

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

正員 佐々木範雄* 非会員 陳 強** 非会員 安達 文幸***

Study on Frequency-domain Equalization Scheme for High-speed Digital Power Line Carrier Systems

Norio Sasaki*, Member, Qiang Chen**, Non-member, Fumiyuki Adachi***, Non-member

(2017年12月14日受付, 2018年7月9日再受付)

In this paper, we study a minimum mean square error based frequency-domain equalization (MMSE-FDE) scheme for a high-speed digital power line carrier system achieving 1.1 Mbps using 300 kHz bandwidth. Training sequence (TS) inserted single-carrier (SC) block transmission is employed. In the TS-SC block transmission, the Zadoff-Chu sequence is used as TS. TS acts as the cyclic prefix (CP) for MMSE-FDE. The channel estimation and noise power estimation are done using TS for computing the MMSE-FDE weight. In this paper, we design a digital power line carrier system of 210 ksymbol/s, in which the TS length of 64 symbols (Zadoff-Chu sequence) and the data block length of 960 symbols (64QAM) are used for achieving 1.1 Mbps transmission. The transmission performance of the designed digital power line carrier system is evaluated by computer simulation in terms of the normalization mean square error (NMSE) of channel estimation, the mean square error (MSE) of MMSE-FDE, and the bit error rate (BER). It is confirmed that MMSE-FDE is superior to MMSE time-domain equalization (MMSE-TDE) and zero-forcing (ZF) FDE and it achieves the required BER of 1×10^{-6} when the received $E_b/N_0 = 25$ dB. Furthermore, we clarified the optimum value of forgetting factors of the first order infinite impulse response (IIR) filters used for channel estimation and noise estimation.

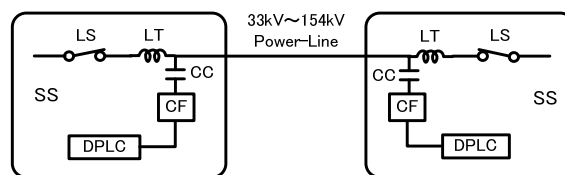
キーワード: 送電線, 電力線搬送, デジタル伝送, 周波数領域等化, シングルキャリア

Keywords: power transmission line, power line carrier, digital transmission, frequency-domain equalization, single-carrier

1. はじめに

電気事業者において, 発電所間の高圧送電線 (33kV~154kV) を伝送媒体とする電力線搬送方式は, 伝送路の構成が困難な山間地域などローラル系電気所へ容易に通信回線の展開が可能であり, 災害時にも高い信頼度が確保される伝送方式である。この方式は, Fig. 1 に示すように電気所

(SS) のラインスイッチ (LS) 側へ高周波流入を阻止するライントラップ (LT) を送電線に直列に挿入し, 送電線に高周波的に結合させるカップリングキャパシタ (CC) と, 高周波のみを通過させるカップリングフィルタ (CF) とで送電線路に高周波回路を形成するもので, 伝送距離は最大で約 80 km におよぶ。



LT: Line Trap CC: Coupling Capacitor
CF: Coupling Filter LS: Line Switch
DPLC: Digital Power Line Carrier
SS: Sub Station

Fig. 1. Transmission circuit of power line carrier system.

* 通研電気工業 (株) システム機器開発 G
〒981-3206 仙台市泉区明通 3-9
Tsuken Electric Industrial Co., Ltd.
3-9, Akedohri, Izumi-ku, Sendai 981-3206, Japan
** 東北大学
〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 05
Tohoku University
05, Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai 980-8579, Japan
*** 東北大学
〒980-8577 仙台市青葉区片平 2-1-1
Tohoku University
2-1-1, Katahira, Aoba-ku, Sendai 980-8577, Japan

電力線搬送方式においては、電気所に設置する電力系統監視・制御機器の IP 化や、これに対応する電力保安通信ネットワークの IP 化の進展により、アナログ方式からデジタル方式への移行が求められている。このため、筆者らはこれまで、電波法で割当てられている搬送周波数帯 10kHz~450kHz⁽¹⁾の中の 50kHz 帯域幅を用いて伝送速度 192kbps を実現する 64QAM (Quadrature Amplitude Modulation) シングルキャリア (SC: SingleCarrier) デジタル電力線搬送装置の開発を行なって来た^{(2)~(9)}。さらに今後、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、帯域幅を 50kHz から 300kHz に広げ、192kbps よりもさらに高速な 1.1Mbps の伝送速度を実現する新たな高速デジタル伝送方式の開発が求められている。このためには、長遅延で強い周波数選択性を有する送電線路⁽²⁾⁽³⁾で、1.1Mbps の伝送速度で所要のビットエラーレート (BER: Bit Error Rate) となる 1×10^{-6} を実現できる強力な等化方式が必要となる。さらに、RF 回路の最終段となる送信アンプについては、装置運用時のメンテナンス性 (特に冬期間) や、プリント基板への実装面積の制約などから、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が求められる。

そこで本論文では、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)^{(10)~(14)}を送電線用高速デジタル電力線搬送方式に適用するための検討を行う。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特徴がある。MMSE-FDE に適用する伝送方式として時間領域で電力が一定となる Zadoff-Chu 系列⁽¹⁵⁾を既知トレーニング系列 (TS: Training Sequence) 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⁽¹¹⁾とする。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サイクリックプリフィックス (CP: Cyclic Prefix) になる。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、TS は 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。

しかしながら、これまで長遅延で強い周波数選択性を有する送電線路で、TS-SC 伝送による MMSE-FDE の応用についての報告はなかった。送電線路は移動通信の伝送路と形態が異なるため、特に送電線路のチャンネル特性に対応した TS シンボル長、およびチャンネル利得推定と雑音電力推定の平均化処理に用いる忘却係数の適切な設定値を見出すことは、今後送電線用高速デジタル電力線搬送方式を設計し実用化するには重要となる。つまり、TS シンボル長が送電線路のチャンネル特性に対応していない場合、ブロック間干渉 (IBI: Inter-Block Interference) が生じ、BER 特性が劣化することや、必要以上に長い TS シンボル長を用いた場合は伝送効率の劣化が生じる。さらに、チャンネル利得推定と雑音

電力推定に用いる忘却係数を適切に設定しない場合、MMSE-FDE の MSE 特性と BER 特性に劣化が生じ、伝送特性に影響を与える。

このことから、TS シンボル長および忘却係数を適切に設定したときの MMSE-FDE 後の MSE 特性や BER 特性を明らかにし、デジタル電力線搬送に TS-SC 伝送による MMSE-FDE を適用することで、帯域幅が 300kHz に制限されている環境でも 1.1Mbps のデータ伝送が可能となり、送電線用高速デジタル電力線搬送方式が実現できる。

本論文では、筆者らが報告している文献 (2), (3) の実送電線路のモデルから複素インパルス応答を作成し、送電線の遅延波に適合する TS シンボル長を明らかにする。また、チャンネル利得の推定精度と、等化器出力における MSE (Mean Square Error) 収束特性を明らかにする。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 (Infinitive Impulse Response) フィルタの忘却係数の適切値を明らかにし、1.1Mbps のデータ伝送を所要 BER 1×10^{-6} 以下の伝送品質で実現できることを示す。

本論文の構成は以下のようになっている。第 2 章では TS-SC 伝送を用いる MMSE-FDE 方式の原理について述べる。第 3 章では、筆者らが以前提案したチャンネルモデル⁽²⁾⁽³⁾に基づく送電線路を仮定し、その送電線路に適応した TS シンボル長を明らかにする。そして、忘却係数とチャンネル推定特性、雑音推定特性、MSE 特性、および BER 特性との関係を計算機シミュレーションにより明らかにし、1.1Mbps という高速な送電線用デジタル電力線搬送方式が実現可能なことを示す。第 4 章はまとめである。

2. MMSE-FDE を用いる TS-SC ブロック伝送の理論

〈2・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 Fig. 2 に示す。 N_d 個のシンボルからなるデータブロックの前に N_{ts} 個からなる TS を挿入する。第 n 番目データブロックを $\mathbf{d}^{(n)} = [d^{(n)}(0), \dots, d^{(n)}(t), \dots, d^{(n)}(N_d-1)]^T$ 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 $\mathbf{u} = [u(0), \dots, u(t), \dots, u(N_{ts}-1)]^T$ 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 ($t=0 \sim N_{ts}-1$) のシンボル $u(t)$ は次式で表せる⁽¹⁷⁾。

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

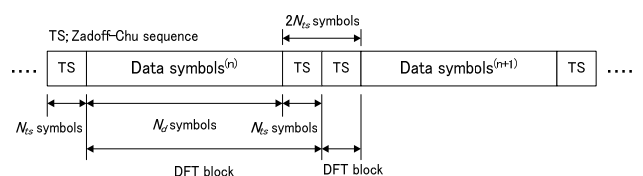


Fig. 2. Block structure of TS-SC block transmission.

ここで, m は N_{ts} と互いに素な N_{ts} より小さい正の整数である。第 n 番目の送信ブロック $\mathbf{s}^{(n)} = [s^{(n)}(0), \dots, s^{(n)}(N_{ts}-1), \dots, s^{(n)}(2N_{ts}+N_d-1)]^T$ は次式で表される。

$$\mathbf{s}^{(n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{d}^{(n)} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

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, Fig. 2 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_d+N_{ts}) 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 $\mathbf{s}_d^{(n)} = [s_d^{(n)}(0), \dots, s_d^{(n)}(N_d-1), \dots, s_d^{(n)}(N_d+N_{ts}-1)]^T$ とすると, $\mathbf{s}_d^{(n)}$ は(2)式より次式で表される。

$$\mathbf{s}_d^{(n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}^{(n)} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

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_{ts} である。

<2・2> 受信信号表現 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 番目のブロック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。

$$h^{(n)}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(n)} \delta(\tau - \tau_l) \dots\dots\dots (4)$$

ここで, $h_l^{(n)}$ および τ_l はそれぞれ第 l パス番目の複素パス利得および遅延時間であり, $E\left[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l^{(n)}|^2\right] = 1$ (0dB) である。ここで, $E[\cdot]$ は期待値を求める操作を表す。なお, 送電線路のチャンネル特性は文献(3)で述べているように, 伝達関数の時変動はなく, ほぼ一定に保たれていることから, 隣接ブロック間で送電線路の伝達関数の時変動はないものと仮定する。

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 $\mathbf{y}_d^{(n)} = [y_d^{(n)}(0), \dots, y_d^{(n)}(t), \dots, y_d^{(n)}(N_{ts}+N_d-1)]^T$ とすると, 次式のようになる。

$$\mathbf{y}_d^{(n)} = \sqrt{2P} \mathbf{h}_d^{(n)} \mathbf{s}_d^{(n)} + \mathbf{z}_d^{(n)} \dots\dots\dots (5)$$

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, (4)式の複素パス利得 $h_l^{(n)}$ ($l=0 \sim L-1$) を用いると巡回行列は次式のような $(N_d+N_{ts}) \times (N_d+N_{ts})$ 行列で与えられる⁽¹⁰⁾。

$$\mathbf{h}_d^{(n)} = \begin{bmatrix} h_0^{(n)} & & & & h_{L-1}^{(n)} & \cdots & h_1^{(n)} \\ h_1^{(n)} & h_0^{(n)} & & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & h_1^{(n)} & \ddots & & & & h_{L-1}^{(n)} \\ h_{L-1}^{(n)} & \vdots & \ddots & \ddots & & & \\ & h_{L-1}^{(n)} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & h_{L-1}^{(n)} & \cdots & h_1^{(n)} & h_0^{(n)} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

なお, $\mathbf{z}_d^{(n)}$ は $\mathbf{z}_d^{(n)} = [z_d^{(n)}(0), \dots, z_d^{(n)}(t), \dots, z_d^{(n)}(N_d+N_{ts}-1)]^T$ 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, チャン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 $\mathbf{y}_{TS}^{(n)} = [y_{TS}^{(n)}(0), \dots, y_{TS}^{(n)}(t), \dots, y_{TS}^{(n)}(N_{ts}-1)]^T$ とすると次式のようになる。

$$\mathbf{y}_{TS}^{(n)} = \sqrt{2P} \mathbf{h}_{TS}^{(n)} \mathbf{u} + \mathbf{z}_{TS}^{(n)} \dots\dots\dots (7)$$

ここで, $\mathbf{h}_{TS}^{(n)}$ は TS に対するインパルス応答行列である。TS シンボル長は $N_{ts} \geq L$ でなければならない。そこで, 本論文では $N_{ts} = L$ とすると, $\mathbf{h}_{TS}^{(n)}$ は(6)式と同様に次式のような $N_{ts} \times N_{ts}$ 巡回行列で与えられる。

$$\mathbf{h}_{TS}^{(n)} = \begin{bmatrix} h_0^{(n)} & h_{L-1}^{(n)} & \cdots & h_1^{(n)} \\ h_1^{(n)} & h_0^{(n)} & \cdots & h_2^{(n)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1}^{(n)} & h_{L-2}^{(n)} & \cdots & h_0^{(n)} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

なお, $\mathbf{z}_{TS}^{(n)}$ は $\mathbf{z}_{TS}^{(n)} = [z_{TS}^{(n)}(0), \dots, z_{TS}^{(n)}(t), \dots, z_{TS}^{(n)}(N_{ts}-1)]^T$ 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。

<2・3> DFT の信号表現 受信信号 $\mathbf{y}_d^{(n)}$ を N_d+N_{ts} 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 $\mathbf{Y}_d^{(n)} = [Y_d^{(n)}(0), \dots, Y_d^{(n)}(k), \dots, Y_d^{(n)}(N_d+N_{ts}-1)]^T$ とすると次式のようになる。

$$\mathbf{Y}_d^{(n)} = \mathbf{F}_{N_d+N_{ts}} \mathbf{y}_d^{(n)} = \mathbf{H}_d^{(n)} \mathbf{S}_d^{(n)} + \mathbf{Z}_d^{(n)} \dots\dots\dots (9)$$

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。

$$\mathbf{F}_K = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{K}} & \cdots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (K-1)}{K}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(K-1) \times 1}{K}} & \cdots & e^{-j2\pi \frac{(K-1) \times (K-1)}{K}} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

また, $\mathbf{S}_d^{(n)} = [S_d^{(n)}(0), \dots, S_d^{(n)}(k), \dots, S_d^{(n)}(N_d+N_{ts}-1)]^T$ は(5)式中の $\mathbf{s}_d^{(n)}$ の周波数領域表現であり, $\mathbf{Z}_d^{(n)} = [Z_d^{(n)}(0), \dots, Z_d^{(n)}(k), \dots, Z_d^{(n)}(N_d+N_{ts}-1)]^T$ は $\mathbf{z}_d^{(n)}$ の周波数領域表現である。さらに, $\mathbf{H}_d^{(n)}$ はチャンネル行列であり, $\mathbf{H}_d^{(n)} = \sqrt{2P} \mathbf{F}_{N_d+N_{ts}} \mathbf{h}_d^{(n)} \mathbf{F}_{N_d+N_{ts}}^H$ 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, チャンネル推定に用いる受信信号 $\mathbf{y}_{TS}^{(n)}$ を N_{ts} 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 $\mathbf{Y}_{TS}^{(n)} = [Y_{TS}^{(n)}(0), \dots, Y_{TS}^{(n)}(k), \dots, Y_{TS}^{(n)}(N_{ts}-1)]^T$ は次式のようになる。

$$\mathbf{Y}_{TS}^{(n)} = \mathbf{F}_{N_{ts}} \mathbf{y}_{TS}^{(n)} = \mathbf{H}_{TS}^{(n)} \mathbf{U} + \mathbf{Z}_{TS}^{(n)} \dots\dots\dots (11)$$

ここで, $\mathbf{U} = [U(0), \dots, U(k), \dots, U(N_{ts}-1)]^T$ は(7)式に示した \mathbf{u} の周波数領域表現であり, $\mathbf{Z}_{TS}^{(n)} = [Z_{TS}^{(n)}(0), \dots, Z_{TS}^{(n)}(k), \dots, Z_{TS}^{(n)}(N_{ts}-1)]^T$ は $\mathbf{z}_{TS}^{(n)}$ の周波数領域表現である。また, $\mathbf{H}_{TS}^{(n)}$ はチャンネル行列であり, $\mathbf{H}_{TS}^{(n)} = \sqrt{2P} \mathbf{F}_{N_{ts}} \mathbf{h}_{TS}^{(n)} \mathbf{F}_{N_{ts}}^H$ 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。

$$H_d^{(n)}(k) = \sqrt{2P} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(n)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_d + N_{ts}}\right) \dots\dots\dots (12)$$

$$H_{TS}^{(n)}(k) = \sqrt{2P} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(n)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_{ts}}\right) \dots\dots\dots (13)$$

〈2・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 Fig.3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、送信機では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_d 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_{ts} 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 $N_d + 2N_{ts}$ 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。

受信装置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、文献(20)で報告したCFO推定・補償方式を用いて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との相互相関検出(TS correlator)により、(5)式に示す受信信号ブロック $\mathbf{y}_d^{(n)}$ と(7)式に示す受信信号ブロック $\mathbf{y}_{TS}^{(n)}$ とに分ける。

〈2・4・1〉 チャネル推定 第 n 番目の受信信号ブロック $\mathbf{y}_{TS}^{(n)}$ に N_{ts} ポイント DFT を適用して、(11)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。

$$\hat{H}_{TS}^{(n)}(k) = \frac{Y_{TS}^{(n)}(k)}{U(k)} = H_{TS}^{(n)}(k) + \frac{Z_{TS}^{(n)}(k)}{U(k)} \dots\dots\dots (14)$$

ここで、 N_{ts} の直交周波数におけるチャネル利得のベクトル表示を $\hat{\mathbf{H}}_{TS}^{(n)} = [\hat{H}_{TS}^{(n)}(0), \dots, \hat{H}_{TS}^{(n)}(k), \dots, \hat{H}_{TS}^{(n)}(N_{ts} - 1)]^T$ とする。第二

項は雑音成分である。忘却係数 α_c ($0 < \alpha_c < 1$) を有する1次IIRフィルタを用い雑音を低減するものとする、次式のようにチャネル利得の推定値 $\tilde{H}_{TS}^{(n)}(k)$ を得ることができる。

$$\tilde{H}_{TS}^{(n)}(k) = \alpha_c \tilde{H}_{TS}^{(n-1)}(k) + (1 - \alpha_c) \hat{H}_{TS}^{(n)}(k) \dots\dots\dots (15)$$

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

$$\tilde{\mathbf{H}}_{TS}^{(n)} = [\tilde{H}_{TS}^{(n)}(0), \dots, \tilde{H}_{TS}^{(n)}(k), \dots, \tilde{H}_{TS}^{(n)}(N_{ts} - 1)]^T \dots\dots\dots (16)$$

とする。

〈2・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。

雑音十分に低減できたものとする、チャネル利得の推定値 $\tilde{H}_{TS}^{(n)}(k)$ は真のチャネル利得 $H_{TS}^{(n)}(k)$ に近い。このことから、(14)式の雑音項を次式のように求めることができる。

$$\frac{Z_{TS}^{(n)}(k)}{U(k)} = \hat{H}_{TS}^{(n)}(k) - H_{TS}^{(n)}(k) = \hat{H}_{TS}^{(n)}(k) - \tilde{H}_{TS}^{(n)}(k) \dots\dots\dots (17)$$

ここで、Zadoff-Chu系列を用いているので $|U(k)|^2 = 1$ であり、(17)式より次式のように瞬時雑音電力が得られる。

$$|Z_{TS}^{(n)}(k)|^2 = |\hat{H}_{TS}^{(n)}(k) - \tilde{H}_{TS}^{(n)}(k)|^2 \dots\dots\dots (18)$$

ここで、(18)式は N_{ts} 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。

$$\bar{Z}_c^{(n)} = \frac{1}{N_{ts}} \sum_{k=0}^{N_{ts}-1} \frac{1}{2} |Z_{TS}^{(n)}(k)|^2 \dots\dots\dots (19)$$

さらに、(19)式で求めたブロック平均雑音電力 $\bar{Z}_c^{(n)}$ を忘却係数 α_v ($0 < \alpha_v < 1$) を有する1次IIRフィルタで時間平均化した雑音電力推定値 $\hat{v}^{(n)}$ を次式のように得ることができる。

$$\hat{v}^{(n)} = \alpha_v \hat{v}^{(n-1)} + (1 - \alpha_v) \bar{Z}_c^{(n)} \dots\dots\dots (20)$$

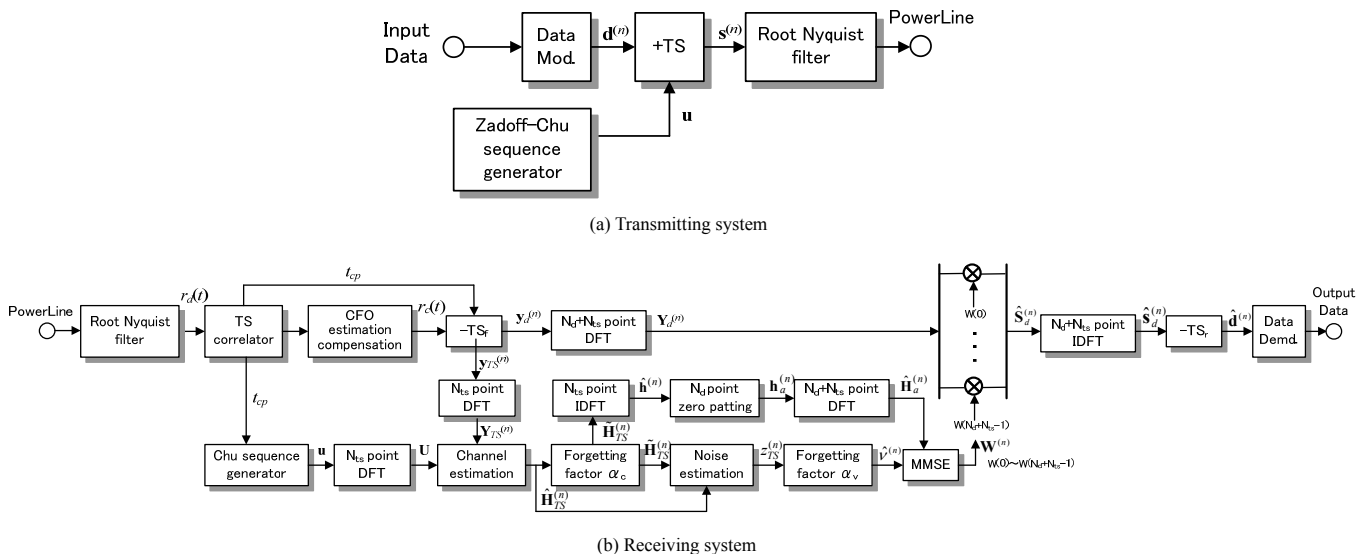


Fig. 3. Block diagram of TS-SC FDE system.

〈2・4・3〉 周波数領域補間 (15)式で得たチャンネル利得の推定値 $\hat{H}_{TS}^{(n)}(k)$ は DFT ポイント数が N_{ts} 個であるので, (9) 式の $\mathbf{Y}_d^{(n)}$ の N_d+N_{ts} 個の中の N_{ts} 個の直交周波数 $\{k=q(N_d+N_{ts})/N_{ts}, (q=0\sim N_{ts}-1)\}$ におけるチャン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_d+N_{ts} 個の直交周波数におけるチャン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, (16)式の $\hat{\mathbf{H}}_{TS}^{(n)}(k)$ を N_{ts} ポイント IDFT に入力して時間領域信号へと変換し, チャンネルインパルス応答推定値 $\{\hat{h}^{(n)}(\tau); \tau=0\sim(N_{ts}-1)\}$ を得る。ここで, $\hat{h}^{(n)}(\tau)$ のベクトル表示を $\hat{\mathbf{h}}^{(n)}=[\hat{h}^{(n)}(0), \dots, \hat{h}^{(n)}(k), \dots, \hat{h}^{(n)}(N_{ts}-1)]^T$ とする。次に, この $\hat{\mathbf{h}}^{(n)}$ に N_d 個の 0 を挿入し, N_d+N_{ts} 個のチャンネルインパルス応答 $\mathbf{h}_a^{(n)}$ を次式のように生成する。

$$\mathbf{h}_a^{(n)} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{h}}^{(n)} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(21)$$

最後に, この $\mathbf{h}_a^{(n)}$ を N_d+N_{ts} ポイント DFT に入力して N_d+N_{ts} 個の直交周波数におけるチャンネル利得推定値 $\hat{H}_a^{(n)}$ を得る。このベクトル表示を $\hat{\mathbf{H}}_a^{(n)}=[\hat{H}_a^{(n)}(0), \dots, \hat{H}_a^{(n)}(k), \dots, \hat{H}_a^{(n)}(N_d+N_{ts}-1)]^T$ とする。第 k 番目のチャンネル利得推定値 $\hat{H}_a^{(n)}(k)$ を, チャン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。

$$\hat{H}_a^{(n)}(k) = \sum_{\tau=0}^{N_d+N_{ts}-1} h_a^{(n)}(\tau) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau}{N_d+N_{ts}}\right) \dots\dots\dots(22)$$

〈2・4・4〉 MMSE-FDE MMSE-FDE 重み $W^{(n)}(k)$ は, (22)式に示したチャンネル利得推定値 $\hat{H}_a^{(n)}(k)$ の逆数と, 雑音電力推定値 $\hat{\nu}^{(n)}$ を用いて次式のように与えられる。

$$W^{(n)}(k) = \frac{\{\hat{H}_a^{(n)}(k)\}^*}{|\hat{H}_a^{(n)}(k)|^2 + 2\hat{\nu}^{(n)}} \dots\dots\dots(23)$$

ここで, $k=0\sim(N_d+N_{ts}-1)$ であり, (*)は複素共役を表す。重み係数 $W^{(n)}(k)$ の行列表示を $\mathbf{W}^{(n)} = \text{diag}[W^{(n)}(0), \dots, W^{(n)}(k), \dots, W^{(n)}(N_d+N_{ts}-1)]$ とする。(3)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。

$$\hat{\mathbf{S}}_d^{(n)} = \mathbf{W}^{(n)}\mathbf{Y}_d^{(n)} \dots\dots\dots(24)$$

(24)式の $\hat{\mathbf{S}}_d^{(n)}$ を N_d+N_{ts} 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 $\hat{\mathbf{s}}_d^{(n)}=[\hat{s}_d^{(n)}(0), \dots, \hat{s}_d^{(n)}(t), \dots, \hat{s}_d^{(n)}(N_d+N_{ts}-1)]^T$ 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_{ts} 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軟判定値 $\hat{\mathbf{d}}^{(n)}=[\hat{d}^{(n)}(0), \dots, \hat{d}^{(n)}(t), \dots, \hat{d}^{(n)}(N_d-1)]^T$ 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。

3. 計算機シミュレーションによる検証

本論文で検討するデジタル電力線搬送方式の帯域幅を 300kHz とする。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

($0 \leq \beta \leq 1$) 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, 実送電線路で行った伝送実験結果⁽⁹⁾より, 所要実効伝送速度 1.1Mbps を所要伝送帯域幅 300kHz で実現でき, なおかつフィルタが大規模にはならない $\beta=0.4$ を本論文で用いるものとする。このとき, 実現可能なシンボルレートは 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 を採用するものとして 1.26Mbps が得られる。また, チャンネルモデルは, 文献(2),(3)の電力遅延プロファイルのモデル化で検討対象とした実送電線路のうち, 遅延波が 300 μs (送電線路の伝搬速度は光速と同じとみなせるので⁽¹⁸⁾, 伝送路のパス間の最大距離が 90km となる)まで存在するような, 送電線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として仮定した。これより, 送電線路のインパルス応答行列が巡回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。

そこで, 筆者らの文献(2),(3)で報告している複素遅延プロファイルの算出法を用いて, $L=64$ 個のパス電力 (主波+63 個の遅延波) を導出し, 最大遅延時間が 300 μs となる電力遅延プロファイルを作成した。また, (1)式より TS 長 N_{ts} を 64, m を 61 とした Zadoff-Chu 系列を TS として用いた。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 組の複素インパルス応答を作成した。次いで, 100 組の複素インパルス応答の一つ一つを用いて 64×64 自己相関行列 $\mathbf{R}^{(19)}$ を作成し, チャンネルの固有値比⁽¹⁹⁾が最大(50.4)となる複素インパルス応答を計算機シミュレーションに採用した。

デジタル電力線搬送方式の伝送レートが 1.26Mbps の時, 実効ビットレート 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_d を求める。64QAM での伝送シンボルレートを 210ksymbol/s とすると実効ビットレート y_b は

$$y_b \geq 210000 \times \left(\frac{N_d}{N_d + 2N_{ts}} \right) \times 6 \text{ [bps]} \dots\dots\dots(25)$$

となるので, y_b を 1.1Mbps とすると, (25)式より $N_d \geq (55/4)N_{ts}$ となる。よって, N_{ts} を 64 とすると, $N_d \geq 880$ 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_d が 960 シンボル ($=2^{10}-N_{ts}$) のデータブロック長 N_d を用いることとした。

計算機シミュレーションでは, MMSE-FDE を用いる TS-SC 伝送におけるチャンネル推定特性や 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(2)式に示す送信ブロック $\mathbf{s}^{(n)}$ のシンボル数 (N_d+2N_{ts}) は, 1088 シンボルとなる。なお SNR については, これまで報告

Table 1. Computer simulation condition.

Transmitter	Data modulation	64QAM
	Data symbol Block length	$N_d=960$
	TS length	$N_b=64$
	TS type	Zadoff-Chu sequence ($m=61$)
	Symbol Rate	210ksymbol/s
Channel	$L=64$ -path	symbol-space 4.76 μ s
Receiver	Signal detection	MMSE-FDE
	Channel estimation	Frequency-domain channel estimation
Filter	Root nyquist filter	Roll-off factor $\beta=0.4$

しているように⁽³⁾⁽⁶⁾, さまざまな個所の実送電線路で測定した雑音電力の平均を求め, 受信電力を 0dBm と仮定した時の, 受信 SNR を求めたところ 35 dB であった。このことから, 次節以降のチャネル推定特性と雑音推定特性, および MMSE-FDE の MSE 収束特性の検証に用いる受信 SNR は 35 dB 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 Table 1 に示す。

計算機シミュレーションでは, 受信信号に+6Hzの周波数オフセット (CFO: Carrier Frequency Offset) を与えたが, 文献(20)で提案した CFO 推定方式を用いているので, MMSE-FDE 後の BER を測定したところ受信 SNR=35 dB で, 1×10^{-6} 以下が確保されていることを確認した。また, 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るものとして, DFT 窓タイミング検出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 forcing)-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(23)式の MMSE-FDE 重み係数 $W^{(n)}(k)$ の分母から雑音推定項 $\hat{v}^{(n)}$ を削除した重み係数を用いる FDE である。

〈3・1〉 チャネル推定特性と雑音電力推定特性 ここでは TS-SC 伝送の MMSE-FDE を送電線用高速デジタル電力線搬送方式へ応用するとき必要となる, チャネル推定と雑音電力推定の平均化に用いる忘却係数の適切値を明らかにする。なお, 最大固有値比を有する送電線チャネルモデルを用いる。

(1) チャネル推定特性 チャネル推定の正規化平均二乗誤差 (NMSE: Normalization Mean Square Error) 特性から, (15)式に示す忘却係数 α_c の適切値を明らかにする。チャネル推定における雑音の低減に用いる 1次 IIR フィルタの忘却係数 α_c としては Table 2 に示すように 0.8, 0.85, および 0.9 の 3つの値を用いた。(16)式に示したチャネル利得推定値 $\hat{\mathbf{H}}_{TS}^{(n)}(k)$ に N_b 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,

Table 2. Forgetting factor and NMSE.

Number	N_d	α_c	NMSE (dB)
1	960	0.8	-44.3
2		0.85	-45.8
3		0.9	-47.3

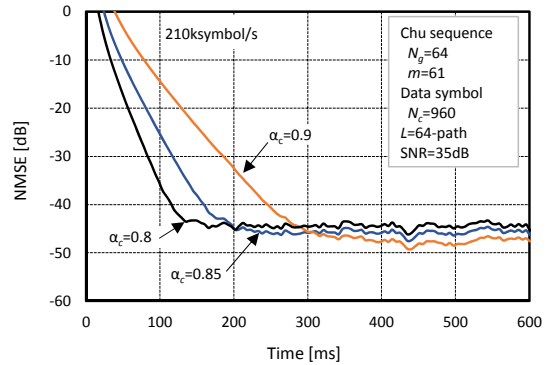


Fig. 4. Estimation performance of transmission channel ($N_c=960$).

NMSE は次式により求められる。

$$NMSE = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} |h_l - \bar{h}_{TS}^{(n)}(l)|^2}{\sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2} \dots\dots\dots (26)$$

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。

$N_d=960$ に設定して計算機シミュレーションで求めた NMSE 特性を Table 2 と Fig. 4 に示す。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, Table 2 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 α_c を大きくすることで(15)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には, リスタート時における端末システム側とのネゴシエーション時間の許容値として約 500ms が割当てられている。この時間内に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は既存装置の値から推定した 200ms を, CFO 推定・補正処理などは文献(20)から推定した 100ms を配分するものとする) 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 α_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, Fig. 4 と Table 2 に示したように, α_c を小さくするとチャネル推定精度が劣化してしまう。

従って, チャネル推定時には, トレーニングモードに加わるエコーキャンセリングや CFO 推定・補正などの処理時間を差引いた時間が配分されるので, NMSE の許容収束時間は 200ms 程度となる。このため Fig. 4 に示すように, NMSE を 200ms 程度で収束させることができる忘却係数 α_c は 0.85 程度以下であるが, 忘却係数を小さくすると NMSE

の収束値が増加してしまうことから、忘却係数の適切値は 0.85 であると言える。

以上のことから、次項以降では、 $\alpha_c=0.85$ を用いるものとする。

(2) 雑音電力推定特性 雑音電力推定値 $\hat{v}^{(n)}$ の特性から(20)式に示す忘却係数 α_v の適切値を明らかにする。1次 IIR フィルタの忘却係数 α_v はチャネル推定時と同様、0.8, 0.85, および 0.9 を用いた。

雑音電力を -35dBm に、 N_d を 960 に設定し、計算機シミュレーションで求めた雑音電力推定特性を Table 3 と Fig. 5 に示す。収束時の雑音電力推定値は、それぞれ用いた3つの忘却係数でおよそ -36dBm と、重畳した雑音電力 -35dBm より -1dB 程度の誤差の精度で推定可能なことが分かる。また、忘却係数を小さくするほど、収束速度は改善するが、送電線特有のインパルス雑音⁽²⁾など瞬時的な雑音変動に対して反応しやすくなるので、雑音電力の推定精度に影響を与えることが懸念される。このことから、(1)項で示したチャネル推定に用いる忘却係数 α_c を 0.85 に設定している場合、雑音電力推定に用いる忘却係数 α_v を 0.85 とすれば、0.8 とほぼ同様な収束速度が確保され、かつ 0.9 と同様な推定精度が得られることになる。従って、瞬時的な雑音変動に対する雑音電力推定精度の劣化抑制を考慮すると、忘却係数 α_v は 0.85 を用いることが適切値になると言える。

以上のことから、次節以降では、 $\alpha_v=0.85$ を用いるものとする。

〈3・2〉 MMSE-FDE の収束特性 TS 長 N_b を 64 シンボルとするものとし、前節と同様、最大固有値比のチャンネルを有する送電線チャンネルモデルを用いて、忘却係数を共に 0.85 に設定したときの MMSE-FDE 後の軟判定値データシンボル系列 $\hat{\mathbf{d}}^{(n)}$ から求めた MSE 収束特性を明らかにする。また、比較の対象として筆者らが以前報告した時間領域 MMSE (MMSE-TDE: MMSE-Time Domain Equalization)⁽³⁾による $\hat{\mathbf{d}}^{(n)}$ から求めた MSE 収束特性を示し、送電線で高速デジタル伝送を行うには MMSE-FDE の採用が必須になることを明らかにする。

まず、MMSE-FDE および MMSE-TDE において送信されたデータシンボル系列 $\mathbf{d}^{(n)}$ と $\hat{\mathbf{d}}^{(n)}$ を用いて、次式に示す二乗誤差より MSE を求め、チャネル推定開始から 600ms 経過後まで MSE の収束特性を考察した。

$$\text{MSE} = E \left[\left[d^{(n)}(t) - \hat{d}^{(n)}(t) \right]^2 \right] \dots\dots\dots (27)$$

なお、MMSE-FDE においてチャネル推定と雑音推定における 1次 IIR フィルタの忘却係数 α_c と α_v は 〈3・1〉 節で述べたように共に 0.85 を適用する。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、MSE 収束特性の比較時における MMSE-TDE は、トランスバース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 μ 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 Table 1

Table 3. Forgetting factor and estimated noise power.

Number	N_d	α_v	\hat{v} (dB)
1	960	0.8	-36.0
2		0.85	-35.9
3		0.9	-36.0

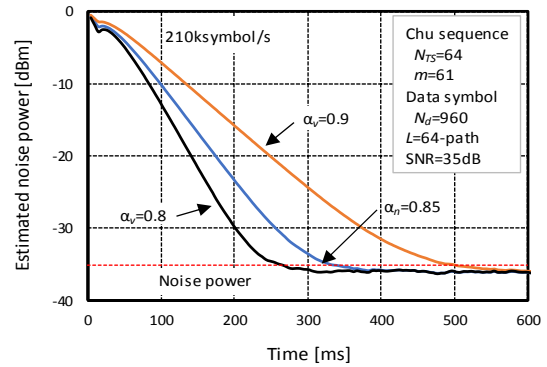


Fig. 5. Noise power estimation performance ($N_c=960$).

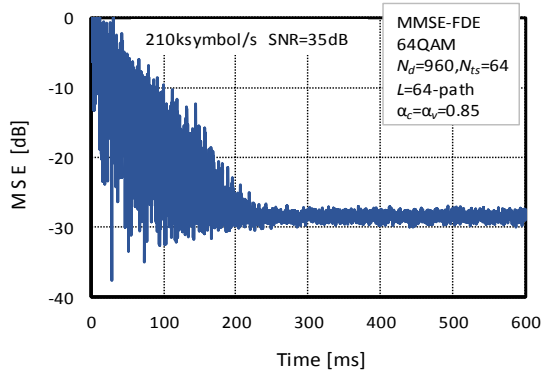
に示す値とした。

計算機シミュレーションで求めた MMSE-FDE の MSE 収束特性を Fig. 6 (a) に示す。NMSE 収束特性と同様にチャ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、Fig. 6 (b) に示すように、チャネル推定開始から 500ms 以上経て MSE は収束していることが分かる。なお、500ms 以降の MSE はおよそ -24dB と MMSE-FDE より 4dB の劣化となっている。

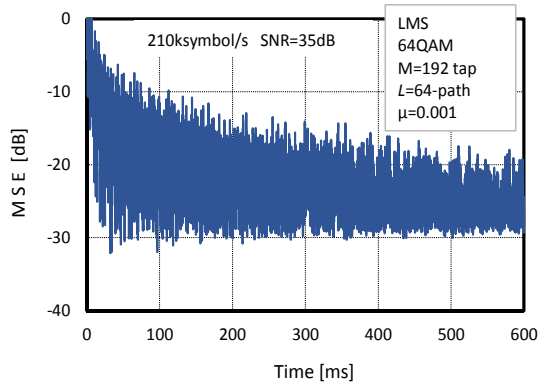
LMS アルゴリズムを用いた MMSE-TDE の MSE が MMSE-FDE より大きくなる理由を以下で考察する。インパルス応答の固有値の広がり大きい (固有値比 = 50.4) 場合、伝送路の振幅歪が大きくなることが知られている⁽¹⁹⁾。本計算機シミュレーションでは、このような送電線を仮定した。MMSE-TDE では LMS アルゴリズムによりトランスバースルフィルタのタップ入力の自己相関行列 \mathbf{R} から逆行列 \mathbf{R}^{-1} を求める必要があるが、振幅歪の大きい伝送路の時、逆行列 \mathbf{R}^{-1} の誤差が大きくなってしま⁽¹⁹⁾。このため、勾配雑音が生じることで MSE が増加したものと考えられる。さらに、タップ数増加に伴う過剰平均二乗誤差 (Excess MSE)⁽⁴⁾ が MSE に加わっていることも増加要因となっている。このことは、高速伝送時にトランスバース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 1×10^{-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 〈3・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 より約 4dB ほど劣化する。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



(a) Frequency domain equalization ($N_c=960$)



(b) Time domain equalization

Fig. 6. MSE performances of MMSE-FDE ($N_c=960$) and MMSE-TDE.

1.1 Mbps 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 $N_d=960$ シンボルのデータブロックを用いれば、Fig. 6 (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 α_c および α_v は共に 0.85 を用いれば、許容ネゴシエーション時間内 (500ms 程度) にトレーニングシーケンスを完了できることが分かる。そこで、次節の BER 特性の計算機シミュレーションでは $\alpha_c = \alpha_v = 0.85$ を用いることとした。

〈3・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 α_c と α_v は共に 0.85 を用いる他、MSE 収束以降の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、 $\alpha_c = \alpha_v = 0.95$ に変更した場合の BER 特性も検証し、忘却係数と BER 特性の関係を明らかにする。また、筆者らが以前報告した MMSE-TDE⁽³⁾ 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 対 BER 特性を Fig. 7 に示す (64 QAM 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)。この時の実効ビットレートは 1.112 Mbps である。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

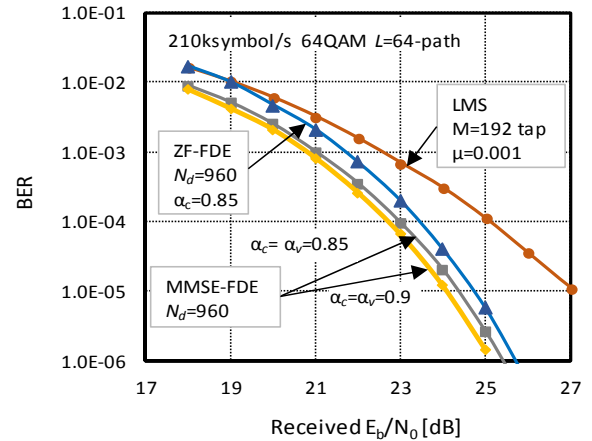


Fig. 7. BER performances of MMSE-FDE ($N_c=960$), ZF-FDE, and MMSE-TDE (192 taps).

が得られることが分かり、受信 E_b/N_0 がおよそ 25 dB (SNR で約 33 dB) の時に、実効ビットレート 1.112 Mbps で所要の BER である 1×10^{-6} を確保できる特性になることが示されている。また、MMSE-TDE の BER 特性は、MMSE-FDE と ZF-FDE より大幅に劣化している。この結果は、MMSE-TDE で実現できる MSE 値では、所要の BER である 1×10^{-6} を確保することが困難であることを述べた 〈3・2〉 節の 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 α_c と α_v を共に 0.95 に変更し係数値を大きくした場合、BER 特性は改善されることが分かる。しかしながら、忘却係数を大きくすると MSE が収束するまで多くの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のインパルス応答特性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適切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、1.1 Mbps 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。また、 N_d を 960 シンボルとするデータブロックの時、忘却係数 α_c と α_v を共に 0.85 とすることで、所要の BER 特性が得られることを明らかにした。ただし、MSE の収束以降の α_c と α_v 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. まとめ

本論文では、送電線路を用いる伝送ビットレート 1.26 Mbps (実効ビットレート 1.1 Mbps) の 64QAM デジタル電力線搬送方式の実現に向けた、MMSE-FDE を用いる TS-SC 伝送を適用するための検討を行った。TS-SC 伝送では Zadoff-Chu 系列を TS に使い、この TS によりチャンネル推定と雑音電力推定を行なった。

本論文では、まずチャンネル推定と雑音電力推定の動作原理を述べ、TS シンボル数および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適切な値を明らかにした。

TS を用いてチャンネル推定を行うためには、チャンネルインパルス応答行列が巡回行列となることが必要であり、送電線路の最大遅延時間がTS長以下でなければならない。そこで、伝送ビットレート1.26Mbps伝送を実現するためには、実送電線路の測定結果からモデル化した伝送路を用いた複素インパルス応答を導出した結果、Zadoff-Chu系列を用いるTSのシンボル数 N_{ts} は64シンボルを必要とすることを明らかにした。そして、実効ビットレート1.1Mbpsを実現するにはデータブロックの N_d を960シンボルとすることが必要であることを示した。さらに、チャンネル推定のNMSE特性、雑音推定特性、等化後MSE特性、およびBER特性を計算機シミュレーションで評価した。その結果、チャンネル推定に用いる忘却係数 α_c と、雑音電力推定に用いる忘却係数 α_v を共に0.85とすることで許容ネゴシエーション時間内(500ms程度)にトレーニングシーケンスを完了でき、所要のBER以下の推定精度になることを明らかにした。また、MMSE-FDE出力のMSE特性をMMSE-TDEと比較し、MMSE-TDEより良好な等化性能が得られることを示した。さらにTSにZadoff-Chu系列を用いた忘却係数 α_c と α_v を共に0.85とすれば、MMSE-FDEはZF-FDEおよびMMSE-TDEより良好なBER特性を実現でき、受信 E_b/N_0 がおよそ25dBの時に所要のBERである 1×10^{-6} を確保できることを示した。なお、MSE収束以降に用いる忘却係数 α_c と α_v については、係数値を大きくすることによりBER特性は改善されるが、今後予定している実フィールド試験結果から係数値を決定する必要がある、今後の検討課題としたい。

以上のことから、長遅延で強い周波数選択性を示す送電線路であっても、TS-SC伝送によるMMSE-FDEを適用することで、高精度なチャンネル推定と等化が実現でき、300kHz帯域幅を用いて実効ビットレート1.1Mbpsの高速伝送を可能とするデジタル電力線搬送方式が実現できるものと考える。

文 献

(1) 電波法：無線設備規則第59乗第1項第1号
 (2) N. Sasaki, K. Seino, T. Hanaumi, T. Oda, and F. Adachi: "Channel Modeling for Digital Transmission using Power Line", *IEEJ Trans. EIS*, Vol.132, No.8, pp.1317-1327 (2012) (in Japanese)
 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)
 (3) N. Sasaki, T. Hanaumi, T. Oda, and F. Adachi: "Adaptive Equalizer for Digital Power Line Channel Systems", *IEEJ Trans. EIS*, Vol.134, No.2, pp.258-266 (2014) (in Japanese)
 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.132, No.8, pp.258-266 (2014)
 (4) N. Sasaki, T. Hanaumi, T. Oda, and F. Adachi: "Training Sequence in Adaptive Equalizer for Digital Power Line Carrier Systems", The Paper of

Technical Meeting on Communication, CMN-14-062, pp.21-25 (2014) (in Japanese)
 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)
 (5) N. Sasaki, T. Hanaumi, T. Oda, and F. Adachi: "Switching Timing Detection Scheme of Different Training Sequence for Digital Power Line Carrier Systems", The Paper of Technical Meeting on Communication, CMN-16-002, pp.7-12 (2016) (in Japanese)
 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り替えタイミング検出方式」, 電学通信研資, CMN-16-002, pp.7-12 (2016)
 (6) N. Sasaki, T. Hanaumi, T. Oda, and F. Adachi: "A Simple Divergence Prevention Scheme for Adaptive Equalizer in Digital Power Line Carrier Systems", *IEEJ Trans. EIS*, Vol.136, No.7, pp.1027-1028 (2016) (in Japanese)
 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)
 (7) N. Sasaki, T. Hanaumi, T. Oda, and F. Adachi: "Carrier Frequency Offset Compensation Method for Digital Power Line Carrier Systems", *IEEJ Trans. EIS*, Vol.135, No.2, pp.258-266 (2014) (in Japanese)
 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)
 (8) N. Sasaki, T. Hanaumi, T. Oda, and F. Adachi: "Study on Carrier Frequency Offset Compensation Scheme for Temperature Fluctuation Using Adaptive Equalizer of Digital Power Line Carrier Systems", *IEE Japan*, GS11-2, pp.1387-1391 (2015) (in Japanese)
 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」, 平成27年電気学会電子・情報・システム部門大会, GS11-2, pp.1387-1391 (2015)
 (9) N. Sasaki, T. Hanaumi, T. Oda, and F. Adachi: "Development and Filed Experiment of Digital Power Line Carrier System for Power Transmission Line", *ICEE 2016*, ID90061 (2016)
 (10) K. Hayashi and H. Sakai: "Distortion Compensation for Block Transmission with Cyclic Prefix", *IEICE Japan*, Vol.J91-B, No.2, pp.129-139 (2008) (in Japanese)
 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)
 (11) Y. Fujimura, D. Umehara, and S. Denno: "Frequency Domain Equalization with Mitigation of Fast Fading Distortion", *IEICE Japan*, Vol.J91-B, No.3, pp.250-259 (2008) (in Japanese)
 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)
 (12) Y. Muto and F. Takahata: "An Adaptive Control of Periodic Spectrum Transmission for Single-Carrier Transmission with Frequency Domain Equalization", *IEICE Japan*, Vol.J93-B, No.3, pp.461-470 (2010) (in Japanese)
 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)
 (13) T. Yamamoto and F. Adachi: "Study on Frequency-domain Iterative Channel Estimation for Training Sequence Aided Single-carrier Transmission", Technical Report of IEICE, RCS2011-369, pp.317-322 (2012) (in Japanese)
 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り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)
 (14) 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 (2014)
 (15) D. C. Chu: "Polyphase Code with Good Periodic Correlation Properties", *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.18, No.4, pp.531-532 (1972)
 (16) 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 (2011)

- (17) 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)
- (18) 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)
- (19) Simon Haykin (著), 鈴木 博 (訳) 他:「適応フィルタ理論」, 科学技術出版, pp.189-191, pp.231-235, pp.467-473 (2001)
- (20) N. Sasaki, Q. Chen, and F. Adachi: “CFO Estimation and DFT Window Timing Using Training Sequence of Single-carrier Block Transmission for Digital Power Line Carrier Systems”, *IEE Japan, GS5-5* (2017) (in Japanese)
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)

佐々木 範 雄



(正員) 1976年3月青森工業高校電子科卒業。同年4月東北電力(株)入社。2017年通研電気工業(株)に転籍。2018年3月東北大学大学院工学研究科博士後期課程修了。主として導水路トンネル内無線通信の研究, デジタル電力線搬送方式の研究など, 電力保安通信用デジタル伝送方式に関する研究開発に従事。2007年度電気科学技術奨励賞(オーム技術賞)受賞, 2010年度東北地方発明表彰日本弁理士会会長奨励賞受賞。電子情報通信学会会員。博士(工学)。

陳 強



(非会員) 1988年西安電子科技大学卒業。1991年東北大学大学院博士前期課程修了, 1994年同大学大学院博士後期課程修了。工学博士。同大学助手, 助教授, 准教授を経て, 2013年より同大学院工学研究科通信工学専攻電磁波工学分野教授。アンテナ, マイクロ波・ミリ波, 電磁界の測定法及び数値解析法の研究等に従事。1993年電子情報通信学会学術奨励賞, 1996年, 2006年, 2010年と2012年電子情報通信学会通信ソサイエティ活動功労賞, 2008年電子情報通信学会学論文賞, 第2回喜安善市賞などを受賞。電子情報通信学会環境電磁工学研究専門委員会幹事, アンテナ・伝播研究専門委員会幹事, 光応用電磁界計測時限研究専門委員会初代委員長を歴任。現電子情報通信学会無線電力伝送委員会委員長。

安 達 文 幸



(非会員) 1973年3月東北大学工学部電気工学科卒業。同年電電公社横須賀電気通信研究所入所。1992年NTT移動通信網(株)(現NTTドコモ)に転籍。一貫して, 移動通信方式およびデジタル移動無線通信技術の研究開発に従事。2000年1月より東北大学大学院工学研究科勤務。2015年東北大学電気通信研究機構特任教授。2004年トムソン・リサーチフロントアワード, 2008年エリクソン・テレコミュニケーション・アワード, C&C賞など受賞。電子情報通信学会およびIEEEフェロー。