

電波とインピーダンス整合のおはなし

若井 一 顕[†]

[†] 第一工業大学 情報電子システム工学科 〒899-4395 鹿児島県霧島市国分中央 1-10-2
E-mail: [†] k-wakai@daiichi-koudai.ac.jp

A topic of impedance matching theory and radio wave propagation

Kazuaki WAKAI[†]

[†] Department of information and electronic system engineering Daiichi institute of technology
1-10-2 Kokubu-chuoh.Kirishima-city.Kagoshima-pre.899-4395 Japan
E-mail: [†] k-wakai@daiichi-koudai.ac.jp

Abstract Explain the consistent medium-wave antenna. Orthodox medium-wave antenna is a vertical antenna for base isolation. The antenna cable is now passed to the Tower between two of NHK Kawaguchi stations 313 m drawn perpendicular to the first and th-2 broadcast. Tend to be circular tube column and truss beam-columns supported by the branch line in recent years. Antenna base ground is used to a relatively large local and a small transmitting station. And think of radio frequency radiation from the antennas free space.

1. まえがき

中波アンテナと整合について解説する。オーソドックスな中波アンテナは、基部絶縁型の垂直アンテナがある。今は無いが NHK 川口放送所の 313m の 2 基の鉄塔間に渡されたケーブルから垂直に下ろされた第一と第二放送の線条アンテナがあった。近年では円管柱、トラス柱などを支線で支持したものが多い。基部接地のアンテナは比較的大規模な局所から小規模な送信所にも使われている。加えてアンテナから自由空間への電波放射についても考える。

2. アンテナの今昔

写真 1 は、トップローディング付の基部絶縁アンテナである。大規模なアンテナは使用周波数に高さを 0.53λ に設計して高角度放射を抑圧しアンテナ効率の高いものが採用される。高角度放射の抑圧は近距離フェージング対策の一つである。



写真 1 基部絶縁円管柱

2.1 中波アンテナの帯域内特性

アンテナの基部インピーダンスを使用周波数の±10kHzで測定すると帯域内 VSWR が略把握できる。折り返し返しアンテナ、及びアンテナ高の低いもので使用周波数が低い場合には一般的に帯域内 VSWR が悪い。大電力の送信所のようにアンテナ高と使用周波数が適当な関係、 $\lambda/2$ 付近であれば基部インピーダンスも扱い易い値である。アンテナの特性インピーダンスはアンテナ高 H とアンテナの径 d の関数であるが、この値 H/d が大きいほどアンテナの Q は大きくなる。

2.2 小型接地型アンテナ

図1に示したアンテナは小規模なアンテナとして用いられる「かご型」と「折り返し」タイプである。波長に対してアンテナ高が低い場合には帯域内伝送特性が十分でないことが多い。

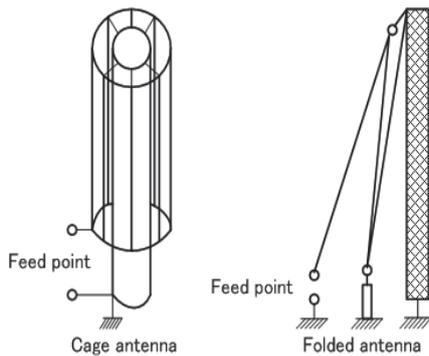


図1 中波小型アンテナの2例

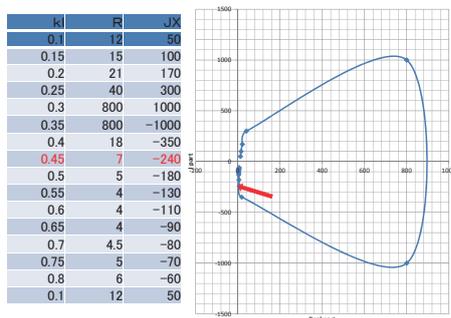


図2 かご型の基部インピーダンスの周波数軌跡 (高さ 20m、周波数 1026kHz)

図2は、かご型の基部インピーダンスの周波数軌跡である。矢印で示した利用周波数の 1026kHz で基部インピーダンスが低いことが観測される。



写真2 クレーンアンテナ

2.3 小型アンテナ実験

写真2は建設クレーンを用いた小型アンテナの特性測定の実験風景である。ワイヤーを高さ 30m 程度に展開してラジアルアース数本を地面に展開した。緊急非常時には十分な機能を発揮できる。

2.4 Low profile antenna

写真3はLow profile antennaである。アンテナ高が 14m、水平部分が 30m 程度の四方に展開した逆Lの小型アンテナである。2014年ラスベガスのNABブースに立ち寄ってCEOとディスカッションした際にテーブルに置かれた実験模型を撮影した。緒元は論文に記載されているが使用周波数 1680kHz のフィールド実験ではモノポールアンテナと遜色の無いアンテナ効率が得られたとのことである^[1]。中波アンテナの小型化は今後も追及されるテーマである。

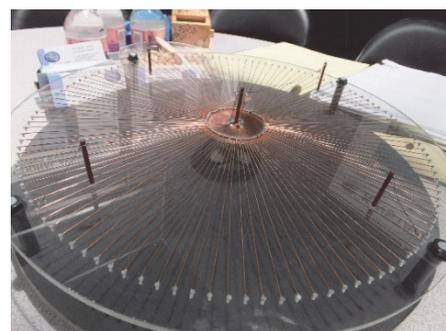


写真3 Low profile antenna

3. 中波アンテナと整合

中波のアンテナ整合については、島山鶴雄氏のSという算出方法を用いて行っていた。Sはリアルパートに消費されるエネルギーとリアクタンスに蓄えられるエネルギー比を計算した概念である。例えばリアルパートだけで構成した回路であればエネルギーの蓄積を考へることはないから広帯域となる。整合器の入出力のインピーダンスが与えられたときに整合設計ではSを設定する。L型整合であればSは必然的に決まるが、 π 型やT型整合であればSは任意に選定できる。

3.1 円線図による整合回路の設計

筆者が放送所勤務のときに考案したのが円線図によるインピーダンス整合手法である。何故円線図での整合解法が可能かについては別途解説している^[2]。図3に示すようなインピーダンス軌跡の解析は比較的容易である。面倒なのは整合途中で所要インピーダンス $R \pm jX$ が要求される場合である。要求値に対して逐一回路方程式を解いて整合素子を求めていたのでは面倒である。円線図解析手法を私が発案したのが1974年ころであったから、まだPC(パソコン)の普及以前、夜間保守などでは短時間で整合を取ることが求められた。この円線図法を用いることで整合途中インピーダンスの状況、選定すべき回路素子定数をビジュアルに把握することが出来た。コンパスと定規だけで演算できるこの方法によって効率的な整合作業が可能となった^{[2], [3]}。

3.2 $\lambda/4$ 回路の応用とインピーダンス軌跡

π 型、T型整合の素子定数を全て $R=X$ とした時に $\lambda/4$ 回路が形成できる。図4のように $\lambda/4$ 回路は、LPF(低域通過濾波器)構成でも、HPF(高域通過濾波器)構成のいずれの設計も可能である。LPF構成では、一般的に送信機の終段に置いて増幅器で発生する高調波成分を除去する目的で使用する事が多い。HPF構成は、アンテナの基部整合回路の付近に設置して、落雷などの低域周波数成分の誘導サージがアンテナから送信機に向かうのを阻止する目的で使用する事が多い。図3はT型の $\lambda/4$ 回路とインピーダンス軌跡を示した。入出力間の位相シフトは90度となる。

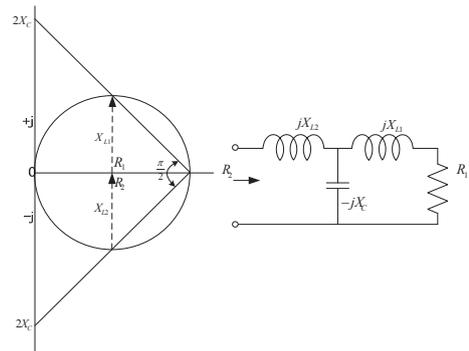


図3 T型の $\lambda/4$ 回路とインピーダンス軌跡

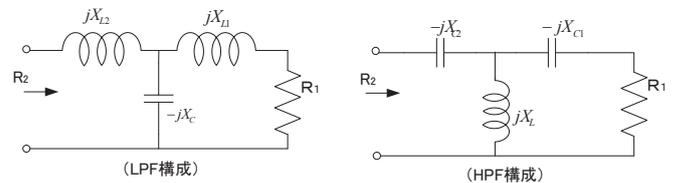


図4 T型の $\lambda/4$ 回路

負荷インピーダンス R_1 が大のときには $\lambda/4$ の入力インピーダンス R_2 は逆に小さくなる。この点に着目すれば、伝送路の途中に実装して落雷時などのアンテナインピーダンスの急変に対して送信機の増幅デバイスのトランジェント電流の抑圧が可能である。

3.3 インピーダンスの並列のインピーダンス軌跡

円線図によるインピーダンス整合法を用いて二つのインピーダンスの合成値を求めてみたのが、図5と図6である。Real-partの並列合成を図上で演算するために「並列抵抗補助線」を用いた。円線図による演算は一見複雑に見えるかもしれないが、一定のルールで順番に軌跡を描いていくからPC向きかと考える。計算表示のソフト化もされているから現場では画面を見ながら作業が出来る。

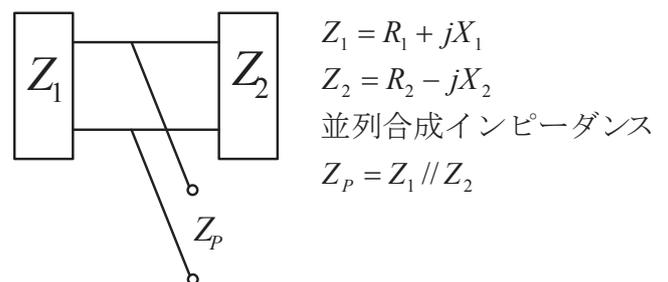


図5 並列合成インピーダンス Z_p

図6は並列インピーダンスを求める円線図であり途中を省いて結果を示した。Z_pの矢印が最終的に求める並列インピーダンスである。Z₁とZ₂は元のインピーダンスである。整合はインダクタンスとキャパシタンスを使うのが一般的である。整合素子の中に Real-Part の抵抗素子を挿入するのは特殊であり、回路に緩衝機能を持たせる効果を期待できる^[4]。

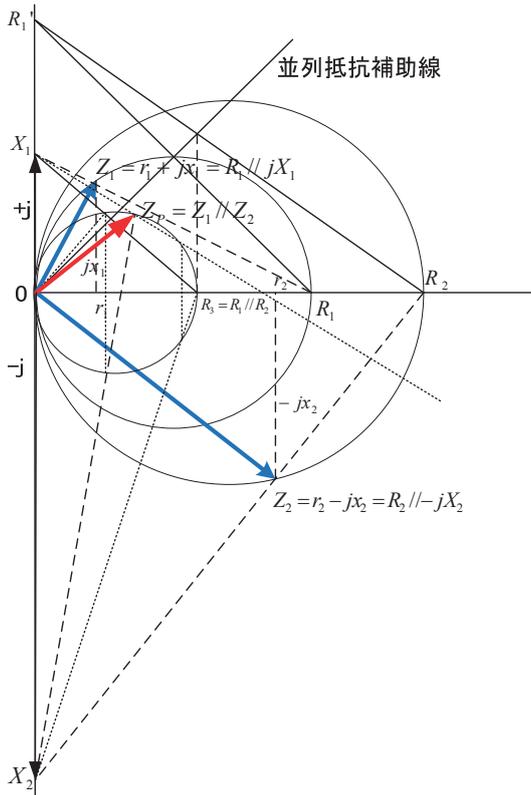


図6 並列インピーダンスを求める軌跡

3.4 自動整合回路

負荷インピーダンスが何らかの理由で変動した場合、どのように対処するかについては幾つかの方法が考えられる。自動的に整合が行なわれれば負荷変動には効果的である。自動整合回路は、L型、π型、もしくはT型の整合回路が選択できる。筆者は100Wの自動整合回路から10kWまでの設計・製作を経験した。これらの自動整合回路を使用するのは特別な工事対応が多かった。常設するケースは少ない。

4. 伝送線路と整合

4.1 負荷側と電源側の反射係数を考える

伝送線路では電源側の整合と負荷側の整合を考え

ることがしばしばある。電源側の反射係数Γ_sと負荷側の反射係数Γ_rが出てくる。結果だけであるが以下のような式を用いる。

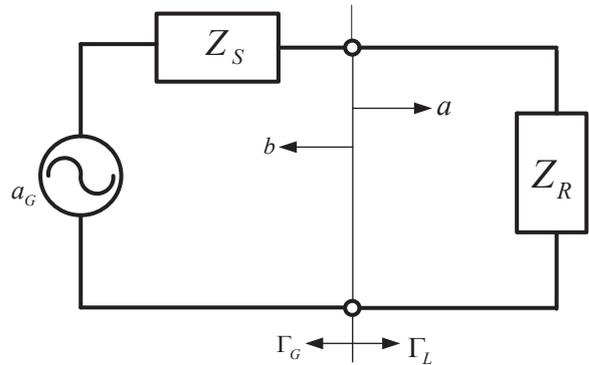


図7 伝送路と反射係数と電力輸送

図7は負荷Z_rを電源に直列に接続した。負荷への入射波aは式(4.1)で与えられる。

$$a = \frac{1}{1 - \Gamma_G \Gamma_L} a_G \quad (4.1)$$

電源の出力電力をP_Gとすると、負荷への入射波電力は式(4.2)となる。

$$P_i = |a|^2 = \frac{1}{|1 - \Gamma_G \Gamma_L|^2} P_G \quad (4.2)$$

興味深いのは、電源側の反射係数が0でも負荷側の反射係数が0でもP_i=P_Gとなる。整合を取る場合に電源の電力を負荷に伝送するには片方の反射係数を0にすればよいとも云える。実際は負荷側の整合に専念する。電源の内部インピーダンスは増幅デバイスの動作でダイナミックに変化するから、特定するのが難しい。整合を取る作業を負荷側に着目した方が実践的でもある理由である。従って電源側との整合を調整することは少ない。しかし負荷との不整合で反射波が電源に戻って、また電源との不整合でその反射波が負荷に戻ることは当然考えられる。最終的に反射振動を繰返してある値に落ち着く。結果、伝送路の中はマルチパスの嵐、伝送波形に多くのひずみを当てる結果となる。

(5.5)の $f(\theta)$ はフーリエ級数展開である。

(5.6)、(5.7)のように電圧と電流成分とをフーリエ級数展開して、それぞれの周波数毎のインピーダンスを計算する。矩形波を高調波信号発生源として使用できるが高次の高調波の振幅値は低くなるから高域になるほどS/N劣化の影響が出てくる。

周波数を掃引してそれぞれの電圧・電流成分からインピーダンスの絶対値、位相を知ることが出来れば、実数部と虚数部の値を直視することが出来る。インピーダンスアナライザは周波数の掃引信号発生源を内部に持っているからインピーダンスの周波数特性が測定できる。

6. アンテナは不整合線路

6.1 $\lambda/2$ ダイポールアンテナの電流分布

アンテナには $\lambda/2$ や $\lambda/4$ の長さのダイポールアンテナがある。線路上に電流の腹と節があり定在波が乗っていると考えることができる。

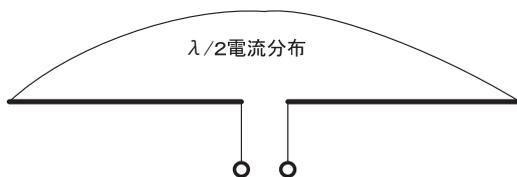


図9 半波長ダイポールアンテナの電流分布

アンテナの長さが $\lambda/2$ の電流分布は図9のように表せる。電流の腹の部分で放射インピーダンスを決定するが、約 $74 + j42$ (Ω) の値を取る。

6.2 $\lambda/2$ アンテナの放射電力の計算

非接地空中線 ($\lambda/2$ ダイポール)

$$E = \frac{60I}{r} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta}$$

$$W = \frac{E^2}{120\pi}$$

$$= \frac{1}{120\pi} \left(\frac{60I}{r}\right)^2 \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin^2 \theta}$$

$$dA = 2\pi r \sin \theta r d\theta$$

(6.1)

$$W \times dA = \frac{1}{120\pi} \left(\frac{60I}{r}\right)^2 \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin^2 \theta} \cdot 2\pi r \sin \theta r d\theta$$

$$= 60I^2 \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \cdot d\theta$$

全球面を通過する全電力は

$$P = 60I^2 \int_0^\pi \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \cdot d\theta$$

$$P \approx 73.13 \cdot I^2$$

(6.2)

7. アンテナは空間との整合回路

7.1 アンテナって何

アンテナは触覚という意味もある。蟻などの昆虫の触覚もアンテナという。電波を伝送するのにアンテナを用いる。電波を出す側は送信アンテナを、そして受信する側は受信アンテナを使用する。最近のスマートフォンとか携帯電話もあの小さな筐体(ケース)の中にアンテナが入っている。アンテナが無かったら電波はどうなるのか考えてみたい。電波である高周波信号を作るためには送信機を必要とする。そして送信機で作った高周波を空間に放つ必要がある。適当な導線を吊下げてみてもいいかもしれない。しかし適当なアンテナ導線では送信機のすべてのエネルギーを電波として飛ばすことが出来ない。空間に放射されない分は送信機にエネルギーが戻ってくる。それを反射波と云う。効率よくアンテナから送信機のエネルギーを空間に放射させる必要がある。送信機、フィーダ、アンテナ、自由空間の間をつなぐ(整合させる)必要がある。給電線のインピーダンスが 50Ω とか 75Ω で設計されることが一般的でありアンテナの入力インピーダンスと給電線のインピーダンスを合わせる整合作業が必要になる。アンテナには3つのインピーダンスがある。1つ目はフィーダとの接続で問題となるアンテナの入力インピーダンス。2つ目に構造物の長さとか太さで決まるアンテナの特性インピーダンス、そして3つ目がアンテナから電波が放射されるための放射インピーダンスである。自由空間のインピーダンスを電波インピーダンスとも云うが、アンテナはこの電波インピー

ダンスと給電線の間で介在してインピーダンス変換するための素子とも考えられる。但しアンテナの入力インピーダンスはフィーダの特性インピーダンスに

ならない。図 10 はアンテナを取り巻くインピーダンスを整理して表現したものである。

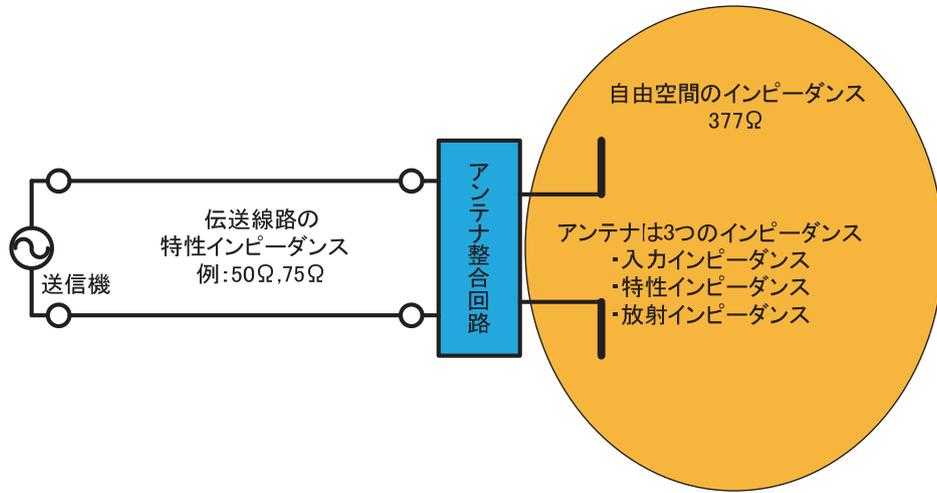


図 10 アンテナを取り巻くインピーダンス

図 11 は、平衡 2 線式と同軸フィーダからの電波の放射のイメージを描いたものである。整合ということを考えればフィーダの特性インピーダンスを変化させることなく、自由空間にシームレスで結合できれば一番都合がいい。平衡 2 線フィーダの先端が開放の状態から徐々に線路を開いていき、直角に広げたときがダイポールアンテナである。例えば $\lambda/2$ のダイポールであれば入力インピーダンスは $74+j42\Omega$ 程度であるから当然フィーダの特性インピーダンスとは異なることになる。そのためにアンテナとフィーダの接続部には整合回路を挿入する必要がある。自由空間の電波インピーダンスが 377Ω であるから、 $\lambda/2$ のダイポールアンテナの $74+j42\Omega$ との間においても整合は取れていない。これはアンテナがインピーダンス変換器として作用しているとして考えることが出来る。整合は一般的にフィーダとアンテナの間で行うからアンテナ内には定在波が発生していることになる。同軸フィーダの特性インピーダンスは内導体の直径 d と外導体の直径 D の関数である。 ϵ はケーブル内に充填した誘電体の誘電率である。この D/d を変えずに先端を開放できることが出来れば電波は先端からスムーズに放射していくことが予想出来る。図 11 の右下はディスコーンアンテナのイメージである。

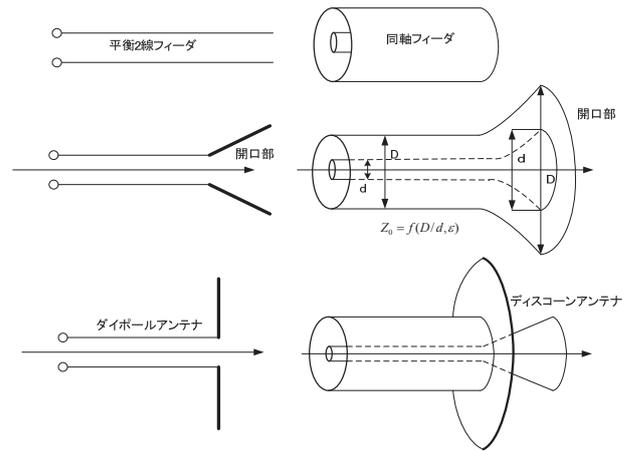


図 11 フィーダから自由空間への電波放射

図 12 のように同じ $\lambda/2$ の長さを持つアンテナでも給電点が異なれば、アンテナの入力インピーダンスは違う。 $\lambda/2$ の垂直モノポールアンテナでは電流の節に近い部分からの給電となるから比較的給電部のインピーダンスは高い。更にアース電流も低下するからラジアルアースの施工が簡便になる。



図 12 $\lambda/2$ のアンテナの給電点の違い

7.2 線条アンテナのインピーダンス軌跡

線条アンテナの線の直径をa、長さをLとするとΩは、

$$\Omega = 2 \ln \frac{2l}{a} \tag{7.1}$$

で与えられる。この関係を図13に示す。

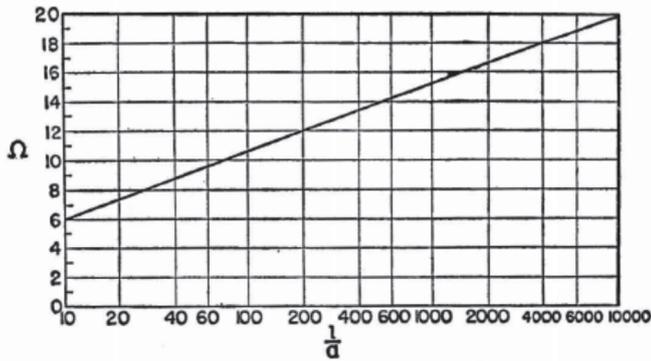


図13 線条アンテナのパラメータ

図14はΩが9.6と16.6の場合の周波数に対するインピーダンス軌跡である。

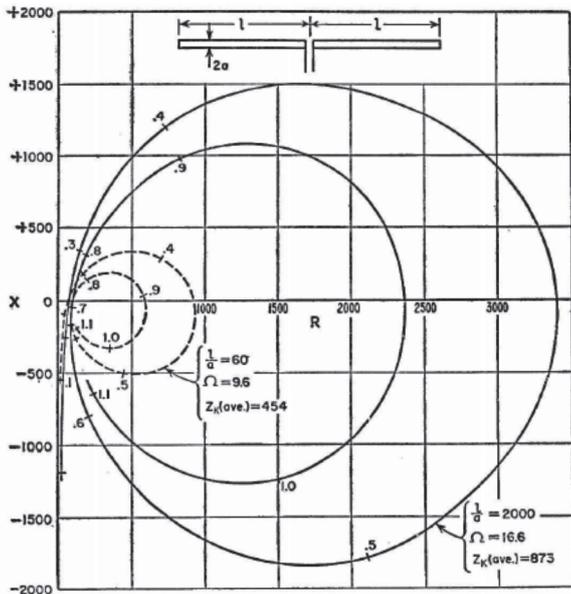


図14 Ωの違いによる軌跡

Ωが小さいアンテナとは太い円管柱アンテナ、Ωが大きいときには細い線条アンテナと考えるとイメージし易い。周波数に対するインピーダンスの変化量を測ればアンテナのQもしくは帯域特性を類推できる。広帯域アンテナを実現するためには機械構造的に線路は太くなる。

7.3 広帯域アンテナ

λ/2 アンテナなどはアンテナ線路内に当然スタンディングが起っている。広帯域アンテナを実現するにはこのスタンディングを極力発生しないものを作ればいい。但し広帯域性を図ることでアンテナの利得が低くなることは否めない。テレビのVHF、FM帯で用いているスーパーターン・アンテナなどはダイポールアンテナの広帯域性を狙った素子であるとも云える。広帯域化にはアンテナの放射インピーダンスを極力リアルパートに近づけるか進行波アンテナなどを用いる方法等がある。進行波アンテナとしては周波数の低い帯域で用いているロンビックアンテナなどがある。

8. むすび

中波のアンテナと整合を幾つか紹介した。他に二重給電装置や指向性アンテナ、シャントフィードアンテナなど記述したい項目も数多く存在する。広帯域整合回路、帯域内のVSWRの改善方法なども興味深い^[6]。昔から中波アンテナの小型化もテーマである。緊急災害時には簡便な受信機で情報を取得できるラジオメディアの存在は重要である。

参考文献

[1] Michael W. Jacobs, et al, "Comparison of Measured and Calculated current Distribution on the KinStar Low Profile MF antenna". Kintronic Laboratories, 2014.

[2] 若井：中波デジタル送信機的设计と調整、放送技術15回連載 (2008.3~2009.6)

[3] 若井他：デジタル時代のラジオ送信機的设计・調整と課題、日本信頼性学会誌. 2012年 Vol. 34, No. 2, pp108-120.

[4] K.Wakai, "A study of medium wave isolator design with quasi gyrator" IEEE Broadcast Symposium, 2013, Oct., San Diego, CA, USA.

[5] 若井：回路設計者のためのインピーダンス整合入門 日刊工業新聞社 2015年3月出版

[6] 若井：中波アンテナと整合回路 映像情報メディア学会 最近のラジオ技術特集 Vol.69 No.3 2015 pp.22-26 2015年3月