

送電線用高速デジタル電力線搬送における周波数領域エコーキャンセラ方式の検討

佐々木 範雄*, 花海 丞* (通研電気), 鈴木 英祐** (東北電力), 安達 文幸*** (東北大学)

Study on Frequency Domain Echo Cancellation Scheme for High-Speed Digital Power Line Carriers.

Norio Sasasaki*, Tasuku HNAUMI* (Tsuken Electric Industrial Co., Ltd), Eisuke SUZUKI** (Tohoku Electric Power Co., Inc)
Fumiyuki Adachi*** (Tohoku University)

We have been studying the high-speed digital power line carrier system (DPLC) using single-carrier(SC) frequency-domain equalization (FDE). The transmission band allocated for high-speed DPLC is 250-450 kHz. Since the same bandwidth is shared by transmission and reception, echo cancellation is necessary. In this paper, we study a frequency domain adaptive filter echo cancellation (FDAFEC) scheme for DPLC. FDAFEC was originally considered for canceling acoustic band echo signals. To the best of authors' knowledge, FDAFEC for DPLC has not been reported yet. We need to optimize the FFT block length and the LMS algorithm step-size. The FFT block length and the LMS step-size are optimized by performing computer simulation in terms of convergence performance and the bit error rate (BER) performance. It is found that the FFT block length is $N=2048$ and the optimal step-size μ is between 0.0005 and 0.0007. It is confirmed that by using optimal FFT block length and step-size, the high-speed DPLC using the proposed FDAFEC achieves the required BER of 1×10^{-6} at the signal-to-noise ratio (SNR)=26.5dB.

キーワード：送電線，電力線搬送，デジタル伝送，周波数領域，エコーキャンセラ

Keywords : Power line transmission, Power line carrier, Digital transmission, Frequency-domain, Echo cancellation.

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、図1に示すように電気所（ES）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が形成され、伝送距離は最大で約80kmに及ぶ。周波数帯域は150kHz～450kHzが割り当てられており、この周波数を幾つかの帯域に分割し通信チャンネルが配置される。

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、帯域幅50kHzを用いた64QAM(Quadrature Amplitude Modulation) シングルキャリア(SC: Single Carrier)伝送による伝送速度192kbpsの送電線を用いる電力線搬送方式の実現を目的として、デジタル電力線搬送装置の研究・開発を行っ

てきた^{(1)~(3)}。さらに今後、電気事業者では電力システム全体のICT化が推進されており、デジタル電力線搬送装置には帯域幅200kHzで伝送速度700kbps以上の高速化が求められている。このため、所要のBER(Bit Error Rate) 1×10^{-6} 以下を実現するには、新たな等化方式の開発が必要となる。長遅延で強い周波数選択性を有する送電線路⁽⁴⁾で高速伝送を実現するための等化方式としては、周波数領域等化(MMSE-FDE: Minimum Mean Square Error Frequency-Domain Equalization)方式^{(4),(5)}が適していると考えている。

ところで、送電線用高速デジタル電力線搬送方式に割当てられる周波数帯域は、既存アナログPLCからのチャンネル

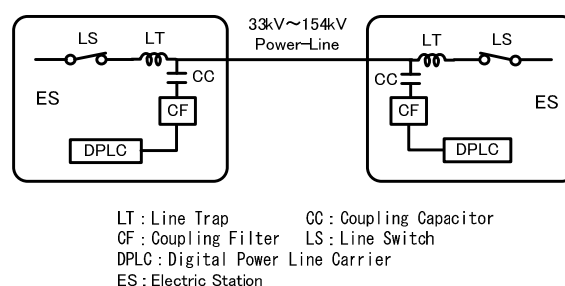


図1 電力線搬送方式の伝送回路

Fig. 1 Transmission circuit of power line carrier system.

干渉を考慮すると、250kHz~450kHz 間の 200kHz が割当てられている。高速伝送では、より広い帯域幅を必要とするので、割当てられている帯域を有効に活用するには、送受信で周波数帯域を共有できるエコーキャンセラ方式が有効な手段と考える。

ここで、送電線路で生じる遅延波の伝搬経路は複雑で長距離な伝搬（長遅延）となる⁽¹⁾。送電線路のエコー信号のパスルートも同様に、図2に示すような長遅延なルートになるものと推測される。このため課題となるのが、送電線路でエコーキャンセル方式に時間領域 FIR(Finite Impulse Response)フィルタの適用である。この方式を用いて所要の BER 1×10^{-6} を実現するには、FIR フィルタはオーバーサンプリングにより高精度にエコー信号を推定し、残留エコー信号電力を低減することが求められる。従って、エコーキャンセリングフィルタ部にはオーバーサンプリングに対応した膨大なタップ数が必要となることから、FPGA(Field Programmable Gate Array)には大規模の乗算・加算回路が必要となり、回路規模と計算速度の問題から実現が困難になることが考えられる。

このため、回路規模の低減と計算速度の向上には、周波数領域適応フィルタによるエコーキャンセル方式^{(6),(7)}が適していると考えられる。しかし、この方式は主に音響エコー信号の除去を対象に検討したものであり^{(6),(7)}、長遅延な送電線路でデジタル電力線搬送のような高周波領域を対象とした検討や適用の事例は見受けられない。

そこで本論文では、周波数領域適応フィルタによるエコーキャンセル方式を広帯域伝送が必要となる高速デジタル電力線搬送方式へ適用するため、FFT(Fast Fourier Transform)処理に用いるブロックサイズの検討、高速 LMS (Least Mean Square)アルゴリズム⁽⁸⁾に用いるステップサイズパラメータ μ を検討し、最適となる各パラメータ値を明らかにする。そして、エコー信号と推定エコー信号との平均二乗誤差量（残留エコー電力）とする MSE(Mean Square Error)の収束特性、周波数領域におけるエコー信号の除去特性、さらに本提案エコーキャンセル方式でエコー信号をキャンセルし、対向局からの信号を受信した時の BER 特性を明らかにする。そして提案方式は、所要の BER 1×10^{-6} 以下の伝送品質を確保できることを示し、高速デジタル電力線搬送方式として有用であることを明らかにする。

本論文の構成は以下のようになっている。第2章では周波数領域適応フィルタによるエコーキャンセル方式を提案し、その原理を述べる。3章では実フィールドで得られたエコー信号の周波数特性から複素インパルス応答を作成する。そして、作成した複素インパルス応答を用いて、MSE 収束特性、エコー信号除去スペクトル特性、および BER 特性を計算機シミュレーションで明らかにし、FFT 処理に用いるブロックサイズと、高速 LMS アルゴリズムに用いるステップサイズパラメータ μ の最適値を示す。本提案方式は高速デジタル電力線搬送方式に適用可能なことを示し、そして第4章でまとめる。

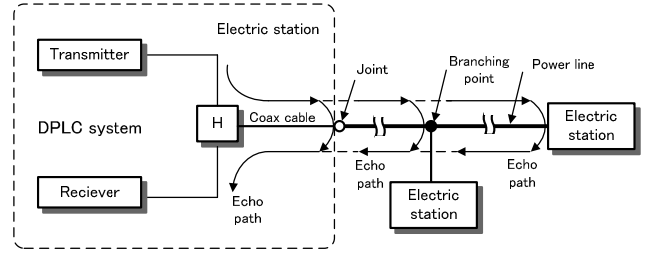


図2 送電線路でのエコールート
Fig. 2 Echo route on power transmission line.

2. 周波数領域適応フィルタによるエコーキャンセル方式の原理

周波数領域適応フィルタとは、入力データ信号を FFT 処理のポイント数となる N 個のシンボルで分割したブロックで構成し、適応フィルタのタップ重みベクトルの更新を周波数領域でブロック毎に行なうもので、更新のアルゴリズムには高速 LMS⁽⁸⁾が用いられる。1タップフィルタであることで畳み込みのための加算器が不要となり、FPGA の回路規模の縮小と計算速度の向上が期待できる。

図3に提案周波数領域エコーキャンセル方式のシステム構成を示し、原理を説明する。

〈2-1〉入力信号の周波数領域への変換 送信信号シンボル系列は連続で、かつ送信ルートナイキストフィルタの出力信号は無限長となるため、FFT 処理を行うために入力信号 $u(t)$ を有限区間に分割する。エコーチャネルの推定は線形畳み込み要素としての導出が必要なので、FFT 処理に当たって 50%オーバーラップ保存法を適用する⁽⁹⁾。FFT 処理の1ブロックのシンボル数を M とし、 n 番目のブロックにおける入力信号 $u(t)$ のベクトル表示を $\mathbf{u}^{(n)} = [u^{(n)}(0), \dots, u^{(n)}(i), \dots, u^{(n)}(M-1)]^T$ とする。また、1ブロック前の入力信号 $u(t)$ のベクトル表示を $\mathbf{u}^{(n-1)} = [u^{(n-1)}(0), \dots, u^{(n-1)}(i), \dots, u^{(n-1)}(M-1)]^T$ とする。50%オーバーラップ保存法で2ブロック連続された n 番目のブロック信号 $\mathbf{u}_c^{(n)} = [u_c^{(n)}(0), \dots, u_c^{(n)}(M-1), u_c^{(n)}(M), \dots, u_c^{(n)}(2M-1)]^T$ は次式のように表示できる。

$$\mathbf{u}_c^{(n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}^{(n-1)} \\ \mathbf{u}^{(n)} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$\mathbf{u}_c^{(n)}$ のシンボル数は $N=2M$ であり、次式のように N ポイント FFT を用いて周波数領域信号 $\mathbf{U}_c^{(n)} = [U_c^{(n)}(0), \dots, U_c^{(n)}(M-1), U_c^{(n)}(M), \dots, U_c^{(n)}(2M-1)]^T$ へ変換する。

$$\mathbf{U}_c^{(n)} = \mathbf{F}_N \mathbf{u}_c^{(n)} \quad (2)$$

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

$$\mathbf{F}_N = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{N}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (N-1)}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(N-1) \times 1}{N}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(N-1) \times (N-1)}{N}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

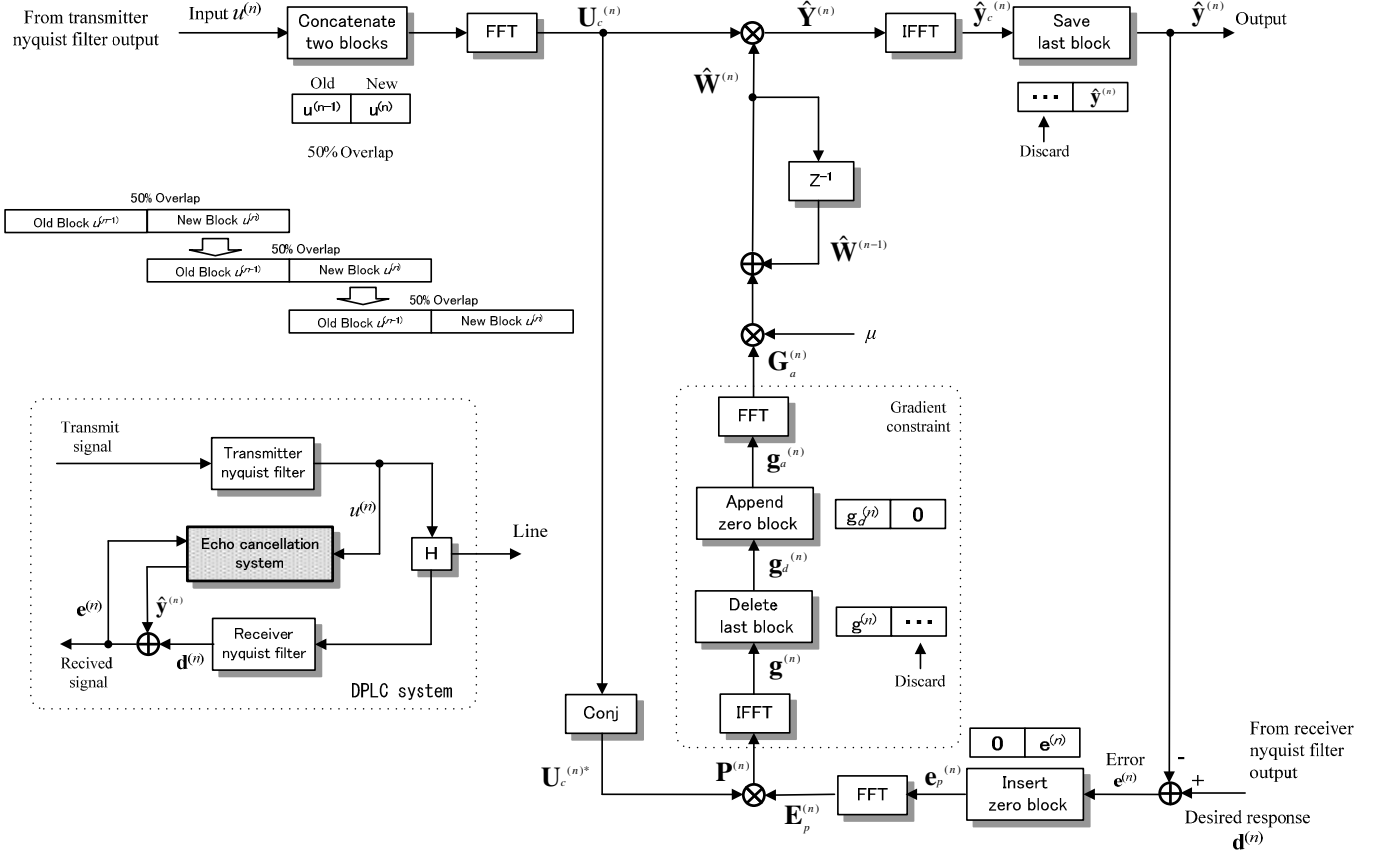


図3 周波数領域エコーキャンセラ方式のシステムモデル
Fig. 3 System model of frequency domain echo cancellation scheme.

〈2.2〉 推定エコー信号と受信エコー信号との誤差信号

時間領域エコー受信信号（希望応答信号）の第 n 番目ブロック $\mathbf{d}^{(n)} = [d^{(n)}(M), \dots, d^{(n)}(i), \dots, d^{(n)}(2M-1)]^T$ と、後述する高速LMS アルゴリズムにより推定された時間領域エコー信号ブロック $\hat{\mathbf{y}}^{(n)} = [y^{(n)}(M), \dots, y^{(n)}(i), \dots, y^{(n)}(2M-1)]^T$ との誤差（残留エコー） $\mathbf{e}^{(n)} = [e^{(n)}(M), \dots, e^{(n)}(i), \dots, e^{(n)}(2M-1)]^T$ は次式で定義される。

$$\mathbf{e}^{(n)} = \mathbf{d}^{(n)} - \hat{\mathbf{y}}^{(n)} \quad (4)$$

後述する理由から誤差 $\mathbf{e}^{(n)}$ の前半 $0 \sim M-1$ 番目を破棄するので $\mathbf{e}^{(n)}$ の要素数は M となる。 M 個の要素を持つ誤差 $\mathbf{e}^{(n)}$ と $2M$ ポイント周波数領域信号 $\mathbf{U}_c^{(n)}$ の複素共役 $\mathbf{U}_c^{(n)*}$ との周波数領域の相互相関からタップ重みベクトル $\hat{\mathbf{W}}^{(n)}$ を更新するために、 $\mathbf{e}^{(n)}$ の前に M 個のゼロを挿入し、要素数が $2M$ の誤差信号 $\mathbf{e}_p^{(n)}$ を次式のように生成する。

$$\mathbf{e}_p^{(n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{e}^{(n)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

生成した誤差信号 $\mathbf{e}_p^{(n)}$ を N ポイントのFFTにより周波数領域信号 $\mathbf{E}_p^{(n)}$ に変換する。 $\mathbf{E}_p^{(n)} = [E_p^{(n)}(0), \dots, E_p^{(n)}(M-1), E_p^{(n)}(M), \dots, E_p^{(n)}(2M-1)]^T$ は次式のようにになる。

$$\mathbf{E}_p^{(n)} = \mathbf{F}_N \mathbf{e}_p^{(n)} \quad (6)$$

〈2.3〉 高速LMS アルゴリズム 複素共役 50%オーバーラップ信号 $\mathbf{U}_c^{(n)*}$ と誤差 $\mathbf{E}_p^{(n)}$ との相互相関 $\mathbf{P}^{(n)}$ は次式により得られる。

$$\mathbf{P}^{(n)} = \mathbf{U}_c^{(n)*} \mathbf{E}_p^{(n)} \quad (7)$$

ここで $\mathbf{U}_c^{(n)}$ は $2M \times 2M$ の対角行列であり、 $\mathbf{U}_c^{(n)} = \text{diag}[U_c^{(n)}(0), \dots, U_c^{(n)}(k), \dots, U_c^{(n)}(2M-1)]$ のように表せる。

次に適応フィルタの周波数領域重みベクトル $\hat{\mathbf{W}}^{(n)}$ の推定値を導出するにあたり、図3の範囲に示す勾配拘束条件 (Gradient constraint)⁽⁸⁾ を適用する。これにより、 $2M$ 個の要素からなる周波数領域適応フィルタの重みが、 M 個の要素からなる時間領域重みベクトル $\hat{\mathbf{w}}^{(n)}$ に完全に対応することが保証される⁽⁸⁾。

そこで勾配拘束条件では、 N ポイントIFFTを用いて相互相関 $\mathbf{P}^{(n)}$ を時間領域信号 $\mathbf{g}^{(n)}$ へと変換し、後半の第 $M \sim 2M-1$ 番目の要素を破棄して $\mathbf{g}_d^{(n)} = [g_d^{(n)}(0), \dots, g_d^{(n)}(i), \dots, g_d^{(n)}(M-1)]^T$ を得る。そして、 $\mathbf{g}_d^{(n)}$ の後に M 個の0を挿入した時間領域信号 $\mathbf{g}_a^{(n)}$ を得る。

$$\mathbf{g}_a^{(n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_d^{(n)} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (8)$$

さらに、周波数領域適応フィルタの重みベクトル $\hat{\mathbf{W}}^{(n-1)}$ を更新するため、 N ポイントFFTを用いて $\mathbf{g}_a^{(n)}$ を周波数領域信号

$\mathbf{G}_a^{(n)}$ へと変換する。

$$\mathbf{G}_a^{(n)} = \mathbf{F}_N \mathbf{g}_a^{(n)} \quad (9)$$

この勾配拘束条件の処理により周波数領域でのフィルタリングが、後述する時間領域での線形畳み込みに対応することになる。

次いで、次式に示す更新式により重みベクトル $\hat{\mathbf{W}}^{(n)} = [\hat{W}^{(n)}(0), \dots, \hat{W}^{(n)}(M-1), \dots, \hat{W}^{(n)}(2M-1)]^T$ を更新する。

$$\hat{\mathbf{W}}^{(n)} = \hat{\mathbf{W}}^{(n-1)} + \mu \mathbf{G}_a^{(n)} \quad (10)$$

ここで、周波数領域オーバーラップ信号 $\mathbf{U}_c^{(n)}$ は前述したように $2M \times 2M$ の対角行列であるので、周波数領域推定エコー信号 $\hat{\mathbf{Y}}^{(n)}$ は次式のように求めることができる。

$$\hat{\mathbf{Y}}^{(n)} = \mathbf{U}_c^{(n)} \hat{\mathbf{W}}^{(n)} \quad (11)$$

次に N ポイント IFFT より(11)式の $\hat{\mathbf{Y}}^{(n)}$ から時間領域推定エコー信号 $\hat{\mathbf{y}}^{(n)} = [\hat{y}^{(n)}(0), \dots, \hat{y}^{(n)}(M-1), \dots, \hat{y}^{(n)}(2M-1)]^T$ を得る。ところで、勾配拘束条件より、 $\hat{\mathbf{y}}^{(n)}$ の前半の第 $0 \sim M-1$ 番目の要素は巡回畳み込みに対応し、後半の第 $M \sim 2M-1$ 番目の要素は線形畳み込みに対応するので、時間領域エコー信号の推定値は後半の第 $M \sim 2M-1$ 番目が適用される。以上により、前半の $0 \sim M-1$ 番目の要素を破棄することで<2.2>節にて述べたように時間領域推定エコー信号 $\hat{\mathbf{y}}^{(n)}$ が得られる。

3. 計算機シミュレーションによる結果

<3.1> 実送電線路でのエコー信号周波数特性の測定

実送電線路でのエコー信号インパルス応答 $h(l)$ をモデル化するために周波数特性の測定を行った。測定は図1に示すような構成で、送信装置側に周波数オシレータ、受信装置側にスペクトルアナライザを配置した。周波数オシレータの送信電力は 0dBm とし、伝送帯域となる 250kHz~450kHz 間を 1kHz ステップでスイープし、受信電力値をスペクトルアナライザで測定した。

測定結果を図4に示す。この周波数特性の振幅真値データから、シンボル時間間隔 $t_p=7.14\mu\text{s}$ の 1/4 となる時間間隔 $t_e=1.79\mu\text{s}$ の電力インパルス応答を求めるため、ゼロパディングを施した IFFT 処理を行った。これは提案エコーキャンセル方式において、シンボルレートの4倍となるオーバーサンプリングで動作させ、高精度にエコー信号を推定するためである。

さらに、導出した電力インパルス応答に現れた各パスにランダムな位相情報を与え、既存の開発 DPLC 装置に実装されているエコーキャンセル部のフィルタタップ数を参考に、パス数 $L=768$ 個からなる複素インパルス応答 \mathbf{h}_e を作成した。なお、 \mathbf{h}_e のベクトル表示は $\mathbf{h}_e = [h_e(0), \dots, h_e(i), \dots, h_e(L-1)]$ であり、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h(l)|^2] = 1$ となる。ここで、 $E[\cdot]$ は期待値を求める操作を表す。

<3.2> 計算機シミュレーションの条件 計算機シミュレーションの諸元を表1に示す。送信データシンボル系列の 64QAM による 140ksymbol/s(7.14μs)を4倍オーバーサンプ

表1 計算機シミュレーションの諸元

Table 1 Computer simulation condition

Transmission	Data modulation	64QAM (140ksymbol/s)
	Band-width	196kHz
	Data bit rate	741kbps
Block length	block length	$M=1024$
	FFT point block length	$N=2M=2048$
Echo channel	$L=768$ -path	Over sampling- space 1.79μs
Filter	Root nyquist filter	Roll-off factor=0.4

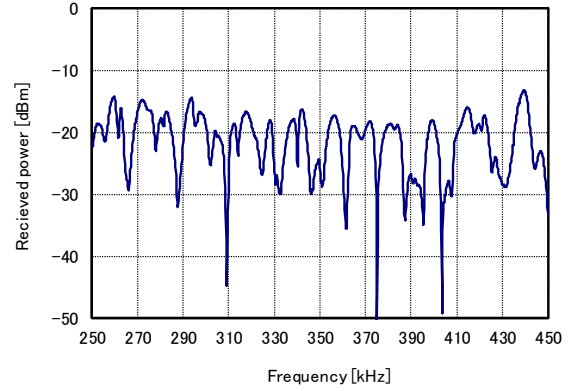


図4 送電線路におけるエコー受信信号の周波数特性

Fig. 4 Frequency performance of echo receive signal for power transmission line.

リング(1.79μs)した入力信号系列を $u(t)$ とし、分割するブロック $\mathbf{u}^{(n)}$ のサイズはインパルス応答のパス数 $L=768$ 個から FFT 処理のポイント数を考慮し、 $M=1024$ 個とした。よって、50% オーバーラップ保存法により2ブロック接続されたブロック $\mathbf{u}_c^{(n)}$ のサイズは $N=2M=2048$ 個となり、このサイズを FFT および IFFT 処理のポイント数として適用する。

また BER 特性の測定では、本提案エコーキャンセル方式の特性を評価するために、送受信間のチャネルには遅延波が存在しない理想チャネルを仮定し、受信適応等化器の BER への影響を取り除いた。送受信のフィルタはロールオフ係数 0.4 のルートナイキストフィルタとして、ビットレート 741kbps となる無符号で伝送した。

<3.3> 推定エコー信号とエコー受信信号との誤差特性

推定エコー信号 $\hat{\mathbf{y}}^{(n)}$ と受信エコー信号 $\mathbf{d}^{(n)}$ との誤差量となる残留エコー信号 $\mathbf{e}^{(n)}$ を 256 サンプリングの平均値で MSE の収束時間特性を把握し、(9)式に示す高速 LMS アルゴリズムに用いるステップサイズパラメータ μ のトレーニングシーケンス時における最適値を明らかにするため計算機シミュレーションを行った。

残留エコー信号 $e^{(n)}$ の MSE 収束特性を図 5 に示す。MSE はエコー受信信号電力で正規化したもので、エコー受信信号電力との相対値になる。0.0001, 0.0003, 0.0005, および 0.0007 の 4 つのステップサイズ μ を用いた。なお、エコー受信信号のキャンセル量評価のため、エコーチャンネルには雑音電力は重畳しないものとした。

図 5 に示すよう、動作開始からの MSE の収束速度とエコー推定誤差は、 $\mu=0.0005$ と 0.0007 を用いた場合にほぼ同様な収束特性を示し、動作開始から約 250ms で -60dB 程度の誤差量になることが分かる。従って、ステップサイズ μ を 0.0005 ~ 0.0007 とすれば、適度な収束速度で高精度にエコー信号を推定できるものと考えられる。

〈3・4〉エコー受信信号とエコー残量信号の周波数特性

受信されたエコー信号のスペクトル特性と、除去されたエコー信号の残留スペクトル特性との比較により周波数帯の有無を把握するため計算機シミュレーションを行った。

受信ロールオフフィルタ出力の時間領域エコー受信信号 $d^{(n)}$ をサンプリングレート 1.78 μ s でサンプリングして 1024 サンプル FFT を用いて平均電力スペクトルを求めた。また、ステップサイズパラメータ μ を 0.0005 としてエコーキャンセル後の時間領域残留エコー信号 $e^{(n)}$ を 1024 サンプル FFT を用いて平均電力スペクトルを求めた。なお、平均電力は 1000 回の FFT 試行による平均値である。これらを図 6 に示す。

図 6 から分かるように、残留エコー信号の平均電力スペクトルは、伝送帯域内のエコー受信信号を歪なくキャンセルしている結果が示されており、そのキャンセル量は、およそ 90dB/0.55kHz 程度であることが分かる。

図 6 ではロールオフフィルタの阻止域端周波数 (± 98 kHz) 近傍で残留エコー信号が増加する特性が示されている。この特性要因を明らかにするため、エコーパスが存在しないチャンネルと、エコーパスが 1 個 (第一パス) のみのチャンネルにおける残留エコー信号の平均電力スペクトルを比較した。結果を図 7 に示す。それぞれのエコーチャンネルとも同一の残留エコースペクトルの特性になっている。

このため、阻止域端周波数近傍での電力スペクトルの増加はエコーチャンネルが要因ではなく、以下の要因であるものと考えている。

本提案方式において希望応答信号となるエコー受信信号 $d^{(n)}$ は図 3 に示すよう、受信ロールオフフィルタの出力信号となるので、エコー信号は伝送路のエコー特性と受信ナイキストフィルタ特性とを組み合わせたものになる。このため、ナイキストフィルタの周波数振幅特性は遷移域となる周波数から阻止域端周波数までは急峻な傾きとなるため、この周波数領域の振幅特性を正確に表現するには高い周波数分解能での推定が必要となる。従って、本提案方式で適用した 1 ブロック 1024 サンプルによる FFT 処理において、解析精度 (0.55kHz) に応じた周波数推定誤差が阻止域端周波数近傍に顕著に現れ、図 6 および図 7 に示す特性になったものと考えられる。しかしながら、その残留電力量は -90dB 程度と小さな値であり、なおかつロールオフフィルタの減衰量が大き

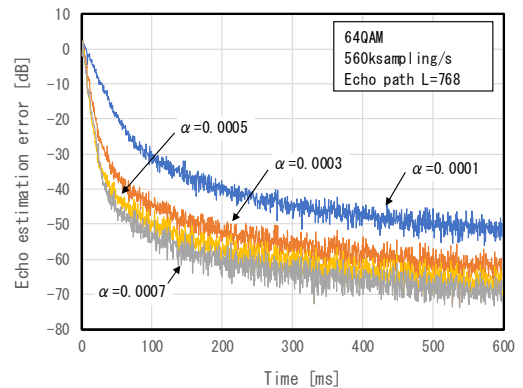


図 5 残留エコー信号の収束特性

Fig. 5 Convergence performance of residual echo signal.

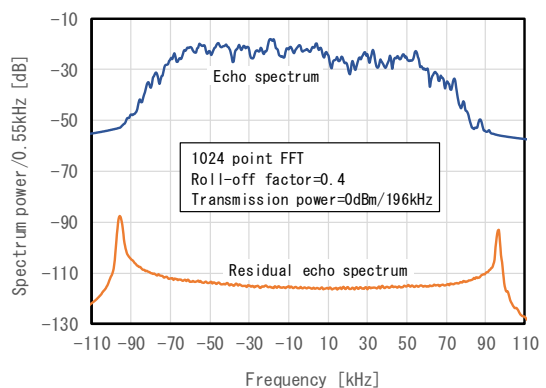


図 6 エコー受信信号と残留エコー信号の周波数特性

Fig. 6 Frequency performance of echo signal and residual echo signal.

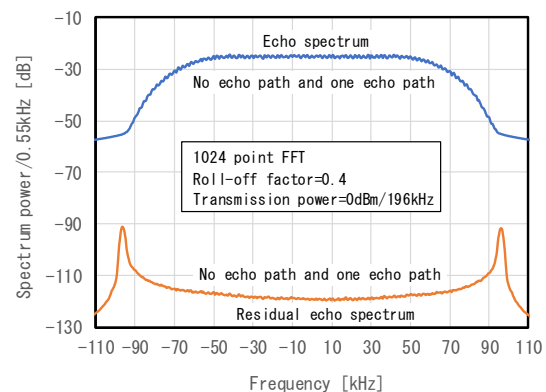


図 7 エコーパス有無でのエコー受信信号と残留エコー信号の周波数特性

Fig. 7 Frequency performance of residual echo signal with one echo path and without echo path.

い周波数領域であるので、伝送特性には影響を与えない。

以上より、本提案エコーキャンセル方式は対向局からの受信信号のスペクトルには歪を与えないものと推測され、所要の BER である 1×10^{-6} は十分確保できるものと考えられる。

〈3.5〉 エコー受信信号キャンセル後の BER 特性

相手局受信信号電力と、エコー受信信号電力との電力比を 0dB および-5dB (相手局からの受信信号電力が 5dB 低下) に規定した場合、本提案方式のエコーキャンセリング後に得られる受信 BER 特性について計算機シミュレーションを行った。なお、トレーニングシーケンスが終了し、対向局との通信開始以降となるトラッキングモードでのエコーキャンセラのステップサイズパラメータ μ は、相手局からの受信信号によって発散することを防止するため非常に小さい値を適用する必要がある。このため、送電線は有線伝送路であるのでエコー受信信号特性は急激には変動しないものと仮定し、本計算機シミュレーションでは 1×10^{-9} の値を用いた。また送受信間のチャンネルは、〈3.2〉節でも述べたように本提案エコーキャンセラ方式の評価であるので、対向局とのチャンネルは遅延波の無い理想チャンネルを仮定した。

送受信間で 64QAM を用いエコーキャンセリング後の受信 SNR 対 BER 特性を図 8 に示す。相手局受信信号電力と、エコー受信信号電力との電力比が 0dB および-5 dB のそれぞれにおいて、理論 BER 特性とほぼ一致する結果が得られている。このことから、〈3.4〉節でも述べたように本提案エコーキャンセラ方式は、対向局からの受信信号に歪を与えずエコー受信信号をキャンセルでき、かつ SNR=26.5dB で所要 BER 1×10^{-6} を確保している。このことから、50%オーバーラップ保存法での FFT ブロックサイズを $N=2048$ とすることで、長遅延となるエコー信号に十分対応できるものと考えられる。さらに、受信信号電力よりエコー受信信号電力が大きくなる場合に対しても同様に所要の BER 1×10^{-6} が得られており、送電線への着雪などにより相手局からの受信信号電力が低下しても十分に対応できるものと考えられる。

以上のことから、音響エコーの除去を対象に用いられてきた周波数領域適応フィルタによるエコーキャンセラ方式は、長遅延な送電線路でデジタル電力線搬送のような高周波領域でも十分適用できることが示され、本提案方式は有用であり実用的であるものと考えられる。

4. まとめ

本論文では音響エコーの除去を対象に用いられている周波数領域適応フィルタによるエコーキャンセラ方式について、長遅延となる送電線路を用い、高周波(250kHz~450kHz) 伝送となる高速デジタル電力線搬送方式への適用検討と提案を行った。

実送電線での測定により、送電線路を用いたシンボルレート 140kbps での伝送時のエコーチャンネル複素インパルス応答をモデル化した。そして、周波数領域適応フィルタを用いる提案エコーキャンセラ方式の計算機シミュレーションを実施した。その結果、高速 LMS アルゴリズムに用いるトレーニングモードでのステップサイズパラメータ μ を 0.0005~0.0007 とすれば、早い収束速度で MSE を小さくできることを明らかにした。また、トラッキングモードでのステップサイズパラメータ μ を 1×10^{-9} とすることでエコーキャンセラは発散

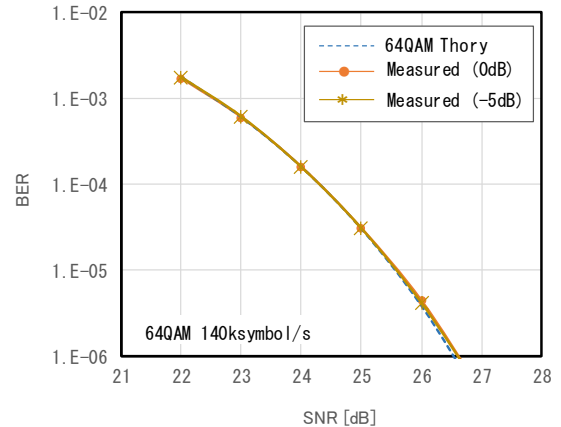


図 8 BER 特性
Fig. 8 BER performance.

防止ができることを明らかにした。そして、エコーキャンセリング後の対向局間での受信 BER 特性は理論 BER 特性とほぼ一致し、実効ビットレート 741kbps において SNR=26.5dB で所要の BER 1×10^{-6} を確保できることを示した。

さらに 50%オーバーラップ保存法での FFT ブロックサイズを $N=2048$ とすることで、長遅延となるエコー信号に十分対応できることも示した。

以上のことから、周波数領域適応フィルタを用いた提案エコーキャンセラ方式は、広帯域伝送を必要とする高速デジタル電力線搬送を実現するために十分適用できる。今後は試作機によるフィールド検証試験を行う予定である。

文 献

- (1) 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)
- (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.132, No.8, pp.258-266(2014)
- (3) 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)
- (4) 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, pp317-322(2012)
- (5) 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, pp250-259(2008)
- (6) 川上裕幸, 阿部正英, 川又政征: 「周波数領域一般化サイドローブキャンセラを用いた適応話者追尾 2 チャンネルマイクロホンアレイの計算量削減」, 信学ワークショップ (第 15 回 回路とシステム), pp405-410(2002)
- (7) L Garcia, J A-Beracoechea, S Torres-Guijarro and F Casajus-Quiros: "The Conjugate Gradient Partitioned Block Frequency-Domain Adaptive Filter for Multichannel Acoustic Echo Cancellation", in Proc. 14th European Signal Processing Conference(2006)
- (8) Simon Haykin(著), 鈴木博(訳)他: 「適応フィルタ理論」, 科学技術出版, pp507-510, pp514-515 (2001)
- (9) Simon Haykin: "ADAPTIV FILTER THEORY", Person Education, pp. 345 (2014)