

遅延ケーブルの諸特性 (続報)

Characteristics of Delay Line Cable

岡本 邦彦*
Kunihiko Okamoto

内容梗概

日立電線株式会社において製作している標準形磁性コア遅延ケーブルについて種類と性能を述べ、それぞれどのような用途に適するものか解説を行った。

また従来明らかにされていなかった磁性コアの装荷が、ケーブルの性能に及ぼす関係について、理論および実験的な考察を行って見た。

1. 緒言

さきに最近日立電線株式会社において行った、たわみ性磁性コアおよびこれを用いた遅延ケーブルの試作状況について報告⁽¹⁾したが、その後遅延時間および特性インピーダンスのそれぞれ異なった6種類の標準形遅延ケーブルの製作が完了したので、その性能と特長について述べることにする。

また従来遅延ケーブルの特性についてはいろいろ文献^{(2)~(4)}があるが、磁性材料を用いたケーブルの特性についてはほとんど明らかにされていない。ここでは磁性コアの透磁率、遅延特性、損失特性などについて、理論および実験的な検討を加え、その結果を明らかにする。

2. 磁性材料の装荷がケーブルの特性に及ぼす影響

2.1 磁性材料の透磁率と遅延特性の関係

遅延ケーブルの遅延特性の周波数上昇に伴う低下は、よく知られているように⁽²⁾内部導体コイルのインダクタンスの減少に主として基因するものである。このインダクタンスを計算するには、コイルの内外に分布している磁性材料の表面において、それぞれ境界条件を満足するベクトルポテンシャルを求めればよい。遅延ケーブルに対する磁性材料の装荷を実用的な面から、第1図(a)および(b)のように示す。第1図(a)は半径 a の内部導体コイルの内面にのみ装荷した場合で、磁性コアの半径を c としている。第1図(b)は半径 a の内部導体コイルの外にも、半径 b のところまで磁性材料を装荷した場合である。内部導体コイルの巻線ピッチが小さいと考えると、コイルの軸を Z 軸とする円筒座標系を採用して、ベクトルポテンシャルは円周方向 φ 成分だけで示され、ラプラスの方程式を次のように満足する。

$$A = A_\varphi \left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial (rA)}{\partial r} \right] + \frac{\partial^2 A}{\partial Z^2} = 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

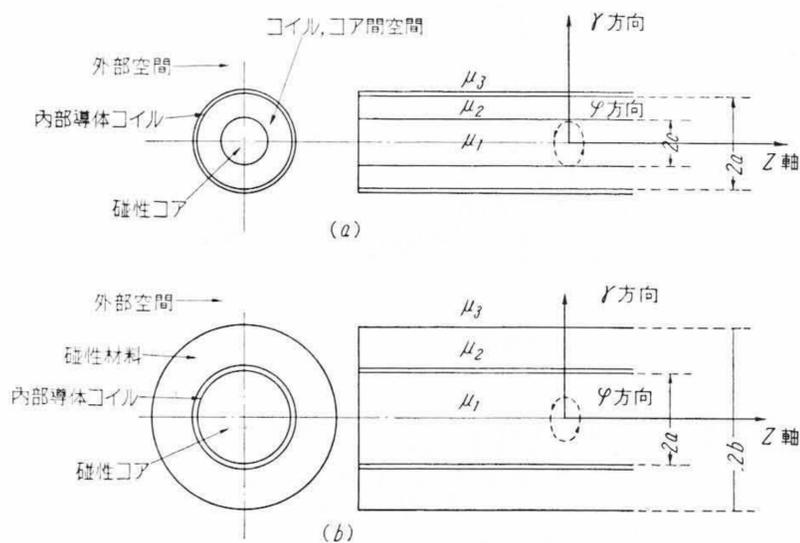
コイルの減衰を無視すると、ベクトルポテンシャルは時間および Z 方向の位置に対して正弦波状に変化し、(1)式の解はよく知られているように変形ベッセル関数の和として表わされる。

$$A = \{PI_1(ar) + QK_1(ar)\}e^{j(\omega t - \alpha z)} \dots\dots\dots (2)$$

この P , Q を求めるには、第1図(a)および(b)の各空間の境界面において次の境界条件を満足するように、連立方程式を解けばよい。

$$\left. \begin{aligned} A_{\varphi i} - A_{\varphi e} = 0 \\ H_{zi} - H_{ze} = \Sigma I_\varphi \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

ここに i, e : 境界面の内部, 外部の添字
 $I_\varphi = I_{\varphi 0} \cdot e^{j(\omega t - \alpha z)}$: コイル内電流



(a) コイル内に磁性材料が存在する場合
(b) コイル外にも磁性材料が存在する場合

第1図 磁性材料を用いた遅延ケーブルの一般構造

また

$$H_z = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (A r) = \frac{\alpha}{\mu} \{PI_0(\alpha r) - QK_0(\alpha r)\}$$

すなわち第1図(a)においては、半径 c および a の境界面において、

$$\left. \begin{aligned} P_1 I_1(\alpha c) - P_2 I_1(\alpha c) - Q_2 K_1(\alpha c) + O &= 0 \\ \frac{P_1 I_0(\alpha c)}{\mu_1} - \frac{P_2 I_0(\alpha c)}{\mu_2} + \frac{Q_2 K_0(\alpha c)}{\mu_2} + O &= 0 \\ O + P_2 I_1(\alpha a) + Q_2 K_1(\alpha a) - Q_3 K_1(\alpha a) &= 0 \\ O + \frac{P_2 I_0(\alpha a)}{\mu_2} - \frac{Q_2 K_0(\alpha a)}{\mu_2} + \frac{Q_3 K_0(\alpha a)}{\mu_3} &= \frac{NI_{\varphi 0}}{\alpha} \end{aligned} \right\} \dots\dots (4)$$

内部導体コイルのインダクタンスは、半径 a の点のベクトルポテンシャルから次のように求められる。

$$L = \frac{N\Phi}{I_\varphi} = \frac{2\pi a N A}{I_{\varphi 0} \cdot e^{j(\omega t - \alpha z)}} = \frac{2\pi a N}{I_{\varphi 0}} Q_3 K_1(\alpha a) = \frac{2\pi a N^2}{\alpha} K_1(\alpha a) \cdot \frac{I Q_3}{I} \dots\dots\dots (5)$$

ここに

$$I = \begin{vmatrix} I_1(\alpha c), & -I_1(\alpha c), & -K_1(\alpha c), & O, \\ I_0(\alpha c), & -I_0(\alpha c), & \frac{K_0(\alpha c)}{\mu_2}, & O, \\ O, & I_1(\alpha a), & K_1(\alpha a), & +K_1(\alpha a), \\ O, & \frac{I_0(\alpha a)}{\mu_2}, & -\frac{K_0(\alpha a)}{\mu_2}, & -\frac{K_0(\alpha a)}{\mu_3}, \end{vmatrix}$$

$$= \left\{ \frac{I_1(\alpha c)K_0(\alpha c)}{\mu_2} + \frac{I_0(\alpha c)K_1(\alpha c)}{\mu_1} \right\} \left\{ \frac{K_1(\alpha a)I_0(\alpha a)}{\mu_2} + \frac{I_1(\alpha a)K_0(\alpha a)}{\mu_3} \right\} + \left(\frac{1}{\mu_2} - \frac{1}{\mu_1} \right) \left(\frac{1}{\mu_3} - \frac{1}{\mu_2} \right) I_1(\alpha c) I_0(\alpha c) K_1(\alpha a) K_0(\alpha a)$$

* 日立電線株式会社電線工場

$$J_{Q3} = \begin{vmatrix} I_1(\alpha c), & +I_1(\alpha c), & -K_1(\alpha c), \\ I_0(\alpha c), & +I_0(\alpha c), & K_0(\alpha c), \\ 0, & -I_1(\alpha a), & K_1(\alpha a), \end{vmatrix}$$

$$= I_1(\alpha a) \left\{ \frac{K_0(\alpha c) I_1(\alpha c)}{\mu_2} + \frac{K_1(\alpha c) I_0(\alpha c)}{\mu_1} \right\} + \left(\frac{1}{\mu_2} - \frac{1}{\mu_1} \right) I_0(\alpha c) I_1(\alpha c) K_1(\alpha a)$$

この場合コアを除いて非磁性体, すなわち $\mu_2 = \mu_3 = \mu_0$ であるから, $\mu_1 = \mu \mu_0$ と置いて

$$L = 2\pi a^2 N^2 \mu_0 K_1(\alpha a) \cdot \frac{I_1(\alpha a) + \left(1 - \frac{1}{\mu}\right) \alpha c I_0(\alpha c) \{I_1(\alpha c) K_1(\alpha a) - I_1(\alpha a) K_1(\alpha c)\}}{1 - \left(1 - \frac{1}{\mu}\right) \alpha c I_0(\alpha c) K_1(\alpha c)} \dots\dots\dots (6)$$

低周波におけるインダクタンス L_0 は,

$$L_0 = \pi N^2 \mu_0 \{c^2(\mu - 1) + a^2\} \dots\dots\dots (7)$$

ゆえに

$$\frac{L}{L_0} = \frac{2a^2 K_1(\alpha a)}{c^2(\mu - 1) + a^2} \cdot \frac{I_1(\alpha a) + \left(1 - \frac{1}{\mu}\right) \alpha c I_0(\alpha c) \{I_1(\alpha c) K_1(\alpha a) - I_1(\alpha a) K_1(\alpha c)\}}{1 - \left(1 - \frac{1}{\mu}\right) \alpha c I_0(\alpha c) K_1(\alpha c)} \dots\dots\dots (8)$$

次の特殊の場合にはこの式は簡単化される。

$c = a$ すなわちコイルとコアの間に空けきのないときは

$$\frac{L}{L_0} = \frac{2 I_1(\alpha a) K_1(\alpha a)}{\mu - (\mu - 1) \alpha a I_0(\alpha a) K_1(\alpha a)} \dots\dots\dots (9)$$

$\mu = 1$ すなわち磁性コアを用いないときは H. E. Kallmann 氏の求めた式⁽²⁾

$$\frac{L}{L_0} = 2 K_1(\alpha a) I_1(\alpha a) \dots\dots\dots (10)$$

と一致する。

(9) 式は実用上重要で, 第2図に μ および αa を変化させた場合のインダクタンスの減少を示した。 μ の上昇に伴ってインダクタンスの減少が激しいのは, 高周波においてコイル外部磁路の抵抗がきいてくるものとして物理的に説明できる。第3図に, あとに述べる標準形遅延ケーブル, HH-2500 の遅延特性と第2図の理論値との比較を示した。10 Mc 辺まではよく計算と実測との合致がみられる。10 Mc 以上において実測値の低下が少ないのは, コイル間浮遊容量による静電容量の実効的増加が原因と考えられる。

次にコイルの外部にも磁性体が存在する第1図(b)においては, P および Q を求める連立方程式は次のようになる。

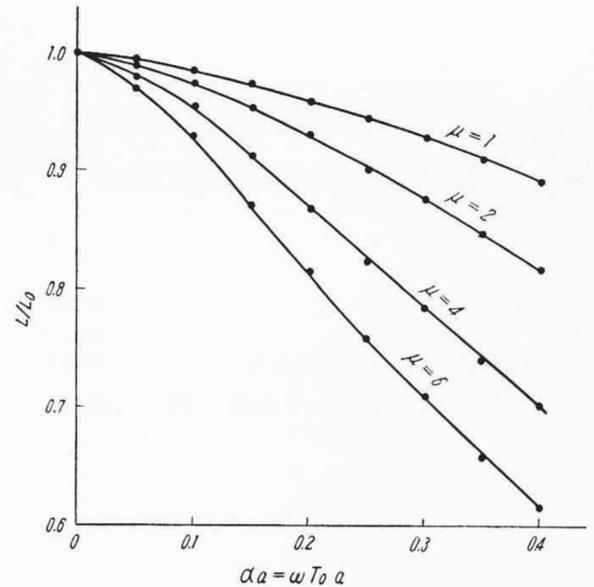
$$\left. \begin{aligned} P_1 I_1(\alpha a) - P_2 I_1(\alpha a) - Q_2 K_1(\alpha a) + O \\ \frac{P_1 I_0(\alpha a)}{\mu_1} - \frac{P_2 I_0(\alpha a)}{\mu_2} + \frac{Q_2 K_0(\alpha a)}{\mu_2} + O = \frac{N I_{\phi 0}}{\alpha} \\ O + P_2 I_1(\alpha b) + Q_2 K_1(\alpha b) - Q_3 K_1(\alpha b) = 0 \\ O + \frac{P_2 I_0(\alpha b)}{\mu_2} - \frac{Q_2 K_0(\alpha b)}{\mu_2} + \frac{Q_3 K_0(\alpha b)}{\mu_3} = 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots (11)$$

さきの場合と同様コイルのインダクタンスは

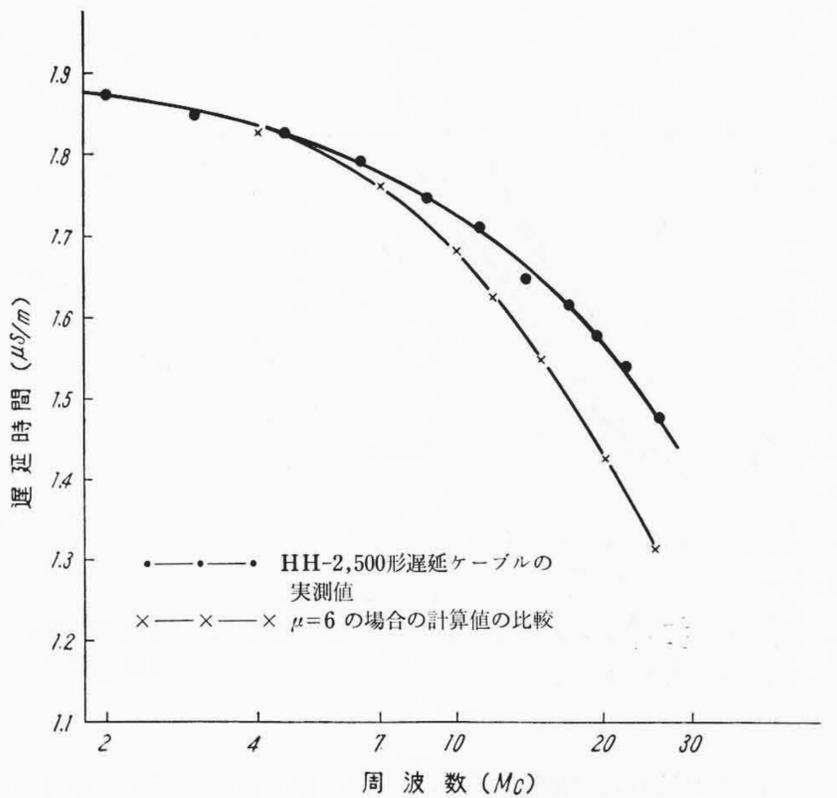
$$L = \frac{2\pi a N}{I_{\phi 0}} P_1 I_1(\alpha a) = \frac{2\pi a N^2}{\alpha} I_1(\alpha a) \frac{\Delta P_1}{J} \dots\dots\dots (12)$$

ここに $\mu_1 \neq \mu_2 \neq \mu_3$ の場合は

$$\Delta P_1 = \frac{K_1(\alpha a)}{\mu_3 \alpha b} + \left(\frac{1}{\mu_2} - \frac{1}{\mu_3} \right) K_1(\alpha b) \{K_1(\alpha a) I_0(\alpha b) + I_1(\alpha a) K_0(\alpha b)\}$$



第2図 コイルのインダクタンスの減少



第3図 遅延特性の実測値と計算値の比較

$$J = \left\{ \frac{I_1(\alpha a) K_0(\alpha a)}{\mu_2} + \frac{I_0(\alpha a) K_1(\alpha a)}{\mu_1} \right\} \left\{ \frac{K_1(\alpha b) I_0(\alpha b)}{\mu_2} + \frac{I_1(\alpha b) K_0(\alpha b)}{\mu_3} \right\} + \left(\frac{1}{\mu_2} - \frac{1}{\mu_1} \right) \left(\frac{1}{\mu_3} - \frac{1}{\mu_2} \right) I_1(\alpha a) I_0(\alpha a) K_1(\alpha b) K_0(\alpha b)$$

磁性材料が無限まで存在する場合は

$$\frac{L}{L_0} = \frac{2 K_1(\alpha a) I_1(\alpha a)}{\alpha a \mu_1 \left\{ \frac{I_1(\alpha a) K_0(\alpha a)}{\mu_2} + \frac{I_0(\alpha a) K_1(\alpha a)}{\mu_1} \right\}} \dots\dots (13)$$

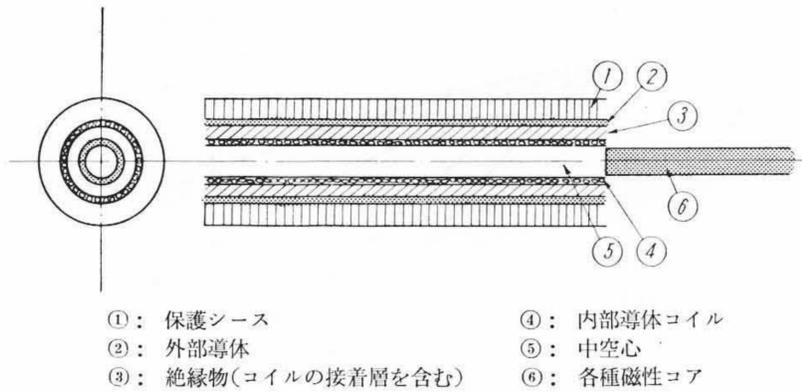
この式はさきの(9)式と本質的に同じ式で, 遅延特性はコイル内外の透磁率の比で決ることを示している。特に αa が 0.1 程度の小さな範囲にある場合には, この式は次の非常に明確な形で示される。

$$\frac{L_0 - L}{L} = \frac{\mu_1}{\mu_2} \{1 - 2 K_1(\alpha a) I_1(\alpha a)\} \dots\dots\dots (14)$$

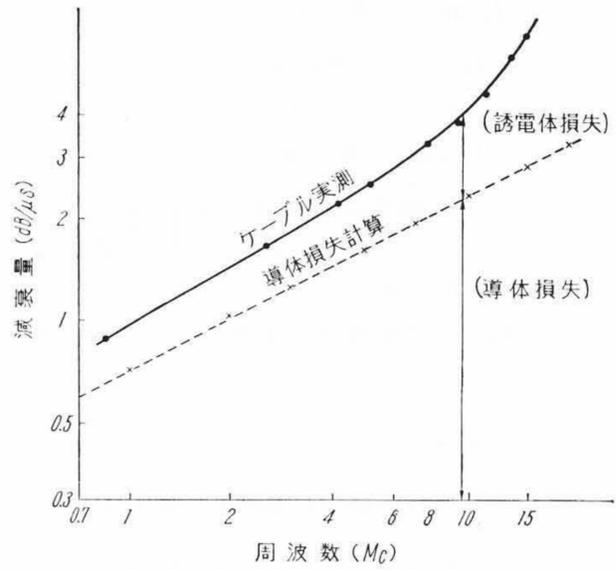
2.2 磁性コアの装荷と減衰量特性の関係

磁性コアの装荷によってケーブルの導体損失は減少するが, 磁性損失が新たに加わるので, 磁性コアの鉄粉としては損失の少ないものを選定する必要がある。しかし磁性コアの透磁率は比較的少ないので, 数 10 Mc まで, 非常に小さな磁性損失を通常の電橋法または Qメータによって正確に測定することは困難となる。

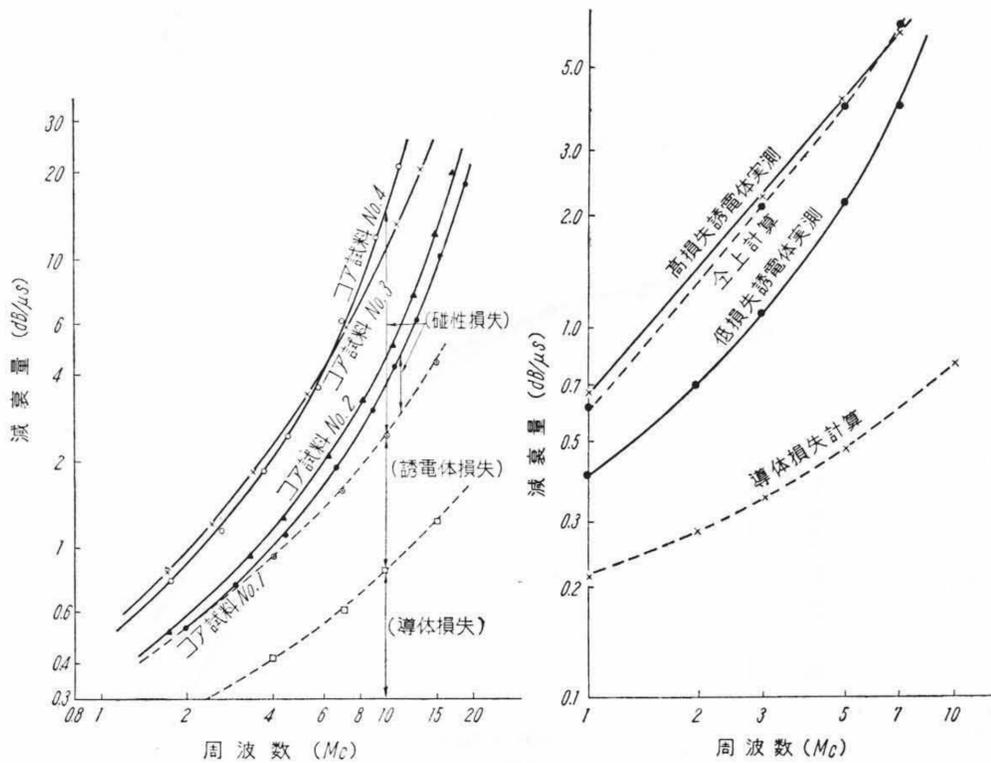
一方遅延ケーブルの位相常数と減衰常数の比, すなわち損失係数と, ケーブルに使用される絶縁材料および磁性材料の損失係数の間



第 4 図 磁性コアの損失測定装置



第 5 図 中空心の場合の減衰量特性



第 6 図 磁性コアをそう入時の減衰量特性

第 7 図 誘電体損失によるケーブルの減衰量変化の一例

には、次の(15)式の関係⁽⁵⁾があるので、第 4 図に示すような比較的遅延時間の小さい中空心の遅延ケーブルを用い、この中に各種鉄粉による磁性コアをそう入して、その磁性損失の比較測定を行った。

$$Q_D = \frac{\alpha \text{ (Radian)}}{\beta \text{ (Neper)}} = 54 \frac{f \text{ (Mc)}}{\beta/T_0 \text{ (dB/}\mu\text{s)}} \dots\dots\dots (15)$$

$$\frac{2}{Q_D} = \frac{1}{Q_{cu}} + \frac{1}{Q_\mu} + \frac{1}{Q_\epsilon} + \frac{1}{Q_s}$$

ここに

$$Q_{cu} = \frac{\omega L}{R_{cu}} : \text{ 導体損失に基づくもの}$$

$$Q_\mu = \frac{1}{\tan \delta_\mu} : \text{ 磁性損失に基づくもの}$$

$$Q_\epsilon = \frac{1}{\tan \delta_\epsilon} : \text{ 誘電体損失に基づくもの}$$

$$Q_s = \frac{\omega L}{R_s} : \text{ シャヘイ損失に基づくもの}$$

β/T_0 : 遅延時間あたりの減衰量 (dB/ μ s)

第 5 図に中空心のケーブルの減衰量の測定値を示した。導体損失は計算できるので⁽⁴⁾、その差が誘電体損失 $\tan \delta_\epsilon$ に基づくものとなる。このケーブルの外部導体はエナメルを大きなピッチで横巻きしたものであるため、シャヘイ損失は無視できるものとなっている。第 6 図は各種磁性コアをそう入した場合のこのケーブルの減衰量を測定したもので、第 5 図との対比から新たに加わった磁性コア $\tan \delta_\mu$ の影響をみる事ができる。これにより得られた 4 種類の鉄粉の損失比較は図のように明らかである。

この例では誘電体損失は比較的大きいが、これはコイルを中空に保持している接着剤のためと考えられる。誘電体損失 $\tan \delta_\epsilon$ を変化させた場合の減衰量増加の例を第 7 図に示した。すなわち低損失の誘電体を用いたケーブルと高損失の誘電体を用いたケーブルの減衰量特性の差異が明らかにされており、高損失の誘電体の $\tan \delta_\epsilon$ を Q メータで測定し、この値から計算した曲線は測定値とよく一致していることがわかる。

2.3 磁性コアの透磁率

磁性コアのように二つの物質が混合された状況における透磁率または誘電率の計算に関しては多くの文献⁽⁶⁾⁽⁷⁾がある。たとえば P. M. Prache 氏⁽⁸⁾によれば、媒質 1 の中に完全球形で同一直径をもつ媒質 2 の微粒子が均一に分散している場合には、混合物質の実効透磁率または誘電率は、球内外における電磁界の計算から次式のように求められる。

$$\frac{1}{x_{e1}} = \frac{1}{\delta x_{21}} \left\{ I_s(1-K_s) + \left(1 + \frac{2}{3} x_{21}\right) K_s + \frac{(1-\delta) x_{21}}{3} \right\} \dots\dots\dots (16)$$

ここに $x_{21} = \frac{\mu_2}{\mu_1} - 1$: 媒質 2 の媒質 1 に対する磁化率

$x_{e1} = \frac{\mu_e}{\mu_1} - 1$: 混合物質の媒質 1 に対する磁化率

$$I_s = \frac{1}{1 - \frac{I_{\frac{\delta}{2}}(r_2 d)}{I_{\frac{\delta}{2}}(r_1 d)}}$$

r_1 : 媒質 1 中の伝ぱん常数

r_2 : 媒質 2 中の伝ぱん常数

d : 粒子の半径

δ : 媒質 2 の占積率

周波数が非常に高くなった場合を除き K_s と I_s は 0 および 1 となるので、(16)式は簡単化され次式になる。

$$\frac{1}{x_{e1}} = \frac{1}{\delta x_{21}} + \frac{1-\delta}{3\delta} \dots\dots\dots (17)$$

この式は磁性材料の場合には F. Ollendorf 氏⁽⁹⁾などによって求められた次の式と一致する。

$$\mu_e = 1 + \delta(\mu - 1) / \left\{ 1 + \frac{(\mu - 1)(1 - \delta)}{3} \right\} \dots\dots\dots (18)$$

ここに μ : 鉄粉粒子の透磁率

μ_e : 実効透磁率

また誘電材料の場合には K. W. Wagner 氏⁽¹⁰⁾などによって求められ、発泡ポリエチレンなどの誘電率の計算に用いられている次の式と一致する。

$$\frac{\epsilon_0 - \epsilon_e}{\epsilon_0 - \epsilon_t} = \delta \frac{2\epsilon_0 + \epsilon_e}{2\epsilon_0 + \epsilon_t} \dots\dots\dots (19)$$

ここに ϵ_0 : PEの誘電率
 ϵ_e : 等価誘電率
 ϵ_t : 空気の誘電率

しかしこれらの式はさきに述べたとおり、粒子の形状と分散状況が完全に均一な場合にのみ適用できるもので、特に(17)式の第2項が問題となる磁性材料の場合には、実測値と合致しないことが報告されており、これに代る実験式も提案されている⁽¹¹⁾。

遅延ケーブルの磁性コアの透磁率を測定した結果、あとに述べる異方性の問題があり、実測値は(17)式と一致していない。この場合特に問題となるのは、鉄粉粒子の分散状況と考えられるので、粒子の形状および分散状況の不均一性を反磁場係数 N_i の形で表わし、(17)式を次のように一般化することができる。

$$\frac{1}{x_{e1}} = \frac{1}{\delta x_{t1}} + \frac{N_i}{\delta} \dots\dots\dots (20)$$

この式は粒子の内部磁界が均一の場合には、内部磁界 H_d と鉄粉自体の透磁率および外部適用磁界 H_0 と実効透磁率の次の関係から簡単に導き出すことができる。すなわち、

$$\left. \begin{aligned} M_{21} &= \mu_1 x_{21} H_d \\ M_{e1} &= \mu_1 x_{e1} H_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (21)$$

ここに $H_d = H_0 - \frac{N_i M_{21}}{\mu_1}$
 $\delta M_{21} = M_{e1}$

M_{12} : 鉄粉粒子の磁化の強さ
 M_e : 混合物質を平均した磁化の強さ

この反磁場係数は鉄粉の自己消磁と周囲に分散しているほかの鉄粉による磁場との差で、一般に計算で求めることは困難であるが、第8図(a)のように分散状況が均一で異方性がない場合には

$$N_i = \frac{a-d}{a} = \frac{1-\delta}{3} = (1-\delta)N \dots\dots\dots (22)$$

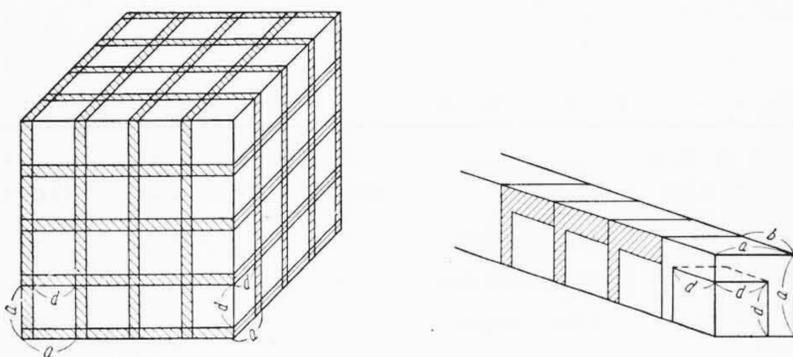
となり、鉄粉粒子自体の形状による反磁場係数 N と占積率との積として表わされる。

第8図(b)のように均一ではあるが異方性をもって分散した場合には、各方向の反磁場係数は次の関係をもつ。

$$\left. \begin{aligned} \text{(縦方向)} \quad N_i &= \frac{b-d}{b} = 1 - (\delta q^2)^{\frac{1}{3}} \doteq \frac{1-\delta q^2}{3} \\ \text{(横方向)} \quad N_i &= \frac{a-d}{a} = 1 - (\delta q^{-1})^{\frac{1}{3}} \doteq \frac{1-\delta/q}{3} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (23)$$

ここに $q = \frac{a}{b}$: 異方性係数

遅延ケーブルの磁性コアは押出方向に高い透磁率をもっており、その異方性を鉄粉粒子の配列によって説明した場合、異方性係数および平均透磁率は第1表に示すとおりとなる。このような大きな異方性が生ずることは遅延ケーブルの遅延時間を大きくする上で有利な結果を生じている。



(a) 均一に分散している場合 (b) 異方性のある場合
 第8図 磁性コア中における鉄粉の分散状況

第1表 磁性コア透磁率の異方性

資料番号	縦方向透磁率	横方向透磁率	異方性係数	平均透磁率
1	5.86	4.53	1.08	4.8
2	5.84	4.22	1.09	4.6
3	6.12	4.17	1.11	4.6

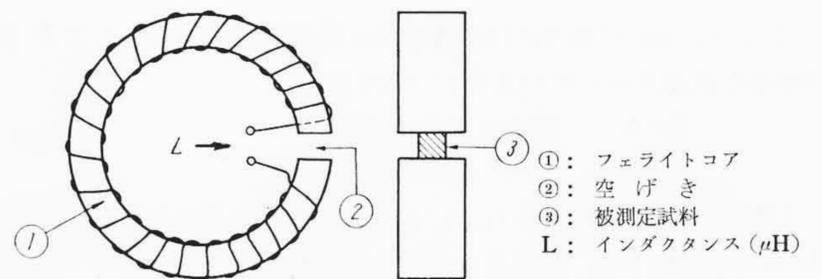
次にこの透磁率の異方性を測定する方法について説明する。磁性コアの横方向の透磁率は通常のトロイダル状の形で測定できないので、第9図に示すようなフェライトのリング状コアに間げきを設け、この間に測定しようとする資料を小さな立方体に切断したものをそう入して、フェライトコアに巻かれたコイルのインダクタンスの変化を測定する。試料の磁束方向の透磁率 μ とコイルのインダクタンス L の間には次の(24)式が成立するので、試料の方向を変えることにより、透磁率の異方性が容易に測定できる。この方法で測定した透磁率とトロイダル状および棒状の試料で測定した透磁率は第10図に示すとおりよく一致している。

$$\frac{1}{S + s(\mu - 1)} = \frac{m}{L} - n \dots\dots\dots (24)$$

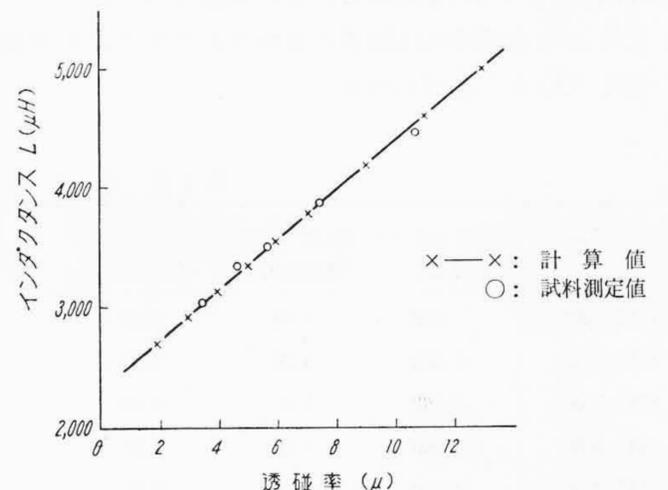
ここに s : 試料の断面積
 S : 間げきの等価断面積(試料の透磁率が小さい範囲では常数)
 m : コイルの巻数に関する常数
 n : フェライトコアの透磁率に関する常数

2.4 磁性材料を装荷した場合のしゃへい体の影響

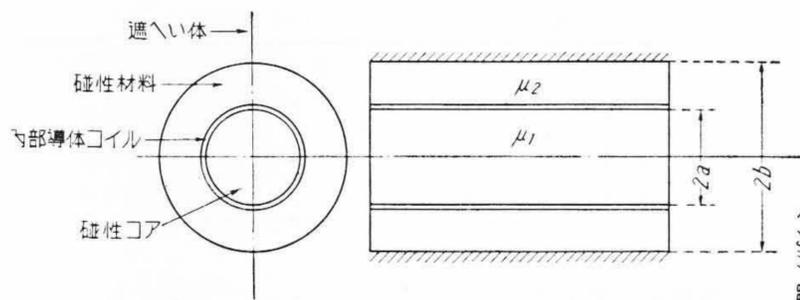
さきの2.1に述べたとおり磁性材料をコイル外空間にも装荷した場合には遅延特性は改善され、 aa が小さい範囲では特に(14)式が成立するため、コイル外空間の透磁率を高めるにしたがって、特性が良好になることがわかる。しかしコイル外空間を無限遠まで磁性材料で装荷することは不可能であり、これを有限のところまで打切ったのでは遅延特性は十分改善されない。これに対してコイル外空間を半径 b のところまで磁性材料で装荷し、その外側に金属のしゃへい体を置いた場合には、磁性材料が無限遠まで装荷する場合よりもさらにより遅延特性が期待される。すなわち第11図においてコア半径を a 、しゃへい体半径を b とした場合、コイルのインダクタンスを求める連立方程式は(11)式の代りに



第9図 異方性透磁率の測定



第10図 透磁率の測定値の比較



第11図 シャへい体を設けた遅延ケーブルの一般構造

$$\left. \begin{aligned} P_1 I_1(\alpha a) - P_2 I_1(\alpha a) - Q_2 K_1(\alpha a) + O &= 0 \\ \frac{P_1 I_0(\alpha a)}{\mu_1} - \frac{P_2 I_0(\alpha a)}{\mu_2} + \frac{Q_2 K_0(\alpha a)}{\mu_2} + O &= \frac{N I \varphi_0}{\alpha} \\ O + P_2 I_1(\alpha b) + Q_2 K_1(\alpha b) - Q_3 e^{-\Gamma b} &= 0 \\ O + \frac{P_2 I_0(\alpha b)}{\mu_2} - \frac{Q_2 K_0(\alpha b)}{\mu_2} + \frac{Q_3 e^{-\Gamma b}}{\mu_3} \cdot \frac{\Gamma}{\alpha} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots (25)$$

ここに $\Gamma = \sqrt{j\omega\mu_b\sigma_b}$: シャへい体中の伝ばん常数
 $A = Q_3 e^{-\Gamma b} r e^{j(\omega t - az)}$: シャへい体中のベクトルポテンシャル

μ_b : シャへい体の透磁率
 σ_b : シャへい体の導電率

この連立方程式から、シャへい体の存在する場合の内部導体コイルのインダクタンス L' は

$$L' = \frac{2\pi a N}{I \varphi_0} P_1 I_1(\alpha a) = \frac{2\pi a N^2}{\alpha} I_1(\alpha a) \frac{\Delta P_1}{\Delta} \dots (26)$$

ここに

$$\Delta = e^{-\Gamma b} \frac{\Gamma}{\alpha \mu_3} \left[K_1(\alpha b) I_1(\alpha a) I_0(\alpha a) \left(\frac{1}{\mu_2} - \frac{1}{\mu_1} \right) + I_1(\alpha b) \left\{ \frac{K_0(\alpha a) I_1(\alpha a)}{\mu_2} + \frac{I_0(\alpha a) K_1(\alpha a)}{\mu_1} \right\} \right]$$

$$\Delta P_1 = \frac{e^{-\Gamma b} \Gamma}{\mu_3 \alpha} \{ I_1(\alpha b) K_1(\alpha a) - K_1(\alpha b) I_1(\alpha a) \}$$

低周波領域すなわち αa の小さい範囲においてこの(27)式は

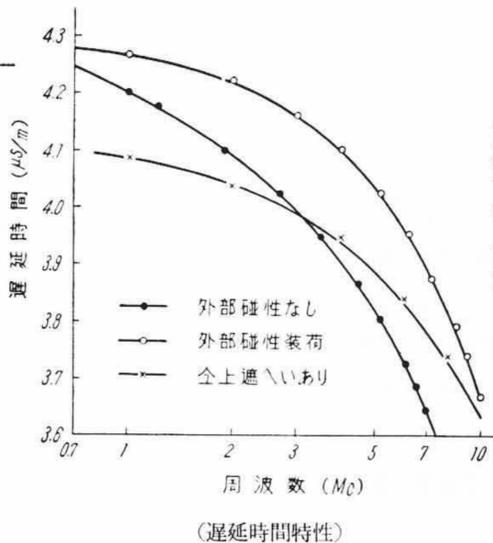
$$L_0' = \mu_1 a^2 \pi N^2 \frac{\left(\frac{b}{a}\right)^2 - 1}{\left(\frac{b}{a}\right)^2 + \left(\frac{\mu_1}{\mu_2} - 1\right)} \dots (27)$$

また $\mu_1 = \mu_2$ の場合には磁性材料を装荷しない場合として P. M. Prache 氏が求めた次の式⁽⁴⁾と一致する。

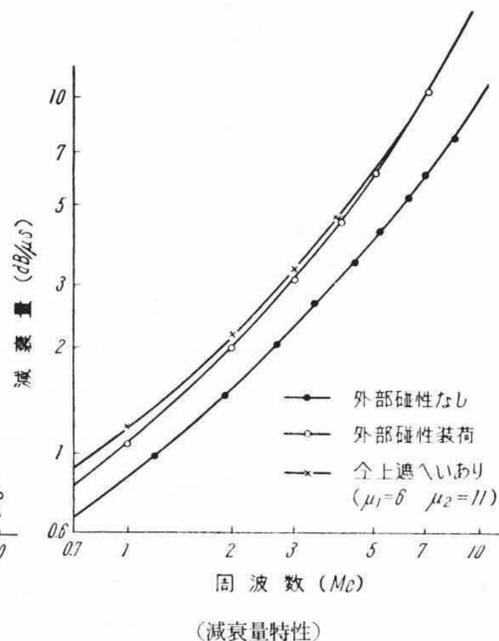
$$\frac{L - L'}{L} = \frac{I_1(\alpha a) K_1(\alpha b)}{I_1(\alpha b) K_1(\alpha a)} \dots (28)$$

(26)式および(28)式から、シャへい体の存在する場合のインダクタンス L' の低下は、無限遠まで磁性体の存在する場合のインダクタンス L の低下よりもゆるやかであることがわかる。

第12図および第13図にこの原理に基づく特性の一例を示した。予想したとおり遅延特性は顕著に改善されており、実測値は理論とよく一致していることがわかる。



第12図 外部の磁性装荷およびシャへいの影響



第13図 外部の磁性装荷としてシャへいの影響

3. 日立標準形6種類の遅延ケーブルの性能

現在日立電線において製作中の標準形磁性コア遅延ケーブルは第14図に示す6種類で、それぞれ異なった遅延時間と特性インピーダンスをもっており、その性能は概略第2表に示すとおりである。

すなわちこれを大別すると、ケーブルの長さあたりの遅延時間の大きなHH-1600, HH-2500およびHH-4000と、ケーブルの長さあたりの遅延時間は大きくないが、遅延時間あたりの減衰量が少ないHH-1500およびHH-2000および両者の中間に位するHH-1000となり、それぞれについて次に説明する性能をもっている。

3.1 HH-1000

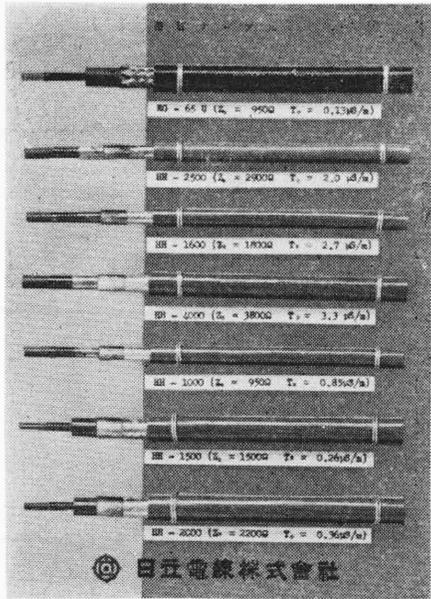
この遅延ケーブルは特性インピーダンス900Ω、遅延時間0.85μs/mの高インピーダンス、高遅延ケーブルである。RG-65Uよりも外径が少ないにもかかわらず、RG-65Uと同等の特性インピーダンスと6倍の単位長さあたりの遅延時間を持ち、かつ広い帯域幅をもっているのが特長である。HH-1000の遅延時間および減衰量の周波数特性は第15図に示すとおりで、遅延特性が平坦なのはコアの細いことと遅延時間をおさえた結果で、また減衰量特性が良好なのは、コイル間空ききおよび絶縁物の厚さを適当にしたことによる $\tan \delta_\epsilon$ の減少および優秀な磁性コアによる $\tan \delta_\mu$ の少ないことに原因している。第16図に1μs遅延後の矩形波過渡特性を示した。HH-1000のリングング、および立ち上り時間の特性はこの図にみると非常に優秀である。このためこのケーブルは電子計算機、パルス整形回路など各方面に広い用途をもつことができる。

3.2 HH-1500 および HH-2000

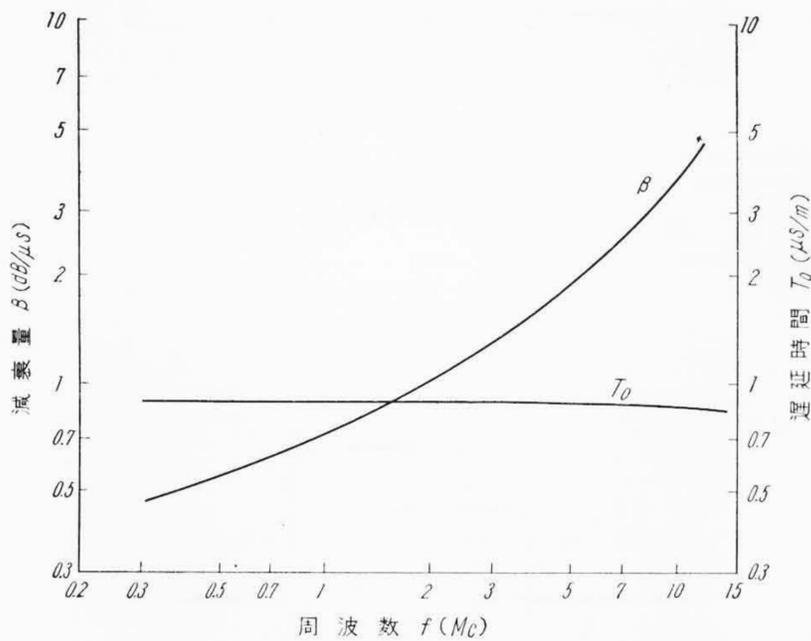
高遅延ケーブル、特にあとに述べるHH-1600およびHH-4000が小形化すなわち単位長さあたりの遅延時間を大きくすることを目的としているのに対して、このHH-1500およびHH-2000は遅延時間あたりの減衰量すなわちケーブルの損失係数 Q_D を優秀にして⁽¹⁾、波形ひずみを少なくすることに重きを置いた高インピーダンスケー

第2表 日立磁性コア遅延ケーブル性能一覧表

種類	インピーダンス (約Ω)	遅延時間 (約μs/m)	約1μsあたりの長さ (約m)	帯域幅 3dB (約Mc/s)	最大動作電圧 (D.C. V)	直流抵抗 (約Ω/μs)	遅延時間特性	ケーブル外径 (約mmφ)	最小曲げ半径 (約mm)	ケーブル重量 (約g/m)
HH-1000	900	0.85	1.18	10	700	69	4 Mcで2%減	7.3	50	117
HH-1500	1,500	0.26	3.85	15	10,000	40	12Mcまで直線的	9.8	50	145
HH-1600	1,800	3.0	0.33	6	500	79	4 Mcで10%減	7.0	75	102
HH-2000	2,200	0.36	2.78	15	10,000	91	12Mcまで直線的	9.9	50	142
HH-2500	2,900	2.0	0.5	8	700	110	4 Mcで5%減	7.6	50	105
HH-4000	3,800	3.3	0.3	6	1,000	95	4 Mcで10%減	9.0	75	155



第14図 日立標準形遅延ケーブル



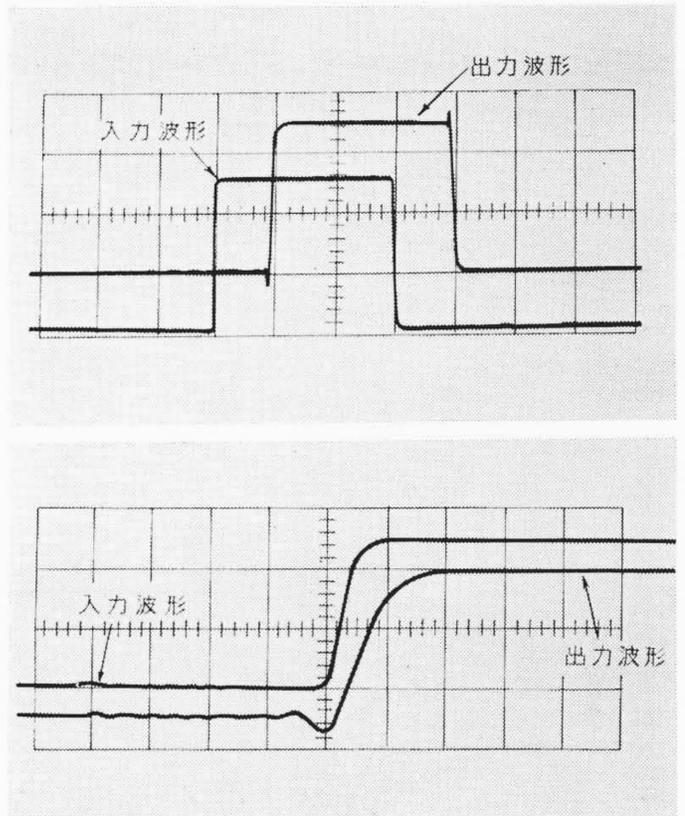
第15図 HH-1000減衰量および遅延時間の周波数特性

ブルである。遅延時間特性は第17図に示すとおり30Mcまでほとんど平坦で、これは磁性コアの径が特にこまかいことに原因している。減衰量特性は非常に優秀で、図にみるとおり導体損失と磁性損失の釣合いを取り Q_D が最適になるように設計されている。また絶縁原が厚く $\tan \delta_e$ が良いことおよび鉄粉として最も $\tan \delta_\mu$ の少ない材料を使用していることが原因としてあげられる。

このケーブルは特に波形が忠実に再現される無ひずみ伝送特性が要求される高級なエレクトロニクス関係機器、たとえば広帯域シンクロスコープ、パルス整形回路に適合で、RG-65Uに比し約2~3倍の遅延時間と約3倍の帯域幅をもっている。第18図は $1\mu s$ および $5\mu s$ 遅延後の矩形波過渡特性をそれぞれ示すもので、リングングが全然ないことが注目される。なお両ケーブルの差異はHH-1500は遅延時間 $0.26\mu s/m$ 、インピーダンス $1,500\Omega$ で、HH-2000は遅延時間 $0.36\mu s/m$ 、インピーダンス $2,200\Omega$ となっている。減衰量特性は導体損失、磁性損失、誘電損失、それぞれの Q が等しいので類似の特性である。

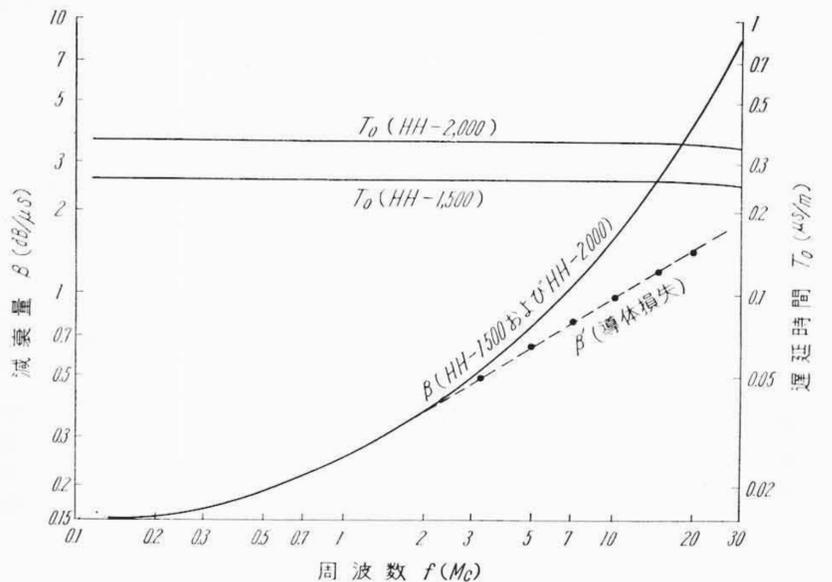
3.3 HH-2500

この遅延ケーブルは遅延時間 $2.0\mu s/m$ 、特性インピーダンス $2,900\Omega$ で、高インピーダンス、高遅延をかなり広い帯域幅で実現したものである。その遅延時間特性および減衰量特性は第19図に示すとおりで遅延時間がかなり大きいにもかかわらず、それほど大きな伝送ひずみを生じていない。第20図は $1\mu s$ 遅延後の矩形波過渡特性を示している。このケーブルは良好な帯域幅で相当高い忠実度の小形の遅延線路が要求されるような場合に最適であり、一般的に



上: $3.0\mu s$ 幅パルスを入力波形と $1.0\mu s$ 遅延後の出力波形時間軸 $1.0\mu s/cm$
下: 上図の立ち上がり部分の拡大、入力波形の立ち上がり時間 $0.05\mu s$ 出力波形の立ち上がり時間 $0.09\mu s$ 、時間軸 $1.0\mu s/cm$

第16図 HH-1000の矩形波過渡特性



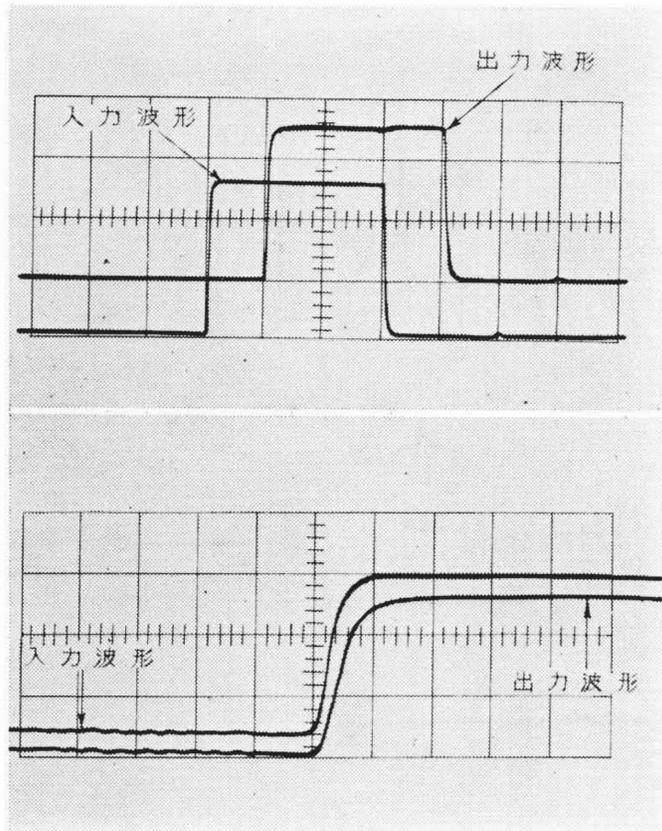
第17図 HH-1500およびHH-2000の減衰量および遅延時間の周波数特性

最も使いやすい遅延ケーブルとされ、その代表的な使用例は電子計算機、カラーテレビ受像機、放射線計測器などである。第21図にこのケーブルの定在波比(VSWR)特性を示す。波形が規則的でVSWRが小さいことは、コアの完全な可とう性と、製造上特にコイル巻きの均一性を示している。

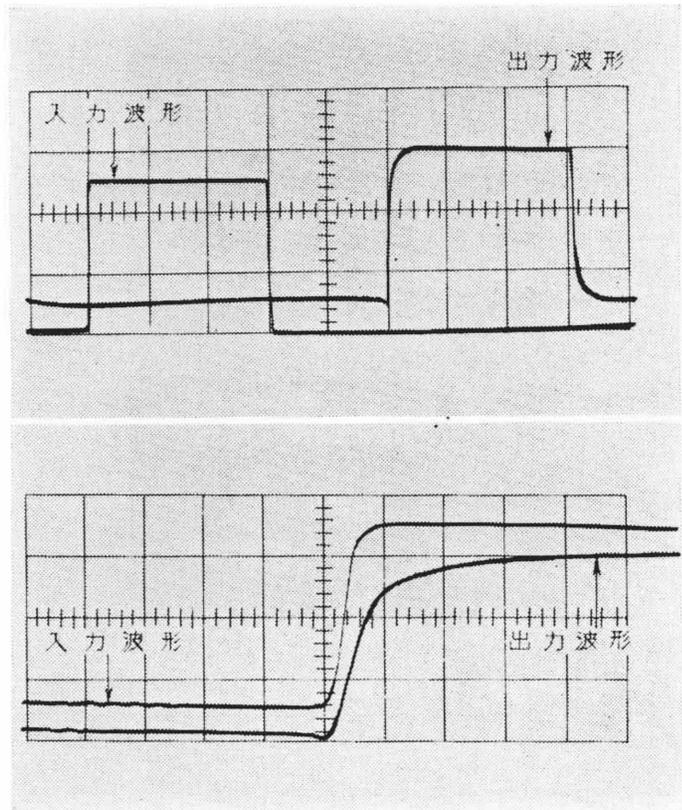
3.4 HH-1600およびHH-4000

HH-1600は遅延時間約 $3.0\mu s/m$ 、特性インピーダンス $1,800\Omega$ 、またHH-4000は遅延時間 $3.3\mu s/m$ 、特性インピーダンス $3,800\Omega$ で、ともに遅延時間を大きくした非常にコンパクトな経済的な遅延線路である。

遅延時間および減衰量特性は第22図および第23図に示すとおりで、減衰量特性は両者ほとんど類似しているが、HH-4000のほうがコア径が太いので、導体損失のきく低周波において損失が少なく、また透磁率が高いので磁性損失のきく高周波において損失がやや大きくなる特性となっている。第24、25図にHH-1600およびHH-4000の $1\mu s$ 通過後の矩形波過渡特性を示した。この二つのケーブルはカラーテレビセット、電子計算機、そのほかのエレクトロニクス機器において特に小形化を必要とするような場合に広く使用される。



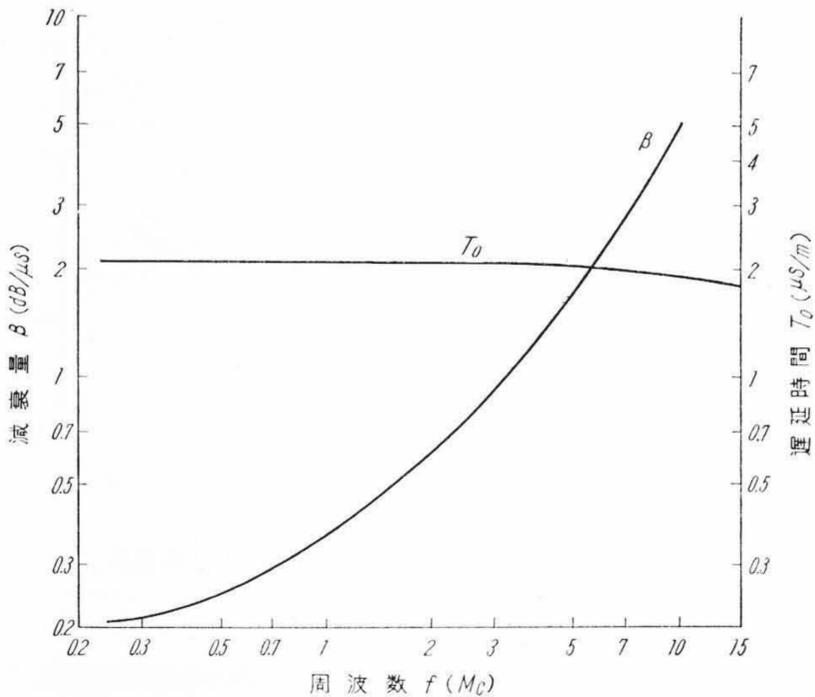
(a) 1 μs 遅延後



(b) 5 μs 遅延後

上: 3.0 μs 幅のパルスを入力波形と 1 μs および 5 μs 遅延後の出力波形 (時間軸 1.0 μs/cm)
 下: 上図の立ち上がり部分の拡大, 入力波形の立ち上がり時間 0.05 μs, 出力波形の立ち上がり時間 (a) 0.065 μs, (b) 0.12 μs, 時間軸 0.1 μs/cm

第18図 HH-1500 の 矩形波 過 渡 特 性
 (HH-2000 に関してもほとんど同様の波形が得られる)



第19図 HH-2500減衰量および遅延時間の周波特性

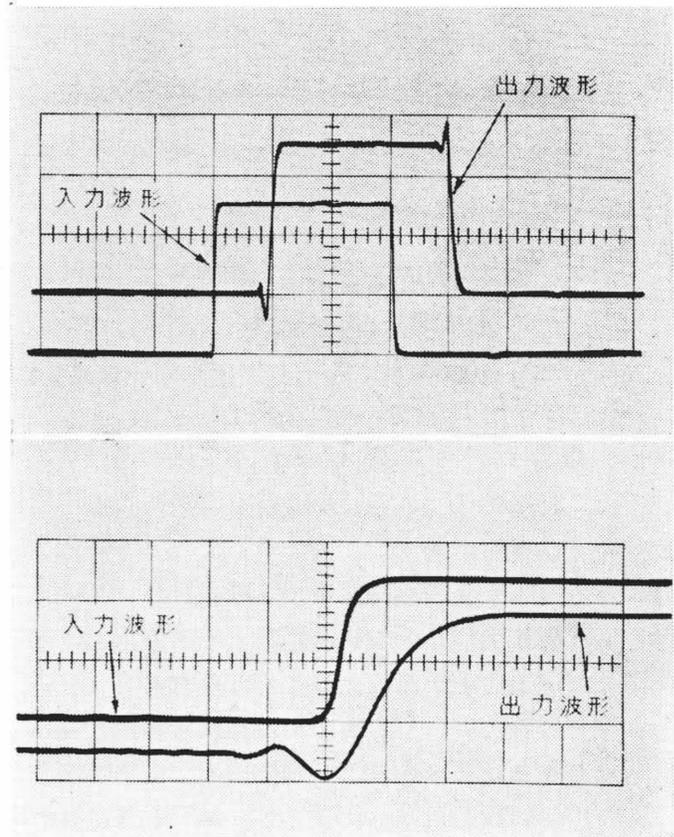
4. 諸特性の測定および端末モード

4.1 減衰量の測定

遅延時間の周波数特性は同調法⁽¹⁾を用いて簡単に求めることができるが、減衰量、矩形波過渡特性、VSWR などには二、三問題があるので簡単に説明する。まず減衰量の測定については従来正確な測定法が提案されていない。前章で述べた各ケーブルの減衰量特性は第26図に示すように、ケーブルの入力端と出力端の電圧を、出力端開放の状況で測定して求めたものであるが、電源の高調波、入力端電圧の変動および出力端の真空管電圧計の入力インピーダンスの影響などによって誤差を生ずる。特に出力端のインピーダンスの影響は次式で表わされ、高周波において誤差が大きくなるものと予想される。

$$\frac{V}{V_0} = \cosh rl + \frac{Z_0}{Z} \sinh rl \dots \dots \dots (29)$$

ここに V_0 : 入力端の電圧 V : 出力端の電圧



上: 3.0 μs 中パルスを入力波形と 1.0 μs 遅延後の出力波形, 時間軸 1.0 μs/cm
 下: 上図の立ち上がり部分の拡大, 入力波形の立ち上がり時間 0.05 μs, 出力波形の立ち上がり時間 0.12 μs, 時間軸 0.1 μs/cm

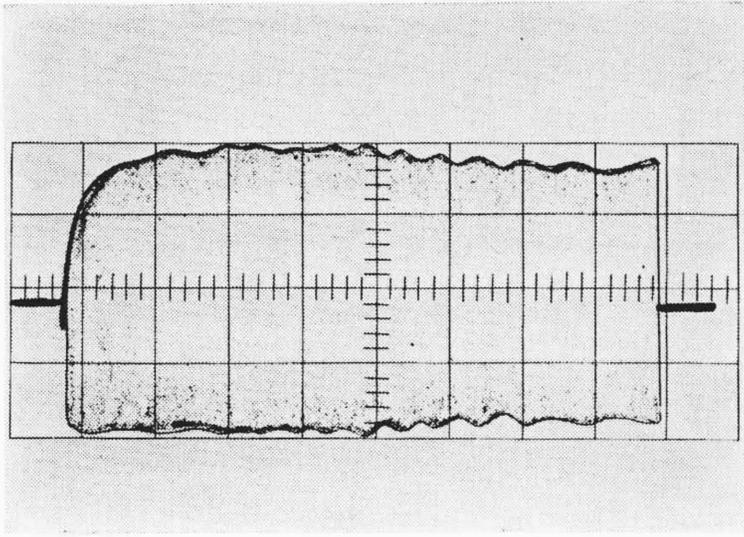
第20図 HH-2500 の 矩形波 過 渡 特 性

Z_0 : ケーブルの特性インピーダンス

Z : 真空管電圧計および出力端の浮遊容量によるインピーダンス

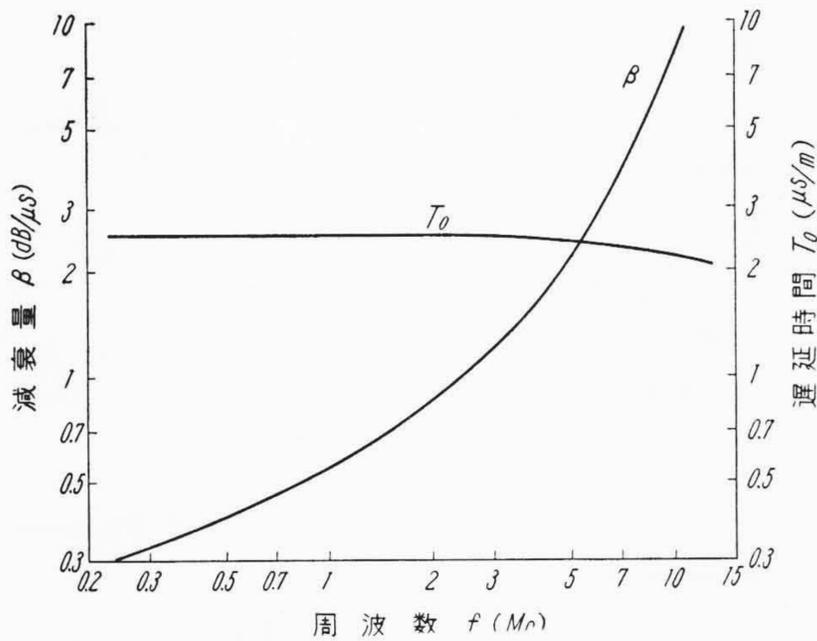
$\cosh rl$: 伝ぱん常数特に奇数同調点において $\sinh \beta l$ となる。

第27図に比較的減衰量の少ないHH-1500のケーブルに対して測定したこの真空管電圧計法による減衰量の測定値と、通常電圧電流計法による測定値との比較を示した。10 Mc 以上となると減衰量が増加するため、電圧電流計法では電流が流れなくなり測定することが不可能となるが、1~10 Mc 辺においては両者は比較的よく一致している。真空管電圧計法の利点としては、測定が簡単なことおよびケーブルに不均等がある場合でも比較的よく特性が取れること

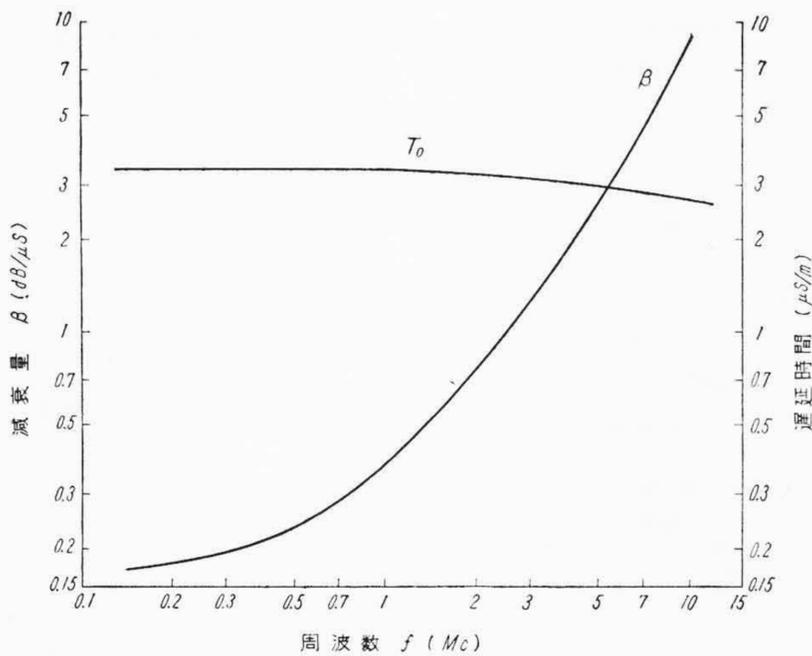


(500 kc~7 Mc掃引, VSWR 1.05)

第21図 HH-2500のVSWR特性



第22図 HH-1600減衰量および遅延時間の周波数特性



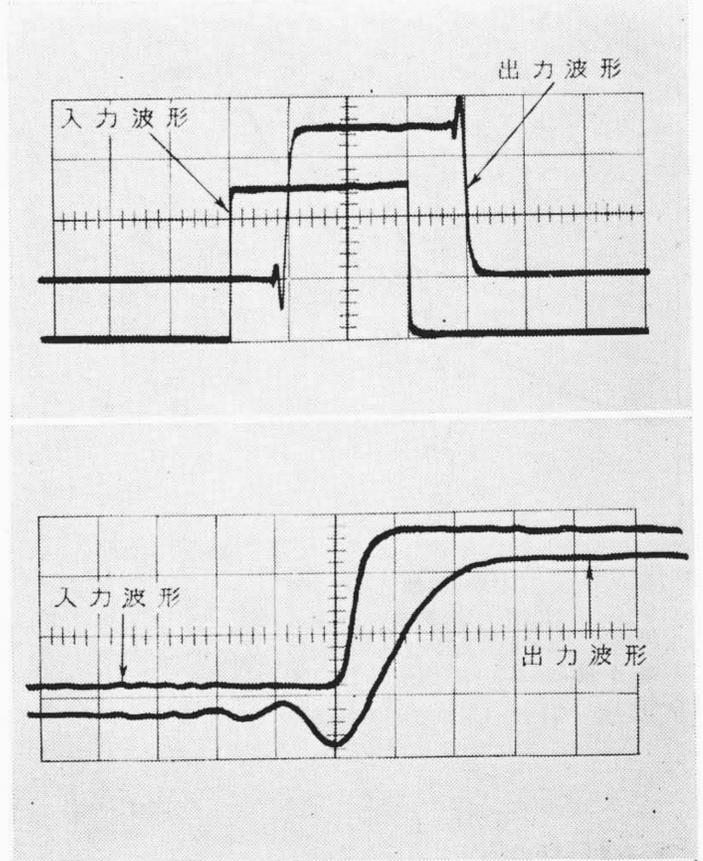
第23図 HH-4000減衰量および遅延時間の周波数特性

などがあげられる。

4.2 矩形波過渡特性の測定

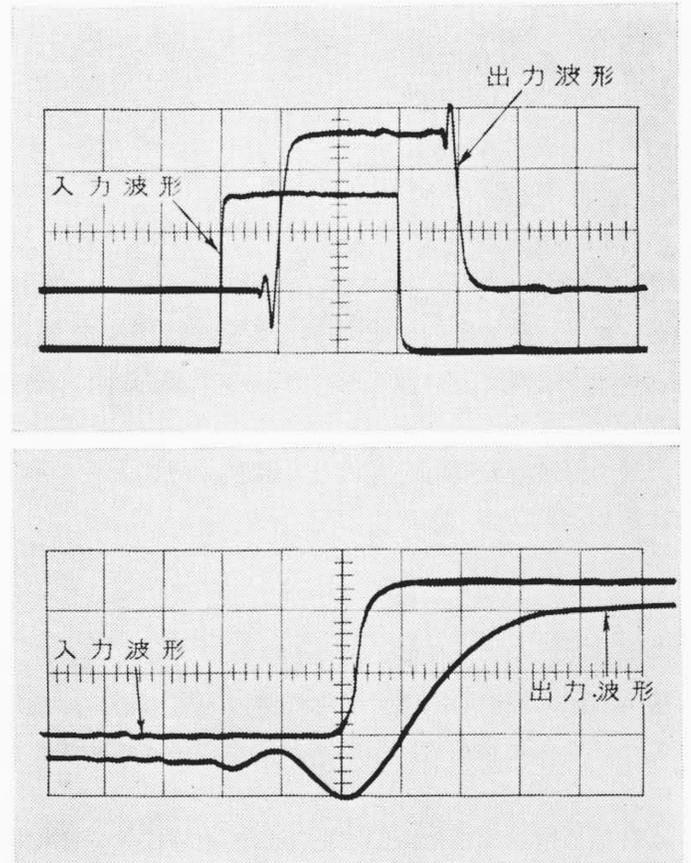
3章で各ケーブルの矩形波過渡特性を示したが、これらの波形は総括して第28図に示す波形になっている。この波形で特に問題となるのは、立上り時間および立上りの前に現われるリングング(Ringing)現象⁽¹²⁾で、遅延ケーブルの性能上これらは小さいことが要求される。出力波形の立上り時間は入力矩形波の立上り時間に影響される。すなわち遅延ケーブル自体による立上り時間 t_D は次式で表わされる。

$$t_D = \sqrt{t_{out}^2 - t_{in}^2} \dots \dots \dots (30)$$



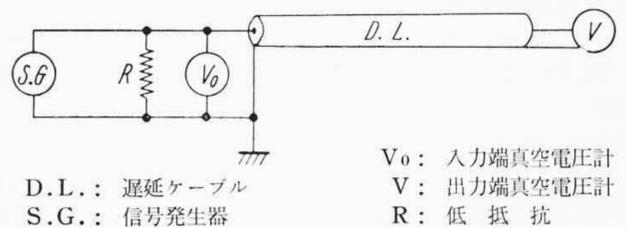
上: 3.0 μ s幅パルスの入力波形と1.0 μ s遅延後の出力波形, 時間軸1.0 μ s/cm
下: 上図の立上り部分の拡大, 入力波形の立上り時間0.05 μ s, 出力波形の立上り時間0.13 μ s, 時間軸0.1 μ s/cm

第24図 HH-1600の矩形波過渡特性



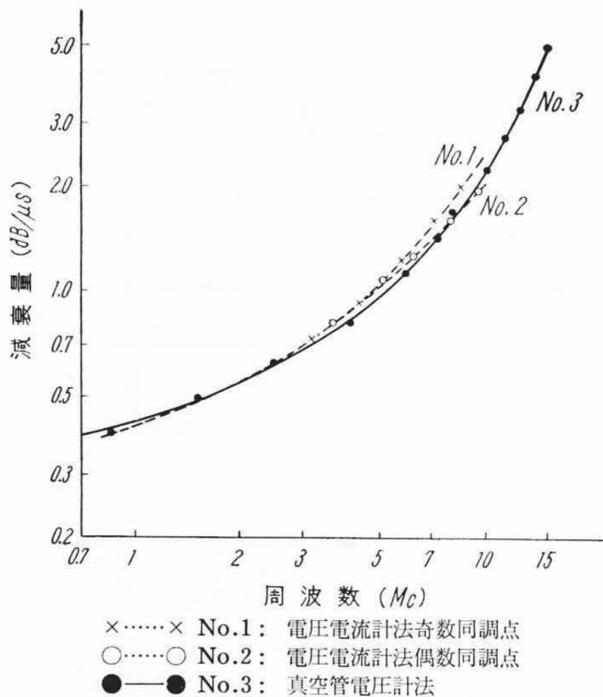
上: 3.0 μ s幅パルスの入力波形と1 μ s遅延後の出力波形, 時間軸1.0 μ s/cm
下: 上図の立上り部分の拡大, 入力波形の立上り時間0.05 μ s, 出力波形の立上り時間0.17 μ s, 時間軸0.1 μ s/cm

第25図 HH-4000の矩形波過渡特性

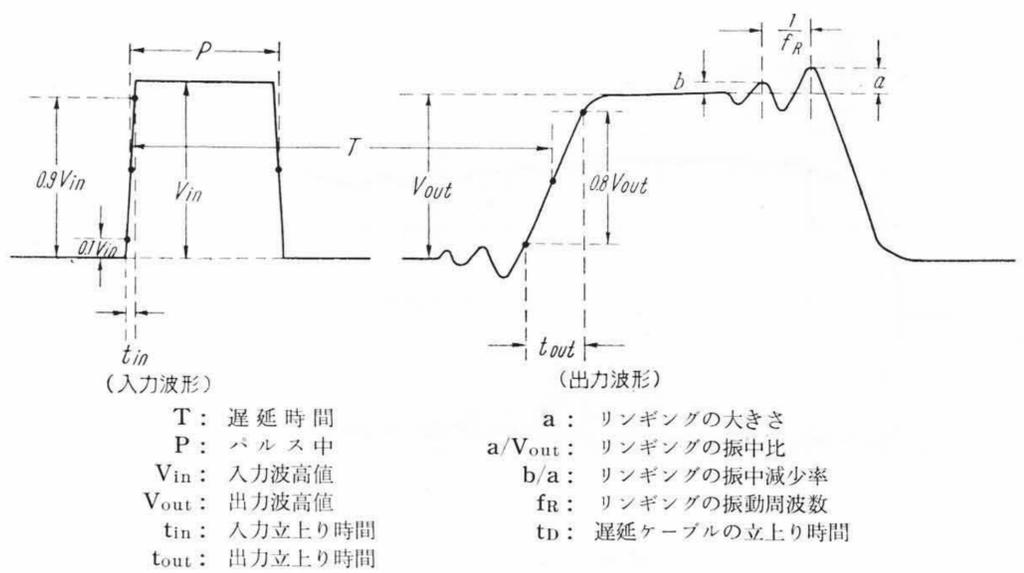


第26図 真空管電圧計による減衰量測定回路

立上り時間 t_D およびリングング特性はケーブルの遅延特性および減衰量特性によって決定されるもので、第29図に遅延特性が平坦な場合の出力波形⁽¹³⁾とHH-1600に対する実際の出力波形との比較を示した。遅延特性が特にリングングに影響していることが



第27図 HH-1500の減衰量測定比較



第28図 矩形波過渡特性解析図

わかる。

4.3 VSWR 特性の測定

第21図に示した VSWR の特性は高周波部において遅延ケーブルの損失が無視できないため、見掛けの VSWR は実際の値よりも相当小さくなっている。それゆえ次式によって補正を行う必要がある。

$$\rho = \frac{\rho' - \tanh \beta l}{1 - \rho' \tanh \beta l} \dots (31)$$

ここに ρ : 真の VSWR
 ρ' : 見掛けの VSWR
 βl : 減衰量

4.4 端末モード

遅延ケーブルは需要家の要求によって任意の遅延時間に較正され、端末モードにより防湿シールされる。第30図に端末モードした遅延ケーブルの一例を示した。標準の遅延時間較正精度は $\pm 5\%$ 、最小保証遅延時間偏差は $\pm 0.025 \mu s$ で端末モード後の特性変比は認められない。

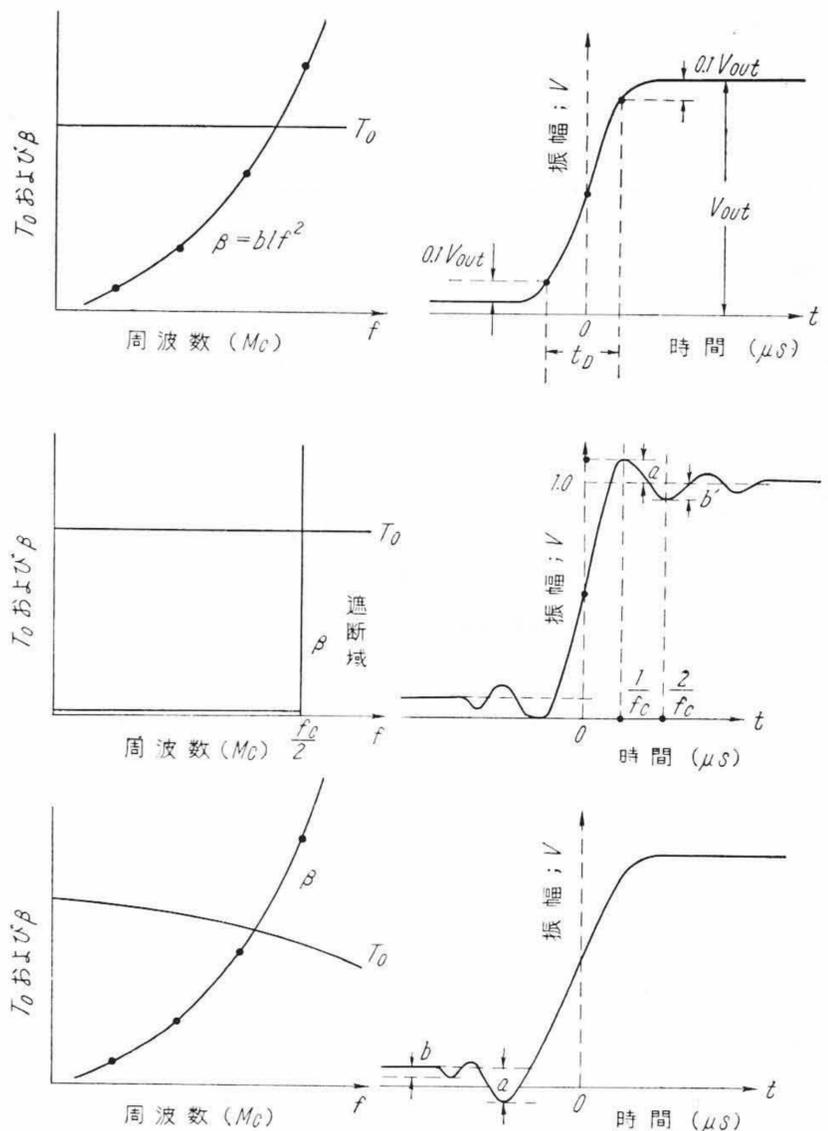
5. 結 言

以上、現在製作中の高性能の標準形遅延ケーブルの説明を行ったが、今後も引続き性能の改善、新形の製作を進めて、磁性材料を装荷したケーブルを発展させ、需要家各位のご要望に応ずる予定である。

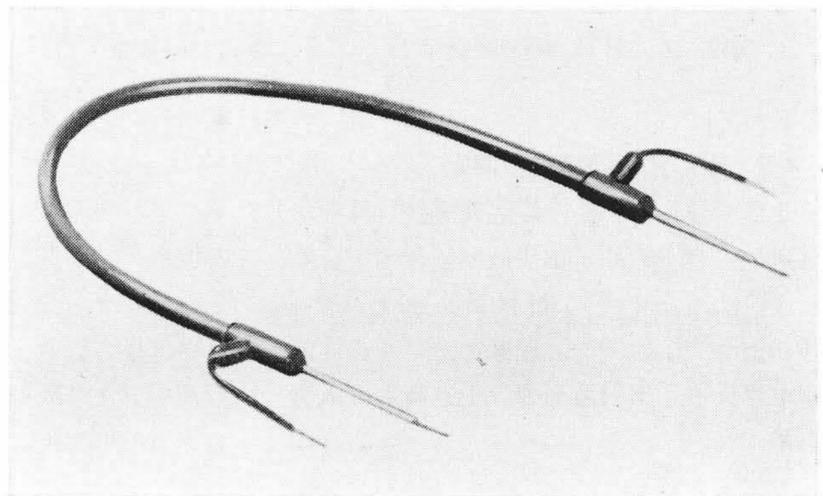
終りに終始ご指導をいただいている日立電線株式会社電線工場久本、大和両部長および試作にご協力いただいた工場各位ならびに日立製作所横浜工場の各位に厚くお礼申しあげる。

参 考 文 献

- (1) 岡本: 日立評論 41, 1511 (昭34-11)
- (2) H. E. Kallmann: I. R. E., 34, 646 (Sept. 1946)
- (3) J. P. Blewett, J. H. Rubel: I. R. E., 35, 1580 (Dec. 1947)
- (4) P. M. Prache: Cable et Transmission, 9, (2) 112 (Apr. 1955)
- (5) 岡本: 昭35年電気四学会連合大会講演予稿 1781
- (6) G. W. O. Howe: Wireless Eng., 23, 291 (Nov. 1946)
- (7) H. W. Lamson: Wireless Eng., 24, 267 (Nov. 1947)
- (8) P. M. Prache: Cable et Transmission, 11(2), 128 (Apr. 1957)
- (9) 高崎: 通信用磁性材料 通信工学講座(I) 80
- (10) 小林: 通信線路伝送理論 53
- (11) V. E. Legg, F. J. Given: B. S. T. J., 19, 385 (1940)
- (12) A. D. Fowler, J. D. Igleheart: I. R. E. Tr., 173 (Sept. 1959)
- (13) 染谷: 波形伝送



第29図 遅延時間および減衰量の周波数特性と矩形波過渡特性との関係



第30図 端末モード付遅延ケーブル