屋内電力線用 LCL プローブ製作に関する考察

学生員 川上 康人* 正員 都築 伸二*

非会員 和崎 賢** 非会員 山田 芳郎*

A Study of Producing an LCL Probe for Residential Power-lines

Yasuto Kawakami*, Student Member, Shinji Tsuzuki*, Member, Masaru Wasaki**, Non-member,
Yoshio Yamada*, Non-member

Although power-line communications are expected as a promising method to realize an in-home network, one of their difficulties is an unnecessary radiation due to the electrical unbalance of power-line channels. To solve the problem, the statistical data of electrical unbalance based on the measurement at the practical fields, i.e., many and various Japanese residential power-lines, must be collected as the first step. In this paper, a method to produce a longitudinal-conversion-loss (LCL) probe that can be used for the practical measurement is studied. The LCL is a measure of the electrical unbalance, and is often used to determine the impairment of EMC performance of a system by the cabling. To improve the dynamic range of the probe, an adjustment method of transformers' parameters is proposed. According to our scenario, the obtained dynamic range was better than that of the conventional probe with the frequency band higher than 2MHz. The achieved improvement was 6dB at 6MHz, and 14dB at 30MHz, for example.

キーワード：電力線通信，電磁両立性 (EMC)，平衡度，縦方向変換損失 (LCL)，測定技術

Keywords: power-line communication, electromagnetic compatibility (EMC), electrical balance, longitudinal conversion loss (LCL), measurement technique

1. まえがき

近年 ホームネットワークの需要が高まっており，その実現手段として新規配線が不要である無線 LAN (Local Area Network) や電力線通信 (Power Line Communication，以下 PLC) が注目されている^{(1)~(3)}。

IEEE802.11 規格準拠のものを中心に，無線 LAN は既にコンピュータ通信用として広く普及しており，モビリティに優れている反面，壁などの障害物の影響による通信速度の低下や周波数資源の枯渇などの問題がある。それに対し PLC は，コンピュータに限らず，電灯や白物家電といった商用電源から給電しているあらゆる家庭内の電気製品を，同一の通信媒体でシームレスに通信できる環境が実現でき

る。また電力線は，屋内の殆どの場所で既に配線されている為，無線 LAN に比べて広い範囲をカバーできると考えられる。さらに電力供給用ケーブルと情報の通信ケーブルが一本で済むので，合理的である。

これらの理由からホームネットワークの実現手段として PLC が期待されており，特に高速なデータ通信を実現するために必要となる使用周波数帯の拡大 (2M~30MHz の短波帯) の是非について，総務省にて検討された。しかし，電力線からの漏洩電波による既存無線局への影響が大きいことが明らかとなり，それを改善してゆくことが極めて重要な技術課題となっている⁽⁴⁾。電力線からの漏洩電波は，線路の不均衡に起因するところが大きい。わが国の屋内配線は単相 3 線式であり，その中性線が柱上トランスで接地されていることや，屋内の電灯のスイッチ回路が活線側の線を引き伸ばして構成されていること，などが線路の平衡度を劣化させる原因である⁽⁵⁾。

PLC モデムの送信電力の上限値を策定するうえでの国際的な動向として，例えば CISPR (国際無線障害特別委員会) では，屋内電力線配線の平衡度の尺度として，縦方向変換損失 (Longitudinal Conversion Loss, LCL) 特性の統計的実測値に基づき定めようとしている⁽⁴⁾。屋内電力線の LCL

* 愛媛大学工学部電気電子工学科
〒790-8577 愛媛県松山市文京町 3
Department of Electrical and Electric Engineering, Faculty of Engineering, Ehime University
Bunkyo 3, Matsuyama, Ehime, 790-8577, Japan

** TDK(株) 開発研究所
〒272-8558 千葉県市川東大和田 2 丁目 15 番 7 号
R&D Center TDK Corporation
2-15-7, Higashi-Ohwada, Ichikawa, Chiba, 272-8558, Japan
(2003 年 9 月に永眠。心から冥福を祈ります。)

の測定例として、文献 (4) や (6) があるが、限定された配線環境のものであり、測定数としても少ないため、国内の住宅環境での LCL の統計値としては不十分である。こうした背景から総務省では、PLC モデムによる電力線等からの漏洩電界強度を低減する技術の研究開発を目的とした実験制度を導入することとし、2004 年 1 月から実験申請を受付けている⁽⁷⁾。したがって今後、LCL 測定および漏洩電界強度との因果関係を明らかにするための研究が、実際の電力線環境で行われていく見込みである。LCL の統計値を収集していく上で、その測定方法は統一して行う必要があるが、しかるべき機関が認定した電力線用 LCL 測定プローブ等はなく、研究者が独自に製作しているのが現状である⁽⁸⁾。

本研究は、上述のような実験制度のもとで行う LCL 測定用の、標準器を策定するための技術資料として寄与することを目的として行った。LCL プローブの回路方式は、Macfarlane が提案しているもの⁽⁹⁾ (以後 Macfarlane プローブと呼ぶ) に準拠している。

しかし、この Macfarlane の文献には 内部で使用するトランス等の詳細な製作方法について示されていない。また プローブのダイナミックレンジが最大になる周波数は、1MHz よりも低く、それ以上の周波数では徐々にダイナミックレンジは減少し、15MHz 以降 急速に劣化する様子が示されている。短波帯利用を想定した PLC システムを検討するうえで、この劣化は無視できず、さらなる改善が望まれる。一方 文献 (10) に、Macfarlane 方式に準拠したプローブは、40k ~ 30MHz の周波数帯で利用可能である旨の記述があるが、製作方法やダイナミックレンジの周波数特性等の詳細な情報は示されていない。

本稿では、LCL プローブの製作方法を明らかにし、特に短波帯あるいはそれ以上の帯域において、ダイナミックレンジの周波数特性を改善するに有効な方法を提案し、その効果の程度を示す。また、実際の電力線で LCL を測定する際に必要となる商用周波数のブロッキング用キャパシタについて、留意事項を述べる。

2. LCL プローブの製作

2.1 原理 ITU-T によって定められた LCL 測定図を図 1 に示す⁽⁹⁾⁽¹¹⁾。LCL は以下の式 (1) のように定義されている。

$$\text{LCL} = 20 \log \left| \frac{E_l}{V_t} \right| \text{ [dB]} \quad \dots \dots \dots (1)$$

印加する common mode 電圧 E_l と、試料の不均衡によって differential mode 電圧 V_t へ変換される量との比で定義されている。図 1 内のセンタータップ付きトランスは単巻きトランス (オートトランス) である。また、破線のコンデンサは浮遊容量を示しており、不平衡の要因例として示している。

本稿で製作した LCL プローブの回路図を図 2 に示す。ブロッキングコンデンサ C_1, C_2 以外は文献 (9) と同じ回路方式である。ポート IN へ common mode 電圧 V_l を印加し、

図 1 ITU-T による LCL 測定図

Fig. 1. ITU-T's circuit diagram defining the LCL measurement method.

図 2 LCL プローブ回路図

Fig. 2. Schematic circuit diagram of the produced LCL probe.

図 3 インダクタンス L_{s1} の周波数特性

Fig. 3. Characteristics of the inductance L_{s1} .

試料ポート C,D へ common mode で信号を送る。試料が不平衡である場合は 図のように R_{cal} が接続された状態と等価であり、この場合 R_{cal} を経由して common mode 電流が流れことによって、試料ポート C-D 間に differential mode 電圧 V_t が発生する。この電圧をポート A または B で V_p として測定する。ただし、 $V_t = 2V_p$ となるように T_3 を

表 1 製作したトランス

Table 1. Manufactured transformers' parameters.

Trans. No.	$A \times B \times C$, ($B \ln A/C$) [mm]	number of turns, N	L_{s1} [mH]	L_{s2} [mH]	L_{s3} [nH]	L_{s4} [mH]
Macfarlane	not shown	not shown	0.3	1.2	20	0.28
# 1	$9.5 \times 10.4 \times 4.9$, (6.89)	25	(-1.43)	(-4.30)	131	1.13
# 2		16	0.61	2.61	84.75	0.395
# 3		14	0.34	1.47	78.18	0.273
# 4		13	0.32	1.35	63.66	0.262
# 5		11	0.21	0.87	60.17	0.185
# 6		8	0.10	0.41	43.50	0.097
# 7		6	0.055	0.22	41.30	0.054
# 8	$14 \times 7 \times 8$, (3.92)	19	0.49	2.08	76.14	0.335
# 9		11	0.12	0.49	49.79	0.113
# 10	$5 \times 5 \times 2$, (4.58)	4	0.018	0.066	17.12	0.0018

(a) Ferrite core's dimension.

(b) Assumed equivalent circuit of an inductor.

 (c) Circuit diagrams for L_{s1} , L_{s2} , L_{s3} and L_{s4} measurements.

挿入している。

2.2 トランスの周波数特性 図 2 に示したトランス $T_1 \sim T_4$ は、トロイダルフェライトコアを使用し、バイファイラ巻きしたものである。巻き始めと巻き終りの接続方法により、 T_1, T_3 は differential mode チョークとして、 T_2, T_4 は common mode チョークコイルとして機能する。フェライトコアの初透磁率は、文献 (9) では 2,000 であり、本稿では同等の 1,500 のものを使用した。

製作した 10 種類のトランスの諸元を表 1 に示す。フェライトコアの形状は、表 1 中の図 (a) に定義する A, B, C を用いて、 $A \times B \times C$ で表している。 L_s はトランスの 4 端子のうち任意の 2 端子を選び、その端子間をひとつのインダクタと見なしたときの等価回路を、表 1 中の図 (b) のようにコイルと抵抗の直列回路と仮定した時の、コイルのインダクタンス値である。表 1 中の図 (c) に示すように differential mode チョークトランスの 2 端子を選び、両端とも結線しない場合のインダクタンスを L_{s1} 、transverse インダクタンスを L_{s2} 、common mode インダクタンスを L_{s3} としている。同様に L_{s4} は、common mode チョークトランスの common mode インダクタンスである。これらの値を、インピーダンスアナライザ (HP 社 4291B) で測定し、1MHz における値を表 1 中に示している。また L_{s1} については周波数特性を図 3 に示す。

表 1 からわかるように、トランス #4 が Macfarlane プロローブとほぼ同じ L_s 値となるトランスである[†]。トランス #4 と同じコア寸法で、巻き数を増やしたトランス #1 ~ #3 を比較すると、巻き数を増やすにつれて L_s は大きくなる反面、インダクタとして機能する周波数の上限は低くなる様子が図 3 から分かる。なお、トランス #1 は 1MHz ではインダクタ

として機能しないため、表中ではマイナスの L_s 値であり、図 3 にはプロットしていない。

トランス #4 に比べて、巻き数を少なくした #5 ~ #7 と比較すれば、巻き数を少なくするに従って L_s は小さくなるものの、インダクタンスとして機能する周波数の上限は高くなる様子が分かる。また、巻き数が同じトランス #5 と #9 を比較すると、コア寸法 ($B \ln \frac{A}{C}$) が大きいトランス #5 の L_s の方が大きいことが分かる。これらは、以下のように説明できる。

トロイダルコイルのインダクタンス L は、次式のように与えられる⁽¹²⁾。

$$L = \frac{N^2}{2\pi} \mu B \ln \frac{A}{C} \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 N は巻き数、 μ は透磁率である。一方、巻き数が増えたと巻き線容量が増え、インダクタとして機能する周波数の上限は低くなる⁽¹²⁾。したがって、 N を少なくするには式 (2) から、 $B \ln \frac{A}{C}$ が大きいコアを選定すれば高い周波数まで使えるインダクタとなる。これらの結果から、実際にプロローブに使用したトランスは、巻き数が少なくても大きな L_s 値を得ることができる $9.5 \times 10.4 \times 4.9$ のフェライトコア寸法のもの、つまりトランス番号 #1 ~ #7 のものを使用した。

図 4(a) ~ (c) にはトランス #1, #5, #7 で製作した common mode チョークトランスの、common mode インピーダンス特性と differential mode インピーダンス特性を示している。巻き数を減らしていくにしたがって、common mode インピーダンスのピーク値は低くなり共振の鋭さである Q が小さくなっていくが、共振周波数は高くなっていくことが分かる。3.1 節では、こうした性質を利用して高域におけるダイナミックレンジの改善をおこなう。

[†] L_{s3} の測定値は、他の L_s 値に比べて、文献値との違いが大きい。しかし、値自身が [nH] オーダの微小な値であり、本稿の議論の範疇ではあまり影響ないと考えられる。

図4 common mode チョークトランスのインピーダンス特性
Fig. 4. Impedance characteristics of common mode choke transformers.

図5 トランス#2を用いたプローブのキャリブレーション
測定結果とダイナミックレンジ
Fig. 5. Measurement result of the calibration and the
dynamic range of the probe using Trans. #2.

2.3 LCL キャリブレーション 図2の試料ポート C-D 間に平衡デバイス相当の R_6 を接続し、さらに不平衡の程度に応じて既知の値の抵抗 R_{cal} をポート C または D に接続する。この時の LCL 値でもってプローブのキャリブレーションを行う。本稿では、 $R_{cal} = 450\Omega$ とした。もし図2の $T_1 \sim T_4$ が理想的なトランスであるとすれば、次式から LCL の理論値を計算することができる⁽⁹⁾。ただし、 C_1, C_2 の影響は無視できるとしている。

$$\begin{aligned} \frac{E_l}{V_t} &= \frac{E_l}{2V_p} \\ &= \frac{[R_6 || (R_4 + R_5)] + 4R_{cal} + 4R_3}{2[R_6 || (R_4 + R_5)]} \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

式中の $[R_6 || (R_4 + R_5)]$ は R_6 と $(R_4 + R_5)$ の並列接続を表す。実際の測定は V_t ではなく V_p を測定するので、A, B ポートのうち測定に使わないポートは 50Ω で終端し、測定に使うポートは入力インピーダンス 50Ω の測定器 (本稿では、アドバンテスト社のネットワークアナライザ R3754B を使用) で終端する。 $V_t = 2V_p$ となるようにしてあるため、測定値に対して -6dB 補正したものが LCL 値である。本稿では

$R_3 = 25\Omega, R_4 = R_5 = 50\Omega, R_6 = 100\Omega, R_{cal} = 450\Omega$ であるから、LCL 理論値は 19.5、つまり 25.8dB となる。

文献(9)に従い、すべてのトランス $T_1 \sim T_4$ にトランス #2 を使用して、プローブを製作した。そのプローブのキャリブレーション測定結果を図5の $R_{cal}: 450\Omega$ と表記した実線で示す。ただし簡単のため、 -6dB の補正をする前の値である $20 \log E_l/V_p$ で示している。1MHz での測定値は 31.60dB であり、 -6dB 補正後の理論値との差は 0.20dB である。また 1MHz 以上の周波数域でほぼフラットな値となっているため、本研究で注目している短波帯あるいはそれ以上の周波数帯域での使用において、 $R_{cal}: 450\Omega$ のキャリブレーションは特に必要ないと言える。

2.4 LCL プローブのダイナミックレンジ 図2において、 R_{cal} が取り除かれ完全に平衡である状態 (図5中の $R_{cal}: \text{open}$) と、 R_{cal} を短絡させ完全に不平衡である状態 ($R_{cal}: \text{short}$) における LCL 値の差を、当該周波数におけるプローブのダイナミックレンジと呼ぶことにする。図5のプローブは、50k ~ 20MHz の範囲で、60dB 以上のダイナミックレンジを有していることがわかる。しかし、短波帯における $R_{cal}: \text{open}$ 状態の LCL 値は、文献(9)に示されている値 (図中の Macfarlane) に比べ、2M ~ 28MHz の範囲で劣っており、改善する必要がある。以下の章ではその方法を提案する。

なお、 $R_{cal}: \text{short}$ 状態の LCL 理論値は式(3)より 1.5、つまり 3.52dB である。一方図5の場合、1MHz における測定値は 9.33dB であり、 -6dB 補正後の理論値との差は 0.19dB となり、ほぼ理論値どおりであった。

3. 高域におけるダイナミックレンジの改善

以下では、表1に示したトランス #1 ~ #7 のトランスを用いて、プローブの製作方法を検討した結果を述べる。

3.1 改善方法 まず、文献(9)と同様な方法、つまり $T_1 \sim T_4$ すべて同じ巻き数のトランスを使用してプローブを製作した。使用したトランスは、#2, #6, #7 であり、ダイナミックレンジの測定結果を図6に示す。ただし、 -6dB の補正はしていない。なお、図5と、図6中の 16turns と

図6 $T_1 \sim T_4$ すべて同じ巻き数で作製したプローブのダイナミックレンジ測定結果

Fig. 6. Measurement results of the probes using the same turn-number transformers for T_1 to T_4 .

は、同じデータである。

巻き数が16であるトランス#2の場合、 R_{cal} : open 状態においてピークとなる周波数は、Macfarlane プローブとほぼ同じ位置になる[†]。本研究で作製したトランスは、Macfarlane のものに比べて Q の値が大きいと思われ、このように巻き数が多いトランスを用いると、ピーク周波数付近でのダイナミックレンジは文献値より大きくなるが、その裾野におけるダイナミックレンジは文献値と逆転してしまう。一方、8回、6回と巻き数を減らすと、 R_{cal} : open 状態のピーク値は低くなり、なだらかな上に凸の特性になるものの、ピーク位置を高い周波数に移動できることがわかる。そこで、高域での特性が良好な6および8回巻きのトランスを使用したプローブに対して、2MHz以上の帯域でさらにダイナミックレンジを広げる方法を、以下のように検討した。

試料ポート C または D から R_{cal} を取り外した “ R_{cal} : open” 状態では、本来流れないはずの common mode 電流が微量ながらいずれかに洩れ、図2の V_t を誘起するため、LCL 値は無限大にならない。一方図4で示したように、巻き数が少ないと common mode インピーダンスも小さくなる。そこで common mode 電流が洩れる主な原因と考えられる T_2 に限り、巻き数を増やして common mode インピーダンスを大きくし、どの程度 LCL のダイナミックレンジが改善できるか調べた。図7と図8に、 T_2 のみ巻き数を変え、その他のトランス T_1, T_3, T_4 は巻き数6または8に固定した場合のダイナミックレンジ測定結果を示す。

図7において、 $T_1 \sim T_4$ すべて6回巻き(図中の all 6turns)のプローブと、 T_2 のみ巻き数を増やしたプローブを比較すると、 T_2 の巻き数を増やすとピーク値が上がり、ピーク以

図7 T_2 だけ変化させたときのダイナミックレンジ測定結果(T_1, T_3, T_4 はすべて6回巻き)

Fig. 7. Dynamic range measurement when the number of turns of T_2 was changed, where other Trans. T_1, T_3, T_4 were 6 turns.

図8 T_2 だけ変化させたときのダイナミックレンジ測定結果(T_1, T_3, T_4 はすべて8回巻き)

Fig. 8. Dynamic range measurement when the number of turns of T_2 was changed, where other Trans. T_1, T_3, T_4 were 8 turns.

外も全体的につられて大きくなることがわかる。しかし巻き数を増やしすぎると(図中の 25turns)、ピーク位置周波数が低域の方へ移動し過ぎ、また上に凸のカーブが鋭くなりすぎて、短波帯の LCL 値は劣化してしまう。従って T_2 の巻き数は最適値があり、図7の場合は、11回巻きの場合が短波帯(2MHz以上)で最もダイナミックレンジが広くとれた。同様に図8においても T_2 の巻き数に最適値が存在し、13回巻きの場合が最良であった。なお、 R_{cal} を短絡させたときの LCL 測定値は巻き数による優位な差はなかった。

図7および8で最も特性がよかったものを抜き出したのが図9である。以上の検討をまとめると、以下ようになる。

Macfarlane プローブは、低域での利用も配慮されているため、 R_{cal} : open 状態での LCL 値が最大になる周波数

[†]ピーク周波数付近において、測定値にノイズが重畳されているように見えるのは、使用したネットワークアナライザ自身のダイナミックレンジ不足の影響であり、本来はスムーズな曲線になるはずである。

図9 T_2 だけ変化させたときのダイナミックレンジ測定結果のまとめ

Fig. 9. Summary of dynamic-range measurements when the number of turns of T_2 was changed.

は1MHzよりも低い。しかし、本稿が目的とする短波帯での利用に特化する場合、トランスのインダクタンス L_{s1} 値を Macfarlane のものよりも小さくして、LCL 値が最大になる周波数を高域にずらしたほうがよい。本稿では、高周波特性を考慮して、巻き数を減らすことにより L_{s1} 値を小さくし、それに伴い生じるダイナミックレンジの低下は、 T_2 に限り巻き数を増やして解決する方法を提案した。本提案法により、 T_1, T_3, T_4 を6回巻きに、 T_2 を11回巻きにしたとき最良の特性が得られ、2M~100MHz の広範囲にわたり Macfarlane プローブに比べダイナミックレンジ特性を改善できた。その改善の程度は、6MHz で6dB、30MHz で14dBであった。

なお、使用するフェライトコアの材質や寸法、部品の基板実装に伴って発生する浮遊容量の程度によって、ダイナミックレンジの改善の程度は変動すると考えられるが、提案したトランスのパラメータ調整方法の考え方や手順については、適用可能であると考えられる。

3.2 ブロッキングキャパシタについて 実際の電力線線路の LCL 測定の場合、図2に示したように、試料ポート C,D の手前に、商用周波数のブロッキング用にキャパシタ C_1, C_2 を挿入する必要がある。このとき LCL プローブのダイナミックレンジが向上したように見えることがある⁽⁸⁾。

C_1, C_2 は、商用周波数を阻止するため比較的容量の大きいもの、かつ100Vあるいは200Vに対して十分な耐圧を有するキャパシタを選定する必要がある。しかし一般に高耐圧用途のキャパシタの周波数特性は良くなく、高周波域では誘導性の部品として振る舞う。従って、図2のように測定線路に対して直列にブロッキングキャパシタを挿入すると、線路の common mode インピーダンスが見かけ上高くなり、ダイナミックレンジが向上したように見えてしまう。こうした誤差が生じる場合は、適宜複数のキャパシタ

を並列に追加接続するなどしてキャパシタ自身のインピーダンスを下げる必要がある。

4. おわりに

本稿では、短波帯を使用する PLC を実現するうえで重要な技術課題となっている電力線からの漏洩電波の対策上必要となる、LCL の測定用プローブの製作方法を考察した。回路方式は文献(9)に準拠したが、同文献では示されていなかった詳細な製作方法を明らかにした。さらに、文献(9)に比べて、短波帯あるいはそれ以上の周波数におけるダイナミックレンジを改善するうえで有効な、トランス T_1, T_2, T_3, T_4 のパラメータの調整方法について、新たに提案した。つまり、 T_2 は common mode インピーダンスの大きいトランスを使うことで、プローブのダイナミックレンジを大きくし、 T_1, T_3, T_4 は巻き数を少なくすることで、インダクタとしての高周波特性を改善する方法である。この提案法により2M~100MHzの広範囲で、文献(9)のプローブに比べて、ダイナミックレンジを6MHzで6dB、30MHzで14dB広げることができることを実験的に示した。また実際の電力線で LCL を測定する際に必要となる商用周波数のブロッキング用キャパシタについては、LCL 測定周波域においてインピーダンスが低いキャパシタを用いる必要があることを述べた。

今後は製作した LCL プローブを使用して、実際の電力線線路の LCL の統計的性質を明らかにしてゆく予定である。またその結果と漏洩電界強度との関係を考察し、不要輻射の低減方法を検討することが今後の課題である。
(平成15年10月29日受付、平成16年3月23日再受付)

文 献

- (1) W.W. ギブス:「コンセントがつなぐ家庭内 LAN」, 日経サイエンス, 2002年5月号, pp.76-83 (2003-5) (in Japanese). 原著は, "The Network in Every Room", Scientific American (2002-2)
- (2) 「特集 新しい電力線通信技術」, 電学誌, Vol.121, No.11, pp.754-768 (2001-11)
- (3) S. Tsuzuki: "The Present State and the Future Tasks of In-home Power-Line Communication", IEICE Technical Report, CS2002-107, pp.31-36 (2002-11) (in Japanese)
都築伸二:「屋内電力線通信の現状と課題」, 信学技報, 通信方式研究会, CS2002-107, pp.31-36 (2002-11)
- (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> から入手可能 (2002-8)
- (5) K. Inada, S. Tsuzuki, Y. Kawakami, and Y. Yamada: "Improvement of Transmission Characteristic and Studying of Phantom Transmission at Power Line Channel in Household", IEICE Technical Report, SST2002-42, pp.43-48 (2002-10)
稲田圭吾・都築伸二・川上康人・山田芳郎:「屋内電力線伝送路の平衡度改善および重伝送の検討」, 信学技報, スペクトル拡散研究会, SST2002-42, 仙台, pp.43-48 (2002-10) (in Japanese)
- (6) Y. Minamitani, T. Okabe, and M. Wasaki: "Effect Produced on Electromagnetic Leakage in PLC by Indoor Power line Arrangements", ISPLC2003 Proc. 7th Int. Symposium on Power-Line Commun. Its Appl., pp.276-280 (2003-3)
- (7) 総務省:「実験用高速電力線搬送通信設備の設置許可に係る方針の決定」, <http://www.soumu.go.jp/s-news/2004/040121.1.html> (2004-1)
- (8) Y. Kawakami, S. Tsuzuki, M. Wasaki, and Y. Yamada: "Pro-

ducing an LCL Probe for Residential Power-lines”, Proc. Electronics, Information and Systems Conference, Electronics, Information and Systems Society, I.E.E. of Japan, OS1-6, pp.276-281 (2003-8) (in Japanese)

川上康人・都築伸二・和崎 賢・山田芳郎:「屋内電力線用 LCL プローブの製作」, 平成 15 年電気学会電子・情報・システム部門大会, 秋田大学, OS1 電力線通信技術, OS1-6, pp.276-281 (2003-8)

- (9) I.P. Macfarlane: “A probe for the Measurement of Electrical Unbalance of Networks and Devices”, IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility, Vol.41, No.1, pp.3-14 (1999-2)
- (10) J. Verpoorte: “Application of the LCL method to measure the unbalance of PLC-equipment connected to the Low-voltage Distribution Network”, CISPR, SubCommittee I, Working Group 3 (CISPR/SCI/WG3), (2003-2-26) (available from <http://www.agentschap-telecom.nl/informatie/plc/docs/LCL-NLR-CISPR-SCI-WG3.pdf>)
- (11) “Transmission aspects of unbalance about earth”, Transmission Systems and Media, General characteristics of international telephone connections and international telephone circuits, ITU-T Recommendation G.117 (1996-2)
- (12) 山村英穂:「トロイダル・コア活用百科」, pp.14-41 CQ 出版社, (1983)

川 上 康 人 (学生員) 1978 年生。2002 年 3 月愛媛大学工学部電気電子工学科卒業。同年同大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻入学, 現在に至る。電力線通信の研究に従事。電子情報通信学会会員。

都 築 伸 二 (正員) 1985 年愛媛大学大学院工学研究科修士課程修了。同年住友電気工業 (株) 入社。光 LAN 装置の研究開発に従事。1991 年愛媛大学工学部助手。2000 年助教授となり現在に至る。スペクトル拡散用符号設計, CDMA プロトコル, コンピュータネットワーク, 電力線通信, DV 動画のリアルタイム伝送方式などの研究に従事。著書:「電力線通信システム (共著, トリケブス, 2002 年)」。博士 (工学)。

和 崎 賢 (非会員) 広島大学工学部電気工学科卒業後, TDK(株) 入社。1967 年から, 磁芯記憶装置, 電力変換回路・EMI, 電力用磁性部品の研究開発に従事。2000 年から電力線通信技術およびノイズの研究に従事。昭和 61 年度 発明奨励賞 受賞。(2003 年 9 月永眠)

山 田 芳 郎 (非会員) 1974 年, 愛媛大学工学部電子工学科卒業。1976 年, 同大学院修士課程修了。同年愛媛大学工学部助手, 1990 年同助教授を経て, 現在, 同教授。この間, ベクトル量子化, 画像符号化, 信号処理, 画像処理等の研究に従事。現在は「動き」に関するメディア処理に興味を持っている。工学博士。