

# 論文

## 大地帰路を考慮した平衡伝送ケーブルの広帯域伝送特性

牧 昌弘<sup>†</sup>      濱田 清司<sup>††</sup>      ジョンソン ルアン オッチューラ<sup>††</sup>  
下塩 義文<sup>†††</sup>      徳田 正満<sup>††††</sup>      桑原 伸夫<sup>††</sup>

### Broadband Transmission Loss Characteristics of a UTP Cable Considering with Ground Return

Masahiro MAKI<sup>†</sup>, Seiji HAMADA<sup>††</sup>, Johnson Luan OCHURA<sup>††</sup>,  
Yoshifumi SHIMOSHIO<sup>†††</sup>, Masamitsu TOKUDA<sup>††††</sup>, and Nobuo KUWABARA<sup>††</sup>

あらまし IT 化の進展に伴い、経済的で多様性のある伝送媒体である平衡伝送ケーブルの 100 MHz を超える高速通信への利用が進められている。本論文では、1 Gbps 伝送の適用も進む UTP-CAT5 (Unshielded Twisted Pair - Category 5) 平衡伝送ケーブルのギガヘルツ帯に及ぶ広帯域伝送特性 (減衰及び位相特性) を明らかにすることを目的として、UTP ケーブルに対して大地帰路を含む 3 導体の分布定数回路としてモデル化して伝送特性解析を行った。また、実験によりモデルの妥当性を評価した。その結果、UTP-CAT5 の 3 導体モデルを用いた解析結果は、大地帰路を考慮しない 2 導体モデルとの誤差が 0.1 dB 以内となり、2 導体、3 導体のいずれのモデルでも計算可能なことが明らかになった。また、100 MHz 以下で使用されている線路定数理論式を用いた上記モデルでの解析結果は、1 GHz において測定値との誤差が、減衰量で 1 dB 以下、位相で 0.1 rad 以下であることが明らかになった。

キーワード 平衡伝送, UTP-CAT5, 広帯域伝送, ギガビット, 伝送特性, インタフェース

### 1. ま え が き

近年、多くの機器がネットワーク化によって相互に接続されるようになってきた。そのため、情報は多様化し、それと同時にネットワーク上を流れる情報量は増加の一途をたどり、伝送速度の高速化が求められるようになった。このような背景のもと、平衡伝送ケーブルであるツイストペア線を用いた、ギガビット伝送規格が提案されている。例えば、UTP-CAT5 を用いたイーサネット規格である 1000 Base-T [1] や、液

晶ディスプレイと PC 間のデジタル伝送規格である DVI (Digital Visual Interface) [2] 等がそうである。

このようなツイストペア線を用いた広帯域伝送規格は、光ファイバを用いた通信システムを構築する場合に比べ、ケーブル及びインタフェースのコストが安く、また、従来の配線をそのまま適用できる場合もある点などで注目されている。しかしながら、ツイストペア線は光ファイバに比べて 1 GHz 程度までの帯域を必要とする高速データ伝送においては、減衰量が大きく、安定した通信を実現するためには、送信側ドライバ及び受信側レシーバの開発において、伝送路の伝送特性を正確に把握し、これを補償することが必要になってくる。

しかし、100 MHz 程度以下の周波数帯におけるツイストペア線の伝送特性解析手法は提案されているが [3]~[6]、ギガヘルツ帯に及ぶ解析手法を示したものは少ない。また、伝送特性の測定事例についてもほとんどない。高い周波数になると、ツイストペア線の平衡度は減少するため、大地を含めた解析が必要であると考えられるが、100 MHz 以上で大地を含めた解析例もない。

<sup>†</sup> 松下電器産業株式会社九州マルチメディアシステム研究所, 飯塚市  
Kyushu Multimedia Systems Research Laboratory,  
Matsushita Electric Industrial Co., Ltd., Iizuka-shi, 820-0067 Japan

<sup>††</sup> 九州工業大学工学部電気工学科, 北九州市  
Department of Electric Engineering, Kyushu Institute of Technology, Kitakyushu-shi, 804-8550 Japan

<sup>†††</sup> 熊本電波高専情報通信工学科, 熊本県  
Department of Information and Communication Engineering, Kumamoto National College of Technology, Kumamoto-ken, 861-1102 Japan

<sup>††††</sup> 武蔵工業大学工学部電子通信工学科, 東京都  
Department of Electronic and Communication Engineering, Musashi Institute of Technology, Tokyo, 158-8557 Japan

本論文では、このような状況をふまえ、ツイストペア線を用いた通信システムのギガヘルツ帯までの伝送特性を明らかにすることを目的として、解析と評価を行う。伝送路の解析においては、ツイストペア線の不平衡成分による影響も考慮できるように、大地を含めた3導体による解析モデルにより伝送特性を求めている。更に、計算をより簡単に行うため2導体モデルにより伝送特性を求めている。次に、伝送特性の測定を行い、これらの解析結果と比較している。特に、測定にあたっては伝送路をケーブル部分とそのインタフェース部分に分離して考えることにより、高精度化を図っている。最後に、インタフェース部における不平衡の影響を、3導体の解析モデルを用いて求めている。

## 2. ツイストペア線の伝送モデル

UTP-CAT5 ケーブルは、通常4対の平衡ケーブルより構成されている。しかし、平衡ケーブルの伝送特性を検討する場合、漏話特性の解析を除いては、簡略化のため1対のみのモデルを用いられることが多い[8]。本論文でも、モデルを単純化する目的から、1対のみを検討対象とした。

### 2.1 3導体伝送路モデル

3導体伝送路モデルは、1対の導線と大地の、合わせて三つの導体を考慮して解析を行うためのモデルである。図1に解析モデルを示す。図において  $E$ ,  $Z_{out}$  は通信装置送信部,  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  は不平衡-平衡の変換部を含む送信部のインタフェース回路を,  $Z_4$ ,  $Z_5$ ,  $Z_6$  は平衡-不平衡の変換を含む受信部のインタフェース回路を,  $Z_{in}$  は通信装置受信部である。ここで、3導体伝送路を微小区間のセグメントに分割すると、それぞれのセグメントは100 MHz 以下において、図2に示す集中定数で表すことができる[3]。この微小区間における電圧と電流の入出力関係を示す行列を  $F_n$  とすると、ケーブル全体の入出力関係は  $F_1$  から  $F_N$  の  $N$  段の縦続行列として表すことができる。

本論文では、この100 MHz 以下のモデルを用いて、伝送モデルのセグメント分割数を波長に応じて小さくすることにより、1 GHz 程度まで拡大できないかを検討した。

ツイストペア線の場合、ケーブルが図3に示すようによられているため、二つの導線の大地からの高さは変化している。これは、ケーブルの線間容量や自己及び相互インダクタンスの違いとなって表れる。本論文のように、高周波帯の解析を行う場合、波長より十分

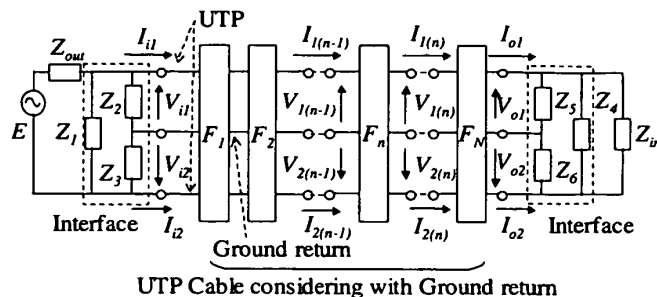
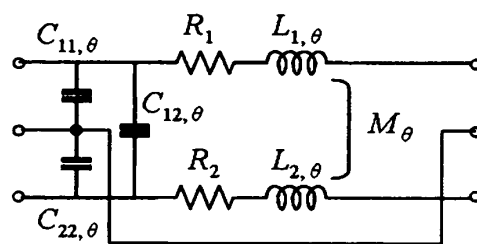


図1 3導体伝送路モデル

Fig. 1 Three-conductor chain matrix model.



- $R_1$ : 導線1の抵抗成分 [ $\Omega/\text{m}$ ]
- $R_2$ : 導線2の抵抗成分 [ $\Omega/\text{m}$ ]
- $L_{1,\theta}$ : 導線1の自己インダクタンス [ $\text{H}/\text{m}$ ]
- $L_{2,\theta}$ : 導線2の自己インダクタンス [ $\text{H}/\text{m}$ ]
- $M_\theta$ : 導線1と導線2の線間相互インダクタンス [ $\text{H}/\text{m}$ ]
- $C_{11,\theta}$ : 導線1と大地間の容量 [ $\text{F}/\text{m}$ ]
- $C_{22,\theta}$ : 導線2と大地間の容量 [ $\text{F}/\text{m}$ ]
- $C_{12,\theta}$ : 導線1と導線2の線間容量 [ $\text{F}/\text{m}$ ]

図2 3導体伝送路モデルの微小区間を表す集中定数等価回路

Fig. 2 Lumped equivalent circuit for one short section of the three-conductor chain matrix model.

に短いセグメントに区切って計算する必要があり、このようなよりピッチの影響が顕著になると考えられる。そこで、このよりによる影響を考慮して、図2の等価回路を示す行列を、各セグメントで異なる線路定数をもつ縦続行列  $F_\theta$  として表すことにする。

ここで、上記のパラメータを図3に示すようなツイストペア線において計算すれば、次の式(1)~(7)のように表すことができる[7]~[9]。

$$R = \frac{1}{4\pi r^2 \sigma} \left( 1 + \sqrt[6]{3^6 + (4\mu f \pi \rho^2 \sigma)^3} \right) \quad (1)$$

$$L_{1,\theta} = \frac{1}{2\pi} \left( \mu_0 \ln \frac{2h_{1,\theta}}{r_1} + \frac{\mu}{4} \right) \quad (2)$$

$$L_{2,\theta} = \frac{1}{2\pi} \left( \mu_0 \ln \frac{2h_{2,\theta}}{r_2} + \frac{\mu}{4} \right) \quad (3)$$

$$M_\theta = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{\sqrt{d_\theta^2 + (h_{1,\theta} + h_{2,\theta})^2}}{\sqrt{d_\theta^2 + (h_{1,\theta} - h_{2,\theta})^2}} \quad (4)$$

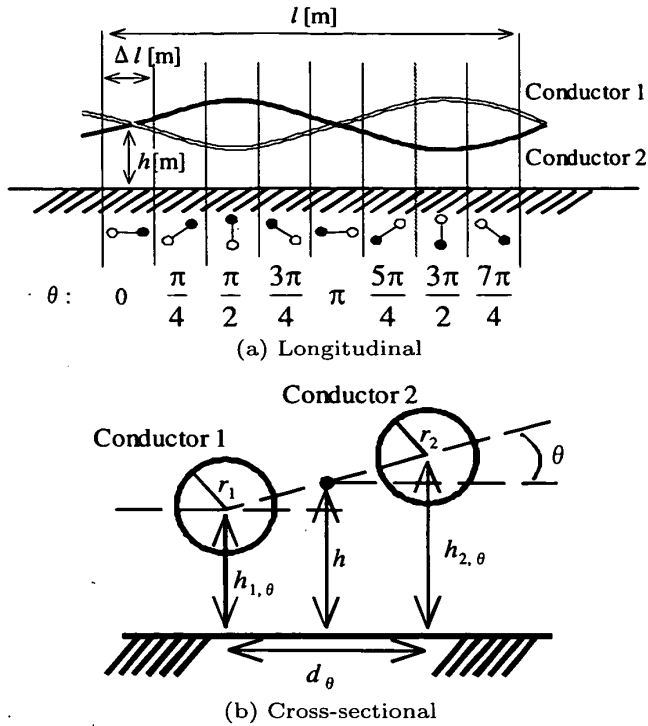


図3 ツイストペア線の断面図

Fig. 3 Longitudinal and cross-sectional configurations of the twisted pair wires.

$$C_{11,\theta} = (p_{22,\theta} - p_{12,\theta}) / \Delta\theta \quad (5)$$

$$C_{22,\theta} = (p_{11,\theta} - p_{12,\theta}) / \Delta\theta \quad (6)$$

$$C_{12,\theta} = p_{12,\theta} / \Delta\theta \quad (7)$$

ただし,

$$\Delta\theta = p_{11,\theta} \cdot p_{22,\theta} - p_{12,\theta}^2$$

$$p_{11,\theta} = \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln \frac{2h_{1,\theta}}{r_1}, \quad p_{22,\theta} = \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln \frac{2h_{2,\theta}}{r_2}$$

$$p_{12,\theta} = \frac{1}{4\pi\epsilon} \ln \frac{(h_{1,\theta} + h_{2,\theta})^2 + d_\theta^2}{(h_{2,\theta} - h_{1,\theta})^2 + d_\theta^2}$$

ここで,  $r$ : 導体の半径 [m],  $d$ : 線間距離 [m],  $h$ : 大地からの高さ [m],  $f$ : 周波数 [Hz],  $\sigma$ : 導電率 [S/m],  $\mu$ : 透磁率 [H/m],  $\epsilon$ : 誘電率 [F/m] である.

以上で求めた回路定数から, 式 (8) で示すように, 微小区間の行列  $F_\theta$  の各要素が定まる.  $F_\theta$  は, ケーブルのよりの 1 ピッチごとに同じ行列で表されるので, ケーブル全体のより数を  $N_p$  とすると, ケーブル全体の行列  $F$  が求められる. このようにして, 図 1 における電圧, 電流の関係を表すことができる. ケーブル全体の伝送特性は, 入力電圧  $V_{i1} - V_{i2}$  と出力電圧  $V_{o1} - V_{o2}$  の比 (電圧透過係数 [8]) で表すことができることから, 式 (8) と式 (9) によって求めることができ

る. なお, 電圧透過係数は複素数であり, 以降の図表においては, 電圧透過係数の絶対値成分を Gain [dB] で, 角度成分を Phase [rad] で表すこととする.

$$\begin{bmatrix} V_1(n-1) \\ V_2(n-1) \\ I_1(n-1) \\ I_2(n-1) \end{bmatrix} = F_n \begin{bmatrix} V_1(n) \\ V_2(n) \\ I_1(n) \\ I_2(n) \end{bmatrix}$$

ケーブル全体では,

$$\begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ I_{i1} \\ I_{i2} \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \\ I_{o1} \\ I_{o2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

ただし,

$$F = \left( \prod_{\theta=0}^{2\pi} F_\theta \right)^{N_p}$$

$$F_\theta = \begin{pmatrix} 1 & 0 & Z_1 & j\omega M_\theta \\ 0 & 1 & j\omega M_\theta & Z_2 \\ Y_1 & -j\omega C_{12,\theta} & 1 & 0 \\ -j\omega C_{12,\theta} & Y_2 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_{1,\theta}, \quad Z_2 = R_2 + j\omega L_{2,\theta}$$

$$Y_1 = j\omega (C_{11,\theta} + C_{12,\theta}), \quad Y_2 = j\omega (C_{12,\theta} + C_{22,\theta})$$

$$\text{電圧透過係数} = 20 \log \frac{V_{o1} - V_{o2}}{V_{i1} - V_{i2}} \quad (9)$$

## 2.2 2 導体伝送路モデル

式 (8) で示したように, 3 導体伝送路モデルは 4 行 4 列の縦続行列で表すことができる. しかし, ケーブル全体の伝送特性を計算するためには, 微小距離に分割された縦続行列の積を計算する必要がある. 行列の要素数が少ないほうが計算は容易である. 特に, 1 GHz 近くになると波長が短くなるため, 計算のための分割数が多くなり, 計算時間の短縮は重要な問題となる. 一方, UTP-CAT5 に代表される高速データ伝送用のツイストペア線は平衡度が良いので, 大地帰路を考慮しない 2 導体線路でも十分な精度で伝送特性を求めることができると考えられる. そこで, 行列の要素数を少なくすることを目的として, 3 導体伝送路モデルを用いた計算結果と比較を行うため, 大地の影響を考慮しない 2 導体伝送路モデルにより伝送特性を求める.

図 4 は 2 導体伝送路モデルにおける電圧及び電流の関係を示した図である. 図 1 の 3 導体伝送路モデルの

場合と比較すると、大地の影響を考慮しないため、回路が簡素化されていることがわかる。そのため、このときの縦続行列  $F$  では大地間の容量成分等を定義する必要はなく、導線の抵抗  $R$  と線間の容量  $C$ 、そして導線の自己インダクタンス  $L$  だけで表され、図 5 のようになる。このとき  $R$  は 3 導体伝送路モデルの場合と同じく、式 (1) で表される。また、線間容量  $C$  とインダクタンス  $L$  はそれぞれ、式 (10), (11) で表すことができる [7]~[9]。

ここで、図 2 と図 5 から、3 導体伝送路モデルの場合の式 (2)~(7) と 2 導体伝送路モデルの回路定数は式 (12), (13) の関係にある。これは、3 導体伝送路モデルにおいて  $h \gg d, r$  とした場合に相当し、大地に対する導線の高さが、線間距離及び線径より十分に大きければ 2 導体伝送路モデルと 3 導体伝送路モデルが等価であることを示している。なお、このとき  $h \gg d$  の関係から、 $h_1 = h_2 = h$  となり、ケーブルのよりによる大地からの高さの違いも無視できる。そのため、2 導体伝送路モデルでは、ケーブルのよりによる影響も考える必要がないことがわかる。

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \left( \ln \frac{d}{r} + \frac{\mu}{4} \right) \quad (10)$$

$$C = \frac{\pi\epsilon}{\ln(d/r)} \quad (11)$$

$$L = (L_1 + L_2 - 2M)/2 \quad (12)$$

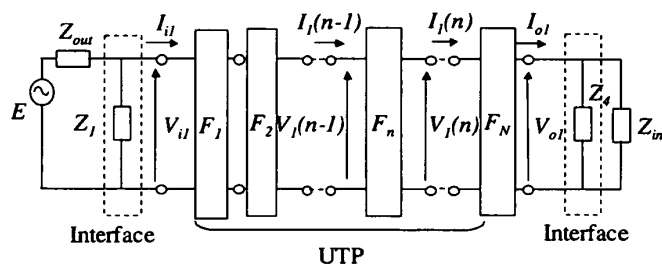


図 4 2 導体伝送路モデル

Fig. 4 Two-conductor chain matrix model.

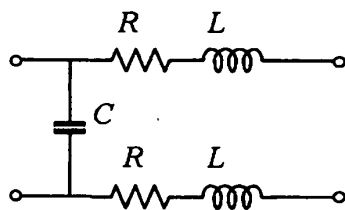


図 5 2 導体伝送路モデルの微小区間における集中定数等価回路

Fig. 5 Lumped equivalent circuit for one short section of the two-conductor chain matrix model.

$$C = C_{12} + \frac{C_{11}C_{22}}{C_{11} + C_{22}} \quad (13)$$

### 3. 伝送特性

#### 3.1 伝送特性の測定結果

2. でツイストペア線の伝送特性を計算するためのモデルを求めた。本節では、このモデルを用いてケーブルの伝送特性を計算し、それぞれの伝送路モデルにおける計算結果を比較する。解析対象としたケーブルは、表 1 に示す UTP-CAT5 ケーブルである。図 1 に示す伝送モデルの分割セグメント数 ( $N$ ) は、一つの微小区間 ( $\Delta l$ ) がケーブルのよりピッチの  $1/10$  以下となるように、1 m 当り 1,000 ( $\Delta l = 1$  mm) とした。この値は 1 GHz の波長 (0.3 m) の  $1/300$  にあたり、波長より十分小さい値である。

図 6 に解析結果を示す。ここで、2 導体伝送路モデルは実線で、3 導体伝送路モデルは◆印で示している。これは、ほぼ同じ値となる 2 導体と 3 導体の結果の比較を行いやすくするためである。この結果からわかるように、伝送路の高さを 2 cm とした場合、それぞれの解析手法による結果に違いは見られず、0.01~1.5 GHz の帯域において両者の差は、減衰量で 0.1 dB 以下、位相特性も 0.01 rad 以下であった。

このときのそれぞれの伝送路モデルにおける計算量の違いを表 2 に示す。このように、乗算の回数だけでも 2 導体伝送路モデルのほうが  $1/8$  の計算量で済み、その結果、計算時間の短縮が可能である。

以上の結果より、十分に平衡が保たれていると仮定できる場合には 2 導体伝送路モデルを用いても大きな誤差は生じないことがわかる。なお、2 導体伝送路モデルは、ツイストペア線が十分に平衡が保たれていることを前提としており、平衡度が悪いケーブルに対しては 3 導体伝送路モデルで計算する必要がある。なお、不平衡による影響は、4. で考察する。

#### 3.2 伝送路伝送特性の測定

ここで、2. で求めたツイストペア線の伝送路モデル

表 1 評価ケーブルのパラメータ (UTP-CAT5)  
Table 1 Parameter of a cable under the test (UTP-CAT5).

ケーブル長	11 m
導体半径	0.3 mm
線間距離	1.05 mm
大地からの高さ	2 cm
よりピッチ	2 cm
伝送モデル 1 m 当りのセグメント数 ( $N$ )	1,000

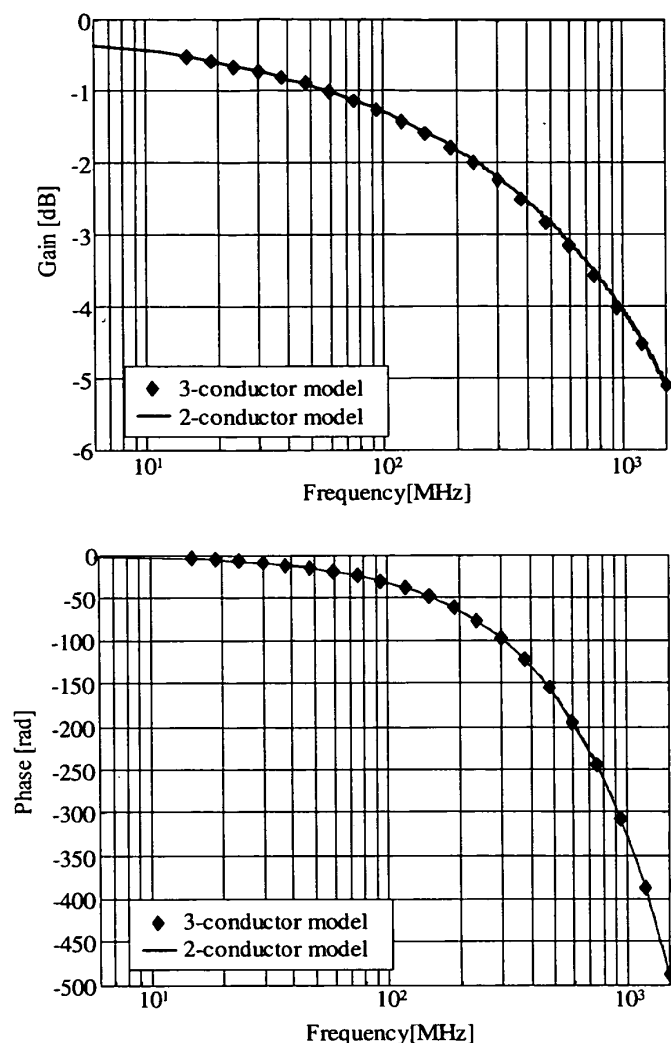


図6 二つのモデルによる伝送特性の計算結果  
Fig. 6 Transmission characteristics calculated by two models.

表2 二つのモデルの計算量の比較  
Table 2 Comparison of the number of calculating operations between two models.

	2 導体モデル	3 導体モデル
1 要素当りの乗算回数	2	4
1 要素当りの加算回数	1	3
要素数	4	16
$N$ 段の縦続行列の乗算回数	$8N$	$64N$
$N$ 段の縦続行列の加算回数	$4N$	$48N$

を用いて伝送特性を求め、測定値と比較してモデルの妥当性を評価する。

図7に伝送路伝送特性の測定環境を示す。この測定は、ツイストペア線の伝送特性の測定のため、バラン(6 dB 帯域幅: 20 kHz ~ 3 GHz, 不平衡端子: 50  $\Omega$  SMA 端子  $\times$  1, 平衡端子: 50  $\Omega$  SMA 端子  $\times$  2, ただし SMA 端子の中心導体間間は 100  $\Omega$ )を使用する。ケーブルに

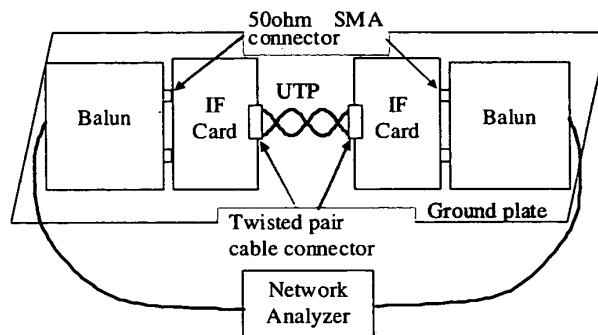


図7 伝送特性の測定系  
Fig. 7 Measurement system for the transmission characteristics.

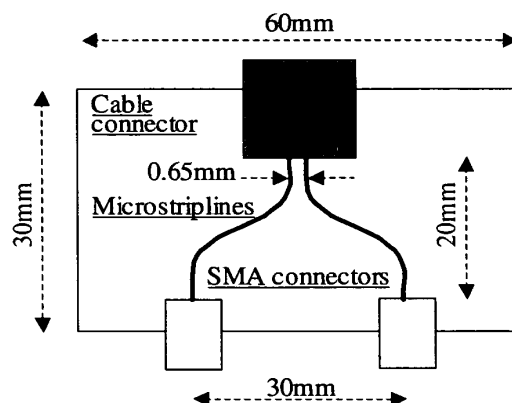


図8 インタフェースカード  
Fig. 8 The interface card.

は両端に RJ-45 コネクタが接続された UTP-CAT5 ケーブルの 1 対を使用し、バランとケーブルを接続するためにインタフェースカードを使用している。また、ケーブルは表 1 の解析条件と同じにするため、銅板を用いたグラウンドプレート (20 cm  $\times$  20 cm) から 2 cm 離して配置している。

測定では、まずバランの平衡端子側の SMA コネクタを接続してバランの伝送特性を求め、次にインタフェースカードを含むケーブルを接続して伝送特性を測定し、この値を前に求めたバランの伝送特性で補正をしてケーブルの伝送特性を求めた。

図8に測定に使用したインタフェースカードの構成を示す。インタフェースカードは、バランと UTP ケーブルを接続するためのものであり、ガラスエポキシ基板上にマイクロストリップラインを構成し、その両端にバラン接続用の SMA 端子と、UTP ケーブル接続用の RJ-45 コネクタがはんだ付けされている。このようなインタフェースカードを用いる場合、マイクロストリップラインとコネクタのはんだ付け部やケーブ

## 論文／大地帰路を考慮した平衡伝送ケーブルの広帯域伝送特性

ルとコネクタの接続部、またコネクタ内部の配線などにより容量成分や誘導成分が発生し、広帯域にわたってインピーダンス整合をとることが難しくなる。そのため高周波帯では、伝送損失の測定の際に、インピーダンス不整合による反射の影響を考慮する必要がある。

このインタフェースカードの影響を求めるため、極めて短いケーブルによりインタフェースカードを接続し、図 7 の測定系によって伝送特性を測定した。その結果を図 9 の  $\diamond$  印で示す。この結果から明らかなように、100 MHz 以下では減衰はほとんど無視できるが、それ以上の帯域では減衰が大きくなっている。

図 8 のインタフェースカードのマイクロストリップラインや RJ-45 コネクタについても、ケーブルの等価モデルと同様に、集中定数素子 (R, L, G, C) による等価モデルで表すことができる。なお、図 8 に示したように、使用したインタフェースカードの寸法が小

さいため、無損失線路と仮定し、図 10 のように、L と C による L 型の等価回路モデルを用いた。これは、RJ-45 コネクタ部分とマイクロストリップライン部分をそれぞれ LC 回路として表したもので、インダクタンスは配線の自己インダクタンス、コンデンサは線間及び線とグランド間の容量を表している。線路はほぼ平衡であると仮定できるので、相対するインダクタンス値は同じとした。回路パラメータは測定結果と解析結果が良く一致するように定めた。この等価回路モデルにおける特性を図 9 に実線で示す。図に示すように、この回路パラメータでインタフェース回路の周波数特性は近似できることがわかる。

この等価回路を、図 4 のインタフェースカードの

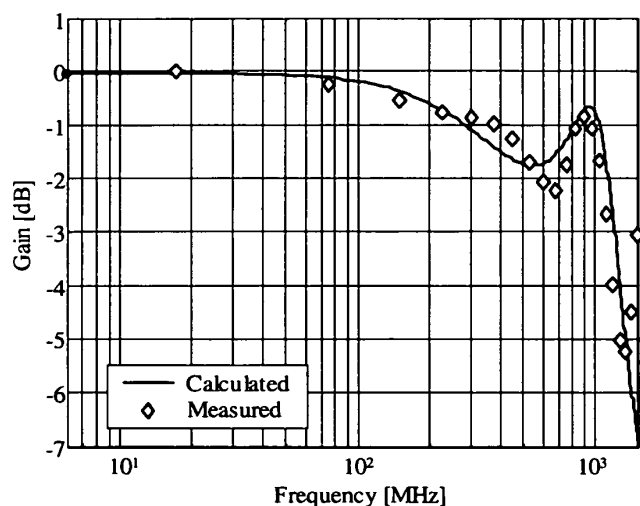


図 9 インタフェースカードの伝送特性  
Fig. 9 Transmission characteristics of the interface card.

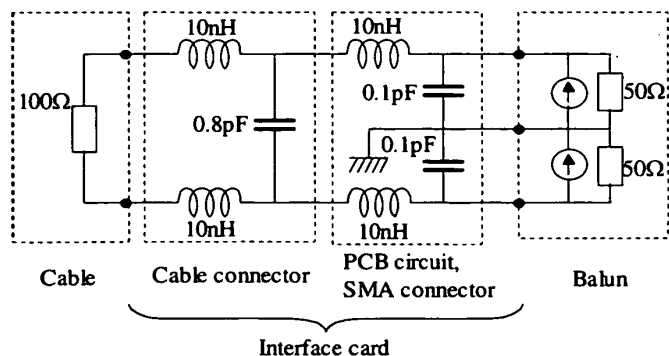
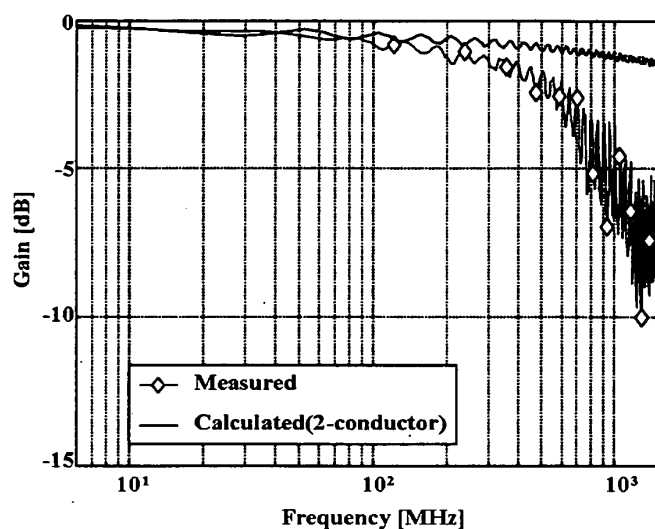
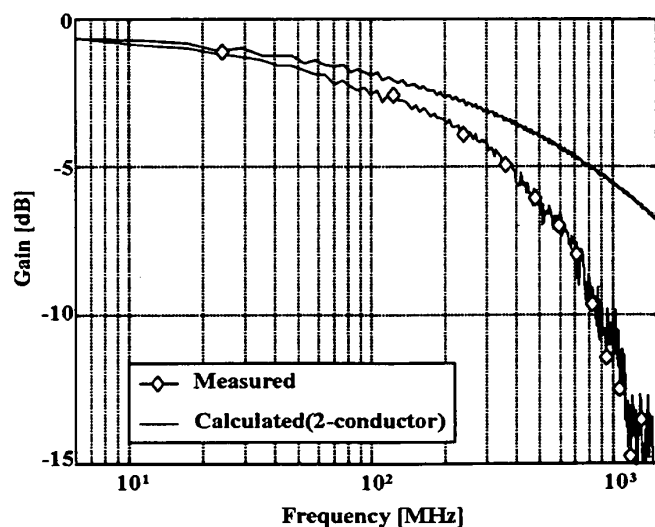


図 10 インタフェースカードの LC 等価回路  
Fig. 10 LC equivalent circuit of the interface card.



(a) Cable length: 4 m



(b) Cable length: 11 m

図 11 伝送特性の測定結果  
Fig. 11 Measured results of Transmission characteristics.

部分として、前述のケーブル解析手法に反映させ、伝送路全体の伝送特性を求めた。本解析では図 6 の結果より、大地から 2 cm の高さに配置した UTP-CAT5 ケーブルの伝送特性は、いずれの伝送路モデルで計算しても結果は同じであるので、図 4 に示す 2 導体伝送路モデルを解析に使用した。

まず、インタフェースカードの影響を考慮しないときのシミュレーション結果と、バランの伝送特性で補正したインタフェースカードの影響を含む測定結果を図 11 に示す。(a) に示すケーブル長が 4 m の場合の 1 GHz における減衰量は、計算値 1.5 dB、測定値 7.5 dB である。一方、(b) に示すケーブル長が 11 m の場合、計算値 6 dB となり、測定値 12 dB となった。この結果から、どちらのケーブルの場合でも、測定値と計算値の間に、6 dB の差があることがわかる。この

結果を見ると、周波数が高くなると解析結果との差が大きくなっていることがわかる。

一方、インタフェースカードの影響を考慮したときの結果を図 12 に示す。(a) はケーブル長が 4 m の場合を、(b) はケーブル長が 11 m の場合を示している。

まず、インタフェースカードを考慮したシミュレーションモデルの妥当性を確認する。図 11 から、インタフェースカードを考慮しない場合は、ケーブル長が 4 m から 11 m になると、1 GHz において 4 dB の減衰量増加が見られる。図 12 のインタフェースカードを考慮した結果を見ると、ケーブル長が 4 m から 11 m になると、1 GHz において 8 dB から 12 dB に増加しており、やはり 4 dB の減衰量増加が見られる。この結果から、インタフェースカードを考慮した場合も、ケーブルそのものの特性の違いは正しく反映されてい

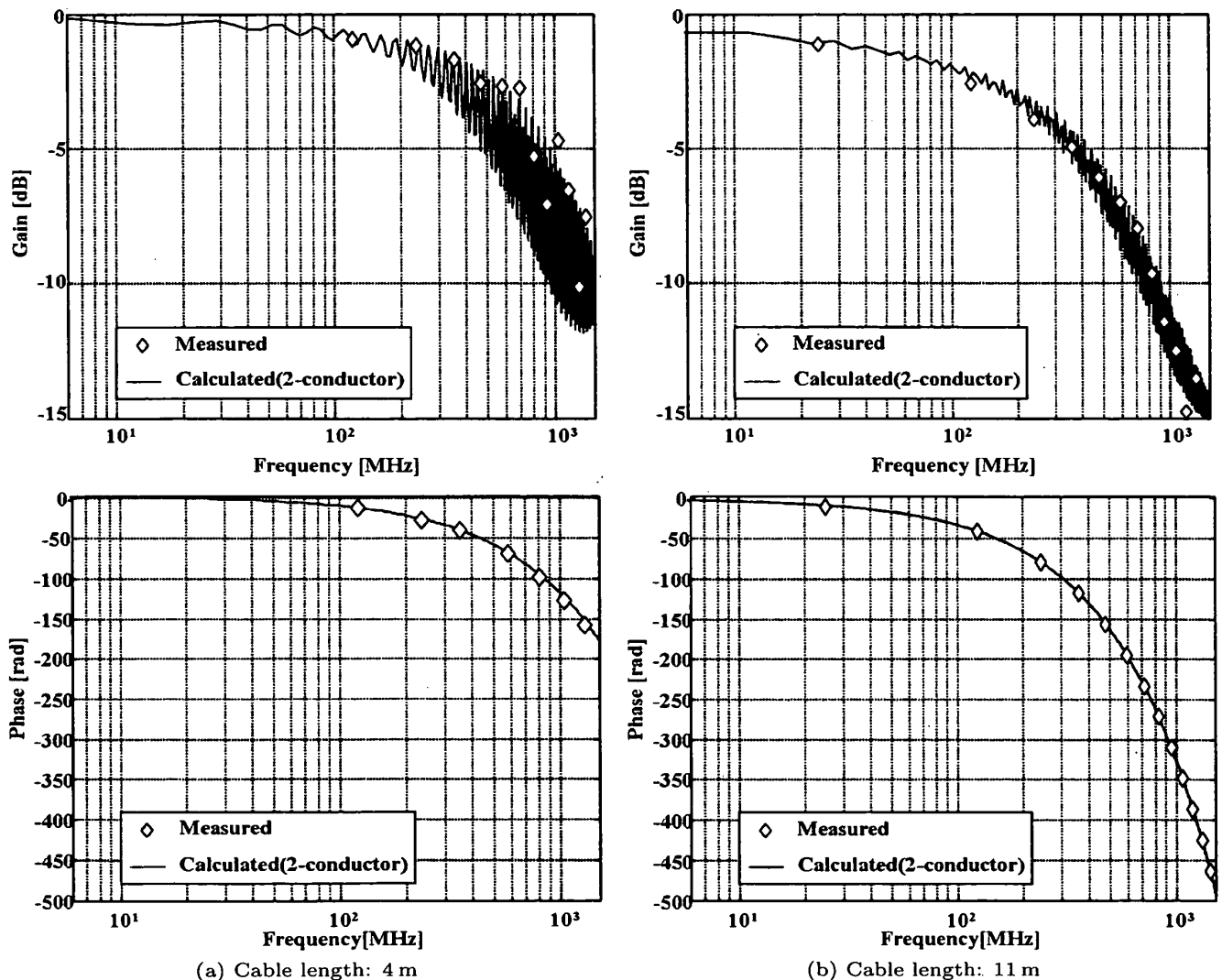


図 12 測定結果と計算結果の比較

Fig. 12 Comparison between measured and calculated results.

ることがわかる。

なお、100 MHz を超える高周波帯域においては、インタフェースカードのインピーダンス不整合の影響が顕著となり、振幅の変動が大きくなっているため、前述の減衰量については、その変動の中心値とした。また位相特性も、振幅変動の1周期にあたる10 MHzごとに、整合状態の位相変化に対して0.3~0.8 rad 程度の変動が発生しているが、この変動は位相の周波数に対する回転率に比べると十分に小さいため、図12からは確認できない。

このようなインタフェースカードを考慮に入れた場合、測定値と計算値の比較をすると、全周波数帯域において減衰の傾向が測定結果と一致しており、1 GHz における測定値との誤差が、減衰量で1 dB 以下、位相で0.1 rad 以下となった。

この結果より、UTP-CAT5 程度の平衡度のケーブルであれば、図4の伝送路モデルを用いて伝送特性を求めることができることを示している。

一方、解析で使用しているツイストペア線の1次定数は100 MHz 以下で用いられているものである。このことより、1 GHz までは、100 MHz 以下で使用されている線路の1次定数が使用できることがわかる。

また、図8に示す寸法のインタフェースカードの場合、100 MHz 程度以下の周波数帯であれば、カードの影響を考慮しなくても誤差が少ないのに対し、1 GHz 付近の周波数帯の場合、インタフェースカードの影響が大きいことがわかる。

通常、ツイストペア線を用いた通信システムでは、ドライバ回路及びレシーバ回路とツイストペア線間に図8に示すようなインタフェース回路を使用しており、100 MHz を超える周波数帯域では、ケーブルだけでなく、インタフェース部分の伝送特性を考慮した設計を行う必要があることがわかる。

#### 4. 不平衡成分が及ぼす影響

これまでの解析では、2 導体伝送路モデルを用い、伝送路が十分に平衡に保たれている場合を検討し、実測と計算結果がよく一致することを示した。

筆者らは、過去の検討において伝送路に含まれる局所的な不平衡成分が及ぼす影響を、縦方向変換伝達損(LCTL: Longitudinal Conversion Transfer Loss) [3]と放射電界特性 [10] の観点から評価した。本論文では、3 導体伝送路モデルを用いた計算により、通信ケーブルが平衡であるとき、IF カードの不平衡成分が透過伝

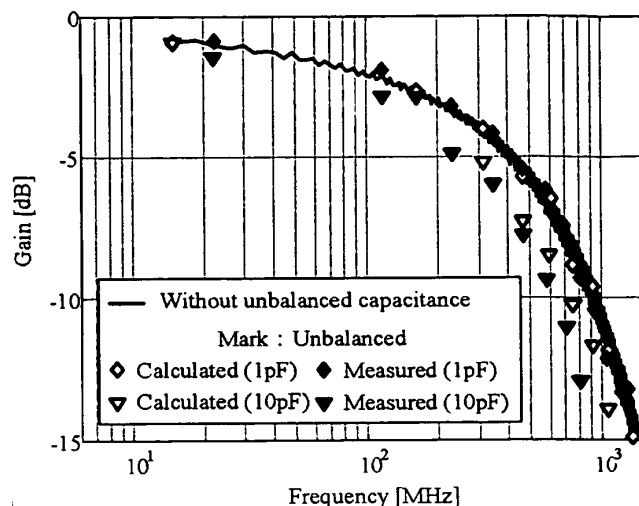


図13 インタフェースカードにおける容量不平衡に対する伝送特性

Fig. 13 Transmission characteristics for unbalanced capacitance in the interface card.

搬特性に及ぼす影響を検討する。

##### 4.1 インタフェースの並列容量不平衡

まず、インタフェースにおいて、一方のマイクロストリップラインとグランド間に1 pF, 10 pF の容量を挿入した場合の減衰特性を図13に示す。このような容量成分は、特にコネクタ部におけるはんだ接合面やケーブル接続点において、浮遊容量として生じることが考えられる。

実線が容量を付加しない場合、◇印が  $Z_6$  の位置に1 pF を付加した場合、▽印は10 pF を付加した場合である。なお、容量を付加した場合の白抜きの印は計算値であり、それ以外の場合は測定値を示している。測定値と計算値に若干の誤差が生じているが、これは、測定で用いた不平衡成分としてのセラミックコンデンサの周波数特性と、はんだ付け部分の容量変化が原因であると考えられる。図13より、1 pF 挿入の場合はほとんど影響が見られないが、10 pF の挿入時には、1 GHz にて2~3 dB の減衰量増加が見られる。

このとき、2 線間のインピーダンス  $|Z_5 + Z_6|$  は、1 GHz の場合、容量を負荷しない場合のインピーダンス100  $\Omega$  から、1 pF 挿入時では96.5  $\Omega$ 、10 pF 挿入時には56.5  $\Omega$  に減少する。ケーブル側のインピーダンスが100  $\Omega$  であるため、バラン側のインピーダンスが100  $\Omega$  から50  $\Omega$  に減少すれば、約3 dB 減衰が大きくなる。このことから、容量によるインタフェースカードの不平衡が大きくなると、2 線間の終端インピーダンスに影響が出て、図13に示すような減衰の原因に



なることが考えられる。容量性の不平衡については、周波数が高くなるほど影響が大きくなるので、この周波数帯では図 13 に示すように、1 pF 以下にとどめることが望ましい。

#### 4.2 終端抵抗の不平衡

容量不平衡の場合の評価結果から、局所的な並列不平衡成分が透過伝搬特性へ及ぼす影響は、ディファレンシャルモードにおける終端インピーダンスの変化と関係していることがわかった。ここで、不平衡成分によってディファレンシャルモードからコモンモードへの変換される大地帰路電流（コモンモード電流）との関係を明確にするため、 $Z_5$  及び  $Z_6$  が純抵抗である場合で検討する。

図 1 において、 $Z_4$  が開放であれば、 $Z_5$  及び  $Z_6$  は各導線の終端インピーダンスとなる。UTP-CAT5 は特性インピーダンスが  $100\ \Omega$  であるため、通常は  $Z_5$  及び  $Z_6$  は  $50\ \Omega$  である。しかしながら、抵抗のばらつきなどにより、これらの抵抗値を同じにすることは難しく、一般的に 5~10% の誤差がある場合が多い<sup>(注1)</sup>。

ここでは、 $Z_5+Z_6$  がディファレンシャルモードの終端となることに着目し、下記の評価を行った。

(1) ディファレンシャルモードで終端インピーダンス整合した状態であるが、不平衡である場合 ( $Z_5 = 40\ \Omega$ ,  $Z_6 = 60\ \Omega$ )。

(2) ディファレンシャルモードで終端インピーダンス不整合とした状態だが、平衡である場合 ( $Z_5 = Z_6 = 40\ \Omega$  または  $60\ \Omega$ )。

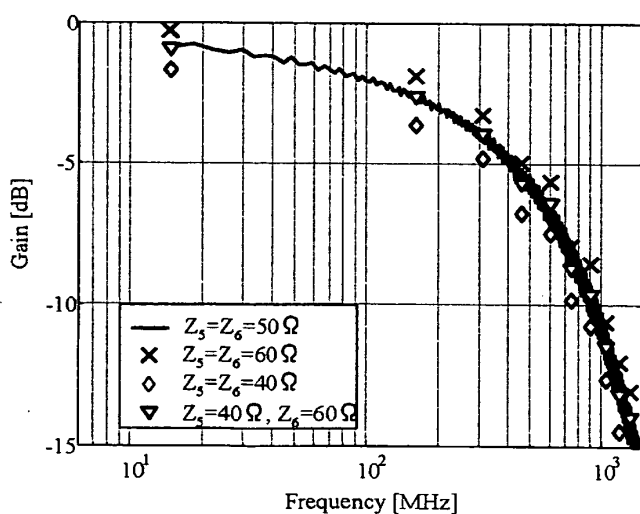


図 14 終端抵抗不平衡に対する伝送特性 (計算値)

Fig. 14 Transmission characteristics for unbalanced resistance at the receiving end (calculation).

図 14 に、その計算結果を示す。実線は  $Z_5 = Z_6 = 50\ \Omega$  の場合で、マークで示したのが上記の (1) 及び (2) の場合である。図 14 の結果から、整合している場合、不平衡であっても実線とほぼ同じ値となるが、平衡であっても整合がとれていない場合、伝送特性が変化していることがわかる。

このような不平衡状態において、各導線と大地間の並列インピーダンスの差に比例して LCTL が悪化し、その結果生じるコモンモード電流によって放射電界が増加することがわかっているが [3], [10], これによる透過伝搬特性の変化は小さく、インピーダンス整合に依存することが本結果により明らかになった。

なお、ツイストペア線で信号伝送を行う場合、伝送特性や不平衡減衰量のほかに考慮すべき重要なパラメータとして漏話特性がある。本論文では 1 本のツイストペア線を対象としているため漏話特性については触れなかったが、不平衡減衰量は漏話特性にも大きな影響をもつと考えられる。不平衡減衰量の漏話特性への影響については今後の課題である。

#### 5. む す び

本研究では、ギガヘルツ帯に及ぶツイストペア線の広帯域伝送特性の解析を大地帰路を含む 3 導体の分布定数回路としてモデル化を行った。また、UTP-CAT5 ケーブルを用いてその伝送特性を測定し、解析結果と比較することにより、モデルの妥当性の評価を行った。その結果、以下のことが明らかになった。

(1) 高速の LAN に使用される UTP-CAT5 を対象にして、3 導体モデルと 2 導体モデルで求めた伝送特性を比較した結果 1 GHz までの減衰量の誤差は 0.1 dB 以下であった。このことより、十分に平衡度が保たれているケーブルであれば、1 GHz までの伝送特性を計算するための伝送路モデルは、大地帰路を考慮しない 2 導体モデルで近似できる。

(2) UTP-CAT5 を対象として、100 MHz 以下で使用されているツイストペア線の線路定数理論式を用いて伝送特性を求め、測定結果と比較した結果、その差は 1 dB 以下であった。このことより、100 MHz 以下で使用されている伝送特性を求める理論式が 100 MHz 以上で適用可能である。

伝送特性の測定にあたっては、100 MHz 以上におい

(注 1) : 最近の高速差動伝送回路では、トランスではなく  $50\ \Omega$  の抵抗で終端したものが aumentando。

## 論文／大地帰路を考慮した平衡伝送ケーブルの広帯域伝送特性

て、インタフェースカードの影響を考慮に含める必要がある。

(3) 3 導体モデルを用いて不平衡と伝送特性の関係を求めた結果、インタフェース部の不平衡は、ディファレンシャルモードの伝送特性へ大きな影響を与えない。しかし、本論文で示した不平衡によって終端インピーダンスが変化することで減衰が増加することに加え、大地帰路電流の増加による放射雑音が増加することも明らかのため、不平衡成分はできるだけ小さくすることが望ましい。

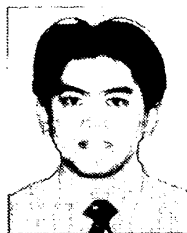
今後の課題としては、インタフェースカードモデルの各素子パラメータの理論式化と、不平衡と漏話特性の関係の明確化が考えられる。

謝辞 本研究をサポートして頂いた松下電器産業(株)九州マルチメディアシステム研究所東幸哉所長ほか、関係各位に深く感謝致します。

## 文 献

- [1] IEEE Std.802.3 2000ed., "Carrier sense multiple access with collision detection (CSMA/CD) access method and physical layer specifications," ISO/IEC 8802-3, 2000.
- [2] "Digital Visual Interface, DVI," Rev1.0, DDWG, 1999.
- [3] 下塩義文, 三好正純, 古賀広昭, 徳田正満, "任意の位置に不平衡が存在する平衡ケーブルの対地平衡度特性とその計算法," 信学論 (B-II), vol.J81-B-II, no.9, pp.883-891, Sept. 1998.
- [4] TIA/EIA-568-A Standard, the Commercial Building Telecommunications Cabling Standard, 1994.
- [5] G.H. Im and J.J. Werner, "Bandwidth-Efficient Digital Transmission over Unshielded Twisted-Pair Wiring," IEEE J. Selected Areas Commun.; vol.13, no.9, pp.1643-1655, Dec. 1995.
- [6] K.S. Komisarek, K.A. Chamerberlin, and K. Sivaprasad, "A method of moment analysis of a twisted-pair transmission line," Ant. and Prop. Soc. Int. Sympo., AP-S. Digest, vol.1, pp.64-67, 1993.
- [7] R. Croze and L. Simon (林 憲一訳), 有線電話伝送工学 線路理論, 学献社, 東京, 1969.
- [8] 小林夏雄, 改訂 通信線路伝送理論, 電子通信学会, 東京, 1973.
- [9] 後藤憲一, 山崎修一郎, 詳解 電磁気学演習, 共立出版, 東京, 1970.
- [10] S. Hamada, T. Kawashima, J. Ochura, M. Maki, Y. Shimoshio, and M. Tokuda, "Influence of Balance-Unbalance Conversion Factor on Radiated Emission Characteristics of Balanced Cables," IEEE Int. Sympo. on EMC, vol.1, pp.31-36, 2001.

(平成 13 年 5 月 21 日受付, 10 月 31 日再受付)



IEEE 会員。

## 牧 昌弘 (正員)

平 2 大分高専・電気卒。平 4 九工大・情報・電子情報卒。平 6 同大学院修士課程了。同年松下電器産業(株)入社。以来、情報通信システムに関する研究に従事。現在、同社九州マルチメディアシステム研究所技師。九工大大学院博士後期課程在学中。



## 濱田 清司 (正員)

平 9 阿南高専・電気卒。平 11 九工大・工・電気卒。平衡ケーブルの EMC に関する研究に従事。九工大大学院博士前期課程在学中。



## ジョンソン ルアン オッチューラ

平 12 九工大・工・電気卒。在学中、平衡ケーブルの伝送特性解析及び EMC に関する研究に従事。



## 下塩 義文 (正員)

昭 50 電通大・電気通信・電波通信卒。平 11 九工大大学院博士課程了。昭 50 熊本電波高専・電波通信・助手。現在、同情報通信・教授。EMC 及び感性情報工学に関する研究に従事。博士(工学)。IEEE 会員。



## 徳田 正満 (正員)

昭 42 北大・電気卒。昭 44 同大学院修士課程了。同年日本電信電話公社(現、NTT)入社。以来、光ケーブルの伝送特性測定法、通信装置の EMC 技術等に関する研究に従事。平 8 九工大・工・教授。平 13 より武蔵工大・工・教授。博士(工学)。昭 61 年度本会業績賞受賞。IEEE 会員。



## 桑原 伸夫 (正員)

昭 50 静岡大・工・電子卒。昭 52 同大学院修士課程了。同年日本電信電話公社(現、NTT)茨城電気通信研究所入所。以来、通信システムの雷防護、光ファイバの信頼性評価、通信システムの EMI 評価、EMC における光計測技術等に関する研究・開発に従事。現在、九工大・工・教授。博士(工学)。IEEE 会員。