

送電線デジタル電力線搬送に用いる異なる トレーニング系列の切換わりタイミング検出方式

佐々木 範雄* (東北電力), 花海 丞** (通研電気工業)

織田 健志** (通研電気工業), 安達 文幸*** (東北大学)

Switching Timing Detection Scheme of Different Training Sequence for Digital Power Line Carrier Systems

Norio SASAKI (Tohoku Electric Power Co.,Inc), Tasuku HANAUMI

Takeshi ODA (Tsuken Electric Industrial Co.,Ltd), Fumiyuki ADACHI(Tohoku University)

(Abstract) In digital power line carrier systems, two training symbol sequences are necessary for carrier frequency offset (CFO) estimation and adaptive equalization. At a transmitter, the training symbol sequence for the adaptive equalization is transmitted after the symbol sequence for CFO estimation. At a receiver, the equalizer training process is started upon the completion of CFO training sequence reception. Therefore, switching timing between two training symbol sequences must be accurately detected. In this paper, we propose a switching timing detection scheme between two training symbol sequences to be used for CFO estimation and equalization. Two symbol sequences having a sign inversion relationship are adopted. It is confirmed by computer simulation that the sequence switching timing can be accurately detected even if short training symbol sequences are used.

キーワード：電力線搬送, デジタル伝送, 周波数オフセット, 適応等化器, トレーニング系列

Keywords, Power line carrier, Digital transmission, Carrier Frequency Offset, Adaptive equalizer, Training sequence.

1. まえがき

送電線用電力線搬送とは、高電圧送電線路（66kV～154kV）を伝送媒体として、発・変電所など電気所間の通信ネットワークを構成するための伝送方式である。図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ンネルが配置される。

この電力線搬送方式においては、近年の電力保安通信網のIP化への進展に伴い、アナログからデジタル化への移行が求められている。このため、筆者らはこれまで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、ならびにトレーニング系列や系列長などの最適値、およびBER(Bit Error Rate)特性について計算機シミュレ

ーションで明らかにした⁽¹⁾⁽²⁾。さらには、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)を推定・補償するデジタル AFC (Automatic Frequency Control)方式については、トレーニング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り CFO の推定と補正を行う方式を提案した⁽³⁾。

ここで、CFO推定と補正を行うトレーニング系列には、 n 段線形帰還シフトレジスタ (LFSR) で発生させたPN(Pseudo Noise)系列に1ビット(0)付加したブロック長 $=2^n$ により4PSK

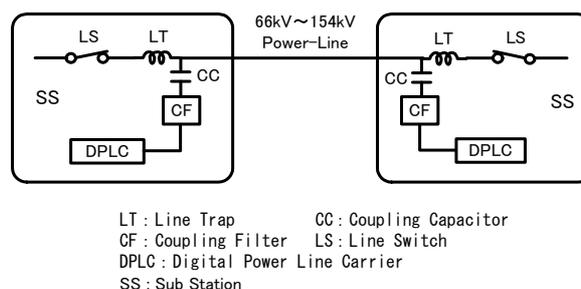


図1 電力線搬送方式の伝送回路

Fig.1 Transmission circuit of power line carrier system.

(4Phase Shift Keying)変調したものを用いている⁽³⁾。また、適応等化器のトレーニング系列には m 段 LFSR で発生させた PN 符号系列のブロック長= 2^m-1 により 4PSK 変調したものをを用いている⁽⁴⁾。

送信側では、CFO 推定用トレーニング系列に続いて適応等化器用トレーニング系列を送信する。受信側では CFO 推定用トレーニング系列の受信終了後に、直ちに CFO 推定処理を停止し、適応等化器の収束処理を開始しなければならない。そのため 2 つのトレーニング系列の切換えタイミングの検出が必要となる。

そこで本論文では 2 つの LFSR 初期値の操作と、異なる 2 つのトレーニング系列間相互相関の測定で、負の相関値が連続するシンボル列を検出することで、先行トレーニング系列の最終シンボルのタイミング（つまりトレーニング系列の切換えタイミング）を検出する方式を提案する。そして、トレーニング系列を少ないシンボル列の測定でも精度よく CFO 推定用トレーニング系列から適応等化器用トレーニング系列へ切換えタイミングが検出できることを計算機シミュレーションで明らかにする。

本論文の構成は以下のようにになっている。まず、第 2 章ではトレーニング系列の生成法とフレーム構成について述べる。3 章では、提案する方式について先行トレーニング系列の最終シンボルを検出する原理と動作について述べる。4 章では計算機シミュレーションによる相互相関値の測定結果について示し、先行トレーニング系列の最終シンボルの検出が可能なることを明らかにし、提案するトレーニング系列の切り替わりタイミング検出方式が有用であることを示す。そして、5 章でまとめる。

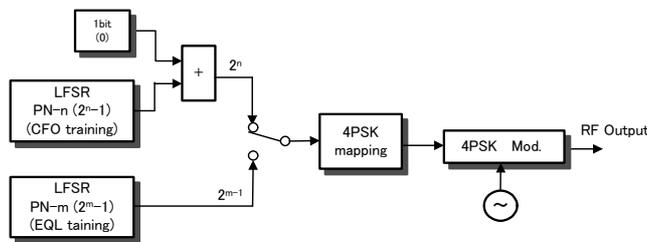


図 2 送信システムの構成
Fig.2 Transmitting system.

2. トレーニング系列

2-1) トレーニング系列の生成とフレーム構成

CFOの推定と補正を行うトレーニング系列には、図2に示すLFSRで発生させたPN系列(2^n-1)の最終ビットに、1ビット(0)を付加して得られたブロック長= 2^n ビットを用いている。これを4PSK変調すると疑似ランダムシンボル系列の1フレーム長は $2^n/2$ シンボルとなり、図3に示すよう総フレーム数をLとするトレーニング系列 $v(t)$ で構成される。

次に、適応等化器のトレーニング系列には、図2に示すLFSRで発生させたPN系列(2^m-1)を用いている。これを4PSK変調したものを疑似ランダムシンボル系列とし、図3に示すよう総シンボル数Mとするトレーニング系列 $u(t)$ として、CFO推定用トレーニング系列 $v(t)$ の後列に付加される。

2-2) トレーニング系列での相関値測定

送電線用デジタル電力線搬送方式における CFO 推定トレーニング系列では、図 3 に示すよう 1 フレーム前となる時間間隔 k (シンボル) との自己相関測定を L フレームまで繰返し行なう。測定された自己相関値は忘却係数により逐次平均化し推定 CFO 値が得られる⁽³⁾。なお、自己相関測定の時間間隔 k (シンボル) を 1 フレームのシンボル数 N と同一に設定することで時間間隔 k のシンボルは同一の 4PSK 送信シンボルとなる。これが伝送路のインパルス応答で畳み込まれるので、畳み込み和は同一の複素包絡線となるので、自己相関測定では遅延波要素の相関は 1 となり遅延波の影響を低減できる⁽³⁾。

次に、図 3 に示すように CFO 推定用と適応等化器用のトレーニング系列が異なるので、トレーニング系列が切替った以降の CFO 推定は、誤った自己相関測定値によるもので行なわれてしまう。このため、CFO 推定の処理を終了させ、直ちに適応等化器のトレーニングを開始させる必要があるため、そのタイミングとして CFO 推定用トレーニング系列の最終シンボルの検出が必要となる。

2-3) LFSR の生成多項式と初期値による生成シンボル

送電線用デジタル電力線搬送方式に適用している LFSR の段数は、文献(3),(4)で報告しているよう CFO 推定用トレーニング PN 系列では $n=8$ 段、適応等化器用トレーニン

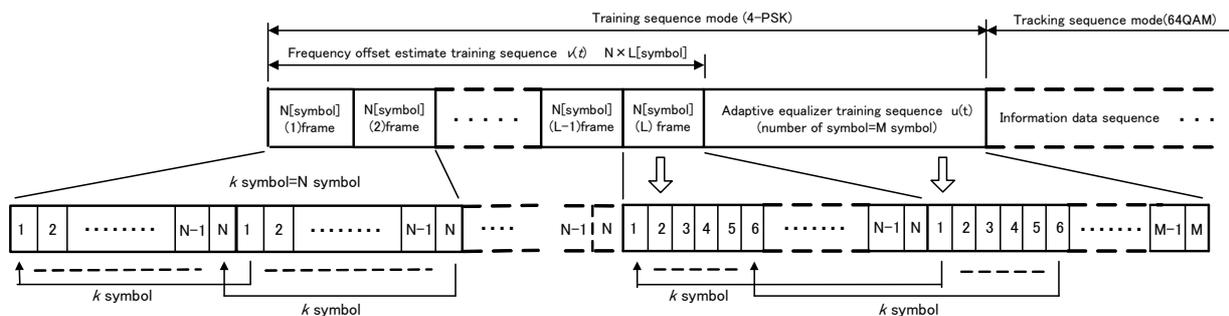


図 3 トレーニング系列のフレーム構成
Fig.3 Frame structure of training sequence.

グ PN 系列では m=12 段を用いている。n=8 段の生成多項式は

$$g(x)=x^8+x^4+x^3+x^2+1 \quad \dots \dots \dots (1)$$

であり、m=12 段のそれは

$$g(x)=x^{12}+x^{10}+x^2+x+1 \quad \dots \dots \dots (2)$$

である。

ここで、LFSR はカウンターがスタートすると、レジスタ内に設定された初期値(1 or 0)を LFSR の段数に応じたビット数が出力される。これは、LFSR の初期値を操作することで PN 系列により生成される巡回符号のスタート値は、LFSR の初期値と段数に応じたビット数で拘束されることになる。たとえば、LFSR の初期値は n=8 段では

$$f(x)=x \quad \dots \dots \dots (3)$$

とし、m=12 段では

$$f(x)=x^{12}+x^{11}+x^{10}+x^9+x^8+x^7+x^6+x^4+x \quad \dots \dots \dots (4)$$

とすると、(3),(4)式に応じLFSRの初期値は図4に示すように1もしくは0としてレジスタに設定される。この初期値で、LFSR のカウンターがスタートすると、n=8段では8ビット、m=12段では12ビットのカウンター内の初期値がシフトし出力されるので、12ビットシフトした場合の出力符号列は表1に示すような値が得られる(PN8の9~12ビットは多項式による出力値)。つまり、(1)~(4)式でLFSRの生成多項式と初期値を規定した場合、それぞれのLFSRが動作開始後に生成される12ビットの値は極性が反転した逆符号で出力されることが分かる。この12ビットの符号系列を4PSKでマッピングした場合、LFSR動作開始点から生成される $m_a=6$ シンボルまでは、表1に示すようにPN符号8段とPN符号12段では生成されるシンボルの位相差は π となる。つまり、両シンボル間の相互相関 $P_{(t)}$ は、PN符号8段でのトレーニング系列 $v_{(t)}$ 、PN符号12段でのトレーニング系列 $u_{(t)}$ であるので

$$P_{(t)}=u_{(t)} v_{(t-k)}^* \quad \dots \dots \dots (5)$$

となり、表 1 に示すようにスタートシンボルからの 6 シンボル全てを-1 の逆符号の相関に拘束できることが分かる。ここで、 t はサンプリング時刻、*は複素共役である。

3. トレーニング系列の切り換えり検出方法

〈3・1〉 CFO 推定トレーニング系列での自己相関測定

CFOの推定に用いる 4PSKのトレーニング系列 $v_{(t)}$ は、〈2.2〉節で述べたように、自己相関測定を行うための時間間隔 k (シンボル)を1フレームのシンボル数 N と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、

$$s_{(t)}=V_{(t) \bmod k} \quad \dots \dots \dots (6)$$

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

$$s_{(t)}=s_{(t-k)} \quad \dots \dots \dots (7)$$

$$r_{(t)}=r_{(t-k)} \quad \dots \dots \dots (8)$$

となる。

このようなトレーニング系列を用いるとき、遅延波が存在する伝送路での受信シンボル $r_{(t)}$ と $r_{(t-k)}$ の自己相関は次式で

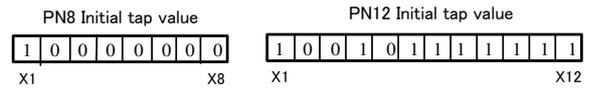


図 4 PN8 段と PN12 段の LFSR の初期値
Fig.4 Default value of LFSR at PN-8 and PN-12.

表 1 PN8 段と PN12 段により出力される符号とシンボル

Table 1 The symbol and code to output by PN12 and PN8.

number of shift	PN8		PN12		PN12 and PN8 cross-correlation (a=b=0.707)
	register out put data	4PSK deta $v_{(t)}$	register out put data	4PSK deta $u_{(t)}$	
1	0	$a+jb$	1	$-a-jb$	-1
2	0	$a+jb$	1	$-a-jb$	-1
3	0	$a+jb$	1	$-a-jb$	-1
4	0	$a+jb$	1	$-a-jb$	-1
5	0	$a+jb$	1	$-a-jb$	-1
6	0	$a+jb$	1	$-a-jb$	-1
7	0	$-a+jb$	1	$a-jb$	-1
8	1	$-a+jb$	0	$a-jb$	-1
9	0	$-a+jb$	1	$a-jb$	-1
10	1	$-a+jb$	0	$a-jb$	-1
11	1	$a-jb$	0	$-a+jb$	-1
12	0	$a-jb$	1	$-a+jb$	-1

表わされることを文献(3)で報告をしている。

$$E[r_{d(t) \bmod k} r_{d(t-k) \bmod k}^*] = |A_{(t)}| e^{jk\Delta\phi_{of(t)}} \quad \dots \dots \dots (9)$$

ここで、(9)式右辺の複素数 $e^{jk\Delta\phi_{of(t)}}$ が時間間隔 k (シンボル)での CFO の位相回転量を表わすので、右辺からこれを消去すると(9)式の自己相関測定は〈2.2〉節で述べたように、同一シンボルの同一複素包絡線となるので、測定値は正の実数部のみとなり自己相関特性は CFO に依存しなくなる。

〈3・2〉 CFO 推定と適応等化器トレーニング系列との相互相関測定

表 1 に示すよう適応等化器トレーニング系列 $u_{(t)}$ の生成開始後 $m_a=6$ シンボルまでは時間間隔 k (シンボル)遅延となる CFO 推定用トレーニング系列 $v_{(t)}$ との相互相関は負の相関に拘束される。

そこで遅延波の存在する伝送路で、適応等化器のトレーニング系列 $u_{(t)}$ の $m_b=1 \sim m_a$ シンボル番目の相互相関 $C_{r(t, m_b)}$ は伝送路のインパルス応答を $h_{(t)}$ とした場合、雑音を考慮しなければ次式で表わされる。

$$C_{r(t, m_b)} = \left[\sum_{i=-m_b+1}^t -s_{(i-k)} h_{(i-t)} e^{j(\varphi_i + i\Delta\phi_{of(i)})} + \sum_{l=-im-1}^{t-m_b+2} s_{(l)} h_{(l-t)} e^{j(\varphi_l + l\Delta\phi_{of(l)})} \right] \times \left[\sum_{i=-m_b+1}^t s_{(i-k)} h_{(i-t)} e^{j(\varphi_i + (i-k)\Delta\phi_{of(i)})} + \sum_{l=-im-1}^{t-m_b+2} s_{(l-k)} h_{(l-t)} e^{j(\varphi_l + (l-k)\Delta\phi_{of(l)})} \right]^* \quad \dots \dots \dots (10)$$

ここで、 φ_i は初期位相回転角、 im はインパルス応答のパス数(主波+遅延波)で $k \gg im > m_a$ である。また、右辺第 1 項の角括弧は、トレーニング系列が PN12 段へ切替わった直後の $1 \sim m_a$ シンボル番目が、それぞれ受けるインパルス応答による主波と遅延波の畳込みと CFO による複素位相回転量を表わす。第 2 項の角括弧は第 1 項の対象シンボルより時間間隔 k (シンボル)遅延した CFO 推定用トレーニング系列用

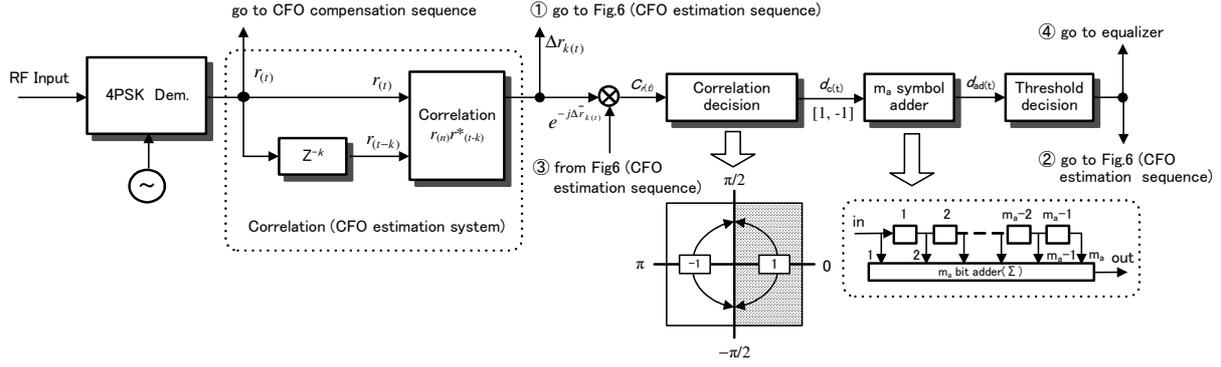


図5 トレーニング系列切り判定システムの回路構成

Fig.5 Circuit block diagram of switch detection system of training sequence.

シンボルが受けるインパルス応答による主波と遅延波の畳込みとCFOによる複素位相回転量を表わす。そこで(10)式を展開すると次式となる。

$$\begin{aligned}
 C_{r(t,m_b)} = & \left[\sum_{i=t-m_b+1}^t -s_{(i-k)}h_{(t-i)} \right] \times \left[\sum_{l=t-m_b+1}^t s_{(i-k)}^*h_{(t-i)}^* \right] e^{jk\Delta\varphi_{of}(t)} \\
 & + \left[\sum_{l=t-im-1}^{t-m_b+2} s_{(l-k)}h_{(t-l)} \right] \times \left[\sum_{l=t-im-1}^{t-m_b+2} s_{(l-k)}^*h_{(t-l)}^* \right] e^{jk\Delta\varphi_{of}(t)} \\
 & + \left[\sum_{i=t-m_b+1}^t -s_{(i-k)}h_{(t-i)} \right] \times \left[\sum_{l=t-im-1}^{t-m_b+2} s_{(l-k)}^*h_{(t-l)}^* \right] e^{j(i-l+k)\Delta\varphi_{of}(t)} \\
 & + \left[\sum_{l=t-im-1}^{t-m_b+2} s_{(l-k)}h_{(t-l)} \right] \times \left[\sum_{i=t-m_b+1}^t s_{(i-k)}^*h_{(t-i)}^* \right] e^{j(l-i+k)\Delta\varphi_{of}(t)} \\
 & \dots (11)
 \end{aligned}$$

ここで、(11)式の第1項は負の実数部のみとなるので $-|a|$ と示し、第2項は正の実数部のみとなるので $|b|$ と示し、第3項と第4項は複素数となるので、それぞれ c と d と示す。ただし c と d では実数部が逆符号で、虚数部は同符号の同一値となるので $c+d$ は虚数部のみ $\text{Im}(c+d)$ で表わされる。また $k \gg im > m_a$ であるので、第3項と第4項のCFOによる位相回転量は第1項と第2項の位相回転量 $e^{jk\Delta\varphi_{of}(t)}$ で近似できる。よって適応等化器トレーニング系列へ切替後の m_b シンボル番号(1~6)と時間間隔 k (シンボル)遅延となるCFO推定用トレーニング系列との相互相関値 $C_{r(t,m_b)}$ は次式で表わされる。

$$C_{r(t,m_b)} = \left[-|a_{(t,m_b)}| + |b_{(t,m_b)}| + \text{Im}(c_{(t,m_b)} + d_{(t,m_b)}) \right] \times e^{jk\Delta\varphi_{of}(t)} \quad (12)$$

なお図5の③に示すように、(12)式から推定されたCFOの複素位相回転量で補正すると $e^{jk\Delta\varphi_{of}(t)}$ が消去され、相互相関特性はCFOに依存しなくなる。

ここで、(12)式の第1項は負の相関となる要素、第2項は正の相関となる要素、第3項はランダムな虚数部だけの要素である。そこで、送電線路の遅延特性は最少位相系であるので、第1パス(主波)が最も振幅値が大きく、続いて第2パス(遅延波)の順で振幅値が小さくなってゆく^{(1),(2)}。つまり、(11)式第1項での畳込みはPN12符号で生成したシンボルの主パスと遅延パスの要素が含まれ、第2項での畳込みはPN8符号による主パス以外の遅延パス要素が含まれるので、(12)式は $|a_0| > |b_0|$ となり実数部は負の値が得られることが期待でき

る。さらに第3項は虚数部だけの要素であるので、実数部が負の値であれば相互相関の測定結果は $\pm\pi/2$ の範囲に分布することになり、(12)式は(9)式の自己相関測定値とは逆の負の相関値が得られることになる。

〈3・3〉 トレーニング系列切り検出方式の構成と動作

CFOを推定するための自己相関測定回路と、トレーニング系列の切り検出シンボルを検出する相互相関測定回路の構成を図5に示している。

まず、相関値は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 $r(t-k)$ との相関測定(Correlation)により複素位相回転量 $\Delta r_{k(t)}$ を算出する。この複素位相回転量 $\Delta r_{k(t)}$ は、図6に示すCFO推定の平均化回路で用いられ、もう一方は図5に示すトレーニング系列の切り判定回路で用いられる。そこで測定された相関値から $\Delta r_{k(t)}$ を除去するため、図6で得られた平均複素位相回転量 $\bar{\Delta r}_{k(t)}$ を図5に示す複素乗算器で乗算し、複素相関値 $C_{r(t)}$ のみを算出する。その算出値は相関判定(Correlation decision)によって次式に示す条件で正負(1,-1)の判定値 $d_{c(t)}$ を出力する。

$$d_{c(t)} = \begin{cases} 1 & \text{IF } C_{r(t)} = 0 \pm \left(\frac{\pi}{2}\right) \\ -1 & \text{otherwise} \end{cases} \quad \dots (13)$$

CFO推定用トレーニング系列での自己相関値は〈3.1〉節で述べたように、(9)式による全ての測定シンボルは実数軸上に分布する正の相関となることが期待でき、(13)式による判定値は正の値(1)で出力される。また、適応等化器のトレーニング系列に移行した直後の6シンボル番号までは、〈3.2〉節で述べたように負の相関となるよう、LFSRの初期値により初期生成シンボルを拘束しているため、(12)式による測定シンボルは $\pm\pi/2$ に分布することが期待でき、(13)式による判定は負の値(-1)が出力されることになる。

次に(13)式で得られた判定値(1,-1)はシンボル加算(m_a symbol adder)で、現在の判定値 $d_{c(t)}$ から過去の判定値 $d_{c(t-m_a-1)}$ シンボルまで加算した結果を、次式に示すように $d_{ad(t)}$ として出力する。

$$d_{ad(t)} = \sum_{i=0}^{m_a-1} d_{c(t-i)} \quad \dots (14)$$

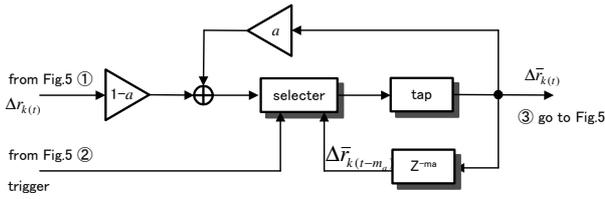


図6 CFO推定システムの1次IIRフィルタの回路構成

Fig.6 Circuit block diagram of first-order IIR filter for CFO estimation system.

そこで $m_a=6$ で規定した場合, CFO推定用トレーニング系列での加算値 $d_{ad(t)}$ は絶えず+6の値が得られる。一方で適応等化器トレーニング系列へ切り変わった開始シンボルから6シンボル経過後の加算値 $d_{ad(t)}$ は-6の値が得られることが期待できる。このため, 閾値判定(Threshold decision)の閾値 S を-6とすることにより, この値を検出し出力された信号より6シンボル前がCFO推定用トレーニング系列の最終シンボルであることが判定できる。また, この検出信号は図5の④に示すよう, 適応等化器の動作開始タイミング信号として用いられる。

〈3・4〉 トレーニング系列切替わり判定後の処理動作

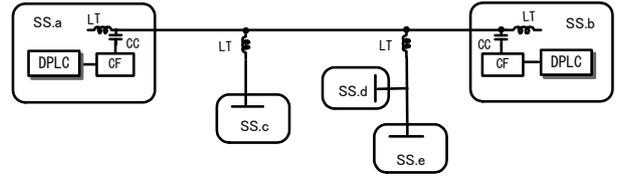
トレーニング系列切り判定回路での検出タイミングは, CFO推定用トレーニング系列が終了した6シンボル後となる。このためCFOの推定は, 図3に示すようにCFO推定用トレーニング系列と, 適応等化器用トレーニング系列との異なるトレーニング系列間の6シンボルでCFOの複素位相回転量 $\Delta r_{k(t)}$ の算出と平均複素位相回転量 $\bar{\Delta r}_{k(t)}$ の算出が行われるので, 最終的に決定される平均複素位相回転量 $\bar{\Delta r}_{k(t)}$ には誤差が生じることが懸念される。このため, 文献(3)に示した複素位相回転量 $\Delta r_{k(t)}$ の平均化に用いている1次IIRフィルタ回路には, 図6に示すように出力した平均複素位相回転量 $\bar{\Delta r}_{k(t)}$ のデータを m_a シンボル ($m_a=6$ に設定) 遅延させる遅延器 Z^{-m_a} を設定している。これにより, 図5の②から出力される閾値判定結果の信号を図6に示すセレクター回路(selector)に入力し, データルートを切替えるトリガー信号とすれば, m_a シンボル経過した現在の $\bar{\Delta r}_{k(t)}$ から m_a シンボル前の $\bar{\Delta r}_{k(t-m_a)}$ のデータに置換わり, 適切なCFO推定値に修正することが可能となる。

4. 計算機シミュレーション

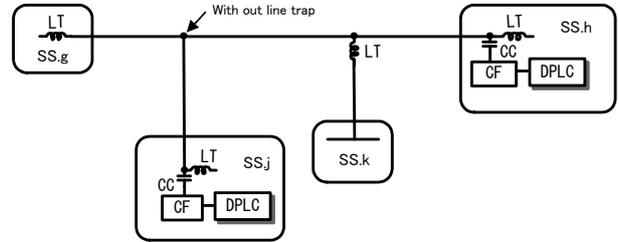
ここでは, トレーニング系列がCFO推定用のシーケンスから適応等化器用シーケンスに切り変わる前1~6シンボル番目の自己相関特性と, 切り変わり後1~6シンボル番目の相互相関特性について計算機シミュレーションを行い, 提案したトレーニング系列の切りわりタイミング検出方式の適用性を評価する。

〈4・1〉 計算機シミュレーションに用いるチャネルモデル化

計算機シミュレーションに用いる送電システムモデルは, 図7(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図7(b)に示す



(a) 分岐箇所にはLTが設置されている送電システム (モデル1)



(b) 分岐箇所にはLTが設置されていない送電システム (モデル2)

図7 遅延プロファイルモデルした送電線

Fig.7 Power line system for delay path profile modeling.

表2 電力遅延プロファイルの電力配分

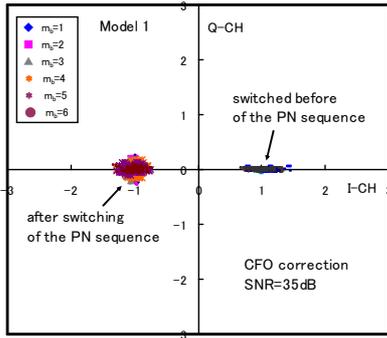
Table2 Power distribution of power delay profile.

Model 1		Model 2	
$M_0=0.99222$	$M_4=0.00117$	$M_0=0.8291$	$M_4=0.00207$
$M_1=0.00131$	$M_5=0.00066$	$M_1=0.13447$	$M_5=0.00066$
$M_2=0.00207$	$M_6=0.00048$	$M_2=0.02504$	$M_6=0.00044$
$M_3=0.00176$	$M_7=0.00033$	$M_3=0.00644$	$M_7=0.00035$

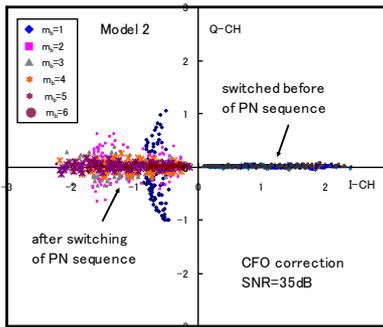
電気所SS.g~SS.kが送電線に接続され, その分岐箇所にはLTが設置されていない送電システムの2系統とした。なお, これらは筆者らが文献(1)で示した送電システムモデルであり, 文献(1),(2)に示されている伝送路の付加損失, 伝送シンボルレートが32ksymbol/s, 搬送波周波数が375kHz, 信号電力対雑音電力比(SNR:Signal Noise Ratio)を35dBとした時の正規化電力遅延プロファイルを表2に示す値で作成した。また, 作成した正規化電力遅延プロファイルには位相情報が含まれていないため, これに振幅値と0~2πのランダム位相を生成させ100パターンの複素遅延プロファイルデータを作成した。

〈4・2〉 計算機シミュレーション結果 計算機シミュレーションの諸元として文献(3)で用いているよう, CFOは17Hzとして 3.34×10^{-3} [rad]の位相回転角を与えた。また, 相関測定を行うための時間間隔 k (シンボル)は128シンボルとした。

そこで, 〈2・3〉節で示した4PSKのトレーニング系列を作成した $p=1 \sim 100$ パターンから任意の一つを選び, それを送信した時の受信信号 $r_{(t,p)}$ を複素遅延プロファイルによる畳込み演算で求めた。トレーニング系列が切り変わる前と後のシンボル $m_b=1 \sim 6$ 番目の相関特性について計算機シミュレーションを行なった100パターンの結果を図8に示している。(a)のモデル1は送電線分岐箇所にはLTが設置されているため, 遅延波の電力が抑制され各パスの電力が小さくなるモデ



(a) モデル 1



(b) モデル 2

図 8 トレーニング系列の切り前後 6 シンボルの相関特性
Fig.8 Correlation performance of before and after 6 symbol switching of training sequence.

ルである。(b)のモデル 2 は送電線分岐箇所 LT が設置されていないため、遅延波の電力量が抑制されず各パルスの電力量が大きくなるモデルである。図 8 に示すようモデル 1,2 におけるトレーニング系列が切替わる前の $m_b = 1 \sim 6$ シンボル番目の自己相関特性について検討した。その結果、モデル 1 と 2 では遅延特性の違いにより(9)式の振幅値 $|A|$ に差異は生じているが、伝送路の伝達関数の違いに関わらず全て正側の実数軸上に分布をしており、(13)式による m_b シンボル番目(1~6)の判定結果は全てパターンで +1 になることが判断できる。

次に、トレーニング系列が切替わった後の $m_b = 1 \sim 6$ シンボル番目の相互相関特性について検討した。まず、遅延波の振幅が小さいモデル 1 においては(11)式に示すよう第 1 項の主波の要素が支配的になり、さらには第 3,4 項の位相回転要素となる虚数部の値も小さくなるので、ほぼ負の実数軸上に分布している。よって(13)式による m_b シンボル番目(1~6)の判定結果は全てのパターンで -1 になることが判断できる。

一方、遅延波の電力量が大きいモデル 2 においては、トレーニング系列が切替わった直後の $m_b = 1$ シンボル番目の相互相関の支配的要因は、(11)式第 1 項の主波要素が支配的であるが、第 3,4 項のランダムなシンボルによる遅延波の畳込み全要素が複素位相回転量として加わるので、その結果、相互相関は図 8(b) に示すように π から $\pm\pi/2$ の範囲内で分散す

る。また $m_b = 2 \sim 6$ シンボル番目での(11)式第 3,4 項は、伝送路インパルス応答が最少位相系の場合、 m_b の番号が増えるほどシンボルの畳込み量は減少して行くので、(11)式第 3,4 項の相互相関値の絶対値も小さくなり、その結果、負の実軸近傍に分布することが分かる。従って、モデル 2 においても(12)式による m_b シンボル番目(1~6)の判定結果は全てのパターンで -1 になることが判断できる。

以上のことから、トレーニング系列に CFO 推定用シーケンスと適応等化器用シーケンスの異なる系列を用いても、本提案方式はトレーニング系列の切りタイミングを検出する相互相関測定シンボル数は 6 シンボルと、少ないシンボル数でも検出することが可能で、CFO 推定処理の終了と、適応等化器の収束処理開始のタイミングとして十分適用できると考える。

5. まとめ

本論文では、送電線用デジタル電力線搬送方式に用いる CFO 推定用と適応等化器用トレーニング系列の切りタイミングを精度よく検出する方式を提案した。その検出特性を理論解析と計算機シミュレーションにより明らかにした。それらの結果は以下のとおりである。

- (1) CFO 推定・補正に用いる PN8 段で生成される 4PSK 初期シンボルと、適応等化器のトレーニングに用いる PN12 段で生成される 4PSK 初期シンボルの 6 シンボルとが負の相関になるよう LFSR のレジスタ初期値を操作することで、遅延波の存在する伝送路でもトレーニング系列の切り前の自己相関測定値は正の値を示し、切り後 6 シンボルの相互相関測定値は負の値を示すことを理論解析で示した。
- (2) 遅延電力の小さい伝搬路モデルと遅延電力の大きい伝搬モデルで、それぞれ 100 パターンの複素遅延プロファイルデータを作成し、計算機シミュレーションを行った結果、CFO 推定用トレーニング系列から適応等化器用トレーニング系列へと切替わった後の 6 シンボル間は、正から負の相関値になることが示され、提案したタイミング検出方式は CFO 推定用トレーニング系列から適応等化器用トレーニング系列への切替タイミングとして有用なことを示した。

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.134, No.2, 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) 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)