

送電線路を用いるデジタル伝送のチャネルモデル化

正員 佐々木範雄* 非会員 清野 賢一** 非会員 花海 丞***
非会員 織田 健志** 非会員 安達 文幸***

Channel Modeling for Digital Transmission using Power Line

Norio Sasaki*, Member, Kenichi Seino**, Non-member, Tasuku Hanaumi**, Non-member,
Takeshi Oda**, Non-member, Fumiyuki Adachi***, Non-member

(2012年1月10日受付, 2012年4月16日再受付)

This paper conducted experiments to model the channel for digital transmission based on the analysis of the experimental results obtained, and revealed the characteristics of propagation loss, characteristics of delay path profile and the noise characteristics of the power line carrier system that uses power transmission lines. In terms of the characteristics of propagation loss, experimental results were subjected to multiple regression analysis and an equation to estimate propagation loss was derived with useful parameters. With the characteristics of delay path profile, additional loss of the delay path was modeled and clarified. It was indicated that delay path travel both by in-phase propagation and out-phase propagation, thus it is important to consider these two propagation characteristics when modeling. With the noise characteristics, it was indicated that they are superposition characteristics of thermal noise and impulse noise and these two characteristics were modeled based on theoretical examination and the cumulative probability distribution. Simulations using these derived models agreed well with the measurement results, indicating these models will be practical for use.

キーワード : 送電線, 電力線搬送, デジタル伝送, 伝搬損, 電力遅延プロファイル, 雑音

Keywords : Power line transmission, Power line carrier, Digital transmission, Propagation loss, Delay profile, noise

1. はじめに

送電線路を伝送媒体とする電力線搬送方式は, 電力保安通信用として最も歴史のある伝送技術であり, 昭和20年代初めから30年代にかけ多くの研究報告^{(1)~(3)}がなされ, 完成された技術として適用されてきた。災害時における信頼度も高く, 山間地の電気所など通信ケーブルの施設が困難な個所にも適用できる伝送方式である。

その伝送回路の構成は Fig.1 に示すように, 電気所側へ高周波流入を阻止するライントラップ (LT) が送電線に直列に挿入され, 送電線に高周波的に結合させるカップリング

キャパシタ (CC) と, 高周波のみを通過させるカップリングフィルタ (CF) とで, 送電線路に高周波回路が形成されている。

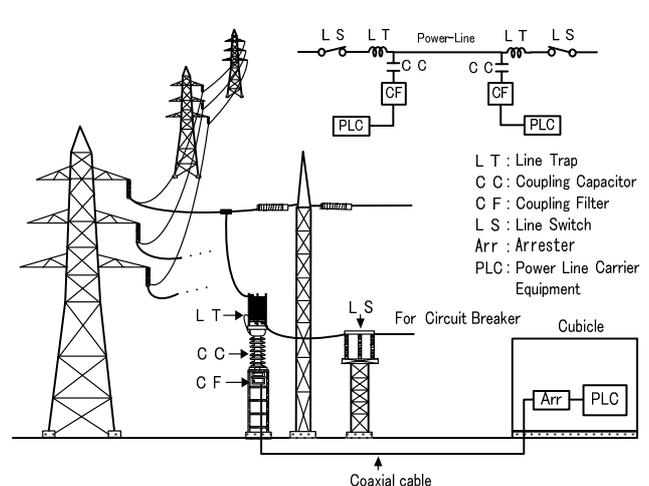


Fig. 1. Overview of transmission line structure of the power line carrier system.

* 東北電力 (株)
〒980-8550 仙台市青葉区本町 1-7-1
Tohoku Electric Power Co., Inc.
1-7-1, Honcho, Aoba-ku, Sendai 980-8550, Japan
** 通研電気工業 (株)
〒981-3206 仙台市泉区明通 3-9
Tsuken Electric Industrial Co., Ltd.
3-9, Akedouri, Izumi-ku, Sendai 981-3206, Japan
*** 東北大学
〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 05
Tohoku University
05, Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai 980-8579, Japan

この電力線搬送方式については、近年の IP 機器の急速な普及や、通信機器のデジタル化へ対応するため、伝送方式をアナログからデジタルへ移行させる、新たなデジタル伝送方式の装置開発が求められており、電力保安通信用 IP ネットワークとして活用されることが期待されている。この伝送装置を効率よく開発するためには、デジタル伝送時の伝搬特性、電力遅延プロファイル特性、雑音特性など、送電線路での伝送特性を解明することが不可欠であり、特にこれら特性をチャンネルモデル化することは重要な要素となってくる。

しかしながら、送電線路を用いた電力線搬送方式での伝送特性の解析は、当然のことながらアナログ方式による音声帯域幅での報告^{(4)~(6)}がおもであり、電力線搬送方式へ割当てられている高周波数帯域 (100kHz~450kHz) で、デジタル伝送することを考慮した伝送特性についての報告は見うけられない。特に電力遅延プロファイル特性については、屋内電力線によるインパルス応答特性が報告⁽⁷⁾されている程度であり、送電線のように十数 km と長距離となる伝送路での電力遅延プロファイル特性についての報告はなされていない。

本論文では帯域幅 50kHz 程度を用いる送電線用デジタル電力線搬送装置を開発するにあたり、66kV 実送電線路を用いた伝送実験と、その実験結果に基づいた解析によるデジタル伝送のチャンネルモデル化を示す。まず、2 章では、帯域幅 50kHz の 64QAM デジタル変調方式を用いた伝搬特性について実験結果を示し、その結果から重回帰分析による伝搬損失の推定式を示す。3 章では、送電線路内で遅延波を発生する反射経路モデルを示し、このモデルに基づく付加損失 (反射損、動作減衰量、異相間結合減衰量) を周波数特性および時間特性の両実験結果から求め、電力遅延プロファイルを明らかにする。また、伝送線路の 1 線 (3 相交流の 1 相) を伝搬する遅延波と、残線 (伝送線路の相とは異なる相) を伝搬する遅延波の両特性が、電力遅延プロファイルに大きく影響をすることを示す。最後に、4 章では電力線搬送方式における雑音特性は、熱雑音とインパルス雑音の両特性が重畳していることを、理論検討から導いた近似式の累積確率分布特性と、実験結果の累積確率分布特性との比較により明らかにし、雑音モデルの有用性を示す。

2. 伝搬損失の測定とその推定式

実送電線路における高周波帯域の伝搬損失については、いくつかの実験結果が報告⁽⁴⁾⁽⁸⁾されている。また、長距離送電線の搬送波動作減衰量を、理論計算および実測結果から算出された概略式⁽⁹⁾も報告されている。しかし、これらはある帯域幅を用いて伝送するデジタル伝送を考慮して導かれたものではなく、狭帯域伝送の環境下で行われたものである。デジタル伝送に適用するためには帯域伝送での伝搬特性を把握し、伝搬損失推定式を明らかにすることが必要である。

特にこの伝搬損失の推定式を見出すことは、受信電力を推

定することが可能となること以外にも、遅延波となる反射電力量を推定するパラメータとしても適用されるため、適応波形等化器等のシステムデザインを決定する重要なファクターになるからである。

本章では、電力線搬送装置と送電線路との結合方式がもっとも一般的である 1 線大地間結合方式で、送電線の線種は ACSR120mm²~160mm² の線路を対象とし、50kHz 帯域幅での伝搬損失推定式を示す。

〈2・1〉 伝搬損失測定 伝搬損失推定式を導出するにあたり、運用されている電力線搬送用伝送路を用い、分岐の無い送電系統 3 系統、ライントラップにより分岐がされている送電系統 7 系統の計 10 系統で測定を行った。なお、ライントラップにより分岐がされている電力線搬送の系統は、ほとんどが 2 分岐以下で構成されていることから、測定データは 2 分岐までのものとなっている。

測定諸元を Table 1 に、測定系の構成を Fig.2 に示す。キャリア周波数は 175kHz~425kHz 間の 5 波で、伝送速度 192kbps の PN 符号を 32kbps のシンボルレートで 64QAM 変調を行い、送信電力 +10dBm で送信している。受信装置として用いるスペクトラムアナライザは、受信帯域幅を 50kHz に設定し、その帯域に落ち込んでくる全電力量の平均値を求め、送信電力との差を伝搬損失値として求めている。

〈2・2〉 伝搬損失推定式の導出 全測定系統の諸元と伝搬損失値の測定結果を Table 2 に示す。測定結果に示されているように、同一系統での伝搬損失値は各測定周波数で 1dB~2dB 以内の偏差であることや、周波数を考慮せずに伝搬損失値を求められる取扱いやすい式とするため、複数の周波数測定データをもつ系統では平均値のデータを求め、送電線系統単位ごとのデータとして整理した。

これまでの報告では送電線路の伝搬損失となる搬送波動作

Table 1. Measurement parameters.

Carrier frequency	175kHz,275kHz,325kHz,375kHz,425kHz
Tx power	+10dBm
Modulation method	64QAM
Symbol rate	32ksymbols/s
Tx filter	root Nyquist filter ($\alpha=0.5$)
Receiver	Spectrum analyzer

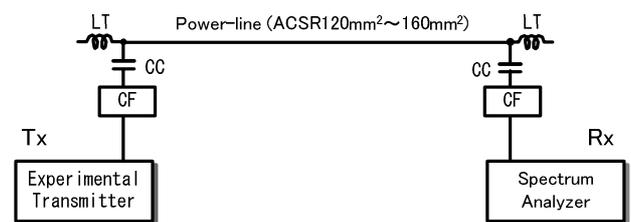


Fig. 2. Setup for measurement propagation loss.

Table 2. Specification of measurement, and results.

	Distance	Branch line	Carrier frequency	Propagation loss
①	16.3km	2 branch	275kHz 325kHz	9dB 9dB
②	28.5km	1 branch	275kHz 325kHz 375kHz 425kHz	10.2dB 11.8dB 11.5dB 11.2dB
③	5.2km	Non-branch	175kHz	5.5dB
④	57.6km	2 branch	275kHz 375kHz	17.0dB 18.6dB
⑤	16.6km	2 branch	375kHz 425kHz	10.1dB 10.5dB
⑥	10km	Non-branch	175kHz	10.0dB
⑦	16.9km	2 branch	275kHz	13.5dB
⑧	21.5km	1 branch	325kHz 425kHz	12.5dB 13.0dB
⑨	29.3km	2 branch	375kHz	15.0dB
⑩	29.3km	Non-branch	325kHz	11.0dB

Table 3. Evaluation of regression.

Item	value
Variance ratio	7.8
Standard regression coefficient	D=0.73 B ₁ =0.21 B ₂ =0.37
Decision coefficient	0.8
Standard error	1.88dB

減衰量は直線回帰で示されている⁹⁾。そこで、送電線の伝搬推定式の導出にあたっては、次式に示す 3 変数のパラメータで回帰モデルを設定し、重回帰分析を行った。

$$L(d) = a + b_1D + b_2B_1 + b_3B_2 \quad \dots\dots\dots(1)$$

ここで、 $L(d)$ は目的変数となる伝搬損 [dB]、 a は定数項で、CC、CF 等送電線との高周波結合による動作減衰量 [dB]となる。 b_1, b_2, b_3 は各説明変数の係数、 D は送電線こう長 [km]、 B_1 は送電線 1 分岐、 B_2 は送電線 2 分岐の有無に該当する変数で、有=1、無=0となる。

以上の3つのパラメータで(1)式の重回帰モデルで分析を行った結果、送電線の伝搬推定式は次式となる。

$$L(d) = 5.97 + 0.174D + 1.69B_1 + 2.41B_2 \quad \dots\dots\dots(2)$$

ここで重回帰分析の評価を Table 3 に示す。有意水準 5%、データ数 10、自由度 (3,6)の場合、有意性の判定に用いる F 分布の F 値は 4.76 である。本回帰式の F 値 7.8 と比較した場合、4.76 より大きい値であることから、有意水準 5%においては、本回帰式は有意であるといえる。また、送電線こう長 D の標準回帰係数は 0.73 と、伝搬損特性に最も影響を与えているパラメータとなり、送電線分岐系統の有無 B_1, B_2 も 0.21, 0.37 と伝搬損特性に影響を与えているパラメータとなることが示されている。また、決定係数は 0.8、標準誤差は 1.88dB と実測値との大きな誤差は示しておらず、本推定式により送電線の伝搬損を良く説明しているといえる。

〈2・3〉 伝搬損推定式の検証 本論文で作成した(2)式と実測値との比較を、送電線に分岐の無い系統と、ラ

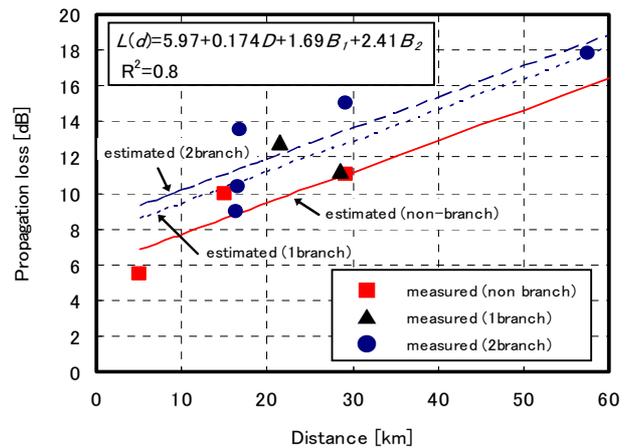


Fig. 3. Comparison of regression and measured propagation loss.

イントラップによる分岐がある系統の特性を、それぞれ Fig.3 に示す。分岐が無い系統での実測値は推定した回帰線上にはほぼ分布をしており、分岐のある系統での実測値は回帰線上からの分散が見うけられる。これは、分岐系統においては線路構成の多様性から、各送電線の特性インピーダンスが同一にはならないためと推測され、その偏差が特性に表れたものと考えられる。ところで、送電線に分岐がある場合の付加損失 L_{ABn} は次式⁹⁾から求められる。

$$L_{ABn} = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{nZ_0}{2Z_{LT}} \right| \quad \dots\dots\dots(3)$$

ここで、 Z_0 は送電線の特性インピーダンス、 Z_{LT} はライントラップの特性インピーダンス、 n は分岐数である。

送電線用電力線搬送方式で使用されている周波数帯域の特性インピーダンス Z_0 は 500Ω 程度⁸⁾であり、阻止帯域におけるライントラップの特性インピーダンス Z_{LT} は 1200Ω である。この値を(3)式に当てはめると 1 分岐で $L_{AB1}=1.6dB$ 、2 分岐で $L_{AB2}=3.0dB$ の付加損失が得られ、(2)式における 1 分岐の付加損失 $b_2=1.69dB$ 、2 分岐の付加損失 $b_3=2.41dB$ のパラメータと比較するとほぼ一致する値を示し、標準回帰係数も伝搬損へ影響を与えている値であることから、本パラメータの係数は充分妥当な値であるものと考えられる。

また、(2)式における送電線こう長/kmあたりの減衰係数 $b_1=0.174dB$ の値が示されている。この値は、これまで 1 線

大地間結合方式の実験で示されている測定値⁽¹⁾⁽⁸⁾⁽¹⁰⁾, 0.1~0.19dB と比較した場合, 良く一致している値となっている。このことから, デジタル伝送においても同様な特性となることが確認されたことで, このパラメータの係数は有用な値を示しているものと考ええる。

(2)式の定数項である送電線と高周波結合による動作減衰量 $a=5.97\text{dB}$ の値が示されている。この値は, 残線(伝送線以外の相)が接地されている場合は2~4dB, 開放されている場合が7~9dB程度となる報告⁽⁹⁾がなされている。今回の測定環境は, 送電線が充電され運用されている状態での測定であることから, 特性的にはこの2つの中間に位置するものと考ええると, 5.97dB の値は中間値を示す値であり, 定数項は妥当な値であると考ええる。

以上のことから, 本論文で作成した伝搬損の推定式は, 送電線路を用いるデジタル伝送の電力線搬送方式において, 周波数帯域(100kHz~450kHz)での伝搬損を推定することは可能であると考ええる。

3. 電力遅延プロファイルのモデル化

送電線路でデジタル伝送を行う電力線搬送装置の開発にあたっては, 送電線路のインパルス応答による遅延特性を把握することは必要不可欠な事項となる。特に電力遅延プロファイルのモデル化は, デジタル伝送装置には必須となる適応波形等化器⁽¹¹⁾に用いるアルゴリズムの方式, 補償する遅延時間とタップ数, 周波数領域と時間領域を組み合わせた適応波形等化方式の要否, さらに伝送速度など, システムのデザインを決定する重要な要素となるからである。

これまで, 送電線路で行われたインパルス応答の検証で, 送電線故障時に故障点距離を標定するパルスレーダ方式においては, 高圧インパルス波を発射した後の反射特性について検証⁽¹²⁾が行われているものの, デジタル伝送を目的とした伝搬遅延特性の実験・解析については, これまで報告は見うけられない。

本章では電力遅延プロファイルモデルを設定するにあたり, 必要となる遅延波の付加損失(反射損失, 動作減衰量, 異相間結合減衰量)について3系統の実送電線路を用い, 周波数特性および時間特性の実験結果から明らかにする。また, 得られた付加損失から推定による電力遅延プロファイルモデルを示す。

〈3・1〉 遅延波の発生要因 遅延波の付加損失を算出するにあたり, 送電線路内で発生する遅延波の要因について, 以下のa~fの各項に示す反射経路モデルによる付加損失を設定した。これら経路を Fig.4 に示す。

- a. 終端装置が設置されている電気所での反射損。
- b. ライントラップのみ設置の電気所での反射損。
- c. ライントラップ設置の分岐箇所での反射損。
- d. ライントラップ未設置の分岐箇所での反射損。
- e. ライントラップ通過による動作減衰量と, 電気所インピーダンスでの反射損。

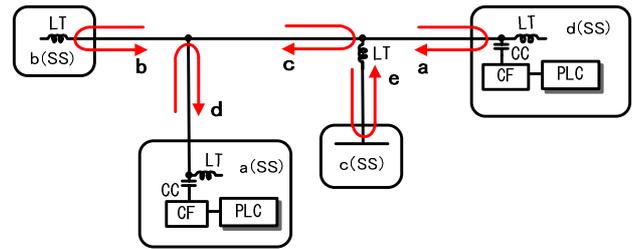


Fig. 4. Model for reflection path routes in power line.

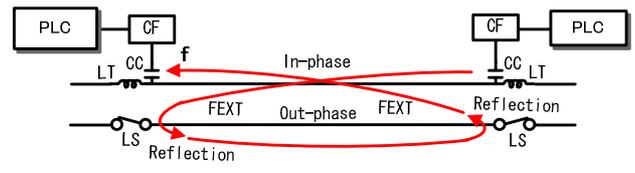


Fig. 5. Model for transmitting reflection path route in out-phase.

さらに, 残線(伝送線路の相とは異なる相の線路)のインピーダンス変化により伝送線の振幅伝達特性に変化を与えることが知られており⁽⁴⁾, このことは残線の存在が遅延特性に対し影響を与えていると推測されることから, Fig.5 に示すように,

- f. 遠端漏話(FEXT)に起因する伝送線と残線との結合による異相間結合減衰量と, 残線伝搬による電気所インピーダンスでの反射損。

の存在も設定した。

これらモデルの経路で発生する付加損失については, 次節以降で示す実験結果から明らかにする。

〈3・2〉 異相間結合減衰量の算出 前節〈3・1〉で示した反射経路モデルでの付加損失を求めるにあたり, 初めに〈3・1〉f項における異相間結合減衰量を把握しておく必要がある。この異相間結合減衰量は Fig.5 に示す経路となる伝搬損(LOSS)と遠端漏話減衰量(FEXT)との損失差から求められるが, 一般に遠端漏話減衰量は有線伝送路等で用いられているメタルケーブルにおいては, 伝送距離と周波数の二乗に依存する特性⁽¹³⁾となるため, 送電線路も同一の特性になると仮定すれば, 伝送距離と周波数が異なる場合の推定遠端漏話減衰量は次式⁽¹⁴⁾として求められる。

$$L_F(f, l) = FEXT(f_0, l_0) + 20 \log \left(\frac{f}{f_0} \right) + 10 \log \left(\frac{l}{l_0} \right) \dots \dots \dots (4)$$

ここで, $L_F(f, l)$ は推定遠端漏話減衰量 [dB], $FEXT(f_0, l_0)$ は基準とする周波数 f_0 と, 伝送路距離 l_0 における遠端漏話減衰量 [dB], f および l は比較対象とする周波数と伝送距離である。このことから, 異なる伝送距離と周波数で異相間結合減衰量を推定するには, 基準とする伝送距離と周波数による遠端漏話減衰量を予め取得しておく必要があるため, 次項に示す測定と, 実験結果から算出を行った。

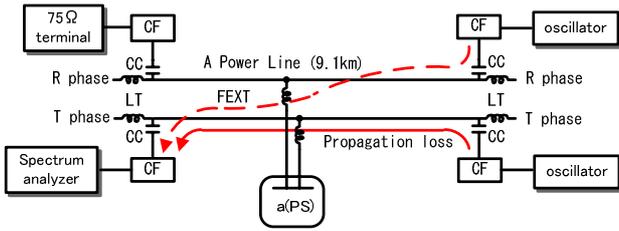


Fig. 6. Signal transmission routes and setup for measurement propagation loss and far-end crosstalk loss.

Table 4. Measurement parameters.

Frequency band	250kHz-350kHz
Frequency step	1kHz
Oscillator out put power	+10dBm
Receive bandwidth	3kHz

なお、送電铁塔においては規格化された仕様で設計されており、基準とする送電システムと、推定しようとする異なる送電システムでは各相との導体間隔には大きな差は無く、ほぼ同一となることから、遠端漏話減衰特性に影響を与える導体間隔に依存する結合係数⁽¹³⁾⁽¹⁵⁾については定数項となり、パラメータとしては導入しなかった。

(1) 測定法 異相間結合減衰量の測定は、Fig.6 に示すような線間結合伝送方式の、ねん架送電線路 A を用いて、黒相における伝搬損の周波数特性と、赤相から黒相への遠端漏話減衰量の周波数特性の測定を行なった。

測定諸元を Table 4 に示す。測定周波数は、他システムからの比較的回り込みの少ない周波数帯域として得られた 250kHz から 350kHz の 100kHz 帯域幅を使用して測定を行った。送信端に設置したオシレータの送信電力は +10dBm とし、1kHz ステップで伝搬損測定時は黒相から、遠端漏話減衰量測定時は赤相から送信した。受信端のスペクトラムアナライザは黒相に接続し、3dB 帯域幅 (bandwidth) は 3kHz で受信した。なお、測定時の受信端赤相は終端としている。

(2) 測定結果と異相間結合減衰量の算出 測定された 1kHz ステップの全周波数サンプルデータと、送信電力との差から 100kHz 帯域幅の平均伝搬損と、平均遠端漏話減衰量を算出し、その 2 つの差から異相間結合減衰量を求める。

Fig.6 に示した黒相の伝搬損特性と赤相から黒相への遠端漏話減衰特性の結果を Fig.7 に示す。前述したように、この測定結果の 100kHz 帯域幅での平均伝搬損 $Loss=10.2\text{dB}$ と、基準とする遠端漏話減衰量 $FEXT(f_0, l_0)=17.0\text{dB}$ との差が赤相と黒相との基準異相間結合減衰量 $L_{CA}(f_0, l_0)$ となるので、 $L_{CA}(f_0, l_0)=FEXT(f_0, l_0)-Loss$ から 6.8dB の値が得られる。

ここで、推定異相間結合減衰量 $L_C(f, l)$ は、(4)式の第 1 項を基準異相間結合減衰量 $L_{CA}(f_0, l_0)=6.8\text{dB}$ に置き換えることで求められるので、本実験で使用した伝送距離、 $l_0=9.1\text{km}$ と、中心周波数 $f_0=300\text{kHz}$ を基準値に設定することで、異

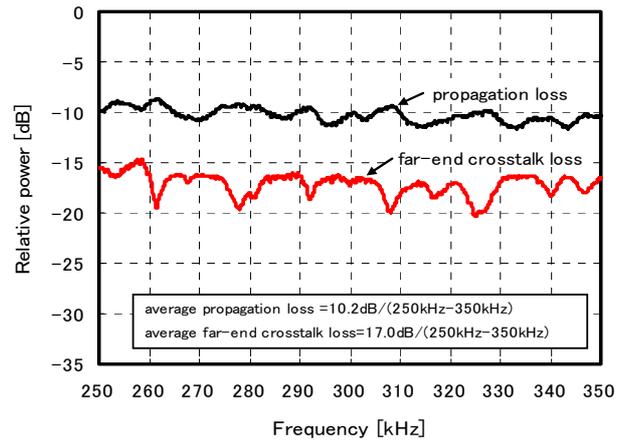
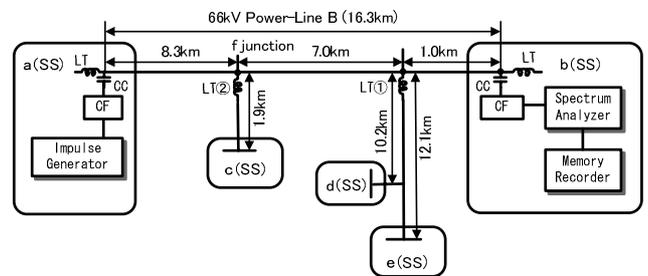
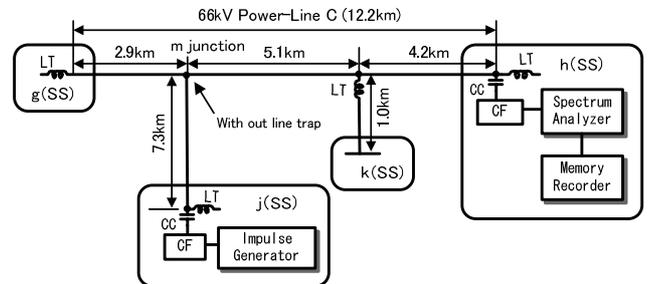


Fig. 7. Frequency characteristics of propagation loss and far-end crosstalk loss.



(a) B power line system (with line trap)



(b) C Power line system (without line trap)

Fig. 8. Measured power line system and setup for measurement impulse responses.

なる伝送路環境での異相間結合減衰量 $L_C(f, l)$ を推定することが可能となる。なお、(4)式の送電線路への適用性については、次節以降で示すインパルス応答試験結果との検証で明らかにする。

〈3・3〉 付加損失を求めるためのインパルス応答試験

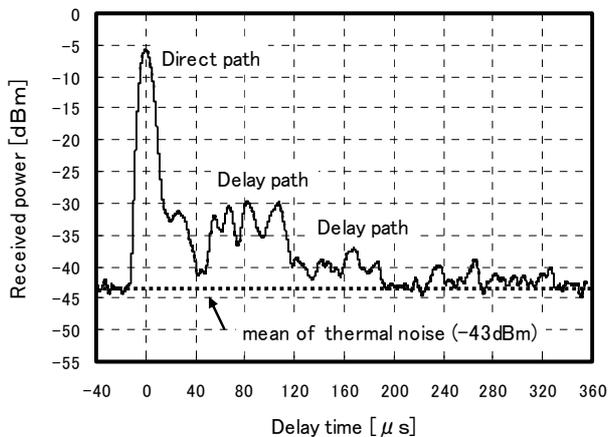
(1) 測定法 送電線路における電力遅延プロファイル特性を明らかにし、〈3・1〉節で示した各反射経路モデルにおける付加損失 (反射損、動作減衰量、異相間結合減衰量) を求めるため、分岐にライントラップが設置されている送電システム B (Fig.8(a)) と、分岐にライントラップが設置されていない送電システム C (Fig.8(b)) のそれぞれで、インパルス応答試験による電力遅延プロファイルの測定を行った。

測定諸元を Table 5 に示す。送端局のインパルスジェネレータからはキャリア周波数 375kHz の 1 サイクル (2.7 μ s) を送信電力 +10dBm 相当で送電線路に注入した。受信装置としたスペクトラムアナライザは、センター周波数 375kHz のゼロスパンに設定し、インパルス応答信号を受信している。

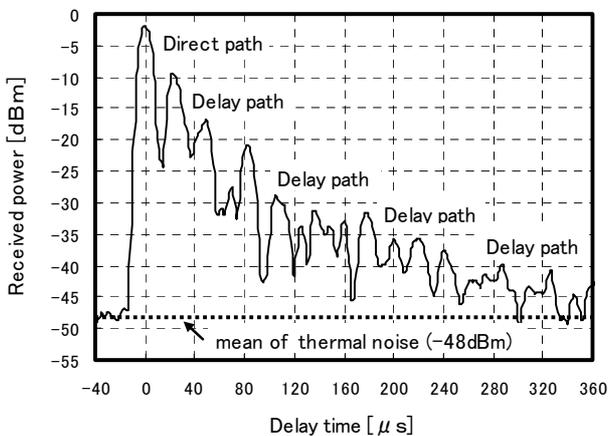
なお、スペクトラムアナライザの 3dB 帯域幅は、他系統システムからの回り込みによるノイズフロアの上昇を考慮して、100kHz を上限として設定した。このため、メモリーレコーダのサンプリングレートはオーバーサンプリングとなるよう 1MHz で記録した。データ処理としては、2つの送電線システムで取得した、それぞれのインパルス応答信号 10 個を平均化処理し、両送電線システムの平均電力遅延プロファイル特性として表している。

Table 5. Measurement parameters.

Impulse generator carrier frequency	375kHz (2.7 μ s)
Output power	+10dBm
Receive bandwidth	100kHz
Recorder sampling rate	1MHz



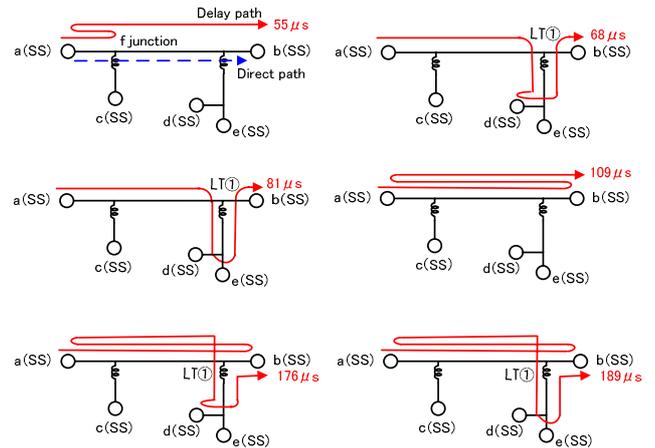
(a) B power line system (with line trap)



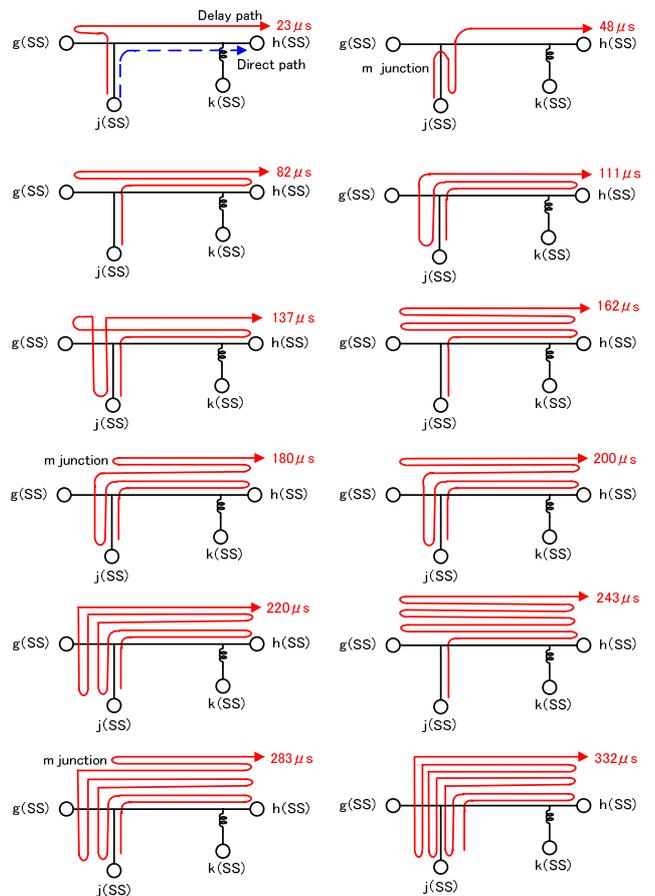
(b) C power line system (without line trap)

Fig. 9. Power line system of delay profile.

(2) インパルス応答試験の測定結果 Fig.9 に測定で得られた電力遅延プロファイル特性を, Fig.10 に電力遅延プロファイル特性の遅延時間から推定した遅延波の伝搬経路を示す。Fig.9, Fig.10 の(a)は分岐箇所にはライントラップが設置されている送電系統 B で, (b)が分岐箇所にはライントラップが設置されていない送電系統 C を示している。電力遅延プロファイルから抽出するパスの定義については伝搬遅延距離 100km (333 μ s) までの平均雑音電力より約 3dB 以上高い



(a) B Power line system (with line trap)



(b) C power line system (without line trap)

Fig. 10. Power line system of delay path routes and delay time.

遅延波で、なおかつ〈3・1〉節で示した反射経路モデルの各組み合わせによる伝搬距離相当の遅延時間が、ほぼ成立する遅延波を抽出した。なお、平均雑音電力とは直接波が観測される前のフロアレベルから求めた平均雑音電力である。

Fig.9, Fig.10 に示す送電線路における電力遅延プロファイル特性と、遅延波の伝搬経路から次のことが分かる。

・十数 km から 100km 程度にわたる長距離伝搬の遅延波が存在しており、(a)の送電系統 B においては、ライントラップによる動作減衰量が生じているため、直接波に近傍した時間領域では大きな振幅のパス発生は少ないことが分かる。

(b)の送電系統 C においてはライントラップによる動作減衰量が生じていないため、直接波に近傍した時間領域では遅延波の減衰量が小さく、振幅の大きいパスが多数発生することが分かる。このことから、送電線路で高速デジタル伝送を行うには遅延波の影響を極力減少させることが望ましいため、分岐箇所ライントラップを設置することが必須となる。しかしながら、分岐にライントラップが設置できない送電系統での伝送時は、デジタル電力線搬送装置に用いる適応波形等化器などは、この遅延特性に対応させた方式検討が必要になってくるものと考えられる。

・Fig.9(b)の電力遅延プロファイル特性において、遅延時間 111 μ s 前後では遅延波の減衰特性に傾きの違いが見受けられ、111 μ s 以降では反射回数増加に伴う反射損の増加量は小さいことが分かる。

これは、〈3・1〉節の f 項で設定しているように、遅延波が伝送線路で伝搬する他、異相間との結合によって残線で伝搬する遅延波が現れているものである。この残線を伝搬する遅延波は、終端装置が設置されていない電気所設備(送電線と電気所とを接続するラインスイッチと遮断器、および変圧器等)との不整合インピーダンス (50 Ω 程度)⁽¹⁶⁾による大きな反射となるため、結果、反射損失の小さい遅延波が伝搬され、再び伝送線の相と結合することにより伝送線側の付加損失より小さい遅延波成分が 111 μ s 以降に特性として現れていると考える。

(3) 測定結果を用いた付加損失算出 Table 6 に送電系統 B を、Table 7 に送電系統 C の各遅延時間に対応した推定付加損失 L_{ADD} ③の算出した結果を示している。推定付加損失を算出するには、遅延波が伝搬損以外の付加損失を受けずに伝搬した場合を仮定した推定相対電力値 P_D/P_R ②と、実測値で得られた相対電力値 P_D/P_R ①との差を求めることにより、伝送路で受けた付加損失 L_{ADD} ③を推定することができる。

なお、遅延波が伝搬損以外の付加損失を受けずに伝搬した場合の推定相対電力値 P_D/P_R ②は、遅延時間に相当する伝搬距離の損失となるため、その値は(2)式で示した送電線こう長/km あたりの減衰係数 0.174dB を用いて算出した。

本節では〈3・1〉節で設定した a~f の各項の反射経路モデル順に従い、各反射点などにおける付加損失の算出過程と、その結果について説明する。

Table 6. Analysis results of additional loss in B power line system.

Delay time [μ s]	Measured P_D/P_R [dB] ①	Delay path distance[km]	Estimated P_D/P_R [dB] ②	L_{ADD} [dB] ③=①-②
55	26.4	16.5	2.9	23.5
68	25.4	20.4	3.6	21.8
81	24.2	24.3	4.3	19.9
109	24.4	32.7	5.7	18.7
176	31.8	52.8	9.2	22.6
189	33.8	56.7	9.9	23.9

Table 7. Analysis results of additional loss in C power line system.

Delay time [μ s]	Measured P_D/P_R [dB] ①	Delay path distance[km]	Estimated P_D/P_R [dB] ②	L_{ADD} [dB] ③=①-②
23	7.9	6.9	1.2	6.7
48	15.2	14.4	2.5	12.7
82	19.0	24.6	4.3	14.7
111	26.9	33.3	5.8	21.1
137	29.4	41.1	7.2	22.2
162	31.0	48.6	8.5	22.5
180	29.9	54.0	9.4	20.4
200	34.0	60.0	10.4	23.6
220	34.1	66.0	11.5	22.6
243	35.8	72.9	12.7	23.1
283	38.7	84.9	14.8	23.9
332	39.0	99.6	17.3	21.7

a. 終端装置が設置されている電気所での反射損

Table 6 の遅延時間 109 μ s と Table 7 の遅延時間 111 μ s においては Fig.10(a), (b)に示すように、終端装置設置の電気所での反射経路になるので、終端電気所 1 箇所での反射減衰量 RL_T はそれぞれ 18.7dB/2=9.4dB と 21.1dB/2=10.6dB となり、平均値では $RL_T=10.0$ dB と推定できる。

b. ライントラップのみ設置の電気所での反射損

Table 7 の遅延時間 23 μ s においてはライントラップで終端された電気所での反射経路 (Fig.10(b)参照) となるので、ライントラップ終端での反射減衰量 RL_{LT} は 6.7dB と推定できる。ここで、ライントラップの特性インピーダンスは阻止帯域で 1200 Ω となっている。

c. ライントラップ設置の分岐箇所での反射損

Table 6 の遅延時間 55 μ s においては終端装置設置の電気所での反射と、ライントラップ設置の分岐点との反射経路 (Fig.10(a)参照) になるので、終端装置設置の電気所での反射損 $RL_T=10.0$ dB の値が得られていることから、ライントラップ設置分岐点での反射減衰量 RL_{LT} は 23.5dB-10.0dB =13.5dB と推定できる。

d. ライントラップ未設置の分岐箇所での反射損

Table 7 の遅延時間 $48\mu\text{s}$ においては終端装置設置の電気所での反射とライントラップが設置されていない分岐点との反射経路 (Fig.10(b)参照) になるので、ライントラップが設置されていない分岐点での反射減衰量 RL_J は $12.7\text{dB}-10.0\text{dB} = 2.7\text{dB}$ と推定できる。

e. ライントラップ通過と電気所による反射損

Table 6 の遅延時間 $68\mu\text{s}$, $81\mu\text{s}$ においてはライントラップを2回通過し、電気所インピーダンスによる反射 (Fig.10(a)参照) の付加損失となる。電気所での反射損は次項 f で明らかにするので、ここではライントラップ2回通過での動作減衰量 $2B_{LT}$ と電気所インピーダンスでの反射損 RL_{SS} との合計付加損失として求めれば、各遅延時間では 21.9dB と 20.0dB となるので、平均値は 21.1dB となり、 $2B_{LT}+RL_{SS} = 21.1\text{dB}$ と推定できる。

f. 異相間結合減衰量と電気所による反射損

残線伝搬の電気所インピーダンスによる反射損と、異相間結合減衰量の算出にあたっては、Table 7 に示す送電系統 C の P_D/P_R ①の測定結果をもとに、最小二乗法を用いて明らかにする。

送電系統 C において、残線伝搬している遅延波が特性として表れてくるのは (3.3) 節の(2)により、遅延時間 $111\mu\text{s}$ 以降と推測できているので、これ以降の遅延波で電気所による反射回数が3回、4回、6回の実測相対電力値 P_D/P_R ①について反射回数によるグループ分けをし、残線伝搬の遅延時間相当の距離特性を比較するため、実測値をプロットしたのが Fig.11 である。

また、プロットしたデータから最小二乗法の直線回帰で得られた推定付加損失距離特性 RL_a も併せて示している。

さらに、付加損失量の比較のため、Table 7 に示す遅延波が伝送路で付加損失を受けず伝搬したと仮定した時の推定相対電力値 P_D/P_R ②の距離特性 RL_n も回帰直線で Fig.11 に示している。Fig.11 から分かるように、実測相対電力値 P_D/P_R

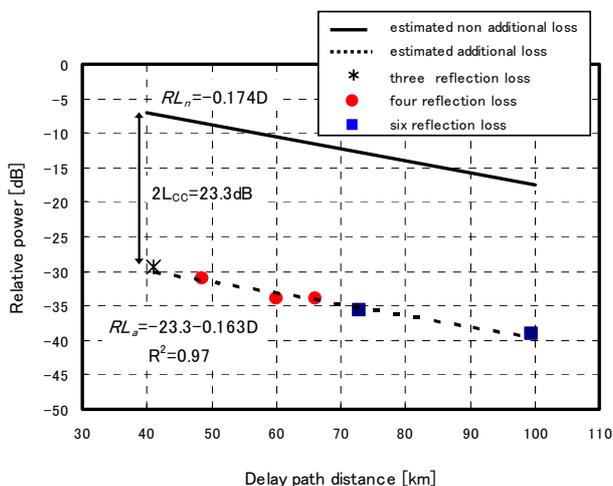


Fig. 11. Measurement of delay path additional loss and regression line, also regression line in estimated non additional loss.

①の特性は電気所での反射回数が増加するにも関わらず、ほぼ直線回帰線上に分布しており、その決定係数 R^2 も 0.97 と非常に良くフィットしている結果となっている。さらに、最小二乗法で得られている遅延波の送電線こう長/km あたりの減衰係数は、(2)式で得られた値である 0.174dB とほぼ同一の値、 0.163dB を示していることから、残線を伝搬している遅延波の電気所設備 (送電線と電気所とを接続するラインスイッチと遮断器、および変圧器等) によるインピーダンスでの反射損 RL_{SS} は、ほぼ 0dB であるといえ、伝搬距離相当の損失のみが付加されて伝搬していることが分かる。このことから反射損 $RL_{SS} = 0\text{dB}$ とすると、前述した e 項のライントラップによる動作減衰量 B_{LT} は 10.6dB になると推定できる。

次に、異相間結合減衰量については Fig.11 に示しているように、 RL_a と RL_n の距離特性減衰係数はほぼ等しいことから、推定付加損失距離特性 RL_a の回帰式定数項が異相間結合減衰量になるといえ、その値は 23.3dB となることが分かる。なお、この値は Fig.5 に示すように伝送線から異相への結合と、異相から伝送線への再結合の2回結合の減衰量であるため、1回結合の異相間結合減衰量 $L_{CC} = 11.7\text{dB}$ の値が得られる。

ここで、(3.2) 節の(2)で算出された異相間結合減衰量 $L_{CC}(f_0, l_0) = 6.8\text{dB}$ 、伝送路距離 $l_0 = 9.1\text{km}$ 、周波数 $f_0 = 300\text{kHz}$ を基準値とし、本節で用いた伝送距離 $l = 16.6\text{km}$ 、中心周波数 $f = 375\text{kHz}$ をパラメータとして(4)式に当てはめると、推定異相間結合減衰量 $L_{CC}(f, l)$ は 11.4dB の値が得られている。これは実測値 11.7dB と比較するとほぼ一致し、良く推定されていることから、送電線路においても(4)式は充分適用できるものと考えられる。

以上、これまで得られた付加損失データの結果を Table 8 に示しており、これらパラメータと、(2)式の減衰係数による遅延時間相当距離の伝搬損値、および(4)式を用いた推定異相間結合減衰量を用いることにより、異なる送電線路環境においても、電力遅延プロファイルを推定することが可能であると考えられる。

Table 8. Analysis results of additional loss.

Reflection loss in equipment terminal RL_T	10.0dB
Reflection loss in line trap terminal RL_{LT}	6.7dB
Reflection loss in line trap branch RL_{JLT}	13.5dB
Reflection loss in without line trap branch RL_J	2.7dB
Composite loss in line trap B_{LT}	10.6dB
Reflection loss in sub-station RL_{SS}	0dB
Phase-to-phase coupling loss L_{CC}	11.7dB

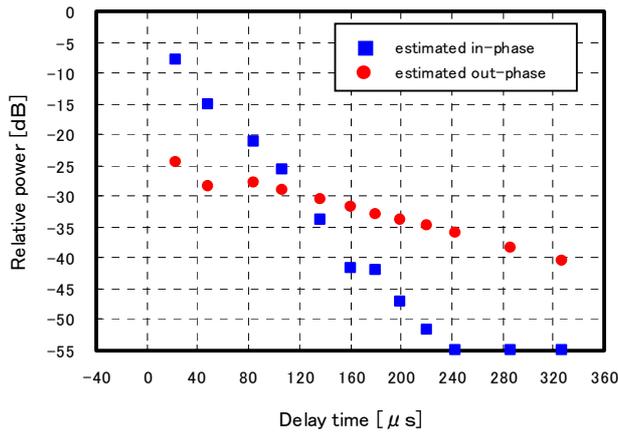


Fig. 12. Comparison of delay path profile for transmitting in-phase and transmitting out-phase.

(4) 電力遅延プロファイルのモデル Table 8 に示している付加損失, (2)式の減衰係数から得られる遅延波の伝搬損値, (4)式を用いた推定異相間結合減衰量により, 送電系統 C における伝送線伝搬の遅延波と, 残線伝搬の遅延波の電力遅延プロファイルのモデル化の例を Fig.12 に示した。伝送線の相を伝搬する遅延波は, 直接波に近傍した時間領域では支配的に作用するものの, 各反射点での反射損が付加されていくため, 急激に減衰する特性となることが分かる。なお, 遅延時間 243 μ s 以降の値は -55dB 以下であるため, グラフスケールの最小値で示している。

一方, 残線の相を伝搬する遅延波は, 異相間結合減衰により直接波に近傍した時間領域では電力値が小さいものの, 電気所での反射回数が増加しても反射損は付加されないため, 伝送線の遅延波が受ける反射損等の減衰量より小さくなる時間領域では支配的に作用することが分かり, そのブレイクポイントは 137 μ s となることが確認できる。

以上のことから, 伝送線を伝搬する遅延波と, 残線を伝搬する遅延波の両特性が電力遅延プロファイルに大きく影響を与えることから, 送電線路における電力遅延プロファイルを推定するには, この両特性でモデル化することが重要になると考える。

4. 雑音特性のモデル化

送電線路で発生する雑音は, コロナ雑音等によるガウス性雑音と, 碍子雑音等によるパルス性雑音であることが報告⁽¹⁷⁾されており, 筆者らも報告した実験結果⁽¹⁸⁾でも同様に, この 2 つの雑音が重畳した特性となっている。これら雑音はデジタル伝送を行う上で, エラーレート特性に大きく影響を与えるため, 雑音特性の統計的性質を把握しモデル化することは, デジタル電力線搬送装置に適用する誤り訂正方式などの仕様を決定するうえで, 大きなファクターとなってくる。

本章ではガウス雑音とインパルス雑音が重畳した雑音について理論検討によるモデルを示し, 実験結果との比較によるモデルの有用性を検証する。

(4.1) 雑音の理論検討 前述したように送電線路の雑音はガウス雑音にインパルス雑音が重畳した特性であることから, この 2 つの統計的性質について理論検討を行った。ガウス雑音のように正規分布を示す連続性雑音の振幅をスペクトラムアナライザのような 2 乗検波器で検波した場合, その電力の累積確率分布 $P_{Noise}(x)$ は指数分布となり次式で表わされる。

$$P_{Noise}(x) = 1 - e^{-x} \quad \dots\dots\dots (5)$$

ここで, x は瞬時雑音電力であり, 平均雑音電力は 1 に正規化している。

次にインパルス信号が受信器に入力されると, 用いたフィルタのインパルス応答が出力される。測定に用いたスペクトラムアナライザの帯域フィルタはガウスフィルタであるので, そのインパルス応答は瞬時電力 $x(t)$ を用いて表すと次式となる。

$$x(t) = Qe^{-2(\pi f_0 t)^2} \quad \dots\dots\dots (6)$$

ここで, Q はインパルスピーク対平均熱雑音電力比を表しており, f_0 はガウスフィルタ帯域幅のパラメータであり, スペクトラムアナライザの 3dB 帯域幅 (bandwidth) を B とすると, 次式で表される。

$$f_0 = \frac{B}{\sqrt{2 \ln 2}} \quad \dots\dots\dots (7)$$

インパルス応答が存在する時間幅を, 99.99% のエネルギーが存在する時間幅 $t_{99.99\%}$ として定義する。 $t_{99.99\%}$ は次式により求めることができる。

$$\frac{\int_0^{t_{99.99\%}/2} x(t) dt}{\int_0^\infty x(t) dt} = 0.9999 \quad \dots\dots\dots (8)$$

よって, インパルス応答の累積確率分布 $P_{Pulse}(x)$ は, 次式で表される。

$$P_{Pulse}(x) = 1 - \frac{1}{t_{99.99\%}} \cdot \frac{1}{\pi f_0} \sqrt{\frac{\ln(x/Q)}{2}} \quad \dots\dots\dots (9)$$

このインパルス雑音が, 単位時間 (1sec) に 1 回発生する場合, $P_{Pulse}(x)$ は, 次式で表される。

$$P_{Pulse}(x) = t_{99.99\%} \cdot \left\{ 1 - \frac{1}{\pi f_0 t_{99.99\%}} \sqrt{\frac{\ln(x/Q)}{2}} \right\} \quad \dots\dots\dots (10)$$

このインパルス雑音が, 単位時間 (1sec) に平均 n 回発生する場合, 熱雑音とインパルス雑音が重畳した累積確率分布 $P_{Total}(x)$ は次式のように近似できる。

$$P_{Total}(x) \approx P_{Noise}(x) + n \cdot P_{Pulse}(x) \quad \dots\dots\dots (11)$$

なお, (11)式はガウス雑音にピーク値が 1 個のインパルス雑音が重畳したものを表しているが, 複数のピーク値を持つインパルス雑音が重畳した場合は, それぞれのピーク値の(10)式を(11)式に付加していくことで近似することが可能

Table 9. Measurement parameters.

Measured frequency	250kHz~450kHz
Receive bandwidth	30kHz
Recorder sampling rate	1MHz

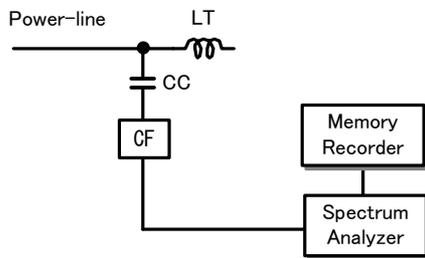


Fig. 13. Measurement setup.

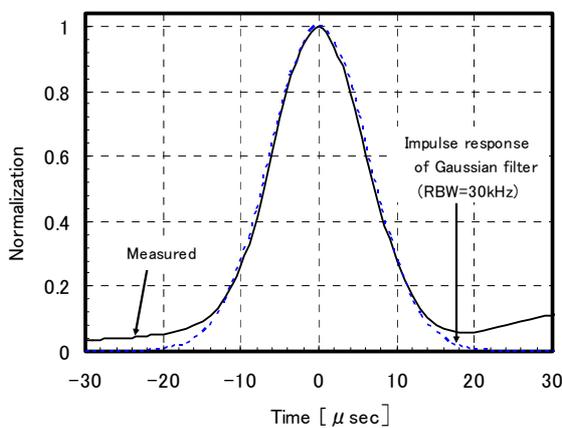


Fig. 14. Measured noise power and impulse response of gaussian filter.

であると考え。

〈4・2〉 雑音測定 理論検討で得られた(11)式の有用性を検証するにあたり、2系統の実電力線搬送用伝送路を用いて雑音測定を行った。測定諸元を Table 9 に、測定系の構成を Fig.13 に示す。測定は 250kHz から 450kHz 間の周波数帯域内で、他系統の電力線搬送装置から干渉が少ない周波数帯を選択し行った。

受信装置として用いるスペクトラムアナライザは CF 出力に接続し、3dB 帯域幅は 30kHz のゼロスパンとし、この帯域内の全雑音電力量をサンプリングレート 1MHz でメモリーレコーダに記録した。測定は 1 系統あたり 5 秒間の測定を、インターバルにおいて 3 回実施した。

〈4・3〉 実測結果と理論特性との検証 測定で得られたインパルス雑音の応答波形を平均化し、ピークで正規化したインパルス雑音電力の実測応答波形と、(6)式で表されるガウスフィルタのインパルス電力応答波形を、Fig.14 に示している。両者の特性は良く一致していることから、送電線路で測定されたパルス性雑音はインパルス雑音成分であると確認できる。

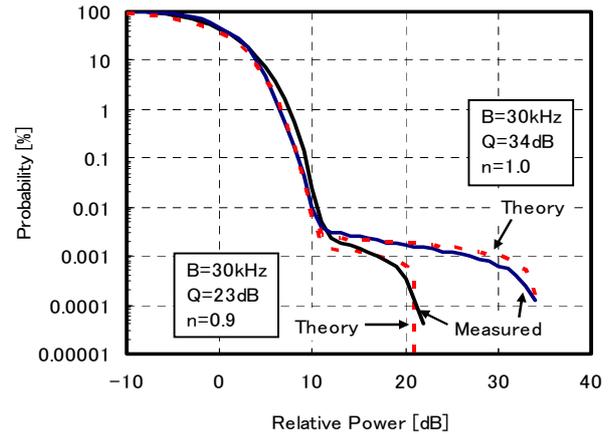


Fig. 15. CDF of measured noise power and theory.

また、2つの送電系統で測定した平均化雑音の実測累積確率分布と、(11)式による理論累積確率分布を Fig.15 に示す。横軸が平均雑音電力を基準とした相対電力値 [dB]、縦軸が横軸の値以上となる時間率 [%] である。指数分布となる熱雑音成分の領域については理論値と良く一致し、インパルス雑音成分となる領域についても、それぞれ $Q=23\text{dB}$, 34dB , $n=0.9, 1.0$ とした場合、実測値と理論特性とが一致しており、熱雑音とインパルス雑音が重畳した累積確率分布特性として良く表している。

このことから送電線路の雑音特性は、この 2つの重畳分布として、(11)式でモデル化が可能であると考え。

5. まとめ

本論文では、送電線路を用いるデジタル電力線搬送方式において、伝搬特性、電力遅延プロファイル特性、および雑音特性について、それぞれの特性を明らかにした。主な結果は以下のとおりである。

(1) デジタル伝送時の伝搬特性について、伝送実験と実験結果を用いた重回帰分析での伝搬特性推定式導出と、その推定式と実測値との比較を行った。重回帰分析で得られたパラメータである動作減衰量、送電線こう長、送電線分岐系統 (1 分岐, 2 分岐) の有無による重回帰式については、その式の有意性を判定する F 値および決定係数とも有用となる高い値を示し、また、そのパラメータ値もこれまで報告されている実験結果ともほぼ一致する結果から、得られた推定式で送電線路の伝搬特性を良く推定することが可能であり、有用であることを示した。

(2) 送電線路内で遅延波を発生する反射経路モデルを示し、このモデルに基づき電力遅延プロファイルのモデル化に必要な、付加損失 (反射損, 動作減衰量, 異相間結合減衰量) を周波数特性および時間特性の両実験結果から算出し、その値を明らかにした。

(3) 伝送線路の 1 線 (3 相交流の 1 相) を伝搬する遅延波の特性と、伝送線路と残線 (伝送線路の相とは異なる相) との異相間結合による残線伝搬の遅延波の特性を明らかにし、この両特性が電力遅延プロファイルに大きく影響を与

えることを示した。また、伝送線と残線との異相間結合減衰量の推定値算出については、メタルケーブル等有線伝送路で用いられる算出式を送電線路にも適用できることを明らかにした。

ところで、分岐箇所におけるライントラップ設置の有無により、反射量は大きく異なる。特に、高速デジタル伝送を行うには分岐箇所へのライントラップ設置は必須となるものの、設置が困難な送電系統での伝送時には、長遅延に対応させた適応波形等化器の検討が必要になる。

(4) 送電線路雑音は熱雑音とインパルス雑音が重畳していることを明らかにし、雑音モデル化を示した。この雑音モデルが実測値とよく一致していることを示した。

謝 辞

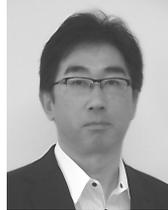
本研究を行う機会を与えていただいた、東北電力(株)情報通信部長九萬原敏巳氏、同副部長今野孝氏に深く感謝いたします。また、日ごろご指導いただく通研電気工業(株)研究計画部長厨川純一氏に感謝いたします。

文 献

- (1) 植田瑞徳・新太一郎・杉浦 春:「仙台一會津間3通話路型電力線搬送電話と5方向レピータについて」, 電学誌, Vol.73, No.777, pp.1-6 (1953)
- (2) 佐藤利三郎・秋山道雄:「電力線の搬送波伝送特性」, 電学誌, Vol.79, No.885, pp.1558-1567 (1959)
- (3) 後沢通弘:「無ねん架送電線の高周波伝送特性」, 電学誌, Vol.821, No.882, pp.342-351 (1962)
- (4) 九井憲治・川井次男・中村 宏・井原芳雄・東 弘信:「新北陸幹線の搬送周波における伝送特性及び雑音」, 電学誌, Vol.73, No.777, pp.626-632 (1952)
- (5) 今出重夫・滝川 清:「超高压送電系統における瞬時性雑音と符号伝送に及ぼす影響」, 電学誌, Vol.85-5, No.920, pp.827-835 (1965)
- (6) 吉田裕一・猪瀬 博:「周期的変動雑音の存在する情報伝送路における符号伝送の一方」, 電学誌, Vol.87-2, No.942, pp.421-421 (1967)
- (7) H. Kaga and N. Kodama: "A Study on the Performance of Wavelet OFDM in Power Line", *T. IEE JAPAN*, Vol.128-C, No.7, pp.1081-1086 (2008-7) (in Japanese)
古賀久雄・児玉宣貴:「電力線伝送路における Wavelet OFDM 特性についての一検討」, 電学論 C, Vol.128-C, No.7, pp.1081-1086 (2008-7)
- (8) 藤木久男・山田太郎・山崎薫平・青木幹三:「四国伊豫幹線の搬送周波諸特性」, 電学誌, Vol.62, No.648, pp.387-393 (1942)
- (9) 高木 昇・大野 豊:「電力線搬送技術の動向」, 電学誌, Vol.78, No.842, pp.1464-1471 (1958)
- (10) 神保成吉・藤木久男:「電力線搬送周波数特性測定法及び実験結果」, 電学誌, Vol.62, No.648, pp.350-356 (1942)
- (11) 斎藤洋一:「デジタル無線通信の変復調」, 信学会, pp.176-188 (1996)
- (12) 送電線故障点標定装置信頼度向上専門委員会:「フォルトロケータ標定信頼度向上対策」, 電協研, Vol.34, No.6, pp.60-65 (1979)
- (13) 淵上建也:「平衡ケーブルの静電結合値と漏話減衰量」, 信学誌, 昭56-559 [B-183], pp.1151-1152 (1981)
- (14) 前田光治:「有線伝送工学」, 信学会, p.33 (1995)
- (15) 高木 昇・斎藤成文・尾上守夫・船山清親・野上彦三・大野 豊:「電力線搬送のアンテナ結合現場実験と送電線上の通信電圧分布実測結果」, 電学誌, Vol.72, No.771, pp.757-764 (1952)
- (16) 加来敏雄・吉村克彦:「猪苗代幹線に於ける搬送通信電流による電界の強さ及び誘導電圧の測定」, 電学誌, Vol.62, No.648, pp.374-379 (1942)
- (17) 送配電線電波障害調査特別委員会:「送配電線から発生する障害波とその対策」, 電学誌, Vol.76, No.816, pp.1093-1121 (1956)

- (18) N. Sasaki, T. Hanaumi, and F. Adachi: "Noise Characteristics of Power Line Transmission in Power Line Carrier", *The Paper of Technical Meeting on Communications, CMN-01-19*, pp.21-25 (2001) (in Japanese)
佐々木範雄・花海 丞・安達文幸:「電力線搬送における送電線路の雑音特性」, 電学通信研資, CMN-01-19, pp.21-25 (2001)

佐々木 範 雄



報通信学会会員。

(正員) 1958年3月18日生。1976年3月青森工業高校電子科卒業。同年4月東北電力(株)入社。以来、主として導水路トンネル内無線通信の研究、電力保安通信用デジタル伝送方式に関する研究開発に従事。2010年7月より通研電気工業(株)出向。2007年度電気科学技術奨励賞(オーム技術賞)受賞, 2010年度東北地方発明表彰日本弁理士会会長奨励賞受賞。電子情報通信学会会員。

清 野 賢 一



(非会員) 1971年2月7日生。1993年3月八戸工業大学電気工学科卒業。同年通研電気工業(株)入社。以来、主として電力保安通信用デジタル伝送方式に関する研究開発に従事。2007年度電気科学技術奨励賞(オーム技術賞)受賞, 2010年度東北地方発明表彰日本弁理士会会長奨励賞受賞。

花 海 丞



(非会員) 1974年1月19日生。1998年3月岩手大学工学部卒業。同年4月通研電気工業(株)入社。以来、主として電力保安通信用デジタル伝送方式に関する研究開発に従事。2010年度東北地方発明表彰日本弁理士会会長奨励賞受賞。電子情報通信学会会員。

織 田 健 志



(非会員) 1970年8月20日生。1993年3月東北工業大学電子工学科卒業。同年4月通研電気工業(株)入社。以来、主に電力保安通信用デジタル伝送方式に関する研究開発に従事。

安 達 文 幸



(非会員) 1950年4月24日生。1973年3月東北大学工学部電気工学科卒業。同年電電公社横須賀電気通信研究所入所。1992年NTT移動通信網(株)(現NTTドコモ)に転籍。一貫して、移動通信方式およびデジタル移動無線通信技術の研究開発に従事。2000年1月より東北大学大学院工学研究科勤務。2011年より卓越教授。2004年トムソン・リサーチフロントアワード, 2008年エリクソン・テレコミュニケーション・アワードなど受賞。電子情報通信学会フェロー。