

4ポート回路網を用いた屋内配電線から放射される磁界強度解析法

三吉 金吾[†] 桑原 伸夫^{†a)} 秋山 佳春^{††} 田島 公博^{††}

Analysis Method of Radiated Magnetic Field from Indoor AC Mains Line
Using 4-Port Network

Kingo MIYOSHI[†], Nobuo KUWABARA^{†a)}, Yoshiharu AKIYAMA^{††},
and Kimihiro TAJIMA^{††}

あらまし 近年、ホームネットワークの需要が高まり、新たに伝送路を敷設する必要がない有線通信として電力線通信が注目されている。しかし、配電線からの放射電磁界が他の通信に影響を与える可能性が懸念されており、放射電磁界強度を評価する必要がある。しかし、大地面を含む信号伝搬特性の精密な解析方法や分岐を含む配電系から放射される電磁界解析方法が明らかになっていない。本論文では、屋内配電線を2導体と大地からなる4ポート回路網の縦続接続で表してコモンモード電流を求め、この値を用いて放射磁界強度を求める方法について検討している。解析にあたっては、有限要素法と測定値を用いて導体間及び導体とグラウンド間のアドミタンスを求めることにより、コモンモード電流解析精度の改善が可能であることを示した。また、解析モデルの妥当性を評価するため、電波暗室内で長さ4mのケーブルを用いて評価を行った結果、解析値と測定値の差は4dB以内となり、この解析モデルにより分岐のない1本のケーブルからの放射磁界強度を解析できることが分かった。次に、分岐を有する簡易配電線モデルに対して本解析手法を適用した結果、放射磁界強度の解析結果と測定結果はほぼ一致し、本解析手法が、電子機器が接続されかつ分岐を有する配電線からの放射磁界強度の解析に有効であることが分かった。

キーワード 電力線通信, 屋内配電線, 放射磁界, 4ポート回路網

1. ま え が き

近年、ADSLやFTTHなどに代表される高速アクセスネットワークが整備され、今後は、家庭内のあらゆる家電機器等がインターネットに接続されるホームネットワークの発展が予想される。ホームネットワークを実現するための信号伝送媒体として、無線、UTPケーブルなどが考えられるが、最近、屋内配電線を利用する電力線通信(PLC: Power Line Communication)が注目されている[1]。

PLCには、既設の屋内配電線を伝送路として使用できるためインフラ整備に必要な初期コストが不要で、

家庭のどこからでもネットワークに接続可能である等の利点があるが、屋内配電線は本来高周波信号の伝送を目的として設計されていないため、配電線からの放射電磁界が無線通信や有線通信に影響を与えることが懸念されている[2],[3]。

こうした背景から、配電線からの放射電磁界の検討[2]~[4]、配電線の平衡度の検討[5],[6]、通信信号の漏えい低減法の検討[7]、誘導結合や伝導結合によりUTPケーブルを使用する有線通信に与える影響の検討[8],[9]等が行われている。

放射電磁界に関しては既にモーメント法を用いた解析が行われているが[4]、配電線に使用されている絶縁体の影響や、端末に接続されている電子機器の取り扱いが困難であるという問題点がある。そこで、伝送損の小さいUTPケーブルについては、ワイヤグリッドにコンデンサ等を挿入することにより模擬する方法が提案されている[10]、伝送損の大きい配電用ケーブルについては伝送損も考慮する必要があり、解析法は明らかになっていない。

[†]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

^{††}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

一方、4ポート回路網を用いてケーブル上のコモンモード電流を求め、これより放射電磁界を求める方法が報告されている [5], [10]~[12]. 特に文献 [5] では、損失分や機器の入力インピーダンスを考慮したコモンモードインピーダンスや平衡度の解析を行っているが、高い周波数で解析値と測定値が十分に一致しておらず、放射電磁界強度を求めるためには解析精度の向上が必要とされている。また、電力線は多くの分岐を有しているため、分岐を含めた放射電磁界の解析が必要とされている。

本論文では、絶縁体や電子機器のモデル化が容易な4ポート回路網を使用した放射磁界強度の解析方法について述べている。まず、配電線上的コモンモード電流を精度良く求めるための4ポート回路網パラメータの決定方法について述べ、次に、この4ポート回路網を用いて直線の配電線から放射される磁界強度を解析して測定結果と比較している。最後に、四つの分岐を有する簡易配電モデルから放射される磁界強度を解析し、測定結果と比較している。

2. 電力線の解析モデル

2.1 グラウンド上にある電力線の4ポート回路網

プリント基板やワイヤから放射される電磁界の解析にはFDTD法あるいはモーメント法がよく使用されている。しかし、FDTD法は多くのメモリと計算時間を必要とし、電子機器等、周波数領域でパラメータが決定される回路のモデル化が困難である。また、モーメント法は絶縁体の影響のモデル化が困難である。そこで本論文では、4ポート回路網を用いた放射磁界の解析方法を検討している。この方法は、ケーブルと大地間の伝送モードとしてTEMモードを仮定しているため、斜めや垂直の配線及び配線相互間の結合の取扱いが難しいという問題点はあるが、解析に必要とする計算機負荷が小さく、ケーブルの絶縁体や電子機器の入力インピーダンス測定値をそのまま解析に使用できる利点があり、配電線の入力インピーダンス、平衡度の解析 [5] やUTPケーブルからの放射電磁界強度解析 [11], [12] に利用されている。

4ポート回路網を用いた放射磁界強度の基本解析モデルを図1に示す。まず図に示すように、グラウンド上に一対の送受信端末、1本の配電線(AC mains cable)があるモデルを考える。そして、ケーブルの2本の導体と大地で構成される伝送路の微小部分(ΔL)を4ポート回路網で表す。次に、モデル全体をこの回

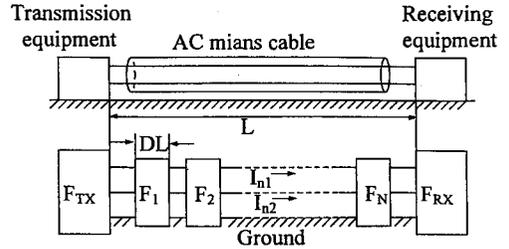


図1 4ポート回路網を用いた配電線からの放射磁界強度解析の基本モデル
Fig.1 Basic model for analyzing radiated magnetic field from indoor AC mains line.

路網の縦続接続と両端末を表す2ポート回路網で表し、回路網をマトリックス演算により解くことでケーブル導体上を流れる電流 I_{n1} , I_{n2} を求める。このときコモンモード電流、 I_{nc} は式 (1) となる。

$$I_{nc} = I_{n1} + I_{n2} \quad (1)$$

得られたコモンモード電流から放射磁界強度は式 (2) となる [12].

$$\mathbf{H}_i = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \quad (2)$$

ここで、

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{n=1}^N I_{nc} \frac{e^{-jk r_n}}{r_n} \mathbf{u}_n \quad (3)$$

である。ただし、 μ :透磁率、 r_n : n 番目の微小部分から観測点までの距離、 k :波数、 I_{nc} : n 番目の微小部分のコモンモード電流、 \mathbf{A} :ベクトルポテンシャルである。また、 \mathbf{u}_n は n 番目の微小部分の電流ベクトル方向を示す単位ベクトルであり、ここではケーブル導体の物理的配置に沿って送信端末から受信端末を向く方向の単位ベクトルである。

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

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_d + \mathbf{H}_r \quad (4)$$

である。

図1のような分岐のない4ポート回路網の縦続接続上のコモンモード電流は文献 [12] の方法で求めることができ、分岐がある場合は文献 [5] の方法を用いて、分岐のない4ポート回路網の縦続接続に変換した後に文献 [12] の方法を適用して求めることができる。また、

電界強度もベクトルポテンシャルから求めることができる。

2.2 配電線の等価回路

屋内配電線の代表的なケーブルである VVF ケーブルの断面形状を図 2 に示す。このケーブルは 2 本の導体が平行に配置されており、その周囲は絶縁体 (PVC) で覆われている。図 2 の d_1 , d_2 , S_1 はケーブルの断面形状を決定するための基本的なパラメータであり、本論文では代表的な値として、 $d_1 = 1.6 \text{ mm}$, $d_2 = 6.2 \text{ mm}$, $S_1 = 3.2 \text{ mm}$ を使用している。 h はケーブルのグラウンド面からの高さであり、本論文では導体の中心までの高さで規定している。

図 2 に示した配電線のグラウンドを含む微小区間における等価回路を図 3 に示す。この図において、 R_1 , R_2 , L_1 , L_2 はそれぞれ導体の単位長当りの抵抗、インダクタンスであり、 M は導体間の相互インダクタンスである。図 2 に示すようにケーブルの周囲に磁性体がないため、これらの値は理論式により算出できる [11]。

また、図 3 で C_{11} , C_{12} 及び C_{22} は単位長当りの静電容量を示し、 G_{11} , G_{12} 及び G_{22} は単位長当りのコンダクタンスである。従来これらの値は単位長当り

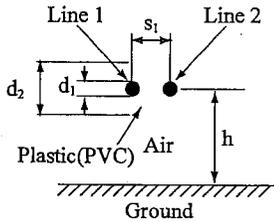


図 2 グラウンド上に配置された配電線の構造
Fig. 2 Configuration of AC mains cable above ground plane.

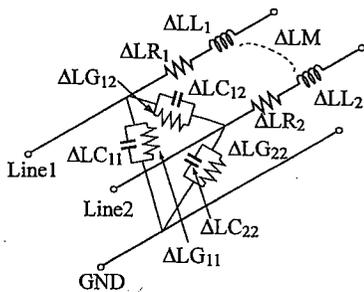


図 3 グラウンド上に配置された配電線の各微小区間における等価回路

Fig. 3 Equivalent circuit for small segment of AC mains line above ground plane.

のインピーダンスを求め、単位長当りのインピーダンスとアドミタンスの積の平方根が、TEM モードの場合は電磁波の伝搬速度になる [13] ことを利用して求めていた。この場合、空間全体の等価比誘電率を求める必要があり測定値に近い値が得られるよう定めた値を用いていた。しかし、この方法では誤差が大きい、高さごとに等価比誘電率を定める必要がある、などの問題点があった。そこで、本論文では静電容量の解析に実績がある有限要素法を用いてこれらの値を求めた。なお、計算にあたっては電磁界解析アプリケーションツールであるマクスウェル 2D [14] を使用した。

2.3 絶縁体の比誘電率と誘電正接

静電容量を数値解析するためには絶縁体の比誘電率と損失項に対応する誘電正接を求める必要がある。これらの値の入手は困難であるので、図 2 の断面形状に基づいて有限要素法を用いて得た静電容量及びコンダクタンスの計算値と単位長当りのアドミタンス測定値がよく一致するときの値を用いた。なお単位長当りのアドミタンスの測定値は、長さ 0.5 m の VVF ケーブルを用いてオープンショート法 [15] により求めた。

測定値と解析値を比較することにより求めた比誘電率と誘電正接を図 4 に示す。静電容量やコンダクタンスはグラウンド面の影響を受けるので、地上高を変化させて測定を行い、これらの測定値より比誘電率と誘電正接を求めている。図で、□はケーブル地上高 0.8 m の場合、△は地上高 0.05 m の場合である。これらの値は、導体とグラウンド間がある等価的な誘電率をもつ誘電体で満たされていると仮定して、理論値 [15] と測定値を比較することにより求めた値である。図より、比誘電率は周波数が高くなると減少し、測定を行った 0.3~30 MHz では 15%程度減少すること、誘電正接

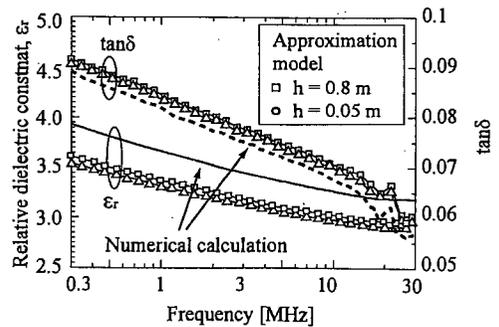


図 4 配電線の絶縁体の比誘電率と誘電正接
Fig. 4 Relative dielectric constant and loss tangent of plastic using AC mains cable.

も同様に減少し、測定を行った周波数範囲では50%程度減少することが分かる。また、ケーブル地上高の違いによる変化はどちらも2%程度であり、周波数による変化に対して小さいことが分かる。

図の実線と破線は、図2の構造において数値解析により求めた線間の容量とコンダクタンスと測定値を比較して決定した比誘電率と誘電正接の値を示している。ケーブル地上高は0.8mである。図より周波数特性はよく一致しているが、比誘電率については導体周囲を均質媒質と仮定して計算した値よりも10%程度大きく、誘電正接については5%程度小さいことが分かる。

本論文では図4に示した値のうち数値解析値と測定値を比較することにより決定した比誘電率と誘電正接の値を、導体間及び導体とグラウンド間の静電容量、コンダクタンスの解析に使用した。

2.4 導体とグラウンド間の静電容量

各導体とグラウンド間における単位長当りの静電容量を図5に示す。ここで、□と△は有限要素法[14]により求めた解析値、■と▲は理論式を用いた解析値である。また、実線と破線は文献[5]に記載された方法を用いた測定値であり、インピーダンスアナライザ(HP4194A)の平衡測定端子にケーブルを直接接続してインピーダンスを測定し、導体間の容量及び導体とグラウンド間の容量を求めたものである。△と実線はケーブル地上高が0.05mの場合、□と破線はケーブル地上高が0.1mの場合である。図から分かるように、有限要素法による解析値は両方のケーブル地上高において測定値とほぼ一致しているが、理論式を用いた場合は100%以上の誤差がある。これは、単位長当りの容量を正しく計算するためには数値解析を行う必要があることを示している。また図5より、比誘電率に周波数特性があるにもかかわらず、単位長当りの容量が周波数に対して変化しないことも分かる。これは各導体とグラウンド間の容量は、各導体とグラウンド間に存在する空気が支配的であることを意味している。

2.5 導体とグラウンド間のコンダクタンス

各導体とグラウンド間の単位長当りのコンダクタンスは図4に示す数値解析による誘電正接を用いて求めた。解析値と測定値を図6に示す。図で□と△は測定値、実線と破線は解析値である。高さによる変化を考慮し、 $h = 0.05\text{ m}$ の場合と $h = 0.1\text{ m}$ の場合を示している。図より、測定値と解析値はよく一致し、コンダクタンスは周波数が高くなるに従って大きくなること分かる。また、この値は図5の静電容量によるサ

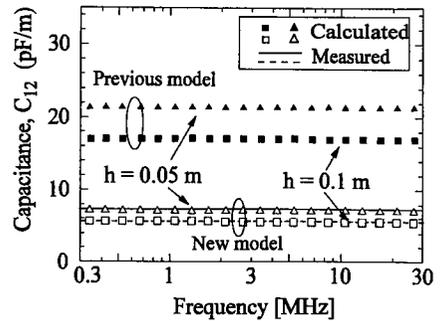


図5 各導体とグラウンド間容量の測定値と解析値
Fig.5 Measured and calculated values of capacitance between each conductor and ground plane.

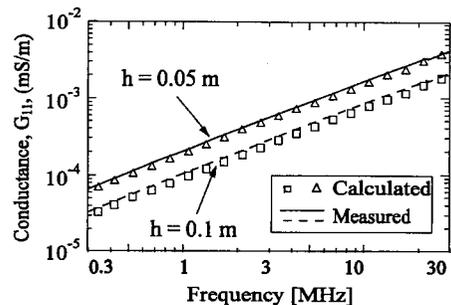


図6 各導体とグラウンド間コンダクタンスの測定値と解析値
Fig.6 Measured and calculated values of conductance between each conductor and ground plane.

セパランス値の100分1以下であり、単位長当りのアドミタンスに与える影響は短い線路では無視できるので、本論文の今後の解析では単位長当りのコンダクタンス、 G_{11} 、 G_{22} は考慮していない。

3. 解析モデルの評価

前章で求めた解析モデルの評価を行うため、コモンモード入力インピーダンス、放射磁界強度について測定値と解析値の比較を行った。

3.1 コモンモード入力インピーダンス

解析モデルの妥当性を評価する項目として、導体上を流れるコモンモード電流がある。コモンモード電流は4ポート回路網を用いて解析されるので、放射磁界強度の解析精度を評価する上で重要な項目である。本論文では電流を測定する代わりに、電流と電圧の両方が深くかかわっているコモンモード入力インピーダンスを測定して解析結果と比較を行った。

コモンモード入力インピーダンスの測定系を図7に

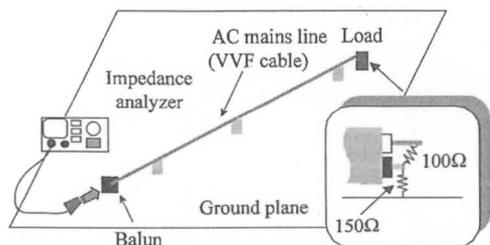


図7 コモンモード入力インピーダンスの測定系
Fig.7 Experimental setup for measuring common-mode input impedance.

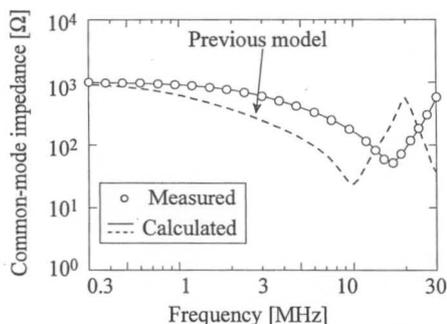


図8 コモンモード入力インピーダンスの測定値と解析値
Fig.8 Measured and calculated values of the common-mode input impedance.

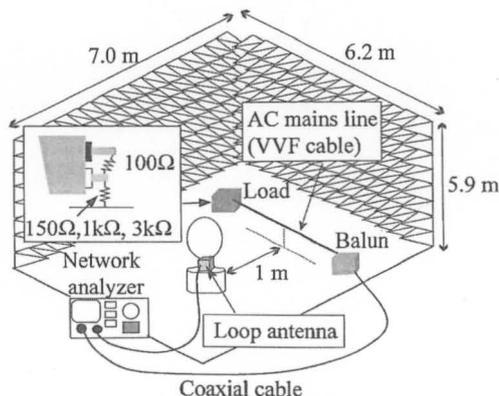


図9 放射磁界強度の測定系
Fig.9 Experimental setup for measuring radiated magnetic field.

示す。測定は長さ7m、幅6.2mの金属グラウンド面上に、長さ4mのVVFケーブルを高さ5cmに配置して行った。ケーブル片端の導体間及び1導体とグラウンド間に抵抗を接続し、他方のケーブル端よりみた導体間及び各導体とグラウンド間の入力インピーダンスからπ型等価回路を求め、文献[5]に記載された方法によりコモンモード入力インピーダンスを求めた。このとき、インピーダンスの測定にはインピーダンスアナライザ及びインピーダンスプローブ(HP41941B)を用い、プローブをケーブルに接続するために balan を使用した。balanの影響に関しては、インピーダンスアナライザの校正機能を使用して、balan平衡端子側でオープン及びショートを行うことにより補正を行った。解析では図1のモデルを用い、ケーブル部分については前章で決定した解析モデルを、受信端については文献[5]の方法により求めた2ポート回路網を適用した。

コモンモード入力インピーダンスの測定結果を図8に示す。縦軸はコモンモード入力インピーダンスの絶対値で、○は測定値、実線は絶縁体の影響を考慮して数値解析により求めた静電容量を用いたときの解析

値、破線は絶縁体の影響を考慮せず空間全体を等価的な誘電体に置き換えて理論式により求めた静電容量を用いたときの解析値[5]である。図から分かるように、数値解析により求めた静電容量を用いた場合、0.3~30MHzの範囲で測定値とよく一致しているが、理論式により求めた静電容量を用いた場合は誤差が大きい。したがって導体とグラウンド間の静電容量を数値解析で求めることにより、コモンモード電流の解析精度が大きく改善されることが分かる。なお、図8において10MHz付近及び18MHz付近でコモンモード入力インピーダンスの値が極小値を示しているのは、ケーブル導体と大地で構成される伝送路の共振に起因するものと考えられる。

有限要素法は誘電体を含む静電容量やコンダクタンスの解析に有効であることは広く知られている。しかし、解析を行うためには材料の情報が必要である。また、これまでの計算精度劣化の原因がこれらの解析精度不足によるものであることは確認されていなかった。2.及び本節で示された結果は、(1)線間アドミタンスの測定結果と有限要素法解析結果を比較しこれらがよく一致する材料定数を選ぶことにより導体と大地間のアドミタンスも高い精度で解析可能となること。(2)解析精度の劣化原因は導体と大地間のアドミタンスの解析精度不足が明らかになったことを示している。

3.2 放射磁界強度

放射磁界強度の測定系を図9に示す。実験では、長さ7m、幅6.2m、高さ5.9mで周波数帯域が30MHz~10GHzの電波半無響室を使用し、長さ4mのVVFケーブルを高さ5cmに配置し、送信端末の代わりに

平衡端子側のインピーダンスが 100Ω のバランを接続し、受信端は図 9 と同様に抵抗で終端している。配電系の平衡度が放射電磁界に影響することが報告されているので [2], [4], ここでは、片方の導体とグラウンド間の抵抗を 150Ω , $1\text{k}\Omega$, $3\text{k}\Omega$ と変化させている。このとき、平衡度を表す指標の一つである LCL (Longitudinal Conversion Loss) [5] は周波数特性を有するが、低い周波数でのおよその値は、 150Ω の場合で $LCL = 20\text{dB}$, $1\text{k}\Omega$ の場合で $LCL = 30\text{dB}$, $3\text{k}\Omega$ の場合で $LCL = 40\text{dB}$ である。解析ではバランの 2 ポート回路網のパラメータと信号源の値は、文献 [12] に従い 3 ポートの S パラメータ測定値より決定した。これにより、バランの不均衡端子 (一次) 側に、あるレベルの信号が印加されたときの磁界強度を求めた。

磁界強度はループアンテナ (ローデシュワルツ EFH-Z2) を用いて、アンテナ中心とケーブル間の水平距離 1m 、床面からアンテナの中心までの高さ 0.6m の位置で測定した。ネットワークアナライザ (HP8753D) の出力ポートをバランの不均衡端子に接続し、入力ポートをループアンテナの出力端子に接続して S_{21} を測定している。測定周波数は $0.3\sim 30\text{MHz}$ である。測定ではこの $S_{21} [\text{dB}]$ より、同軸ケーブルの損失 ($L_{\text{cable}} [\text{dB}]$)、アンテナファクタ ($AF [\text{dB}]$) を用いて、式 (5) より磁界強度 ($H [\text{dB}\mu\text{A}/\text{m}]$) を求めた。

$$H = P_{in} + S_{21} + L_{\text{cable}} + 107 + AF \quad (5)$$

ここで、 $107 [\text{dB}]$ は、 50Ω 系における電力 $[\text{dBm}]$ と電圧 $[\text{dB}\mu\text{V}]$ の変換係数、 $P_{in} [\text{dBm}]$ はネットワークアナライザの出力である。

なお、同軸ケーブルの損失は測定値を、ループアンテナのアンテナファクタはカタログに掲載されている電界強度のアンテナファクタを自由空間のインピーダンスで割った値を適用した。

ケーブル近傍では磁界分布は複雑に変化するので、 x , y , z の各成分を測定する必要がある。しかし、図 9 に示したようにケーブルに対して左右対称の位置にアンテナが設置されているので、ケーブル方向の磁界は理論上非常に小さくなる。そこで、アンテナのループ面がケーブルに対して平行となる場合と、ループ面がグラウンドに対して平行になる場合について磁界強度を測定し、その合成磁界強度を求めて評価を行った。

放射磁界強度の測定値及び解析値の比較を図 10 に示す。この図で、測定値はネットワークアナライザの

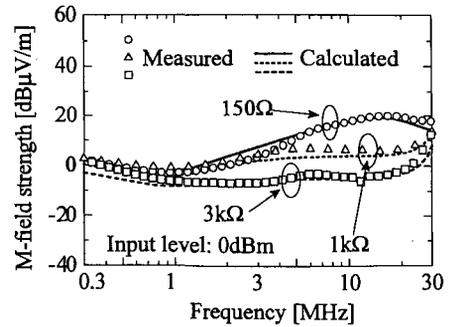


図 10 放射磁界強度の測定値と解析値の比較
Fig. 10 Comparison of measured and calculated value of radiated magnetic field.

出力が 0dBm のとき、解析値はバランの不均衡端子の入力レベルが 0dBm のときの放射磁界強度を示している。ネットワークアナライザとバランを接続するケーブルの損失は 0.5dB 以下のため両者に大きな違いはないので補正は行っていない。なお、出力レベルはスペクトルアナライザ (Advantest R3172) を用いて確認した値である。○は導体とグラウンド間の終端インピーダンスが 150Ω の場合、△は $1\text{k}\Omega$ の場合、□は $3\text{k}\Omega$ の場合の測定結果、実線、破線はそれぞれに対応する解析結果である。図から分かるように、LCL の値にかかわらず測定値と解析値はよく一致しており、偏差は最大 4dB である。

このことは、2. に示した解析モデルを用いて、放射磁界強度の計算が可能であることを示している。また、 1MHz 付近では、放射磁界強度は LCL によってほとんど変化しないことが分かる。これは周波数 1MHz 以下の入力インピーダンスが高くコモンモード電流値が小さいため、LCL の変化に伴うコモンモード電流の変化が現れにくいことが原因であると考えられる。

4. 複数の分岐をもつ配電線からの放射磁界強度

前章において本論文の解析手法が単純なモデルに対して適用可能であることを示した。しかし、実際の屋内配電系には多数の分岐や折れ曲がりが存在する。ここでは図 1 の回路モデルを用いて、四つの分岐をもつ配電線からの放射磁界の解析を行った。

4.1 分岐のある配電系モデルの解析法

本論文で検討した屋内配電系モデルを図 11 に示す。これは床面積 40m^2 程度の集合住宅における屋内配電線の 1 分岐を模擬しており、本線から四つのコンセン

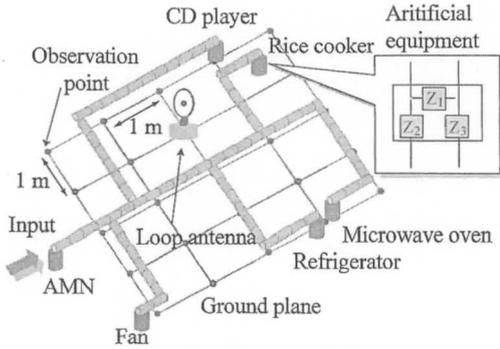


図 11 四つの分岐をもつ屋内配電系モデル
Fig. 11 Indoor AC mains line model with four branches.

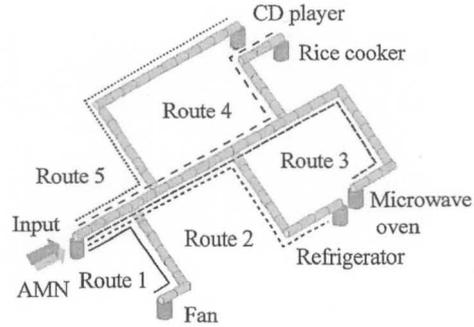


図 12 分岐のある配電線のコモンモード電流計算方法
Fig. 12 Method of calculating common-mode current on indoor AC mains line model with branches.

トが分岐し、それらに合計 5 台の電子機器 (CD プレイヤー, 炊飯器, 電子レンジ, 冷蔵庫及び扇風機) が接続されている [5]. 各電子機器は, 停止状態での入力インピーダンス測定値より求めた L, C, R で構成される回路 [5] で模擬し, 公衆配電網は擬似電源回路網 (AMN) [16] で模擬した. また, 各電子機器と AMN 間は地上高 0.05 m に配置した VVF ケーブルにより相互に接続されている.

測定では図 11 に示すモデルを長さ 29 m, 幅 15 m, 高さ 9 m の電波半無響室内の金属グラウンド面上に配置し, AMN をバランで置き換え, ネットワークアナライザの出力ポートをバランの不均衡端子に, 入力ポートをループアンテナの出力端子に接続して, x, y, z 成分を測定しその合成磁界強度を求めた. ループアンテナ中心のグラウンド面からの高さは 0.6 m とし, 図 11 に示すように 1 m おきにアンテナを移動させて測定を行い, 測定点間を補間して磁界強度分布を求めた.

解析は図 11 のモデルについて, 配電線の 4 ポート回路網を 2. に示す方法で求め, 電子機器や AMN は文献 [5] の方法により求めた. コモンモード電流分布の解析方法を図 12 に示す. コモンモード電流分布は文献 [5] に示す方法により, 分岐のない線路に変換することで求められる. しかし, この方法では 1 本の分岐の電流しか求めることができない. そこで, 図 12 に示すように, 図 11 のモデルを五つのルートに分けてコモンモード電流を求めた. この場合, 例えばルート 1 について見ると, 本線の負荷側及びその他の分岐は, ルート 1 に接続された負荷インピーダンスとして取り扱う. 各ルートで重複している部分については, どのルートを選んでも原理的には同じコモンモード電

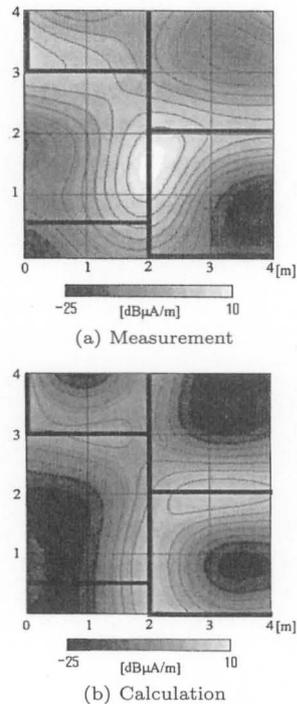


図 13 10 MHz における放射磁界強度分布
Fig. 13 Radiated M-field strength distribution at 10 MHz.

流が得られるので, いずれかの値を使用できる. こうして得られたコモンモード電流分布より, 図 12 の各観測点における磁界強度の x, y, z 成分を求め, それらを用いて合成磁界強度を求めた.

4.2 磁界強度分布の解析結果

磁界強度分布の測定結果を図 13 (a) に, 解析結果を図 13 (b) に示す. 多くの周波数において検討を行ったが, ここでは検討例として 10 MHz の場合を示してい

る。図中で黒い太線はケーブルの位置を示している。図に示したように、一番下の分岐付近を除いては、測定値と解析値はほぼ一致しており、4ポート回路網を用いた解析方法により、分岐のある配電系からの放射磁界強度が解析可能であることが分かる。

分岐を有する線路の解析方法を明らかにすることは、一般的な配電網から放射される電磁界の解析に必要なであるが、これまで、4ポート回路網を用いた解析法については、(1) コモンモード電流を高い精度で解析できなかつた、(2) 分岐を有する回路網のコモンモード電流解析方法が明らかになつていなかつた等の問題点があり、精度の高い放射磁界強度の解析ができなかつた。検討の結果、コモンモード電流の解析精度劣化原因は導体間及び各導体と大地間のアドミタンス値の精度不足によるものであり、この修正を行えば、直線の線路では放射磁界強度の測定値と解析値の偏差が4dB以内で得られることが分かつた。また、分岐ごとに4ポート回路網を組み直してコモンモード電流を解析することにより、網全体のコモンモード電流が解析可能であり、これより全体の磁界分布を求めることが可能であることが分かつた。

なお、一番下の分岐付近における測定値と解析値の不一致については、給電点に近いことによる影響が考えられるが、原因の究明は今後の課題である。

5. む す び

屋内配電線から放射される磁界強度を4ポート回路網により解析する方法について検討を行った。まず、単位長当りのアドミタンス解析に有限要素法を用い、解析に必要な比誘電率と誘電正接については線間アドミタンスの解析結果と測定結果を比較することにより求めた。この値を用いて各導体とグラウンド間の単位長当りの静電容量とコンダクタンスを求め測定値と比較した結果、両者はよく一致し、従来用いられていた等価誘電率を用いる方法よりも高い精度で解析可能であることが分かつた。

次に、長さ4mのケーブルで構成される単純モデルについて、コモンモード入力インピーダンスと放射磁界強度の解析値と測定値を比較した。コモンモード入力インピーダンスについては、単位長当りのアドミタンスを数値解析により求めた場合、等価誘電率を用いる方法よりも測定値と解析値の誤差は非常に小さくなり、高い精度でコモンモード電流を求められることが分かつた。また、磁界強度の測定値と解析値の差は

4dB以内であり、図9に示した1本のケーブルからの磁界強度についても解析が可能であることが分かつた。

最後に、実際の配電系への適用を想定して四つの分岐をもつ配電系モデルに本解析手法を適用した。配電系に接続される公衆配電網や電子機器は測定結果に基づいて回路網モデルを作成して解析を行った。その結果、解析値はほぼ測定値と一致し、図11に示した四つの分岐を有しかつ電子機器が接続された配電系モデルの場合も、本論文で提案している解析手法が有効であることが分かつた。

これらの検討により、従来明らかになつていなかつた、コモンモード電流の解析値と測定値の偏差の原因は導体間及び各導体とグラウンド間のアドミタンスの解析精度によるものであり、他には大きな要因はないことが分かつた。また、分岐ごとにコモンモード電流を求めることにより、分岐のある配電線から放射される磁界強度の解析が可能となつた。これらの結果は実際の配電系から放射される磁界強度の解析への応用が期待される。

今後の課題として、解析精度の改善と更に複雑な実際の配電系への適用性検討が考えられる。

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] <http://www.homeplug.com/powerline/>
- [2] 総務省, “高速電力線搬送通信と無線利用の共存について(案),” <http://www.soumu.go.jp/s-news/2005/051021.html>, Oct. 2005.
- [3] J.C. Richards, “Characterization of access broadband over power line (BPL) systems by measurements,” 2005 IEEE International Symposium on EMC, pp.982-987, Chicago, Aug. 2005.
- [4] Y. Watanabe, M. Shigenaga, and M. Tokuda, “Electromagnetic field near power line for a power line communication system,” 2004 International Symposium on EMC, pp.845-848, Sendai, June 2004.
- [5] 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.
- [6] 神宝照司, 西山富朗, 前川浩二, 石川直己, 稲田 学, 牧昌弘, “既設住宅における電力線のLCLとコモンモードインピーダンスの測定,” 信学技報, EMCJ2005-70, April 2005.
- [7] Y. Khadour and H. Hirsch, “Reduction of the radiation in PLC system using a hybrid feeding,” IC EMC 2002, pp.161-166, Bangkok, July 2002.

- [8] 下妻陽介, 下塩義文, 秋山佳春, 桑原伸夫, “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,” 信学論 (B), vol.J89-B, no.4, pp.576-584, April 2006.
- [9] 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.
- [10] 玉木寛人, 石田康弘, 桑原伸夫, “1GHz 以上における UTP ケーブルからの放射電磁界解析に対する 4 ポート回路網モデル適用性の検討,” 信学技報, EMCJ2005-75, Sept. 2005.
- [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] 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.
- [13] C.R. Paul, Analysis of multi-conductor transmission lines, John Wiley & Sons, New York, 1994.
- [14] URL: <http://www.ansoft.com/maxwellsv/>
- [15] 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.
- [16] IEC/CISPR Publication 22 fifth edition, “Information technology equipment -Radio disturbance characteristics -limits and methods of measurement,” April 2005.

(平成 18 年 5 月 18 日受付, 10 月 27 日再受付)



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)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。



田島 公博 (正員)

昭 61 熊本大・電子卒。平元同大大学院修士課程了。同年日本電信電話(株)通信網総合研究所入所。以来, EMC 光計測技術, 赤外線応用移動体通信システムの研究開発等に従事。現在, NTT 環境エネルギー研究所主幹研究員, 電磁環境技術グループ

リーダー。



三吉 金吾 (学生員)

平 17 九工大・電気卒。現在, 同大大学院修士課程在学中。屋内配電線から放射される磁界強度解析法の研究に従事。



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。平 13 九工大。通信 EMC の教育研究に従事。現在, 九工大・工・教授。博士(工学)。IEEE 会員。