

線路形変成器の解析

— 1:1 および 1:2 単巻・変成器 —

秋山道雄*, 鎌田顕一**, 本多誠一*

(1973年9月10日受理)

The Analysis of The Transmission Line Transformers

— The 1:1 transformer and the 1:2 autotransformer —

Michio AKIYAMA, Kenichi KAMATA and Seiichi HONDA

Abstract: — It is well known that the stray capacitances of the windings affect the frequency response of the transmission line transformer and limit the high frequency response.

Previously it was presented that they might not be absorbed into the characteristic impedance and the propagation constant of the transmission line since they were not uniformly distributed but were converged to terminals. From these concepts the equivalent circuit of this device was considered to be composed of lumped and distributed elements.

In this paper the frequency response of the 1:1 transformer and the 1:2 autotransformer terminated by linear resistive impedance are analyzed on a computer. The constants which are necessary to compute are decided by measuring the fundamental characteristics of the transformer made using a small toroidal ferrite core. The numerical results are shown and compared with the measurement of the transformers which have bandwidth in the frequency range of a few tens of kilohertz to over a hundred megahertz.

1. ま え が き

1:—1, 1:1 変成器あるいは 1:2 単巻変成器のような 2 本の巻線から構成される線路形変成器の端末には, その動作特性に影響をおよぼすような浮遊容量が存在している。こ

* 茨城大学工学部電子工学科 (日立市中成沢町)

** 茨城大学工学部情報工学科 (")

れらを分布定数回路論的に解析するときには、そのために、端末では線路定数が著しく変化するので、この浮遊容量を線路の特性インピーダンスや伝播定数に含めて考えることができない。

筆者らは、先に、このような端末効果の影響に着目し、不平衡伝送系を集中定数回路で、平衡伝送系を分布定数回路で表わした等価回路を考え、1:−1 変成器の解析を行なった。そして測定結果と比較することによって、この等価回路の妥当性を確認した。

ここでは、その等価回路によって、さらに、1:1 変成器および 1:2 単巻変成器を解析し、測定を行なってその考え方を確かめてみる。

まず最初に、バイファイラ巻変成器の集中定数回路と分布定数回路から構成される等価回路を示す。次に、1:1 変成器および 1:2 単巻変成器の端子条件から、入力インピーダンスと動作減衰量を導き数値計算を行なう。さらに測定結果をあわせて示し、比較検討してみる。

2. 2 本線路から成る変成器の等価回路

ここでは 1:−1, 1:1 変成器あるいは 1:2 単巻変成器のような 2 本線路から構成される変成器の等価回路を示す。これは先の報告で、すでに導いたものであるため結果だけを示す。

2 本の無損失の巻線をトロイダル形のフェライト・コアに巻きつけたバイファイラ巻変成器 (図1) のはたらきを調べてみるために、平衡伝送および不平衡伝送について、周波数 0.1~900 MHz の測定を行なった。この結果によると、すでに示したように、平衡伝送系は分布定数回路としての様子を呈したが、これに対して不平衡伝送系は、むしろ、集中定数回路としての様子を呈した。これは端末において線路定数が著しく変化するという端末効果によることが知られており、筆者らはこの一因として、端末に存在する浮遊容量を考え、平衡伝送系を分布定数回路で、不平衡伝送系を集中定数回路で表わした等価回路を示した (図2)。

この図において距離 $x=0, l$ における電圧、電流をそれぞれ $V_{10}, V_{20}, I_{10}, I_{20}, V_{1l}, V_{2l}, I_{1l}$ および I_{2l} とすれば、次式が成立つ。

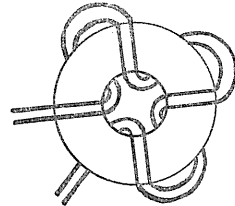


図1 バイファイラ巻変成器
Fig. 1 The bifilar transformer.

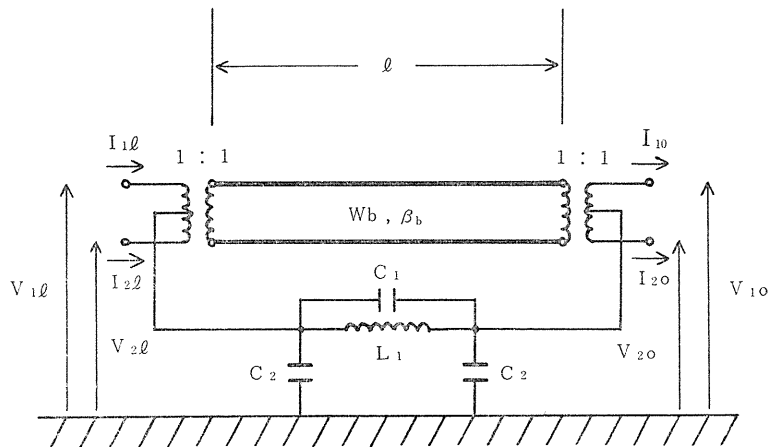


図2 2 本線路から成る変成器の等価回路
Fig. 2 The equivalent circuit of the transformer composed of two windings.

$$\begin{pmatrix} V_{1l} \\ V_{2l} \\ I_{1l} \\ I_{2l} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} & B_{11} & B_{12} \\ A_{12} & A_{11} & B_{12} & B_{11} \\ C_{11} & C_{12} & A_{11} & A_{12} \\ C_{12} & C_{11} & A_{12} & A_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ I_{10} \\ I_{20} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (2.1)$$

ここに A_{11} , A_{12} , B_{11} , B_{12} , C_{11} および C_{12} は4端子対定数で、この回路では、先に導いたように、次のように表わされる。

$$\left. \begin{aligned} A_{11} &= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\omega^2 L_1 C_2}{1 - \omega^2 L_1 C_1} + \cos \beta_0 l \right) \\ A_{12} &= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\omega^2 L_1 C_2}{1 - \omega^2 L_1 C_1} - \cos \beta_0 l \right) \\ B_{11} &= j \left(\frac{\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} + \frac{W_b}{4} \sin \beta_0 l \right) \\ B_{12} &= j \left(\frac{\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} - \frac{W_b}{4} \sin \beta_0 l \right) \\ C_{11} &= j \left\{ \frac{\omega C_2}{4} \left(2 - \frac{\omega^2 L_1 C_2}{1 - \omega^2 L_1 C_1} \right) + \frac{1}{W_b} \sin \beta_0 l \right\} \\ C_{12} &= j \left\{ \frac{\omega C_2}{4} \left(2 - \frac{\omega^2 L_1 C_2}{1 - \omega^2 L_1 C_1} \right) - \frac{1}{W_b} \sin \beta_0 l \right\} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.2)$$

ここで W_b , β_0 はそれぞれ平衡伝送の特性インピーダンス，位相定数であり， L_1 , C_1 および C_2 は不平衡伝送系を集中定数回路で置換えたときの素子である。

またフェライトの透磁率は周波数の増加とともに減少することは、よく知られて^{たとえば3)}おり、この場合には、すでに示したように、 L_1 は次のように表わされる。

$$L_1 = \frac{L_0}{1 + \left(\frac{f}{f_r} \right)^2} \dots\dots\dots (2.3)$$

ここで L_0 は周波数 $f \rightarrow 0$ のときのインダクタンスの値であり， f_r はそれが $L_0/2$ に等しくなるときの周波数である。

試作した変成器は、図1に示すようなトロイダル形のフェライト・コアを用いたもので、この外径，内径および厚さは、それぞれ 13.8mm, 5.38mm および 2.10mm である。また巻線は直径 0.26mm のエナメル線で、長さ 35cm のものをコアに23回巻きつけた。

このときの定数を測定によって求め、すでに、次のような値が得られている。

$$\left. \begin{aligned} l &= 35 \text{ cm} \\ W_b &= 75 \ \Omega \\ \beta_0 &= \frac{\omega}{3 \times 10^8 \cdot B_k} \text{ rad/m} \\ B_k &= 0.66 \\ L_0 &= 80 \ \mu\text{H} \\ f_r &= 200 \text{ MHz} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.4)$$

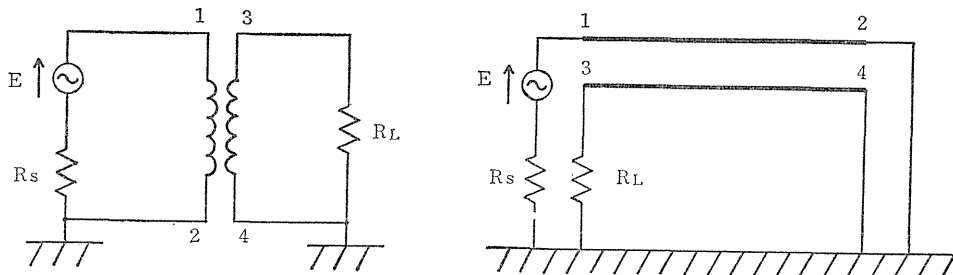
これらの値を理論的に計算することは不可能ではないが、かなり困難であり、実際的ではないと考えられるので、測定から得られた式(2.4)の値を用いて、これからの計算を行な

うことにする。

3. 1:1 変成器

1:1 変成器の端子条件から、その入力インピーダンスおよび動作減衰量を導き、計算結果と測定結果とを比較してみる。

1:1 変成器は図 3 (a) に示されるように、1 次側に内部抵抗 R_s の信号源 E が、2 次側に負荷 R_L が接続されたもので、これを分布定数形に表わせれば、同図 (b) のようになる。このような接続では、端子条件は次のとおりである。



(a) 従来の形に表わしたもの、

(b) 分布定数形に表わしたもの

(a) Conventional form.

(b) Transmission line form .

図 3 1:1 変成器 .
Fig. 3 The 1:1 transformer.

$$\left. \begin{aligned} V_{11} &= E - R_s I_{11} \\ V_{10} &= 0 \\ V_{20} &= 0 \\ V_{21} &= -R_L I_{21} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.1)$$

これらを式 (2.1) に代入し、入力インピーダンス Z_{in} および動作伝送係数 S_B を求めれば、次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} Z_{in} &= \frac{V_{11}}{I_{11}} = \frac{H_1 + R_L H_4}{H_4 + R_L H_3} \\ S_B &= \frac{1}{2} \frac{E}{V_{21}} \sqrt{\frac{R_L}{R_s}} = \frac{1}{2} \frac{H_1 + (R_s + R_L) H_4 + R_L R_s H_3}{\sqrt{R_L R_s} H_2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.2)$$

ただし H_1, H_2, H_3 および H_4 は式の簡略化のためにだけ用いられた量で、それぞれ次のように表わされる。

$$\left. \begin{aligned} H_1 &= B_{11}^2 - B_{12}^2 \\ H_2 &= A_{11} B_{12} - A_{12} B_{11} \\ H_3 &= A_{11}^2 - A_{12}^2 \\ H_4 &= A_{11} B_{11} - A_{12} B_{12} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.3)$$

ところで、1:1変成器は、式 (3.2) を計算することによって、 $R_L=R_s$ のときに最も良好な動作をすることがわかるので、ここでは $R_L=R_s=W_0$ という条件で計算をしてみる。

式(3.2)に(2.2)，(2.3)，(2.4)および(3.3)を代入して，入力インピーダンス $Z_{in}(=R_{in}+jX_{in})$ および動作減衰量 $\alpha_B(=20 \log_{10} |S_B|)$ を計算し，それぞれ図4および5に実測値とともに示す。図4において点線は理想変成器の入力インピーダンスを示している。

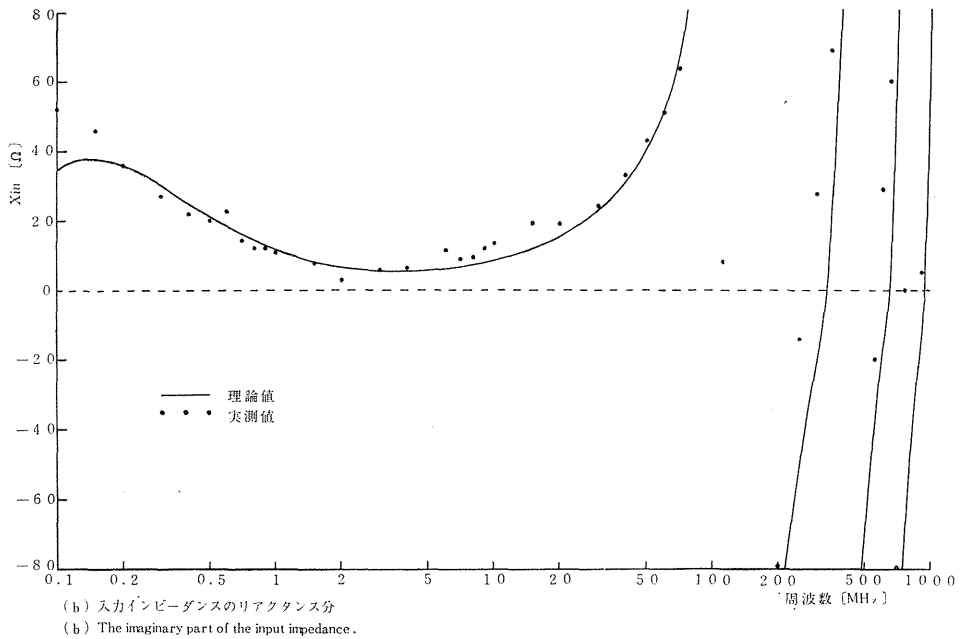
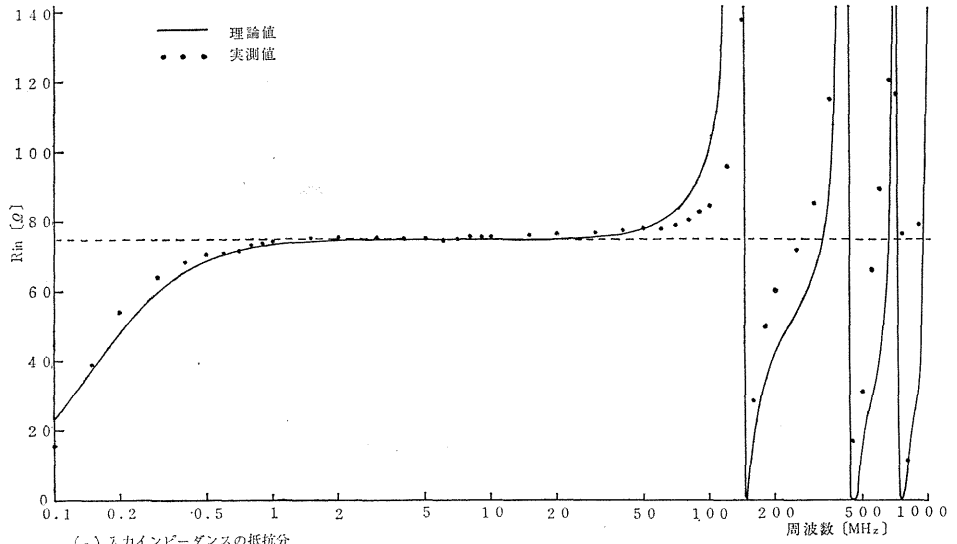


図4 1:1 変成器の入力インピーダンス特性
Fig.4 The input impedance characteristic of the 1:1 transformer.

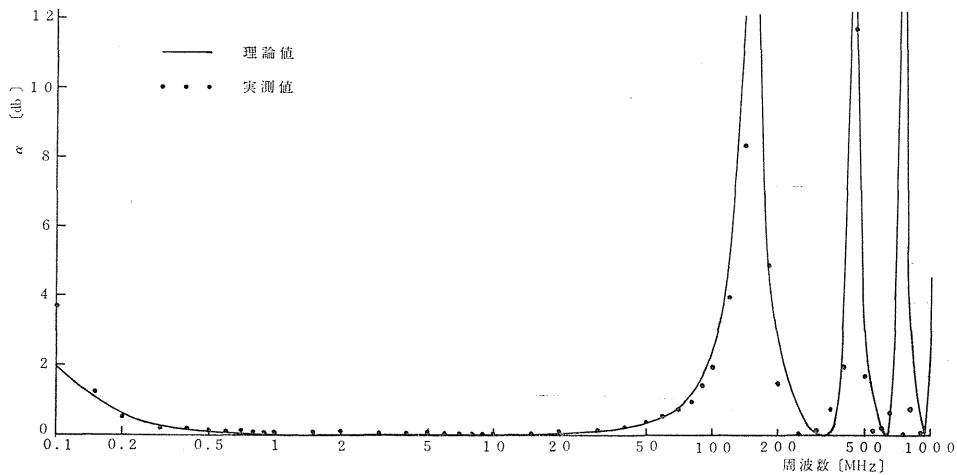


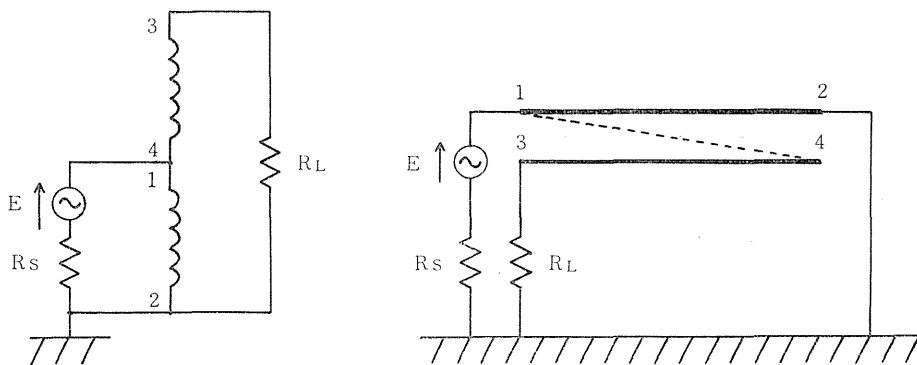
図5 1:1 変成器の動作減衰量特性
Fig.5 The attenuation characteristic of the 1:1 transformer.

これらの横軸を比較してみると、約 100MHz 以下の中低域では理論値と実測値はほぼ一致していることがわかる。また高域では R_{in} , X_{in} あるいは α_B の値が無限大あるいは零となるような周波数が多少ずれるようになり、実測値の方が低い周波数の方に移動するようになる。これは巻線の損失を無視したためと考えられるが、概略的にみれば、理論値の形状は実測値のそれとよく一致し、実際の特徴を表わしているといえる。

4. 1:2 単巻変成器

次に、3で調べた 1:1 変成器の場合と同じように、1:2 単巻変成器の入力インピーダンスおよび動作減衰量を求めて、計算結果と測定結果とを比較してみる。

図6 (a)に示すような 1:2 単巻変成器を分布定数形に表わせば、同図 (b) のようになり、これらの端子条件は次のとおりである。



(a) 従来の形に表わしたもの (b) 分布定数形に表わしたもの
(a) Conventional form. (b) Transmission line form.

図6 1:2 単巻変成器
Fig.6 The 1:2 autotransformer.

$$\left. \begin{aligned} V_{10} &= 0 \\ V_{20} &= V_{11} \\ V_{21} &= -R_L I_{21} \\ V_{11} &= E - R_s(I_{11} - I_{20}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.1)$$

これらを式(2.1)に代入して、 Z_{in} および S_B を求めると次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} Z_{in} &= \frac{V_{11}}{I_{11} - I_{20}} = \frac{H_1 + R_L H_4}{H_5 + R_L H_6} \\ S_B &= \frac{1}{2} \frac{E}{V_{21}} \sqrt{\frac{R_L}{R_s}} = \frac{1}{2H_7} \left(\frac{H_1}{\sqrt{R_s R_L}} + \sqrt{\frac{R}{R_L}} H_8 + \sqrt{\frac{R_L}{R_s}} H_2 + \sqrt{R_s R_L} H_9 \right) \end{aligned} \right\} \dots (4.2)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} H_5 &= C_{12} H_1 + \{A_{11}^2 + (A_{12} - 1)^2\} B_{12} - 2A_{11} B_{11} (A_{12} - 1) \\ H_6 &= C_{11} (H_4 + B_{11}) + C_{12} H_4 - (A_{12} - 1) (H_3 + A_{12}) \\ H_7 &= A_{11} H_4 - C_{11} H_1 - (A_{12} - 1) H_2 \\ H_8 &= \{A_{11}^2 + (A_{12} - 1)^2\} B_{12} - 2A_{11} B_{11} (A_{12} - 1) \\ H_9 &= C_{12} H_4 + A_{12} (A_{12} - 1)^2 + C_{11} \{A_{11} B_{12} + (A_{12} - 1) B_{11}\} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.3)$$

である。

この1:2単巻変成器では、 $R_L = 2W_b$ 、 $R_s = W_b/2$ のときに最も良好に動作するので、この条件の下に計算を行なってみる。式(4.2)に(2.2)、(2.3)、(2.4)および(4.3)を代入して、 Z_{in} および α_B を求め、それぞれ図7および8に実測値とともに示す。図7における点線は理想変成器の入カインピーダンスを示している。

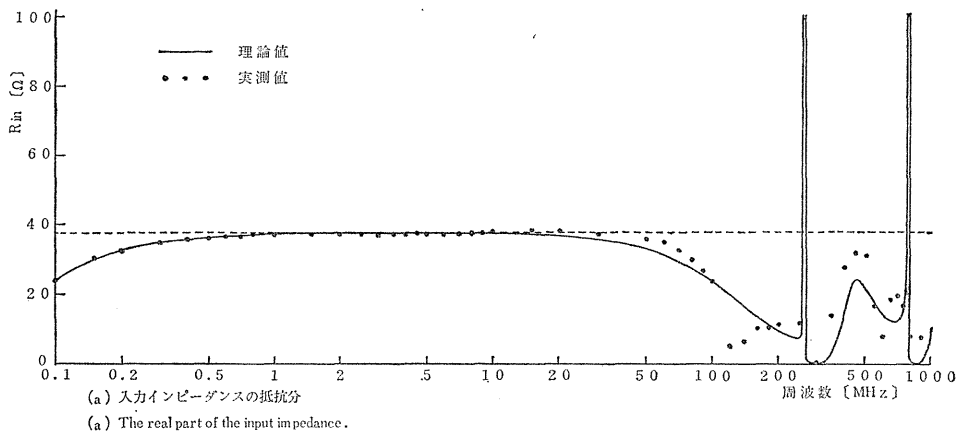


図7 1:2単巻変成器の入カインピーダンス特性
Fig.7 The input impedance characteristic of the 1:2 autotransformer.

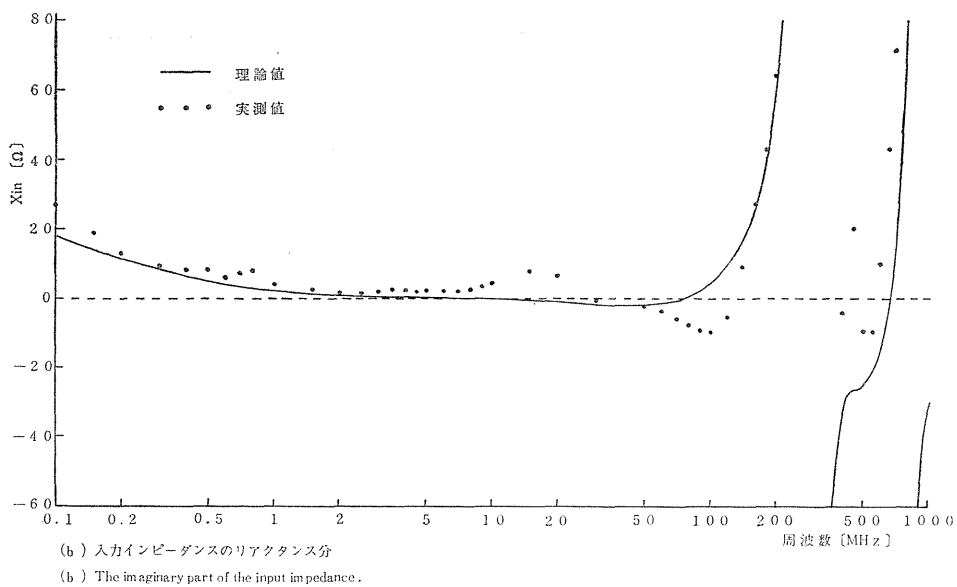


図 7

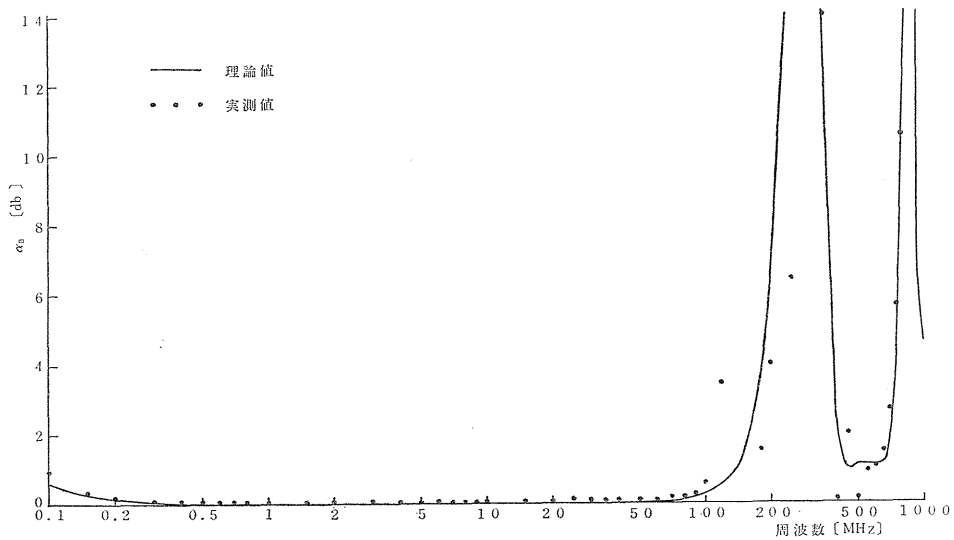


図 8 1:2 単巻変成器の動作減衰量特性

Fig.8 The attenuation characteristic of the 1:2 autotransformer.

これらの横軸を比較してみると，1:1 変成器の場合と同じように，約 100MHz 以下の中低域では，理論値と実測値とはよく一致していることがわかる。また高域になると Z_{in} および α_B の値が無限大あるいは零となるような周波数に多少ずれを生じるようになり，やはり実測値の方が低い周波数の方に移動するようになる。これも 3 で述べたように，巻線の損失によるものと考えられるが，概略的には，それらの形状はよく一致しているといえる。

5. あとがき

先に筆者らが示した浮遊容量の影響を考慮した等価回路を用いて，1:1 変成器および 1:2 変成器の入力インピーダンスと動作減衰量の計算を示した。これらは広い周波数にわたって，実際の測定結果とよく一致し，その等価回路の妥当性が明らかになった。これらの計算では， W_b ， β_b ， L_0 ， f_r ， C_1 および C_2 をあらかじめ測定によって求めておくだけで，いろいろな変成器の周波数特性を簡単に知ることができる。

この等価回路は他の 2 本線路の変成器のみならず，3 本以上の線路から成る変成器の解析や設計にも適用できる。

謝 辞

終りにあたり，本研究に対してご教示下さった東北大学工学部通信工学科佐藤利三郎教授に深く感謝する。また討論や実験などでお世話になった本学工学部電子工学科小室隆男助手にお礼を申上げる。

参 考 文 献

- 1) 秋山，鎌田，本多：茨城大工研究集報，第20巻 (1972) P. 201.
- 2) 佐々木，佐藤：東北学院大工研究報告，6，1 (1971) P. 45.
- 3) 佐藤，内藤：信学論 (C)，55-C，10 (1972)