

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

佐々木 範雄* (東北電力), 花海 丞**, 織田 健志** (通研電気工業), 安達 文幸*** (東北大学)

Study on Carrier Frequency Offset Compensation Scheme for Temperature Fluctuation
Using Adaptive Equalizer of 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 this paper, we study on the scheme that can be corrected CFO(Carrier Frequency Offset) in order to follow up the frequency deviation of the local crystal oscillator that arise from temperature change without a local crystal oscillator for temperature compensation for the digital power line carrier systems. As a solution to this, element of the phase rotation angle of the frequency shift of the local crystal oscillator that exceeds the correction capability of the pilot sequence, it focused on be included in the cross correlation value between the adaptive equalizer output symbol and the symbol decided by the symbol decision unit. The proposed scheme is the systems which can be compensate the CFO by a simple circuit to extract the phase rotation angle element caused by temperature change from the cross correlation value. As a result of computer simulation by the proposed scheme, it is possible to compensate for the CFO of up to a frequency deviation amount 3ppm of local crystal oscillator caused by the change in temperature between 25 ° ~ 60 °. And also revealed that follow up a frequency deviation in the even 0.1ppm / 3 min against transient temperature change.

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

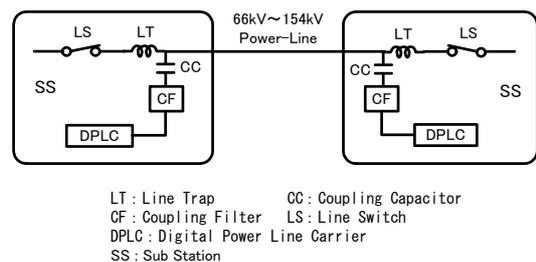
Keywords, Power line carrier, Digital transmission, Adaptive equalizer, Carrier frequency offset, Crystal oscillator

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、発・変電所など電気所間のネットワーク構成を対象とした伝送方式である。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、筆者らは送電線用電力線搬送方式をデジタル化するに当たり必須となる適応線形等化器の報告¹⁾を行っている他、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)を推定・補償するデジタル AFC (Automatic Frequency Control)方式について検討

を行っている。このデジタル AFC 方式は、長遅延な反射波が存在する送電線路²⁾における 64QAM(Quadrature Amplitude Modulation)を用いたシングルキャリア伝送を対象にしたもので、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り CFO を推定・補正する方式となっている。また、トレーニングモードが終了しトラッキングモードへ移行後の局部水晶発振器の周波数偏移量は、当該装置の設置環境は電気所建屋内が標準仕様であることで、周波数温度特性による変化量は 0.1ppm/h 程度の特徴を示すものとしてパイロ



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

図1 電力線搬送方式の伝送回路

Fig.1 Transmission circuit of power line carrier system.

ット系列での CFO 推定と補正を行っている。

しかしながら今後、温度調整機能がないキュービクル局舎内などへの設置が必要とされた場合、装置の温度環境特性は屋外ほどの温度変化ではないものの、高温から低温の広範囲での温度変化を考慮することが要求される。この温度変化に対しは、局部水晶発振器の周波数偏移量として表れ、温度 25°~60°間で 3ppm 程度の周波数偏移となるのが、水晶発振器製造メーカーのデータシートなどで示されている。この偏移量は、パイロット系列で逐次推定し補正している CFO からの誤差量として現れるが、誤差量に加わった CFO は適応等化器が最適動作とするに許容される範囲内でありパイロット系列で補正が行なえる単位時間内の温度変化量であれば、連続した温度変化でも CFO の補正は可能である。しかし、その温度変化がパイロット系列による補正能力を超えるような変動量となった場合、適応等化器が最適動作とするに許容される CFO を超えるため等化性能は低下し BER(Bit Error Rate)特性が著しく劣化することになる。

このため、これら対策としては実装されている局部水晶発信器を温度補償型水晶発信器(TCXO:Temperature Compensated X'tal Oscillator)への変更が考えられる。しかしながら、変更前後では実装される局部水晶発信器の大きさやピンアサイメントなどが異なるため、対応するためには新たな実装配置に対応したプリント基板の製作が必要となる。これは新たな製作コストが発生するため、必ずしも適切な方策ではない。

そこで本稿では、送電線用デジタル電力線搬送装置において、今後 TCXO が必要となる温度環境に設置することを要求された場合を想定し、TCXO を用いることなく温度変化により変動する局部水晶発振器の周波数偏移量に追従して CFO を推定・補正を行える補償方式を検討した。その方式は、パイロット系列での補正能力を超える局部水晶発振器の周波数偏移の位相回転角の要素は、適応等化器の出力シンボル信号と、その出力が最も近いシンボル信号列候補を判定器で判定されたシンボル信号との相互相関値に含まれることに注目した。そして、この相互相関値から温度変化等によって生じた位相回転角要素を抽出し、それを筆者らが検討したパイロット系列を用いた CFO の推定・補正回路へフィードバックすることで、温度変化に起因する CFO を簡易な回路で補償を実現する方式である。

本提案方式を適用し計算機シミュレーションを行った結果、25°~60°間の静的温度変化(0.5ppm/h)で現れる局部水晶発振器の周波数偏移量は、3ppm までの CFO に対して補償が可能であり、さらに過渡的溫度変化(0.1ppm/3min)への周波数偏移量にも追従可能なことも明らかにした。

本稿の構成は以下のようになっている。まず、2 章では送電線のチャンネルモデル化について述べる。3 章では、適応等化器を用いた CFO 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 推定と補正方式の補償特性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. 送電線のチャンネルモデル化

局部水晶発振器の周波数温度特性に起因する CFO の推定・補正方式を検討するにあたり、計算機シミュレーションに用いるチャンネルモデルは、図 1 の筆者らが文献(2)で示した送電線路に電気所 SS.a~SS.d が接続され、分岐箇所には LT が設置されていない送電系統モデルを適用した。このモデルでの遅延波の電力量は、LT による抑制量が生じないため、各バスの電力量は大きく長遅延となるため⁽²⁾、適応等化器の収束特性は劣化し平均二乗誤差(MSE: Mean Square Error)が大きくなる⁽¹⁾。このため、適応等化器の動作環境としての条件が厳しく、CFO への許容値は劣化することが示されているモデルを本稿では用いた。

そこでこのモデルから、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作成した。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 0~2π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、図 3 に示す適応等化器に用いる線形トランスバーサルフィルタのタップ入力ベクトル(複素信号)u_(t)の自己相関行列Rとその固有値比を文献(1)から導出した。u_(t)およびRは次式で表わされる⁽³⁾。

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

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

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[.]は平均操作を、それぞれ表わす。固有値比は自己相関行列 R の最大固有値 λ_{max} と最小固有値 λ_{min} との比のことで、次式で表わされる⁽³⁾。

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

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⁽¹⁾。そこで、局部水晶発振器の周波数温度特性に起因する CFO の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、最も収束特性が劣化する最大固有値比(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

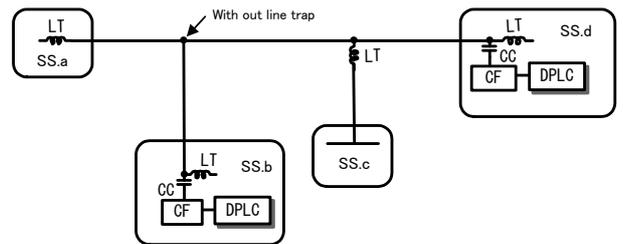


図2 チャンネルモデル化に用いた伝送路
Fig.2 Transmission line used for channel modeling.

表 1 電力遅延プロファイルと複素遅延プロファイル
Table 1 Power delay profile and complex delay profile.

	Power impulse response	Complex impulse response
M ₀	0.8291	-0.356+j0.839
M ₁	0.1345	-0.076+j0.359
M ₂	0.0251	0.01-j0.123
M ₃	0.0065	-0.058+j0.056
M ₄	0.0021	-0.024-j0.039
M ₅	0.0007	0.0089-j0.024
M ₆	0.0005	-0.014-j0.016
M ₇	0.0004	0.011+j0.015

遅延プロファイルとした。Table 1 に抽出した評価用正規化電力遅延プロファイルと、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原理

送電線用デジタル電力線搬送方式で用いる適応等化器は、図 3 に示す線形トランスバーサルフィルタであり、適応制御のアルゴリズムには演算量が少なく実現が容易である、次式に示す LMS(Least Mean Squares)アルゴリズムを適用している⁽¹⁾。

$$\mathbf{w}_{(t+1)} = \mathbf{w}_{(t)} + \mu \mathbf{u}_{(t)} e^*(t) \quad \dots \dots \dots (4)$$

ここで、 $\mathbf{w}_{(t)}$ はフィルタ係数ベクトル、*は複素共役であり、 $\mathbf{u}_{(t)}$ は線形トランスバーサルフィルタへの入力ベクトルであり、 $e_{(t)}$ は線形トランスバーサルフィルタからの出力である推定信号 $y_{(t)}$ と希望応答信号 $d_{(t)}$ との推定誤差量である。なお、 $d_{(t)}$ はトレーニングシーケンスにおいては、あらかじめ定められた既知シンボル信号が用いられ、トラッキングモードでは $y_{(t)}$ に最も近いシンボル信号列候補を判定器(Decision)で判定されたものが用いられる。

そこで提案する方式では、この推定信号 $y_{(t)}$ と希望応答信号 $d_{(t)}$ を局部水晶発振器の周波数温度特性に起因する CFO を推定する情報として活用するものである。

提案する方式の回路構成を図 4 に示す。適応等化器からの出力信号、 $y_{(t)}$ と $d_{(t)}$ の相互相関 $\Delta e_{c(t)}$ は相互相関回路(Cross Correlation)で次式により算出される。

$$\Delta e_{c(t)} = y_{(t)} d_{(t)}^* \quad \dots \dots \dots (5)$$

ここで $\Delta e_{c(t)}$ には $y_{(t)}$ と $d_{(t)}$ との複素推定誤差 $e_{(t)}$ と複素雑音 $n_{(t)}$ の他、適応等化器で補正出来なかった複素 CFO 成分 $r_{cfo(t)}$ の複素位相回転量が含まれているので、次式で表わすことができる。

$$\Delta e_{c(t)} = r_{cfo(t)} + e_{(t)} + n_{(t)} \quad \dots \dots \dots (6)$$

そこで、 $e_{(t)}$ と $w_{(t)}$ はガウス分布と考えると平均零となるので、1次 IIR フィルタ(IIR Filter)の忘却係数 α により $\Delta e_{c(t)}$ を次式で平均化する。

$$\Delta \bar{e}_{c(t)} = \alpha \Delta \bar{e}_{c(t-1)} + (1-\alpha) \Delta e_{c(t)} \quad \dots \dots \dots (7)$$

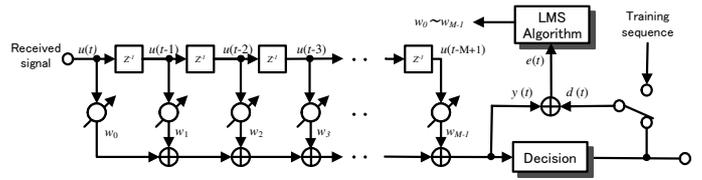


図 3 トランスバーサルフィルタ
Fig.3 Transversal filter.

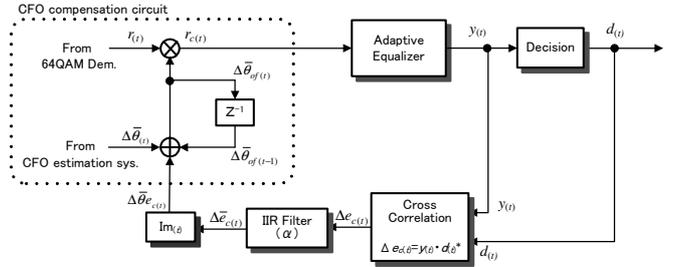


図 4 提案方式の回路構成

Fig.4 Block diagram of proposed scheme.

(7)式により平均化することで、適応等化器では補正出来なかった複素 CFO 成分 $r_{cfo(t)}$ の平均複素位相回転量 $\Delta \bar{e}_{c(t)}$ のみが次式として得られる。

$$\Delta \bar{e}_{c(t)} = \bar{r}_{cfo(t)} \quad \dots \dots \dots (8)$$

ここで、考慮する CFO は最大 3ppm までの偏移量とすると、本システムで使用する最大チャネル周波数は 425kHz であるので最大 CFO は $\Delta f_{off(max)} = \pm 1.28\text{Hz}$ 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 $t_s = 31.25\mu\text{s}$ で規定した場合、最大位相回転角 $\Delta \theta_{e_c(max)}$ は $2\pi \Delta f_{off(max)} t_s$ であるので、 $\pm 2.5 \times 10^{-4} [\text{rad}]$ が与えられる。このような微小角度となる複素位相回転量 $\Delta e_{c(t)}$ から得られる位相回転角 $\Delta \theta_{e_c(t)}$ は次式で近似できる。

$$\Delta \theta_{e_c(t)} = \text{atan} \frac{\Delta e_{ci(t)}}{\Delta e_{cr(t)}} \approx \Delta e_{ci(t)} \quad \dots \dots \dots (9)$$

ここで、 $\Delta e_{cr(t)}$ と $\Delta e_{ci(t)}$ はそれぞれ $\Delta e_{c(t)}$ の実数部と虚数部になる。したがって、位相回転角 $\Delta \theta_{e_c(t)}$ は虚数部のみで得られるので、本システムでは、 $\Delta \bar{e}_{c(t)}$ から算出する $\Delta \bar{\theta}_{e_c(t)}$ は atan 回路とその除算回路が不要となり、虚数部のみで算出できるので、図 4 に示すように回路の簡易化が可能となっている。そして推定された $\Delta \bar{\theta}_{e_c(t)}$ は、既存のパイロット系列で CFO を推定・補正している回路(CFO compensation circuit)へ入力され、 $\Delta \bar{\theta}_{e_c(t)}$ と加算することによりパイロット系列で補正しきれなかった CFO を補正することが可能となる。なお、atan 回路の有無による $\Delta \bar{\theta}_{e_c(t)}$ の特性については 4 章の計算機シミュレーションで差異を明らかにする。

4. 計算機シミュレーション

ここでは、温度変化により局部水晶発振器の周波数偏移で CFO が生じたことを想定し、初めに計算機シミュレーションにより適応等化器自体が持つ CFO に対応する BER 特性を示し、続いて同様に計算機シミュレーションで本提案

方式を用いた場合の推定・補正特性を示し、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の条件 解析に用いた評価用チャンネルモデルは図2に示すように、分岐箇所にてLTが設置されずパス電力が大きくなるモデルである。考慮する最大 CFO は3章で示したように、チャンネル周波数が425kHzで3ppmとし、その単位時間あたりの変化幅は水晶発振器製造メーカーのデータシートと文献(4)を参考に、静的温度周波数特性として0.5ppm/h、過渡的周波数温度特性として0.1ppm/3minを想定した。また、適応等化器については文献(1)で報告しているように、適応制御アルゴリズムはLMS、ステップサイズパラメータ μ はトラッキングモード時が0.001、タップ数 M は21tapとした。適応する変調方式は64QAMのシンボルレート32ksymbol/sとし、SNRは35dBで規定した。

〈4・2〉 適応等化器の CFO に対する BER 特性 ここでは適応等化器のトラッキングモードでの CFO に対する BER 特性を明らかにするため、ビットレートは192kbpsの誤り訂正を用いない無符号化とした。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として計算機シミュレーションを行った。

解析結果を図5に示す。適応等化器単体で CFO に対応する補正能力は、ステップサイズパラメータ $\mu=0.001$ を用いた時、CFOが0.1ppm程度までは約 1×10^{-5} 以下の BER 特性を確保しているが、CFOが0.2ppmよりも大きくなる領域では急激に BER 特性は劣化していることが分かる。したがって、送電線用デジタル電力線搬送方式において、局部水晶発振器の周波数温度特性に起因する CFO が0.2ppm以上となった場合でも、BER 特性を 1×10^{-5} 以下とするための補償方式が必要になることが分かる。

ところで、LMS アルゴリズムのステップサイズパラメータ μ を0.001より大きく0.003とした場合、図5に示すように CFO に対する補正能力は向上する。しかし、図3に示すトランスバーサルフィルタのタップ係数 w の更新が、熱雑音やインパルス雑音に対する依存度が高くなり等化特性が劣化するため、CFOの補正能力を向上させるために μ の値を大きくすることは適切ではない。

〈4・3〉 提案方式の温度変化に対する CFO 補正特性

(1) 静的温度周波数特性への CFO 補正特性 静的温度変化を想定した CFO 補正特性の解析では、単位時間当たりの温度周波数特性を0.5ppm/hに規定し、3ppmまで偏移した時の特性について、(7)式に示す IIR フィルタの忘却係数 α を0.999998として計算機シミュレーションを行った。

解析結果を図6に示す。補正位相回転角 $\Delta\theta_{e(t)}$ 算出に atan 回路を用いた場合と虚数部のみを用いた場合の両特性に、CFOの偏移量(ppm)に対する位相回転角の真値 $\Delta\theta_{(t)}$ も併せて示している。図6から分かるように、atan 回路を用いた場合と、虚数部の値のみを用いた場合の CFO の補正特性は同一で差異は生じていない。また、BER 特性についても0~3ppm

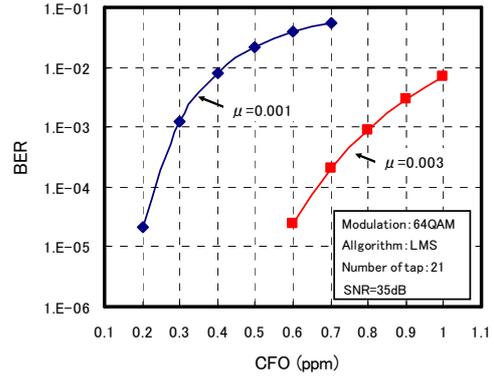


図5 CFOによる適応等化器の BER 特性
Fig.5 BER performance of Adaptive equalizer for CFO.

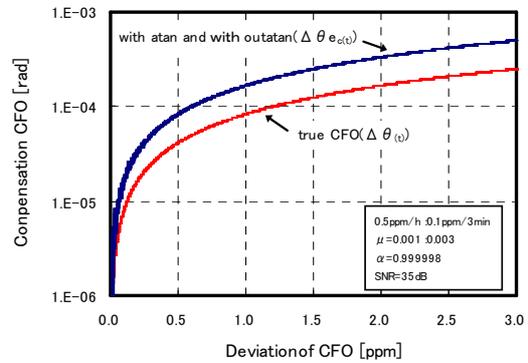


図6 静的温度周波数特性における CFO の補正特性
Fig.6 Correction performance of the CFO in the static temperature frequency performance.

の範囲でエラーフリーとなる結果が得られている。このことから、本方式は atan 回路を用いない簡易な回路構成でも、静的温度変化による局部水晶発振器の周波数偏移に対応して適切な CFO の補正が行われ、適応等化器を最適動作させることが可能であることが確認できた。

ところで、CFOの補正位相回転角 $\Delta\theta_{e(t)}$ と、真値の位相回転角 $\Delta\theta_{(t)}$ とは差異が生じている。これは、適応等化器が周波数偏移量の変化に追従するための最適値が、真値の位相回転角 $\Delta\theta_{(t)}$ より大きい値をとる場合に得られるため、フィードバック回路の安定条件となる収束結果として示されている。なお、この補正特性はLMSアルゴリズムのステップサイズパラメータや、単位時間当たり周波数偏移量には依存せず、同一の特性となることも確認されている。

(2) 過渡的周波数温度特性への補正特性 過渡的周波数温度特性を想定した CFO 補正特性の解析では、単位時間当たりの温度周波数特性を0.1ppm/3minに規定し、CFOが0.1ppmと0.3ppmおよび0.5ppmまで偏移させ、それ以降は偏移量が一定として推移する場合の特性について、忘却係数 α は前項(1)と同一として計算機シミュレーションを行った。

解析結果を図7に示す。各 ppm 値での CFO 補正特性について、CFOの偏移が継続している領域は、前項(1)と同一の

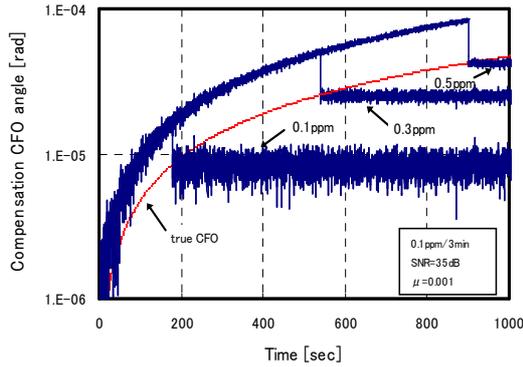


図7 過渡的温度周波数特性におけるCFOの補正特性

Fig.7 Correction performance of the CFO in transient temperature frequency performance.

特性で偏移に追従した補正が行われている。また、偏移量が一定となった以降のCFO補正特性は、真値の位相回転角 $\Delta\theta_{(t)}$ [rad]とほぼ一致した値へと移行し、変化に追従した補正が行われている。いずれのppm値においても、BER特性はエラーフリーとなる結果が得られていることから、本方式は過渡的な周波数温度特性に対するCFO補正にも十分追従し対応できることが確認された。

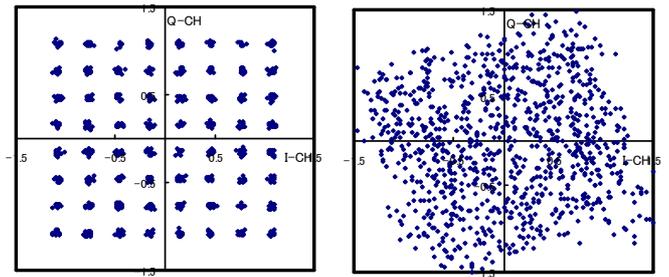
(3) **コンスタレーションの比較** 静的温度変化により局部水晶発振器のCFOが3ppm偏移したと仮定した時、適応等化器出力のコンスタレーションを、本提案方式を用いた場合と、用いない場合の特性比較を図8に示した。(a)が本提案方式を用いた特性であり、(b)が提案方式を用いない特性である。図から分かるように、提案方式を用いない場合の適応等化器は発散状態となり、基準信号配置点は出力されていない。一方、本提案方式を用いた場合のコンスタレーションは64QAMの基準信号配置点が出力されており、CFOが無い特性と同一になることが確認できた。

以上のことから、本提案方式はTCXOを用いることなく温度変化により変動する局部水晶発振器の周波数偏移量に追従してCFOを推定・補正を行えることが可能であることが明らかになった。このことで、今後要求される温度環境へも柔軟に対応でき、装置の性能保証が十分確保できるものとする。

5. むすび

本稿では送電線用デジタル電力線搬送装置の適応等化器を活用して、TCXOを用いることなく温度変化により変動する局部水晶発振器の周波数偏移量に追従してCFOを推定・補正を行える補償方式を検討し提案した。その結果は以下のとおりである。

- (1) 提案方式は、適応等化器の出力シンボル信号と判定器で判定されたシンボル信号との相互相関値から、温度変化等によって生じた位相回転角要素を抽出し、既存パイロット系列を用いたCFOの推定・補正回路へフィードバックする方式でCFOを補償することが可能である。
- (2) 静的温度変化(0.5ppm/h)を想定したCFO補正特性は、補



(a) Proposed scheme.

(b) Conventional scheme.

図8 提案方式の有無によるコンスタレーションの比較

Fig.8 Comparison of the constellation due to the presence or absence of the proposed scheme. (3ppm)

償範囲とする3ppmまでのCFOの偏移に対して追従し補正することが可能である。

(3) 過渡的温度特性(0.1ppm/3min)を想定したCFO補正特性は、CFOが0.1ppmと0.3ppmおよび0.5ppmまで偏移させ、それ以降は偏移量が一定として推移するCFOの偏移特性に対して十分追従し補正することが可能である。

(4)本提案方式はatan回路などが不要とするなど、簡易な回路構成で実現することが可能である。

文 献

- (1) 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)
- (2) 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)
- (3) 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 (2001)
- (4) 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)