta f\cdot R}{2\pi\cdot f_0^2}$	
	C_1	$\dfrac{\Delta f}{2\pi\cdot f_1^2\cdot R}$	$\dfrac{\Delta f}{2\pi\cdot f_0^2\cdot R}=\dfrac{L_2}{R^2}$	
	C_2	$※=\dfrac{1}{2\pi(f_1+f_2)R}$	$\dfrac{1}{2\pi\cdot\Delta f\cdot R}=\dfrac{L_1}{R^2}$	
比帯域		$B=\dfrac{\Delta f}{f_0}=\dfrac{1}{2}\dfrac{C_1}{C_2}$	$B=\dfrac{\Delta f}{f_0}=\sqrt{\dfrac{C_1}{C_2}}$	
共振周波数		$f_1=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}$, $f_2=\dfrac{1}{2\pi}\sqrt{\dfrac{1}{L}\left(\dfrac{1}{C_1}+\dfrac{1}{C_2}\right)}$	$f_0=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}$	
Z_T		$\dfrac{L_1}{j\omega}\sqrt{(\omega_1^2-\omega^2)(\omega_2^2-\omega^2)}$ $=\dfrac{R\sqrt{(f_1^2-f^2)(f_2^2-f_1^2)}}{j\cdot f\cdot\Delta f}$	同　　左	
Z_π		$\dfrac{1}{j\omega C_2}\cdot\sqrt{\dfrac{\omega_1^2-\omega^2}{\omega_2^2-\omega^2}}$ $=\dfrac{(f_1+f_2)R}{jf}\sqrt{\dfrac{f_1^2-f^2}{f_2^2-f^2}}$	$j\omega\omega_0^2L_2\sqrt{\dfrac{1}{(\omega_1^2-\omega^2)(\omega_2^2-\omega^2)}}$ $=\dfrac{jf\cdot\Delta f\cdot R}{\sqrt{(f_1^2-f^2)(f_2^2-f^2)}}$	
$Z_T(f_0)$		R	R	
$Z_\pi(f_0)$		$\dfrac{f_1+f_2}{f_2}\cdot R\fallingdotseq 2R$	R	
$\tanh\dfrac{\theta}{2}$		$\sqrt{\dfrac{f_1^2-f^2}{f_2^2-f^2}}$	$\dfrac{f_0^2-f^2}{\sqrt{(f_1^2-f^2)(f_2^2-f^2)}}$	

※　$C_2=\dfrac{C_1}{(f_2/f_1)^2-1}$

8.3.5 影像パラメータの場合の共振子共振周波数

前述のごとく一般に機械振動系の設計は図 8.14 の基本回路を結合子および共振子に分解

すればよいのであるが，基本回路設計が影像パラメータによるときは結合子長を決定すれば共振子共振周波数を容易に見積ることができ，実用上便利であるのでこの方法を以下に説明する．なお影像パラメータ以外の設計についてもこの方法によって，めやすを与えることができる．

沪波器の通過帯域の下限，上限および中心周波数を f_1, f_2, f_0 とすると

$$f_0=\sqrt{f_1\cdot f_2} \tag{8.74}$$

なる関係がある．一方，機械共振子の共振周波数を f_R とすると

$$f_R=\frac{1}{2\pi\sqrt{M_RC_R}} \tag{8.75}$$

で表わされるが，縦振動結合子の付加効果を考慮した図 8.15 の基本区間および表 8.18 より機械共振周波数と帯域沪波器の中心周波数との関係式 (8.76) が得られる．

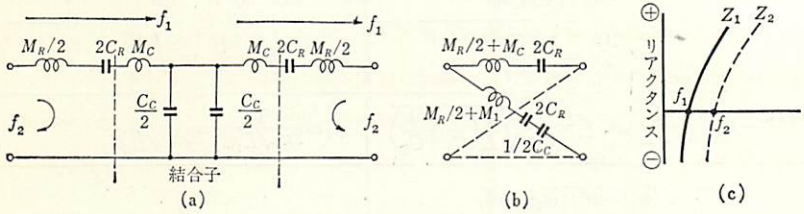


図 8.15　素子の共振周波数と遮断周波数との関係

$$\frac{f_R}{f_0}=1+\frac{B}{2}\left\{2\sin\left(\frac{\pi}{n}\right)-1\right\}\quad\text{ここに}\quad n=\frac{v\pi}{\omega_0 l} \tag{8.76}$$

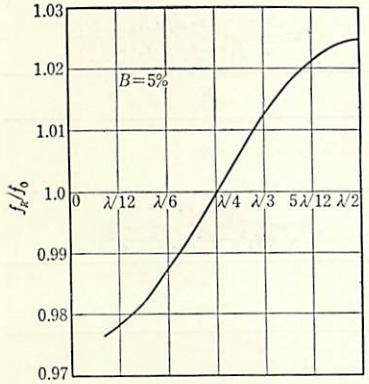


図 8.16　共振子の共振周波数(その１)

この式から f_R は結合子長の関数であることが判明するがこの関係を図示すると図 8.16 のごとく $\lambda/4$ 結合子の場合は $f_R=f_0$，$0<l_c<\lambda/4$ では $f_R<f_0$ また $\lambda/4<l_c<\lambda/2$ では $f_0<f_R$ となる．$\lambda/4$ 結合子はインピーダンス変換作用があるため沪波器等価回路は定K型で表示され，共振周波数は中心周波数となる．

図 8.17 は比帯域幅 5%の場合について通過帯域幅(f_2-f_1)に対する共振周波数の位置(f_R-f_1)の関係を図示したもので，図 8.16 同様共振子の調整周波数と結合子長の関係を見出すのに便利である．

8.3.6 整　　合

機械沪波器の公称インピーダンスの整合方法としては，機械的に行なう方法と電気的に行なう方法とがある．いずれも機械的入出力端における不整合に起因する弾性振動の反射を吸収して通過域特性を改善するのが目的であり，前者にはピスコロイドなどの粘弾性物質自身によるものと弾性物質との組合わせによるものとがあるが，定量的な取扱いが困難なうえに安定性に乏しいため特殊な用途以外にはあまり実用化されていない．後者は機械抵抗に吸収せしめるべきエネルギを電気機械変換器によって電気エネルギに変換し，これを電気的な終端抵抗に吸収させるもので，この場合には変換器の解析によりインピーダンスの定量化が容易であり，電気抵抗によって精密な終端調整が可能であるなど多くの利点を有する．現在実用化されているのはこの電気的終端であるから，以下本法の電歪型，磁歪型について述べる．

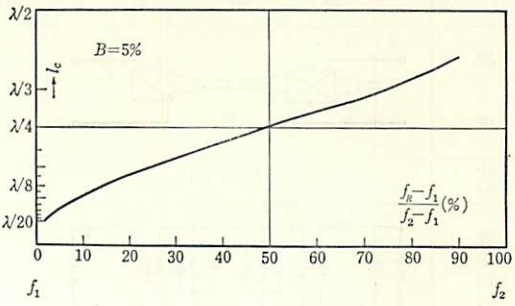


図 8.17　共振子の共振周波数（その２）

電気的終端法には変換器の有する制動容量 C_d あるいは制動インダクタンス L_d の取り扱い方によってつぎの３種類に大別される．

(1) 共 役 整 合

表 8.17 のごとく電歪型の場合には制動容量 C_d に並列にインダクタンス L_0 を挿入し，磁歪型の場合には制動インダクタンス L_d に直列あるいは並列に容量 C_0 を挿入し，これらの共振（反共振）回路を中心周波数に同調させて終端抵抗に比してこれを省略し，線輪と変換器の損失のみを考慮して終端させる近似的な設計法である．

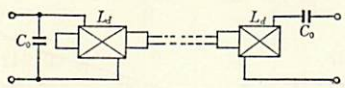
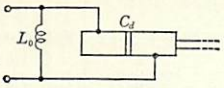
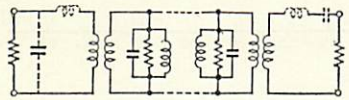
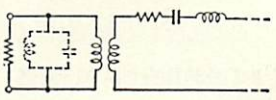
この場合，両端交換器は 1/2 区間を形成するため，変換器のインピーダンス（質量）を中央共振子の 1/2 に設計する必要がある．また同調をとる場合付加素子によって L_d, C_d を増大せしめると結合係数 k が低下し通過域両端部において終端不能となる．共役整合の場合には比帯域幅 B に対して式 (8.77) を満足する範囲で終端しなければならない．

$$k \geqq B \tag{8.77}$$

(2) 三素子型構成

制動容量あるいは制動インダクタンス単体もしくは同種のリアクタンスの補正によって沪

表 8.17　機械沪波器の整合

	磁　歪　型	電　歪　型
構成		
共振	$\omega_0^2 L_d C_0 = 1$	$\omega_0^2 L_0 C_d = 1$
等価回路		
インピーダンス	$Z_{0R} = 2\,Z_{0T}$	

波器端末回路を三素子型構成とするもので，この場合には終端電気素子が沪波器素子として設計活用される．変換器の制動リアクタンスが回路定数以下の値でなければならない条件から，本構成では交換器の結合係数は次式を満足しなければならない．

$$k \geqq \sqrt{B} \qquad (8.78)$$

また本構成では，変換器のインピーダンスを共振子と同一に設計することが必要である．

表 8.18　電気機械変換器の等価定数

	電　歪　型	磁　歪　型
R_E	$\dfrac{r_0}{A_2}\times 9\times 10^{11}$ (Ω)※	$\dfrac{A^2}{r_0}\times 10^{-9}$ (Ω)
L_0	$\dfrac{\Delta\omega \cdot R_E}{\omega_0^2}$ (H)	$\dfrac{R_E}{\Delta\omega}$ (H)
C_0	$\dfrac{1}{\Delta\omega \cdot R_E}$ (F)	$\dfrac{\Delta\omega}{\omega_0^2 \cdot R_E}$ (F)

※ r_0 は機械沪波器の公称抵抗値で，結合子の特性インピーダンスに等しい．

(3) 定 K 型 構 成

三素子型構成と同様に制動リアクタンスを含めて終端電気素子を沪波器素子として回路設計するもので，端末を定K型回路に構成する．(1)の共役整合を近似設計法と称したのに対して (2) および (3)を正規設計法とも称している．電気素子は表 8.18 の設計式による．この場合も (2) と同様結合係数は式 (8.79) を満足しなければならない．

$$k \geqq \frac{B}{\sqrt{2}} \qquad (8.79)$$

表 8.19 は比帯域 1～10% に対して必要な結合係数の最少値を示すもので，電気素子の補正を考慮してこの値よりできるだけ大きな結合係数が好ましい．本構成では，両端の電気素子で1区間分の減衰量が増加し，近似設計に比較して機械共振子を1本追加したことになるが，Q安定度の点では機械共振子1本分の特性はあまり期待できず，むしろ帯域外におけ

表 8.19　結合係数と通過比帯域幅の関係

$B(\%)$	k_{min}		$B(\%)$	k_{min}	
	三素子型	定 K 型		三素子型	定 K 型
1	0.10	0.007	6	0.24	0.042
2	0.14	0.014	7	0.26	0.049
3	0.17	0.021	8	0.28	0.056
4	0.20	0.028	9	0.30	0.063
5	0.22	0.035	10	0.31	0.070

るスプリアス特性の抑圧効果が考えられる.

8.4 材　　料

8.4.1 選 択 の 条 件

機械沪波器用振動子材料の良さは，つぎの条件により決定される.

（1） 周波数温度係数

沪波器特性の安定度を直接決定するものであるからできるかぎり小さな値が好ましく，機械沪波器のように高選択特性の場合には $5\sim1\times10^{-5}$/℃，さらに狭帯域用の場合には $5\sim3\times10^{-6}$/℃ 以下の値が要求される．温度係数の一般的な表示は 1℃ あたりの周波数変化率で行ない 10^{-6}(ppm) を単位とする．一例をあげると −20℃ から +60℃ の温度範囲で 100 kc の共振周波数温度変動を ±40 c/s 以下に希望する場合，これを満足する材料温度係数は

$$k_f \leqq \frac{\Delta f}{f}\cdot\frac{1}{\Delta T}=10\times10^{-6}=10\ \text{ppm/℃} \qquad (8.80)$$

でなければならない．かかる共振周波数の温度依存性には二つの要因が考えられる．一つは振動子の寸法変化による周波数変動であり，振動姿態によって影響の度合が異なる．他の要因は弾性定数の変化によるもので，これも振動姿態によりヤング率または剛性率の支配で相違がある．前者は線膨張係数を一定にすることが必要であるが，この点に関しては在来他の目的からすぐれた材料があり，一般的にいって後者のほうが影響が大きくかつ制御が困難である.

実際の共振周波数温度係数は，このように弾性定数と膨張係数の総合された影響によるもので，この総合効果を剛性係数(coefficient of stiffness)あるいは熱弾性係数(thermoelastic coefficient) と称する．表 8.20 に一般金属の弾性定数とその温度係数を示す.

（2） 機 械 的 Q

表 8.20 金属材料の剛性温度係数

材　　料	剛性の平均温度係数 (−50～+50°C) (ppm/°C)	弾 性 係 数 (kg/mm²)
Ni-Span C	0	19,000
C鋼 (0.90% C)	−252	21,000
ステンレス鋼 (17% Cr-Fe)	−254	20,000
合金鋼 (3.5% Ni)	−259	21,000
モネル	−284	17,500
Be-Cu	−335	13,000
18% 洋銀	−335	13,500
リン青銅 (Grade A)	−364	11,000
黄銅 (73% Cu 27% Zn)	−371	10,000
ステンレス鋼 (18-8)	−391	18,500
ジュラルミン (ST)	−560	7,000
アンバー (36% Ni 鋼)	+482	14,700

(Bureau of Standards Research Paper # 531)

機械共振子が好んで沪波器素子に用いられるのは，安定度が高く小型であること以外にQの高いことがあげられる．Qの高い素子を用いた場合，急峻な減衰特性および定損失の少ない沪波器が構成できる．電気部品による共振子では一般に 100～500 程度のQであるから高選択性能には限界があり，機械共振子には少なくとも 2,000 以上のQが期待される．

表 8.21 に各種材料のQの例を示す．

表 8.21 機械振動におけるQの比較

Material	Q	Material	Q
Aluminum	4,000	Molybdenum	1,700
Armco Iron	850	Monel (K)	3,300
Beryllium Copper	4,000	Nickel	450
Brass (Hard)	2,500	Ni-Span C	9,000
Brass (Soft)	2,000	Phosphor Bronze	2,000
Copper	1,700	Silver Solder (BT)	900
Dural	8,000	Solder (50-50)	72
Ferrite	1,250	Cold Rolled Steel	1,100
Invar	5,000	Drill Rod Steel	900
Kovar	3,500	Stainless Steel	1,500

(3) そ　の　他

機械沪波器は同一形状の機械共振子を多数使用することから，製造上さらにつぎの諸点を

考慮しなければならない.

(i) 加工性

(ii) 均一性

(iii) 経済性

加工性は個々の共振子の機械工作が容易であると同時に，組立型の場合には切出型の場合のように完全な組立が材料的に可能でなければならない．また素材の弾性定数のバラツキは素材ごとに設計の修正を必要とするため，とくに同一ロット内においては均一性の管理が重要である．つぎに経済性であるが，機械沪波器は他種の沪波器に比べて加工，組立，調整に多大の費用を必要とするため，材料価格が低くかつ入手が容易でなければならない.

8.4.2 恒弾性率材料

前項に述べた共振子用材料の必要条件の中でもっとも困難な問題は共振周波数温度係数k_fの管理であり，弾性率の温度依存性の少ない恒弾性率材料には金属(一般にニッケル系合金)によるものと非金属材料とがある.

(1) 合　　金

現在市販されている代表的なものには，つぎの2種類がある.

(a) エリバー

エリバーは十数年前フランスにおいて開発された Ni, Fe, Cr を主成分とする恒弾性率合金であり，図 8.18 のごとく Ni の成分比が 34% のところで弾性定数の温度係数は最高の正の値を示し，このピークは比較的に平らな部分があるので安定な成分範囲が得られるが，温度係数の絶対値が大きいため Cr を添加してこのピークの値をゼロ近くに調整するものであり，平均 ±10 ppm/°C 程度の温度係数が得られている.

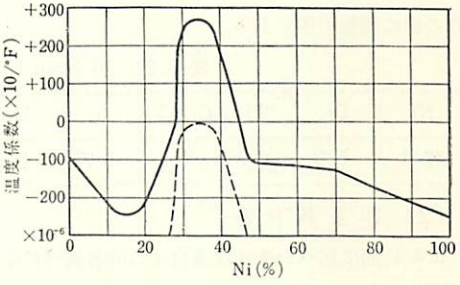


図 8.18 Fe, Ni の配合比率に伴う温度係数の変化

(b) Ni-Span C

この合金はアメリカの The H. A. Wilson Company の開発した Ni-Cr-Fe-Ti 合金で，熱処理により高度の機械的性質が得られると同時に熱弾性係数をゼロ近くの任意の値に調整し得る特徴がある.

前に述べたエリンバーあるいはバイブラロイのごときいわゆるエリンバー型合金では，化学的組成の成分比によって温度係数を制御し，熱処理の目的は焼なましによる加工ひずみの除去のみであるから，溶解合金作業ごとに熱弾性係数のバラつく可能性がある．Ni-Span C はさらに合金元素 Ti を添加することによって全系が析出または時効硬化により熱処理可能材となる点がすぐれている．すなわちこの熱処理により Ni-Span C の強さと硬さが増すのみならずこの合金系で得られる Ni と Ti の量も変化し図 8.19 に示すごとくこの変化は熱弾性係数を変化させるので，この効果を利用して熱弾性係数の調整が可能である．

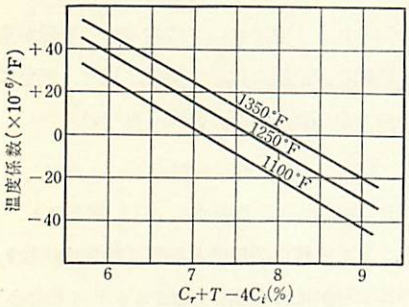


図 8.19　熱処理温度と温度係数の関係（Ni-Span C）

Ni-Span C の標準成分は各種合金元素の及ぼす影響を充分考慮して成分比率を調整し，工程中に入る少量の他元素を含めて表 8.22 のごとくである．

時硬性材料は二段階の熱処理が必要であり，第一段階（溶体化処理）は製造元で行ない，第二段階（時効硬化熱処理）は製造元でも需要者側でもすべて成型加工終了後に行ない得る．この処理は図 8.19 によって選定された適当な温度である一定時間加熱した後徐冷するもので，Ni-Span C の機械的特性およびヒステリシス特性は向上し，温度係数はゼロ近くの任意の値に調整可能である．

表 8.22　Ni-Span C の標準成分（%）

Ni	Cr	Ti	Cr+Ti	C	Mn	Si	Al	S	P	Fe
42.0	5.2	2.3	7.5	0.03	0.4	0.4	0.4	<0.04	<0.04	残

（2）非 金 属 材 料

8.4.1 節に述べた条件に適合する非金属材料には，水晶，コーニンググラス，あるいは酸化ベリリウム，リシアなどの磁器があげられる．水晶は CM (Crystal Mechanical) filter として実用化されており，安定度の点では水晶振動子個有の値に匹敵する．また磁器は伝播速度がきわめて大きい点から高周波用に有効であるほか，成型焼結体であることを利用して複雑な機械振動系の製造に役立つ．

8.5 工作精度と伝達特性

沪波器の伝達特性を劣化せしめる製造偏差には

(i) 共振子の共振周波数偏差

(ii) 共振子のインピーダンス偏差

(iii) 結合インピーダンス偏差

などが考えられる．機械沪波器の場合には，これらの偏差は材料定数のバラツキと工作精度によって支配されるが，問題が複雑となるので前者は一応除外して考える．というのは，材料のバラツキはロットごとには大きくても，ここで取扱う一沪波器用材料としては無視し得るほど小さいもので，またこれに起因する(i)項の偏差は周波数調整によって補正され，(ii)，(iii)項の偏差は切出型については工作精度で決定されるからである．ここで対象とする沪波器の模型を丸棒型の縦振動機械沪波器とすると，各偏差は共振子および結合子の長さ方向と径方向の工作精度によって規定されることになる．これら工作精度の伝送特性に及ぼす影響は文献に定量的な解析が行なわれているので，ここにその結果を要約して引用する．

(i) 共振子と結合子の長さおよび径方向の寸法誤差による共振インミタンスの変動は，共振子の長さ方向の誤差の影響がもっとも大きい．

(ii) 共振子の長さ方向に同一量の寸法誤差がある場合は，機械振動系の中央部に近い共振子ほど振幅特性の劣化に対する影響が大きい．とくに共振子の数が奇数の場合は真中の共振子，偶数の場合には中央部の2本の共振子が問題である．

(iii) ゆえに変換器の共振周波数を綿密に調整するよりも，中央部機械系の工作精度を高めたほうが振幅特性改善には有効である．

8.6 測　定　法

機械沪波器用素子の調整試験では，個々の機械素子が電気端子をもたないため，共振周波数の検出および等価定数の測定に特別の方法が講じられる．

8.6.1 共振周波数の検出

共振周波数の検出には機械沪波器用変換器と同種のものが考えられるが，とくに測定系が共振子に与える影響を極力少なくするために共振子を間接的に駆動抽出する方法が好ましい．

この種のものでは，磁歪ブリッジによるものと静電駆動によるものがある．前者はニッケル系合金の磁歪効果を利用したもので図 8·20 に示すごとくブリッジのアームに試験用コイル L_1 と平衡用コイル L_2 を配し，試料を L_1 中に挿入しバイアスを与えた状態で R によりブリッジの平衡をとる．

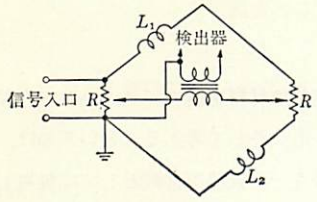


図 8·20　磁歪ブリッジによる共振周波数の検出

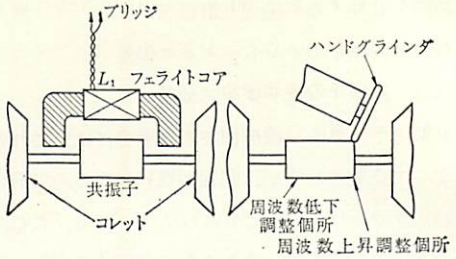


図 8·21　共振周波数の検出および調整

ここで入力周波数を変化させ試料が共振を起こすと，L_1 の抵抗分の急激な変化によりブリッジの平衡がくずれ共振出力が得られる．図 8·21 は共振周波数測定および調整の具体例を示す．

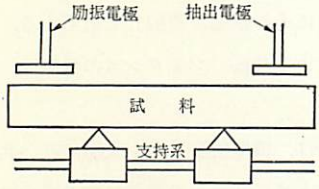


図 8·22　静電駆動による共振周波数の検出

つぎに静電駆動法は，安藤電気 K.K 製弾性定数測定器に用いられている．この測定器は矩形断面の棒状試料の横振動を 500 c/s～10 kc の範囲で測定するもので，静電駆動法によるため磁性体にかぎらずすべての金属の定数測定可能な点に特徴がある．その原理図を図 8·22 に示した．

8·6·2　外部測定による等価回路の決定

機械沪波器の研究においてしばしば遭遇する困難な問題は，試作された機械沪波器の等価回路が設計とどの区間でどれだけ異なっているかがわからない点である．そこで本節では外部測定によって機械沪波器の等価回路を決定する手法について説明する．

機械沪波器を，2 端子対を有する暗箱とみなすとき，もし暗箱の中が無損失とみなし得るならば，出力端子を開放短絡した場合の入力端子よりみたインピーダンス Z_{1f}, Z_{1s} および減衰極を知れば，出力端子のインピーダンスレベルを除いてこの回路の外部的振舞は完全に規定される．さらに Z_{1f}, Z_{1s} より縦続行列をつくりこれから縦続合成を行なえばその等価回路を決定することができる．一般に機械沪波器の減衰極は零周波数および無限周波数にあ

ると考えてよいから，この場合には Z_{1f}, Z_{1s} より等価回路を決定できる．

この計算を行なう場合に，前述の誘導と容量による等価回路に導くこともできるが，一般に機械沪波器は狭帯域のため縦続合成のさいの計算桁落ちが大きい．一例をあげれば，比帯域幅 5% 程度の場合には1区間あたり3桁程度の桁落ちを生じ，10 区間の機械沪波器の等価回路を計算するには 30 桁以上の計算桁を必要とする．これを防ぐためには，虚抵抗を用いた等価回路を用いることがきわめて有効である．まずこれを説明する．

（1） 共振子の等価回路

駆動，抽出点における拘束条件が強くない場合には，共振子の4端子定数は次式で表わされる．

$$\begin{pmatrix} 1 & Z_0 \tanh \dfrac{l}{v} p \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{8.81}$$

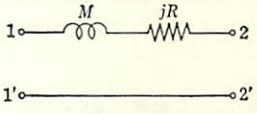
ただし　Z_0：特性インピーダンス　　v：弾性波伝播速度　　l：共振子長　　$p : jw$

である．

これを共振周波数（$p_m = jm\pi v/l$）の近傍でテーラー展開し，第2項までをとれば次式を得る．

$$\begin{pmatrix} 1 & Mp+jR \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{8.82}$$

ここに $M = Z_0 l/v, R = -Z_0 m\pi$ で，誘導と虚抵抗との直列回路により表現し得る（図 8.23）．Mは質量の元を有する定数で，L, C の直列回路で表現した等価質量の2倍になっている．



$M = \dfrac{Z_0 l}{v}$, $R = -Z_0 m\pi$

図 8.23　共振子の等価回路

（2） 結合子の等価回路

前述のごとく2階の微分方程式で記述される結合子の4端子定数は，次式で表わされる．

$$\begin{pmatrix} \cosh \dfrac{l}{v} P & Z_0 \sinh \dfrac{l}{v} P \\ \dfrac{1}{Z_0} \sinh \dfrac{l}{v} P & \cosh \dfrac{l}{v} P \end{pmatrix} \tag{8.83}$$

ただし　Z_0：特性インピーダンス，　l：結合子長，　v：弾性波伝播速度である．

この4端子定数を考慮する周波数範囲で一定とおくならば，式 (8.84) で表わされる定移相回路として扱うことができる（図 8.24（a））．

$$\begin{pmatrix} \alpha_0 & jZ_0\sqrt{1-\alpha_0^2} \\ j\dfrac{1}{Z_0}\sqrt{1-\alpha_0^2} & \alpha_0 \end{pmatrix} \tag{8.84}$$

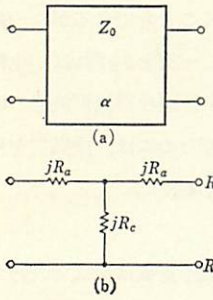


図 8.24　結合子の等価回路

$$\left.\begin{aligned}&\alpha_0=\cosh\frac{lp_0}{v}\\&p_0=j2\pi f_0\quad f_0：\text{考慮する周波数の中心}\end{aligned}\right\}\quad(8.85)$$

あるいはこれをT型回路に書けば，各アームは虚抵抗により表現される（図 8.24（b））．ここに

$$R_c=\frac{Z_0}{\sqrt{1-\alpha_0{}^2}}\qquad(8.86)$$

$$R_a=R_c=(\alpha-1)\qquad(8.87)$$

である．

外部測定より等価回路を決定する実際の計算は，つぎのとおり行なえばよい．

（a）縦続行列のつくり方

機械沪波器の入力電気回路からの測定により，縦続行列を決定するにはつぎの式によればよい．

$$L=\begin{pmatrix}A(\lambda) & B(\lambda)\\ C(\lambda) & D(\lambda)\end{pmatrix}=\begin{bmatrix}\prod_\nu(\lambda-\lambda'_{f\nu}) & \prod_\nu(\lambda-\lambda'_{s\nu})\\ \prod_\nu(\lambda-\lambda_{f\nu}) & \prod_\nu(\lambda-\lambda_{s\nu})\end{bmatrix}\qquad(8.88)$$

ただし　$\lambda'_{f\nu}\sim\lambda_{s\nu}$ はおのおの　$f_{f\nu}'$：出口側開放共振周波数，$f_{f\nu}$：出口側開放反共振周波数，$f_{s\nu}'$：出口側短絡共振周波数，$f_{s\nu}$：出口例短絡反共振周波数とするとき

$$\lambda=A\left(\frac{f}{f_0}-1\right)\qquad(8.89)$$

によって規準化された周波数である．Aおよび f_0 は $f_{f\nu}'\sim f_{s\nu}$ の最高および最低を $f_{\max}$，$f_{\min}$ とするとき

$$A=\frac{j}{\sqrt{\frac{f_{\max}}{f_{\min}}-1}}\qquad(8.90)$$

$$f_0=\sqrt{f_{\max}\cdot f_{\min}}\qquad(8.91)$$

により決定すれば $\lambda_{f\nu}'\sim\lambda_{s\nu}$ をすべて，$-j'\sim+j$ の範囲に収めることができ，計算上都合がよい．

（b）結合子の分離

縦続行列において $A(\lambda),B(\lambda)$ の次数と $C(\lambda),D(\lambda)$ の次数がおのおの等しいとする．そのとき次式のように分解できる．

$$\begin{bmatrix}A(\lambda) & B(\lambda)\\ C(\lambda) & D(\lambda)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\alpha & jZ_0\sqrt{1-\alpha^2}\\ j\frac{1}{Z_0}\sqrt{1-\alpha^2} & \alpha\end{bmatrix}\begin{bmatrix}A'(\lambda) & B'(\lambda)\\ C'(\lambda) & D'(\lambda)\end{bmatrix}\qquad(8.92)$$

残留行列から与えられたインダクタンスをもつ共振子が分離できるためには，Z_0 と α は次式で決定する必要がある．

$$Z_0=\frac{1}{2}\left\{\sqrt{\frac{{a_n}^2+l(C_na_{n-1}-C_{n-1}a_n)}{{c_n}^2}}+\sqrt{\frac{{b_m}^2+l(d_mb_{m-1}-d_{m-1}b_m)}{{d^2}_m}}\right\} \tag{8.93}$$

$$\alpha=\frac{1}{2}\left\{\sqrt{\frac{{a^2}_n}{{a^2}_n-{Z_0}^2{c^2}_n}}+\sqrt{\frac{{b^2}_m}{{b^2}_m-{Z_0}^2{d^2}_m}}\right\} \tag{8.94}$$

ただし a_n, c_n, b_m, d_m はそれぞれ $A(\lambda), C(\lambda), D(\lambda), B(\lambda)$ の最高次の係数，$a_{n-1}, c_{n-1}, b_{m-1}, d_{m-1}$ はそれぞれ最高次より一次低い係数とする．

この分離を行なった後の残留行列の要素は

$$\left.\begin{aligned}A'(\lambda)&=\alpha A(\lambda)-jZ_0\sqrt{1-\alpha^2}C(\lambda)\\B'(\lambda)&=\alpha B(\lambda)-jZ_0\sqrt{1-\alpha^2}D(\lambda)\\C'(\lambda)&=\alpha C(\lambda)-jZ_0\sqrt{1-\alpha^2}A(\lambda)\\D'(\lambda)&=\alpha D(\lambda)-jZ_0\sqrt{1-\alpha^2}B(\lambda)\end{aligned}\right\} \tag{8.95}$$

により決定できる．

（c） 共振子の分離

共振子の共振周波数を λ_ν（式 (8.89)）とすれば，次式のように分解できる．

$$\begin{bmatrix}A'(\lambda) & B'(\lambda)\\ C'(\lambda) & D'(\lambda)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & l(\lambda-\lambda_\nu)\\ 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}A''(\lambda) & B''(\lambda)\\ C''(\lambda) & D''(\lambda)\end{bmatrix} \tag{8.96}$$

ここに

$$l=\frac{1}{2}\left\{\lim_{\lambda\to\infty}\frac{A'(\lambda)}{\lambda C'(\lambda)}+\lim_{\lambda\to\infty}\frac{B'(\lambda)}{\lambda D'(\lambda)}\right\} \tag{8.97}$$

で，結合子の分離のさいに式 (8.93) および (8.94) を満足するように Z_0, α を決定すれば，l はあらかじめ指定した値とすることができる．

この分解を行なった後の残留行列の要素は

$$\left.\begin{aligned}A''(\lambda)&=A'(\lambda)-l\lambda C'(\lambda)+l\lambda_\nu C'(\lambda)\\B''(\lambda)&=B'(\lambda)-l\lambda D'(\lambda)+l\lambda_\nu D'(\lambda)\\C''(\lambda)&=C'(\lambda),\qquad D''(\lambda)=D'(\lambda)\end{aligned}\right\} \tag{8.98}$$

であって $A''(\lambda), B''(\lambda)$ はそれぞれ $C''(\lambda), D''(\lambda)$ と同次となる．

ここに抽出されたインダクタンスは規準周波数平面での値であるから，これを現実の値とするためには図 8.25 の変換を行なえばよい．このように虚抵抗を用いた等価回路は λ に関する一次の変換に対して，その回路変換がきわめて容易にできる特

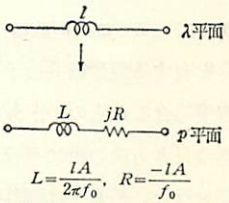


図 8.25 インダクタンスの変換

徴をもっているのである.

以上の（b),(c）の分離を交互にくり返せば，全体の等価回路を得る.

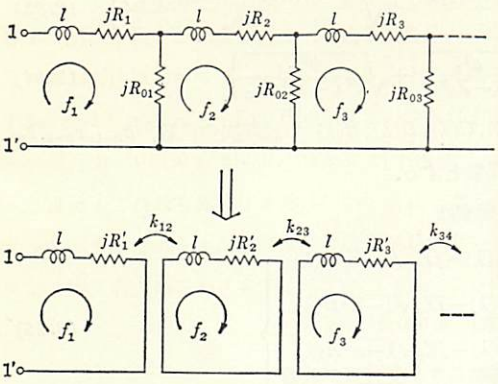


図 8.26　等価回路の一般的な表示

この計算の場合には共振子についての l, f_v を与えつつ縦続合成を行なったが，これはもし f'_v〜f_{sv} の他に他の手段で l, f_v の値を正確に測定できるならば，結合子の形状まで計算できることを表わしたものである．実際には l, f_v の測定値が正確に測定できない場合も起こってくるが，その場合には l をすべて一定（たとえば1）としさらに結合子をT型回路で表現して共振子，結合子をわけない等価回路をつくり，その閉路共振周波数と結合係数によって表現すれば一般的である（図 8.26）．ここに

$$\left.\begin{aligned} R_1' &= R_1+R_{01}, \quad f_1=-\frac{R_1'}{2\pi l}, \quad k_{12}=\left|\frac{R_{01}}{\sqrt{R_1\cdot R_2}}\right| \\ R_2' &= R_2+R_{01}+R_{02}, \quad f_2=-\frac{R_2'}{2\pi l}, \quad k_{23}=\left|\frac{R_{02}}{\sqrt{R_2\cdot R_3}}\right| \end{aligned}\right\} \qquad (8.99)$$

8.7　構造および動作特性の具体例

（1） 矩形板の縦振動を用いた機械沪波器

1947 年 R. Adler は図 8.27 のごとき半波長縦振動共振板を用いた機械沪波器を考案，試作し引続いて S. P. Lapin が研究改良して論文を発表している．この沪波器は 2,100 から 1,0000 の Q を有する矩形板共振子を2本の細い金属線で溶接結合したもので，おのおのの矩形板は沪波器の長さ方向の軸に平行な運動で伸長姿態の振動を行ない結合子は弾性結合により伸縮運動する．中心周波数は矩形板の長さ l で決まり帯域幅は結合子の太さ，長さおよび結合位置によって決まる．機械沪波器に用いられている

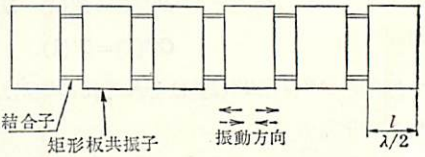


図 8.27　縦振動共振子を用いた機械振動系の例

共振子は分布素子であるため，沪波器の動作上に利用されている振動以外に数多くの振動周波数を保有し，これらの好ましからざる共振が寄生振動を起こすのでスプリアスレスポンスの抑圧が設計上の主要な問題となる．

この種の沪波器は共振子の大きさや形状を適当に選び，また駆動，結合素子の配列を適当にしてスプリアスピークを最少にしてあり，中心周波数 455 kc の 50 kc 以内にはスプリアスレスポンスを生ずることなく他の周波数においても 70 dB 以上に抑圧されている．試作品は 6 dB 帯域幅が 10 kc の設計で 7 個の共振子は 0.250″×0.318″×0.010″ 大，結合子は λ/8（約 0.055″），直径 0.0055″ であるが，共振子は 13 個まで構成されたことがある．この沪波器の駆動系は磁歪型で，ニッケルまたは磁歪合金の変換板にコイルをまき，フェライトの永久磁石で必要なバイアスを供給している．このような結合方法では，挿入損失は 8～15 dB インピーダンスの範囲は 1,500 Ω～8,000 Ω の値となる．

（2） 捩り振動ネック型および縦振動スラグ型機械沪波器

磁歪方式の捩り振動ネック型と縦振動スラグ型は Roberts, Burns, George および Lundgren により検討されたものでネック型は容量（バネ）結合，スラグ型は誘導（質量）結合として取扱われる．捩りネック型は狭帯域に適し振動に対しても丈夫である．最近の捩りネック型では図 8.28 のように 2 本の縦振動姿態のフェライト変換器が結合線を介して捩り振動共振子に切線的に結合され，この 2 本の共振子のまわりに巻かれている二つのコイルは互いに逆方向の磁場をつくるように結線されている．Alnico 磁石による直流バイアスに重畳された交流磁場は，2 本の変換器を交互に伸縮せしめ捩り共振子を駆動するもので，このような平衡型変換器により沪波器に加えられる曲げモーメントは最少にすることができ，同時に好ましからざる寄生振動も抑圧される．

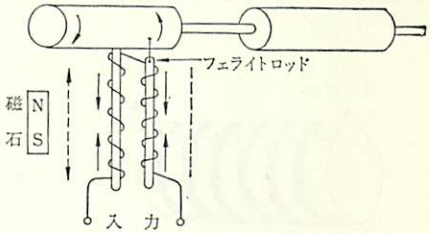


図 8.28 磁歪による捩り振動の励磁

磁歪変換器は磁歪合金またはフェライトのいずれかでつくられ，フェライトを用いた場合の伝送損失は 2 dB 以下で終端インピーダンスは 1,500～30,000 Ω の範囲である．表 8.23 に 200 kc 捩りスラッグ型および 250 kc 捩りネック型の特性規格を示す．

（3） 円板の撓み振動を用いた機械沪波器

機械系の構成は撓み円板共振子を縦振動の細棒で周辺部を接合したもので，図 8.29 に示すように共振子は円板に垂直な方向に振動し撓み，振動姿態は図 8.30 のごとく沪波器の設

表 8·23　機械沪波器特性規格の例

	250 kc 捩りネック型 (SSB 用)		200 kc 捩り
	U.S.B. 用	L.S.B 用	スラッグ型
中心周波数 f_0	250 kc	250 kc	200 kc
帯域内偏差	1 dB	1 dB	<1 dB
搬送波抑圧	22 dB	21 dB	—
−6 dB 帯域幅 W_6	3.4 kc	3.4 kc	3 kc
−60 dB 幅 W_{60}	6.3 kc	6.3 kc	6.6 kc
形状比 (W_{60}/W_6)	1.85	1.85	2.2
挿入損失	<1 dB	<1 dB	1.5 dB
入出力インピーダンス	30 kΩ	30 kΩ	24 kΩ
温度係数	<2 ppm/°C	<2 ppm/°C	−2 ppm/°C
動作温度範囲	−40°C～+85°C		

計にあたってもっとも都合のよい大きさの円板が得られるように，一次あるいは二次が用いられる．だいたい 200 kc 以下では一次振動 200～600 kc の範囲では二次振動が用いられる．共振子は 10,000 程度の高い Q を有する Ni-Span C からつくられ，共振周波数は厚みと直径とを調整して変化することができる．

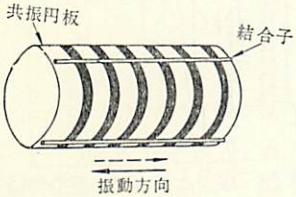


図 8·29　撓み振動を用いた機械振動系の例

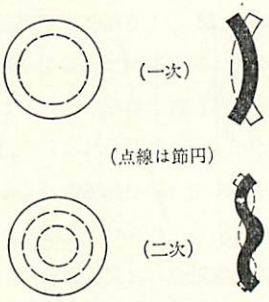


図 8·30　円板撓み振動の振動姿態

沪波器の結合は円板共振子の周囲に溶接された線によって行なわれ，帯域幅は近似的に結合線の全面積で変化し選択度は円板共振子の数量によって決定される．

スプリアスレスは通過域レベル以下 60～100 dB に減少させている．またこの型の沪波器は図 8·31 に示すように共振素子の間に多重結合を使用して，スラッグ型と同様に極狭帯域に設計することが可能であり，5 個の円板は中心周波数 F_0 に同調し交互にはいっている 4 個のインピーダ

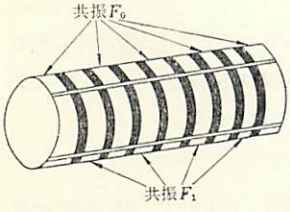


図 8·31　多重結合をもった機械振動系の例

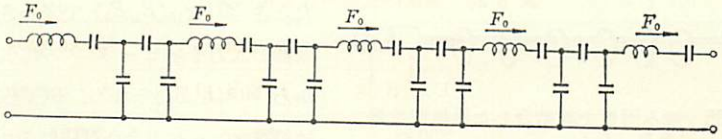


図 8.32 多重結合子による機械振動系の等価回路

ンス整合円板は通過域の中心で高い機械的インピーダンスを呈するから，加工のむずかしい細い線を使用しないで F_0 円板間の結合度を下げることができる．これらの電気的等価回路は図 8.32 で与えられる．

この型の機械系に用いられる交換器は図 8.33 のごとくニッケル合金線が最初の円板共振子の中心に接続され，コイルはこの磁歪線の周囲に巻かれバイアス磁石はコイルのごく近くにおかれる．磁歪合金線は，1/4 波長の奇数倍の長さで交番磁界により伸縮し縦振動により最初の円板を駆動する．負荷インピーダンスの高いとき伝送損失の代表的な値は 10 dB であるが，ここでいうところの伝送損失とは入力，出力電圧を E_i, E_0 とし

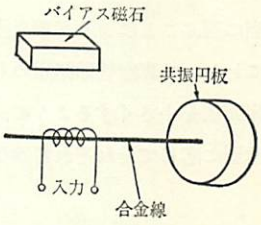
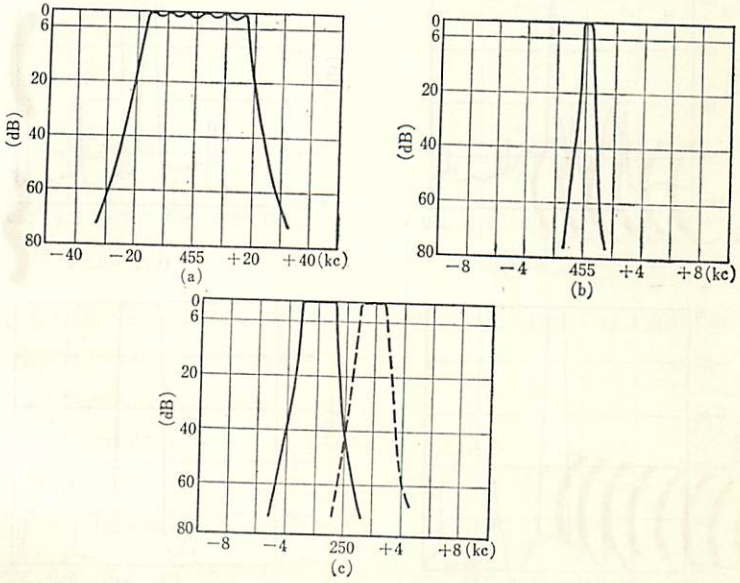


図 8.33 磁歪による撓み円板共振子の励振



(a) 中心周波数 455kc 比帯域幅 7.7% 6dB 帯域幅 35kc 形状比 1.7 寸法 71.5×25×25H
(b) 中心周波数 455kc 比帯域幅 0.11% 6dB 帯域幅 0.5kc 形状比 5.0 寸法 71.5×24×25H
(c) 250kc SSB 用機械沪波器寸法 89×25.4×25.4

図 8.34 円板の撓み振動を用いた機械沪波器の特性例（その 1）

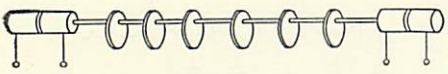


図 8·35　撓み円板を縦結合した機械沪波器

たとき $20\log_{10}(E_1/E_0)$ で表わされ，沪波器の入力インピーダンスは数 100Ω から 50 kΩ が得られる．磁歪線としては特殊なニッケル合金が開発されQが低く良好な磁歪特性を有するので，広帯域沪波器としてインピーダンス整合が適切に行なわれる．特性例および寸法を図 8·34 に示す．

撓み円板を用いた機械沪波器としては，この他ランジュバン型の電歪変換器を使用したものがある．構造は図 8·35 のごとく縦振動結合子で円板共振子を貫通結合し，結合位置を適当に選ぶことにより必要な帯域幅を得ている．品種は中心周波数 60 kc から 500 kc の範囲にわたって真空管回路用のものとトランジスタ回路用のものとがある．前者は主として占有床面積を小さくするように，また後者はケースの高さが低くなるように設計されており，用途別に応じてそれぞれ終端抵抗，整合回路を分離あるいは内蔵している．この沪波器の減衰

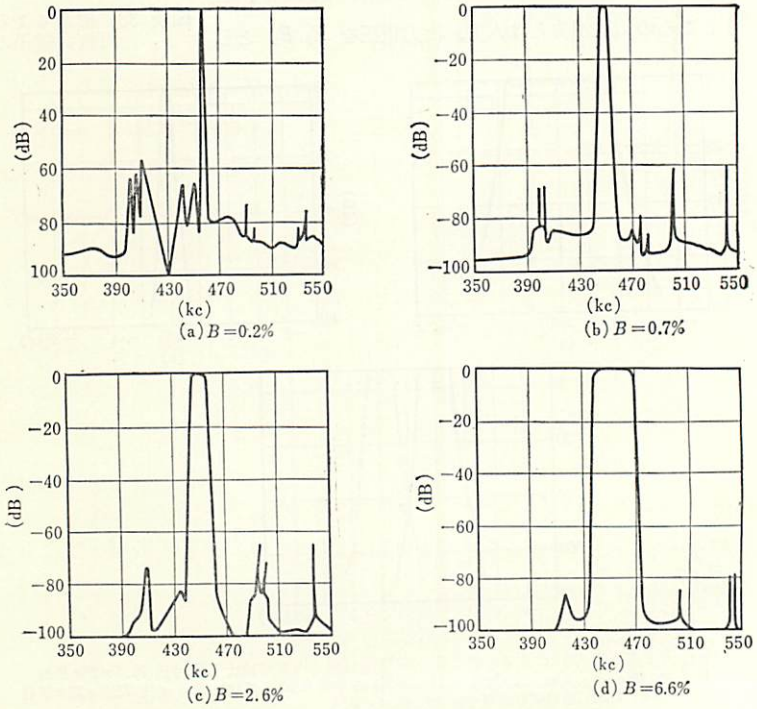


図 8·36　円板の撓み振動を用いた機械沪波器の特性（その 2）

特性を図 8·36 に，図 8·37 に周波数および挿入損失の経時変化特性を示した．

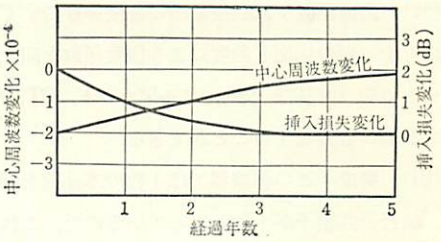


図 8·37 機械沪波器の経時変化特性の例 (455 kc)

(4) 丸棒の捩り振動を利用する機械沪波器

丸棒の捩り振動を周辺に溶接された縦振動結合子で結合する機械沪波器は，田中がその有用性を発表して以来広く用いられている．この機械沪波器が実用化されている周波数範囲は，60～250 kc である．特徴は①丸棒の直径に関してきわめて高い工作精度が容易に得られること，②溶接を行なう前に共振周波数の調整ができるため，高い共振周波数精度を得やすいなどである．したがってこの型の機械沪波器は，とくに厳しい通過域特性の要求される SSB あるいは搬送用の高性能沪波器に適している．動作減衰特性例を図 8·38 に示した．

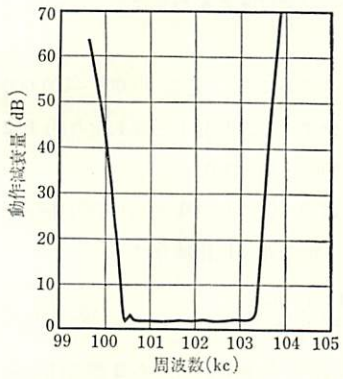


図 8·38 丸棒の捩り振動を用いた機械沪波器の動作減衰量

(5) 水晶を素材とする機械沪波器

原理的には一般の機械沪波器の構成と変わりないが，Q 安定度のきわめて高い水晶を機械沪波器に適用し，とくに共振子と変換器を兼用せしめた点に特徴がある．この沪波器の構造は図 8·39 に示すように A なる共振子と A′ なる変換子とを B なる結合子で縦続に接続したものである．この構造は圧電効果を有する水晶共振子から加工されるので，変換器 A′ は単に A の表面に金属皮膜を電極としてつくれば充分で，さらに電気端子として振動の節点にワイヤをハンダ付けする技術も水晶振動子のワイヤマウント法により実用化されている．したがって共振子と変換器は兼用することができる．このような機械沪波器は材料としてきわめて安定度の高い水晶板を用いているので，他の合金系のものに比較して以下のごとく多くの特徴がある．

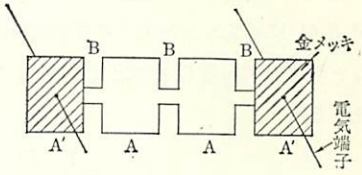


図 8·39 水晶を用いた機械沪波器の例

(i) **振動姿態**：矩形板が一般に用いられるがその縦，横，厚さの三つの方向が結晶軸に対する関係角度により縦振動，すべり振動などの振動を強調することができ，所望の沪波特

性に対して振動姿態から検討を加えることができる.

(ii) 温度係数：水晶振動子の温度係数のすぐれていることは周知のことであるが，結晶軸に対する板の切出し角度により温度係数を向上することができる．一例として X−18.5° カットで約 1×10^{-5} 以内，X+5°カット，CT, DT カットなどでは常温近辺で零温度係数を有するものも実現することができる.

(iii) 構成：この沪波器では1枚の水晶板を図 8.40 のように切削加工して仕上げ，変換子，結合子共振子が一体となっているので，これら個々のものをつなぎ合わせる煩雑さがなく，しかも加工のさい重ね合わせておけばバラツキも少なくてすむ．そのうえ共振子，変換子は兼用できるので，入出力合わせて2個の素子を節約できるという大きな利点がある.

(iv) 経年変化：経年的な安定度は本質的に水晶振動子の安定度と変わりなく，きわめて高い.

(v) 挿入損失：水晶振動子の Q は合金などに比べてはるかに高く，通常 50,000～100,000 くらいの値となる．したがってその挿入損失はきわめて少なく，沪波器1区間あたり約 0.2 dB という値が実測されている.

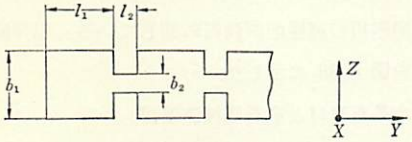


図 8.40　振動系の寸法

つぎに図 8.40 に示す構造から設計条件を求めると，沪波器の比帯域 B は

$$B=\frac{4}{\pi^2}\cdot\frac{l_1}{l_2}\cdot\frac{b_2}{b_1} \qquad (8.100)$$

となる．l_1 は $\lambda/2$ 共振子として算出され，B が与えられると l_2, b_1, b_2 のうち2個は他の条件から求められる．この沪波器は圧電体固有の制動容量が終端に入り，構成可能な最大帯域幅はおのずから制限される．すなわち図 8.41 に示す水晶振動子の等価回路において，並列制動容量 C_0 と等価直列容量 C との比（容量比）を r とすれば，最大比帯域幅 B_{max} は

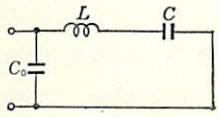


図 8.41　水晶振動子の等価定数

$$B_{max}=\frac{1}{r}=\frac{C_1}{C_0} \qquad (8.101)$$

で与えられる．したがって比帯域幅が容量比の逆数以下の場合は単に付加容量を接続するだけでよいが，より広帯域を必要とする場合は表 8.19 のごとく並列インダクタンス L_0 を付加し，定K型構成によって最大比帯域幅 B_{max} は

$$B_{max}=\sqrt{\frac{2C_1}{C_0}}=\sqrt{\frac{2}{r}} \qquad (8.102)$$

となり約 11.5% までの比帯域が得られる.

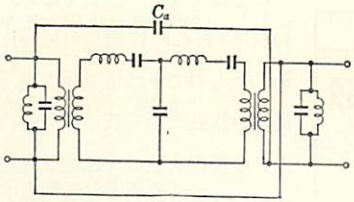


図 8.42 容量 C_a を付加した等価回路

また水晶振動子のもつ高い安定性を利用すれば，図 8.42 のとおり入出力間に容量 C_a を挿入するだけできわめて安定な減衰極を得る．

図 8.43 は種々の C_a の値に対して得られる有極特性を示す．図 8.44 は広帯域沪波器の例で 6dB および 60dB 減衰帯幅がそれぞれ 20kc，35kc で入出力インピーダンスは10kΩ である．図 8.45 は SSB 用の帯域沪波器の特性例で 350c/s から 2.4kc/s の音声周波数を通過し，455kc の搬送波は少なくとも 25dB 抑圧し，入出力インピーダンスは 5.5kΩ である．

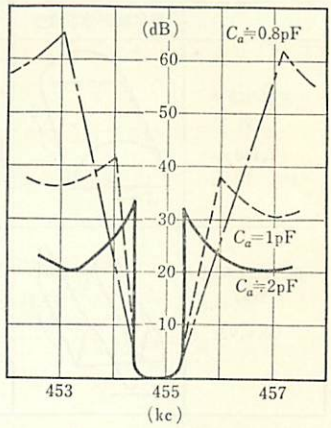


図 8.43 結合容量 C_a に伴う特性の変化

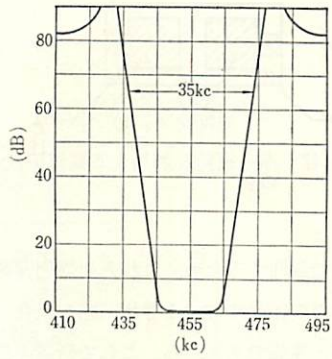


図 8.44 水晶を用いた機械沪波器の特性例（広帯域用）

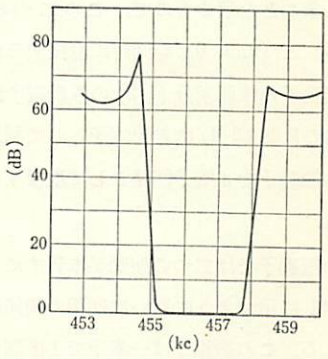


図 8.45 水晶を用いた機械沪波器の特性例（SSB 用）

以上に述べた水晶板を利用する機械沪波器は，縦振動および面すべり振動を利用した中波帯のものであるが，高周波(数 Mc～数十 Mc)用の沪波器も可能である．これは水晶振動子の厚みすべり振動を利用し，この振動から派生する特定の二つの振動を分割電極により巧みに利用することによって沪波器を構成させるものである．内容の概略を説明するために厚みすべり振動の主振動 $(1,1,0)$ と高次厚み副振動 $(n,1,0)$ の電気偏極分布と振動変位を図示

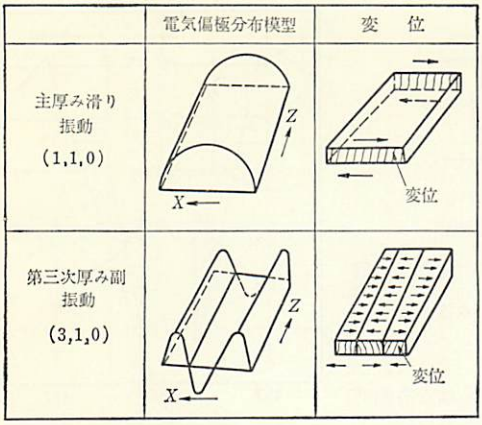


図 8.46　厚み系振動の電気偏極および変位分布

すると図 8.46 のごとくなる．括弧内の数字 (p, q, r) は振動の偏極分布を表わしたもので p は電気軸方向 (X) の偏極の正弦波形の波の数，q は厚み方向 Y の振動次数，r は電気軸と直角な方向 (Z) の余弦波形の波の数を表わす．

この高周波機械沪波器は主振動 (1, 1, 0) と高次厚み副振動 (2, 1, 0) を利用したもので，その原理的構造は図 8.47 に示すように矩形あるいは円形の水晶板の両面に分割電極を施したものである．かりに 1-3, 2-4 端子を推続して 2 端子とすれば主振動 (1, 1, 0) がもっとも強く励振され，また (1-4), (2-3) 端子を接続した 2 端子では (1, 1, 1), (2, 1, 0) が強く励振される．このことは主振動に対して他が逆相にあることを示すもので，この二つの振動 (1.1, 0) と (2, 1, 0) を同時に励振するためには，振動子の片側半分 (1-2) のみ励振すればよく，他の片側 (3-4) は抽出端子として利用できるから振動子を 4 端子回路として取扱うことができる．

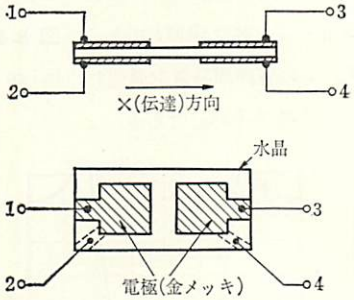
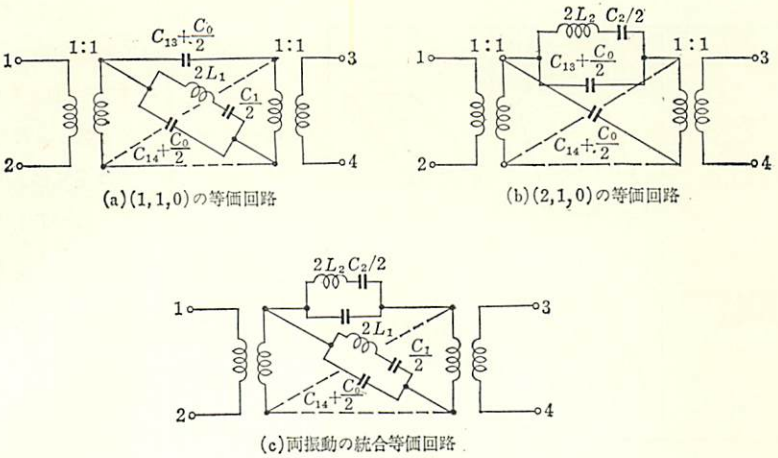


図 8.47　厚み振動を利用する機械沪波器の例

この振動子では二つの振動が本質的に 1 個の水晶板で動作するため，これらの等価回路は図 8.48 に示すように互いに逆相の関係にあるおのおのの振動に対する等価回路を統合して得られる．この振動子は一素子で 1 区間のラチス回路と等価であるから，これで帯域沪波器を構成するためには，主振動の反共振周波数を (2, 1, 0) 振動の共振周波数に合致させればよく，あとは通常の設計理論に従って両振動の共振周波数間隔の 2 倍の通過帯域幅をもつ沪波器が構成可能である．

図 8.49 は中心周波数 10.7 Mc，通過帯域 30 kc，2 区間縦続接続したものの実効減衰量の一例である．この沪波器は挿入損失が小さく，温度特性が良好であるという特徴のほかに高価な水晶振動子の効用を 2 倍に活用した点に特質がある．



(a)(1,1,0)の等価回路　(b)(2,1,0)の等価回路

(c)両振動の統合等価回路

図 8.48 厚み振動を利用する機械沪波器の等価回路

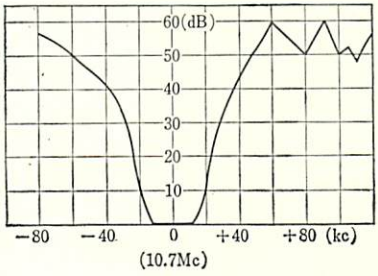


図 8.49 厚み振動を利用する機械沪波器の特性例

9. セラミックフィルタ

近年内外において，ジルコンチタン酸鉛系磁器の開発により高圧電率の圧電磁器材料が出現し，従来，チタン酸バリウム系磁器によっていた電歪振動子の特性がいちじるしく改善されたため，高安定度の要求される沪波器用共振子として広く注目されるにいたった．

この種の電歪振動子は原石（結晶体）から切断して得られる水晶振動子とは異なり，素材の混合物を所要の形に成型し，1,300°C 以上の高温で焼結後，分極処理（直流高電圧印加）して得られるため，一般にセラミック（磁器）振動子とよばれ，この共振子を主要な構成素子とする沪波器をセラミックフィルタと称している．

セラミック共振子は特異な振動姿態を用いることにより寸法が小さく寄生振動に対して有利であるほか，結合係数が大きい特徴があるので，これによって構成されたセラミックフィルタは，数 kc から数 Mc の周波数範囲で超小形構造に適するのみならず，コイルを用いることなく比通過帯域幅が 1～10%の広帯域かつ低インピーダンス沪波器を容易に得ることができる．しかしセラミック共振子は，水晶共振子とくらべると Q および安定度の点で充分なものを得がたい現状にあり，むしろ一般の電気素子（コイル，コンデンサなど）からなるいわゆる LC 沪波器と，水晶沪波器との中位を占めるものとして考えたほうが，セラミックフィルタの特質がいかされ，また将来への期待が大きい．

9.1 圧電磁器の基礎概念

本節ではまず強誘電体の物理的特質のあらましから，ジルコンチタン酸鉛系磁器の一般的性質について解説する．

9.1.1 圧電現象と電歪現象

ある種の結晶に外力を加えて変形させると，正圧電効果（圧電気直接効果）によって電気分極を生じ，結晶の表面に電荷を発生する．また逆に結晶に電界を与えると，逆圧電効果によって結晶は変形し歪みあるいは応力を発生する．これらの効果を総称した圧電現象に対して，誘電体における同様の効果は電歪現象といわれ，両者の区別される理由は 表 9.1 に示

表 9.1 圧電現象と電歪現象との比較

効果	逆圧電効果による機械的歪み	物理的現象
圧電	加えた電界Eの奇関数	電界と歪の方向が同一
電歪	加えた電界Eの偶関数	電界の向きに関係なく歪の方向が一定

す点にある.

しかし実際の使用状態において電歪体には，一定のバイアス電気変位を与え，これに比較的微弱な交番電界を加えることにより，圧電特性をもたせているので圧電体とまったく同様に取扱うことができる.

9.1.2 強誘電体による圧電磁器

通常の誘電体では電界Eを加えないかぎり誘電分極[1]は発生しないが，強誘電体では$E=0$の状態でも有限の分極，すなわち自発分極が存在する．この自発分極は Curie 点とよばれる特定温度以上では消失し，結晶系が変わって圧電性は残るものもあるが，普通の誘電体と同じになる．さらに強誘電体を特徴づける現象は，その分極の極性が外部の電界によって逆転できることで，この特徴が酸化物強誘電体の多結晶体に活用され，新しい圧電磁器を生みだしたのである.

すなわち表 9.2 に分類された強誘電体はすべて圧電性を示すのであるが，酸化物の微結晶粉末を成型焼結した磁器では微結晶の結晶学的な向きは任意であり，しかもその中がさらに

表 9.2 強誘電体の分類

種類	摘要
酒石酸塩（ロッシェル塩）	◦ −18℃と＋23℃に二つの Curie 点がある. ◦ この 2 点間の領域でのみ強誘電性を示す. ◦ 電気機械結合係数(ﾋﾞり応力)は強誘電体中で最高の値を示す. ◦ 結晶水を含むため風化，潮解あり
リン酸塩 ヒ酸塩	◦ KDP（第一リン酸カリ）：Curie 点が−150℃ab ◦ ADP（第一リン酸アンモン）：反強誘電体 ◦ KDA（第一ヒ酸カリ）：Curie 点が−183℃ab ◦ Curie 点が低いため強誘電性に対しては実用性に乏しい. ◦ 常誘電領域でも圧電性をもち風化，潮解のない重要圧電体.

1) 誘電体全体としての正電荷分布の重心と負電荷分布の重心とが分離して，誘電体が双極子能率をもつこと.

種類		摘要
ABO_3 型 [酸素八面体族 Perovskite] A：2価または1価金属 B：4価または5価金属	単結晶	[チタン酸バリウム単結晶]：$BaTiO_3$ ◦ Curie 点 120°C ◦ 0°Cと−80°C 付近に転位点があるため強誘電相は三つの領域にわかれる. [$PbTiO_3$] Curie 点 490°Cで，それ自身では実用性に乏しいが固溶体成分として非常に有用な材料である. [$PbZrO_3$, $PbHfO_3$, $NaNbO_3$]：反強誘電体*
	磁器	◦ 微細な単結晶が任意の方向をとって配列した集合体なので，その性質には単結晶の各軸方向の平均値的な特性が現われる. ◦ 単結晶の転位点において見られた誘電的異常は見られないが，弾性的性質が不連続となる.
一群の水溶性結晶		[GASH]100°C以上で結晶水を失いはじめるので Curie 点は不明[硫酸グリシン]：Curie 点 47°C，電気機械結合係数の値は 0.44 あり，圧電素子として興味深い.

* 結晶内で正方向を向いた双極子と負方向を向いた双極子とが規則正しく配列し結晶全体の分極は零である. Curie 点に達すると配列が不規則になるか双極子能率が消失して常誘電体となる. 反強誘電体はそれ自体では実用的価値がないが強誘電体との固溶体は有用な材料である.

ドメインにわかれているため，このままでは単なる磁器（セラミック）コンデンサであって外部には圧電性を示さない. これは磁石をつくる方法とまったく同様に考えられ，着磁によって永久磁石を得るごとく，磁器に高い電界を加える[2] とドメインの向きが電界方向に揃い，強誘電体のヒステリシス現象によって電界を取り去っても残留分極 (remnant polarization) が残って圧電性を示す. このようにいったん分極処理を施した磁器ではバイアス零の状態でも，また分極しない磁器は強い直流バイアスを加えた状態で圧電体として動作する.

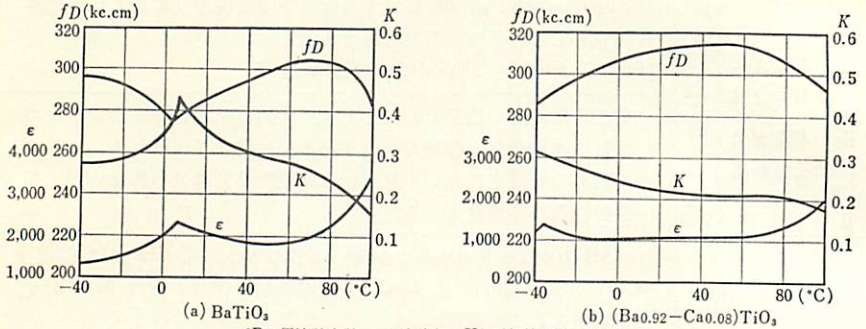
9.1.3 固溶体磁器

前節において述べた圧電磁器は化学的に安定で，耐湿性が高く，機械的強度も大きいので実用性の大きい圧電体ではあるが，最大の欠点は比較的に Curie 点が低いことと，チタン酸バリウム磁器には実用温度域に変態点があるため温度依存性が大きく，適用温度範囲がかなり限定される点にあった.

この問題の解決策として，まず変態点を実用温度域以下の低温に移動させるために種々の固溶体[3] が考えられた. これらは実用的見地からみるとほぼチタン酸バリウムを母体とする

2) 分極処理（poling）という.
3) 水溶液のように母体の結晶中に余分の原子が溶けこんだもの.

固溶体，反強誘電体を母体とする固溶体，および強誘電体-反強誘電体を母体とするものの3種類に大別されるが，この方法に一般的材料を適用すると，変態点移動効果の副作用として誘電率，電気機械結合係数，その他の圧電的性能の低下を余儀なくされる結果となった．チタン酸カルシウムを8モル%添加して，第2変態点を −40°C 付近に下げた一例を図 9.1 に示す．



fD：周波数定数，ε：誘電率，K：電気機械結合係数

図 9.1　チタン酸バリウムおよび改良磁器の諸特性

このように $BaTiO_3$ を母体とする固溶体に対して，強誘電体 $PbTiO_3$ に反強誘電体 $PbZrO_3$ を加えた固溶体 $Pb(ZrTi)O_3$ は電気機械結合係数の値が大きく，とくに圧電特性の温度特性がきわめて広い範囲（−200°C～+200°C）に平坦なため，これからの圧電材料として $BaTiO_3$ 系磁器にとってかわる傾向にある．

9.1.4　ジルコン・チタン酸鉛磁器

チタン酸鉛（$PbTiO_3$）にジルコン酸鉛（$PbZrO_3$）を加えていくと，前者が 48 モル%，後者が 52 モル%の付近で固溶体の結晶の相が変わり，この転位点付近で誘電率や電気機械結合係数は最高値を示し，しかもその値は温度にあまり依存しない．

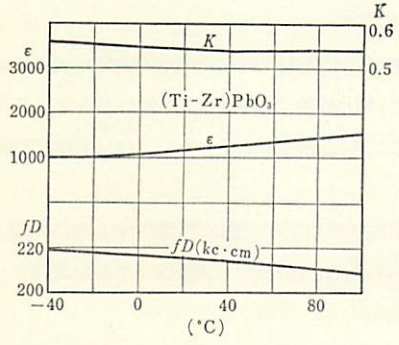


図 9.2　ジルコンチタン酸鉛磁器の諸特性

この固溶体の Curie 点は両成分の Curie 点（$PbTiO_3$ の Curie 点：約 490°C，$PbZrO_3$ の Curie 点：約 230°C）の中間（約300°C）にくるが，Curie 点以外にチタン酸バリウムのごとき他の変態点が −55°C～+350°C 内に存在しないので，図 9.2 のごと

く広い温度範囲にわたって良好な特性が得られる．この種の磁器の実用上の難点は以下に述べる4項目のようである．

(i) 焼結のさいに酸化鉛の蒸発を伴うので焼結が困難である．

(ii) $PbTiO_3$ と $PbZrO_3$ との成分比が特性にきわめて鋭敏であり，特性の均一性保特がむずかしい．

(iii) チタン酸バリウム磁器にくらべ約3倍の分極電圧を必要とする (4～6 kV/mm)．

(iv) チタン酸バリウム磁器にくらべ銀電極の剥離強度が低い．

ジルコンチタン酸鉛磁器のすぐれた特性の詳細については，これらを評価する圧電体の諸定数の解説後に述べることにする．

9.1.5 圧電体の諸定数

圧電材料としての特性の優劣を考えるためには，圧電効果を物理量として表わし測定しなければならない．

圧電効果は電界 E，分極 P などの電気量と応力 T，歪 S などの機械量との間に比例関係が成立し，この比例定数が圧電効果の大きさを表わす定数で，それぞれは次式のごとく表現される．

$$d=\frac{\text{歪}}{\text{電界}}=\frac{\text{分極}}{\text{応力}} \tag{9.1}$$

$$g=\frac{\text{歪}}{\text{電気量}}=\frac{\text{電界}}{\text{応力}} \tag{9.2}$$

d は圧電率または d 定数とよばれ，正圧電効果の評価に使われる．g は電圧出力係数または g 定数とよばれ逆圧電効果の大きさの目安に用いられる．d 定数は換言すると電界中における圧電体の振動の振幅に関係するから，超音波発振源のようなものには d 定数の大きなものが好ましいことになる．一方，g 定数は外力に対する出力電圧を与えるものであるから，マイクロホン，ピックアップなどには g 定数の大きな圧電体が選ばれる．このほか圧電定数 (piezoelectric constants) には e および h 定数があり，前者は電界中における応力，後者は歪に対する出力電圧に関するものであるが，いずれにしてもこれらの諸定数の測定には電気的，機械的に静的な測定を要し，誤差が多く不適当である．そこで圧電体の共振現象を利用して振動状態における動的な測定を行なえば正確，かつ簡単に諸定数を得ることができる．

圧電体が共振子の場合には，すべて電気的計測によって精度の高い測定値が得られるのでとくにこの方法が好ましいのであるが，圧電定数は材料の評価，選択には便利であっても，電気的計測値と直接に結びつかない不便さがあるために，むしろ電気機械結合係数 (elec-

tromechanical coupling factor) K が広く用いられている．この係数は圧電体の形状，振動姿態によって表示が多種多様にわたるので，まず一般的な定義からはじめて汎用の振動姿態に限定した場合の表示式とその測定法について順次解説する．

W. P. Mason によれば電気機械結合係数 K は

$$K=\sqrt{\frac{\text{変位として圧電体に蓄積された機械的エネルギ}}{\text{圧電体に供給された電気的総エネルギ}}} \tag{9.3}$$

と定義され，数式的には次式のごとく表わされる．

$$K=\frac{d}{\sqrt{\frac{\varepsilon^T}{4\pi}\cdot S^E}} \tag{9.4}$$

あるいは

$$\frac{1}{1-K^2}=\frac{\varepsilon^T}{\varepsilon^S}=\frac{S^E}{S^D} \tag{9.5}$$

ただし

d：圧電率

ε^T：応力一定（自由）時の誘電率 (dielectric constant)

ε^S：歪一定（固定）時の誘電率

ε^E：電界一定の場合の弾性率 (elastic compliance constant)

S^D：電気変位一定の場合の弾性率

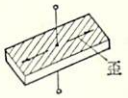
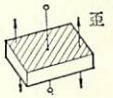
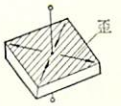
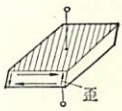
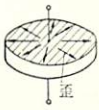
つぎにこの結合係数 K がいかなる電気的計測値とどのように結ばれるかを述べるのであるが，これは既述のごとく振動子の形状および振動姿態を決定してからの問題となるので，まずこれらの項目について述べる．

9.2 セラミック共振子

9.2.1 共振子の形状と振動姿態

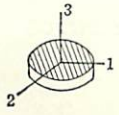
振動姿態による圧電効果は表 9.3 に示すごとく横効果と縦効果とに分類される．この他に長さ振動と厚み振動とが同時に起こる場合があり，この振動は体積変化を伴うので体積振動 (volume expansion) とよばれる．同表に示す振動姿態のうち辷り振動以外は分極のさいに使用した電極にそのまま電圧を印加すればよい（分極軸と電気軸とが一致している）が，辷り振動では分極軸と電気軸とを直交させる必要があるため，分極された面の電極を取り去って，これと直角方向の面に電極を設けなければならない．

表 9.3 圧電効果の分類

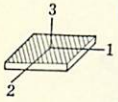
圧電効果	横効果		縦効果	
	変形が電気軸に垂直な面内に生ずる.		変形が電気軸を含む面内に生ずる.	
振動姿態の例	長さ振動	(length expansion) 	厚み振動	(thickness expansion) 
	面辷り振動	(face shear) 	厚み辷り振動	(thickness shear) 
	径方向振動	(radial expansion) 	注 斜線を施した面（上下）は電極を示す.	

つぎに表 9.4 は各種形状の共振子に対する電気機械効果と，圧電定数および共振周波数の計算式をまとめたものである.

表 9.4 各種形状の共振子

形状および軸	振動姿態	電気機械効果 分極	電界	歪	圧電定数	共振周波数
円板 	厚み	↓	↕	↕	d_{33} g_{33} K_{33}	$f=\frac{n}{2t}\sqrt{\frac{E(1-\sigma)}{\rho(1+\sigma)(1-2\sigma)}}$
	径	↓	↕	↔	d_{31} g_{31} Kr	$f=\frac{\phi_r}{2\pi a}\sqrt{\frac{E}{\rho(1-\sigma^2)}}$

σ ：ポアソン比
n ：振動次数
E ：ヤング率
ρ ：密度
l ：長さ
t ：厚み

形状および軸	振動姿態	電気機械効果 分極	電界	歪	圧電定数	共振周波数
板棒 	厚み	↓	↕	↕	d_{33} g_{33} K_{33}	$f=\frac{n}{2t}\sqrt{\frac{E(1-\sigma)}{\rho(1+\sigma)(1-2\sigma)}}$
	縦	↓	↕	↔	d_{31} g_{31} K_{31}	$f=\frac{n}{2l}\sqrt{\frac{E}{\rho}}$
辷り板 	厚み辷り	↓	↔	↔ ↕	d_{15} g_{15} K_{15}	$f=\frac{n}{2t}\sqrt{\frac{E}{2\rho(1+\sigma)}}$
円筒 	厚み				d_{31} g_{33} K_{31}	$f=\frac{n}{2t}\sqrt{\frac{E(1-\sigma)}{\rho(1+\sigma)(1-2\sigma)}}$
	縦				d_{31} g_{31} K_{31}	$f=\frac{n}{2l}\sqrt{\frac{E}{\rho}}$
	円周				d_{31} g_{31} K_{31}	$f=\frac{1}{2\pi a'}\sqrt{\frac{E}{\rho(1-\sigma^2)}}$

a：半径
a'：平均半径
ϕ_r：ポアソン比に依存するベッセル関数を含む方程式

$$\phi_r=(1-\sigma)\frac{J_1(\phi_r)}{J_0(\phi_r)}$$

の根

9.2.2 共振子の等価回路と結合係数

通常共振子の電気的等価回路は第 n 次の高調波振動まで含めると図 9.3 で示される．この図の点線枠内が機械的振動に関係する部分で L_t と C_t との直列共振が機械的共振となり，この各周波数において共振子の 2 端子インピーダンスは極小となる．電気容量 C^{Cl} は振動をクランプして振動子を単なるコンデンサとした場合の電気容量で，これは束縛容量 (clamped capacitance) とよばれる．

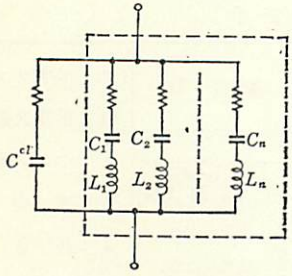


図 9.3　共振子の第 n 次等価回路

ここで

$$C^F=C^{Cl}+C_1+C_2+\cdots\cdots+C_n \qquad (9.6)$$

＝自由容量

とし，電気的エネルギとして直流を供給すると，この入力エネルギは各容量に分配され，このうち機械的変形にあずかるエネルギは $C_1+C_2+\cdots\cdots+C_n=C^F-C^{Cl}$ にたくわえられるから，既述の電気機械結合係数 K の定義により

$$K^2=\frac{C^F-C^{Cl}}{C^F}=1-\frac{C^{Cl}}{C^F} \tag{9.7}$$

と表示することができる．

つぎに共振周波数の近傍のみに着目すると，その等価回路は近似的に図 9.4 のごとく示される．これは従来の水晶共振子とまったく同様に取扱い得るということで，C_d は強誘電体の呈する静電容量で制動容量 (damped capacitance) と称し C^{Cl} とは若干異なる．

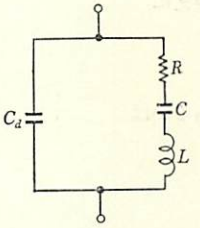


図 9.4 共振子の一般的等価回路

一例として縦振動（横効果）細棒の結合係数 $K_l(=K_{31})$ を求めてみよう．図 9.3 の等価回路における等価容量 C_n は共振子のアドミタンスを展開することにより

$$C_n=p_n\frac{K_l^2}{1-K_l^2}\cdot C^{Cl} \tag{9.8}$$

となる．p_n は共振周波数によらず，振動型式によって定まる定数でとくに $n=1$ の場合 $p_1=p=8/\pi^2$ である．ここで第 1 近似として図 9.4 の回路につき

$$C_d=C^{Cl} \tag{9.9}$$

と近似すると

$$\frac{C_1}{C_d}=\frac{8}{\pi^2}\cdot\frac{K_l^2}{1-K_l^2}=\frac{1}{\gamma}\ (\gamma：容量比) \tag{9.10}$$

一方，容量比 γ は共振子の共振，反共振周波数 f_r，f_a によって

$$\frac{1}{\gamma}=\left(\frac{f_a}{f_r}\right)^2-1 \tag{9.11}$$

のごとく与えられるから

$$\frac{K_l^2}{1-K_l^2}=\frac{\pi^2}{8}\left[\left(\frac{f_a}{f_r}\right)^2-1\right] \tag{9.12}$$

あるいは

$$K_l^2=\frac{1}{1+p\gamma},\quad\left(p=\frac{8}{\pi^2}\right) \tag{9.13}$$

となる．

つぎに第 2 近似として

$$C_d=C_F-C_1$$

$$=C^{Cl}+\sum_{n=2}^{\infty}C_n$$

を採用すると

$$C^{Cl}=C^F(1-K_l^2)$$

$$=(C_d+C_1)(1-K_l^2)$$

ゆえに

$$K_l^2=\frac{1}{p}\cdot\frac{1}{1+\gamma} \tag{9.14}$$

あるいは

$$K_l^2=\frac{\pi^2}{8}\left[1-\left(\frac{f_r}{f_a}\right)^2\right] \tag{9.15}$$

$$\fallingdotseq\frac{\pi^2}{4}\cdot\frac{\Delta f}{f_a}\qquad(\Delta f=f_a-f_r) \tag{9.16}$$

以上は共振子の等価回路と結合係数との関係から，結合係数が共振子の電気的計測値(f_r, f_a) によって与えられることを示したのであるが，同様の結果が等価回路によらず共振子の形状，振動姿態の解析からも得られる．

すなわち共振子の長さを l，縦波の伝播速度を v，角周波数を ω とするとき共振子の電気的アドミタンス（自由振動）Y は次式で与えられる．

$$Y=j\omega C_d\left[1+\frac{K_l^2}{1-K_l^2}\left(\frac{\tan\phi}{\phi}\right)\right] \tag{9.17}$$

ただし

$$\phi=\frac{\omega l}{2v}$$

共振 ($\omega=\omega_r$) のとき $Y=\infty$，反共振 ($\omega=\omega_a$) のとき $Y=0$ としてこの式を解くと，厳密な式として

$$\frac{K_l^2}{1-K_l^2}=\frac{\pi}{2}\cdot\frac{f_a}{f_r}\tan\left[\frac{\pi}{2}\left(\frac{f_a}{f_r}-1\right)\right] \tag{9.18}$$

$$=\frac{\pi}{2}\left(1+\frac{\Delta f}{f_r}\right)\tan\left(\frac{\pi}{2}\cdot\frac{\Delta f}{f_r}\right) \tag{9.19}$$

ただし $\Delta f=f_a-f_r$

が得られる．

$\Delta f/f_r$ が小，すなわち K_l^2 が小さい場合には

$$K_l^2\fallingdotseq\frac{\pi^2}{4}\cdot\frac{\Delta f}{f_r} \tag{9.20}$$

あるいは

$$\frac{K_t^2}{1-K_t^2} \fallingdotseq \frac{\pi^2}{4} \cdot \frac{\Delta f}{f_r} \tag{9.21}$$

などの近似式が用いられる.

以上数多くの近似式が得られたが, 要するに厳密式 (9.19) に対して各近似式から求まる結合係数の値の大小関係は K_t (式の番号) で表示すると

$$K_t(9.12) < K_t(9.15) < \underline{\underline{K_t(9.19)}} < K_t(9.16) < K_t(9.20) \tag{9.22}$$

となるから, $\Delta f/f_r$ の大小によって適宜使いわけ, 算出された結合係数に合わせてその計算根拠を明示すべきである.

つぎにセラミック共振子でもっとも広く使用されている円板の広がり振動 (radial mode) に対する結合係数 K_r について述べる.

$$\left.\begin{aligned} Y &= j\omega C_d\left[1+\left(\frac{K_r^2}{1-K_r^2}\right)\frac{(1+\sigma)J_1(\phi)}{\{\phi J_0(\phi)-(1-\sigma)J_1(\phi)\}}\right] \\ &\text{ただし} \quad \sigma : \text{ポアソン比} \\ &\phi=\frac{\omega a}{v} \qquad v=\sqrt{\frac{E}{\rho(1-\sigma^2)}} \\ &a : \text{円板の半径} \\ &J_0, J_1 : \text{ベッセル関数} \end{aligned}\right\} \tag{9.23}$$

円板の場合のアドミタンス Y は式 (9.23) に示すごとく材料定数 σ (ポアソン比) やベッセル関数を含むため, 取扱いが複雑であるが K_t と同様の解析によってつぎの厳密式が得られる.

$$\frac{K_r^2}{1-K_r^2}=\left[\frac{\phi_r^2-(1-\sigma^2)}{1+\sigma}\right]\left[\left(\frac{f_a}{f_r}\right)^2-1\right] \tag{9.24}$$

ただし

$$\phi_r=\frac{2\pi f_r a}{v}$$

この ϕ_r はアドミタンス $Y=\infty$ となる共振条件 $\phi_r J_0(\phi_r)-(1-\sigma)J_1(\phi_r)=0$ を解いて次式のごとくポアソン比 σ の関数として与えられる.

$$\phi_r(\sigma)=2.04885+0.62324(\sigma-0.30)-0.202(\sigma-0.30)^2 \tag{9.25}$$

また厳密式は近似的につぎのように書き表わされる.

$$K_r^2=a_1\left(\frac{\Delta f}{f_r}\right)+a_2\left(\frac{\Delta f}{f_r}\right)^2+\cdots\cdots+a_n\left(\frac{\Delta f}{f_r}\right)^n+\cdots\cdots \tag{9.26}$$

$$a_1=\frac{1}{1+\sigma}[\phi_r{}^2-(1-\sigma^2)]$$

$$a_2=\frac{1}{2(1+\sigma)}[\phi_r{}^2+(1-\sigma^2)]-a_1(a_1-\sigma)$$

結局，広がり振動の結合係数 K_r はポアソン比 σ の関数となるので $[\sigma-\phi_r-a_1-a_2]$ の数値計算をまとめた表 9.5 と式(9.26) から求められる．

表 9.5　σ, ϕ_r, a_1, a_2 の数値表

σ	ϕ_r	a_1	a_2
0.25	2.0172	2.5053	−3.6474
0.26	2.0236	2.5099	−3.6523
0.27	2.0300	2.5148	−3.6578
0.28	2.0362	2.5191	−3.6612
0.29	2.0425	2.5239	−3.6665
0.30	2.0488	2.5289	−3.6723
0.31	2.0551	2.5340	−3.6786
0.32	2.0612	2.5385	−3.6831
0.33	2.0673	2.5433	−3.6876
0.34	2.0735	2.5485	−3.6942
0.35	2.0795	2.5532	−3.6986

一般には Mason の用いた $\sigma=0.27$ が広く用いられているようであるが，最近の圧電磁器には 0.30 程度のものが多いから，結合係数および共振周波数の表示は次式によることにする．

$$K_r{}^2\fallingdotseq 2.53\left(\frac{\Delta f}{f_r}\right)-3.67\left(\frac{\Delta f}{f_r}\right)^2 \tag{9.27}$$

$$f_r=\frac{2.0488}{2\pi a}\sqrt{\frac{E}{\rho(1-\sigma^2)}}$$

$$=\frac{0.3418}{a}\sqrt{\frac{E}{\rho}} \tag{9.28}$$

以上の説明から明らかなように，円板と矩形板（棒）とでは同一の材料でつくっても，あるいは大きな素板から他方を超音波加工，その他の手段で切り出した場合でも振動姿態の転換によって，おのおのの結合係数は本質的に相違し K_l と K_r との間にはつぎのような関係がある．

$$K_r=K_l\sqrt{\frac{2}{1-\sigma}}\fallingdotseq 1.69K_l \tag{9.29}$$

すなわち 60% の K_r を有する円板から切り出した矩形板の結合係数 K_l は約 35.5%に低下する．

9.2.3 共振子の等価回路定数とその測定法

図9.4に示した等価回路における等価定数は，共振子を沪波器用素子として用いる場合にぜひとも必要な値であり，この他に共振子のよさを表わすQ，沪波器の帯域を制限する容量比なども知る必要がある．これらを表記すると表9.6のごとくなる．

表 9.6 共振子の等価回路定数とそれに必要な測定値

測定値		算出値	
f_r	共振周波数	L	等価インダクタンス
f_a	反共振周波数	C	等価容量
R	共振抵抗	C_d	制動容量
$C_0=C_d+C$	低周波における容量測定値	Q	共振尖鋭度
		$\gamma(K)$	容量比（結合係数）

ここで結合係数よりも容量比を主とした理由は，前項で説明したごとく，結合係数という表示には共振子の形状ならびに振動姿態をつぶさに併記する必要があり，かつその算出には高精度の電気的計測値を用いても，その計算式が材料定数に依存し，使う人によってまちまちであり，さらに決定的なことは沪波器用素子として評価する場合に，肝心な沪波器回路パラメータと直接の関連がないということである，一方，容量比γは次式に示すごとく，共振子の共振，反共振周波数 f_r, f_a のみによって一義的に決定され

$$\left.\begin{aligned} &\frac{1}{\gamma}=\frac{C}{C_d}=\left(\frac{f_a}{f_r}\right)^2-1 \\ &\text{ただし} \\ &f_a{}^2=\frac{1}{4\pi^2 L}\left(\frac{1}{C}+\frac{1}{C_d}\right) \\ &f_r{}^2=\frac{1}{4\pi^2 LC} \end{aligned}\right\} \qquad (9.30)$$

次章で述べるごとく沪波回路の構成にも便利な値であるから，今後は回路との関連において極力容量比の表現をとることにする．

これら諸定数の測定法には大別して，ブリッジ法と伝送法の二とおりがある．前者はワグナー接地を施したウィーンブリッジによって，図9.5のごとく複素平面上に共振周波数近傍のアドミタンス円線図を求め，これから諸定数を決定する方法である．

すなわち図9.5は横軸にコンダクタンスG，縦軸にサセプタンス jB をとった $(G+jB)$ 平面上にアドミタンスの軌跡を求めたもので，図中の記号（測定値）はそれぞれ

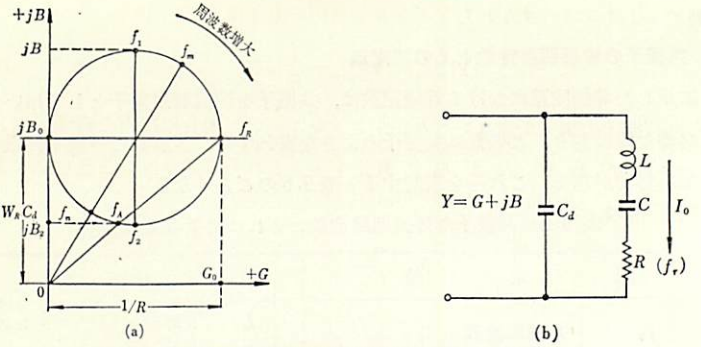


図 9.5　共振子等価定数のブリッジ測定

f_R：$R-L-C$ 枝の直列共振周波数（機械的共振周波数）

G_0：f_R におけるコンダクタンス

jB_0：制動容量 C_d のサセプタンス

f_1, f_2：直列共振時の電力 RI_0^2（I_0 は共振時の R-$L-C$ 枝電流）が半分の値になる周波数（$f_1 < f_R < f_2$）で，このときの枝電流は $I_0/\sqrt{2}$ となる．

jB_1, jB_2：f_1, f_2 におけるサセプタンス

f_m, f_n：アドミタンスの絶対値が最大，最小となる周波数

f_A：並列（反）共振周波数

に対応し，等価定数との間にはつぎの関係式が成立する．

$$\left.\begin{aligned} &\omega_R^2=(2\pi f_R)^2=\frac{1}{LC} \\ &(Y)_{\max}=\frac{1}{R}+j\omega_R C_d \end{aligned}\right\} \quad (9.31)$$

$$\left.\begin{aligned} &\omega_A^2=(2\pi f_A)^2=\frac{1}{L}\left(\frac{1}{C}+\frac{1}{C_d}\right) \\ &(Y)_{\min}=\frac{\omega_A^2 C_d^2 R}{1-j\omega_A C_d R} \end{aligned}\right\} \quad (9.32)$$

$$\left.\begin{aligned} &\omega_m^2=(2\pi f_m)^2=\frac{1}{L}\left\{\frac{1}{C}+\frac{1}{2C_d}\left(1-\sqrt{1+4\omega_m^2 C_d^2 R^2}\right)\right\} \\ &|Y|_{\max}=\frac{1}{2R}\left(\sqrt{1+4\omega_m^2 C_d^2 R^2}+1\right) \end{aligned}\right\} \quad (9.33)$$

$$\left.\begin{aligned} &\omega_n^2=(2\pi f_n)^2=\frac{1}{L}\left\{\frac{1}{C}+\frac{1}{2C_d}\left(1+\sqrt{1+4\omega_n^2 C_d^2 R^2}\right)\right\} \\ &|Y|_{\min}=\frac{1}{2R}\left(\sqrt{1+4\omega_n^2 C_d^2 R^2}-1\right) \end{aligned}\right\} \quad (9.34)$$

ゆえに動アドミタンス，すなわちアドミタンス円の直径は

$$|Y|_{max}-|Y|_{min}=\frac{1}{R}=G_0 \tag{9.35}$$

となるから，共振子の損失が少ない（Rが小さくQが高い）場合には円の直径が大となり，根極において f_m が f_R に，f_n が f_A に漸近する．これらのブリッジ法測定値によって与えられる等価定数は

$$\left.\begin{aligned} R&=\frac{1}{G_0}\\ Q&=\frac{f_R}{f_2-f_1}\\ C_d&=\frac{1}{\omega_R B_0}\\ C&=\frac{1}{\omega_R RQ}\\ L&=\frac{1}{\omega_R{}^2 C}\end{aligned}\right\} \tag{9.36}$$

となる．

以上に述べたごとく，本測定法はQの高い共振子にはとくに有効であるが，測定にかなりの時間がかかる欠点があるため，動インピーダンスの小さな一般の共振子測定には，つぎに述べる伝送法が広く活用されている．

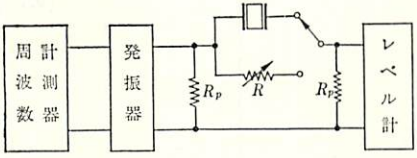


図 9.6 共振子の定電圧測定法

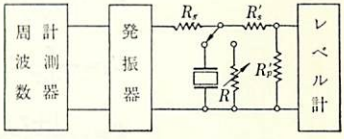
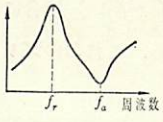
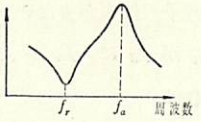


図 9.7 共振子の定電流測定法

伝送法には図9.6に示す**定電圧法**と図9.7に示す**定電流法**とがある．伝送法は共振子のインピーダンスの変化に基づく電圧の変化を検出するので共振，反共振周波数 f_r，f_a はそれぞれブリッジ法の f_m，f_n に相当し，レベル計の読みとの関係は表9.7のごとくなる．

本方法に関し共通の問題は，レベル計のフレが最小となる測定においては発振器の歪率が悪いと最小点を捕えにくく，誤差が大きくなるので低域沪波器を併用するか選択レベル計を使用するのが好ましい．また同一回路で f_r，f_a とも測定すると測定系の利得切換えが煩わしいので，大量に試料を扱う場合には測定回路を切換えて最大値あるいは最小値測定に統一

表 9.7 共振子の伝送測定法

	定電圧法	定電流法
レベル計のフレ		
注	f_r 測定：$R_p \approx R$ 低く選ぶ f_a 測定：R_p 高くする	R_S は R の 10 倍以上の値が適当で，C_d の大きい試料では R'_S, R_p' はなくともよい

したほうが能率的である．

共振抵抗 R は共振周波数における抵抗置換法によって求められるが，比較的 Q が低く，結合係数の小さい試料では可変抵抗器に制動容量とほぼ等しいコンデンサを並列に接続して測定すると，より正確な共振抵抗が求められる．

以上の測定値から，等価回路定数はつぎのように与えられる．

$$\left.\begin{aligned} \gamma &= \frac{1}{\left(\frac{f_a}{f_r}\right)^2 - 1} = \frac{C_d}{C} \quad : \text{容量比} \\ C &= \frac{C_0}{1+\gamma} \\ L &= \frac{1+\gamma}{(2\pi f_r)^2 C_0} \\ C_d &= \frac{\gamma}{1+\gamma} C_0 \\ Q &= \frac{1+\gamma}{2\pi f_r C_0 R} \end{aligned}\right\} \qquad (9.37)$$

ただし C_0 は共振周波数より充分に低い周波数（たとえば 1,000 c/s）で測定した端子間容量で，結合係数 $K(\Delta f)$ の小さな試料ではほとんど制動容量 C_d に等しい．

9.2.4 各種データ例

ジルコンチタン酸鉛系磁器は，1955 年アメリカにおいて特許になって以来 10 年余を経た今日，アメリカのクレバイト社においてはこれの製品化が達成されているが，わが国では各社各様研究の段階でいまだ製品化されたものが見あたらないのが現状である．本節ではクレバイト社の PZT-4, 5, 6 のデータ，および種々の研究報告から抜萃したデータを列挙して

紹介する.

(i) 各種圧電材料の定数比較 表 9.8

(ii) クレバイト社 PZT の各種データ 表 9.9

(iii) クレバイト社 PZT のエージング特性 図 9.8, 図 9.9

(iv) 水晶共振子およびセラミック共振子の等価定数比較 表 9.10

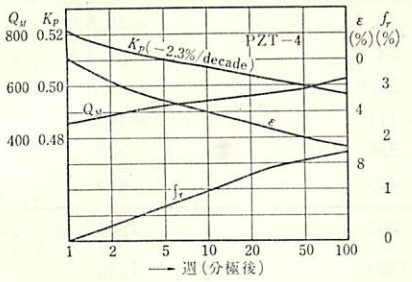


図 9.8 PZT-4 のエージング特性

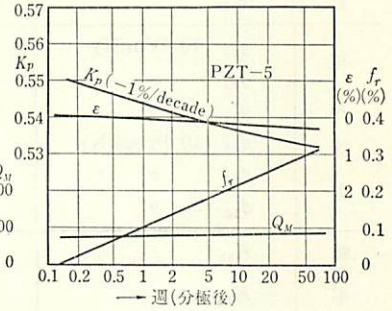


図 9.9 PZT-5 のエージング特性

表 9.8 各種圧電材料の定数比較

物質＼定数		密度	カット	振動様式	誘電率	圧電率 d	電力出力係数 g	結合係数 K	周波数定数	機械的 Q	最高使用温度
結晶	水晶	2.65	0° X	TE	4.5	2.0	50	11	287	$>10^5$	550
			0° X	LE	4.5	2.0	50	10	270	$>10^5$	
			A T	TS	4.53	3.3	82.4	7.85	166	$>10^5$	
	ロッシェル温	1.77	0° X	FS	350	550	180	76	—	30～100	45
			45°X	LE	350	275	90	73	210	30～100	
			45°Y	LE	9.4	27	332	29	120	30～100	
	硫酸グリシン	1.68	90°Y	LE	45	−77	—	45	141	——	—
磁器	$BaTiO_3$	5.7	(Z)	TE	1700	190	12.5	50	260	～300	～80
			(Z)	LE	1700	78	5.2	21	220	～300	
			(Z)	VE	1700	36	2.4	—	—	～300	
	$Pb(Ti_{0.48}Zr_{0.52})O_3$	7.55	(Z)	TE	730	223	33	67	—	——	～250
			(Z)	LE	730	93	15	31	—	——	
	ニオブ酸鉛	6.3	(Z)	TE	280	74	32	36	—	——	～500
			(Z)	LE	280	30	13	15	—	——	
単位		g/cm^3	——	——	——	10^{-12} m/V	10^{-3} Vm/N	%	kC-cm	——	℃

表 9.9 クレバイト社 PZT の各種データ

データ ＼ 商品名		PZT-4	PZT-5
結合係数	K_{33}	0.64	0.675
	Kp	0.52	0.54
	K_{31}	0.31	0.318
	K_{15}	0.65	0.655
圧電定数	g_{31} (10^{-3}Vm/N)	−10.4	−10.6
	g_{33} 〃	24.0	24.4
	g_{15} 〃	36.6	43.5
	d_{31} (10^{-12}coul/N)	−111	−140
	d_{33} 〃	256	320
	d_{15} 〃	450	495
誘電率	K_{33}	1200	1500
	K_{11}	1360	1285
周波数定数	$f_R \cdot l$ (kc-cm)	165	150
	$f_R \cdot t$ (〃)	200	189
ポアソン比		0.30	0.30
密度		7.5	7.5
機械的 Q		600(分極後6カ月)	75
誘電体損失		0.005	0.02
比抵抗 (Ω-cm)		～10^{13}	＞10^{13}
キュリー点 (℃)		340	360
エージング特性		図 9.8	図 9.9

表 9.10 セラミック共振子および水晶共振子の等価定数の一例

＼	セラミック共振子	水晶共振子
振動姿態	(径方向)	(面のズレ) 
f_a (kc)	477.345	436.495
f_r (kc)	435.755	435.755
Δf (kc)	41.590	0.740
L	2.9 mH	11.3 H

	セラミック共振子	水晶共振子
振動姿態	(径方向)	(面のズレ) 
C (pF)	46	0.0118
C_d (pF)	230	3.473
R_m (Ω)	22	1031
γ	5 ($K_p \fallingdotseq 0.456$)	294
Q_M	360	30000

クレバイト社では表9.9のほかにエージング特性のすぐれた材料として PZT-6 を発表しており，詳細については不明であるが 30 日前に分極された試料の共振周波数の増大は，つぎの 10 年間に 0.2%以下で沪波器用に好適と称している．

表 9.10 は振動姿態が異なるが，同一周波帯で用いられるセラミック共振子および水晶共振子の等価定数の一例を比較したものである．

表 9.11 PCM 圧電磁器の諸特性

		PCM-32	PCM-18
結合係数	K_p	0.55	0.39
	K_{31}	0.35	0.22
	K_{13}	0.70	0.44
圧電定数	d_{31}(m/V)	-104×10^{-12}	-79×10^{-12}
	d_{13}(〃)	784×10^{-12}	283×10^{-12}
	g_{31}(V-m/N)	-12.6×10^{-3}	-6.5×10^{-3}
	g_{13}(〃)	40.2×10^{-3}	21.4×10^{-3}
誘電率		930	1350～1410
誘電正接(%)		0.35	0.77
周波数定数 (cps-m)	N_3	2270	2480
	N_4	928	1109
弾性定数 (N/m^2)	$1/S_{11}^E = Y_{11}^E$	8.9×10^{10}	9.8×10^{10}
	$1/S_{44}^E = Y_{44}^E$	1.6×10^{10}	3.0×10^{10}
密度 (kg/m^3)		7700	7700
機械的 Q		2050	1350
キュリー点(℃)		220	180

日本においては PZT の基本特許であるチタン酸鉛とジルコン酸鉛の二成分系固溶体に各

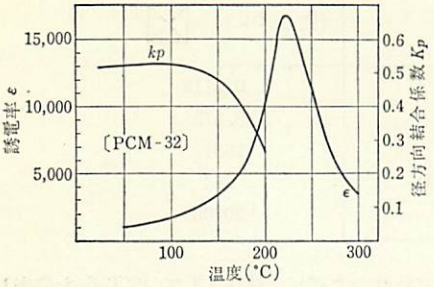


図 9.10　PCM-32 の誘電率, K_p 温度特性

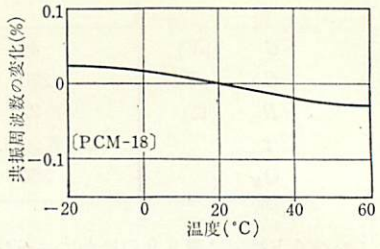


図 9.11　PCM-18 の共振周波数温度特性

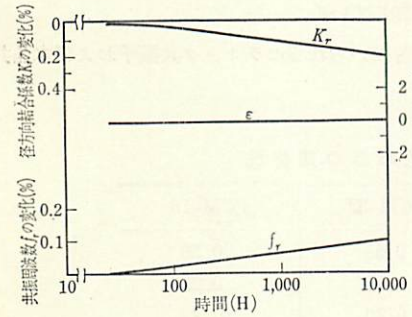


図 9.12　PCM-18 の経時特性

種の置換物，添加物を加えることにより特性の改良研究を進める程度であったが，最近多結晶体磁器の新分野が開発され大きな反響をよび起こした．これはチタン酸鉛とジルコン酸鉛にさらにマグネシウムニオブ酸鉛を加えた三成分系固溶体で，早川，永野，大内らによって発見され，従来の二成分系にまさる圧電特性を示すことが報告されている．

これは PCM 圧電磁器 (Piezoceram の略称)という商標でよばれ，種々の変性により各種目的に適した性能の圧電体を得ることができる．沪波器用共振子として適している PCM-32, PCM-18 の諸特性を表 9.11 に示した．機械的 Q の改良に飛躍的な進歩が見受けられるが，キュリー点が低下していることは圧電磁器の加工組立等作業上の難点となるきらいがある．

その他の安定度特性は図 9.10～9.12 に示す．

9.3　セラミックフィルタの回路と具体例

セラミック共振子は等価回路上では水晶共振子と本質的に変わりないので，水晶沪波器の回路設計がほとんどセラミック沪波器の回路設計に適用可能であるが，セラミック共振子は水晶共振子よりも容量比が小さいという特質と，Q と安定度が劣る点から比帯域幅の大きな広帯域沪波器の構成素子にむしろ適している．さらに容量比の点で格段にすぐれていること

をいかし，同一沪波器内になるべく，性能，寸法が同一の共振子を用いて量産性を高めたいことから，セラミック沪波器回路特有の工夫が種々なされている．

表 9.12 はセラミック沪波器に適した回路の大要を分類したもので，以下おもなものにつき具体例を引用して説明する．

表 9.12 セラミック沪波器用回路設計の分類

	分類 共振子	分類 沪波器回路		具体例	提案者
(i)	単素子型	2 端子型		エミッタ・バイパス沪波器	クレバイト社
(i)	単素子型 または 単素子型の縦続接続	3 端子型 または 4 端子型		リング・ドット型沪波器（分割電極振動子）	クレバイト社
(i)	単素子型 または 単素子型の縦続接続	3 端子型 または 4 端子型		音環型低周波沪波器（分割電極振動子）	クレバイト社
(i)	単素子型 または 単素子型の縦続接続	3 端子型 または 4 端子型		面接着型沪波器	松下電器
(ii)	一般型	4 端子型	梯子型	同一セラミック共振子型沪波器	日本電気
(ii)	一般型	4 端子型	格子型	水晶沪波器と同型式	——

その他クレバイト社の開発になるエネルギ閉じ込め型沪波器が特殊な型式としてある．

9.3.1 エミッタ・バイパス型沪波器

セラミック共振子の共振周波数付近のインピーダンス変化を利用すれば，簡易な沪波器として用いることができる．たとえばトランジスタ回路のエミッタのパスコンのかわりに，

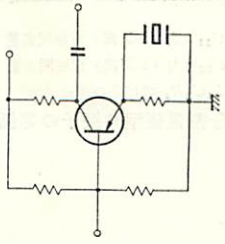


図 9.13 エミッタ・バイパス型沪波器

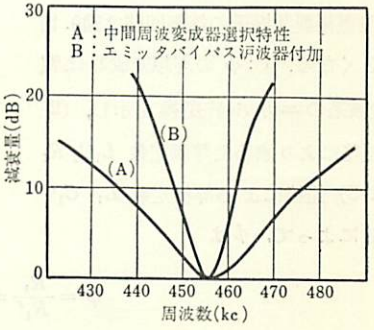


図 9.14 エミッタ・バイパス型沪波器の付加効果

図 9.13 のごとく共振子を入れて選択特性をもたせることができる．これはクレバイト社がエミッタ・バイパスフィルタという名で商品化したもので，図 9.14 に示すごとく在来の中間周波数変成器結合の選択増幅器に付加して，選択特性を改良するために用いられている．

9.3.2 リング・ドット型沪波器

共振子の一方の電極を分割すると，多端子型の沪波器が実現できる．図 9.15(a) は矩形板共振子，同図 (b) は円板共振子の電極を分割した例であるが，(a)は加工が容易である反面，寄生振動を起こしやすく，この点では(b)がすぐれた性能をもっている．このリング状のスリットは全面電極焼付後リング状の研摩機で研削するか，最初からシルクスクリーン法によって銀電極を塗り逃げすることによって高精度化は可能である．この型式もクレバイト社の開発になるものでリング・ドット (RING-DOT) 型とよばれている．

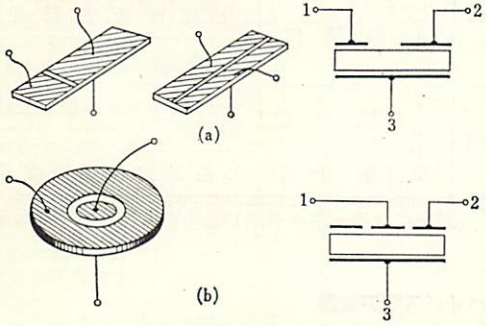
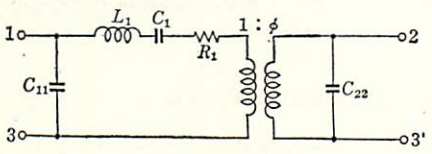


図 9.15　分割電極型共振子

分割電極型共振子の等価回路は図9.16のごとくなる．$1:\phi$ の理想変成器は電気-機械系のエネルギ変換を示し，(2-3′) 短絡により求めた等価定数 $L_1C_1\,R_1$ と (1-3) 短絡による等価定数 $L_1'\,C_1'\,R_1'$ とによって，ϕは



C_{11}入力 (1-3 間) 電極間容量
C_{22}出力 (2-3′間) 電極間容量
$L_1C_1R_1$ 機械系の等価定数

図 9.16　分割電極型共振子の等価回路

$$\phi^2=\frac{R_1}{R_1'}=\frac{L_1}{L_1'}=\frac{C_1'}{C_1} \tag{9.38}$$

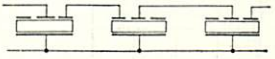
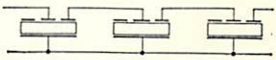
と表わされる．すなわちこの型の沪波器はインピーダンス変成作用も行ない得るので変成沪波器(transfilter) ともよばれ，トランジスタ回路などの段間用としても広い応用面が考えら

れる．ϕはまた

$$\left.\begin{aligned}&\phi^2=\frac{C_{22}}{C_{11}}\cdot\frac{(f_{2S}'/f_0)^2-1}{(f_{1S}'/f_0)^2-1}\\&\text{ただし } f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}\text{：4端子網として測定したときの共振周波数}\\&f_{2S}\text{：(2-3′) 間短絡時の反共振周波数}\\&f_{1S}'\text{：(1-3) 間短絡時の反共振周波数}\end{aligned}\right\}\quad(9.39)$$

と表わされるから，この変成沪波器の変成比は入出力の電極間容量（電極面積に比例）の比により制御可能であるが，このさい当然反共振周波数 f_{1S}' または f_{2S}' も変化するので注意を要する．つぎに共振子の縦続接続についてであるが，これは文献に詳細な報告があるので実験結果のみ抜粋して表 9.13 に記す．

表 9.13 リング・ドット型沪波器の縦続接続

	対称接続	非対称接続
接続例		
実験結果	1. 素子数の増加とともに帯域内に3～10 dB のリップルを生じ消去困難	1. 素子数の増加とともに帯域内のリップルが平滑化する． 2. 平滑さは共振子定数のバラツキ支持状態の変動に対しても安定
	1. 素子数が増加すると帯域幅も増大するが，3素子以上になるとほぼ一定となる． 2. 減衰曲線は5素子以上ではほぼ飽和し，これ以上素子数を追加しても特性の改善はあまり望めない．	

9.3.3 音環型低周波沪波器

図 9.17 のごとくリングの一部に切割を入れた音環型共振子の共振周波数は 1～50 kc の低周波となるので，クレバイト社はこれを PZT で構成して低周波共振子を開発した．切割 Sを大きくすることにより6倍程度まで周波数を上昇させ得る．

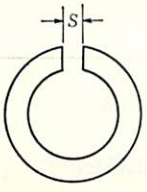


図 9.17 音環型共振子

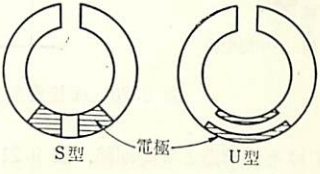


図 9.18 クレバイト社の低周波共振子

クレバイト社の共振子には図 9.18 のごとく電極の形状によりU型とS型の2種類があり，U型はスプリアスが小さく加工が容易である特徴を有し，S型は入出力容量を広範囲に変えられる利点があるが2～3倍高調波が強く誘起される欠点があると報告されている．特性の一例を示す図 9.19 からもわかるように，電極の接続方法によって減衰極を左右の減衰域に移動することができる．

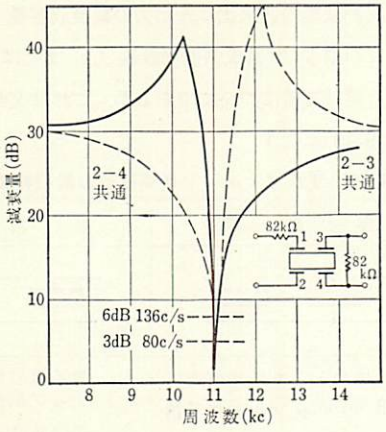


図 9.19　音環型沪波器の減衰特性

9.3.4　面接着型沪波器

谷，河村らは2枚の円板共振子を面で接着した構造の沪波器を発表している．

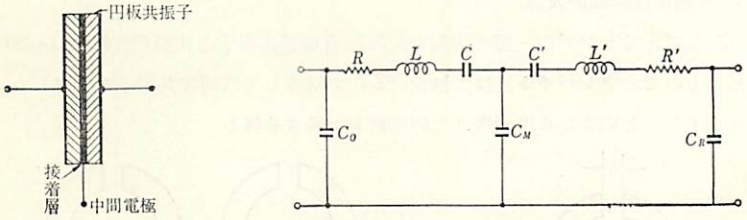


図 9.20　面接着型沪波器の構造と等価回路

図 9.20 はその構造と等価回路，図 9.21 は減衰特性と測定回路を示す．

面接着型沪波器の回路定数を接着前の円板共振子のそれと比較すると機械的損失が若干増

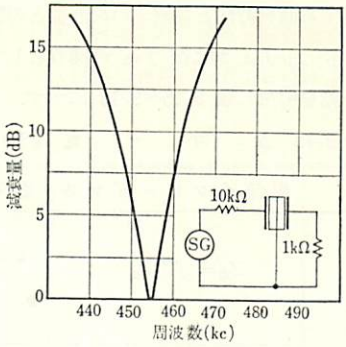


図 9.21 面接着型沪波器の減衰特性と測定回路

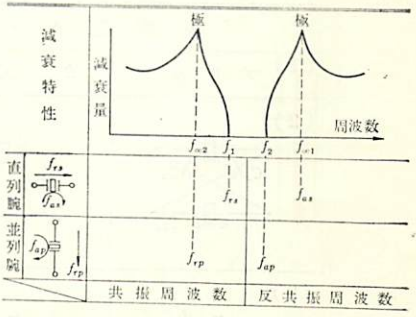
大している．これは接着層の影響と考えられる．その他接着剤による温度特性の劣化はないと報告されている．

9.3.5 一般型セラミックフィルタ

減衰傾度の急峻な沪波器には数多くのセラミック共振子が用いられるので，共振子の生産性を考慮した場合，共振子の寸法，特性上の種類が少ないほど有利である．この点から通過域特性の高級な沪波器以外は影像パラメータ法による設計が好んで用いられているようであるが，さらにセラミック共振子の特質をいかした回路の選定が重要である．

セラミック共振子は水晶共振子との類似性から水晶沪波器によく用いられる格子型回路を用いるのが安易であるが，この回路は減衰特性が素子の変動に対して鋭敏であることと調整が複雑であることから，セラミック沪波器用として現状ではかなりの困難さがある．

表 9.14 減衰特性と共振周波数との関係



一方，梯子型回路の場合には表 9.14 に示すごとく直列腕と並列腕にある共振子の周波数と沪波特性との関係は，互いに独立であるから調整は容易であり，安定度についても素子の安定度がそのまま期待できる利点があるので，セラミック共振子の安定度を考慮のうえ，通過域特性に重点をおく場合には格子型回路を，また減衰特性に重点をおく場合には梯子型回路を採用するという使いわけも必要で

ある.

梯子型回路の場合には希望する減衰特性と共振子の周波数との間に表 9.14 の関係があるから，回路定数の設計式を f_1, f_2, $f_{\infty 1}$ および $f_{\infty 2}$ の関数として表わすのが設計に便利である．ここでは文献の設計一覧を引用し表 9.15～9.18 に示す.

表 9.15 設　計　一　覧（I）

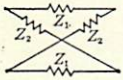
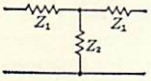
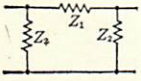
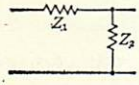
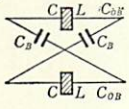
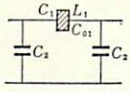
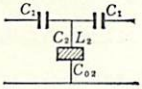
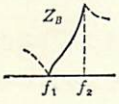
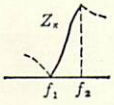
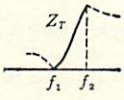
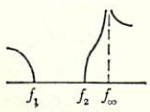
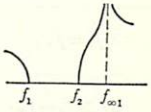
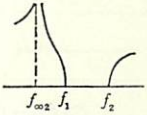
区　　間	影像インピーダンス	影像伝達定数 θ
	$Z_B=\sqrt{Z_1Z_2}$	$2\tanh^{-1}\sqrt{Z_1/Z_2}$
	$Z_T=Z_1\sqrt{1+2Z_2/Z_1}$	$2\tanh^{-1}\sqrt{\dfrac{Z_1}{Z_1+2Z_2}}$
	$Z_\pi=Z_2\sqrt{\dfrac{1}{1+2Z_2/Z_1}}$	
	$Z_T=Z_1\sqrt{1+Z_2/Z_1}$ $Z_\pi=Z_2\sqrt{\dfrac{1}{1+Z_2/Z_1}}$	$\tanh^{-1}\sqrt{\dfrac{Z_1}{Z_1+Z_2}}$

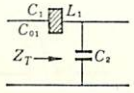
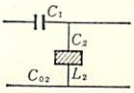
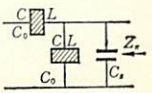
表 9.16 設　計　一　覧（II）

	対称型単一共振子区間	
（1）ブリッジ	π　区　間	T　区　間
（2） 		
（3） 		

対称型単一共振子区間			
(1)	ブリッジ	π 区間	T 区間
(4)	$m^2=\dfrac{f_\infty^2-f_1^2}{f_\infty^2-f_2^2}$	$m_1^2=\dfrac{f_{\infty 1}^2-f_1^2}{f_{\infty 1}^2-f_2^2}$	$m_2^2=\dfrac{f_{\infty 2}^2-f_1^2}{f_{\infty 2}^2-f_2^2}$
(5)	$C_B=\dfrac{1}{2\pi f_2 m Z_B}$	$C_2=\dfrac{1}{2\pi f_2 m_1 Z_\pi}$	$C_1=\dfrac{1}{2\pi f_2 m_2 Z_T}$
(6)	$C_{0B}=m^2 C_B$	$C_{01}=\dfrac{m_1^2-1}{2}C_2$	$C_{02}=\dfrac{2m_2^2}{1-m_2^2}C_1$
(7)	$C=\dfrac{f_2^2-f_1^2}{f_1^2}C_{0B}$	$C_1=\dfrac{f_{\infty 1}^2-f_1^2}{f_1^2}C_{01}$	$C_2=\dfrac{f_2^2-f_{\infty 2}^2}{f_{\infty 2}^2}C_{02}$
(8)	$L=\dfrac{1}{4\pi^2 f_1^2 C}$	$L_1=\dfrac{1}{4\pi^2 f_1^2 C_1}$	$L_2=\dfrac{1}{4\pi^2 f_{\infty 2}^2 C_2}$
(9)	$f_r=f_1$	$f_r=f_1$	$f_r=f_{\infty 2}$
(10)	$\Delta f \geqq f_2-f_1$	$\Delta f \geqq f_{\infty 1}-f_1$	$\Delta f \geqq f_2-f_{\infty 2}$
			

注 Δf は共振子の反共振周波数と共振周波数との差

表 9.17 設 計 一 覧 (III)

非対称型基本 L 区間			
(1)	直列 L 区間	並列 L 区間	直並列 L 区間
(2)			

非対称型基本 L 区間

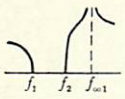
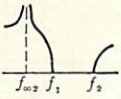
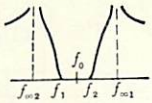
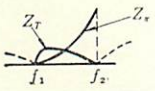
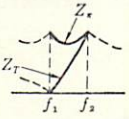
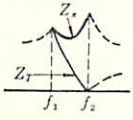
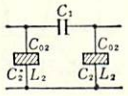
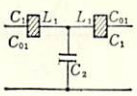
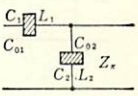
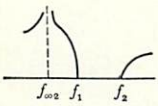
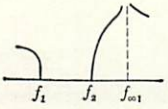
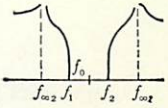
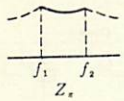
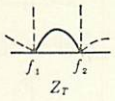
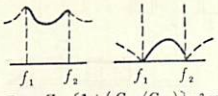
(1)	直列 L 区間	並列 L 区間	直並列 L 区間
(3)			
(4)	$m_1^2=\dfrac{f_{\infty 1}^2-f_2^2}{f_{\infty 1}^2-f_1^2}$	$m_2^2=\dfrac{f_2^2-f_{\infty 2}^2}{f_1^2-f_{\infty 2}^2}$	$m^2=\dfrac{f_2^2-f_1^2}{f_{\infty 1}^2-f_2^2}$
(5)	$C_2=\dfrac{m_1}{2\pi f_0 Z_\pi}$	$C_1=\dfrac{m_2}{2\pi f_0 Z_T}$	$C_0=\dfrac{(1+m^2)^{1/2}}{2\pi f_0 Z_{T0}}$
(6)	$C_{01}=\dfrac{1-m_1^2}{m_1^2}C_2$	$C_{02}=\dfrac{1}{m_2^2-1}C_1$	$C_S=\dfrac{1-m^2}{m^2}C_0$
(7)	$C_1=\dfrac{f_{\infty 1}^2-f_1^2}{f_1^2}C_{01}$	$C_2=\dfrac{f_2^2-f_{\infty 2}^2}{f_{\infty 2}^2}C_{02}$	$C=\dfrac{f_{\infty 1}^2-f_{\infty 2}^2}{f_{\infty 2}^2}C_0$
(8)	$L_1=\dfrac{1}{4\pi^2 f_1^2 C_1}$	$L_2=\dfrac{1}{4\pi^2 f_{\infty 2}^2 C_2}$	$L=\dfrac{1}{4\pi^2 f_{\infty 2}^2 C}$
(9)	$f_r=f_1$	$f_r=f_{\infty 2}$	$f_r=f_{\infty 2}$
(10)	$f\geqslant f_{\infty 1}-f_1$	$\Delta f\geqslant f_2-f_{\infty 2}$	$\Delta f\geqslant f_{\infty 1}-f_{\infty 2}$
(11)			
	$Z_{\pi 0}=(1+m_1^2)Z_{T0}$	$Z_{\pi 0}=\dfrac{1+m_2}{m_2}Z_{T0}$	$Z_{\pi 0}=2(1+m^2)Z_{T0}$

表 9.18 設 計 一 覧 (N)

対称型基本区間			
(1)	π 区 間	T 区 間	L 区 間
(2)			
(3)			
(4)	$m_2^2=\dfrac{f_2^2-f_1^2}{f_1^2-f_{\infty 2}^2}$	$m_1^2=\dfrac{f_2^2-f_1^2}{f_{\infty 1}^2-f_2^2}$	$m_1^2=\dfrac{f_{\infty 1}^2-f_2^2}{f_{\infty 1}^2-f_1^2}$ $m_2^2=\dfrac{f_2^2-f_{\infty 2}^2}{f_1^2-f_{\infty 2}^2}$
(5)	$C_1=\dfrac{1}{2\pi f_0 Z_\pi}$	$C_2=\dfrac{1}{2\pi f_0 Z_T}$	$C=\dfrac{1}{2\pi f_0\sqrt{(Z_\pi Z_T)}}\left[\dfrac{1+m_2^2}{1+m_1^2}\right]^{1/2}$
(6)	$C_{02}=\dfrac{2}{m_2^2}C_1$	$C_{01}=\dfrac{m_1^2}{2}C_2$	$C_{01}=\dfrac{1-m_1^2}{2}C$ $C_{02}=\dfrac{2}{m_2^2-1}C$
(7)	$C_2=\dfrac{f_2^2-f_{\infty 2}^2}{f_{\infty 2}^2}C_{02}$	$C_1=\dfrac{f_{\infty 1}^2-f_1^2}{f_1^2}C_{01}$	$C_1=\dfrac{f_{\infty 1}^2-f_0^2}{f_0^2}C_{01}$ $C_2=\dfrac{f_0^2-f_{\infty 2}^2}{f_{\infty 2}^2}C_{02}$
(8)	$L_2=\dfrac{1}{4\pi^2 f_{\infty 2}^2 C_2}$	$L_1=\dfrac{1}{4\pi^2 f_1^2 C_1}$	$L_1=\dfrac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1}$ $L_2=\dfrac{1}{4\pi^2 f_{\infty 2}^2 C_2}$
(9)	$f_r=f_{\infty 2}$	$f_r=f_1$	$f_{r1}=f_0 \quad f_{r2}=f_{\infty 2}$
(10)	$\Delta f \geqslant f_2-f_{\infty 1}$	$\Delta f \geqslant f_{\infty 1}-f_1$	$\Delta f_1 \geqslant f_{\infty 1}-f_0$ $\Delta f_2 \geqslant f_0-f_{\infty 2}$

対称型基本区間

(1)	π 区間	T 区間	L 区間
(11)	 Z_π	 Z_T	 $Z_{T0}=Z_{\pi 0}\{1+(C_{02}/C_{01})\}m_1^2 m_2^2$

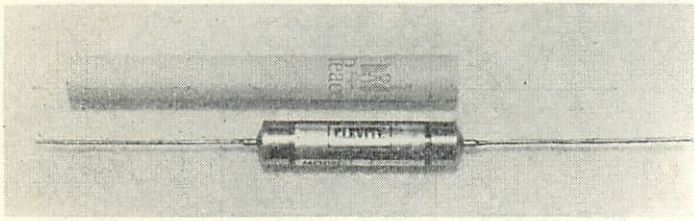


図 9.22　クレバイトセラミックラダーフィルタ（15 共振子）

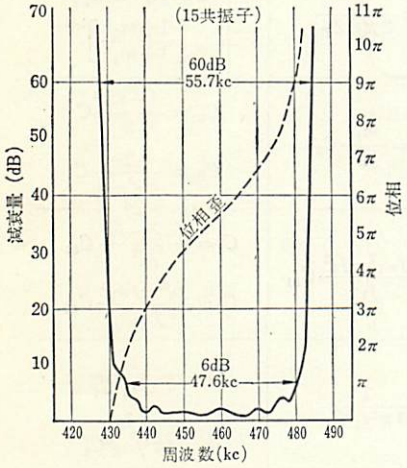


図 9.23　クレバイトセラミックラダーフィルタの特性

具体例としてクレバイト社の 15 共振子を用いた梯子型沪波器の一例を図 9.22 にその特性を図 9.23 に示す．前にもしばしばふれたことであるが，セラミック沪波器の生産性を高めるには共振子の種類をへらすことが一法である．三浦，矢野はこの点に着目して同一のセラミック共振子に蓄電器のみで構成される任意の回路を付加したものを各アームインピーダンスに使用したとき，影像パラメータ沪波器としての構成の限界を調査報告している．

結論としては

（i）　通過帯域幅は共振子の共振，反共振の幅の約 7 割以上にはならない．

（ii）　通過帯域幅を最大より漸次減少させるに従い，減衰極の位置の自由由度は増す．しかし減衰極を遠くにもってゆくことは比較的むずかしい．

ということである.

さらに斉藤，大野らは動作パラメータ法で設計されたセラミック沪波器を同様な手法で同

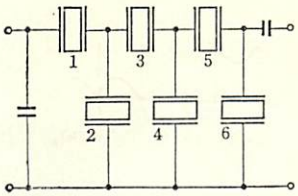


図 9.24 動作パラメータ法設計による
セラミック沪波器

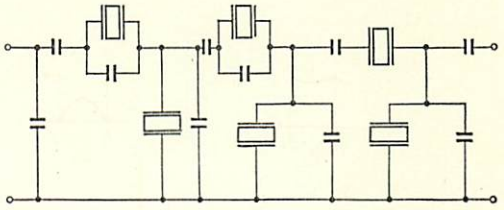


図 9.25 1 種素子構成法による
セラミック沪波器

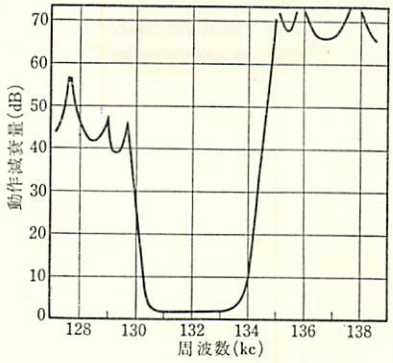


図 9.26 セラミック共振子 1 種素子構成法による試作特性例

一結合係数の共振子を使用した試作例を報告している．すなわち図 9.24 は設計結果を示し，共振子 1～6 にそれぞれ0.315, 0.288, 0.249, 0.169, 0.348, 0.233 と互いに異なる結合係数を必要とする．図 9.25 は結合係数が 0.59 である 1 種類の共振子を用いて構成された試作回路，図 9.26 はその特性を示す．いずれにしてもこれらの手法は共振子を多種類製造する場合と，容量を付加する場合の経済比較のうえで行なわれるべきであろう．

10. 沪波器の測定

一般に測定が正確に行なわれなければ，得られた結果は真実の性能を示さず正しい評価を下せないことになる．したがって正確な測定が必要であるが，測定には種々の困難が伴うものである．とくに最近では要求される規格がしだいに過酷になって，たとえば通信用沪波器においても使用周波数は数十メガサイクルまでにも達し，減衰量は 100 dB 以上の値を測定する必要があり，しかも伝送特性の偏差は，0.01 dB の確度と精度を問題にする状態になってきている．またパルス伝送通信の発達とともに，減衰量のみならず，波形特性に密接に影響する位相量，遅延量の正確な測定が必要になってきた．

したがって測定方法の選択，測定器の精度ならびに安定度の確保などについて充分に注意しなければならない．

10.1 減衰量測定

10.1.1 動作減衰量測定

図 10.1 に示すような内部インピーダンス Z_1，起電力 V_0 の電源に適当な負荷 Z を接続し，Z で消費される実効電力を最大ならしめるためには，$Z=\tilde{Z}_1$ とすればよく，その最大電力は次式で表わされる．

$$P_0=Re\frac{\tilde{Z}_1}{|Z_1+\tilde{Z}_1|^2}|V_0|^2=\frac{|V_0|^2}{4R_1} \qquad (10.1)$$

ただし $Z_1=R_1+jX_1$，P_0 は，図 10.1 の交流電源に固有なものであって最大有効電力とよばれる．

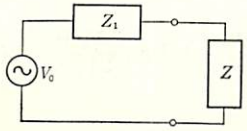


図 10.1 基 本 回 路

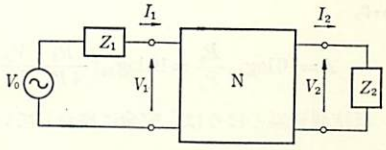


図 10.2 4 端子回路網の動作減衰量

さて図 10·2 のように図 10·1 の電源に 4 端子回路網Nを接続し，その出力側をインピーダンス Z_2 で終端するとき，Z_2 で消費される電力 P_2 は

$$P_2=Re\frac{1}{Z_2}|V_2|^2=\frac{R_2}{|Z_2|^2}|V_2|^2 \tag{10.2}$$

で表わされる．

もともと P_0 の電力がとり出し得る電源から，実際には P_2 だけの電力をとり出したのであるから，4 端子回路網Nの動作減衰量をつぎのように定義する．

$$A\,(\mathrm{dB})=10\log_{10}\frac{P_0}{P_2} \tag{10.3}$$

$$a\,(\mathrm{NP})=\frac{1}{2}\log_e\frac{P_0}{P_2}$$

以上のように定義された 4 端子回路網の動作減衰量のもっとも一般的な測定は，抵抗減衰器との比較によって行なわれる．すなわち図 10·3 のように，4 端子回路網 N に電源抵抗

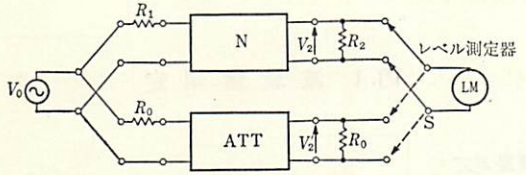


図 10·3 動 作 減 衰 量 測 定 回 路

R_1，負荷抵抗 R_2 を接続し，特性インピーダンス R_0 の可変抵抗減衰器（ATT）も同様の構成としたものを並列に接続して，出力側の電圧 V_2，V_2' を比較する．

4 端子回路網のほうは

$$P_0=\frac{|V_0|^2}{4R_1}$$
$$P_2=\frac{|V_2|^2}{R_2} \tag{10.4}$$

これから

$$A=10\log_{10}\frac{P_0}{P_2}=10\log_{10}\left(\frac{R_2}{4R_1}\left|\frac{V_0}{V_2}\right|^2\right)=10\log\frac{R_2}{R_1}+10\log_{10}\left|\frac{V_0}{2V_2}\right|^2 \tag{10.5}$$

一方，抵抗減衰器のほうは，完全に整合しているから

$$A'=10\log\frac{P_0'}{P_2'}=10\log_{10}\left|\frac{V_0}{2V_2'}\right|^2 \tag{10.6}$$

ここで可変抵抗減衰器の減衰量を調節して，転換器Sを4端子回路網側，抵抗減衰器側にたおしたときの，レベル測定器の指示が等しくなるようにすれば $|V_2|=|V_2'|$ となるから

$$A=10\log_{10}\frac{R_2}{R_1}+A' \tag{10.7}$$

A' は抵抗減衰器の減衰量であって，デシベルで表示されているから4端子回路網の動作減衰量は，抵抗減衰器の読みに $10\log_{10}R_2/R_1$ (dB) だけ加えれば，求められる．

10.1.2 電圧減衰量測定

4端子回路網の電圧減衰量は，図 10.4 に示すように入力端の電圧 V_1 と出力端の電圧 V_2 の比で定義する．

$$A\,(\mathrm{dB})=20\log_{10}\left|\frac{V_1}{V_2}\right| \tag{10.8}$$

このように定義された電圧減衰量測定の一般的な方法は，抵抗減衰器との比較である．すなわち図 10.5 のように，4端子回路網Nを負荷抵抗 R_2 で終端し，特性インピーダンス R_0 の可変抵抗減衰器を R_0 で終端して，入力側を並列接続し

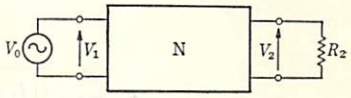


図 10.4 4端子回路網の電圧減衰量

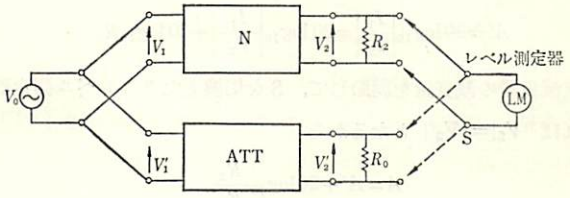


図 10.5 電圧減衰量測定回路

て，出力側の電圧 V_2，V_2' を比較する．$V_0=V_1=V_1'$ であるから4端子回路網のほうは

$$A=20\log\left|\frac{V_0}{V_2}\right| \tag{10.9}$$

一方，抵抗減衰器のほうは

$$A'=20\log\left|\frac{V_0}{V_2'}\right| \tag{10.10}$$

ここで可変抵抗減衰器の減衰量を調節して，Sを切換えたとき，レベル測定器の指示が等しくなるようにすれば $|V_2|=|V_2'|$ となるから，$A=A'$ である．4端子回路網の電圧減衰量は抵抗減衰器の読みからただちに求まる．

10·1·3 電流減衰量測定

4端子回路網の電流減衰量は，図 10·6 のように入力端の電流 I_1 と出力端の電流 I_2 の比で定義する．すなわち

$$A\,(\mathrm{dB})=20\log_{10}\left|\frac{I_1}{I_2}\right| \qquad (10.11)$$

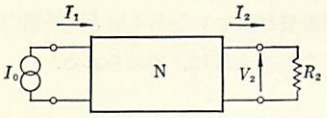


図 10·6　4端子回路網の電流減衰量

このように定義された電流減衰量の一般的な測定の方法は，抵抗減衰器との比較で行なう．すなわち図 10·7 のように，4端子回路網と可変抵抗減衰器の入力端を直列に接続する．そうすれば $I_1=I_1'$ であるから，4端子回路網のほうは

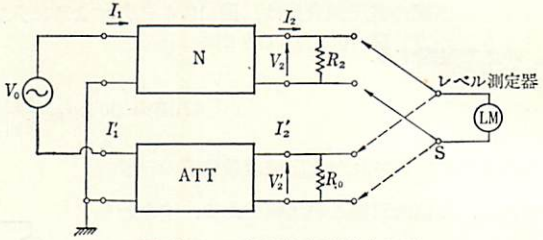


図 10·7　電流減衰量測定回路

$$A=20\log_{10}\left|\frac{I_1}{I_2}\right|=20\log_{10}\left|\frac{I_1}{V_2}\right|+20\log_{10}R_2 \qquad (10.12)$$

抵抗減衰器のほうは

$$A'=20\log_{10}\left|\frac{I_1}{I_2}\right|=20\log_{10}\left|\frac{I_1}{V_2'}\right|+20\log_{10}R_0 \qquad (10.13)$$

ここで可変抵抗減衰器の減衰量を調節して，Sを切換えたときレベル測定器の指示が等しくなるようにすれば $|V_2|=|V_2'|$ となるから

$$A=A'+20\log_{10}\frac{R_2}{R_0} \qquad (10.14)$$

となる．A' は抵抗減衰器の読みである．図 10·7 の測定回路では，アースに対して平衡した発振器を必要とする．

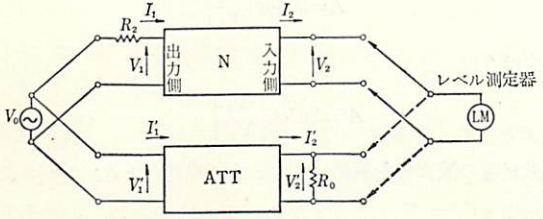


図 10·8　電 流 減 衰 量 測 定 回 路

電流減衰量測定法には，図 10·8 のように 4 端子回路網の入力端，出力端を逆接続して行なう方法がある．4 端子回路網の縦続行列を

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}$$

とすれば，入力端，出力端を逆にした 4 端子回路網の縦続行列は

$$\begin{pmatrix} D & B \\ C & A \end{pmatrix}$$

となる．電流減衰量はその定義から

$$A=20\log_{10}|CR_2+D| \tag{10.15}$$

となるが，一方，図 10·8 の回路では．

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} D & C \\ B & A \end{pmatrix}\begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \tag{10.16}$$

$$V_1=V_0-R_2 I_1$$

$$I_2=0$$

から

$$CR_2+D=\frac{V_0}{V_2} \tag{10.17}$$

となり，電流減衰量は

$$A=20\log\left|\frac{V_0}{V_2}\right| \tag{10.18}$$

で与えられる．

一方，抵抗減衰量のほうは，$V_0=V_1'$ であるから

$$A'=20\log_{10}\left|\frac{V_0}{V_2'}\right| \tag{10.19}$$

となり，可変抵抗減衰器の減衰量を調節して S を切換えたとき，レベル測定器の指示が等しくなるようにすれば，$|V_2|=|V_2'|$ となるから

$$A=A' \tag{10.20}$$

すなわち電流減衰量は，抵抗減衰器の読みからただちに求められる．

10·1·4 減衰量測定上の注意事項

（1） 測 定 レ ベ ル

4 端子回路網の減衰量は，入力端に加える信号電圧によって変化することがある．これは，コイルのインダクタンスおよび Q が，コイルを流れる電流の値に応じて変化するためで

あるから，測定にさいして発振器の出力レベルを実際の使用状態のレベルに合わせるようにしなければならない．

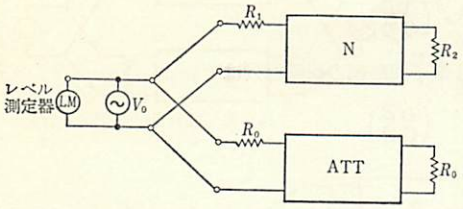


図 10·9 測定レベル

使用レベルおよび測定レベルは電源の最大有効電力で規定するのが，動作減衰量の定義から適当である．すなわち図 10·9 のように，R_1 と R_0 の分岐点に高入力インピーダンスのレベル測定器を接続し，規定の測定レベルになるように発振器の出力レベルを調節する．

このようにすれば，4 端子回路網に接続された電源は，規定の最大有効電力をもつことになる．

（2） 抵抗による分圧

レベル測定器の入力インピーダンスは，低周波では 600 Ω，高周波では 75 Ω で，プローブを付加して 100 kΩ 程度となるようにつくられているものが多い．

図 10·10（a）の場合，のレベル測定器の入力インピーダンスは，4 端子回路網の負荷抵抗 R_2 に比べて充分高くなければ測定誤差を生じるので，R_2 の値が大きいときは，（b）のように負荷抵抗を分割して，$R_2'+R_2''=R_2$ とし，R_2'' をレベル測定器の入力インピーダンスに比べて充分小さくすればよい．このとき減衰量の測定値を A'（dB）とすれば，真の減衰量は

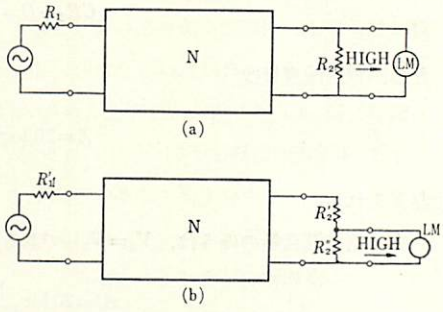


図 10·10 負荷抵抗分圧による測定

$$A=A'-20\log_{10}\frac{R_2}{R_2''} \qquad (10.21)$$

から求まる．

通常，低周波では $R_2''=600\,\Omega$，高周波では 75 Ω とする．この場合，レベル測定器の入力インピーダンスがそれぞれ 600 Ω，75 Ω であれば，R_2'' は実際には接続しなくてよい．

（3） 平衡回路網の測定

4 端子回路網が平衡回路網である場合には，対地平衡を保って測定しなければならない．図 10·11 に回路網が平衡である場合の測定回路をまとめて示しておく．

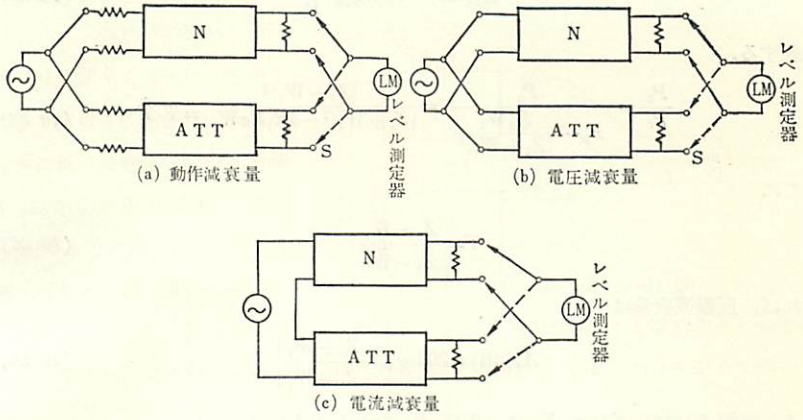


図 10·11　平衡回路網の減衰量測定回路

（4） 縦電流の阻止

4端子回路網の入力端子対，および出力端子対においては，回路網に流れ込む電流と流れ出る電流の値は等しくなければならない．すなわち図 10·12(a) において $I_1=I_1'$, $I_2=I_2'$ であるとき，4端子回路網は所期の伝送特性を得る．したがって測定の場合も，この条件を満足することが必要で，縦電流阻止のため図 10·12(b) のように中継線輪を挿入することがある．

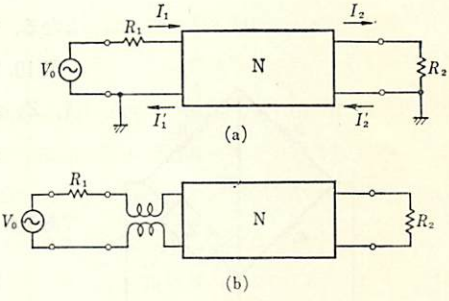


図 10·12　縦電流の阻止

10.2　反響減衰量測定

図 10·2 において，4端子回路網Nの入力インピーダンスを W_1 とすれば，一般には，W_1 は Z_1 に等しくないから，内部インピーダンス Z_1 の電源から最大電力を取り出すことはできない．取り出し得る最大の電力と実際に電源から取り出された電力との差は，反射によって電源に戻されたものと考えて反響電力とよぶ．

$$\text{反響電力}\quad P_r=P_0-Re\,V_1\cdot\tilde{I}_1=P_0-\frac{Re\,W_1}{|Z_1+W_1|^2}|V_0|^2 \qquad (10.22)$$

このとき反響減衰量（不整合減衰量）を

$$A_e(\mathrm{dB})=10\log_{10}\frac{P_0}{P_r} \tag{10.23}$$

で定義する.

$$\frac{P_0}{P_r}=\frac{P_0}{P_0-\dfrac{R_e W_1}{|Z_1+W_1|^2}}=\frac{|Z_1+W_1|^2}{|Z_1+W_1|^2-4R_1 Re\, W_1}=T\cdot\tilde{T} \tag{10.24}$$

ここに

$$T=\frac{Z_1+W_1}{Z_1-\tilde{W}_1} \tag{10.25}$$

とすれば，反響減衰量は

$$A_e(\mathrm{dB})=20\log_{10}\left|\frac{Z_1+W_1}{Z_1-\tilde{W}_1}\right| \tag{10.26}$$

となる．電源インピーダンス Z_1 は，抵抗 R_1 であるとすれば

$$A_e(\mathrm{dB})=20\log_{10}\left|\frac{R_1+W_1}{R_1-\tilde{W}_1}\right| \tag{10.27}$$

となる.

図 10·13 に示す 1 点接地のブリッジで，R_S は標準抵抗，Z_X は被測定インピーダンスであるとすれば

$$\frac{V_1}{V_2}=2\frac{R_S+Z_X}{R_S-Z_X} \tag{10.28}$$

であるから

$$20\log_{10}\left|\frac{V_1}{V_2}\right|=6+20\log_{10}\left|\frac{R_S+Z_X}{R_S-Z_X}\right| \tag{10.29}$$

よって

$$A_e\ (\mathrm{dB})=20\log_{10}\left|\frac{R_S+Z_X}{R_S-Z_X}\right|$$

$$=20\log_{10}\left|\frac{V_1}{V_2}\right|-6 \tag{10.30}$$

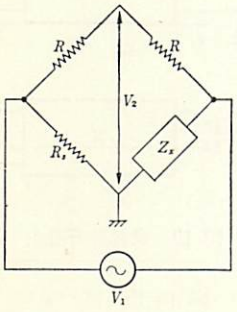


図 10·13　1 点接地ブリッジ

となるから，$|V_1|$ と $|V_2|$ の比を測定して 6 dB だけ補正すればよい.

反響減衰量の測定は，図 10·14 の回路で行なう．変成器 T_1 は，発振器からの対地不平衡の電圧を平衡になおすためのものであり，V_2 は開放起電力であるから，電圧検出回路の入力インピーダンスはブリッジのインピーダンスに比べて充分高くなければならない．R_3，R_4，R_5，R_6 は，このための直列抵抗であるとともに，上述の 6 dB の補正を行なう．また変成器 T_2 は，電圧検出回路の入力インピーダンスを低下させないで，検出電圧の損失を少

なくするためのもので，同時にブリッジ入力の対地平衡電圧 V_1 を対地不平衡になおす．連

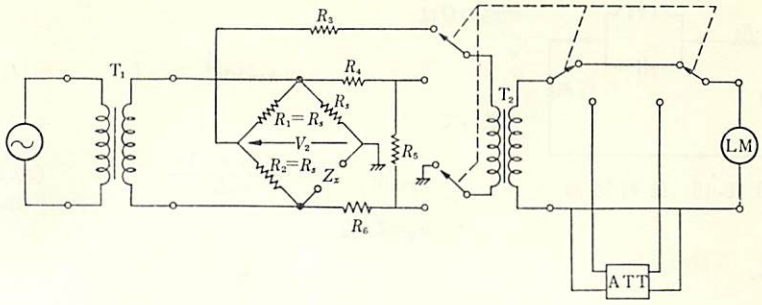


図 10·14 反響減衰量測定回路

動のスイッチを切換えたとき，T_2 の出力電圧の比を抵抗減衰器とレベル測定器で測定し，抵抗減衰器の減衰量から反響減衰量を直読できる．

10.3 同調および同調損失測定

沪波器の調整の一般的な方法は，減衰極が設計の周波数に生ずるように，コイルとコンデンサの直列または並列同調を調節する．通常，コンデンサは固定されており，コイルが可変となっているので，インダクタンスを可変して設計値の同調周波数になるようにする．

直列同調は図 10·15 のようにして動作減衰量を測定し，同調周波数で動作減衰量が最大になるように調節する．この同調周波数における減衰量の値から，同調回路の Q を求めることができる．

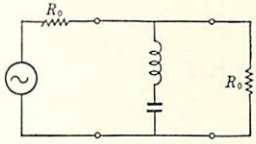


図 10·15 直列同調

測定値を A（dB）とすると

$$k=10^{\frac{A}{20}}$$

を使って

$$Q=\frac{2\omega_0(k-1)L}{R_0} \qquad (10.31)$$

$$\omega_0=2\pi f_0$$

となる．

並列同調は図 10·16 のようにして動作減衰量を測定し，同調周波数で動作減衰量が最大になるようにする．測定値を A(dB) とすると，この並列同調回路の Q は

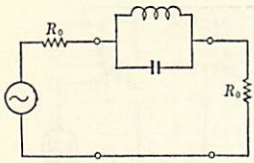


図 10·16　並列同調

$$k=10^{\frac{A}{20}}$$

を使って

$$Q=\frac{2R_0(k-1)}{\omega_0 L} \qquad (10.32)$$

$$\omega_0=2\pi f_0$$

となる．

10.4　動作位相量測定

動作位相量は，図 10·2 において電源 V_0 の位相に対する 4 端子回路網 N の出力電圧 V_2 の位相推移量で定義する．

動作位相量は簡単には位相測定器を使って測定するが，位相差のある絶対値の等しい電圧の和と差を比較する測定法がある．すなわち位相差のある電圧を V_1，V_2 として

$$\begin{aligned} |V_1|&=|V_2|=V_0 \\ V_1&=|V_1| \\ V_2&=|V_2|e^{j\theta} \end{aligned} \qquad (10.33)$$

とすれば

$$\begin{aligned} V_1+V_2&=V_0(1+e^{j\theta}) \\ V_1-V_2&=V_0(1-e^{j\theta}) \end{aligned} \qquad (10.34)$$

となるから

$$\left|\frac{V_1+V_2}{V_1-V_2}\right|=\left|\frac{1+e^{j\theta}}{1-e^{j\theta}}\right|=\left|\tan\frac{\theta}{2}\right| \qquad (10.35)$$

となる．これから θ の値を求めることができる．

図 10·17 はこの原理による動作位相量の測定回路で，T は 2 個の変成器を組合わせたハイブリッドコイルである．測定の順序は，① S_3 を一方にたおし，まず S_1 右，S_2 左にたおしレベル測定器の指示が適当になるように抵抗減衰器 ATT_2 を調節する．② S_1 左，S_2 右にたおし，抵抗減衰器 ATT_2 を調節して，レベル測定器の指示が等しくなるようにする．これで $|V_1|=|V_2|$ となったのである．③ S_1，S_2 ともに右にたおし，S_3 を左にたおすと

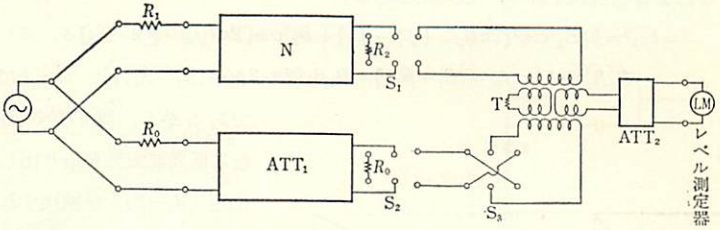


図 10.17 動作位相測定回路

$|V_1+V_2|$ がレベル測定器に指示される．④ S_3 を右にたおすと $|V_1-V_2|$ がレベル測定器の指示である．

③と④のレベル差を A(dB) とすれば

$$\tan\frac{\theta}{2}=10^{\frac{A}{20}} \tag{10.36}$$

によって θ が計算でき，これから動作位相量が求められる．

10.5 群遅延時間測定

4 端子回路網の位相特性を $\theta(\omega)$ $(\omega=2\pi f)$ とすれば群遅延時間は

$$\tau(\omega)=\frac{d\theta}{d\omega} \qquad \omega=2\pi f \tag{10.37}$$

で示される．群遅延時間は，包絡線位相推移から $\dfrac{d\theta}{d\omega}$ を求める Nyquist の原理によって測定できる．すなわち測定周波数 f_m を低周波信号波 p で振幅変調した変調波を 4 端子回路網に送出し，受端で復調して得られた低周波成分の位相遅れ $\Delta\theta$ を検出すれば，測定周波数 f_m における群遅延時間は近似的に次式で与えられる．

$$\tau(f_m)=\left.\frac{d\theta}{d\omega}\right|_{\omega=2\pi f_m} \fallingdotseq \frac{\Delta\theta}{2\pi p} \tag{10.38}$$

搬送波抑圧変調波

$$e_i=A\{\cos 2\pi(f_m+p)t+\cos 2\pi(f_m-p)t\} \tag{10.39}$$

を図 10.18 のような振幅および位相特性を有する 4 端子回路網に加えたとき，その出力信号は

$$e_0=B_1\cos\{2\pi(f_m+p)t-\beta_1\}+B_2\cos\{2\pi(f_m-p)t-\beta_2\} \tag{10.40}$$

$$B_1=AG_1 \qquad B_2=AG_2$$

となる．これを2乗検波すれば，その出力電流は

$$i=ke_0^2=k[B_1^2\cos^2\{2\pi(f_m+p)t-\beta_1\}+B_2^2\cos\{2\pi(f_m-p)t-\beta_2\}+$$
$$B_1B_2\cos\{4\pi f_m-(\beta_1+\beta_2)\}+B_1B_2\{2\pi\cdot 2pt-(\beta_1-\beta_2)\}] \qquad (10.41)$$

であるから，第4項すなわち $2p$ なる低周波成分を取り出し，その位相（$\beta_1-\beta_2$）を検出すれば，測定周波数 f_m における群遅延時間は

$$\tau(f_m)\fallingdotseq\frac{1}{2\pi}\frac{\beta_1-\beta_2}{2p} \qquad (10.42)$$

によって求まる．

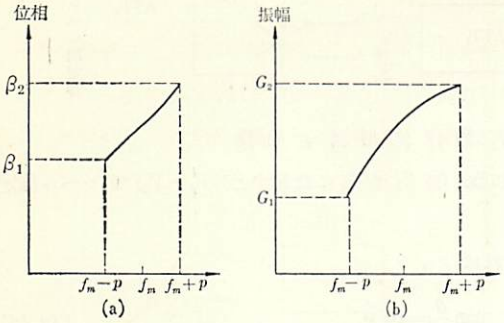


図 10.18　位相特性（a）と振幅特性（b）

群遅延時間の測定は，この原理に基づいてつくられた測定器を使用する．測定回路の構成は位相検出を行なうとき基準となる変調波を復調するSルートと，被測定4端子回路網が挿入されて位相偏差を生ずるXルートの測定器内部の回路構成をまったく同一にして，測定器自身の内部残留偏差を相殺して測定誤差を小さくした2ルート法を用いている．

10.6 歪率測定

回路網を構成する素子には，抵抗，コイル，コンデンサがあるが，主としてコイルの非直線性のため高調波を発生する．一般に周波数 f の正弦波を回路網に印加すると，その出力は基本波 f のほかに $3f, 5f$ ……などの奇数次の高調波を含んでいる．このような波形を

$$\sum_{\nu=1}^{n}\sqrt{2}\,A_\nu\cos(\nu\omega t+\alpha_\nu)\quad \omega=2\pi f \qquad (10.43)$$

とすれば，n は理論的には無限大になるはずであるが，一般的には使用周波数帯域の最高周波数まで考えて，歪率をつぎのように定義する．

$$\text{歪率}\quad k=\frac{\sqrt{\sum_{\nu=1}^{n}A_\nu^2}}{A_1}\times 100(\%) \qquad (10.44)$$

$$\text{歪減衰量}\quad A_k=20\log_{10}\frac{A_1}{\sqrt{\sum_{\nu=1}^{n}A_\nu^2}} \qquad (10.45)$$

また

$$k_n=\frac{A_n}{A_1}\times 100(\%) \tag{10.46}$$

$$Ak_n=20\log_{10}\frac{A_1}{A_n} \tag{10.47}$$

をおのおの第 n 次高調波の歪率，歪減衰量と定義する．回路網から発生する高周波は第三次高周波がいちばん大きく，歪率は第三次高周波の歪率によってほとんどきまってしまう．

歪減衰量の測定法には，種々の方法があるが，選択レベル測定器を使って高周波の各成分を分離して，そのレベルを基本波と比較する方法について述べる．

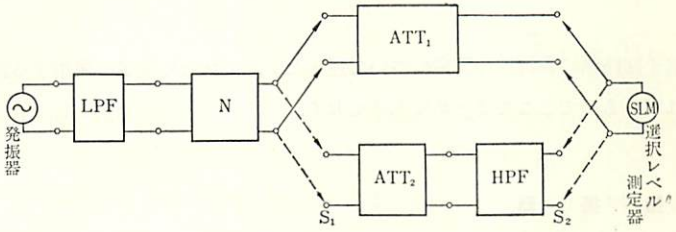


図 10.19 歪 率 測 定 回 路

図 10.19 のように，発振器の出力を低域通過沪波器を通して，高調波を充分抑圧した信号を 4 端子回路網に加える．転換器 S_1，S_2 をまず可変抵抗減衰器 ATT_1 側にたおし，選択レベル測定器は基本周波数に同調し，レベル測定器の指示が適当になるように，ATT_1 を調節する．つぎに S_1，S_2 を可変抵抗減衰器 ATT_2 側にたおし，選択レベル測定器は第 n 次高調波に同調し，レベル測定器の指示が基本波の場合と等しくなるように ATT_2 を調節する．二つの抵抗減衰器の減衰量の差から第 n 次高周波の歪減衰量が求まる．

10.7 環 境 試 験

沪波器の環境試験は，普通の小型電気機器の環境試験とほとんど同様な方法で行なわれ，大きくわけて非破壊試験と破壊試験がある．通常の沪波器の場合には，主として問題になるのは温度による特性の変動であるが，場合によっては振動試験，衝撃試験などの各種の環境試験が課せられる．通信用沪波器の周囲温度は使用場所にもよるが，屋内のみならず地中や柱上に設置される場合もあるから，−5～−10°Cから 45～50°Cに及ぶ．しかしながらこの温度範囲内のすべての温度において，厳格な規格を満足することはかなり困難であって，通常

規格を満足すべき周囲温度範囲と，規格は満足しないかもしれないが温度が元に戻れば復元するような周囲温度範囲にわけて考えることが多く，前者を規格周囲温度，後者を使用周囲温度とよぶことがある．通信用沪波器の温度試験は，各種の伝送特性，たとえば減衰量，不整合減衰量などについて行なわれるが，通常各特性は温度の変動に伴って，単調に変化することが多いので，温度試験は規格周囲温度の最高温度，最低温度および常温において行なわれることが普通である．このさい高温から低温へなどの温度サイクルを課した場合に，過去の履歴が残って伝送特性が過去の温度に依存することがあるので注意を要する．

10.8 測　定　器

以上4端子回路網の各特性の測定について述べたが，これらの測定に使用する測定器は種種市販されているのでここでまとめてあげておく．

10.8.1 発　振　器

一般に低周波では *CR* 発振器，高周波では *LC* 発振器であって，選択レベル測定器と連動ができるようにビート発振器として連動用の周波数も発振するようにしたものがある．また水晶発振の基準周波数を分周または逓倍して周波数を合成するシンセサイザの手法を用いた発振器がある．代表的な発振器を表 10.1 に掲げておく．

表 10.1 発　振　器

型　名	周波数範囲	出力レベル	出力インピーダンス	備　考
測搬 1 号	50c～150kc	+26～0 dBm	600 Ω	*CR* 発振器
M-281 B	30kc～30Mc	+15～−45dBm	75 Ω 600 Ω	M-232B 選択レベル測定器と連動可能
KK-107 D	50kc～30Mc	+20～−30dBm	75 Ω	*LC* 発振器
MC 44 A	30kc～30Mc	+15～−50dBm	75 Ω	シンセサイザ

10.8.2 レベル測定器

レベル測定器は，入力信号を増幅，検波してレベルを指示するのであるが，増幅特性が使用周波数帯域にわたり平坦な平坦レベル測定器と，周波数選択特性をもつ選択レベル測定器がある．

選択レベル測定器の構成は，ヘテロダイン法で中間周波数を発生させ，中間周波増幅回路に帯域沪波器を挿入し，不要周波数を除去するのであるが，そのさい局部発振周波数を発振器から供給して選択レベル測定器の抽出周波数を発振器の周波数ダイアルに連動するようにして，実際は選択測定でありながら測定操作上は平坦レベル測定器を使っているのと同じになるようにしたものがある．

代表的なレベル測定器を表 10·2 に掲げておく．

表 10·2　レ ベ ル 測 定 器

型　名	周波数範囲	入力レベル	入力インピーダンス	備　考
測撤 3 号	200c～150kc	−30～+30dBm	600 Ω HIGH	平坦レベル測定器
M-212 B	50kc～17Mc	−60～+20dBm	75 Ω HIGH	平坦レベル測定器
C-1	50kc～10Mc	−80～+20dBm	75 Ω HIGH	選択レベル測定器
M-282 B	30kc～30Mc	−80～+20dBm	75 Ω 600 Ω	選択レベル測定器 M-281 B 発振器と連動可能

10·8·3　不整合減衰量測定器

抵抗ブリッジと可変抵抗減衰器で構成されており，発振器とレベル測定器を併用する．代表的な測定器を表 10·3 に示しておく．

表 10·3　不整合減衰量測定器

型　名	周波数範囲	$z_0(\Omega)$	測定範囲	備　考
M-242 B	50kc～30Mc	75 Ω	0～50 dB	
MR 21 A	30～150 kc	20 Ω～2kΩ	0～50 dB	

10·8·4　可変抵抗減衰器

表 10·4　可 変 抵 抗 減 衰 器

型　名	周波数範囲	インピーダンス	最大減衰量	可変段階
測撤 90 型	DC～150kc	600 Ω 平衡 300 Ω 不平衡	91 dB	30dB×1　10dB×5 1dB×10　0.1dB×10
M-215 C	DC～30Mc	75 Ω 不平衡	91 dB	30dB×1，10dB×5 1dB×10，0.1dB×10

それぞれ 10 dB 段階，1 dB 段階，0.1 dB 段階で変化する抵抗減衰量を縦続接続し，その和が抵抗減衰器の減衰量になる．代表的な測定器を表 10·4 に示しておく．

10·8·5 沪波器特性直視装置

沪波器の周波数特性をブラウン管で直視すれば，測定に要する時間は短縮される．直視装置は掃引発振器の出力を沪波器に加え沪波器の出力を増幅し，デシベル値に変換してオシロスコープで直視するものである．また標準沪波器と被測定沪波器の特性を交互にブラウン管に表示する 2 現象型のものがあり，同調素子の測定や不整合減衰量の測定を簡単に行なうことができる．この種の測定器には TV-17A 沪波器特性直視装置がある．

10·8·6 位 相 測 定 器

動作位相量は，二つの信号の位相差を検出する位相測定器を使って簡単に測定することができる．代表的な測定器を表 10·5 に示しておく．

表 10·5 位 相 差 測 定 器

型 名	周波数範囲	入 力 レ ベ ル	入 力 信 号 比	入力インピーダンス
405	8c～40 kc	0.3V～70V	1：100	3 MΩ 20 pF
405H	8c～300kc	2V～40V	1：20	3 MΩ 20 pF

10·8·7 群遅延時間測定器

群遅延時間測定の項で述べた Nyquist の原理を用いた測定器がある．群遅延時間は近似的に

$$\tau(f_m) \fallingdotseq \frac{\Delta\theta}{2\pi p}$$

表 10·6 群 遅 延 時 間 測 定 器

型 名	周波数範囲	変調周波数	送信レベル	受信レベル	インピーダンス	備 考
高確度位相歪測定器	200c/s～25kc	10c/s および 50c/s 切換可能	0～−40 dBm	+10～−30dBm	600 Ω	
	4kc～244kc	50 c/s	0～−40 dBm	0～−40 dBm	75 Ω	
MS 21 A MH 21 A	10kc～560kc	500 c/s	−10～−40dBm	−10～−35dBm	75 Ω	
群遅延直視装置	0.1Mc～15Mc	12.5kc または 100kc	+4～−28dBm		75 Ω	ブラウン管直視装置

となることを述べた．$\Delta\theta$ は変調周波数 p に依存し，理論的には p が小さくなるほど測定値 $\tau(f_m)$ は真値に近づくが，反面位相角の検出，回路の位相安定度，S/N 比などを向上しなければならない．代表的な測定器を表 10·6 に示しておいた．

参 考 文 献

LC 沪波器

(1) 喜安善市：沪波器の減衰量の Tchebycheff 近似について，電試彙 8，p. 157. (昭 19)

(2) 矢崎銀作：伝送回路網および沪波器，その 3　実用通信工学叢書，電気通信学会刊

(3) 渡部　和：帯域沪波梯子回路の構成について信学誌 (1957, 10)

(4) O. J. Zobel : BSTJ (Jan. 1923, Apr. 1931)

(5) W. Cauer : Siebschaltungen VDI (1931)

(6) H. Piloty : Elektro Nachr Techn 1537 (1938)

(7) T. Laurant : Ericson Techn. 1, 3 (1936)

(8) H. Piloty : TFT Sep., Oct., Nov. (1940)

(9) W. Cauer : Theorie der Linear Wechselstromschaltungen BdI (1940)

(10) S. Darlington : J, Math Phys (Sept. 1939)

(11) R. V. Braudf : Frequenz Bd 6, Nr. 7 (1953)

(12) 渡部　和：沪波器のチェビシェフ近似理論信学誌 1960, 3.

(13) 喜安善市："Tchebycheff 特性沪波器の相反型特性関数に関する一考察
信学誌 (昭 18. 1)

(14) 矢崎銀作："相反形沪波器に関する二，三の考察" 電通誌
Vol. 37 No. 5 (1954. 5)

(15) H. W. Bode : Network Analysis and Feedback Amplifier Design lst ED, NOSTCO. p-216

(16) 矢崎銀作：通研実用化報告 Vol No. 1 減衰歪を補償した沪波器の設計方法

(17) H. Lehmann : Verlus Ikompensierts Filter in Trager frequengsystemen ETZ Heft 11 1950

(18) S. Darlington : The potential Analogue of Network Sysnhesis BSTJ. 315～365 (Apr. 1951)

(19) G. L. Mathasei : Filter transfer function Sysuthesis Roc I. R. E Vol. 41 pp. 377～382 (March-1953)

(20) 矢崎銀作：沪波回路の構成に於けるポテンシャル論の応用　信学誌 (昭 29. 2)

(21) H. J. Orchard : Computation of Elliptic Functions of Rational Fractions of Quarteiperiod IRE PGCT CT-5 (1958. Dec).

水晶沪波器

(1) W. P. Mason : Electro-Mechanical Transducers and Wave Filters, D. Van Nostrand (1950)
(2) W. P. Mason : Piezoelectric Crystal & their application to ultrasonics, D. Van Nostrand (1950)
(3) R. A. Heising : Quartz Crystal for electric circuits
(4) 古賀逸策：圧電気と高周波，オーム社 (1946)
(5) 品田敏雄：水晶発振子の理論と実際，オーム社 (1954)
(6) 高原 靖：沪波器用共振子について，回路網委資料，(1955. 11)
(7) 尾上守夫：水晶振動子の測定，信学誌，43, 11. p 1192～1200 (昭 35. 11)
(8) O. J. Zobel : Theory and Design of uniform and composite electro-wave filter, B. S. T. J. (Apr. 1931)
(9) W. Cauer : Theory der linearen Wechselstrom-schaltungen, Becher und Erler, Leipzig (1941)
(10) W. P. Mason and R. A. Sykes : Electrical wave filters employing crystals with normal and divided electrodes, B. S. T. J. p 222 (Apr. 1940)
(11) W. Herzog : Siebschaltungen mit schwing kristallen, Wieabaden, (1949)
(12) S. Darlingtor : Synthesis of reactance 4-Poles which Produce Prescribed insertion loss characteristics including special application to filter design, Jour, Math. of Phys, 18 p 257-353(Sept. 1939)
(13) 永井健三，神谷六郎：伝送回路網学 (上)，(下)，コロナ社 (昭 31)
(14) 宮田房近：回路網合成，共立出版 (昭 31)
(15) 渡部 和：沪波器のチエビシエフ近似論，信学誌，43 p271～280，(昭35. 3)
(16) 尾崎 弘，黒田一三：回路網理論，共立出版 (昭 34)
(17) 川上正光，柴山 博：近似と構成，電子・通信工学講座 (10. 1) 共立出版 (昭 35)
(18) 高木 昇，尾上守夫：水晶沪波器の研究 (狭帯域沪波器)，東大生産技術研究所報告，1, 1, (昭 25. 5)
(19) 矢崎銀作：伝送回路網および沪波器 (その 3)，電気通信学会 (昭 35)
(20) J. H. Mole : Filter design data for communication engineers, E & F. N Spon, LTD, 10, p 161 (1952)
(21) J. W. Scholten : The effect of tolerances in the elements of image parameter filters. Philps, Telecom. Rev, 22, 2, p 63, (Jan. 1961)
(22) E. L. Norton : Constant resistance networks application to filter groups, B. S. T. J. (Apr. 1937)
(23) 喜安善市，大野克郎，池野信一：回路網理論，岩波 (昭 32)
(24) 矢崎銀作，島口 信：広帯域水晶沪波器の構成，回路網委資料 (昭 31. 10)
(25) W. Poschenrieder : Steile Quartzfilter grosser Bandbreite in Abzweigschalt-

ungen, N.T.Z. 12, p 561-565 (1956)
(26) W. Poschenrieder : Die Wellen parametertheorie als einfaches Hiefsmitter zur Realisierung von Quarz band filter in Abzweigschaltungen, N.T.Z. 3. p 132～138 (1959)
(27) J. Böhse : Die Verstdämphung im Durchlassbereich von Wellenfiltern bei underschiedlicher Spulengüte, Frequenz, 12, 12, p 380～383(1958)
(28) 武部 幹：梯子型回路を用いた急峻水晶沪波器，回路網委資料，(昭 34.11)
(29) 結城 佑：副共振が沪波器特性に及ぼす影響について（副共振抵抗規定の一方法），クリスタル専門委資，合 43，(昭 39.4)
(30) G. Szentirmai : On the realization of crystal band-Pass filters, IEEE Trans. on Circuit Theory (correspondence), 11, p 299～301 (Jun. 1964)
(31) 結城 佑：水晶沪波器に於ける等価変換，昭40通信全大会．No 114 (昭 40.11)

セラミックフィルタ

(1) 田中哲郎：強誘電効果，信学誌 (昭 37.4)
(2) 三浦 葆：圧電子，エレクトロニクスダイジェスト，47
(3) D.A. Berlincourt, C.Cmolik and H.Jaffe : Piezoelectric Properties of Polycrystalline Lead Titanate Zirconate Compositions, I.R.E. (Feb. 1960)
(4) A.E. Crawford : Lead Zirconate Titanate Piezoelectric Ceramics, B.J.A.P., 12 (Oct. 1961)
(5) Warren P. Mason : Piezoelectric Crystals and Their Application to Ultrasonics
(6) 丸竹正一：圧電効果とその応用，エレクトロニクス (昭 39.1)
(7) 丸竹正一：圧電振動子の等価回路に関する一考察，超音波研究会資料 (昭 37-7)
(8) 丸竹正一：円板の半径方向の振動に対する電気機械結合係数について，超音波研究会資料 (昭 35.6)
(9) R. Bechmann : Elastic, Piezoelectric and Dielectric Constants of Polarized Barium Titanate Ceramics and Some Applications of the Piezoelectric Equations, J.A.S.A., 28, 3 (May. 1956)
(10) Bernard Jaffe : Piezoelectric Transducers Using Lead Titanate and Lead Zirconate, U.S. Patent 2,708,244 (May 10, 1955)
(11) 早川，大内：PCM 圧電磁器の製法・特性・応用，電子材料 (昭 41.7)
(12) 要，永田：通信機用 455kc セラミックフィルタの試作実験，National Technical Report (昭 38.2)
(13) 谷，河村，三船：3端子セラミックフィルタとその応用，National Technical Report (昭 38.2)
(14) R.C.V. Macario : Design Data for Band-Pass Ladder Filters Employing Ceramic Resonators, Elect. Eng. (March 1961)
(15) 三浦英男，矢野 健：セラミック沪波器の一構成法，昭 38 通信全大会 (昭 38)

(16) 斉藤 勲，大野留治：セラミック沪波器の構成に関する一考察，電四学連大(昭39)

機械沪波器

(1) H.F. Olson : Elements of Acoutical Engineering (1952)

(2) W.P. Mason : Electro-Mechanical Transducer and Wave Filter, D. Van Nostrad (1950)

(3) G.A. Campbell : Physical Theory of the Electric Wave-Filter, B.S.T.J. (Nov. 1922)

(4) G.A. Campbell : U.S. Pat. No.1227 113 (May 22 1917)

(5) R. Adler : Compact Electro-Mechanical Filters, Electronics, (Apr. 1947)

(6) 松平，石井：機械沪波器に関する実験，東北大火曜談話会 (昭 12)

(7) 坪井忠二：振動論，河出書房

(8) 早坂寿雄：音響振動論，コロナ社

(9) 早坂寿雄：棒の縦振動，信学誌 (昭 14.3)

(10) Rord Rayleigh : The Theory of Sound

(11) W.P. Mason, R.N. Thurston : A Compact Electromechanical Band-Pass Filter for Frequencies Blow 20 Kilcycles, IRE Traus. on UE(1960-06)

(12) 田川康夫：メカニカルフィルタとその性質について，電子部品工業 (昭 38.1)

(13) 中山 高：ランジュバン形トランスジューサの温度特性，信学誌 (昭和 35.5)

(14) 田川康夫：ランジュバン型共振子の力係数測定の一方法，チタバリ実用化研究会年報，Ⅶ-42-212, (1959)

(15) Sigfrid Schweizerhof : Über Ferrite für magnetostrikive Schwinger in Filterkreisen, NTZ, 4 (1958)

(16) 菊池喜充：磁歪振動と超音波，コロナ社

(17) 近野 正，山科 貢：電気・機械沪波器に関する二三の実験，回路網研専委資，(昭 34.9)

(18) 近野 正：メカニカルフィルタ，電子通信工学講座 G-1

(19) The H.A. Wilson Comp. カタログ，WILCO NI-SPAN C CONSTANT MODULUS ALLOY

(20) W.V. Roberts, L.L. Burns : Mechanical filters for radio frequencies, RCA, Rev, 10, 11, (1949.9)

(21) 柴山 博：縦振動型機械的電気沪波器の製作寸法誤差による振幅特性の劣化について，回路網研専委資 (1961-05)

(22) H. BACHE : A Tractical Electromechanical Filter, Marconi Review, XX 11, 134, (1959)

(23) 尾上守夫：電気機械沪波器の定数測定法，電気音響研専委資，(昭 35.2)

(24) R. Adler : Compact electromechanical filter, Electronics, 20 (April 1947)

(25) S.P. Lapin : Electromechanical filters, Radio and Television News, (Dec 1953)

(26) L.L. Burns : A Band Pass Mechanical Filters for 100 kc, R.C.A. Rev.

March 1952)
(27) R. W. George : Electromechanical Filters for 100 kc Carrier and Side Band Selection, I. R. E. (Jun. 1956)
(28) R. W. George : Concentric-Shear Mode 455kc Electro-Mechanical Filters, R. C. A. Rev, (Jun 1957)
(29) Don. L. Lundgren : Electro-Mechanical Filters for Single Side Band Application, I. R. E., (Dec 1956)
(30) W. B. Roberts : Multiple-Neck Filter, U. S. pat, No 2,662,217, (Dec 1956)
(31) W. B. Roberts : Maximal Flatness Filter, U. S. Pat, No 2,617,882 (Nov 1952)
(32) John S. Turnbull : Consideration in I-F Mechanical Filter Design, WESCON Conv. Rec. 9 (1957)
(33) U. S. Patent, No 2,7190,84
(34) 日本特許, 昭 32-7801
(35) 田川康夫：メカニカルフィルタ, 電子技術 (昭 37.6)
(36) 柳沢勇二, 中沢祐三：CM フィルタ, エレクトロニクス, (昭 33.6)
(37) 深田雅夫, 佐藤嘉一：メカニカルフィルタ, 信学誌, 40.4 (1957-04)
(38) J. C. Hathaway, D. F. Babcock : Survay of mechanical filters and their application, I. R. E. 45, 1 (1957-01)
(39) 柴山 博：機械振動子とその応用, エレクトロニクス講座基礎編, 5 共立
(40) 川上, 柴山, 小野田：折り曲げ型縦振動機械的電気沪波器, 日本音響学会論文集, (1961-10)
(41) 川上, 柴山, 水口：Tchebycheff 特性を有する縦振動機械的電気沪波器, 日本音響学会論文集 (1958-05)
(42) 柴山 博：振幅平坦型特性を持つ縦振動メカニカルフィルタの製作寸法精度について, 日本音響学会論文集 (1961-10)
(43) 川上正光：回路網の構成, 通信工学講座, 共立出版
(44) 川上, 柴山, 中山：中間周波数用縦振動機械的電気沪波器, 連合大会, 1098(昭 35)
(45) A. E. H. Love : The Mathematical Theory of Elasticity,
(46) Ni-Span-C, 金属, 27, 1, p 92 (昭 32.1)
(47) 三浦, 岩谷, 矢野：機械的沪波器の機械共振周波数, 1176, 昭 38 年電気 4 学会
(48) 三浦, 矢野：機械沪波器の回路網的考察, 連合大会, 1047 (昭 39)
(49) 矢野, 渡部：機械沪波器の回路網的考察, 信学会回路研資 (昭 40. 1)

索　　引

（五十音順）

——あ　行——

アクティブフィルタ……18
アームインピーダンス……149
圧電体……229
圧電現象……225
圧電磁器……226
圧電効果……229
厚みすべり振動……120
圧粉磁心……85
アドミタンス円線図……237
Alexander Graham Bell……27
位相特性……40
インダクタンス温度係数……25, 90
影像位相量……138
影像インピーダンス……31, 134, 138
影像減衰量……138
影像終端……31
影像伝播定数……51
影像パラメータ……31, 48, 154
影像パラメータ理論……15, 48
π 終止法……141
SM コンデンサ……92
$h(P)$……45
エネルギ閉じ込め型沪波器……245
F マトリクス……30
$f(P)$……45
エミッタ・バイパス型沪波器……245
LC 沪波器……15
L 中点……127
円板の拡がり振動……235
$w_m = \sqrt{k_0}\ sn\left(\frac{mK}{N}, k_0\right)$ の計算……99
音環型低周波沪波器……247
温度係数……25

——か　行——

カーボニル鉄ダストコア……86
解析接続……45
開放インピーダンス……98
開放インピーダンス行列……31, 45
開放駆動点インピーダンス……30
開放伝達インピーダンス……30
回路次数……62
回路マトリクス……45
角周波数……61
過流損失……89
感度（Sensitivity）……24
機械振動系の回路網類推……172
機械沪波器……17, 123, 169
規準角周波数……36, 61
規準関数……179
規準低域沪波器の回路構成法……70
規準低域沪波器の阻止域限界角周波数…61
規準低域沪波器の通過域限界角周波数…61
規準複素角周波数……61
規準沪波器……36
基本区間……51
基本マトリクス……45
逆回路網……35
Q……88
Q 関数……125
Q メータ法……118
Curie 点……226
共振子共振周波数……201
共振周波数……115, 231

共振周波数温度係数 ……206
狭帯域消去水晶沪波器 ……166
狭帯域阻止沪波器 ……144
狭帯域通過沪波器 ……143
虚ジャイレータ ……182
虚抵抗を用いた機械沪波器の等価回路 ……211
近似問題 ……44, 59
屈曲振動 ……119
組立除法 ……72
クリスタルテスタ ……118
クレバイト社 ……240
群遅延時間測定 ……267
群分岐 ……10
群変換 ……6
減衰域 ……33
減衰極 ……34
減衰定数 ……33
減衰歪 ……122, 158
高域通過水晶沪波器 ……168
広帯域通過沪波器 ……167
高域沪波器 ……74
公称インピーダンス ……135, 136
恒弾性率材料 ……207
固溶体 ……227

——さ 行——

最小自乗近似 ……60
最小線輪回路構成 ……59
最小線輪構成 ……58
材料の機械振動におけるQ ……206
三次高調波ひずみ ……90
三成分系固溶体 ……244
CCITT (国際電気通信諮問委員会)規格…2
C中点 ……127
CI メータ ……118
$g(o)$ ……45
g法定数 ……229
磁気的結合 ……22
自己融着線 ……88
実現問題 ……44
実効減衰量 ……28
自動利得調整 ……9
磁歪型変換器 ……198
自由容量 ……232
シルクスクリーン法 ……246
ジルコン・チタン酸鉛系磁器 ……18
ジルコン・チタン酸鉛磁器 ……228
遮断周波数 ……33
縦続接続構成 ……161
縦続パラメータ ……149
集中定数4端子網 ……41
周波数変換 ……6
除波器 (Rejector) ……9
人工水晶 ……17, 113
信号電流 ……8
振動姿態 ……116
水晶共振子 ……16, 114
水晶共振子の支持線 ……122
水晶片 ……115
水晶沪波器 ……16, 114
スタックドマイカコンデンサ ……92
ステップアップ ……91
スプリアス ……120
滑り振動 ……230
スラグ型機械沪波器 ……177, 215
寸法共振 ……20
制動容量(damped capacitance) ……233
整 合 ……203
整合用変成器 ……160
絶縁撚線 ……88
zマトリクス ……30
セラミック(磁器)振動子 ……225
セラミックフィルタ ……18, 123, 225

全域通過回路網……40
センダスト……85
線路周波数 ……1
双対性……35
双対変数……35
挿入損失……29
相反回路網……36
束縛容量 (clamped capacitance) ……232
阻止域最小減衰量（デシベル）A_S……62
阻止域最小減衰量（ネーパー）a_S……62
阻止線輪……23
損失係数……20
損失補償……37, 122
低域通過水晶沪波器 ……168

——た　行——

帯域係数……62
帯域沪波器……74
帯域沪波器の規準帯域幅……75
帯域沪波器の上規準点周波数……75
帯域沪波器の下規準点周波数……75
帯域沪波器上規準点角周波数……61
帯域沪波器下規準点角周波数……61
帯域沪波器阻止域上限界角周波数……61
帯域沪波器阻止域下限界角周波数……61
帯域沪波器通過域上限界角周波数……61
帯域沪波器通過域下限界角周波数……61
帯域沪波器中心角周波数……61
対称回路網……36
対称減衰特性 ……155, 168
対称型……65
対称格子型 ……124
体積振動 ……230
大地アドミタンス……23
多重結合 ……216
多段縦続接続 ……127
縦効果 ……230
縦振動共振子 ……182
縦振動結合子 ……181
W. Poshenrièder ……123
W. P. Mason ……113, 230
撓み振動 ……189
端子網定数……30
断面極二次モーメント ……187
断面二次モーメント ……194
短絡アドミタンス行列……31, 45, 98
残留分極 ……227
遅延時間……37
遅延等化器……40
遅延歪……40
力係数 ……196
チタン酸バリウム ……228
Tchebycheff 近似……60
超群分岐……10
超群変換 ……6
超多重距離回線 ……1
直線漏話……22
直列共振角周波数 ……135
通過域……33
通過域最小不整合減衰量 (dB) ……62
通過域最小不整合減衰量(ネーパー)……62
通過域最大減衰量 (dB)……62
通過域最大減衰量(ネーパー)……62
通信方式 ……5
dB ……27, 28
dB_m……28
デシベル……27
d 定数 ……229
定インピーダンス分波器 ……141
定K型インピーダンス……50
定K基……58
定電圧測定法 ……239
定電流測定法 ……239
低域沪波器……74

低域沪波器基本角周波数……61
低域沪波器阻止域限界角周波数……61
低域沪波器通過域限界角周波数……61
Theta, Eliptic 関数定数表 ……68
テフロンコンデンサ……95
電圧出力係数 ……229
電圧伝達係数……98
電気機械結合係数 ……228, 230
電気機械変換器……17, 195
電気的結合……22
電子計算機……11
伝送測定法 ……237
伝送損失……27
天然水晶 ……113
電歪型変換器 ……196
電歪現象 ……225
伝播定数……31, 124
電流減衰量測定…… 259, 260
電流伝達係数……98
電力分離沪波器……10
等価インダクタンス ……120, 165
等価質量係数 ……183
等価定数 ……114
等価変換 ……161
動作位相量測定 ……266
動作減衰量 ……28, 43, 138
動作減衰量測定 ……257
動作伝送量……32
動作伝達係数……32, 43, 62, 149
動作パラメータ ……32, 42
動作パラメータ理論……15
同調損失測定 ……265
等偏差性 Equal ripple ……68
等偏差性 equal ripple property ……62
特殊油入紙コンデンサ……95
特性関数……44, 60, 62, 149, 155
トロイダル形コイル……87

——な 行——

Ni-Span C ……207
Ni-Zn系フェライト……89
二成分系固溶体 ……244
2端子共振子 ……114
ネーパ……27
捩り剛性 ……187
捩り振動共振子 ……187
捩り振動結合子 ……187
ネック型機械沪波器 ……177, 215

——は 行——

配 線……21
パイロット電流 ……8
パイロット沪波器 ……165
反共振角周波数 ……135
反共振周波数 ……115
反響減衰量 ……29, 43
反響減衰量測定 ……263
反響伝達係数……43
反響電力……30
搬送電流 ……8
搬送電話 ……1
搬送用通話路沪波器……11
PCM圧電磁器……244
PZT ……240
ヒステリシス損失係数……88
歪減衰量……39
歪 率……39
歪率測定 ……268
比帯域……38
比帯域幅 ……165
左半平面 ……150
Hurwitz ……149
Hurwitz の多項式……150

フェライト……86
フェライトの経時変化……26, 86, 91
副共振……16, 120, 142
副共振アドミタンス……142
負性インピーダンス変換器……26, 86, 18
不整合減衰量……29, 63, 140
ブリッジ測定法……118, 237
プログラム……83
分割電極共振子……117, 246
分　岐……9
分極処理……227
分布定数回路……41
分布容量……21, 91
変成沪波器……246
ポアソン比……231, 235
ポテンシャル論……100
ポリウレタン銅線……88
ポリスチロールフィルムコンデンサ……96
～の温度特性……96
ホルマール銅線……88

——ま　行——

マイラーコンデンサ……96
MnZn 系フェライト……89
右半平面……150
無限級数展開……60
無効電力……167
無理リアクタンス関数……125
面接着型沪波器……248
モリブデンパーマロイダスト……86

——や　行——

ヤウマン回路……124
ヤング率……231
誘導m変換……41
誘電分極……226
誘電率……228
容量比……115, 147, 167, 233, 237
横効果……230

——ら　行——

ランジュバン型変換器……196
リアクタンス展開……154
ソレノイド型コイル……88
輪郭すべり振動……119
輪郭縦振動……119
リング・ドット型沪波器……246
レベル……28
連立 Tchebycheff 特定沪波器……61
沪波器の機能……5
沪波器の種類……2

——わ　行——

Wagner 特性……155

著者略歴

沢登義文（さわのぼりよしふみ）

明治44年3月　山梨県に生る
昭和12年3月　早稲田大学理工学部電気工学科卒業
同　年4月　日本電気株式会社入社
同　36　年　回路部品部長
同　38　年　伝送工場長
同　40　年　伝送通信事業部次長
同　41　年　データ機械事業部長．現在に至る
主な著書　マイクロエレクトロニックス（オーム社）
百科辞典一部担当（平凡社）
自動制御機器便覧一部担当（オーム社）

通信用フィルタ　NDC 547.46

昭和42年2月18日　初版発行

定価 1300 円

© 著者　沢登義文

発行者　白井十四雄
発行所　日刊工業新聞社
東京都千代田区九段北一丁目8番10号
電話　東京（263）2311（大代表）
振替口座　東京 186076

印刷所　新日本印刷株式会社
製本所　三和製本所

落丁・乱丁本はお取替えいたします．

図書案内

抵抗器

理研電具製造株式会社
高野留八著
A5判 372ページ
定価 1200円

抵抗器の規格，一般的特性をはじめ，各種抵抗器の製造法・構造・特性および測定器類・使用材料に至るまで，電子回路用抵抗器を実用的な面に重点をおいてまとめたもの．
≪主要項目≫ 抵抗器の現状 部品規格の標準化 一般的特性 固定抵抗器（炭素皮膜・ソリッド）可変抵抗器（炭素系・金属皮膜）測定器 試験器 抵抗器の材料

コンデンサ

日本電信電話公社電気通信研究所
衣川浩平著
A5判 286ページ
定価 900円

コンデンサの基礎理論をはじめ，材料，使用上の注意，および各種コンデンサの製造法，構造，特性など電子部品としてのコンデンサに関するあらゆるデータをハンドブック的にとりまとめたもの．
≪主要項目≫ 材料 使用上の注意 各種コンデンサ（紙・MP・プラスチック・電解・磁器・マイカ・ガラス）

エレクトロニクス用変成器

東京芝浦電気株式会社
古山茂雄編
A5判 316ページ
定価 1100円

エレクトロニクス工業において設計や製造の第一線の実務にたずさわる人々を対象に，変成器はいかなるものか，どのように設計し，また使用すべきかなどの問題について詳述
≪主要項目≫ 仕様の決め方と使い方 構造 電源変圧器 整流回路用 変圧器および線輪低周波変成器 パルス変成器 中間周波変成器 高周波コイル 材料および加工

FM無線工学
—新版—

日本電信電話公社
菅原鼎山編
A5判 710ページ
定価 2500円

FM放送，無線通信の根底をなす，FM理論から最新の実際的通信技術までを，天下り的な数式の羅列をさけ，図面を多く使用して，平易に解説した総括的参考書
≪主要項目≫ 変調器 振幅制限器 復調器 給電線 電波伝播 FM放送 FM放送局施設計画 短波および超短波通信方式 極超短波通信方式 測定 雑音および干渉 ひずみ

無線測定入門

東京都立大学助教授
奥村功著
A5判 250ページ
定価 780円

大学の教科書あるいは若い技術者の実務書を目的として，通信工学実験および無線測定の基礎的な事項に重点をおいて記述．練習問題，無線従事者国家試験問題を豊富に集録
≪主要項目≫ 電圧の測定 電流の測定 周波数の測定 電力の測定 測定用機器 回路定数の測定 送信機に関する測定 受信機に関する特性測定 電界強度の測定 無線応用測定器

データ伝送と処理

日本電気株式会社 工学博士 松崎武夫
日本電気株式会社 坂井隆明 著
A5判 424ページ
定価 2000円

IDPシステムの設計，データ通信基礎理論と設計公式，データ伝送，交換機器，入出力機器ならびにデータ処理システム例を解説し，最近のデータ伝送技術諸情報を網羅
≪主要項目≫ データ通信理論大意（通信理論 符合方式）データ通信機器（変復調装置 搬送電信装置）データ伝送用入出力機器（種類）データ処理システム（電子計算機組織）

日刊工業新聞社