

## 1. 整合の基礎

整合とは信号源から負荷への電力伝送を効率良く行う技術です。その場合信号源の(内部)抵抗  $R_o$  と負荷の(外部)抵抗  $R_l$  が等しい場合に最大効率になることは、皆の常識です。しかし、整合回路を合目的に設計するには、もう少し深く理解した方が良いでしょう。図1は信号源抵抗対負荷抵抗をパラメータとした電力伝送効率曲線を示します。

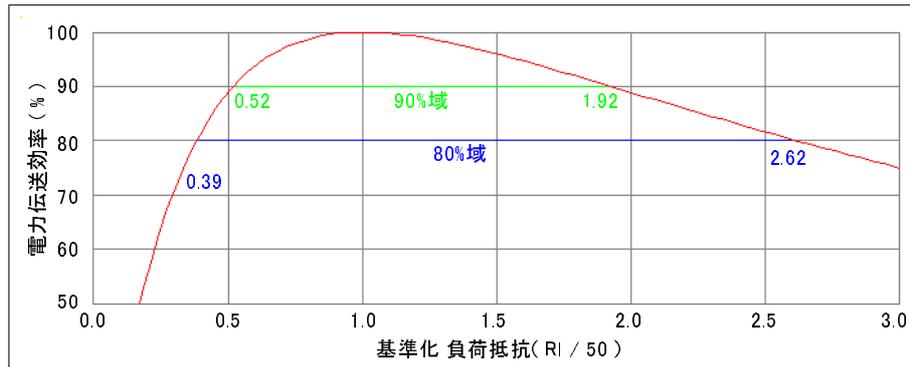


図1: 整合状態による電力伝送効率 (90%域は  $SWR < 1.92$  80%域は  $SWR < 2.62$ )

もちろん  $R_l = R_o$  とするのが理想ですが、図1が示すように緩やかな曲線を描いています。 $R_o = 50\Omega$  の場合には  $R_l = 26 \sim 96\Omega$  の範囲では90%以上の効率が保たれることになります。つまり、0.5dB程度の電力損失を許すならば、余り厳密な抵抗値である必要はないということです。また、同じ電力伝送効率となる範囲は負荷抵抗が標準値より大の方に延びています。

実際の装置(または回路)間ではそれぞれのインピーダンスが異なるのが一般的であり、そこで伝送効率を損なわないためにはインピーダンス変換が不可欠です。具体的なインピーダンス変換法は後述しますが、前述の整合の概念を考慮して適当な設計を行います。

## 2. 136kHzのアンテナ定数の推定

波長2,200mとなると $\lambda/4$ GPアンテナは500m高になりますから、一般に建設不可能です。そこで、波長に比べて短小なエレメントである接地アンテナ(エレメント自体のリアクタンスはキャパシティブ)を、適当なりアクタンス補正とインピーダンス整合をとって使うこととなります。

ではその種のアンテナの定数はどんな値でしょうか。岡本次雄著「アマチュアのアンテナ設計」(1974 CQ出版)によると、放射抵抗  $R_r$  は、実効高を  $h_e[m]$ (一般にアンテナ高の1/2)、波長を  $\lambda[m]$  として次式となります。

$$R_r = 160\pi^2 \left( \frac{h_e}{\lambda} \right)^2 \quad [\Omega]$$

この式を使うと、地上高20mの垂直接地アンテナでは  $R_r = 0.033\Omega$  程度の非常に低い値です。

同書によると、接地アンテナのキャパシタンス  $C_0$  は、導体の長さを  $l[cm]$ 、半径を  $r[cm]$  として次式で計算されます。

$$C_0 = \frac{l}{2 \log_e \frac{l}{r}} \times \frac{10^{-11}}{9} \quad [F]$$

これらは直列等価回路としてアンテナを表します。MMANA や ELNEC でシミュレーションしても同様の結果が得られます。

この値を用いても整合回路の設計はできますが、136kHz 用アンテナはそれぞれの設置環境により形状が異なりますので、他人のアンテナの定数をそのまま流用するのは適当ではありません。リアクタンス分と純抵抗分に分けたアンテナ定数を測定すれば、アンテナ整合を確実に行うことができます。

### 3. LF 用のインピーダンス測定器

136kHz は HF 帯に比べておおよそ 100 倍の波長となりますから、低周波用の各種測定器が使えます。CR ブリッジなどを用いて対象アンテナの定数を測定するのも一方法です。ただし、1kHz を信号源としている場合には 136kHz 帯とは異なる結果が得られるかも知れませんので、用途に合った 136kHz の信号源を備えた図 2 の LF 用ブリッジを自作します。

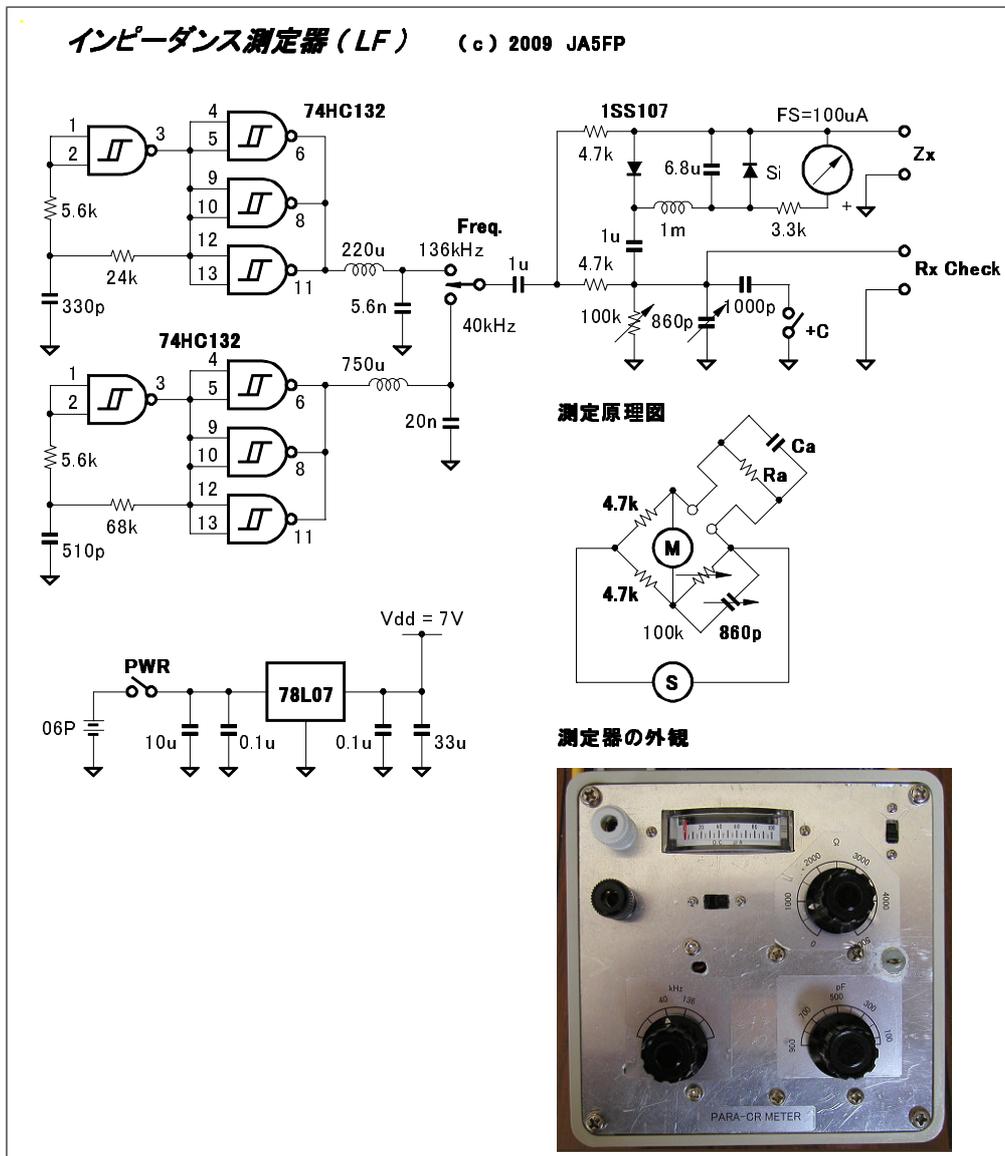


図 2: LF 帯用インピーダンス (C 及び R) 測定器

$Z_x$  端子に被測定アンテナを接続し、その CR 並列等価回路と内部の可変抵抗器 (最大  $100k\Omega$ ) と可変キャパシタ (最大  $860pF$ ) の並列回路とのバランスを、ブリッジ回路を構成するメータの最小値を検知して確認します。ここで想定している被測定アンテナではリアクタンス分は存在しないので、L は測定対象外としています。

アンテナインピーダンスは一般に LCR 直列回路で表現しますが、このインピーダンス測定器ではアンテナインピーダンスを CR 並列回路として測定します。その方がハイインピーダンスを示す LF 帯アンテナの測定に向いていますし、整合回路の計算に測定値が直接使えるから便宜です。

一般に短いエレメントの接地アンテナの場合には  $R > 10k\Omega$  となるようです。実地測定の場合には、被測定アンテナに誘起した中波放送局などの強力な電波がインピーダンス測定器の信号源となり、検出メータに障害を与えることがあります。これを防ぐには、 $Z_x$  端子にキャパシタ  $C_p = 1,000pF$  程度を並列に挿入して侵入波の影響を軽減して測定し、次式で  $C_a$  を求めます。

$$C_a = C_x - C_p$$

#### 4. 実際のアンテナを測定

前項のインピーダンス測定器を使用して、実際に設置されたアンテナのインピーダンスを測定した結果は表 1 のとおりでした。136kHz 用アンテナのインピーダンスはおおむね  $10k\Omega$  オーダーになりますから、送信機との間のインピーダンス変換対策が大事です。

表 1: 136kHz における非共振アンテナのインピーダンス測定例

	JA5FP 局	JA1CNM 局
アンテナ形状	全長 65m 水平ループワイヤー 高さ 10m	20m 高タワーから傾斜ワイヤー 25m 頂部から 10m の傾斜ワイヤー 2 本を付加
アース形状	住宅基礎にアース線を埋め込み	2m アース棒を 3 本打ち込み
土質	関東ローム層および赤土 比較的乾燥地	
インピーダンス	$R = 36k\Omega$ $C = 500pF$	$R = 15.8k\Omega$ $C = 400pF$

#### 5. アンテナ整合の技術

前述のとおり、LF 帯アンテナの定数は設置環境により千差万別です。したがって、それぞれに対応しい整合回路の定数を決めなければなりません。

基本的な回路構成は図 3 のインピーダンス変換回路を使います。変換式の導式は次の URL に詳解してありますので、それを参照してください。  
<http://www.h4.dion.ne.jp/~ja5fp/serial-para.pdf>

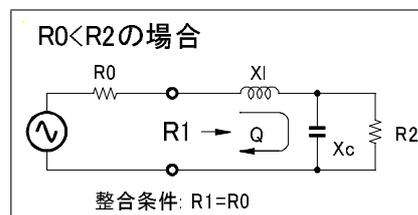


図 3: L 型インピーダンス変換回路

ここで、回路の Q を用いると次の関係式が成立します。

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1} \qquad X_l = QR_1 \qquad X_c = \frac{R_2}{Q}$$

$R_0 < R_2$  の場合に L 型インピーダンス変換回路が整合する条件は、 $R_2$  の見かけ上の抵抗  $R_1$  が  $R_1 = R_0$  となることです。

それでは、上記の JASFP 局のアンテナを実例にして、インピーダンス変換回路の定数を求めてみましょう。 $R_0 = 50\Omega$  として、必要となる変換回路の  $Q$ 、 $X_L$  と  $X_C$  は次式となります。

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_0} - 1} = \sqrt{\frac{36,000}{50} - 1} = 26.81$$

$$X_L = QR_0 = 26.81 \times 50 = 1,341\Omega$$

$$X_C = \frac{R_2}{Q} = \frac{36,000}{26.81} = 1,343\Omega$$

136kHz で動作させるとして、 $L$  と  $C$  は次の各式で計算できます。

$$L = \frac{X_L}{2\pi 136 \times 10^3} = \frac{1,341}{2\pi 136 \times 10^3} = 1.57mH$$

$$C = \frac{1}{2\pi 136 \times 10^3 X_C} = \frac{1}{2\pi 136 \times 10^3 \times 1,343} = 871pF$$

具体的な回路と素子定数は図 4 になります。当然ですが、 $C = 871pF$  の内  $500pF$  はアンテナ自体のキャパシタンスが効きますので、実際に必要なキャパシタンスは  $371pF$  です。

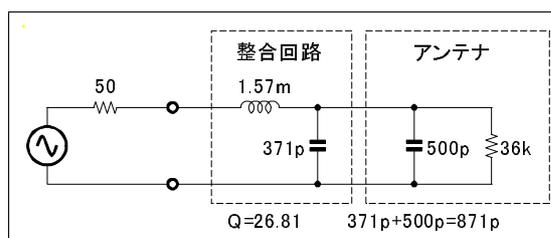


図 4: アンテナ整合回路の定数

そうすると、RF 電流はアンテナからの輻射に関する  $500pF$  とインピーダンス変換に影響する  $371pF$  に分流する訳で、できれば全部をアンテナに流したい所です。この問題については次項で解決します。

もう一つの問題は、インピーダンス変換回路の動作  $Q$  がかなり高いので、効率よく電力伝送をするにはコイル自体の  $Q$  が十分高いことが要求されることです。

#### 6. 一歩進んだ整合回路

前項で述べた分流を避けるには、 $371pF$  の追加キャパシタを必要としないインピーダンス変換回路を設計すれば良いのです。その場合には、 $50\Omega \rightarrow 36k\Omega$  を図 5 のように L 型 2 段 (または T 型とも言える。) のインピーダンス変換回路を使います。

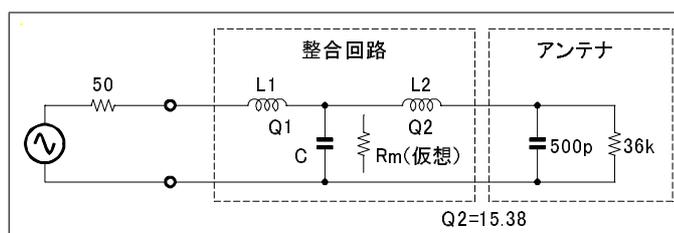


図 5: 放射効率の良いアンテナ整合回路

素子定数の求め方は、L 型インピーダンス変換回路を使って前項と同じ要領です。

まず、アンテナ定数からアンテナ自体の  $Q$  (ここでは  $Q_2$ ) を求めます。アンテナのキャパシタンス  $C_a = 500\text{pF}$  のリアクタンス  $X_{c_a} = 2,341$ 、抵抗  $R_a = 36\text{k}\Omega$  ですから、 $Q_2$  と仮想抵抗  $R_m$  及びインダクタンス  $L_2$  が順次次式のとおりに決まってくる。

$$Q_2 = \frac{R_a}{X_{c_a}} = \frac{36,000}{2,341} = 15.38$$

$$R_m = \frac{R_a}{Q_2^2 + 1} = \frac{36,000}{238} = 151.6\Omega$$

$$X_{l_2} = R_m Q_2 = 151.6 \times 15.38 = 2,332\Omega$$

次に  $R_m$  を  $R_o = 50$  にインピーダンス変換するための  $Q_1$ 、 $X_c$  と  $X_l$  を次のとおり計算します。

$$Q_1 = \sqrt{\frac{R_m}{50} - 1} = \sqrt{\frac{151.6}{50} - 1} = 1.425$$

$$X_c = \frac{R_m}{Q_1} = \frac{151.6}{1.425} = 106.4\Omega$$

$$X_{l_1} = Q_1 \times 50 = 1.425 \times 50 = 71.25\Omega$$

136kHz で動作させる場合の各素子の定数は次の各式で求めます。

$$L_1 = \frac{X_{l_1}}{2\pi 136 \times 10^3} = \frac{71.25}{2\pi 136 \times 10^3} = 83.3\mu\text{H}$$

$$L_2 = \frac{X_{l_2}}{2\pi 136 \times 10^3} = \frac{2,332}{2\pi 136 \times 10^3} = 2.73\text{mH}$$

$$C = \frac{1}{2\pi 136 \times 10^3 X_c} = \frac{1}{2\pi 136 \times 10^3 \times 106.4} = 11.0\text{nF}$$

以上のように 2 段階での  $50\Omega \rightarrow 36\text{k}\Omega$  のインピーダンス変換技法は、比較的低い  $Q$  で目的が叶い、コイルそのものに対する性能要求が低いので製作し易くなります。

更にスプリアス抑圧フィルタの特性を持つので、特別にフィルタを挿入する必要がなく、回路の簡素化に有用です。その特性は図 6 で示すように、BCI が生じる惧れのある 954kHz に対して十分な減衰を与えています。

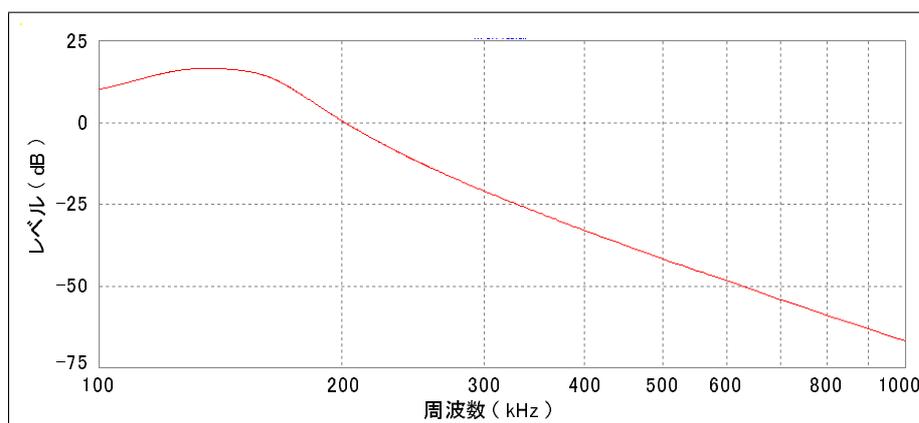


図 6: L 型 2 段階インピーダンス変換回路のフィルタ効果

本項では、アンテナ整合の理論を一步一步理解するために  $50\Omega \rightarrow 151.6\Omega \rightarrow 36\text{k}\Omega$  の 2 段階インピーダンス変換を述べました。2 段階を経ることを前提とするならば、数値計算は次

の手順をとっても同じ結果になります。

並列回路の抵抗  $R_p$  とリアクタンス  $X_p$  は、次式の関係で直列回路の抵抗  $R_s$  とリアクタンス  $X_s$  に置き換えられます。

$$R_s = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad X_s = \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2}$$

ここに  $R_p = 36,000$ 、 $X_p = 2,341$  を代入すると、 $R_s$  と  $X_s$  が直ちに求まります。

$$R_s = \frac{36,000 \times 2,341^2}{36,000^2 + 2,341^2} = 151.6 \quad X_s = \frac{36,000^2 \times 2,341}{36,000^2 + 2,341^2} = 2,331$$

アンテナを並列定数として測定しても馴染んでいる直列定数として変換され、整合がとれる様子が図7からご覧になれるでしょう。

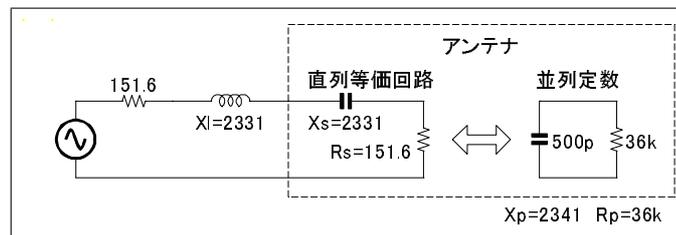


図7: 並列定数が直列定数に変換されたインピーダンス変換

### 7. 整合コイルの損失

微小モノポールアンテナの整合コイル(または延長コイルと呼ぶ場合もある。)には、そのインダクタンスが数 mH 程度のかかなり大きなものが必要で、かつ前項のとおり大電力を通過させるので、コイル自体の電力損失を考慮しなくてはなりません。

いま整合コイルを図3のように用いることとして、コイルの良さ  $Q_l$  と負荷の関係を考えます。

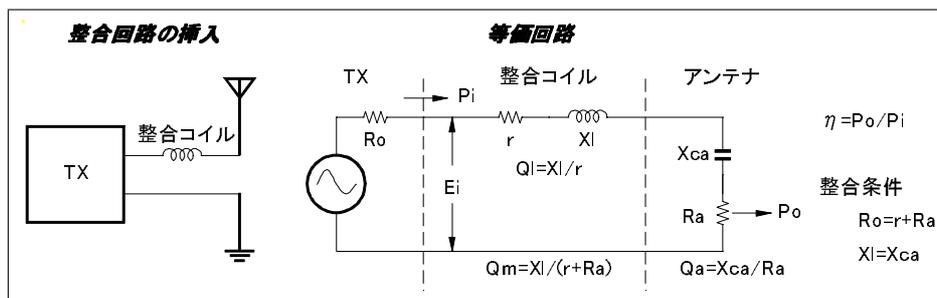


図3: 整合コイル周りの等価回路と定数の定義

整合コイルのリアクタンス  $X_l$  を調整しアンテナのリアクタンス  $X_{ca}$  と等しくしますと回路に流れる電流は最大となり、次式が成立します。

$$P_o = \left( \frac{E_i}{r + R_a} \right)^2 R_a \quad P_i = \frac{E_i^2}{r + R_a}$$

したがって、キャパシタには損失がないものとして、整合回路の能率  $\eta = P_o/P_i$  は次式で与えられます。

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{R_a}{r + R_a}$$

コイルに固有の高周波抵抗  $r$  を  $Q$  で表現すると  $r = X_l/Q_l$  であり整合回路全体は  $Q_m = X_l/(r + R_a)$  ですので、 $X_l$  を消去して  $r/Q_l = (r + R_a)/Q_m$  の関係になります。したがって、 $R_a = (Q_l/Q_m - 1)r$  であり  $1/(r + R_a) = Q_m r/Q_l$  ですから、上式は次のとおり変形できます。

$$\eta = \left(\frac{Q_l}{Q_m} - 1\right)r \frac{Q_m}{Q_l r} = 1 - \frac{Q_m}{Q_l}$$

例えば、前項のアンテナでは  $Q_m = 15.38$  ですから、 $Q_l = 200$  の整合コイルを挿入すると  $\eta = 1 - (15.38/200) = 0.923$  の能率になります。

## 8. 磁気飽和の問題

前項で示した 136kHz 帯の非共振アンテナへの整合回路は、理論上の基本的な構成です。しかし、実部品による実現には実は若干の問題があります。それは図 5 の  $L1$  をトロイダルコアを用いるとすると、コアの磁気飽和に気をつけなければならないことです。例えば T-200 カーボニル鉄コアでも、50W 級の通過電力で飽和します。原因はアンペアターン積が大きくなるためです。もちろんローインピーダンス回路における LC インピーダンス変換回路では、必要とされるインダクタンスが小さいのでアンペアターン積が小さく、磁気飽和への問題が起こりにくいでしょう。

若しもインピーダンスが数百  $\Omega$  となる所では第 5 項で説明した L 型インピーダンス変換回路ではなく、伝送線路型インピーダンス変換回路またはステップアップ・トランスを用いるのが適当です。

## 9. 付言

上記のインピーダンス変換では、送信機の出カインピーダンスを  $R_o = 50\Omega$  として考えてきました。しかし、136kHz 帯では同軸給電線を使うことはあまりありませんので、50 $\Omega$  とか 75 $\Omega$  に拘ることなく都合の良いインピーダンスが選べます。真空管式または FET 式アンプでは数 10 ~ k $\Omega$  オーダーの最適負荷インピーダンスになるでしょう。それならば、50 $\Omega$  オーダーに変換することなく直接に非共振アンテナの 10k $\Omega$  オーダーに変換の方が簡単で効率的です。

本稿は少しの数式を扱っていますが、計算例を付しましたので面倒がらずに電卓を操ってください。それが自作送信機と個々の環境に合ったアンテナの整合に役立つことを願っています。

以上