

論文

平衡度を考慮した解析法によるツイストペアケーブル放射電磁界特性

濱田 清司[†] 牧 昌弘^{††} 下塩 義文^{†††} 徳田 正満^{††††}桑原 伸夫^{† a)}

Investigation of Radiated Emission Characteristics of Balanced Cable by using Analysis Method that takes a Balance-Unbalance Conversion Factor into Consideration

Seiji HAMADA[†], Masahiro MAKI^{††}, Yoshifumi SHIMOSHIO^{†††}, Masamitsu TOKUDA^{††††},
and Nobuo KUWABARA^{† a)}

あらまし 近年、通信の高速化が進展しており、非シールドのツイストペア（UTP）ケーブルに 100 MHz を超える信号が流れるようになってきている。これに伴い、通信ケーブルの不均衡によりディファレンシャルモードで伝送している通信信号がコモンモードに変換され、外部に妨害波として放射される現象が電磁環境にどの程度の影響を与えるかが問題となっている。本論文は、UTP ケーブルを 1 対のツイストペアでモデル化を行い、このケーブルと大地を 4 端子対回路の縦続行列で表してケーブル上のコモンモード電流分布を求め、このコモンモード電流分布より空間に放射される電磁界強度を求めることにより通信信号の放射レベルの解析を行っている。4 m の長さのツイストペアケーブルを用いてケーブルからの放射特性を測定し解析結果と比較した結果、解析値と実測値の誤差は最大でも 10 dB 程度であること、ケーブル自身のもつ不均衡成分は、0.08 pF/m の分布不均衡を縦続行列の形で挿入することで模擬できることがわかった。次に、このモデルを用いて放射特性のケーブル長依存性、配線高依存性、端末機器を含むツイストペアケーブル伝送系の平衡度依存性について検討した結果、ケーブル長、配線高が増すに従って放射電磁界は大きくなること、放射電界強度は LCTL に比例して大きくなることがわかった。

キーワード ツイストペアケーブル、放射電磁界、4 端子対回路、コモンモード電流、対地平衡度

1. ま え が き

インターネットの急速な普及に伴い、音声や動画像を含む大容量のマルチメディア情報を送るための高速通信を提供できる構内伝送システムが普及してきている。構内伝送システムにおいては、無誘導で長距離伝送が可能な光ファイバが性能的に優れているが、コスト面から一般住宅への光ファイバ化はほとんどなされ

ていないのが現状である。一方で、10Base-T、100Base-T に代表されるツイストペアケーブルを用いた高速通信方式は通信距離が 100 m 程度と短いが経済的であるため、構内伝送システムとして普及してきている。しかし、金属媒体を使用しているため、ペア間の漏話、ケーブルからの通信信号の放射、外部からの妨害波の侵入等が重要な検討課題となっている。そのため、ISO 等の国際標準化機関では、高速通信用のツイストペアケーブルに対してカテゴリー 3、カテゴリー 5 等の規格を標準化し、漏話特性や減衰特性を定めている[1]。

一方、ケーブルからの通信信号の放射や外部からの妨害波の侵入については 30 MHz 以下の中波帯等では誘導雑音の特性や対策、また、放射雑音に関する実験的な検討など、多くの研究がなされている[2]～[5]。しかし、30 MHz 以上の周波数帯では ISO 等により、ケーブルを特殊な形状に巻き付けて、その特性を評価する方法が検討されているものの[6]、放射雑音との関係は明らかにされていない。また、対地平衡度と放射電界

[†] 九州工業大学 工学部 電気工学科, 北九州市
Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Kyushu Institute of Technology, Kitakyushu-shi, 804-8550 Japan

^{††} 松下電器産業株式会社マルチメディア開発センター, 飯塚市
Kyushu Multimedia Development Center, Matsushita Electric Industrial Co., Ltd., Iizuka-shi, 820-0067 Japan

^{†††} 熊本電波工業高等専門学校 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

^{††††} 武蔵工業大学 電子通信工学科, 東京都
Faculty of Electrocommunication Engineering, Musashi Institute of Technology, Tokyo, 158-8557 Japan

a) E-mail: kuwabara.nobuo@buddy.elcs.kyutech.ac.jp

に関して実験的にその関係を検討した例[7]や、各ペアと大地間の対地容量の不均衡分を考慮した等価回路を求めて、クロストークを評価した例[8]はあるが、不平衡状態におけるツイストペアケーブルからの放射電界を理論的に検討した例はない。

本研究では、このような背景のもと、平衡ケーブル伝送系に関するEMC設計において、重要な要素となる対地平衡度と、ツイストペアケーブルからの通信信号成分の放射電磁界に関して検討を行っている。

まず理論面においては、任意の不平衡状態をもつ平衡ケーブル伝送系をツイストペアケーブルを構成する2導体と接地導体からなる4端子対回路網を用いて表して、そのケーブル上の電流分布を求め、この値より放射電磁界を求め測定結果との比較を行っている。次に、この方法を用いて放射電磁界のケーブル長依存性、配線高依存性に関して検討を行っている。最後に、平衡ケーブル伝送系に接続される端末機器の不均衡の影響を伝送モデルの端末部分に不平衡の素子を挿入することにより評価を行っている。

2. ツイストペアケーブルから放射される電界強度の解析

2.1 解析モデル

ケーブルから放射される電磁界はプリント基板の配線等の短い配線については、モーメント法[9]やFDTD法[10]、相反定理を用いた解析[11]が行われているが、ケーブルの平衡度を考慮した解析例はまだない。

解析モデルを図1に示す。実際の実非シールドツイストペア (UTP) ケーブルは4対以上の心線を含んでいる

が、本論文では簡単化のため、図に示すような大地面上に1対のツイストペアケーブルがあるモデルを考える。

通信信号を線間に印加した場合、信号は二つの導体で作る伝送路を伝搬(ディファレンシャルモード電流; Differential mode current)するが、そのとき、ケーブルは大地に対して完全に平衡ではないので、2本の導体と大地間を伝搬する電流(コモンモード電流; Common mode current)が発生する。本論文ではこのコモンモード電流により、電磁界が放射されると考えて電磁界を求める。

図1に示す大地を含む伝送路は、図2に示すように4端子対回路網の縦続行列で表される[2]。ここで、上側の2本の線路はツイストペアケーブル1対の導体を示し、下側の線路はグラウンドを示す。 Z_i はケーブル側から見た入力側端末機器の入力インピーダンス、 Y_{i1} , Y_{i2} はそれぞれ入力側端末機器の導体-接地間アドミタン

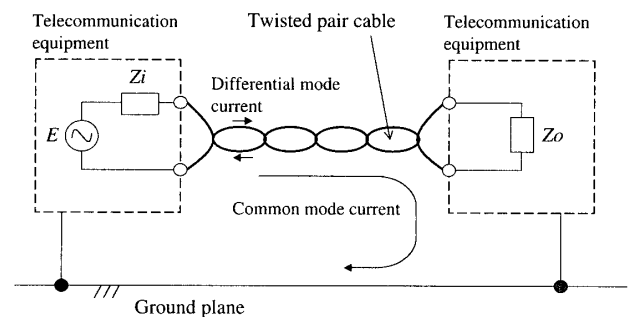


図1 平衡ケーブル伝送系の解析モデル
Fig. 1 Analysis model for telecommunication system using twisted pair cable.

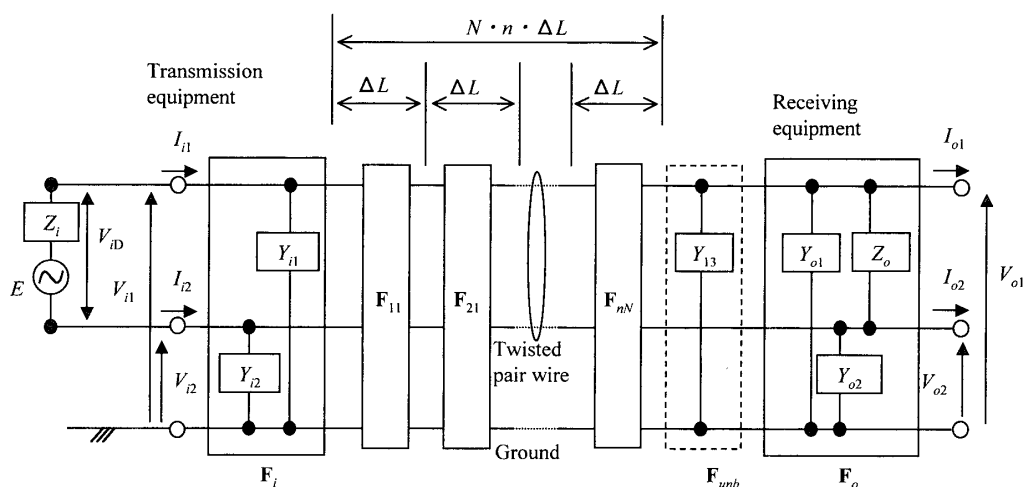


図2 4端子対回路網の縦続行列による平衡ケーブル伝送系モデル
Fig. 2 Telecommunication system model using twisted pair cable represented by four-port network.

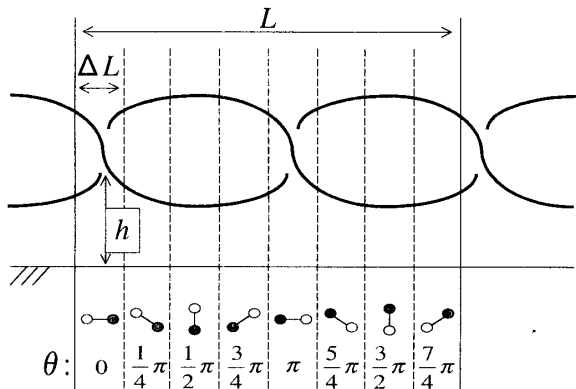


図3 ツイストペアケーブルの1よりの表現
Fig. 3 One twist part of twisted pair cable.

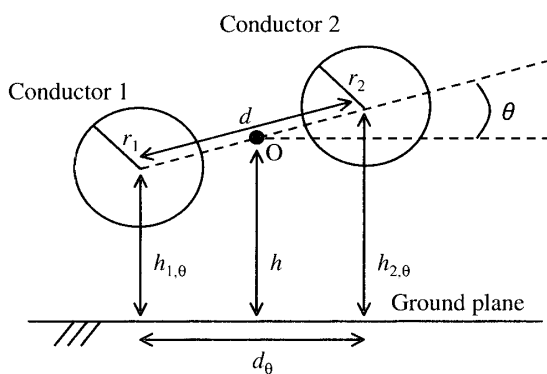


図4 角度θにおけるツイストペアケーブルの断面
Fig. 4 Cross sectional view of twisted pair cable at angle of θ.

スである。同様に、 Z_o は出力側端末機器の入力インピーダンス、 Y_{o1} 、 Y_{o2} は出力側端末機器の導体-接地間アドミタンスである。分布定数回路は微小区間の集中定数回路の縦続行列で表すことができるので、図2中にケーブルの微小区間を F_{ij} ($i=1, 2, \dots, n$, $j=1, 2, \dots, N$)で表す。

図3はツイストペアケーブルの1よりを示している。よりの1区間長を L [m]とし、これを長さ $\Delta L = L/n$ の微小区間に分割する。各微小区間において、2導体の角度は、2導体がグラウンドに対して水平に置かれたときを0 radとして、 $2\pi/n$ [rad] ずつ水平位置に対する角度が変わるものとする。図3は、 $n=8$ の場合を示している。実際のツイストペアケーブルはこの L [m] の区間が N 個接続されてできているものとする。図4に大地に対して角度が θ となったときのツイストペアケーブルの断面を示す。

2.2 コモンモード電流の計算

図5に微小区間 F_{ij} の等価回路を示す。微小区間を表す縦続行列 F_{ij} の入出力間には式(1)の関係が成立する。

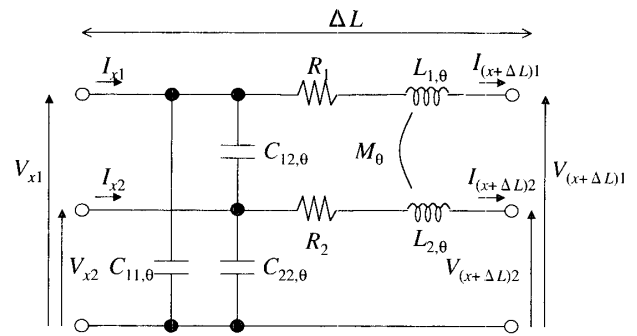


図5 微小区間 F_{ij} の等価回路
Fig. 5 Equivalent circuit of subsection F_{ij} .

$$\begin{pmatrix} V_{x1} \\ V_{x2} \\ I_{x1} \\ I_{x2} \end{pmatrix} = F_{ij} \begin{pmatrix} V_{(x+\Delta L)1} \\ V_{(x+\Delta L)2} \\ I_{(x+\Delta L)1} \\ I_{(x+\Delta L)2} \end{pmatrix} \quad (1)$$

ただし、 F_{ij} は、

$$F_{ij} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ j\omega(C_{11,\theta} + C_{12,\theta}) \cdot \Delta L & -j\omega C_{12,\theta} \cdot \Delta L \\ -j\omega C_{12,\theta} \cdot \Delta L & j\omega(C_{12,\theta} + C_{22,\theta}) \cdot \Delta L \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} (R_1 + j\omega L_{1,\theta}) \cdot \Delta L & j\omega M_{\theta} \cdot \Delta L \\ j\omega M_{\theta} \cdot \Delta L & (R_2 + j\omega L_{2,\theta}) \cdot \Delta L \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2)$$

となる。大地を完全導体と仮定すれば、式(2)の各パラメータは文献[5]より次の式(3)～(5)で与えられる。

R_1, R_2 は各導体の単位長当りの実効抵抗を表し、式(3)で求められる。

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

ここで、 r : 導線の半径 [m]、 σ : 金属の導電率 (銅: 58×10^6 S/m)、 μ : 透磁率 = $p\mu_0$ 、 μ_0 : 真空の透磁率 $4\pi \times 10^{-7}$ H/m、 p : 比透磁率 (銅: 1)、 f : 周波数 [Hz] である。

$C_{11,\theta}$ 、 $C_{22,\theta}$ はそれぞれ導体1とグラウンド間、導体2とグラウンド間の静電容量、 $C_{12,\theta}$ は導体1と導体2間の静電容量であり、それぞれ式(4)で求まる。

$$C_{11,\theta} = (p_{22,\theta} - p_{12,\theta}) / \Delta_{\theta} \quad (4a)$$

$$C_{22,\theta} = (p_{11,\theta} - p_{12,\theta}) / \Delta_{\theta} \quad (4b)$$

$$C_{12,\theta} = p_{12,\theta} / \Delta_{\theta} \quad (4c)$$

ただし,

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

$$p_{11,\theta} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2h_{1,\theta}}{r_1}$$

$$p_{22,\theta} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2h_{2,\theta}}{r_2}$$

$$p_{12,\theta} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \ln \frac{(h_{2,\theta} + h_{1,\theta})^2 + d_{\theta}^2}{(h_{2,\theta} - h_{1,\theta})^2 + d_{\theta}^2}$$

ここで, ϵ_0 : 真空の誘電率[F/m], $h_{1,\theta}$: グラウンドから導体1までの高さ[m], $h_{2,\theta}$: グラウンドから導体2までの高さ[m], d_{θ} : 導体間距離のグラウンドへの写像距離[m]である.

$L_{1,\theta}$, $L_{2,\theta}$, はそれぞれ導体1, 導体2の自己インダクタンス, M_{θ} は導体1とグラウンドでできる回線と, 導体2とグラウンドでできる回線間の相互インダクタンスであり, 式(5)より求まる.

$$L_{1,\theta} = \frac{1}{2\pi} \left(\mu_0 \ln \frac{2h_{1,\theta}}{r_1} + \frac{\mu}{4} \right) \quad (5a)$$

$$L_{2,\theta} = \frac{1}{2\pi} \left(\mu_0 \ln \frac{2h_{2,\theta}}{r_2} + \frac{\mu}{4} \right) \quad (5b)$$

$$M_{\theta} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{\sqrt{d_{\theta}^2 + (h_{1,\theta} + h_{2,\theta})^2}}{\sqrt{d_{\theta}^2 + (h_{1,\theta} - h_{2,\theta})^2}} \quad (5c)$$

これらの式を用いて, 図4に示すパラメータと導体の導電率より求めることができる.

F_{ij} を用いれば, ケーブル全体の縦続行列 F_T は, 式(6)となる. N は, ケーブル全体のよりの数を示し, ケーブルの全長は $N \cdot L (= N \cdot n \cdot \Delta L)$ [m]となる.

$$F_T = \prod_{j=1}^N \left(\prod_{i=1}^n F_{ij} \right) \quad (6)$$

図2の入力側, 出力側端末機器部の縦続行列は等価回路よりそれぞれ式(7), (8)で求められる.

$$F_i = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ Y_{i1} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & Y_{i2} & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$F_o = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1/Z_o + Y_{o1} & -1/Z_o & 1 & 0 \\ -1/Z_o & 1/Z_o + Y_{o2} & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (8)$$

同様に, 端末に存在する局所的な不平衡を表すア

ドミタンスを縦続行列の形で表せば, 式(9)となる.

$$F_{unb} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ Y_{13} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (9)$$

よって, 図2に示す平衡ケーブル伝送系全体の縦続行列 M は式(7)~(9)より,

$$M = F_i \cdot F_T \cdot F_{unb} \cdot F_o = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} & B_{11} & B_{12} \\ A_{21} & A_{22} & B_{21} & B_{22} \\ C_{11} & C_{12} & D_{11} & D_{12} \\ C_{21} & C_{22} & D_{21} & D_{22} \end{pmatrix} \quad (10)$$

となる. したがって, 図1の入出力間の電圧・電流には式(11)が成り立つ.

$$\begin{pmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ I_{i1} \\ I_{i2} \end{pmatrix} = M \begin{pmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \\ I_{o1} \\ I_{o2} \end{pmatrix} \quad (11)$$

図2に示すモデルでは受信側の終端は開放であるので電流 I_{o1} , I_{o2} を0と置くことができる. よって式(10), (11)より,

$$V_{i1} = A_{11}V_{o1} + A_{12}V_{o2} \quad (12a)$$

$$V_{i2} = A_{21}V_{o1} + A_{22}V_{o2} \quad (12b)$$

$$I_{i1} = C_{11}V_{o1} + C_{12}V_{o2} \quad (12c)$$

$$I_{i2} = C_{21}V_{o1} + C_{22}V_{o2} \quad (12d)$$

となる. これより入力端での電圧 V_{i1} , V_{i2} を決定すれば, 入力端での電流 I_{i1} , I_{i2} を求めることができる.

V_{i1} , V_{i2} を求めるために送信側におけるディファレンシャルモード電圧 V_{id} , 及びコモンモード電圧 V_{ic} を式(13)で定義する.

$$V_{id} = (V_{i1} - V_{i2}) \quad (13a)$$

$$V_{ic} = (V_{i1} + V_{i2})/2 \quad (13b)$$

ここで, 図2の等価回路より

$$V_{id} = E \quad (14)$$

である.

図2の等価回路より,

$$I_{i1} = I_{i2} \quad (15)$$

であるので, この仮定と式(12)より

$$F_a = \frac{V_{ic}}{V_{id}} = \frac{1}{2} \frac{(A_{11} + A_{12})(C_{12} + C_{22}) - (A_{12} + A_{22})(C_{11} + C_{21})}{(A_{11} - A_{12})(C_{12} + C_{22}) - (A_{12} - A_{22})(C_{11} + C_{21})} \quad (16)$$

よって、コモンモード電圧は

$$V_{ic} = F_a E \quad (17)$$

よって、

$$V_{i1} = V_{ic} + \frac{V_{id}}{2} = E \left(F_a + \frac{1}{2} \right) \quad (18)$$

$$V_{i2} = V_{ic} - \frac{V_{id}}{2} = E \left(F_a - \frac{1}{2} \right) \quad (19)$$

V_{i1} , V_{i2} , I_{i1} , I_{i2} が求められれば、式(10), (11)と同様に考えて、図2に示す回路網の k 番目区間の出力端における電圧・電流の間には次の関係が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ I_{i1} \\ I_{i2} \end{pmatrix} = (F_i) \prod_{j=1}^k \left(\prod_{i=1}^n F_{ij} \right) \begin{pmatrix} V_1^{(k)} \\ V_2^{(k)} \\ I_1^{(k)} \\ I_2^{(k)} \end{pmatrix} \quad (20)$$

式(20)より、任意の位置での電圧・電流を求めることができる。

2.3 放射電磁界の計算

ツイストペアケーブルの放射電界においては、コモンモード電流によるものが支配的となる[4], [13]。そこで、ここでは図6のようにコモンモード電流の流れる1本の導体を仮定し、各微小区間を流れる各ワイヤ電流を式(20)により求め、式(13)よりコモンモード電流を算出し、この電流からの放射電界を受信点で重ね合わせるによりツイストペアケーブル全体からの放射電界を計算する。

微小コモンモード電流 J_k により距離 r の点に生じる電界はベクトルポテンシャルを用いて次の式で表される。

$$E_i = -j\omega A + \frac{\nabla(\nabla \cdot A)}{j\omega\mu\epsilon} = -j\omega\mu \sum_{k=1}^N I_{kc} \frac{e^{-jk r_k}}{4\pi r_k} u_k + \frac{1}{j\omega\epsilon} \sum_{k=1}^N I_{kc} \nabla \left[\nabla \cdot \left(\frac{e^{-jk r_k}}{4\pi r_k} u_k \right) \right] \quad (21)$$

ただし、 $\omega=2\pi f$ (f は周波数)、 μ :透磁率、 ϵ :誘電率である。 A はベクトルポテンシャルであり、

$$A = \mu \iiint_V \frac{J_i e^{-jk r_k}}{4\pi r} dV = \mu \sum_{k=1}^N I_{kc} \frac{e^{-jk r_k}}{4 r_k} u_k \quad (22)$$

ただし、 r_k : k 番目の区間から観測点までの距離、 I_{kc} : k 番目の区間のコモンモード電流、 u_k : k 番目の区間の電流ベクトルの向き、 k :波数、である。

ケーブルが完全導体上にある場合、電界強度はグラウンド面からの反射波との合成で得られる。

$$E = E_i + \bar{E}_i \quad (23)$$

3. ケーブルから放射される電磁界

理論解析結果の妥当性を検討するため、短尺のケーブルを用いてケーブルから放射される電磁界を測定し、解析結果との比較を行った。

3.1 測定系

図6に放射電界の測定系を示す。床面を金属とした電波半無響室 ($L=6.2$ m, $W=7.0$ m, $H=5.9$ m) においてバイコンカルアンテナ (Schwartzbeck 周波数範囲 30 ~ 300 MHz) を床面からの高さ 1 m, 被測定ケーブルからの距離 3.0 m に配置して、隣接する測定室にあるネットワークアナライザ (HP8753D 周波数帯域 30 kHz ~ 6 GHz) により周波数 30 ~ 300 MHz において同軸ケーブル、平衡-不平衡変換用バラン (3P-600-Cat7 周波数帯域 1 MHz ~ 600 MHz) とバイコンカルアンテナの間の伝搬損失を測定した。ここで伝搬損失 ATT は次の式で定義される。

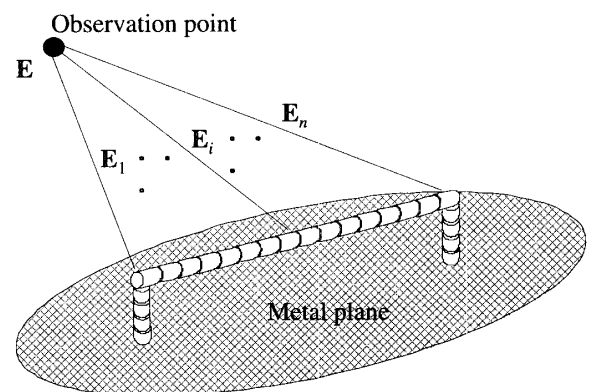


図6 ツイストペアケーブルの放射電界解析モデル
Fig. 6 Analysis model of radiated E-field from twisted pair cable.

$$\begin{aligned}
 ATT &= 20 \log \left(\frac{V_{in}}{V_{out}} \right) \\
 &= 20 \log \left(\frac{(E/2)B_T}{|E_i|/AF} \right) \quad [\text{dB}]
 \end{aligned}
 \quad (24)$$

ここで、 B_T はバランの電圧変換ファクタで今回は一次側 50Ω 、二次側 100Ω のバランを使用しているので、

$$B_T = \sqrt{50/100} = 1/\sqrt{2} \quad (25)$$

である。 AF はバイコンカルアンテナのアンテナファクタで今回は取扱説明書に記載されている値を用いた。

ケーブルのレイアウトを図8に示す。今回の測定ではCAT5仕様のケーブルにおける1対の心線のみを使用し、両端にはバランを接続した。バラン一次側の一方はネットワークアナライザに接続し、もう一方は図7に示すように、全長 $L[\text{m}]$ のツイストペアケーブルを縦方向長さ 50 cm 、として配した。これは、本論文で示す理論解析法の妥当性を確認するため、縦方向の長さが短いと、放射電界強度が小さくなりノイズフロアに埋もれ、計算値との比較が行えないためである。また、ツイストペアケーブルを接続せず、同軸ケーブルとバランのみの状態で測定を行ったが、結果はノイズ

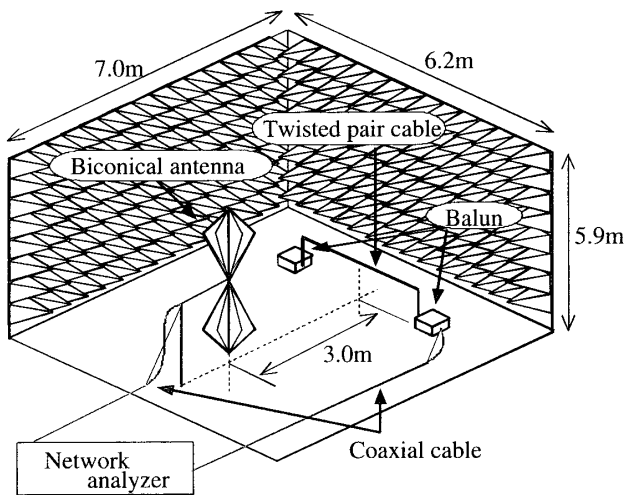


図7 放射電界測定系

Fig. 7 Radiated E-field measurement setup.

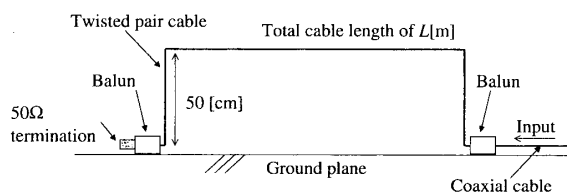


図8 配線形状

Fig. 8 Wiring configuration.

フロアに埋もれるレベルであることが確認されている。

3.2 測定結果と解析結果との比較

解析においては、ツイストペアケーブルは完全に平衡でありコモンモード電流は0となるため放射電界は発生しない。しかし、実際のツイストペアケーブルでは放射電界は0とならない。これはケーブルの製造時に生じるよりピッチの不完全さや導体間距離の不完全さが原因と考えられる。これらの不完全さを理論的に求めることは困難であるので、実験的に求める方法を検討した。

ケーブルの不完全さを考慮したモデルを図9に示す。図に示すように、各区間ごとに導体の一方と大地間にキャパシタンス ΔC を挿入して不完全さを模擬した。次に、このキャパシタンスに適当な値を入れて計算を行い測定値とよく一致する値を求めた。

その結果を図10に示す。(a)は水平偏波、(b)は垂直偏波の結果である。図に示すように、キャパシタンス (ΔC) を 0.08 pF/m としたときに、計算値と測定値は最もよく一致した。

しかし、この結果のみでは、 ΔC の中にバランの不均衡成分も含まれている可能性があり、ケーブルの不完全さを表しているとはいえない。そこで、 ΔC が末端の不均衡の影響を受けているかどうかを確認するために、ケーブルの長さを変えて測定を行った。3 m, 2 m における結果をそれぞれ図11, 図12に示す。これらの結果より、ケーブルの長さ2～4 mまでを変化させても、 ΔC を 0.08 pF/m とおくことにより、理論値と測定値はよく一致しており、この値はケーブルの不完全さによるものであること、この方法によりケーブルの不完全さを評価できることがわかる。よって、図2及び図10に示すモデルで、ある程度の誤差を考慮すれば、ケーブル

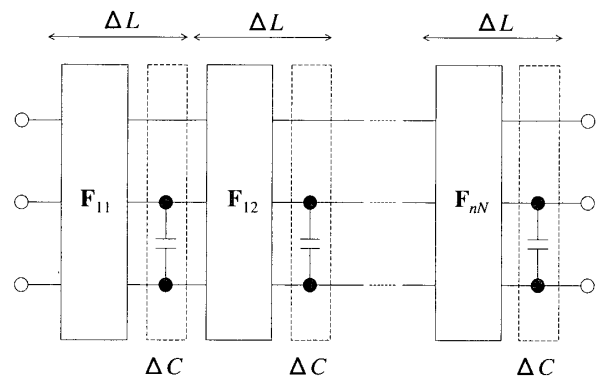
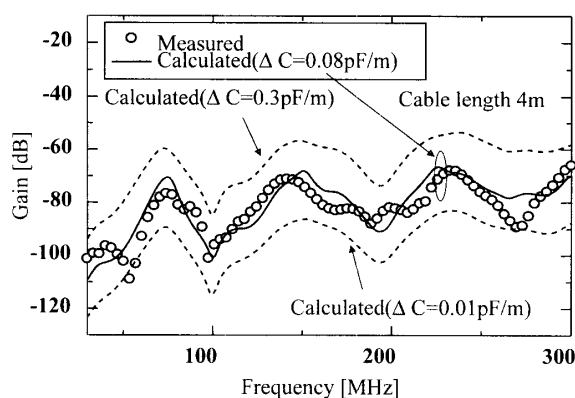
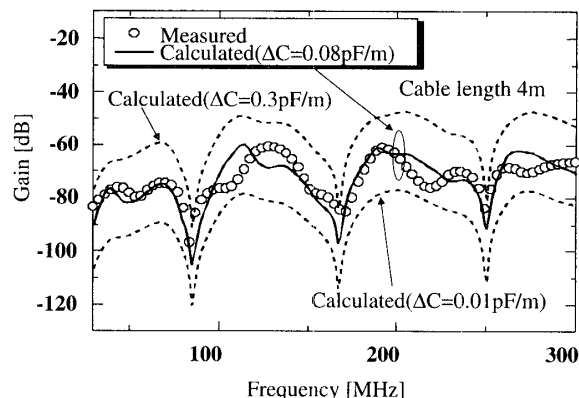


図9 ケーブルの不完全さを考慮したモデル

Fig. 9 Analysis model that takes imperfection of actual cable into consideration.

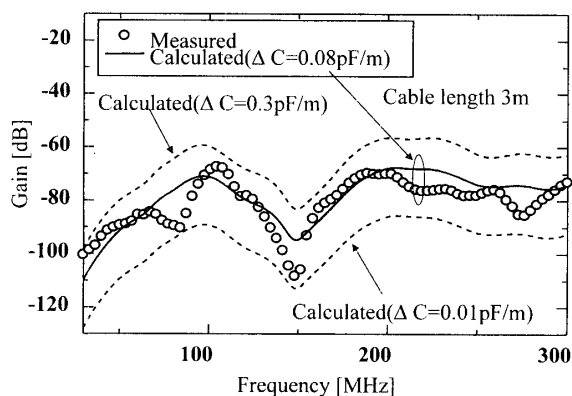


(a) Horizontal polarization

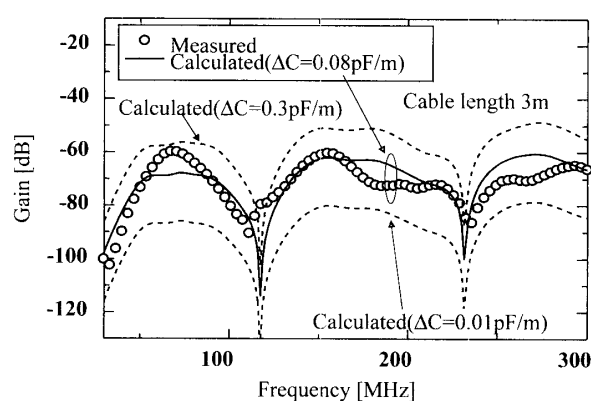


(b) Vertical polarization

図 10 ツイストペアケーブルの放射電界特性 (4 m)

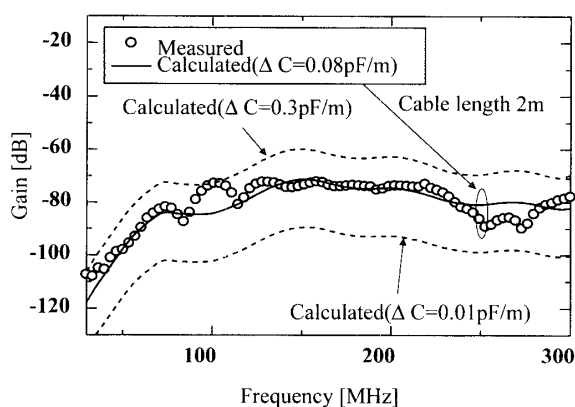
Fig. 10 Radiated *E*-field characteristics of twisted pair cable of 4 m in length.

(a) Horizontal polarization

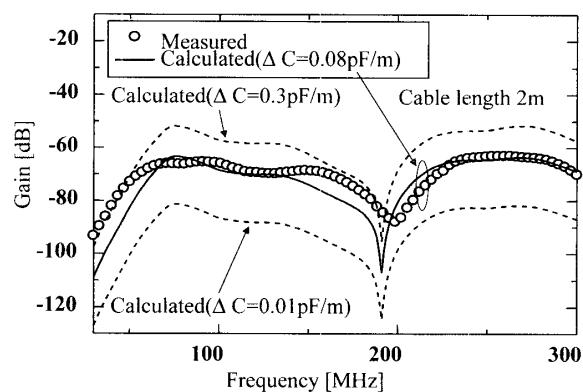


(b) Vertical polarization

図 11 ツイストペアケーブルの放射電界特性 (3 m)

Fig. 11 Radiated *E*-field characteristics of twisted pair cable of 3 m in length.

(a) Horizontal polarization



(b) Vertical polarization

図 12 ツイストペアケーブルの放射電界特性 (2 m)

Fig. 12 Radiated *E*-field characteristics of twisted pair cable of 2 m in length.

から放射される電界強度の解析が可能であることがわかる。

3.3 ケーブル長依存性

解析モデルの妥当性が確認されたので、これを用いて100 mまでのケーブルの放射電界強度について検討を行った。LANケーブルは、床面、壁面（基準電位面）に這わせるように配線される場合がほとんどである。ここでは、基準電位面から離れたとしても最大で50 cm程度であると考え、ケーブルの縦方向長さを50 cmとした。解析条件としては、図13に示すような座標系において、電界受信点をx軸方向に掃引し、最大受信電界強度を求めた。図14はケーブル長に対する放射電界強度を周波数をパラメータとして示したものである。なお、入力電圧 (E) は1 Vである。(a)は水平偏波、(b)は垂直偏波の結果である。これより、約20 m以上では長さの依存性がほとんどないことがわかる。また周波数が高くなるにつれ依存性は更に小さくなることがわ

かる。

3.4 配線高依存性

次に、4 mのケーブルにおいて配線高依存性を解析により検討した。図13と同様の系を用いて、縦方向長さ

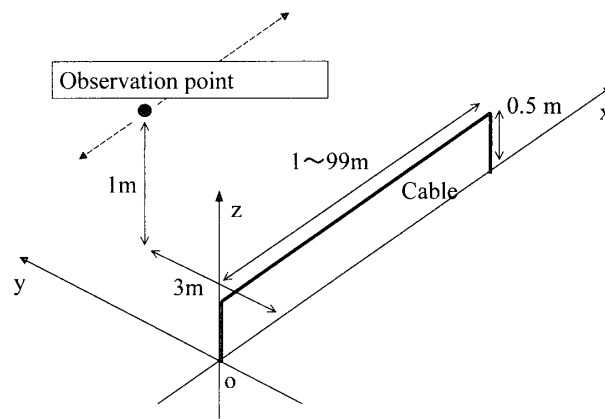
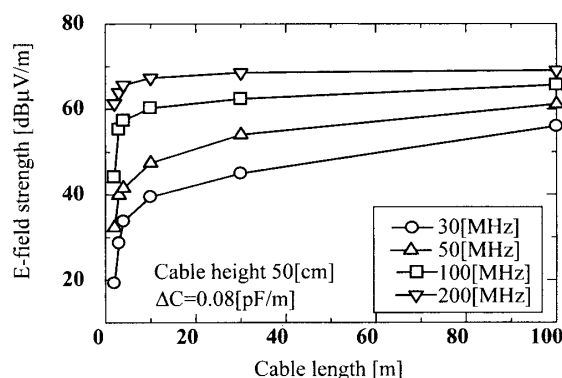
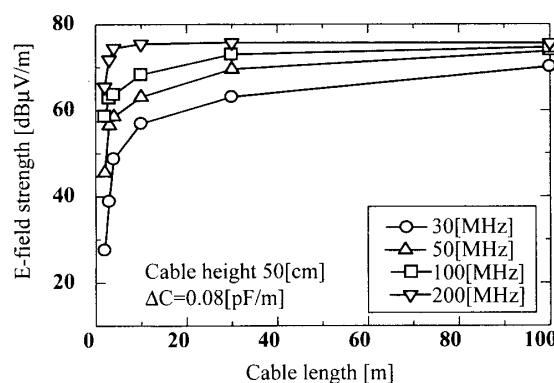


図13 放射電磁界解析における座標系

Fig. 13 Coordinates of radiated E -field strength analysis.



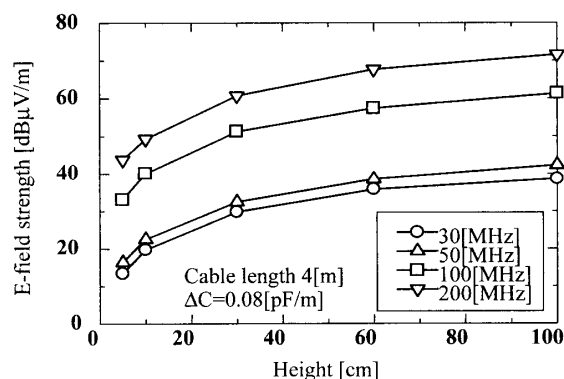
(a) Horizontal polarization



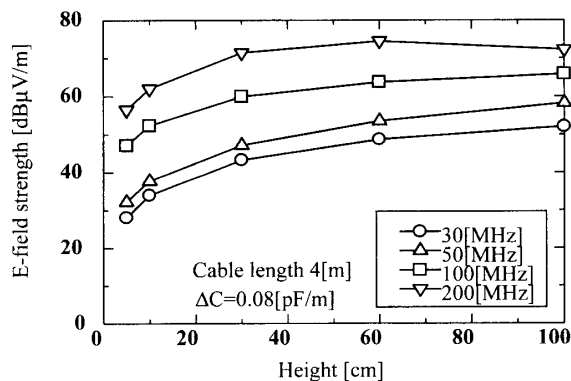
(b) Vertical polarization

図14 放射電界強度のケーブル長依存性

Fig. 14 Cable length dependency of radiated E -field strength.



(a) Horizontal polarization



(b) Vertical polarization

図15 放射電界強度の配線高依存性

Fig. 15 Height dependency of radiated E -field strength.

を5～100 cmと変化させて解析を行った。このときも受信点はx軸方向に掃引し、最大受信電界強度を求めた。結果を図15に示す。これより、配線高が高くなるにしたがって、放射電界強度が増すことがわかる。

4. ケーブルの対地平衡度と放射電磁界の関係

平衡ケーブル伝送システムを構成するケーブルは、その端末に様々な機器が接続されることが想定される。こういった機器がもつ不平衡成分を定量的に評価するパラメータとして対地平衡度特性がある[2],[14]。本章では、端末に不平衡が存在する場合の放射電磁界特性の変化について検討を行い、更に対地平衡度特性との関係を検討している。

4.1 対地平衡度の解析

対地平衡度の評価指標としては、入出力端子間にまたがってディファレンシャルモード信号とコモンモード信号の比を求める、縦方向伝達変換損(LCTL: Longitudinal Conversion Transfer Loss (ITU-T,G.117[12]におけるLCTL₂₁))を用いた。LCTLはdB表示すると式(11)のMの要素を用いて、 $I_{i1} = -I_{i2}$, $I_{o1} = I_{o2} = 0$ の条件下では、式(26)で計算できる[2]。

$$\begin{aligned} \text{LCTL} &= 20 \log_{10} \left[\frac{1}{2} \frac{V_{o1} + V_{o2}}{V_{i1} + V_{i2}} \right] \\ &= 20 \log_{10} \left[\frac{1}{2} \frac{-(C_{11} + C_{21}) + (C_{12} + C_{22})}{(A_{11} - A_{21})(C_{12} + C_{22}) - (A_{12} - A_{22})(C_{11} + C_{21})} \right] \end{aligned} \quad (26)$$

4.2 端末の不平衡による放射電磁界への影響

測定したケーブルは前節と同様、長さ4 m、挿入する

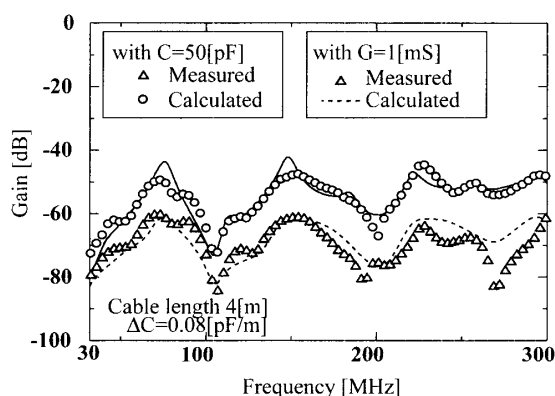
不平衡素子は端末部分の片側導体-グラウンド間に並列キャパシタンス50 pF、並列コンダクタンス1 mSである。図16に測定及び計算結果を示す。(a)は水平偏波の結果であり、○印は並列キャパシタンス50 pF挿入時、△印は並列コンダクタンス1 mS挿入時の測定結果をそれぞれ示している。(b)は垂直偏波における測定結果である。これより、垂直・水平両偏波で、いずれの不平衡を挿入した場合においても放射電界強度が増すことがわかる。

図16中に実線、破線で示したのは、それぞれ並列キャパシタンス不平衡50 pF (式(9)において $Y_{13} = j\omega C$) 及び並列コンダクタンス不平衡1 mS (式(9)において $Y_{13} = 1/R$) 挿入時における計算結果である。これより、いずれの不平衡を挿入した場合においても計算結果は測定結果とよく一致していることがわかる。これより、局所的不平衡を有する状態におけるツイストペアケーブルからの放射電界も、不平衡を表す縦続行列 F_{unb} を付加することにより解析できることがわかった。

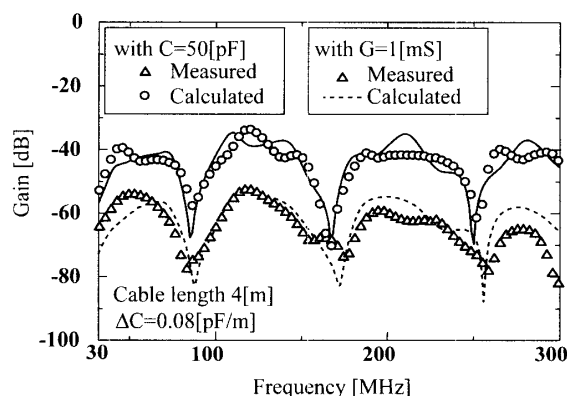
4.3 LCTLと放射電界の関係

文献[2]では、端末に並列キャパシタンス不平衡を挿入したとき、不平衡が10倍になると対地平衡度(LCTL)が20 dB悪化することが報告されている。ここでは、端末の並列キャパシタンスを変化させて不平衡量を変えたときに、放射電界がどう変化するかを解析により検討した。解析における配線形状は、全長4 mのケーブルを、横方向長さ300 cm、縦方向長さ50 cmに配し、受信点を掃引して最大電界を求めている。

図17は端末部分の片側導体-グラウンド間キャパシタンス (式(9)において $Y_{13} = j\omega C$) を変化させたときの放射電界強度を示している。信号電圧は1 Vである。挿



(a) Horizontal polarization



(b) Vertical polarization

図16 端末に局所的不平衡が存在するツイストペアケーブルの放射電界特性
Fig. 16 Radiated E-field characteristics when the unbalance element was inserted at terminal part.

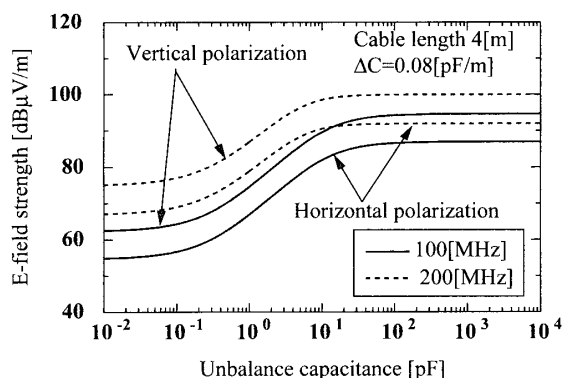


図 17 端末部分の片側導体と大地間の容量と放射電界強度の関係
Fig. 17 E-field strength dependency of capacitance between one wire and ground.

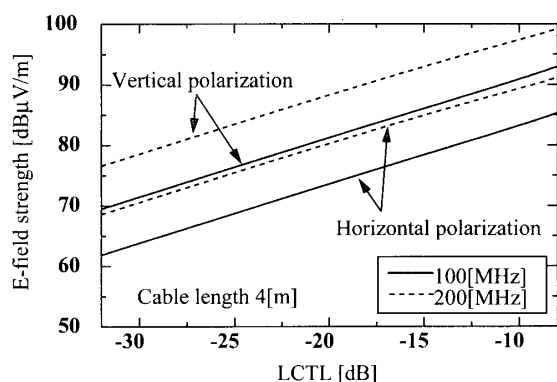


図 18 放射電界強度と LCTL の関係
Fig. 18 Relation between LCTL and E-field strength.

入る容量が小さい場合はケーブルのみの状態 ($\Delta C = 0.08 \text{ pF/m}$) の放射電界強度と等しく、挿入する不平衡が約 0.1 pF あたりから徐々に放射電界強度が増している。これより、ケーブル長 4 m の場合では、端末部分の不平衡が 0.1 pF 以上となると、ケーブル自身の不平衡より端末の影響が大きくなることがわかる。両方の周波数とも、約 10 pF 以上からは各周波数で放射電界強度は飽和に達している。また実験においても、端末不平衡 50 pF を 100 pF , 200 pF と変化させても放射される電界の強度変化は見られなかった。この領域では、不平衡が非常に大きくなり、ほとんどの伝送信号がコモンモード電流に変換されているためと考えられる。

図 18 は横軸に LCTL の変化を、縦軸に放射電界強度を示した結果である。図において LCTL の値は式(26)を用いて求めた。図 17 同様に信号電圧 (E) は 1 V である。これより、LCTL が大きくなるに従って放射電界強度が大きくなっていることがわかる。その変化率は本論文で用いた条件においては LCTL が 10 dB 大きくなる

と、放射電界強度はおよそ $10 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ 大きくなるという結果となった。

5. む す び

本論文では、1 対のツイストペアケーブルにおける放射電磁界特性に関して、4 端子対回路網における縦続行列より平衡ケーブル伝送系を表す方法を用い、信号が変換されて発生するコモンモード電流分布を求め、この電流分布よりケーブルから放射される通信信号成分を求めた。

測定値と解析値を比較した結果、以下のことがわかった。

(1) 端末部分の不平衡を付加した解析結果は測定結果とよく一致しており、端末部分の不平衡による放射電界強度も本論文で提案している解析モデルの端末部分に不平衡を模擬する回路網を付加することにより求めることができる。

(2) ケーブル長が長くなるにつれ放射電界強度は増すが、約 20 m 以上では長さの依存性はほとんどなくなる。また周波数が高いほど長さの依存性は小さい。

(3) 配線高が高くなるに従って放射電界強度が増す。

(4) LCTL が大きくなるのに比例して放射電界強度も大きくなる。

今後の課題としては、本解析法の適用周波数の拡大、放射妨害波対策設計技術への応用が考えられる。

謝辞 貴重な助言を頂いた九州工業大学工学部桑原研究室各位に感謝します

文 献

- [1] TIA/EIA-568-A Standard, "The Commercial Building Telecommunications Cabling Standard," 1994
- [2] 下塩義文, 三好正純, 古賀広昭 "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.
- [3] 上 芳夫, 佐藤利三郎, "熱り線路の妨害波排除能力について," 信学技報, EMCJ84-35, pp.1-6, 1984.
- [4] C.R. Paul, "A Comparison of the Contributions of Common-mode and Differential-mode Currents in Radiated Emissions," IEEE Trans. EMC, vol. EMC-31, no.2, pp.189-193, 1989.
- [5] Y. Shimoshio, N. Yamamoto, M. Miyoshi, H. Koga, M. Tokuda, and N. Okamoto, "LCTL Characteristics of Twisted Pair Cable Represented by Varying Lumped Element," Proc. 1998 Asia-Pacific Microwave Conference, vol.3, pp.1207-1211, Yokohama, Japan, Dec. 1998.
- [6] SO/IEC JTC 1/SC 25/WG N465, "Liaison Letter to IEC CISPR G Concerning a Standard Cabling Setup for Inclusion

CISPR24,” 1997.

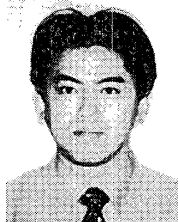
- [7] 井手口健, 古賀広昭, 下塩義文, “撚り無しメタル通信線の平衡・不平衡変換特性と電磁波放射に関する検討”, 信学技報, EMC-J99-40, pp.19-26, 1999.
- [8] 徐 欣, 仁田周一, 武藤篤生, Shesha JAYARAM, “多芯対撚線の電磁干渉特性—対撚線が2対の場合—”, 信学論(B-II), vol. J80-B-II, no.3, pp.277-283, March 1997.
- [9] M. Leone, H. Bruns, and H. Singer, “Fast EMC Analysis for Printed Circuit Boards Using an Equivalent-Wire Method of Moments,” EMC '98 Roma, no. A2, Roma, Sept. 1998.
- [10] D.M. Hockanson, J.L. Drewniak, T.H. Hubing, and T.P. Van Doren, “FDTD Modeling of Common mode Radiation from Cables,” IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.38, no.3, pp.376-387, 1996.
- [11] 村井浩一, 長谷部望, 横山逸郎 “ツイストペアケーブルへの誘導電圧の発生解析”, 信学論(B-II), vol.J81-B-II, no.4, pp.315-326, April 1998.
- [12] ITU-T Recommendation, “transmission aspects of unbalance about earth,” G.117, 1980.
- [13] R.G. Kaires “The Correlation between Common Mode Currents and Radiated Emissions,” IEEE International Symposium on EMC, pp.141-146, Washington, Aug. 2000.
- [14] 下塩義文, 山本直樹, 三好正純, 古賀広昭, “局所的インピーダンス不平衡のある平衡ケーブル伝送回路の対地平衡度特性”, 信学論(B), vol. J82-B, no.6, pp.1259-1268, June 1999.

(平成 14 年 4 月 26 日受付, 9 月 2 日再受付)



濱田 清司 (学生員)

平 10 阿南高専・電気卒。平 11 九工大・工・電気卒。現在, 同大学院修士課程在学中, 平衡ケーブルの EMC に関する研究に従事。



牧 昌弘 (正員)

平 2 大分高専・電気卒。平 4 九工大・情報工・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, 同社マルチメディア開発センター技師, 九工大大学院博士後期課程在学中, IEEE 会員。



下塩 義文 (正員)

昭 50 電通大・電気通信・電波通信卒。平 11 九工大大学院博士後期課程了。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)

会員。

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。工博。昭 61 年度本会業績賞受賞。IEEE



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。