

4ポート回路網を用いたUTPケーブルからの放射電磁界解析法の UHF帯における適用性

藤石 修士[†] 玉木 寛人[†] 石田 康弘^{††} 桑原 伸夫^{†a)}

Applicability of Analysis Method for Electromagnetic Field Radiated from UTP
Cable in the UHF Band Using 4-Port Network

Shuji FUJIISHI[†], Hiroto TAMAKI[†], Yasuhiro ISHIDA^{††}, and Nobuo KUWABARA^{†a)}

あらまし 平衡ケーブル (UTP ケーブル) 上を伝送される通信信号が高速になった場合, 信号がケーブルから漏えいして無線信号の受信に影響を与える可能性がある. この影響を評価するため, 300 MHz 以下では, 4 ポート回路網を用いた平衡ケーブルからの放射電磁界の解析が行われている. この方法は線路定数を解析に使用できる利点があるが, 300 MHz 以上の解析で適用可能であるかどうかは明確になっていない. 本論文では, この方法の 1 GHz までの適用可能性について検討を行っている. そこでは, 精度向上のため通信機器やこれを模擬するバランを 4 ポート回路網で表す方法, ケーブルの 1 より分割数依存性について論じている. 実際に 3 m 長の UTP ケーブルを用いて放射電磁界を評価した結果, 端末部分の 4 ポート回路網パラメータを測定値より求め, 1 よりを 80 分割することにより, 4 ポート回路網を用いた本解析方法が, 1 GHz 以下における放射電磁界の傾向を求めるのに有効であることが分かった.

キーワード 平衡ケーブル, 放射電磁界, 4 ポート回路網, バラン

1. ま え が き

マルチメディア情報化社会の中で, LAN の果たす役割は大きく, 高速信号の伝送可能な LAN システムの導入が進んでいる. UTP (Unshielded Twisted Pair) ケーブルを用いた LAN は, 光ファイバケーブルや同軸ケーブルを用いたものと比較して, 経済性, 施工性に優れており, 現在 1 Gbit/s の LAN が実用化されている [1]. また, 最近は更に高速な 10 Gbit/s の UTP ケーブルを用いた方式が検討されている [2]. UTP ケーブルは, 原理的には近距離であれば 1 GHz 程度の信号伝送は十分可能であるが [3], 周波数が高くなるに従い, ケーブルから放射される通信信号成分

が無線受信機に与える影響が懸念される. そのため, ケーブルから放射される通信信号の測定方法 [4] や放射される電磁界の解析方法 [5]~[8] が検討されている. また, 1 Gbit/s のシステムでは, ケーブルに漏話特性等の規格を厳しくした CAT.5e, CAT.6 の UTP ケーブルを 4 対使用し, 通信方式を工夫することにより, 基本クロックを 125 MHz に制限している [1]. しかし, 今後導入が予定されている 10 Gbit/s の方式では, 基本クロックを少なくとも 600 MHz 以上にする必要があるので [2], ケーブルから放射される信号成分の検討が急務である.

ケーブルからの通信信号の放射としては, 線間に印加された通信信号が直接空間に放射されるものと, 線間の通信信号がケーブルや端末の不平衡によりコモンモードに変換され放射されるものが考えられる [9]. 一般的に, 低周波では後者が, 高周波では前者が支配的であるといわれているが, ケーブルの構造によりその特性は異なっており, UTP ケーブルの場合, どの周波数から前者が支配的になるかは分かっていない. また, 解析方法としては, FIT (Finite Integra-

[†]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

^{††}福岡県工業技術センター機械電子研究所, 北九州市

Fukuoka Industrial Technology Center, Kitakyushu-shi, 807-0831 Japan

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

tion Technique) 等を用いて直接電磁界問題を解く方法 [6], [7] や, UTP ケーブルと大地を伝送線路と考え、これを等価回路や 4 ポート回路で表して求めたコモンモード電流分布より解析を行う方法 [5], [8] が検討されている。後者は, UTP ケーブルの線路定数を使用でき解析に要する時間が短いことや, 等価回路として測定値を使用できる利点があるが, 300 MHz までの検討結果しか報告されておらず, この解析モデルがどの程度の周波数まで適用可能であるかは明らかになっていない。

そこで本研究では, UTP ケーブルからの通信信号成分の漏えい放射電磁界について, 4 ポート回路網を用いた解析モデルの 300 MHz から 1 GHz までの適用を試みた。最初に, 解析モデルの精度向上のため, 従来使用されてきた端末部分の簡易モデルに代えて, 4 ポート回路モデルに測定値を使用する方法を検討している。1 例として, 端末部分を模擬するバランについて, 3 ポートの S パラメータから 4 ポートの回路モデルを求める方法を示している。次に, セグメント長と解析結果の関係より, 1 GHz においても十分収束した結果が得られる条件を求めている。更に, 3m 長のケーブルを用いて放射電磁界を実測定し, 本モデルの 1 GHz までの適用性を評価している。

2. UTP ケーブルからの放射電磁界解析方法

2.1 通信機器・UTP ケーブルを含む系の解析モデル

UTP ケーブルからの通信信号成分の放射電磁界発生モデルとしては, 直接電磁界が放射される場合と,

ケーブルや端末の不平衡により, 線間を流れる通信信号成分がコモンモード電流に変換されて放射される場合が考えられる。本論文では, まえがきにも述べたように, 後者のメカニズムについて検討を行う。解析モデルを図 1 に示す。LAN に使用される UTP ケーブルは通常 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 1 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。ケーブルの両端には通信機器が接続されており, 通信信号は線間に印加される。この通信信号は端末やケーブルの不平衡によりコモンモードに一部変換されるので, コモンモード電流が流れる。この, コモンモード電流により電磁界が放射される。

図 1 に示すモデルの場合, 放射電磁界を求めるためにはコモンモード電流を求める必要がある。コモンモード電流の解析モデルを図 2 に示す。

ここでは通信系を送信機器, 受信機器, ケーブルを含めすべて 4 端子回路の従続接続で表現している。図で L は図 1 に示すように 1 対の長さ, ΔL は 1

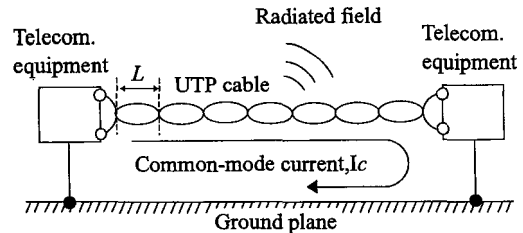


図 1 UTP ケーブルからの通信信号成分の放射電磁界発生モデル

Fig.1 Radiation mechanism of telecommunication signal transmitting on UTP cable.

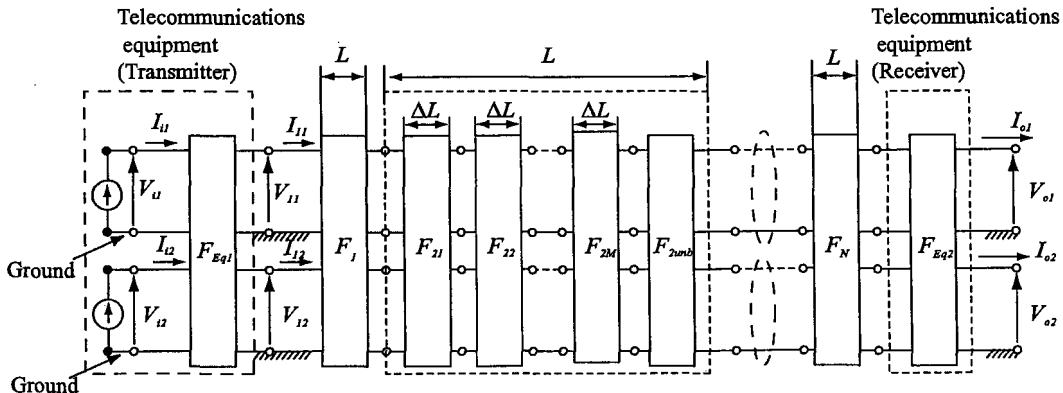


図 2 UTP ケーブル上のコモンモード電流の解析モデル
Fig.2 Analysis model of common-mode current on UTP cable.

りを M 分割したときの各セグメントの長さである。送信機器の等価表現としては、電圧源と直列にインピーダンスを挿入する方法、電流源を置き、その負荷として T 形または π 形の回路をつなぐ方法が考えられるが、電流源は図 2 に示すように各ポートのワイヤ間に直接挿入できるので、本論文では後者を選択している。この場合、電流源の負荷回路が送信機器の内部インピーダンスであり、 $[F_{Eq1}]$ 、 $[F_{Eq2}]$ はそれぞれ送信側、受信側の通信機器内部インピーダンスを表す 4 ポート回路網の F マトリックスを示している。電流源 I_{i1} 、 I_{i2} は送信機器に含まれる電流源、 V_{i1} 、 V_{i2} は送信機器の電流源側の各ポートとグラウンド間の電圧である。 I_{11} 、 I_{12} 、 V_{11} 、 V_{12} は、それぞれ送信機器の出力すなわち UTP ケーブルの入力端における電流、電圧、 I_{o1} 、 I_{o2} 、 V_{o1} 、 V_{o2} は、それぞれ受信機器の出力端における電流、電圧である。最左端の電流源 I_{i1} 、 I_{i2} は信号源として与えられ、最右端の電流はゼロとなるのでモデルの最両端の電圧はモデル全体のインピーダンスマトリックスより求めることができ、解析が簡単となる。

$[F_1] \sim [F_N]$ は UTP ケーブルの 1 よりの 4 ポート回路網を表す F マトリックスで、2 導体とグラウンドで構成される回路網を考えた場合、入力側で 2 ポート、出力側で 2 ポートとなり全体としては 4 ポート回路網で表すことができる [5], [10]。 $[F_{k1}] \sim [F_{kM}]$ は k 番目の 1 よりの微小部分を表す F マトリックス、 $[F_{kunb}]$ は k 番目の 1 よりの不平衡を模擬する 4 ポート回路網で、文献 [5] では一方の導体とグラウンド間にキャパシタンスを挿入して模擬する。これは、平衡ケーブルに存在する不平衡は各ワイヤとグラウンド間の容量不平衡によるものが支配的であると考えられ、キャパシタンスの挿入によってこれを模擬するためである。なお、以降では今回提案する方法・モデルを「方法 1」、文献 [5] に記載された方法・モデルを「方法 2」と定義して記述する。図 2 では 2 導体とグラウンドで構成される伝送路を表すため 2 本の伝送路で表しているが、実際にはグラウンド線は共通である。

図 2 に示すモデルは、文献 [5] で報告されている 4 ポート回路網モデルを発展させたものであり、その違いは末端部分の模擬方法にある。方法 2 で用いた末端の模擬方法を図 3 に示す。

方法 2 では、末端部分の回路網の決定方法が明らかになっていなかったため、周波数が低い場合、末端は十分にバランスがとれていると考え、送信端の信号源

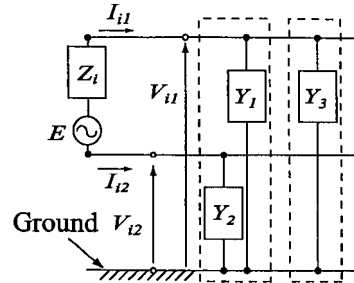


図 3 これまでの簡単な通信機器の回路モデル
Fig. 3 Simple telecommunication equipment model used for previous paper.

は導体間に印加し、その内部インピーダンスは線路の特性インピーダンスを参考にして純抵抗で模擬していた。また、各導体とグラウンド間にはアドミタンスを挿入していたが、これらも決定方法が明確になっていなかったため、純抵抗を挿入し、不平衡については別に不平衡を表す容量や抵抗を 1 本の導体とグラウンド間に挿入して模擬をしていた [5]。しかし、周波数が高くなった場合、信号源や不平衡を簡単な回路で表すことは困難と考え、本論文では測定値より求める方法を試みた。

2.2 通信端末の解析モデル

図 1 に示すように通信機器が 1 対の UTP ケーブルに接続されたモデルを考える場合、通信機器は図 4 (a) に示すように各導体とグラウンド間を 1 ポートとする 2 ポート回路網で表すことができる [11]。 I_{i1} 、 I_{i2} は送信側端末の信号源で、図に示すように各導体とグラウンド間に電流源として表すことができる。電流源の位置を動かして表現を変えると、この回路は図 4 (b) のように 4 ポート F マトリックスとして表すことができる。更に、この回路の出力を V_{11} 、 I_{11} 、 V_{12} 、 I_{12} とすれば、

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_i \\ V_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{11} \\ V_{12} \end{bmatrix} = [V_1] \\ \begin{bmatrix} I_i \\ I_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{i1} \\ I_{i2} \end{bmatrix} = [Y] [V_1] + \begin{bmatrix} I_{11} \\ I_{12} \end{bmatrix} \\ = [Y] [V_1] + [I_1] \end{cases} \quad (1)$$

の関係が成り立つので、式 (2) が導かれる。

$$\begin{bmatrix} [V_i] \\ [I_i] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [E] & [0] \\ [Y] & [E] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [V_1] \\ [I_1] \end{bmatrix} = [F_{Eq1}] \begin{bmatrix} [V_1] \\ [I_1] \end{bmatrix} \quad (2)$$

式 (2) において $[E]$ は単位マトリックス、 $[0]$ は要素

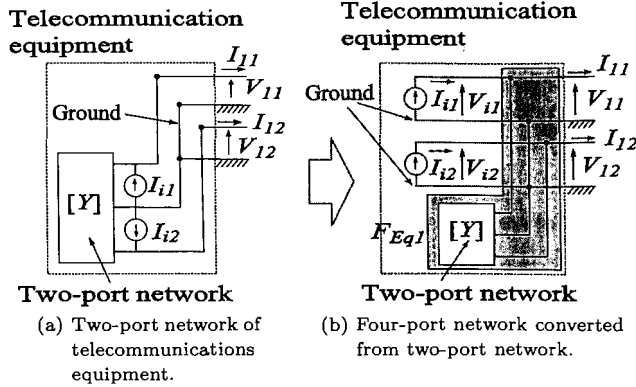


図4 通信機器を表す4ポート回路網
Fig. 4 Four-port network presenting telecommunications equipment.

がゼロのマトリックスである。式(2)より、2ポート回路網[Y]を求めることができれば、信号源 I_{11} 、 I_{12} を求めることができるため、通信機器を内部インピーダンスを表す4ポート回路網と信号源を表す電流源で表すことができる。2ポート回路網[Y]は2ポートSパラメータを測定することにより求めることができる[12]。

2.3 通信端末をバランで模擬した場合の解析モデル

通信機器内部は、通常、マイクロストリップ線路等の不平衡の線路で構成されることが多い。一方、UTPケーブルは平衡伝送系であるので、不平衡-平衡の変換が必要になり、この変換に多く使用されているのがバランである。方法2においてはバランによって通信機器を模擬しているが[5]、解析モデル化の方法については報告されていない。そこで、今回方法1においてバランを用いるにあたり、解析モデル化の方法について新たに検討を行った。

バランを表す等価回路は、図5に示すように通常3ポート回路網で表すことができる。図5で、 V_s は不平衡ポート側の通信信号源で、 W_3 は信号源の内部インピーダンスである。3ポート回路網のSパラメータを $S_{11} \sim S_{33}$ とすると、図5の各端子の電圧と電流の関係はインピーダンスマトリックスを用いて式(3)で表される[12]。

$$\begin{bmatrix} V_{11} \\ V_{12} \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -I_{11} \\ -I_{12} \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (3)$$

ここで、

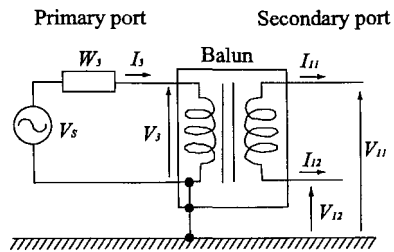


図5 単純な通信装置モデル
Fig. 5 Simple telecommunications equipment model.

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 1 + S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 1 + S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 - S_{11} & -S_{12} & -S_{13} \\ -S_{21} & 1 - S_{22} & -S_{23} \\ -S_{31} & -S_{32} & 1 - S_{33} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} W_1 & W_1 & W_1 \\ W_2 & W_2 & W_2 \\ W_3 & W_3 & W_3 \end{bmatrix} \quad (4)$$

である。式(4)において、 W_1 、 W_2 、 W_3 は、Sパラメータの測定に使用するネットワークアナライザのポートのインピーダンスである。図5より、不平衡側のポート3の入力電圧 V_3 と入力電流 I_3 は式(5)で表される。

$$V_3 = V_s - I_3 W_3 \quad (5)$$

これを式(3)に代入し、 I_3 を消去すると、式(6)が

得られる.

$$\begin{bmatrix} V_{11} \\ V_{12} \end{bmatrix} = -[Z'] \begin{bmatrix} I_{11} \\ I_{12} \end{bmatrix} + [F_a] V_s \quad (6)$$

ここで,

$$[Z'] = \begin{bmatrix} Z_{11} - \frac{Z_{13}Z_{31}}{Z_{33} + W_3} & Z_{12} - \frac{Z_{13}Z_{32}}{Z_{33} + W_3} \\ Z_{21} - \frac{Z_{23}Z_{31}}{Z_{33} + W_3} & Z_{22} - \frac{Z_{23}Z_{32}}{Z_{33} + W_3} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$[F_a] = \begin{bmatrix} \frac{Z_{13}}{Z_{33} + W_3} \\ \frac{Z_{23}}{Z_{33} + W_3} \end{bmatrix} \quad (8)$$

である. よって

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_{11} \\ I_{12} \end{bmatrix} &= -[Z']^{-1} \begin{bmatrix} V_{11} \\ V_{12} \end{bmatrix} + [Z']^{-1} [F_a] V_s \\ &= -[Y] \begin{bmatrix} V_{11} \\ V_{12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{i1} \\ I_{i2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

となり, 図 5 の 3 ポート回路は, 図 4 に示す 2 ポート回路網 $[Y]$ と電流源に置き換えられる.

2.4 コモンモード電流分布の解析

方法 2 における解析モデルでは, 図 3 の回路網において $I_{i1} = -I_{i2}$ の条件より回路網方程式を解いて電流分布を求めていたが, 図 2 の回路網ではこの条件が成り立たないので $I_{o1} = I_{o2} = 0$ の条件より電流分布を求める. 以下その方法について述べる. 図 2 の回路網はすべて 4 ポートの F マトリックスで構成されているので, 式 (10) に示す関係式が得られる.

$$\begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ I_{i1} \\ I_{i2} \end{bmatrix} = [F_{E_{q1}}] \cdot \left(\prod_{k=1}^N [F_k] \right) \cdot [F_{E_{q2}}] \cdot \begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \\ I_{o1} \\ I_{o2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$[F_k] = \left(\prod_{j=1}^M [F_{kj}] \right) \cdot [F_{k_{unb}}] \quad (11)$$

ここで, $[F_{kj}]$ は文献 [5], [10] に記載されている方法により求めることができる. 式 (10) は F マトリックスの式であるので,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} [V_i] \\ [I_i] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & B_{11} & B_{12} \\ A_{21} & A_{22} & B_{21} & B_{22} \\ C_{11} & C_{12} & D_{11} & D_{12} \\ C_{21} & C_{22} & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [V_o] \\ [I_o] \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} [A] & [B] \\ [C] & [D] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [V_o] \\ [I_o] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

とおくと $I_{o1} = I_{o2} = 0$ より $[V_o]$ は式 (13) で与えられる.

$$[V_o] = [C]^{-1} [I_i] \quad (13)$$

よって, ケーブル上 n 番目の 4 ポート回路網の入力電圧・電流は式 (14) で与えられる.

$$\begin{bmatrix} V_{n1} \\ V_{n2} \\ I_{n1} \\ I_{n2} \end{bmatrix} = \left(\prod_{k=n}^N [F_k] \right) \cdot [F_{E_{q2}}] \cdot \begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

式 (14) よりコモンモード電流 I_{nc} は式 (15) となる.

$$I_{nc} = \frac{I_{n1} + I_{n2}}{2} \quad (15)$$

2.5 放射電磁界の解析

放射電磁界は, UTP ケーブル全系の各微小区間におけるコモンモード電流によって生じる放射電磁界が積算されたものとして計算でき [5], 式 (16) で与えられる.

$$E_i = -j\omega A + \frac{\nabla(\nabla \cdot A)}{j\omega\mu\epsilon} \quad (16)$$

ここで,

$$A = \mu \sum_{n=1}^N I_{nc} \frac{e^{-jk r_n}}{4\pi r_n} \mathbf{u}_n \quad (17)$$

である. ただし, μ : 透磁率, ϵ : 誘電率, r_n : n 番目の区間から観測点までの距離, k : 波数, I_{nc} : n 番目の区間のコモンモード電流, A : ベクトルポテンシャルであり, その方向は \mathbf{u}_n の向きと同一, \mathbf{u}_n : n 番目の区間の電流ベクトルの向きを示す単位ベクトルであり, ここでは UTP ケーブルの物理的配置に沿って送信側から受信側を向く方向, となる.

図 1 に示すようにケーブルが完全導体面上にあると仮定すると, 電界強度は直接波 ($i = d$) とグラウンド面からの反射波 ($i = r$) の合成で与えられ

$$E = E_d + E_r \quad (18)$$

である.

3. 放射電界解析法の評価

2. で述べた解析方法の評価を行うため、ケーブルから放射される電界強度を測定し解析結果と比較を行った。以下評価結果について述べる。

3.1 放射電界の測定系

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 ($L = 15.0\text{m}$, $W = 24.0\text{m}$, $H = 9.2\text{m}$) 内に、全長3mの平衡ケーブル (UTP-CAT5 ケーブル内の1対を使用) を高さ0.5m, 幅2.0mに配置した。ここで、ケーブルをコの字に配置したのは、実際にUTPケーブルを用いる場合に、大地面に水平/垂直に配線される場合が多く、これを模擬するためである。ケーブルの両端には平衡-不平衡変換用バラン (3P-600-Cat7 周波数帯域 1~600 MHz [13]) を接続した。被測定ケーブルから10m離れた位置にバイログアンテナ (Schaffner 製 CBL6111B, 周波数帯域 30 MHz~1 GHz) を設置し、UTP ケーブルに対する受信アンテナ方向を図6に示す方向に固定して地上高1mから4mまで0.1mおきに变化させて、水平垂直各偏波の S_{21} をネットワークアナライザ (HP 製 8753C) を用いて測定した。バランの入力信号を V_{in} とした場合、 S_{21} (dB) の最大値より、電界強度 E (dB μ V/m) は式(19)を使用して求めることができる。

$$E = V_{in} + AF + S_{21} \quad (19)$$

式(19)で AF はアンテナファクタであり、正面から電磁波が到来した場合の AF (dB/m) を使用している。

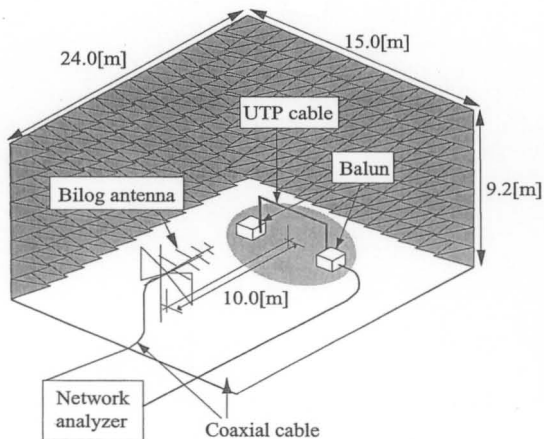


図6 放射電界測定系

Fig. 6 Experimental set-up for measuring radiated electric field strength.

なお、ケーブルからアンテナまでの距離は10mと遠いのでアンテナの指向特性に対する影響は小さいと考えている。また、同軸ケーブルによるロスはあらかじめ補正している。信号を入力しないバランの不平衡端は、バランが指定するインピーダンス50 Ω で終端をしている。測定では V_{in} は107 dB μ V (0 dBm) とした。

3.2 バランのパラメータの測定

前述のように、測定では通信端末の代わりにバランを使用しているため、解析の際はバランのSパラメータ測定値より、4ポートFマトリックスの値と、電流源の値を求める必要がある。

Sパラメータの測定系を図7に示す。図に示すように、極力短いケーブルでバランの平衡側端子 (図の左側) にSMA型コネクタを接続し、コネクタ位置でのSパラメータをネットワークアナライザ (HP 製 8753C) を用いて測定した。

図8に測定結果を示す。図8はバランの平衡側端子を見た場合のコモンモードインピーダンス Z_{com} とディファレンシャルモードインピーダンス Z_{dif} の絶対値の測定結果を示しており、この値は上記Sパラメータ測定により求められるアドミタンスマトリックス $[Y]$ を用いて、式(20), (21)で与えられる。これらは、式(1), (2), (9)におけるアドミタンスマトリックス $[Y]$ に相当する。

$$Z_{com} = \frac{1}{Y_{11} + Y_{22} + 2Y_{12}} \quad (20)$$

$$Z_{dif} = \frac{-(Y_{11} + Y_{22} + 2Y_{12})}{Y_{12}^2 - Y_{11}Y_{22}} \quad (21)$$

図より、 Z_{dif} の絶対値は600 MHz以下でおよそ100 Ω であるが、周波数に依存して変化し、600 MHzから急激に増加している。また、同じく Z_{com} も周波

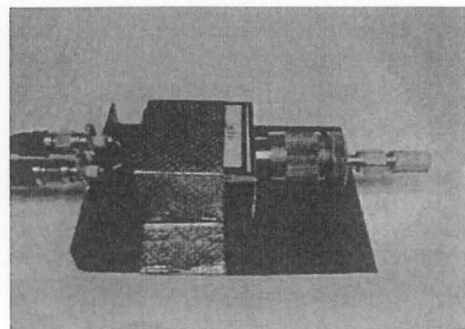


図7 バランのSパラメータ測定系

Fig. 7 External view when S-parameters of the balun are measured.

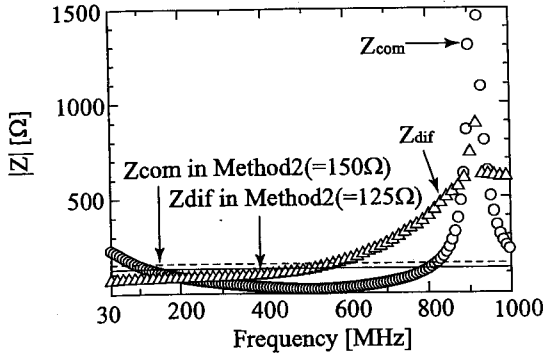


図 8 ディファレンシャルモードとコモンモードインピーダンスの測定結果

Fig. 8 Measured results of differential and common-mode impedance.

数に大きく依存し、800 MHz を超えると急激に増加している。図 3 に示す文献 [5] で用いたモデル (方法 2) では、周波数にかかわらず一定値 ($Z_{dif} : 125 \Omega$, $Z_{com} : 150 \Omega$) を使用しており、これを図 8 に併記している。図に示すように、 Z_{dif} が方法 2 で用いられた値 125Ω と測定値が大きく異なると、線間伝送路の終端インピーダンスが特性インピーダンスと大きく異なってくるため電流分布が変化する。そのため、この現象が発生する 600 MHz 以上では、方法 2 による正確な解析が困難であると考えられる。

また、求めた回路パラメータを用いて、バランを対向させて接続した場合の S_{21} を求め [14]、測定値と比較した結果、400 MHz 以下では測定値との偏差が 0.2 dB 以内、1 GHz 以下では 0.7 dB 以内であることから、本手法によりバランの回路パラメータは正確な値が得られていると考えられる。

3.3 解析条件の評価

高周波帯の解析を行う場合、図 2 に示すケーブル分割 (以下セグメントと呼ぶ) の長さ ΔL が計算結果に影響すると考えられる。そこで、ツイストペアケーブルとアンテナ間の測定距離は 10 m で、アンテナを 1 m から 4 m まで変化させた場合の最大放射電界強度 (垂直偏波) を求め、この値と ΔL の関係について検討した。

検討結果を図 9 に示す。横軸は 1 より当りのセグメント数 ($\Delta L/L$)、縦軸はセグメント数 200 を基準とした場合の偏差を示している。図で、1 より当りのセグメント数を 80 以上にするると、どの周波数においても偏差が 1 dB 以内となり、十分収束した解が得られてい

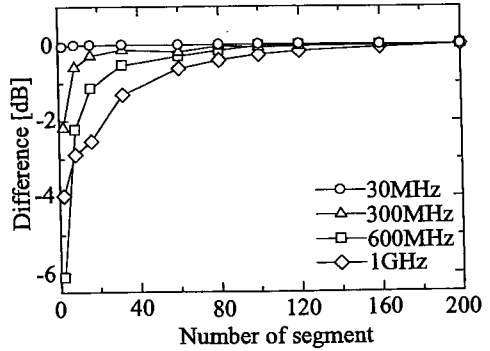


図 9 セグメント数と解析結果の関係

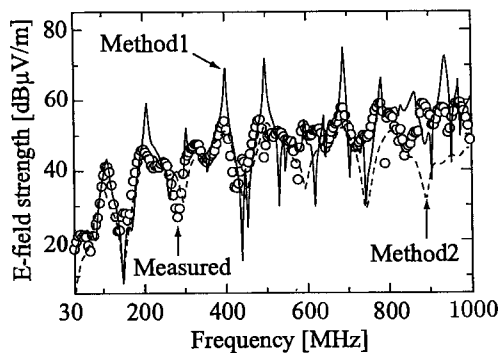
Fig. 9 Relation between number of segment and calculation result.

る。1 より当りの長さは 1.6 cm であるので、この場合 ΔL は 0.02 cm 以下となる。水平偏波について、更に他のケーブル配置例についても検討を行い、同様な結果を得ている。方法 2 における解析ではセグメント数 8 を使用しており [5]、これは、図に示すように 300 MHz 以下で十分収束した結果が得られている値である。以上の結果より、周波数帯域を 1 GHz まで拡大した場合、 ΔL の値を方法 2 で用いた値の 1/10 以下にする必要があることが分かる。

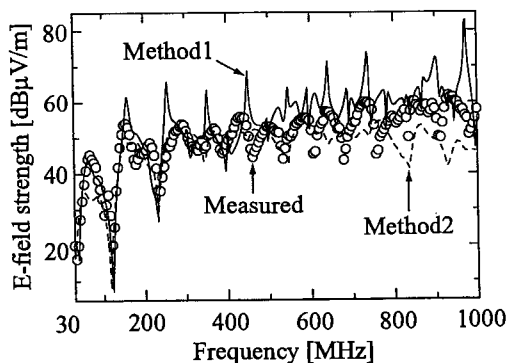
3.4 放射電界の周波数依存性

図 10 に、30 MHz から 1 GHz までの放射電界測定結果を示す。図には、図 6 に示す測定系や文献 [5] に示すパラメータを用いた場合の解析結果も併せて示している。ここで、ケーブル自身のもつ不平衡については、文献 [5] に従い、単位長当たり 0.08 [pF/m] の容量を 1 よりごとに挿入した。なお、図では UTP ケーブルの受信アンテナに対する角度が一定で周波数を変えた場合の比較を行っているが、同一周波数におけるハイトパターン及びアングルパターンについて、方法 1 による解析値が測定値の傾向をよくとらえていることが文献 [15] で示されている。

図 10 で、○印が測定結果、実線は本論文の解析モデルを用いた解析結果、破線は方法 2 において 300 MHz 以下で用いたモデル [5] を用いた解析結果である。なお、方法 2 のモデルの場合も、1 より分割数については 3.3 で得た値 (80 分割) を使用している。1 よりを 8 分割した際の解析も行ったが、図 9 より推測できるように、高い周波数では測定値と大きな偏差が生じることを確認している。図より、本論文で示すモデルを用いた解析結果は、放射電界強度のピークとディップの



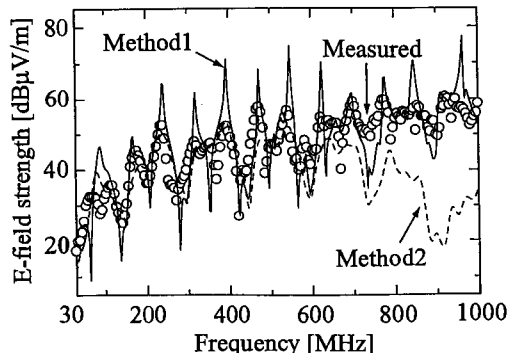
(a) Horizontal polarization



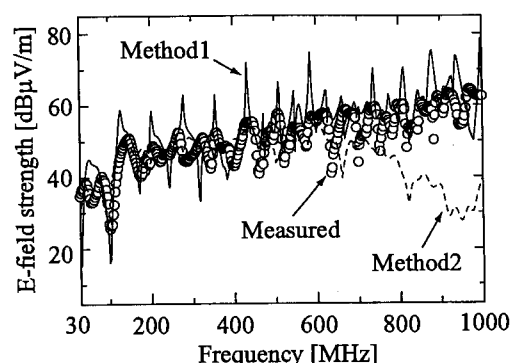
(b) Vertical polarization

図 10 ツイストペアケーブルからの放射電界特性 (高さ 0.5 m, 水平長 2.0 m)

Fig.10 Radiated E-field characteristics of twisted pair cable. (height 0.9 m, horizontal length 2.0 m)



(a) Horizontal polarization



(b) Vertical polarization

図 11 ツイストペアケーブルからの放射電界特性 (高さ 0.9 m, 水平長 2.0 m)

Fig.11 Radiated E-field characteristics of twisted pair cable. (height 0.9 m, horizontal length 2.0 m)

部分について測定結果との偏差が大きいものの、全体としての傾向はよく一致していることが分かる。特に垂直偏波については、測定値と解析値はほぼ一致している。一方、方法 2 のモデルを用いた場合、500 MHz 以上では測定値との傾向が一致していないことから、バランの使用周波数帯域外の 500 MHz 以上では、方法 2 は使用できないと考えられる。

図 10 は、ケーブル全長 3 m (高さ 0.5 m, 水平長 2.0 m) の場合を想定したものであるが、更に異なるケーブル配置条件において同様な結果が得られるかを検討した。全長 3.8 m (高さ 0.9 m, 水平長 2.0 m)、すなわち前述のモデルと高さが異なる場合を図 11 に、全長 4 m (高さ 0.5 m, 水平長 3.0 m)、すなわち前述のモデルと水平長が異なる場合を図 12 に示す。

図 11, 図 12 いずれにおいても図 10 の場合と同様に、方法 2 では 500 MHz を超えると測定値と解析値の偏差が次第に拡大する傾向があるが、方法 1 では周

波数全域において解析値と測定値の傾向がよく一致していることが分かる。また、図には示していないが、他の数例についても同様の結果を確認している。なお、本論文では、水平長が数 m オーダの場合を検討したが、10 m 超～数十 m の場合に、提案した方法 1 が適用可能かについては今後の課題と考えている。以上の結果より、今回測定を行った条件では、4 ポート回路網を用いた本提案の解析モデルが、1 GHz まで有効であるといえる。また、図 10, 図 11, 図 12 において、測定値、解析値とも周期的な電界のピークとディップが見られる。図 10 の場合、約 100 MHz ごとに電界のピークが生じているのは、100 MHz (1 波長 = 3 m) の倍数において UTP ケーブル長 (3 m) に共振するためである。同様に、図 11 の場合は 78.9 MHz (1 波長 = 3.8 m) の倍数において、図 12 の場合 75 MHz (1 波長 = 4 m) の倍数において共振が確認できる。ここで、測定値に比べ解析値では電界のピークの絶対値が大きい。これ

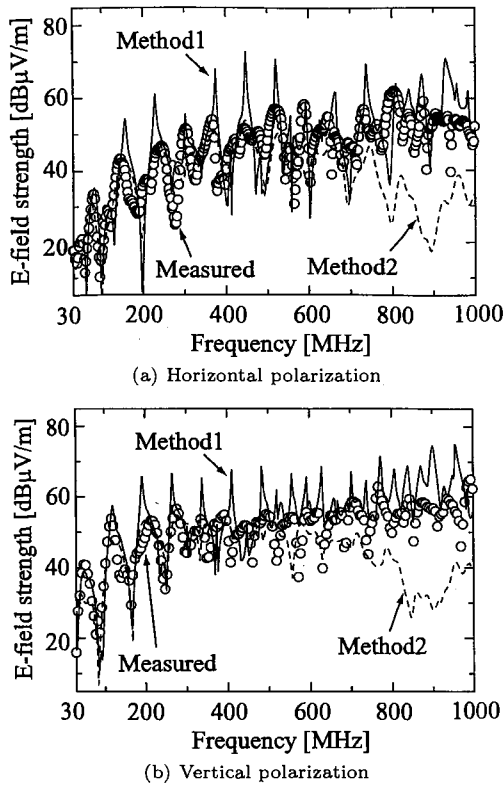


図 12 ツイストペアケーブルからの放射電界特性 (高さ 0.5 m, 水平長 3.0 m)
 Fig. 12 Radiated E-field characteristics of twisted pair cable. (height 0.5 m, horizontal length 3.0 m)

は、実際の受信アンテナではある一定の面内に発生する電磁界エネルギーを測定しているのに対し、解析は点の電磁界を求めていること等が原因と予想されるが、詳細な検討は今後の課題である。

4. む す び

本論文では、UTP ケーブルからの放射電磁界特性評価のため、これまで 300 MHz 以下において有効とされた 4 ポート回路網を用いた解析法について、適用周波数を 1 GHz まで拡大する検討を行った。本解析法は、UTP ケーブルの伝送路としての線路定数を利用できるので、解析モデルが簡単で解析に時間を要しない利点がある。ここでは、方法 2 において十分に考慮されていなかった通信機器のモデル化のために、2 ポートの測定値を用いる方法を検討した。更に、UTP ケーブルは平衡伝送路として使用されるため、平衡-不平衡変換回路のモデル化法についても検討を行った。

新たに提案した解析モデルの妥当性を評価するため、バランを通信端末として、電波半無響室内で放射電界を測定し、解析結果と比較を行った。その結果、バランによっては高い周波数になると一定のインピーダンスで表すことは困難であること、十分収束した値を得るためには 1 よりを 80 分割する必要があることが分かった。また、ケーブルから放射される電磁界の解析値は測定値の傾向をよくとらえていることが示された。

以上の結果より、4 ポート回路網を用いた本解析方法は、測定値より得た厳密なモデルを端末部分に用いることにより、今回測定を行った条件では、1 GHz までの適用が可能であることが分かった。

今後の課題としては、解析値においてピーク部分が大きくなる原因の解明、適用周波数の上限とケーブル条件との関係の検討が挙げられる。

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] IEEE802.3ab, "Physical layer parameters and specifications for 1000 Mb/s operation over 4-pair of category 5 balanced copper cabling Type 1000Base-T," 1999.
- [2] IEEE P802.3an Task Force, <http://grouper.ieee.org/groups/802/3/an/index.html>
- [3] 牧 昌弘, 濱田清司, ジョンソン ルアン オッチューラ, 下塩義文, 徳田正満, 桑原伸夫, "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," 信学論 (B), vol.J85-B, no.6, pp.890-899, June 2002.
- [4] ISO/IEC JTC 1/SC 25/WG N465, "Liaison Letter to IEC CISPR G Concerning a Standard Cabling Setup for Inclusion CISPR24," 1997.
- [5] 濱田清司, 牧 昌弘, 下塩義文, 徳田正満, 桑原伸夫, "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," 信学論 (B), vol.J86-B, no.4, pp.703-713, April 2003.
- [6] G. Antonini, A.C. Scogna, A. Orlandi, and V. Ricchiuti, "Signal radiation and transmission properties of twisted wire pairs in the GHz range," EMC Europe 2004, pp.564-569, Eindhoven, Sept. 2004.
- [7] S. Cabggia and P. Santi, "Common-mode radiated emissions from UTP/STP cables with differential high-speed drivers/receivers," 2003 IEEE International symposium on EMC, pp.564-569, Boston, Aug. 2003.
- [8] 井手口健, 古賀広昭, 下塩義文, "燃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, EMCJ99-40, 1999.
- [9] C.R. Paul, "A comparison of the contributions of common-mode and differential-mode currents in radiated emissions," IEEE Trans. Electromagn. Compat.,

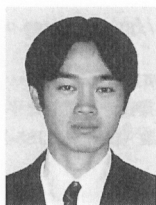
- vol.31, no.2, pp.189-193, 1989.
- [10] Y. Shimoshio, N. Yamamoto, M. Miyoshi, H. Koga, M. Tokuda, and N. Okamoto, "LCTL characteristics of twisted pair cable represented by varying lumped element," 1998 Asia-Pacific Microwave Conference, vol.3, pp.1207-1211, Dec. 1998.
- [11] F. Amemiya, N. Kuwabara, and T. Ideguchi, "Method for estimating electromagnetic interference due to unbalance in telecommunication line," IEICE Trans. Commun., vol.E75-B, no.3, pp.141-147, March 1992.
- [12] 佐藤利三郎, 伝送回路, コロナ社, 1996
- [13] <http://www.3ptest.dk/>
- [14] T. Hoshino, F. Amemiya, and N. Kuwabara, "Evaluation method of common-mode choke coil used for high speed telecommunications port," 2005 International symposium on EMC, Chicago, pp.210-215, Aug. 2005.
- [15] S. Fujiishi, N. Kuwabara, and F. Amemiya, "Calculation of radiated field from UTP cable at high frequency using 4-port network model," EMC Europe 2004, pp.570-575, Eindhoven, Sept. 2004.

(平成 17 年 5 月 23 日受付, 12 月 10 日再受付)



桑原 伸夫 (正員)

昭 50 静岡大・工・電子卒. 昭 52 同大大学院修士課程了. 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, 通信システムの EMC 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, 電気学会各会員.



藤石 修士 (学生員)

平 15 九工大・電気卒. 現在, 同大大学院修士課程在学中. 4 ポート回路網を用いた高周波帯における UTP ケーブルからの放射電磁界解析法の研究に従事.



玉木 寛人

平 17 九工大・電気卒. 現在, 同大大学院修士課程在学中. 1 GHz 以上の平衡ケーブルからの高速通信信号放射特性の研究に従事.



石田 康弘 (正員)

昭 61 九大・工・電気卒. 昭 63 同大大学院修士課程了. 平 13 九工大大学院博士後期課程了. 昭 63 九州松下電器(株)入社. 平 4 福岡県工業技術センター機械電子研究所入所. 以来, 電子機器の EMC 関連測定, 妨害波低減法等の研究に従事. 博士(工学). IEEE 会員.