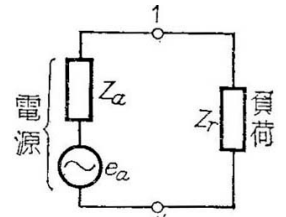


# 第3章 アンテナ入力回路と同調回路

## 3.1 マッチングの理論

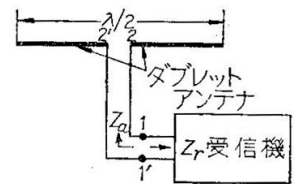
アンテナでつかまえた電波のエネルギーは、できるだけ損失を少なくして受信機に導き入れねばならない。一般に、アンテナ側のインピーダンスと受信機の入力インピーダンスとは等しくないの、その間にマッチング回路を入れる必要がある。

二つの等しくないインピーダンスの間のマッチング (または整合) を行なうとは、たとえば第 3.1 図のような無負荷のときの端子電圧が  $e_a$  で、内部インピーダンス  $Z_a = r_a + jX_a$  の電源から負荷  $Z_r = r_r + jX_r$  に最大電力を与えるには  $r_r = r_a, X_r = -X_a$  という条件を成立させなければならない。このような条件を成立させることがマッチングである。この条件が成立すれば負荷に与えられる電力は最大で  $e_a^2/4r_r, r_r$  両端の電圧は  $e_a/2$  となり、 $e_a/2$  の電圧が受信機入力端子に与えられることになる。

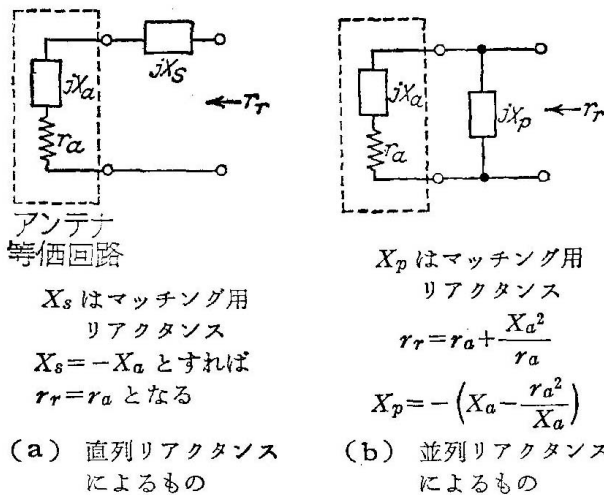


第 3.1 図

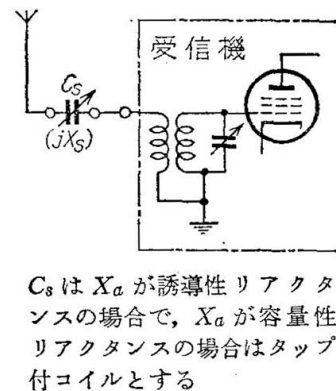
さて、アンテナが第 3.2 図のようなダブルレットアンテナであれば、その端子 2-2' のインピーダンスは  $73\Omega$  であるから、特性インピーダンスが  $73\Omega$  のフィーダ (給電線) を接続すれば、受信機入力端子 1-1' からアンテナ側をみたインピーダンス  $Z_a$  は  $73\Omega$  に等しくなる。したがって受信機の入力インピーダンス  $Z_r$  を  $73\Omega$  に等しくすることができれば、アンテナから最大電力が受信機に送りこまれ、またアンテナに  $1mV$  の電圧が誘起された場合 1-1' 端子には  $0.5mV$  の電圧が得られることになる (フィーダ中の損失を無視した場合である)。ただし、以上は受信周波数に同調させたダブルレットアンテナの場合であって、一般の非同調アンテナでは出力インピーダンスにはリアクタンス分を含み、しかも周波数によってその値が変わるのでマッチングは簡単にはできない。



第 3.2 図



第 3.3 図 マッチングの基本回路とその条件

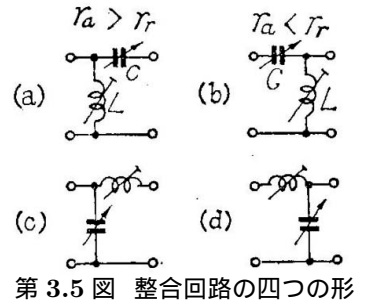


第 3.4 図

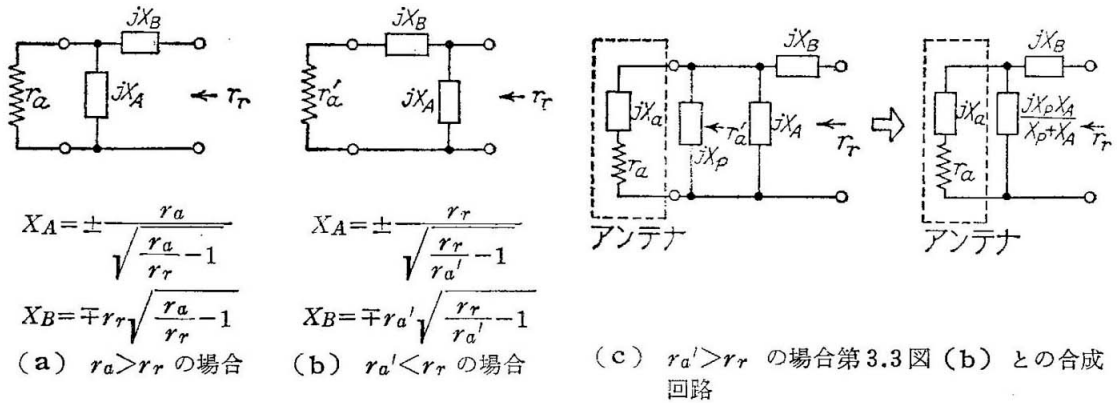
実際問題としてはどうかといえ、電界強度が大きい中波放送電波に対しては、アンテナと受信機とを整合させてもその経済上の負担の割合に効果は少なく、一般には必要と思われぬから短波受信の場合に主として使用価値がある。この場合にはこまることは、送信用アンテナの場合と違ってアンテナ・インピーダンスが受信周波数によって大きく変わること、この対策としては第 2.6 図に示したような広帯域型の密結合変成器をアンテナの直下に入れてインピーダンスを下げ、比較的損失を少なくして受信機入力に導くのがよい。しかし、めんどろなことを承知でマッチングをとり、少しでもよい受信を望むならばつぎのような手数がいる<sup>1</sup>。

<sup>1</sup> 微弱電波を受信しようとする場合には、受信機の感度は受信機の内部雑音で制限され、ある限度以上に増幅度を大きくしてもむだであるから、アンテナから少しでも多くの信号電力を取りこむことに努力するのが正しい。しかし、強い電波だけ受信すればよい場合には、アンテナを受信

いま、受信機の入力端からアンテナ側をみたインピーダンスが第 3.3 図のように  $Z_a = r_a + jX_a$  であれば、これにマッチングを行なって抵抗分のみとするには二つの方法がある。直列リアクタンスによる方法は具体的には第 3.4 図のように  $X_s$  としてバリコンまたはタップ付コイル (インダクタンス可変) を用いればよく簡単であるが  $r_r = r_a$  となるから  $r_a$  が低い値であればよいが、一般に  $r_a$  は数  $10\Omega$  から数  $1000\Omega$  まで変わるので、さらに第 3.6 図のようなインピーダンス変換回路が必要である。具体的には  $Z_a$  は周波数によって変わることを考えれば第 3.5 図のような 4 種の接続法が実現できるように切換スイッチを設け、受信周波数に応じて選択できるようなマッチング回路が適当である。なお、 $L$  や  $C$  の値は微細に調整する必要はなく、 $L$  は  $1\text{mH}$  くらいのコイルに最小  $2\mu\text{H}$  までの多くのタップのついたものとし、 $C$  はできるだけ容量の大きなバリコンを用い、容量不足なら固定コンデンサを順に加えられるようなスイッチをつけ、実験的に最適値をきめる<sup>2</sup>。



第 3.5 図 整合回路の四つの形

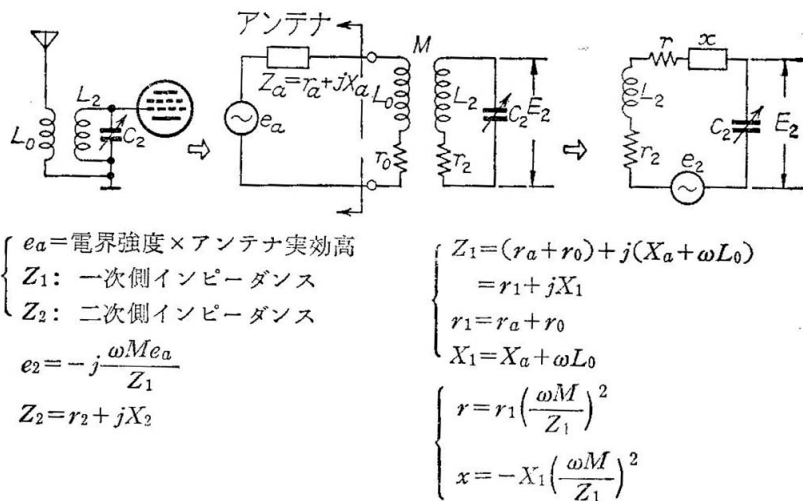


第 3.6 図  $r_a$  を  $r_r$  に整合させる回路

### 3.2 入力回路と昇圧比

前節では  $Z_a$  がわかっているときのマッチングについて述べたが、本節ではさらに具体的な入力回路の設計を説明する。アンテナが未定であれば、 $Z_a$  には擬似アンテナを採用すればよい。

第 3.7 図に、一般に使われる電磁結合型入力回路とその等価回路とを示した。この回路の昇圧比  $A_a = E_2/e_a$  は  $E_2$  を



第 3.7 図 入力回路の一例とその等価回路

機入力に直接接続すればよく、劣多くして効果の少ないマッチング回路は用いない。

<sup>2</sup> \* $L, C$  の決定には  $Z_a$  がわかっていなければならない。この計算については、アンテナの専門書を参照すればよい。アンテナのデータについて全く与えられていない一般の受信機的设计では、 $Z_a$  は擬似アンテナに等しいものとして考えるから、3.2 のようになる。

最大とする条件,  $X_2 = X_1(\omega M/Z_1)^2$  を満足させれば<sup>1</sup>

$$A_a = \left( \frac{\omega M}{Z_1} \cdot \frac{Q_2}{1 + \frac{r}{R_2}} \right) \quad (3.1)$$

ここで,  $e_a$  はアンテナの誘起電圧,  $Q_2 = \omega L_2/r_2$  は二次回路の  $Q$  である. なお, これらの式で  $Z_1$  は絶対値をとるものとする.

$A_a$  を最大とする条件は  $\omega M/Z_1 = \sqrt{r_2/r_1}$  で, これを満足させれば  $r = r_1$  となり,  $A_a = \frac{\omega M}{Z_1} \cdot \frac{Q_2}{2}$  となる. また, 一次側が整合されて特性インピーダンス  $r_1$  のフィーダ (高周波ケーブルなど) に接続するときは, 上の条件は  $\omega M = \sqrt{r_1 r_2}$  となり, これが成立すれば  $R_0$  を同調回路の共振インピーダンスとして

$$A_a = \frac{Q_2}{2} \sqrt{\frac{r_2}{r_1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_0}{r_1}} \quad (3.2)$$

これから  $A_a$  を大きくするには,  $\omega M/Z_1$  と  $Q_2$  を大きくする必要があることがわかる. また, 等価回路に示してあるようにアンテナ回路を二次回路に結合したため, 二次側には

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{抵抗増加分} : r = r_1 \left( \frac{\omega M}{Z_1} \right)^2 \\ \text{リアクタンス増加分} : x = -X_1 \left( \frac{\omega M}{Z_1} \right)^2 \end{array} \right. \quad (3.3)$$

$$(3.4)$$

が生じ,  $r$  のため二次側の  $Q$  は低下し,  $x$  が負値となるのは増加分が容量性であることを示す. アンテナ回路を結合したための同調容量のずれは, 次式で表現される.

$$\Delta = \frac{C_2 - C'_2}{C_2} = \frac{1}{1 - \frac{\omega L_2}{X_1} \left( \frac{Z_1}{\omega M} \right)^2} \quad (3.5)$$

$C_2$  はアンテナ回路を接続しないとき,  $C'_2$  は接続したときのそれぞれの同調容量値である.

さて, むずかしそうな式が少し続いたので, この辺で具体的な説明にはいろう. アンテナ結合回路の設計にあたって考慮すべき条件は

- (1) 受信すべき周波数帯
- (2) 選択度
- (3) 信号対雑音比 ( $S/N$ ) を大とするため, 昇圧比の改善
- (4) 周波数による昇圧比の偏差
- (5) アンテナ回路の結合による同調のずれ

<sup>1</sup> 結合回路の簡単な理論 (詳細は, たとえば三熊氏著『受信機』(上)54 ページ) ここでは, 第 3.7 図について昇圧比  $A_a$  の式を導出しておく. 第 3.7 図の中央の回路では

$$L_0 \text{ を流れる一次電流} : i_1 = \frac{e_a}{Z_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2}} \quad \text{二次回路に流れる電流} : i_2 = -\frac{j\omega M i_1}{Z_2} \quad \therefore C_2 \text{ の両端の電圧} : E_2 = \frac{i_2}{j\omega C_2}$$

これに  $i_1, i_2, A_1, Z_2$  の値を順に代入していくと

$$E_2 = -M e_a / C_2 \{ (r_1 r_2 - X_1 X_2 + \omega^2 M^2) + j(r_1 X_2 + r_2 X_1) \}$$

$$\therefore |E_2| = M e_a / C_2 \sqrt{(r_1 r_2 - X_1 X_2 + \omega^2 M^2)^2 + (r_1 X_2 + r_2 X_1)^2}$$

$C_2$  を同調して  $E_2$  を最大とする条件は, 分母を  $X_2$  について微分し 0 とおけばよく

$$X_2 = X_1(\omega M/Z_1)^2$$

がその条件となる. このときの  $E_2 = E_{2r}$  また  $C_2 = C_{2r}$  として

$$E_{2r} = M e_a / C_{2r} Z_1 \{ r_2 + r_1(\omega M/Z_1)^2 \} = M e_a / C_{2r} Z_1 (r_2 + r) = e_a \frac{\omega M}{Z_1} \cdot \frac{Q_2}{1 + \frac{r}{r_2}} \quad (3.1')$$

ここで,  $Q_2 = 1/\omega C_{2r} r_2$  で, また  $r = r_1(\omega M/Z_1)^2$  であることは第 3.7 図に示した, ゆえに, (3.1) 式はこれより容易に求められる.

などである。これらは互いに関連があって、相反する性質のものもあるので、どれに主力を注ぐかによって設計は多少違ってくる。

このうち、(1)の条件は次節の同調回路の設計で考えよう。(2)は同調回路の $Q_2$ を高めることで、その計算は第4章および第6章に示してある。なお、アンテナ回路を結合すれば $Q_2$ の実効値が低下するので、選択度の点からは結合度はできるだけ小さくしたいが、感度と $S/N$ を高めるにはある程度結合度は大きくし、昇圧比を高める必要があり、(4)の条件も満たすことが望ましい。

実例によって設計法を説明しよう。

### 3.2.1 中波コイルの場合

アンテナコイルの設計にあたっては、擬似アンテナを含むアンテナ回路の共振周波数 $f_a$ をそのコイルの受信周波数帯の外に出るようにする。 $f_a$ を受信周波数帯の上にとるか、下にとるかによって低インピーダンス型と高インピーダンス型との2方式がある。これらの得失は後に述べるが、擬似アンテナに第2.4図(a)と同じく $L_a(14\mu\text{H})$ 、 $C_a(150\text{pF})$ 、 $r_a(50\Omega)$ の直列回路をとると $f_a$ は

$$X_1 = \omega_a(L_a + L_0) - \frac{1}{\omega_a C_a}$$

から求められる。 $f_a$ は放送バンドの最高または最低の周波数より50%程度離れた周波数とすれば無難である。

たとえば、 $f_a = 2400\text{kc}$ 、 $C_a = 150\text{pF}$ なら、第1.15図より $L_a + L_0 = 29\mu\text{H}$ となるから $L_0$ を $15\mu\text{H}$ とすればよく、また $f_a = 350\text{kc}$ にとれば $L_0$ は $1.32\text{mH}$ となる。 $L_0$ はこれらの値より下あるいは上の値を選べばよいわけであるが、実際には種々の事情でこれらは一応の目安とし、実験的にきめることが多い(実際使われるアンテナは擬似アンテナの定数と一致しないこと、昇圧比が重要なこと、などの理由による)。

〔1〕低インピーダンスコイルの場合 このときは(3.5)式で $Z_1 \doteq X_1$ が成立するので

$$\Delta = \frac{1}{1 - \frac{L_2 X_1}{\omega M^2}} \quad (3.6)$$

$$\therefore M = \sqrt{\Delta \cdot \frac{L_2 X_1}{\omega(\Delta - 1)}} \quad (3.7)$$

(3.7)式は $\Delta$ の符号のとり方に注意し、(3.6)式と矛盾しないようにするか、または(3.6)式をそのまま用いるのがよい。

さて $\Delta$ は0.01~0.05にとって $M$ を計算するのが普通で、 $\Delta$ は周波数の高い方で大きくなるから最高周波数でも0.05を越えないようにする。

$L_2$ の設計は次節で行なうが、例として $L_2$ を $200\mu\text{H}$ 、 $800\text{kc}$ において $\Delta$ は0.01とすれば、 $L_0$ を $17\mu\text{H}$ として

$$X_1 = 2\pi \times 800 \times 10^3 \times (14 + 17) \times 10^{-6} - \frac{1}{(2\pi \times 800 \times 10^3 \times 150 \times 10^{-12})} = -1172\Omega$$

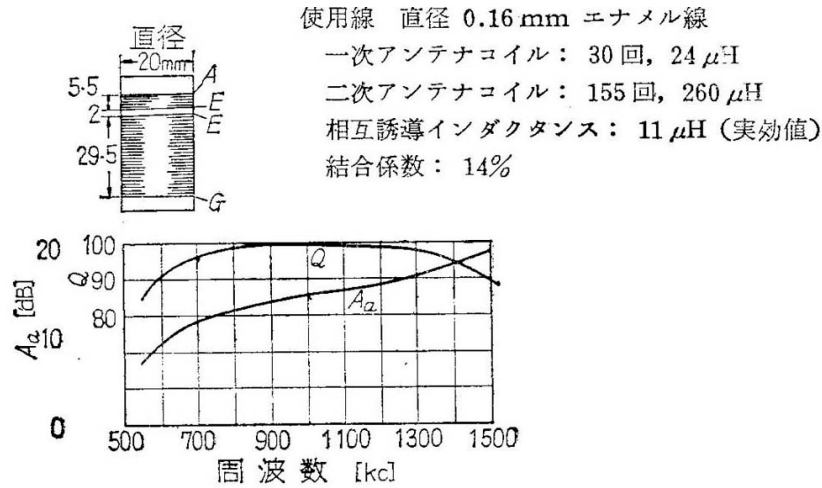
となるから、(3.7)式から $M$ は $21.7\mu\text{H}$ となる。

低インピーダンスコイルでは $L_0$ が小さいので、 $A_a$ を最大とする条件 $\omega M/Z_1 = \sqrt{r_2/r_1}$ を満足させることは一般にむずかしいが、二次側の同調をとり(3.4)式の増加分を打ち消す条件 $X_2 = X_1(\omega M/Z_1)^2$ を満足させれば、昇圧比は(3.1)式から $A_a \doteq Q_2(r \ll r_2)$ において $Q_2 = 100$ と仮定して $800\text{kc}$ では

$$\begin{aligned} A_a &= 2\pi \times 800 \times 10^3 \times 21.7 \times 10^{-6} \times \frac{100}{1172} \\ &= 9.3 \doteq 19\text{dB} \end{aligned}$$

となる。低インピーダンスコイルの実例の一つを第3.8図に示しておく。

この型のコイルは製作が容易で、感度に重要な昇圧比が平均的に大きい利点があるが、昇圧比は周波数の低いほど低く、放送バンドの上下における感度差が大きいため、高周波増幅を行なわない受信機では低インピーダンス型は最近用いられないような傾向がある。さらに、この型ではアンテナ回路定数の変化の影響を受けやすい(アンテナの変更により、



A<sub>a</sub> は一次の巻数の多いほど高いが、直径 20mm の巻棒なら 30 回以内がよい。これ以上では周波数の高い方で同調しない部分が出て選択度がゼロになることがある。巻数が少ないと選択度はよくなるが A<sub>a</sub> が下がる。

第 3.8 図 低インピーダンス型入力コイルの特性 (擬似アンテナ接続の場合)

二次側におよぼす効果の変化が大きい) 欠点があり、入力回路の補正同調がついていない一般の受信機では、単一調整には不適當ともいえる。

〔2〕高インピーダンスコイルの場合 いま、L<sub>0</sub> = 1.3mH と仮定して計算すれば、Z<sub>1</sub> ≡ |X<sub>1</sub>| ≡ ωL<sub>0</sub> となることは実際の数値を代入してみてもすぐわかる。800kc では X<sub>1</sub> = 5273Ω, ωL<sub>0</sub> = 5020Ω である。したがって、(3.5) 式は結合係数 k = M/√L<sub>0</sub>L<sub>2</sub> を用いて

$$\Delta \equiv \frac{1}{1 - \frac{L_0 L_2}{M^2}} = \frac{1}{1 - \frac{1}{k^2}} \tag{3.8}$$

となるから同調のずれは周波数に無関係となる。ただし、このためには ωL<sub>0</sub> ≫ 1/ωC<sub>a</sub> が成立しなければならない。また、Δ は負の符号となり、アンテナ結合の影響は二次側同調容量を大きい方に移させる [(3.5) 式参照]。なお、この場合も一般には Δ は周波数の高いほど小さい。ここで、(3.8) 式をくわしく書くと

$$\Delta = \frac{1}{1 - \frac{1}{k^2} \left(1 - \frac{1}{\gamma^2}\right)} \tag{3.9}$$

ここに、γ = f/f<sub>a</sub>, f 受信周波数, f<sub>a</sub> は上記の固有共振周波数で、γ > 4 とすれば (3.9) 式は (3.8) 式に近づく。

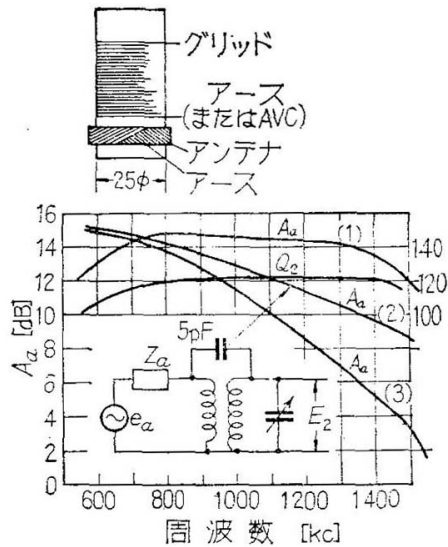
この場合の昇圧比 A<sub>a</sub> は、(3.1) 式で Z<sub>1</sub> ≡ ωL<sub>0</sub> であるから

$$A_a \equiv \frac{MQ_2}{L_1} \tag{3.10}$$

ただし、r<sub>2</sub> ≫ r が成立すると仮定した。

たとえば、放送波の最下端 535kc において、同調容量のずれ Δ を -0.04 と仮定すれば、(3.8) 式から k は 0.196 になる。つぎに k = 0.15 とし、(3.9) 式から γ を求めると 1.55 となり、f を 535kc とすれば f<sub>a</sub> は 345kc となる。前に述べたように L<sub>0</sub> はこのとき 1.35mH 程度になるから、L<sub>2</sub> = 200μH, k = 0.15 とすれば M = k√L<sub>0</sub>L<sub>2</sub> ≡ 78μH となる。高インピーダンスコイルの一例を第 3.9 図に示す。

この型のコイルは (3.10) 式からも、f<sub>a</sub> が受信バンドのはるか下方にあれば、A<sub>a</sub> は周波数に無関係に一定となり、同調のずれ Δ は受信周波数には無関係にすることができ、使用アンテナが変わったときの影響が比較的少ないのが長所である。しかし、実際には一次側のコイル (多くはハネカムコイル) は自作しがたく、A<sub>a</sub> は低インピーダンスコイルの場合とは逆に周波数の高い方で低下する傾向があることが欠点で、一般に低インピーダンス型より A<sub>a</sub> は低い。しかし周波数特性は平坦なので、A<sub>a</sub> は低くとも高周波増幅を行なわない受信機では多く使われる。これらを考慮して二つの型のコイルのどちらが適当かきめればよい。アンテナが短い (一般に Z<sub>a</sub> は大きくなる) 場合には、高インピーダンス型を用いるのが普通である。



アンテナコイル:  $L_0$  0.16mmDSC  
 ハネカムコイル: 200回, 1.5mH  
 同調コイル :  $L_2$  0.18mm エナメル線 105回  
 $225\mu\text{H}$ ,  $M = 80\mu\text{H}$

- (1) コイルの巻方向に注意し結合度も正常の場合
- (2) (3) にアンテナ-アース間に 5pF を入れた場合
- (3) 通常ハネカムコイル使用

第 3.9 図 高インピーダンスコイルの特性例 (擬似アンテナ使用, アンテナコイルの巻来方に注意が肝要)

### 3.2.2 短波コイルの場合

短波用コイルでは低インピーダンス型が比較的多く用いられる。高インピーダンス型ではマッチングがとれず、またコイルの分布容量、一次、二次間の静電結合などのため複雑な回路となり、コイルの取付方法、位置、接続法によって周波数特性が変わって使いにくいこと、短波ではバンド内の周波数増幅度特性を平坦にすることはそれほど必要がないこと、短波では擬似アンテナは純抵抗 (400 ~ 50Ω) と考えることが多いこと、などがその理由である。短波とは 1.5Mc から 30Mc の範囲であって、これを受信するには 4 バンド以上に分けるのが普通であるが、ここでは例として 6 ~ 12Mc バンドのコイルを考えよう。

まず、次節の同調回路の設計から  $L_2$  は  $3.6\mu\text{H}$  となったとする。最初、短いアンテナを接続する場合などにあたる高インピーダンス型コイルの場合には、中波コイル同様にアンテナ回路の共振周波数  $f_0$  は使用バンドの最低周波数よりはるかに低くする。この場合には特にアンテナの定数がわからなければ設計はできないが、擬似アンテナを 50 ~ 200pF 程度のコンデンサとみなすことが多い。いま、 $Z_a$  を 150pF のコンデンサと仮定し、また  $\Delta = -0.03$ ,  $k = 0.15$  と仮定すれば (3.9) 式から  $\gamma = 2.1$  となる。そこで  $f_a$  は 3Mc と定めると、 $L_0$  は

$$\omega_a^2 = (2\pi f_a)^2 = \frac{1}{L_0 C_a}$$

の関係式から  $19.75\mu\text{H}$  となり、 $M$  も

$$M = k\sqrt{L_0 L_2} = 0.15\sqrt{19.75 \times 3.6} \times 10^{-6} = 1.26\mu\text{H}$$

となる。

つぎに、擬似アンテナが抵抗で表わされるように一般に整合されたフィードに接続する場合を考える。結論をまず述べると、短波の場合にかぎらないが、広い周波数範囲にわたって最適の条件を満足させるような設計は不可能で、性能の最高であることを望む通信用受信機では、少なくとも入力回路の同調は連動バリコンと並列に入れた微細同調用の補正バリコンで、受信周波数ごとに正しく同調できるようにすることが多い。しかし、ここでは一般の連動同調バリコンのみ用いる場合の計算例を示そう。

【計算例】 一次側のインピーダンス  $Z_a = r_1 = 500\Omega$  と仮定し二次側の抵抗が  $r_2$  なら、一次側から二次側に最大電力を送りこみ、 $E_2$  を最大とするための条件は

$$\omega M = \sqrt{r_1 r_2} = \sqrt{r_1 \cdot \frac{\omega L_2}{Q_2}} \tag{3.11}$$

また、このときの昇圧比は、 $R_0$  を二次側共振インピーダンスとして

$$A_a = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_0}{r_1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega L_2 Q_2}{r_1}} \tag{3.12}$$

第 3.1 表 短波コイルの Q

使用周波数 [ Mc ]	使用線	巻数	巻長 [ mm ]	L [ μH ]	Q ( ) 内は Mc
3~5	0.5mmDSC	密巻 30 回	20	12	116(3), 130(5)
5~8	0.8mm エナメル	p = 1mm 5 回	15	4.2	122(5), 168(8)
8~14	0.8mm すずめつき	p = 2mm 9 回	18	1.3	148(8), 174(14)
14~28	同上	p = 2mm 4 1/2 回	10	0.61	128(14), 160(26)
22~30	同上	p = 2mm 3 回	6	0.29	120(22), 140(30)

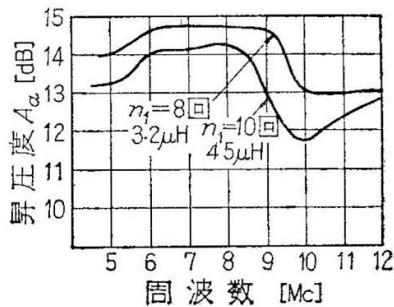
[注] p はピッチ．使用巻材はエポナイトまたはアニリン樹脂の場合で，ステアタイトなどを使用すればさらに Q は高くなり，ペークライト使用の場合はこれより低い．  
巻材直径は 20mm の場合．

で表わされる．これら両式からわかるように，この条件は周波数によって変わる． $Q_2$  は一般に，同じ周波数バンド内では周波数が高い方で大きくなるものであるが，かりに一定で 100 として計算すると (3.11) 式から， $r_1 = 150\Omega$ ， $L_2 = 3.6\mu\text{H}$  として，最適の M は 12Mc に対して  $0.267\mu\text{H}$  であるが，6Mc では  $0.378\mu\text{H}$  となり，かなりの相異がある．これとは別に同調のずれの式 (3.5) で，いま最高周波数で一次コイルのリアクタンス  $\omega L_0$  は  $r_1$  に等しいと考えると

$$Z_1 = \sqrt{r_1^2 + (\omega L_0)^2} = \sqrt{2}(\omega L_0) = \sqrt{2}X_1$$

となるから，これを代入すると  $\Delta$  を  $-0.03$  として M は最高周波数で  $0.67\mu\text{H}$  となる．したがって， $\Delta$  の点では M は  $0.6\mu\text{H}$  前後まで許されることになる．

そこで実際の設計にあたっては，二次側の同調をいちいちとることが許されるような通信用高級受信機では  $0.378\mu\text{H}$  程度の疎結合とし，選択度をも重視することにすればよいが，一般の受信機では強力な局を受信するのは別として， $\Delta$  の点で許される程度の密結合とする．具体的にはバンドの中央の周波数で最適の M を求め，k を仮定して  $L_0$  を計算する．そして受信機全体の必要な性能を満足するように，特に選択度を満たすように一次，二次のコイル間隔を実験的に加減して最適値を決定することが多い．このようにして決定されたコイルの定数は，製法を述べた雑誌記事に多数発表されている．第 3.10 図もその一例である．



6~12Mc 用コイル：直径 20mm，一次，二次間隔 1mm  
アンテナ側コイル：0.2mmDSC 密巻，巻回数  $n_1$   
同調コイル：0.6mm エナメル 1mm ピッチ，15 回， $3.6\mu\text{H}$

第 3.10 図 短波用コイルの一例

たとえば， $M = 0.3\mu\text{H}$  とすれば， $k = 0.1$  として

$$L_0 = M^2/k^2 L_2 = \frac{0.09}{0.01 \times 3.6} = 2.5\mu\text{H}$$

なお，短波コイルの Q につき一例を参考までに第 3.1 表にあげておく．

### 3.3 同調回路の設計

同調回路は受信機の基本回路であるから，その特性はよく知っておかねばならない．ここではその設計法のみ述べる．

同調回路は受信しようとする周波数帯全部に同調できなければならないので，使用バリコンをきめて，これに相応するコイルを算出するのが普通である．さて，1.4 でも説明したように L-C 同調回路の共振周波数  $f_0$  は

$$f_{0(c/s)} = 1/2\pi \sqrt{L_{(H)} C_{(F)}} \tag{3.13}$$

または,

$$f_{0(\text{kc})} \doteq 19200 / \sqrt{L_{(\mu\text{H})} C_{(\text{pF})}} \quad (3.14)$$

$$L_{(\mu\text{H})} = 25330 \times 10^6 / f_{0(\text{kc})}^2 C_{(\text{pF})} \quad (3.15)$$

これらは第 1.15 図のノモグラフを用いれば容易に得られる。

### 3.3.1 バリコンの選定

受信する最高および最低周波数を  $f_{\text{max}}$  および  $f_{\text{min}}$  とし,  $C_{\text{max}}, C_{\text{min}}$  を同調バリコンの最大, 最小容量,  $\Delta C$  を同調回路の全漂遊容量 (真空管の入力容量, 配線の容量などの和) とすれば, バリコンの加減による同調容量の最大値は  $C_{\text{max}} + \Delta C$ , 最小値は  $C_{\text{min}}$  である。

市販のバリコンでは  $C_{\text{min}}$  は 8~15pF で,  $C_{\text{max}}$  が大きいものほど  $C_{\text{min}}$  も大きい。平均  $C_{\text{min}}$  は 13pF とみてよい。 $\Delta C$  はバンド切換の有無, その方式, 受信周波数などによって相当異なる。コイルの分布容量 5~20pF, 真空管の入力容量 3~15pF, 配線の漂遊容量 10pF, 一次側に接続されたインピーダンスによる二次側の付加容量数 pF の見当で,  $\Delta C$  は 30~50pF となる。 $C_{\text{min}} + \Delta C$  は, 短波では 45~50pF, 中波では 50~60pF と見込むのが無難である。前述の (3.14) 式から

$$\begin{cases} f_{\text{max}} = 159200 / \sqrt{L_{(\mu\text{H})} [C_{\text{min}} + \Delta C]_{(\text{pF})}} \text{ [kc]} \\ f_{\text{min}} = 159200 / \sqrt{L_{(\mu\text{H})} [C_{\text{max}} + \Delta C]_{(\text{pF})}} \text{ [kc]} \end{cases}$$

$$\therefore \left( \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}} \right)^2 = \left( \frac{C_{\text{max}} + \Delta C}{C_{\text{min}} + \Delta C} \right) \quad (3.16)$$

この式からバンドの最高, 最低両周波数がわかれば  $C_{\text{max}}$ , したがってバリコンの必要な最大容量値がきまる。

### 3.3.2 同調インダクタンス $L$ の決定

これは (3.16) 式よりただちに得られる次式で計算する。

$$L = \frac{25330 \times 10^6}{f_{\text{max}(\text{kc})}^2 (C_{\text{min}} + \Delta C)_{(\text{pF})}} \text{ } [\mu\text{H}] \quad (3.17)$$

【計算例】(i) 535kc~1605kc の放送バンド このときは  $f_{\text{max}}/f_{\text{min}} = 3$  であるから, (3.16) 式から

$$\frac{(C_{\text{max}} + \Delta C)}{(C_{\text{min}} + \Delta C)} = 9$$

であればよい。 $\Delta = 30\text{pF}$ ,  $C_{\text{min}} = 15\text{pF}$  とすれば,  $C_{\text{max}} = 375\text{pF}$  となる。

しかし部分品の不同, 一次, 二次結合による同調のずれ, 配線の漂遊容量の多少を見込み, また目盛板の両極端まで使うことをさけるため, バリコンの両端に 10% くらいの余裕をもたせることができれば好都合である。これを見込むと  $C_{\text{min}} + \Delta C \doteq 50\text{pF}$  であるから  $C_{\text{max}}$  は 420pF となる (標準バリコンは最大容量 430pF でこの値は適当である)。さて, この場合の  $L$  は (3.17) 式から 197.2 $\mu\text{H}$  となる。

(ii) 6Mc~18Mc の短波バンド このときも  $f_{\text{max}}/f_{\text{min}} = 3$  であるから, 標準バリコンがそのまま使える。 $L$  も (3.17) 式から

$$L = 25330 \times \frac{10^6}{(18 \times 10^3)^2 \times 50} = 1.57 \mu\text{H}$$

となる。一般にバリコンは市販の標準品を使わねばならないのでその有効変化範囲は 9 倍以下, したがって周波数変化範囲は 3 倍以上にはできない。一方, 短波では 1 個の同調コイルで周波数範囲を 3 倍にもとると, 周波数の高い方と低い方とでは感度の差が大きくなりすぎるので, 一般には 2 倍以下にとる。このときは  $C_{\text{min}} + \Delta C = 50\text{pF}$  にとれば,  $C_{\text{min}} + \Delta C = 200\text{pF}$  となるから  $C_{\text{max}}$  は 180pF 程度になり, 最大容量 200pF 前後の短波用バリコンが適当である (中波放送帯を 1 個のコイルで受信する全波受信機では, 短波コイルの受信範囲も 3 倍になるから, 感度を高めたい場合には



バンドの切換数を増し、コンデンサの容量の大きい方は使わない設計の受信機もある)。なお、以上のような計算はやっかいであるから、だいたいの見当をつけるには第 1.15 図のようなノモグラフを利用するのが便利である。

### 3.3.3 可変同調インダクタンスの選定

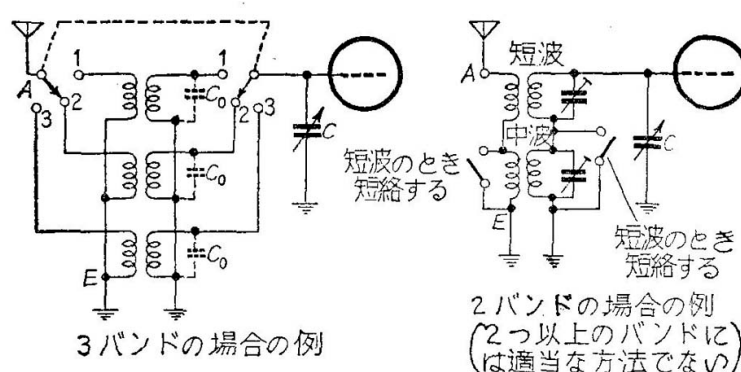
同調回路の同調に  $C$  を変化する代わりに  $L$  を変化する方が有利な場合がある。この場合に変化すべき  $L$  の大きさはバリコン使用の場合と同様に決められる。たとえば上記の計算例のように放送バンド全域を同調するには  $L$  は 9 倍変化しなければならない。 $\Delta C$  を  $30\text{pF}$ 、固定同調容量を  $120\text{pF}$  とし  $\Delta C + C = 150\text{pF}$  とすれば、 $L$  は  $65.5\mu\text{H}$  から  $590\mu\text{H}$  まで変化させる必要があるがこの程度なら実現可能である。この方法の欠点は  $L$  を変化させるためにコイルの中に磁性芯(フェライトコア)の丸棒を出入させることが必要であり、このための機構が複雑であること、磁性芯の運動が直線的でなければならないので寸法上の制限があることである。

## 3.4 バンド切換法

全波受信機では全受信周波数帯を適當数のバンドに分け、その各コイルをロータリスイッチ(バンドスイッチともいう)で切換選択する。このとき使わないバンドのコイルは、両端開放のままにしておくが、第 3.11 図にも示してあるように、そのインダクタンスと、そのコイルの分布容量とトリマコンデンサとの和  $C_0$  とで形成される同調回路の共振周波数  $f_0$  が受信しようとする周波数と一致すると、その周波数を中心としたある範囲の周波数ではほぼ同一共振周波数の二つの同調回路の結合に基づく吸収現象のため、

感度が著しく低下し実用にならないことが多い。これをさけるためには、使用中のコイルより周波数の低い方のバンドのコイルだけでもよいが、これらをすべて短絡する必要がある。市販のロータリスイッチにはこの短絡が自動的に行なわれるように接点機構を作っているものがあるが、その場合には、バンドの接続順序だけ考慮すればよい。

なお、同調コイルを二つ以上同じ巻枠に巻くときは、お互いの間の結合をできるだけ少なくするため許されるだけ引き離すが、場合によってはしゃべいすることも必要である。一次側は共振周波数が高か高いので、一般にはこのような短絡は行なわれない。しかし、高インピーダンス型回路ではこのように軽視することはできないから、短絡することも必要になる。このためバンド数の多い受信機では、高インピーダンス型回路を使うことは簡単ではなく、一般に使われない。



第 3.11 図 バンド切換方法の例