

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

佐々木 範雄* (東北電力), 陳 強** (東北大学), 安達 文幸** (東北大学)

CFO estimation and DFT Window Timing Detection Using Training Sequence of Single-carrier Block Transmission for Digital Power Line Carrier Systems.

Norio Sasasaki* (Tohoku Electric Power Co.,Inc), QiangChen** (Tohoku University), 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). For SC-FDE, accurate estimation of carrier frequency offset (CFO) and discrete fourier transform (DFT) window timing detection is necessary. In this paper, we consider a training sequence (TS) inserted SC, in which TS acts as a cyclic prefix. We propose a carrier frequency offset (CFO) estimation scheme and a DFT window timing detection scheme for DFT. Both proposed schemes are based on the measurement of cross-correlation between the received signal and TS. The instantaneous CFO estimates are averaged over using a first order filter to obtain the CFO estimate. Assuming the perfect DFT window timing estimation, we evaluate by computer simulation the estimation accuracy performance of our proposed CFO estimation schemes. It is confirmed that when the CFO is 20 ppm (6Hz), the proposed CFO estimation scheme achieves an estimation error of 0.014 to 0.017Hz at a carrier frequency of 300 kHz. The forgetting factor of 0.99995 is used for the first order filter.

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, 周波数オフセット

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

1. はじめに

電気事業者において、発電所間の高圧送電線（66kV～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が形成され、伝送距離は最大で約 80km におよぶ。周波数帯域は 100kHz～450kHz が電波法で割り当てられており、この帯域内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、筆者らはこれまで送電線を用いる電力線搬送方式について、帯域幅 50kHz で 64QAM(Quadrature Amplitude Modulation) を用いるシング

ルキャリア(SC: Single Carrier)により 192kbps の伝送速度を目的としたデジタル電力線搬送装置の研究・開発を行ってきた^{(1)~(7)}。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、これによりデジタル電力線搬送方式には、帯域幅 300kHz 程度で 1Mbps 以上の伝送速度を実現する新たな方式の装置開発が求められている。このため、筆者らは、開発装置に実装させる等化方式について長遅延で強い周波数選択性を有する送電線路⁽¹⁾で、1M bps 以上の伝送速度で BER を 1×10^{-6} 以下で実現できる、周波数領域等化 (MMSE-FDE: Minimum Mean Square Error Frequency-Domain

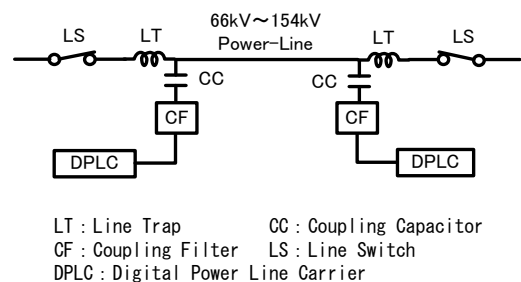


Fig. 1 Transmission circuit of power line carrier system.

Equalization)方式^{(8)~(12)}について検討を進めている。

この MMSE-FDE 方式については Fig. 2 に示すようにブロック伝送であり、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 伝送である⁽⁹⁾。また、FDE 方式ではそれぞれの受信ブロックに対し離散フーリエ変換(DFT: Discrete Fourier Transform)処理を適用して等化重み係数を決定するブロック信号処理である。

ここで、受信側においては DFT ウィンドの先頭シンボル位置を検出するため、送信ブロックとのシンボル同期が必要となる。さらに FDE と DFT を最適動作させるには、送受信装置に実装され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)を所要の周波数偏差内に抑える必要がある。この誤差は等化器が持つ許容値を超えた場合、等化性能が低下し BER 特性が著しく劣化するため、所要の伝送品質の維持が困難となる。

そこで本論文では、アクシジョンモード (等化器の初期設定モード) からトラッキングモード (等化器追尾モード) に渡って適用する方式として、受信側に予め用意された既知 TS を参照信号として、受信信号との相互相関が最大値となるサンプリングタイミングを逐次検出することで DFT ウィンドの先頭シンボル位置を正確に検出する方式を提案する。さらに、逐次検出される最大相関値を用いて CFO を高精度に推定し補正する方式を提案する。そして、1Mbps 以上の高速伝送を目的とするデジタル電力線搬方式へ適用できることを示す。

本論文の構成は以下のようになっている。第 2 章では TS を用いたブロック伝送について述べた後に、3 章で提案する CFO 推定と DFT タイミング同期検出のそれぞれの原理について述べる。第 4 章ではチャンネルモデルの作成法⁽¹⁾で得られた複素インパルス応答を用いてタイミング検出特性や CFO 推定誤差特性を計算機シミュレーションで評価し、提案方式の実用性を明らかにする。そして第 5 章でまとめる。

2. TS-SC ブロック伝送

〈2・1〉TS-SC 方式のブロック系列 筆者らが検討を進めている TS-SC 方式での送信ブロック系列は、シンボル時間 T_s 間隔の離散時間であり、Fig.2 に示す 1 ブロックに N_c 個からなるデータシンボル系列の前後に N_g 個からなる既知系列 TS_f と TS_r を付加した構成である。送信ブロック系列の、第 n 番目のデータシンボルブロックのベクトルを $\mathbf{d}^{(n)}=[d^{(n)}(0), \dots, d^{(n)}(t), \dots, d^{(n)}(N_c-1)]^T$ で表す。ここで、 T は転置操作を表す。また、送信ブロック系列で、データシンボルブロックの前後

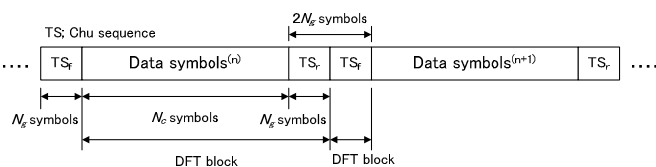


Fig. 2 Block structure of TS-SC block transmission.

に付加される既知系列 TS のベクトルは $\mathbf{u}_f = \mathbf{u}_r = [u(0), \dots, u(t), \dots, u(N_g-1)]^T$ で表し、全てのブロックで共通の既知系列 TS になる。既知系列 TS には Chu 系列⁽¹³⁾を適用するので、シンボル長が N_g で t 番目 ($t=0 \sim N_g-1$) の要素 $u(t)$ は次式で定義される⁽¹⁴⁾。

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

ここで、 m は N_g より小さい互いに素である数が用いられる。

Fig. 2 に示すブロック構成において、送信される n 番目の送信ブロック $\mathbf{s}^{(n)} = [s^{(n)}(0), \dots, s^{(n)}(N_g-1), \dots, s^{(n)}(2N_g + N_c-1)]^T$ は次式で表される。

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

そこで、本提案方式の CFO 推定と DFT ウィンドのタイミング検出は、受信側に予め用意された \mathbf{u}_f となる参照信号 $u(t)$ と、受信信号 $r_d(t)$ との相互相関を測定し、最大値を示す相関値のデータを用いることで実現するものである。

〈2・2〉TS のチャンネルインパルス応答の表現 本論文では送電線路のチャンネル特性はシンボル時間間隔の L 個からなる離散パスが存在する周波数選択性の伝送路であると仮定する。この時の n 番目のブロックにおけるチャンネルインパルス応答 $h^{(n)}(\tau)$ は次式で与えられる。

$$h^{(n)}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(n)} \delta(\tau - \tau_l) \quad (3)$$

ここで、 $h_l^{(n)}$ および τ_l はそれぞれ第 l 番目の複素パス利得および遅延時間であり、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l^{(n)}|^2] = 1$ で与えられる。

そこで、CFO 推定とタイミング検出の他、チャンネルの伝達関数推定に用いられる既知系列 TS_f の第 n ブロックの受信信号ベクトル $\mathbf{y}_f^{(n)} = [y_f^{(n)}(0), \dots, y_f^{(n)}(t), \dots, y_f^{(n)}(N_g-1)]^T$ は次式のように表される。

$$\mathbf{y}_f^{(n)} = \sqrt{2P} \mathbf{h}_f^{(n)} \mathbf{u}_f + \mathbf{z}_f^{(n)} \quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{z}_f^{(n)} = [z_f^{(n)}(0), \dots, z_f^{(n)}(t), \dots, z_f^{(n)}(N_g-1)]^T$ の各要素は、零平均の複素ガウス過程である。また TS_f に用いられる N_g 個のシンボル長は、仮定するチャンネルインパルスの最大パス数以上の長さ ($N_g \geq L$) が必要になるのでパス数を $L = N_g$ とすると $\mathbf{h}_f^{(n)}$ は $N_g \times N_g$ の行列となり次式に示す巡回行列で与えられる。

$$\mathbf{h}_f^{(n)} = \begin{bmatrix} h_0^{(n)} & h_{L-1}^{(n)} & \dots & h_1^{(n)} \\ h_1^{(n)} & h_0^{(n)} & \dots & h_2^{(n)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1}^{(n)} & h_{L-2}^{(n)} & \dots & h_0^{(n)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

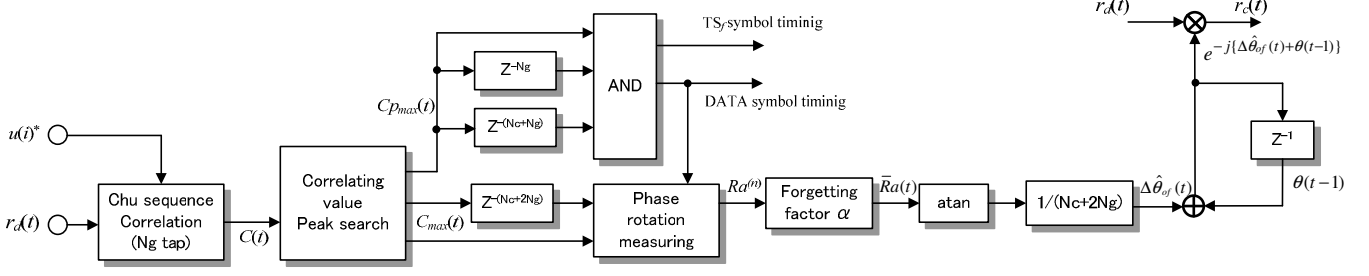


Fig. 3 Block diagram of proposed CFO estimation system.

したがって、(4)式に示す右辺の第1項はチャネルインパルス応答の時変特性がほぼ一定とすれば、全てのブロックで \mathbf{y}_f の各ベクトルのシンボルは同一の複素包絡線になる。

3. TS を用いた CFO 推定とタイミング同期

ここでは TS-SC ブロック伝送において CFO の推定と補正を既知シンボル系列となる TS ブロックを活用した相互相関の測定で行う方式と、DFT 処理を行うに必要となるウィンドの先頭シンボル位置を示すタイミングを、相互相関値の電力が最大値を示すタイミングを検出し設定する方式の、それぞれの原理について述べる。

〈3・1〉 TS を用いた CFO 推定の原理 Fig.3 に提案する CFO 推定方式のシステム構成を示し原理を説明する。提案方式では CFO を推定するにあたり、既知系列 TS のシンボル系列となる(1)式に示す Chu 系列を参照信号 $u(i)^*$ として受信側にあらかじめ用意し、 $u(i)^*$ と受信信号 $r_d(t)$ 間との相互相関値 $C(t)$ の測定を次式による相関器で行う。

$$C(t) = \sum_{i=0}^{N_{cp}-1} r_d(t-i) \cdot u^*(N_{cp}-1-i) \quad (6)$$

ここで、 N_{cp} は TS のシンボル長で、 t はサンプリング時刻、 $*$ は複素共役を表す。この相互相関値 $C(t)$ の電力を $C_p(t) = |C(t)|^2$ とすると、最大の相関値 $C_{pmax}(t)$ となるのは、Fig.2 に示す TS_f もしくは TS_r のシンボル系列が受信信号系列として相関器の全タップへ入力された時刻 t である。そこで、 TS_f で最大相関値を検出した n 番目ブロックのサンプリング時刻 t における $C_{pmax}(t)$ と、ひとつ前のブロックの TS_f で検出された最大相関値 $C_{pmax}(t-N_c-2N_g)$ を、それぞれ $C_{fmax}^{(n)}$ と $C_{fmax}^{(n-1)}$ とおくと、 n 番目ブロックと $n-1$ 番目ブロックとの相関値は次式で表される。

$$Ra^{(n)}(t) = C_{fmax}^{(n)} \cdot C_{fmax}^{*(n-1)} \quad (7)$$

そこで、既知系列 TS_f の受信信号である(3)式の第1項を $\mathbf{u}_d^{(n)} = \sqrt{2P} \mathbf{h}_f^{(n)} \mathbf{u}_f$ として表すと(7)式の $Ra^{(n)}(t)$ は

$$Ra^{(n)}(t) = \left[\sum_{i=0}^{N_{cp}-1} u_d^{(n)}(i) \cdot u^*(N_{cp}-1-i) \cdot e^{j[\phi_s + (t-i)\Delta\theta_{of}(t)]} + \sum_{i=0}^{N_{cp}-1} z_{TS}^{(n)}(i) \cdot u^*(N_{cp}-1-i) \right] \times \left[\sum_{i=0}^{N_{cp}-1} u_d^{(n-1)}(i) \cdot u^*(N_{cp}-1-i) \cdot e^{j[\phi_s + (t-i-N_c-2N_g)\Delta\theta_{of}(t)]} + \sum_{i=0}^{N_{cp}-1} z_{TS}^{(n-1)}(i) \cdot u^*(N_{cp}-1-i) \right]^* \quad (8)$$

で表される。ここで、 $\mathbf{u}_d^{(n)} = [u_d^{(n)}(0), \dots, u_d^{(n)}(q), \dots, u_d^{(n)}(N_g-1)]$ 、 ϕ_s は初期位相回転角、 $\Delta\theta_{of}(t)$ は CFO による1シンボルの位相回転角、 z_f は複素雑音を表す。(8)式中の雑音成分は平均化で零に漸近することから、(8)式の相関値は次式として表すことができる。

$$\bar{Ra}^{(n)}(t) = E \left[\sum_{i=0}^{N_{cp}-1} u_d^{(n)}(i) \cdot u^*(N_{cp}-1-i) \cdot \sum_{i=0}^{N_{cp}-1} u_d^{(n-1)*}(i) \cdot u(N_{cp}-1-i) \right] \times e^{j[(N_c+2N_g)\Delta\theta_{of}(t)]} \quad (9)$$

ここで、 $\mathbf{u}_d^{(n)}$ と $\mathbf{u}_d^{(n-1)}$ に含まれるチャネルインパルス応答 $\mathbf{h}_f^{(n)}$ は、2.2 節で述べたように巡回行列であり、1 ブロック間隔でのチャネルのインパルス応答が同一となる場合 $\mathbf{u}_d^{(n)} = \mathbf{u}_d^{(n-1)}$ となるので、(9)式は次式で与えられる。

$$\bar{Ra}^{(n)}(t) = E \left[|r^{(n)}|^2 \right] \times e^{j[(N_c+2N_g)\Delta\theta_{of}(t)]} \quad (10)$$

ここで、 $|r^{(n)}|^2$ は(9)式の相関値の電力となる。よって、CFO により生じている1シンボルの推定位相回転角 $\Delta\hat{\theta}_{of}(t)$ は次式で得られる。

$$\Delta\hat{\theta}_{of}(t) = \frac{1}{N_c + 2N_g} \arg \left(\frac{\bar{Ra}^{(n)}(t)}{E[|r^{(n)}|^2]} \right) \quad (11)$$

そして、1シンボル前まで推定位相回転角を加算してきた累積位相回転量 $\theta(t-1) = \sum_{i=0}^{t-1} \Delta\hat{\theta}_{of}(i)$ と、(11)式で推定した位相回転角 $\Delta\hat{\theta}_{of}(t)$ とで加算した値で受信信号 $r_d(t)$ の位相を逆回転させる。よって、CFO の位相補償がされた FDE への入力信号 $r_c(t)$ は次式により得られる。

$$r_c(t) = r_d(t) \cdot e^{-j[\Delta\hat{\theta}_{of}(t) + \theta(t-1)]} \quad (12)$$

ところで、(9)式での平均化は1次 IIR フィルタによる次式に示す忘却係数 α を用いて行う。 n 番目のブロックで得られた相関値 $Ra^{(n)}$ は、次のブロックで得られる相関値 $Ra^{(n+1)}$ まで一定として、1シンボルサンプリング間隔 T_s で $\bar{Ra}(t)$ の取得を逐次行ない CFO の補正を行う。

$$\bar{Ra}(t) = \alpha \bar{Ra}(t-1) + (1-\alpha) Ra^{(n)}(t) \quad (13)$$

〈3・2〉 TS を用いたタイミング検出の原理 DFT を適用する場合、DFT ウィンドの先頭シンボル位置を検出する必要がある。この検出シンボル位置にずれが生じると、CFO 推定やチャネルの伝達関数推定特性および FDE 特性に劣化を引き起こし、BER 特性に影響を与える。そこで、本節では DFT

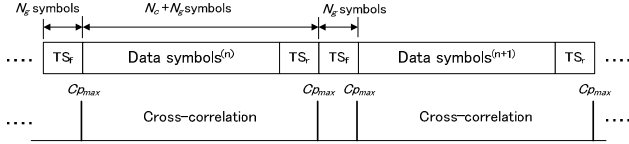


Fig. 4 Block structure of proposed CFO estimation system.

ウィンドの先頭シンボルを、(6)式に示した既知系列 TS との相関値が最大電力値 $C_{pmax}(t)$ となるタイミングで規定する方式について、Fig. 3 と Fig. 4 を用いて説明をする。

3.1 節でも述べたように、相互相関測定による電力値 C_p が最大値 C_{pmax} を示すのは、Fig.4 に示す TS_f もしくは TS_r のシンボル系列が受信信号系列 $rd(t)$ として相関器の全タップへ入力されたサンプリング時刻 t である。したがって、Fig. 4 に示すような周期で相互相関の最大値 C_{pmax} が表れることになる。そこで、Fig. 4 示すように現在のサンプリング時刻 t で検出された $C_{pmax}(t)$ と、 $N_c + N_g$ シンボル遅延の $C_{pmax}(t - N_c - N_g)$ と、 N_g シンボル遅延の $C_{pmax}(t - N_g)$ との 3 系列の入力でアンド条件の組合せをする。 $C_{pmax}(t)$ と $C_{pmax}(t - N_c - N_g)$ のアンド条件が得られた場合は、 TS_r の受信信号が相関器の各タップに入力された時点の検出タイミング t となるので、次のシンボル位置($t+1$)が(4)式に示す $y_f^{(n)}$ の DFT ウィンドの先頭シンボルに規定することができる。さらに $C_{pmax}(t)$ と $C_{pmax}(t - N_g)$ とのアンド条件が得られた場合は、 TS_f の受信信号が相関器の各タップに入力された時点の検出タイミング t となるので、次のシンボル位置($t+1$)がデータシンボル系列の DFT ウィンド先頭シンボルに規定することができる。また、データシンボル系列の検出タイミングは、Fig.3 に示すように(7)式の相関測定を行うタイミングとしても用いられ、このタイミングで TS_f 間の相関値が逐次取得される。

以上の手順と回路構成による既知系列 TS の検出方式で、DFT ウィンド先頭シンボル位置の規定と、CFO 推定のための相関測定のタイミングとして TS 系列を適用することができる。

4. 計算機シミュレーションによる結果

計算機シミュレーションに用いるチャンネルモデルには、文献(1)で報告している、送電線 1 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となるモデルを用いた。また、 $L=64$ パス (主波+遅延波) となる複素遅延プロファイルモデルは、筆者らが報告している手法⁽¹⁾ により作成したもので、チャンネルの周波数選択性の強さを示す指標となる固有値比⁽¹⁵⁾は、50.4 と値が大きく周波数応答特性が悪条件となる位相特性のものを用いた。計算機シミュレーションに用いた各パラメータ一覧を Table 1 に示す。

データシンボル系列は 64QAM による 210ksymbol/s (4.76 μ s) とし、ビットレートは 1.26Mbps の誤り訂正を用いない無符号化方式とした。Fig. 4 に示すブロック構成でのデータシンボル数は $N_c=960$ 、既知系列である TS_f および TS_r のシンボル

Table 1 Computer simulation condition.

Transmitter	Data modulation	64QAM (210ksymbol/s)
	Data symbol Block length	$N_c=960$
	Training Sequence N_g length	$TS_f=64$ $TS_r=64$
	Training Sequence	Chu sequence ($m=61$)
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=0.4
CFO	20ppm(6Hz)	Carrier frequency 300kHz

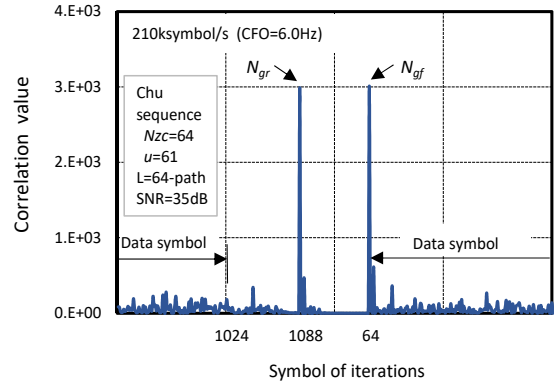


Fig. 5 Autocorrelation function of Chu sequence.

数は $L=64$ パスなので $N_g=64$ とし、1 ブロックの送信シンボル数は 1088 とした。また、 TS_f および TS_r には(1)式に示す Chu 系列を用い、素の数となる m は 61 を適用した。送受信のルートナイキストフィルタにはロールオフ係数 0.4 を適用した。なお、本計算機シミュレーションでは、送受信のシンボルクロックのタイミングは 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しているとして、DFT 窓タイミング検出は理想的であると仮定した。

〈4・1〉 Chu 系列の相互相関特性 既知系列 TS に Chu 系列を用いた相互相関関数の計算機シミュレーション結果を Fig. 5 に示す。SNR は、さまざまな実送電線路で測定した平均値である SNR=35dB を適用した。

Fig. 5 の N_{gr} は Fig. 4 に示す TS_r が、相関器の全タップに入力されたタイミング時(1 ブロックの 1088 シンボル番目)に出力された最大相関値 C_{pmax} であり、同様に N_{gf} は TS_f の系列が入力されたタイミング時 (1 ブロックの 64 シンボル番目) に出力された最大相関値 C_{pmax} である。この結果から分かるように、Chu 系列と相関器が同期した時点では非常に大きな相関値のピークを持ち、それ以外となるデータシンボル

系列では非常に小さな相関関数になる結果が示され、検出シンボル点は正確に DFT ウィンドのタイミング位置を規定できることが分かる。

以上のことから、本提案の TS に Chu 系列を用いる相互相関測定方式は、送電線のような長遅延で強い周波数選択性を有する伝送路環境で高速化伝送に対応する CFO の推定と DFT ウィンドの先頭シンボル位置のタイミング検出として十分適用できることを示している。

〈4・2〉 CFO 推定特性 ここでは、既知系列 TS を用いた相互相関測定による CFO 推定特性を考察する。

(1) 周波数領域 MMSE がもつ CFO に対する BER 特性

初めに、筆者らが検討を進めている MMSE-FDE 方式において、CFO の偏差量に対応する BER 特性を考察する。なお、計算機シミュレーション時の送信信号は、Fig. 4 に示すブロック構成とし、SNR は 35dB、周波数領域 MMSE 等化重み係数の算出に必要な平均推定チャネルの伝達関数と平均推定雑音電力で、平均化処理に用いる 1 次 IIR フィルタの忘却係数は、それぞれ 0.85 と 0.99 (本パラメータの詳細は別論文で報告する) を、その他は Table 1 に示す値を用いた。

等化器入力への受信信号が持つ CFO を偏移させた場合の MMSE-FDE が示す BER 特性を Fig. 6 に示す。長遅延で強い周波数選択性を有する送電線路で、CFO の推定誤差を 0.5ppm(0.15Hz)以下に補償できていれば所要の BER 1×10^{-6} を補償できることを示している。よって、この値が CFO 推定誤差を補償する目標値となる。

(2) TS を用いた CFO の推定特性 提案する TS 系列を用いた相互相関測定による CFO の推定特性を考察するため計算機シミュレーションを行った。既知系列 TS を用いた CFO 推定方式では Fig. 4 に示すブロック構成の送信信号を送出した。(8)式の雑音要素を平均化するために用いる(13)式の忘却係数は $\alpha=0.99995$ を用いた。その他は前項(1)と同一とした。

CFO 推定開始から逐次推定される CFO と、真値(6 Hz)CFO との誤差量 (Hz)を 100 回の独立試行で得られた RMS(Root Mean Square) 値での特性を Fig. 7 に示す。CFO の推定誤差は推定開始から約 80ms 程度で周波数領域 MMSE 等化が補償を必要とする 0.15Hz 以下の誤差量で推定されているため、等化器は 80ms 程度でアクシジョンモードからトレーニングモードに移行できるものとする。また、CFO 推定誤差が収束していると考え 300ms 以降からトラッキングモードと仮定した場合、それ以降から測定データが得られている 600ms までの区間を用いた推定誤差の平均値は、0.0135Hz (0.046ppm)と高精度に CFO が推定されている。このことから、MMSE-FDE はトラッキングモード以降も補償を必要とする CFO 補正は十分補償されると推測される。また、忘却係数 α によって適切な CFO 推定の収束特性が得られていることから、用いた 0.99995 は最適値であると考え。

(3) 雑音電力に対する CFO 推定特性 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。解析する E_b/N_0 の範囲は、平均 SNR ほぼと等価となる E_b/N_0 27 dB から下限 13dB までとし、CFO は 20ppm (6Hz/300kHz)として前節と同

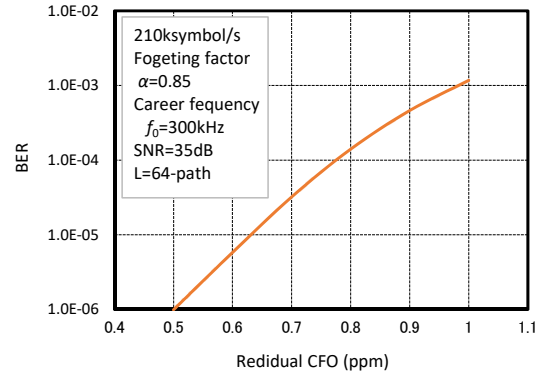


Fig. 6 BER performance of frequency-domain equalization for CFO.

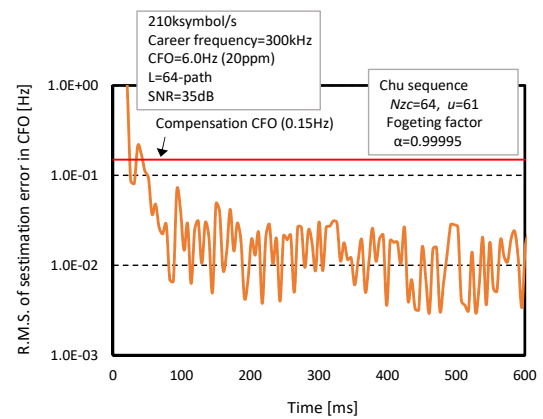


Fig. 7 R.M.S. of estimation error in CFO

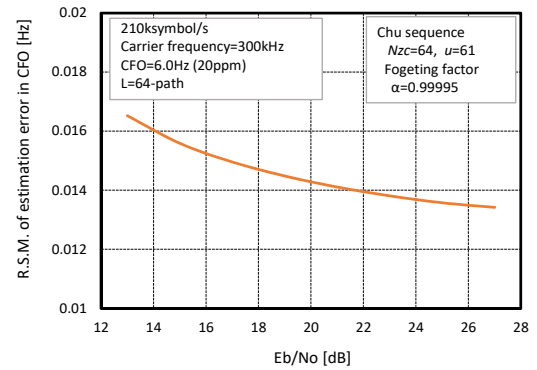


Fig. 8 R.M.S. estimation error in CFO vs. E_b/N_0 .

様に RMS 値の解析を行った。

解析結果を Fig. 8 に示す。CFO の推定誤差量は測定した $E_b/N_0=13 \sim 27$ dB の範囲で 0.0135Hz \sim 0.0165Hz と、0.003Hz の微小な上昇値となっている。雑音電力が上昇した場合でも CFO は高精度に推定できることが分かる。また、誤差量の上昇は指数関数で増加する特性となっているが、これは計算機シミュレーションで用いた熱雑音の確率過程がガウス分布に従っているためである。

以上のことから、本提案方式の CFO 推定方式は、平均 SNR

から雑音が劣化する環境になった場合においても、MMSE-FDE が補償を必要とする CFO の推定誤差 0.15Hz 以下で高精度に推定できることが分かる。

5. まとめ

本論文では、送電線路を用いるデジタル電力線搬送方式で高速伝送を行うため、筆者らが検討を進めている TS-SC 伝送の MMSE-FDE に用いる CFO 推定方式と DFT ウィンドの先頭シンボル位置を推定する方式について、既知 TS を用いる方式を提案した。提案方式では、既知系列 TS として用いた Chu 系列と受信信号との相互相関測定により高いピーク値を持つ相関関数が得られ、DFT ウィンドの先頭シンボル位置の検出、および CFO 推定として十分適用できることを示した。そして、CFO 推定と補正は高精度に推定と補正が行われ、MMSE-FDE で補償を必要とする CFO 推定誤差量(0.15Hz)以下となる 0.0135Hz の平均推定誤差量で補正できることを明らかにし、CFO の平均化に用いる忘却係数は 0.99995 が適切値であることを明らかにした。また、提案方式は平均 SNR から雑音が劣化する環境になった場合でも、MMSE-FDE で補償を必要とする CFO 推定誤差量以下で推定できることも示した。

以上のことから、長遅延で強い周波数選択性を有する送電線路においても、本提案方式は 1M bps 以上の高速伝送速度を目的とするデジタル電力線搬方式へ十分適用できることを明らかにした。

文 献

- (1) N. Sasaki, K. Seino, T. Hanaumi, T. Oda, and F. Adachi : "Channel Modeling for Digital Transmission using Power Line", *Trans.EIS Japan*, 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", *Trans.EIS Japan*, 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*, pp21-25(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, pp21-25(2014)
- (4) 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*, pp7-12(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, pp7-12(2016)
- (5) N. Sasaki, T. Hanaumi, T. Oda, and F. Adachi : "A Simple Divergence Prevention Scheme for Adaptive Equalizer in Digital Power Line Carrier Systems", *Trans.EIS Japan*, 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)
- (6) N. Sasaki, T. Hanaumi, T. Oda, and F. Adachi : "Carrier Frequency Offset Compensation Method for Digital Power Line Carrier Systems", *Trans.EIS Japan*, 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)
- (7) 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)
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)
- (8) K. Hayashi, and H. Sakai : "Distortion Compensation for Block Transmission with Cyclic Prefix", *IEICE, Japan*, Vol.J91-B, No.2, pp129-139(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, pp129-139(2008)
- (9) Y. Fujimura, D. Umehara, and S. Denno : "Frequency Domain Equalization with Mitigation of Fast Fading Distortion", *IEICE, Japan*, Vol.J91-B, No.3, pp250-259(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, pp250-259(2008)
- (10) 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, pp461-470(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, pp461-470(2010)
- (11) 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*, pp317-322(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, pp317-322(2012)
- (12) 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, pp149-154, Jan. 2014.
- (13) D. C. Chu : "Polyphase Code with Good Periodic Correlation Properties", *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.18, No. 4, pp.531-532, July 1972.
- (14) 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)
- (15) Simon Haykin(著), 鈴木博(訳)他 : 「適応フィルタ理論」, *科学技術出版*, pp191, pp 231-235, pp388-389, pp419-420, pp452(2001)