

# 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

正員 佐々木 範雄\*      非会員 花 海 丞\*\*  
非会員 織田 健志\*\*      非会員 安達 文幸\*\*\*

## Carrier Frequency Offset Compensation Method for Digital Power Line Carrier Systems

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

(2015年2月16日受付, 2015年4月20日再受付)

The transmission performance of a digital power line carrier system with adaptive equalizer degrades in the presence of the carrier frequency offset (CFO). Therefore, accurate CFO estimation and compensation is necessary. In this paper, we propose a CFO estimation method suitable for a digital power line carrier system with adaptive equalizer in the presence of delayed propagation paths. The proposed CFO estimation method estimates the CFO from the measured phase rotation per symbol which is obtained by the measurement of autocorrelation of a 4PSK training sequence. By setting the time separation for autocorrelation measurement to the training sequence length, the accurate CFO estimation is achieved in the presence of delayed propagation paths. In order to achieve sufficiently accurate CFO estimation in a low SNR condition, averaging the instantaneous autocorrelation measurements is done by a simple first-order filter. It was confirmed by computer simulation that even in the presence of delayed propagation paths, by using the proposed CFO estimation method, a digital power line carrier system with adaptive equalizer achieves a BER performance close to the case of no CFO.

キーワード : 送電線, 電力線搬送, デジタル伝送, 周波数オフセット, 適応等化器

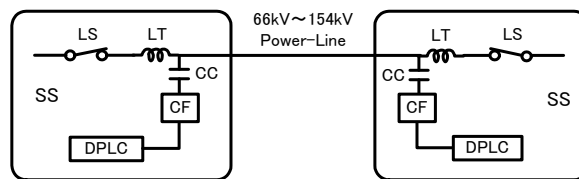
Keywords : Power line transmission, Power line carrier, Digital transmission, Carrier frequency offset, Adaptive equalizer

### 1. はじめに

送電線用電力線搬送方式とは、高電圧送電線路（66kV～154kV）を伝送媒体とする方式である。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が形成される。周波数帯域は 100kHz～450kHz が割り当てられており、この帯域内に通信チャネルが配置される。

この送電線用電力線搬送方式においては、近年の電力保安通信網への IP 化の進展に伴い、アナログからデジタル化への移行が求められている。また、この伝送方式は、発・変電所など電気所間のネットワーク構成を対象としているため、一般家庭とのネットワーク構成などに用いられる中・低電圧 DPLC の伝送距離（数 km 程度）とは大きく異なり、最大で約 80km 程度の長距離となる。

このため、送電線路でデジタル伝送を行うには、線路の分岐箇所や電気所端から生じる複数の長遅延な反射波の存在



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.

\* 東北電力 (株) 研究開発センター  
〒981-0952 仙台市青葉区中山 7-2-1  
Tohoku Electric Power Co., Inc.  
7-2-1, Nakayama, Aoba-ku, Sendai 981-0952, Japan  
\*\* 通研電気工業 (株)  
〒981-3206 仙台市泉区明通 3-9  
Tsuken Electric Industrial Co., Ltd.  
3-9, Akedouri, Izumi-ku, Sendai 981-3206, Japan  
\*\*\* 東北大学  
〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 05  
Tohoku University  
05, Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai 980-8579, Japan

が問題となり<sup>(1)</sup>, 64QAM (Quadrature Amplitude Modulation) のような多値変調を伝送方式に用いる場合, 遅延波の符号間干渉によって大きく劣化した BER (Bit Error Rate) 特性を改善させる適応等化器が必須となってくる<sup>(2)</sup>.

これまで筆者らは, LMS (Least mean Square) アルゴリズムを用いる適応等化器について, 64QAM を用いるシングルキャリア伝送を対象に, Wiener-Holp 方程式による理論解析で最適タップ数を明らかにし, 適応等化器のステップサイズパラメータなど各種パラメータ, BER 特性, およびトレーニング系列や系列長などの最適値について計算機シミュレーションで明らかにしている<sup>(2)(3)</sup>.

この適応等化器に入力される受信信号は, 送受信装置に用いる局部水晶発振器の初期周波数安定度 (ppm) に起因する周波数オフセット (CFO: Carrier Frequency Offset) を持つため, 適応等化器を最適動作させるためには, この CFO を許容値以下に抑える必要がある<sup>(4)</sup>. CFO が許容値を超えた場合は, 時間経過とともに線形変化する位相量に適応等化器では追従できず等化性能が低下し, BER が著しく劣化する. また, 適応等化器の判定結果を用いて CFO を補正<sup>(5)(6)</sup>しようとしても, QAM のような多値変調方式の場合では, CFO の補正が難しい. この課題に対する従来の対策は, 高安定局部水晶発振器を用いるか, AFC (Automatic Frequency Control) の適用, もしくは併用によってなされている.

しかし, 64QAM のような多値変調を用いる場合には, 局部水晶発振器に極めて厳しい周波数安定度が要求されるため, 回路規模が大きく高価となってしまふ. また, AFC をアナログ回路で実現しようとする, 発信周波数を制御する VCO (Voltage Control Oscillator) が必要であり FPGA (Field Programmable Gate Array) 化には不向きである. このため, 高安定局部水晶発振器あるいは AFC を用いるという CFO の補正方式では, 装置化時における回路の実現性には困難が生じることも考えられるため, 近年はデジタルベースバンド処理で CFO を補正するデジタル AFC<sup>(7)-(11)</sup>が広く用いられている.

しかしながら, これまで長遅延な反射波が存在する送電線路において, 64QAM を用いたシングルキャリア伝送を対象とした CFO の推定と補正方式の検討は見られない. そこで, 本論文では FPGA 化する送電線用デジタル電力線搬送方式にデジタル AFC を導入するため, トレーニングシンボル系列を用いた自己相関の測定と, 忘却係数を用いた自己相関値の平均化処理による CFO の推定と補正方式の検討を行い, 小規模な回路構成でも精度良く CFO を補償できる方式を提案する.

本論文の構成は以下のようになっている. まず, 2 章では送電線の伝送路環境とチャンネルモデル化について述べる. 3 章では, 提案する CFO 推定と補正方式の動作と原理について述べる. 4 章では提案した CFO 推定と補正方式の推定特性, ならびに BER 特性改善効果を計算機シミュレーションにより明らかにし, その有用性を確認する. そして, 5 章でまとめる.

## 2. 送電線の伝送路環境とチャンネルモデル化

CFO の推定・補正方式を適用する送電線の伝送路環境は, Fig.2(a)に示すように電気所 SS.a~SS.e が送電線に接続され, その分岐箇所には LT が設置されている送電システムと, Fig.2(b)に示す電気所 SS.g~SS.k が送電線に接続され, その分岐箇所には LT が設置されていない送電システムの 2 系統とした. なお, これらは筆者らが文献(1)で示した送電システムモデルである. また, 文献(1),(2)に示されている伝送路の付加損失, 伝送シンボルレートが 32ksymbol/s, 搬送波周波数が 375kHz, 信号電力対雑音電力比 (SNR: Signal Noise Ratio) が 35dB の時の正規化電力遅延プロファイルモデルを用いて計算機シミュレーションを行った.

なお, 正規化電力遅延プロファイルには位相情報が含まれていないことから, 振幅値と  $0\sim 2\pi$  のランダムな位相を生成させ 100 パターンの複素遅延プロファイルデータを作成した. さらに, これら 100 パターンの複素遅延プロファイルのそれぞれの場合について, 適応等化器に用いる線形トランスバースフィルタ<sup>(2)</sup>のタップ入力ベクトル (複素信号)  $\mathbf{u}_{(t)}$  の自己相関行列  $\mathbf{R}$  とその固有値比を文献(2)から導出した.  $\mathbf{u}_{(t)}$  および  $\mathbf{R}$  は次式で表わされる.

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

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{u}_{(t)} \mathbf{u}_{(t)}^H] \dots\dots\dots (2)$$

ここで,  $M$  はタップ数を,  $t$  はサンプリング時刻を,  $T$  は転置を,  $H$  は複素共役転置を,  $E[\cdot]$  は平均操作を, それぞれ表わす.

固有値比は自己相関行列  $\mathbf{R}$  の最大固有値  $\lambda_{\max}$  と最小固有値  $\lambda_{\min}$  との比のことで, 次式で表わされる<sup>(13)</sup>.

$$\kappa(\mathbf{R}) = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \dots\dots\dots (3)$$

この(3)式で導出した固有値比は, 遅延波の影響が大きいほど値が大きくなり適応等化器の収束特性を劣化させるばかりか<sup>(2)</sup>, CFO 推定精度も劣化させる<sup>(6)(7)</sup>. そこで, CFO

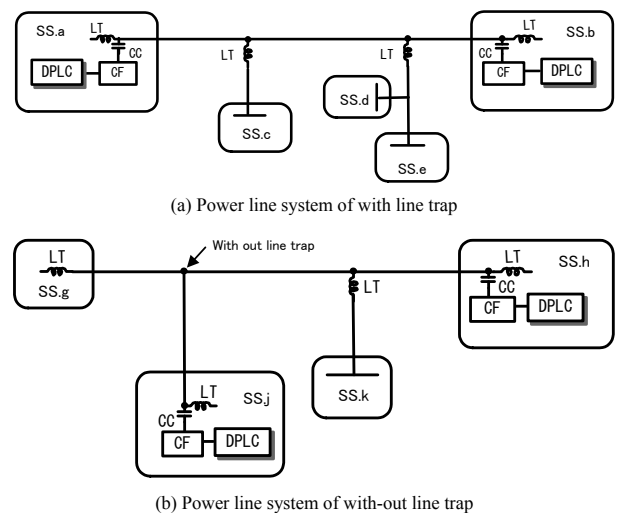


Fig. 2. Power line system for delay path profile modeling.

Table 1. Complex delay profile of modeling.

	Complex impulse response (with LT)	Complex impulse response (with out LT)
$M_0$	$0.613+j0.785$	$-0.356+j0.839$
$M_1$	$-0.025-j0.026$	$-0.076+j0.359$
$M_2$	$-0.045-j0.009$	$0.0997-j0.123$
$M_3$	$-0.019+j0.037$	$-0.058+j0.056$
$M_4$	$0.004+j0.034$	$-0.024-j0.039$
$M_5$	$-0.013+j0.022$	$0.0089-j0.024$
$M_6$	$0.002+j0.022$	$-0.014-j0.016$
$M_7$	$0.012+j0.014$	$0.011+j0.015$

推定の評価にあたっては、導出した 100 個の固有値比の中から、これら特性を最も劣化させると考える最大固有値比 (with LT=1.78, with-out LT=21.1) であった複素遅延プロファイルデータを抽出し、それを評価用複素遅延プロファイルとした。Table 1 に抽出した 2 系統の評価用複素遅延プロファイルを示す。

### 3. 提案する方式の構成と動作および原理

**(3・1) 提案する方式の構成と動作** 送電線用デジタル電力線搬送方式は Fig.1 や Fig.2 に示すよう一対一の通信である。これに適している CFO の推定方式としては、送受信間のネゴシエーション時に行う適応等化器のトレーニングモード (適応等化器学習モード) と同様な 4PSK (4-Phase Shift Keying) トレーニングシンボル系列<sup>(3)</sup>を用い、受信側においては規定した時間間隔 (シンボル) での自己相関測定によって、CFO の推定と補正を行う方式が考えられる。

また、トレーニングモードが終了し、トラッキングモード (適応等化器追尾モード) へ移行後の局部水晶発振器は、周囲の温度環境の変動や経年変化等によって、トレーニング系列で推定した CFO から微小な周波数偏移が生じることが予想される。これは数時間もしくは数カ月単位の長周期的な微小周波数オフセット (LCFO: Long period CFO) となって表れると考えられるので、これにはトラッキングモードで周期的に挿入されるパイロット系列<sup>(12)</sup>を用いて LCFO を推定し、トレーニングモードで推定した CFO を逐次補正してゆく方式が適していると考えられる。

#### (1) トレーニングモード時

**a. 送信システム** 送信側トレーニング系列には Fig.3(a) に示すよう、線形シフトレジスタ (LFSR: Linear Feedback Shift Register) の  $n$  段で発生させた PN (Pseudo Noise) 系列、 $2^n-1$  ビットの最終ビットに、1 ビット(0)を付加した  $2^n$  ビットの符号系列を 4PSK Mod. (Modulator) で生成したものをトレーニングシンボル系列の 1 フレーム長 ( $2^n/2$  シンボル) とした。

**b. フレーム構成** トレーニングシンボル系列のフレーム構成を Fig.4 に示す。トレーニングシンボル系列の 1 フ

レームは  $N$  シンボル ( $2^n/2$  シンボル) であり、これを  $L$  フレームまで繰り返す。なお、総フレーム数  $L$  は次項 c. で述べる自己相関測定値の忘却係数を用いた平均化処理で、CFO 推定に影響を与える雑音電力<sup>(10)</sup>を十分に低減できる値に設定する。

また、Fig.4 に示すように 1 フレームのシンボル数  $N$  は受信側で測定する自己相関の時間間隔  $k$  (シンボル) と同一値である。従って、時間間隔  $k$  (シンボル) の両シンボルは同一の送信シンボルとなるため、伝送路インパルス応答により両シンボルが受ける主波と遅延波の畳込み和は、常に同一値の複素包絡線になる。このことで、時間間隔  $k$  (シンボル) の自己相関測定では、遅延波の位相成分については相関が 1 となるので、取得されるのは CFO による複素位相回転量のみとなる。なお、本提案方式によって遅延波の影響が低減される理由については (3・2) 節で述べ、総フレーム数  $L$  と時間間隔  $k$  (シンボル) の適切値については 4 章の計算機シミュレーションで明らかにする。

**c. 受信システム** 受信側での自己相関測定は、Fig.3(b) に示すよう、4PSK Dem. (Demodulator) からの出力である受信シンボル  $r_{(t)}$  と、遅延器 ( $z^{-k}$ ) により時間間隔  $k$  (シンボル) 遅延した受信シンボル  $r_{(t-k)}$  との自己相関測定 (Auto Correlation) から複素位相回転量  $\Delta r_{k(t)}$  を算出する。その算出値は忘却係数  $\alpha$  を用いた 1 次 IIR フィルタ (IIR Filter) で平均化し、平均複素位相回転量  $\Delta \bar{r}_{k(t)}$  を得る。得られた  $\Delta \bar{r}_{k(t)}$  は Atan 処理で平均位相回転角  $\Delta \bar{\theta}_{k(t)}$  へと変換する。これを時間間隔  $k$  (シンボル) で除算して、CFO による 1 シンボルの平均位相回転角  $\Delta \bar{\theta}_{(t)}$  を逐次推定する。推定はトレーニング終了時まで行ない、平均複素位相回転量  $\Delta \bar{r}_{k(t)}$  と平均位相回転角  $\Delta \bar{\theta}_{(t)}$  は、トレーニング終了時の最終シンボルでの測定で、推定値を決定し固定する。

固定した平均位相回転角  $\Delta \bar{\theta}_{(t)}$  は 1 シンボル遅延器 ( $z^{-1}$ ) 出力の累積位相回転角  $\Delta \bar{\theta}_{of(t-1)}$  との加算を繰り返して行ない、新たな累積補正位相回転角  $\Delta \bar{\theta}_{of(t)}$  を逐次取得する。これを逆回転の複素数  $e^{-j\Delta \bar{\theta}_{of(t)}}$  に変換し、複素乗算器により受信シンボル  $r_{(t)}$  が持つ CFO を逐次補正する。

以上のように、本提案方式では測定する自己相関の時間間隔  $k$  (シンボル) と、トレーニングシンボル系列の 1 フレーム長 ( $N$  シンボル) とを同一にし、適切値となる総フレーム数  $L$  を用いることで CFO の推定特性に影響を与える遅延パスと雑音電力が大きい伝送路であっても、自己相関測定回路と平均化回路、および Atan 回路だけの小規模な回路構成で CFO を精度良く推定できることを可能にしている。

**(2) トラッキングモード時** LCFO に対しては、トラッキングモードで周期的に挿入される 512 シンボル間隔のパイロット系列<sup>(12)</sup>を用いて推定する。

トレーニングモードが終了し、トラッキングモードへ移行すると、文献(12)で報告しているよう、適応等化器出力に配置した 1024 個の 1 次 IIR フィルタによるパイロットシンボルの探索と検出を行ない、パイロットシンボルの周期

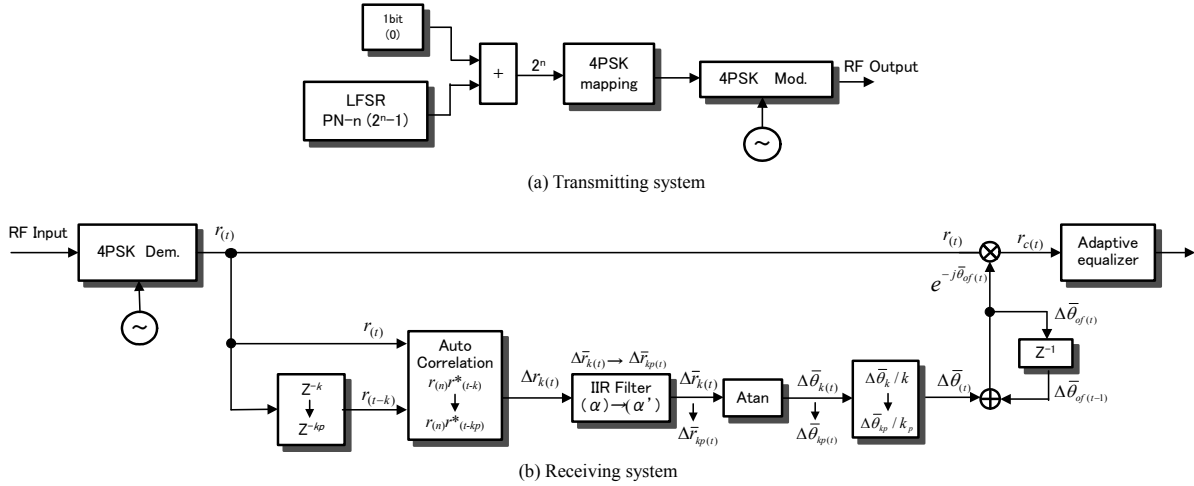


Fig. 3. Block diagram of proposed system.

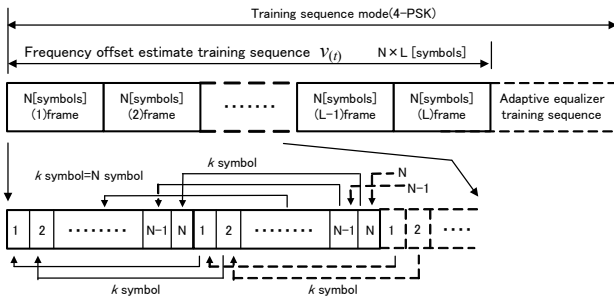


Fig. 4. Frame structure of training sequence.

タイミング  $T_p$  を生成する。このタイミングを検出すると、Fig.3(b)に示す遅延器の遅延時間  $k$  (シンボル) と  $\Delta\bar{\theta}_{k(t)}$  の除算値  $k$  (シンボル) をパイロットシンボル時間間隔  $kp$  (シンボル) に変更する。

続いてトレーニング最終シンボルで CFO の推定値を固定した 1 次 IIR フィルタの平均複素位相回転量  $\Delta\bar{r}_{k(t)}$  は、 $kp/k$  倍角 (整数倍) となるよう座標を変換し、時間間隔  $kp$  (シンボル) の平均複素位相回転量  $\Delta\bar{r}_{kp(t)}$  への変更と、忘却係数  $\alpha$  をトラッキングモード時の  $\alpha'$  へ変更する。

設定値の変更以降は、周期タイミング  $T_p$  で CFO の推定時と同様の更新処理を再開し、時間間隔  $kp$  (シンボル) による平均位相回転角  $\Delta\bar{\theta}_{kp(t)}$  で新たな  $\Delta\bar{\theta}_{(t)}$  を逐次推定する。この方式を適用することで CFO と LCFO を推定する自己相関の測定回路と補正回路が共用化されるため、回路の小規模化に寄与することができる。

### 〈3・2〉 提案する方式の動作原理

(1) 自己相関測定による CFO の推定原理 CFO の推定に用いる 4PSK のトレーニング系列  $v_{(t)}$  は、〈3・1〉節で述べたように、1 フレームのシンボル数  $N$  と自己相関測定を行うための時間間隔  $k$  (シンボル) は同一としているので、サンプリング時刻  $t$  における送信シンボル  $s_{(t)}$  は、

$$s_{(t)} = v_{(t) \bmod k} \dots \dots \dots (4)$$

で表わされ、時間間隔  $k$  (シンボル) で同一の 4PSK 送信シンボル  $s_{(t)}$  が生成される。従って、 $s_{(t)}$  と時間間隔  $k$  (シンボル) 遅延した送信シンボル  $s_{(t-k)}$ 、ならびに受信シンボル  $r_{(t)}$  と  $r_{(t-k)}$  は

$$s_{(t)} = s_{(t-k)} \dots \dots \dots (5)$$

$$r_{(t)} = r_{(t-k)} \dots \dots \dots (6)$$

となる。

このようなトレーニング系列で、遅延波が存在しない場合の受信シンボル  $r_{(t)}$  と  $r_{(t-k)}$  の自己相関は

$$r_{(t) \bmod k} r_{(t-k) \bmod k}^* = \left[ s_{(t) \bmod k} e^{j(\varphi_i + t\Delta\varphi_{of(t)})} + w_{(t)} \right] \times \left[ s_{(t-k) \bmod k} e^{j(\varphi_i + (t-k)\Delta\varphi_{of(t)})} + w_{(t-k)} \right]^* \dots \dots \dots (7)$$

で表わされる。ここで、 $\varphi_i$  は初期位相回転角、 $\Delta\varphi_{of(t)}$  は CFO による 1 シンボルの位相回転角、 $w$  は複素雑音、 $*$  は複素共役を表す。(7)式中の雑音成分は平均零であることから、(7)式の自己相関値を平均化すると次式を得る。

$$E \left[ r_{(t) \bmod k} r_{(t-k) \bmod k}^* \right] = \left[ s_{(t) \bmod k} s_{(t-k) \bmod k} \right] \times e^{jk\Delta\varphi_{of(t)}} \dots \dots \dots (8)$$

したがって、次式により CFO による時間間隔  $k$  (シンボル) の複素位相回転量  $k\Delta\varphi_{of(t)}$  を推定できる。

$$e^{jk\Delta\varphi_{of(t)}} = \frac{E \left[ r_{(t) \bmod k} r_{(t-k) \bmod k}^* \right]}{s_{(t) \bmod k} s_{(t-k) \bmod k}^*} \dots \dots \dots (9)$$

ところで、4PSK シンボル振幅値の絶対値を 1 とすると、(5)式より  $s_{(t) \bmod k} s_{(t-k) \bmod k}^* = 1$  となり、(9)式の CFO 推定式は次式のようにになる。

$$e^{jk\Delta\varphi_{of(t)}} = E \left[ r_{(t) \bmod k} r_{(t-k) \bmod k}^* \right] \dots \dots \dots (10)$$

これは、Fig.4 に示すフレーム構成に対応した時間間隔での自己相関測定において、送信シンボルの情報が不要になることを示している。

次に伝送路に遅延波が存在する場合、伝送路のインパルス応答  $h_{(t)}$  が時間間隔  $k$  (シンボル) 以内のパス数 (主波と遅延波) とすると、受信信号  $r_{d(t)}$  と  $r_{d(t-k)}$  は、

$$r_{d(t)\text{mod}.k} = \sum_{i=t-k}^t s_{(i)\text{mod}.k} h_{(t-i)} e^{j(\varphi_i + i\Delta\varphi_{of(t)})} + w_{(t)} \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$r_{d(t-k)\text{mod}.k} = \sum_{i=t-k}^t s_{(i-k)\text{mod}.k} h_{(t-i)} e^{j(\varphi_i + (i-k)\Delta\varphi_{of(t)})} + w_{(t-k)} \quad \dots\dots\dots (12)$$

で表わされる。従って、遅延波が存在する場合の受信シンボル  $r_{d(t)}$  と  $r_{d(t-k)}$  の自己相関は、

$$r_{d(t)\text{mod}.k} r_{d(t-k)\text{mod}.k}^* = \left[ \sum_{i=t-k}^t s_{(i)\text{mod}.k} h_{(t-i)} e^{j(\varphi_i + i\Delta\varphi_{of(t)})} + w_{(t)} \right] \times \left[ \sum_{i=t-k}^t s_{(i-k)\text{mod}.k} h_{(t-i)} e^{j(\varphi_i + (i-k)\Delta\varphi_{of(t)})} + w_{(t-k)} \right]^* \quad \dots\dots\dots (13)$$

となる。(13)式中の雑音成分は平均零であることから、(13)式の自己相関値を平均化すると次式を得る。

$$E[r_{d(t)\text{mod}.k} r_{d(t-k)\text{mod}.k}^*] = \left[ \left( \sum_{i=t-k}^t s_{(i)\text{mod}.k} h_{(t-i)} \right) \times \left( \sum_{i=t-k}^t s_{(i-k)\text{mod}.k}^* h_{(t-i)}^* \right) \right] \times e^{jk\Delta\varphi_{of(t)}} \quad \dots\dots\dots (14)$$

よって、遅延波の存在する伝送路で、CFO による時間間隔  $k$  (シンボル) の複素位相回転量  $k\Delta\varphi_{of(t)}$  は次式により推定できる。

$$e^{jk\Delta\varphi_{of(t)}} = \frac{E[r_{d(t)\text{mod}.k} r_{d(t-k)\text{mod}.k}^*]}{\left( \sum_{i=t-k}^t s_{(i)\text{mod}.k} h_{(t-i)} \right) \times \left( \sum_{i=t-k}^t s_{(i-k)\text{mod}.k}^* h_{(t-i)}^* \right)} \quad \dots\dots\dots (15)$$

ここで(15)式の分母にある  $s_{(i)\text{mod}.k}$  と  $s_{(i-k)\text{mod}.k}$  は、(5)式に示すように時間間隔  $k$  (シンボル) で同一の 4PSK 送信シンボルが生成される。それが同一の伝送路インパルス応答  $h_{(t-i)}$  で畳み込まれるので、それぞれのシンボルの畳込み和は同一値の複素包絡線になることが分かる。このことから(15)式の分母は、

$$\left( \sum_{i=t-k}^t s_{(i)\text{mod}.k} h_{(t-i)} \right) \times \left( \sum_{i=t-k}^t s_{(i-k)\text{mod}.k}^* h_{(t-i)}^* \right) = \left( \sum_{i=t-k}^t s_{(i)\text{mod}.k} h_{(t-i)} \right) \times \left( \sum_{i=t-k}^t s_{(i)\text{mod}.k}^* h_{(t-i)}^* \right) \quad \dots\dots\dots (16)$$

と表わせるので、(15)式の分母は実数部のみとなり、

$$|A_{(t)}| e^{jk\Delta\varphi_{of(t)}} = E[r_{d(t)\text{mod}.k} r_{d(t-k)\text{mod}.k}^*] \quad \dots\dots\dots (17)$$

の CFO 推定式が得られる。これを(10)式の遅延波が存在しない場合と比較すると、両式とも受信信号の自己相関測定だけで CFO を推定できることを示している。つまり本提案方式によると、複数の遅延波が存在する伝送路の伝達関数においても、受信シンボルに含まれる遅延波成分の除去操作をせずに、受信信号  $r_{d(t)}$  と  $r_{d(t-k)}$  の自己相関測定だけで CFO の複素位相回転量  $k\Delta\varphi_{of(t)}$  が容易に取得できることを示している。

(2) 忘却係数による雑音の平均化 平均化による雑音成分の低減については、Fig.3(b)に示すよう 1 次 IIR フィルタによる忘却係数で行なわれるので、自己相関の測定で得られた複素位相回転量を  $\Delta r_{k(t)}$  とすると忘却係数  $\alpha$  による平均複素位相回転量  $\Delta \bar{r}_{k(t)}$  は、

$$\Delta \bar{r}_{k(t)} = \alpha \Delta \bar{r}_{k(t-1)} + (1-\alpha) \Delta r_{k(t)} \quad \dots\dots\dots (18)$$

で逐次平均化され、雑音要素が低減される。

(3) LCFO への複素位相回転角変換 トレーニング系列最終シンボルの推定値で固定した 1 次 IIR フィルタ部の平均複素位相回転量  $\Delta \bar{r}_{k(t)}$  は、パイロット系列の時間間隔  $kp$  (シンボル) への座標変換を次式により行ない、平均複素位相回転量  $\Delta \bar{r}_{kp(t)}$  が得られる。

$$\begin{pmatrix} \Delta \bar{r}_{kp(t)} \\ \Delta \bar{r}_{kq(t)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \bar{\theta}_{kp} & -\sin \bar{\theta}_{kp} \\ \sin \bar{\theta}_{kp} & \cos \bar{\theta}_{kp} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta \bar{r}_{ki(t)} \\ \Delta \bar{r}_{kj(t)} \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (19)$$

ここで  $\Delta \bar{r}_{kpi(t)}$  と  $\Delta \bar{r}_{kqi(t)}$ 、および  $\Delta \bar{r}_{ki(t)}$  と  $\Delta \bar{r}_{kj(t)}$  は、それぞれ  $\Delta \bar{r}_{kpi(t)}$  と  $\Delta \bar{r}_{kqi(t)}$  の実数部と虚数部である。また、 $\bar{\theta}_{kp}$  は  $\Delta \bar{\theta}$  から回転する位相角であり、

$$\bar{\theta}_{kp} = \Delta \bar{\theta} \left( \frac{kp}{k} - 1 \right) \quad \dots\dots\dots (20)$$

で得られる。この操作によりトレーニングモード時とトラッキングモード時で自己相関測定回路が共有化される。

#### 4. 提案方式の特性

ここでは、計算機シミュレーションにより適応等化器を持つ CFO に対応する BER 特性を示し、次に提案した方式の CFO および LCFO の推定特性について示す。そしてトレーニングモードで CFO を推定した後のトラッキングモードでの BER 特性を示し、提案方式の有用性を明らかにする。

〈4.1〉 計算機シミュレーション条件 解析に用いた評価用チャネルモデルは、Fig.2 に示すよう送電線路分岐箇所 LT の設置によって各遅延波のパス電力量が小さくなる<sup>(1)</sup>モデル 1 と、分岐箇所に LT が設置されずパス電力量が大きくなる<sup>(1)</sup>モデル 2 の 2 モデルである。デジタル電力線搬送方式に適用する局部水晶発振器の初期周波数安定度 (ppm) は、安価に購入できる規格品の仕様  $\pm 20$  ppm を最大値として規定すると、送受信間で生じる CFO は  $\pm 40$  ppm となる。使用される最大チャネル周波数  $f_c$  は 425 kHz であるので、CFO を  $\Delta f_{off(max)} = \pm 40 \times 10^{-6} f_c$  とすると  $\pm 17$  Hz が与えられる。これに適用した変調方式 64QAM のシンボルサンプリング時間  $t_s = 31.25 \mu s$  で規定した場合、補償する最大位相回転角は  $\Delta \theta_{off(max)} = 2\pi \Delta f_{off(max)} t_s$  であるので、 $\pm 3.34 \times 10^{-3}$  [rad] が与えられる。なお、CFO は土に分布をするが、両分布における推定・補正特性は同一になると仮定し、本論文ではプラス側のみを用いて検討を行う。

また、適応等化器については文献(2),(3)で最適値を報告しているよう、適応制御アルゴリズムは LMS、ステップサイズパラメータ  $\mu$  はトレーニング時 0.01、トラッキング

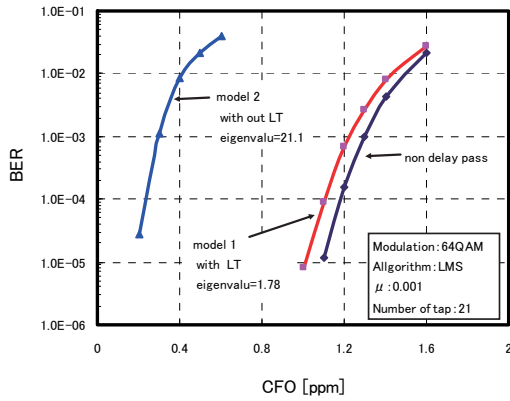


Fig. 5. BER performance of Adaptive equalizer for CFO.

時 0.001 とし、タップ数  $M$  は 21 tap とした。適用する変調方式は、トレーニングモード時は 4-PSK 方式、トラッキングモード時が 64QAM 方式とした。

**〈4・2〉 適応等化器による CFO 対 BER 特性** 初めに、適応等化器がトラッキング時において CFO へ対応する BER 特性を明らかにする。規定値として SNR は 35dB に、変調方式は 32ksymbol/s の 64QAM、復調方式は同期検波とした。ビットレートは 192 kbps の誤り訂正を用いない無符号化方式であり、モデル 1, 2 および遅延波がない理想伝送路の 3 つのケースで計算機シミュレーションを行った。また送・受信で用いるナイキストフィルタは、それぞれルート二乗余弦ロールオフフィルタでありロールオフ係数は 0.5 とした。

解析結果を Fig.5 に示す。送電線路の分岐箇所 LT が設置され固有値比が小さくなるモデル 1 では、遅延波がない理想伝送路と比較して多少の劣化はあるものの、ほぼ同一の BER 特性を示し、CFO が 1ppm 以下で約  $1 \times 10^{-5}$  以下の BER 特性になることが分かる。一方、分岐箇所 LT が設置されておらず固有値比が大きくなるモデル 2 では、CFO に対応する補正能力は著しく劣化しており、0.2ppm 以下で約  $1 \times 10^{-5}$  以下の BER 特性が確保されることが分かる。これは、(3)式に示す固有値比が大きくなるほど適応等化器の平均二乗誤差 (MSE: Mean Square Error) が増加し、収束特性が劣化するためである<sup>(2)</sup>。

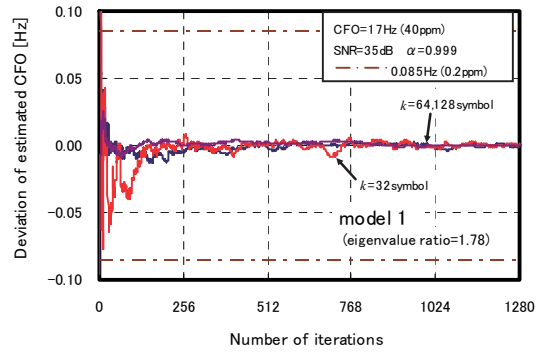
このことから、送電線用デジタル電力線搬送方式において、CFO に対応する BER 特性を  $1 \times 10^{-5}$  以下とするには、CFO の推定・補正能力は 0.2ppm 以下の精度が要求されることが分かる。なお本論文では、DPLL (Digital Phase Locked Loop) のシンボルクロックは、CFO 推定前の DPLL トレーニング処理により、十分な精度でシンボル同期が確立しているものとする。

**〈4・3〉 提案方式による CFO 推定特性** ここでは CFO の推定および補正に用いる、4PSK トレーニング系列の各パターンやそのシンボル数、および雑音電力に対する推定特性や推定精度の検証を計算機シミュレーションで行なう。

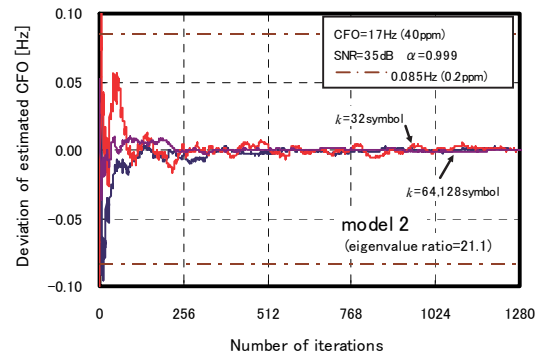
**(1) トレーニング系列による CFO 推定特性** CFO の推定に用いたトレーニング系列のパターンは、Table 2 の生

Table 2. The generating polynomial of used PN code.

Degree	Generating polynomial	$k$
6	$X^6+X^1+1$	32symbol
7	$X^7+X^3+1$	64symbol
8	$X^8+X^4+X^3+X^2+1$	128symbol



(a) model 1



(b) model 2

Fig. 6. Deviation between of each actual CFO and estimation CFO.

成多項式にもとづく LFSR の段数  $n=6, 7$  および 8 で発生させた PN 系列  $2^n-1$  ビットに、1 ビット(0)を付加した  $2^n$  ビットで生成された 3 パターンの 4PSK トレーニング系列である。また、自己相関測定に用いられる時間間隔  $k$  (シンボル) は、PN 系列の段数  $n=6, 7, 8$  がそれぞれ 32, 64, 128 シンボルに対応される。

Fig.6 にトレーニング系列長が 1280 シンボル、SNR を 35 dB、1 次 IIR フィルタの忘却係数  $\alpha$  を 0.999、そして推定する CFO は最大値である 17Hz (40ppm) とし、3 パターンの 4PSK トレーニング系列で逐次推定された CFO の真値からの誤差量 (Hz) を、100 回独立試行して得られた平均特性を示す。(a)がモデル 1 で、(b)がモデル 2 である。また、Fig.7 には逐次推定された CFO を真値からの誤差量で 100 回独立試行して得られた RMS (Root Mean Square) 値の特性をモデル 1, 2 について示す。Fig.6 および Fig.7 から分かるように CFO の推定特性は、自己相関測定における時間間隔  $k$  (シンボル) が長いほど、もしくは横軸に示すトレーニング系列のシンボル数を増加させるほど、真値からの誤差量が小さくなることが分かる。これは(18)式による平均化と、Fig.3

(b)に示す時間間隔  $k$  (シンボル) での除算による平均化で、1 シンボル内に含まれる雑音成分の影響が低減されるため、 $k=128$  シンボル時が最も推定誤差が小さくなる。

ところで、 $k$  の値を大きくすることで推定誤差は小さくすることができる。しかし本提案方式においては、Fig.3(b)に示す平均位相回転角  $\Delta\bar{\theta}_{k(i)}$  が  $\pm\pi$  の値を超えた場合、推定する位相回転方向が±なのか判断できなくなる。このためトレーニング系列のシンボルサンプリング時間  $t_s$  と、CFO 量の大きさにより  $k$  の値を大きくするにつれ、平均位相回転角  $\Delta\bar{\theta}_{k(i)}$  は  $\pm\pi$  の値を超える点が生じるため、推定・補正できる最大 CFO 量は制限される。

次に、Fig.7 に示しているよう 3 パターンの 4PSK トレーニング系列を用いた時、モデル 1,2 間での CFO 推定誤差の RMS 特性に差異はなく、両モデルとも〈4・2〉節に示した要求される CFO の補償精度 0.2ppm (0.085Hz) よりも小さな推定誤差の RMS 値 (0.007~0.017Hz) に収束していることが確認できる。特にモデル 2 のような固有値比が大きく、遅延波のパス電力量が大きい伝送路でも推定精度には劣化が生じていない。このことは本提案方式による CFO の推定精度には伝送路の伝達関数には依存しないことを示しており、導出した理論式の妥当性が認められる。

(2) CFO 量に対応する推定特性 CFO 量に対応する推定特性を把握するため、ここでは自己相関測定における時間間隔  $k$  (シンボル) を推定誤差が最少となった 128 シンボルに規定し、CFO の範囲を 0ppm, 20ppm, および 40ppm に変化させた時の推定特性を比較した。なお検討するモデルについては、モデル 1,2 とも差異はなく同一の推定特性を示す結果が本提案方式で得られているので、ここでは自己相関行列  $\mathbf{R}$  の固有値比が大きいモデル 2 を用いて解析を行った。

Fig.8 に推定 CFO 値の真値 (17Hz) からの誤差量 (Hz) の平均特性と、Fig.9 にその誤差量の RMS 特性を示す。Fig.8, Fig.9 とも CFO の変化範囲に対しては、0~40ppm まで CFO 量を変化させても同一の推定特性が得られることが分かる。これは、提案方式が自己相関測定による位相回転量から CFO を推定する方式であるので、DPLL のクロック精度が得られておりシンボル同期が確立されていれば、CFO の変化量に係わらず同一の推定特性が得られるため、その結果が示されている。また Fig.9 に示すよう、CFO の推定特性はトレーニング系列長が 1024 シンボル以降では、ほぼ同一の誤差量で推移し CFO の推定が収束していることが分かる。

(3) 雑音電力に対する CFO の推定精度 ここでは雑音電力に対する CFO の推定精度への影響を把握するため、解析する  $E_b/N_0$  の範囲は BER 特性の解析時に適用する 14~23dB に、CFO は 17Hz (40ppm) として、モデル 2 を用いて解析を行った。なお、推定精度を評価するトレーニング系列長のシンボル数は、前項(2)で CFO の推定値が収束していると判断された領域の中から、1024 シンボル点と 1280 シンボル点の 2 ポイントを選択した。

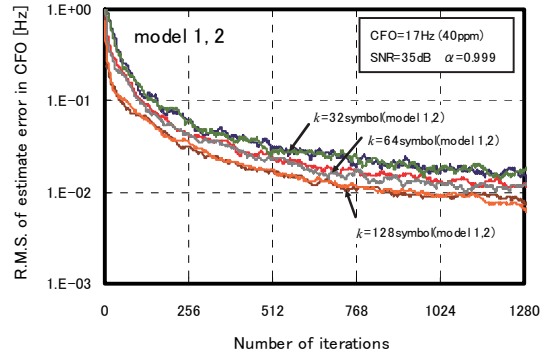


Fig. 7. R.M.S. of estimate error in CFO (model 1,2).

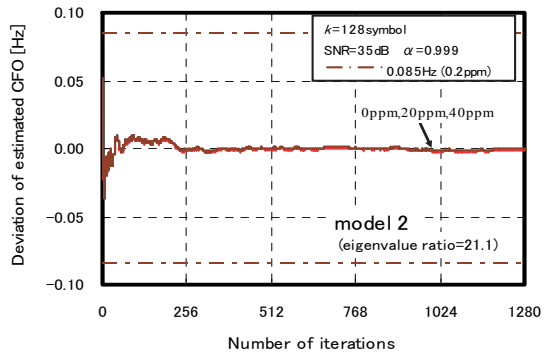


Fig. 8. Deviation between of each actual CFO and estimation CFO (0,20,40ppm).

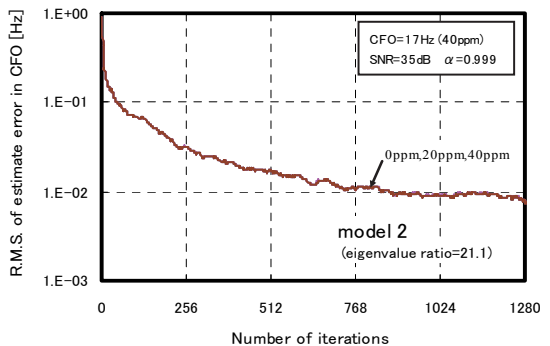


Fig. 9. R.M.S. of estimate error in CFO (0,20,40ppm).

Fig.10 に  $E_b/N_0$  に対する選択した 2 ポイントで推定した CFO 値の真値 (17Hz) からの誤差を RMS 特性で示している。雑音電力が大きくなるほど真値からの誤差量は指数関数で増加している。これは、雑音電力の分布がガウス分布に従っているため、その広がりには  $E_b/N_0$  が 14dB~23dB 間で約 0.026Hz の RMS 値の上昇に抑えられている。これは、適度な忘却係数値とトレーニング系列のシンボル数を用いたことによる平均化処理が雑音電力の影響を低減させたため、要求される CFO の補償精度 0.2ppm (0.085Hz) 以内で推定できていることが分かる。また、トレーニング系列長が 1024 シンボルと 1280 シンボルでの誤差特性には大きな差異はなく、どちらのトレーニング系列長を用いても雑音電力に対して、ほぼ同等の CFO の推定精度が得られ

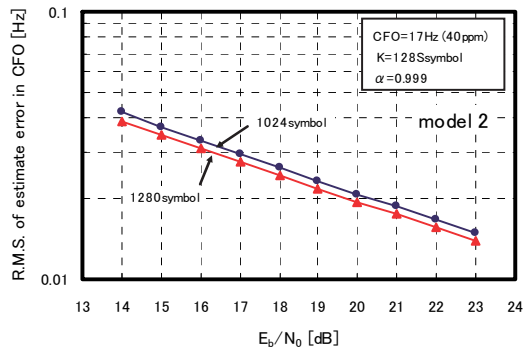


Fig. 10. R.M.S estimation error at 1024point and 1280point by CFO training sequence vs.  $E_b/N_0$ .

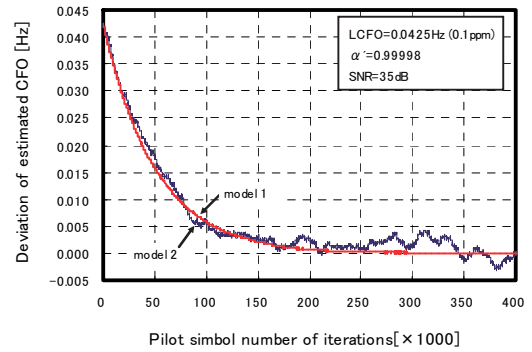


Fig. 11. Deviation between of actual CFO and estimation CFO by forgetting factor.

ることも分かる。

以上のことから、提案方式に適用するパラメータ値として、トレーニング系列のフレーム構成は 1 フレームのシンボル数  $N$  が  $k=128$  シンボル、総フレーム長  $L$  は 8 フレームでシンボル数が 1024、1 次 IIR フィルタの忘却係数  $\alpha$  は 0.999 とすることで CFO の推定・補正は、要求される補償精度より高い精度が得られると考える。このため、次節以降で示すパイロットシンボルによる LCFO の補正特性や、BER 特性の解析に用いる CFO 値には、本節で示したパラメータ値を用いてトレーニング系列により推定された CFO 値で評価を行うこととする。

#### 〈4・4〉パイロット系列による LCFO の推定特性

トレーニング系列で CFO を推定した以降、トラッキングモードでの LCFO の変動要因は、局部水晶発振器の周囲の温度環境の変動や、経年変化等によるものと推測できる。その事象による温度変動周期は緩慢で周波数偏移量も微小であると考えられるので、LCFO は最大でも適応等化器の CFO 許容値を満足する 0.2ppm より小さな値が妥当と考えられる。このため本論文では、文献(14)による周波数温度特性と温度変化特性を参考に、周囲の温度環境変化によって生じる LCFO は、最大 0.1ppm (0.0425 Hz) の周波数偏移量とし、その一事象あたりの温度変動周期は最小で 1 時間程度になると仮定した。このため、LCFO の推定・補正には速やかな応答速度は必要とされない。また、パイロット系列による自己相関の測定は、トレーニング系列での自己相関の測定とは異なり、遅延波の影響を受けて測定サンプリング毎に測定値が変動する。このため、パイロット系列による LCFO の平均位相回転角を精度良く推定するには忘却係数  $\alpha'$  には大きな値を用い、多くのパイロット系列長で平均化し遅延波成分の影響を低減することが必要である。その忘却係数は  $\alpha'=0.99998$  程度であるとして計算機シミュレーションを行った。

SNR を 35dB、1 次 IIR フィルタの忘却係数  $\alpha'$  を 0.99998 とし、LCFO が CFO から 0.1ppm の偏移が生じた際に、その推定値の真値 (0.0425 Hz) からの誤差量 (Hz) を収束特性として示したのが Fig.11 でありモデル 1,2 の両特性を示している。横軸がパイロット系列長であり、512 シンボル時間間

隔で 64QAM の第 4 象限の最大振幅点に出現されたものである<sup>(12)</sup>。遅延波のパス電力が小さいモデル 1 でのパイロット系列による自己相関の測定は、遅延波による影響度合いは小さいため、推定されてゆく LCFO の推定誤差には変動が生じておらず、およそパイロット系列長 250,000 シンボル程度 ( $512 \times 250000 \times 31.25 \mu\text{s} \approx 67 \text{ min}$ ) で収束されている。一方、遅延波のパス電力が大きいモデル 2 では遅延波の影響度合いは大きくなるため、LCFO の推定誤差は変動しながら推定されてゆくことが確認できるが、モデル 1 と同様にパイロット系列長 250,000 シンボル程度で収束はしている。収束後も変動はしているものの、適応等化器の等化性能には影響を与えない誤差量の精度で推定がなされている。

このことから時系列的に LCFO の事象が発生した場合でも、提案方式は LCFO が 0.1ppm の偏移に対し、約 1 時間程度での追従により推定と補正を行うことが可能であると考える。なお、忘却係数  $\alpha'$  の値についてはシステム側および伝送路側の特性を加味して決定すれば良く、本論文では 0.99998 を用いたが、収束速度の速さを得たい場合は  $\alpha'$  の値を小さくし、収束速度が緩慢で長い時間を許容できる場合は値を大きくすると良い。この場合、前者では誤差の変動幅が大きくなり、後者は小さくなるのでシステム側からの要件に対応した設定が必要となる。

#### 〈4・5〉CFO 補償の有無と CFO が無い時の BER 特性

各  $E_b/N_0$  においてトレーニング系列長 1024 シンボル点で推定された CFO 値に設定し CFO の補正を行った場合と、CFO の補正を行わなかった場合の BER 特性についてモデル 1,2 での比較検討を行った。併せて送・受信間で CFO がなく、CFO の推定・補正を行わなかった場合の BER 特性も比較した。なお、推定する CFO 値は 40ppm とし、その他計算機シミュレーションの条件値は 〈4・1〉、〈4・2〉節と同一である。

Fig.12 に、それぞれの BER 特性との関係を測定した結果を示す。初めに AFC の実装がなく CFO の補償を行わなかった場合の BER 特性については、モデル 1,2 とも適応等化器が持つ CFO への許容値を大きく上回り発散状態となるため、そのビット誤り率は全ての  $E_b/N_0$  で約 0.5 の値となっていることが確認できる。一方、CFO の補正を行った場合の



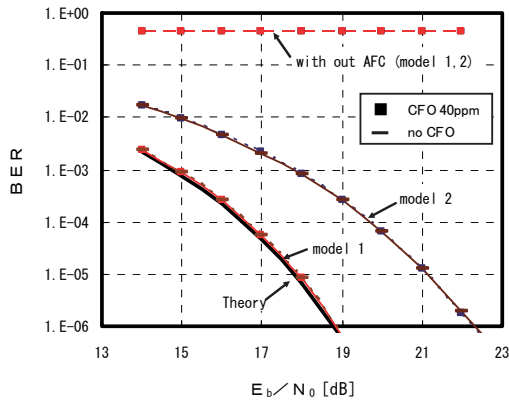


Fig. 12.  $E_b/N_0$  vs. BER performance of each model in the case of using AFC and no AFC.

BER 特性については、モデル 1, 2 とも CFO が生じていない時の BER 特性と同一な特性が得られている。これは、全ての  $E_b/N_0$  で CFO の推定・補正の精度は適応等化器で許容する値が得られているため、提案方式は低 SNR でも推定・補正能力は要求される精度 0.2%以内で補償されていることが確認できる。

ところで、Fig.12 に示すモデル 1, 2 との BER 特性には差異があり、理論 BER 特性からも劣化していることが分かる。これは、文献(2)でも報告しているよう、固有値比が大きいほど適応等化器の制御アルゴリズムである LMS による MSE が上昇し、BER 特性に影響を与えているためである。その MSE の上昇値は  $BER=1 \times 10^{-5}$  となる  $E_b/N_0$  で、モデル 1 では 0.16dB、モデル 2 では 3.3dB の理論値が文献(2)から取得される。これを Fig.12 に示す理論 BER 特性と比較すると、同一の差で  $E_b/N_0$  が上昇していることが示されている。提案方式による CFO の推定・補正を行った場合でも適応等化器は、理論値とほぼ同一な MSE の上昇値になることも確認でき、本提案方式の有用性が示されている。異があり、理論 BER 特性からも劣化していることが分かる。これは、文献(2)でも報告しているよう、固有値比が大きいほど適応等化器の制御アルゴリズムである LMS による MSE が上昇し、BER 特性に影響を与えているためである。その MSE の上昇値は  $BER=1 \times 10^{-5}$  となる  $E_b/N_0$  で、モデル 1 では 0.16dB、モデル 2 では 3.3dB の理論値が文献(2)から取得される。これを Fig.12 に示す理論 BER 特性と比較すると、同一の差で  $E_b/N_0$  が上昇していることが示されている。提案方式による CFO の推定・補正を行った場合でも適応等化器は、理論値とほぼ同一な MSE の上昇値になることも確認でき、本提案方式の有用性が示されている。

## 5. まとめ

本論文では、雑音や複数の遅延パスおよび CFO が存在する送電線用デジタル電力線搬送方式の伝送路において、トレーニング系列の自己相関測定により求めた位相回転量から、CFO を精度良く推定・補正する方式について提

案した。提案方式での主な結果をまとめると以下のようになる。

(1) CFO 推定のための自己相関測定における時間間隔  $k$  (シンボル) をトレーニング系列の 1 フレーム長  $N$  (シンボル) と同一にすることで、推定された位相回転量には遅延波の影響が低減され、伝送路の伝達関数に依存せずに CFO を推定・補正できることを理論検討および計算機シミュレーションで示した。

(2) CFO が 0~40ppm の範囲で、CFO の推定に要求される補償精度 (0.2ppm) 以内で補償するためのトレーニング系列は、1 フレームのシンボル数  $N$  と自己相関測定の時間間隔  $k$  を 128 シンボルで同一とし、系列長の総フレーム長  $L$  は 8 フレームでシンボル数 ( $N \times L$ ) は 1024 となる。また、複素位相回転量  $\Delta r_{k(t)}$  を平均化し雑音の影響を低減する 1 次 IIR フィルタの忘却係数  $\alpha$  は 0.999 となる。

(3) トラッキングモードにおけるパイロット系列での LCFO の推定・補正は、システム側からの要件となる温度変動周期と周波数偏移量に対応する忘却係数  $\alpha'$  に設定すれば、1 事象内で LCFO の推定・補正は十分対応可能であることを示した。

(4) 提案方式を用いることで、評価用チャネルモデル 1, 2 ともに CFO なしの時の BER 特性と同一の BER 特性が得られ、低 SNR であっても補償精度 0.2%以内で最大 40ppm の CFO を補償することが可能であり、提案方式の有用性を示した。

(5) 提案方式は、簡単な自己相関測定のアルゴリズムとしているので、小規模な回路構成で遅延波のパス電力量や雑音電力量が大きい伝送路でも十分適用できることを示した。

## 文 献

- (1) 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ネルモデル化」, 電学論 (C), Vol.132, No.8, pp.1317-1327 (2012)
- (2) 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)
- (3) 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」, 電学通信研究, CMN-14-062, pp.21-25 (2014)
- (4) H. Sakaida, F. Maehara, and F. Takahara: "A Demodulator for Broad-band Land Mobile Communications Adopting 16QAM Modulation Scheme", *Trans. IEICE Japan*, Vol.J79-B-II, No.8, pp.431-440 (1996) (in Japanese)  
境田 博・前原文明・高畑文雄:「16 値 QAM 変調方式を適用した広帯域陸上移動無線通信用復調器」, 信学論, Vol.J79-B-II, No.8, pp.431-440 (1996)

- (5) 江崎智宏・会田幸作・岡本貞二:「周波数オフセット補償機能を持つ判定帰還型等化器」, 1991 信学春大, B-388 (1991)
- (6) H. Yoshino, T. Ueda, and H. Suzuki: "An Equalizer with Carrier-Acquisition-during-Training(CAT) Algorithm for Mobile Radio", *Trans. IEICE Japan*, Vol.J74-B-II, No.9, pp.479-489 (1991) (in Japanese)  
吉野 仁・上田 隆・鈴木 博:「キャリア・アクイジション・トレーニング (CAT) 形移動無線用等化器」, 信学論, Vol.J74-B-II, No.9, pp.479-489 (1991)
- (7) 小倉浩嗣・芹沢 睦:「移動通信用バースト蓄積一括復調方式のための AFC 回路」, 1990 信学春大, B-375 (1990)
- (8) 伊倉雅治・大野公士・安達文幸:「QPSK 移動無線伝送におけるベースバンド処理フィードフォワード型搬送波ドリフト補償方式」, 1991 信学春大, B-376 (1991)
- (9) K. Hamaguchi: "A Frequency Offset Compensation Method for Received QAM Signal in Land Mobile Communications", *Trans. IEICE Japan*, Vol.J79-B-II, No.7, pp.426-428 (1996) (in Japanese)  
浜口 清:「陸上移動通信用 QAM の複数パイロットシンボルを用いた周波数オフセット補償方式」, 信学論, Vol.J79-B II, No.7, pp.426-428 (1996)
- (10) T. Horiuchi, T. Saba, and I. Sasase: "Frequency Synchronization Technique Using Replica Created by Mutual Correlation Value for Classifying the Weight in Auto-Correlation Operation", *Trans. IEICE Japan*, Vol.J88-B, No.2, pp.399-410 (2005) (in Japanese)  
堀内隆明・佐波孝彦・笹瀬 巖:「相互相関値に含まれている情報を用いて作成したレプリカを自己相関操作の重み付けに利用する周波数オフセット推定法」, 信学論, Vol.J88-B, No.2, pp.399-410 (2005)
- (11) H. Sugimoto, T. Sato, and H. Tominaga: "Sampling Frequency Offset and Residual Carrier Offset Compensation Method Using Pilot Symbol for OFDM Systems", *Trans. IEICE Japan*, Vol.J92-B, No.2, pp.399-410 (2005) (in Japanese)  
杉本大樹・佐藤拓郎・富永英義:「OFDM システムにおけるパイロット信号を用いたサンプリング周波数オフセット及び残留周波数オフセット補償方式」, 信学論, Vol.J92-B, No.9, pp.1513-1523 (2009)
- (12) N. Sasaki, T. Hanaumi, T. Oda, and F. Adachi: "Error Correcting Code and Interleaving for Digital Power Line Carrier Systems", The Paper of Technical Meeting on Communication, CMN-14-015, pp.67-72 (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)
- (13) Simon Haykin (著), 鈴木 博 (訳), 他:「適応フィルタ理論」, 科学技術出版, pp.191, 231-235, 388-389, 419-420, 452 (2001)
- (14) 大内宣徳・倉持内武・永岡一考:「デジタル温度補償水晶発振器の過渡周波数温度特性の補償法」, 電学論 (C), Vol.108, No.9, pp.671-677 (1988)

## 佐々木 範 雄



(正員) 1958年3月18日生。1976年3月青森工業高校電子科卒業。同年4月東北電力(株)入社。以来、主として導水路トンネル内無線通信の研究、電力保安通信用デジタル伝送方式に関する研究開発に従事。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。

## 花 海 丞



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

## 織 田 健 志



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

## 安 達 文 幸



(非会員) 1950年4月24日生。1973年3月東北大学工学部電気工学科卒業。同年電電公社横須賀電気通信研究所入所。1992年NTT移動通信網(株)(現NTTドコモ)に転籍。一貫して、移動通信方式およびデジタル移動無線通信技術の研究開発に従事。2000年1月より東北大学大学院工学研究科勤務。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。