

アンテナアナライザ (AA-30) を用いたコイルの Q 測定

Koji Takei (JG1PLD), Oct. 31, 2014

1. はじめに

RigExpert 社のアンテナアナライザ (AA-シリーズ) は 50Ω のリターンロスブリッジにより測定対象物の基準波に対する振幅と位相を検出し、これから複素インピーダンスや VSWR を算出しています。しかも設定した範囲を周波数スキャンしてくれるので短時間で有用な測定が完了する優れたものです。

筆者としては複素インピーダンスの周波数グラフを一発で測定できる点が気に入っています。これはいわゆるベクトルインピーダンスアナライザということですが測定器の性格上、測定レンジが 50Ω を中心とした狭い範囲に限られてしまうという欠点もあります。インピーダンスが 50Ω に近いほど精度が高いのですが $5\Omega \sim 500\Omega$ 程度の範囲ならおおよその値を識別可能なようです。

安価なアンテナアナライザをインピーダンスアナライザとして使おうとすれば、測定レンジが狭いという欠点は別の方法で克服する必要があります。たとえば RF コイルの Q を測定したいとき、コイルのインダクタンス (L) と損失抵抗 (R) がわかれば $Q = 2\pi f \cdot L/R$ で計算できます。しかし、コイルをアンテナアナライザに直結して測定すると、インダクタンスは測定できたとしても損失抵抗が小さすぎて測定できないケースが多いと思います。また、コイルにキャパシタ (C) をつないでその共振特性を測定し、共振周波数 (f) とそのバンド幅 (Δf) から $Q = f/\Delta f$ として Q を求めることができます。ただし、この LC 共振回路をアンテナアナライザに直結したのではコイル単体を直結した場合と同様、インピーダンスがレンジアウトしてしまいます。そこで測定されるインピーダンスがアンテナアナライザの測定レンジに収まるようにインピーダンス変換をほどこして測定します。そうすれば共振特性を精度よく計測できるというわけです。インピーダンス変換といっても大それたものではなく検出コイルをリンクさせたトランス方式やキャパシタ分割などのシンプルな方法です。測定インピーダンスを 50Ω 近辺に合わせる (調節する) という観点からは検出コイルを用いる方法が簡便です。被測定コイルと検出コイルの間隔を変えれば結合度を変化させられますので。以下、実施例をご紹介します。

2. 測定対象物 (単層ソレノイド・コイル)

線径 1mm の PEW 線を 50mmφ の塩ビパイプに 10 回スペース巻きしてコイルを作製しました。

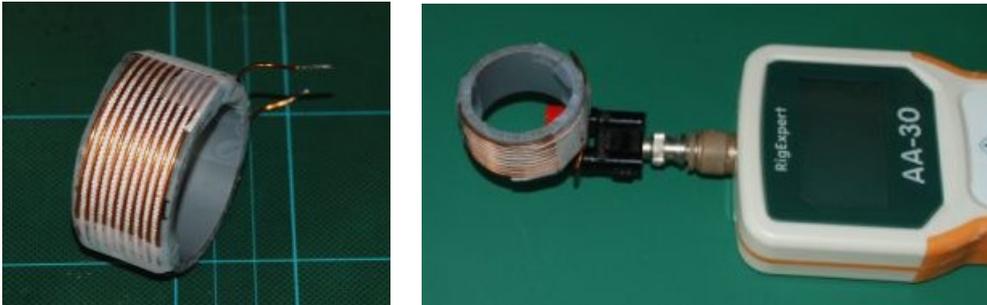


Fig.1 Single layer coil under test

計算によると (http://deepfriedneon.com/tesla_f_calchelix.html) インダクタンスは 5.79 μH 、浮遊容量は 2.75 pF と出ました。まずはインダクタンス測定のためアナライザー直結でインピーダンスを測ってみます。

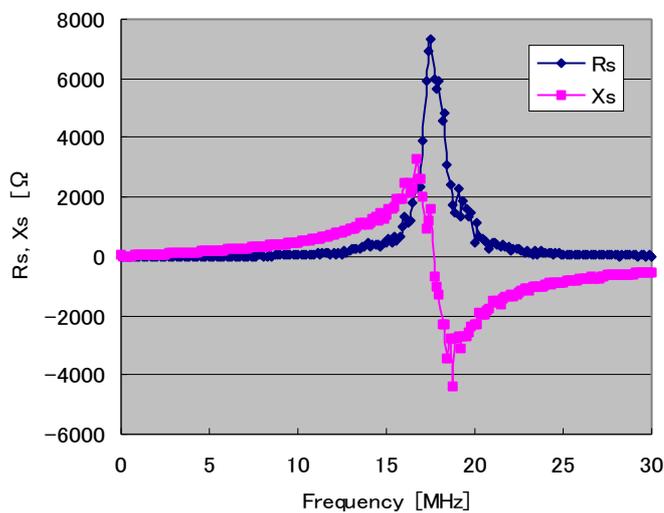


Fig.2 AA-30 full-range scan (0 – 30 MHz) for the test coil

18 MHz 付近に共振ピークが現れていますがこれはコイルの浮遊容量に測定器の端子間容量 (12 pF) が加わった結果生じたものです。この共振の影響を避けるため、十分低い周波

数領域でインダクタンス (L) を求めました。Fig.3 に 0 ~ 10 MHz の範囲を示しますが、数 MHz までは X_s が周波数に比例、つまり $L = \text{一定}$ の関係が成り立っていますのでこれから L を算出しました。一方、 R_s は本来、表皮効果と近接効果で値が決まるのですがこの場合の周波数依存性は $R_s \propto 1/\sqrt{f}$ $R_s \propto \sqrt{f}$ となります。これに対し下図では 1 MHz あたりから R_s が急増しており、共振の影響が出てしまっています。1 MHz 以下では R_s の値が 1Ω 以下と小さいですからアンテナアナライザでの正確な測定はまず無理です。 X_s の直線領域から求めたインダクタンスは 5.71 μH で、計算値に近い値でした。

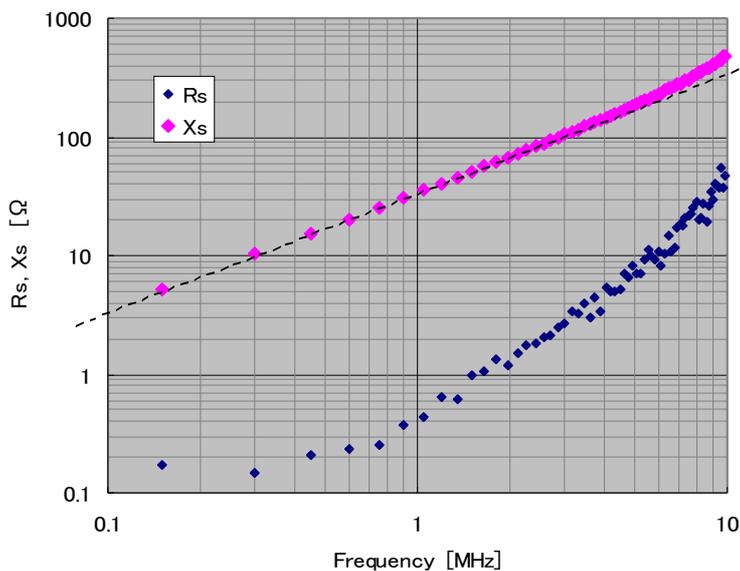
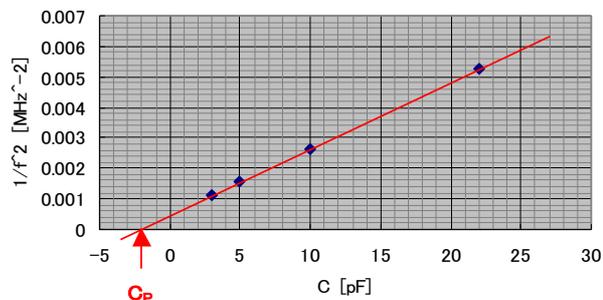


Fig.3 Closeup of X_s & R_s in the low frequency range

次に、外づけキャパシタの容量 (C) と共振周波数 (f) の関係から浮遊容量 (C_p) を求めてみます。

Fig.4 Resonance frequency vs. C



外づけキャパシタの容量は表示値をそのまま使っていますが大きな誤差にはならないでしょう。 $1/f^2$ とCの関係を表す直線とx軸との交点が $-C_p$ に相当するので、このグラフから $C_p = 2 \text{ pF}$ と読み取れます。試しに外づけキャパシタを外したコイル単体の共振周波数をディップメータで計ってみると約48 MHzで、 $(2\pi f)^2 = L \cdot C$ の関係から $C_p = 1.9 \text{ pF}$ が得られます。 $C_p = \sim 2 \text{ pF}$ と考えてよさそうです。

3. 検出コイルによるインピーダンス測定

測定対象コイルに100 pFのキャパシタを抱かせて共振器とし、一方、アナライザの端子には検出コイルをつなぎ、測定対象コイルに近づけて複素インピーダンス (R_s , X_s) を測定しました。

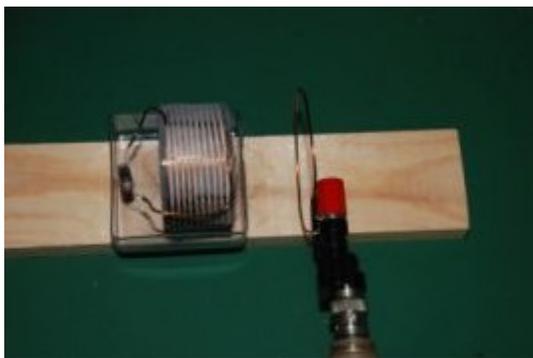


Fig. 5 Impedance measurement by the coupled coil

測定対象コイルと検出コイルの間隔を変えながら測定した R_s の共振ピークをFig. 6-aに示します。結合の強さに応じて R_s 共振ピークの高さは大きく変化します。凡例の数値は R_s のピーク値を表しています。Fig. 6-bは対応するVSWRカーブですが検出コイルの結合度に応じて大きく変化しています。

ピークの高さと中心周波数をそろえて比較してみたのがFig. 7です。 R_s 共振ピークの半値幅 (FWHM) が共振回路の-3dBバンド幅でありこれは21 kHzと読み取れます。一般的なスカラー測定ではインピーダンスの絶対値 ($|R_s + X_s|$) がピーク最大値の $1/\sqrt{2}$ 倍となる幅、すなわち整合状態で測定したVSWRカーブにおいてVSWR=2.62の2点間の周波数幅を読み取るのと同じことです。中心周波数をバンド幅で割り算すれば Q_u (無負荷 Q) = $f_0/\Delta f = 6884/21 = 328$ と求まります。ちなみにESR (等価直列抵抗) を計算してみると $R = 2\pi f \cdot L/Q_u = 0.75 \text{ } [\Omega]$ となります。

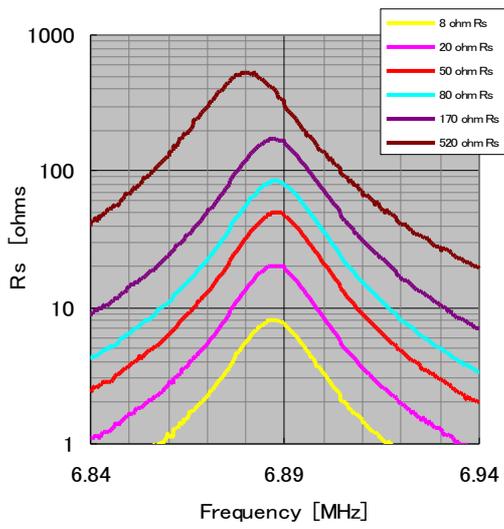


Fig.6-a Rs resonance curves

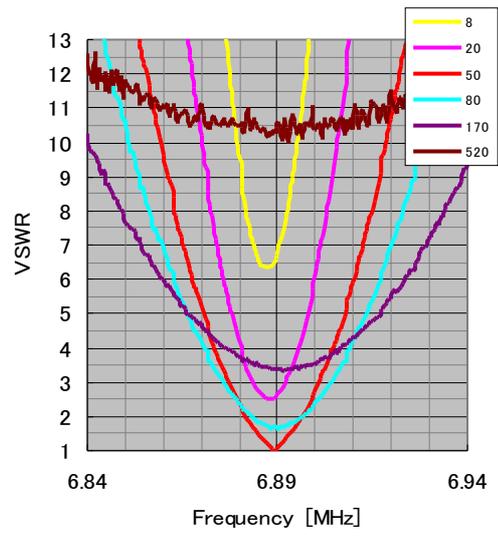


Fig.6-b VSWR curves

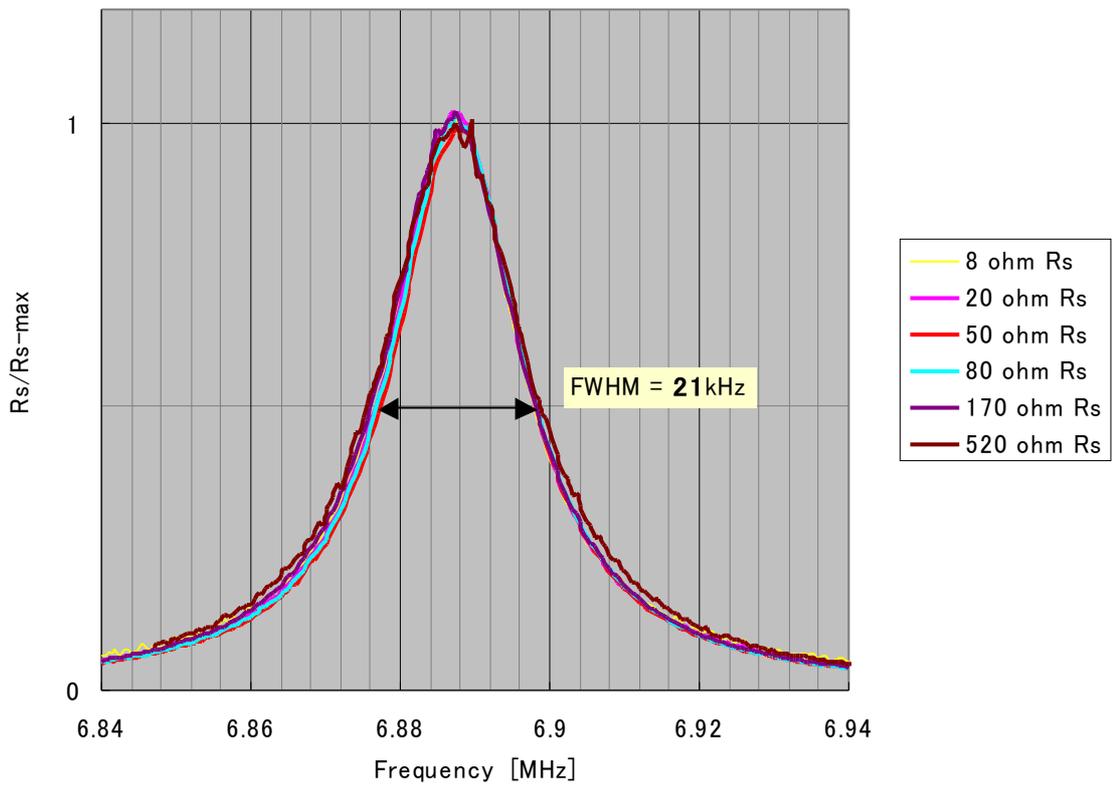


Fig.7 Normalized Rs resonance curves

VSWR から共振回路のバンド幅を求めるためにはインピーダンス整合をきちんととることが前提になりますが、 R_s 共振ピークの半値幅を読み取る方法なら整合が取れていなくても一発でバンド幅を測定できるというわけです。

4. Q の周波数特性

キャパシタの容量を変えながらそれぞれの共振周波数で Q、R を求め周波数依存性を調べてみました。Fig.8 に示されるように周波数が高くなると R が急増し Q が低下する傾向が見られます。Fig.9 の自己共振を加味した等価回路にもとづいて計算した R を赤線で示しています。等価回路上ではコイルの自己共振の影響で R_s が増大し Q が低下しています。この急増する損失は R_p によってもたらされています。損失の原因は絶縁被覆材やボビン（塩ビ）の誘電損失が思い浮かびますが、どうもそれだけでは説明できそうにありません。

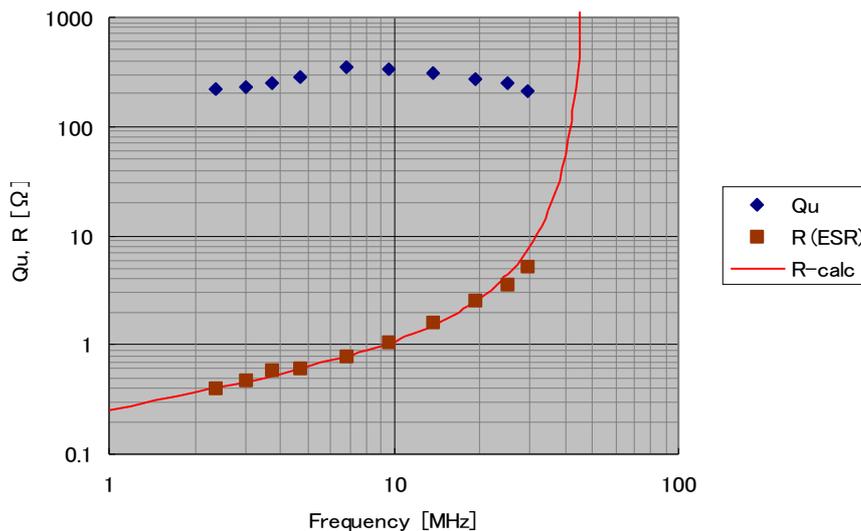
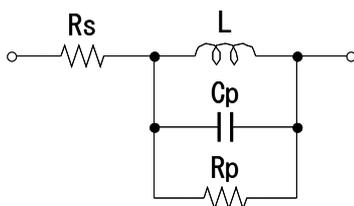


Fig.8 Q and ESR of the test coil



$$\begin{aligned}
 L \text{ [uH]} &= 5.71 \\
 R_s \text{ [}\Omega\text{]} &= 0.25/\sqrt{f/f_0} \quad : f_0 = 1 \text{ MHz} \\
 C_p \text{ [pF]} &= 2.0 \\
 R_p \text{ [}\Omega\text{]} &= 6 \times 10^5
 \end{aligned}$$

Fig.9 Equivalent circuit for the test coil

4. まとめ

アンテナアナライザーでコイルのQ測定を試みた。リンクコイルを用いたインピーダンス変換によりアンテナアナライザーの測定レンジに合わせた測定を可能にした。リンクコイルの結合度にかかわらず一定の共振バンド幅が測定できることを確認し、簡便にQ値を算出できることを示した。