同期無依存型光カオス秘匿通信のノイズ印加によるビットエラー制御

海老澤 賢史

東京理科大学 理工学部 電気電子情報工学科 (〒278-8510 千葉県野田市山崎2641)

Bit Error Control by Applying Noise in Synchronization-Independent Optical-Chaotic Communication

Satoshi EBISAWA

Department of Electrical Engineering, Faculty of Science and Technology,
Tokyo University of Science, 2641 Yamazaki, Noda, Chiba 278-8510

(Received February 2, 2011)

Chaotic secure communication in a chaotic laser diode transmitter-receiver array scheme (CLDTRAS), which is dependent on hardware but independent of chaos synchronization, is investigated. The effect of an applied noise signal to a drive current of transmitter laser diode is studied, and it is shown that the bit error rate against parameter mismatches can be controlled.

Key Words: Chaotic communication, Laser chaos, Chaotic synchronization

1. はじめに

カオス発振する半導体レーザー (laser diode, LD) の応用の一つとして、光カオス秘匿通信が広く研究されている。光カオス秘匿通信においてメッセージを符号化し復号するには、主に広帯域なスペクトルとカオス同期現象が利用される¹⁻³⁾。これらの通信手法はハードウェア依存であり、多くは送信器のレーザーと受信器のレーザーの間のカオス同期現象⁴⁾を利用しているため、通信の「鍵」にあたるものは送受信器レーザーのパラメータである。また、送信器レーザーと受信器レーザーの間のカオス同期現象を用いて復号するが、これらの手法では、盗聴者が送信器から送られてきた出力をモニターし、カオス同期を達成してしまえば、送信器と同期しうるLDを利用して受信器を偽造することが可能となってしまう。したがって、もし盗聴者が偽造した受信器を利用し、送信器と受信器のレーザーを同期させてしまえば、盗聴からメッセージを守ることが難しくなってしまう。

これに対して、著者らはカオス発振レーザーの軌道不安定性を利用した、Chaotic Laser Diode Transmitter-Receiver Array Scheme (CLDTRAS)^{5,6)}なるデジタル秘匿通信手法を提案している。この手法はカオス同期現象を用いず、特定の受信器でのみ通信可能なハードウェア依存の通信手法であるが、送受信器のパラメータ誤差に対する耐性が低くビットエラーを生じ、十分にハードウェアを特定できない。通信可能なハードウェアを特定するために、著者らはメッセージの符号化・復号に用いるLD送受信器アレイを構成するLD送受信器の数を増やしていたが⁵⁾、メッセージを復号するためにかかる時間が

大幅に増加してしまう。これに対し、本研究ではLD送受信器の数を増やさずにLDの駆動電流にノイズを印加することで、通信可能なハードウェアを特定する方法について数値シミュレーションを用い議論する。また、その際のチャンネルノイズに対するビットエラーレートを調査し、ノイズを印加しない場合とほぼ同等のチャンネルノイズ耐性を持つことを示す。

2. Chaotic LD Transmitter-Receiver Array Scheme

本研究で扱う光カオス通信手法であるCLDTRASについて述べる。本手法は2種類のLD送受信器アレイによって、異なる動的特性を持つカオス発振を生成するデジタル通信手法である。Fig. 1にLD送受信器アレイの概図を示す。LD送受信器アレイは4対の送信器LDと受信器LDから構成されている。各送信器LDには外部ミラーMにより戻り光が注入され、これらの出力はカオス発振となる。光アイソレーター (Optical isolator, OI) が送信器と受信器の間に挿入され、送信器LDの出力は受信器LDに一方方向に光注入される。可変減衰器 (Variable attenuator, VA) によって戻り光や注入光の量を調節する。また、すべてのLD送受信器の対はそれぞれ独立に駆動している。このLD送受信器の動的特性はレート方程式を用いて記述することができる^{4,7-9)}。以下に1対の送受信器LDについてのレート方程式を示す。

$$\frac{dE_i(t)}{dt} = \frac{1}{2} G_i n_i(t) E_i(t) + \kappa_i E_i(t - \tau) \cos[\omega_0 \tau + \phi_i(t) - \phi_i(t - \tau)] \quad (1)$$

Fig. 1 Scheme of chaotic laser diode transmitter-receiver array system. This consists of four pairs of a transmitter LD with optical feedback and a receiver LD with optical injection. M: mirror, VA: variable attenuator, OI: optical isolator, BS: beam splitter, PD: photodetector.

$$\frac{d\phi_i(t)}{dt} = \frac{1}{2} \alpha_i G_i n_i(t) - \kappa_i \frac{E_i(t-\tau)}{E_i(t)} \sin[\omega_0 \tau + \phi_i(t) - \phi_i(t-\tau)] \quad (2)$$

$$\frac{dn_i(t)}{dt} = (p-1)J_{th} - \gamma_i n_i(t) - [\Gamma_i + G_i n(t)] E_i^2(t) \quad (3)$$

$$\frac{dE_r(t)}{dt} = \frac{1}{2} G_r n_r(t) E_r(t) + \kappa_{inj} E_i(t-\tau_{inj}) \cos[\omega_0 \tau_{inj} + \phi_r(t) - \phi_i(t-\tau_{inj})] \quad (4)$$

$$\frac{d\phi_r(t)}{dt} = \frac{1}{2} \alpha_r G_r n_r(t) - \kappa_{inj} \frac{E_i(t-\tau_{inj})}{E_r(t)} \sin[\omega_0 \tau_{inj} + \phi_r(t) - \phi_i(t-\tau_{inj})] \quad (5)$$

$$\frac{dn_r(t)}{dt} = (p-1)J_{th} - \gamma_r n_r(t) - [\Gamma_r + G_r n(t)] E_r^2(t) \quad (6)$$

ここで、 t と r はそれぞれ送信器LDと受信器LDを示す。 G は線形ゲイン係数、 α は線幅増大係数、 γ ($=1/\tau_s$)はキャリア減衰係数、 Γ はキャビティー内での光子減衰係数である。 pJ_{th} は駆動電流を表し、 J_{th} はLDのしきい値電

流を示す。各パラメータの値は、文献⁹⁾のものを用いる。また、 κ_i は送信器LDにおける戻り光の量を表す係数、 κ_{inj} は送信器LDから受信器LDへ注入される注入光の量を表す係数であり、ここではこれらの比 $\eta = \kappa_{inj}/\kappa_i$ を結合係数と呼ぶ。

このようなLD送受信器アレイを2種類用いて生成したカオスの動的特性の違いによってバイナリーメッセージを作成する。本研究では、LD送受信器の結合係数が $\eta = 0.15, 0.2, 0.3, 0.4$ のアレイ1と、 $\eta = 0.1, 0.2, 0.3, 0.4$ のアレイ2を想定する。すなわち、送信者は「0」なるディジットを送るときにはアレイ1、「1」のディジットを送るときにはアレイ2となるようにパラメータを設定する。このとき、送信中の信号はカオス信号となり符号化されている。

一方、受信器LDでは送信器LDからのカオス信号が注入されカオス信号を生成する。 n 番目の受信器LDの i 番目の離散出力を $a_{n,i}$ として、以下のベクトルで書く。

$$\pi_{n,k} = (a_{n,1}, a_{n,2}, a_{n,3}, \dots, a_{n,i}, \dots, a_{n,k-1}, a_{n,k}) \quad (7)$$

本研究のシミュレーションでは、各受信器LDの離散出力を10 ps間隔で500点サンプルする。また、ベクトル $\pi_{n,k}$ を結合して、

$$\begin{aligned} \Pi_{N,k} &= (\pi_{1,k}, \pi_{2,k}, \dots, \pi_{n,k}, \dots, \pi_{N,k}) \\ &= (a_{1,1}, a_{1,2}, \dots, a_{1,k}, a_{2,1}, a_{2,2}, \dots, \\ &\quad \dots, a_{N,1}, a_{N,2}, \dots, a_{N,k}) \end{aligned} \quad (8)$$

と書き、LD送受信器アレイの離散出力として見なす。

LD送受信器アレイの出力を定量化するために、

$$\Pi_{N,k} = (b_1, b_2, \dots, b_{k \times N}) \quad (9)$$

と1つの力学系による離散出力のように見なして、その軌道の疑似的な軌道拡大率を計算する(ここでは疑似軌道拡大率と呼ぶ)。まず、遅延座標を用いて状態空間¹¹⁾を再構成する。つまり、アトラクターの点は (b_i, b_{i+1}) ($i=1, 2, \dots, k \times N-1$)で与えられ、状態空間内の (b_i, b_{i+1}) の近傍の点 $(b_{i'}, b_{i'+1})$ ($i'=1, 2, \dots, k \times N-1$)をとる(本研究では2点の距離を1.0以下とした)。状態空間上でこの近接2点 $(b_i, b_{i'+1})$ と $(b_{i'}, b_{i'+1})$ の距離 $\varepsilon_{i,i'}$ は $\sqrt{(b_{i+1}-b_{i'+1})^2 + (b_i-b_{i'})^2}$ と書ける。このとき疑似軌道拡大率は

$$\lambda = \frac{1}{M} \sum_{\substack{i,j'=1 \\ 0 < \varepsilon_{i,i'} \leq 1 \\ i < i'}}^{k \times N-1} \ln \left| \frac{\varepsilon_{i+1,i'+1}}{\varepsilon_{i,i'}} \right| \quad (10)$$

と表すことができる。ただし、 M は $0 < \varepsilon_{i,i'} \leq 1$ なる $\varepsilon_{i,i'}$ の個数である。これはSatoらによる離散出力からリアプノフ指数を計算する手法¹⁰⁾を応用しているが、全てのLD送受信器アレイ出力を同じ状態空間上にプロットし疑似的な軌道拡大率を計算するため、異なるLD送受信器による点も疑似軌道拡大率に寄与する。受信者は、この方法で疑似軌道拡大率を計算し、予め定められたしきい値によって「0」または「1」と決定する。

なお、ここでは簡単のために2つのLD送受信器アレイのみを考えているが、送信器LDからの出力をモニターすることで不正にバイナリーメッセージを読み取られる可能性や、ディジットを反転させることでメッセージを読み取られる可能性がある。しかし、この問題は、無数の組み合わせのLD送受信器アレイと各々に対する疑似軌道拡大率のしきい値を用意し、ディジットを決定する度に用いるLD送受信器アレイを換えることで解決できる⁵⁾。

さて、本手法がハードウェア依存の秘匿通信手法であることを確認するために、パラメータ誤差に対するビットエラーレートを計算する。受信器LDのパラメータ G_r と γ_r が送信器LDのパラメータ G_t と γ_t に対して、

$$G_r = G_t(1 + \delta_g) \quad (11)$$

$$\gamma_r = \gamma_t(1 + \delta_\gamma) \quad (12)$$

と書け、その他のパラメータは送受信器間で誤差を持たないものとする。このパラメータ誤差 δ_g 、 δ_γ に対するビットエラーレートをFig. 2に示す。疑似軌道拡大率のしきい値は1.42とした。これより、特定のパラメータ誤差を持った受信器LDを持つ受信者のみが通信可能となり、カオス同期には依存しないがハードウェア依存の秘匿通信であることがわかる。

ハードウェア依存の秘匿通信を実際に行うには、通信可能なハードウェアのパラメータを限定できることが必要である。しかし、 $\delta_\gamma = -\delta_g + 0.2$ の直線を基準にみると、ビットエラーレートの低い点が $\delta_\gamma < -\delta_g + 0.2$ なる領域にも広範囲に散らばり、ビットエラーレートの高い点が $\delta_\gamma > -\delta_g + 0.2$ なる領域にも点在する。これは、LD送受信器アレイを6対のLDで構成した場合¹²⁾と異なり、通信可能なハードウェアを十分に限定できていないことを示し、疑似軌道拡大率がパラメータ誤差に対して変動しやすいことに起因している。

Fig. 2 Bit error rate of CLDTRAS discretely plotted against mismatch of carrier lifetime and differential gain in which the threshold of Lyapunov exponent is adjusted to 1.42.

3. ノイズを印加したLD送受信器アレイ

続いて、送信器LDにノイズ信号を加えることで、Fig. 2のビットエラーレートが低い点と高い点の点在する範囲を小さくすることを考える。「0」「1」のバイナリーディジットに充てるLD送受信器アレイはいずれも4対のLDで構成される。「0」に相当するアレイ1の結合係数は $\eta = 0.15, 0.2, 0.3, 0.4$ であり、「1」に相当するアレイ2の結合係数は $\eta = 0.1, 0.2, 0.3, 0.4$ である。Fig. 2の場合と異なり、アレイ2におけるLD t1のみ、しきい値電流の 1.0×10^{-3} の大きさのノイズ信号を加えた駆動電流にて発振させる。

このアレイを用いた場合にもパラメータ誤差 δ_g 、 δ_γ に対するビットエラーレートを計算する(Fig. 3)。疑似軌道拡大率のしきい値は1.42とした。これより、特定のパラメータ誤差を持った受信器LDをもつ受信者のみが通信可能となる。つまり、カオス同期には依存しないがハードウェア依存の秘匿通信であることがわかる。また、Fig. 2とFig. 3を比較すると、Fig. 2ではビットエラーレートの低い点が $\delta_\gamma < -\delta_g + 0.2$ なる領域にも広く散らばっていたがFig. 3ではこの範囲は狭まり、 $\delta_\gamma > -\delta_g + 0.2$ なる領域ではビットエラーレートの高い点を抑制することができる。これより、送信器LDの駆動電流にノイズを加えることで、通信に用いるハードウェアを限定できパラメータ誤差に対する耐性を高めることができる。

この現象について状態空間上の $n=1$ のLD送受信器に対応する点 $P_{1,i}(a_{1,i}, a_{1,i+1})$ ($i=1, 2, \dots, k-1$)を基準に考える。本研究で疑似軌道拡大率の計算に使われる点は、§2よりこの $P_{1,i}$ を中心として半径1.0の円内に含まれる点のみとなる。今、駆動電流にノイズが印加された場合、 $P_{1,i}$ に摂動を加えると考えれば、他のLD送受信器の出力に対応する点が円の内側に含まれ易くなる。これによって、 $n \neq 1$ なるLD送受信器の出力による疑似軌道拡大率

Fig. 3 Bit error rate of CLDTRAS with noisy drive current discretely plotted against mismatch of carrier lifetime and differential gain in which the threshold of Lyapunov exponent is adjusted to 1.42.

に与える効果が高まり、疑似軌道拡大率はパラメータ誤差に対して変動し難くなる。

また、Fig. 3で駆動電流に印加するノイズの大きさをしきい値電流の 1.0×10^{-3} としたことについてFig. 4の状態空間を用いて考える。 $n \neq 1$ なるLD送受信器に対応する点 $P_{n,i}$ 、それを中心とする半径1.0の円 Σ 、その円内にある点 $P_{1,j}$ を考える。この点 $P_{1,j}$ がノイズによる摂動により円 Σ の外に出てしまうことで疑似軌道拡大率が変動する。本研究では駆動電流としきい値電流の差がしきい値電流の0.02倍であり、これはカオス振動の振幅($\sim 10^2$)に対応しているので、点 $P_{1,j}$ を円 Σ の半径1.0ほど振動させるには 2×10^{-4} ほどのノイズを駆動電流に与える必要がある。これよりも小さい振動を駆動電流に与えたとしても点 $P_{1,j}$ は円 Σ の外に移ることはなく、疑似軌道拡大率に影響することは無い。そこで、本研究ではこの値よりも十分に大きな 1.0×10^{-3} を用いた。

次に、CLDTRASのチャンネルノイズに対する耐性を調査する。以下では、各送信器LDと各受信器LDが $\delta_g = 0.094$, $\delta_\gamma = 0.094$ なるパラメータ誤差を持つ場合について扱う。まず、Fig. 2に相当するLD送受信器アレイを用いた通信について考える。Fig. 5の破線は、送受信器間におけるチャンネルノイズのSNR(signal-to-noise ratio)に対するビットエラーレートを示している。ノイズを増やしていくと、チャンネルノイズの影響が支配的になっていき25dB付近で急激にビットエラーレートが増加する。

また、Fig. 3に相当する送信器LD(LDtr1)の駆動電流にノイズ信号を加えたLD送受信器アレイについて考える。Fig. 5の実線は、送受信器間におけるチャンネルノイズのSNRに対するビットエラーレートを示している。この場合も同様にビットエラーレートはSNRが25dBよりも大きい範囲では小さく、SNRが減少していくと急激に大きくなっていく。SNRが25dBよりも大きな範囲では、LDtr1の駆動電流にノイズ信号を加えないLD送受信器アレイ程ではないがBER(Bit Error Rate)を抑えること

Fig. 4 Schematic of state space for the LD transmitter-receiver array. The point $P_{n,i}$ belongs to n -th transmitter-receiver ($n \neq 1$), and the point $P_{1,j}$ belongs to 1st transmitter-receiver.

Fig. 5 Bit error rate (BER) plotted against signal-to-noise ratio ($\delta_g = 0.094$, $\delta_\gamma = 0.094$). The solid line indicates BER with the array which contains the transmitter LD driven by noisy drive current, and the broken line indicates BER with the array which does not contain the transmitter LD driven by noisy drive current.

ができる。なお、本研究ではアレイ中のLD送受信器の数は4個であるが、送受信器対の数を増加させることでチャンネルノイズに対する耐性をさらに強めることもできる⁶⁾が、復号にかかる時間の増加とトレードオフとなる。

4. まとめ

LDの駆動電流にノイズを加えたLD送受信器アレイを用いたCLDTRASによる光カオス通信について数値シミュレーションにより調査した。僅かなノイズを送信器LDの駆動電流に印加することで、LD送受信器アレイを構成するLD送受信器数が少ない場合でも、通信に用いるハードウェアを限定できパラメータ誤差に対する耐性を高めることができることを示した。これによりCLDTRASにおいてメッセージの復号にかかる時間を増やすことなく、ハードウェア依存の秘匿通信を達成できる。しかし、チャンネルノイズに対する耐性が落ちるという欠点もあり、さらなる改善が必要である。

参考文献

- 1) R. J. Jones, P. Rees, P. S. Spencer, and K. A. Shore: J. Opt. Soc. Am. B **18** (2001) 166.
- 2) U. Parlitz, L. O. Chua, L. Kocarev, K. S. Halle, and A. Shang: Int. J. Bifurcation Chaos **2** (1992) 5910.
- 3) J. Liu, H. Chen, and S. Tang: IEEE J. Quantum Electron. **38** (2002) 1184.
- 4) J. Otsubo: IEEE J. Quantum Electron. **38** (2002) 1141.
- 5) S. Ebisawa and S. Komatsu: Jpn. J. Appl. Phys. **43** (2004) 5910.
- 6) S. Ebisawa and S. Komatsu: Appl. Opt. **46** (2007) 4386.
- 7) R. Lang and K. Kobayashi: IEEE J. Quantum Electron. **QE-16** (1980) 347.
- 8) G. H. M. van Tartwijk, A. M. Levine, and D. Lenstra: IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron. **1** (1995) 466.
- 9) V. Ahlers, U. Parlitz, and W. Lauterborn: Phys. Rev. E **58** (1998) 7208.
- 10) S. Sato, M. Sano, and Y. Sawada: Prog. Theor. Phys. **77** (1987) 1.
- 11) R. C. Hilborn: *Chaos and Nonlinear Dynamics* (Oxford University Press, Oxford, 1994) Sections 4 and 9.
- 12) S. Ebisawa and S. Komatsu: Jpn. J. Appl. Phys. **46** (2007) 5512.