

電力線搬送通信信号が誘導により VDSL 通信に与える影響の研究

下妻 陽介[†] 下塩 義文^{††} 秋山 佳春^{†††} 桑原 伸夫^{†a)}

PLC Signal Influence on VDSL System by Induction between Indoor Power Line and Telecommunication Line

Yousuke SHIMOZUMA[†], Yoshifumi SHIMOSHIO^{††}, Yoshiharu AKIYAMA^{†††}, and Nobuo KUWABARA^{†a)}

あらまし 電力線搬送通信 (PLC) は家庭内の配電線を通信線としても利用するため、新たに通信線を配線する必要がないといった利点があるが、通信目的として設計されていない電力線を使用するため、他の通信への影響を検討する必要がある。通信に影響を及ぼす経路としては放射、伝導、誘導によるものが考えられるが、本論文では、通信線に誘導した PLC 信号が同じ周波数帯域を使用する VDSL 通信へ与える影響について検討を行った。まず、電力線から通信線に誘導する電圧を、2 対の平衡ケーブルの 4 導体とグラウンドを考慮した 5 導体からなる 8 ポート回路網モデルにより解析を行った。この解析モデルにより、伝送系の平衡度を変化させたときの近端クロストーク (VTR) を求め測定値と比較した結果、両者の傾向はほぼ一致し、解析により VTR の評価が可能であることが分かった。次に、誘導した PLC 信号が VDSL 通信に与える影響を、スループットの劣化を尺度として評価を行った。その結果、通常の条件下においては影響がないこと、VTR の解析値、PLC 及び ADSL モデムの入出力信号レベル、干渉が発生する DU 比 (通信信号と妨害波の比) が既知であれば、干渉の発生をある程度予測することが可能であることが分かった。

キーワード ホームネットワーク, PLC, eight-port network, VDSL, 近端クロストーク

1. ま え が き

IT (情報技術) の進展により、家庭内のネットワーク化が進められている。家庭内のネットワーク化に使用される伝送方式としては、無線、UTP ケーブル等が考えられるが、最近家庭内に敷設済みの配電線 (以下、電力線と呼ぶ) を伝送媒体と使用する電力線搬送通信 (PLC: Power Line Communication) が注目されている [1]。

電力線を伝送媒体として使用するアイデアは古くからあり、現在、第一世代、第二世代の PLC が実用化

されている [2]。ただ、第二世代においても 450 kHz 以下の周波数帯域を使用している関係上、伝送速度は 9.6 kbit/s に制限されている。一方、海外では動画の伝送が可能な第三世代の PLC が実用化されている [3]。しかし、この PLC は 2~30 MHz の短波帯を使用するため、無線通信への影響が懸念され、現在、日本では実験目的のものを除いては使用が許可されていない [4]。

PLC が他の通信に影響を及ぼすメカニズムとしては、放射のほかに、伝導によるものと誘導によるものが考えられる。伝導によるものには通信機器の電源ポート側に現れる通信信号が機器内部の伝導結合により通信ポート側に現れるものがあり、4 ポート回路網を用いた検討が行われている [5], [6]。特に、VDSL 通信は PLC と同じ周波数帯域を使用するのでその影響が懸念され評価が行われている [5]。一方、誘導によるものは、電力線に近接して配置された通信線に誘導により PLC 信号が現れるものである。誘導については、これまで通信線間の漏話や屋外の電力線からの誘導については通信へ影響を与える重要なファクタとして検

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

^{††}熊本電波工業高等専門学校情報通信工学科, 熊本市
Department of Information and Communication Engineering, Kumamoto National College of Technology, Kumamoto-shi, 861-1102 Japan

^{†††}日本電信電話株式会社 NTT 環境エネルギー研究所, 武蔵野市
NTT Energy and Environment Systems Laboratories, NTT Corporation, 3-9-11 Midori-cho, Musashino-shi, 180-8585 Japan

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

討されてきているが[7],[8], 電力線と通信線間の誘導についてはまだ検討されていない. 特に, 電力線は本来この周波数帯域の通信を目的にして設計されておらず, 最近, グラウンドを含む解析モデルが報告されているのが現状である[9].

本論文では, これらの背景に基づいて, 電力線から通信線に誘導される PLC 信号の VDSL 通信への影響について評価を行っている. 検討にあたっては, まず大地上に配置された電力線と通信ケーブルを 8 ポート回路網で表し, 誘導電圧を求める方法を検討している. また, この解析モデルの妥当性を評価するため, 伝送系の平衡度と誘導電圧の関係を測定し解析値と比較を行っている. 最後に, VDSL 信号に PLC 信号を干渉させ誘導電圧の解析値より予測された結果の評価を行っている.

2. 電力線と通信線間の誘導電圧解析

2.1 誘導電圧解析モデル

電力線から通信線への誘導モデルを図 1 に示す. PLC は通常, 図 1 に示すように電子機器内部に内蔵された PLC モデムにより電力線を介して通信を行う方式であり, VDSL は, 例えば, 集合住宅内の既存通信線を使用して高速通信を行う方法である. 通信線は実際には 1 対ではなく, また電力線もグラウンド線を含むものがあるが, ここでは簡略化のため, 図 1 に示すように, 電力線は 2 本の平衡導体で, 通信線は 1 対の撚り線で表されるモデルを考える.

図 1 に示すように電力線 (AC mains line) と通信線が近接して配置されると, 電力線と通信線間に存在

する不平衡により電力線の線間の PLC 信号が通信線の線間に誘導される. 通信回路のように端末のバランスがよく, 通信線間が近接されて配置されている場合は, 2 対の伝送路間の誘導が支配的であるが[10], 電力線のように端末やケーブルそのものの平衡度が悪い場合は, PLC 信号がコモンモード電流に変換され, そのコモンモード電流により通信線間に PLC 信号が誘導されるメカニズムも検討する必要がある. このような場合, 各導体とグラウンド間を一つのポートと考えると回路網で表す方法が有効である[7]. 図 1 に示すモデルの解析モデルを図 2 に示す. 図 1 のモデルの場合, 電力線が 2 導体, 通信線が 2 導体であるので, グラウンドと入力側, 出力側を考慮した場合, 図 2 に示すように 8 ポートの回路網モデルで表すことができる.

図 2 で, 上の 2 線は電力線を示し, 次の 2 線は通信線を示し, 一番下の 1 線はグラウンドを示してい

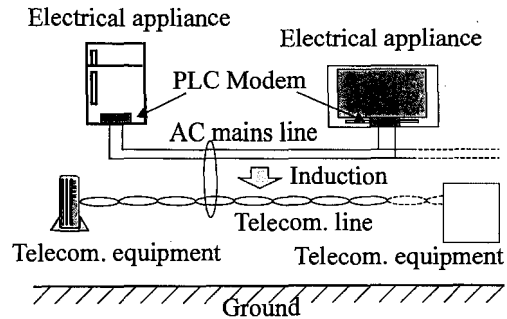


図 1 電力線から通信線への PLC 信号誘導モデル
Fig.1 PLC signal induction model from AC mains line to telecommunication line.

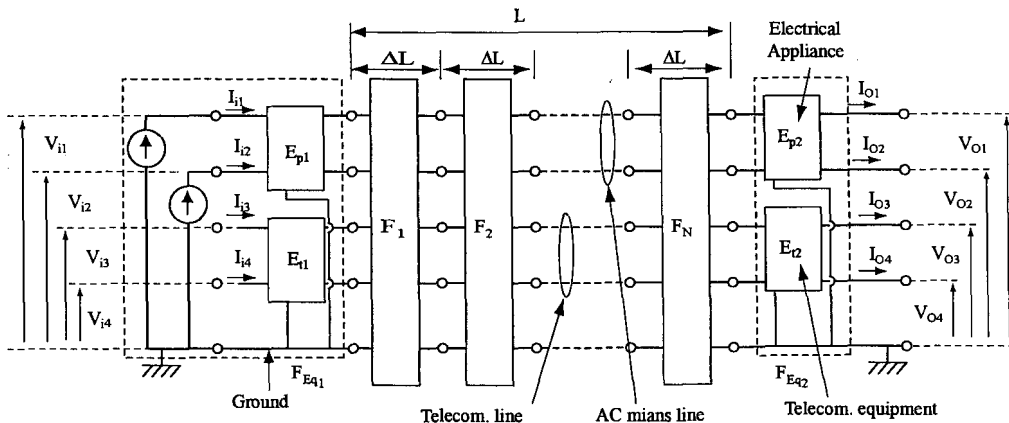


図 2 8 ポート回路網により表された解析モデル
Fig.2 Analysis model presented by eight-port network.

る。また、 F_1, \dots, F_N は電力線と通信線からなる伝送線路上の微小区間 ΔL (以下、セグメントと呼ぶ) における 8 ポート回路網の F マトリックスを表している。 E_{p1}, E_{p2} は電子機器 (Electrical appliance) を、 E_{t1}, E_{t2} は通信機器を表しており、2.2.2 で述べるように F マトリックスでモデル化する。電子機器と通信機器は図 1 に示すように別の機器であるが、本論文では解析の都合上、図 2 に示すように両者を合わせて 8 ポート回路網で取り扱っている。このようにすることにより、図 2 に示すように電子機器、通信機器、線路をすべて 8 ポート回路網を縦続接続したモデルで解析することができる。

電子機器、通信機器とも電源ポートのみ及び通信ポートのみから見た場合は 2 導体のみが見えるので 2 ポートの回路であるが、本モデルでは解析の都合上 4 ポートに変換している。図 2 の電流源は PLC 信号を表しており、本来は線間に印加されるが、等価変換を行い各導体とグラウンド間の電流源で表している。通常信号源は電流源とそれに並列なインピーダンスで表されるが、並列インピーダンスは図 2 に示す電子機器 E_{p1} に含まれている。電子機器の不平衡によるコモンモードの信号成分については、 E_{p1} の回路をグラウンドに対して不平衡にすることにより模擬している。

2.2 電力線と通信線の等価回路

セグメント ΔL を表す 8 ポート回路網の等価回路を図 3 に、電力線と通信線の位置関係を図 4 に示す。図 3 で、 $R_{i,k}$ は各導体の抵抗、 $L_{ii,k}$ は各導体の自己インダクタンス、 $L_{ij,k}$ ($i \neq j$) は各導体と大地間で構成される回路の相互インダクタンス、 $C_{ii,k}$ は各導体-グラウンド間の静電容量、 $C_{ij,k}$ ($i \neq j$) は各導体間の静電

容量である。 $C_{S,k}$ は図 4 に示す構造上の不平衡以外に実際の伝送路の不完全さに起因する静電結合を表す容量である。この結合は、図 3 に示すように、電力線と通信線それぞれの片側の導体間に 1 個の容量を挿入することにより表すことができる [10]。伝送路間の誘導は静電結合と電磁結合があるが、どちらも結合量は周波数に比例するため、本論文のように近端のみ現れる誘導電圧を評価する場合は容量のみで近似できる。通信線の近端と遠端の両方に現れる誘導電圧を求めるためには両方を考慮する必要があるが、現在のモデルはそこまでの精度はなく、誘導モデルの高精度化は今後の課題である。

図 3 の等価回路の入出力間では式 (1) の関係が成立する。

$$\begin{bmatrix} [V_k] \\ [I_k] \end{bmatrix} = [F_k] \begin{bmatrix} [V_{k+1}] \\ [I_{k+1}] \end{bmatrix} \tag{1}$$

ここで

$$[V_k] = \begin{bmatrix} V_{1,k} \\ V_{2,k} \\ V_{3,k} \\ V_{4,k} \end{bmatrix}, \quad [I_k] = \begin{bmatrix} I_{1,k} \\ I_{2,k} \\ I_{3,k} \\ I_{4,k} \end{bmatrix} \tag{2}$$

である。

2.2.1 線路部分の解析モデル

F マトリックス $[F_k]$ は、図 3 より、次のように表される。

$$[F_k] = \begin{bmatrix} [E] & [Z_k] \\ [Y_k] & [E] \end{bmatrix} \tag{3}$$

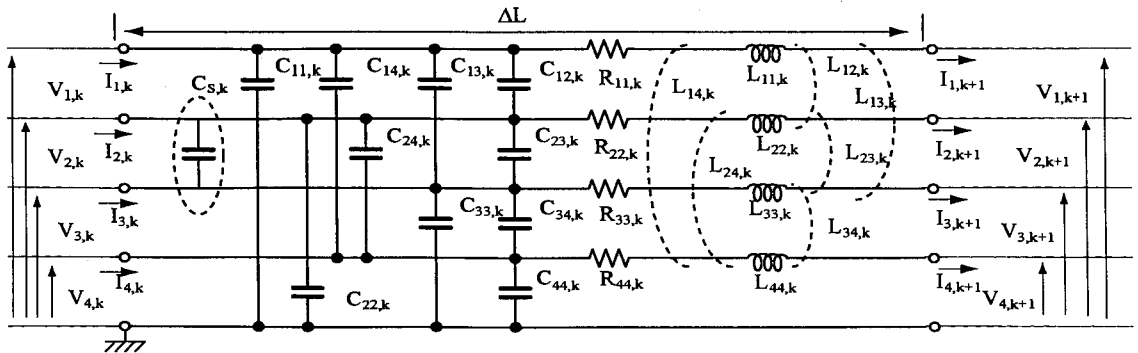


図 3 微小区間における等価回路
Fig. 3 Equivalent circuit presenting short area of transmission line.

ここで、 $[E]$ 、 $[Z_k]$ 、 $[Y_k]$ は、それぞれ、4行4列の単位マトリックス、インピーダンスマトリックス、アドミタンスマトリックスである。 $[Z_k]$ 、 $[Y_k]$ は式(4)、(5)となる。

$$Z_{ij,k} = (R_{ij,k}\delta_{ij} + j\omega L_{ij,k})\Delta L \quad (4)$$

$$Y_{ij,k} = j\omega C_{ij,k}\Delta L \quad (5)$$

式(4)、(5)において、 ΔL は図2、図3の等価回路で表されるセグメントの長さ、 δ_{ij} はクロネッカー δ 、 $R_{ij,k}$ は単位長当りの導体の抵抗で表皮効果が支配的となる周波数では次の式で与えられる[11]。

$$R_{ij,k} = \frac{1}{4\pi r_i^2 \sigma} \left[1 + \sqrt{36 + (4\pi r_i^2 \sigma \mu_0 f)^3} \right] \quad (6)$$

ここで、 r_i : 導体半径 [m]、 σ : 導体の導電率 [S/m]、 μ_0 : 真空中の透磁率、 f : 周波数 [Hz] である。また、 $L_{ij,k}$ は単位長当りのインダクタンスで、自己インダクタンスは

$$L_{ii,k} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{2h_{i,k}}{r_i} \right) \quad (7)$$

相互インダクタンスは

$$L_{ij,k} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left[\sqrt{\frac{(h_{i,k} + h_{j,k})^2 + d_{ij,k}^2}{(h_{i,k} - h_{j,k})^2 + d_{ij,k}^2}} \right] \quad (8)$$

で与えられる[11]。

ここで、 $h_{i,k}$ 、 $h_{j,k}$: グラウンドから導体までの高さ、 $d_{ij,k}$: 導体*i*と導体*j*間の距離である。これらの値は図4に示す幾何学的な位置より求めることができる。UTPケーブルには、図4に示すように、撚りが入っているので、 ΔL を撚りピッチよりも十分短くしている。アドミタンスマトリックスの各要素 $C_{ij,k}$ は図4に

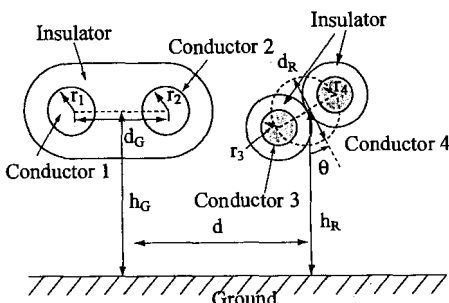


図4 電力線と通信線の位置関係
Fig. 4 Layout of AC mains line and telecommunication line.

示す条件下でラプラス方程式を解けば求められるが、図に示すように電力線も通信線もプラスチックの被覆をもっているため、 $C_{ij,k}$ の解析は簡単ではない。数値解析を用いる方法も考えられるが、本論文では簡易手法として、線路損が十分に小さいときに成り立つ関係式[7]を用いて

$$[C_k] = \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{\text{reff}} [L_k]^{-1} \quad (9)$$

より導体間容量を表す容量マトリックス $[C_k]$ を求めた。ここで ϵ_0 : 真空中の誘電率、 ϵ_{reff} : 等価比誘電率である。先に述べた C_S と ϵ_{reff} は解析により求めることができないので、測定により決定する。

2.2.2 端末部分の解析モデル

E_{pn} 、 E_{tn} ($n = 1, 2$) はケーブルに接続されている端末機器である。電源ポートをもつ電子機器や通信機器の通信ポート側は2ポート回路網により表される。通信機器には電源ポートもあるが、電源ポートと通信ポート間の妨害発生は伝導結合によるものが支配的と考えられるので[5],[6]、今回は検討を行っていない。

図5左の2ポート回路網を図5右に示すように、T型回路網で表すことにする。端末機器が互いに結合していないと仮定した場合、通信機器と電子機器を含めた8ポート回路網のFマトリックスは式(10)で与えられる。

$$[F_{E_q,k}] = \begin{bmatrix} [E] & [0] \\ \begin{bmatrix} Y_{p11,k} & Y_{p12,k} & 0 & 0 \\ Y_{p21,k} & Y_{p22,k} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{t11,k} & Y_{t12,k} \\ 0 & 0 & Y_{t21,k} & Y_{t22,k} \end{bmatrix} & [E] \end{bmatrix} \quad (10)$$

ここで、 $k = 1, 2$ 、 $[0]$ は4行4列の各要素が0のマ

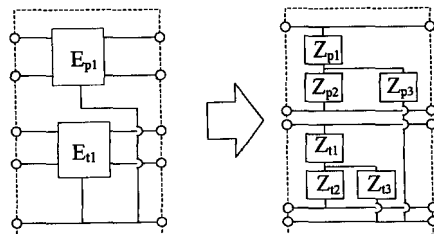


図5 端末機器の8ポート回路網
Fig. 5 Eight-port network presenting terminal equipment.

トリックスを示している。また、 Y_{pij} 、 Y_{tij} は図 5 に示す端末機器を表すアドミタンスから次の式で求められる。

$$\begin{aligned}
 Y_{i11,k} &= \frac{Z_{i2,k} + Z_{i3,k}}{Z_{i1,k}Z_{i2,k} + Z_{i2,k}Z_{i3,k} + Z_{i3,k}Z_{i1,k}} \\
 Y_{i12,k} &= Y_{i21,k} \\
 &= \frac{-Z_{i3,k}}{Z_{i1,k}Z_{i2,k} + Z_{i2,k}Z_{i3,k} + Z_{i3,k}Z_{i1,k}} \\
 Y_{i22,k} &= \frac{Z_{i3,k} + Z_{i1,k}}{Z_{i1,k}Z_{i2,k} + Z_{i2,k}Z_{i3,k} + Z_{i3,k}Z_{i1,k}} \quad (i = p, t; k = 1, 2) \quad (11)
 \end{aligned}$$

2.2.3 誘導電圧特性の解析

図 2 に示す解析モデルより、F マトリックスの値が得られれば、図 2 の伝送路の末端に現れる電圧 $[V_i]$ 、 $[V_o]$ と電流 $[I_i]$ 、 $[I_o]$ の関係は式 (12) で与えられる。

$$\begin{bmatrix} [V_i] \\ [I_i] \end{bmatrix} = [F_{E_{q1}}] \cdot \left(\prod_{n=1}^N [F_k] \right) \cdot [F_{E_{q2}}] \begin{bmatrix} [V_o] \\ [I_o] \end{bmatrix} \quad (12)$$

ここで N はセグメント数である。式 (12) の F マトリックスの積の部分は F マトリックスの性質より一つの F マトリックスで表すことができる。F マトリックスはインピーダンスマトリックスに変換することができるので [12]、式 (12) より、次の関係が得られる。

$$\begin{bmatrix} [V_i] \\ [V_o] \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} [I_i] \\ [I_o] \end{bmatrix} \quad (13)$$

図 2 より、 $I_{i1} = I_{in}$ 、 $I_{i2} = -I_{in}$ 、 $I_{i3} = I_{i4} = I_{o(i=1,2,3,4)} = 0$ であるので、電圧は式 (13) より求めることができる。ここで、 I_{in} は誘導信号となる電流源の値である。

近端における入力電圧 V_{in} と誘導電圧 V_{out} の比を近端クロストーク（以下 VTR (Voltage transfer ratio) と呼ぶ）とすれば、VTR は式 (14) で与えられる。

$$VTR(dB) = 20 \log \left| \frac{V_{i3} - V_{i4}}{V_{i1} - V_{i2}} \right| \quad (14)$$

3. 等価比誘電率及び不平衡容量成分の決定

3.1 測定系

本論文では等価比誘電率 ϵ_{reff} と伝送路の不平衡を表す容量 C_S については、解析により求めず測定により求める。これらの定数を求めるための測定系を図 6 に示す。測定では、直線の長さが 30 m 以上ある廊下に幅

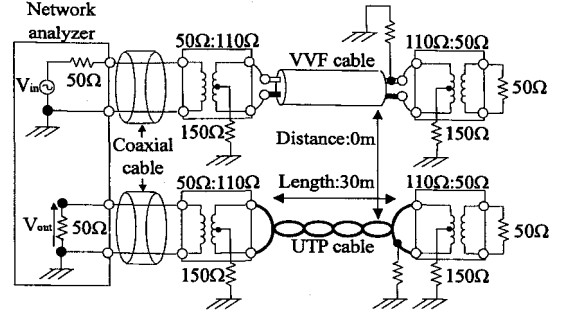


図 6 誘導電圧の測定系
Fig. 6 Experimental setup for measuring VTR.

1 m 長さ約 32 m の導電性シートを敷いてその上に図に示すように、電力線と通信線を並行して直線に配置し、両端にはバランを接続し、近端側のバランの一次側に生じる電圧の比をネットワークアナライザにより測定した。電力線には導体径 1.6 mm の VVF ケーブルを、通信線には UTP CAT-5 ケーブル（心線径 0.5 mm）の一对を使用し、両者とも長さは 30 m とした。また、二つのケーブルは絶縁体が互いに接し ($d = 6$ mm)、かつ、VVF ケーブルの絶縁体が床面に触れるように ($h_G = h_R = 4$ mm) 配置した。また、今回測定に使用した VVF ケーブルの導体の間隔は $d_G = 4.5$ mm、UTP ケーブルの導体間隔は $d_R = 2$ mm である。更に、バランのセンタタップを、図 6 に示すように、コモンモードインピーダンスを安定させるために 150 Ω の抵抗を介してグラウンドに接続した。

今回の実験ではバランの一次側の電圧を測定している。しかし、測定に使用するバランの特性が等しい場合、式 (15) の関係が成り立つので、一次側の電圧比より VTR を求めることができる。

$$\left| \frac{V_{i3} - V_{i4}}{V_{i1} - V_{i2}} \right| = \left| \frac{\eta V_{out}}{\eta V_{in}} \right| = \left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| \quad (15)$$

式 (15) で η はバランの一次側と二次側の変換係数である。

図 5 に示す末端の等価回路パラメータはバランを 3 ポートの回路網として S パラメータを測定し、その結果より求めた [13]。

3.2 等価比誘電率と容量 C_S の決定

伝送路間の不平衡を表す容量 C_S と等価比誘電率 ϵ_{reff} を変化させたときの VTR の解析値と測定値を図 7、図 8 に示す。図で、○印は測定値を示しており、図 7 の実線、破線、一点鎖線は $C_S = 0.05$ pF/m の場合の各等価比誘電率における解析値を示している。図

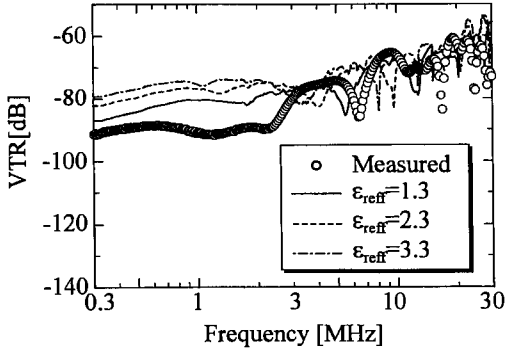


図7 等価比誘電率のVTR依存性
Fig.7 Relation between effective relative dielectric constant and VTR.

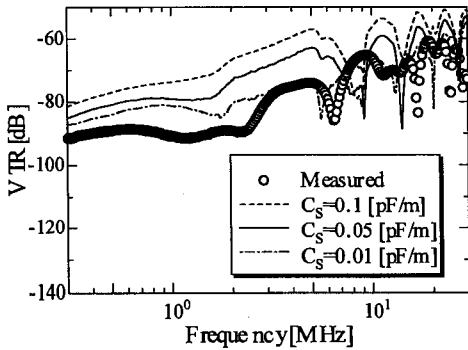


図8 C_sとVTRの関係
Fig.8 Relation between C_s value and VTR.

に示すように、解析結果と測定結果の傾向はよく一致していることが分かる。また、図8の実線、破線、一点鎖線は $\epsilon_{\text{ref}} = 1.3$ における各 C_s の値における解析値を示している。図7と同様に、解析結果と測定結果の傾向はよく一致している。

これらの図より、 $\epsilon_{\text{ref}} = 1.3$ 、 $C_s = 0.05 \text{ pF/m}$ にした場合が、PLCで主に使用される4~30 MHzで測定した周波数特性をよく模擬していることが分かる。なお、図では4~10 MHzでは $C_s = 0.01 \text{ pF/m}$ の方が測定値とよく一致しているが、10~30 MHzでは $C_s = 0.05 \text{ pF/m}$ の方が若干であるが測定値に近い値である。通信への寄与は10~30 MHzの方が大きいので $C_s = 0.05 \text{ pF/m}$ としている。本検討では、今後この値を使用した。

4. 誘導電圧の平衡度依存性

誘導特性を評価する上で、伝送系の平衡度は重要なパラメータである。そのため、図6に示す測定系にお

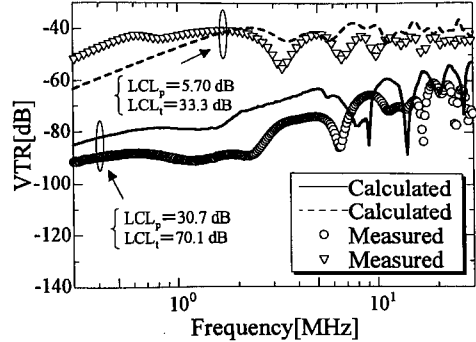


図9 VTRの平衡度依存性の測定及び解析結果
Fig.9 Measurement and analysis results of VTR characteristics to LCL.

いて、遠端のバランの導体の一方とグラウンド間に抵抗を挿入して、平衡度を変化させて誘導電圧の変化を測定し解析結果と比較を行った。

測定結果及び解析結果を図9に示す。図9において、実線及び破線は解析値を示し、○印及び▽印は測定値を示している。図中の不平衡減衰量(LCL: Longitudinal Conversion Loss)は平衡度を表す指標の一つである。LCLは線間インピーダンスの1/4の内部インピーダンスをもつ電圧源を中点付きトランスの midpoint とグラウンド間に装入して平衡伝送路に信号を注入したときに線間に現れるディファレンシャルモード電圧と電圧源電圧の比で定義される。測定端からケーブル及び端末を見たときの等価回路を、図5に示す回路と同様にT形回路で表し、その等価回路のパラメータとして図5に示す表現を用いれば、LCLは式(16)で与えられる[14]。

$$\begin{aligned}
 LCL_i &= 20 \log \left| \frac{E_c}{V_{df,i}} \right| \\
 &= 20 \log \left| \frac{-(Z_{i1} - Z_{i2})^2 + 2Z_{0i}(2Z_{0i} + 4Z_{i3})}{2Z_{0i}(Z_{i1} - Z_{i2})} \right| \\
 Z_{0i} &= Z_{i1} + Z_{i2}, \quad (i = p, t) \tag{16}
 \end{aligned}$$

ここで、 LCL_p は測定端より電力線とそれに接続される端末を見たときの不平衡減衰量、 LCL_t は測定端より通信線及び通信線に接続される端末を見たときの不平衡減衰量、 E_c は電圧源、 $V_{df,i(i=p,t)}$ はこの電圧源により線間に誘起した電圧を示している。測定では、近端側から伝送路の導体間及び各導体とグラウンド間のインピーダンスを測定し、その結果より式(16)を用いてLCLを算出した。ケーブルを含むシステムの

LCL は周波数により変化するが、図 9 は次章で検討を行う VDSL と PLC が干渉する周波数帯域 (4.3~12 MHz) [5] の平均値を示している。

図に示すように、解析値と測定値の傾向はよく一致しており、解析により平衡度を变化させた場合の VTR 特性の推定が可能であることが分かる。また、LCL を小さくすることにより VTR は小さくなっており、今回実験を行った 30 m 程度のケーブル長では VTR は平衡度 (LCL) の影響を大きく受けることが分かる。

解析値と測定値が定量的に一致していない理由は、今回の解析では近似を行っている導体間の容量やコンダクタンスが原因と思われるが、更に精度の高い誘導電圧の解析は今後の課題である。

なお、通信線の遠端側に現れる誘導電圧の評価も行ったが、周波数による変動が大きく、4 MHz 以上の高い周波数では特性に対する明確な差は見られなかった。また、方式上、ケーブルは 100 m 以上で使用されるのに対して今回の検討はケーブル長が 30 m と短く、一般にこの誘導電圧は長さに依存するため、遠端側に現れる誘導電圧については更なる検討が必要である。

5. PLC の VDSL 通信への影響

これまでの検討結果により、通信線の端末に発生する誘導電圧の推定が可能になったので、この結果を用いて、干渉の発生を予測し、測定結果との比較を行った。なお、検討では、PLC と同じ帯域で通信を行う VDSL を対象とした。以下その結果について述べる。

5.1 影響の評価系

影響の測定系を図 10 に示す。ケーブルの配置は図 6 と基本的に同様であるが、PLC モデムを屋外で使用することはできないので、測定は電波半無響室 (幅 5.2 m, 奥行 6 m, 高さ 5 m) で行った。電波半無響室内ではケーブルを直線状に配置することができないので方形波状に蛇行して配置した。そのため、直線状のケーブルを配置した場合との比較を行った。なお、方形波のおよその形状は振幅が 3 m, 周期が 1 m である。

評価結果を図 11 に示す。図 11 において、○印と△印はケーブルを蛇行して配置した場合の VTR の測定結果を、破線と実線はケーブルを直線に配置した場合の測定結果を示している。図に示すように、ケーブルを蛇行させた場合 1 MHz 付近に共振が見れるが PLC で主に使用する 2 MHz 以上の周波数では両者ほぼ一致しており、直線状にケーブルが配置されていると仮定した場合の解析結果がケーブルを蛇行させた場合も

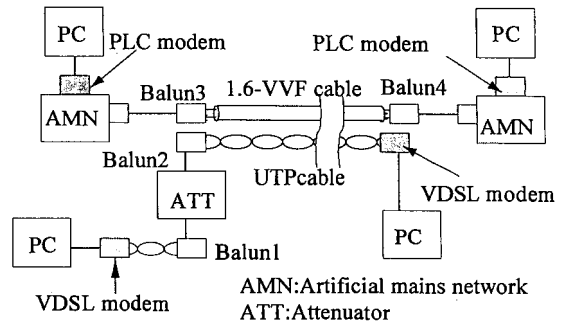


図 10 PLC 信号による VDSL 通信への影響の測定系
Fig. 10 Experimental setup for measuring interferences from PLC signal to VDSL system.

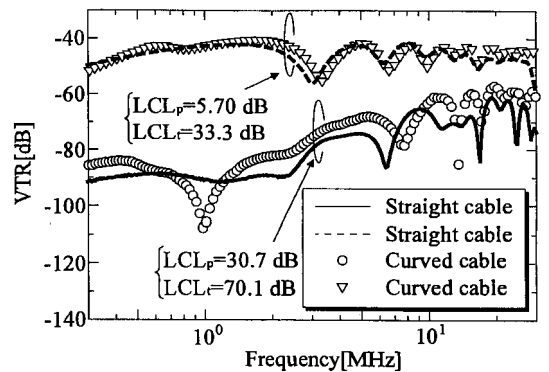


図 11 ケーブル配置方法による VTR 特性の偏差
Fig. 11 Deviation of VTR characteristics caused by cable layout.

使用可能であることが分かる。

測定系で使用した PLC モデムはシグナルポートをもたないため、PLC モデムの電源ポートを擬似電源回路網 (AMN) [16] の測定ポートに接続して電源線の一方にコンデンサを介して直接接続されている信号ポートから信号を取り出している。擬似電源回路網の電源線側は EUT 側とはアイソレートされているので、この方法は電源線に PLC 信号が漏れることを防止できる利点もある。信号ポートに現れる信号は不平衡であるのでバランを用いて平衡信号に変換して電力線を模擬した VVF ケーブルに信号を供給している。通信線側は VDSL モデムに直接接続することも可能であるが、そのためには、VDSL の通信ポート側の等価回路を定める必要があるため、ここでは VDSL 信号をバランにより不平衡信号に変換した後、再びバランにより平衡信号に再変換して信号線に供給している。このような系にすることにより、VTR 特性は 3. で求めた

バランの等価回路を使用して計算することができる。

また、図に示すようにバラン 1 とバラン 2 の間の不平衡部分に減衰器を挿入して受信レベルの調整が可能になる。測定ではこの減衰器により VDSL 伝送系の損失を調整してスループットの変化を測定した。

5.2 影響が発生する条件の推定

通信システムに対する PLC 信号の影響は、DU 比 (希望波と干渉波の比) を使用することで評価することができ、影響が発生しない条件は式 (17) で与えられる。

$$S_{Tel} > S_{PLC} - VTR + DU_{th} \quad (17)$$

式 (17) で、VTR は 2. に示す方法で求めることができる。\$S_{PLC}\$ は PLC の送出信号レベル、\$S_{Tel}\$ は VDSL の受信信号レベル、\$DU_{th}\$ は VDSL に影響が発生する DU 比である。PLC の送出信号レベルは PLC 方式の規格より求めることができる。また、\$DU_{th}\$ は測定により決定することができる。

5.3 評価結果

今回測定を行ったシステムの場合、規格より \$S_{PLC}\$ は \$-50\$ dBm/Hz である。また、VDSL 信号の場合、\$DU_{th}\$ は測定結果より 20 dB である [5]。また、VTR は 41 dB (VTR1: \$LCL_p = 19.6\$ dB, \$LCL_t = 33.3\$ dB) と 64 dB (VTR2: \$LCL_p = 19.6\$ dB, \$LCL_t = 46.8\$ dB) に設定した。VTR1, VTR2 の値は図 11 に示すように周波数により変化するので、PLC と VDSL の帯域が重なる 4.3~12 MHz の周波数の解析値の平均値である。

また、VDSL モデムとバランの間には可変減衰器 (ATT) が挿入されており、これを調節することで VDSL 信号の受信レベルを調節し測定を行った。VDSL の信号送出レベルは \$-60\$ dBm/Hz であるので [5]、式 (17) より、VTR2 の場合は伝送損 (ATT の値) が 30 dB でも式 (17) の条件を満足するので干渉は発生しないが、VTR1 の場合は、伝送損が 26 dB で干渉が発生することになる。

スループットの測定結果を図 12 に示す。縦軸は PLC 信号が通信線に誘導していないときの値で正規化したスループットの値である。測定には市販の評価ツールを使用し、30 秒間の測定を 5 回行い、そのときの最大値、平均値、最小値を求めた。図中において、一番上の横棒は最大値を示し、一番下の横棒は最小値を示し、そして□及び△は平均値を示している。図に示すように VTR2 の条件では伝送損が 30 dB でもスループッ

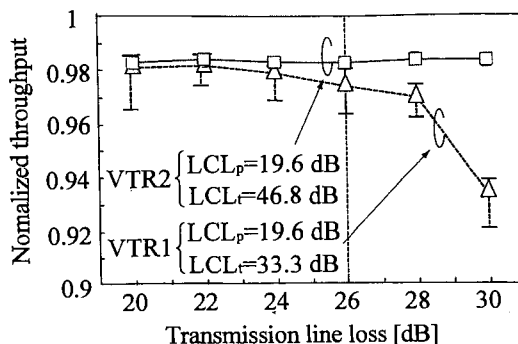


図 12 スループット測定結果
Fig. 12 Measurement results of throughput.

トの劣化は発生しないが、VTR1 の条件では 26 dB 以上で、わずかではあるが、スループットの劣化が発生していることが分かる。このことは、PLC 信号の VDSL 通信への干渉特性は本論文に述べた方法で、ある程度は予測可能であることを示している。

VTR1 の条件である、\$LCL_p = 19.6\$ dB, \$LCL_t = 33.5\$ dB は、この帯域における電源線の LCL 平均値は通常は 20 dB 以上 [15]、通信線の LCL 平均値は 40 dB [16] 以上といわれているので、通常は発生しない条件である。したがって、通常の条件下では干渉は発生しないと考えられる。しかし、今回うまく模擬できなかった平衡度の極端な劣化等が発生した場合は誘導により干渉が発生する可能性はゼロではない。

6. む す び

本論文では、電力線と通信線間における誘導結合を 8 ポート回路網により解析した。また解析に用いる等価比誘電率、分布不平衡は測定値から決定した。通信線への誘導特性を求めめるため、遠端の端末を含む平衡度を変化させて、VTR 特性の測定を行い解析結果と比較を行った。その結果、解析結果と測定結果はその傾向はほぼ一致すること、VTR は不平衡減衰量 (LCL) が大きくなるほど小さくなることが分かった。

この結果より、LCL を調整して VDSL 通信に影響を与える条件と与えない条件を作り、スループットを用いて干渉特性を評価した。その結果、本論文で述べた方法により干渉の発生を予測できること、通常の条件下では干渉は発生しないが、平衡度の極端な劣化等の悪い条件が重なれば実際の線路においても誘導により干渉が発生する可能性があることが分かった。

今後の課題としては、解析精度の向上及び他の条件、

他のシステムでの本論文で用いた手法の適用性が考えられる。

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。また、本研究は文部科学省の科研費 (16560341) の助成を得た。

文 献

- [1] 徳田正満, “高速パワーラインコミュニケーション,” 信学誌, vol.88, no.3, pp.170-175, March 2005.
- [2] 牧 昌弘, 為末和彦, 徳田正満, 桑原伸夫, “MESA 符号とマルチバンド分割受信を用いた電灯線伝送方式の提案,” 信学論 (A), vol.J85-A, no.6, pp.704-714, June 2002.
- [3] <http://www.homeplug.com/powerline/>
- [4] 総務省, “電力線搬送通信設備に関する研究会報告書,” http://www.soumu.go.jp/s-news/2002/020809_4.html, July 2002.
- [5] Y. Akiyama, H. Yamane, and N. Kuwabara, “Influence of a PLC signal induced into the modem on the communication performance of VDSL,” Proc. 2003 International Symposium on EMC, Istanbul, Turkey, May 2003.
- [6] T. Tominaga, Y. Akiyama, H. Yamane, and N. Kuwabara, “Investigation of electromagnetic noise transmission characteristics from AC mains port to telecommunication port,” Proc. 2003 IEEE International Symposium on EMC, pp.505-510, Boston, Aug. 2003.
- [7] C.R. Paul, Analysis of multi-conductor transmission lines, John Wiley & Sons, New York, 1994.
- [8] 山本直樹, 下塩義文, 古賀広昭, 徳田正満, “近接起誘導線により生じる非シールド形ツイストペアケーブルの誘導特性,” 信学論 (B), vol.J84-B, no.3, pp.551-561, March 2001.
- [9] 三吉金吾, 桑原伸夫, 秋山佳春, 山根 宏, “屋内配電線から放射される磁界強度の 4 ポート回路網を用いた解析,” 信学技報, EMCJ2004-123, Jan. 2005.
- [10] R. Croze and L. Simon (著) 林 憲一 (訳), 有線電話伝送工学線路理論, pp.28-33, 学献社, 1969.
- [11] 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.
- [12] 佐藤利三郎, 伝送回路, コロナ社, 1996.
- [13] S. Fujiishi, N. Kuwabara, and F. Amemiya, “Calculation of radiated field from UTP cable at high frequency using 4-port network model,” 2004 EMC Europe, pp.570-575, Eindhoven, Sept. 2004.
- [14] M. Hattori and T. Ideguchi, “Electromagnetic interference and countermeasure on metallic lines for ISDN,” ICC'89, pp.1214-1220, Boston, June 1980.
- [15] M. Rashid, N. Kuwabara, M. Maki, Y. Akiyama, and H. Yamane, “Evaluation of longitudinal conversion loss (LCL) for indoor AC mains line,” IEEE International Symposium on EMC, pp.771-776, Boston, Aug. 2003.

- [16] IEC/CISPR Publ. 22 3rd ed., “Information technology equipment—Radio disturbance characteristics—Limits and methods of measurement,” 1997.

(平成 17 年 5 月 23 日受付, 9 月 2 日再受付)



下妻 陽介 (正員)

平 15・九工大・電気卒。現在, 同大大学院修士課程在学中。PLC 信号が誘導により有線通信に与える影響の研究に従事。



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 に関する研究に従事。博士 (工学)。IEEE 会員。



秋山 佳春 (正員)

平 2 電通大・電気通信卒。同年日本電信電話株式会社通信網総合研究所入所, 以来, 通信システムの EMC 評価対策に関する研究・開発に従事。現在環境エネルギー研究所電磁環境技術グループ主任研究員。



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, 光ケーブルの信頼性評価, 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 会員。