

線路形1:-1変成器の解析

秋山道雄*, 鎌田顕一**, 本多誠一*

(1972年9月9日受理)

The Analysis of The 1:-1 Transmission Line Transformer

Michio AKIYAMA, Kenichi KAMATA and Seiichi HONDA

Abstract: — The results of the analysis of the 1:-1 transmission line transformer are described which passes a few decade of frequency range.

The transmission line transformer consisting of a pair of mutually coupled lossless transmission lines covers a much wider bandwidth than a conventional transformer, and it has been analyzed as multi-conductor transmission lines by many authors.

The stray capacitances in the cause of the end effect of lines provide undesirable current path which does not leave the transformer as simple transmission lines for very high frequency applications. In addition, material i. e. ferrites has permeability which generally falls off rapidly above several tens of megahertz.

The purpose of this paper is threefold. One aim is to propose a new equivalent circuit of the transmission line transformer which is modified by the effect. The second is to discuss the operation of such a device from ordinary transmission theory. The third is to support the analysis by the experiment of the transformer which has been made using a toroidal ferrite core having an outside diameter of 1.38 cm.

1. ま え が き

現在のように数百 MHz あるいはそれ以上の周波数帯域をもつ変成器を解析するには、その巻線を伝送線路とみなす方法がしばしば用いられ、多くの研究者によって、その理論を用いた報告がなされてきた。^{1), 2), 3) など}

この場合、巻線の容量やインダクタンスは線路に一樣に分布しており、線路の特性インピーダンスに含めて考えられるとしているが、特にトロイダル形のコアを用いた場合など

* 茨城大学工学部電子工学科

** 茨城大学大学院工学研究科電子工学専攻

には一様であるとは考えられず、端末効果を考慮しなければならない。われわれはその効果を二線と大地間に入る浮遊容量によるものと考えた。さらに、フェライトのような磁性体の透磁率はある周波数以上で急激に低下する。

ここでは、それらの影響を考慮して、分布および集中定数による等価回路を提案する。そして、他の変成器の基礎となる 1:−1 の変成器についての解析を行った。さらに実際にトロイダル形のフェライトを用いた変成器を測定して、この理論を用いた計算値と比較している。

2. 4 端子対回路の基本式

変成器を分布定数的にみると、2本の線路が導体の上におかれていると考えられる。そこで、まず、このような2本線路について調べてみる。

図1に示すような大地に平行におかれた2本の対称な無損失分布結合線路において、距

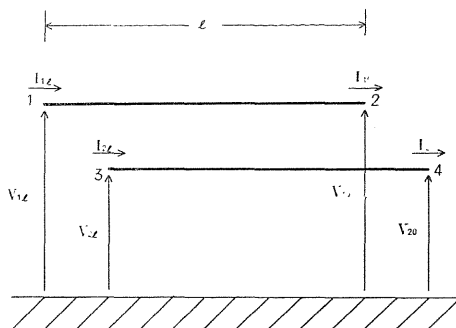


図1 無損失分布結合線路

Fig.1 A pair of mutually coupled transmission line.

離 $x=0, l$ における電圧、電流をそれぞれ $V_{10}, V_{20}, I_{10}, I_{20}$, および $V_{1l}, V_{2l}, I_{1l}, I_{2l}$ とすれば、平衡・不平衡伝送理論によって次式が成立つ。

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

ただし、 $A_{11}, A_{12}, B_{11}, B_{12}, C_{11}$, および C_{12} は4端子対定数で、次のように表わされる。

$$\left. \begin{aligned} A_{11} &= \frac{1}{2} (\cos \beta_u l + \cos \beta_b l) \\ A_{12} &= \frac{1}{2} (\cos \beta_u l - \cos \beta_b l) \\ B_{11} &= j \left(W_u \sin \beta_u l + \frac{W_b}{4} \sin \beta_b l \right) \\ B_{12} &= j \left(W_u \sin \beta_u l - \frac{W_b}{4} \sin \beta_b l \right) \\ C_{11} &= j \left(\frac{1}{4W_u} \sin \beta_u l + \frac{1}{W_b} \sin \beta_b l \right) \\ C_{12} &= j \left(\frac{1}{4W_u} \sin \beta_u l - \frac{1}{W_b} \sin \beta_b l \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(2.2)$$

ここで, W_u および W_b はそれぞれ不平衡および平衡特性インピーダンスで, β_u および β_b はそれぞれ不平衡および平衡位相定数である。式 (2.1) および (2.2) から, 図2に示すような, 特性インピーダンス W_b , 位相定数 β_b をもつ平衡伝送線路と特性インピーダンス W_u , 位相定数 β_u をもつ不平衡伝送線路とが四つの 1:1 理想変成器によって接続された等価回路が得られる。

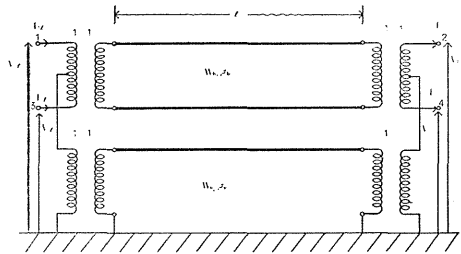


図2 式(2.1)および(2.2)による等価的な4端子対回路

Fig. 2 The equivalent four-ports circuit derived Eqs. (2.1) and (2.2).

3. 端末の浮遊容量と透磁率の減少とによる効果

図3に示すように, 直径 0.26mm, 長さ 35cm の2本のエナメル線をトロイダル形のフェライト・コアに様に巻きつけて, バイアラ巻き変成器を作る。これを分布定数的に表わせれば, 図1のようになるから, この巻線は無損失であることみなせば, 式(2.1)および(2.2)を適用することができる。

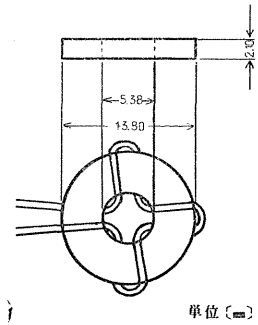


図3 フェライトトロイダル・コア Fig. 3 Ferrite toroidal core.

そこで, W_b , W_u , β_b および β_u の値を求めるために, この変成器の平衡, 不平衡の出力端開放および短絡の入力インピーダンス jX_{bf} , jX_{bs} , jX_{uf} , および jX_{us} の測定を行なう。それによると, X_{bf} および X_{bs} は線路としての様子を示し, それから計算して $W_b=75\Omega$, および $\beta_b=\omega/(0.66\times 3\times 10^8)\text{rad/m}$ という値を得る。ここに ω は角周波数である。これに対して, X_{uf} および X_{us} は図4のようになって, 線路としての様子を示さず, むしろ図5のような低域濾波器の周波数特性に近い特性を示している。このことから変成器の端末に存在する浮遊容量が, 不平衡伝送に対して, 大きく影響を与えているということが知られる。したがって, この不平衡伝送線路は図5の回路で置換えられるこ

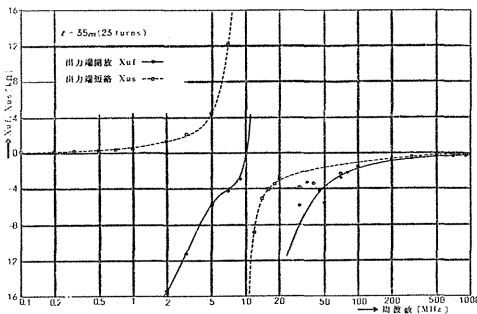


図4 不平衡入力インピーダンス Fig. 4 The unbalance input impedances.

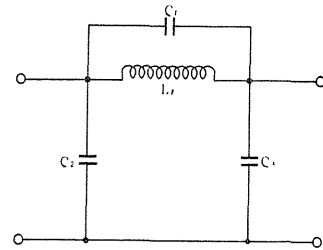


図5 不平衡伝送に対するインピーダンスの等価回路 Fig. 5 The equivalent circuit of the impedance for the unbalance transmission.

とになる。この回路の L_1 は線路自体を また C_1, C_2 , および C_3 は端末の浮遊容量を表わしているものと考えられ、線路と導体との間の分布容量は、これらの浮遊容量のために、測定された特性には現われてこないものと思われる。

変成器の入出力端が対称であるときには $C_2=C_3$ となり、したがって、この変成器の等価回路は図6のように表わされる。式(2.2)において次の変換を行なえば、式(2.1)はそのまま成立つ。

$$\left. \begin{aligned} \cos \beta_u l &\rightarrow 1 - \frac{\omega^2 L_1 C_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} \\ W_u \sin \beta_u l &\rightarrow \frac{\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} \\ \frac{1}{W_u} \sin \beta_u l &\rightarrow \omega C_2 \left(2 - \frac{\omega^2 L_1 C_2}{1 - \omega^2 L_1 C_1} \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3.1)$$

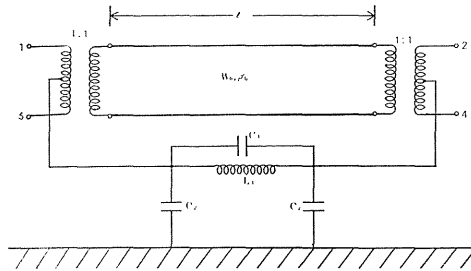


図6 1:1 または 1:-1 変成器の等価回路
Fig. 6 The equivalent circuit of the 1:1 or 1:-1 transformer.

一般にインダクタンスはコアの透磁率に比例するが、透磁率は周波数が高くなるにつれて急激に減少する⁵⁾。フェライト・コアのときには、測定から L_1 は次の式で近似される。

$$L_1 = \frac{L_0}{1 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2} \dots\dots\dots(3.2)$$

ここで L_0 は $f=0$ のときのインダクタンスの値で、 f_a はその値が $L_0/2$ に等しくなるときの周波数である。試作した変成器では、測定より $L_0 \doteq 80 \mu\text{H}$, また $f_a \doteq 200\text{MHz}$ であり、したがって $C_1=0.8\text{pF}$, $C_2=3\text{pF}$ 程度の値となる。

ところで図3のようなバイファラ巻き変成器では、コアは平衡伝送に対してあまり影響を与えていないが、不平衡伝送に対しては大きく寄与している。したがってこの透磁率の減少による影響は不平衡伝送について考慮すればよい。

4. 1:-1変成器の動作特性

図7のような 1:-1 変成器において端子条件は次のようになる。

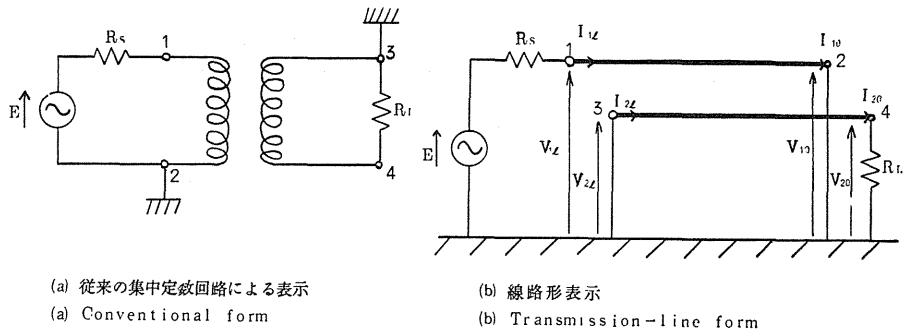


図 7 1:1 変成器
Fig. 7 The 1:1 transformer.

$$\left. \begin{aligned} V_{1l} &= E - R_s I_{1l} \\ V_{2l} &= 0 \\ V_{10} &= 0 \\ V_{20} &= R_L I_{20} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.1)$$

式 (2.1) に (4.1) を代入してまとめれば、次式が得らる。

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{R_s} \\ 0 \end{pmatrix} E = \begin{pmatrix} -1 & A_{12} + \frac{B_{12}}{R_L} & B_{11} & 0 \\ 0 & A_{11} + \frac{B_{11}}{R_L} & B_{12} & 0 \\ \frac{1}{R_s} & C_{12} + \frac{A_{12}}{R_L} & A_{11} & 0 \\ 0 & C_{11} + \frac{A_{11}}{R_L} & A_{12} & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{1l} \\ V_{20} \\ I_{10} \\ I_{2l} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (4.2)$$

式 (4.2) から入力インピーダンス Z_{in} および動作伝送係数 S_B は次式のようになる。

$$Z_{in} = \frac{V_{1l}}{I_{1l}} = \frac{R_L(A_{11}B_{11} - A_{12}B_{12}) + (B_{11}^2 - B_{12}^2)}{R_L(A_{11}^2 - B_{12}C_{12}) + (A_{11}B_{11} - A_{12}B_{12})} \dots\dots\dots (4.3)$$

$$S_B = \frac{E}{2V_{20}} \sqrt{\frac{R_L}{R_s}} = -\frac{\sqrt{R_s R_L}}{2B_{12}} \left\{ (A_{11}^2 - B_{12}C_{12}) + (A_{11}B_{11} - A_{12}B_{12}) \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_L} \right) + \frac{B_{11}^2 - B_{12}^2}{R_s R_L} \right\} \dots\dots\dots (4.4)$$

ところで、図 4 の特性から分かるように、不平衡電流にとってコアは非常に大きなインピーダンスとなる。このためにコアを用いた変成器の動作を定性的にみる場合には平衡電流だけを考えればよく、この場合には、回路的には、 $R_s = R_L = W_b (= 75\Omega)$ のときにインピーダンス整合の状態となり、変成器は良好な動作特性を行なうことができる。

これらの条件のもとに式 (4.3) および (4.4) を計算して、入力インピーダンスおよび動作減衰量を求め、図 8 および図 9 に測定値とともに示す。図 8 には入力インピーダンスの抵抗分とリアクタンス分が示され、また図 9 には動作減衰量と入力インピーダンスの絶対値が示されている。

動作の良好な範囲 (約 300kHz から 200MHz まで) では、理論による計算値と測定値はよく一致しているが、低域および高域ではずれを生じるようになる。特に高域における

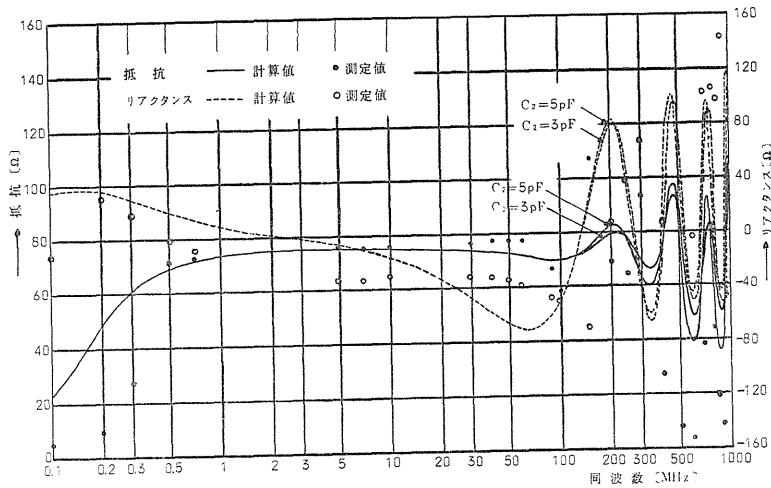


図 8 1:-1 変成器の入力インピーダンス

Fig. 8 The input impedance of the 1: -1 transformer.

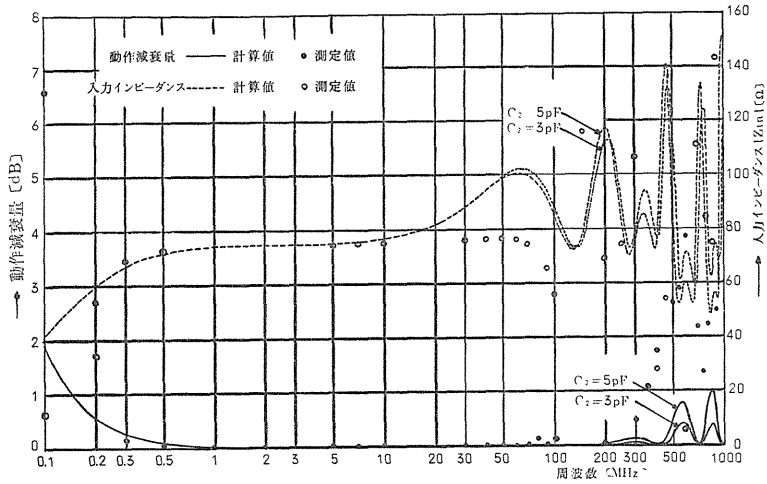


図 9 1:-1 変成器の動作減衰量と入力インピーダンス

Fig. 9 The operating propagation attenuation function and the input impedance of the 1: -1 transformer.

極大値および極小値、またそのときの周波数が一致しないのは巻線の損失によるものと考えられる。

5. む す び

変成器の末端に存在する浮遊容量がその伝送特性に大きく影響を与えることを示し、これらの容量を集中定数回路で表わした新しい等価回路を提案した。そして実際に1:-1変成器の特性を測定して、それによる解析が適用できることを確認した。

変成器を広帯域に動作させるには，不平衡特性インピーダンス W_u の値を W_b に比べて非常に大きくする必要があることが知られているが，ここで提案した回路では

(1) 高域では C_2 を小さくすること。

(2) 低域では L_1 を大きくすること。

が必要であると考えられる。

謝 辞

本研究は筆者の一人が東北大学工学部通信工学科佐藤利三郎教授の指導のもとに始った研究に基づくものであり，そのご教示ご討論に対して深く感謝する。また，討論と実験などのお世話を願った本学電子工学科小室隆男助手に感謝する。

参 考 文 献

- 1) C. Ruthroff: Proc. of IRE **49** (Aug. 1959) p. 1337
- 2) 佐藤：信学会回路網研資料(1965, 10月)
- 3) 島田：通研成果報告 No. 3393 (1967, 6月)
- 4) 佐藤：「伝送回路」，コロナ社(1963) p. 344
- 5) 古山：「エレクトロニクス用変成器」，日刊工業新聞社(1966) p. 263