

真空管式電橋による同軸ケーブル伝送特性の測定

本多 誠一* 堀口二三男** 瀬成田一男***

The Measurement of the Transmission Characteristics of Coaxial Cables by Vacuum Tube Bridge Method

By Seiichi Honda, D.S.E.

Faculty of Engineering, Ibaraki University

Fumio Horikuchi and Kazuo Senarita

Hitachi Wire Works, Hitachi, Ltd.

Abstract

Several methods have been in use for the measurement of the transmission characteristics of coaxial cables, such as substitution method by resonance impedance, voltmeter-ammeter method, Q-meter method, etc. But none of these have proved to have a sufficient accuracy in the measurement of the impedance irregularity of coaxial cables.

While the bridge method has been regarded as a unique one affording a sufficient accuracy for this purpose, as the frequency becomes high this method also fails to remain correct due to the stray capacities of the transformer used in the bridge.

Therefore, the writers have intended the improvement of the bridge method by using a VHF vacuum tube instead of the transformer.

The results obtained by the improved bridge method have verified several outstanding features as summarized below:

- (1) This method is suitable for measuring series resonant impedances and frequencies of coaxial cables.
- (2) With this bridge, it has become possible to measure not only the transmission characteristics, but also the impedance irregularities of coaxial cables.
- (3) The accuracy of this method far excels that of any other conventional methods.

〔I〕 緒 言

高周波同軸ケーブルの伝送特性を測定する方法としては、ケーブルの一端よりその共振インピーダンス及び共振周波数を実測して、これより計算によつて求める方法が一般に用いられている。

更に同軸ケーブルの不均等性即ち内部導体の偏心、外

部導体の凹凸、絶縁体の不均一に基く特性インピーダンスの不規則的偏倚も、同様にケーブルの端子を交換して共振インピーダンス及び共振周波数の偏差を求め、これより推定する事が出来る⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾。この共振インピーダンス及び共振周波数の測定法としては、既に同調置換法⁽⁵⁾、電圧電流計法⁽⁶⁾、Qメーター法⁽⁷⁾等が用いられているが、ケーブルの不均等性をも同時に求めるには、種々の難点があり、これらの方法では、不均等性を知るに十分な測定精度を得ることができない。

* 茨城大学工学部教授 工博

** *** 日立製作所日立電線工場

最近高周波ケーブルの使用周波数の増加とともに、高度の伝送特性をもつた同軸ケーブルが要求されるようになったので、ケーブル内部の不均等性を求めることが特に必要となつた。ケーブルの不均等性を求める方法としては、現在電橋法以外にはあまり適当な測定法が見当たらない。しかしこの方法では、高周波変成器の対地漂遊容量が誤差の重大な原因となつている。今回われわれはこのような欠点を避けるために、変成器の代りに真空管を使用した電橋を試作して検討した結果、同軸ケーブルの二次定数は勿論、十分不均等性の測定に必要な精度を得ることが出来た。現在この方法を更に改良したものに就いて研究しているが、本報告ではとりあえず試作装置の構造、測定誤差等に就いて検討した結果を報告する。

〔II〕 測 定 方 法

(1) 電 橋 法 の 検 討

同軸ケーブルの不均等性が求められる程度の精度を得る方法としては、電橋法が挙げられる。同軸ケーブルの測定に於ては、任意周波数で行うことは少く、一般に共振周波数で測定しているから、この時にはケーブルのインピーダンスは純抵抗と見做される。

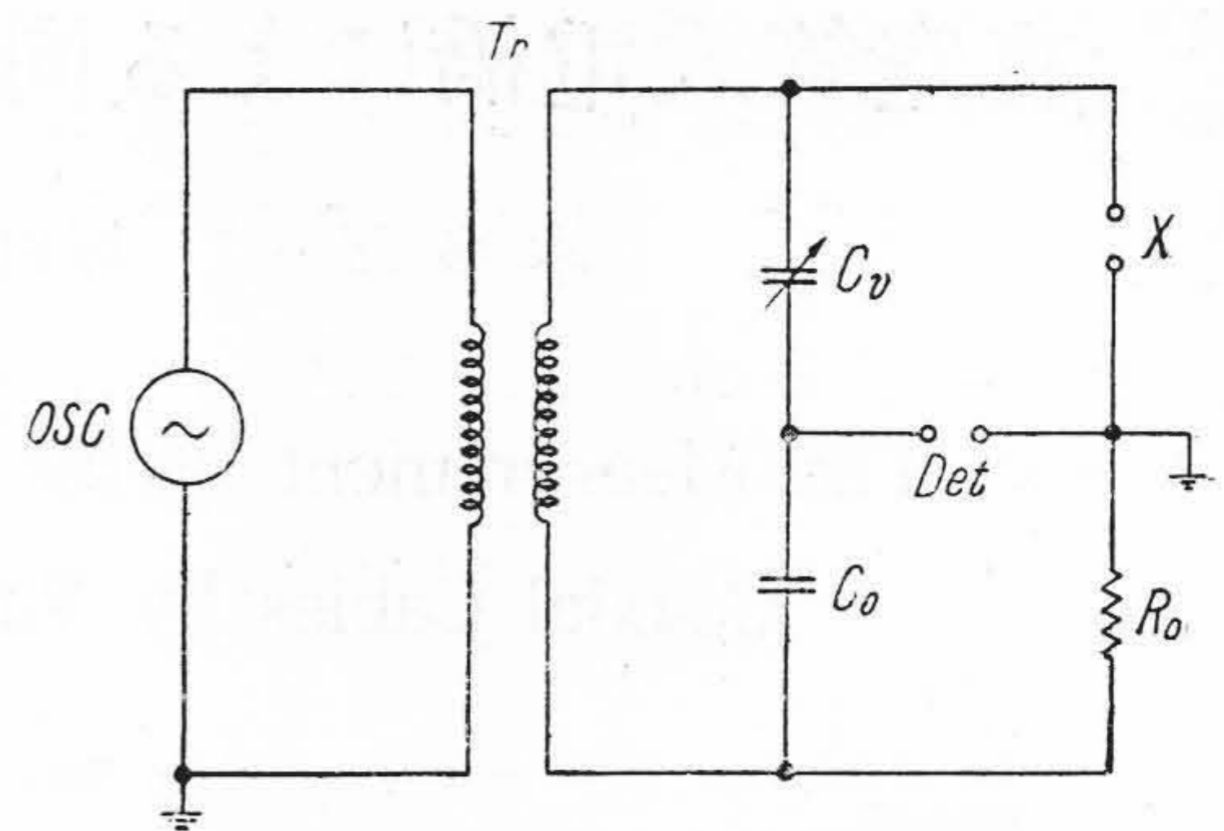
このため電橋としては、ケーブルインピーダンスを或る基準抵抗と、適当な可変比例辺を使用して平衡させるようにすれば良い。可変比例辺としては、メガサイクルの周波数ではコンデンサ以外に適当なものがないので、電橋の一案として第1図の回路が考えられる。

第1図の回路で検波器の一端を接地すれば、電源の高周波変成器 T_r は、大地に対して浮いていなければならないが、使用周波数が高周波であるため、変成器端子の大地アドミッタンスの平衡が問題になる。逆に変成器の一端を接地すれば、検波器を大地より浮かすことが必要である。

又 X 端子に接続されるケーブルのインピーダンス値(純抵抗)も一定ではないから、大地に対するポテンシャル分布も X 端子の抵抗値によつて変化する。そのため変成器の対地漂遊容量が、この測定法の誤差の大きな原因となつている。従つて第1図の回路をそのまま実用に供することは出来ないので、種々の改良方法が考えられるが、何れの方法でも高周波変成器を用いる時には上述のような欠陥を除くことは不可能である。

(2) 試 作 電 橋 の 原 理

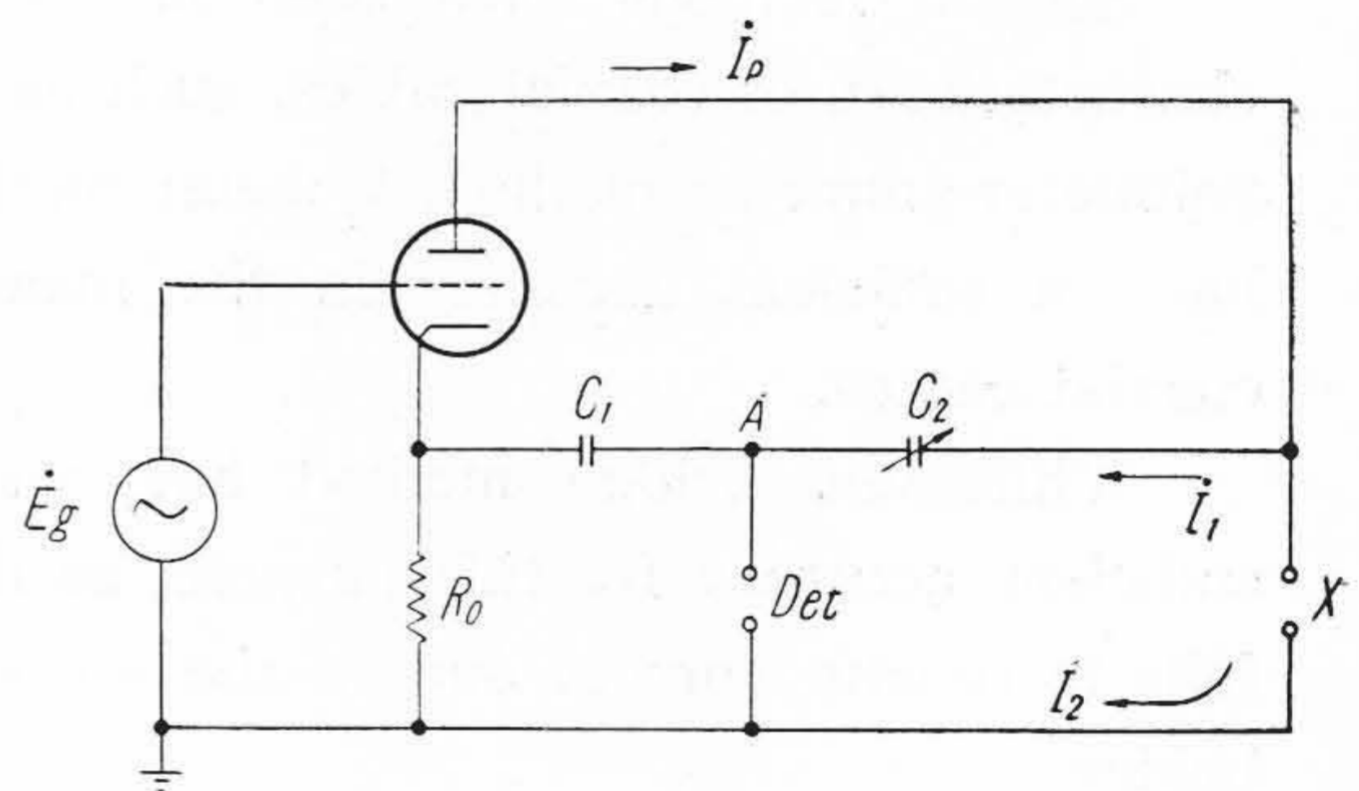
電橋法で測定誤差の原因となるのは、高周波変成器であるので、筆者らはこれを使用することによつて生ずる欠点を避ける為に、変成器の代りに真空管を用いた回路を試作した。第2図は試作電橋の測定原理を示す回路である。第2図の回路で、格子入力電圧 E_g の周波数及び



OSC: 発振器 T_r : 高周波変成器
 C_v : 可変コンデンサ C_0 : 固定コンデンサ
 R_0 : 標準抵抗 X : 未知インピーダンス
 Det: 検波器

第1図 電橋法回路図

Fig. 1. Basic Bridge Circuit Diagram



第2図 試作電橋回路図

Fig. 2. Vacuum Tube Bridge Circuit Diagram

可変コンデンサ C_2 を変化して平衡が得られたとすると、 A 点と大地間には同じポテンシャルになるから、次式が成立つ。

$$\dot{Z}_1 \dot{I}_1 = \dot{Z}_K \dot{I}_2 \quad \dot{Z}_2 \dot{I}_1 = \dot{Z}_X \dot{I}_2 \quad \dots \dots \dots (1)$$

但し

$$\dot{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C_1}, \quad \dot{Z}_2 = \frac{1}{j\omega C_2}, \quad \dot{Z}_K = R_0$$

である。従つて未知インピーダンス \dot{Z}_X は

$$\dot{Z}_X = \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} \dot{Z}_K \quad \dots \dots \dots (2)$$

(2) 式は更に

$$X = \frac{C_1}{C_2} R_0 \quad \dots \dots \dots (3)$$

となる。

(3) 式より X 端子に接続されるインピーダンスは、純抵抗であることが必要である。測定に於ては、 X 端子に受電端を開放又は短絡したケーブルを接続するので、電源即ち格子入力電圧 E_g の周波数を調節して共振点に合せると、その時のケーブルの入力インピーダンスが純抵抗

となり、(3) 式の条件を十分満足することが出来る。この時の格子入力電圧 \dot{E}_g の周波数がケーブルの共振周波数 f_n となり、又共振インピーダンス R は(3) 式によつて求められる。

これよりケーブルの特性インピーダンス Z_0 、減衰量 β 、波長短縮率 S は、従来と同様に下式によつて求めればよい⁽⁵⁾⁽⁶⁾。但し(4) 式で n は共振次数、 l はケーブル条長、 C_l はケーブルの全容量を示す。

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= \frac{n}{4 \cdot f_n \cdot C_l} (\Omega), & \beta &= \frac{R}{Z_0 l} (NP/l) \\ S &= \frac{f_n \cdot l}{75 \cdot n} \end{aligned} \right\} \dots (4)$$

(3) 測定装置

測定装置の電橋部の実際の回路は、第3図に示すようである。

真空管には後述する電極間容量による誤差を少なくするために、電極間容量の少ない、又相互伝導率の大きい、超短波用の真空管 6J6 を2素子並列にして使用した。

電橋部分は外部よりの誘導を防ぐために遮蔽に注意し、格子入力には標準信号発生機を、検波器には唸発振器付通信用受信機を使用した。またX端子にはケーブルの接続状態によつて生ずる誤差を少なくし、不均等性測定のための端子交換に便利のようにケーブルコネクタを使用した。

[III] 測定誤差の検討

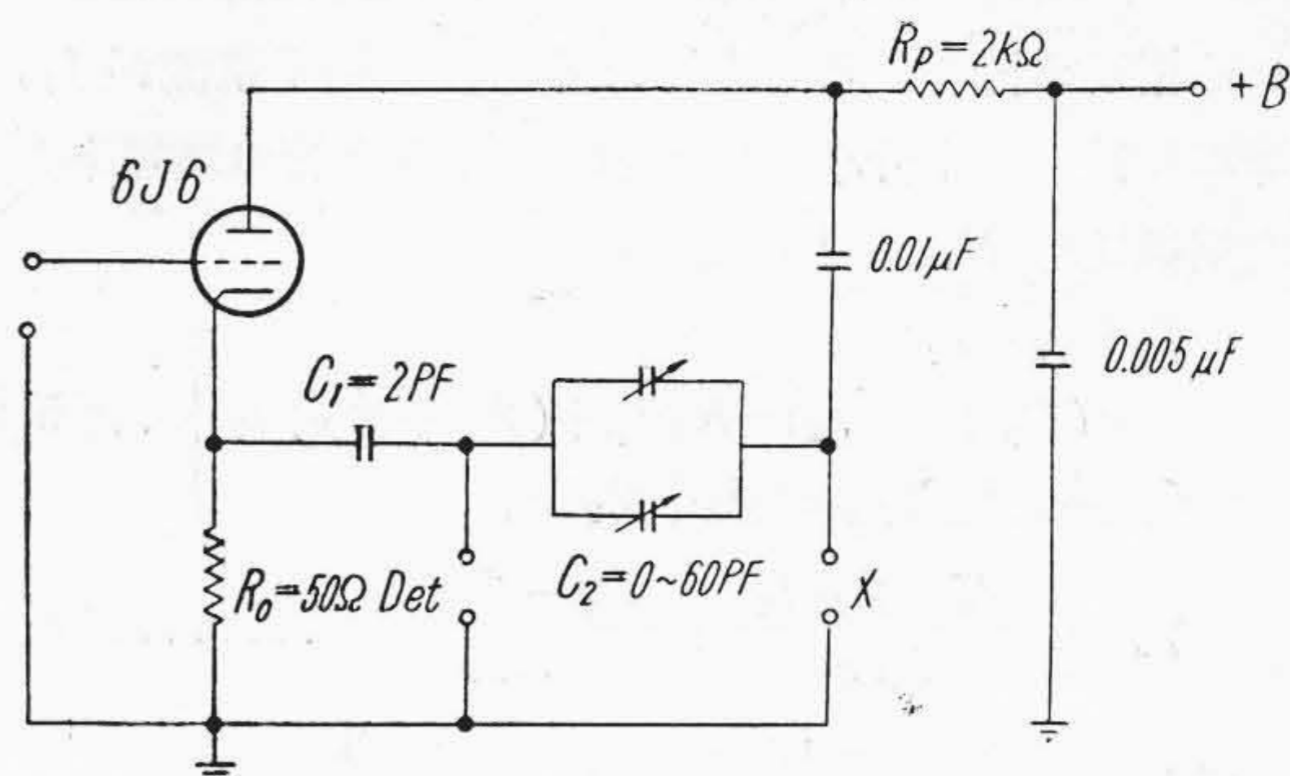
試作電橋の誤差に就いて考えてみる。この電橋で誤差の原因となるのは、真空管電極間容量及び各部の漂遊容量、漂遊インダクタンスである。これらの中で誤差の原因となる主なものを記すと、第2図の回路は第4図のようになる。

第4図で C_{gp} 、 C_{gk} 、 C_{pk} 及び C_{fk} はそれぞれ真空管の格子—陽極、格子—陰極、陽極及び陰極—フィラメント間の電極容量である。 C_p 及び R_p は陽極直流電圧供給のためのものである。又 L_p 、 L_x 及び L_k は各々の部分の配線のインダクタンスを示したものである。配線のインダクタンスは他の部分にも勿論存在するが、それらは僅かで誤差が少いと考えられるから、省略することにする。

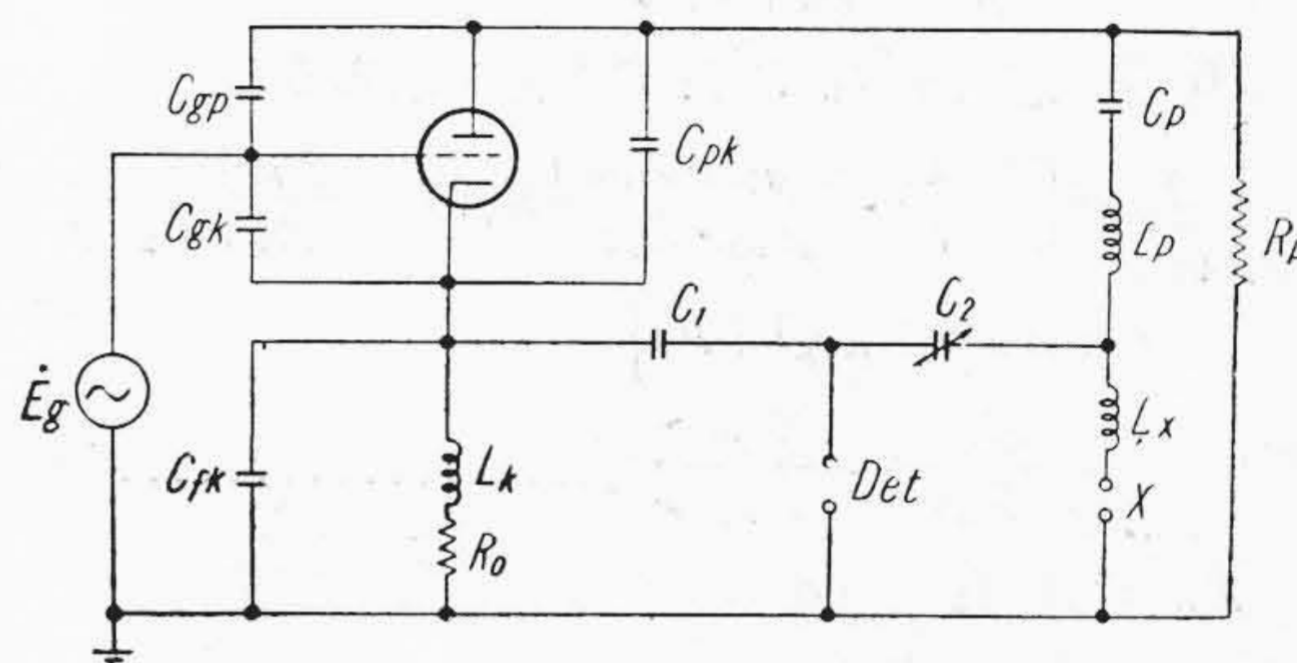
第4図の回路をこのまゝ解いて誤差を求めることは相当困難であるので、格子電流及び配線のインダクタンスの二つに分けて考えた。

(1) 格子電流による誤差

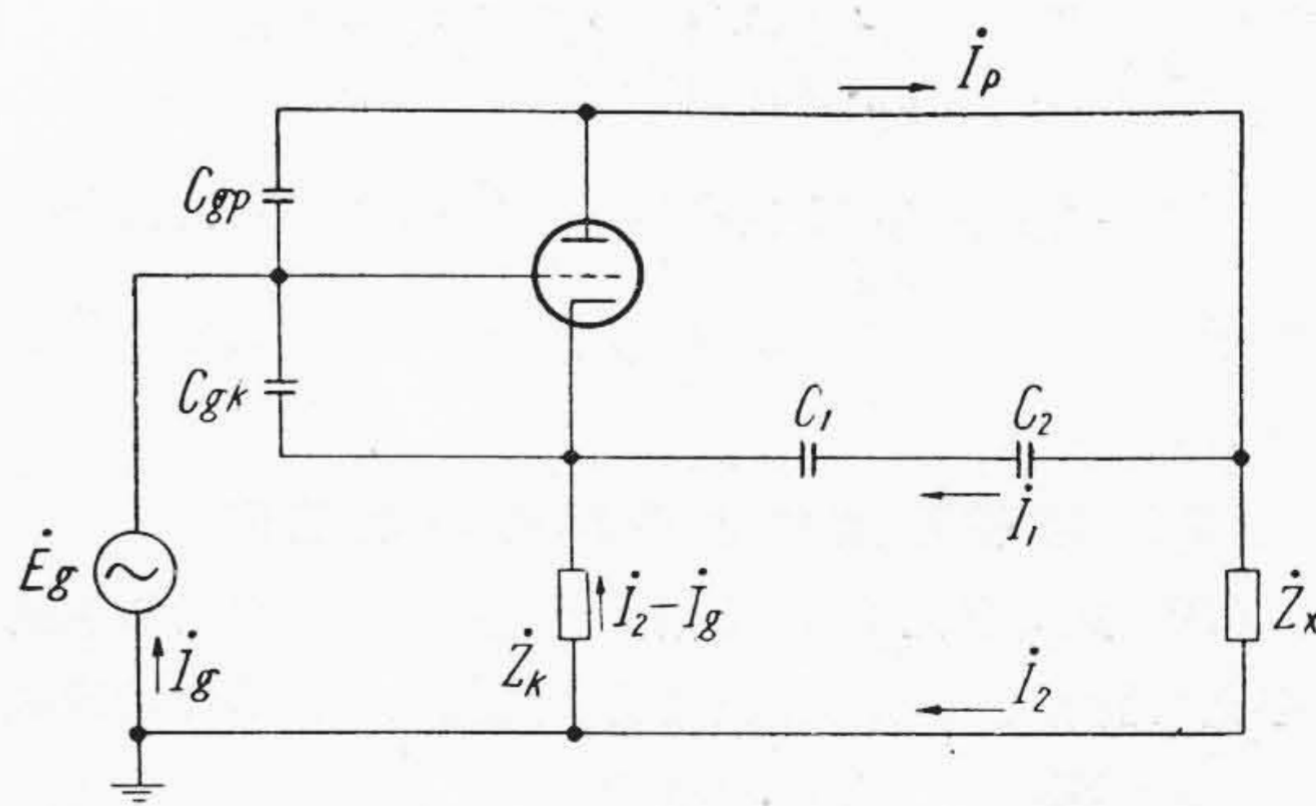
第4図で L_p 、 C_p による誤差を省略して、この部分が短絡されているものとする。このようにすると C_{pk} は C_1 、 C_2 と並列に入るから、 C_{pk} の影響はその分だけ C_1



第3図 電橋部配線図
Fig. 3. Practical Bridge Circuit Diagram



第4図 誤差要素を考慮した電橋回路
Fig. 4. Bridge Circuit Diagram with Consideration for Element of Error



第5図 各部電流と回路の関係
Fig. 5. Relation between Currents and Bridge Circuit

及び C_2 を増加させて考えればよい。また R_p は X と L_x との直列回路に並列に入るからこれを含めて Z_x とする。更に陰極回路は L_k 、 R_0 、 C_{fk} をまとめて Z_k とすれば、第4図は第5図のようになる。

第5図の回路で誤差となるものは、 Z_x 及び Z_k の内容以外には C_{gp} 及び C_{gk} のみである。 C_{gp} と C_{gk} とを直列に通つて流れる電流は、 C_{pk} の場合と全く同様に C_1 、 C_2 に並列に入ると考えられるから、 C_{gp} 、 C_{gk} の測定に

及ぼす誤差は、 C_{gp} , C_{gk} によつて入力電源を通じて流れる格子電流によることになる。この格子電流が i_p , i_1 等に比較して十分小さいものとし、真空管の増幅率を μ , 内部抵抗を R_i とすれば

$$\left. \begin{aligned} i_1 + i_2 &= i_p \\ -\mu(\dot{E}_g + \dot{Z}_K i_2) &= R_i i_p + (\dot{Z}_K + \dot{Z}_X) i_2 \\ (\dot{Z}_K + \dot{Z}_X) i_2 &= (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2) i_1 \end{aligned} \right\} \dots (5)$$

$$i_g = \frac{\dot{E}_g + \dot{Z}_K i_2}{\dot{Z}_{gk}} + \frac{\dot{E}_g - \dot{Z}_X i_2}{\dot{Z}_{gp}} \dots (6)$$

但し $\dot{Z}_{gk} = \frac{1}{j\omega C_{gk}}$, $\dot{Z}_{gp} = \frac{1}{j\omega C_{gp}}$

が成立する。(5) 式より i_2 を求めると

$$i_2 = \frac{-\mu \dot{E}_g}{R_i \left(1 + \frac{\dot{Z}_K + \dot{Z}_X}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2}\right) + \dot{Z}_X + (1 + \mu)\dot{Z}_K} \dots (7)$$

(6)(7) 式より i_g と i_2 の関係を求めると

$$\left. \begin{aligned} i_g &= \left[-\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\dot{Z}_{gp} + \dot{Z}_{gk}}{\dot{Z}_{gp} \cdot \dot{Z}_{gk}} \left\{ R_i \left(1 + \frac{\dot{Z}_K + \dot{Z}_X}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2}\right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \dot{Z}_X + \dot{Z}_K (1 + \mu) \right\} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\dot{Z}_K}{\dot{Z}_{gk}} - \frac{\dot{Z}_X}{\dot{Z}_{gp}} \right] i_2 \dots (8) \end{aligned}$$

\dot{Z}_K には i_2 と (8) 式の i_g が重疊して流れるものとするれば、平衡条件より

$$\left. \begin{aligned} \dot{Z}_1 i_1 &= \dot{Z}_K (i_2 - i_g), \quad \dot{Z}_2 \dot{Z}_1 = \dot{Z}_X i_2 \\ \dot{Z}_X &= \frac{\dot{Z}_2 \dot{Z}_K}{\dot{Z}_1} \times \frac{i_2 - i_g}{i_2} = \frac{\dot{Z}_2 \dot{Z}_K}{\dot{Z}_1} (1 + \alpha) \end{aligned} \right\} \dots (9)$$

となる。但し (9) 式の α は

$$\alpha = \frac{1}{\mu} \frac{\dot{Z}_{gp} + \dot{Z}_{gk}}{\dot{Z}_{gp} \cdot \dot{Z}_{gk}} \left\{ R_i \left(1 + \frac{\dot{Z}_K + \dot{Z}_X}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2}\right) + \dot{Z}_X + \dot{Z}_K (1 + \mu) \right\} - \frac{\dot{Z}_K}{\dot{Z}_{gk}} + \frac{\dot{Z}_X}{\dot{Z}_{gp}} \dots (10)$$

で示される。この α が C_{gp} 及び C_{gk} による誤差を示すことになる。

(2) 格子電流による誤差の数値例

(10) 式で与えられる格子電流による誤差を数値例を与えて計算してみる。真空管の規格より 6J6 の定数を

$$\left. \begin{aligned} \mu &= 38, \quad R_i = 3,600 \Omega \\ C_{gp} &= 3 \text{ pF}, \quad C_{gk} = 4 \text{ pF} \end{aligned} \right\} \dots (11)$$

とし $\dot{Z}_K = R_0 = 50 \Omega$, $C_1 = 2 \text{ pF}$, X 端子に接続するケーブルの共振インピーダンスを $\dot{Z}_X = 5 \Omega \angle 0^\circ$ と仮定する。このようにすると、(3) 式より $C_2 = 20 \text{ pF}$ を得る。これらを (10) 式に入れて α を計算すると

$$\alpha = -6.63 \times 10^{-20} \times \omega^2 + j 8.35 \times 10^{-10} \times \omega \dots (12)$$

となる。(12) 式によつて α と周波数との関係を求めてみると、第 1 表のようになる。

C_{gp} 及び C_{gk} による誤差項 α は虚数部をもっているが、抵抗値の誤差となるのは実数部であつて、第 1 表よりみると、本測定法による抵抗値の測定誤差は非常に小さいことが確認できる。これに反して虚数部が非常に大

第 1 表 α と周波数との関係
Table 1. Relation between α and Frequencies

周波数 (Mc)	ω	α
1	6.28×10^6	$-2.6 \times 10^{-6} + j 5.2 \times 10^{-3}$
3	1.88×10^7	$-2.4 \times 10^{-5} + j 1.6 \times 10^{-2}$
10	6.28×10^7	$-2.6 \times 10^{-4} + j 5.2 \times 10^{-2}$
30	1.88×10^8	$-2.4 \times 10^{-3} + j 1.6 \times 10^{-1}$
100	6.28×10^8	$-2.6 \times 10^{-2} + j 5.2 \times 10^{-1}$

きいが、これは抵抗値には無関係であり、共振周波数に影響するものであるが、そのままが誤差とはならない。その誤差は後に述べる配線のインダクタンスによる誤差に比較して十分小さいので問題にならない。

(3) 配線のインダクタンスによる誤差

第 5 図の \dot{Z}_X は、ケーブルの送電端インピーダンスばかりでなく、第 4 図に示した配線のインダクタンス L_X が直列に入り、又これに並列に陽極負荷抵抗 R_p が入つたものである。この L_X は、ケーブルインピーダンスの抵抗分には殆ど影響を及ぼさず、主として共振周波数の誤差となつてくる。ケーブルの入力インピーダンス \dot{Z} は、直列共振 ($\alpha l = n\pi$, $n=1, 2, \dots$ 但し n は受電端開放で奇数、受電端短絡で偶数) の近傍においては

$$\begin{aligned} \dot{Z} &= \dot{Z}_0 \tanh(\beta + j\alpha) l \\ &\approx \dot{Z}_0 \tanh \beta l + j \dot{Z}_0 (\alpha l - n\pi) \dots (13) \end{aligned}$$

となる。但し上記で \dot{Z}_0 は被測定ケーブルの特性インピーダンスである。

配線によるリアクタンス ωL_X を考えに入れた時の共振は

$$\omega L_X + Z_0 (\alpha l - n\pi) \approx 0 \dots (14)$$

のときに生ずる。

いまケーブル単位長のインダクタンス及び容量をそれぞれ L, C とすれば

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \omega \sqrt{L \cdot C}, \quad Z_0 = \sqrt{L/C} \\ n\pi &= \alpha_n \cdot l = \omega_n \sqrt{LC} l \end{aligned} \right\} \dots (15)$$

となる。これより (14) 式は

$$\begin{aligned} \omega L_X &= Z_0 (n\pi - \alpha l) = Z_0 (\omega_n - \omega) \sqrt{LC} l \\ &= (\omega_n - \omega) L \cdot l \dots (16) \end{aligned}$$

従つて見掛上の共振周波数 ω と真の共振周波数 ω_n との誤差の百分率 α' は

$$\alpha' = \frac{\omega_n - \omega}{\omega} \approx \frac{\omega_n - \omega}{\omega_n} = \frac{L_X}{L \cdot l} \dots (17)$$

となり、配線のインダクタンスと測定ケーブルの全インダクタンスの比として求められる。共振周波数の誤差は、この他に (1) の α の虚数部の影響もあるが、これも (17) 式と同様にリアクタンスの比として求められる。

第2表 真空管式電橋によるRG-11/uケーブルの測定結果

Table 2. Numerical Data of Measurement of RG-11/u Cable by Vacuum-Tube Bridge Method

共振次数	a 端共振周波数 (Mc)	a, b 端共振周波数差 (kC)	a 端共振抵抗 (Ω)	a, b 端共振抵抗差 (Ω)	特性インピーダンス (Ω)	減衰量 (db/km)	波長短縮率 (%)
1	0.9538	- 4.20	2.73	-0.015	79.6	5.80	63.8
2	1.9655	0	4.25	+0.023	77.5	9.50	65.6
3	2.9515	-10.32	5.12	+0.028	77.4	11.5	65.6
4	3.9063	+ 0.15	6.10	+0.136	77.9	13.4	65.2
5	4.9200	- 9.00	7.40	+0.045	77.3	16.5	65.7
6	5.9098	0	8.15	+0.520	77.4	17.7	65.6
7	6.9290	+40.60	8.45	+0.132	77.1	18.8	65.8
8	7.9228	+ 0.30	8.98	-0.144	76.9	20.4	66.0
9	8.9270	+17.00	9.41	+0.044	76.9	21.2	66.1
10	9.9269	+ 1.68	9.67	-0.132	76.7	22.0	66.2

(4) 配線のインダクタンスによる誤差の数値例

一例として配線の直径 $2r=0.1\text{cm}$, 長さ $l=5\text{cm}$, シャーシ板との間隔 $h=1\text{cm}$ とすると、そのインダクタンスは

$$L_x = l \left(2 \log_e \frac{2h}{r} + \frac{\mu}{2} \right) \times 10^{-9} \approx 4 \times 10^{-8} H \dots \dots \dots (18)$$

となる。

被測定ケーブルとして内外導体外径比 $d_2/d_1=3.6$, 長さ $l=50.0\text{m}$ のものを用いれば、全インダクタンスは

$$L \cdot l = 2 \log_e d_2/d_1 \times 10^{-9} H \approx 1.78 \times 10^{-5} H \dots \dots \dots (19)$$

(17) 式より共振周波数の誤差を求めると

$$\alpha' = \frac{L_x}{Ll} = \frac{4 \times 10^{-8}}{1.78 \times 10^{-5}} \approx 2 \times 10^{-3} \dots \dots \dots (20)$$

となり、配線のインダクタンスの共振周波数に及ぼす変化は 0.2% となる。共振周波数の誤差は、この他に前に述べた α の虚数部の影響もあるが、例えばケーブルインピーダンス $Z=10\Omega \angle 0^\circ$ とし、周波数を 10Mc とすれば、第1表より虚数部は 0.52Ω となる。又ケーブル全長のリアクタンスは

$$\omega \cdot Ll = 2\pi f Ll \approx 1.118 \times 10^3 \Omega \dots \dots \dots (21)$$

となり、(17) 式と同様にして α の虚数部による共振周波数の誤差 α'' は

$$\alpha'' = \frac{0.52}{1.118 \times 10^3} \approx 0.047 \times 10^{-2} \dots \dots \dots (22)$$

となり、共振周波数の誤差は 0.047% の僅かであり、問題とならないことが判る。

[IV] 測定例

本装置でポリエチレン充実型同軸ケーブル RG-11/u 50.0m に就いて 1~10 Mc 範囲で測定した結果は第2

第3表 電圧電流計法によるRG-11/uケーブルの測定結果

Table 3. Numerical Data of Measurement of RG-11/u Cable by Voltmeter-Ammeter Method

共振次数	ケーブル終端条件	共振周波数 (Mc)	共振抵抗 (Ω)	特性インピーダンス (Ω)	減衰量 (db/km)	波長短縮率 (%)
1	開放	0.964	2.93	79.1	6.42	64.3
2	短絡	1.95	4.30	78.1	9.56	65.1
3	開放	2.95	5.16	77.5	11.6	65.6
4	短絡	3.92	6.14	77.8	13.7	65.4
5	開放	4.95	7.27	77.0	16.4	66.1
6	短絡	5.93	7.55	77.1	17.0	65.9
7	開放	6.89	8.08	77.5	18.1	65.7
8	短絡	7.94	9.15	76.8	20.7	66.3
9	開放	8.90	10.0	77.1	22.5	66.0
10	短絡	9.93	10.59	76.8	23.9	66.3

表のようになった。RG-11/u ケーブルは⁽⁸⁾米国陸海軍の規格によるケーブルで、特性インピーダンス 75Ω のポリエチレン充実型で、中心導体は 0.40mm の7箇撚線、ポリエチレン外径 7.25mm のものである。

第2表でケーブル端 a, b とは端子を交換して測定した値である。この電橋で測定出来る抵抗の読取有効桁数は3桁程度であるが、端子交換による抵抗の差は、第3図の C_2 に並列に入れた微小変化コンデンサを用いるので 0.001Ω の桁まで検知することも可能である。又周波数の値は標準信号発生機が目盛より求めた。端子交換による周波数差は発振器のバーニヤ目盛で 0.01kc の桁まで読取ることが出来る。第3表はこのケーブルを電圧電流計法で測定した結果である。両者と比較しても殆ど

測定値が一致していることが判る。電圧電流計法では真空管式電橋のような精度は当然期待出来ない。真空管式電橋でも共振抵抗の絶対値を 0.01Ω 迄信頼することは出来ないが、端子交換によるケーブル共振抵抗の差は十分信頼できるから、ケーブル不均等性の推定に非常に有効である。従来不均等性の測定には奇数次共振の周波数偏差か、又はケーブル終端に特性インピーダンスに近い抵抗を接続して偶数次共振の入力インピーダンスの偏差を求める方法が用いられ、共振抵抗の偏差より求める方法は用いられなかつた。この原因は測定する抵抗値自身が数オーム程度であるため、その偏差が極めて微小であるためこれを検出することが難しかつたためである。しかしこの電橋では十分共振抵抗の微小変化を検知できるので、第 2 表の結果より不均等を示す量 $\overline{S^2 \cdot r}$ を求めてみた。 $\overline{S^2 \cdot r}$ の計算には共振周波数の偏差より求める時は (23) 式を、共振抵抗の差より求める時には (24) 式を用いる必要がある⁽¹⁾⁽⁹⁾。

$$\overline{S^2 \cdot r} = \frac{l Z_0^2}{4N} \sum_{n=1,3,\dots}^{2N-1} \left(\frac{\delta f_n}{f_n} \cdot \frac{e^{-\beta l}}{\cosh \beta l} \right)^2 \dots (23)$$

$$\overline{S^2 \cdot r} = \frac{l}{\pi^2 N} \sum_{n=2,4,\dots}^{2N} \left(\frac{\delta R}{n \cdot \tanh \beta l} \right)^2 \dots (24)$$

但し (23), (24) 式で N は計算に用いた δf_n 又は δR の箇数である。なお (23) 式では奇数次共振のみ、(24) 式では偶数次共振のみを計算に用いるが、これは周波数偏差は奇数次共振のみ、共振抵抗偏差は偶数次共振のみに生ずるという理論的根拠によつては、測定結果においてもよくこの関係に一致している。第 2 表の結果を周波数法で計算すると

$$\overline{S^2 \cdot r} = 0.768 \Omega^2 \cdot m$$

抵抗法で計算すると

$$\overline{S^2 \cdot r} = 0.948 \Omega^2 \cdot m$$

となる。両者を比較すると約 20% 位の差があるが、ケーブル不均等を示す量 $\overline{S^2 \cdot r}$ は確率的なものであるから、上記の差は有意なものではなく、更に N の数を多くとればこの差は必然的に小さくなるものと考えられる。

〔V〕 結 言

以上の試作電橋の構造及び測定誤差に就いて検討した結果を報告したが、これを総括すると、

- (1) 真空管式電橋による測定誤差は、共振周波数及び共振インピーダンスとも 10Mc 以下では 1%

以下である。

- (2) 共振周波数及び共振インピーダンスとも従来の測定法以上の精度を得ることができる。端子交換により差の読取精度は極めてよく、これは本装置がケーブル不均等性の測定に適していることを示す。
- (3) 本装置はケーブルの直列共振インピーダンスの測定に適している。並列共振インピーダンスのように抵抗の非常に大きい時は、誤差が大きくなるから不適當である。
- (4) 本装置の欠点としては、電源周波数を変化すると同時に検波器の局部発振周波数を調節しなければならない点があるが、現在これを改良してケーブルの共振周波数で発振するように、発振器と測定装置との間に関連を持たせる方法を研究している。

終りに本研究は文部省科学試験研究費の補助によつて行つた研究の一部であり、又本研究の実施について多大の御援助を戴いた日立製作所日立電線工場斎藤工場長、内藤技術部長、久本試作課長及び茨城大学安宅教授に深謝して筆をおく。

参 考 文 献

- (1) 木野・斎藤：第 21 回電気三学会連合大会予稿 (昭 17. 10)
- (2) H. Kaden: T.F.T. 25 322~326 (1936, 12)
- (3) M. Didlaukis, H. Kaden: E.N.T. 14 13~23 (1937, 1)
- (4) H. Lintzel: T.F.T. 26 243~249 (1937, 11)
- (5) 木野・斎藤：通信工業 1 (1) 54~63 (昭 19. 9)
通信工業 1 (2) 37~43 (昭 19. 10)
- (6) 楠井：第 24 回電気三学会連合大会予稿 (昭 25. 5)
- (7) 藤木：第 21 回電気三学会連合大会予稿 (昭 17. 10)
- (8) Joint Army-Navy Specification JAN-C-17 A Cables, Coaxial and Twin-Conductor for Radio Frequency.
- (9) 本多・堀口：第 27 回電気三学会連合大会予稿 (昭 28. 5)