

THE IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS (JAPANESE EDITION)

IEICE 電子情報通信学会 **B** 論文誌

通 信

VOL. J99-B NO. 11

NOVEMBER 2016

本PDFの扱いは、電子情報通信学会著作権規定に従うこと。
なお、本PDFは研究教育目的（非営利）に限り、著者が第三者に直接配布することができる。著者以外からの配布は禁じられている。

通信ソサイエティ

一般社団法人 **電子情報通信学会**

THE COMMUNICATIONS SOCIETY

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS

光コヒーレント検波におけるカルマンフィルタを用いた 搬送波位相/周波数オフセット推定

園部 達也[†] 増渕 陽介[†] 乗松 誠司[†] 佐藤 亨[†]

Estimation of Carrier Phase and Frequency Offset with Kalman Filter
in Optical Coherent Detection

Tatsuya SONOBE[†], Yosuke MASUBUCHI[†], Seiji NORIMATSU[†], and Toru SATO[†]

あらまし 光コヒーレント受信機において、カルマンフィルタを利用したデジタル信号処理による搬送波位相/周波数オフセット推定法を提案する。まず受信された光信号と搬送波位相及び周波数オフセットの関係を示し、カルマンフィルタの適用方法について説明する。次に補償後の受信特性についてシミュレーション評価を行い、ビット誤り率や収束時間等の観点で提案手法が有効な推定法であることを示す。更に、提案手法におけるサイクルスリップ発生の原因を示し、その抑制方法について検討する。

キーワード 光ファイバ通信, コヒーレント検波方式, 搬送波位相推定, カルマンフィルタ, サイクルスリップ

1. ま え が き

近年、100 Gb/s 光ファイバ通信システムの実現に向けてコヒーレント検波方式が実用化されている。従来の直接検波方式では信号光を直接検波するのに対し、コヒーレント検波方式は信号光を局部発振 (LO: Local Oscillator) 光と混合してから検波する方式である。コヒーレント検波方式では、変調方式として 4 相位相変調 (QPSK: Quadrature Phase-Shift Keying), 16 値直交振幅変調 (16-QAM: Quadrature Amplitude Modulation) 等が用いられるが、光源周波数の揺らぎに起因する位相雑音や光源間の中心周波数の差である周波数オフセットの影響を低減する必要があり、デジタル信号処理による搬送波位相推定法及び周波数オフセット推定法が広く検討されている。

従来のデジタル信号処理による搬送波位相推定法として、 M -PSK の場合、受信信号を M 乗して位相変調成分を消去する手法 [1] が一般的である。周波数オフセット推定法としては、同様に M 乗の考え方を用いながら差分位相を利用する手法 [2], 及び FFT を

利用する手法 [3] 等が提案されている。この場合周波数オフセット推定を搬送波位相推定の前に別段で行う必要がある。

近年ではカルマンフィルタ [4] を用いたデジタル信号処理の研究が行われており、搬送波位相と周波数オフセットを同時に推定できるという点や、QAM にも適用できるというメリットがある。搬送波位相のみを推定する手法 [5] や、搬送波位相及び周波数オフセットを同時に推定する手法 [6] が提案されている。カルマンフィルタの適用は移動体通信においても提案されているが、周波数オフセット推定の収束に 10^3 以上のシンボル数が必要と報告されている [7]. [6] においてもトレーニングシンボル中であらかじめ従来法による周波数オフセット推定を行っており、1024 シンボルを必要とする。本論文ではカルマンフィルタに与える搬送波位相の初期値をトレーニングシンボルと受信信号の位相差から概算することで、短いトレーニングシンボルでカルマンフィルタが収束することを示す。更に、雑音が大きい領域で発生するサイクルスリップの影響を示し、推定計算を行いながらサイクルスリップを抑制し、雑音耐性を向上させる手法について検討する。光ファイバ通信の雑音モデルを考慮した上でカルマンフィルタによる搬送波位相及び周波数オフセットの推定を行い、Monte Carlo (MC) シミュレーションに

[†] 京都大学大学院情報学研究所, 京都市
Graduate School of Informatics, Kyoto University, Yoshida-Honmachi, Sakyo-ku, Kyoto-shi, 606-8501 Japan
DOI:10.14923/transcomj.2016JBP3006

よって受信特性を評価する．受信特性の評価は，SNR 及び光源のスペクトル線幅に対する BER 特性や SNR ペナルティ，周波数オフセット推定値の収束時間等の観点で行う．

2. システムモデル

2.1 光コヒーレント受信機の構成

位相ダイバーシチ・ホモダイン方式による光コヒーレント受信機の構成を図 1 に示す [8]．信号光 E_s 及び LO 光 E_{LO} は式 (1), (2) で表される．

$$E_s = A_s \exp(j\omega_s t) \quad (1)$$

$$E_{LO} = A_{LO} \exp(j\omega_{LO} t) \quad (2)$$

ここで， A_s, A_{LO} 及び ω_s, ω_{LO} はそれぞれ信号光，LO 光の複素振幅及び角周波数であり， $\omega_s \simeq \omega_{LO}$ とする．

2.2 考慮する雑音

光コヒーレント検波方式において主に問題となる雑音として，位相雑音と ASE (Amplified Spontaneous Emission) 雑音がある．

正規化した時間 k における位相雑音 ϕ_k は送受信機の光源周波数の揺らぎに起因し，式 (3) のように記述できる [9], [10]．

$$\phi_k = \sum_{m=-\infty}^k w_m^\theta \quad (3)$$

式 (3) は Wiener 過程と呼ばれ， w_m^θ は互いに独立でガウス分布に従うランダム変数であり，平均は 0，分散は

$$\sigma_{\text{phase}}^2 = 2\pi\Delta\nu T_s \quad (4)$$

となる．ここで， $\Delta\nu$ はビートスペクトル線幅 (信号光と LO 光のスペクトル線幅の和)， T_s はサンプリング周期である．

ASE 雑音は光増幅器で発生する自然放出光が光増幅器で増幅されることに起因する雑音である．ASE 雑音は加法性ホワイトガウスノイズ (AWGN: Additive White Gaussian Noise) とみなせ [11]，平均は 0，分散は

$$\sigma_{\text{ASE}}^2 = \frac{N_0}{2T_s} \quad (5)$$

となる． N_0 は ASE 雑音の片側電力スペクトル密度であり，

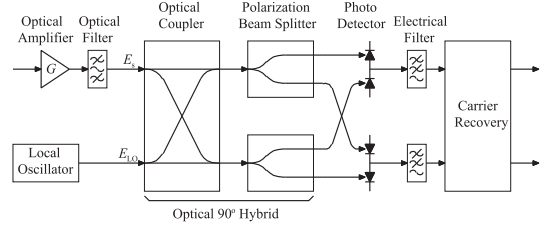


図 1 光コヒーレント受信機の構成
Fig. 1 Configuration of optical coherent receiver.

$$N_0 = n_{\text{sp}}(G - 1)h\nu \quad (6)$$

となる．ここで， n_{sp} は自然放出光係数， G は光増幅器の利得， $h\nu$ は 1 光子当たりのエネルギーである．

2.3 搬送波位相と周波数オフセットの関係

周波数オフセット ω_k が無視できる場合，搬送波位相 θ_k は式 (3) の ϕ_k と等しくなる．しかし，実際には θ_k は ω_k の影響による位相回転を受け，式 (7) に従って変化する [9]．

$$\theta_{k+1} = \theta_k + \omega_k + w_k^\theta \quad (7)$$

ω_k は短時間内では一定とみなせ，

$$\omega_{k+1} = \omega_k \quad (8)$$

となる．送信信号 $[u_k^I, u_k^Q]^T$ は， θ_k の位相回転の後に ASE 雑音 $[v_k^I, v_k^Q]^T$ が加わり，受信信号 $[z_k^I, z_k^Q]^T$ として観測される．

以上をまとめると，システムモデルは式 (9), (10) のように記述できる．

$$\begin{bmatrix} \theta_{k+1} \\ \omega_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_k \\ \omega_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_k^\theta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} z_k^I \\ z_k^Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_k & -\sin \theta_k \\ \sin \theta_k & \cos \theta_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_k^I \\ u_k^Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_k^I \\ v_k^Q \end{bmatrix} \quad (10)$$

添え字の I, Q はそれぞれ同相 (In-phase) 成分，直交 (Quadrature) 成分を意味する．

受信機において位相変調成分を正しく検波するためには， $\theta_k = 0$ である必要がある [8]．従来は位相同期回路 (PLL: Phase-Locked Loop) による位相同期が検討されていたが，近年ではデジタル信号処理により θ_k を推定，除去することで等価的に $\theta_k = 0$ を実現する方法について広く議論されている．次節では，カルマンフィルタを用いた θ_k 及び ω_k の推定について検討する．

3. カルマンフィルタを用いた搬送波位相/周波数オフセット推定法

3.1 カルマンフィルタの理論

カルマンフィルタは、システムの線形性や雑音の白色ガウス性の仮定に基づき、観測データである既知の観測ベクトル \mathbf{z}_k を用いてシステムの状態を表す未知の状態ベクトル \mathbf{x}_k を逐次的に推定するアルゴリズムである。

まず、式 (11), (12) で表される線形システムについて考える。

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{F}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{G}_k \mathbf{w}_k \quad (11)$$

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H}_k^T \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (12)$$

式 (11) は \mathbf{x}_k の時間による遷移を、式 (12) は時刻 k における \mathbf{z}_k と \mathbf{x}_k の関係を表す。

カルマンフィルタは、 \mathbf{x}_k を推定すると同時に推定精度の指標として誤差共分散行列 Σ_k を計算し、 Σ_k が最小となるようにカルマンゲイン \mathbf{K}_k を更新するという特徴をもつ。カルマンフィルタのアルゴリズムは、式 (13)~(17) により記述される。

$$\hat{\mathbf{x}}_{k/k} = \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k^T \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}) \quad (13)$$

$$\Sigma_{k/k} = \Sigma_{k/k-1} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k^T \Sigma_{k/k-1} \quad (14)$$

$$\mathbf{K}_k = \Sigma_{k/k-1} \mathbf{H}_k (\mathbf{H}_k^T \Sigma_{k/k-1} \mathbf{H}_k + \mathbf{R}_k)^{-1} \quad (15)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1/k} = \mathbf{F}_k \hat{\mathbf{x}}_{k/k} \quad (16)$$

$$\Sigma_{k+1/k} = \mathbf{F}_k \Sigma_{k/k} \mathbf{F}_k^T + \mathbf{G}_k \mathbf{Q}_k \mathbf{G}_k^T \quad (17)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}$ は \mathbf{z}_k の情報を用いる前の事前推定値、 $\hat{\mathbf{x}}_{k/k}$ は \mathbf{z}_k の情報を用いた事後推定値を表し、 $\Sigma_{k/k-1}$ 及び $\Sigma_{k/k}$ についても同様である。また、 $\mathbf{Q}_k, \mathbf{R}_k$ はそれぞれ雑音ベクトル $\mathbf{w}_k, \mathbf{v}_k$ の共分散行列である。式 (13), (14) は \mathbf{z}_k を用いて $\hat{\mathbf{x}}_k, \Sigma_k$ を更新する観測更新ステップであり、式 (16), (17) は $\hat{\mathbf{x}}_k, \Sigma_k$ から $\hat{\mathbf{x}}_{k+1}, \Sigma_{k+1}$ を予測する時間更新ステップである。また、式 (15) は Σ_k を用いた \mathbf{K}_k の更新を表す。

3.2 搬送波位相/周波数オフセット推定への適用

カルマンフィルタは、3.1 で述べたように線形システムを前提としたアルゴリズムである。しかし、式 (9), (10) で表されるシステムモデルは非線形項を含むため、そのままカルマンフィルタを適用することはできない。そこで、拡張カルマンフィルタ (EKF: Extended Kalman Filter) の考え方を用いた非線形

システムの線形近似を考える [7]。

EKF は非線形システムを $\hat{\mathbf{x}}_k$ のまわりでテーラー展開して得られる線形近似システムにカルマンフィルタを適用する方法である [12]。 $\mathbf{x}_k = [\theta_k, \omega_k]^T, \mathbf{z}_k = [z_k^I, z_k^Q]^T$ として式 (9), (10) に EKF を適用すると、係数行列は

$$\mathbf{H}_k^T = \begin{bmatrix} -u_k^I \sin \hat{\theta}_{k/k-1} - u_k^Q \cos \hat{\theta}_{k/k-1} & 0 \\ -u_k^Q \sin \hat{\theta}_{k/k-1} + u_k^I \cos \hat{\theta}_{k/k-1} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F}_k = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{G}_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (18)$$

と表される。 \mathbf{H}_k^T の計算に必要な \mathbf{u}_k は未知であるため、代わりにシンボル判定後の信号 $\hat{\mathbf{u}}_k$ を用いる。雑音がい小さい場合はシンボル誤りが少なく \mathbf{u}_k と $\hat{\mathbf{u}}_k$ が一致するが、雑音が大きくなるとシンボル誤りが発生し、誤った $\hat{\mathbf{u}}_k$ が用いられることによりサイクルスリップが発生する。5. では、このシンボル誤りによるサイクルスリップを抑制する手法について詳しく述べる。 $\mathbf{Q}_k, \mathbf{R}_k$ はそれぞれ雑音ベクトル $[w_k^0, 0]^T, [v_k^I, v_k^Q]^T$ の共分散行列であり、光コヒーレント検波方式における ASE 雑音は LO 光と ASE 雑音のビート雑音が支配的となる [13] ため、次のように表される。

$$\mathbf{Q}_k = \begin{bmatrix} \sigma_{\text{phase}}^2 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_k = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \sigma_{\text{LO-ASE}}^2 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} \sigma_{\text{LO-ASE}}^2 \end{bmatrix} \quad (19)$$

各雑音の分散は一定であるため、本論文では事前に計算を行っておくことで EKF の計算量を低減する。 σ_{phase}^2 は式 (4) により、ビートスペクトル線幅、及びサンプリング周期という既知の値から計算でき、 $\sigma_{\text{LO-ASE}}^2$ は [13] の 3.3 に示される式により、受信機における光・電気フィルタの性質や光電変換効率などの値から計算することができる。また、 $\hat{\mathbf{x}}_k, \Sigma_k$ の初期値は

$$\hat{\mathbf{x}}_{0/-1} = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{0/-1} \\ 0 \end{bmatrix}, \Sigma_{0/-1} = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 \\ 0 & \sigma_2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

とおく。 $\hat{\theta}_{0/-1}$ については既知のトレーニング系列 u_0 と z_0 の位相差から概算し、

$$\hat{\theta}_{0/-1} = \arg(z_0 \cdot u_0^*)$$

$$= \tan^{-1} \left(\frac{z_0^Q \cdot u_0^I - z_0^I \cdot u_0^Q}{z_0^I \cdot u_0^I + z_0^Q \cdot u_0^Q} \right) \quad (21)$$

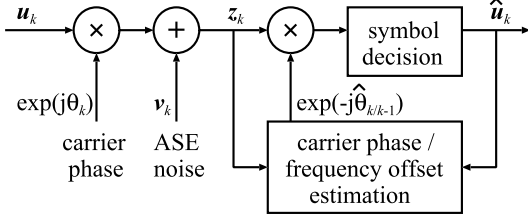


図 2 搬送波再生のブロック図
Fig. 2 Block diagram of carrier recovery.

表 1 パラメータ設定
Table 1 Parameter settings.

LO 光のパワー	10 mW
ビットレート	56 Gbit/s
サンプルレート	2 sample/symbol
光源周波数	193.1 THz
周波数オフセット	1 GHz

とすることで、単純に 0 とした場合よりも収束時間を縮小することが可能である。定数 σ_1, σ_2 については、次節で述べる受信特性を踏まえて最適化し、 $\sigma_1 = 1.0$, $\sigma_2 = 1.0 \times 10^{-3}$ としている。図 2 に、搬送波位相の事前推定値 $\hat{\theta}_{k/k-1}$ を用いたフィードフォワード制御による搬送波再生のブロック図を示す。 z_k は $-\hat{\theta}_{k/k-1}$ の位相回転による補償を受けた後、シンボル判定により 0, 1 の情報に変換される。

4. シミュレーションによる受信特性の評価

4.1 シミュレーション手法

数値計算は、Monte Carlo (MC) シミュレーションにより行う。表 1 に、今回のシミュレーションにおけるパラメータ設定を示す。光・電気フィルタにはそれぞれ帯域幅 $2.0/T_s$ GHz の 2 次ガウスフィルタ、帯域幅 $0.7/T_s$ GHz の 5 次ベッセルフィルタを用いる。QPSK 変調信号は、7 段の疑似ランダム符号系列 (PRBS: Pseudo-Random Bit Sequence) を 2 系列生成し、各系列から 1 ビットずつ組み合わせることで 1 シンボルとする。7 段あれば実用上必要なランダム性を確保することができる [14]。SNR は、1 ビット当たりの信号光の平均パワー E_b を用いて式 (22) により定義する。

$$\text{SNR} = \frac{E_b}{N_0} \quad (22)$$

特に断りのない限り、SNR = 8.3 dB とする。

図 3 に、搬送波位相及び周波数オフセット推定値の更新による時間変化を示す。搬送波位相、周波数オフ

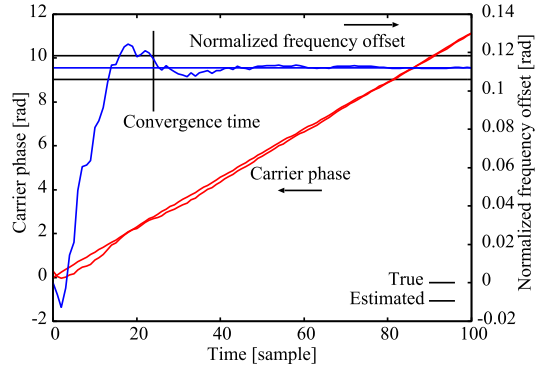


図 3 搬送波位相/周波数オフセット推定値の更新
Fig. 3 updating estimated values of carrier phase and frequency offset.

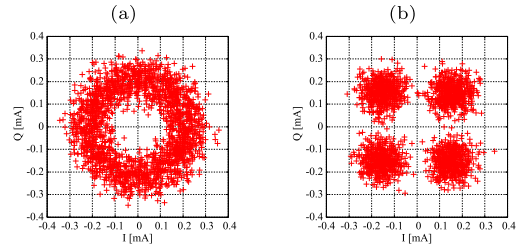


図 4 (a) 搬送波再生前、及び (b) 搬送波再生後の信号空間ダイアグラム
Fig. 4 Constellation diagrams of (a) before carrier recovery, and (b) after carrier recovery.

セット共に推定値が真値に追従していることが分かる。図 3 のように周波数オフセット推定値の収束には時間を要するため、4.4 で詳しく検討する。

図 4 に、搬送波再生の前後における信号空間ダイアグラムを示す。搬送波再生前は図 4 (a) のように信号点が位相雑音及び周波数オフセットの影響を受けて円状に並んでいるが、搬送波再生後は図 4 (b) のように信号点が QPSK の信号点配置の周りに分布しており、提案手法による補償が正しく動作していることが確認できる。

4.2 ビット誤り率

BER は一般的に通信システムの品質評価に用いられる値であり、式 (23) により定義される。

$$\text{BER} = \frac{N_e}{N} \quad (23)$$

ここで、 N は全ビット数、 N_e は誤りビット数である。

図 5 に、SNR に対する BER 特性を示す。ここで、ビートスペクトル線幅は 1 MHz、周波数オフセットは 1 GHz としている。なお、従来手法は FFT を利用し

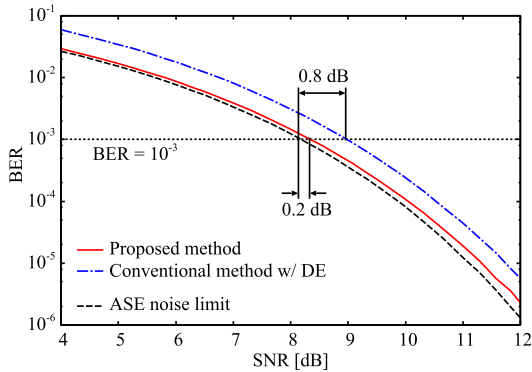


図 5 BER 特性
Fig. 5 BER characteristic.

た周波数オフセット推定 [3] を行った後に Viterbi & Viterbi アルゴリズム [1] による搬送波位相推定を行ったものとする。ただし、Viterbi & Viterbi アルゴリズムは位相接続によるサイクルスリップが発生するため、通常差動符号化が用いられる。提案手法においても 5.1 に示す理由によりサイクルスリップが発生するが、本論文ではカルマンフィルタを制御することでサイクルスリップを抑制する手法を提案するため、差動符号化は用いないこととする。提案手法により、特に SNR が低い領域において ASE 雑音限界に限りなく近い BER 特性が実現されている。BER = 10⁻³ における SNR ペナルティは、従来手法と比較して約 0.6 dB 改善できる。

4.3 サイクルスリップ確率

ここでは、連続するシンボル誤りが 11 シンボルに達した時点でサイクルスリップが生じたと判断し、連続するシンボル誤りが 10 シンボル以下であれば通常の誤りとみなす [15], [16]。

サイクルスリップ確率の計算のため、TTCS (Time Till Cycle-Slip) を導入する [17]。TTCS は、データシンボルの受信を開始してから初めてサイクルスリップが発生するまでの時間を表し、シンボル間隔で正規化するものとする。シミュレーション上では図 6 に示すように、TTCS にはサイクルスリップが発生しなかった試行も含め、その中にトレーニング系列は含めないものとする。サイクルスリップ確率は、TTCS の平均値の逆数として計算する。

図 7 に、ビートスペクトル線幅に対する BER 特性、及びサイクルスリップ確率を示す。ただし、ビートスペクトル線幅はシンボル周期 T_s で正規化している。

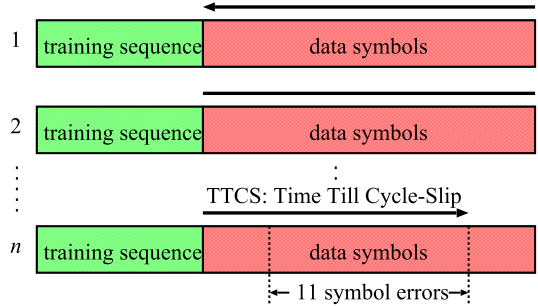


図 6 TTCS の計算方法
Fig. 6 Method of calculating TTCS.

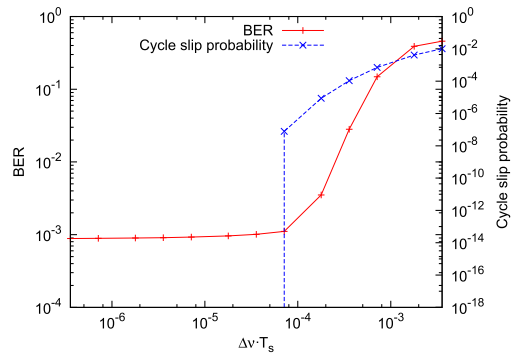


図 7 ビートスペクトル線幅に対する BER とサイクルスリップ確率
Fig. 7 BER and cycle slip probability against beat spectral linewidth.

また、本論文ではトレーニングシンボル、データシンボルを各 1024 シンボル、計 2048 シンボルを 1 系列としている。トレーニングシンボルが短くなるとカルマンフィルタが収束せず、サイクルスリップ確率が急激に上昇するが、図 7 でサイクルスリップが発生していない線幅において、64 サンプル (32 シンボル) 以上であればサイクルスリップはほとんど発生しない。

4.4 収束時間

提案手法を用いる場合、図 3 から分かるように周波数オフセット推定値が収束するまでにある程度の時間を要する。ここでは、収束時間を定量的に評価するため式 (24) を導入する。

$$|\omega_k - \hat{\omega}_k| < \omega_{th} \tag{24}$$

式 (24) を初めて M 回連続で満たした時刻を $k = l$ とするとき、収束時間は $(l - M + 1)$ サンプルと定義する。本論文では、 $\omega_{th} = 2\pi \times 10^{-3}$, $M = 10$ とした。

図 8 に、SNR に対する収束時間の平均値と標準偏差

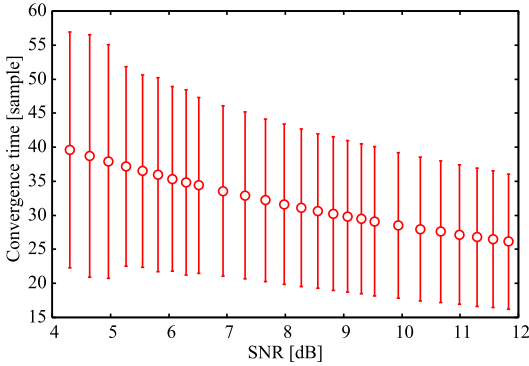


図 8 周波数オフセット推定値の収束時間

Fig. 8 Convergence time for estimated frequency offset.

を示す。ここで、ビートスペクトル線幅は 1 MHz、周波数オフセットは 1 GHz としている。SNR が高いほど早い収束がみられ、試行による収束時間のばらつきも小さくなるのが分かる。BER = 10^{-3} (SNR ≈ 8.3 dB) において、収束時間は 32 ± 12 サンプル (16 ± 6 シンボル) 程度となる。トレーニングシンボルに 10^3 シンボル以上を要する [6], [7] では 64QAM が用いられており、シミュレーション条件の違いによる収束特性への影響もあるため正当な比較はできない。しかし、式 (21) のように搬送波位相推定値の初期値を概算せず $\hat{\theta}_{0/-1} = 0$ と固定した場合は、搬送波位相の真値の初期値が π に近い場合に収束特性が悪くなり、フリーランニングとした場合に平均 20 サンプル (10 シンボル) 以上劣化するため、式 (21) による一定の改善効果が見られる。[6] では 1024 のトレーニングシンボルに対して従来法による周波数オフセット推定を適用することで、カルマンフィルタに与える周波数オフセット推定値の初期値を与えているが、この初期値を 0 としても上記の条件下では十分な推定が可能であり、16 シンボル程度で収束する。また、式 (21) で表される EKF 適用前の事前推定に必要なシンボル数はトレーニング系列の先頭 1 シンボルのみであり、事前推定を行ったうえで先頭シンボルから EKF を適用するため、事前推定に必要なシンボル数は無視できる。したがって、提案方式に必要なトレーニング系列の長さは収束時間のみによって決まる。

5. サイクルスリップの抑制

5.1 サイクルスリップ抑制の原理

図 7 からわかるように、ビートスペクトル線幅が

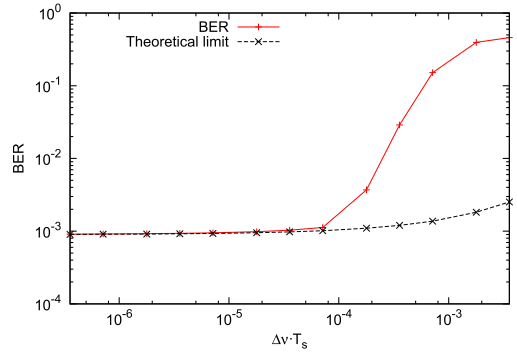


図 9 理論限界

Fig. 9 Theoretical limit.

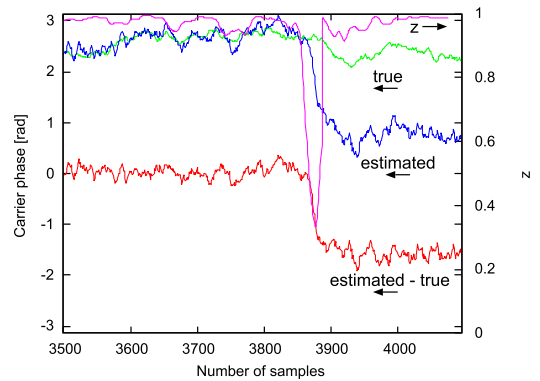


図 10 サイクルスリップ発生時の搬送波位相と z_i

Fig. 10 Carrier phase and z_i at a cycle slip occurs.

大きくなるとともにサイクルスリップ確率が増大し、BER が劣化していることがわかる。式 (18) において、カルマンフィルタの推定計算に必要な送信信号 u_k の代わりにシンボル判定後の値 \hat{u}_k を利用しているため、シンボル誤りが発生した場合に誤った値が次の推定計算にフィードバックされ、連続的にシンボルが誤るサイクルスリップの原因となる。図 9 に、 u_k に真値を適用した場合の理論限界を示す。このとき、サイクルスリップは全く発生しておらず、BER の劣化が抑えられていることがわかる。

図 10 に QPSK におけるサイクルスリップ発生時の搬送波位相の真値、推定値、及びその差を示す。周波数オフセットは 0 としており、 z は 5.2 で示すパラメータである。20 ~ 30 サンプル (10 ~ 15 シンボル) かけて推定値と真値が約 $\pi/2$ ずれるサイクルスリップが発生していることがわかる。カルマンフィルタの推定計算は統計的な計算を行っており、直前のサンプル点における事前推定値 $\hat{x}_{k/k-1}$ に依存するため、サ

イクスリップの発生から完了まで一定の時間がかかる。このうち、後半の 10 ~ 15 サンプルは推定誤差が $\pi/4$ 以上であるため、シンボル誤りがフィードバックされ、誤った信号点に収束する。前半はシンボル誤りが発生しておらず、搬送波位相の真値もほぼ一定であるため、ASE 雑音为主に影響していると考えられる。この部分は ASE 雑音を含む受信信号による推定誤差が大きいと考えられるため、カルマンゲイン K_k を 0 とすることで事後推定を行わず、事前推定値 $\hat{x}_{k/k-1}$ のみを用いることで推定誤差を抑える手法について検討する。具体的には、以下の手順に従う。

1. カルマンフィルタを用いて推定した搬送波位相による補償を行ったあと、サイクルスリップの原因となるシンボル誤りを検出する
 2. 検出したシンボルから一定のサンプル数だけ戻り、カルマンゲイン K_k を 0 として再計算を行う
- カルマンゲインは式 (13) のとおり事後推定値 $\hat{x}_{k/k}$ の計算に用いられ、受信信号である観測ベクトル z_k と事前推定値 $\hat{x}_{k/k-1}$ のどちらを信頼するかという重み付けのパラメータである。カルマンゲインの値が小さいほど事前推定値を信頼し、0 とすることで観測ベクトルの値は全く用いず、事前推定値のみを利用することになる。シンボル誤りの検出方法として、サイクルスリップを直接検出する手法 [18] や、パリティチェックによる誤り検出 [19] を用いた場合を順に示す。

5.2 サイクルスリップ検出を用いた場合

サイクルスリップ検出の原理を示す。 r_i を時刻 i における受信信号、 d_i を符号判定結果、 ϕ_i を位相雑音のみを考慮した場合の搬送波位相として、式 (25) で表される y_i を導入する。

$$y_i = [r_i d_i^* / |r_i d_i^*|]^M \tag{25}$$

$$\approx \begin{cases} e^{jM\phi_i} & \text{no CS at } i \\ e^{jM(\phi_i \pm \pi/M)} = -e^{jM\phi_i} & \text{CS occurred at } i \end{cases}$$

y_i の位相は信号点 i において r_i と d_i の位相差を M 倍したものである。QPSK の場合、隣の判定領域で誤判定を起こすと d_i が $\pm\pi/2$ ずれるが、 $M = 2$ とすることでこの差が $\pm\pi$ となり、上式のようにちょうど正負が入れ替わる。この y_i を式 (26) のように $(K + 1)$ 個の信号点について和をとると、ちょうど中間の点でサイクルスリップが発生した場合に最小の値をとる。

$$z_i = \frac{1}{K + 1} \left| \sum_{k=i-K/2}^{i+K/2} y_k \right|$$

$$= \frac{1}{K + 1} \left| \sum_{k=i-K/2}^{i+K/2} e^{j2\hat{\phi}_k} \right| \tag{26}$$

ここで、周波数オフセットを考慮しない場合は $\hat{\phi}_k$ は搬送波位相の推定値 $\hat{\theta}_k$ と一致する。周波数オフセットが存在する場合、搬送波位相から周波数オフセットの影響を除く必要があり、式 (27) のように表される。

$$\hat{\phi}_k = \hat{\theta}_k - \sum_{j=i-K/2}^k \hat{\omega}_j \tag{27}$$

サイクルスリップが発生した場合の搬送波位相と z_i の値を図 10 に示す。ここで、 $K = 40$ としている。 z_{3876} が最小となっており、その前後でサイクルスリップが発生していることがわかる。 [18] ではサイクルスリップが発生した時刻 i の前後の搬送波位相推定値を比較することでサイクルスリップの訂正を行う手法について記述されているが、カルマンフィルタを用いた場合は図 10 のようにサイクルスリップの発生から完了まで 20 ~ 30 程度の時間を要し、推定値の遷移が緩やかになってしまうため、この手法をそのまま適用することは困難である。そこで、 z_i が最小になる点を l とし、 $l - 20$ から l までの点において、カルマンゲインを 0 として再計算を行う。QPSK において、サイクルスリップ検出を行った場合と行わなかった場合、及び u_k に真値を適用した理論限界の位相雑音耐性を図 11 に示す。シミュレーション諸元は 4. と同様である。サイクルスリップ検出を行った場合では、行わなかった場合に比べて位相雑音耐性が改善されていることがわかる。

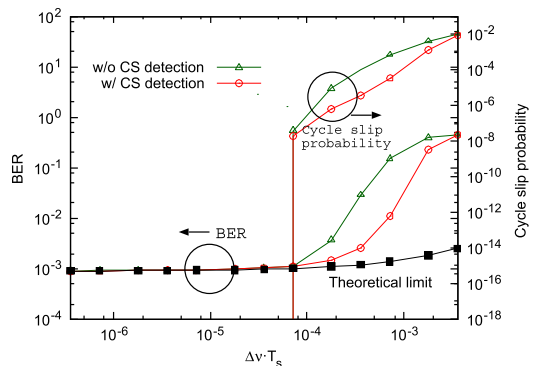


図 11 サイクルスリップ検出を用いた場合の特性
Fig. 11 characteristic with cycleslip detection.

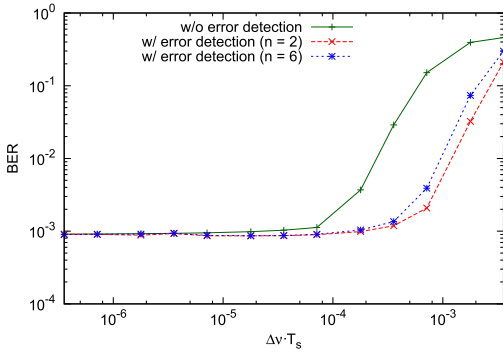


図 12 パリティチェックを用いた場合の特性
Fig. 12 characteristic with parity check.

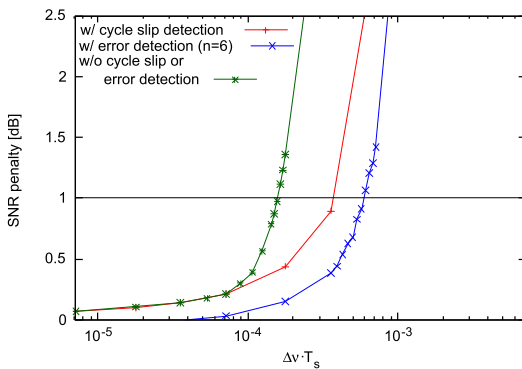


図 13 ビートスペクトル線幅の許容値
Fig. 13 Tolerance of beat spectral linewidth.

5.3 パリティチェックを用いた場合

誤りシンボル検出手法として、パリティチェックによる誤り検出を利用した場合について検討する。送信機においてパリティビットを付加し、誤りを検出した点を l とし、サイクルスリップ検出の場合と同様に $l-20$ から l までの点において、 $\mathbf{K}_k = 0$ とした。符号長を n とし、 $n = 2, 6$ とした場合の位相雑音耐性を図 12 に示す。

5.4 位相雑音耐力

図 13 に、3. の EKF を用いた場合、及び 5.2 のサイクルスリップ検出、5.3 のパリティチェック ($n = 6$) を用いたサイクルスリップ抑制を行った場合の位相雑音に対する耐力を示す。SNR ペナルティが 1 dB 以下となる $\Delta\nu \cdot T_s$ の最大値はそれぞれ、 1.57×10^{-4} 、 3.57×10^{-4} 、 5.71×10^{-4} である。

5.5 計算量の低減に向けた検討

カルマンフィルタは逐次計算アルゴリズムであるため、サンプル点 k について並列計算を行うことはでき

ない。計算量の低減を考える場合、[6] のように N シンボルごとのブロックに分けてブロックごとにカルマンフィルタの推定計算を行い、ブロック内では推定値の変化は線形近似する手法などが提案されている。この場合カルマンフィルタによる計算量は $1/N$ となる。ただし、カルマンフィルタの適応周期に依存する位相雑音の分散、周波数オフセットによる位相回転の値が N 倍となり、位相雑音耐力、及び周波数オフセット耐力が悪化すると考えられる。また、カルマンフィルタの適応周期を N 倍にしたことにより収束時間も N 倍以上となることに加え、雑音が相対的に大きくなることにより更に収束時間は悪化すると考えられる。また、本論文で提案したサイクルスリップの抑制を行う場合、カルマンゲインを 0 とするシンボル数 10 (20 サンプル) より N が大きい場合にそのまま適用することができなくなる。この場合、 N シンボル ($2N$ サンプル) 前、つまり直前のブロックのカルマンゲインのみ 0 とするなどの対応が考えられるが、 N が大きい場合特性が悪化すると考えられる。

6. むすび

光コヒーレント検波方式において、位相雑音や ASE 雑音を考慮したうえで搬送波位相及び周波数オフセットと受信信号の関係を示し、カルマンフィルタを用いた搬送波位相/周波数オフセット推定法を提案した。MC シミュレーションによる受信特性の評価を行い、QPSK、ビートスペクトル線幅 1.0 MHz、周波数オフセット 1.0 GHz、BER = 10^{-3} における SNR ペナルティが従来手法と比べて約 0.6 dB 改善されることを示した。周波数オフセット推定値の収束時間について検討し、BER = 10^{-3} (SNR \simeq 8.3 dB) における収束時間は 32 ± 12 サンプル (16 ± 6 シンボル) 程度であることを示した。更に、カルマンフィルタにおいてサイクルスリップが発生する原因とその抑制方法について検討し、位相雑音耐力が改善されることを示した。

文 献

- [1] A.J. Viterbi and A.M. Viterbi, "Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.29, no.4, pp.543-551, July 1983.
- [2] A. Leven, N. Kaneda, U.-V. Koc, and Y.-K. Chen, "Frequency estimation in intradyne reception," IEEE Photonics Technol. Lett., vol.19, no.6, pp.366-368, March 2007.
- [3] M. Morelli and U. Mengali, "Feedforward frequency estimation for PSK: A tutorial review," Eur. Trans.

- Telecommun., vol.9, no.2, pp.103–116, March/April 1998.
- [4] B.D.O. Anderson and J.B. Moore, *Optimal Filtering*, Prentice-Hall, 1979.
- [5] L. Pakala and B. Schmauss, “Joint compensation of phase and amplitude noise using extended Kalman filter in coherent QAM systems,” *European Conf. on Opt. Commun.*, pp.1–3, Cannes, France, Sept. 2014.
- [6] T. Inoue and S. Namiki, “Carrier recovery for M-QAM signals based on a block estimation process with Kalman filter,” *Optics Express*, vol.22, no.13, pp.15376–15387, 2014.
- [7] W.-T. Lin and D.-C. Chang, “Adaptive carrier synchronization using decision-aided Kalman filtering algorithms,” *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol.53, no.4, pp.1260–1267, Nov. 2007.
- [8] 菊池和郎, “デジタルコヒーレント光受信機における適応等化技術,” *信学論 (B)*, vol.J96-B, no.3, pp.212–219, March 2013.
- [9] E. Ip and J.M. Kahn, “Feedforward carrier recovery for coherent optical communications,” *J. Lightwave Technol.*, vol.25, no.9, pp.2675–2692, Sept. 2007.
- [10] T. Pfau, S. Hoffmann, and R. Noé, “Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for M -QAM constellations,” *J. Lightwave Technol.*, vol.27, no.8, pp.989–999, April 2009.
- [11] E. Forestieri, “Evaluating the error probability in lightwave systems with chromatic dispersion, arbitrary pulse shape and pre- and postdetection filtering,” *J. Lightwave Technol.*, vol.18, no.11, pp.1493–1503, Nov. 2000.
- [12] 片山 徹, *非線形カルマンフィルタ*, 朝倉書店, 2011.
- [13] 乗松誠司, 中原晃宏, 加納佑一郎, “光コヒーレント検波方式における電気・光フィルタを考慮したビット誤り率評価法,” *信学論 (B)*, vol.J98-B, no.8, pp.783–794, Aug. 2015.
- [14] 大川典男, 本田 俊, 中川嵩洋, “論理回路シミュレーション, 試作による擬似ランダム信号発生器の基本検討,” *東京都立産業技術高等専門学校研究紀要 6*, pp.29–33, 2012.
- [15] M.G. Taylor, “Phase estimation methods for optical coherent detection using digital signal processing,” *J. Lightwave Technol.*, vol.27, no.7, pp.901–914, April 2009.
- [16] A. Meiyappan, P.-Y. Kam, and H. Kim, “On decision aided carrier phase and frequency offset estimation in coherent optical receivers,” *J. Lightwave Technol.*, vol.31, no.13, pp.2055–2069, July 2013.
- [17] C.R.S. Fludger, D. Nuss, and T. Kupfer, “Cycle-slips in 100G DP-QPSK transmission systems,” *2012 OSA Technical Digest of Optical Fiber Communication Conference, OTu2G.1*, 2012.
- [18] Y. Gao, et al., “Non-data-aided and universal cycle slip detection and correction for coherent communication systems,” *Opt. Express*, vol.22, no.25,

pp.31167–31179, 2014.

- [19] X. Han and C.-H. Cheng, “Nonlinear filter based decision feedback equalizer for optical communication systems,” *Opt. Express*, vol.22, no.7, pp.8712–8719, 2014.

(平成 28 年 1 月 24 日受付, 5 月 2 日再受付,
7 月 22 日早期公開)



園部 達也

平 26 京大・工・情報卒. 平 28 同大学院情報学研究所修士課程修了. 同年古野電気(株)入社. 在学中は光コヒーレント検波方式に関する研究に従事.



増淵 陽介

平 24 京大・工・電気電子卒. 平 26 同大学院情報学研究所修士課程修了. 同年 NTT コムウェア(株)入社. 在学中は光コヒーレント検波方式に関する研究に従事.



乗松 誠司

昭 60 阪大・理・物理卒. 昭 62 同大学院博士前期課程修了. 同年日本電信電話(株)入社. 平 10 京大大学院情報学研究所・通信情報システム専攻助教授(平 19 より准教授), 現在に至る. 主として光コヒーレント受信を含む光ファイバ通信方式や光ファイバ非線形効果の研究に従事. 博士(工). 日本物理学会, IEEE 各会員.



佐藤 亨 (正員)

昭和 51 京大・工・電気第二卒. 昭和 56 同大学院博士課程修了. 同超高層電波研究センター助手, 工学部講師, 助教授を経て, 平成 10 年より同大学院情報学研究所通信情報システム専攻教授. レーダによる大気のリモートセンシング並びに室内環境計測等のレーダ信号処理の研究に従事. 電気学会, 地球電磁気・地球惑星圏学会, IEEE, 米気象学会等会員. 工博.