

# 博士學位論文

論文題目

「送電線を用いるデジタル搬送方式に関する研究」

Doctoral Thesis Title

Study on Digital Communication Methods

Using Power Transmission Lines

提出者

東北大学大学院工学研究科

通信工学専攻

学籍番号 B7TD2301

氏名 佐々木 範雄

Name Sasaki Norio



## Study on Digital Communication Methods Using Power Transmission Lines

**ABSTRACT:** Electric utilities are legally obligated to possess and maintain communication facilities for the stable operation of power systems, such as unmanned electric stations and power transmission systems. Recently, communication networks by electric utilities have communication equipment related to a shift from analog to digital devices. Furthermore, through the promotion of information and communications technology (ICT), facilities inside electric stations have shifted to internet protocol (IP) equipment because of its sophistication and high reliability. Networks inside of small-scale electric stations are also being replaced gradually by IP-related equipment. Along with it, the deployment of digital communication networks at small-scale electric stations is strongly demanded. We have been studying the development technology of a high-speed digital power line carrier system for broadband transmission from a conventional analog power line carrier system for deployment of digital communication networks. This thesis describes research results achieved to date for a novel high-speed digital power line carrier system. First, analyses were conducted to ascertain the propagation loss – distance relation at the time of broadband transmission through a power transmission line. After analyses were conducted to estimate the additional loss of a delayed path, which is necessary for preparation of a power delay profile, a power delay path profile was modeled. Moreover, analyses were conducted of noise characteristics in a power transmission line, which is important for the determination of an error correcting scheme. Next, the application of channel equalization technique by minimum mean square error - time domain equalization (MMSE-TDE) and minimum mean square error - frequency domain equalization (MMSE-FDE) in a power transmission line with channels of the long delay path and severe frequency-selectivity was studied using the prepared power delay profile. Therefore, based on previously described results, this thesis established an application technology to implement a high-speed digital power line carrier system through a power transmission line using broadband transmission. This thesis is organized as described below.

Chapter 2, from real field experiment and theoretical analyses, describes the derivation of a propagation loss – distance relation estimation equation, a simulation model of a power delay profile, and a model formula representing statistical properties of power transmission line noise. These are necessary for developing a digital power line carrier system through a power transmission line using broadband transmission. The chapter revealed fundamental transmission characteristics of the power transmission line that is crucially important for examination of the equalization scheme and error correction scheme to be applied to a digital power line carrier system for power transmission lines. Particularly, this thesis clarified for the first time that a delay path presences both by in-phase (phase of transmission) propagation and out-phase (phase different from the transmission line) propagation for power transmission lines. Consideration of these two propagation characteristics is extremely important when modeling the power delay path profile. Furthermore, this thesis clarified that the loss attributable to reflection at the electric station impedance of the delayed path is 0 dB.

Chapter 3 presents studies of an equalization scheme that implements high-speed digital transmission at a transmission rate of 192 kbps with a bandwidth of 50 kHz through a power transmission line channels having the presence of long delay paths and severe frequency-selectivity. First, descriptions of reasons are given for the application of adaptive weight control in the least mean square (LMS) algorithm using a transversal filter to a digital power line carrier system for power transmission lines, as for MMSE-TDE application for the wireless technology. Next, complex delay profiles were prepared as models 1 and 2 of the power transmission line based on the power delay profile model prepared in

Chapter 2. Then, an MMSE value was derived using Wiener–Hopf method with the prepared complex delay profiles. The mean square error (MSE) and bit error ratio (BER) characteristics of the LMS algorithm in a computer simulation and a real field were analyzed. Results show that MMSE-TDE is effective for implementing high-speed digital transmission through a power transmission line with 50 kHz bandwidth using 64 Quadrature Amplitude Modulation (QAM).

Chapter 4 presents discussion of single-carrier (SC) block transmission using MMSE-FDE that implements advanced high-speed transmission using bandwidth of 300 kHz through a power transmission line channels having the presence of long delay path and severe frequency-selectivity, i.e., high-speed digital transmission at a rate of 1.26 Mbps (effective transmission rate of 1.112 Mbps). First, the principle and operation of the MMSE-FDE method using training sequence inserted single-carrier (TS-SC) block transmission are described. Then the training sequence (TS) symbol length and data symbol sequence length suitable for the power transmission line was proposed. Subsequently, property evaluation was conducted by computer simulation for the normalization mean square error (NMSE) performance of channel estimation, the MSE performance after equalization, and a BER performance. The optimum value of the forgetting factor of the first-order infinite impulse response (IIR) filter used for the channel estimate and noise power estimate was proposed. Consequently, it was demonstrated that the TS-SC transmission scheme using MMSE-FDE is effective for implementing a high-speed digital power line carrier system for power transmission lines.

As described above, this thesis established an equation to estimate a propagation loss-distance relation, a simulation model of a power delay profile, and a model formula representing the statistical properties of noise in a power transmission line, which is fundamentally important for examining broadband digital transmission through a power transmission line. Subsequently, these methods and results were used to establish a transmission technology that applies MMSE-TDE and MMSE-FDE to a digital power line carrier system for power transmission lines. The accomplishments described herein will greatly assist the sophistication of electric power operation facilities and the construction of a solid network that is robust against disasters, and which will contribute to the stable supply of electric power.

# 目次

<b>第1章 緒論</b>	1
1.1 研究の背景と目的	1
1.2 本論文の構成	4
<b>第2章 送電システムの広帯域伝送遅延プロファイルの構築</b>	8
2.1 送電線を用いた電力線搬送方式の基本伝送路構成	8
2.1.1 デジタル電力線搬送方式の構成例と対応する伝送路モデル	10
2.2 送電線の送受信間伝送損失の測定と伝搬損距離特性の推定式	13
2.2.1 送受信間伝搬損失の測定	13
2.2.2 伝搬損距離特性の推定式導出	14
2.2.3 伝搬損距離特性の推定式検証	17
2.3 電力遅延プロファイルのモデル化	19
2.3.1 遅延波の発生要因と経路	19
2.3.2 異相間結合減衰量の算出	22
2.3.2.1 測定法	23
2.3.2.2 測定結果と異相間結合減衰量の算出	24
2.3.3 付加損失を求めるためのインパルス応答試験と解析結果	25
2.3.3.1 測定法	25
2.3.3.2 インパルス応答試験の測定結果	27
2.3.3.3 測定結果を用いた付加損失の算出	30
2.3.4 電力遅延プロファイルのモデル化	34
2.4 雑音特性のモデル化	36
2.4.1 雑音の統計的性質の理論検討	36
2.4.2 雑音測定	38
2.4.3 実測結果と理論特性との検証	38
2.5 第2章のまとめ	40
<b>第3章 時間領域MMSE等化による送電線用デジタル電力線搬送方式の高速化</b>	41
3.1 LMSアルゴリズムを用いる時間領域MMSE等化器	43
3.1.1 基本原理と理論	43
3.2 電力遅延プロファイルのモデル化による数値解析と計算機シミュレーション	49

3.2.1	電力遅延プロファイルモデルと複素パスデータの作成	49
3.2.2	Wiener-Hopf 方程式による理論解析と LMS アルゴリズムによる計算機シミュレーション解析	51
3.2.2.1	時間領域 MMSE 等化器のタップ数対 MMSE 特性および MSE 特性	51
3.2.2.2	時間領域 MMSE 等化器のタップ数対過剰二乗誤差特性	53
3.2.3	ステップサイズパラメータ変化時の LMS アルゴリズムの MSE 特性	54
3.2.4	自己相関行列の条件数変化時における LMS アルゴリズムの MSE 特性	54
3.2.5	自己相関行列の条件数およびステップサイズパラメータ対 BER 特性	58
3.3	実フィールドでの時間領域 MMSE 等化器の MSE 特性	59
3.3.1	時間領域 MMSE 等化器の MSE 特性と条件数	59
3.4	第 3 章のまとめ	62

## 第 4 章 周波数領域 MMSE 等化による送電線用デジタル電力線搬送方式の高速化

4.1	MMSE-FDE を用いる TS-SC ブロック伝送	65
4.1.1	TS-SC 伝送の送信ブロック構成	65
4.1.2	受信信号の数式表現	66
4.1.3	DFT 信号の数式表現	68
4.1.4	TS によるチャネル推定と雑音電力推定および MMSE-FDE の原理	69
4.1.4.1	チャネル推定	70
4.1.4.2	雑音電力推定	70
4.1.4.3	周波数領域の補間	71
4.1.4.4	MMSE-FDE	71
4.1.5	計算機シミュレーションによる結果	72
4.1.5.1	チャネル推定特性	74
4.1.5.2	MSE 収束特性	75
4.1.5.3	BER 特性	78
4.3	第 4 章のまとめ	79

## 第 5 章 結論

付録 A	計算機シミュレーションに用いたチャネルのインパルス応答	83
A.1	MMSE-TDE の計算機シミュレーションに用いたインパルス応答	83
A.2	MMSE-FDE の計算機シミュレーションに用いたインパルス応答	84

謝辞	85
参考文献	86
発表論文等	89





# 第 1 章

## 緒 論

### 1. 1 研究の背景と目的

電気事業者が保有する電力保安通信設備は、無人発・変電所や送電系統など電力設備の安定運用のため法的に施設することが義務付けられている。この通信設備は、全ての電気所間に電力保安通信網として隈なく構築され、電気所内の各種電力設備など全ての運転情報を、遠隔で監視制御を行う中央監視・制御センターへとリアルタイムに伝送されている。そして、これら情報を収集・集約することで安定した電力の供給と、電力系統の安定運用が行われている。

近年、電力保安通信網を構成する通信機器のデバイスは、アナログからデジタルへと移行をしている。また、ICT 化による電力システム全体の高度化や高信頼度化が推進され、電気所内設備が IP 機器へと移行し、電気所内が IP ネットワーク化へと変遷している。このことで、電気所の運転情報を伝送する通信システムは、アナログ方式から IP ネットワークとの親和性が得られるデジタル方式へと移行をしている。特に基幹通信回線においてはデジタルマイクロ波設備や光設備による IP ネットワーク化が急激に展開されており、今後は基幹の電気所の他に、小規模発・変電所となる末端系電気所へも IP ネットワーク化が逐次展開されることになっている。

しかし、末端系電気所となる小規模発・変電所への IP ネットワークの構築に、デジタルマイクロ波設備や光設備を適用した場合、多くの設備投資費用が必要となりコスト面で課題が生じる。このことから、末端系電気所への伝送装置として現在運用されている、高圧送電線路 (33~154kV) を伝送路とする電力線搬送装置について、音声帯域のアナログ方式から広帯域のデジタル方式に移行して、安価な IP ネットワークを実現することが期待されている。この電力線搬送装置は、昭和 20 年代から、現在まで運用されている歴史のある伝送方式である[1]。電気事業者にとって小規模発変電所となる末端系電気所への通信回線を容易に、なおかつ安価に構築できる唯一の伝送方式になっている。送電線用電力線搬送方式は図 1.1 に示すように、送電線の 3 相の中の 1 相と高周波的に結合させて送電線路に高周波回路を構成して通信するもので、その伝送距離は最大で約 80km の長距離におよぶ。地震や水害など自然災害時における信頼度が非常に高く、メタルケーブルなど有線による施設が困難な山間地などへも容易に通信回線を構成できることが大きな特徴である。このため電気事業者では、電力線搬送方式へのニーズは、今後とも高い位置を占める

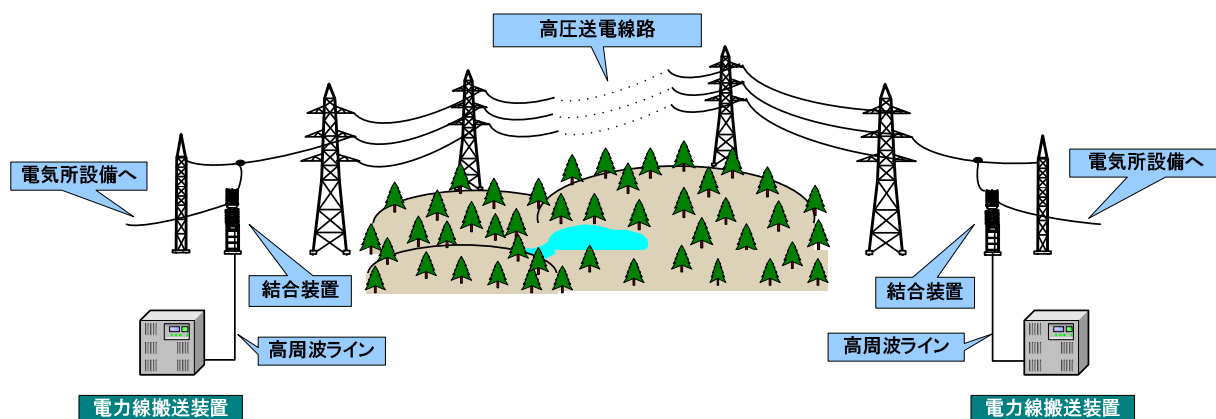


図 1.1 送電線用電力線搬送方式の構成例

ものと考えられている。

以上のことから、電力線搬送方式を音声帯域のアナログ方式から広帯域のデジタル方式へ移行することは、小規模電気所へ信頼度の高い IP ネットワークを構築する上で必要不可欠なことであり、広帯域伝送によるデジタル電力線搬送 (DPLC: Digital Power Line Carrier) 方式の実現は電気事業者にとって非常に重要な課題となる。つまり、現在運用されているアナログ方式の電力線搬送では、SSB (Single Side Band) のアナログ変調で、電話回線やアナログモデム信号 (9600bps) など音声帯域 (0.3~3.4kHz) の信号を、数チャンネル程度の情報量でしか伝送ができないからである。

しかし、このような課題があるものの、送電線での DPLC 方式については、これまで装置の開発には至っておらず、実用化はなされていない。当然のことながら送電線の伝送特性や通信方式の解析についても搬送周波数や音声帯域幅での報告[2-8]がおもであり、送電線用電力線搬送方式で使用されている搬送周波数帯 (50kHz~450kHz) で、広帯域によるデジタル伝送の検討結果について報告は見受けられない。特にデジタル伝送を検討する上で必須となる、チャンネルモデル化による電力遅延プロファイルや、その遅延波により生じる符号間干渉の伝送品質劣化に対し、品質を補償する等化方式についての報告は見受けられない。一方、近年では建物内で用いる電灯線 DPLC 方式の開発進展に伴い、宅内電灯線の伝送特性について報告[9-10]がなされているものの、送電線 DPLC 方式とでは伝送路環境や装置仕様は異なっている。

高圧送電線路と宅内の電灯線路の伝送路環境は表 1.1-1 に示すように、伝送損失や反射波の遅延時間などは異なる特性になっている。送電線 DPLC 方式の場合、送電線の分岐数は送電システムの安定運用のため、殆どが 3 分岐以下に抑えられている。このことで分岐による分配損失は小さく、そして送電線の導体抵抗は小さい値 (約  $0.2\Omega/\text{km}$ ) であることから伝送路は低損失となっている。このことで、分岐点などのインピーダンス不整合個所で生じ

る反射波は、減衰を受けずに伝搬するため長遅延な特性となる。一方、電灯線 DPLC 方式をマンションなど集合住宅への情報伝送装置として適用した場合、各階に供給している電灯線から、その階の戸数に応じた電灯線の分岐となり、電灯線 DPLC の伝送路は十数個所の分岐構成となる。このため、分岐数に応じた分配損失が加わることで伝送損失は大きくなり、これら分岐点からの反射波が生じるためチャンネルは強い周波数選択性を示す。ただし、反射波は伝送路が高損失であることで伝搬距離は短くなるので、遅延時間は短い特性となる。

次に、両方式に要求される装置仕様は、表 1.1-2 に示すように補償伝送速度や伝送遅延

表 1.1-1 伝送路環境の比較

	送電線 DPLC	電灯線 DPLC-A	電灯線 DPLC-B
伝送損失	低損失(0.2dB/km 程度)	高損失(数 dB/m 程度)	高損失(数 dB/m 程度)
最大伝送距離	80km 程度	200m 程度	2km 程度
周波数選択性	弱い*1, 強い*2	強い*3	強い*3
反射波遅延時間	長遅延(最大 300 $\mu$ s)	短い遅延(数 $\mu$ s)	短い遅延(数 $\mu$ s)
雑音特性	コロナ雑音 インパルス雑音 開閉サージ雑音	熱雑音 インパルス雑音	熱雑音 家電機器雑音
伝送路分岐数	少(3 分岐以下)	多(十数分岐)	多(十数分岐)

\*1 送電線分岐に高周波遮断用ライントラップ(LT)の設置あり

\*2 送電線分岐に高周波遮断用ライントラップ(LT)の設置なし

\*3 電灯線分岐に高周波遮断用ライントラップ(LT)の設置なし

表 1.1-2 要求される装置仕様の比較

	送電線 DPLC	電灯線 DPLC-A	電灯線 DPLC-B
搬送波周波数帯	150kHz~450kHz	2MHz~28MHz	10kHz~450kHz
変調方式	SC 伝送 64QAM	OFDM	OFDM
最大伝送速度	192kbps*4 1.26Mbps*5	240Mbps	300kbps
補償伝送速度	最大	可変許容	可変許容
送受信装置間伝送遅延時間	規定(100ms)	規定なし	規定なし
送受信装置ネゴシエーション時間	規定(500ms 以内)	規定なし	規定なし
ネットワーク形態	ポイントツウポイント	マルチホップ	マルチホップ

\*4 伝送帯域幅 50kHz/CH \*5 伝送帯域幅 300kHz/CH

時間などが異なっている。これは、電力保安通信設備においては電力供給を安定的に運用するために、無人電気所の運転情報は中央監視・制御センターまでリアルタイムに伝達することが求められ、情報が伝達するまでの遅延時間(約 1s 以下)が規定されている。このため、送電線 DPLC などの情報伝送装置には補償伝送速度や送受信間伝送遅延時間などが表 1.1-2 示すように厳格に規定されている。一方、電灯線 DPLC 方式の場合、ネットワーク形態はマルチホップによる中継伝送がおもであるため、リアルタイム性は求められないことで表 1.1-2 示すように、補償伝送速度や伝送遅延時間などは厳格に規定されていない。

このことから本論文は、高圧送電線路の伝送路環境と、要求される装置仕様に適用する広帯域伝送の送電線用 DPLC 方式を実現することを目的に、無線技術で適用されている電力遅延プロファイルのモデル化[11]や等化方式[12]を、送電線用 DPLC 方式へ適用する技術として確立するために、一連の研究成果を「送電線を用いるデジタル搬送方式に関する研究」として取りまとめたものである。

## 1.2 本論文の構成

送電線用電力線搬送方式で使用されている搬送周波数帯 50kHz~450kHz のうちデジタル伝送で使用できる搬送周波数帯は、長波ラジオ等からの干渉や雑音を避けるため 150kHz~450kHz となり、帯域幅はわずか 300kHz である。電力線搬送方式がデジタル化へ完全移行するまでの期間は、既存アナログ電力線搬送装置とデジタル電力線搬送装置とは、このような帯域内で共存することになる。このため、デジタル電力線搬送方式のチャンネル配置は、両システム間の干渉を避けるために既存アナログ電力線搬送方式の 1 システムで使用している伝送帯域幅 50kHz を基準としたチャンネル配置とすることが求められる。このような 50kHz 幅程度の狭い帯域幅で 200kbps 程度の高速伝送を実現するには、シングルキャリアによる 64QAM (Quadrature Amplitude Modulation) といった多値変調方式と、時間領域等化 (MMSE-TDE: Minimum Mean Square Error Time Domain Equalization)方式を用いることが最も実用的な方法と考えられる。さらに電気事業者では近年、電力システム高度化のため ICT 化が推進されている。これに伴い情報量の増加が予想される末端系の電気所では、1Mbps 以上の高速伝送を実現することが今後求められてくる。従って、前述した送電線用デジタル電力線搬送の伝送帯域幅を 50kHz から 300kHz へと拡大することが必要になる。そこで本論文では、さらなる高速化となるデジタル電力線搬送装置の実現に向けて、64QAM によるシングルキャリア周波数領域等化 (SC-FDE: Single Carrier Frequency-Domain Equalization) 方式の検討を行う。

本論文の構成と、各章との相関を図 1.2 に示す。第 2 章では、送電線路を用いて広帯域でデジタル伝送を行う時のチャンネルモデル化を行う。初めに伝送帯域幅 48kHz の 64QAM を用いて伝送する実験治具を用い、送電線路の送受信間伝送損失特性を明らかに

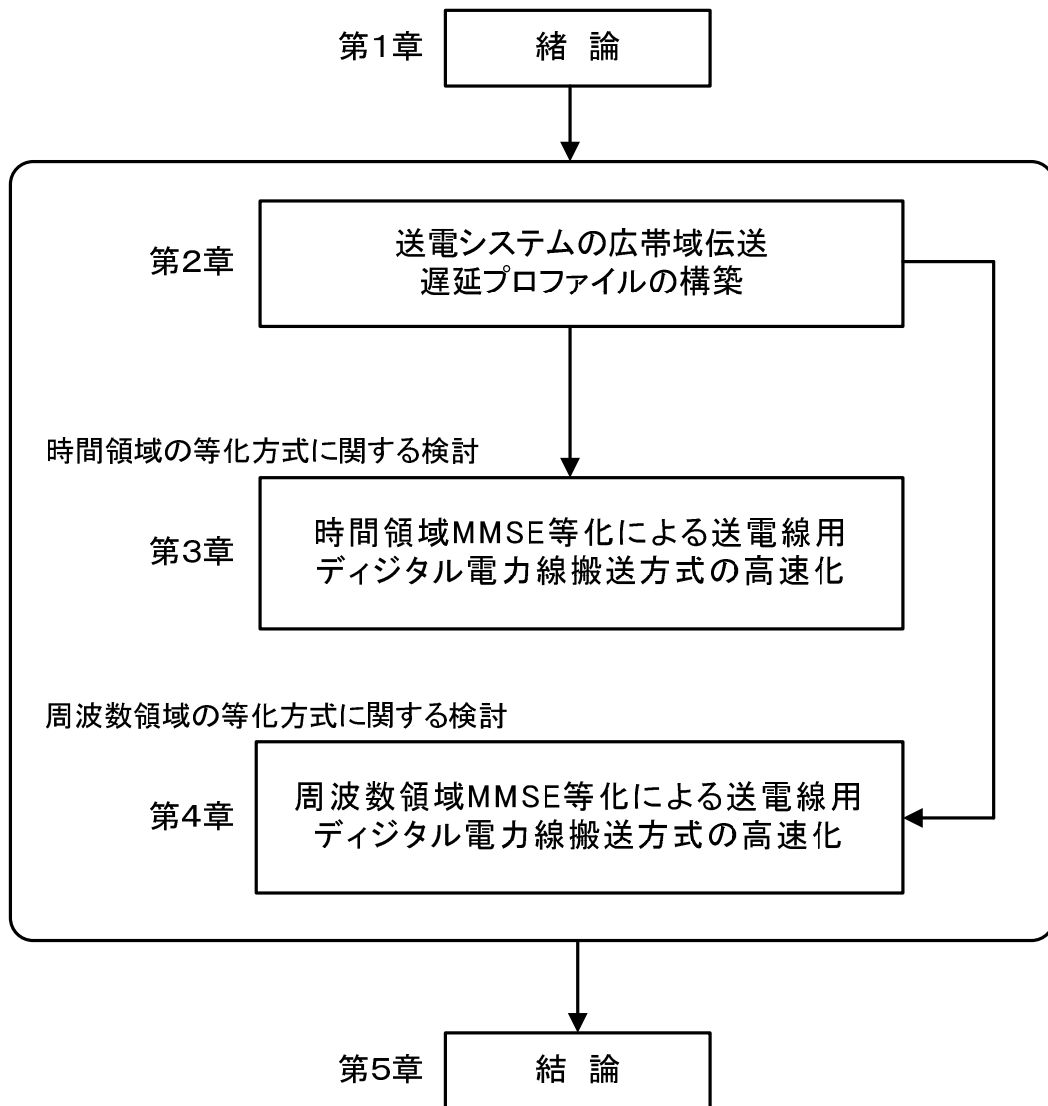


図 1.2 本論文の構成と各章との相関関係

するとともに、得られた実験結果を用いた重回帰分析により広帯域伝送時の伝搬損距離特性の推定式を明らかにする。次いで、送電線路の分岐個所や伝送装置終端個所など、さまざまな個所で反射し伝搬する遅延波の発生要因のモデルを示す。そして、インパルス応答試験により、モデルにもとづいた遅延波の伝搬経路の推定と、伝搬経路で生じる付加損失の推定値を導出し、送電線路の電力遅延プロファイルを明らかにする。特に、伝送線の相（3相の内の1相）と残線（伝送線とは異なる相）の相との異相間結合により、残線を伝搬する遅延波の存在を明らかにする。さらに、送電線用デジタル電力線搬送方式に適用す

る誤り訂正方式を決定する際、大きな要因となる送電線路で発生する雑音特性について、理論検討と実験による雑音測定結果との比較により明らかにし、高圧送電線路で生じるコロナ雑音[19]に起因するガウス性雑音と、インパルス雑音が重畳した雑音モデルであることを雑音の統計的性質から明らかにする。

第3章では、64QAM 変調 (32ksymbol/s) を用いる 50kHz 帯域幅シングルキャリア伝送を対象に、長遅延で強い周波数選択性を持つ送電線路で、符号間干渉による伝送品質劣化を補償できる等化方式として、MMSE-TDE 方式が有用な技術になることを明らかにする。

初めに送電線路デジタル電力線搬送方式の等化として、トランスバーサルフィルタと適応重み制御に用いるアルゴリズムとして LMS (Least Mean Square) を適用した事由、および基本原理について説明する。次いで、第2章で示した電力遅延プロファイルモデルを用いて、Wiener-Hopf 方程式を用いた理論解析を行って等化器の最適タップ数を明らかにする。そして、MMSE-TDE の等化器出力信号と希望応答信号との MSE (Mean Square Error) を示し、所要の BER (Bit Error Rate) 特性が得られる MSE 値になることを明らかにする。さらに、デジタル電力線搬送方式の MMSE-TDE に用いる LMS アルゴリズムのステップサイズパラメータの最適値や、その時に得られる BER 特性を計算機シミュレーションにより示し、所要の BER で伝送速度 192kbps の伝送が可能であることを明らかにする。そして、長遅延で強い周波数選択性を示す実フィールドで MSE の収束特性試験を行い、MMSE-TDE 方式が実送電線路でも十分に実用性が得られていることを示し、送電線路で高速デジタル伝送を実現するには有用な技術であることを明らかにする。

ところで、電力システム全体の ICT 化の推進に伴い 1Mbps 以上のさらなる高速伝送を実現するデジタル電力線搬送方式の実現が求められている。デジタル電力線搬送装置が設置される個所は、1.1 節で述べたように山間地などの末端電気所への適用がおもであり、冬期間の保守性を考慮する必要がある。このため、経年劣化による故障要因が大きい回転部品は採用しないことが装置仕様で規定されているため、送信アンプの冷却は強制空冷ファンを用いない自然空冷方式とすることを求められる。シングルキャリア信号波形は PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) が低く、強制空冷方式を必要としないピーク電力の低い送信アンプを用いることができることから、高速デジタル電力線搬送方式にはシングルキャリア伝送の適用が前提になる。以上のことから、さらなる高速デジタル伝送を実現するには、シングルキャリア伝送を用いる送電線路デジタル電力線搬送方式に適応した強力な等化技術の研究開発が必要になる。このため、本論文では受信したシングルキャリア信号を DFT (Discrete Fourier Transform) を用いて周波数領域信号に変換した後に周波数点ごとにタップ係数制御を行うシングルキャリア周波数領域等化 (SC-FDE: Single Carrier-Frequency Domain Equalization) について検討を行う。

そこで第4章では、サイクリックプリフィックス (CP: Cyclic Prefix) の代わりに既知トレーニング系列 (TS: Training Sequence) を送信ブロックの前後に配置する TS-SC 伝送を

対象に、周波数領域 MMSE 等化 (MMSE-FDE: Minimum Mean Square Error-FDE)をデジタル電力線搬送方式へ適用した場合に、求められている実効伝送速度 1.1Mbps 以上の実現性について検討する。まず、MMSE-FDE の原理と動作について述べ、長遅延で強い周波数選択性を有する送電線路に適用する TS のシンボル系列長を明らかにする。次いで、提案した TS のシンボル長を用いた場合に、データシンボル系列が 1.1Mbps 以上の実効伝送速度を確保する送信シンボル系列長を示し、これらシンボル系列長での等化重み係数算出に必要なチャンネルの推定特性や MSE 特性を明らかにする。また、チャンネル推定値に含まれる雑音電力の低減と、雑音電力推定値の時間平均化に用いる忘却係数の適切値を明らかにし、MMSE-FDE を用いる TS-SC 伝送を適用すれば、長遅延で強い周波数選択性を有する送電線路でも所要の BER で伝送速度 1.1Mbps 以上の伝送が可能であることを示し、送電線路でさらなる高速デジタル伝送を実現するには有用な技術であることを明らかにする。

最後に、第 5 章で本論文のまとめを行う。

## 第 2 章

### 送電システムの広帯域伝送遅延プロファイルの構築

本章では、まず送電線を用いた電力線搬送方式を理解するため、伝送路の基本回路構成について説明し、デジタル電力線搬送方式における幾つかの伝送路の構成例を説明する。そして伝送路構成例に対応した伝送路モデルについて回路構成を述べる。次に、送電線用デジタル電力線搬送方式を検討するにあたり、広帯域によるデジタル伝送時の伝搬損失の把握が必要となる。このため、実送電線路で広帯域伝送による送受信間伝送損失の測定を行う。測定したデータを用いた重回帰分析による解析を行い、広帯域伝送時の伝搬損失距離特性の推定式を提案する。次に、等化方式などの設計に必要な電力遅延プロファイルモデルを示す。そのため、送電線路内で生じる遅延波の反射経路のモデルを設定し、電力遅延プロファイルの把握に必要な実送電線路での周波数応答特性およびインパルス応答特性の測定を行う。測定結果から、仮定したモデルでの遅延波の伝搬経路の推定と、推定付加損失（反射波の損失、動作減衰量、異相間結合減衰量）について解析を行い、遅延波の付加損失推定値を明らかにする。そして、推定された伝搬損失値と付加損失値から、送電線路での電力遅延プロファイルモデルを作成できることを示す。最後に、送電線用デジタル電力線搬送方式に適用する誤り訂正方式を決定する要因として必要な、高圧送電線路で発生する雑音特性について解析する。高圧送電線路で生じる雑音は、コロナ雑音[20]に起因するガウス性雑音と、インパルス雑音が重畳した特性になることを、統計的性質を表すモデル式によって明らかにする。そして実験結果との比較によりモデル式の有用性を示す。

#### 2.1 送電線を用いた電力線搬送方式の基本伝送路構成

高圧送電線路（33kV～154kV）を用いた電力線搬送の伝送回路方式は、図 2.1 に示すよう送電線の 1 相を伝送路とし、大地を帰路とする 1 線大地間結合伝送方式がおもに用いられている。送電線側には低インピーダンスとなっている電気所構内設備（50Ω 以下）からの影響を低減するためと、電気所への高周波の流入を阻止するために、商用周波数（50Hz）には低インピーダンスで、電力線搬送の搬送周波数帯（50kHz～450kHz）には高インピーダンス（1200Ω）となるライントラップが（LT）が直列に接続される。一方、商用周波数は開閉器（CB）へ接続され、電気所の共通高圧電線回路となる母線（BUS）へと接続される。その送電線路には高周波での結合と高電圧からの絶縁を図るため、絶縁油方式によるカップリング



キャパシタ(CC)が接続される。カップリングキャパシタの出力には、電力線搬送の伝送周波数帯域を通過させる耐電圧 (AC 6kV)が得られたリツ線の絶縁トランスと、コンデンサーとによる LC 回路で構成されたカップリングフィルタが接続される。そして、同軸ケーブル (75Ω)と接続するためのインピーダンス整合 (500Ω : 75Ω)を施した後に、同軸ケーブルを介してデジタル電力線搬送装置に接続される。よって、図 2.1 に示すような構成で、送電線路に高周波の伝送回路が形成される。

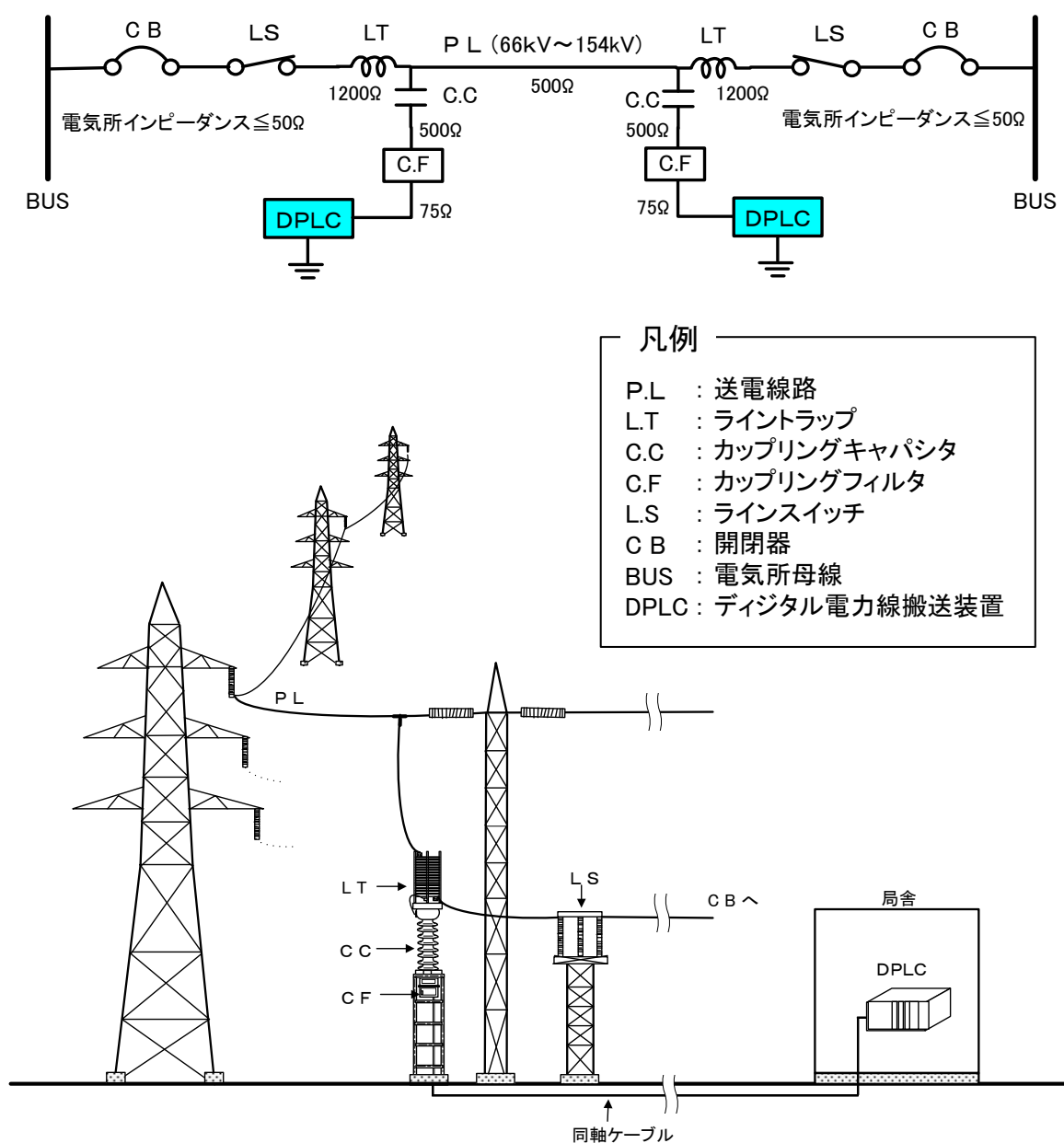


図 2.1 送電線用電力線搬送方式の伝送回路と高周波機器の構成

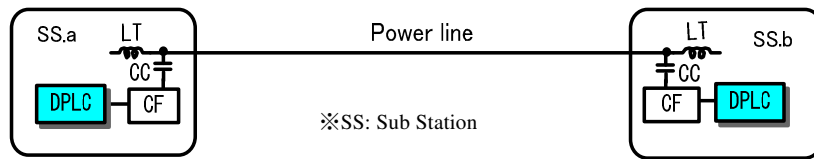
## 2.1.1 デジタル電力線搬送方式の構成例と対応する伝送路モデル

送電線路に高周波回路が形成され、各電気所へデジタル電力線搬送装置が配置される幾つかの構成例を示す。基本構成として図 2.1.1-1(a)に示すように、送電線が電気所間を直接連携されている送電線路への構成となる。次に図 2.1.1-1 (b)に示すように、送電線に分岐送電線が 1 個所もしくは 2 個所存在し、その分岐鉄塔には反射波を抑制するライントラップが設置されている送電線路への構成である。また図 2.1.1-1 (c)に示すように、同一相を用いて 3 個所の電気所とで通信路を構成する事例もあり、この場合はライントラップによる通過損失の影響を避けるため、分岐個所にはライントラップを設置しない構成となる。この場合も分岐送電線が 1 個所もしくは 2 個所存在する系統となるが、伝送路を構成しない送電線に分岐送電線には必ずライントラップが設置される。さらに、分岐送電鉄塔にライントラップを設置するだけの強度や構造を持ち合わせていない場合は、図 2.1.1-1 (d)に示すように隣接した電気所構内にライントラップを設置して構成される。この場合も、分岐送電線が 1 個所もしくは 2 個所存在する系統となり、伝送回線を構成しない送電線に分岐送電線、もしくは分岐先の電気所には必ずライントラップが設置される。以上のように、送電線路の設備状況に応じたさまざまな構成事例が存在する。

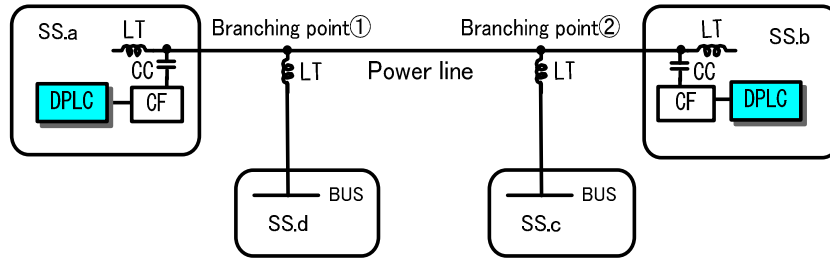
そこで、図 2.1.1-1(a)と(b)について伝送路モデルに対応した回路構成で示すと、図 2.1.1-2(a)のモデル 1 を用いて表すことができる。たとえば、図 2.1.1-2 (a)で SW1 と SW2 がオフの状態が図 2.1.1-1 (a)の送電線路に分岐送電線が無いモデルとして説明できる。また、SW1 もしくは SW2 の何方かがオンの状態が、図 2.1.1-1 (b)で送電線路に 1 分岐が存在するモデルとして説明でき、さらに SW1 と SW2 ともオンの状態が、送電線路に 2 分岐が存在するモデルとして説明ができる。

図 2.1.1-1 (c)と(d)について伝送路モデルに対応した回路構成で示すと、図 2.1.1-2 (b)のモデル 2 を用いて表すことができる。たとえば、図 2.1.1-2 (b)の SW1 がオンの状態が図 2.1.1-1 (c)で送電路に 1 分岐だけ存在し、その分岐には LT が無いモデルとして説明できる。また、SW1 と SW2 ともオンの状態が送電線路に 2 分岐が存在し、LT が有る分岐と無い分岐が混在するモデルとして説明ができる。さらに、SW1 と SW2 ともオフの状態が、図 2.1.1-1 (d)となり送電路に 1 分岐だけが存在し、その分岐には LT が無いモデルとして説明できる。また、SW2 だけオンの状態が送電線路に 2 分岐が存在し、LT が有る分岐と無い分岐が混在するモデルとして説明ができる。

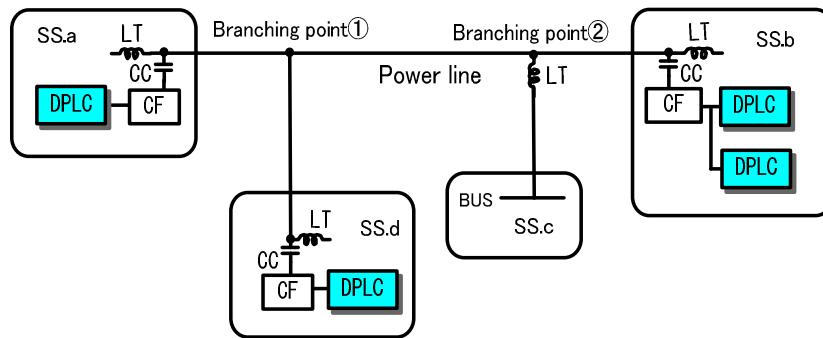
そこで伝搬損失測定の実験に用いる実送電線は、図 2.1.1-3 に示す送電鉄塔構造に伝送線が添架実装されており、図 2.1.1-2(a)のモデル 1 を対象として SW1 と SW2 がオフとなる分岐の送電線が無い送電線路、SW1 もしくは SW2 の何方かがオンとなる 1 分岐の送電線路、および SW1 と SW2 ともオンの 2 分岐の送電線路を用いて、それぞれの伝送路形態に応じた送受信間の伝送損失の測定を行う。なお、遅延波の伝搬経路と付加損失を推定するため



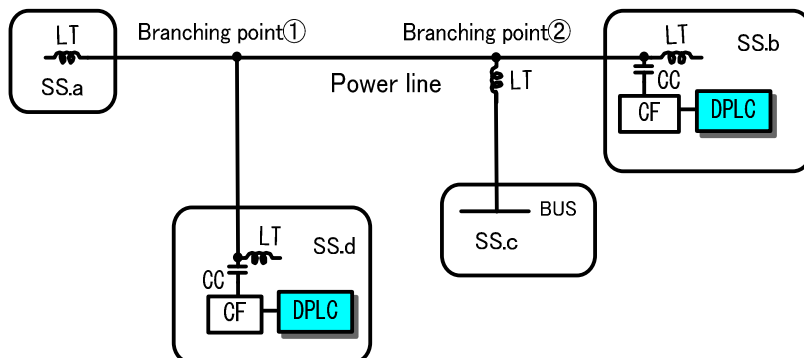
(a) 送電線が電気所間を直接連携されている送電線路での構成例



(b) 送電線の分岐個所にライントラップが設置されている送電線路での構成例

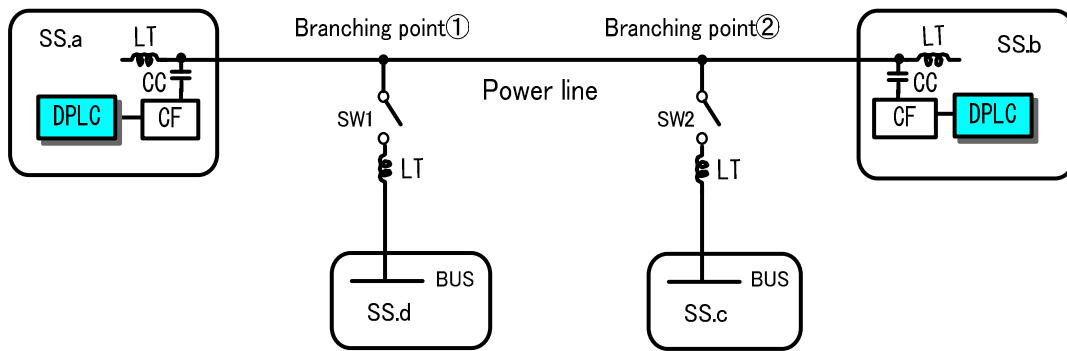


(c) 3カ所の電気所とで通信路を形成する送電線路での構成例

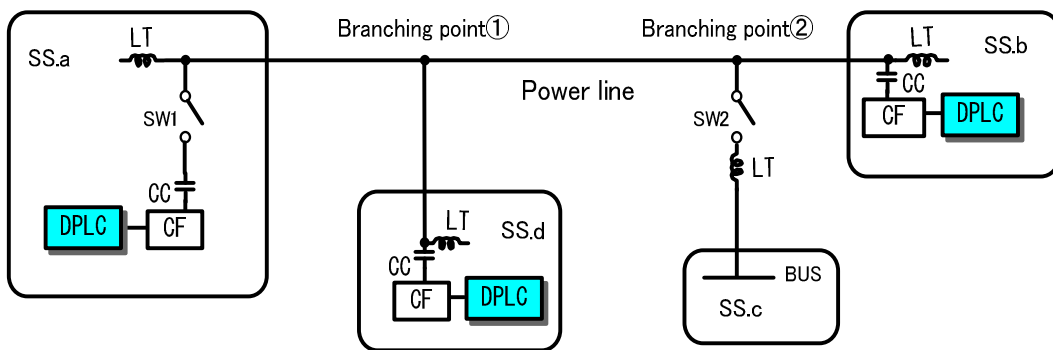


(d) 送電線の分岐鉄塔にライントラップが設置できない送電線路での構成例

図 2.1.1-1 送電線線路の構成と送電線用デジタル電力線搬送装置の構成例



(a) モデル 1



(b) モデル 2

図 2.1.1-2 送電線でのデジタル電力線搬送装置の構成に対応した伝送路モデル

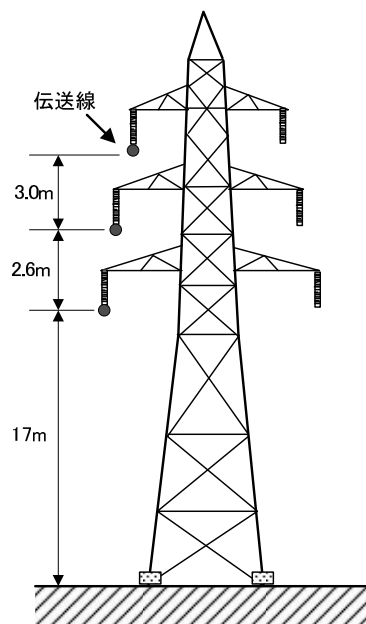


図 2.1.1-3 送電鉄塔に添架実装された伝送線の例

にインパルス応答試験を行う実送電線路は、図 2.1.1-2(a)のモデル 1 の SW1 と SW2 ともオンの 2 分岐の送電線路，ならびに図 2.1.1-2(b)のモデル 2 において，SW1 がオフで SW2 がオンの 2 分岐の送電線路となる 2 つのモデルを用いる。このことで電力遅延プロファイルを作成するために必要となる推定付加損失の全ての要素を把握できることから，インパルス応答試験は，ほぼ同様の形態となる 2 つの実送電線路を用いて行う。

## 2.2 送電線の送受信間伝送損失の測定と伝搬損距離特性の推定式

ここでは，広帯域によるデジタル伝送を考慮した送電線路の伝搬損距離特性について明らかにする。これまで実送電線路における高周波帯域の周波数応答特性や伝搬損失については，いくつかの実験結果が報告[2,3,6,7,8]されている。また，長距離送電線で搬送波による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[8]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広帯域のデジタル伝送を考慮して導かれたものではなく，搬送波や音声帯域幅（3.1kHz）など狭帯域伝送の環境下で実験が行われたものである。このため，デジタル伝送に適用するためには，ある帯域幅を用いた伝送実験で送受信間における伝搬損失を把握し，伝搬損距離特性の推定式を導くことが必要と考える。特に，この伝搬損失を推定することは，受信電力を推定することが可能となること以外にも，送電線路内で反射する遅延波の電力量を推定するパラメータとしても適用されたため，第 3 章以降で検討する等化方式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。

本節では伝送実験にあたり，電力線搬送装置と送電線路との結合方式が，もっとも一般的な 1 線大地間結合伝送方式であり，送電線の線種がアルミ撚り線 ACSR120mm<sup>2</sup>～160mm<sup>2</sup>となる線路で，図 2.1.1-2(a)に示すモデル 1 が適用される伝送路を実験対象とした。また，伝送実験帯域幅については，送電線用デジタル電力線搬送方式で使用できる周波数帯域幅（150kHz～450kHz）内で複数のチャンネルで配置をした場合，伝送速度 200kbps 程度のデジタル伝送を実現するには，変調方式は周波数利用効率の高い 64QAM の適用がもっとも実用的な方法になると考える。よって，使用する伝送帯域幅は第 1 章でも述べたように，既存アナログ電力線搬送方式との共存性を考慮し 50kHz に規定して伝搬損距離特性の推定式を導くこととする。

### 2.2.1 送受信間伝送損失の測定

伝搬損距離特性の推定式を導出するに当たり，実運用をしている電力線搬送用伝送路を対象として分岐の無い送電線路 3 系統，ライントラップにより 1 分岐となっている送電線路 2 系統，ライントラップにより 2 分岐となっている送電線路 5 系統の計 10 系統で伝搬損失の測定を行った。

表 2.2.1 伝搬損失の測定諸元

Carrier frequency	175kHz,275kHz,325kHz,375kHz,425kHz
Tx power	+10dBm/48kHz
Modulation	64QAM (32ksymbols/s)
Tx filter	Root nyquist filter ( $\alpha=0.5$ )
Receiver	Spectrum analyzer (Bandwidth=50kHz)

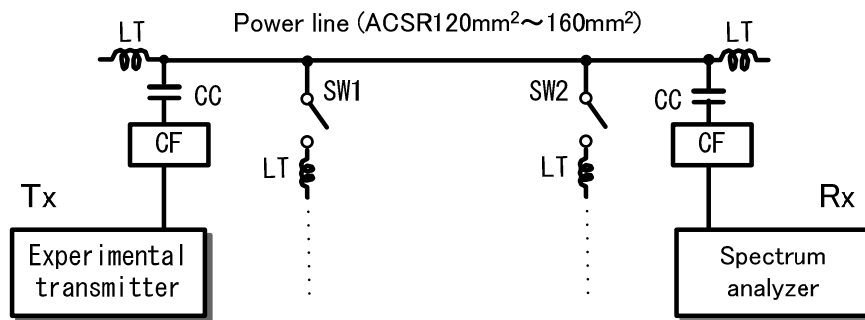


図 2.2.1 伝搬損失測定 of 伝送路と測定機器構成

伝搬損失測定 of 諸元を表 2.2.1 に、測定系 of 機器構成を図 2.2.1 に示す。使用した搬送周波数は 175kHz~425kHz 間 of 5 波 (175, 275, 325, 375, 425 kHz) で、伝送速度 192kbps の PN 符号によりシンボルレート 32ksymbol/s の 64QAM で変調を行った。送信ルートナイキストフィルタ of ロールオフ係数を 0.5 で帯域制限をし、送信電力+10dBm/48kHz で伝送した。受信装置として用いるスペクトラムアナライザは測定する受信帯域幅 of 窓を 50kHz に設定し、その帯域幅内で受信された全電力量 of 時間平均値と、平均送信電力との相対値から送受信間 of 伝搬損失値を算出している。

## 2.2.2 伝搬損失距離特性 of 推定式導出

表 2.2.2-1 に送受信間 of 伝搬損失値を測定した全送電線路 of 諸元と測定結果を示す。測定結果に示されているように、測定周波数は長波帯であることから、同一送電線路での各測定周波数帯による伝搬損失値は、最大でも 1.6dB 程度 of 小さな偏差値となり、各周波数帯

表 2. 2. 2-1 送受信間伝送損失を測定した送電線路の諸元と測定結果

	Distance	Branching point	Carrier frequency	Propagation loss
①	16.3km	2 branches	275kHz 325kHz	9.0dB 9.0dB
②	28.5km	1 branch	275Khz 325kHz 375kHz 425kHz	10.2 dB 11.8 dB 11.5 dB 11.2 dB
③	5.2km	no branch	175kHz	5.5dB
④	57.6km	2 branches	275kHz 375kHz	17.0 dB 18.6 dB
⑤	16.6km	2 branches	375kHz 425kHz	10.1dB 10.5dB
⑥	10km	no branch	175kHz	10.0dB
⑦	16.9km	2 branches	275kHz	13.5dB
⑧	21.5km	1 branch	325kHz 425kHz	12.5 dB 13.0 dB
⑨	29.3km	2 branches	375kHz	15.0dB
⑩	29.3km	no branch	325kHz	11.0dB

表 2. 2. 2-2 重回帰分析の評価

Item	Value
Variance ratio	$F=7.8$
Standard regression coefficient	$b_1=0.73$ $b_2=0.21$ $b_3=0.37$
Decision coefficient	$R^2=0.8$
Standard error	1.88dB

で大きな差異は生じていないことが分かる。このことから、伝搬損距離特性の推定式は周波数をパラメータとして用いずに伝搬損距離特性を求められる簡易な式とするため、搬送周波数はパラメータとしては導入していない。

これまでの報告においては、送電線路の伝搬損失となる搬送波周波数での減衰量は、送電線こう長のみを用いた直線回帰で示されている[8]。そこで、送電線路の伝搬損距離特性の導出にあたっては、送電線こう長のパラメータに加え、送電線路の形態に応じて精度よく推定できるよう、新たに分岐個所での付加損失のパラメータを付加し、次式に示すよう新たな推定式となる3変量のパラメータによる回帰式モデルで重回帰分析を行った。

$$L(D) = a + b_1D + b_2B_1 + b_3B_2 \text{ [dB]} \quad (1)$$

ここで、 $L(D)$ は目的変数となる伝搬損距離特性[dB]、 $a$ は定数項で、CC,CFなど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、 $D$ は伝搬距離となる送電線こう長[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ダミー変数[11]で、有=1、無=0となり、 $B_1, B_2$ は分岐数により次の値をとる。

$B_1$	$B_2$	
1	0	= 1分岐
0	1	= 2分岐
0	0	= 分岐なし

以上の3つのパラメータで(1)式重回帰モデルで分析を行った結果、送電線路の伝搬損距離特性の推定式は次式となる。

$$L(D) = 5.97 + 0.174D + 1.69B_1 + 2.41B_2 \text{ [dB]} \quad (2)$$

ここで、(2)式が適用できる周波数 $f$ の範囲は、実験で用いた $150\text{kHz} \leq f \leq 450\text{kHz}$ とする。

(2)式重回帰分析の評価を表2.2.2-2に示す。有意水準5%、データ数10、自由度(3,6)の場合、得られた回帰式の有意性の検定に用いるF分布のF値は、F分布数値表[13]より4.76が得られる。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、本回帰式は統計的に有意であると言える。また、送電線こう長 $D$ の標準回帰係数[13]は0.73と、伝搬損距離特性に最も影響を与えているパラメータとなる。送電線分岐系統の有無 $B_1, B_2$ も0.21, 0.37と、それぞれ伝搬損距離特性に影響を与えているパラメータであることも示されている。なお、標準回帰係数は-1~1の値をとり、絶対値が大きいほど伝搬損距離特性へ与える影響が大きいことを示す値になる。また、伝搬損距離特性の推定精度の優位性を表す決定係数 $R^2$ [13]は0.8(0~1の値をとり、1に近いほど推定式が目的変数を良く推定している)を示しており、標準誤差[13]は1.88dBと実測値との大きな誤差は示していないことから、本推定式は送電線路の伝搬損距離特性を良く推定していることが分かる。



### 2.2.3 伝搬損距離特性の推定式検証

2.2.2 節で作成した(2)式による伝搬損距離特性と実測値との比較を、送電線に分岐の無い系統とライントラップによる分岐がある系統の、それぞれの特徴を図 2.2.3 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ほぼ分布をしている。一方、分岐のある系統での実測値は回帰線からの分散が見うけられる。これは、分岐系統においては送電線路の分岐距離などの形態は多様となり、測定した各送電線路の特性インピーダンスは必ずしも同一値にならないためと推測され、その偏差が伝搬損距離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  $L_{ABn}$  は次式から求められる[8]。

$$L_{ABn} = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{Z_0}{2Z_{LT}} n \right| \quad [\text{dB}] \quad (3)$$

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。

電力線搬送方式で使用されている搬送周波数帯での送電線路の特性インピーダンス  $Z_0$  は  $500\Omega$  程度[5]であり、ライントラップ阻止帯域（電力線搬送方式での使用周波数帯域）での特性インピーダンス  $Z_{LT}$  は  $1200\Omega$  である。この値を(3)式に当てはめると 1 分岐で  $L_{AB1}=1.6\text{dB}$ 、2 分岐で  $L_{AB2}=3.0\text{dB}$  の付加損失が得られ、(2)式における 1 分岐の推定付加損失  $b_2=1.69\text{dB}$ 、2 分岐の推定付加損失  $b_3=2.41\text{dB}$  のパラメータと比較するとほぼ一致する値を示している。

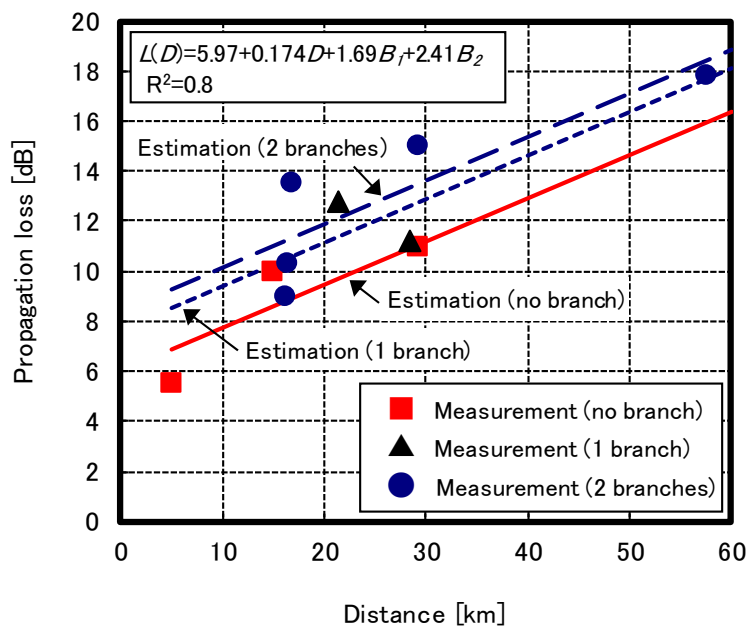


図 2.2.3 推定伝搬損距離特性と実測値との比較

さらに(2)式が示す  $B_1$   $B_2$  の統計量も 2.2.2 節で示したように 0.21,0.37 と、伝搬損距離特性へ影響を与えている値であることから本パラメータ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の伝搬損失は  $b_1=0.174\text{dB/km}$  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搬送波による測定値[1, 6, 7], 0.1~0.19dB と比較した場合、比較的一致している結果となっている。このことから、帯域幅 48kHz によるデジタル伝送においても同様な特性となることが示されたため、得られた伝搬損距離特性の推定式は帯域幅を考慮しなくても送電線路の伝搬損距離特性を充分推定できるものとする。さらに、(2)式の定数項である送電線と高周波結合による送受信の動作減衰量  $a=5.97\text{dB}$  の値が示されている。この動作減衰量は、これまで搬送波などで行われた実験結果からは 2~9dB 程度となる報告[8]がなされている。今回得られた動作減衰量 5.97dB は、これまで行われた測定値の範囲内に分布され平均的な値であることから、定数項として十分適用できる値であるとする。

ところで、(2)式で得られた伝搬損失の  $b_1=0.174\text{dB/km}$  は、導体損失  $\alpha_c$ 、誘電体損失  $\alpha_d$ 、および放射損失  $\alpha_r$  との和となる。ただし、デジタル電力線搬送方式で使用されている周波数帯域 (150kHz~450kHz) では  $\alpha_c > \alpha_d$  となり、 $\alpha_c$  が支配的となるため  $b_1$  は次式として表される。

$$b_1 = \alpha_c + \alpha_r \quad [\text{dB/km}] \quad (4)$$

ここで参考文献[14]においては、送電鉄塔に配置する電線導体を代表的な配置にし、大地の導電率 0.01S/m, 比誘電率 10, 周波数 328kHz とした場合の伝搬定数 (減衰定数, 位相定数) などを理論解析している。この解析で得られた減衰定数は、(4)式の導体損失  $\alpha_c$  となるので、送電線の実特性インピーダンス (500Ω) に最も近い特性インピーダンス (473Ω) であった文献[14]に示している減衰定数値を参考にすると、0.11dB/km が得られる。そこで、 $\alpha_c=0.11\text{dB/km}$  として(4)式に代入すると、放射損  $\alpha_r$  は 0.064dB/km の値が得られる。これにより、伝搬損失値に占める導体損失と放射損失を、それぞれの値で推定することが可能となるため、今後、漏洩電界などの解析が必要になった場合には有用な数値になるものとする。

以上のように、本章で提案した伝搬損距離特性の推定式は、簡易な式ながらも広帯域伝送時の伝搬損失を高精度に推定することが可能であるといえ、送電線路でデジタル伝送を行う際の新たな伝搬損距離特性の推定式として有用であるとする。

## 2.3 電力遅延プロファイルのモデル化

送電線路で、広帯域伝送によるデジタル電力線搬送装置を実用化するにあたっては、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、広帯域のデジタル伝送には必須となる等化方式[12]において、等化器の適応重み制御に用いるアルゴリズムの種類、補償する遅延時間と適応フィルタのタップ数、周波数領域や時間領域を用いた等化方式の適否、さらには対応できる変調方式や、それに応じた伝送速度による BER 特性の把握など、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は、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で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[15]が行われているものの、広帯域によるデジタル伝送を目的とした反射波の遅延特性についての実験・解析は、これまで報告は見うけられない。

本節では電力遅延プロファイルモデルを作成するにあたり、必要となる遅延波の付加損失（反射波の損失、動作減衰量、異相間結合減衰量）について、図 2.1.1-2 で示したモデル 1 を対象とする送電線分岐にライントラップが設置されている送電線路 2 系統、モデル 2 を対象とする送電線分岐 1 個所にライントラップが設置されていない送電線路 1 系統の実送電線路を用い、チャネルの周波数応答特性およびインパルス応答特性の実験結果を用いて解析する。そして、得られた推定付加損失と前節で得られた推定伝搬損失値を用いて、電力遅延プロファイルのモデル化が可能なことを明らかにする。

### 2.3.1 遅延波の発生要因と経路

遅延波の推定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～e および 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。これら経路による付加損失は図 2.1.1-2 (b)に示したモデル 2 を用いることで説明できるため、図 2.3.1-1 に示すような経路の付加損失として現れると仮定し、次の要因を設定した。

- a. 終端伝送装置が設置されている電気所での反射波の損失
- b. ライントラップのみ設置の電気所での反射波の損失
- c. ライントラップ設置の分岐個所での反射波の損失
- d. ライントラップ未設置の分岐個所での反射波の損失
- e. ライントラップ通過による動作減衰量

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周波数応答特性に変化を与えることが知られている[2,3]。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。このことから、図 2.3.1-2 に示すように、

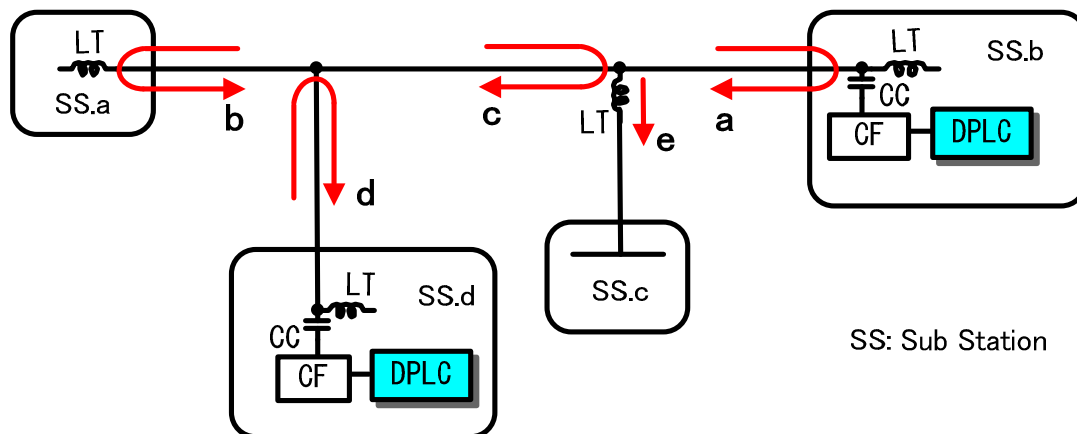


図 2.3.1-1 送電線路における遅延パスルートモデル

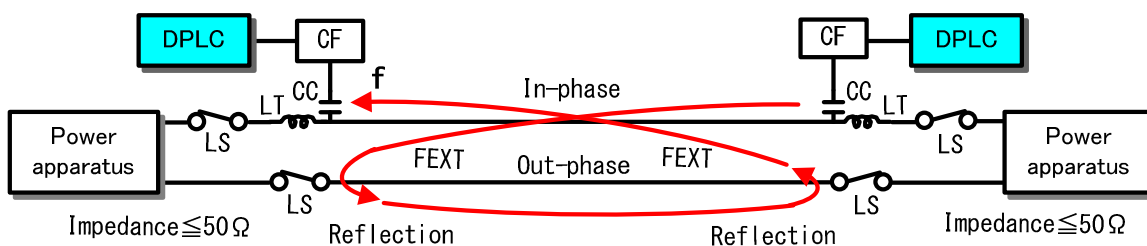


図 2.3.1-2 伝送線と残線との結合による遅延パスルートのモデル

- f. 遠端漏話 (*FEXT*)に起因する伝送線 (*In-phase*)と残線 (*Out-phase*)との結合による異相間結合減衰量と、残線伝搬における電気所構内設備（送電線と電気所とを接続するラインスイッチや遮断器、および変圧器等）のインピーダンス ( $50\Omega$  以下)[19]による反射波の損失の要因も設定した。

これら設定した経路の遅延波をモデル 2 で仮定した場合、インパルス応答と周波数応答は、フィジビリティスタディで行われた実験結果から考察すると、図 2.3.1-3 と図 2.3.1-4 に示すようなインパルス応答特性と周波数応答特性になると推定され、長遅延で強い周波数選択性を有するチャンネルになることが分かる。このことから、送電線路で高速デジタル伝送を実現するには等化器は重要な技術になると言える。

なお、これらモデルの経路で発生する付加損失値については、2.3.2 節以降で示す実送電線路を用いた実験結果から明らかにする。

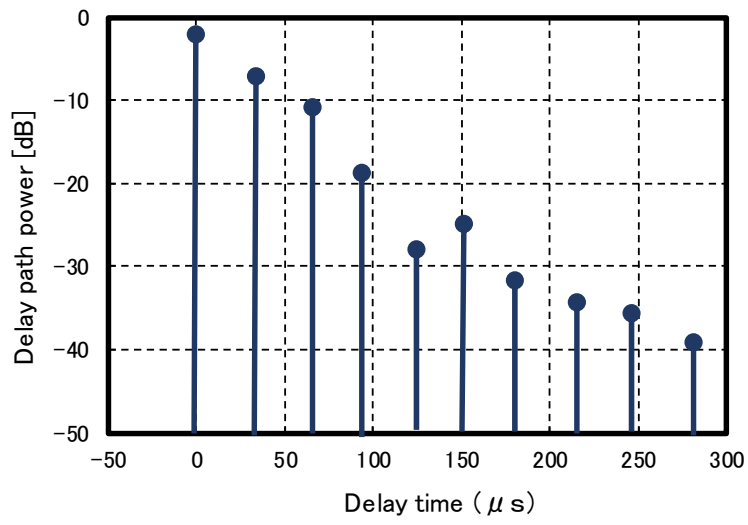


図 2.3.1-3 モデル 2 で推測されるインパルス応答特性

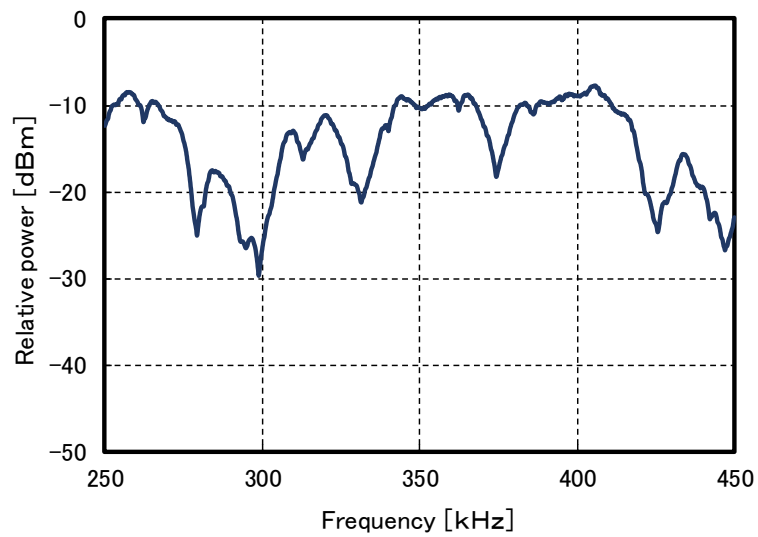


図 2.3.1-4 モデル 2 で推測される周波数応答特性

### 2.3.2 異相間結合減衰量の算出

前節 2.3.1 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 2.3.1 節の  $f$  項における異相間結合減衰量の把握が必要となる。この異相間結合減衰量は図 2.3.2 に示す経路となる伝送線の伝搬損失 ( $T_{Loss}$ ) と、残線から伝送線への遠端漏話となる伝搬損失 ( $F_{Loss}$ ) との差から求められ、有線伝送路では遠端漏話減衰量 ( $FEXT$ ) となる[16]。一般に有線伝送路等で用いられているメタルケーブルの遠端漏話減衰量は、伝送距離に比例し、周波数の二乗に比例する特性[16]となることから、送電線路も有線伝送路と同一の特性になると仮定すれば、基準値とした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として求められる[17]。

$$L_F(f, l) = FEXT(f_0, l_0) + 20 \log \left( \frac{f}{f_0} \right) + 10 \log \left( \frac{l}{l_0} \right) \quad [\text{dB}] \quad (5)$$

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搬距離である。このことから、比較対象の異なる伝送距離  $l$  と周波数  $f$  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  $l_0$  と周波数  $f_0$  による遠端漏話減衰量を予め取得しておく必要がある。このため、2.3.2.1 節に示す測定法と、2.3.2.2 節の実験結果を用いて取得する。

なお、送電鉄塔の構造は、図 2.3.2.1 に示すように規格化された仕様でほぼ設計されており、基準とする送電系統の送電鉄塔と、推定しようとする異なる送電系統の送電鉄塔では各相との導体間隔には大きな差は無く、導体系もほぼ同一となることから、導体間隔と導体径に依存する結合係数[18]については定数となるので、パラメータとしては(5)式に導入をしていない。

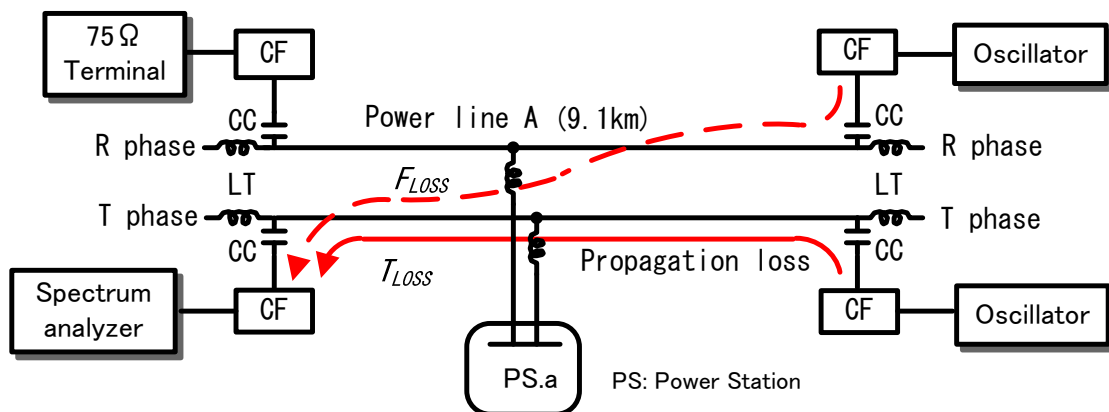


図 2.3.2 送電線路 A による遠端漏話減衰量と伝搬損失の測定系と信号の伝搬経路

### 2.3.2.1 測定法

異相間結合減衰量の測定は、図 2.3.2 に示すような 3 相のうち 2 相を使用する金属回路方式となる線間結合伝送方式の送電線 A であり、図 2.3.2.1 に示すように送電鉄塔へ伝送線と残線が添架実装される。そして、伝送線とする黒相(T相)の伝搬損失( $T_{Loss}$ )の周波数応答特性と、残線とする赤相(R相)から黒相への遠端漏話となる伝搬損失( $F_{Loss}$ )の周波数応答特性を測定した。

測定諸元を表 2.3.2.1 に示す。測定周波数帯は、他の送電系統で運用されている既設電力線搬送システムからの回り込みによる干渉雑音がない、搬送周波数 250kHz から 350kHz 間の 100kHz 帯域幅を選定し測定した。送信側に設置したオシレータの送信電力は+10dBm として、伝送線の伝搬損失測定時は黒相から、遠端漏話測定時は赤相から、それぞれ 1kHz ステップで送信した。受信側のスペクトラムアナライザは黒相に接続し、3dB 帯域幅 (RBW: Resolution Bandwidth)は 3kHz に設定した。なお、測定時の受信端赤相は図 2.3.2 に示すように、終端器により 75Ω で終端している。

表 2.3.2.1 遠端漏話の測定諸元

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

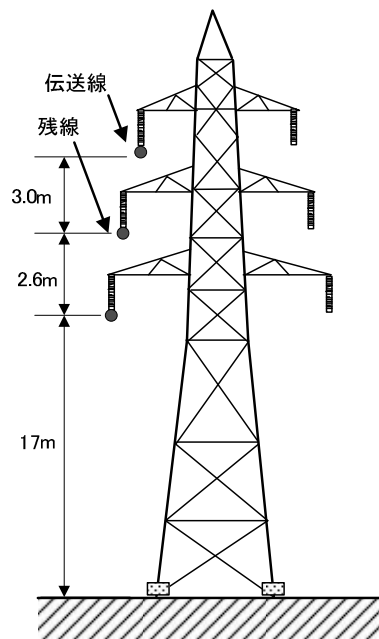


図 2.3.2.1 送電線路 A の伝送線と残線の送電鉄塔への添架実装

### 2.3.2.2 測定結果と異相間結合減衰量の算出

図 2.3.2 に示した送電線路で測定された黒相の伝搬損失 ( $T_{LOSS}$ ) となる周波数応答特性と、赤相から黒相への伝搬損失 ( $F_{LOSS}$ ) となる周波数応答特性の、それぞれの結果を図 2.3.2.2 に示す。測定された搬送周波数帯 250kHz~350kHz 間の 1kHz ステップで取得された受信電力値と、送信された送信電力 (+10dBm) との相対値を算出し、100kHz 帯域幅での平均化による  $T_{LOSS}/100\text{kHz}$  と、 $F_{LOSS}/100\text{kHz}$  を算出する。そして、得られた  $T_{LOSS}$  と  $F_{LOSS}$  から実測値の異相間結合減衰量を算出する。

算出結果から 100kHz 帯域幅での  $T_{LOSS}=10.2\text{dB}$  と、 $F_{LOSS}=17.0\text{dB}$  が得られている。この両者の伝搬損失の相対値が、(5)式に示した基準となる遠端漏話減衰量  $FEXT(f_0, l_0)$  となり、2.3.1 節の  $f$  項で示した異相間結合減衰量となる。従って、基準異相間結合減衰量を  $L_{CA}(f_0, l_0)$  とすると  $L_{CA}(f_0, l_0)=F_{LOSS}-T_{LOSS}$  となり、今回の赤相と黒相の測定結果から 6.8dB の基準値が得られる。そこで、周波数を  $f$ 、伝搬距離を  $l$  とした場合の推定異相間結合減衰量を  $L_C(f, l)$  とすると、(5)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  $L_C(f, l)$  は次式で求められる。

$$L_C(f, l) = L_{CA}(f_0, l_0) + 20 \log \left( \frac{f}{f_0} \right) + 10 \log \left( \frac{l}{l_0} \right) \quad [\text{dB}] \quad (6)$$

よって、(6)式を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、(5)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の検証結果から明らかにする。

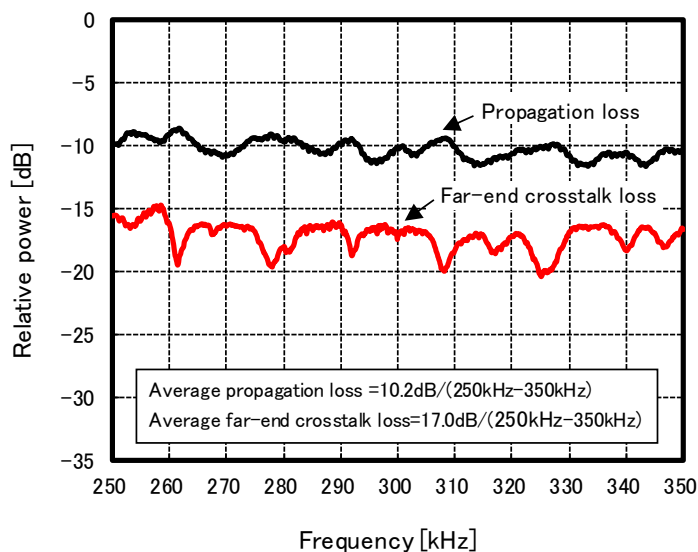


図 2.3.2.2 送電線路 A での伝搬損失と遠端漏話減衰量の周波数応答特性



### 2.3.3 付加損失を求めるためのインパルス応答試験と解析結果

ここでは、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するため、実送電線路を用いたインパルス応答試験による結果から、2.3.1節で示した各反射経路モデルによる推定付加損失値（反射波の損失、動作減衰量、異相間結合減衰量）を解析し、電力遅延プロファイルのモデル化が可能なことを明らかにする。

#### 2.3.3.1 測定法

送電線路での各反射経路における付加損失を求めるため、図 2.1.1-2(a)に示すモデル 1 を対象とした、分岐 2 個所にライントラップが設置されている送電線路 B（図 2.3.3.1-1）と、図 2.1.1-2(b)に示すモデル 2 を対象とした、分岐 1 個所にライントラップが設置されていない送電線路 C（図 2.3.3.1-2）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。

測定諸元を表 2.3.3.1 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 $\mu$ s)を送信電力+10dBm（実効値）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のゼロスパン機能を用い、センター周波数を 375kHz とする受信機として動作させ、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 帯域幅となる RBW は、他送電線系統で運用されている電力線搬送システムの周波数帯域からの回り込みによるノイズフロアの上昇を抑制する必要があるため、100kHz を上限値として設定した。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 1MHz で記録した。データ処理としては、2 つの送電線路 B および C で取得した、それぞれのインパルス応答受信信号を測定した 10 回の試行で得られたデータを平均化処理し、両送電線路の平均電力遅延プロファイル特性として示す。

表 2.3.3.1 インパルス応答試験の測定諸元

Impulse generator carrier frequency	375kHz (2.7 $\mu$ s)
Output power	+10dBm (R.M.S.)
Received bandwidth	100kHz
Recorder sampling rate	1MHz

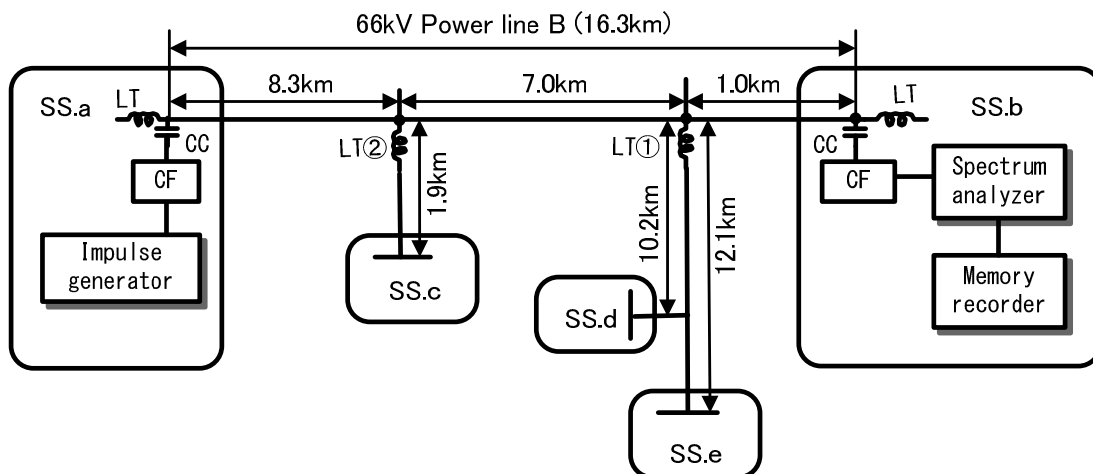


図 2.3.3.1-1 測定送電線路 B の系統と測定装置の配置

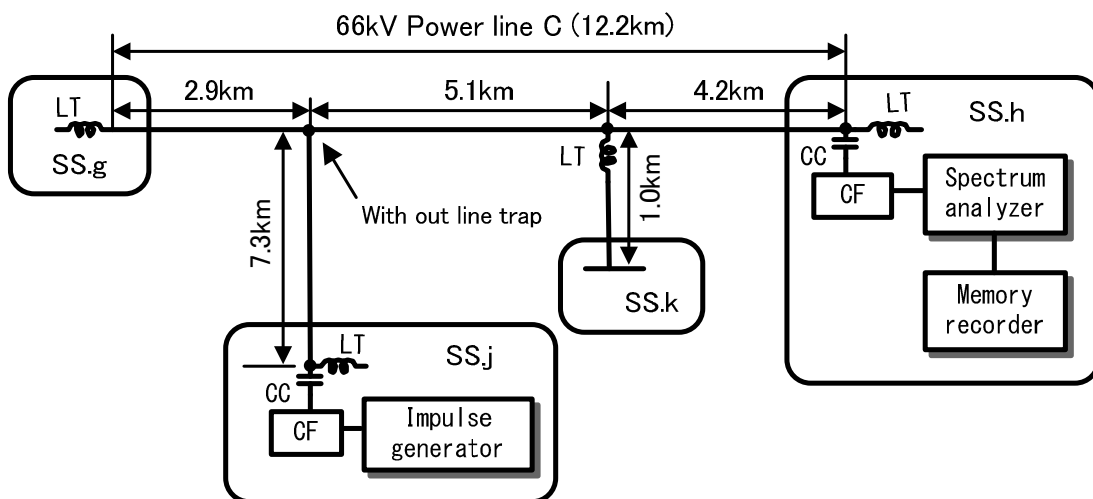


図 2.3.3.1-2 測定送電線路 C の系統と測定装置の配置

### 2.3.3.2 インパルス応答試験の測定結果

送電線路での測定で得られた平均電力遅延プロファイル特性を図 2.3.3.2-1 (送電線路 B) および図 2.3.3.2-3 (送電線路 C) に示し、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図 2.3.3.2-2 (送電線路 B) および図 2.3.3.2-4 (送電線路 C) に示す。図 2.3.3.2-1 と、図 2.3.3.2-3 はモデル 1 となる分岐 2 個所にライントラップが設置されている送電系統であり、図 2.3.3.2-2 と図 2.3.3.2-4 がモデル 2 となる分岐 1 個所にライントラップが設置されていない送電系統である。それぞれの電力遅延プロファイル特性、および遅延パスルートと遅延時間を示している。測定された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 $\mu$ s)までとして、平均雑音電力より約 3dB 以上大きい遅延波で、なおかつ 2.3.1 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とした。なお、平均雑音電力とは直接波が観測される前のノイズフロアレベルの平均雑音電力である。

得られた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。

- 送電線路では十数  $\mu$ s から 300 $\mu$ s 程度にわたる遅延波が存在しており、地上波デジタル放送で規格化されている遅延時間 126 $\mu$ s と比較しても長遅延なチャンネルとなる。
- 送電系統 B においては、ライントラップによる反射波の抑制と動作減衰量が生じるため、直接波に近傍した時間領域では大きな振幅の遅延パス発生は少ない。
- 送電系統 C においてはライントラップによる反射波の抑制と動作減衰量が生じないため、直接波に近傍する時間領域では遅延波の減衰量が小さく、振幅の大きい遅延パスが発生する。

以上のことから、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ことから、分岐個所にライントラップを設置することは必須であると言える。しかしながら、2.1 節で説明したように分岐個所にライントラップが設置できない送電線路の系統も存在するので、このケースも考慮するとデジタル電力線搬送方式に用いる等化方式は、長遅延で強い周波数選択性を有するチャンネルでも適用できる方式での検討が必要であると言える。

さらに、図 2.3.3.2-2 (送電線路 C) 電力遅延プロファイル特性においては、

- 遅延時間 137 $\mu$ 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、137 $\mu$ 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。

これは、2.3.1 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ほかに、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と推定できる。この残線には、図 2.3.1-2 に示すように送電線路に高周波回路を形成するライントラップなどの結合装置が設置されていない。このため、残線を伝搬する遅延波は電気所構内設備 (送電線と電気所と

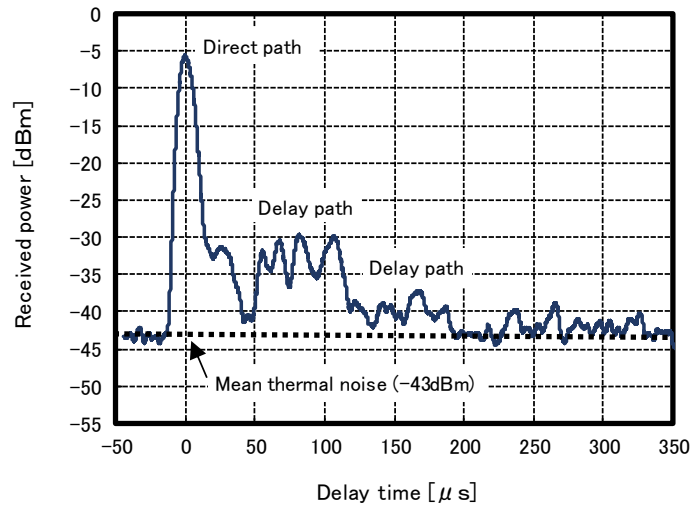


図 2.3.3.2-1 送電線路 B (モデル 1) の電力遅延プロファイル特性

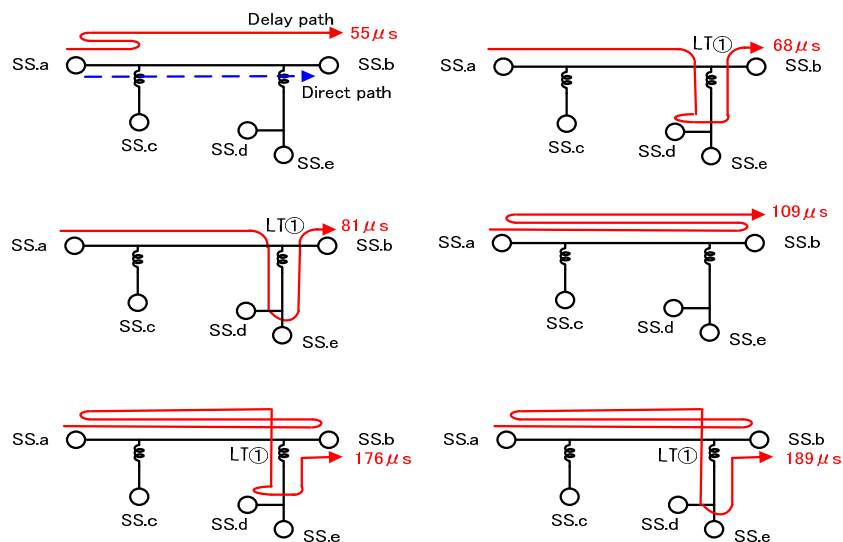


図 2.3.3.2-2 送電線路 B (モデル 1) の遅延パスルートと遅延時間

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 ( $50\Omega$  以下)[19]による反射となることで，反射電力の大きい (反射波の損失が小さい) 遅延波が伝搬される。これが，再び伝送線の相と結合し伝送線側で伝搬してきた遅延波より大きな電力の遅延波が  $137\mu\text{s}$  以降の電力遅延プロファイルとして現れたものと考える。

なお，電気所 SS.c と SS.k からの遅延波が観測されないのは，実測に用いた分岐送電線路長が  $2\text{km}$  未満であり直接波との伝搬距離差は  $4\text{km}$  以下相当の遅延時間 (約  $13\mu\text{s}$ ) となる。このため，今回のスペクトラムアナライザに設定した RBW ( $100\text{kHz}$ ) では  $13\mu\text{s}$  程度の解析能力は得られず，分離できなかったことで観測されなかったものと考える。

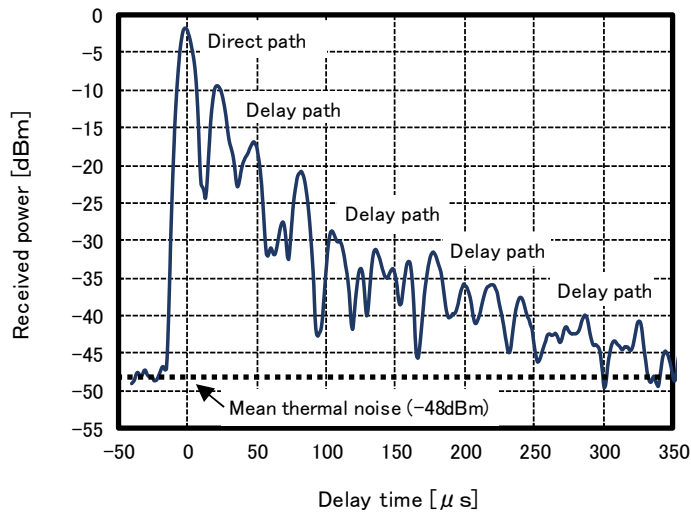


図 2.3.3.2-3 送電線路 C (モデル 2) の電力遅延プロファイル特性

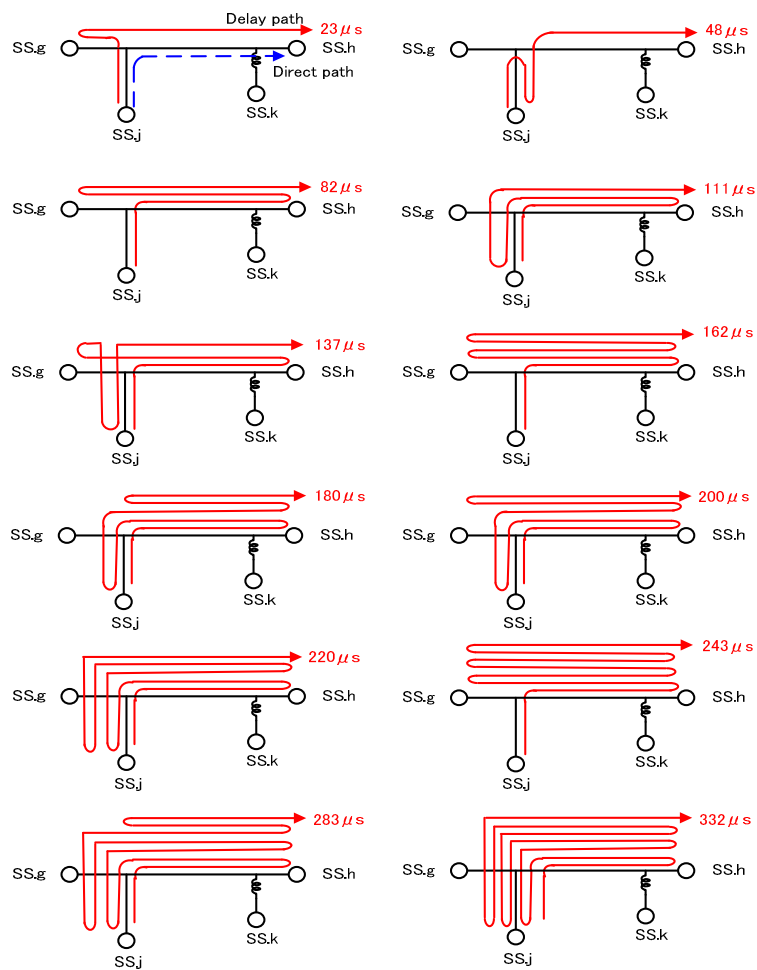


図 2.3.3.2-4 送電線路 C (モデル 2) の遅延パスルートと遅延時間

### 2.3.3.3 測定結果を用いた付加損失の算出

送電線路 B (モデル 1) と送電線路 C (モデル 2) における、各遅延時間に対応した推定付加損失  $L_{ADD}$ ③の算出結果を、それぞれ表 2.3.3.3-1 (モデル 1) と表 2.3.3.3-2 (モデル 2) に示している。推定付加損失を算出するには、遅延波が伝搬損失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受信電力値  $P_{De}/P_{Re}$  ②と、実測値で得られた相対受信電力値  $P_{Dm}/P_{Rm}$  ①との差を求めることで、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。ここで  $P_{De}$  と  $P_{Dm}$  はそれぞれ直接波の推定受信電力と実測受信電力であり、 $P_{Re}$  と  $P_{Rm}$  は遅延波の推定受信電力と実測受信電力である。なお、遅延波が伝搬損失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  $P_{De}/P_{Re}$  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)式で示した送電線の km あたりの伝搬損失値 0.174dB/km を用いた。そして、送電線路の伝搬速度は光速と同一とみなせるので[7]、伝搬距離は  $1\mu\text{s}$  を 300m とし算出した。本節では 2.3.1 節で設定した a~f の各項の反射経路モデルに従い、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。

#### (1) 終端伝送装置が設置されている電気所での反射波の損失

表 2.3.3.3-1 の遅延時間  $109\mu\text{s}$  と表 2.3.3.3-2 の遅延時間  $111\mu\text{s}$  における  $L_{ADD}$  は図 2.3.3.2-2 と図 2.3.3.2-4 に示すように、終端伝送装置となる電力線搬送装置設置の電気所での反射経路になるので、伝送装置設置の電気所 1 個所での反射波の損失  $RL_T$  は、それぞれ 18.7dB/2 箇所=9.4dB と 21.1dB/2 箇所=10.6dB となり、真値で平均化し dB 値とすると  $RL_T=10.0\text{dB}$  と推定できる。

#### (2) ライントラップのみ設置の電気所での反射波の損失

表 2.3.3.3-2 の遅延時間  $23\mu\text{s}$  における  $L_{ADD}$  は、図 2.3.3.2-4 に示すライントラップのみ設置された電気所での反射経路になるので、ライントラップのみ設置の電気所での反射波の損失  $RL_{LT}$  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  $1200\Omega$  である。

#### (3) ライントラップ設置の分岐個所での反射波の損失

表 2.3.3.3-1 の遅延時間  $55\mu\text{s}$  における付加損失  $L_{ADD}$  は、終端伝送装置設置の電気所での反射と、ライントラップ設置分岐点の反射による経路 (図 2.3.3.2-2 参照)となるので、終端伝送装置設置の電気所での反射波の損失  $RL_T=10.0\text{dB}$  が(1)項で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波の損失  $RL_{JLT}$  は  $23.5\text{dB}-10.0\text{dB}=13.5\text{dB}$  と推定できる。

#### (4) ライントラップ未設置の分岐個所での反射波の損失

表 2.3.3.3-2 の遅延時間  $48\mu\text{s}$  における付加損失  $L_{ADD}$  は、終端伝送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からの反射経路 (図 2.3.3.2-4 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波の損失  $RL_J$  は  $12.7\text{dB}-10.0\text{dB}=2.7\text{dB}$  と推定できる。

表 2.3.3.3-1 送電線路 B (モデル 1) における付加損失の解析結果

Delay time [μs]	Measured $P_{Dm}/P_{Rm}$ [dB] ①	Delay path distance[km]	Estimated $P_{De}/P_{Re}$ [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

表 2.3.3.3-2 送電線路 C (モデル 2) における付加損失の解析結果

Delay time [μs]	Measured $P_{Dm}/P_{Rm}$ [dB] ①	Delay path distance[km]	Estimated $P_{De}/P_{Re}$ [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

(5) ライントラップ通過の動作減衰量と電気所による反射波の損失

表 2.3.3.3-1 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、電気所構内設備のインピーダンスによる反射 (図 2.3.3.2-2 参照) の付加損失  $L_{ADD}$  となる。なお、電気所構内設備での反射波の損失は次の (6) 項で明らかにするので、ここではライントラップを 2 回通過した動作減衰量  $2B_{LT}$  と、電気所構内設備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ると、両遅延時間では  $21.9\text{dB}$  と  $20.0\text{dB}$  であるので平均値は  $21.1\text{dB}$  となる。よって、平均付加損失は  $2\overline{B_{LT}} + \overline{RL_{SS}} = 21.1\text{dB}$  と推定できる。

(6) 異相間結合減衰量と電気所による反射波の損失

残線伝搬の電気所構内設備インピーダンスによる反射波の損失と、異相間結合減衰量の算出にあたっては、表 2.3.3.3-2 に示す送電線路 C の実測相対受信電力値  $P_{Dm}/P_{Rm}$  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。

送電線路 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 2.3.3.2 節で示したように、遅延時間  $137\mu\text{s}$  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 回の実測相対受信電力値  $P_{Dm}/P_{Rm}$  ①を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伝搬損距離特性として実測値をプロットしたのが図 2.3.3.3 である。また、プロットした実測データから最小二乗法の直線回帰で得られた残線伝搬の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表 2.3.3.3-2 に示す遅延波が付加損失を受けずに直接伝搬したと仮定した時の推定相対受信電力値  $P_{De}/P_{Re}$  ②の伝搬損距離特性  $RL_n$  も回帰直線で図 2.3.3.3 に示している。

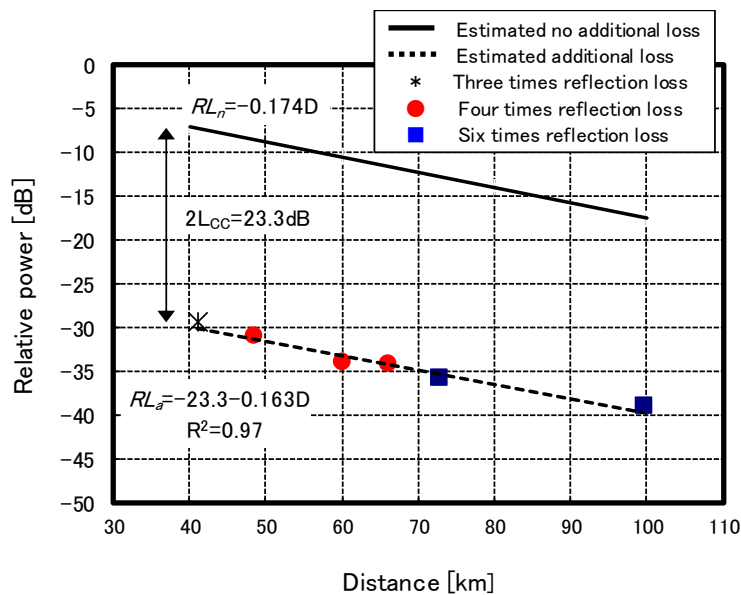


図 2.3.3.3 残線伝搬の実測相対電力値と直線回帰および推定伝搬損距離特性



図 2.3.3.3 から分かるように、実測相対受信電力値  $P_{Dn}/P_{Rn}$ 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、その回帰式の決定係数  $R^2$  も 0.97 と実測値と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伝搬損失値/km は、(2)式で得られた値である 0.174dB/km とほぼ同一値の 0.163dB/km を示している。このことから、残線を伝搬している遅延波が電気所構内設備（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(50Ω以下)による反射波の損失  $RL_{SS}$  は、およそ 0dB であるといえ、伝搬距離相当の伝搬損失のみが付加されて伝搬していることが分かる。このことから電気所構内設備での反射波の損失  $RL_{SS} = 0dB$  とすると、前述した(5)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図 2.3.3.3-1 に示している次式の残線伝搬遅延波の伝搬距離特性から求めることができる。

$$RL_a = -23.3 - 0.163D \quad [\text{dB}] \quad (7)$$

つまり、 $RL_a$  と付加損失を受けずに伝搬した遅延波の伝搬距離特性  $RL_n$  の伝搬損失は、ほぼ等しいことから両特性の損失の差となる(7)式の回帰式定数項 -23.3dB が異相間結合減衰量になると言える。なお、この値は図 2.3.1-2 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。よって 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。

表 2.3.3.3-3 推定付加損失値の解析結果

Loss of reflected path in equipment terminal $RL_T$	10.0dB
Loss of reflected path in line trap terminal $RL_{LT}$	6.7dB
Loss of reflected path in line trap branch $RL_{JLT}$	13.5dB
Loss of reflected path without line trap branch $RL_J$	2.7 dB
Composite loss in line trap $B_{LT}$	10.6dB
Loss of reflected path in electric-station $RL_{SS}$	0dB
Phase-to-phase coupling loss ( $l=16.6\text{km}$ , $f=375\text{kHz}$ ) $L_{CC}$	11.7 dB

ここで、2.3.2.2 節で算出された異相間結合減衰量  $L_{CA}(f_0, l_0)=6.8\text{dB}$ 、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(6)式に当てはめると、推定異相間結合減衰量  $L_c(f, l)$  は  $11.4\text{dB}$  の値が得られる。これは実測値  $L_{cc}=11.7\text{dB}$  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(6)式は十分適用できるものとする。

以上、これまで得られた推定付加損失値の結果を表 2.3.3.3-3 に示す。特に異相間結合による残線伝搬の遅延波の存在を初めて明らかにし、その残線伝搬の遅延波は電気所構内設備のインピーダンスで生じる反射波の損失が、およそ  $0\text{dB}$  になることも初めて明らかにした。そして、(6)式を用いることにより、異なる送電線路環境においても推定異相間結合減衰量を導出できることが示された。このことにより、送電線路において広帯域デジタル伝送を検討する際に必要となる電力遅延プロファイルを作成することが可能であると言える。

#### 2.3.4 電力遅延プロファイルのモデル化

表 2.3.3.3-3 に示している推定付加損失、(2)式の  $\text{km}$  あたりの推定伝搬損失値、(6)式による推定異相間結合減衰量を用いて、送電線路 B (モデル 1) と C (モデル 2) をモデルとした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を作成した。そして、実測値の電力遅延プロファイルデータと比較をした、それぞれの結果を図 2.3.3.4-1 (送電線路 B) と図 2.3.3.4-2 (送電線路 C) に示す。伝送線の相 (In-phase) を伝搬する推定値の遅延波は、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、各反射点での反射波の損失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、図 2.3.3.4-2 の遅延時間  $243\mu\text{s}$  以降の値は  $-55\text{dB}$  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 (Out-phase) を伝搬する遅延波は、異相間結合減衰量が存在するため直接波に近傍した時間領域では電力遅延プロファイルは小さい値を示すものの、電気所構内設備での反射波の損失は付加されず、伝搬距離相当の伝搬損のみが付加されて伝搬する。このため、伝送線伝搬の遅延波の電力値より大きくなる時間領域では、残線伝搬の遅延波が支配的となって特性に表れてくることが分かる。なお、伝送線伝搬と残線伝搬のブレイクポイントは約  $137\mu\text{s}$  となることも確認できる。

以上のことから、遅延波の伝搬特性は伝送線伝搬と残線伝搬の両者の組合せを用いた場合、実測値と推定値がよく一致しており、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の作成に大きく影響を与えることが明らかになった。このことから、送電線路における電力遅延プロファイルを推定しモデル化するには、伝送線伝搬と残線伝搬の両特性を用いることが重要であり、これにより実測値とあてはまりの良いモデルの作成が可能になると考える。

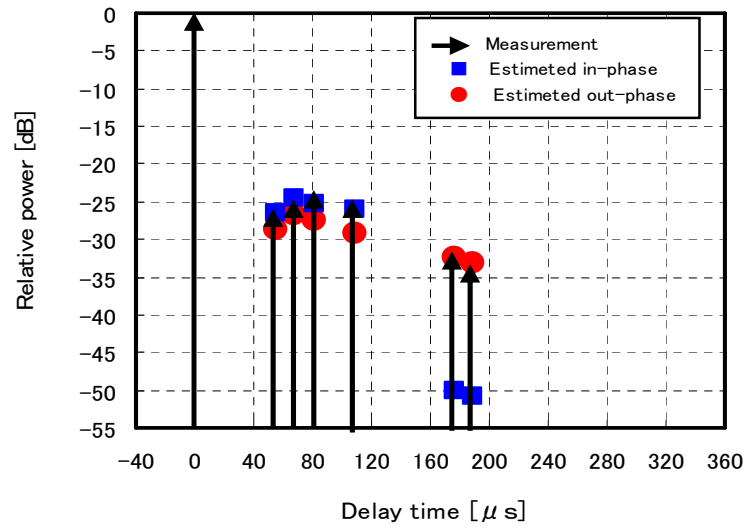


図 2.3.3.4-1 送電線路 B (モデル 1) における伝送線伝搬と残線伝搬の遅延波推定電力値と実測遅延波電力値との比較

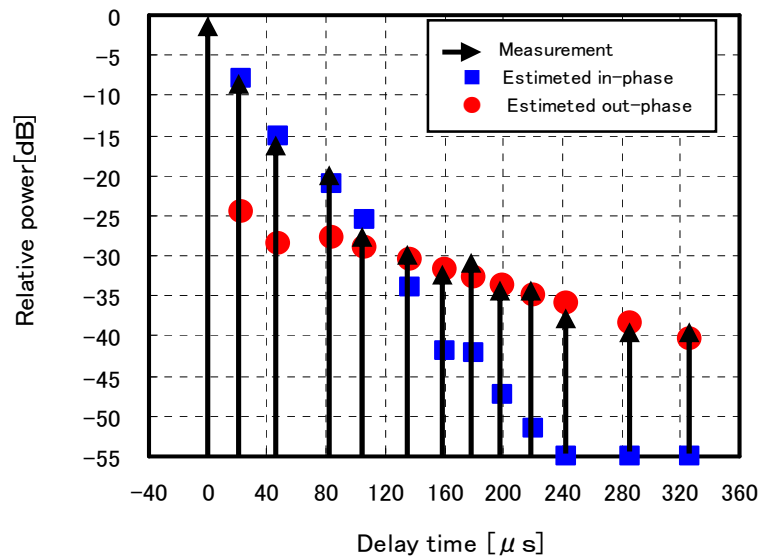


図 2.3.3.4-2 送電線路 C (モデル 2) における伝送線伝搬と残線伝搬の遅延波推定電力値と実測遅延波電力値との比較

## 2.4 雑音特性のモデル化

送電線路で発生する雑音は、高圧送電線路で特有な雑音となるコロナ雑音に起因するガウス性雑音と、インパルス性雑音であることが報告[20]されており、この2つの雑音が重畳した特性になっている。コロナ雑音とは、送電線路に高電圧が印可することにより生ずる電線表面からの放電や、絶縁碍子からの放電により発生するガウス分布に近似される雑音である[20],[21]。電力線搬送方式で使用され周波数帯域では、ほぼ一様に分布しており[8]、特に天候条件（雨天時雑音>晴天時雑音）で雑音電力は大きく変動することが特徴となっている[19]。

これら雑音は送電線路でデジタル伝送を行う上で、BER (Bit Error Rate) 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要因となる。

ここではコロナ雑音に起因するガウス性雑音とインパルス雑音が重畳した雑音について、統計的性質を表す雑音特性のモデル式を示し、実験結果との比較によりモデル式が有用であることを検証する。

### 2.4.1 雑音の統計的性質の理論検討

前述したように送電線路の雑音はガウス雑音に近似されるコロナ雑音と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乗検波器で受信した場合、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。

$$P_{Noise}(x) = 1 - e^{-x} \quad (8)$$

ここで、 $x$  は瞬時ガウス雑音の電力であり、ガウス雑音の平均電力で正規化をしている。

次にインパルス信号が受信器に入力されると、用いたフィルタによるインパルス応答の出力がされる。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の時間特性は瞬時電力  $x(t)$  を用いて表すと次式となる[12]。

$$\begin{aligned} x(t) &= Q \left\{ e^{-(\pi f_0 t)^2} \right\}^2 \\ &= Q e^{-2(\pi f_0 t)^2} \end{aligned} \quad (9)$$

ここで、 $t$  はサンプリング時刻、 $Q$  はインパルスピーク電力とガウス雑音の平均電力との比を表している。 $f_0$  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帯域幅を  $B$  とすると、次式で表される[12]。

$$f_0 = \frac{B}{\sqrt{2 \ln 2}} \quad (10)$$

そこで、(9)式の両辺の対数をとると、インパルス応答の瞬時電力値が  $Q$  となる最大値  $x_{max}$  から瞬時電力値  $x$  となるまでの時間幅  $T$  は次式で与えられる。

$$T = \frac{\sqrt{-\ln(x/Q)}}{\sqrt{2\pi} f_0} \quad (11)$$

ここで、インパルス応答が存在する時間幅で、99.99%のエネルギーが存在する時間幅  $t_{99.99\%}$  として定義すると、 $t_{99.99\%}$  は次式で表わされる。

$$\frac{\int_0^{t_{99.99\%}/2} x(t) dt}{\int_0^{\infty} x(t) dt} = 0.9999 \quad (12)$$

そこで、インパルス応答の累積確率分布が 0.9999 になるまでの時間幅  $T_{t_{99.99\%}}$  は(11)式より次式で表される。

$$0.9999 = \text{erf}(\sqrt{2\pi} f_0 T_{t_{99.99\%}}) \quad (13)$$

ここで、 $\text{erf}(\cdot)$  は誤差関数である。

よって、時間幅  $T_{t_{99.99\%}}$  で正規化した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。

$$\begin{aligned} P_{Pulse}(x) &= 1 - \frac{T}{T_{t_{99.99\%}}} \\ &= 1 - \frac{1}{T_{t_{99.99\%}}} \cdot \frac{1}{\pi f_0} \sqrt{-\frac{\ln(x/Q)}{2}} \end{aligned} \quad (14)$$

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。

$$P_{Pulse}(x) = T_{t_{99.99\%}} \cdot \left\{ 1 - \frac{1}{\pi f_0 T_{t_{99.99\%}}} \cdot \sqrt{-\frac{\ln(x/Q)}{2}} \right\} \quad (15)$$

そして、インパルス雑音が、単位時間 (1sec) に平均  $n$  回発生する場合、ガウス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。

$$P_{Total}(x) \approx P_{Noise}(x) + n \cdot P_{Pulse}(x) \quad (16)$$

なお、(16)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(15)式を(16)式に付加していくことで近似することが可能であると考えられる。

## 2.4.2 雑音測定

理論検討で得られた(16)式の有用性を検証するにあたり、モデル1となる図2.3.3.1-1に示す送電線路Bと、モデル2となる図2.3.3.1-2に示す送電線路Cの2系統の実送電線路を用いて雑音測定を行った。測定諸元を表2.4.2に、測定系の構成を図2.4.2に示す。測定は250kHzから450kHz間の周波数帯域内で、他の送電線路で運用している電力線搬送装置から干渉が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帯域幅を30kHzとするゼロスパン機能を用いた受信機として動作させ、この帯域内で発生する雑音電力の時間波形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、インターバルを置いて3回実施した。

## 2.4.3 実測結果と理論特性との検証

2つの送電線路で、それぞれ5秒間の測定を3回実施して得られた雑音電力の時間波形を平均化し、それぞれの送電線路における雑音電力の実測累積確率分布を作成した。測定した累積確率分布と、(16)式による理論累積確率分布との比較を図2.4.3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。

指数分布となるガウス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

表 2.4.2 測定諸元

Measurement frequency range	250kHz~450kHz
Receive bandwidth (zero span)	30kHz
Recorder sampling rate	1MHz

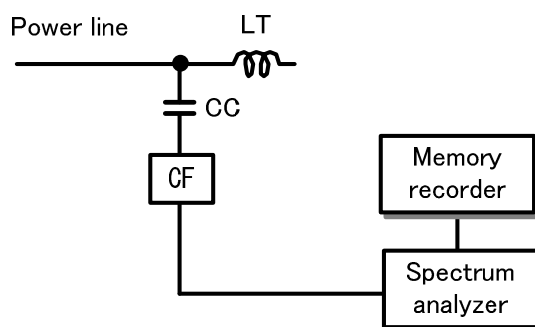


図 2.4.2 雑音測定系の機器構成

成分となる領域についても、それぞれインパルスピーク電力と平均のガウス雑音電力との比をモデル1で  $Q=34\text{dB}$ 、モデル2で  $Q=23\text{dB}$  とし、1s の平均発生回数をそれぞれ、 $n=1.0$ 、 $0.9$  とした場合、実測値と理論特性が一致している。このことから送電線路で発生する雑音は、コロナ雑音に起因するガウス性雑音とインパルス雑音が重畳した雑音特性となることが分かり、(16)式でモデル化が可能であると考えられる。

ここで、電気事業者などでは無人電気所設備の運転情報などをデータ信号として伝送する搬送装置については、所要のビット誤り率 (BER : Bit Error Rate) を  $1 \times 10^{-6}$  以下の伝送品質とすることが規定されている場合がある。これはデジタル電力線搬送装置へも同様に適用される。そこで、図 2.4.3 に示す雑音特性から考察すると、インパルス雑音が BER 特性に大きく影響を与えることが推測され、所要の BER を確保するにはインパルス雑音に対する誤り訂正が必要になると考えられる。この場合、デジタル電力線搬送方式では伝送帯域幅が限られていることから、高い実効ビットレートを確保するためには、誤り訂正に対する冗長ビットを極力制限することが好ましい。従って、デジタル電力線搬送方式に適用する誤り訂正は、バースト性雑音となるインパルス雑音に対応する誤り訂正方式 (リードソロモン符号) のみを適用し、ガウス性雑音に対しては、無符号化方式時に所要の BER  $1 \times 10^{-6}$  が得られる平均受信 SNR を受信電力によって確保する手法が適切と考える。このことから、次節以降で考察するガウス雑音に対する BER 特性の評価は、誤り訂正を用いない無符号化方式で計算機シミュレーションを行うこととする。

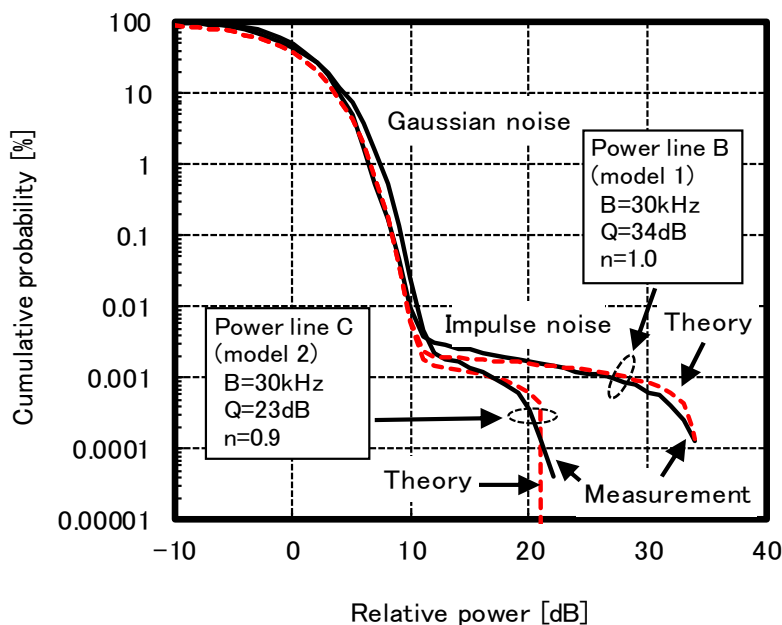


図 2.4.3 実測雑音電力の累積確率分布特性と理論特性の比較

ところで、本節で得られた雑音電力と、2.2.2 節の測定時に得られた雑音電力とで平均化し、受信信号の電力が 0dBm であると仮定した場合、平均の受信信号対雑音電力比 (SNR: Signal Noise Ratio)はおよそ 35dB となった。このことから、次章以降で検討に用いる平均受信 SNR は 35dB を用いることとする。

## 2.5 第 2 章のまとめ

本章では、送電線路を用いるデジタル電力線搬送方式を実現するにあたり、伝搬距離特性、遅延波の付加損失特性、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するとともに、そのモデル化について提案した。初めに、広帯域のデジタル伝送による送受信間伝搬損失の伝送実験を行い、実験データを用いた重回帰分析により伝搬距離特性の推定式を導出した。その推定式と、これまで報告されている実測値や推定値との比較を行ない、本提案推定式の広帯域伝送時における有用性を示した。次に、送電線路内で遅延波を発生する反射経路のモデルを示し、電力遅延プロファイルのモデル化に必要となる、遅延波の付加損失（反射波の損失、動作減衰量、異相間結合減衰量）を周波数応答特性およびインパルス応答特性の両実験結果から推定値を解析した。特に、伝送線路の 1 線（3 相交流の内の 1 相）を伝搬する遅延波の他に、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って生じる残線伝搬の遅延波の存在を初めて明らかにした。そして、残線伝搬の反射波の損失は電気所構内設備が示すインピーダンスでは、ほぼ 0dB になることも初めて明らかにした。そして、この両遅延波の電力遅延プロファイルを組合せることにより推定値と実測値とはよく一致し、推定精度の高い送電線での電力遅延プロファイルの作成が可能になることを明らかにした。最後に、誤り訂正方式などを決定するために必要となる送電線路の雑音特性について、理論検討による雑音の統計的性質を示すモデル式を導出した。そして、送電線路の雑音は、コロナ雑音に起因するガウス性雑音とインパルス雑音が重畳していることをモデル式と実験結果の比較により明らかにし、作成したモデル式は実測値とよく一致することでモデル式の有用性を示した。

このように、本章では送電線路で広帯域のデジタル伝送方式を検討するにあたり、伝搬距離特性と電力遅延プロファイル、および雑音特性を明らかにし、必要となるモデル化の作成法を示した。特に電力遅延プロファイルのモデル化は、送電線路のような長遅延で強い周波数選択性を有するチャンネルで、適用できる等化方式などを考察するには必要不可欠であり、最適動作となる等化器を設計するためには重要な要素となる。このため、次章では送電線路で伝送速度 200kbps 程度の高速デジタル伝送を実現するために必要となる MMSE-TDE の適応フィルタの規模や、適応重み制御に用いるアルゴリズム、および各パラメータについて、本章で得られた考察結果をもとに解析し明らかにする。



## 第3章

### 時間領域MMSE等化による送電線用デジタル電力線搬送方式の高速化

第2章で述べたように、送電線用デジタル電力線搬送方式で使用できる搬送周波数帯(150kHz~450kHz)で、伝送帯域幅を50kHzとしたチャンネル配置により、伝送速度200kbps程度の高速デジタル伝送を実現するには、変調方式に周波数利用効率の高い64QAMを用いたシングルキャリア(SC: Single Carrier)伝送がもっとも実用的な方法になる。しかしながら、QAM方式では多値化することによりマルチパス伝搬路で発生する遅延波が符号間干渉への大きな要因となり、伝送品質の劣化、すなわちBER特性の劣化が顕著に表れてくる。この符号間干渉による伝送品質の劣化を補償する技術として、時間領域MMSE等化(MMSE-TDE: Minimum Mean Square Error Time-Domain Equalization)が広く知られており、固定マイクロ波通信、移動通信等の無線技術として多くの研究が行なわれてきた[22~24]。

一方、デジタル電力線搬送方式に用いる等化方式の検討については、宅内環境での電灯線を用いたデジタル電力線搬送方式について報告[9,10]がなされているが、送電線路を用いたデジタル電力線搬送方式に適用するMMSE-TDEについては、適応フィルタの方式や所要タップ数、タップの適応重み制御に用いるアルゴリズム、等化器タップ係数を収束させるためのトレーニングプロセス(等化器学習モード)、およびBER特性を解析した結果報告は見うけられず、送電線路で等化器がどのような特性を示すかは明らかにされていない。

第2章では、送電線路の伝搬損失は0.174dB/kmとメタルケーブル等の有線伝送路と比較して非常に損失の少ない伝送路環境であることを示している。また、遅延波については長距離な伝送路(数km~約80km)であることや、送電線分岐に反射波を抑制するライントラップが設置されない送電線路が存在することに加え、残線伝搬による反射波の損失が少ない遅延波が存在することから、電力遅延プロファイルの特性については数十 $\mu$ sの短い遅延のものから、数百 $\mu$ sの長遅延なものまで複数のパスルートが存在し、強い周波数選択性を示すチャンネルであることを明らかにしている。このようなチャンネルでMMSE-TDEを用いず、シンボルレート32ksymbol/sの64QAM変調方式で伝送した場合、コンスタレーションは図3に示すように遅延波による符号間干渉によって復調信号はランダムな信号空間配置点となり、64QAMの基準となる信号空間配置点を出力することはできない。

このことから、送電線路で広帯域な高速デジタル伝送を行うには無線技術で適用されてきた等化方式が必要不可欠な技術となる。なおかつ、適応フィルタのタップ数について

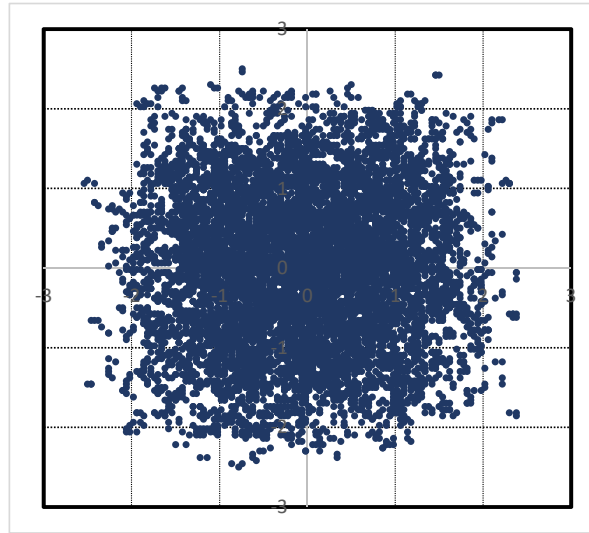


図3 送電線路における64QAM伝送時のコンスタレーション（等化器不使用時）

はシンボルレートを一定とした場合、送電線路は長遅延で強い周波数選択性を有する伝送路であることから、これまで固定マイクロ波通信、移動通信等で適用されてきた等化器以上のタップ数が要求されることが考えられる。そこで本章では、送電線用デジタル電力線搬送方式に用いるMMSE-TDEにトランスバーサルフィルタの適用と、適応重み制御のアルゴリズムであるLMS (Least Mean Squares) を適用した事由について述べて、その方式の基本原理について説明する。そして2.3.3.1節で示した2系統の送電線路BおよびCを仮定した電力遅延プロファイルモデルから複素パスデータの作成と、その複素パスデータを用いてWiener-Hopf方程式理論解析によるトランスバーサルフィルタの最小平均二乗誤差(MMSE: Minimum Mean Square Error)と、MMSE-TDEの出力信号と希望応答信号との平均二乗誤差(MSE: Mean Square Error)の評価を計算機シミュレーションにより行なう。また、適用するMMSE-TDEが示すMSE収束特性から、トランスバーサルフィルタの所要タップ数、LMSアルゴリズムで用いるステップサイズパラメータ、トレーニング系列のシンボル長、およびBER特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、伝送速度192kbpsにおいて所要BERである $1 \times 10^{-6}$ 以下での伝送品質を実現できることを示す。そして、送電線用デジタル電力線搬送方式としてMMSE-TDEは有用な技術であることを明らかにする。

### 3.1 LMS アルゴリズムを用いる時間領域 MMSE 等化器

本節で提案するデジタル電力線搬送方式の MMSE-TDE として、図 3.1.1 に示すようなトランスバーサルフィルタを適用した。これは、送電線路は有線伝送路であることから、2.3.3.2 節で示しているように電力遅延プロファイルのメインピーク（主波）は常に先頭パスとなる最小位相系になることから、等化器の構成が比較的容易な線形等化器[12]で十分適用できるからである。また、伝送路となる送電線には、瞬時値変動の少ない一定量の電流が常時安定供給されていることと、図 2.1 に示すように、電気所構内設備によるインピーダンスの影響を低減するライントラップが送電線に挿入され、チャンネル特性はほぼ一定に保たれている。このことから、チャンネルの時変特性は瞬時には大きく変動しないと考えられるので、トランスバーサルフィルタの適応重み制御アルゴリズムについては、演算量が少なく実現が容易である LMS アルゴリズム[12]が最適として適用した。

ところで、送電線用デジタル電力線搬送装置の設置場所は発・変電所など電気所への適用がおもになるため、遮断器の開閉操作で生じるサージ雑音や、雷放電によるサージ雑音がデジタル電力線搬送装置に数 ms 程度のバースト雑音として印加される場合がある。この雑音環境下で、RLS (Recursive Least Squares) 判定帰還形等化器[25]を適用した場合、バースト雑音の印加時には判定帰還形等化器の出力信号にバースト誤りが影響を与える。そして、判定器でのシンボル判定誤りがフィードバックタップを介して誤りが伝搬することになる。このことでタップ係数はランダムウォーク状態に陥り、リミットサイクル（タップ係数が一定値で停止してしまう現象）に至ることが懸念される[25]。しかしながら、LMS アルゴリズムを用いる線形等化器では、入力信号の統計的性質の変化や、外乱などのバースト雑音に対する影響を受けにくく、リミットサイクルに至る現象は発生しにくいことから[25]、本方式を適用した事由にもなっている。

#### 3.1.1 基本原理と理論

LMS アルゴリズムは、図 3.1.1 に示すサンプリング時刻  $t$  におけるトランスバーサルフィルタの出力信号  $y(t)$  と、希望応答信号  $d(t)$  との MSE が最小化となるよう、フィルタのタップ係数を自動更新するアルゴリズムである。図 3.1.1 に示すトランスバーサルフィルタの遅延素子  $z^{-1}$  に接続されたフィルタのタップ数を  $M$  とすると、タップへの入力信号ベクトル  $\mathbf{u}(t)$  は次式で表される。

$$\mathbf{u}(t)=[u(t),u(t-1),\dots,u(t-M+1)]^T \quad (17)$$

ここで  $^T$  は転置を表す。また、タップ重みを決定するタップ係数ベクトル  $\mathbf{w}(t)$  は次式で表される。

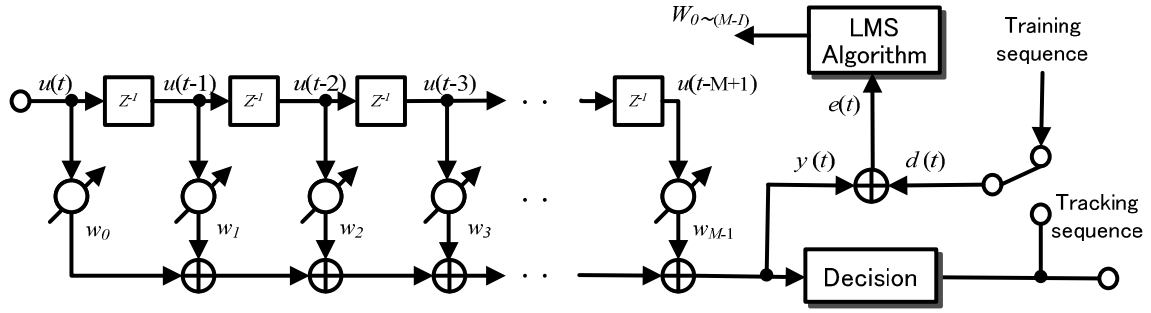


図 3.1.1 トランスバーサルフィルタによる時間領域 MMSE 等化器

$$\mathbf{w}(t)=[w_0(t), w_1(t), \dots, w_{M-1}(t)]^T \quad (18)$$

そこで Wiener-Hopf 方程式においては, 図 3.1.1 に示すトランスバーサルフィルタを最適化で動作させるには, 同図に示す推定誤差  $e(t)$  の平均二乗誤差  $J$  を最小化することであり, 次式の評価関数で定義される[26]。

$$J=E[e(t) e^*(t)] \quad (19)$$

ここで  $E[\cdot]$  は期待値を求める操作を表わし,  $*$  は複素共役を表わす。このとき確率過程が定常であるとみなせるとき  $J$  は次式で表される[26]。

$$J=\sigma_d^2 - \mathbf{w}^H \mathbf{P} - \mathbf{P}^H \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (20)$$

ここで,  $^H$  は複素共役転置を表わす。ただし, (20)式は次式によって定義される。

$$\sigma_d^2 = E[d(t)^2] \quad (21)$$

$$\mathbf{P} = E[\mathbf{u}(t) d(t)^*] \quad (22)$$

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{u}(t) \mathbf{u}^H(t)] \quad (23)$$

ここで, (21)式の  $\sigma_d^2$  は図 3.1-1 に示す希望応答信号  $d(t)$  の分散, (22)式の  $\mathbf{P}$  はタップへの入力信号  $\mathbf{u}(t)$  と希望応答信号  $d(t)$  との  $M \times 1$  相互相関ベクトルであり, 要素を  $p(-k)$  で表わすと次式で示される[26]。

$$\mathbf{P} = [p(0), p(-1), \dots, p(1-M)]^T \quad (24)$$

ここで,  $p(-k)$  は時間遅れを表す。

また(23)式の  $\mathbf{R}$  は, 入力信号  $\mathbf{u}(t)$  の  $M \times M$  自己相関行列で, 要素  $r(k)$  で表すと次式のように対称行列の *Toeplitz* 行列で示される[26]。

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & r(2) & \cdots & r(M-1) \\ r^*(1) & r(0) & r(1) & \cdots & r(M-2) \\ r^*(2) & r^*(1) & r(0) & \cdots & r(M-3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r^*(M-1) & r^*(M-2) & r^*(M-3) & \cdots & r(0) \end{bmatrix} \quad (25)$$

ここで、伝搬路には雑音が存在するので、入力信号  $\mathbf{u}(t)$  には伝搬路の雑音電力が付加される。したがって、雑音は加法性白色ガウス雑音と仮定できるので、雑音付加時の自己相関行列  $\mathbf{R}$  の要素  $r(k)$  は次式で与えられる。

$$r(k) = \begin{cases} r(0) + \sigma_n^2 & \text{If } k=0 \\ r(k) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (26)$$

ここで、 $\sigma_n^2$  は加法性白色ガウス雑音電力である。以上より(20)式の評価関数  $J$  の最小値  $J_{\min}$  は、タップ係数ベクトル  $\mathbf{w}$  に関する複素勾配ベクトル  $\nabla J$  が零になる点であり、 $\nabla J$  は次式として与えられる[26]。

$$\nabla J = \frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}} = \left[ \frac{\partial J}{\partial w_0} \quad \frac{\partial J}{\partial w_1} \quad \cdots \quad \frac{\partial J}{\partial w_{M-1}} \right]^T = -2\mathbf{P} + 2\mathbf{R}\mathbf{w} \quad (27)$$

ここで、上式の  $\nabla J$  を零とおき、これを満足する最適タップ係数のベクトル表示を  $\mathbf{w}_0 = [w_0(0), w_0(1), \dots, w_0(M-1)]^T$  とすると、次式に示す Wiener-Hopf 方程式が導かれる。

$$\mathbf{R}\mathbf{w}_0 = \mathbf{P} \quad (28)$$

(25)式の自己相関行列  $\mathbf{R}$  が正定値であるとする逆行列  $\mathbf{R}^{-1}$  が存在するので、次式に示す最適時のタップ係数ベクトル  $\mathbf{w}_0$  が導出できる。

$$\mathbf{w}_0 = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} \quad (29)$$

よって、最適フィルタ係数時の最小二乗誤差  $J_{\min}$  は(29)式を(20)式に代入すると、

$$J_{\min} = \sigma_d^2 - \mathbf{P}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} \quad (30)$$

として得られ、この  $J_{\min}$  が最小平均二乗誤差 (MMSE) となる。

そこで、LMS アルゴリズムは最急降下法に基づく適応アルゴリズムであるので、この考えを適用すればサンプリング時刻  $t$  での勾配ベクトルを  $\nabla J(t)$ 、タップ係数ベクトルを  $\mathbf{w}(t)$  とすると、サンプリング時刻  $(t+1)$  におけるタップ係数ベクトルの更新値は、

$$\mathbf{w}(t+1) = \mathbf{w}(t) + \frac{1}{2} \mu [-\nabla J(t)] \quad (31)$$

となる[26]。ここで、 $\mu$  はステップサイズパラメータであり、値を適当に選ぶことによりアルゴリズムの安定性や収束速度を変えることが出来る。そこで(27)式の  $\mathbf{w}$  を  $\mathbf{w}(t)$  とし(31)式に代入すると次式が得られる[26]。

$$\mathbf{w}(t+1) = \mathbf{w}(t) + \mu[\mathbf{P} - \mathbf{R}\mathbf{w}(t)] \quad (32)$$

しかし、(32)式に示す相互相関  $\mathbf{P}$  や自己相関行列  $\mathbf{R}$  は、期待値として十分長い時間の観測で得られるものであり、リアルタイムで  $\mathbf{w}$  を決定することは出来ない。そこで、LMS アルゴリズムでは  $\mathbf{P}$  と  $\mathbf{R}$  をサンプリングデータに基づく瞬時推定値、 $\hat{\mathbf{P}} = \mathbf{u}(t) d(t)^*$  と、 $\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{u}(t) \mathbf{u}^H(t)$  として定義し、これに対応すると瞬時推定勾配ベクトル  $\hat{\nabla} J(t)$  は次式となる[26]。

$$\hat{\nabla} J(t) = -2\mathbf{u}(t)d^*(t) + 2\mathbf{u}(t)\mathbf{u}^H(t)\hat{\mathbf{w}}(t) \quad (33)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{w}}(t)$  は推定タップ係数ベクトルである。

以上より(33)式を(32)式に代入すると、

$$\hat{\mathbf{w}}(t+1) = \hat{\mathbf{w}}(t) + \mu\mathbf{u}(t)[d^*(t) - \mathbf{u}^H(t)\hat{\mathbf{w}}(t)] \quad (34)$$

が得られ、(34)式の  $\mathbf{u}^H(t)\hat{\mathbf{w}}(t)$  はフィルタ出力  $y(t)$  となるので次式となる。

$$y(t) = \hat{\mathbf{w}}^H(t)\mathbf{u}(t) \quad (35)$$

よって、 $y(t)$  は希望応答信号  $d(t)$  の推定値となることを意味する。

この希望応答信号  $d(t)$  は図 3.1.1 に示すよう、トレーニングモード（等化器学習モード）においては、あらかじめ定められた既知シンボル信号が用いられ、トラッキングモード（等化器追尾モード）では  $y(t)$  に最も近いシンボル信号列候補を判定器で判定されたものが用いられる。よって、この希望応答信号とトランスバーサルフィルタ出力との差が推定誤差  $e(t)$  となり次式で表される。

$$e(t) = d(t) - y(t) = d(t) - \hat{\mathbf{w}}^H(t)\mathbf{u}(t) \quad (36)$$

以上よりタップ係数ベクトルの更新を決定する複素 LMS アルゴリズムは(34)式を用いて(36)式により次式により与えられる[26]。

$$\hat{\mathbf{w}}(t+1) = \hat{\mathbf{w}}(t) + \mu\mathbf{u}(t)e^*(t) \quad (37)$$

なお、推定誤差  $e(n)$  は瞬時値であるので、平均二乗値を最小化することを最適化の規範とすると、LMS アルゴリズムの平均二乗誤差 MSE は次式で表される。

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= E[e(t) e^*(t)] \\ &= E[|e(t)|^2] \end{aligned} \quad (38)$$

ところで、(37)式の複素 LMS アルゴリズムが平均二乗収束するのは、ステップサイズパラメータ  $\mu$  が次式の条件を満足するときだけであることが示されている[26]。

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (39)$$

ここで、 $\lambda_{\max}$  は自己相関行列  $\mathbf{R}$  の最大固有値であり、次式のスペクトルノルムで示される[26]。

$$\|\mathbf{R}\|_s = \lambda_{\max} \quad (40)$$

しかし、現実の LMS アルゴリズムの適用では  $\lambda_{\max}$  の値は未知であるので、自己相関行列  $\mathbf{R}$  のトレース値である  $\text{tr}[\mathbf{R}]$  を  $\lambda_{\max}$  の推定値として用いるとすれば収束条件値は、

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{tr}[\mathbf{R}]} \quad (41)$$

として書き直される[26]。つまり、 $\lambda_{\max}$  の推定値は次式に示すようにユニタリの相似変換により対角化され、自己相関行列  $\mathbf{R}$  がもつ固有値の総和となる。つまり、最大固有値  $\lambda_{\max}$  から最小固有値  $\lambda_{\min}$  までの総和が  $\lambda_{\max}$  の推定値となる[26]。

$$\begin{aligned} \text{tr}[\mathbf{R}] &= \text{tr}[\mathbf{Q}^H \mathbf{R} \mathbf{Q}] \\ &= \sum_{k=1}^M \lambda_k \end{aligned} \quad (42)$$

ここで、 $\mathbf{Q}$  は固有値  $\lambda_1 \sim \lambda_M$  に対応する  $M \times M$  行列の固有ベクトル、 $\lambda_k$  は  $k$  番目の固有値となる。なお、 $\lambda_{\min}$  は  $\lambda_{\max}$  と同様に、スペクトルノルムで表わされ次式となる[26]。

$$\|\mathbf{R}^{-1}\|_s = \frac{1}{\lambda_{\min}} \quad (43)$$

さらに、LMS アルゴリズムの収束特性を評価する時定数  $\tau_k$  (値が大きいほど収束速度は劣化する) は次式で近似される[26]。

$$\tau_k \cong \frac{1}{2\mu\lambda_k} \quad \mu \ll 1 \quad (44)$$

したがって、(44)式からステップサイズパラメータ  $\mu$  を一定とした場合、固有値  $\lambda_{\min}$  時に時定数  $\tau_k$  は最大となり、固有値  $\lambda_{\max}$  時が最小となることを意味している。また、(44)式はステップサイズパラメータ  $\mu$  を大きくすることにより収束速度が向上されることも示している。

よって、LMS アルゴリズムの収束特性は、固有値の広がりである自己相関行列  $\mathbf{R}$  の条件

数で示され、スペクトルノルムを用いると次式で表される[26]。

$$\kappa(\mathbf{R}) = \|\mathbf{R}\|_s \cdot \|\mathbf{R}^{-1}\|_s = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \quad (45)$$

この条件数が大きいほど（値が大きいほど）自己相関行列  $\mathbf{R}$  の逆行列  $\mathbf{R}^{-1}$  を解く際に逆行列  $\mathbf{R}^{-1}$  の誤差が大きくなるため、自己相関行列  $\mathbf{R}$  は悪条件となる[26]。したがって条件数が多い場合、(29)式に示すタップ係数ベクトル  $\mathbf{w}_0$  を推定する際の実数調整メントが大きくなり、その誤差が MMSE に表れ収束特性を劣化させることになる。

次に、LMS アルゴリズムは(29)式に示したように瞬時推定勾配ベクトルを用いてフィルタ係数ベクトルの更新を決定しているため、勾配ベクトル  $\nabla J$  と瞬時推定値  $\hat{\mathbf{w}}(t)$  には誤差となる勾配雑音が生じる。このため、収束時の MSE は(30)式に示した  $J_{\min}$  より大きくなる。この  $J_{\min}$  から大きい量が過剰平均二乗誤差 (excess MSE) と呼ばれ、確率過程が定常であり、 $\hat{\mathbf{w}}(t)$  が  $\mathbf{w}_0$  の近傍で十分収束しているとすると、次式の近似式で表わせる [27]。

$$\text{excess MSE} \approx \mu \text{tr}[\mathbf{R}] J_{\min} \quad (46)$$

また、LMS アルゴリズムが最適フィルタ値に対して実現値の尺度として用いられている誤調整  $\xi$  は、excess MSE を  $J_{\min}$  で正規化して次式で与えられる。

$$\xi = \frac{\text{excess MSE}}{J_{\min}} = \mu \text{tr}[\mathbf{R}] \quad (47)$$

また、次式に示すように、excess MSE の大きさはタップ数に比例して大きくなることも分かる。

$$\begin{aligned} \text{tr}[\mathbf{R}] &= M r(0) \\ &= \sum_{k=0}^{M-1} E \left[ |u(t-k)|^2 \right] \end{aligned} \quad (48)$$

ここで、 $M$  はタップ数であり、 $r(0)$  は(25)式に示す自己相関行列  $\mathbf{R}$  の対角要素である。

以上から、ステップサイズパラメータ  $\mu$  を大きくすると収束速度は向上するものの excess MSE は大きくなってしまい、逆に excess MSE を小さくするためにステップサイズパラメータ  $\mu$  を小さくすると収束速度が低下してしまう、いわゆるトレードオフが生じる。したがって、 $\mu$  の値は十分に注意を払い計算機シミュレーション等により適切な値を設定する必要があるといえる。



## 3.2 電力遅延プロファイルのモデル化による数値解析と計算機シミュレーション

本節では、送電線路に適用する MMSE-TDE が、最適動作を示すタップ数やステップサイズパラメータ等を明らかにするための解析と計算シミュレーションを行う。まず、第 2 章 3.3.1 節で示した送電線路において、分岐個所にライントラップが設置されている送電線路 B となるモデル 1 と、分岐 1 個所にライントラップが設置されていない送電線路 C となるモデル 2 の、2 つのモデルを用いた電力遅延プロファイルモデルの作成と、その複素パスデータの作成を行なう。また、モデル化したチャンネルにおける Wiener フィルタ理論での MMSE 数値解析、LMS アルゴリズムでの MSE 収束特性、ならびに BER 特性について計算機シミュレーションによる送電線路での MMSE-TDE のチャンネル等化性能について検証を行なう。

### 3.2.1 電力遅延プロファイルモデルと複素パスデータの作成

電力遅延プロファイルのモデル作成にあたり、第 2 章で示した伝搬損失値と表 2.3.3.3-3 に示す付加損失パラメータ値と、伝搬損失値/km を用いた。また、(6)式に示す異相間結合減衰量の算出には搬送周波数を 375kHz に、64QAM のシンボルレートは 32ksymbol/s (31.25 $\mu$ s) に規定し、3.2 節で述べたように 2 系統のモデル 1 および 2 を仮定し、電力遅延プロファイルのモデルの作成を行った。モデル 1 においては送電線路の分岐 2 個所にライントラップが設置されている、図 3.2.1-1 に示す伝送路モデルである。モデル 2 においては、送電線路の分岐 2 個所の内、分岐 1 個所にはライントラップが設置され、SS.a にはライントラップのみが設置されている図 3.2.1-2 に示す伝送路モデルである。なお、電力遅延プロファイルのモデル作成については、シンボルレート 32ksymbol/s のサンプリング間隔 (31.25 $\mu$ s) の整数倍に最も近い遅延時間で、なおかつ直接波と遅延波の受信電力比  $hp_i$  の dB 値が 35dB より小さい遅延パスルートのみ抽出し、 $hp_i$  は  $E[\sum_{i=0}^{L-1} hp_i]=1$  (0dB)となるように電力遅延プロファイルを規格化した。ここで、 $i$  は抽出されたパス数  $L$  (主波および遅延波) の  $i$  番目の遅延パスである。また、抽出するために規定した直接波と遅延波の電力比は、2.4.3 節で述べたように実送電線路で測定して得られた平均受信 SNR である 35dB を用いたためである。

表 3.2.1 に作成されたモデル 1 と 2 の電力遅延プロファイルの電力配分値を示す。モデル 1 は、送電線分岐にライントラップが設置されている線路であるので、遅延波の反射電力量はライントラップにより適度に抑制され、各パスの電力値は小さなモデルとして作成されている。一方、モデル 2 においては送電線分岐 1 個所にライントラップが設置されていない線路であるので、遅延波の反射電力量はライントラップでの反射波の抑制と、動作減衰量は生じないことから各パスの電力値は大きなモデルとして作成されている。

ここで、作成されたモデルの電力遅延プロファイルは、電力値のみ得られるため位相情報は取得されていない。しかし、伝送される変調信号は複素信号であるので、主波と各遅延波のパスにはそれぞれ位相情報を生成させる必要がある。そこで、表 3.2.1 に示しているモデ

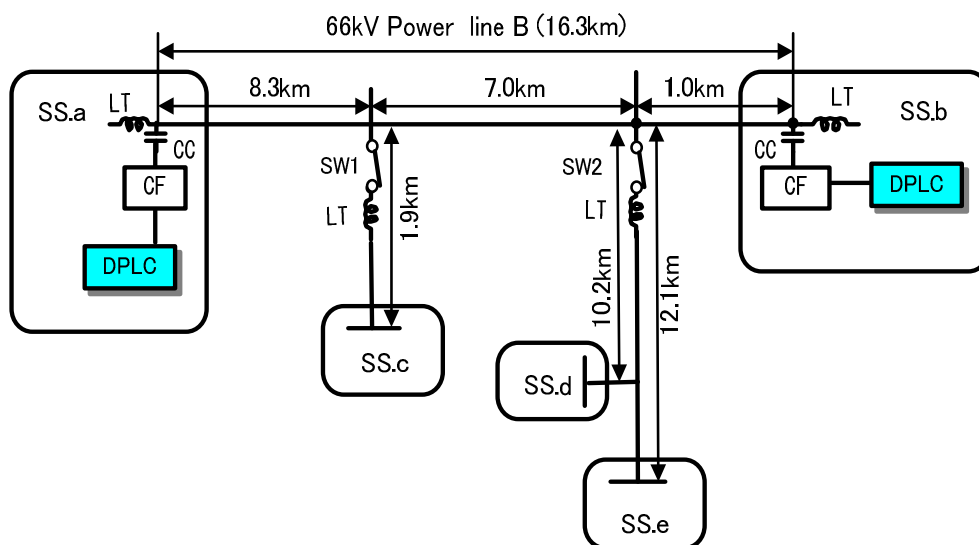


図 3. 2. 1-1 モデル 1 を用いた分岐 2 個所に LT が設置されている送電線路

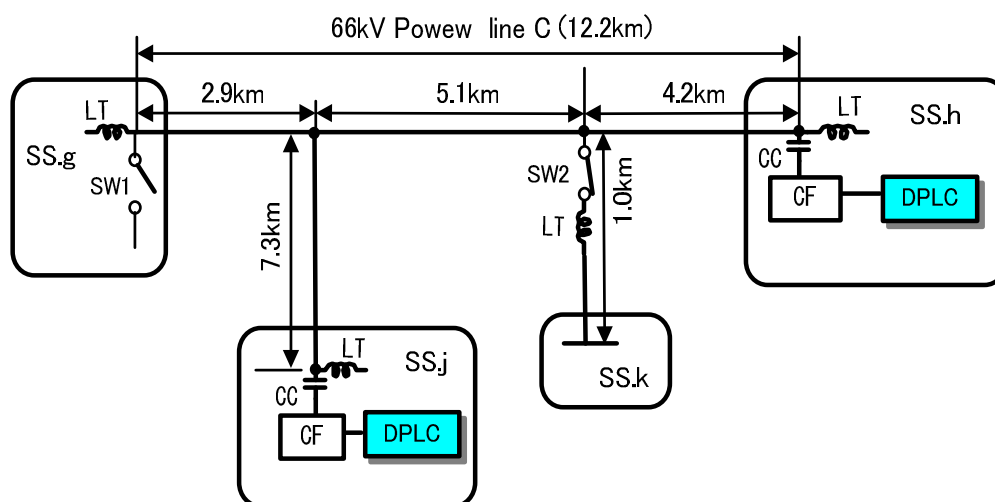


図 3. 2. 1-2 モデル 2 を用いた分岐 1 個所に LT が設置されていない送電線路

表 3. 2. 1 電力遅延プロファイルの電力配分値

Model 1		Model 2	
$hp_0=0.99222$	$hp_4=0.00117$	$hp_0=0.8291$	$hp_4=0.00207$
$hp_1=0.00131$	$hp_5=0.00066$	$hp_1=0.13447$	$hp_5=0.00066$
$hp_2=0.00207$	$hp_6=0.00048$	$hp_2=0.02504$	$hp_6=0.00044$
$hp_3=0.00176$	$hp_7=0.00033$	$hp_3=0.00644$	$hp_7=0.00035$

ル1と2から作成された電力遅延プロファイルの各パス電力配分値に、 $0\sim 2\pi$ のランダムな位相を与えた複素パスデータを生成し、その同一手順を100回繰返して100組となる複素パスデータのテーブルを作成した。

### 3.2.2 Wiener-Hopf 方程式による理論解析と LMS アルゴリズムによる計算機シミュレーション解析

計算機シミュレーションで用いる基本パラメータを表 3.2.2 に示す。なお、送受信間のシンボルタイミングは DPLL (Digital Phase Locked Loop) 処理により十分な精度でシンボル同期が確立できており、そして周波数オフセットは補正されているものとして、シンボルタイミングは理想とした。また、計算機シミュレーションにおける LMS アルゴリズムの希望応答信号  $d(t)$  の動作点は、3.1 節で説明したように送電線路では電力遅延プロファイルのメインピーク (主波) は常に先頭パスとなる最小位相系となるので、図 3.1.1 に示すトランスバーサルフィルタの先頭タップである  $w_0$  としている。

ここではモデル 1 と 2 を適用した場合に、3.1.2 節で示した LMS アルゴリズムの MSE と Wiener-Hopf 方程式による MMSE が、適用タップ数を  $M=5\sim 24$  タップまで変化させた時の特性について評価を行なう。なお、試行するトランスバーサルフィルタの最大タップ数を  $M=24$ 、SNR を 35dB に規定した場合、各タップ入力への平均電力は(26)式より  $r(0)=1.00032$  となるので、ステップサイズパラメータ  $\mu$  は、(41)式と(48)式より 0.083 以下とすることで収束条件が満たされることから、設定値はこれよりも一桁ほど小さい値の 0.01 を用いることとした。

#### 3.2.2.1 時間領域 MMSE 等化器のタップ数対 MMSE 特性および MSE 特性

図 3.2.2.1 にモデル 1 と 2 の LMS アルゴリズムにおける MSE 特性と Wiener 解の MMSE 特性を示す。横軸がトランスバーサルフィルタのタップ数  $M$  で、縦軸が各タップ入力への平均電力  $r(0)=1.00032$  となる場合の MSE および MMSE であり、3.2.1 節で作成した 100 組すべての複素パスデータで得られた MMSE 値を平均化したものをプロットしている。ここで、

表 3.2.2 計算機シミュレーション諸元

Modulation	64QAM
Symbol rate	32ksymbol/s
SNR	35dB
Number of training symbols	5000

プロットしている LMS アルゴリズムによる MSE 特性は 1 番目の組の複素遅延パスデータで 100 回の試行による計算機シミュレーションで得られた平均の MSE 学習曲線を、さらに同一手順で 2 番目の組から 100 番目の組までの複素パスデータで得られた MSE 学習曲線で平均化し、この 100 組のデータで得られた平均化 MSE 学習曲線のトレーニング系列長 4001 シンボル点から 5000 シンボル時点に亘る平均値の MSE 値をプロットした。

図 3.2.2.1 に示すモデル 1 において、タップ数に対応する MSE および MMSE の特性は 12 タップ以上で、ほぼ収束領域となることが示され  $\text{SNR}^{-1}$  ( $3.16 \times 10^{-4}$ ) に漸近していることが分かる。一方、モデル 2 の収束特性はモデル 1 と比較し、MMSE を dB 値として表すと約 2.0 dB、MSE は約 2.4dB ほど劣化しており、タップ数も 21 タップ以上を必要として収束領域となることが示されている。この収束特性の差は表 3.2.1 で示しているように、モデル 1 と 2 では複素遅延プロファイル特性の差異に起因する(45)式に示す自己相関行列  $\mathbf{R}$  の条件数が異なっているためである。100 組の全データによる平均の条件数は、モデル 1 で  $\kappa(\mathbf{R})=1.57(M=12)$ 、モデル 2 で  $\kappa(\mathbf{R})=10.54(M=21)$ と、ライントラップが設置されていないモデル 2 のチャンネルでは自己相関行列  $\mathbf{R}$  の条件数が大きくなることで MMSE および MSE の定常値を増加させることが分かる。

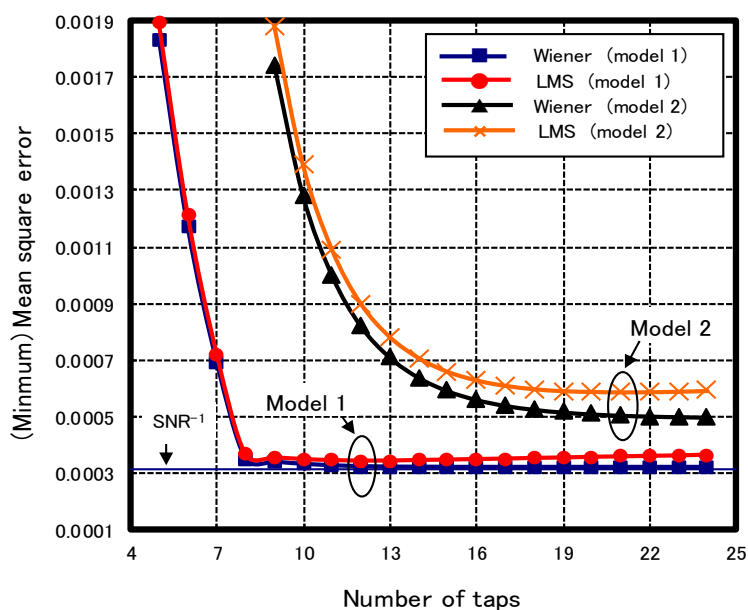


図 3.2.2.1 MMSE と MSE の収束特性の比較

### 3.2.2.2 時間領域 MMSE 等化器のタップ数対過剰二乗誤差特性

図 3.2.2.2 に示しているモデル 1 と 2 の MSE は MMSE より大きい値の平均二乗誤差が生じていることが分かる。これは、3.1.1 節で示したように勾配雑音に起因する誤差量であり、ステップサイズパラメータ  $\mu=0.01$  とした時の過剰平均二乗誤差 (excess MSE) 特性になる。この excess MSE は(46)式に示す近似式を用いて推定することが可能であるので、比較検討のため、図 3.2.2.1 で示したモデル 1 と 2 における MSE 特性と、(46)式から推定された MSE 特性の、それぞれを図 3.2.2.2 に示した。モデル 1 と 2 の推定 MSE 特性は MSE 特性と良く近似しており、ほぼ同一の値を示している。このことは、送電線路に用いる MMSE-TDE では、MMSE から MSE を(46)式により簡便に推定することが可能であることを意味している。また、図 3.2.2.1 と図 3.2.2.2 に示すよう、タップ数の増加に伴う MSE 上昇のブレイクポイントが確認され、そのポイントはモデル 1 では 12 タップが最小点となり、モデル 2 では 21 タップが最小点になることが示されている。これは、(46)~(48)式に示すように  $J_{\min}$  が収束領域で一定となった場合、タップ数に比例して誤調整  $\xi$  が増加して行くために生じる誤差である。

したがって、LMS アルゴリズムにおいてステップサイズパラメータを  $\mu=0.01$  とした場合、最適タップ値は送電線路分岐にライントラップが設置されているモデル 1 では 12 タップ程度を、送電線路分岐にライントラップが設置されていないモデル 2 では 21 タップ程度を用いることで MSE は最小化となり、送電線で用いる MMSE-TDE 方式は最適な等化器として動作することが可能になると考える。

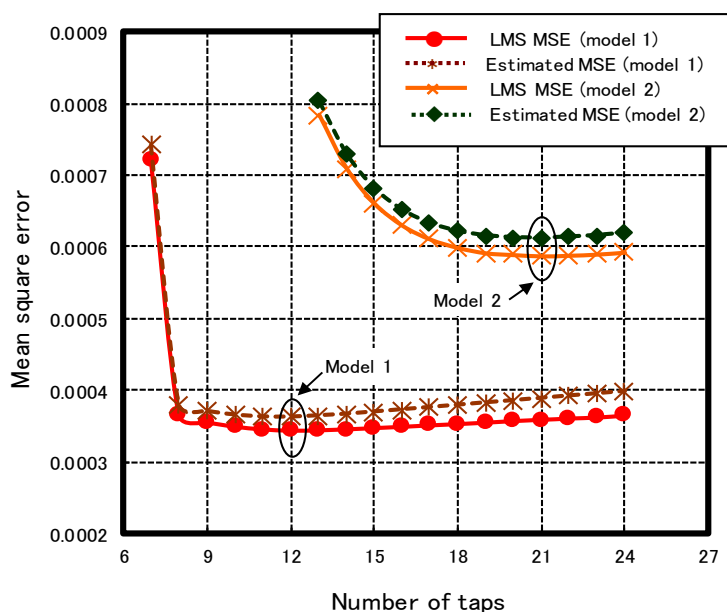


図 3.2.2.2 excess MSE と MSE の収束特性の比較

### 3.2.3 ステップサイズパラメータ変化時の LMS アルゴリズムの MSE 特性

LMS アルゴリズムのトレーニング時ステップサイズパラメータ  $\mu$  の最適値を検証するため、 $\mu$  を 0.05, 0.01, および 0.005 と 3 通りに変化させ、それぞれの MSE 収束特性を比較した。なお、計算機シミュレーションに用いた複素パスデータは、各モデルにおいて 100 組の自己相関行列  $\mathbf{R}$  による平均の条件数と、ほぼ同一の値となるものを 100 組の複素パスデータテーブルの中から 1 組を抽出し試行した (付録 A.1 参照)。

図 3.2.3 に、それぞれの値となるパラメータ  $\mu$  で 100 回の試行で得られた平均の MSE 収束特性を示す。(a)がモデル 1 でタップ数  $M=12$ , (b)がモデル 2 でタップ数  $M=21$  とした特性である。その他計算機シミュレーション時のパラメータは、表 3.2.2 に示す値を用いた。

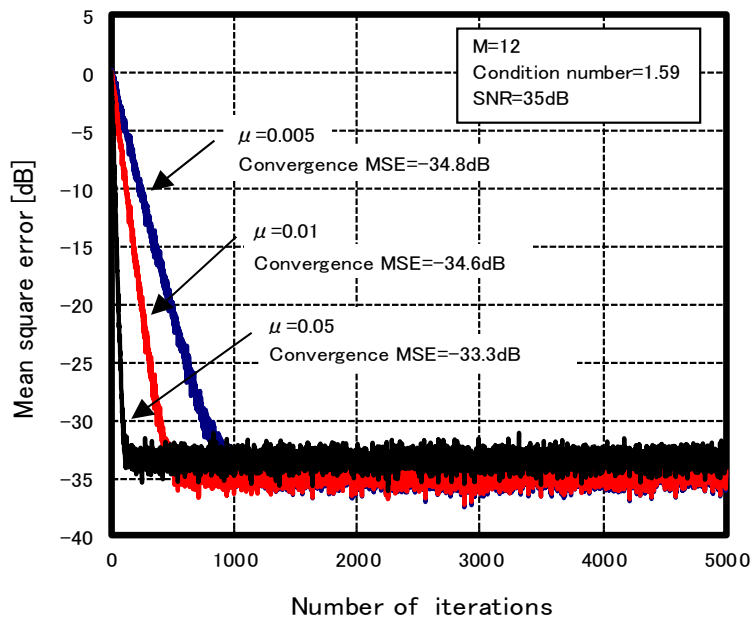
モデル 1 と 2 の MSE 特性を比較した場合、(45)式が示すよう自己相関行列  $\mathbf{R}$  の条件数が小さいモデル 1 では収束領域となるまで必要とするトレーニング系列長は少ない。一方、条件数が大きいモデル 2 ではトレーニング系列長を多く必要とする結果が示されている。また、ステップサイズ  $\mu$  を大きくすると収束特性は向上する反面、MSE は excess MSE による増加が確認される。しかしながら、 $\mu=0.01$  と 0.005 において収束領域の MSE は、モデル 1 では -34.6dB と -34.8dB, モデル 2 では -32.3dB と -32.6dB であり、両ステップサイズには差異がない結果となっている。

したがって、LMS アルゴリズムのトレーニング時のステップサイズパラメータは、適切な収束速度と MSE 値を考慮すると  $\mu=0.01$  程度を用いることで MMSE-TDE は最適な収束特性が得られると言え、所要の BER となる  $1 \times 10^{-6}$  を確保するために必要と推定される MSE 値 = 26.8dB を得ることが出来る。

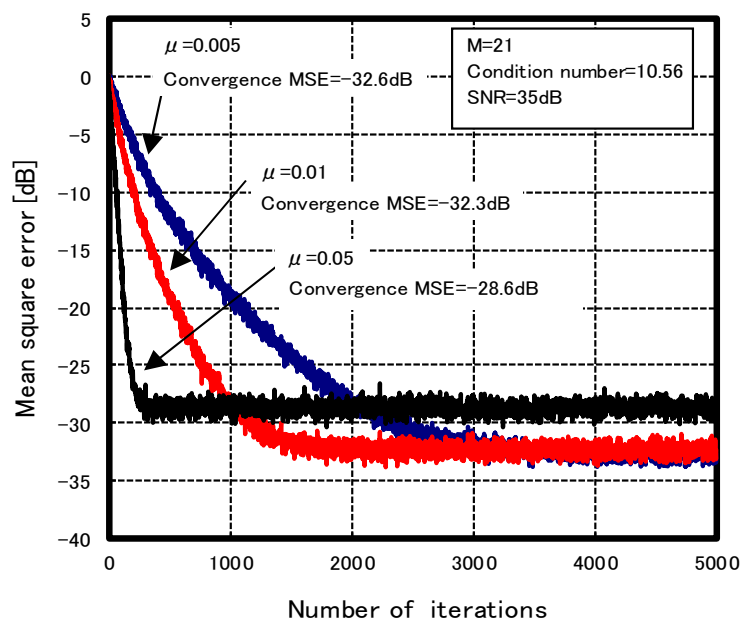
### 3.2.4 自己相関行列の条件数変化時における LMS アルゴリズムの MSE 特性

LMS アルゴリズムのステップサイズパラメータが最適値であるとした  $\mu=0.01$  に固定し、自己相関行列  $\mathbf{R}$  の条件数については 100 組の複素パスデータテーブルの中から最小値、平均値、最大値のものを 3 組抽出した (付録 A.1 参照)。その 3 組を用いて計算機シミュレーションで求めた MSE の収束特性を図 3.2.4 に示す。(a)がモデル 1 で、(b)がモデル 2 であり、タップ数と SNR など、計算機シミュレーションのパラメータは前節 3.2.3 と同一である。

モデル 1 においては、複素パスデータテーブル内の条件数が最小値=1.45, 平均値=1.59, 最大値=1.78 と、データテーブル内の分散は 0.005 と小さいことで、3 組の条件数による MSE 収束特性と収束領域の MSE 値 (-34.6dB)は同一な特性を示す結果となっている。このことは、送電線分岐にライントラップが設置されているモデル 1 となる送電線路では、伝送路の複素遅延プロファイルの位相特性に変化が生じたとしても条件数には大きな変化が生じないことを示しており、タップ数  $M$  は 12 タップ程度で等化器は常に一定の MSE



(a) モデル 1



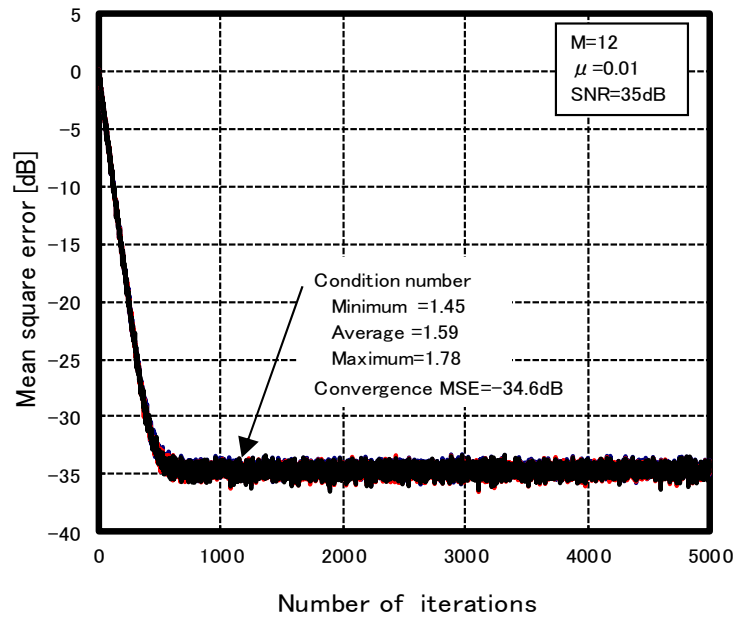
(b) モデル 2

図 3.2.3 ステップサイズパラメータ対 MSE の収束特性

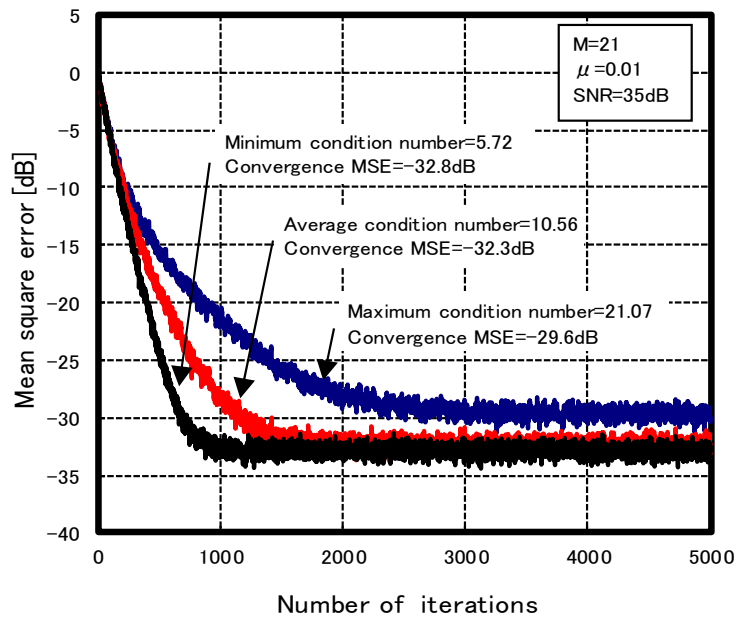
の収束特性が得られることが分かる。一方、モデル 2 においては、条件数が最小値=5.72, 平均値=10.56, 最大値=21.07 の値を示し、データテーブル内の条件数の値は大きい分散を示す結果となっている。そして、MSE の収束特性は条件数の大きさが異なることより収束領域まで必要とするトレーニング系列長が異なることが示され、最大値の条件数 21.07 ではトレーニング系列長は 3000 シンボル程度を必要とすることが分かる。また、収束領域の MSE については-29.6dB とモデル 1 より大きくなることも示されている。このことは、送電線分岐にライントラップが設置されていない伝送路では、複素遅延プロファイルの位相特性によっては自己相関行列の条件数に大きな変化が生じることを示している。たとえば条件数が大きな値へと変化した場合、等化器の MSE 収束特性と収束領域の MSE 値が劣化することを意味している。このことから、送電線路で安定したデジタル伝送を行うには、送電線分岐にライントラップを設置することは有効な手段であると言える。しかしながら、送電線分岐の鉄塔には鉄塔構造や強度、および伝送路の構成方法の制約からライントラップを設置することが困難な箇所も多々存在している。このような送電線路にもデジタルネットワーク構築は信頼度が高い伝送手段となるデジタル電力線搬送方式で実現することが求められる。

したがって、MMSE-TDE に実装させるタップ数としては、モデル 2 のような遅延波の電力が大きく、条件数も大きくなるチャンネルを基準としたタップ数を標準で実装させることで、いずれのモデルが示す最大であった自己相関行列  $\mathbf{R}$  の条件数でも、提案した MMSE-TDE は所要の BER となる  $1 \times 10^{-6}$  を実現できる MSE 値=26.8dB を確保することが可能と考える。この場合、最適タップ数として 21tap が適用されるが、タップ数の要求が少ないモデル 1 (12tap) のようなチャンネルに適用した際、タップ数増加に伴う excess MSE の上昇に伴う MSE の特性劣化が憂慮される。しかし、その MSE の上昇値は図 3.2.2 および(46)式から得られるように、 $\mu=0.01$  とした場合からの上昇値は 0.2dB 程度と小さく、図 3.2.4 (a) に示す LMS アルゴリズムによる MSE の収束特性と、ほぼ同一の結果が示されている。このことから、装置実用化時に適用する等化器のタップ数は、自己相関行列の条件数が大きくタップ数を多く必要とするチャンネルを対象に決定しても、モデル 1 が対象となるチャンネルでの MSE 値の劣化は微小であり、MSE 特性に影響を与えないものとする。そこで、次節で示す BER 特性については、タップ数を 21tap に固定して検証を行なうこととする。





(a) モデル 1



(b) モデル 2

図 3.2.4 条件数対 MSE の収束特性

### 3.2.5 自己相関行列の条件数およびステップサイズパラメータ対 BER 特性

ここでは、自己相関行列  $\mathbf{R}$  の条件数の大きさとステップサイズパラメータ  $\mu$  が異なる場合の BER 特性に与える影響について、計算機シミュレーションによる検証を行う。計算機シミュレーションのパラメータとして、変調方式は 64QAM (32ksymbol/s)を用いる SC 方式とし、復調方式は同期検波である。伝送速度は 192kbps で誤り訂正を用いない無符号化方式とした。また、送・受信で用いるルートナイキストフィルタのロールオフ係数は 0.5 とした。

図 3.2.5 にはモデル 1 と 2 における条件数が、平均値と最大値となる複素パスデータを用い、トレーニングモードでのステップサイズパラメータに  $\mu=0.01$  を用いた時と、トラッキングモードとして規定した値  $\mu=0.001$  (トレーニング値より一桁小さい値) を用いた時の等化器出力における  $E_b/N_0$  対 BER 特性を示している。なお、図 3.2.5 には比較のため等化器を用いない場合の両モデルの BER 特性も示しているが、MMSE-TDE を用いることで符号間干渉が補償され特性は大きく改善することが確認できる。

モデル 1 については 3.2.4 節で示したように、条件数の平均と最大の値には大きな差異はなく、ほぼ同一の MSE 収束値となる。このことから、両条件数での BER 特性は  $\mu=0.01$  を用いた場合に 64QAM の理論 BER 特性からの劣化量は所要の BER  $1 \times 10^{-6}$  の点で、0.6dB 程度のわずかな劣化量になることが図 3.2.5 に示されている。

一方、条件数が大きいモデル 2 の BER 特性は、64QAM の理論 BER 特性からの劣化量は

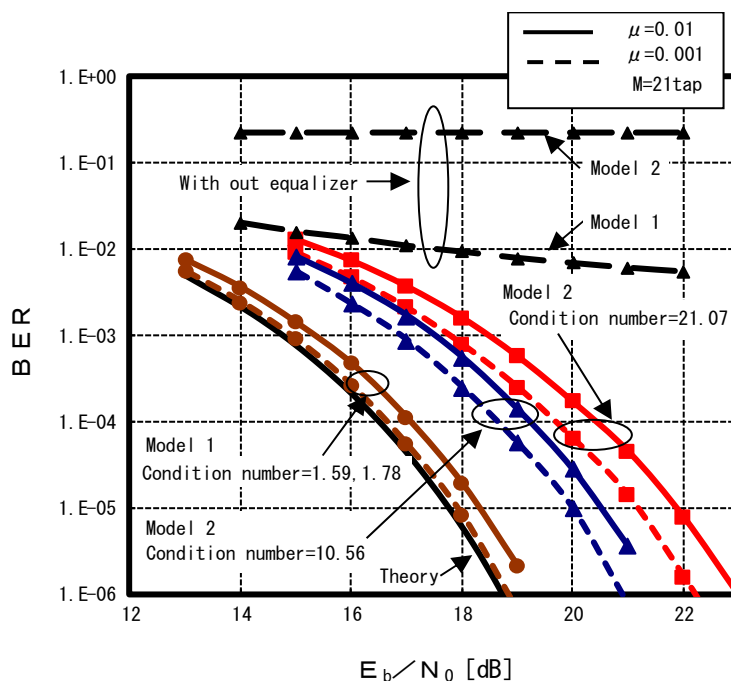


図 3.2.5 モデル 1 と 2 における BER 特性

大きく、 $\mu=0.01$  を用いた場合の平均の条件数において、所要の BER  $1 \times 10^{-6}$  の点で約 2.5dB、最大の条件数では約 4.5dB の劣化を生じることが図 3.2.5 に示されている。これは図 3.2.4(b) に示した MSE の収束特性から分かるよう、 $\text{SNR}^{-1}$  (-35dB)からの劣化量は平均の条件数で 2.7dB、最大の条件数で 5.4dB であり、64QAM の理論 BER 特性からの劣化量と等価と推測すると、MSE の上昇が BER 特性に影響を与えているものと考えられる。このことは条件数が大きいチャンネルほど BER 特性は劣化することを示している。また、 $\mu$  が 0.01 と 0.001 では BER 特性に相違が見受けられるが、これは(46)式に示すように  $\mu$  の値により excess MSE が増減するためである。これにより、 $\mu$  を 0.001 とした場合の BER 特性は向上される。このため、モデル 1 の BER 特性においては、ほぼ理論 BER 特性と漸近し、モデル 2 の最大の条件数では 1dB 程度の改善がされていることが分かる。したがって、トラッキングモードでは  $\mu=0.001$  程度のステップサイズパラメータを用いることで、それぞれの条件数となるチャンネルで、excess MSE による上昇を抑制でき良好な BER 特性が得られることが分かる。

以上のことから本章で提案した MMSE-TDE は、送電線分岐箇所にライントラップが設置されている送電系統はもとより、分岐個所にライントラップの設置が出来ないことで、長遅延で強い周波数選択性となる送電線路にも十分適用が可能と言え、受信  $E_b/N_0$  がおよそ 22dB (64QAM を用いる時  $E_b/N_0[\text{dB}] = \text{SNR}[\text{dB}] - 10\log_{10}6$  で与えられ、SNR 換算で約 30dB となる)を確保できていれば、伝送速度 192kbps において所要の BER  $1 \times 10^{-6}$  を十分確保できることを明らかにした。

### 3.3 実フィールドでの時間領域 MMSE 等化器の MSE 特性

試作したデジタル電力線搬送装置を用いた実フィールド試験を、第 2 章の図 2.3.3.1-2 に示す送電線の分岐 1 個所にライントラップが設置されていないモデル 2 を用いて行った。試作装置と測定装置は図 3.3 に示すように、変電所 SS.j と SS.h に設置し、MMSE-TDE の MSE 収束特性試験を伝送距離が 16.6km となる変電所間の送電線路で表 3.3 に示すパラメータで実施した。なお、測定時の受信 SNR は約 38dB であった。

#### 3.3.1 時間領域 MMSE 等化器の MSE 特性と条件数

初めに、伝送試験に用いた図 3.3 に示す実フィールドの周波数応答特性を取得するための測定を実施した。図 3.3.1-1 に、送信電力 0dBm、400~450kHz の周波数を 1kHz のステップでスペクトラムアナライザによって受信 (RBW=3kHz)した相対電力の周波数応答特性を示す。伝送帯域となる 400~450kHz の周波数応答特性は大きく歪み、強い周波数選択性を示す伝送路であることが確認できる。

次に、MMSE-TDE の MSE 収束特性を取得するため、10 回の MMSE-TDE のトレーニング処理を実施した。そして、得られた 10 回の MSE 収束特性を平均化し、更に特性を平滑

表 3.3 実フィールドで用いた試作機のパラメータ

TX power	20dBm	Bandwidth	48kHz
Carrier frequency	425kHz	Equalization	Trnsversal filter (21taps)
Modulation	64QAM (34.3ksymbol/s)	LMS step size	$\mu=0.01$
Filter	Root nyquist filter (Roll-off factor=0.4)	SNR	38dB

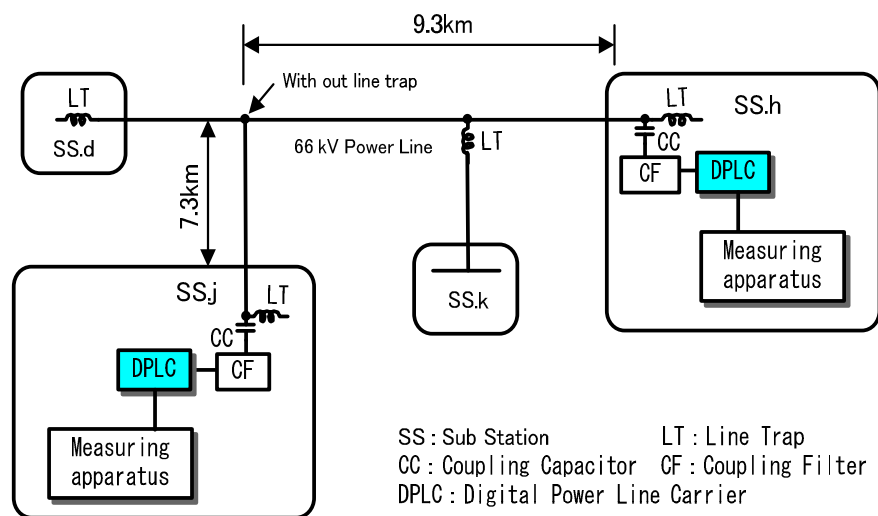


図 3.3 実フィールド試験に用いた送電線の系統と測定系の機器構成

化するため、10 シンボルの窓を用いて移動平均をした。得られた MSE の収束特性を図 3.3.1-2 に示す。MSE 収束特性は、LMS アルゴリズムのステップサイズパラメータ  $\mu$  を 0.01 とすると、およそ 2500 シンボル以上のトレーニング系列長で MSE は収束できていることが分かる。そして、収束後の MSE はトレーニング系列長 2501 点から 3000 シンボル時点に亘る 500 シンボルの平均値で -31.7dB、3001 シンボル点から 3520 シンボル時点に亘る平均値で、-31.8dB の値が得られている。これは、トレーニング系列長は 3000 シンボル程度を用いれば MSE は十分収束できることを示しており、3.2.4 節で示した計算機シミュレーションとほぼ一致する結果となっている。このことで、実用化時のデジタル電力線搬送装置は、リスタート時において端末システム側から要求される許容ネゴシエーション時間 (500ms 程度) 内でトレーニングシーケンスが完了し、通信を再開できるものとする。また、実測された MSE 値は等化器出力信号との雑音電力比である  $SNR=31.7 \text{ dB}(E_b/N_0=23.9\text{dB})$

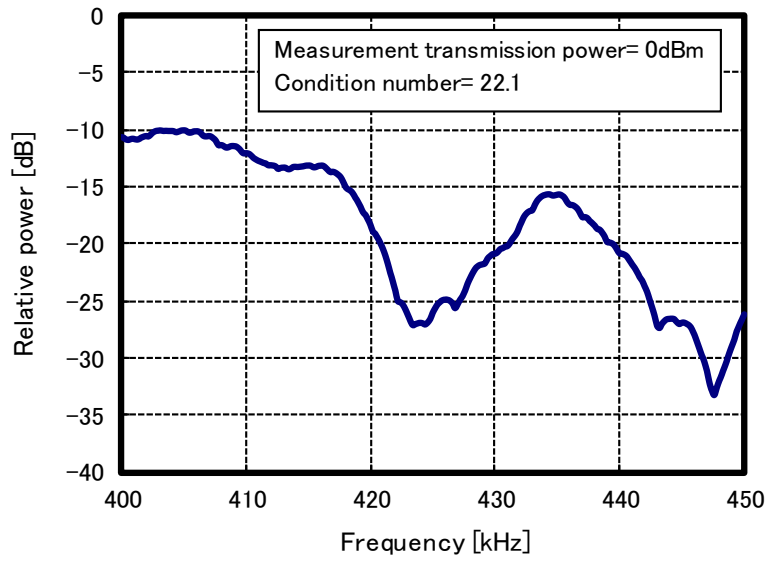


図 3. 3. 1-1 実フィールド試験に用いたチャネルの周波数応答特性

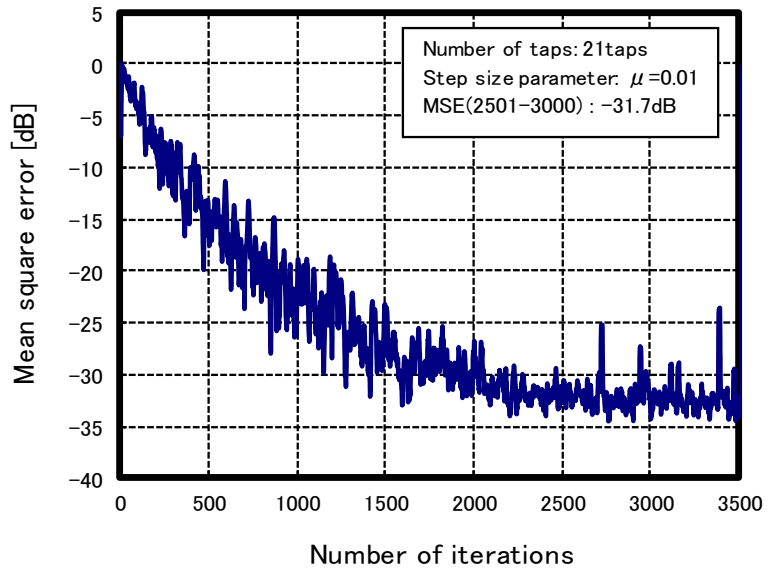


図 3. 3. 1-2 トレーニング系列による MMSE-TDE の MSE 収束特性

と等価となると推測できるので、この SNR での BER 特性を図 3.2.5 から求めると、所要の BER である  $1 \times 10^{-6}$  以下は確保できる値であり実フィールドで十分適用できる結果が得られている。

さらに、実測で得られた自己相関行列  $\mathbf{R}$  の条件数は 22.1 と、3.2.4 節で示した複素遅延パスデータの最大値の条件数 21.07 とほぼ一致する結果が示された。よって計算機シミュレーションでは、電力遅延プロファイルに 100 組程度のランダムな位相を発生させて作成された複素パスデータの中から、最大となる条件数を用いれば、およそ実フィールドの特性に近づけた検証が行えることが示された。

以上のことから、無線技術で適用されてきた MMSE-TDE 方式は、長遅延で強い周波数周波数選択性を有する送電線路で、高速デジタル伝送を実現するには有用な技術であることを明らかにした。

### 3.4 第 3 章のまとめ

本章では、まず送電線用デジタル電力線搬送方式に用いる SC 方式を対象とした MMSE-TDE に、トランスバーサルフィルタの適用と、適応重み制御のアルゴリズムに LMS を用いた事由について述べた。そして、Wiener-Hopf 方程式理論解析による MMSE と、計算機シミュレーションによる LMS アルゴリズムの MSE について、チャンネルの自己相関行列  $\mathbf{R}$  における条件数の違いによる MSE 収束特性の比較検討を行った。その結果から、送電線路で高速デジタル伝送を実現するために必要となる、トランスバーサルフィルタの最適タップ数や、LMS アルゴリズムのステップサイズパラメータ  $\mu$ 、および BER 特性を明らかにした。

本章で用いた MMSE-TDE は送電線分岐個所にライントラップが設置されている送電系統でのタップ数は 12tap となり、分岐個所にライントラップが設置されていない送電線路では 21tap を用いることで MMSE-TDE は最適動作をすることを MMSE 特性と MSE 特性から明らかにした。また、LMS アルゴリズムのステップサイズパラメータ  $\mu$  はトレーニングモード時が 0.01、トラッキングモード時が 0.001 を用いれば、伝送速度 192kbps で所要の BER となる  $1 \times 10^{-6}$  以下で実現することが可能であることを MSE 特性および BER 特性から明らかにした。

さらに、長遅延で強い周波数選択性を有する実送電線路で、試作装置を用いたフィールド試験を行い、所要の BER となる  $1 \times 10^{-6}$  以下で伝送が可能であることを MSE の収束特性から明らかにした。また、トレーニング系列長は 3000 シンボル程度となることが示され、許容ネゴシエーション時間内(500ms)にトレーニングシーケンスを完了できることが確認され、両特性とも計算機シミュレーションとほぼ一致する結果が示された。

以上のことから、LMS アルゴリズムを用いたトランスバーサルフィルタによる MMSE-

TDE 方式は、長遅延で強い周波数選択性を有する送電線路で、伝送帯域幅 50kHz を用いた 64QAM で高速デジタル伝送を実現するためには有用な技術になることを明らかにした。

次章では、更なる高速デジタル伝送に対応した送電線用デジタル電力線搬方式を実現するため、伝送帯域幅 300kHz を用いた 64QAM による伝送で、周波数領域 MMSE 等化 (MMSE-FDE: Minimum Mean Square Error FDE)を用いる SC 伝送により、実効伝送速度 1Mbps 以上で  $1 \times 10^{-6}$  以下の BER 特性を実現できることを明らかにする。

## 第 4 章

# 周波数領域 MMSE 等化による送電線用デジタル電力線搬送方式の高速化

第 3 章で述べた時間領域 MMSE 等化 (MMSE-TDE) 方式は、送電線用デジタル電力線搬送方式において帯域幅 50kHz の 64QAM を用いるシングルキャリア (SC)方式により 192kbps の伝送速度で所要の BER  $1 \times 10^{-6}$  を実現する有用な技術であることを明らかにしている。

今後、電気事業者では電力システム全体の ICT 化を推進している。これに伴いデジタル電力線搬送装置には、デジタル伝送で使用している帯域幅 300kHz で 1.1Mbps 以上の実効伝送速度を実現する新たな高速デジタル伝送方式を開発することが求められている。この場合、新方式に実装する等化器については、長遅延で強い周波数選択性を有する送電線路で、1.1M bps 以上の伝送速度でも  $1 \times 10^{-6}$  以下の BER で実現できる強力な等化方式が求められる。さらに、デジタル電力線搬送装置が設置される個所は、山間地などの末端電気所への適用が主であるので、冬期間運用時の保守性を考慮しなければならない。このため、RF 回路の最終段となる送信アンプの冷却については、経年劣化による故障要因が大きい回転部品は採用しないことが装置仕様で規定されている。さらに、RF 回路はベースバンド回路と同一のプリント基板内に実装する方式を採用していることで送信アンプ部分の実装面積は制限されている。以上の理由から、送信アンプの冷却については強制空冷ファンを用いない自然空冷方式とすることが求められる。

そこで本章では、次世代の広帯域移動通信の実現に向けて多くの研究が行われてきた、SC ブロック伝送の周波数領域 MMSE 等化 (MMSE-FDE: Minimum Mean Square Error-Frequency Domain Equalization) [28~33]をデジタル電力線搬送方式への適用について検討を行う。SC 信号波形はピーク対電力比 (PAPR: Peak-to-Average Power Ratio) が低く、強制空冷を必要としない送信アンプを使用できるというメリットがある。ところで、MMSE-FDE を用いる SC ブロック伝送方式は、伝搬路から生じる遅延パスに起因するブロック間干渉 (IBI: Inter-Block Interference)を防ぐことと、受信信号を送信ブロックとチャネルインパルス応答との巡回畳み込みとするため、 $N_{cp}$  個のシンボルからなるサイクリックプリフィックス (CP: Cyclic Prefix)[28]をデータブロックの先頭に挿入することが必要となる。本章では、周波数領域および時間領域で電力が一定となる Zadoff-Chu 系列[34]を既知トレーニング系列 (TS: Training Sequence)[31,32,33,35]としてデータブロックの先頭と後尾に挿入する TS-SC 方式を用いる。TS-SC 伝送では、データブロック先頭に挿入された TS が、デ



ータブロックと後尾 TS を新たな送信ブロックと見なしたときの CP になっている。このことから TS-SC 伝送への MMSE-FDE の適用が可能となると共に、FDE 重み算出に必要な、チャンネル利得推定と雑音電力推定を高精度に行える。さらに、送受信装置に実装する局部水晶発振器で生じる周波数オフセット量を高精度に推定することや、TS とデータブロックの離散フーリエ変換 (DFT: Discrete Fourier Transform) 処理に必要な先頭シンボル位置を推定することも可能となる。これにより、長遅延で強い周波数選択性の伝送路となるデジタル電力線搬送方式において、64QAM を用いた TS-SC 伝送と MMSE-FDE を適用すれば帯域幅が 300kHz に制限されている環境で 1Mbps 以上のデータ伝送が可能になる。

そこで本章では、送電線路の遅延波に適応した TS シンボル長を提案し、チャンネル利得の推定精度を明らかにする。そして、チャンネル利得推定値に含まれる雑音の低減と、雑音電力推定値の平均化に用いる 1 次 IIR (Infiniti Impulse Response) フィルタの忘却係数の最適値を明らかにし、所要の実効伝送速度 1.1Mbps において BER  $1 \times 10^{-6}$  以下の伝送品質を実現できることを示す。そして、更なる高速伝送となる送電線用デジタル電力線搬送方式として MMSE-FDE は有用な技術であることを明らかにする。

#### 4.1 MMSE-FDE を用いる TS-SC ブロック伝送

本節では MMSE-FDE を用いるの TS-SC 伝送方式の原理について説明をする。そして、第 2 章および 3 章で述べた送電線分岐 1 個所にライントラップが設置されていないモデル 2 を送電線路のチャンネルモデルとして仮定し、TS-SC 伝送に適した TS シンボル長や、データブロックのシンボル長、忘却係数の最適値、および BER 特性について計算機シミュレーションにより明らかにする。

##### 4.1.1 TS-SC 伝送の送信ブロック構成

TS-SC 伝送で用いる送信ブロック構成を図 4.1.1 に示す。 $N_c$  個のシンボルからなるデータブロックの前後に  $N_{cp}$  個からなる TS を挿入する。第  $n$  番目データブロックを  $\mathbf{d}^{(n)}=[d^{(n)}(0), \dots, d^{(n)}(t), \dots, d^{(n)}(N_c-1)]^T$  のようにベクトル表示する。ここで、 $(\cdot)^T$  は転置操作を表す。また、データブロックの先頭と後尾に挿入する TS を  $\mathbf{u}=[u(0), \dots, u(t), \dots, u(N_{cp}-1)]^T$  のようにベクトル表示する。TS は Zadoff-Chu 系列を用いるものとする、その  $t$  番目 ( $t=0 \sim N_{cp}-1$ ) のシンボル  $u(t)$  は次式で表せる [36]。

$$u(t) = \begin{cases} \exp\left(-j\frac{\pi mt^2}{N_{cp}}\right), N_{cp} \in \text{even number} \\ \exp\left(-j\frac{\pi mt(t+1)}{N_{cp}}\right), N_{cp} \in \text{odd number} \end{cases} \quad (49)$$

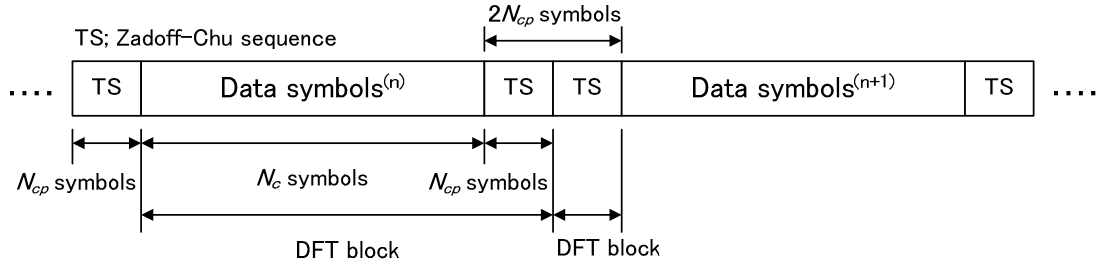


図 4.1.1 TS-SC 伝送のブロック構成

ここで、 $m$  は  $N_{cp}$  と互いに素な  $N_{cp}$  より小さい正の整数である。

第  $n$  番の目送信ブロック  $\mathbf{s}^{(n)} = [s^{(n)}(0), \dots, s^{(n)}(N_{cp}-1), \dots, s^{(n)}(2N_{cp}+N_c-1)]^T$  は次式で表される。

$$\mathbf{s}^{(n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{d}^{(n)} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} \quad (50)$$

このように、CP の代わりに TS を送信ブロックの前後に挿入して伝送するのが TS-SC 伝送である。TS が CP と同じ働きをするためには、図 4.1.1 に示すようデータシンボル系列と TS の合計シンボル数 ( $N_c + N_{cp}$ ) を受信側における DFT 長とする必要がある。データシンボル系列と TS の和の系列のベクトル表示を  $\mathbf{s}_d^{(n)} = [s_d^{(n)}(0), \dots, s_d^{(n)}(N_c-1), \dots, s_d^{(n)}(N_c+N_{cp}-1)]^T$  とすると、 $\mathbf{s}_d^{(n)}$  は(50)式より次式で表される。

$$\mathbf{s}_d^{(n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}^{(n)} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} \quad (51)$$

また、チャンネル推定は、データブロックの先頭に挿入した TS を用いて周波数領域で行う。このチャンネル推定に用いられる DFT ブロックサイズは、TS のシンボル数  $N_{cp}$  である。

#### 4.1.2 受信信号の数式表現

送電線路はシンボル時間間隔  $t_p$  の  $L$  個の離散パスからなる伝送路であると仮定する。この時、第  $n$  番目ブロック時間におけるチャンネルインパルス応答  $h^{(n)}(\tau)$  は次式のように表せる。

$$h^{(n)}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(n)} \delta(\tau - \tau_l) \quad (52)$$

ここで、 $h_l^{(n)}$  および  $\tau_l$  はそれぞれ第  $l$  パスの複素パス利得および遅延時間であり、

$E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l^{(n)}|^2] = 1$  (0dB)となるように規格化した。ここで、 $E[\cdot]$ は期待値を求める操作を表す。

第  $n$  番目の送信ブロック  $\mathbf{s}_d^{(n)}$  に対応する受信信号のベクトル表示を  $\mathbf{y}_d^{(n)} = [y_d^{(n)}(0), \dots, y_d^{(n)}(t), \dots, y_d^{(n)}(N_{cp} + N_c - 1)]^T$  とすると、次式のようになる。

$$\mathbf{y}_d^{(n)} = \sqrt{2P} \mathbf{h}_d^{(n)} \mathbf{s}_d^{(n)} + \mathbf{z}_d^{(n)} \quad (53)$$

ここで、 $P$  は平均受信電力を表し、 $\mathbf{h}_d^{(n)}$  はインパルス応答行列であり、次式のような  $(N_c + N_{cp}) \times (N_c + N_{cp})$  巡回行列で与えられる。

$$\mathbf{h}_d^{(n)} = \begin{bmatrix} h_0^{(n)} & & & h_{L-1}^{(n)} & \cdots & h_1^{(n)} \\ h_1^{(n)} & h_0^{(n)} & \mathbf{0} & & \ddots & \vdots \\ \vdots & h_1^{(n)} & \ddots & & & h_{L-1}^{(n)} \\ h_{L-1}^{(n)} & \vdots & \ddots & \ddots & & \\ & h_{L-1}^{(n)} & & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & \ddots & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & h_{L-1}^{(n)} & \cdots & h_1^{(n)} & h_0^{(n)} \end{bmatrix} \quad (54)$$

なお、 $\mathbf{z}_d^{(n)}$  は  $\mathbf{z}_d^{(n)} = [z_d^{(n)}(0), \dots, z_d^{(n)}(t), \dots, z_d^{(n)}(N_c + N_{cp} - 1)]^T$  のようにベクトル表示でき、その各要素は、平均零で分散  $2\sigma^2$  の複素加法性白色ガウス雑音(AWGN: Additive White Gaussian Noise)である。

また、チャネル推定と雑音電力推定に用いる第  $n$  番目ブロックの先頭に挿入した TS に対応する受信信号のベクトル表示を  $\mathbf{y}_{TS}^{(n)} = [y_{TS}^{(n)}(0), \dots, y_{TS}^{(n)}(t), \dots, y_{TS}^{(n)}(N_{cp} - 1)]^T$  とすると次式のようになる。

$$\mathbf{y}_{TS}^{(n)} = \sqrt{2P} \mathbf{h}_{TS}^{(n)} \mathbf{u} + \mathbf{z}_{TS}^{(n)} \quad (55)$$

ここで、 $\mathbf{h}_{TS}^{(n)}$  は先頭 TS に対するインパルス応答行列である。TS シンボル長は  $N_{cp} \geq L$  でなければならない。そこで本章では  $N_{cp} = L$  とすると、 $\mathbf{h}_{TS}^{(n)}$  は次式のように  $N_{cp} \times N_{cp}$  巡回行列で与えられる。

$$\mathbf{h}_{TS}^{(n)} = \begin{bmatrix} h_0^{(n)} & h_{L-1}^{(n)} & \cdots & h_1^{(n)} \\ h_1^{(n)} & h_0^{(n)} & \cdots & h_2^{(n)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1}^{(n)} & h_{L-2}^{(n)} & \cdots & h_0^{(n)} \end{bmatrix} \quad (56)$$

なお、 $\mathbf{z}_{TS}^{(n)}$  は  $\mathbf{z}_{TS}^{(n)} = [z_{TS}^{(n)}(0), \dots, z_{TS}^{(n)}(t), \dots, z_{TS}^{(n)}(N_{cp} - 1)]^T$  のようにベクトル表記でき、その各要素は平均零で分散  $2\sigma^2$  の複素 AWGN である。

### 4.1.3 DFT 信号の数式表現

受信信号  $\mathbf{y}_d^{(n)}$  を  $N_c + N_{cp}$  ポイント DFT により周波数領域信号に変換する。この周波数領域信号のベクトル表示を  $\mathbf{Y}_d^{(n)} = [Y_d^{(n)}(0), \dots, Y_d^{(n)}(k), \dots, Y_d^{(n)}(N_c + N_{cp} - 1)]^T$  とすると次式のようにになる。

$$\mathbf{Y}_d^{(n)} = \mathbf{F}_{N_c + N_{cp}} \mathbf{y}_d^{(n)} = \mathbf{H}_d^{(n)} \mathbf{S}_d^{(n)} + \mathbf{Z}_d^{(n)} \quad (57)$$

ここで、 $\mathbf{F}_K$  は次式で与えられる  $K \times K$  の DFT 行列である。

$$\mathbf{F}_K = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{K}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (K-1)}{K}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(K-1) \times 1}{K}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(K-1) \times (K-1)}{K}} \end{bmatrix} \quad (58)$$

また、ベクトル表示  $\mathbf{S}_d^{(n)} = [S_d^{(n)}(0), \dots, S_d^{(n)}(k), \dots, S_d^{(n)}(N_c + N_{cp} - 1)]^T$  は(51)式中の  $\mathbf{s}_d^{(n)}$  の周波数領域表現であり、 $\mathbf{Z}_d^{(n)} = [Z_d^{(n)}(0), \dots, Z_d^{(n)}(k), \dots, Z_d^{(n)}(N_c + N_{cp} - 1)]^T$  は、 $\mathbf{z}_d^{(n)}$  の周波数領域表現である。さらに、 $\mathbf{H}_d^{(n)}$  はチャネル行列であり、 $\mathbf{H}_d^{(n)} = \sqrt{2P} \mathbf{F}_{N_c + N_{cp}} \mathbf{h}_d^{(n)} \mathbf{F}_{N_c + N_{cp}}^H$  である。 $\mathbf{h}_d^{(n)}$  は巡回行列なので  $\mathbf{H}_d^{(n)}$  は対角行列である。ここで、 $(\cdot)^H$  はエルミート転置操作を表す。

また、チャネル推定に用いる受信信号  $\mathbf{y}_{TS}^{(n)}$  を  $N_{cp}$  ポイント DFT により周波数領域信号に変換すると、そのベクトル表示  $\mathbf{Y}_{TS}^{(n)} = [Y_{TS}^{(n)}(0), \dots, Y_{TS}^{(n)}(k), \dots, Y_{TS}^{(n)}(N_{cp} - 1)]^T$  は次式のようになる。

$$\mathbf{Y}_{TS}^{(n)} = \mathbf{F}_{N_{cp}} \mathbf{y}_{TS}^{(n)} = \mathbf{H}_{TS}^{(n)} \mathbf{U} + \mathbf{Z}_{TS}^{(n)} \quad (59)$$

ここで、 $\mathbf{U} = [U(0), \dots, U(k), \dots, U(N_{cp} - 1)]^T$  は(50),(51)式に示した  $\mathbf{u}$  の周波数領域表現であり、 $\mathbf{Z}_{TS}^{(n)} = [Z_{TS}^{(n)}(0), \dots, Z_{TS}^{(n)}(k), \dots, Z_{TS}^{(n)}(N_{cp} - 1)]^T$  は  $\mathbf{z}_{TS}^{(n)}$  の周波数領域表現である。また、 $\mathbf{H}_{TS}^{(n)}$  はチャネル利得行列であり、 $\mathbf{H}_{TS}^{(n)} = \sqrt{2P} \mathbf{F}_{N_{cp}} \mathbf{h}_{TS}^{(n)} \mathbf{F}_{N_{cp}}^H$  である。

$\mathbf{H}_d^{(n)}$  と  $\mathbf{H}_{TS}^{(n)}$  は前述したように対角行列となる。それらの第  $k$  番目の対角要素はそれぞれ次式で与えられる。

$$H_d^{(n)}(k) = \sqrt{2P} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(n)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c + N_{cp}}\right) \quad (60)$$

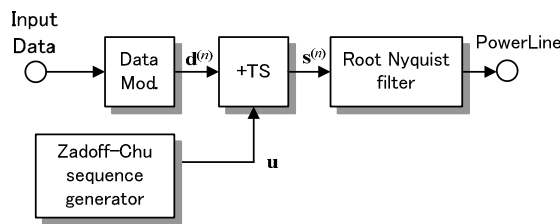
$$H_{TS}^{(n)}(k) = \sqrt{2P} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(n)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_{cp}}\right) \quad (61)$$

#### 4.1.4 TSによるチャネル推定と雑音電力推定およびMMSE-FDEの原理

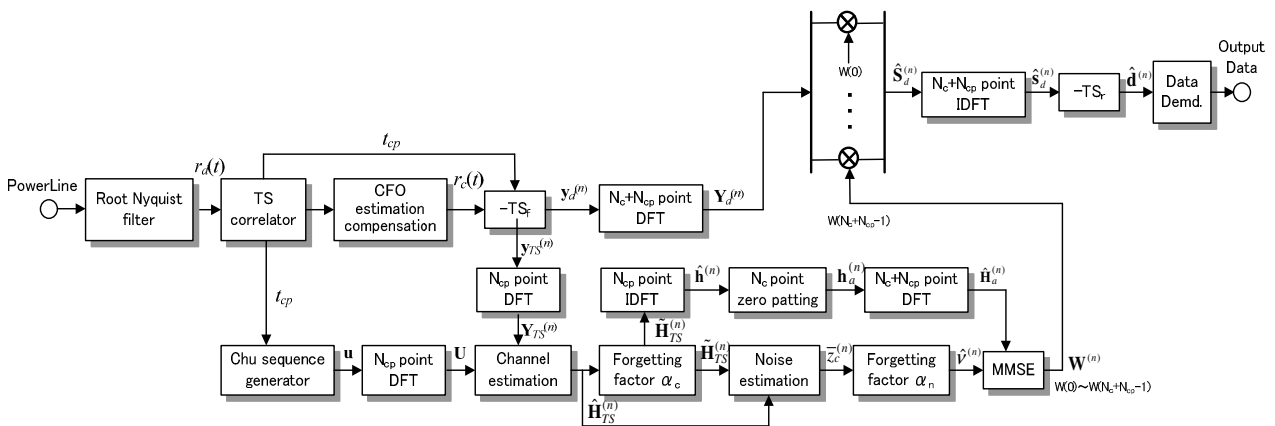
図 4.1.4 に MMSE-FDE を用いる TS-SC 伝送方式の送受信機構成を示し原理を説明する。

まず、図 4.1.4(a)に示す送信システムでは、2 値情報ビット系列によりデータ変調してシンボル時間間隔  $t_p$  の  $N_c$  個のデータシンボルからなる  $\mathbf{d}^{(n)}$  を生成する。そして、 $\mathbf{d}^{(n)}$  の前後に  $N_{cp}$  個のシンボルから成る  $\mathbf{u}$  を TS として挿入する。このようにして生成した  $N_c+2N_{cp}$  個のシンボルから成るブロックをルートナイキストフィルタに入力して、帯域制限した後、送電線路へと送出する。

図 4.1.4(b)に示す受信システムでは、送電線路からの受信信号をルートナイキストフィルタで帯域制限した受信信号  $r_d(t)$  を出力する。受信信号  $r_d(t)$  は、TS を用いた周波数オフセット推定・補償方式により位相回転が補正されたものとする。また、受信信号  $r_d(t)$  と TS との相互相関 (TS correlation) 検出により、(53)式に示す受信信号ブロック  $\mathbf{y}_d^{(n)}$  と(55)式に示す受信信号ブロック  $\mathbf{y}_{TS}^{(n)}$  とに分ける。



(a) 送信システム



(b) 受信システム

図 4.1.4 TS-SC FDE システムのブロック構成

#### 4.1.4.1 チャンネル推定

第  $n$  番目の受信信号ブロック  $\mathbf{y}_{TS}^{(n)}$  に  $N_{cp}$  ポイント DFT を適用して、(59)式に示す周波数領域信号  $\mathbf{Y}_{TS}^{(n)}$  に変換する。 $\mathbf{Y}_{TS}^{(n)}$  は Zadoff-Chu 系列であることから、第  $k$  番目の直交周波数における瞬時チャンネル利得の推定値  $\hat{H}_{TS}^{(n)}(k)$  を次式のように求める。

$$\hat{H}_{TS}^{(n)}(k) = \frac{Y_{TS}^{(n)}(k)}{U(k)} = H_{TS}^{(n)}(k) + \frac{Z_{TS}^{(n)}(k)}{U(k)} \quad (62)$$

ここで、 $N_{cp}$  の直交周波数におけるチャンネル利得のベクトル表示を  $\hat{\mathbf{H}}_{TS}^{(n)} = [\hat{H}_{TS}^{(n)}(0), \dots, \hat{H}_{TS}^{(n)}(k), \dots, \hat{H}_{TS}^{(n)}(N_{cp}-1)]^T$  とする。第二項は雑音成分である。忘却係数  $\alpha_c$  ( $0 < \alpha_c < 1$ ) を有する 1 次 IIR フィルタを用い雑音電力を低減するものとする、次式のようにチャンネル利得の推定値  $\tilde{H}_{TS}^{(n)}(k)$  を得ることができる。

$$\tilde{H}_{TS}^{(n)}(k) = \alpha_c \tilde{H}_{TS}^{(n-1)}(k) + (1 - \alpha_c) \hat{H}_{TS}^{(n)}(k) \quad (63)$$

このようにして推定した  $N_{cp}$  個の直交周波数におけるチャンネル利得のベクトル表示を

$$\tilde{\mathbf{H}}_{TS}^{(n)} = [\tilde{H}_{TS}^{(n)}(0), \dots, \tilde{H}_{TS}^{(n)}(k), \dots, \tilde{H}_{TS}^{(n)}(N_{cp}-1)]^T \quad (64)$$

とする。

#### 4.1.4.2 雑音電力推定

MMSE-FDE 重み係数の導出には雑音電力の推定値  $\hat{v}^{(n)}$  が必要であるので、次のように推定する。

雑音が十分に低減できたものとする、チャンネル利得の推定値は  $\tilde{H}_{TS}^{(n)}(k)$  真のチャンネル利得  $H_{TS}^{(n)}(k)$  に近い。このことから、(62)式の雑音項を次式のように求めることができる。

$$\frac{Z_{TS}^{(n)}(k)}{U(k)} = \hat{H}_{TS}^{(n)}(k) - H_{TS}^{(n)}(k) = \hat{H}_{TS}^{(n)}(k) - \tilde{H}_{TS}^{(n)}(k) \quad (65)$$

ここで、Zadoff-Chu 系列を用いているので  $|U(k)|^2 = 1$  であり、(65)式より次式のように瞬時雑音電力が得られる。

$$\left| \frac{Z_{TS}^{(n)}(k)}{U(k)} \right|^2 = \left| \hat{H}_{TS}^{(n)}(k) - \tilde{H}_{TS}^{(n)}(k) \right|^2 \quad (66)$$

ここで、(66)式は  $N_{cp}$  個ポイント DFT による第  $k$  番目の直交周波数における瞬時雑音電力になるので、ブロック平均雑音電力  $\bar{Z}_c^{(n)}$  を次式により求めることができる。

$$\bar{Z}_c^{(n)} = \frac{1}{N_{cp}} \sum_{k=0}^{N_{cp}-1} \frac{1}{2} \left| Z_{TS}^{(n)}(k) \right|^2 \quad (67)$$

さらに、(67)式で求めたブロック平均雑音電力 $\bar{Z}_c^{(n)}$ を忘却係数 $\alpha_n$  ( $0 < \alpha_n < 1$ )を有する1次IIRフィルタで時間平均化した推定雑音電力 $\hat{v}^{(n)}$ を次式のように得ることができる。

$$\hat{v}^{(n)} = \alpha_n \hat{v}^{(n-1)} + (1 - \alpha_n) \bar{Z}_c^{(n)} \quad (68)$$

#### 4.1.4.3 周波数領域の補間

(63)式で得たチャネル利得の推定値 $\tilde{H}_{NS}^{(n)}(k)$ はDFTポイント数が $N_{cp}$ 個であるので、(57)式の $\mathbf{Y}_d^{(n)}$ の $N_c + N_{cp}$ の中の $N_{cp}$ 個の直交周波数 $\{k=q\{(N_c + N_{cp})/N_{cp}\}, (q=0 \sim N_{cp}-1)\}$ におけるチャネル利得の推定値のみが得られている。そこで、MMSE-FDEに必要な $N_c + N_{cp}$ 個の直交周波数におけるチャネル利得推定値を得るため、周波数領域補間を行なう。

まず、(64)式の $\tilde{\mathbf{H}}_{NS}^{(n)}(k)$ を $N_{cp}$ ポイントIDFTに入力して時間領域信号へと変換し、チャネルインパルス応答推定値 $\{\hat{h}^{(n)}(\tau); \tau=0 \sim N_{cp}-1\}$ を得る。ここで、 $\hat{h}^{(n)}(\tau)$ のベクトル表示を $\hat{\mathbf{h}}^{(n)} = [\hat{h}^{(n)}(0), \dots, \hat{h}^{(n)}(k), \dots, \hat{h}^{(n)}(N_{cp}-1)]^T$ とする。次に、この $\hat{\mathbf{h}}^{(n)}$ に $N_c$ 個の0を挿入し、 $N_c + N_{cp}$ 個のチャネルインパルス応答 $\mathbf{h}_a^{(n)}$ を次式のように生成する。

$$\mathbf{h}_a^{(n)} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{h}}^{(n)} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (69)$$

最後に、この $\mathbf{h}_a^{(n)}$ に $N_c + N_{cp}$ ポイントDFTに入力して $N_c + N_{cp}$ 個の直交周波数におけるチャネル利得推定値 $\hat{\mathbf{H}}_a^{(n)}$ を得る。このベクトル表示を $\hat{\mathbf{H}}_a^{(n)} = [\hat{H}_a^{(n)}(0), \dots, \hat{H}_a^{(n)}(k), \dots, \hat{H}_a^{(n)}(N_c + N_{cp}-1)]^T$ とする。第 $k$ 番の推定チャネル利得推定値 $\hat{H}_a^{(n)}(k)$ をチャネルインパルス応答 $\mathbf{h}_a^{(n)}$ を用いて表すと、次式のようになる。

$$\hat{H}_a^{(n)}(k) = \sum_{\tau=0}^{N_c+N_{cp}-1} h_a^{(n)}(\tau) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau}{N_c+N_{cp}}\right) \quad (70)$$

#### 4.1.4.4 MMSE-FDE

MMSE-FDE重み $W^{(n)}(k)$ では、(70)式に示したチャネル利得推定値 $\hat{H}_a^{(n)}(k)$ の逆数と、雑音電力推定値 $\hat{v}^{(n)}$ を用いて、次式のように与えられる。

$$W^{(n)}(k) = \frac{\{\hat{H}_a^{(n)}(k)\}^*}{\left|\hat{H}_a^{(n)}(k)\right|^2 + 2\hat{v}^{(n)}} \quad (71)$$

ここで、 $k=0 \sim N_c + N_{cp}-1$ であり、 $(\cdot)^*$ は複素共役を表す。重み係数 $W^{(n)}(k)$ の行列表示を $\mathbf{W}^{(n)} = \text{diag}[W^{(n)}(0), \dots, W^{(n)}(k), \dots, W^{(n)}(N_c + N_{cp}-1)]$ とする。(51)式に示す第 $n$ 番目の送信ブロッ

ク  $\mathbf{s}_d^{(n)}$  に対応する周波数領域信号の信号推定値を次式のように求めることができる。

$$\hat{\mathbf{S}}_d^{(n)} = \mathbf{W}^{(n)} \mathbf{Y}_d^{(n)} \quad (72)$$

(72)式の  $\hat{\mathbf{S}}_d^{(n)}$  を  $N_c + N_{cp}$  ポイント IDFT に入力して時間領域の送信シンボル推定値  $\hat{\mathbf{s}}_d^{(n)}$  を得る。ここで、 $\hat{\mathbf{s}}_d^{(n)}$  のベクトル表示を  $\hat{\mathbf{s}}_d^{(n)} = [\hat{s}_d^{(n)}(0), \dots, \hat{s}_d^{(n)}(t), \dots, \hat{s}_d^{(n)}(N_c + N_{cp} - 1)]^T$  とする。そして、 $\hat{\mathbf{s}}_d^{(n)}$  からその後尾に挿入されている  $N_{cp}$  個のシンボルから成る TS を除去し、データシンボルブロックの推定値  $\hat{\mathbf{d}}^{(n)} = \hat{\mathbf{d}}^{(n)} = [\hat{d}^{(n)}(0), \dots, \hat{d}^{(n)}(t), \dots, \hat{d}^{(n)}(N_c - 1)]^T$  を得る。そして、データ復調を行って 2 値情報ビット系列を出力する。

#### 4.1.5 計算機シミュレーションによる結果

検討するデジタル電力線搬送方式の帯域幅は 300kHz である。帯域幅が限られている伝送路の場合、送受信機で用いるルートナイキストフィルタのロールオフ係数 ( $0 \leq \alpha \leq 1$ ) を小さくすればより高いビットレートを実現できるものの、フィルタのインパルス応答が長くなるのでフィルタがより複雑になる。そこで、3.3 節で示した実送電線路で行った試作装置による伝送実験結果より、実用性が高いと考えられる  $\alpha = 0.4$  を本章では用いるものとする。このとき、実現できるシンボルレートは 214.3ksymbol/s となる。そこで、計算機シミュレーションでは装置化時の誤り訂正などへのビット配分を考慮し、210ksymbol/s ( $t_p = 4.76\mu\text{s}$ ) を用いるものとする。このときのビットレートは変調方式に 64QAM を採用するものとする。1.26Mbps が得られる。また、チャンネルモデルは、第 2 章、第 3 章の電力遅延プロファイルのモデル化で検討対象とした送電線路のうち、遅延波が 300 $\mu\text{s}$  (伝送路のパス間の最大距離が 90km) まで存在するような、送電線分岐 1 個所にライントラップが設置されていない送電線路を仮定した。これより、送電線路のインパルス応答行列が巡廻行列となるためには、TS 長が遅延波の最大遅延時間より若干長くなるように設計しなければならない。従って、TS 長は 64 シンボル (つまり 305  $\mu\text{s}$ ) とした。

そこで、第 2 章、第 3 章の電力遅延プロファイル作成に基づき、 $L = 64$  個 (主波 + 63 個の遅延波) から成る、最大遅延時間が 300 $\mu\text{s}$  の電力遅延プロファイルを作成した。また、(49) 式より TS 長  $N_{cp}$  を 64、 $m$  を 61 とした Zadoff-Chu 系列を用いた。そして、まず、64 個のパスにランダムな位相を与えて生成した 100 組のインパルス応答を作成した。次いで、100 組のインパルス応答の一つ一つを用いて  $64 \times 64$  自己相関行列  $\mathbf{R}$  を作成し、チャンネルの条件数が最大 (50.4) となるインパルス応答を計算機シミュレーションに採用した (付録 A.2 参照)。

デジタル電力線搬送方式の伝送速度が 1.26Mbps の時、実効伝送速度が 1.1Mbps 以上を確保するために必要なデータブロックのシンボル数  $N_c$  を求める。64QAM での伝送シンボルレートを 210ksymbol/s とすると実効伝送速度  $y_b$  は



$$y_b \geq 210000 \times \left( \frac{N_c}{N_c + 2N_{cp}} \right) \times 6 \quad [\text{bps}] \quad (73)$$

となるので、 $y_b$  を 1.1Mbps とすると、(73)式より  $N_c \geq (55/4)N_{cp}$  となる。よって、 $N_{cp}$  を 64 とすると、 $N_c \geq 880$  とする必要がある。MMSE-FDE を用いる TS-SC 伝送ではデータシンボル系列  $\mathbf{d}^{(n)}$  とその後尾に挿入した TS とを合わせたブロックに FFT を適用することから、このブロック長を  $2^n$  シンボルとする必要がある (ここで  $n$  は任意の正の整数)。そこで、 $N_c$  が 960 シンボル ( $=2^{10}-N_{cp}$ ) のデータブロック長  $N_c$  を用いることとした。

そして、MMSE-FDE を用いる TS-SC 伝送におけるチャネル推定特性や BER 特性を明らかにし、高速デジタル電力線搬送方式の実現性を検証する。この時の(50)式に示す送信ブロック  $\mathbf{s}^{(m)}$  のシンボル数 ( $N_c + 2N_{cp}$ ) は、1088 シンボルとなる。なお、SNR については、2.4 節で述べているように、平均受信 SNR は 35dB であったことから、次節以降のチャネル推定特性と MMSE-FDE の MSE 収束特性の検証に用いる平均受信 SNR は 35dB であるものとする。計算機シミュレーションに用いる各パラメータ一覧を表 4.1.5 に示す。

計算機シミュレーションでは、DPLL (Digital Phase Locked Loop) 処理により十分な精度でシンボル同期が確立されており、そして周波数オフセットは補正されているものとして、DFT 窓タイミング検出とシンボルタイミングは理想的であるとした。また、本計算機シミュレーションでは、MMSE-FDE と MMSE-TDE および ZF (Zero orcing)-FDE を用いるときの BER 特性の比較も併せて行う。なお、ZF-FDE とは(71)式に示す重み係数  $W^{(n)}(k)$  の分母に、雑音推定項  $\hat{v}^{(n)}$  を削除した重み係数を用いる FDE である。

表 4.1.5 計算機シミュレーションの諸元

Transmitter	Modulation	64QAM
	Data symbol block length	$N_c=960$
	TS length	$N_{cp}=64$
	TS type	Zadoff-Chu sequence ( $m=61$ )
	Symbol rate	210ksymbol/s
Channel	$L=64$ -path	Symbol-space $4.76\mu s$
Receiver	Signal detection	MMSE-FDE
	Channel estimation	Frequency-domain channel estimation
Filter	Root nyquist filter	Roll-off factor=0.4

#### 4.1.5.1 チャネル推定特性

ここではチャネル推定の正規化平均二乗誤差(NMSE: Normalized Mean Square Error)特性を明らかにする。チャネル推定における雑音の低減に用いる1次IIRフィルタ{(63)式参照}の忘却係数 $\alpha_c$ としては表4.1.5.1に示すように0.8,0.85,および0.9の3つの値を用いた。(64)式に示したチャネル利得推定値 $\hat{\mathbf{h}}_{TS}^{(n)}(k)$ に $N_{cp}$ ポイントIDFTを適用して求めたインパルス応答ベクトルの平均値 $\bar{\mathbf{h}}_{TS}^{(n)} = [\bar{h}_{TS}^{(n)}(0), \dots, \bar{h}_{TS}^{(n)}(L-1)]$ を用いて, NMSEは次式により求められる。

$$\text{NMSE} = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} |h_l - \bar{h}_{TS}^{(n)}(l)|^2}{\sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2} \quad (74)$$

ここで $h_l$ は, $L$ 個のパス数の内の第 $l$ 番目のパスの複素利得である。

表4.1.5.1に示したように $N_c=960$ に設定して計算機シミュレーションで求めたNMSE特性を図4.1.5.1にdB値で示す。忘却係数を増加させるとNMSEが収束するまでの時間が長くなるものの,表4.1.5.1に示すように収束時のNMSEは小さくなり推定精度が向上することが分かる。これは $\alpha_c$ を大きくすることで(63)式に示した1次IIRフィルタによる雑音低減効果が高まりチャネル推定の精度が向上するからである。

ところで,デジタル電力線搬送装置はリスタート時において,端末システム側から要求される許容ネゴシエーション時間(500ms程度)内でチャネル推定やトレーニング処理(エコーキャンセリング処理と周波数オフセット推定・補正処理など)を完了し,通信を再開させる必要がある。このため,忘却係数 $\alpha_c$ の値を小さくしチャネル推定を短時間で収束させることが好ましい。しかし,図4.1.5.1と表4.1.5.1に示したように, $\alpha_c$ を小さくするとチャネル推定精度が劣化してしまう。このことから,チャネル推定時間と推定精度,およびトレーニングモードで加わるエコーキャンセリングや周波数オフセット推定・補正などの処理時間を考慮し, $\alpha_c$ の値を0.85程度とすることが望ましいと考える。

以上のことから,次節以降では,この忘却係数の値を用いるものとする。

表 4.1.5.1 適用した忘却係数

Number	$N_c$	$\alpha_c$	NMSE(dB)
1	960	0.8	-44.3
2		0.85	-45.8
3		0.9	-47.3

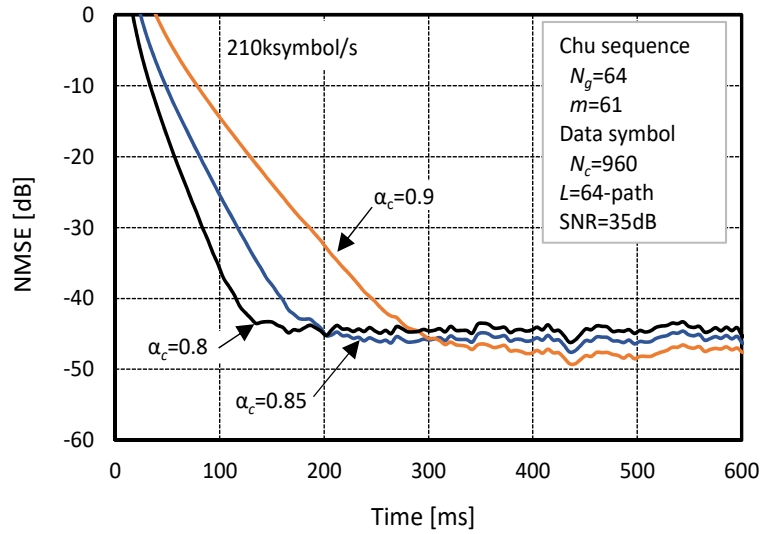


図 4.1.5.1 トレーニングシーケンスの MMSE 特性 ( $N_c=960$ )

#### 4.1.5.2 MSE 収束特性

TS シンボル数  $N_{cp}$  を 64 シンボルとするものとし、MMSE-FDE により推定されたデータシンボル系列  $\hat{\mathbf{d}}^{(m)}$  の推定特性を明らかにする。送信されたデータシンボル系列  $\mathbf{d}^{(m)}$  と  $\hat{\mathbf{d}}^{(m)}$  を用いて、次式に示す平均二乗誤差より MSE を求め、チャンネル推定開始から 600ms 経過後まで MSE の収束特性を考察した。

$$\text{MSE} = E \left[ \left| d^{(n)}(t) - \hat{d}^{(n)}(t) \right|^2 \right] \quad (75)$$

なお、チャンネル推定における 1 次 IIR フィルタの忘却係数  $\alpha_c$  には前節 4.1.5.1 で述べたように 0.85 を適用する。また、雑音電力の時間平均化に用いる 1 次 IIR フィルタ{(68)式参照}の忘却係数  $\alpha_n$  には  $\alpha_c$  と同じ 0.85 を用いた。そして、100 回の試行を行って MSE 収束特性を求めることとする。また、比較の対象として第 3 章で述べた MMSE-TDE の MSE 収束特性も求める。このとき、トランスバーサルフィルタのタップ数  $M$  を 192 タップ、適応重み制御にはステップサイズパラメータ  $\mu$  を 0.001 とする LMS アルゴリズムを用いることとする。計算機シミュレーションに用いた変調方式、シンボルレート、およびナイキストフィルタは、表 4.1.5 に示す値とした。

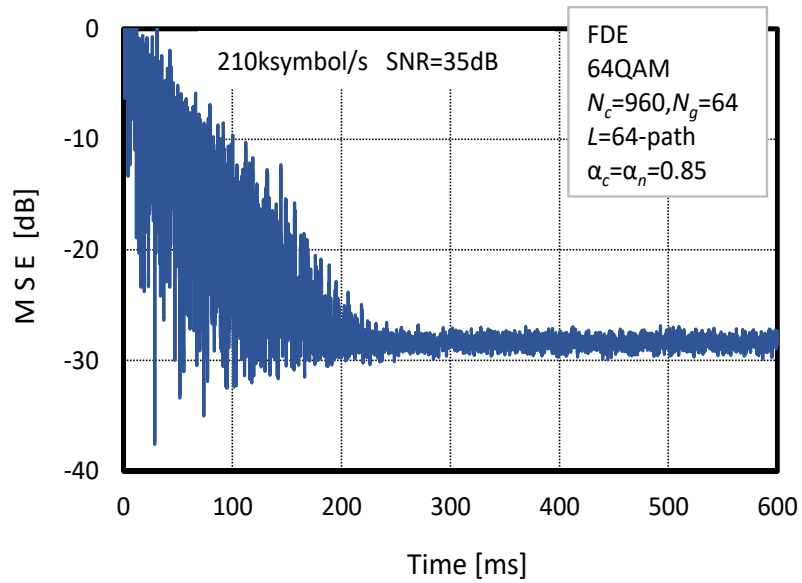
計算機シミュレーションで求めた MMSE-FDE の MSE 収束特性を図 4.1.5.2(a) に dB 値で示す。NMSE 収束特性と同様にチャンネル推定開始から約 220ms 程度で MSE は、およそ -28dB に収束している。一方 MMSE-TDE では、図 4.1.5.2 (b) に示すように、チャンネル推定開始から 500ms 以上経て MSE は収束していることが分かる。なお、500ms 経過した時点

から 600ms までの区間の MSE は、平均値でおよそ -24dB と MMSE-FDE より 4dB の劣化となっている。

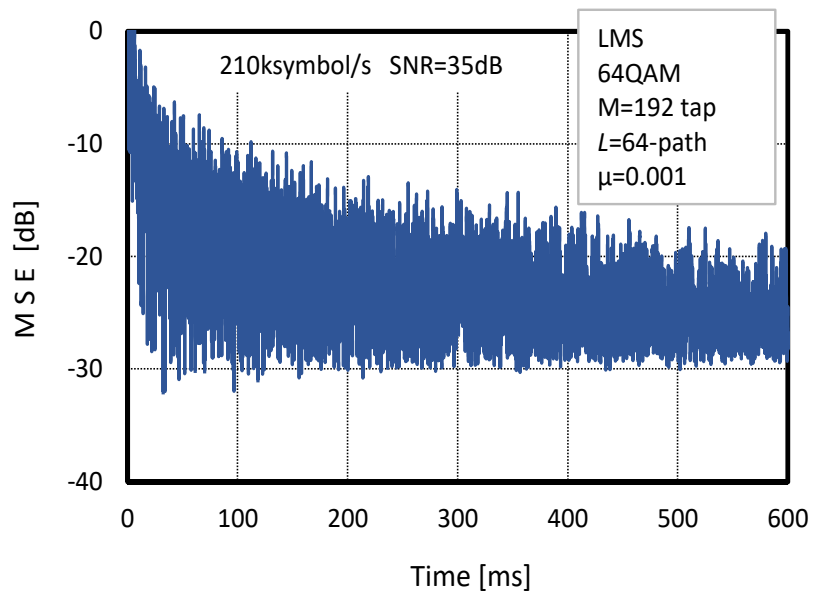
LMS アルゴリズムを用いた MMSE-TDE の MSE が MMSE-FDE より大きくなる理由を以下で考察する。インパルス応答の固有値の広がり大きい (条件数=50.4) 場合、伝送路の振幅歪が大きくなることが知られており [26]、本計算機シミュレーションでは、このような送電線路を仮定した。MMSE-TDE では LMS アルゴリズムによりトランスバーサルフィルタのタップ入力の自己相関行列  $\mathbf{R}$  から逆行列  $\mathbf{R}^{-1}$  を求める必要があるが、振幅歪の大きいチャンネルの時、逆行列  $\mathbf{R}^{-1}$  の誤差が大きくなってしまふ [26]。このため、勾配雑音が生じることで MSE が大きくなってしまふ [26]。さらに、タップ数増加に伴う過剰平均二乗誤差 (Excess MSE) [26] が MSE に加わることも増加要因となっている [26]。このことは、高速伝送時にトランスバーサルフィルタで必要とするタップ数が増加するほど MSE 特性の劣化が顕著に表れることを示している。

ここで、MMSE-FDE での MSE はおよそ -28dB であり、所要の BER である  $1 \times 10^{-6}$  以下を確保できると推測できる (BER 特性については次節 4.1.5.3 で述べる)。一方、MMSE-TDE では多くのタップ数 (192tap) を必要とすることで MSE 特性の劣化が顕著に表れ、MMSE-FDE との比較では約 4dB ほどの劣化が生じる。この結果からも、MMSE-TDE では所要 BER の確保は困難であると推測できる。

以上のことから、送電線用デジタル電力線搬送方式で 1Mbps 以上の高速伝送を行うためには、MMSE-FDE を用いる TS-SC 伝送を適用することが必須になると考える。また、今回の計算機シミュレーションにより  $N_c=960$  シンボルのデータブロックを用いれば、図 4.1.5.2(a) に示すように MSE はチャンネル推定開始から 220ms 程度で MSE が収束する。このことで、忘却係数  $\alpha_c$  および  $\alpha_n$  に共に 0.85 を用いれば、許容ネゴシエーション時間内 (500ms 程度) でトレーニングシーケンスを完了できる。そこで、次節の BER 特性の計算機シミュレーションでは  $\alpha_c=\alpha_n=0.85$  を用いることとした。



(a) MMSE-FDE の収束特性 ( $N_c=960$ )



(b) MMSE-TDE の収束特性

図 4.1.5.2 MMSE-FDE と MMSE-TDE の MSE 特性の比較

### 4.1.5.3 BER 特性

MMSE-FDE を用いる TS-SC 伝送の計算機シミュレーションでは、忘却係数  $\alpha_c$  と  $\alpha_n$  は 0.85 を用い、MSE 収束以降ではチャンネル推定と雑音電力推定の精度を向上させるために  $\alpha_c=\alpha_n=0.95$  に変更した場合の BER 特性も検証する。また、第 2 章で述べた MMSE-TDE に加え ZF-FDE を用いる TS-SC 伝送の BER 特性も求め、MMSE-FDE との比較を行う。

MMSE-FDE の受信  $E_b/N_0$  を用いたときの BER 特性を図 4.1.5.3 に示す (64QAM を用いる時  $E_b/N_0[\text{dB}] = \text{SNR}[\text{dB}] - 10\log_{10}6$  で与えられる)。この時の実効伝送速度は 1.112Mbps であり無符号化方式となる。また、比較のため ZF-FDE と MMSE-TDE を用いるときの BER 特性も示した。MMSE-FDE では ZF-FDE より良好な BER 特性が得られることが分かり、受信  $E_b/N_0$  がおよそ 25dB (SNR で約 33dB) の時に、実効伝送速度 1.112Mbps で所要の BER である  $1 \times 10^{-6}$  を確保できる特性になることが示されている。そして、MMSE-TDE の BER 特性は伝送速度 1.26Mbps の無符号化方式であり、MMSE-FDE と ZF-FDE より大幅に劣化している。所要 BER である  $1 \times 10^{-6}$  を確保することが非常に困難であることが推測できる。この結果は 4.1.5.2 節でも述べたように、MMSE-TDE で実現できる MSE 値では所要 BER を確保することが困難な MSE 特性の考察結果からも推測できる。

さらに、MMSE-FDE の MSE が収束した以降、忘却係数  $\alpha_c$  と  $\alpha_n$  を共に 0.95 に変更した場合の BER 特性は改善していることが分かる。しかしながら、忘却係数を大きくすると MSE が収束するまで長い時間を必要とすることから、ネゴシエーション以降にチャンネルインパルス応答や雑音特性が変動する場合、その変動に追従できず BER が劣化することが

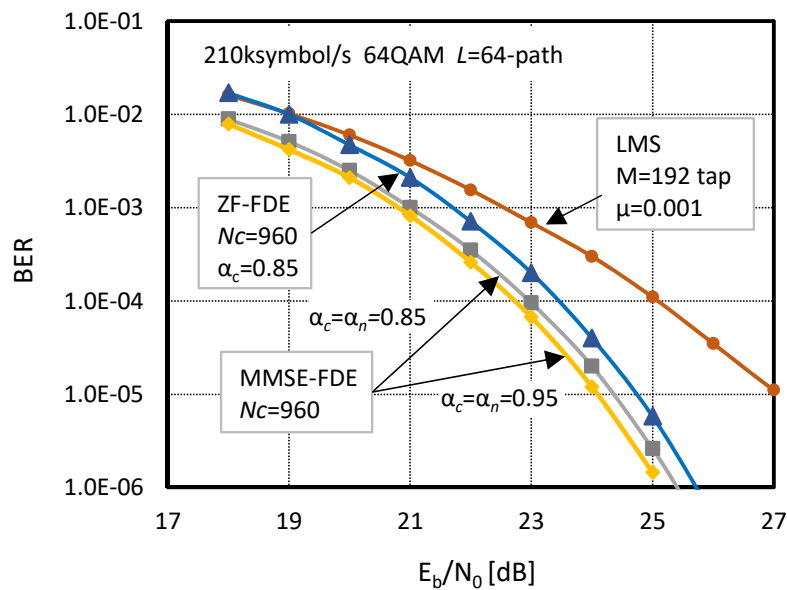


図 4.1.5.3 MMSE-FDE ( $N_c=960$ ) と ZF-FDE および MMSE-TDE (192 taps) の BER 特性

懸念される。したがって、今後予定している実フィールド試験により、MSE の収束以降に BER を最小化する忘却係数の値を決定する必要があると考える。

以上のことから、現行法による利用可能な周波数帯域で MMSE-FDE を用いる TS-SC 伝送を適用すれば、1.112Mbps の高速伝送を行うデジタル電力線搬送方式が実現できることが明らかになった。また、 $N_c$  を 960 シンボルとするデータブロックの時、忘却係数  $\alpha_c$  と  $\alpha_n$  は共に 0.85 とすることで、所要の BER 特性が得られる適切値の忘却係数であることを明らかにした。ただし、MSE 収束以降の  $\alpha_c$  と  $\alpha_n$  については、今後予定している実フィールド試験結果をもとに決定することが望ましいと考える。

## 4.2 第4章のまとめ

本章では、送電線路を用いて伝送速度 1.26Mbps（実効伝送速度 1.112Mbps）の 64QAM による送電線用高速デジタル電力線搬送方式を実現するため、MMSE-FDE を用いる TS-SC 伝送の適用を検討し、TS シンボル数、データシンボル系列長、およびチャネル推定と雑音電力推定に用いる 1 次 IIR フィルタの忘却係数の最適値を明らかにした。

MMSE-FDE を用いる TS-SC 伝送について、まず TS-SC ブロック伝送を用いる MMSE-FDE 方式の原理と動作について説明をした。次に第 2 章で提案したチャネルモデルに基づき、長遅延で強い周波数選択性を示す送電線路のモデル 2 を用いて複素遅延プロファイルを作成した場合、Zadoff-Chu 系列となる TS の  $N_{cp}$  には 64 シンボルが必要になることを明らかにした。その場合に、データブロックの実効伝送速度を 1.1Mbps 以上の伝送効率とするには、データブロックの  $N_c$  は 960 シンボルが必要となることを明らかにした。その送信ブロックの構成によるチャネル推定の NMSE 特性、等化後の MSE 特性、および BER 特性について計算機シミュレーションで特性評価を行った。NMSE 特性および等化後の MSE 特性では、チャネル推定に用いる忘却係数  $\alpha_c$  と雑音電力推定に用いる  $\alpha_n$  は共に 0.85 程度を用いることで許容ネゴシエーション時間内 (500ms) にトレーニングシーケンスが完了できる適切な値であることを明らかにした。また、等化後の MSE 特性では MMSE-TDE との比較を行い、更なる高速伝送において MMSE-FDE は良好な等化性能が得られることを示した。さらに MMSE-FDE 方式における BER 特性は、受信  $E_b/N_0$  がおよそ 25dB (SNR で約 33dB) の時に、実効伝送速度 1.112Mbps で所要の BER である  $1 \times 10^{-6}$  を確保できる特性になることが示され、ZF-FDE 方式および MMSE-TDE と比較して、最も良好な BER 特性が確保できることを明らかにした。

以上のことから MMSE-FDE を用いる TS-SC 伝送方式は、長遅延で強い周波数選択性を有する送電線路において、伝送帯域幅 300kHz を用いた 64QAM で、更なる高速デジタル電力線搬方式を実現するためには有用な技術であることを明らかにした。

## 第 5 章

### 結 論

本論文は、電気事業者が推進している ICT 化に向けた電力システム全体の高度化や高信頼度化の一環として、小規模発・変電所へ IP ネットワークを展開するために重要となる電力線搬送システムについて、広帯域伝送を可能とする新たな高速デジタル電力線搬送装置を開発することを目的に、これまで進めてきた研究成果を取りまとめたものである。

本論文では、まず、送電線路で広帯域伝送時における伝搬損距離特性を把握するための解析を行った。そして、電力遅延プロファイルを作成するために必要となる、遅延波の付加損失を推定するための解析を行い、電力遅延プロファイルのモデル化を行った。また、誤り訂正方式などを決定するために必要となる、送電線路で発生する雑音特性について統計的手法を用いて解析を行った。次いで、作成した電力遅延プロファイルを用いて、長遅延で強い周波数選択性を有する送電線路で、MMSE-TDE および MMSE-FDE によるチャネル等化技術の適用について検討を行った。

以上の検討結果から、送電線路で広帯域伝送による高速デジタル電力線搬送方式を実現するための適用技術を新たに確立した。本研究の成果を各章にまとめると以下の通りである。

#### 第 2 章 送電システムの広帯域伝送遅延プロファイルの構築

第 2 章では送電線路で広帯域伝送によるデジタル電力線搬送方式を検討するために必要となる、送電線路の伝搬損距離特性、遅延波の付加損失特性、電力遅延プロファイル特性、および雑音特性の解析を行った。得られた結果を以下に示す。

- ・ 伝搬損距離特性の推定式の導出には、基本パラメータとなる送受信間の伝搬距離に、新たなパラメータとして送電線の分岐数を導入し、伝送実験の結果を用いた重回帰分析により解析を行った。得られた推定式は統計的に有意である値が示され、広帯域伝送時の伝搬損距離特性を精度よく推定できる新たな推定式を提案した。
- ・ 電力遅延プロファイルモデルの作成に必要な遅延波の付加損失特性について、インパルス応答試験の測定結果から、遅延波が反射点で生じる付加損失値の推定値を導出し、電力遅延プロファイルモデルを作成できることを示した。特に伝送線伝搬の遅延波の他に残線伝搬の遅延波が存在することを明らかにすると共に、残線伝搬の遅延波が電気所構内設備による反射の損失は、ほぼ 0dB となることも明らかにした。そして電力遅延プロ



ファイルは、この2つの遅延波の組合せることより、実測値と良く一致する推定精度の高いモデルを作成できることを明らかにした。

- ・ 送電線路の雑音特性については、コロナ雑音に起因するガウス性雑音とインパルス雑音が重畳していることを、統計的手法を用いた理論検討と実験結果から明らかにし、雑音の統計的性質を示すモデル式を導出した。そして、作成した雑音特性を示すモデル式は実測値とよく一致しており、送電線路の雑音特性を解析するためには有用であることを示した。

以上の結果により、送電線用デジタル電力線搬送方式に適用する等化方式や誤り訂正方式を検討するために必要となる送電線路の基本伝送特性を明らかにした。

### 第3章 時間領域 MMSE 等化による送電線用デジタル電力線搬送方式の高速化

第3章では、チャンネルが長遅延で強い周波数選択性を有する送電線路で、帯域幅 50kHz により伝送速度 192kbps の高速デジタル伝送を実現する等化方式について検討を行った。初めに無線技術で適用されている MMSE-TDE について、トランスバーサルフィルタを用いた LMS アルゴリズムによる適応重み制御を、送電線用デジタル電力線搬送方式に適用した事由について述べた。次いで、第2章で得られた電力遅延プロファイルモデルの作成に基づき、送電線路のモデル1とモデル2となる複素遅延プロファイルを作成した。作成した複素遅延プロファイルによる Wiener-Hopf 方程式理論から MMSE 値の導出、計算機シミュレーションによる LMS アルゴリズムの MSE 特性、および BER 特性について解析を行なった。そして、試作機を用いた実フィールドでの MSE 特性から MMSE-TDE の実用性を評価した。以下に得られた結果を示す。

- ・ 送電線路においてトランスバーサルフィルタが最適動作となるタップ数は、モデル1では12タップ、モデル2では21タップになることを明らかにした。
- ・ LMS アルゴリズムのステップサイズパラメータ  $\mu$  は、トレーニングモード時は 0.01、トラッキングモード時は 0.001 が最適値になることが示され、トレーニング系列長は 3000 シンボルが必要となることを明らかにした。
- ・ モデル2となる、分岐個所にライントラップが設置されていないことで、長遅延で強い周波数選択性を示す送電線路においても、所要の BER  $1 \times 10^{-6}$  は十分確保できる MSE 値や BER 特性が得られることを明らかにした。
- ・ 実フィールドでの MSE 特性は、計算機シミュレーションと、ほぼ同一の特性が示された。このことで、計算機シミュレーションによる解析の有効性と、実フィールドでの MMSE-TDE の実用性を明らかにした。

以上の結果から、MMSE-TDE 方式は、50kHz 帯域幅で 64QAM を用いた送電線路で高速デジタル伝送を実現するためには、有用な技術であることを明らかにした。

#### 第 4 章 周波数領域 MMSE 等化による送電線用デジタル電力線搬送方式の高速化

第 4 章では、チャンネルが長遅延で強い周波数選択性を有する送電線路で、帯域幅を 300kHz に拡大し、さらなる高速伝送となる伝送速度 1.26Mbps (実効伝送速度 1.112Mbps) の高速デジタル伝送を実現する MMSE-FDE を用いる SC ブロック伝送について検討を行った。初めに、TS-SC ブロック伝送を用いる MMSE-FDE 方式の原理と動作について述べた。次いで、第 2 章で提案したチャンネルモデルに基づき、送電線路のモデル 2 を用いて複素遅延プロファイルを作成し、送電線路のチャンネル適用するための TS シンボル数とデータシンボル系列長を明らかにした。そして、TS を用いたチャンネル推定の NMSE 特性、等化後の MSE 特性、および BER 特性について計算機シミュレーションで特性評価を行い、チャンネル推定と雑音電力推定に用いる 1 次 IIR フィルタの忘却係数の最適値を明らかにした。以下に得られた結果を示す。

- ・ TS ブロックに求められるシンボル数は 64 シンボルを必要とすることを明らかにし、その TS シンボル数で、データブロックの実効伝送速度を 1.1Mbps 以上の伝送効率とするには、データブロックの  $N_c$  は 960 シンボルが必要となることを明らかにした。
- ・ チャンネル利得推定値と雑音電力推定値の平均化に用いる忘却係数  $\alpha_c$  と  $\alpha_n$  は、共に 0.85 程度が最適値になることを明らかにした。
- ・ 提案した TS とデータブロックのシンボル系列および忘却係数を用いた MMSE-FDE の BER 特性は、所要の BER  $1 \times 10^{-6}$  以下を十分確保できる特性になることが示され、ZF-FDE 方式および MMSE-TDE 方式と比較して、最も良好な BER 特性が確保できることを明らかにした。

これらの結果から、長遅延で強い周波数選択性を示す送電線路で、MMSE-FDE を用いた TS-SC 伝送方式は、1.1Mbps 以上の高速伝送が可能な送電線用デジタル電力線搬送方式を実現するためには、有用な技術であることを明らかにした。

以上述べたように、本論文では送電線で広帯域デジタル伝送を検討するために必要となる、伝搬損距離特性の推定式や、電力遅延プロファイルのモデル化を確立した。そして、これらを用いて MMSE-TDE および MMSE-FDE を送電線用デジタル電力線搬送装置に適用する伝送技術を確立した。このことにより、本論文の成果が電力運用設備の高度化や、災害時に対する強固なネットワークへの構築へ大きく貢献でき、電力の安定供給に寄与できるものとする。

## 付録A 計算機シミュレーションに用いたチャネルのインパルス応答

### A.1 MMSE-TDE の計算機シミュレーションに用いたインパルス応答

モデル1における、100組の $12 \times 12$ 自己相関行列  $R$  の中で、計算機シミュレーションに用いた最小、平均、最大の条件数であったインパルス応答を示す。

A.1-1: MMSE-TDE の解析に用いたインパルス応答 (モデル1)

Path number	Delay ( $\mu$ s)	Normalization power	Complex (Minimum Condition number)	Complex (Mean Condition number)	Complex (Maximum Condition number)
0	0	0.99222	$-0.258-j0.962$	$0.962+j0.258$	$0.613+j0.785$
1	31.25	0.00131	$0.031-j0.018$	$0.019+j0.031$	$-0.025-j0.026$
2	62.5	0.00207	$-0.019-j0.042$	$-0.029-j0.035$	$-0.045-j0.009$
3	93.75	0.00176	$0.036-j0.021$	$-0.026+j0.003$	$-0.019+j0.037$
4	125	0.00117	$0.031-j0.014$	$0.018-j0.029$	$0.004+j0.034$
5	156.25	0.00066	$-0.025+j0.007$	$-0.016-j0.02$	$-0.013+j0.022$
6	187.5	0.00048	$-0.02-j0.008$	$-0.022-j0.004$	$0.002+j0.022$
7	218.75	0.00033	$-0.011+j0.014$	$0.003+j0.018$	$0.001+j0.014$

モデル2における、100組の $21 \times 21$ 自己相関行列  $R$  の中で、計算機シミュレーションに用いた最小、平均、最大の条件数であったインパルス応答を示す。

A.1-2: MMSE-TDE の解析に用いたインパルス応答 (モデル2)

Path number	Delay ( $\mu$ s)	Normalization power	Complex (Minimum Condition number)	Complex (Mean Condition number)	Complex (Maximum Condition number)
0	0	0.8291	$0.845+j0.341$	$-0.536-j0.737$	$-0.356+j0.839$
1	31.25	0.13447	$-0.178+j0.321$	$-0.101+j0.353$	$-0.076+j0.359$
2	62.5	0.02504	$-0.131-j0.089$	$-0.128-j0.093$	$0.1-j0.123$
3	93.75	0.00644	$0.026+j0.076$	$0.067-j0.045$	$-0.058+j0.056$
4	125	0.00207	$-0.044-j0.013$	$-0.013+j0.044$	$-0.024-j0.039$
5	156.25	0.00066	$-0.022+j0.014$	$-0.014-j0.022$	$0.009+j0.024$
6	187.5	0.00044	$0.006-j0.02$	$0.001+j0.021$	$-0.014-j0.016$
7	218.75	0.00035	$0.015+j0.012$	$0.016+j0.009$	$0.011+j0.015$

## A. 2 MMSE-FDE の計算機シミュレーションに用いたインパルス応答

100 組の  $64 \times 64$  自己相関行列  $R$  の中で、計算機シミュレーションに用いた最大の条件数であったインパルス応答を示す。

表 A. 2: MMSE-FDE の解析に用いたインパルス応答 (モデル 2)

Path number	Delay ( $\mu\text{s}$ )	Normalization power	Complex	Path number	Delay ( $\mu\text{s}$ )	Normalization power	Complex
0	0	0.73321	-0.778+ j0.358	32	152.32	0	0
1	4.76	0.03713	0.163- j0.103	33	157.08	0.00049	-0.018+ j0.013
2	9.52	0.00494	0.029+ j0.064	34	161.84	0	0
3	14.28	0	0	35	166.6	0	0
4	19.04	0.12386	0.215+ j0.279	36	171.36	0.00041	0.019- j0.007
5	23.8	0	0	37	176.12	0	0
6	28.56	0.00230	0.033- j0.035	38	180.88	0.00037	-0.017- j0.009
7	33.32	0.01307	-0.1- j0.055	39	185.64	0	0
8	38.08	0.01124	-0.101- j0.033	40	190.4	0.00033	0.002+ j0.018
9	42.84	0	0	41	195.16	0	0
10	47.6	0.02185	0.089- j0.118	42	199.92	0	0
11	52.36	0	0	43	204.68	0.00027	0.16+ j0.002
12	57.12	0	0	44	209.44	0	0
13	61.88	0.01831	-0.135- j0.011	45	214.2	0	0
14	66.64	0.00344	-0.048+ j0.034	46	218.96	0.00023	-0.009- j0.012
15	71.4	0.00348	0.052+ j0.027	47	223.72	0	0
16	76.16	0	0	48	228.48	0	0
17	80.92	0.00576	0.054+ j0.053	49	233.24	0.00019	-0.013+ j0.004
18	85.68	0.01364	0.047+ j0.107	50	238	0	0
19	90.44	0.00069	0.002+ j0.026	51	242.76	0	0
20	95.2	0	0	52	247.52	0.00016	-0.0004- j0.013
21	99.96	0.00061	0.024+ j0.008	53	252.28	0	0
22	104.72	0	0	54	257.04	0	0
23	109.48	0.00189	0.041- j0.015	55	261.8	0.00013	0.005+ j0.011
24	114.24	0	0	56	266.56	0	0
25	119	0.00042	-0.012+ j0.001	57	271.32	0	0
26	123.76	0	0	58	276.08	0.00011	0.002- j0.01
27	128.52	0.00070	0.021- j0.016	59	280.84	0	0
28	133.28	0	0	60	285.6	0	0
29	138.04	0	0	61	290.36	0.00009	0.002- j0.01
30	142.8	0.00059	0.005- j0.024	62	295.12	0	0
31	147.56	0	0	63	299.88	0.00008	-0.008+ j0.003

## 謝 辞

本研究をまとめるに当たり、終始、御懇切かつ御熱心な御指導・御鞭撻を賜りました東北大学大学院 工学研究科 陳 強 教授に謹んで感謝の意を表します。また、博士論文の審査において有益な御討論、御助言を頂きました東北大学 電気通信研究所 末松 憲治 教授、東北大学大学院 工学研究科 川又 政征 教授に深く感謝いたします。更に、本研究を遂行した長い期間にわたり、数多くの御指導・御助言をいただき、ここまで導いて頂きました、東北大学電気通信研究機構 安達 文幸 特任教授に心から感謝致します。

本研究をまとめるに当たり、東北大学大学院 工学研究科 佐藤 弘康助教授、今野 佳祐助教授には有益な御指導と心強い御激励を頂き深く感謝いたします。

また、本研究を進める機会を与えて頂き、種々御指導、御援助頂いた東北インフォメーション・システムズ株式会社 専務取締役 九萬原 敏己 氏（元東北電力株式会社 情報通信部長）、通研電気工業株式会社 理事技術本部長 厨川 純一 氏に深く感謝致します。加えて、本研究をまとめる機会を頂いた、東北電力株式会社 研究開発センター 坂田 学 研究室長に深く感謝致します。

さらに、本研究において試作装置の開発、および実験を行う際、数々の御討論と御助言、および御協力を頂いた通研電気工業株式会社 花海 丞 氏に心から感謝致します。

そして、杯を酌み交わしながら研究について語り合った友人である東北電力株式会社 研究開発センター 溝江 弘樹 研究主査に心から感謝致します。

最後に、本研究の途上、終始暖かく支えてくれた妻の有輝子、そしていつも心の支えとなる子供たち、翔太、陵介、香織に心より感謝致します。

## 参考文献

- [1] 植田瑞穂・新太一郎・杉浦春：「仙台－会津間 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.772, 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.1558-1576 (1959)
- [3] 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.662-632 (1953)
- [4] 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)
- [5] 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ける符号伝送の一方式」，電学誌，Vol.87-2, No.942, pp.421-421 (1967)
- [6] 藤木久男・山田太三郎・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)
- [7] 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)
- [8] 高木昇，大野豊：「電力線搬送技術の動向」，電学誌，Vol.68, No.842, pp.1464-1471 (1958)
- [9] 古賀久雄・児玉宣貴：「米国での Wavelet OFDM を用いた高速電灯線通信実験」，電学論(C), Vol.125, No.8, pp.1254-1259 (2005)
- [10] 國島大充・古賀久雄・牟田修・赤岩芳彦：「高速電灯線通信における帯域制限 OQAM マルチキャリア伝送に適した適応等化および周期性雑音除去方式」，信学技報，CS-2007-60, pp.31-36 (2008)
- [11] 市坪信一，吉野辰男，川崎良治：「都市内マイクロセル伝搬における遅延プロファイルモデル」，信学論 (B-II), Vol.J80-B-II, No.8, pp.707-713 (1997)
- [12] 齊藤洋一：「デジタル無線通信の変復調」，信学会，pp.44-45, pp.176-188 (1996)
- [13] Norman R. DRAPER, Harry SMITH, Jr. (著)，中村慶一 (訳)：「応用回帰分析」，森北出版，pp.65, pp.117-122, pp.136-139, pp.304 (1989)
- [14] 内藤文信：「電力線搬送の伝搬モードと漏えい電界低減手法」，電学論 B，107 巻 12 号, pp.595-602 (1987)
- [15] 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，34 巻，6 号, pp.8, pp.60-65 (1979)
- [16] 富田信夫，大村誠：「平行ケーブルの低周波漏話特性」，信学誌，Vol.J70-B, No.11, pp.1384-1392 (1987)

- [17] 前田光治：「有線伝送工学」，信学会，pp.33 (1995)
- [18] 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)
- [19] 根來敏雄・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)
- [20] 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，76 卷，816 号，pp.1093-1121 (1956)
- [21] 奥村克夫：「大気中の針-平板で発生する交流コロナパルスとコロナ雑音」，電学論 A，110 卷 1 号，pp.59-68 (1990)
- [22] 白土正・松江英明・村瀬武弘：「デジタル無線通信用全デジタルトランスバーサル形自動等化器」，信学論 (B-II)，Vol.J73-B-II，No.5，pp.214-249 (1990)
- [23] 玉木規夫：「判定帰還等化回路を用いた線路等化器の検討」，信学論(B)，Vol.J71，No.5，pp.616-625 (1988)
- [24] 鈴木博・府川和彦：「移動無線伝送用 RLS 形自動等化器」，信学論(B-II)，Vol.J76-B-II，No.4，pp.189-201 (1993)
- [25] 芹澤睦・行方稔・村上純造：「判定帰還形等化器の伝送路変動への追従特性」，信学論(B-II)，Vol.J76-B-II，No.1，pp.1-10 (1993)
- [26] Simon Haykin (著)，鈴木博 (訳) 他：「適応フィルタ理論」，科学技術出版，pp.187-191，pp.231-235，pp.388-389，pp.419-420，pp.452，pp.455，pp.469-473 (2001)
- [27] B. Widrow, J.M. McCool, M.G. Larimore, C.R. Johnson: "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter", Proc. IEEE, 64, pp.1151-1162 (1976)
- [28] 林 和則，酒井 英明：「サイクリックプレフィクスを用いたブロック伝送方式と信号ひずみ補償技術」，信学論，Vol.J91-B，No.2，pp.129-139 (2008)
- [29] 藤村 勇樹，梅原 大祐，田野 哲：「周波数領域等化におけるフェージングひずみ補償法」，信学論，Vol.J91-B，No.3，pp.250-259 (2008)
- [30] 武藤 友佑，高畑 文雄：「SC-FDE に対する周期スペクトル伝送の適応制御方式」，信学論，Vol.J93-B，No.3，pp.461-470 (2010)
- [31] 山本 哲矢，安達 文幸：「既知系列を利用したシングルキャリア伝送における周波数領域繰返しチャンネル推定に関する検討」，信学技報，RCS2011-369，pp.317-322 (2012)
- [32] 山本 哲矢，安達 文幸：「既知系列を利用したシングルキャリアブロック伝送における RLS アルゴリズムを用いたチャンネル推定」，信学技報，RCS2012-153，pp.161-166 (2012)
- [33] T. Yamamoto, and F. Adachi : "2-Step Frequency-Domain Iterative Channel Estimation for

- Training Sequence Inserted Single-Carrier Block Transmission”, IEICE Trans. Commun., Vol.E97-B, No.1, pp.149-154, Jan. 2014.
- [34] D.C. Chu : “Polyphase Code with Good Periodic Correlation Properties”, IEEE Trans. Inf. Theory, Vol.18, No. 4, pp.531-532, July 1972.
- [35] F. Adachi, T. Obara, and T.Yamamoto : “Capacity and BER Performance Considerations on Single-Carrier Frequency-Domain Equalization”, in Proc. The 8th International Conference on Information, Communications, and Signal Processing, Dec. 2011.
- [36] 伊藤理人, 八巻俊輔, 阿部正英, 川又政征 : 「2 次位相スペクトルの差を持つ信号間の位相限定相関関数」, 情報処理学会 75 回全国大会, 2-551 (2013)



## 発表論文等

### ジャーナル論文（査読付き）

- [1] 佐々木範雄, 花海丞, 織田健志, 安達文幸: 「送電線用デジタル電力線搬送における周波数オフセット補償方式」, 電学論(C), Vol.135, No.11, pp.1351-1360 (2015)
- [2] 佐々木範雄, 花海丞, 織田健志, 安達文幸: 「送電線用デジタル電力線搬送における適応等化器」, 電学論(C), Vol.134, No.2, pp.258-266 (2014)
- [3] 佐々木範雄, 清野賢一, 花海丞, 織田健志, 安達文幸: 「送電線路を用いるデジタル伝送のチャンネルモデル化」, 電学論(C), Vol.132, No.8, pp.1317-1327 (2012)

### (査読中)

- [4] 佐々木範雄, 陳強, 安達文幸: 「送電線用高速デジタル電力線搬送における周波数領域等化方式の検討」, 電学論(C)

### 研究開発レター（査読付き）

- [5] 佐々木範雄, 花海丞, 織田健志, 安達文幸: 「送電線デジタル電力線搬送の適応等化器における簡易発散防止法」, 電学論(C), Vol.136, No.7, pp.1027-1028 (2016)

### 国際会議

- [6] Norio Sasaki, Tasuku Hnaumi, Takeshi Oda, Fumiyuki Adachi: "Development and Filed Experiment of Digital Power Line Carrier System for Power Transmission Line", The International Conference on Electrical Engineering (IEEC 2016), Okinawa, Japan, July, 2016.

### 研究会

- [7] 佐々木範雄, 花海丞, 織田健志, 安達文幸: 「送電線デジタル電力線搬送に用いる異なるトレーニング系列の切換わりタイミング検出方式」, 電学通信研資, CMN-16-002, (2016)
- [8] 佐々木範雄, 花海丞, 織田健志, 安達文幸: 「送電線デジタル電力線搬送に用いる適応等化器のトレーニング符号」, 電学通信研資, CMN-14-062, pp.21-25 (2014)
- [9] 佐々木範雄, 花海丞, 織田健志, 安達文幸: 「送電線用デジタル電力線搬送方式の誤り訂正符号とインタリーブ」, 電学通信研資, CMN-14-015, pp.67-72 (2014)

### 電子・情報・システム部門大会

- [10] 佐々木範雄, 陳 強, 安達文幸:「デジタル電力線搬送におけるシングルキャリアブロック伝送の既知トレーニング系列を用いた周波数オフセット推定と DFT 窓タイミング検出」, 電学C部門大会, GS5-5, (2017)
- [11] 佐々木範雄, 花海丞, 織田健志, 安達文幸:「送電線デジタル電力線搬送の適応等化器を用いた温度変動における周波数オフセット補正方式の検討」, 電学C部門大会, GS11-2, (2015)

### 全国大会

- [12] 佐々木範雄, 花海丞, 織田健志, 安達文幸:「送電線用デジタル電力線搬送のDPLL方式について」, 電学全大会, 3-010, pp.15-16 (2017)

### 関連特許

- [13] 「通信システム」, 出願番号: 特願2015-221751, 公開番号: 特開2017-092747
- [14] 「通信装置および周波数オフセットの補正方式」, 出願番号: 特願2015-145544, 公開番号: 特開2017-028514
- [15] 「通信システム」, 出願番号: 特願2015-089183, 公開番号: 特開2016-208341