

電力線ネットワーク内の異なる箇所での雑音の相関の検討

川口 晃生<sup>†</sup>      岡田 啓<sup>††</sup>      山里 敬也<sup>†††</sup>      片山 正昭<sup>†††</sup>

Correlations of Noise Waveforms at Different Outlets of Power-Line Network

Akio KAWAGUCHI<sup>†</sup>, Hiraku OKADA<sup>††</sup>, Takaya YAMAZATO<sup>†††</sup>,  
and Masaaki KATAYAMA<sup>†††</sup>

あらまし 本論文では、単相三線式で配線された電力線のネットワークにおいて、異なる箇所のコンセントで測定された雑音の相関を議論する。測定結果より、二つの異なるコンセントの配線の形態が、配電盤で同じ電圧線と中性線で接続されている場合は、雑音の瞬時電圧にも相関が存在することが分かる。二つの異なるコンセントの配線の形態が配電盤で異なる電圧線と中性線で接続されている場合は、瞬時電力や時間関数としての周期的平均電力に相関が存在する。また、雑音の瞬時電圧や電力の相関は周波数に依存することも示す。

キーワード 電力線通信, 雑音特性, 相関

1. ま え が き

電力線通信とは、電源電力を供給する電力線に信号を重畳し、情報通信を行うシステムのことであり [1]。電力線通信には、新に情報通信ケーブルを敷設することなく、既存の電力線を利用できるという利点をもつ。電力線通信に用いられる帯域として、我が国では従来 10 ~ 450 kHz の周波数が使用されてきた。また近年、短波帯を含む帯域を用いるシステムの提案も盛んになっている。本論文では前者を狭帯域（電力線通信システム）、後者を広帯域と呼ぶことにする。

電力線通信の特長の一つに、通信路の雑音が有色で非定常であることが挙げられる。このため、定常で白色のガウス雑音を仮定し設計された通信システムを用いると、性能の大幅な劣化が生じる。高い通信特性を得るためには、通信路の雑音特性の把握が必要である。

電力線上の雑音の特性について、多くの研究がなされている。例えば、狭帯域での電力線の雑音は、電源

電圧の半周期に同期して変化することが報告されている [2] ~ [5]。また、[6] では、広帯域における電力線上の雑音の統計的性質が報告されている。更に電力線上の雑音に対するモデルもいくつか提案されている。文献 [7] では、インパルス性雑音の分類及びモデル化について報告されている。文献 [8] では、バックグラウンド雑音を仲上  $m$  分布でモデル化し、インパルス性雑音を様々な電気機器の実測に基づいた雑音を足し合わせるによりモデル化をしている。また、狭帯域の電力線システムにおいては、雑音成分の時間変動を分散が周期関数である周期定常ガウス過程と仮定することで少数のパラメータで多様な雑音を表現できる数学モデルが提案されている [9]。

多くの通信システムにおいて、雑音特性は受信機初段増幅器の熱雑音が支配的であり、雑音波形は送信機と受信機で独立である。しかし、電力線上の雑音は主に電力線に接続された電気機器からの人工雑音に起因する。ネットワーク上にある雑音源を各受信機が共有するため、同一の電力線のネットワーク内のコンセントでの雑音は互に相関をもつことが予想される。このように、異なる箇所の雑音に相関があれば、それを考慮に入れた通信システムの設計を行うことで特性を改善することが期待できる。例えば、送信機と受信機での電力線の雑音に相関があれば、送信機で受信機の雑音を予測し、受信機での雑音レベルが低い時間、周波数を選択し通信を行い、特性を改善することができる。

<sup>†</sup> 名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻, 名古屋市 Department of Electrical Engineering and Computer Science, Graduate School of Engineering, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

<sup>††</sup> 新潟大学超域研究機構, 新潟市 Center for Transdisciplinary Research, Niigata University, 8050 Nino-cho, Ikarashi, Niigata-shi, 950-2181 Japan

<sup>†††</sup> 名古屋大学エコトピア科学研究所, 名古屋市 EcoTopia Science Institute, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

文献 [10] では、この雑音の相関を利用し、送信機が受信機での電力線の雑音電力の変動を推定し、それに基づく信号割当を行う方式が提案されている。この方式は受信機からの雑音の統計量のフィードバックが不要であり、マルチキャスト通信にも適した方式である。

ところが、上に述べた電力線上の雑音に関する研究では、いずれもある特定の一つのコンセントにおける雑音に注目し、測定やモデル化を行っている。複数のコンセントで同時に測定し、異なるコンセントでの雑音波形を比較した研究は行われていない。

また、電力線の雑音は、電気機器から生じる人工雑音であるので、無線系における干渉波信号と類似性が存在する。ただし、干渉信号は、複雑な不規則信号（確率過程）として記述される雑音とは性質が異なる。また、雑音（干渉）源と受信機間の伝搬の振舞いには大きな違いが存在する。無線系では受信機が受ける干渉信号電力は、おおむね干渉源からの距離の関数として表せる。これに対し、電力線では伝搬特性を決定するものは、分布定数回路とみなせる線路による減衰、電力線に接続されている機器の影響、電力線の分岐に伴うマルチパスの影響等であり、無線系とは性質が異なる。無線系と電力線には以上のような性質の違いがあるが、電力線の雑音は無線系における干渉波信号ととらえることもできる。しかし、複数の位置における干渉信号の瞬時波形の類似性やそれに基づく特性改善に関する研究も、従来は行われていない。

そこで本論文では、同一の電力線のネットワーク内で電力線の雑音が位置によりどのような振舞いをするかの解明を行う。そのため、同一の電力線ネットワーク内で、複数のコンセントで同時に測定を行い、異なるコンセントにおける雑音波形の関係を明らかにする。測定された異なるコンセントの複数の雑音を比較するため、雑音の相関特性を明らかにする。また、雑音の相関特性は周波数によりどう変化するかを示す。

## 2. 測定系

本論文で用いた測定系を図 1 に示す。測定系は、電力線から雑音成分を抽出する結合回路、エイリアシングを防ぐ低域フィルタ、雑音波形をサンプリングしデジタル化する A-D コンバータ、そのデータを記録するパーソナルコンピュータで構成される。測定機器から発生する雑音が電力線に加わることを防ぐため、A-D コンバータとパーソナルコンピュータの電源は無停電電源（UPS）から供給される。

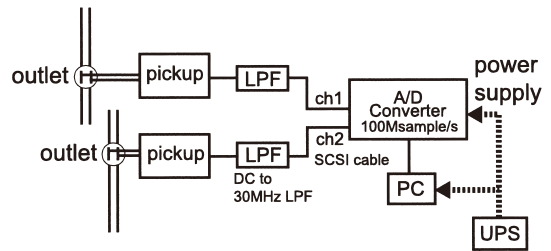


図 1 測定系

Fig. 1 Measurement system.

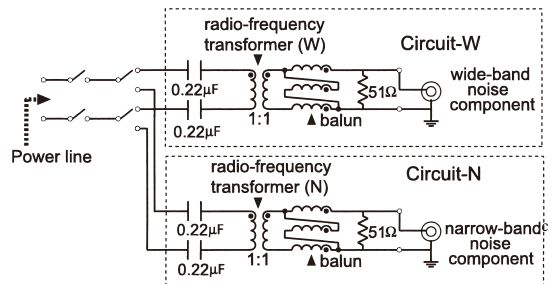


図 2 結合回路 [6]

Fig. 2 Inside a pickup.

表 1 結合回路素子の諸元

Table 1 Circuit elements.

回路素子	モデル	仕様
RF 変圧器 狭帯域用	JPC ELH-01	巻数比 1:1
RF 変圧器 広帯域用	-	巻数比 1:1 コア: TDK HF70
Balun	-	巻数 5 コア: TDK HF70
低域フィルタ	Mini-Circuit BLP-30M	遮断周波数 30 MHz
A-D コンバータ	PAVEC DF-4P2HW-1066 001401129	入力レンジ $\pm 1.28$ V 分解能: 12 bit 標準化レート 100 Msps 入力インピーダンス 100 k $\Omega$

結合回路の回路図を図 2 に示す。結合回路は、測定対象とする雑音の帯域に応じて広帯域の雑音成分を取り出す回路“Circuit-W”と、狭帯域の雑音成分を取り出す回路“Circuit-N”の 2 通りを準備する。結合回路で使用した素子の諸元を表 1 に示す。また、結合回路の周波数特性を図 3 に示す。“Circuit-W”では、短波帯で周波数特性が良好な高周波トランスを用いている。一方、“Circuit-N”では、狭帯域で線形性が高い高周波トランスを用いている。

## 3. 雑音の測定

雑音の測定を数箇所で行ったが、本論文では一例と

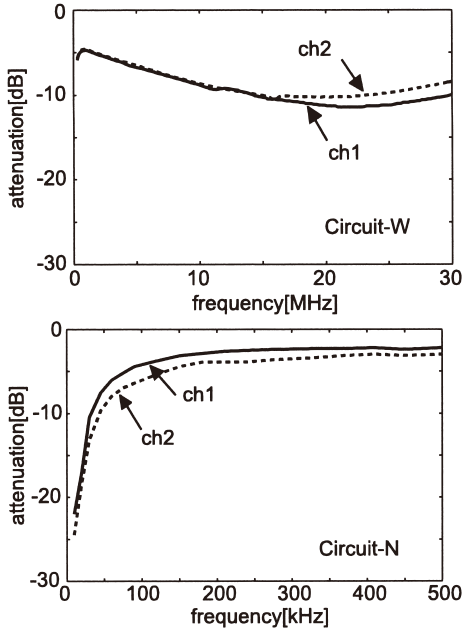


図3 Circuit-W と Circuit-N の周波数特性  
Fig. 3 Frequency response characteristics of Circuit-W and Circuit-N.

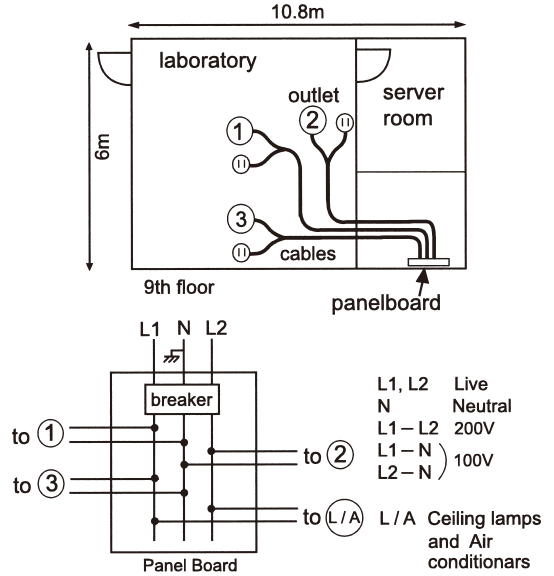


図4 配線状況  
Fig. 4 Cabling structure.

表2 測定条件  
Table 2 Measurement conditions.

	コンセントの組	コンセント 1 に接続される電気機器
条件 A	コンセント-1 コンセント-3	なし
条件 B	コンセント-1 コンセント-2	なし
条件 A'	コンセント-1 コンセント-3	掃除機 Hitachi
条件 B'	コンセント-1 コンセント-2	XV-PE9 (350-600 W)

して、名古屋大学の 10 階建のビルで測定した結果を中心に議論する。測定環境を図 4 に示す。測定では、同じ部屋の三つのコンセントを使用する。配電盤では単相三線式に配線されており、配電盤からフリーアクセスの床下で各コンセントに配線されている。図 4 の配電盤に接続されている各線とも末端で 2 箇所の分岐をもつ。コンセント-1 とコンセント-3 は同じ電圧線 (L1) と中性線 (N) に接続されている。一方、コンセント-2 はもう一つの電圧線 (L2) と中性線 (N) に接続されている。以下、コンセント-1 とコンセント-3 は同相、またこれらのコンセントとコンセント-2 は異相ということにする。同じ階のすべてのコンセントは、いずれかの電圧線と中性線に接続され、100 V の電圧を供給する。ただし、L1-L2 の対に接続された天井の照明と室内空調機には、200 V の電圧が供給されている。

多くの電気機器が稼働している平日の午後に、表 2 に示される四つの状況で測定を行った。条件 A と条件 B では、コンセントには結合回路のみ接続され、他の電気機器は一切接続されていない。コンセント-1 で測定された雑音波形の例を図 5 に示す。また、その電力スペクトルを図 6 に示す。ノイズフロアは  $-115 \text{ dBm}$

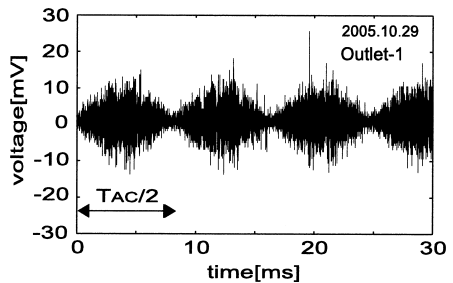


図5 コンセント-1の雑音波形 (結合回路: Circuit-W)  
Fig. 5 A snap-shot of a noise waveform sampled at Outlet-1. (pickup: Circuit-W)

である。更に、条件 A' と条件 B' では、結合回路に雑音源となる電気機器の一例として、掃除機をコンセント-1 に接続して雑音を測定した。このときのコンセント-1 における雑音波形を図 7 に示す。

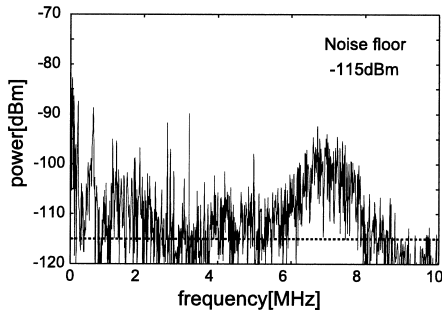


図 6 コンセント-1 の雑音のスペクトル (結合回路 : Circuit-W)

Fig. 6 Noise spectrum sampled at Outlet-1. (pickup: Circuit-W)

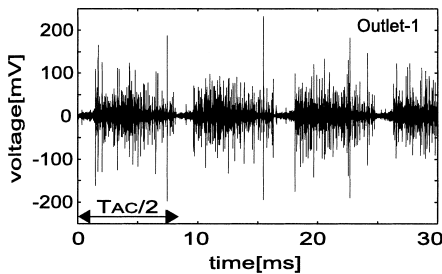


図 7 掃除機を接続した場合のコンセント-1 の雑音波形 (結合回路 : Circuit-W)

Fig. 7 A snap-shot of a noise waveforms at Outlet-1 with a vacuum cleaner. (pickup: Circuit-W).

#### 4. 異なる箇所で同時測定された雑音の相関

A-D コンバータの ch1 における雑音波形を  $n_1(t)$ , ch2 における雑音波形を  $n_2(t)$  とする. これらを A-D コンバータはサンプル間隔  $\delta[s]$  で, 測定時間  $T[s]$  にわたりサンプルする. したがって, 測定されるサンプル数は ch1, ch2 それぞれ  $T/\delta$  となる. ここで, 各サンプルを  $n_1(i\delta), n_2(i\delta)$  と表す. ただし  $i = 0, 1, 2, \dots, T/\delta - 1$  である.

##### 4.1 瞬時電圧の相関

条件 A, B, A', B' での雑音波形  $n_1(t)$  と  $n_2(t)$  の散布図を図 8~図 11 に示す. ここで  $T = 1[s]$ ,  $1/\delta = 1.0 \times 10^8$  サンプル/s であり, 点の数は  $10^8$  である, もし二つの雑音波形の各時刻の瞬時電圧が同一であれば, 散布図は直線を描く. 一方, 雑音の瞬時電圧が独立であれば, 散布図は方形を描く.

図 8, 図 9 を比較すると分電盤からほぼ等距離の三つのコンセント 1~3 のうち同相の二つ (1 と 3) における雑音は相関が高く, 異相の二つ (1 と 2) では相

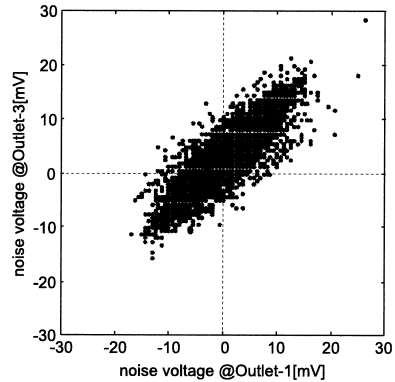


図 8 条件 A での雑音の瞬時電圧の散布図 (結合回路 : Circuit-W)

Fig. 8 Scattering diagram of instantaneous noise voltages for Case-A. (pickup: Circuit-W)

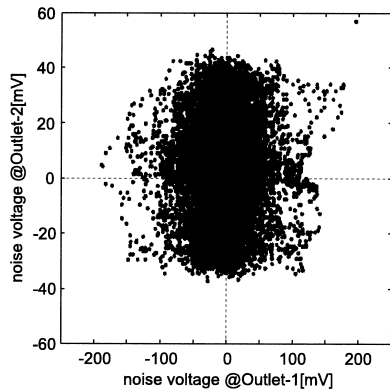


図 9 条件 B での雑音の瞬時電圧の散布図 (結合回路 : Circuit-W)

Fig. 9 Scattering diagram of instantaneous noise voltages for Case-B. (pickup: Circuit-W)

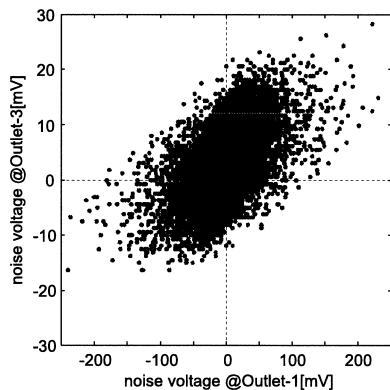


図 10 条件 A' での雑音の瞬時電圧の散布図 (結合回路 : Circuit-W)

Fig. 10 Scattering diagram of instantaneous noise voltages for Case-A'. (pickup: Circuit-W)

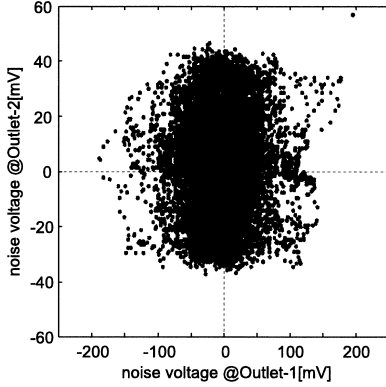


図 11 条件 B' での雑音の瞬時電圧の散布図 (結合回路: Circuit-W)

Fig.11 Scattering diagram of instantaneous noise voltages for Case-B'. (pickup: Circuit-W)

関が低いことが分かる (具体的な相関値は後述する)。また、条件 A' での雑音の瞬時電圧の散布図 10 を見ると、雑音波形の測定を行う二つのコンセントの一方に強力な雑音源である電気機器が接続された場合 (条件 A') でさえも、それらのコンセントが同相であれば相関が大きいたことが分かる。

上で述べたような異なる二つのコンセントで測定された雑音波形の相関の程度を数量化するため、雑音の瞬時電圧の相関係数を算出する。 $n_1(i\delta)$  と  $n_2(i\delta)$  との相関係数  $\rho$  を以下の式で定義する。

$$\rho = \frac{\sum_{i=0}^{T/\delta-1} (n_1(i\delta) - \overline{n_1(i\delta)}) \cdot (n_2(i\delta) - \overline{n_2(i\delta)})}{\left[ \left( \sum_{i=0}^{T/\delta-1} (n_1(i\delta) - \overline{n_1(i\delta)})^2 \right) \cdot \left( \sum_{i=0}^{T/\delta-1} (n_2(i\delta) - \overline{n_2(i\delta)})^2 \right) \right]^{-\frac{1}{2}}}, \quad (1)$$

ここで、 $\overline{n_1(i\delta)}$  と  $\overline{n_2(i\delta)}$  は、それぞれ  $n_1(i\delta)$  と  $n_2(i\delta)$  の  $T/\delta$  個のサンプル分の平均である。雑音波形は直流成分をもたないので、 $\overline{n_1(i\delta)}$  と  $\overline{n_2(i\delta)}$  は無視することができる。

表 2 の四つの条件で、広帯域の雑音成分と、狭帯域の雑音成分の両方で相関係数を計算する。計算では、測定時間  $T = 1$  [s]、サンプリング周波数  $1/\delta = 1.0 \times 10^8$  サンプル/s とした。狭帯域の雑音成分の相関係数を計算する場合は、50 kHz から 450 kHz の 3545 段の FIR フィルタで帯域制限した雑音で計算を行う。

表 3 相関計数の値

Table 3 Correlation coefficients of noise measured in the building.

	$\rho$		$\rho_{power}$		$\bar{\rho}$	
	広帯域	狭帯域	広帯域	狭帯域	広帯域	狭帯域
条件 A	86%	99%	77%	99%	98%	99%
条件 B	0.68%	-5.1%	24%	29%	97%	97%
条件 A'	48%	55.3%	24%	30%	69%	86%
条件 B'	-1.3%	-1.8%	8.7%	10%	78%	82%

相関係数の計算結果を表 3 の  $\rho$  欄に示す。この表より、図 8~図 11 で確認したように分電盤で同相に接続されたコンセント対の雑音の瞬時電圧の相関は大きく、異相のコンセント対においては相関が小さいことが数値的に確認できる。

特に条件 A においては、相関が 90% を超えている。これは、雑音波形の瞬時値が異なる観測点でほぼ同じ値であるという、無線系ではあり得ない現象を示している。測定コンセント対が同相でも相関が 100% とならない理由として、配電盤と測定コンセントの間の伝搬特性の違いが挙げられる。特に波長が短い成分を含む広帯域雑音に対しては、線路長さや配線形状の違いによる定在波の違いが伝搬特性に大きな影響を与えるからである。一方、条件 B, B' のように異相のコンセント間では雑音は無相関といってよいことが分かる。

#### 4.2 瞬時電力の相関

電力線での雑音は定常ではなく、雑音電力が時間とともに変化する。そこで本節では異なるコンセントでの雑音の瞬時電力、すなわち瞬時振幅の 2 乗値の相関を議論する。

雑音の瞬時電力の相関係数を、

$$\rho_{power} = \frac{\sum_{i=0}^{T/\delta-1} (n_1^2(i\delta) - \overline{n_1^2(i\delta)}) \cdot (n_2^2(i\delta) - \overline{n_2^2(i\delta)})}{\left[ \left( \sum_{i=0}^{T/\delta-1} (n_1^2(i\delta) - \overline{n_1^2(i\delta)})^2 \right) \cdot \left( \sum_{i=0}^{T/\delta-1} (n_2^2(i\delta) - \overline{n_2^2(i\delta)})^2 \right) \right]^{-\frac{1}{2}}}. \quad (2)$$

で定義する。なお、 $\overline{n_1^2(i\delta)}$  と  $\overline{n_2^2(i\delta)}$  は雑音の平均電力で、非零である。

雑音の瞬時電力の相関係数の計算結果を表 3 の  $\rho_{power}$  欄に示す。この表から、雑音の瞬時電力の相関係数は同相の場合 (条件 A, A') だけでなく、異相

(条件 B)でも比較的大きいことが分かる．

### 4.3 周期的平均電力の相関

電力線の雑音は電源波形の絶対値に同期した周期定常特性をもつことが知られている [3]．そこで、雑音の瞬時電力の期待値を、周波数  $2/T_{AC}$  の周期関数と仮定する．ここで、 $1/T_{AC}$  は電源電圧の周波数（西日本では 60 Hz）である．

この仮定を用いると、雑音電力の期待値は、雑音の瞬時電力の周期平均により得られる周期的な時間関数（周期的平均電力）として表現できる．そこで本節では、異なるコンセントでの雑音の周期的平均電力の相関を議論する．

$k = 1, 2$  での雑音  $n_k(t)$  の周期的平均電力は、

$$\sigma_k^2(i\delta) = \frac{1}{2\lceil T/T_{AC} \rceil} \sum_{j=0}^{2\lceil T/T_{AC} \rceil - 1} n_k^2(i\delta + jT_{AC}/2)$$

for  $i = 0, 1, \dots, \lceil T_{AC}/(2 \cdot \delta) \rceil - 1$ , (3)

で求めることができる．ここで、 $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  以下の最大の整数を表す．例として、コンセント-1 とコンセント-2 で測定された雑音の周期的平均電力を図 12 に、またこれらの散布図を図 13 に示す．これらの図から、異なる相をもつコンセントでさえ雑音の周期的平均電力はよく似ていることが分かる．

次に、雑音の周期的平均電力の相関係数を以下の式から求める．

$$\begin{aligned} \hat{\rho} = & \sum_{i=0}^{\lceil T_{AC}/(2\delta) \rceil - 1} (\sigma_1^2(i\delta) - \overline{\sigma_1^2(i\delta)}) \cdot (\sigma_2^2(i\delta) - \overline{\sigma_2^2(i\delta)}) \\ & \times \left[ \left( \sum_{i=0}^{\lceil T_{AC}/(2\delta) \rceil - 1} (\sigma_1^2(i\delta) - \overline{\sigma_1^2(i\delta)})^2 \right) \right. \\ & \left. \cdot \left( \sum_{i=0}^{\lceil T_{AC}/(2\delta) \rceil - 1} (\sigma_2^2(i\delta) - \overline{\sigma_2^2(i\delta)})^2 \right) \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (4) \end{aligned}$$

ここで、 $k = 1$  若しくは  $2$  での  $\overline{\sigma_k^2(i\delta)}$  は、 $i = 0, 1, \dots, \lceil T_{AC}/(2 \cdot \delta) \rceil - 1$  での  $\sigma_k^2(i\delta)$  の平均を示す．

式 (4) で計算された結果を表 3 に示す．この表より、異なるコンセントでの雑音の周期平均電力はどの場合も高い相関をもつことが分かる．このことは同一の電力線ネットワークにおいては、各々のコンセントにおける雑音は、ほぼ同じ統計に従うことを意味している．そしてこれにより、例えば送信端において雑音を観測することで受信端の雑音の振舞いを推定してそれに基づく符合化や信号形式の決定が可能となる．

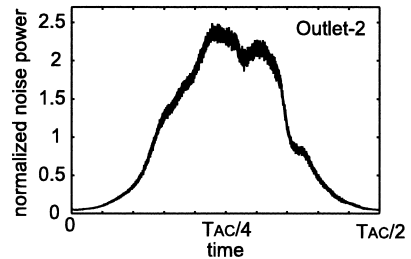
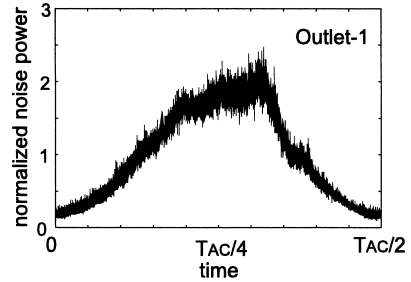


図 12 条件 B でのコンセント-1 とコンセント-2 での雑音の周期的平均電力の波形（結合回路：Circuit-W）  
Fig. 12 Cyclic-averaged noise powers at Outlet-1 and Outlet-2 for Case-B. (pickup: Circuit-W)

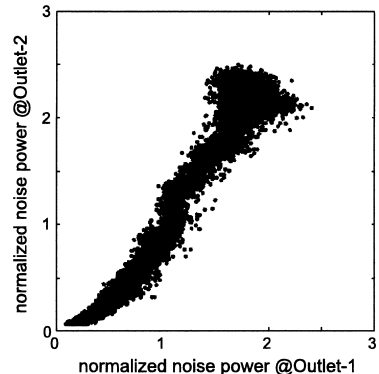


図 13 条件 B でのコンセント-1 とコンセント-2 での雑音の周期的平均電力の散布図（結合回路：Circuit-W）  
Fig. 13 Scattering diagram of cyclic-averaged noise powers for Case-B. (pickup: Circuit-W)

### 4.4 帯域制限された雑音の相関

電力線の雑音は、周波数に依存する性質をもつ．この節では、雑音を帯域別に分割し、異なる箇所の雑音の相関を検討する．

本節では、条件 A と条件 B での相関を検討する．雑音を FIR フィルタにより帯域別に分割する．500 kHz から帯域幅 1 MHz で順に、雑音の主が存在する 10.5 MHz まで雑音を分割する．式 (1), (2), (4) により算出した雑音の相関係数  $\rho$ ,  $\rho_{power}$ ,  $\hat{\rho}$  の値を図 14, 図 15,

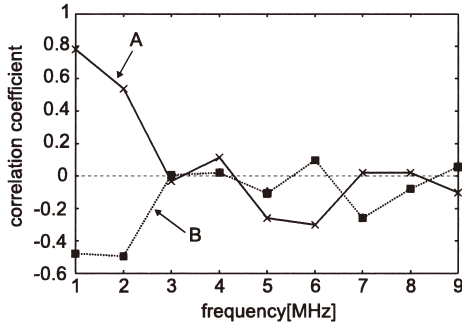


図 14 帯域別に分けた場合の雑音の瞬時電圧の相関係数 (結合回路: Circuit-W)  
 Fig. 14 Correlation coefficient of the instantaneous voltages of the band-pass noise. (pickup: Circuit-W)

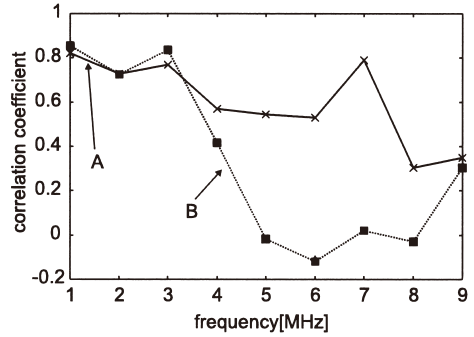


図 16 帯域別に分けた場合の雑音の周期的平均電力の相関係数 (結合回路: Circuit-W)  
 Fig. 16 Correlation coefficient of the cyclic-averaged powers of band-pass noise. (pickup: Circuit-W)

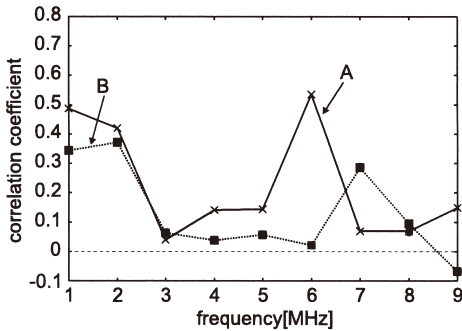


図 15 帯域別に分けた場合の雑音の瞬時電力の相関係数 (結合回路: Circuit-W)  
 Fig. 15 Correlation coefficient of the instantaneous powers of band-pass noise. (pickup: Circuit-W)

図 16 に示す．瞬時電圧，瞬時電力ともに周波数が低い帯域の方が相関が高い．また，周期平均電力では，条件 A は常に相関が高い．しかし，これらの図では，雑音電力が低い帯域でも相関の値を算出しているため，値に信頼がない．雑音電力がある程度存在する帯域ごとに切り出して雑音の相関を比較する必要がある．

そこで，比較する 2 箇所の雑音の電力スペクトルにおいて，ともに電力の大きい帯域を FIR フィルタで取り出す．フィルタの帯域幅を 200 kHz とする．図 17 にコンセント-1, 3 の雑音のスペクトルを，図 18 にコンセント-1, 2 の雑音の電力スペクトルを示す．図中の灰色の帯域を用いた．コンセント-2 とコンセント-3 の電力スペクトルに差があるので，条件 A と条件 B で，切り出す帯域が多少異なる．

式 (1), (2), (4) により算出した雑音の相関係数  $\rho$  ,  $\rho_{power}$  ,  $\hat{\rho}$  の値を表 4 , 表 5 に示す．条件 A では，雑

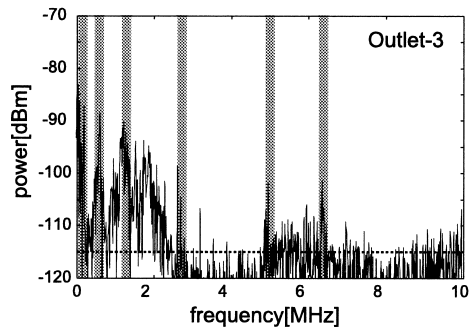
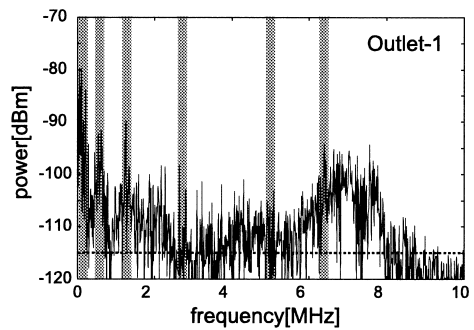


図 17 条件 A でのコンセント-1 とコンセント-3 での雑音のスペクトル (結合回路: Circuit-W)  
 Fig. 17 Noise spectrum sampled at Outlet-1 and Outlet-3 for Case-A. (pickup: Circuit-W)

音の瞬時電圧，瞬時電力は周波数が高くなるほど相関値が減少する．同様に，条件 B でも，雑音の瞬時電力は低い周波数の帯域の場合でしか相関が高くない．これは一つには雑音電力そのものが低い周波数帯に集中していることによるものと考えられる．また高い周波数になると波長が短くなるため定在波による雑音電圧

表 4 条件 A で帯域別に分けた場合での関係数の値  
Table 4 Correlation coefficients of the band-pass noise for Case-A.

	50-250 kHz	500-700 kHz	1.15-1.35 MHz	2.6-2.8 MHz	4.9-5.1 MHz	6.3-6.5 MHz
$\rho$	99.7%	97.7%	48.8%	5.48%	-8.13%	19.8%
$\rho_{power}$	99.4%	94.7%	20.3%	1.67%	2.50%	13.5%
$\tilde{\rho}$	99.9%	99.1%	24.5%	86.8%	44.9%	51.1%

表 5 条件 B の帯域別に分けた場合での関係数の値  
Table 5 Correlation coefficients of the band-pass noise for Case-B.

	50-250 kHz	500-700 kHz	1.15-1.35 MHz	2.15-2.35 MHz	3.05-3.25 MHz	6.3-6.5 MHz
$\rho$	-3.81%	-90.8%	-4.35%	-54.3%	2.94%	17.0%
$\rho_{power}$	32.1%	89.8%	2.61%	33.3%	9.09%	0.46%
$\tilde{\rho}$	98.3%	97.7%	45.9%	76.1%	87.5%	-0.17%

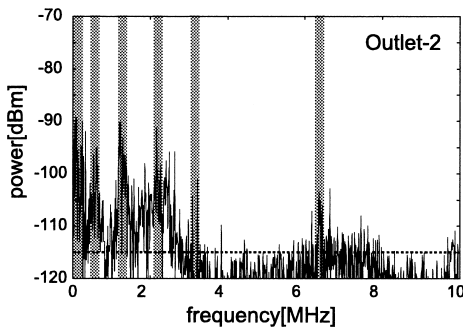
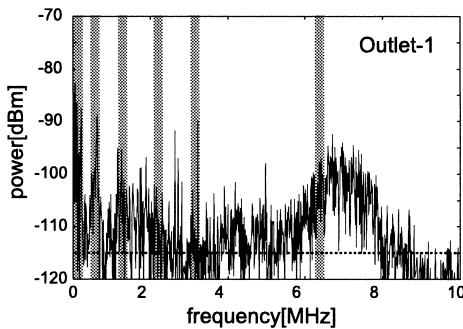


図 18 条件 B でのコンセント-1 とコンセント-2 での雑音のスペクトル (結合回路: Circuit-W)  
Fig. 18 Noise spectrum sampled at Outlet-1 and Outlet-2 for Case-B. (pickup: Circuit-W)

の位置依存性の影響が大きくなることも一因に考えられる。また、条件 A、条件 B とも雑音の周期平均電力は周波数によらず相関が高いことも分かる。

### 5. 他の測定例

前章では、特定の場所での測定例について、異なるコンセントの雑音の相関について議論した。筆者らはこれ以外の地点でも測定を行ってきている。本章では、これらの測定例の中で、特に興味深い例を紹介する。

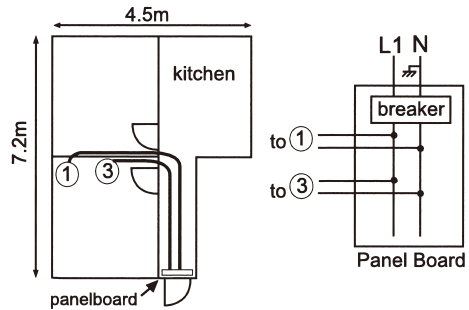


図 19 住居 1 の測定環境  
Fig. 19 Measurement system in House-1.

表 6 住居 1 での雑音の相関係数の値  
Table 6 Correlation coefficients of noise measured in House-1.

	$\rho$		$\rho_{power}$		$\tilde{\rho}$	
	広帯域	狭帯域	広帯域	狭帯域	広帯域	狭帯域
条件 A	96%	80%	93%	65%	96%	89%
条件 A'	43%	96%	33%	93%	92%	99%

#### 5.1 単相二線式の場合

4. では、配線形式が単相三線式の場合で議論した。本節では、単相二線式の場合で、異なる箇所での雑音の相関を議論する。測定場所は、名古屋市内の平屋 2 階建の住居であり、この測定場所を住居 1 とする。測定時間は正午頃である。図 19 に、配線形式が単相二線式である測定環境を示す。

コンセント-1, 3 は同じ電圧線と中性線に接続されている (同相)。測定は、表 2 の条件 A と条件 A' を行う。

式 (1), (2), (4) により算出した雑音の相関係数  $\rho$ ,  $\rho_{power}$ ,  $\tilde{\rho}$  の値を表 6 に示す。条件 A, A' のいずれの場合でも雑音の相関係数の値が大きい。これは、単相三線式の同相の場合と同じである。



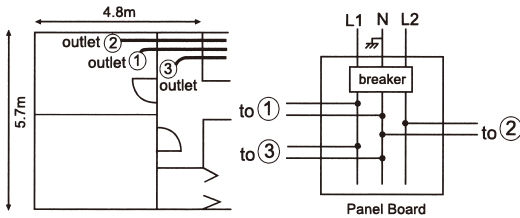


図 20 住居 2 の測定環境  
Fig. 20 Measurement system in House-2.

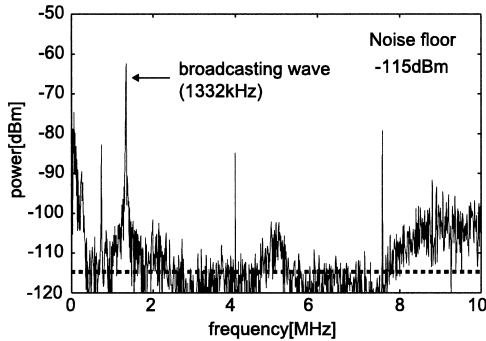


図 21 コンセント-1 の雑音のスペクトル (住居 2, 結合回路: Circuit-W)  
Fig. 21 Noise spectrum sampled at Outlet-1. (House-2, pickup: Circuit-W)

## 5.2 電力線の雑音が放送局からの電波に強く影響される場合

特殊な例として、電力線の雑音が放送局からの電波に強く影響される場合を紹介する。電力線の雑音の原因の一つに、他の通信システムの電波が干渉となり、特定の周波数に大きなエネルギーが集中する狭帯域干渉が挙げられる [2], [3]。中波放送局からの電波が、電力線の雑音で支配的になっている例を示す。

測定場所は、名古屋市郊外の平屋 2 階建の住居であり、この測定を住居 2 とする。測定環境を図 20 に示す。配線形態は単相三線式である。測定地から約 5 km の距離に中波放送のアンテナがあり、100 kW の出力で電波を放射している。図 21 に、雑音の電力スペクトルの例を示す。中波放送局からの電波のため、約 1.3 MHz の周波数に高い電力をもつ。

この測定環境では、同じ相をもつコンセントの相関は正の相関をもつが、異なる相をもつコンセントの相関は負の相関をもつ。図 22 に、異なる相をもつコンセント-1 とコンセント-2 の瞬時電圧の散布図を示す。図から、大きな負相関のがあることが分かるが、現時点では負の相関が存在する理由は解明できていない。

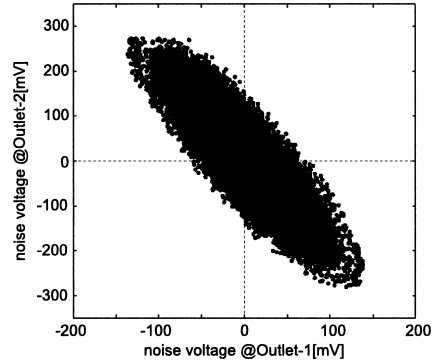


図 22 コンセント-1, 2 での雑音の瞬時電圧での散布図 (住居 2, 結合回路: Circuit-W)

Fig. 22 Scattering diagram of instantaneous noise voltages at Outlet-1 and Outlet-2. (House-2, pickup: Circuit-W)

## 6. むすび

本論文では、単相三線式での電力線ネットワークにおいて、異なる箇所のコンセントで測定された雑音の相関を議論した。測定結果より、二つの異なるコンセントの配線の形態が配電盤から同じ電圧線と中性線で接続されている場合は、雑音の瞬時電圧さえ相関が存在することが分かった。更に、二つの異なるコンセントの配線の形態が配電盤から異なる電圧線と中性線で接続されている場合は、瞬時電力や周期的平均電力に相関が存在することが分かった。雑音の瞬時電圧や瞬時電力の相関は周波数に依存し、周波数が低い場合に相関が高い。一方で、雑音の周期的平均電力の相関は、周波数によらず高い場合が多い。

謝辞 本研究の一部は、中部電力株式会社及び文部科学省 21 世紀 COE プログラム「先端プラズマ科学が拓くナノ情報デバイス」の助成を受けて行われたものである。記して謝意を表する。

### 文 献

- [1] 片山正昭, “電力線通信,” 計測と制御, vol.44, no.6, pp.378–383, June 2005.
- [2] M. Gotz, M. Rapp, and K. Dostert, “Power line channel characteristics and their effect on communication system design,” IEEE Commun. Mag., vol.42, no.4, pp.78–86, April 2004.
- [3] M. Katayama, “Introduction to robust, reliable, and high-speed power-line communication systems,” IEICE Trans. Fundamentals, vol.E84-A, no.12, pp.2958–2965, Dec. 2001.
- [4] N. González-Prelcic, C. Mosquera, N. Degara, and A. Currais, “A channel model for the Galician low

voltage mins network,” 5th International Symposium on Power-Line Communications and Its Applications, pp.365–370, Malmö, Sweden, April 2001.

- [5] N. Pavlidou, A. J. Han Vinck, J. Yazdani, and B. Honary, “Power line communications: State of the art and future trends,” *IEEE Commun. Mag.*, vol.41, no.4, pp.34–40, April 2003.
- [6] Y. Hirayama, H. Okada, T. Yamazato, and M. Katayama, “Noise analysis on wide-band PLC with high sampling rate and long observation time,” 7th International Symposium on Power-Line Communications and Its Applications, pp.142–147, Kyoto, Japan, March 2005.
- [7] M. Zimmermann and K. Dostert, “Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.44, no.1, pp.249–258, Feb. 2002.
- [8] H. Meg, Y.L. Guan, and S. Chen, “Modeling and analysis of noise effects on broadband power-line communications,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol.20, no.2, pp.630–637, April 2005.
- [9] M. Katayama, T. Yamazato, and H. Okada, “A mathematical model of noise in narrowband power-line communication systems,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.24, no.7, pp.1267–1275, July 2006.
- [10] 川口晃生, 岡田 啓, 山里敬也, 片山正昭, “送受信機における雑音の電力相関を活用した電力線通信システム”; 2007 信学総大, A-5-22, March 2007.  
(平成 18 年 12 月 15 日受付, 19 年 4 月 17 日再受付,  
7 月 20 日最終原稿受付)



川口 晃生 (学生員)

平 17 名大・工・電子情報卒。平 19 同大学院博士課程前期課程了。在学中は電力線通信の研究に従事。



岡田 啓 (正員)

平 7 名大・工・電子情報卒。平 11 同大学院博士課程了。工博。同年日本学術振興会特別研究員・PD。平 12 名大・情報メディア教育センター, 平 16 同大学・エコトピア科学研究機構, 平 17 同大学・工学研究科・助手, 平 18 新潟大学超域研究機構・助教授, 現在に至る。パケット無線通信, マルチメディアトラヒック, 符号分割多元接続方式, マルチホップネットワークなどの研究に従事。情報理論とその応用学会, IEEE 各会員。平 8 電気・電子情報学術振興財団・猪瀬学術奨励賞, 平 10 本会学術奨励賞, 平 14 本会通信ソサイエティ活動功勞感謝状受賞。



山里 敬也 (正員)

昭 63 信州大・工・電子卒。平 2 同大学院修士課程了。平 5 慶大学院博士課程了。工博。同年名大・工・電子情報・助手。平 10 同大・情報メディア教育センター・助教授, 平 16 同大・エコトピア科学研究所, 現在に至る。平 9 より平 10 まで, ドイツカイザースラウテルン大・客員研究員。センサネットワーク, 変復調理論, 誤り制御, e ラーニングなどの研究に従事。平 7 本会学術奨励賞受賞。情報理論とその応用学会, IEEE 各会員。



片山 正昭 (正員)

昭 56 阪大・工・通信卒。昭 61 同大学院博士課程了。工博。同年豊橋技術科学大助手。平元阪大・講師。平 4 名大・講師, 平 5 助教授, 平 13 教授。現在, 名大・エコトピア科学研究所教授(工学研究科電子情報システム専攻兼任)。1995 年 10 月より 1996 年 4 月まで, 名大工学部との学術交流協定により, 米国ミシガン大学アンアバ校工学部電気電子計算機科学科に滞在。信号伝送と変復調理論, 誤り制御, 多元接続方式, トラヒック制御, ソフトウェア無線技術などの研究に従事。情報理論とその応用学会, IEEE, 小型衛星研究会, 日本信頼性学会各会員。昭 61 本会篠原記念学術奨励賞受賞。平 11, 13, 18 本会通信ソサイエティ功勞感謝状。