

論 文

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

牧 昌弘^{†a)} 爲末 和彦[†] 徳田 正満^{††} 桑原 伸夫^{†††}

The Proposal of the Power Line Transmission System Using the MESA-Code and the Multi-Band Segmenting Receiver

Masahiro MAKI^{†a)}, Kazuhiko TAMESUE[†], Masamitsu TOKUDA^{††},
and Nobuo KUWABARA^{†††}

あらまし 近年、電灯線を利用した通信技術の開発が行われている。しかし、電灯線の本来の目的は機器へのエネルギー供給であり、この中で通信を確立するためには、電灯線の伝送線路及び電磁環境に適した通信方式を用いる必要がある。本論文では、まず、電灯線通信における伝送特性解析と電磁環境の推定を行い、電灯線モデムの適用を想定する上で、代表的な家電機器を考慮した伝送特性の一例を示した。更に、この結果に基づき、周波数 10~450 kHz、搬送波出力 10 mW/10 kHz 以下、伝送速度 9.6 kbit/s という条件下での通信品質の改善策を検討した。改善策として、マルチバンド分割受信によってインピーダンス変動の影響を軽減し、また、電磁ノイズが小さくなる信号伝送周波数帯域の上端での電力密度の低下を防ぐ“MESA-SS”方式を提案して、評価を行った。その結果、従来の SS 方式に比べ同じビット誤り率を得るに必要な S/N が 6 dB 小さくできること、時間的な特性変動を考慮しない平均的な条件下では 40 m の距離においてビット誤り率を 10^{-5} 以下にできることがわかった。

キーワード 電灯線通信, エコーネット, スペクトラム拡散, 家電機器インピーダンス, 端子間雑音

1. ま え が き

インターネットなどの情報通信の普及に伴い、最近、電灯線を用いた通信が注目されている。電化製品への電源供給のために必ず必要な配線、すなわち電灯線を用いた通信方式は、新たに配線を行う必要がなく、電源を入れればすぐつながるといふ、ユーザにとって理想的な通信手段である [1]。近年、この電灯線通信を用いて、家電機器制御や省エネルギーを目的とした設置容易で低コストなホームネットワークの開発が期待されている。

従来の電灯線通信は、FSK (Frequency Shift Keying) や PSK (Phase Shift Keying) といった狭帯域

シングルキャリア方式が多く採用されていたが、実際に電灯線通信を行う場合、ブレーカーから分岐する宅内の電灯線には、インピーダンスや動作時の雑音（以下、端子間雑音と呼ぶ）の異なる様々な家電機器がつながり、通信条件が大きく変動し、通信速度を上げることができなかった [2]~[4]。また、この問題の克服のため、通信周波数帯域を広く拡散させて雑音等の影響を軽減するスペクトラム拡散 (SS: Spread Spectrum) 通信方式が採用されたが、一般的な直接拡散 (DS: Direct Sequence) 方式では広帯域雑音やインピーダンス低下の影響を受け、同期系が不安定になることなどが知られている [6]~[8]。これらの課題解決のため、SS 方式による電灯線通信の特性改善方法が多く提案され [6]~[9]、更に、狭帯域通信方式と広帯域通信の双方のメリットをもつ周波数ホッピング (FH: Frequency Hopping) 方式 [5], [10] やマルチキャリア方式 [11] による電灯線通信方式も提案されている。

このような状況のなか、多くの家電機器が相互に接続される宅内の電灯線環境において、より高速で信頼性が高く、かつ、低コストで実現可能なネットワーク対応の電灯線モデムが求められるようになってきてい

[†] 松下電器産業株式会社九州マルチメディアシステム研究所, 飯塚市
Kyushu Multimedia Systems Research Laboratory, Matsushita Electric Industrial Co., Ltd., Iizuka-shi, 820-0067 Japan

^{††} 武蔵工業大学工学部電子通信工学科, 東京都
Department of Electronic and Communication Engineering, Musashi Institute of Technology, Tokyo, 158-8557 Japan

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

a) E-mail: maki@qrl.mei.co.jp

る。日本ではエコーネット電灯線方式 [21] が検討され標準化が進んでいる。

本論文は、エコーネット電灯線方式の基礎検討についても述べているものであり、エコーネット規格の補足に記述し、受信性能向上のため推奨できる変復調方式を提案するものである。

この方式の検討にあたって、接続される家電機器を含めた電灯線伝送路をモデル化した。このとき、配線パターンや家電機器インピーダンス、雑音などのすべての状態を一意的なモデルで表現することは複雑かつ困難であるので、平均的な環境を前提条件とし、できる限り簡略化したモデル化を行い電灯線伝送方式を検討する上で必要最低限と考えられる条件の抽出を行った。この結果に基づいて、従来の SS 方式に比べて送信電力密度向上を図り、 S/N 向上を実現すると同時に、接続された家電機器のインピーダンスに伴う反射の影響を軽減するマルチバンド分割受信を大きな特徴とした、“MESA-SS” 電灯線伝送変復調方式を提案し、評価を行っている。

2. 家電機器・電灯線伝送路のモデル化

電灯線通信は、家庭やオフィス内における AC100 V または 200 V の電力供給のためのケーブル（以下、電灯線と呼ぶ）を用いて、データ通信を行うものである。この電灯線通信は、下記のような特徴をもっている。

- 複数の機器間で通信を行うマルチドロップ通信であり、各機器間の伝送特性は異なる。
- 機器の接続、撤去はユーザが任意に行うため、配線形態を特定できない。
- 接続される機器は、多種多様な家電機器であり、各機器のインピーダンス、ノイズ特性のすべてを把握することは困難である。

本章では、電灯線通信に適した伝送変復調方式を検討するため、配電上の取り決め事項の調査を行い、家電機器・電灯線伝送路のモデル化を行う。

図 1 に一般的な住宅における電灯線配線の一例 [12] を示す。これは、分電盤から分岐回路を経て、照明及びコンセントへの配線例を示す図である。なお、本論文では、図 1 のように照明とコンセントが別系統である場合を前提として評価を行うが、最近のプレハブ工法の量産住宅などでは、図 1 に示した配線例とは異なる場合もある。

この分岐回路数については、表 1 に示すように、住宅の広さ当りの目安がある [12]。この目安と、表 2 に

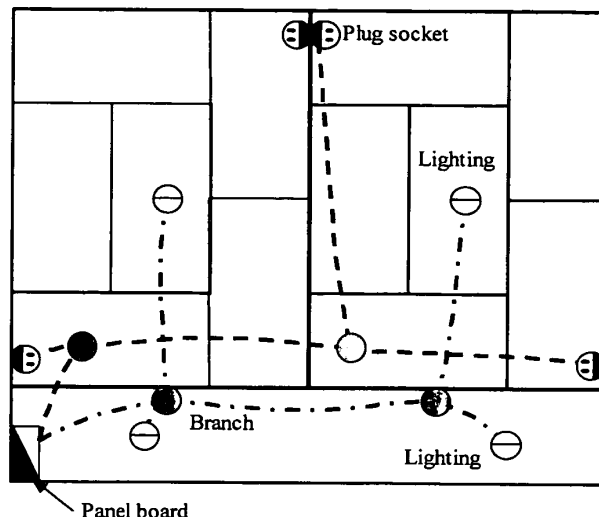


図 1 屋内配線の一例

Fig. 1 An example of power line wiring.

表 1 望ましい分岐回路数

Table 1 Desirable number of branch circuits.

住宅の広さ [m ²]	住宅中の分岐回路数の目安			
	計	内訳		
		電灯用	一般コンセント用	
			台所用	台所用以外
50 以下	4+ α	1	2	1
70 〃	5+ α	1	2	2
100 〃	6+ α	2	2	2
130 〃	8+ α	2	2	4
170 〃	10+ α	3	2	5
170 以上	11+ α	3	2	6

表 2 日本の住宅の床面積統計

Table 2 The floor-space statistics of the tenement in Japan.

延べ床面積 [m ²]	一戸建 [%]	共同住宅 [%]
30 以下	0.62	28.47
30~49	5.11	29.93
50~69	9.03	25.27
70~99	24.06	11.32
100~149	36.09	1.20
150 以上	24.75	0.26

示す日本の住宅の床面積統計 [13] から、一般住宅における配線トポロジーは、共同（集合）住宅では床面積 100 m² 以下がほとんどで、1 件当り 4~6 個の分岐回路があると考えられ、戸建て住宅においては 150 m² を超える家も多く、平均して 10 前後の分岐があると想定できる。なお、表中の α はエアコンなどの専用電灯線を表し、配線は別系統となる場合が多いが、これもほぼ同数（10 前後）の分岐回路数をもつと考えてよい。また、表 1 から、170 m² 当り 10+ α の分岐回路数であるので、17 m² 当りに 1 個の分岐回路があると

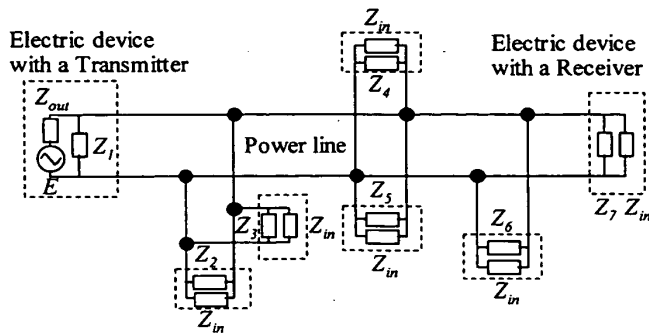


図2 電灯線通信の伝送路モデル

Fig. 2 Model of power line transmission.

考えることができ、このことから、分岐される配線は長くても数十 m 程度であると考えられる。

以上の配線情報から、宅内における電灯線通信の伝送路モデルを図 2 に示す。この伝送路モデルにおいて、 Z_{out} 及び E は、電灯線モデム（送信部）の内部インピーダンスと信号源、 Z_{in} は電灯線モデム（受信部）のインピーダンスである。また $Z_1 \sim Z_7$ は、電灯線に接続される家電機器のインピーダンスである。これらは機器ごとに異なっており、そのため、各機器間の伝送特性も異なる。

3. 電灯線伝送路の減衰特性

宅内の電灯線伝送路において、送信点から受信点までの信号の減衰を厳密に求めるためには、すべての家電機器のインピーダンスを定量化して、配線トポロジーの回路方程式を解かねばならない。

だが、この方法は、世の中に出回る家電機器の個々のインピーダンスや、壁に埋め込まれた宅内の配線トポロジーを把握しなければならず、現実的ではない。したがって、伝送路モデルを簡易化して減衰量を評価する必要がある。その趣旨より、本論文では、図 2 に示すモデルを更に簡略化した図 3 に示す電灯線伝送路モデルにおいて、伝送路インピーダンス及び機器インピーダンスから伝送特性を簡易的に求める手法を示す。この図において、 Z_{out} 及び E は、電灯線モデム（送信部）の内部インピーダンスと信号源、 Z_{in} は電灯線モデム（受信部）のインピーダンスである。また、 Z_s と Z_r は接続機器の端末インピーダンス、 F は電灯線伝送路の集中定数等価回路であり、これらによって、減衰量が求められる。

なお、本論文においては、下記に示す条件を前提として、図 3 の簡略モデルを用いて評価を行った。

- 分岐による伝送ひずみの発生は、分岐線路の長

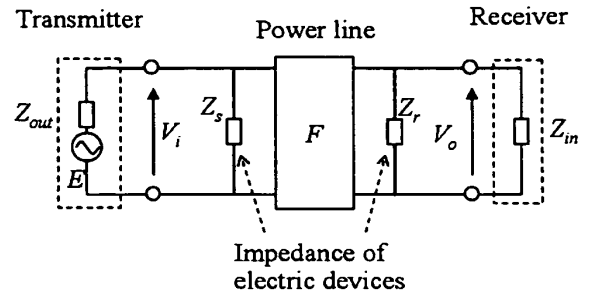


図3 解析モデル

Fig. 3 The model for analysis.

さと使用する周波数に依存する [14]。しかし、表 1、表 2 から、分岐線路の長さは 10 m 程度であり、このときの反射波に起因する伝送特性の変化は数 MHz 以上の帯域で発生するので、450 kHz 以下の帯域への影響は小さい。

- 上記の場合であっても、電灯線に接続される機器によるインピーダンスの低下は無視できない。これらの機器は送信側機器のインピーダンス Z_s または受信側機器のインピーダンス Z_r のいずれか特性の悪くなる方に付加することにより、その影響を反映する。

ただし、家電機器の接続台数に制限はないので、家電機器の数が多くなれば、 Z_s 、 Z_r の数が増えるし、また、複数機器間での通信時には、 Z_{in} 、 Z_{out} の数が増えることになる。なお、本評価においては、電波法施行規則の特別搬送方式で定義されているブロッキングフィルタによって、柱上トランスなどの宅外負荷の影響がない場合を想定しているが、 Z_s や Z_r として宅外負荷の影響を考慮することも可能である。

以下、1:1 の通信時について電灯線伝送路の集中定数等価回路 F の計算方法、機器インピーダンス Z_s 、 Z_r について述べる。

3.1 ケーブルのインピーダンス

電灯線伝送路は、図 4 に示される単位長さ当りの等価回路にてモデル化できる [15]。電灯線として使用される VVF ケーブル (PVC insulated PVC sheathed cable Flat type: ビニル絶縁ビニルシースケーブル平型) の場合、等価回路の各パラメータは式 (1)~(3) のように規定できる [16]。

$$R = \frac{1}{4\pi r^2 \sigma} \left(1 + \sqrt[6]{3^6 + (4\mu_0 \mu_r f \pi r^2 \sigma)^3} \right) \quad (1)$$

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{d}{r} + \frac{\mu_r}{4} \right) \quad (2)$$

$$C = \frac{\pi \epsilon}{\ln(d/r)} \quad (3)$$

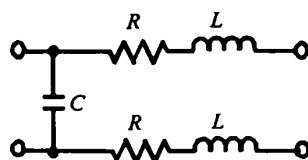


図4 電灯線の単位長当りの等価回路

Fig. 4 The equivalent circuit for the power line.

ここで, r : 導体の半径 [m], d : 線間距離 [m], f : 周波数 [Hz], σ : 導電率 [S/m], μ_0 : 透磁率 [H/m], μ_r : 導体の比透磁率, ϵ : 誘電率 [F/m] である.

ϕ (直径) 2.0 mm, 線間距離 3.5 mm の VVF ケーブルにおける実測値との比較を図 5 に示す. (a) は図 4 における直列インピーダンス ($R + j\omega L$) を, (b) は並列インピーダンス ($1/j\omega C$) を示している. この結果に示すとおり, この周波数帯において, 計算値と実測値はよく一致している.

図 (a) より, 電灯線 ($\phi 2.0$ mm VVF) においては, 450 kHz 以下の周波数帯では, 抵抗成分に比べてインダクタンス成分が支配的であり $0.5 \mu\text{H/m}$ となる. また図 (b) より, 線間容量はおよそ 50 pF/m となる.

図 5 (a) に示すように, 10 kHz 以上では ωL の値に比べて R の値は小さいので, 電灯線伝送路の特性インピーダンスは式 (2) のインダクタンスと, 式 (3) のキャパシタンスだけで表現しても誤差は小さい.

3.2 家電機器のインピーダンス

電源線端子妨害波電圧の規制によって, インバータ機器・IH (Inductive Heating: 誘導加熱) 機器・スイッチング電源を用いる機器は, 周波数や減衰量の違いこそあれ, ほぼ例外なく電源部にノイズフィルタを有している. そして, 家電機器のインピーダンスには, 電源部のノイズフィルタの特性が大きく影響している. 図 6 に一般的なノイズフィルタの構成を示す. ノイズフィルタを構成する要素は, 主に

- (1) コモンモードチョーク
- (2) ラインバイパスコンデンサ
- (3) アクロスラインコンデンサ

であり, (1), (2) はコモンモードノイズ対策に, (3) はノーマルモードノイズ対策用に用いられる.

ここで, このようなノイズフィルタは, LC の共振回路として機能している. そこで, この回路を図 7 に示すような LC の 2 端子回路としてモデル化し, その回路定数を測定した. なお, 図 7 のモデルにおいて, L はチョークコイルなどのインダクタンス成分, R はチョークコイルの内部抵抗などのレジスタンス成分,

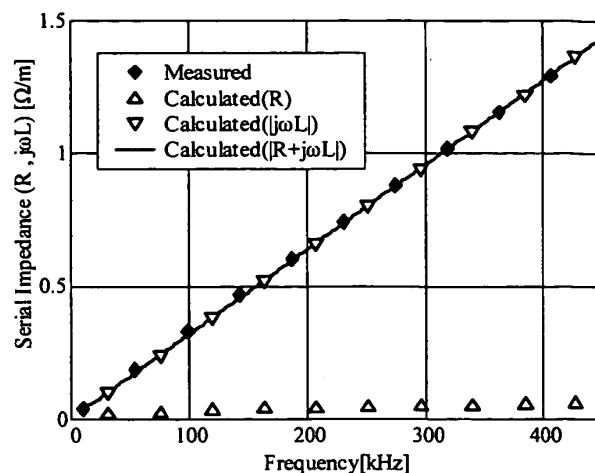
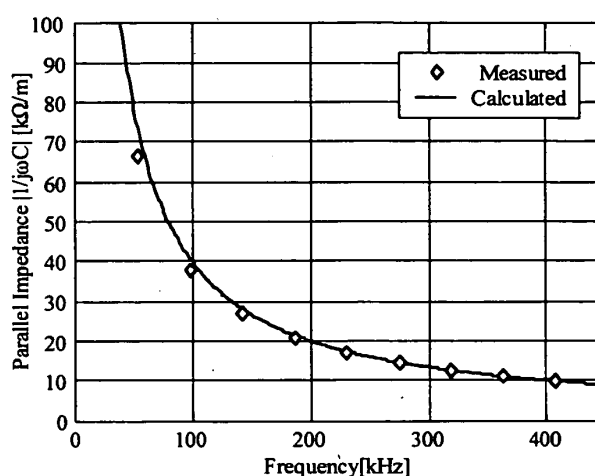
(a) Serial impedance ($\phi 2.0$ mm VVF)(b) Parallel impedance ($\phi 2.0$ mm VVF)

図5 電灯線の単位長当りのインピーダンス

Fig. 5 Impedance per unit length for the power line.

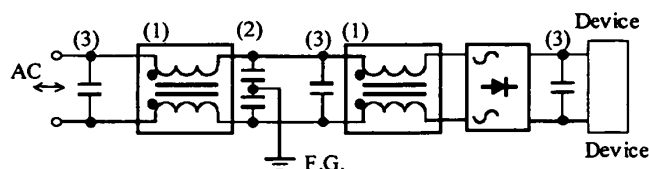


図6 ノイズフィルタの構成

Fig. 6 Structure of a noise filter.

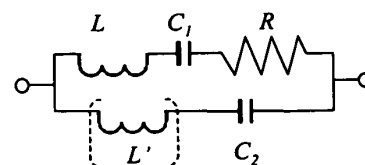


図7 機器インピーダンスの等価回路

Fig. 7 Equivalent circuit for the impedance of the device.

C_1 はバイパスコンデンサなどのキャパシタンス成分を意味している. また, L' や C_2 は複数段のフィルタ回路によって構成されている場合のインダクタンス

表3 機器インピーダンスの等価回路定数
Table 3 Equivalent circuit parameter for the impedance of the device.

家電機器	$R[\Omega]$	$L[\mu\text{H}]$	$C_1[\text{nF}]$	$C_2[\text{nF}]$
IH 調理器	0.091	1.27	2460	0.51
冷蔵庫	1.21	7.21	97.4	0.22
テレビ	1.12	2.02	72.2	2.23
エアコン	8.00	30.0 ($L'=10.5$)	33.0	963

※エアコンのみ、2段の共振回路あり

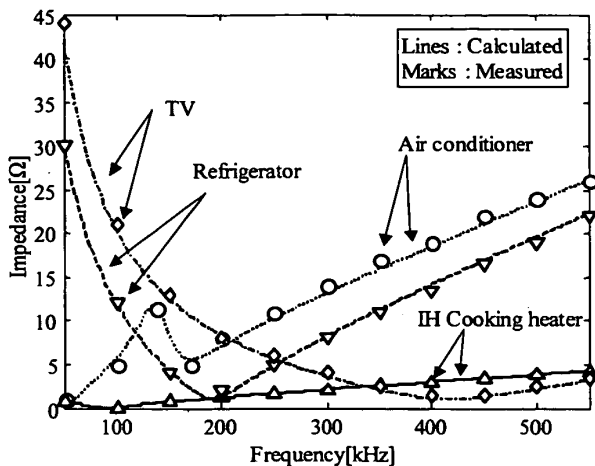


図8 機器インピーダンスの例
Fig. 8 Impedance of some devices.

及びキャパシタンスを意味している。回路定数の測定結果を、表3、図8に示す。測定は、機器のインピーダンスの傾向をつかんでモデル化を行うという観点から、通電時の雑音の影響を排除するために無通電で行い、メカニカルスイッチのあるものは回路が観測できるようにスイッチを入れた状態で行った。

図8は、モデル化した回路定数による計算値をラインで、測定値をマークで示したものである。測定値と計算値はほぼ一致しており、この等価モデルにおいて近似可能なことを示している。

3.3 モデムの入出力インピーダンス

一般的に、モデムの入出力インピーダンスは、ケーブルインピーダンスとのインピーダンス整合をとることを目的として値が決められる。しかし、前節で示したように、接続される機器のインピーダンスは数Ωから数十Ωといった不定値である。そのため、モデムのインピーダンスだけ整合をとることに意味はなく、むしろ、最大電圧で受信できるように、出力インピーダンスはできる限り低く、入力インピーダンスはできるだけ高い方がよい。本論文では、出力インピーダンスはドライブ能力との兼ね合いも考慮して10Ω、入力イン

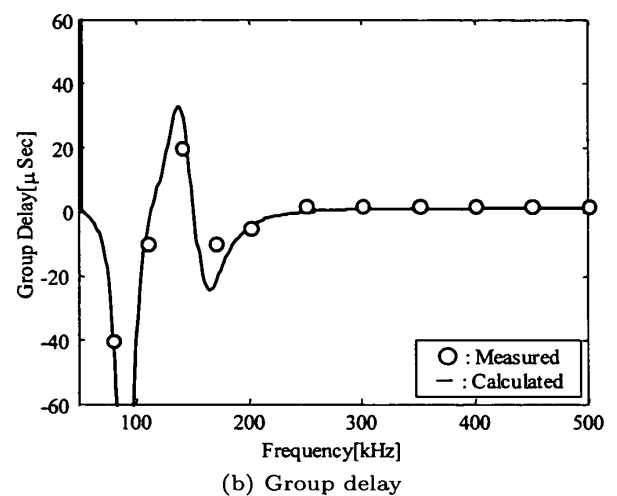
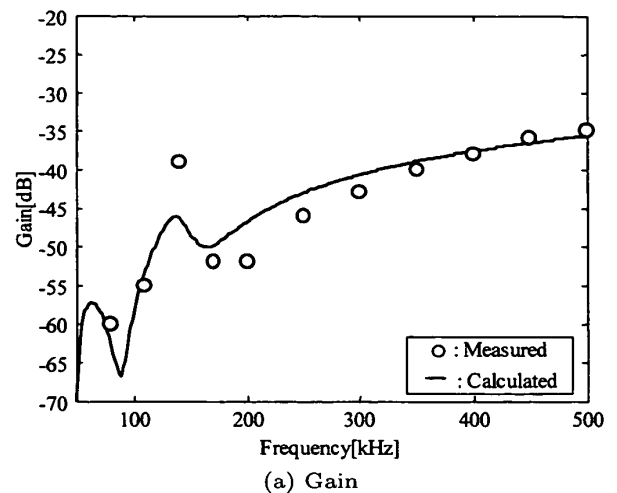


図9 伝送特性 (測定値と実測値の比較)
Fig. 9 Transmission characteristics. (Compare measured and calculated values)

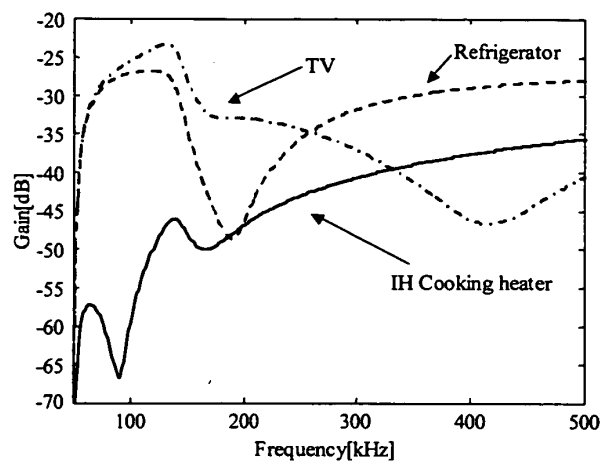
ピーダンスは機器インピーダンスよりも大きくするため100Ωと設定した。

3.4 伝送路の伝送特性

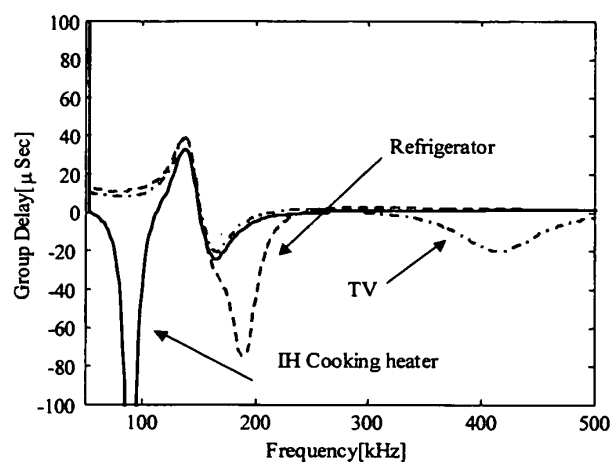
これらのインピーダンスから、伝送路全体の伝送特性を求めた。図9(a)は減衰特性を、(b)は群遅延特性を示している。図9の実線は解析結果、○印は測定結果である。測定は、図3において、送信側インピーダンス Z_s としてIH調理器を、受信側インピーダンス Z_r はエアコンとし、ケーブル長は40mとした。

この結果によれば、共振点付近では測定値と実測値の差が大きくなっているが、全体的には傾向をとらえており、この手法により電灯線通信の伝送特性を解析可能であることがわかる。

なお、送信側の家電機器を置き換えた場合の特性を解析により求め、図10に示す。解析には図3に示す等価回路を用い、表3のパラメータを使用した。受



(a) Gain



(b) Group delay

図 10 伝送特性の例

Fig. 10 Examples of transmission characteristics.

信側の機器はすべてエアコンの場合である。受信側の機器が同じであっても、送信側機器のインピーダンスが異なれば、このように伝送特性は大きく異なり、減衰量で 25~60 dB (平均 40 dB), 群遅延偏差は最大 60 μ s (平均 20 μ s) 変化している。したがって、複数の機器間での相互接続を行う場合、様々な伝送特性に対応可能な変復調方式が必要となる。

4. 電灯線における電磁ノイズ

ここでは、電灯線に接続される家電機器からの電磁ノイズについて評価する。

家電機器の電灯線に発生する電磁ノイズは、スイッチング電源やデジタル処理回路で発生し、その指標として電気用品安全法や CISPR による規制値がある。図 11 に、CISPR 規格に対応した電気通信技術審議会答申 [17] における雑音許容値を示す。図において、(short-time) とは調理器のように比較的短時間

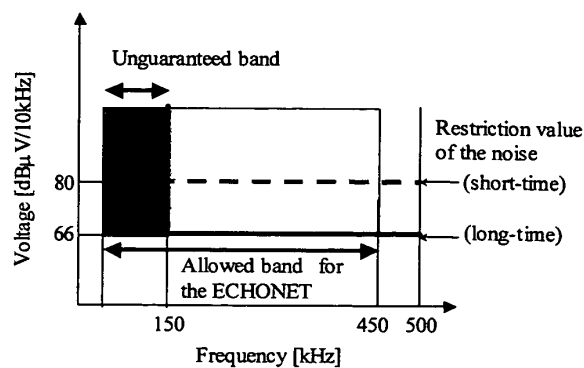


図 11 雑音条件 (ワーストケース)

Fig. 11 The noise conditions (Worst case).

で使用される短時間使用機器を、(long-time) とはそれ以外の長時間使用機器の規格を示している。短時間使用機器においては、150 kHz 以上の帯域において 80 dB μ V の雑音が許容され、長時間使用機器においては、66 dB μ V が許容されている。また、150 kHz 以下については現行の国内規制において対象外であるため、ノイズの最大値が特定されず通信の保証ができない帯域 (Unguaranteed band) と仮定する。本論文では図 11 に示す規制値を超える電磁ノイズはないと仮定して、この条件に電化製品のインピーダンスを考慮した送受間の減衰を勘案することにより、伝送品質を求めることができる。

なお、電磁ノイズには、そのスペクトルが測定帯域よりも広い広帯域ノイズと狭い狭帯域ノイズの 2 種類があるが、ここでは SS 方式に影響が大きい広帯域ノイズのみを考慮し、図 11 に示す規格値が、送信電力が規定される帯域幅で一律に発生していると仮定する。また、時間的変動を伴うインパルス雑音やバースト雑音に関しては、再送処理などによって伝送特性の劣化を軽減することが可能であるので考慮していない。このような雑音についての定量的評価は今後の課題である。

5. 変復調方式

3. の電灯線伝送路の特性評価結果より、電灯線における減衰特性は、機器ごとに共振点が異なり、複数の機器を接続する場合、複数の周波数ポイントにおいて急しゅんな減衰を発生させ得ることがわかった。このような減衰特性の場合、従来の FSK や ASK などのシングルキャリア通信では、信号減衰点がデータキャリアと重なる場合には、通信が困難になる。これの対策として、複数のキャリアを使用するマルチキャリア

による対策が有効であると考えられるが、減衰周波数は特定することができないため、キャリアの数を多くしなければ、マルチキャリアの効果も得ることはできない。マルチキャリアの場合、キャリアの数を多くすると回路規模が大きくなり、高コストになる懸念がある^(注1)。

本研究においては、上記の観点を踏まえ、このような減衰に比較的強い SS 方式と、マルチキャリア方式を組み合わせた電灯線伝送用の変復調方式を提案する。

5.1 環境条件

これまでの解析結果をもとに、電灯線伝送路の減衰量及び雑音に関して、下記のように設計条件を設定した。

- 送信電力：10 mW/10 kHz 以下
(10～450 kHz)
- スプリアスの強度：56 dB μ V 以下 (帯域上限～5 MHz), 60 dB μ V 以下 (5～30 MHz)
- 送信電圧：110 dB μ V/10 kHz
- 40 m 伝送時の減衰量：60 dB (最悪値), 40 dB (平均値)
- 群遅延偏差：60 μ s (最悪値), 20 μ s (平均値)
- 雑音：80 dB μ V (短時間使用機器), 66 dB μ V (長時間使用機器), ただし 300 kHz 以上では、40～50 dB μ V とする。

ここで、送信電圧 110 dB μ V は、出力負荷インピーダンスが 10 Ω のとき、送信電力条件である 10 mW/10 kHz を満足する値である。減衰量及び群遅延偏差は、図 10 から得られる値である。なお平均値とは、共振点以外の周波数帯域における値の平均を示し、最悪値とは、共振点における値である。電灯線の電磁ノイズについては図 11 より得られる。

これらの値において、ワーストケース (60 dB 減衰し、66 dB μ V の雑音がある環境) だけ考えると、信号電圧は 50 dB μ V/10 kHz となって電磁ノイズレベルより小さくなる帯域が存在する。そこで、高周波域においては、低周波域に比べ雑音レベルが低くなること [2], [3] を考慮し、雑音レベルの設計条件は 300 kHz 以上で 40～50 dB μ V とする。マルチバンド分割方式を採用し、その一つの帯域として 300 kHz 以上を使用すれば、図 10 で示されるように、伝送路の減衰量は 300 kHz 以上で 40 dB 程度であるので、20 dB 程度の S/N が得られ十分な品質で通信可能となる。このような狭帯域の電磁ノイズや周波数ひずみに対して、スペクトラム拡散方式は、信号を広帯域化することによっ

て、その影響を低減することができる。しかし、広帯域の信号を一括して検波する通常の DS-SS 方式では、電灯線のように伝送損や電磁ノイズが周波数に対して一定にならない場合、通信信号の電力密度の大きな周波数成分のみが検波され、密度の小さな信号成分はほとんど検波されなくなる。そのため、結果的に情報の一部分が欠けることになり、伝送品質が劣化する。

5.2 MESA-SS 方式

電灯線の場合、これまでの解析で示したように、最悪の減衰量を示すのは共振による特定の周波数のみであるし、電磁ノイズも周波数が高くなるに従い減少する傾向にあるので [2], [3], すべての周波数帯域で最悪条件が満たされることは、ほとんどないと考えられる。したがって、通信可能な帯域を利用してこのような電磁ノイズ環境下でも品質の高い通信を可能にするため、図 12 に示すマルチバンド分割方式のスペクトラム拡散を考える。マルチバンド分割スペクトラム拡散方式のように、フィルタによって受信信号を帯域制限した場合であっても、フィルタの群遅延特性に配慮すれば、良好な相関特性が得られることが知られている [18]。そこで、図 12 では、送信機において一つの符号で拡散された広帯域信号を、受信機において複数の周波数帯域に分割して独立に検波を行っている。それぞれの検波信号は、受信信号の S/N に関係なく、振幅がそれぞれ等しくなるようにゲインコントロールされ、算術加算される。したがって、受信信号の S/N とは無関係に、受信符号は多数決で判定される。また、シンボル同期は、この合成信号によって行う方式とした。

このとき、分割受信する帯域は、少なくとも狭帯域の電磁ノイズや周波数ひずみに対する影響を軽減できる程度に広くし、かつ、電力密度の大きな周波数のみが検波されるのを防ぐため、分割帯域内においてほぼ一定の電力密度が得られる程度まで分割数を増やす。これにより、複数帯域によるダイバーシチ効果を得ることができ周波数ひずみを減少させることができる。本論文では表 4 に示すように分割数 2、帯域幅 100 kHz としている。

更に、このマルチバンド受信を効果的にするために、“MESA-SS” 方式を提案する。

一般的に通信を行う場合、受信機における S/N を高くすることが、通信品質の向上につながる。電灯

(注 1) : FPGA を用いた場合の試算例を示すと、提案する MESA-SS マルチバンド分割受信の場合のゲート数は 13 万ゲートであるのに対して、例えば 64 波のマルチキャリアの場合 25 万ゲート程度を要する。

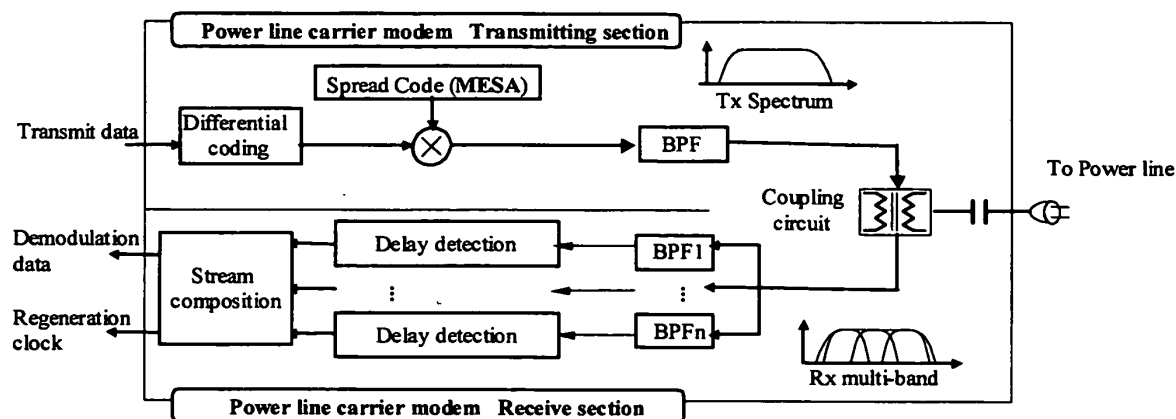


図 12 電灯線通信モデムのブロック図

Fig. 12 Block diagram of power line carrier modem.

表 4 MESA-SS マルチバンド分割受信方式

Table 4 Method of MESA-SS and the multi band segmenting receiver.

項目	仕様
クロック	1.2288 MHz
拡散系列	PN 符号
PN 系列長	2^6
送信帯域制限フィルタ	方形 FIR デジタルフィルタ
周波数帯域幅	200~400 kHz
フィルタタップ数	64
送信時拡散利得	20.8
受信帯域分割数	2
受信フィルタ	方形 FIR デジタルフィルタ
周波数帯域幅	200~300 kHz, 300~400 kHz
フィルタタップ数	64
送信時拡散利得	10.4

線通信の場合、受信機のノイズに加え、電源線に混入するノイズが大きいので、 S/N をより高くするためには、送信機からの出力を大きくする必要がある。送信電力を最大にし、かつ設計条件を満たすためには、帯域内では図 13 の実線で示すように、できる限り 10mW/10kHz の電力密度を維持し、帯域外では急しゅんに減衰する電力密度になることが望ましい。

しかし、通常のスペクトラム拡散方式の送信出力は、図 13 の点線で示すように、一様のスペクトラムを得ることができない。これは、送信機において、拡散符号との積を出力する拡散過程がデジタル信号処理であるため、帯域内における周波数特性が Sinc 関数になってしまうからである^(注2)。そのため、図 13 の点線で示すように、帯域内の電力は低下し、特に分割受信する提案方式においては、各帯域の電力に差が生じることになる。

このような帯域上限付近での送信出力の減少を防ぐためには、拡散過程においてサンプリングレートを高

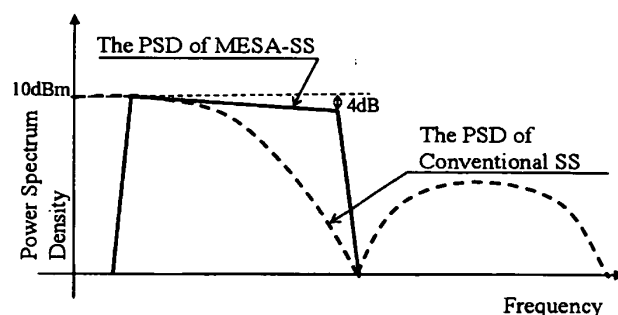


図 13 “MESA-SS” 方式

Fig. 13 Method of “MESA-SS”.

くして処理することで解決できる [20]。この処理は拡散チップレートを高くするのと同じであり、結果として設計条件の送信可能帯域外にも信号が生成されるが、急しゅんなフィルタで減衰させることで図 13 の実線で示すような送信出力を得ることができる。このときの仕様を表 4 に示す。本論文では、このようにして得た拡散符号を、MESA (メサ) 型包絡線生成符号と呼び、この手法により、式 (4) で示すように、従来方式と同じ帯域幅で拡散した場合であっても、約 1.7 倍の電力を送信できる。メサとは、頂上が平たんで、周囲が急傾斜した卓状地形の意味であり、この符号によるスペクトラム拡散方式を、“MESA-SS” と名づけた。これによって、通信周波数帯域内で送信からの電力を最大にすることができる。

$$\frac{P_{MESA}}{P_{ORG}} = \frac{\int_0^1 \left(\text{sinc}\left(\frac{x}{2}\right) \right)^2 dx}{\int_0^1 (\text{sinc}(x))^2 dx} = 1.714 \quad (4)$$

(注2)：理論計算上、サンプリングに要する時間は“0”であり、周波数特性は一定である。しかし、実際は、“0”とはならず、 Δt の幅をもっている。そのため、デジタルサンプルデータは Δt の幅をもつシーケンスとなりフーリエ変換は Sinc 関数となる [19]。

表 5 電灯線モデムの規格

Table 5 Specification of power line carrier modem.

項目	規格
伝送速度	9600 bit/s
変復調方式	1 次: DBPSK 2 次: DS-SS
周波数帯域	150~450 kHz
適用電灯線路	宅内の単相 3 線式電灯線
AC リンク方式	トランス結合
最大送信電力	10 mW/10 kHz 以下
拡散符号	MESA (平たん) 型包絡線生成符号
受信 (キャリヤセンス)	0.1 mW 以下
復調方式	帯域分割 (マルチバンド) 遅延検波

ただし、この MESA 型符号は、高サンプリングレート処理を行ったあと、急しゅんな低域フィルタを用いて高域をカットして生成しているため、擬似雑音 (PN: Pseudo Noise) 系列のような符号の相互相関性が低下することがある。そのため、受信機での逆拡散過程における相関受信性能が低下する可能性がある。これを解決するため、本方式では、1 次変調に DBPSK (Differential Binary PSK: 差動符号化 2 相 PSK) を行うことで拡散符号を送信信号に埋め込み、これを受信機側で遅延検波することで埋め込まれた拡散符号による逆拡散を行っている。

また、従来の DS-SS 方式では S/N が低下した場合に、拡散符号との同期がとれず、受信不可となることが指摘されているが [6]~[8]、本方式の場合は、信号に拡散符号が埋め込まれているため、拡散符号との同期が不要であり、 S/N が低下しても同期外れが起きることはなく、伝送特性や雑音特性の時間的変動に対しても安定した通信が可能である。更に、このような同期回路が不要であるため、回路構成も簡単なもので済み、低コスト化が図れる特徴もある。なお、遅延検波は同期検波と比較して S/N に対する BER が悪く、また、広帯域になるとその影響は大きくなる。提案方式では、この影響をできる限り小さくするため、マルチバンド分割受信の帯域幅は 100 kHz 程度以下に抑えている。

以上の提案する電灯線モデムの規格を、表 5 に示す。通信速度はエコーネットコンソーシアムで検討されている 9.6 kbit/s [21] とし、図 11 に示すように、150 kHz 以下では家電機器の電源線端子妨害波電圧は規定されていないので使用していない。

5.3 提案方式の BER 特性

提案する “MESA-SS” 方式による BER (Bit Error Rate: ビット誤り率) 特性を図 14 に示す。実線は提

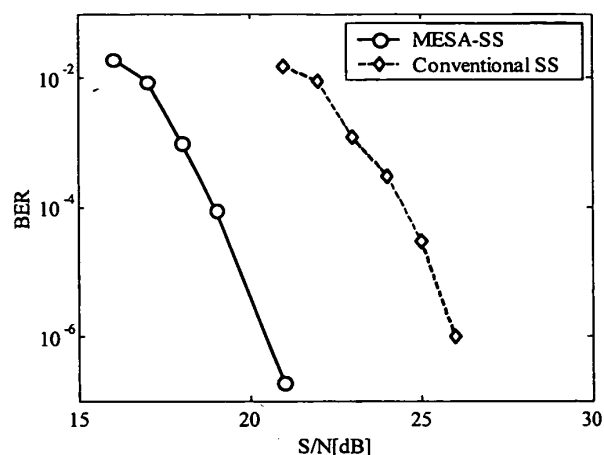


図 14 電灯線モデムの性能評価結果
Fig. 14 Estimation of performance.

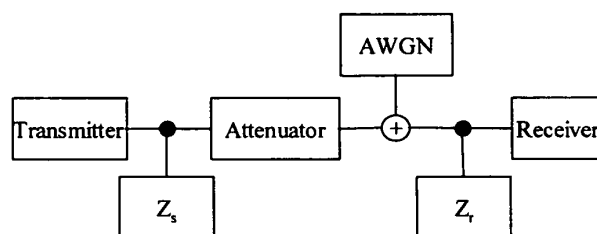


図 15 測定環境
Fig. 15 Environment of measurement.

案方式を、破線は従来の同期型の SS 方式を示し、いずれも測定値である。BER の測定は、図 15 に示すように、AWGN (Additive White Gaussian Noise: 加法的白色ガウス雑音) 環境下において、無通電の VVF ケーブル (40 m) に擬似負荷とモデムを接続し、送信信号を減衰器で減衰させて受信機における信号電圧と雑音電圧の比 (S/N) を変化させた。このとき、モデムは AC 100 V の通電時と同様にカップリングトランスを用いて接続され、送信側家電機器 (Z_s) は電子レンジ、受信側家電機器 (Z_r) はエアコンとした。このときの測定系における伝送特性は図 16 に示すとおりである。なお、この評価は S/N に対する BER を定量的に示すことが目的であり、実際の商用電源に接続して測定すると、不特定の家電機器雑音により S/N を正しく測定できない。そのため、インピーダンスモデルで家電機器負荷を代表させ、白色雑音を加えた測定としている。

測定結果を見ると、MESA-SS 方式を用いた場合、従来方式と同じ BER を 6 dB 低い S/N で得ることができる。これは、マルチバンド受信による周波数ひずみの回避と MESA 符号を用いた送信電力密度の向上

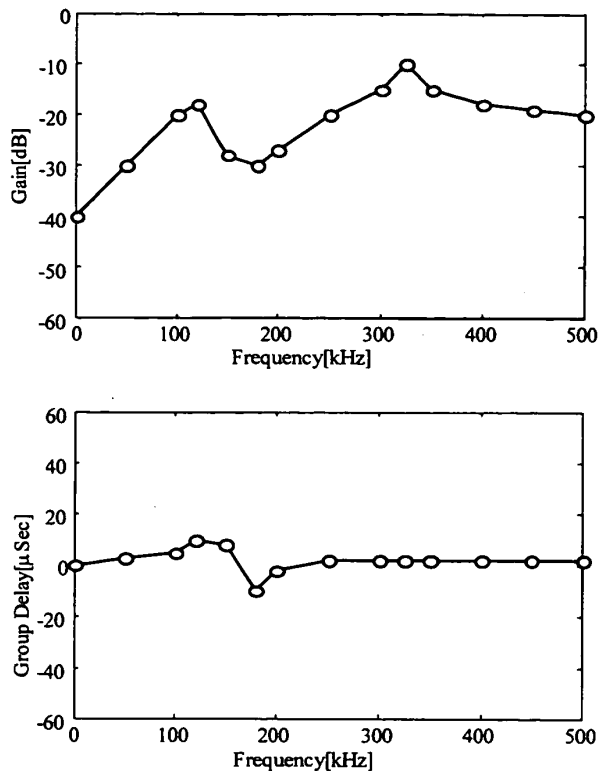


図 16 測定環境の伝送特性

Fig. 16 Transmission characteristics of the environment of measurement.

によるものであると考えられる。

この結果より、本方式によれば、周波数によって特性が変動する電灯線伝送路においても、 S/N 20 dB で 10^{-5} のビット誤り率を確保可能であることがわかる。この値はフレーム長 1,000 ビットのデータを、100 フレーム送信した場合に 1 フレームが誤ることを意味しており、十分な伝送品質で情報を伝送できることを意味している。

なお、上記の S/N 比 20 dB とは、110 dB μ V/10 kHz の送信信号が 40 dB 減衰し、雑音が 40~50 dB μ V の場合を想定した場合である。これは 5.1 の設計条件で示した 300 kHz 以上の帯域の環境にあたり、この帯域で送受信が実現可能であることを示している。また、低周波領域においても送受信可能であれば、ダイバーシチのゲインを向上させることができる。

6. む す び

本論文では、電灯線伝送路とそれに接続される家電機器のインピーダンスをモデル化し、10~450 kHz の周波数帯域を使用して 9.6 kbit/s の伝送速度で信号を伝送させる電灯線通信の伝送品質改善法について検討した。

この検討の過程において、家電機器のインピーダンスは、EMC 対策用のノイズフィルタ特性が支配的であり、フィルタの共振により数 Ω まで低下すること、機器ごとに共振周波数が異なるため、複数の周波数においてインピーダンスが急しゅんに変動し伝送特性が変動すること、更に家電機器の電源線端子間電圧規格から通信方式を検討するために必要な電灯線の電磁ノイズ上限などを条件としてモデル化を行った。

この結果を用いて、電灯線の減衰量が周波数により大きく変動することや、電磁ノイズは周波数が上昇すると減少する傾向にあること、また従来の SS 方式では拡散符号の生成条件により、電磁ノイズの小さな 450 kHz 付近で十分な電力密度を得られないことを考慮し、このような条件下で伝送品質の改善ができる MESA 符号を用いたマルチバンド分割方式のスペクトル拡散方式を提案した。

更に提案した電灯線伝送変復調方式を用いてビット誤り率 (BER) を測定して従来の方式と比較をした結果、同じ BER を得るのに必要な S/N 比を 6 dB 小さくできること、時間的な特性変動を考慮しない平均的な条件下では 40 m の伝送距離で BER を 10^{-5} 以下に抑えることができた。

本方式では遅延検波と再送処理により伝送特性を改善しているが、定量的な評価は今後の課題である。

また、国内の電灯線配線では単相三線方式も使用されている。この場合、異相間通信時の伝送損を考慮する必要があるが、この点も今後の課題である。

謝辞 本研究をサポートして頂いた、熊本電波高専下塩義文教授、松下電器産業 (株) 九州マルチメディアシステム研究所 東幸哉所長、和田正己チームリーダー、井形裕司プロジェクトリーダー、羽迫里志技師ほか、関係各位に深く感謝致します。

文 献

- [1] 太刀川信一、穂刈治英、丸林 元、“電灯線通信 (データ伝送),” 信学技報, SSTA89-7, March 1989.
- [2] 大野 修、片山正昭、山里敬也、小川 明、“電力線通信システムのための電力線上の雑音のモデルについて,” 信学技報, SST-97-21, Sept. 1997.
- [3] 貝澤康仁、丸林 元、“電灯線ホームバスシステムの雑音特性,” 信学技報, SST-97-22, Sept. 1997.
- [4] 都築伸二、小原英裕、田崎三郎、山田芳郎、“電灯線 SS 通信における各種通信路モデルの考察,” 信学技報, SST-92-9, April 1992.
- [5] 田中 誠、吉田伸一、丸林 元、“FH/M-ary Multilevel FSK による電灯線伝送の検討,” 信学技報, SST98-49, Dec. 1998.

- [6] 国松和宏, 丸林 元, “チップインターリーブによる電灯線バースト雑音の軽減効果,” 信学技報, SST98-50, Dec. 1998.
- [7] 太刀川信一, 丸林 元, “電灯線データ伝送に適した参照用 PN 系列を同時に送る DS/SS 方式,” 信学論 (B-II), vol.J74-B-II, no.5, pp.225-233, May 1991.
- [8] 遠藤 馨, 中村 正, 津村聡一, 鶴田七郎, “スペクトル拡散電灯線通信方式,” 信学論 (B-II), vol.J74-B-II, no.5, pp.234-243, May 1991.
- [9] 沖田 亨, 都築伸二, 山田芳郎, 田崎三郎, “IFM-V9 符号化 OL-PN 系列を用いた電灯線 DS/SS データ伝送実験,” 信学技報, SST96-65, Dec. 1996.
- [10] 南里将彦, 中易清澄, 浜村昌則, 太刀川信一, “OFDM と DS/SS 方式を融合した電灯線データ伝送の検討,” 信学技報, SST2000-4, April 2000.
- [11] 松本 涉, “マルチキャリア通信技術を応用した分散トーン方式による電力線モデム通信方式,” 信学論 (B), vol.J84-B, no.1, pp.38-49, Jan. 2001.
- [12] 森本専二, 屋内配線設計の考え方・まとめ方, オーム社, 東京, 1977.
- [13] “平成 10 年住宅・土地統計調査 確報集計結果 (全国編) 統計表,” <http://www.stat.go.jp/>, 総務庁統計局, 1998.
- [14] 牧 昌弘, 篠崎 聡, 濱田清司, 徳田正満, 下塩義文, 古賀広昭, “平衡ケーブルを用いたマルチドロップ伝送に関する検討,” 信学技報, EMCJ2000-64, Sept. 2000.
- [15] 高松岳志, 都築伸二, 山田芳郎, “VVF ケーブルの線路定数の測定,” 信学技報, SST2000-56, Dec. 2000.
- [16] R. Croze and L. Simon, 林 憲一 訳, 有線電話伝送工学 線路理論, 学献社, 東京, 1969.
- [17] “国際無線障害特別委員会 (CISPR) の諸規格についてのうち家庭用電気機器, 電動工具及び類似機器からの妨害波の許容値と測定法および情報技術装置からの妨害波の許容値と測定法,” 平成 8 年度電気通信技術審議会答申 諮問第 3 号, 1997 年 3 月.
- [18] 横山光雄, スペクトラム拡散通信システム, 科学技術出版社, 東京, 1988.
- [19] R.C. Dixon, 立野 敏, 片岡志津雄, 飯田 清 訳, 最新スペクトラム拡散通信方式, ジャテック出版, 東京, 1978.
- [20] 杉山久佳, 雨宮好文, “スペクトル拡散多重通信における同時通話者数増大の一方法,” 信学論 (B), vol.J65-B, no.7, pp.913-920, July 1982.
- [21] “ECHONET 規格書 Version1.01,” <http://www.echonet.gr.jp/>, エコーネットコンソーシアム, 2001.

(平成 13 年 7 月 12 日受付, 12 月 3 日再受付,
14 年 2 月 4 日最終原稿受付)



IEEE 会員.

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, 同社九州マルチメディアシステム研究所技師. 九工大大学院博士後期課程在学中.



爲末 和彦 (正員)

昭 63 熊本大・工・電子卒. 同年 (株) リコー入社. 平 3 松下電器産業 (株) 入社. 以来, 情報通信システム・移動体通信システムに関する研究に従事. 現在, 同社九州マルチメディアシステム研究所技師.



度本会業績賞受賞. IEEE 会員.

徳田 正満 (正員)

昭 42 北大・電気卒. 昭 44 同大大学院修士課程了. 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



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.