パルスセロダイン変調を用いたパルス光の瞬時周波数制御

原口 英介, 尾野 仁深, 安藤 俊行

三菱電機株式会社 (〒247-8501 神奈川県鎌倉市大船5-1-1)

Instantaneous Frequency Control within a Single Pulse Period Using Pulsed Serrodyne Modulation

Eisuke HARAGUCHI, Hitomi ONO, and Toshiyuki ANDO

Mitsubishi Electric Corporation, 5-1-1 Ofuna, Kamakura, Kanagawa 247-8501

(Received July 19, 2017)

We developed a new pulsed-coherent light source for wind sensing by combining a semiconductor optical amplifier (SOA) with a phase modulator that was operated to produce pulsed serrodyne modulation. Even though an SOA-based light source has the potential advantages of a small footprint, monolithic integration, and gain properties, instantaneous frequency deviation inevitably occurs, leading to measurement errors of wind velocity. We demonstrated the correction of such frequency deviation using phase modulation with a pulsed sawtooth waveform and clearly demonstrated that the instantaneous frequency deviation was compensated sufficiently to achieve residual frequency errors of 0.4 MHz, compared to 40 MHz without correction.

Key Words: Serrodyne Modulation, SOA, Laser Imaging Detection and Ranging (LIDAR), Instantaneous frequency control

1. はじめに

コヒーレントドップラライダ (Coherent Doppler LIDAR: CDL) は単一周波数のレーザー光を空間照射し、観測空間内を移動するエアロゾルをトレーサとし、その散乱光周波数のドップラシフトから風速を計測する装置である。これまで多くのCDLに関する研究がなされており、国際標準化活動も行われている¹⁻⁷⁾。特に波長1.5 μm の光源と光ファイバ部品により構成した全光ファイバ型CDLはアイセーフ、小型、高信頼のシステムを実現できる利点がある⁴⁻⁷⁾。近年では、風車の高効率化を目的として、風車のナセル上にCDLを搭載する試みが行われており、さらなる小型化・可搬可能な構成が望まれている^{8,9)}。我々はさらなる小型化に向け、半導体光増幅器 (Semiconductor Optical Amplifier: SOA) を用いたCDL光送受信部についての検討を行っている。SOAは小型、集積化に加えて利得補填や強度変調が可能といった利点がある¹⁰⁻¹³⁾。しかしながら、SOAの注入電流変調に基づくパルス変調を行う場合、内部の屈折率の変動に伴い、パルスON期間に瞬時的な周波数偏移が生じることが知られている^{12,13)}。この瞬時周波数偏移量はパルス波形や、出力光強度に依存し、CDLに使用するロングパルス (100-1000 ns領域) では15-150 MHz程度と見込まれる¹²⁾。CDLにおいて、この周波数偏移量は風速誤差10-100 m/sに相当し、無視できない。これまで我々はCDLに使用される光ファイバ内での自己位相変調 (Self

Phase Modulation: SPM) により生じるパルスON期間内の周波数偏移の平均値を信号処理にてオフセット減算することで、補正可能であることを実証した¹⁴⁾。しかし、SOA内で発生する周波数偏移量はCDL受信帯域 (± 50 MHz) より大きいと推察される為、受信後のオフセット補正は適用困難である⁴⁾。我々は、SOAを用いた小型風計測ライダの実現に向け、パルスセロダイン変調によるパルスON期間の瞬時周波数の制御法を考案した。本論では、本方式を用いた瞬時周波数偏移補償の実証結果について報告する。

2. パルスセロダイン変調を用いた光送受信部

ここでは、パルスセロダイン変調を用いたCDL光送受信部の構成、フリーラン時の瞬時周波数偏移量評価、及びパルスセロダイン変調を用いた瞬時周波数偏移補償方法に関する検討結果について述べる。

2.1 光送受信部基本構成

Fig. 1 にパルスセロダイン変調を用いた光送受信部構成図を、Fig. 2 に試作した信号処理部 (SP) を含む光送受信ボードの外観を示す。基準光源 (Master Laser) 出力光を送信光路 (Sig) と局発光路 (Local) に2分岐する。送信光路では、光周波数シフトを実現する光位相変調器 (LNM)、送信光をパルス化する半導体光増幅器 (SOA) を介して出力する。出力された送信光は光増幅器 (OHPA) にて増幅後、送受光路分離用の偏波保持サー

Fig. 1 Configuration of the optical transmitter using pulsed serrodyne modulation.

Fig. 2 Outer view of the new coherent Doppler LIDAR engine.

キュレータを介して、光アンテナ(Optical Antenna)にて空間出力される(Tx). エアロゾルからの散乱光(Rx)を光アンテナで受信し、偏波保持サーキュレータで送受分離後、光送受信部の受信ポートに入力する。受信光と局発光とを合波後、バランスレシーバ(Balanced Receiver)にて受信し、信号処理部(SP)で時間・周波数解析を行う。

Fig. 3 に各種変調信号イメージ図を示す。パルスセロダイン変調では、繰り返し周期(PRI)のパルスON期間(T_1)にのみ鋸波状の変調信号を光位相変調器に印加し、パルスOFF期間には変調信号をOFFとする。位相の変化量($d\phi/dt$)と周波数(Δf)には $\Delta f = 1/2\pi \times d\phi/dt$ の関係が成り立つ為、一定周期(T_m)、変調幅 2π の位相変調を印加した際、 $1/T_m$ の周波数がシフトされる。以上を踏まえるとパルスON期間とOFF期間の送信光電場(E_{s_ON} , E_{s_OFF})、及び局発光電場(E_L)はそれぞれ次式で表される。ここで E_s , E_L は送信光、局発光の振幅、 f_0 は基準光源の光周波数、 T_m は鋸波の周期を表す。

$$\begin{aligned} E_{s_ON} &= E_s \exp \left[i \left\{ 2\pi \left(f_0 + \frac{1}{T_m} \right) t + \phi_s \right\} \right] \\ E_{s_OFF} &= E_s \exp \left[i \{ 2\pi f_0 t + \phi_s \} \right] \\ E_L &= E_L \exp \left[i \{ 2\pi f_0 t + \phi_L \} \right] \end{aligned} \quad (1)$$

上式を用いて、バランスとレシーバの光電変換効率を η , $\Delta\phi$ を信号光と局発光の光位相差とすると、パルスON, OFF期間に出力した送信光の受信信号はそれぞれ式(2), (3)で表される。ここで、風計測に用いる受信信号はターゲットまでの遅延時間が生じる為、パルスOFF

Fig. 3 Temporal signal of pulsed serrodyne modulation for an optical phase modulator and the SOA.

期間に受信することになる。式(2)より、パルスON期間に出力し、パルスOFF期間に受信した信号は周波数 $1/T_m$ のビート信号が検出されるのに対し、パルスOFF期間に出力した送信光のパルスOFF期間に受信した信号は(式(3))DC成分のみとなることがわかる。

$$\begin{aligned} I_{s_ON} &= \eta |E_{s_ON} - E_L|^2 \\ &= \eta |E_s|^2 + \eta |E_L|^2 \\ &\quad + 2\eta E_s E_L \sin \left(\frac{2\pi t}{T_m + \Delta\phi} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} I_{s_OFF} &= \eta |E_{s_OFF} - E_L|^2 \\ &= \eta |E_s|^2 + \eta |E_L|^2 + 2\eta E_s E_L \sin(\Delta\phi) \end{aligned} \quad (3)$$

2.2 瞬時周波数偏移量評価

本節では、新規構成を用いたSOAの注入電流直接変調、及び光ファイバ増幅器(Erbium Doped optical Fiber Amplifier: EDFA)出力後の光ファイバ内で生じるSPMによる瞬時周波数偏移量評価結果について述べる。Fig. 4 に評価系構成図を示す。基準光源には中心波長1550.12 nm, 縦モード線幅200 kHzのDFB-LDを用いた。LNM, SOAによりパルスセロダイン変調されたパルス送信光をEDFAにて増幅後、光アッテネータ(ATT)で減衰、光サーキュレータ(CIR)にて送受信光路を分離し、500 mの遅延ファイバを伝播させる(Tx)。遅延ファイバ伝播先の光コネクタ(FE)をオープンとし、端面反射による反射光を受信光(Rx)とする。受信光は光サー

Fig. 4 Schematic block diagram of experimental setup for estimation of instantaneous frequency deviation caused by direct modulation of the SOA and SPM.

キュレータで受信光路に分離され、光送受信部の受信ポートに入力する。受信信号はオシロスコープ(Digital Sampling Oscilloscope: DSO)にて測定し、ゲート時間を変化させながらFFTを行うことで、パルス内の周波数チャープ量を見積もる。本評価では、ゼロダイン変調周波数を160 MHz(立下り時間: 0.1 ns)、SOAはパルス幅400 ns(CDLでの距離分解能60 m)のランプ波形、繰り返し4 kHz、EDFAでの出力光パワーを20 Wとした。

受信信号時間波形、及びFFT結果の一例としてゲート位置を2 μ s (Gate2: パルスOFF期間送信光受信領域)、5 μ s (Gate1: パルスON期間送信光受信領域)とした場合のスペクトラムをFig. 5に示す。図より、遅延ファイバ長500 m(光路長750 m)のダブルパスに相当する5 μ s付近(Gate1)にビート信号が検出されているのに対し、パルスOFF期間送信光を受信したGate2(ゲート位置: 2 μ s)ではビート信号が検出されていないことがわかる。また、FFT結果より、ビート信号の中心周波数がSOA注入電流直接変調、及びSPMによる瞬時周波数偏移の影響により、変調周波数の160 MHzから+側に偏移していることが読み取れる。

この周波数偏移は式(4)に示すようにSOA注入電流直接変調により生じる周波数偏移($f_{\text{chirp_SOA}}$)と¹²⁾、SPMによる周波数偏移($f_{\text{chirp_SPM}}$)であらわされる¹⁴⁾。ここで、 $U(T)$ は光パルスの光電場を、 α は振幅・位相結合係数を、 L は実効的ファイバ長を、 L_{NL} 是非線形ファイバ長を表す。

$$f_{\text{chirp}} = f_{\text{chirp_SOA}} + f_{\text{chirp_SPM}} \\ = \frac{\alpha}{4\pi} \frac{1}{|U(T)|^2} \frac{\partial}{\partial T} |U(T)|^2 - \frac{1}{2\pi} \left(\frac{L}{L_{\text{NL}}} \right) \frac{\partial}{\partial T} |U(T)|^2 \quad (4)$$

上式において、第1項がSOAの注入電流直接変調により生じる瞬時的な周波数偏移を、第2項がSPMにより生じる瞬時的な周波数偏移を表す。Gate1付近におけるビート信号スペクトル中心周波数の瞬時的な変動と、SOA、

Fig. 5 Heterodyne signal between local and back-reflected light (a) Time domain data, (b) Spectrum.

Fig. 6 Optical transmitting pulse shape (a), (b) and instantaneous frequency deviation (c).

EDFA出力光パルス波形、及び式(4)に実測したパルス波形を適用した瞬時周波数の解析結果をFig. 6に併せて示す。解析において、式(4)第1項のパルス波形にはFig. 6(a)のSOA出力光パルス波形を、式(4)第2項にはFig. 6(b)のEDFA出力波形を用い、各種パラメータは $\alpha: 5$ 、 $L_{\text{NL}}: 44$ m、 $L: 24$ mとした^{12,14)}。図より解析結果と実測結果とが良好に一致し、パルス立ち上がり領域では正の周波数偏移が、パルス立下り領域では負の周波数偏移が20 MHz程(風速15.5 m/s相当)生じていることがわかる。

2.3 周波数偏移補償原理

ここでは、CDL光送信部で生じる瞬時周波数偏移のパルスゼロダイン変調を用いた補償原理について述べる。Fig. 7に周波数偏移補償原理図を示す。2.1節で述べたようにパルスゼロダイン変調による周波数シフト量は鋸波周期によって決まる。この鋸波周期を時間的に変化させることで、パルスON期間内の瞬時周波数制御を行う。印加する瞬時周波数には式(4)であらわされるCDL光送信部に生じる瞬時周波数偏移特性($f_{\text{chirp}}(t)$)の逆特性にオフセット周波数 f_{m0} を加算したものを与える。これによりパルスON期間に生じる瞬時周波数偏移の補償し、且つCDLで要求される周波数シフトを付加したパルス光を生成する。

$$E_{s, \text{ON}}(t) = E_s \exp \left[i 2\pi (f_0 + f_m(t) + f_{\text{chirp}}(t)) t \right] \\ f_m(t) = f_{m0} - f_{\text{chirp}}(t) \quad (5)$$

ここで、従来CDL光送信部に用いられてきたAOM (Acousto Optical Modulator) は変調可能な周波数幅が数 MHz、変調帯域が10 MHzほどであり、パルスON期間に生じる瞬時周波数偏移を補償するには帯域、変調幅ともに不足している。一方、本方式で用いる光位相変調器は変調帯域、変調幅ともに数 GHz以上と広帯域であるため、数 nsのパルス幅であっても適用可能である。

Fig. 7 Temporal signal of pulse serrrodyne modulation without correction (a) and with correction (b).

3. パルスセラロダイン変調による瞬時周波数偏移補償

本章では、瞬時周波数偏移補償実験結果について述べる。実験に用いた瞬時周波数の中心周波数160 MHzからの変化量をFig. 8に示す。評価にはFig. 4に示す評価系を用いた。2.2節で評価した周波数偏移の逆特性をもつ変調周波数を4GサンプルのDAコンバータを用いて生成し(時間分解能 $dt = 10$ ns(a), $dt = 1$ ns(b)), 瞬時周波数偏移評価を行った。

評価結果をFig. 9に示す。図より、時間分解能10 nsの補償信号を印加した際(Fig. 9(a))は、パルス立ち上がり、立下り領域における周波数偏移を補償しているものの、最大 ± 4.2 MHz、平均1.5 MHzの周波数偏移が残存している。一方、時間分解能1 nsの補償信号を印加した際には(Fig. 9(b)), フリーラン時 ± 20 MHzの周波数偏移がパルス内全領域において一定となっていることがわかる。このとき残存周波数偏移量は最大 ± 0.4 MHz、平均0.03 MHz(風速換算0.02 m/s)とCDL受信帯域と比べ十分小さい値であった。これは、SPMによる周波数偏移量である数MHz以下であり、信号処理部におけるオフセット減算により補正可能である¹⁴⁾。

Fig. 8 The frequency of serrrodyne modulation.

Fig. 9 The peak frequency of heterodyne beat signals with correction (a) $dt = 10$ ns and (b) $dt = 1$ ns.

4. まとめ

本研究では、CDL送受信部へのSOA適用に向け、パルスセラロダイン変調を用いたパルス内周波数偏移補償方式を提案し、評価実証を行った。その結果、パルス幅400 nsのパルス光に対し補償前に生じていた最大40 MHzの周波数偏移を0.4 MHz以下まで抑圧し、提案方式の効果を実証した。残存する周波数偏移量はCDL受信帯域幅と比べ十分小さく、信号処理によるオフセット減算にて処理可能である。

参考文献

- 1) R. M. Huffaker and R. M. Hardesty: *Proc. IEEE* **84** (1996) p. 181.
- 2) J. M. Vaughan, K. O. Steinball, C. Werner, and P. H. Flamant: *Proc. IEEE* **84** (1996) p. 205.
- 3) ISO/PRF 28902-2.
- 4) S. Kameyama, T. Ando, K. Asaka, Y. Hirano, and S. Wadaka: *Appl. Opt.* **46** (2007) 1953.
- 5) C. J. Karlsson, F. A. A. Olsson, D. Letalick, and M. Harris: *Appl. Opt.* **39** (2000) 3716.
- 6) G. N. Pearson, P. J. Roberts, J. R. Eacock, and M. Harris: *Appl. Opt.* **41** (2002) 6442.
- 7) A. Dolfi-Bouteyre, G. Canat, M. Valla, B. Augère, C. Besson, D. Goular, L. Lombard, J. Cariou, A. Durecu, D. Fleury, et al.: *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* **15** (2009) 441.
- 8) D. Schlipf, P. Fleming, F. Haizmann, A. Scholbrock, M. Hofsas, A. Wright, and P. W. Cheng: *Proc. The Science of Making Torque from Wind 2012* (2014) p. 012090.
- 9) 川端 浩和, 菊島 義弘, 小垣 哲也: 風力エネルギー利用シンポジウム **37** (2015) 287.
- 10) F. Koyama and K. Iga: *J. Lightwave Technol.* **6** (1988) 87.
- 11) T. M. Shen and Govind P. Agrawal: *J. Lightwave Technol.* **LT-4** (1986) 497.
- 12) L. Gillner: *Proc.-J IEE*. **139** (1992) p. 331.
- 13) E. Udvary and T. Berceli: *Proc. European Microwave Association* **3** (2007) 217.
- 14) T. Ando, S. Kameyama, H. Sakai, T. Wakayama, and Y. Hirano: *Proc. 13th Coherent Laser Radar Conference* (2005) p. 66.