

修士論文の和文要旨

研究科・専攻	大学院 情報理工学研究科 情報・ネットワーク工学専攻 博士前期課程		
氏名	相楽 昌希	学籍番号	2031075
論文題目	量子ドット半導体光増幅器を用いた光 D/A 変換の高性能化に関する研究		

要旨

デジタル・アナログ変換(D/A 変換)は、自然界の情報を記述するアナログ信号と情報社会で用いられるデジタル信号を結ぶ上で必要不可欠な技術である。現在、D/A 変換は通信ネットワーク、音声処理、レーダーなど様々な分野で使用されており高性能化が求められている。しかしながら、従来から使用されている電氣的な D/A 変換は RC 遅延、時間ジッタ、電磁干渉など電気固有の制限があり変換速度向上のボトルネックとなっている。一方、光 D/A 変換では光信号処理技術を用いることで電気固有の制限を回避できる。更に、現在のファイバ通信ネットワークと互換性があり、光電・電光変換での損失がないため注目が集まっている。これまでに、光ファイバ内での非線形効果や波長分散に基づく時間遅延などの様々な手法を用いた光 D/A 変換が報告されているが、十分な非線形効果を得るために大きな入力パワーが必要であり、緻密な分散・位相制御が必要である等の課題が存在する。

半導体光増幅器(SOA)は小型かつ低消費電力、高い非線形性、モノリシックに集積化可能など光信号処理用途で多くの利点を持つ。SOA を用いた光 D/A 変換はこれまでに報告されているが、追加のシリアル・パラレル変換が必要である。一方、次世代の光信号処理デバイスとして、SOA の活性層に量子ドット構造を採用した量子ドット半導体光増幅器(QD-SOA)が注目されている。QD-SOA は従来の SOA と比較して高速な利得回復時間を有しており、高速動作に有利である。SOA や QD-SOA によって光信号が増幅されたとき、利得変化によって生じる屈折率変化のために、光信号の立ち上がり・立ち下がり周波数が瞬時的に変化する周波数チャープという現象が発生する。短波長側の周波数シフトのブルーチャープは入力パワーやデータパターンとの依存性が低い。先行研究では、これらの特徴を利用し QD-SOA におけるブルーチャープを用いた 10 Gbps に対応した 2 bit 光 D/A 変換が報告されている。

本論文では、各種パラメタの最適化を行い、QD-SOA におけるブルーチャープを用いた 10 Gbps に対応した 4 bit 光 D/A 変換を実証した。更に、光コム光源を用いた多波長プローブ光生成を導入し、QD-SOA におけるブルーチャープを用いた 20 Gbps に対応した 2 bit 光 D/A 変換と 40 Gbps に対応した 2 bit 光 D/A 変換の実証を行った。また、それぞれの変換後の信号について変換精度を微分非線形誤差(DNL)、積分非線形誤差(INL)を用いた評価を行い、提案する光 D/A 変換の有用性を示した。

2021年度 修士論文

量子ドット半導体光増幅器を用いた 光D/A変換の高性能化に関する研究

所属	電気通信大学大学院 情報理工学研究科 情報・ネットワーク工学専攻
学籍番号	2031075
氏名	相楽 昌希
主任指導教員	松浦 基晴 教授
指導教員	來住 直人 教授
提出日	2022年1月26日

概要

デジタル・アナログ変換 (D/A 変換) は、自然界の情報を記述するアナログ信号と情報社会で用いられるデジタル信号を結ぶ上で必要不可欠な技術である。現在、D/A 変換は通信ネットワーク、音声処理、レーダーなど様々な分野で使用されており高性能化が求められている。しかしながら、従来から使用されている電氣的な D/A 変換は RC 遅延、時間ジッタ、電磁干渉など電気固有の制限があり変換速度向上のボトルネックとなっている。一方、光 D/A 変換では光信号処理技術を用いることで電気固有の制限を回避できる。更に、現在のファイバ通信ネットワークと互換性があり、光電・電光変換での損失がないため注目が集まっている。これまでに、光ファイバ内での非線形効果や波長分散に基づく時間遅延などの様々な手法を用いた光 D/A 変換が報告されているが、十分な非線形効果を得るために大きな入力パワーが必要であり、緻密な分散・位相制御が必要である等の課題が存在する。

半導体光増幅器 (SOA) は小型かつ低消費電力、高い非線形性、モノリシックに集積化可能など光信号処理用途で多くの利点を持つ。SOA を用いた光 D/A 変換はこれまでに報告されているが、追加のシリアル・パラレル変換が必要である。一方、次世代の光信号処理デバイスとして、SOA の活性層に量子ドット構造を採用した量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA) が注目されている。QD-SOA は従来の SOA と比較して高速な利得回復時間を有しており、高速動作に有利である。SOA や QD-SOA によって光信号が増幅されたとき、利得変化によって生じる屈折率変化のために、光信号の立ち上がり・立ち下がりに周波数が瞬時的に変化する周波数チャープという現象が発生する。短波長側の周波数シフトのブルーチャープは入力パワーやデータパターンとの依存性が低い。先行研究では、これらの特徴を利用し QD-SOA におけるブルーチャープを用いた 10 Gbps に対応した 2 bit 光 D/A 変換が報告されている。

本論文では、各種パラメタの最適化を行い、QD-SOA におけるブルーチャープを用いた 10 Gbps に対応した 4 bit 光 D/A 変換を実証した。更に、光コム光源を用いた多波長プローブ光生成を導入し、QD-SOA におけるブルーチャープを用いた 20 Gbps に対応した 2 bit 光 D/A 変換と 40 Gbps

に対応した 2 bit 光 D/A 変換の実証を行った。また、それぞれの変換後の信号について変換精度を微分非線形誤差 (DNL), 積分非線形誤差 (INL) を用いた評価を行い、提案する光 D/A 変換の有用性を示した。

目次

第 1 章	序論	1
1.1	研究の背景	1
1.2	研究の目的	2
第 2 章	デジタル・アナログ変換 (D/A 変換)	3
2.1	D/A 変換	3
2.2	光 D/A 変換	3
2.3	D/A 変換の精度評価	4
2.3.1	微分非直線誤差 (DNL)・積分非直線誤差 (INL)	4
2.3.2	有効ビット数 (ENOB)	5
第 3 章	半導体光増幅器	8
3.1	光増幅器の原理	8
3.2	半導体光増幅器 (SOA)	8
3.3	量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA)	9
3.4	SOA と QD-SOA の基本特性	10
3.4.1	自然放出光雑音特性	10
3.4.2	利得特性	11
3.4.3	周波数チャープ	12
第 4 章	量子ドット半導体光増幅器内での周波数チャープを用いた光 D/A 変換	15
4.1	提案方式	15
4.2	光 D/A 変換におけるプローブ光の条件	17
第 5 章	光 D/A 変換の高性能化に関する検討	18
5.1	フィルタ位置の最適化	18

5.1.1	実験構成	18
5.1.2	実験結果	20
5.2	入力パワーの最適化, データ光とプローブ光同士 の中心波長差の最適化	22
5.2.1	実験構成	22
5.2.2	実験結果	24
5.3	光コム光源を用いた多波長プローブ光生成	27
第 6 章	ブルーチャープを用いた 4 bit 10 Gbps の光 D/A 変換	29
6.1	実験構成	29
6.2	実験結果	31
6.3	変換精度の評価	33
6.3.1	DNL・INL を用いた評価	33
6.3.2	ENOB を用いた評価	34
第 7 章	ブルーチャープを用いた 2 bit 20 Gbps の光 D/A 変換	36
7.1	実験構成	36
7.2	実験結果	37
7.3	変換精度の評価	39
第 8 章	ブルーチャープを用いた 2 bit 40 Gbps の光 D/A 変換	41
8.1	実験構成	41
8.2	実験結果	42
8.3	変換精度の評価	44
第 9 章	ブルーチャープを用いた 4 bit 40 Gbps の光 D/A 変換のための プローブ光生成	45
9.1	実験構成	45
9.2	実験結果	46
第 10 章	考察	48
10.1	高性能化に伴う変換精度の変化	48
10.2	更なる高性能化の展望	49

第 11 章 結論	50
謝辭	51
参考文献	52

第1章 序論

1.1 研究の背景

デジタル・アナログ (D/A: Digital-to-Analog) 変換は, “0” と “1” の2値で表されるデジタル信号を入力し, 時間に対しての変化が連続なアナログ信号を出力する変換である. 現在, デジタル信号はデータの記録や解析などの処理のため広く用いられるが, 音や画像, 圧力などの自然界の情報ほとんどがアナログ信号である. このため, D/A 変換はアナログ信号とデジタル信号を結ぶ上で, アナログ・デジタル (A/D: Analog-to-Digital) 変換と共に, 音声処理, レーダー, 通信ネットワークなど様々な分野で使用されており高性能化が求められている [1]. しかしながら, 従来から使用されている電氣的な D/A 変換は RC(Resistive-Capacitive) 遅延, 時間ジッタ, 電磁干渉など電気固有の制限があり変換性能向上のボトルネックとなっている [2]–[3]. 電氣的な D/A 変換では, 高性能な変換を実現するために, コストや複雑さを犠牲とし, 1つのシステムに複数の D/A 変換器が様々な手法で統合されている [4]. 一方, 光 D/A 変換では光信号処理技術を用いることで時間ジッタ等の電気固有の制限を回避できる. 更に, 現在のファイバ通信ネットワークと互換性があり, 光電・電光変換での損失がないため注目が集まっている. これまでに, シリアル入力のデジタル信号に対応した光 D/A 変換として, 光ファイバ内での非線形効果 [5] や波長分散に基づく時間遅延 [6] 等の様々な手法が報告されている. しかし, 十分な非線形効果を得るために大きな入力パワーが必要であり, 緻密な分散・位相制御が必要である等の課題が存在する.

半導体光増幅器 (SOA: Semiconductor Optical Amplifier) は小型かつ低消費電力, 高い非線形性, モノリシックに集積化可能など光信号処理用途で多くの利点を持つ. SOA を用いた光 D/A 変換はこれまでに相互利得変調 (XGM: Cross Gain Modulation) を利用した手法 [7] が報告されているが, 追加のシリアル・パラレル変換が必要である. 一方, 次世代の光信号処理デバイスとして, SOA の活性層に量子ドット構造を採用した量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA: Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier) が注目されている. QD-SOA は従来の SOA と比較して高速な利得回復時間を有しており, 高速動作に有利である. SOA や QD-SOA によって光信号が増幅さ

れたとき、利得変化によって生じる屈折率変化のために、光信号の立ち上がり・立ち下がりに周波数が瞬時的に変化する周波数チャープという現象が発生する。特に、短波長側の周波数シフトのブルーチャープは入力パワーやデータパターンとの依存性が低いという特徴を有する [8], [9]。先行研究では、これらの特徴を利用し QD-SOA におけるブルーチャープを用いた 10 Gbps に対応した 2 bit 光 D/A 変換に成功している [10]。

1.2 研究の目的

本論文では、QD-SOA におけるブルーチャープを用いた 10 Gbps に対応した 4 bit 光 D/A 変換を実証する。更に、光コム光源を用いた多波長プローブ光生成を導入し、QD-SOA におけるブルーチャープを用いた 20 Gbps に対応した 2 bit 光 D/A 変換と 40 Gbps に対応した 2 bit 光 D/A 変換の実証する。また、それぞれの変換後の信号について変換精度を微分非線形誤差 (DNL: Differential NonLinearity), 積分非線形誤差 (INL: Integral NonLinearity) を用いた評価を行い、高性能化に伴う変換精度の変化を考察する。

第2章 デジタル・アナログ変換 (D/A 変換)

本章では、デジタル・アナログ (D/A: Digital-to-Analog) 変換の方法や評価法について述べる。

2.1 D/A 変換

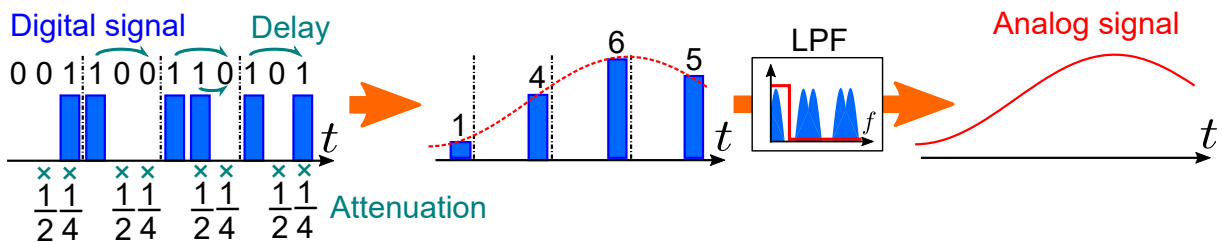


図 2.1: D/A 変換の基本構成

D/A 変換は、“0”と“1”の2値で表されるデジタル信号を入力し、時間に対しての変化が連続的なアナログ信号を出力する変換である。いくつかの方式が存在するが、図 2.1 にシリアル入力の 3 bit のデジタル信号に対する、重み付け加算型 D/A 変換の基本原理を示す。 n bit の場合について、デジタル信号に対して最上位ビット (MSB: Most Significant Bit) に対応する信号は等倍、最下位ビット (LSB: Least Significant Bit) は対応する信号は $1/2^{n-1}$ 倍のように、適切な重み付けを行う。そして、MSB に対応する信号は $(n-1)T$ 遅延、LSB に対応する信号は遅延なしのように各ビットに対応する信号に対してそれぞれ適切に遅延し、各信号を重ね合わせる (T は入力デジタル信号の繰り返し周期)。重ね合わせた波形に対し、ローパスフィルタ (LPF: Low-Pass Filter) によって高周波成分を除去することでアナログ出力を得る。

2.2 光 D/A 変換

光 D/A 変換では、光信号処理技術を用いることで電気固有の制限を回避でき、変換の高性能化が見込める。更に、現在のファイバ通信ネットワークと互換性があり光電・電光変換での損失が

ないため注目が集まっている。基本的な変換機能以外にも、光ラベルスイッチ [11]、任意波形生成 [12]、可視光通信 [13] への応用も検討されている。

光 D/A 変換の実現手法の一つとして、パラレル入力のデジタル信号に適切に重み付けした光を結合し、光電変換とともに LPF で高周波成分を除去することでアナログ出力を得る手法がある。この手法を用いた光 D/A 変換として、マイクロリング共振器 [14]、非線形光学ループミラー [15] 等を用いた光 D/A 変換など提案されている。これらの手法はパラレルなデジタル信号の入力を前提としているため、並列チャンネルを増やすことで分解能を容易に向上できる。しかしながら、既存の光通信システムはシリアルで動作するため [16]、追加のシリアル・パラレル変換が必要となる。さらに、高分解能化に伴い、パラレルチャンネル間でのデバイスの同期がシステムの性能を制限するという課題がある。

以上の背景から、シリアル入力のデジタル信号に対応した光 D/A 変換への関心が高まっている。シリアル入力に対応した光 D/A 変換としては、ファイバ内での非線形効果 [5] や波長分散に基づく時間遅延 [6] などが報告されている。しかし、十分な非線形効果を得るために大きな入力パワーが必要であったり、緻密な分散・位相制御が必要である等の課題が存在する。

半導体光増幅器 (SOA: Semiconductor Optical Amplifier) を用いた光 D/A 変換に関する研究は、相互利得変調 (XGM: Cross Gain Modulation) を利用した手法が報告されており、2 bit 光 D/A 変換を実証し、3 bit の構成を提案している。しかしながら、この手法では追加のシリアル・パラレル変換が必要であり、高分解能化に伴い複数の SOA を接続する必要がある。先行研究では、SOA 内で発生するブルーチャープを用いた 10 Gbps に対応した 2 bit 光 D/A 変換に成功している [10]。この手法は、シリアル入力のデジタル信号に対応し、単一の SOA での高分解化ができる利点がある。

2.3 D/A 変換の精度評価

2.3.1 微分非直線誤差 (DNL) ・ 積分非直線誤差 (INL)

D/A 変換の精度を評価する方法として、微分非直線性誤差 (DNL: Differential Non-Linearity) や積分非直線性誤差 (INL: Integral Non-Linearity) がある。

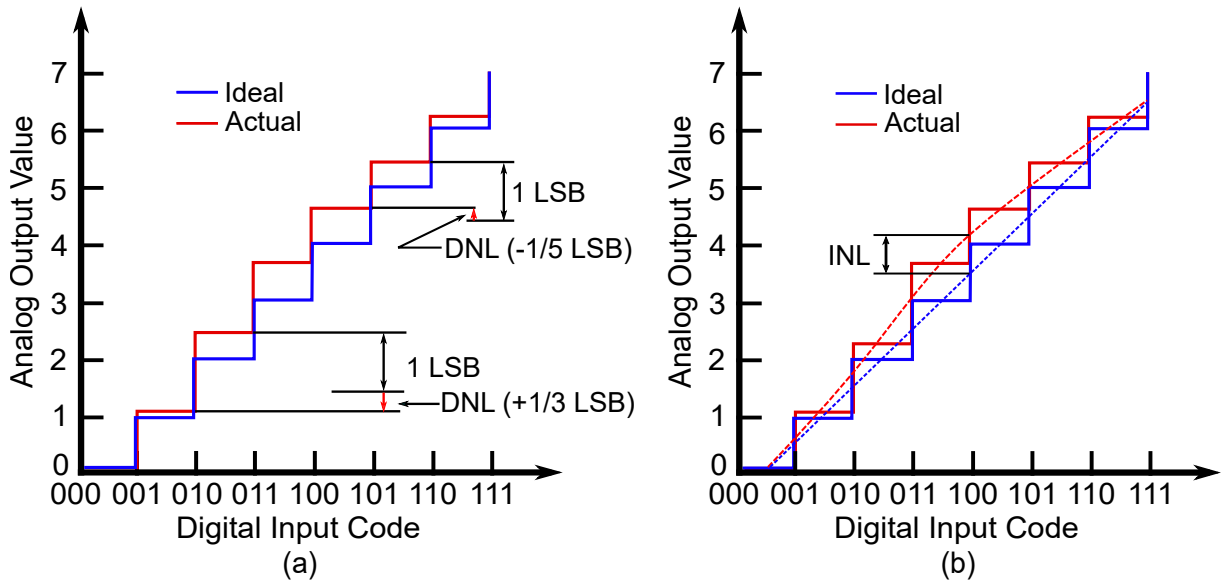


図 2.2: (a)DNL の概念図, (b)INL の概念図 (3 bit D/A 変換での例)

図 2.2(a) のように, DNL はデジタル入力信号とアナログ出力信号の関係から求められる実際のステップと理想のステップの差を示したものであり, 局所的な変換誤差の評価として用いられる. 単位は LSB であり, 1 LSB が理想の 1 ステップである. 1 LSB は基準電圧値を 2^n (n は D/A 変換器の分解能) で割ることで求められる. 実際のステップが理想のステップからの差が 1 LSB より大きい時, デジタル入力信号に対応するアナログ出力信号が出力されないミッシング・コードという現象が発生する. 従って各隣接符号間の DNL の誤差の合計は 1LSB 以内に収めなければならない, 1 符号あたりでは DNL を ± 0.5 LSB 以内に収める必要がある.

一方, 図 2.2(b) のように, INL は実際の D/A 変換での伝達関数 (赤破線) と理想的な D/A 変換での伝達関数 (青破線) の差分として示され, 線形性の指標, 即ち D/A 変換全体としての誤差の指標として用いられる.

2.3.2 有効ビット数 (ENOB)

有効ビット数 (ENOB: Effective Number of Bits) は, フルスケールのシングルトーン正弦波に対して, 信号対雑音歪み比 (SNDR or SINAD: Signal-to-Noise and Distortion Ratio) から算出される. ENOB や SNDR を考えるために, まず信号対雑音歪み比 (SNR: Signal-to-Noise Ratio) を導入する. フルスケールのシングルトーン正弦波信号の実効電圧値 V_{signal} は, 二乗平均平方根 (RMS: Root Mean Square) を計算すれば良い. よって, 振幅は LSB を用いて $2^N \text{LSB}/2$ と表され

るので,

$$V_{\text{signal}} = \text{RMS} \left[\frac{2^N \text{LSB}}{2} \cos(\omega t) \right] = \sqrt{\frac{1}{\tau} \int_0^\tau \left\{ \frac{2^N \text{LSB}}{2} \cos(\omega t) \right\}^2 dt} = \frac{2^N \text{LSB}}{2\sqrt{2}} \quad (2.1)$$

である.

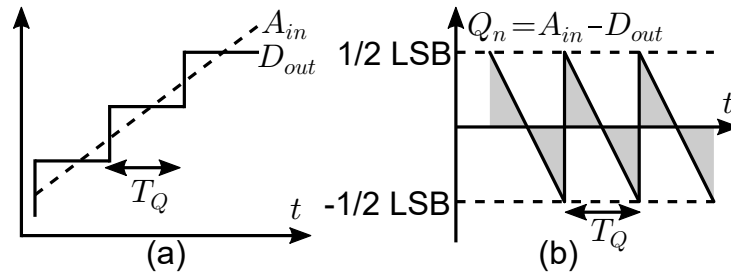


図 2.3: (a) のこぎり波の ADC 入出力波形, (b) 量子化誤差

また, 量子化誤差による雑音の実効電圧は, 図 2.3 に示すように, のこぎり波の入出力差に対して RMS を計算すれば良いので,

$$V_{\text{noise}} = \text{RMS} [Q_n(t)] = \sqrt{\frac{1}{T_Q} \int_{-T_Q/2}^{T_Q/2} \left\{ \frac{\text{LSB}}{T_Q} t \right\}^2 dt} = \frac{\text{LSB}}{2\sqrt{3}} \quad (2.2)$$

となる. 理想的な SNR [dB] はこれらの比から計算すればよい. よって,

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{\text{signal}}}{V_{\text{noise}}} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{\frac{2^N \text{LSB}}{2\sqrt{2}}}{\frac{\text{LSB}}{2\sqrt{3}}} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{2^N \sqrt{6}}{2} \right) = 6.02N + 1.76 \quad (2.3)$$

と求まる. 式 (2.3) を変形し,

$$N = \frac{\text{SNR}_{\text{dB}} - 1.76}{6.02} \quad (2.4)$$

とも記述できる.

しかしながら, 実際の D/A 変換における分解能は, 回路内での雑音や非線形性による誤差等により, 理想 SNR より劣化する. これらの劣化を考慮した SNDR は, 雑音や非線形性などの非理想特性を全て含んだ指標である. SNDR は,

$$\text{SNDR}_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{\text{signal}}}{V_{\text{noise}} + V_{\text{distortion}}} \right) \quad (2.5)$$

と定義されている。実際には、フルスケールのシングルトーン正弦波に対する $0 < f < F_S/2$ のスペクトラムを用いて信号成分に対するそれ以外の周波数成分の比を取れば良い。式 (2.3) における SNR の代わりに SNDR とすることで、ENOB が定義されている。

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SNDR}_{\text{dB}} - 1.76}{6.02} \quad (2.6)$$

ENOB も SNDR と同様に、雑音や非線形性などの非理想特性を全て含んだ指標である。

第3章 半導体光増幅器

3.1 光増幅器の原理

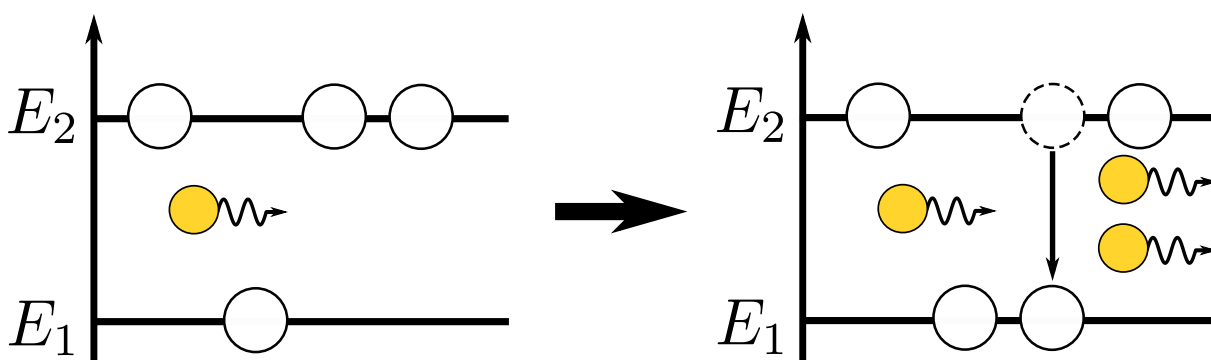


図 3.1: 誘導放出の原理

光増幅器では一般的に誘導放出という現象を用いて入力された光信号を増幅する。図 3.1 に誘導放出の原理を示す。誘導放出は、二つのエネルギー準位間のエネルギー差に相当するエネルギーを持つ周波数の光子が二準位間に入力された場合に、高準位側 E_2 の電子が低準位側 E_1 へと遷移すると同時に、入力された光と同一の周波数、位相、進行方向を持つ光を放出する現象である。光増幅器では、駆動電流や励起光を用いて反転分布状態を形成し、誘導放出を引き起こす。これにより、入力した光を増幅することができる。

3.2 半導体光増幅器 (SOA)

半導体光増幅器 (SOA: Semiconductor Optical Amplifier) では駆動電流を用いて活性層と呼ばれる部分に反転分布状態を形成し、誘導放出によって光を増幅する。SOA は希土類添加光ファイバ増幅器やラマン増幅器と比較し、小型で構造が簡素・低消費電力といった特徴を持つ。増幅原理から入力する光の強度や波長、駆動電流によって増幅特性が変化する。

3.3 量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA)

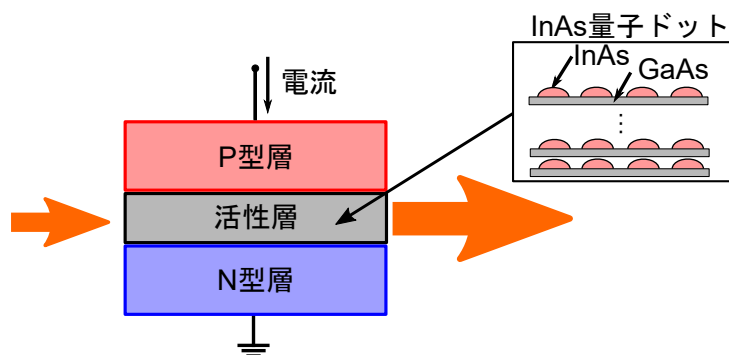


図 3.2: QD-SOA の構造

量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA: Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier) は、図 3.2 のように半導体光増幅器の活性層に約 5~10 層からなるヒ化ガリウム (GaAs) 層の表面に数 nm サイズのヒ化インジウム (InAs) の量子ドットをもつ構造となっている。

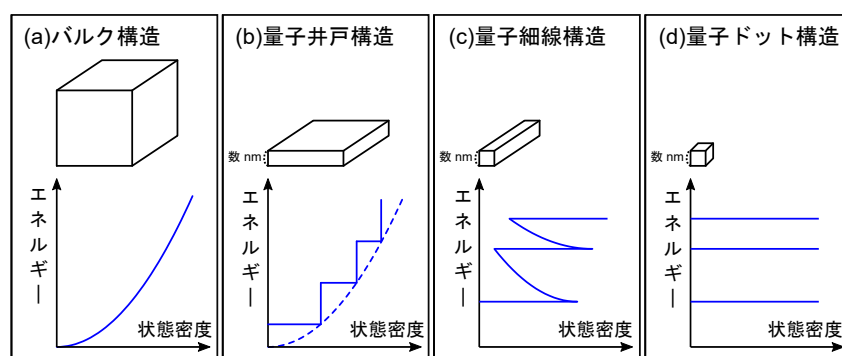


図 3.3: 量子ドット構造とその他の構造

図 3.3 のように、量子ドット構造では他の構造と比較して、電子の状態密度を離散化することが可能であり、これにより閉じ込められた電子のエネルギーも離散化するため、高いエネルギー効率を持つ。このため従来の SOA に比べ、広利得帯域、高利得、高速な利得回復時間という優れた特徴を有する。従来の SOA の利得帯域では 40 nm 程で広帯域な波長分割多重 (WDM: Wavelength Division Multiplexing) での利用が困難である。それに対して、QD-SOA では 100 nm 以上の広帯域が利用可能であり、将来的には 1250 nm から 1620 nm 程度まで利用が想定されている。そのため光の広帯域性を利用して行う光信号処理技術において非常に需要が高いデバイスである。しかし、反転分布を形成するためには高い駆動電流をかける必要があり従来の SOA と異なる点がいくつか存在するため、使用する際は注意する必要がある。

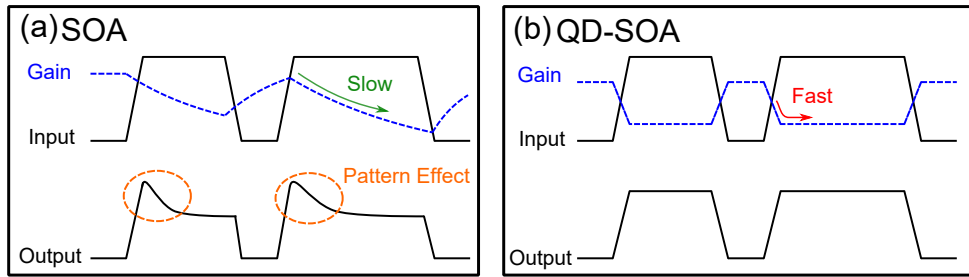


図 3.4: (a)SOA と (b)QD-SOA の利得回復時間の違いによる影響

図 3.4 に SOA と QD-SOA の利得回復時間の違いによる出力への影響についての概要を示す。SOA は利得の変化が緩やかであるため、パターン効果という出力信号の歪みが生じてしまう。しかし、QD-SOA は SOA と比較して利得回復が高速であるため、パターン効果は発生しにくい。利得回復時間はそのデバイスの応答性に大きな影響を与えることから、QD-SOA は一般的な SOA より高い応答性を持つ [17]。

3.4 SOA と QD-SOA の基本特性

今回、1550 nm 帯を増幅帯域に持つ SOA(InPhenix, Inc., IPSAD1503) と QD-SOA(QD Laser, Inc., Sample device) についての基本特性を測定し、その比較を行った。

3.4.1 自然放出光雑音特性

光増幅器には入射光がなくても電子が励起状態から基底状態へ遷移して位相や方向がランダムな光が放出される自然放出が存在する。この自然放出光の一部が誘導放出により増幅されることで雑音となる。この自然放出光 (ASE: Amplified Spontaneous Emission) 雑音を測定することで、光増幅器の利得や利得帯域等を評価することができる。

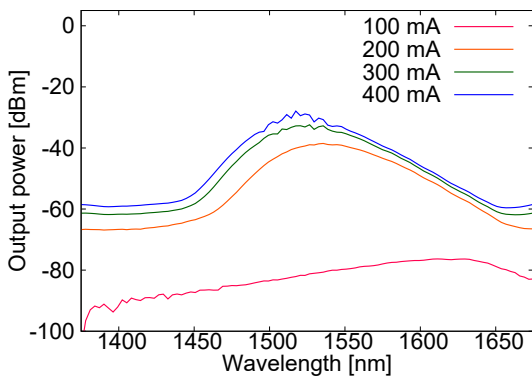


図 3.5: SOA の ASE 雑音特性

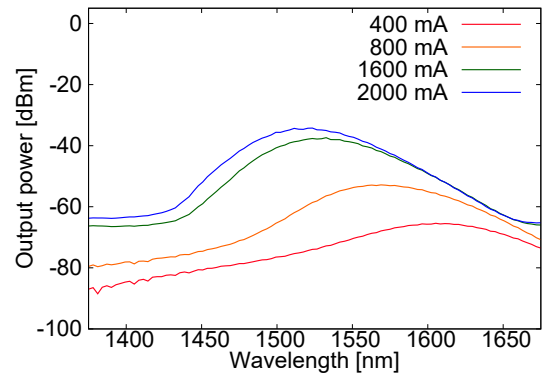


図 3.6: QD-SOA の ASE 雑音特性

図 3.5 に SOA の ASE 雑音特性, 図 3.6 に QD-SOA の ASE 雑音特性を示す. どちらの増幅器についても駆動電流を増加させるに伴い, 利得が増加しその帯域も広がっている事が確認できる. これは駆動電流の増加に伴う高準位キャリアの増加に起因する. 従って, これらの増幅器を用いる際には耐入限界に近い駆動電流をかけることで高利得・広帯域な特性を得ることができる.

3.4.2 利得特性

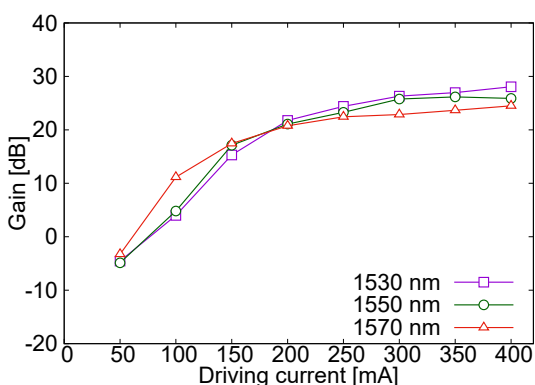


図 3.7: SOA の利得特性

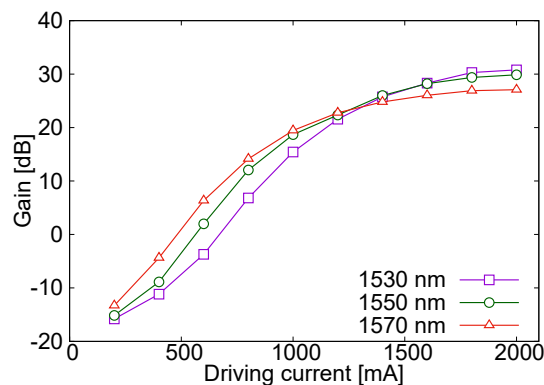


図 3.8: QD-SOA の利得特性

図 3.7 に SOA の各駆動電流に対する利得特性, 図 3.8 に QD-SOA の各駆動電流に対する利得特性を示す. なお, このときの入力光のパワーは -30 dBm である. どちらの増幅器についても, 駆動電流が低い場合には, 利得が負値となり増幅器として動作していない. 駆動電流を増加させるに伴い, いずれの波長帯域においても利得が大きくなっていることが確認できる. 特に, QD-SOA では 1500 mA から 2000 mA の駆動電流をかけることで, 30 dB 程度の利得を得ることができる. また, SOA では QD-SOA に対して低い駆動電流でも動作するが, ピークの利得はやや低いことが確認できる.

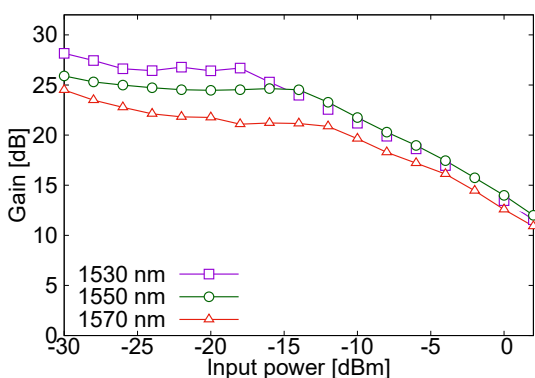


図 3.9: SOA の利得飽和特性

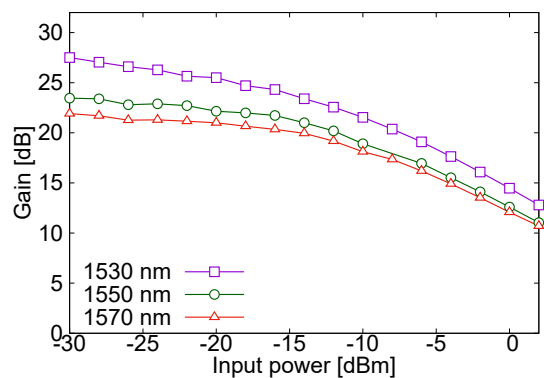


図 3.10: QD-SOA の利得飽和特性

図 3.9 に SOA の利得飽和特性, 図 3.10 に QD-SOA の利得飽和特性を示す. なお, SOA の駆動電流は 400 mA, QD-SOA の駆動電流は 1500 mA である. 利得飽和とは, 入力光のパワーが大きくなった場合に生じ, 利得回復が追いつかなくなることで利得が低下してしまう現象である. どちらの増幅器についても, 入力光のパワーを大きくするに伴い利得が減少していることが確認できる.

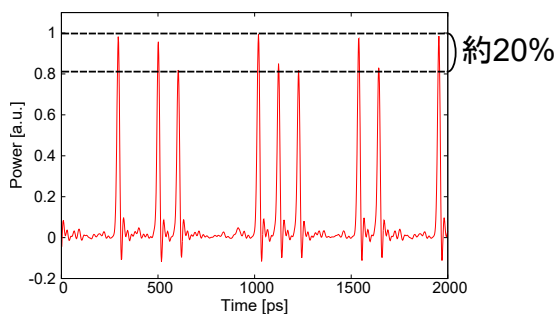


図 3.11: SOA の利得回復特性

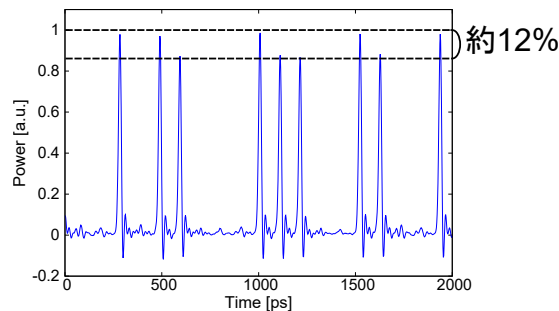


図 3.12: QD-SOA の利得回復特性

図 3.11 に SOA の利得回復特性, 図 3.12 に QD-SOA の利得回復特性を示す. なお, SOA, QD-SOA それぞれに対し, 10 Gbps のデータ信号を 10 dBm のパワーで入力し増幅した. 信号の 1 が連続しているとき, パターン効果によってパワーが落ち込んでしまっていることが読み取れる. SOA で増幅したときのパターン効果によるパワーの落ち込みは 20%程度であるが, QD-SOA では 12%程度となっている. よって, QD-SOA が SOA と比較して利得回復時間が短いことが確認できる.

3.4.3 周波数チャープ

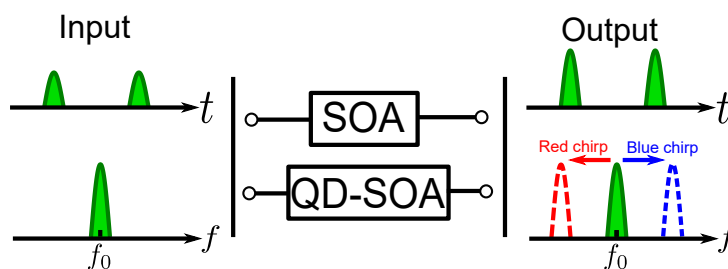


図 3.13: 周波数チャープ

図 3.13 に周波数チャープの概要を示す. 周波数チャープとは SOA や QD-SOA などの半導体素子内で発生する搬送波周波数が瞬時的にシフトする現象である. SOA は増幅を行う際, 駆動電流により反転分布状態を形成するため活性層内のキャリア密度が急激に変化する. このキャリア密

度の変化により、SOA の媒質の屈折率が変化し、出力信号の搬送波周波数が瞬時的にシフトする。周波数チャープには、信号の立ち上がり時に搬送波周波数が低周波側にシフトするレッドチャープ、信号の立ち下がり時に搬送波周波数が高周波側にシフトするブルーチャープの 2 種類が存在する。

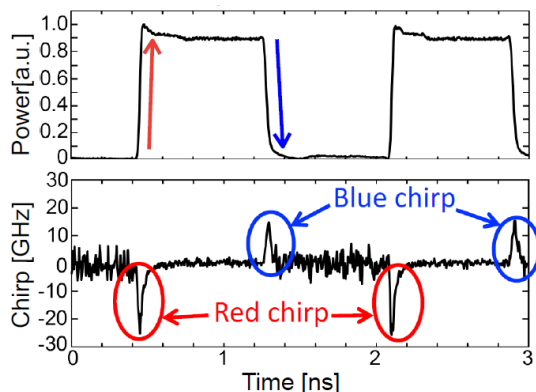


図 3.14: SOA の出力波形と周波数チャープ

図 3.14 に SOA の出力波形と対応する周波数チャープによる搬送波周波数のシフト量を示している [8]。信号の立ち上がり時に低周波側への周波数シフトであるレッドチャープ、信号の立ち下がり時に高周波側への周波数シフトであるブルーチャープが確認できる。

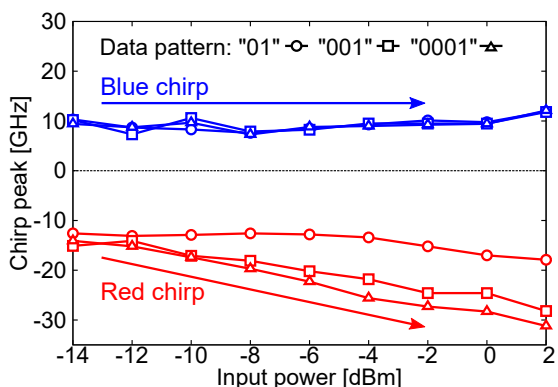


図 3.15: SOA への入力パワーと周波数チャープによる周波数シフト

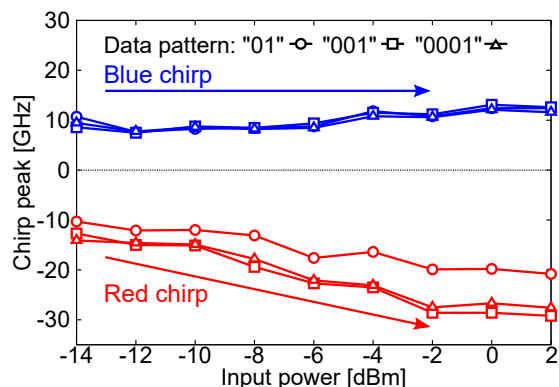


図 3.16: QD-SOA への入力パワーと周波数チャープによる周波数シフト

図 3.15, 図 3.16 に SOA, QD-SOA への入力パワーとデータパターンに対する周波数チャープ特性を示す [9]。これは、入力パワーとデータパターンを変えることで QD-SOA 内で発生する周波数チャープによる搬送波周波数のシフト量がどのように変動するかを示している。ブルーチャープは周波数シフト量の入力パワーとデータパターンとの依存度が低く、レッドチャープは入力パワーが大きくなるにつれて周波数シフト量が増加し、データパターンとの依存性も高いという特

徴があることが確認できる。ブルーチャープの特徴を用いることにより、入力信号の2値の情報を、信号の入力パワーやデータパターンに依存せず周波数シフト量に変換することができる。そこで本研究では、光 D/A 変換においてブルーチャープを用いた周波数変換を用いる。

第4章 量子ドット半導体光増幅器内での周波数チャープを用いた光D/A変換

4.1 提案方式

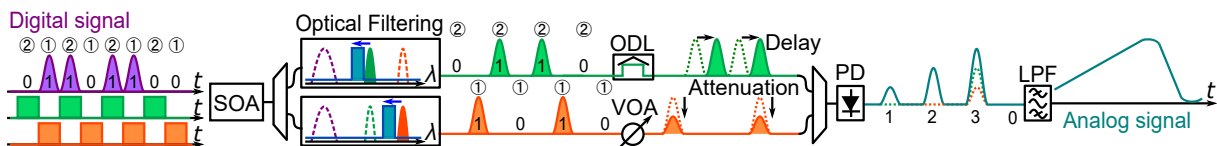


図 4.1: ブルーチャープを用いた光 D/A 変換の原理図 (2 bit の例)

図 4.1 に提案する光デジタル・アナログ (D/A: Digital-to-Analog) 変換について 2 bit を例とした原理図を示す。まず、RZ 符号のデータ信号光と、データ光の半分の繰り返し周波数でそれぞれ 1/2 周期位相差をもつクロック信号である 2 波のプローブ光を半導体光増幅器 (SOA: Semiconductor Optical Amplifier) へ入力する (図 4.2)。データ光の論理値が“1” のとき、SOA 内のキャリア密度が変化し、媒質の屈折率が変化する。これにより、どちらか一方のクロック光が周波数チャープによる周波数変動の影響を受ける。このとき、データ光のデジタル情報が、一方のクロック光の波長帯での周波数シフト情報へ変換される (図 4.3)。その後、フィルタによりデータ光と 2 波のプローブ光の成分を低減し、データ光によって誘発されたプローブ光のブルーチャープ成分のみを透過することで、データ光の情報がプローブ光の波長帯へ順に波長変換される (図 4.4)。波長変換された信号を波長帯毎に分波した後、それぞれ適切な減衰・遅延を加えることで、4 値振幅の光信号が実現する。変換された光信号をフォトダイオード (PD: Photo-Diode) によって光電変換し、ローパスフィルタ (LPF: Low-Pass Filter) で低周波成分を透過することでアナログ信号を得ることができる。4 値への変換以降の工程は電気信号処理を必要とするが、LPF による低周波成分の透過のみであるため、狭帯域かつ矩形な特性を持つ PD による光電変換や PD による光電変換前に狭帯域な光バンドフィルタによるフィルタリングを行う事で全光化が可能と考えられる。

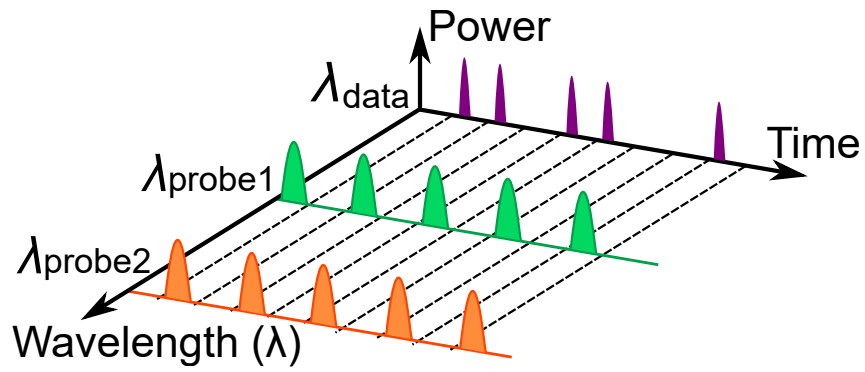


図 4.2: ブルーチャープを用いた光 D/A 変換の原理図 (2 bit の例, 信号入力部)

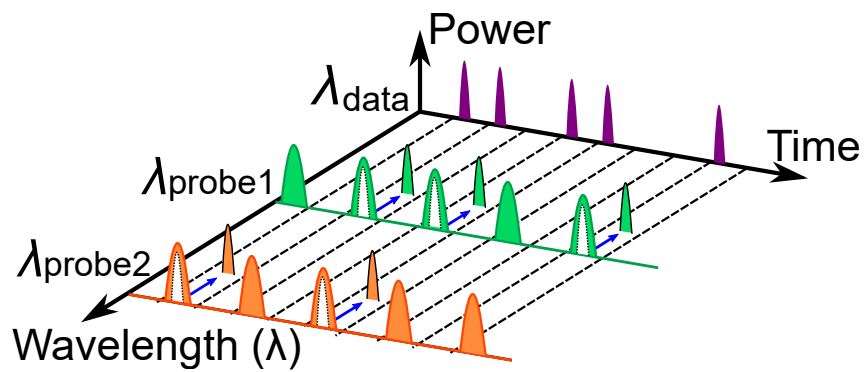


図 4.3: ブルーチャープを用いた 2 bit の光 D/A 変換の原理図 (2 bit の例, チャープ発生部)

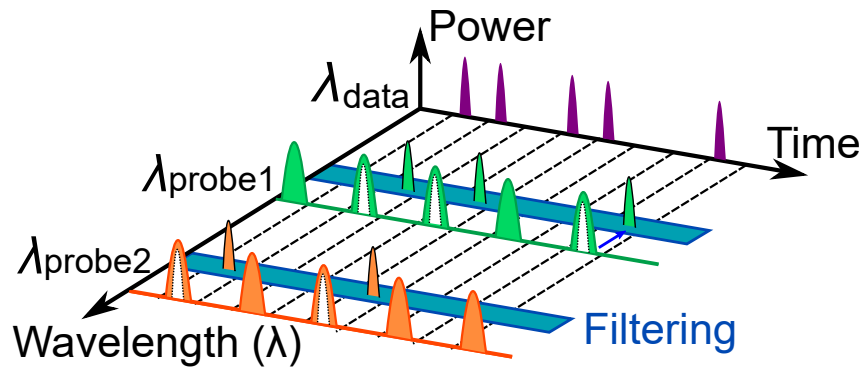


図 4.4: ブルーチャープを用いた 2 bit の光 D/A 変換の原理図 (2 bit の例, 波長変換部)

4.2 光 D/A 変換におけるプローブ光の条件

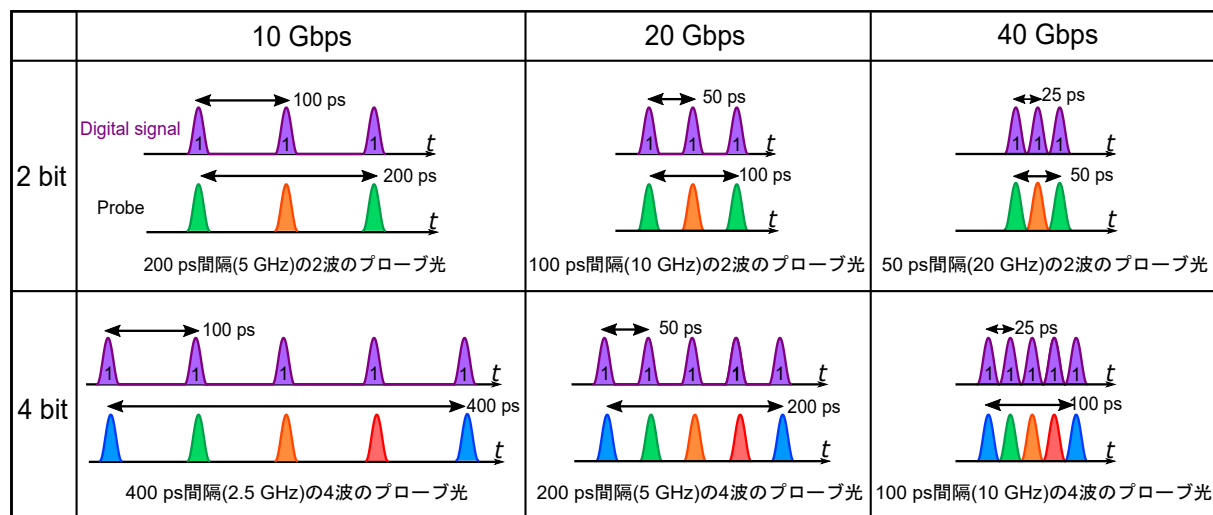


図 4.5: 光 D/A 変換におけるプローブ光の条件

図 4.5 に分解能，変換速度において光 D/A 変換に必要なプローブ光の条件を示す．前節では 2 bit の光 D/A 変換について述べたが， n bit の変換を行う場合には，プローブ光の入力数を n に拡張し，プローブ光はデータ光に対して $1/n$ の繰り返し周波数のクロック信号である必要がある．また， n 波のプローブ同士は，それぞれ位相が $1/n$ 周期ずつ異なるようにタイミングを調整する．

例として，4 bit 40 Gbps の光 D/A 変換では，プローブ光の入力数を 4 つとし，40 Gbps のデータ光に対して $1/4$ の繰り返し周波数である 10 GHz のクロック信号をそれぞれ $1/4$ 周期の位相差を持つように調整を行えばよい．

第5章 光D/A変換の高性能化に関する検討

提案する光デジタル・アナログ (D/A: Digital-to-Analog) 変換において高性能化を行う上での変換精度は、ブルーチャープ成分を透過した後の波長変換の変換精度に依存する。本章では、波長変換波形の変換精度に影響を与える各種パラメタの最適化について述べる。また、更なる光D/A変換の高性能化のために光コム光源を用いた多波長プローブ光生成を提案し、その原理を述べる。

5.1 フィルタ位置の最適化

フィルタ位置の最適化として、プローブ光のブルーチャープ成分を切り取るフィルタの中心波長と元のプローブ光の中心波長差について変換後の信号品質を符号誤り率 (BER: Bit Error Rate) とアイパターンを用いて品質の評価を行った。

5.1.1 実験構成

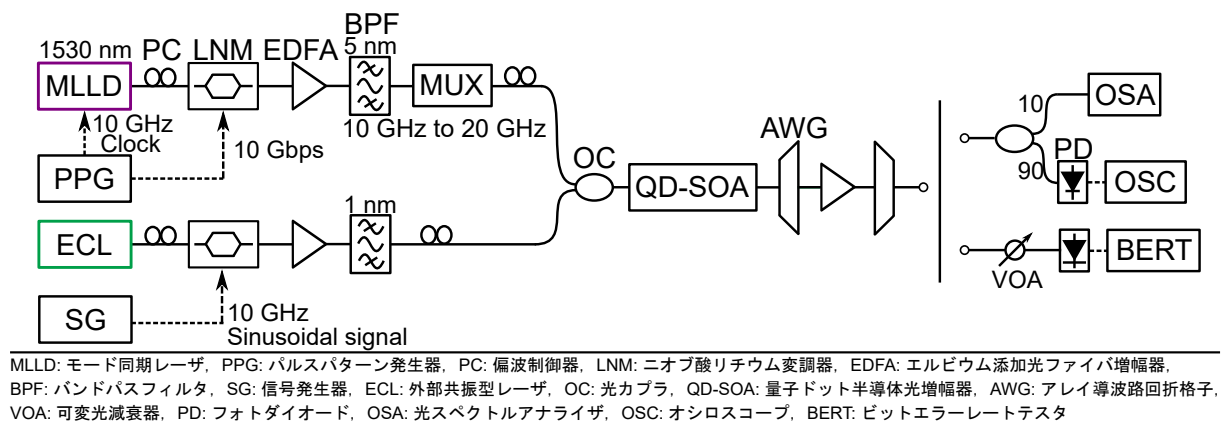


図 5.1: フィルタとプローブ光の最適な中心波長差の検証の実験構成

図 5.1 にフィルタとプローブ光の適切な中心波長差を検討するための実験構成を示す。モード同期レーザー (MLLD: Mode-Locked Laser Diode) にパルスパターン発生器 (PPG: Pulse Pattern Generator) で生成した 10 GHz のクロック信号を入力し、中心波長 1530 nm の 10 GHz のクロック

ク光を生成した。その後、偏波制御器 (PC: Polarization Controller) で偏波を調整した後、データパターン信号を入力したニオブ酸リチウム変調器 (LNM: LiNbO₃ Modulator) により変調を行い、10 Gbps データ光を生成した。生成されたデータ光をエルビウム添加光ファイバ増幅器 (EDFA: Erbium-Doped Fiber Amplifier) により増幅した後、5 nm の 3 dB 帯域幅を有するバンドパスフィルタ (BPF: Band-Pass Filter) で雑音を除去した。このデータ光に対して、10 GHz から 20 GHz への MUX 装置により 20 Gbps データ光を生成した。一方で、外部共振型半導体レーザー (ECL: External-Cavity Laser) により生成した連続光を PC で調整した後、信号発生器 (SG: signal generator) で生成した 10 GHz の正弦波を LNM に入力し、連続光を変調しプローブ光を生成した。連続光の中心波長は 1550.699 nm, 1550.749 nm, 1550.799 nm, 1550.899 nm と変化させた。その後、プローブ光を EDFA により増幅し、1 nm の 3 dB 帯域幅を有する BPF で雑音を除去した。データ光とプローブ光をそれぞれ PC にて調整し、光カップラ (OC: Optical Coupler) によって合波し、QD-SOA へ入力した。この際、QD-SOA に注入されるデータ光およびプローブ光の入力パワーを光パワーメータ (OPM: Optical Power Meter) により測定した。プローブ光のブルーチャープ成分を、3 dB 帯域幅が 0.64 nm, 中心波長が 1550.094 nm のアレイ導波路回折格子 (AWG: Arrayed Waveguide Grating) で切り出した。AWG の中心波長から短波長側にシフトした成分が透過され、これを EDFA によって増幅し、3 dB 帯域幅が 0.64 nm, 中心波長が 1550.104 nm の AWG で切り出した。切り出した出力信号のスペクトルは光スペクトラムアナライザ (OSA: Optical Spectrum Analyzer) で測定した。光電変換波形を帯域 50 GHz のサンプリングオシロスコープ (OSC: Oscilloscope) で測定、ビットエラーレートテスタ (BERT: Bit Error Rate Tester) で信号品質評価を行った。

5.1.2 実験結果

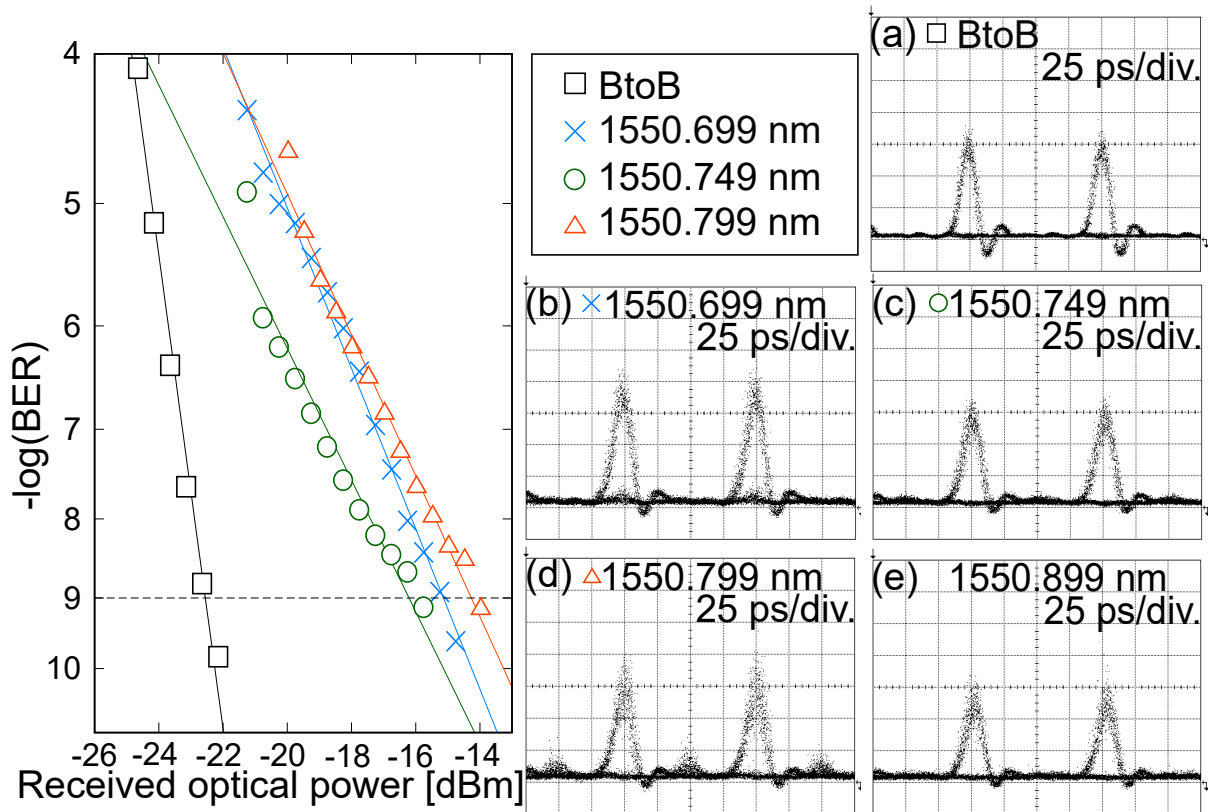


図 5.2: 各中心波長でのプローブ光の変換後の受信光パワーに対する受信信号の BER 特性, (a)BtoB でのエラーフリー時のアイパターン, 中心波長 (b)1550.699 nm, (c)1500.749 nm, (d)1550.799 nm のプローブ光を用いたときのエラーフリー時のアイパターン, (e) 中心波長 1550.899 nm のプローブ光を用いたときの変換後のアイパターン

図 5.2 に各中心波長でのプローブ光の変換後の受信光パワーに対する受信信号の BER 特性を示す。図 5.2 より, 中心波長 1550.699 nm, 1550.749 nm, 1550.799 nm において変換後の信号でのエラーフリー伝送が確認できた。一方, 1550.899 nm では変換後の信号でのエラーフリー伝送を確認できなかった。エラーフリー伝送が確認できた変換について, プローブ光の中心波長を 1550.749 nm とした時にエラーフリー時のパワーペナルティが最小になった。このとき, データ光の入力パワーは -0.102 dBm, プローブ光の入力パワーは -14.44 dBm であった。また, プローブ光の中心波長が 1550.699 nm のときに 1550.749 nm のときよりもパワーペナルティが大きくなった。理由として, プローブ光がフィルタに近かったためブルーチャープ成分に加えプローブ光の成分も切り取られた可能性がある。一方, プローブ光の中心波長が 1550.799 nm のときに 1550.749 nm のときよりもパワーペナルティが大きくなった。これは, プローブ光の中心波長をフィルタから

離したことによりブルーチャープ成分が適切に切り取ることができなかったことが原因である可能性がある。従って、プローブ光の中心波長が 1550.749 nm(フィルタとの中心波長差が 0.650nm) のときプローブ光の影響が少なく、適切にブルーチャープ成分を切り取ることができると考えられる。

5.2 入力パワーの最適化，データ光とプローブ光同士の中心波長差の最適化

フィルタ位置の最適化を行った後，データ光とプローブ光の入力パワー比を検討し，波長変換後の波形について信号品質を BER とアイパターンを用いて品質の評価を行った．また，高分解能化を行う際，ビット数が増えるに伴いビット数に応じた数のプローブ光が必要となる．QD-SOA のブルーチャープ成分を用いるため，データ光とプローブ光を QD-SOA の増幅帯域に配置する必要がある．増幅帯域を効率よく使用するためデータ光とプローブ光，隣り合うプローブ光同士のそれぞれの適切な中心波長差を検証する必要がある．今回，データ光とプローブ光，隣り合うプローブ光同士の適切な中心波長差を検証するため，プローブ光の中心波長を固定し，フィルタをプローブ光の短波長側と長波長側で変化させ，ブルーチャープとレッドチャープの影響が及ぶ波長範囲をスペクトルとアイパターンを用いて測定した．

5.2.1 実験構成

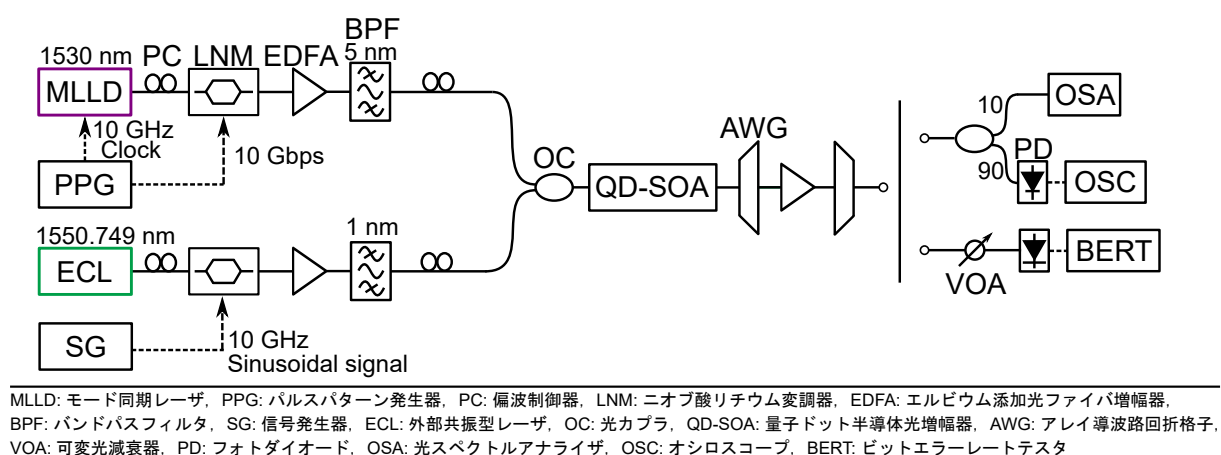


図 5.3: データ光とプローブ光の入力パワー比の検証，ブルーチャープとレッドチャープの影響が及ぶ波長範囲測定の実験構成

図 5.3 にデータ光とプローブ光の入力パワー比の検証，ブルーチャープとレッドチャープの影響が及ぶ波長範囲測定の実験構成を示す．モード同期レーザー (MLLD: Mode-Locked Laser Diode) にパルスパターン発生器 (PPG: Pulse Pattern Generator) で生成した 10 GHz のクロック信号を入力し，中心波長 1530 nm の 10 GHz のクロック光を生成した．その後，偏波制御器 (PC: Polarization Controller) で調整した後，データパターン信号を入力したニオブ酸リチウム変調器 (LNM: LiNbO₃ Modulator) により変調を行い，10 Gbps データ光を生成した．生成されたデータ光をエルビウ

ム添加光ファイバ増幅器 (EDFA: Erbium-Doped Fiber Amplifier) により増幅した後, 5 nm の 3 dB 帯域幅を有するバンドパスフィルタ (BPF: Band-Pass Filter) で雑音を除去した. 一方で, 外部共振型半導体レーザー (ECL: External-Cavity Laser) により生成した中心波長 1550.749 nm の連続光を PC で調整した後, SG で生成した 10 GHz の正弦波を LNM に入力し, 連続光を変調しプローブ光を生成した. その後, プローブ光を EDFA により増幅し, 1 nm の 3 dB 帯域幅を有する BPF で雑音を除去した. データ光とプローブ光をそれぞれ PC にて調整し, 光カップラ (OC: Optical Coupler) によって合波し, QD-SOA へ入力した. この際, QD-SOA に注入されるデータ光およびプローブ光のそれぞれのパワーを光パワーメータ (OPM: Optical Power Meter) により測定する. データ光とプローブ光の入力パワー比の検証の際には, データ光の入力パワーを -5 dBm から 0 dBm, プローブ光の入力パワーを -2 dBm から 2 dBm まで変化させた. プローブ光のブルーチャープ成分を, 3 dB 帯域幅が 0.64 nm, 中心波長が 1550.094 nm のアレイ導波路回折格子 (AWG: Arrayed Waveguide Grating) で切り出した. AWG の中心波長から短波長側にシフトした成分が透過され, これを EDFA によって増幅し, 3 dB 帯域幅が 0.64 nm, プローブ光との中心波長差が 0.65 nm である中心波長が 1550.104 nm の AWG で切り出した. ブルーチャープとレッドチャープの影響が及ぶ波長範囲測定の際は, フィルタの中心波長を 1547.703 nm から 1554.521 nm まで変化させた. 切り出した出力信号のスペクトルは光スペクトラムアナライザ (OSA: Optical Spectrum Analyzer) で測定した. 光電変換波形を帯域 50 GHz のサンプリングオシロスコープ (OSC: Oscilloscope) で測定, ビットエラーレートテスタ (BERT: Bit Error Rate Tester) で信号品質評価を行った.

5.2.2 実験結果

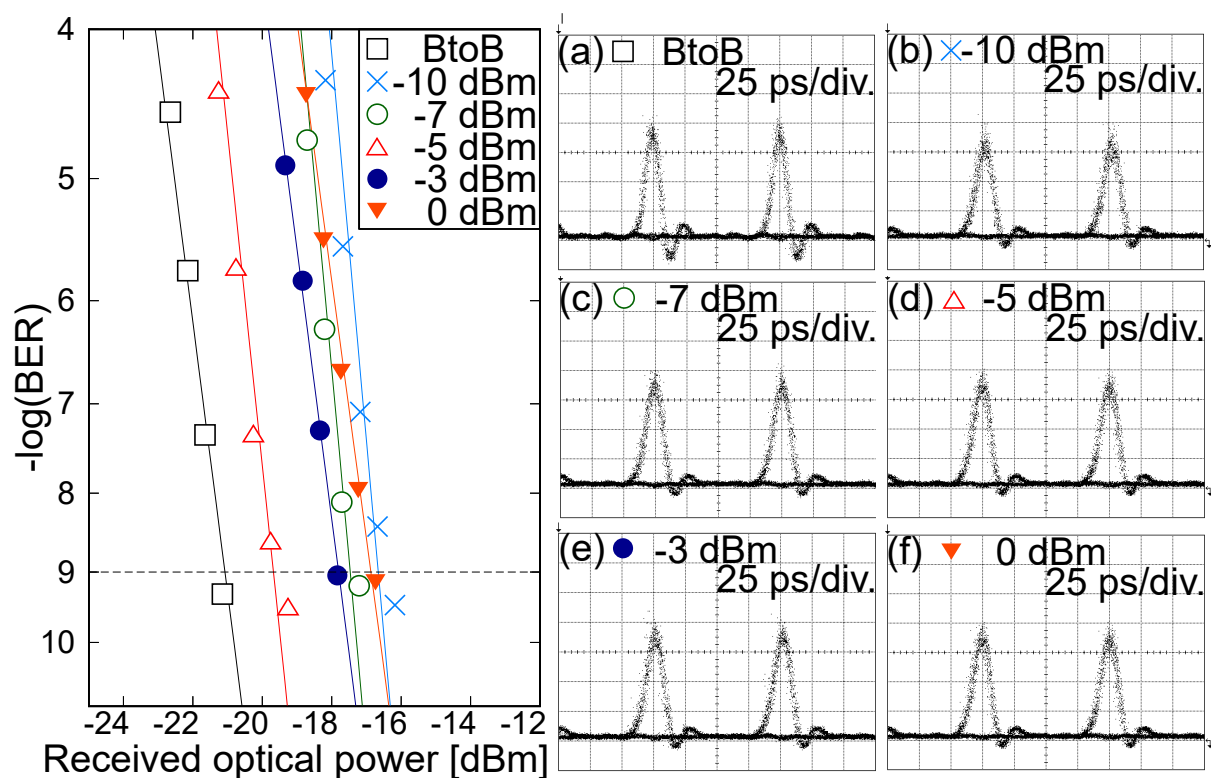


図 5.4: プロブ光の入力パワーを 0 dBm で固定し、データ光の入力パワーを変化させたときの変換後の受信光パワーに対する受信信号の BER 特性, (a)BtoB でのエラーフリー時のアイパターン, プロブ光の入力パワーを (b)-10 dBm, (c)-7 dBm, (d)-5 dBm, (e)-3 dBm, (f)0 dB とした時の変換後のエラーフリー時のアイパターン

図 5.4 にプロブ光の入力パワーを 0 dBm で固定し、データ光の入力パワーを変化させたときの変換後の受信光パワーに対する受信信号の BER 特性を示す。データ光の入力パワーを -10 dBm, -7 dBm, -5 dBm, -3 dBm, 0 dB と変化させたが、-5 dBm とした時に最も BtoB に対するパワーペナルティが小さく品質の劣化が少ない波長変換が行えた。

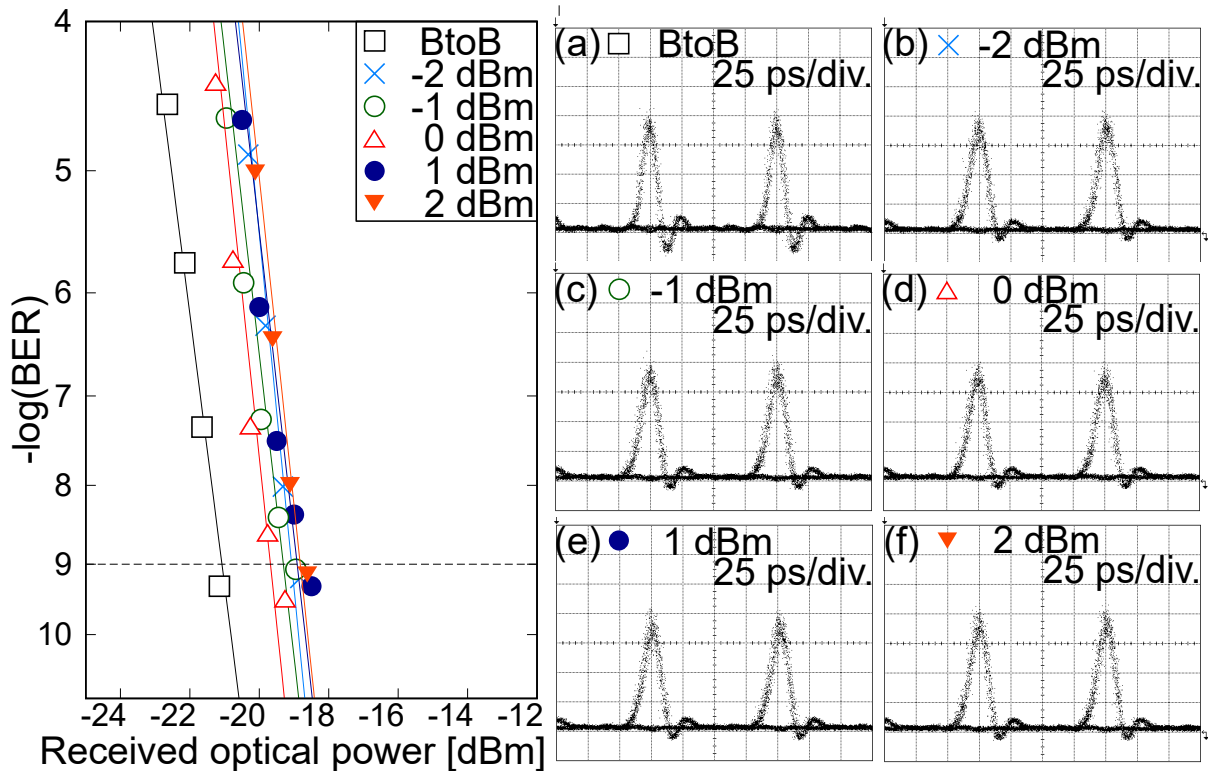


図 5.5: データ光の入力パワーを -5 dBm で固定し、プローブ光の入力パワーを変化させたときの変換後の受信光パワーに対する受信信号の BER 特性, (a)BtoB でのエラーフリー時のアイパターン, プローブ光の入力パワーを (b) -2 dBm, (c) -1 dBm, (d) 0 dBm, (e) 1 dBm, (f) 2 dBm とした時の変換後のエラーフリー時のアイパターン

次に、データ光の入力パワーを -5 dBm で固定し、同様の実験を行った。図 5.5 にデータ光の入力パワーを -5 dBm で固定し、プローブ光の入力パワーを変化させたときの変換後の受信光パワーに対する受信信号の BER 特性を示す。図 5.5 より、プローブ光の入力パワーを 0 dBm とした時に、BtoB に対してのパワーペナルティが最も小さくなった。この検証では SOA に入力するプローブ光が 1 波であるため、複数のプローブ光を入力する際にはプローブ光の数を n とし、 0 dBm に対しパワーを $1/n$ 倍する必要がある。従って、 4 bit の場合には各プローブ光の入力パワーは 0 dBm の $1/4$ 倍である。つまり、ブルーチャープを用いた 4 bit の光 D/A 変換を行う際にはデータ光の入力パワーを -5 dBm、各プローブ光の入力パワーを -6 dBm としたときに最も品質の劣化が少ない波長変換を行うことができる。

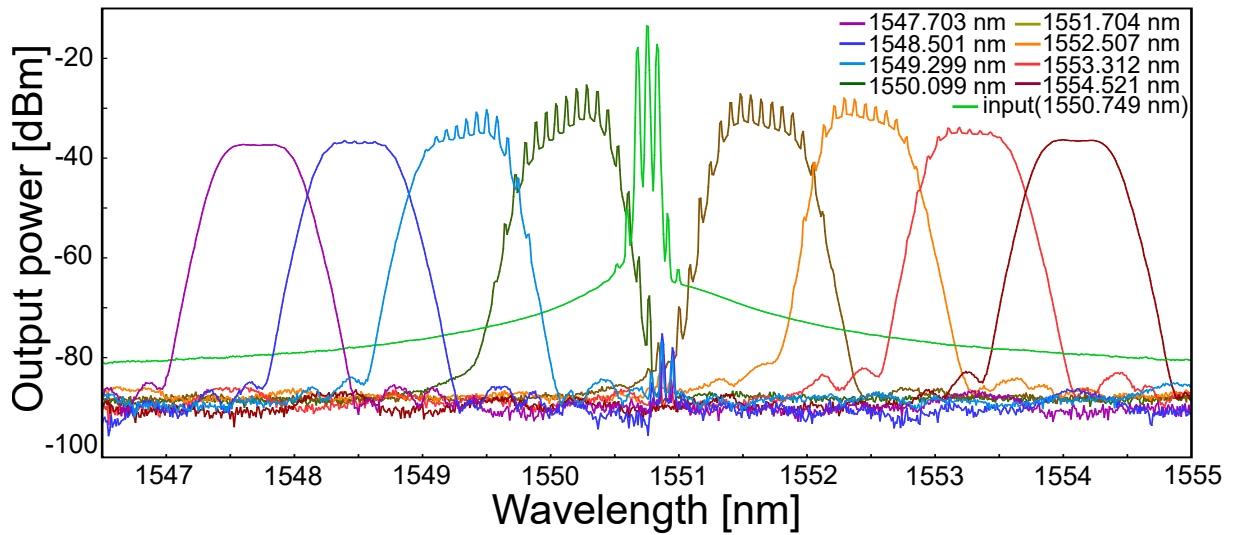


図 5.6: 中心波長 1550.749 nm のプローブ光とそれぞれ中心波長の異なるフィルタ透過後の光スペクトル

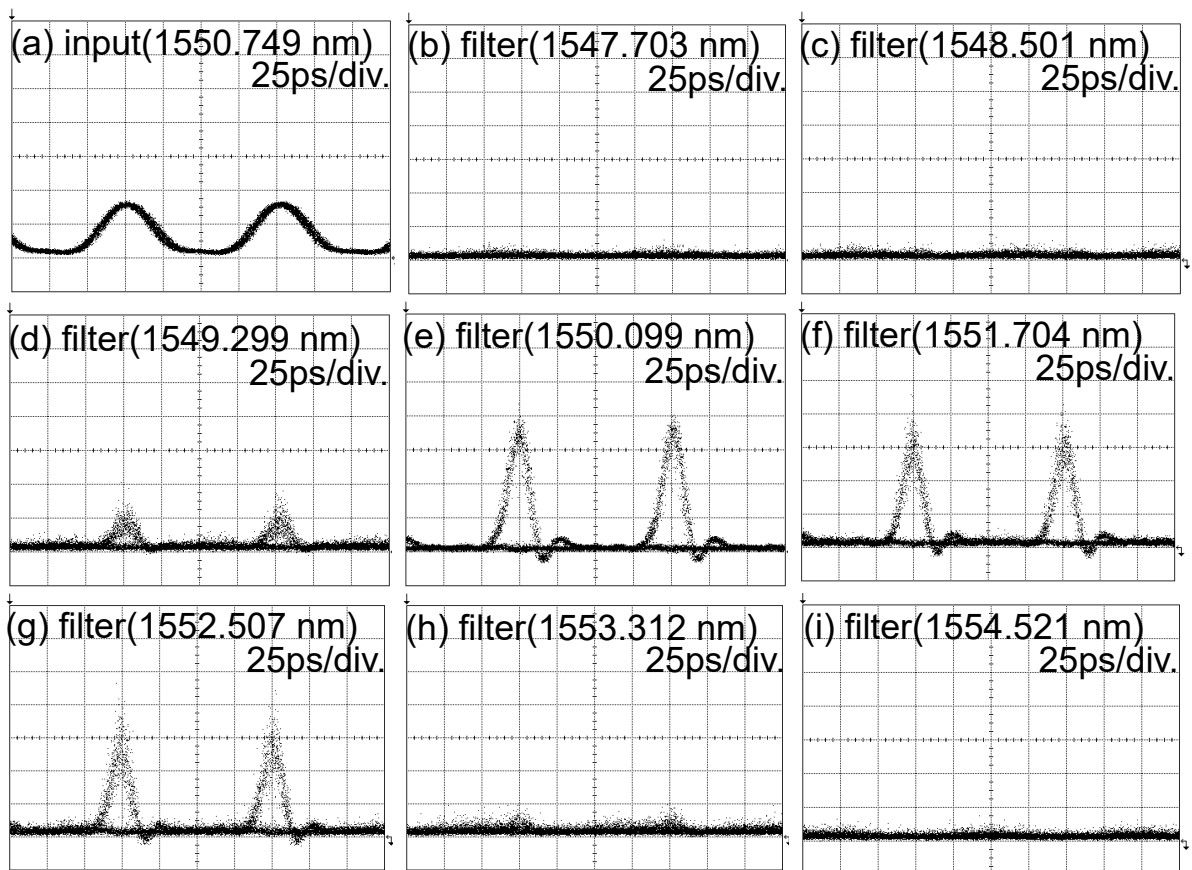


図 5.7: (a) 中心波長 1550.749 nm のプローブ光, 中心波長 (b)1547.703 nm, (c)1548.501 nm, (d)1549.299 nm, (e)1550.099 nm, (f)1551.704 nm, (g)1552.507 nm, (h)1553.312 nm, (i)1554.521 nm のフィルタ透過後の光信号のアイパターン

図 5.6 に中心波長 1550.749 nm のプローブ光とそれぞれ中心波長の異なるフィルタ透過後の光

スペクトル, 図 5.7 に中心波長 1550.749 nm のプローブ光と中心波長の異なるフィルタ透過後の光信号のアイパターンを示す. プローブ光の中心波長に対して短波長側で生じるブルーチャープの影響は, 中心波長 1547.703 nm(プローブ光との中心波長差が 3.046 nm) のフィルタを用いたときに無視できる. 一方, プローブ光の中心波長に対して長波長側で生じるレッドチャープの影響は, 中心波長 1553.312 nm(プローブ光との中心波長差が 2.563 nm) のときに無視できる. 今回使用したフィルタの 3 dB 帯域幅が 0.64 nm であることを考慮すると, プローブ光同士は 5.009 nm の波長差を持たせることで互いのレッドチャープ, ブルーチャープの影響を受けず波長変換が行えると考える.

5.3 光コム光源を用いた多波長プローブ光生成

本原理において光 D/A 変換の高性能化を行う上で, それぞれの変換速度・分解能に応じたプローブ光が必要である. 例えば, 高速化を行う場合には, プローブ光のパルス幅についても考慮する必要がある. プローブ光のパルス幅が広すぎる場合, 時間領域において隣り合うプローブ光同士が重なり適切に変換がなされない. そのため, 短パルス化のためにパルス圧縮等の追加処理が必要となりうる. また, 高分解能化を行う場合には, ビット数に応じたプローブ光源が必要となるため, 高分解能化に伴い多くの光源が必要となり構成が煩雑になってしまう.

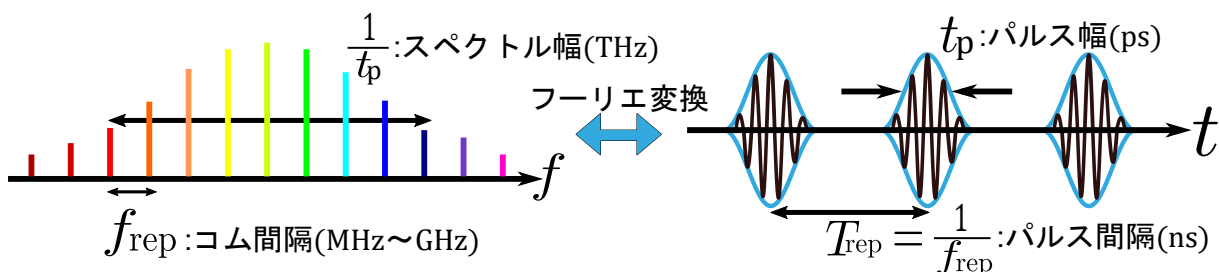


図 5.8: 光コム光源のスペクトルと時間波形の例

そこで, 光 D/A 変換の高性能化に対応するため, 光コム発生器 (OCG: Optical Comb Generator) を用いたプローブ光の生成を提案する. OCG は入力信号の周波数に等しい繰り返し周波数 (f_{rep}) でパルスを生成する装置である. 特徴として, 図 5.8 のように一定間隔の櫛状スペクトルをもち, 広いスペクトル幅を持つ. このため, フーリエ変換対の時間波形で見たときのパルス幅 (T_{rep}) は短くなる.

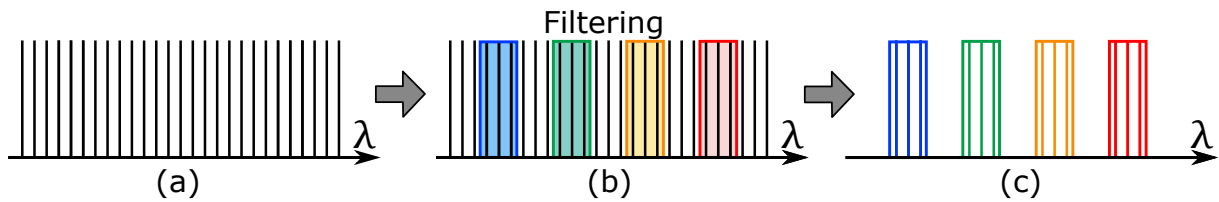


図 5.9: 光コム光源を用いた多波長プローブ光生成の原理図

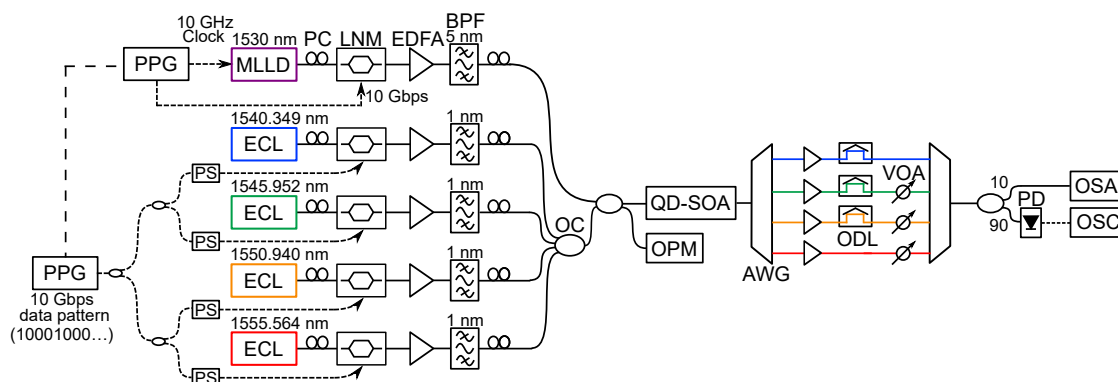
図 5.9 に光コム光源を用いた多波長プローブ光生成の原理図を示す．連続光を入力した OCG に対し 10 GHz のクロック信号を入力するとスペクトルが広がり，パルス幅が狭くなる (図 5.9(a))．その後生成した広帯域のスペクトルを矩形波フィルタ等により切り出す (図 5.9(b))．以上の操作により，波長の異なる複数波長のプローブ光が生成できる (図 5.9(c))．

一つの光源から複数の波長のプローブ光が生成でき実験構成の簡素化が行える他，広帯域スペクトルを活かしフィルタリングする波長を増やすことで高分解能化に対応できる．また，OCG の特性から，短パルス幅なプローブ光が生成できることから高速化にも対応できる．

第6章 ブルーチャープを用いた4 bit 10 Gbpsの光D/A変換

第5章で最適化したパラメータを基準として4 bit 10 Gbpsの光デジタル・アナログ(D/A: Digital-to-Analog)変換を行った。

6.1 実験構成



MLLD: モード同期レーザー, PC: 偏波制御器, LNM: ニオブ酸リチウム変調器, EDFA: エルビウム添加光ファイバ増幅器, BPF: バンドパスフィルタ, PPG: パルスパターン発生器, PS: 位相シフタ, ECL: 外部共振型半導体レーザー, OC: 光カップラ, OPM: 光パワーメータ, AWG: アレイ導波路回折格子, QD-SOA: 量子ドット半導体光増幅器, VOA: 可変光減衰器, OD: 光遅延器, PD: フォトダイオード, OSA: 光スペクトラムアナライザ, OSC: オシロスコープ

図 6.1: ブルーチャープを用いた4 bit 10 Gbpsの光D/A変換のための実験構成

図 6.1 に量子ドット半導体光増幅器(QD-SOA: Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier)内で発生するブルーチャープを用いた4 bitのD/A変換の基本構成を示す。モード同期レーザー(MLLD: Mode-Locked Laser Diode)にパルスパターン発生器(PPG: Pulse Pattern Generator)で生成した10 GHzのクロック信号を入力し、中心波長1530 nmの10 GHzのクロック光を生成した。その後、偏波制御器(PC: Polarization Controller)で調整した後、データパターン信号を入力したニオブ酸リチウム変調器(LNM: LiNbO₃ Modulator)により変調を行い、10 Gbpsデータ光を生成した。生成されたデータ光をエルビウム添加光ファイバ増幅器(EDFA: Erbium-Doped Fiber Amplifier)により増幅した後、5 nmの3 dB帯域幅を有するバンドパスフィルタ(BPF: Band-Pass Filter)で雑音を除去した。一方で、外部共振型半導体レーザー(ECL: External-Cavity Laser)によ

り生成した 1540.349 nm, 1545.952 nm, 1550.940 nm, 1555.564 nm の連続光をそれぞれ PC で調整した後, PPG で生成され, 電気カプラで分配された 10 Gbps の “10001000…” のデータパターン信号をそれぞれ異なる LNM へ入力し変調することで, 4 波のプローブ光を生成した. このとき, PPG と LNM の間に挿入した位相シフタ (PS: Phase Shifter) により, それぞれのプローブ光同士が 1/4 周期の位相差となるように調整した. これらのプローブ光をそれぞれ EDFA により増幅した後, 1 nm の 3 dB 帯域幅を有する BPF で雑音を除去する. 4 波のプローブ光をそれぞれ PC にて調整し, 光カプラ (OC: Optical Coupler) によって合波した (図 6.1(a)). この結合された光とデータ光を OC によってさらに合波し, QD-SOA へ入力した. この際, QD-SOA に注入されるデータ光およびプローブ光の電力はそれぞれ -5.0 dBm, -4.70 dBm に設定した. QD-SOA において, プローブ光はデータ光の論理値 “1” とき, ブルーチャープが誘導される. 4 波のプローブ光のブルーチャープ成分を, 3 dB 帯域幅が 0.64 nm, 各ポートの中心波長がそれぞれ 1539.758 nm, 1545.308 nm, 1550.099 nm, 1554.924 nm のアレイ導波路回折格子 (AWG: Arrayed Waveguide Grating) で切り出した. それぞれ, AWG の中心波長から短波長側にシフトした成分が透過された. それぞれ EDFA によって増幅し, 1539.758 nm, 1545.308 nm, 1550.099 nm の出力は光遅延器 (ODL: Optical Delay Line) でそれぞれ 300 ps, 200 ps, 100 ps 遅延させた. また, 1545.308 nm, 1550.099 nm, 1555.564 nm の出力は可変光減衰器 (VOA: Variable Optical Attenuator) で 1539.758 nm の出力の強度に対してそれぞれ 1/2, 1/4, 1/8 となるように調整した. 各出力を分波時と中心波長と帯域幅が等しい AWG で合波した. 合波することで得られた出力信号のスペクトルは光スペクトラムアナライザ (OSA: Optical Spectrum Analyzer) で測定し, 光電変換波形は帯域 50 GHz のサンプリングオシロスコープ (OSC: Oscilloscope) で測定した.

6.2 実験結果

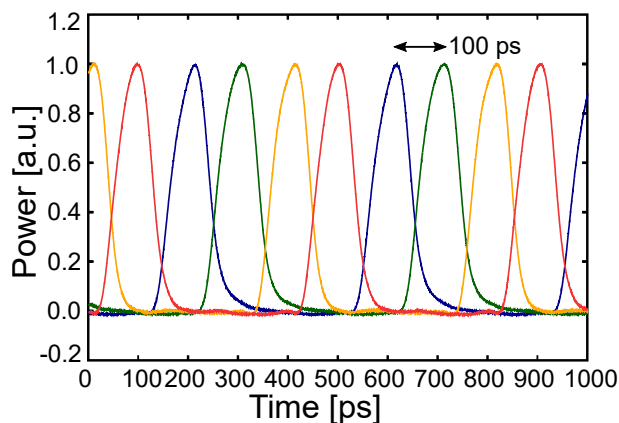


図 6.2: 4波のプローブ光の時間波形, 中心波長 1540.349 nm(青線), 1545.952 nm(緑線), 1550.940 nm(黄線), 1555.564 nm(赤線)

図 6.2に QD-SOA に入力した 4 波のプローブ光の時間波形を示す. 最上位ビットから最下位ビットまでをそれぞれ異なる波長へ変換するために, 中心波長の異なる 4 波のプローブ光が 100 ps 間隔で交互に重なるように遅延を加え結合した.

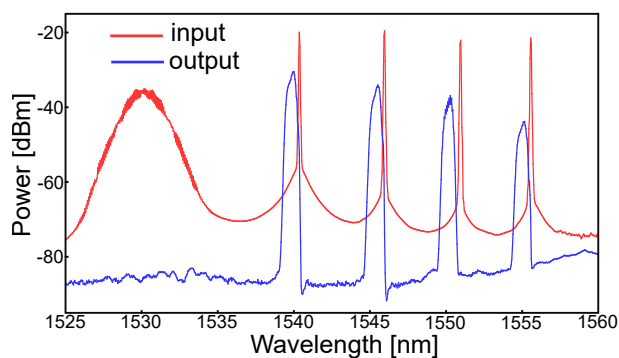


図 6.3: QD-SOA に入力したデータ信号光と 4 波のプローブ光 (赤線) と変換後の信号光 (青線) のスペクトル

図 6.3 は QD-SOA に入力したデータ信号光と 4 波のプローブ光 (赤線) と変換後の信号光 (青線) のスペクトルを示している. AWG の急峻なロールオフ特性により 4 波のプローブ光のブルーチャープ成分が切り取られた.

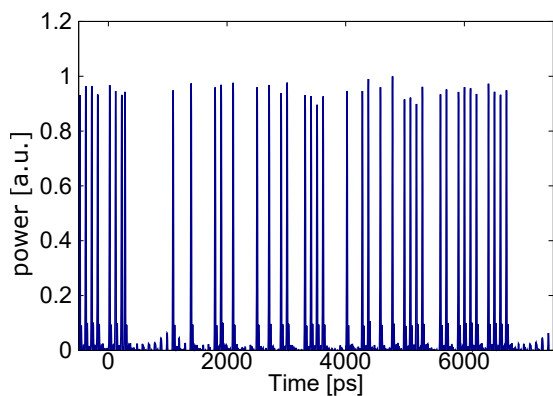


図 6.4: 入力信号

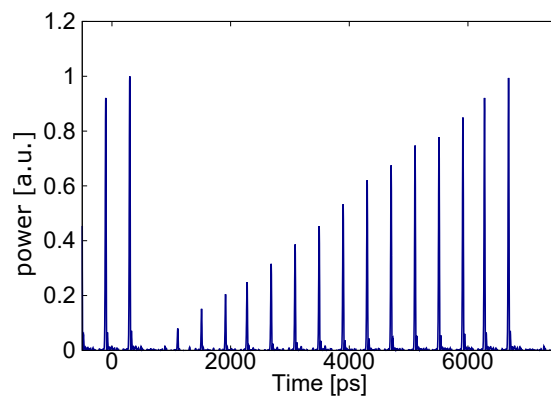


図 6.5: 変換後信号

図 6.4 に “0~15” の整数列を 2 進数で表したデータ長 64 の 10 Gbps 入力データ信号, 図 6.5 に変換後の信号を示す.

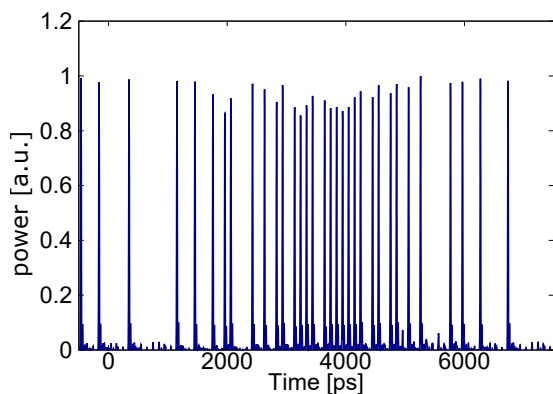


図 6.6: 入力信号

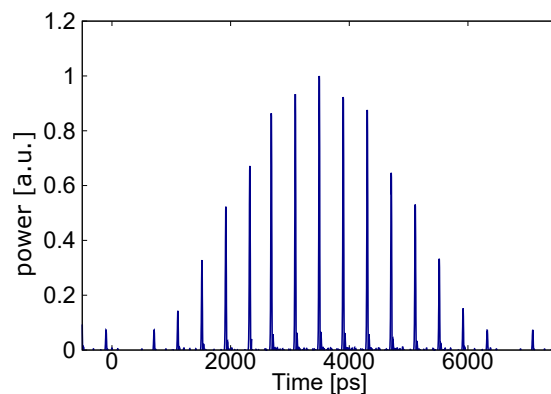


図 6.7: 変換後信号

図 6.6 にローパスフィルタ (LPF: Low-Pass Filter) 透過後にフルスケールのシングルトーン正弦波となるように設定した “0, 1, 2, 5, 8, 10, 13, 14, 15, 14, 13, 10, 8, 5, 2, 1” の整数列を 2 進数で表したデータ長 64 の 10 Gbps 入力データ信号を示す. この入力に対する変換後信号を図 6.7 に示す. 図 6.5, 図 6.7 から 10 Gbps 全光 2 値・16 値変換が確認できた. 他のデータパターンにおいても同様に 2 値から 16 値への変換が確認された.

6.3 変換精度の評価

6.3.1 DNL・INL を用いた評価

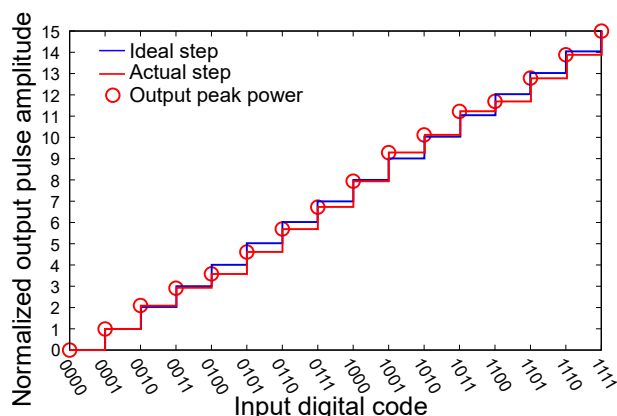


図 6.8: 入力デジタル符号と出力ピークパワー

D/A 変換の変換精度を評価するために、図 6.5 の変換後波形での入力デジタル符号に対する出力ピークパワーを規格化した出力パルス強度を算出した。図 6.8 に 4 bit の D/A 変換の理想的なステップ関数（青線）と実際のステップ関数（赤線），変換後信号を規格化したパルス強度（赤円）を示す。出力パルス強度は 15 ステップで規格化した。

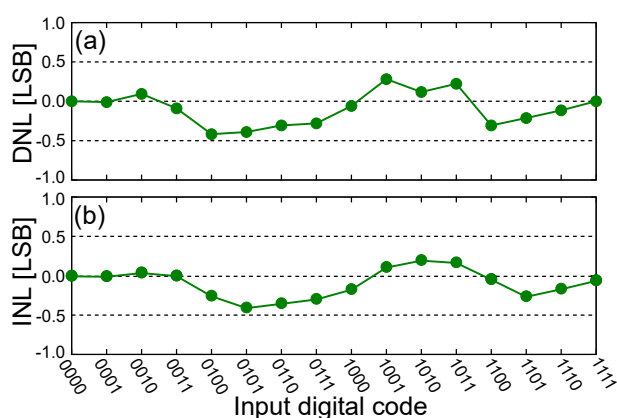


図 6.9: 入力デジタル符号と対応する (a)DNL, (b)INL

図 6.9 に各入力デジタル符号の微分非直線性誤差 (DNL: Differential Non-Linearity) と積分非直線性誤差 (INL: Integral Non-Linearity) を示す。図 6.9 より、DNL と INL の絶対値の最大値はそれぞれ 0.417 LSB, 0.400 LSB である。全ての入力デジタル符号において $|DNL| < 0.5$ LSB であるため、ミッシングコードがない、単調性に優れた変換が行えることが見込まれる。また、理想的な伝達関数に対する INL 誤差が 2.5% であり、高い線形性をもつ D/A 変換も見込まれること

が確認できた。

6.3.2 ENOB を用いた評価

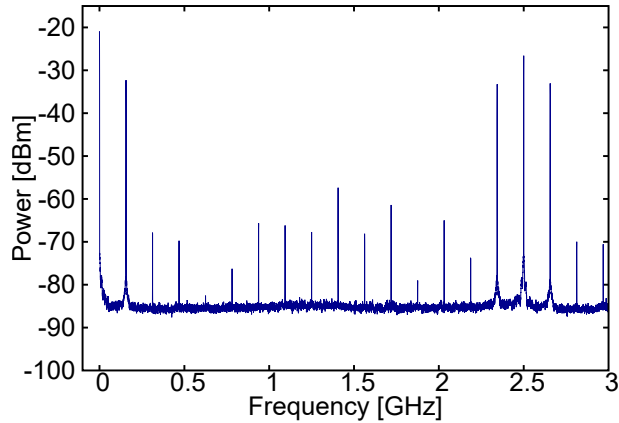


図 6.10: 出力信号の電気スペクトル

提案した D/A 変換の動的な分解能を評価するため、LPF 透過後にフルスケールのシングルトーン正弦波となるように設定した図 6.6 の入力データ信号の変換後信号 (図 6.7) に対し、信号対雑音歪み比 (SNDR: Signal-to-Noise and Distortion Ratio) から算出される有効ビット数 (ENOB: Effective Number of Bits) を測定した。変換後信号は $F_s=2.5$ GHz の周期で 16 個のパルスが繰り返すため、0.156 GHz の基本周波数を有する。図 6.10 は、図 6.7 に示した光電変換後の波形に対して測定した電気スペクトルを示している。 $0 < f < F_s/2$ の範囲におけるフルスケールのシングルトーン正弦波の入力電力を P_{signal} [mW]、回路内での雑音電力と非線形性等による誤差電力の総和を $P_{\text{noise+distortion}}$ [mW] とすると、SNDR は以下のように求めることができる。

$$\text{SNDR}_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{noise+distortion}}} \right) \quad (6.1)$$

$$= 10 \log_{10} \left(\frac{1.23 \times 10^{-3}}{1.33 \times 10^{-5}} \right) \quad (6.2)$$

$$\approx 19.66 \text{ [dBm]} \quad (6.3)$$

更に、SNDR が 19.66 dB であることから、ENOB については以下のように求められる。

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SNDR}_{\text{dB}} - 1.76}{6.02} \quad (6.4)$$

$$= \frac{19.66 - 1.76}{6.02} \quad (6.5)$$

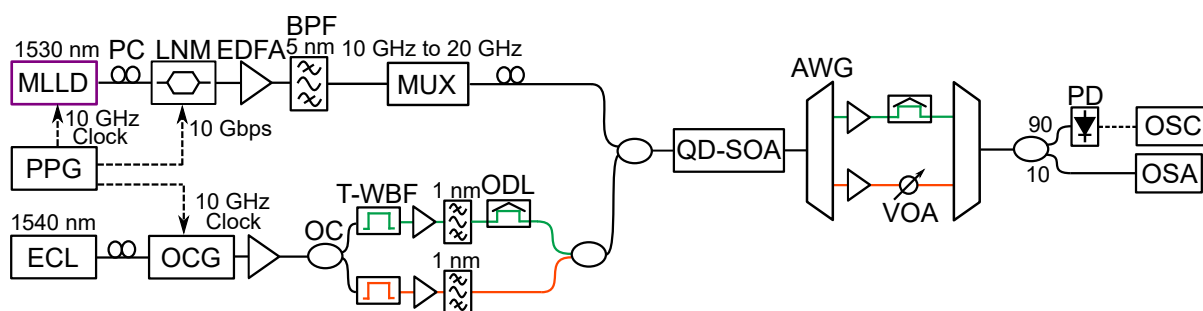
$$= 2.97 \text{ [bit]} \quad (6.6)$$

本光 D/A 変換は理想的には 4 bit に対応したものであるが、実効的な分解能である ENOB が 2.97 bit であることから、雑音の低減等による更なる改善が必要である。

第7章 ブルーチャープを用いた 2 bit 20 Gbps の光 D/A 変換

第5章で最適化したプローブ光の中心波長に対するフィルタの中心波長差の値を基準とし、多波長プローブ光生成を用いて 2 bit 20 Gbps の光デジタル・アナログ (D/A: Digital-to-Analog) 変換を行った。

7.1 実験構成



PPG: パルスパターン発生器, MLLD: モード同期レーザー, PC: 偏波制御器, LNM: ニオブ酸リチウム変調器, EDFA: エルビウム添加光ファイバ増幅器, BPF: バンドパスフィルタ, ECL: 外部共振型半導体レーザー, OCG: 光コム発生器, OC: 光カプラ, T-WBF: 波長・帯域幅可変フィルタ, ODL: 光遅延器, QD-SOA: 量子ドット半導体光増幅器, AWG: アレイ導波路回折格子, VOA: 可変光減衰器, PD: フォトダイオード, OSA: 光スペクトラムアナライザ, OSC: オシロスコープ

図 7.1: ブルーチャープを用いた 2 bit 20 Gbps の光 D/A 変換のための実験構成

図 7.1 に量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA: Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier) 内で発生するブルーチャープを用いた 2 bit 20 Gbps の光 D/A 変換のための実験構成を示す。モード同期レーザー (MLLD: Mode-Locked Laser Diode) にパルスパターン発生器 (PPG: Pulse Pattern Generator) で生成した 10 GHz のクロック信号を入力し、中心波長が 1530 nm の 10 GHz のクロック光を生成した。その後、データパターン信号を入力したニオブ酸リチウム変調器 (LNM: LiNbO₃ Modulator) により変調を行い、10 Gbps データ光を生成した。その後、10 GHz から 20 GHz への MUX 装置により 20 Gbps データ光を生成した。MUX 装置では、10 GHz の信号を光カプラ (OC: Optical Coupler) により分波し、それぞれの 10 GHz の信号に対して遅延と減衰を加え、再度結合することで 20 GHz の信号を生成した。一方で、PPG で生成した 10 GHz のクロック信号を入

力した光コム発生器 (OCG: Optical Comb Generator) に対して、外部共振型半導体レーザー (ECL: External-Cavity Laser) により生成した中心波長が 1540 nm の連続光を入力することで、10 GHz のクロック光を生成した。OCG からの出力信号を OC により分波し、波長・帯域幅可変フィルタ (T-WBF: Tunable-Wavelength Bandwidth Filter) により中心波長 1540.4 nm, 1545.3 nm において切り出すことで、2 波のプローブ光を生成した。T-WBF 透過後の 2 波のプローブ光に対して、光遅延器 (ODL: Optical Delay Line) で 50 ps の遅延を加え OC で合波した。この結合されたプローブ光とデータ光を OC によってさらに合波し、QD-SOA へ入力した。この際、QD-SOA に注入されるデータ光およびプローブ光の電力はそれぞれ -2.8 dBm, -3.5 dBm に設定した。QD-SOA において、プローブ光はデータ光の論理値が “1” とき、ブルーチャープが誘導される。2 波のプローブ光のブルーチャープ成分を、3 dB 帯域幅が 0.64 nm, 各ポートの中心波長がそれぞれ 1539.75 nm, 1544.50 nm のアレイ導波路回折格子 (AWG: Arrayed Waveguide Grating) で切り出した。それぞれ、AWG の中心波長から短波長側にシフトした成分が透過された。1539.75 nm のブルーチャープ成分の出力は光遅延器 (ODL: Optical Delay Line) で 50 ps 遅延させた。また、1544.50 nm の出力は可変光減衰器 (VOA: Variable Optical Attenuator) で 1539.75 nm の出力の強度に対して 1/2 の強度となるように調整した。それぞれの出力を分波時と中心波長と帯域幅が等しい AWG で合波した。合波することで得られた出力信号のスペクトルは光スペクトラムアナライザ (OSA: Optical Spectrum Analyzer) で測定し、光電変換波形は帯域 50 GHz のサンプリングオシロスコープ (OSC: Oscilloscope) で測定した。

7.2 実験結果

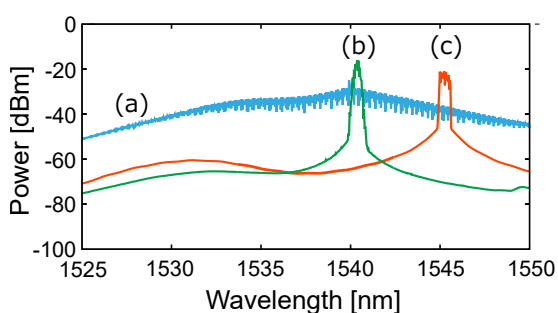


図 7.2: (a)OCG で生成した 10 GHz クロック光, (b) 中心波長 1540.4 nm, (c)1545.3 nm のプローブ光

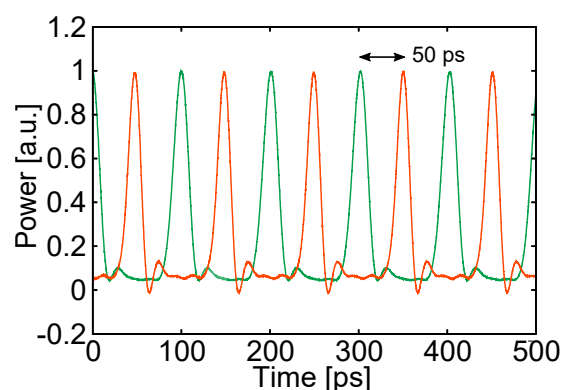


図 7.3: 2 波のプローブ光の時間波形, 中心波長 1540.4 nm(緑線), 1545.3 nm(橙線)

図 7.2 に (a)OCG で生成した 10 GHz クロック光, (b) 中心波長 1540.4 nm, (c)1545.3 nm のプローブ光を示す. また, 図 7.3 に 2 波のプローブ光の時間波形を示す. 最上位ビットから最下位ビットまでをそれぞれ異なる波長へ変換するために, 中心波長の異なる 2 波のプローブ光が 50 ps 間隔で交互に重なるように遅延を加え結合した.

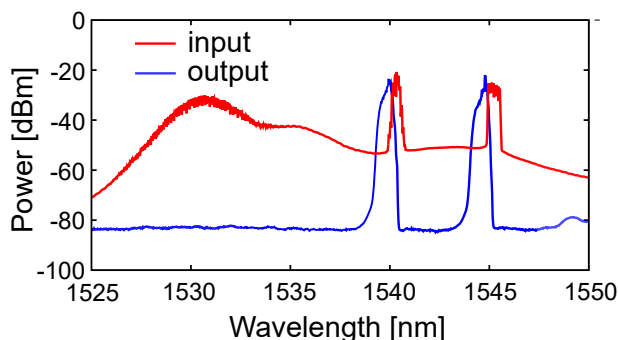


図 7.4: QD-SOA に入力したデータ信号光と 2 波のプローブ光 (赤線) と変換後の信号光 (青線) のスペクトル

図 7.4 は QD-SOA に入力したデータ信号光と 2 波のプローブ光 (赤線) と変換後の信号光 (青線) のスペクトルを示している. AWG の急峻なロールオフ特性により 2 波のプローブ光のブルーチャープ成分が切り取られた.

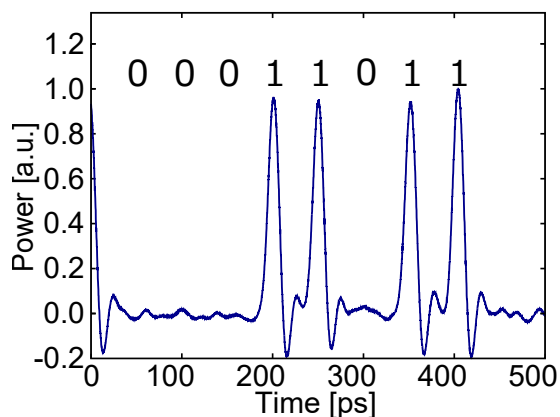


図 7.5: 入力信号

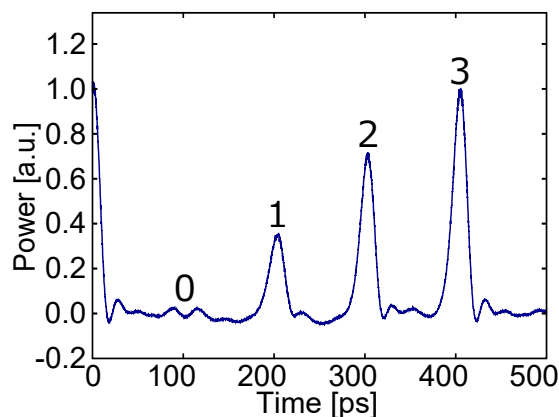


図 7.6: 変換後信号

図 7.5 入力データ信号 (データパターン “00 01 10 11”), 図 7.5 に変換後信号の時間波形を示す. 図 7.5 と図 7.5 より, 20 Gbps デジタル信号から, 4 レベルの振幅変調信号までの変換が光領域で達成されたことが分かる. また, 他のデータパターンについても同様に変換が確認できた.

7.3 変換精度の評価

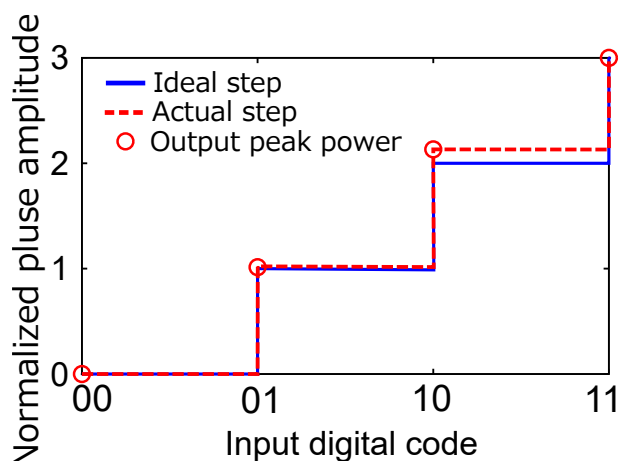


図 7.7: 2 bit の D/A 変換の理想的なステップ関数 (青線) と実際のステップ関数 (赤破線), 規格化された変換後信号のパルス強度 (赤円)

D/A 変換の変換精度を評価するために, 各入力デジタル符号に対する変換後信号を規格化した出力パルス強度を算出した. 図 7.7 に 2 bit の D/A 変換の理想的なステップ関数 (青線) と実際のステップ関数 (赤破線), 変換後信号を規格化したパルス強度 (赤円) を示す. 出力パルス強度は 3 ステップで規格化した.

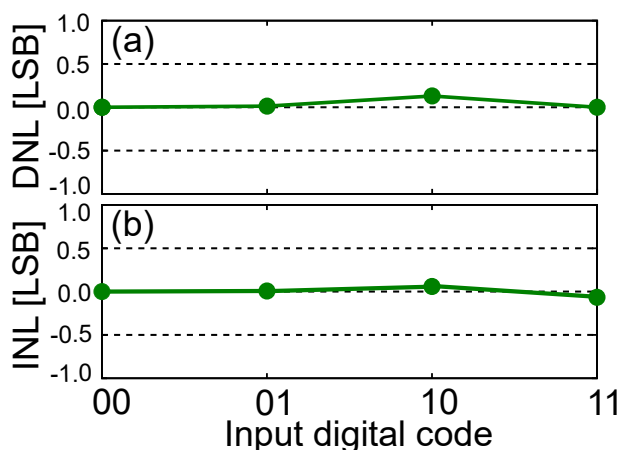


図 7.8: 入力デジタル符号と対応する (a)DNL, (b)INL

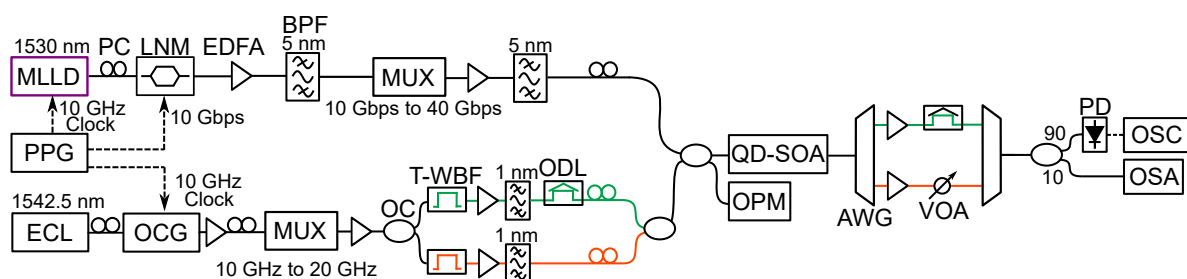
図 7.8 に各入力デジタル符号の微分非直線性誤差 (DNL: Differential Non-Linearity) と積分非直線性誤差 (INL: Integral Non-Linearity) を示す. 図 7.8(a) より, DNL の絶対値の最大値は 0.132 LSB となり, 0.5 LSB 未満であるため, ミッシングコードがない, 単調性に優れた変換が行える

ことが見込まれる。また、図 7.8(b) より、INL の絶対値の最大値は 0.07 LSB となり、理想的な D/A 変換での伝達関数に対する最大偏差が 1.75 % であるため、高い線形性をもつ D/A 変換が見込まれることが確認できた。

第8章 ブルーチャープを用いた 2 bit 40 Gbps の光 D/A 変換

第5章で最適化したプローブ光の中心波長に対するフィルタの中心波長差の値を基準とし、多波長プローブ光生成を用いて 2 bit 40 Gbps の光デジタル・アナログ (D/A: Digital-to-Analog) 変換を行った。

8.1 実験構成



MLLD: モード同期レーザー, PPG: パルスパターン発生器, PC: 偏波制御器, LNM: ニオブ酸リチウム変調器, EDFA: エルビウム添加光ファイバ増幅器, BPF: バンドパスフィルタ, ECL: 外部共振型半導体レーザー, OCG: 光コム発生器, OC: 光カプラ, T-WBF: 波長・帯域幅可変フィルタ, ODL: 光遅延器, OPM: 光パワーメータ, QD-SOA: 量子ドット半導体光増幅器, AWG: アレイ導波路回折格子, VOA: 可変光減衰器, PD: フォトダイオード, OSA: 光スペクトラムアナライザ, OSC: オシロスコープ

図 8.1: ブルーチャープを用いた 2 bit 40 Gbps の光 D/A 変換のための実験構成

図 8.1 に量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA: Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier) 内で発生するブルーチャープを用いた 2 bit 40 Gbps の光 D/A 変換のための実験構成を示す。モード同期レーザー (MLLD: Mode-Locked Laser Diode) にパルスパターン発生器 (PPG: Pulse Pattern Generator) で生成した 10 GHz のクロック信号を入力し、中心波長が 1530 nm の 10 GHz のクロック光を生成した。その後、データパターン信号を入力したニオブ酸リチウム変調器 (LNM: LiNbO₃ Modulator) により変調を行い、10 Gbps データ光を生成した。その後、10 Gbps から 40 Gbps への MUX 装置により 40 Gbps データ光を生成した。MUX 装置では、10 Gbps の信号を光カプラ (OC: Optical Coupler) により分波し、一方の 10 Gbps の信号に対して遅延を加え、再度結合する。この操作を 2 度行うことで 40 Gbps の信号を生成した。一方で、PPG で生成した 10

GHz のクロック信号を入力した OCG に対して、外部共振型半導体レーザ (ECL: External-Cavity Laser) により生成した中心波長が 1542.5 nm の連続光を入力することで、10 GHz のクロック光を生成した。その後、MUX 装置を用いて 20 GHz としたクロック光を OC により分波し、波長・帯域幅可変フィルタ (T-WBF: Tunable-Wavelength Bandwidth Filter) により中心波長 1540.4, 1545.3 nm において切り出すことで、2 波の 20 GHz のプローブ光を生成した。T-WBF 透過後の 2 波のプローブ光に対して、光遅延器 (ODL: Optical Delay Line) で 25 ps の遅延を加え OC で合波した。この結合されたプローブ光とデータ光を OC によってさらに合波し、QD-SOA へ入力した。この際、QD-SOA に注入されるデータ光およびプローブ光の入力パワーはそれぞれ -0.88 dBm, -6.50 dBm に設定した。QD-SOA において、プローブ光はデータ光の論理値が“1”とき、ブルーチャープが誘導される。2 波のプローブ光のブルーチャープ成分を、3 dB 帯域幅が 0.64 nm, 各ポートの中心波長がそれぞれ 1539.75 nm, 1544.50 nm のアレイ導波路回折格子 (AWG: Arrayed Waveguide Grating) で切り出した。それぞれ、AWG の中心波長から短波長側にシフトした成分が透過された。1539.75 nm のブルーチャープ成分の出力は ODL で 25 ps 遅延させた。また、1544.50 nm の出力は可変光減衰器 (VOA: Variable Optical Attenuator) で 1539.75 nm の出力の強度に対して 1/2 の強度となるように調整した。それぞれの出力を分波時と中心波長と帯域幅が等しい AWG で合波した。合波することで得られた出力信号のスペクトルは光スペクトラムアナライザ (OSA: Optical Spectrum Analyzer) で測定し、光電変換波形はサンプリングオシロスコープ (OSC: Oscilloscope) で測定した。

8.2 実験結果

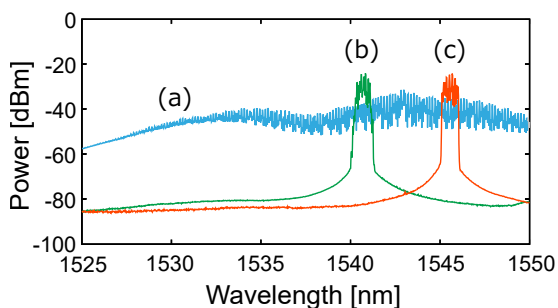


図 8.2: (a)OCG を用いて生成した 20 GHz クロック光, (b) 中心波長 1540.4 nm, (c)1545.3 nm のプローブ光

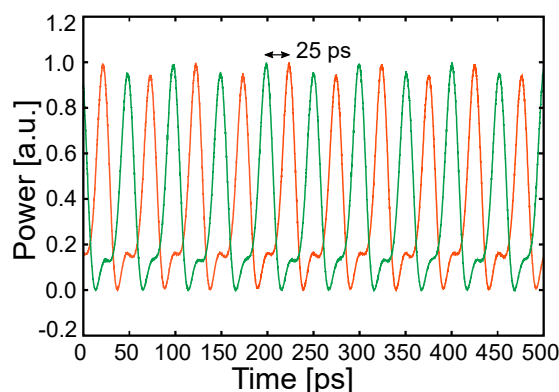


図 8.3: 2 波のプローブ光の時間波形, 中心波長 1540.4 nm(緑線), 1545.3 nm(橙線)

図 8.2(a) に OCG と MUX 装置により生成された中心波長 1542.5 nm の 20 GHz クロック光のスペクトルを示す。OCG により生成されたクロック光は、短パルス幅であり広帯域なスペクトル特性を有する。T-WBF の急峻なロールオフ特性によってクロック光の入力成分が逡減されることで、図 8.2(b), (c) のように 2 波のプローブ光の成分として切り取られたことが確認できた。図 8.3 のように、最上位ビットから最下位ビットまでをそれぞれ異なる波長へ変換するために、中心波長の異なる 2 波のプローブ光が 25 ps 間隔で交互に重なるように遅延を加え結合した。

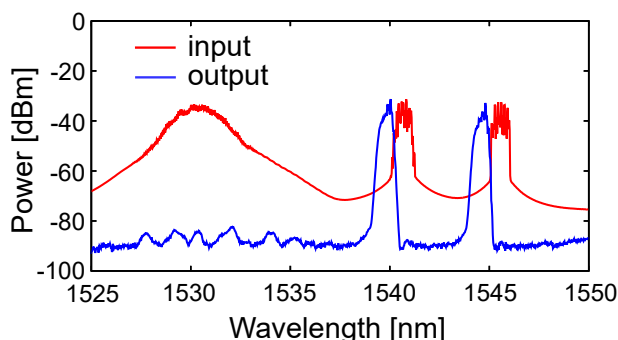


図 8.4: QD-SOA に入力したデータ信号光と 2 波のプローブ光 (赤線) と変換後の信号光 (青線) のスペクトル

図 8.4 は QD-SOA に入力したデータ信号光と 2 波のプローブ光 (赤線) と変換後の信号光 (青線) のスペクトルを示している。AWG の急峻なロールオフ特性により 2 波のプローブ光のブルーチャープ成分が切り取られた。

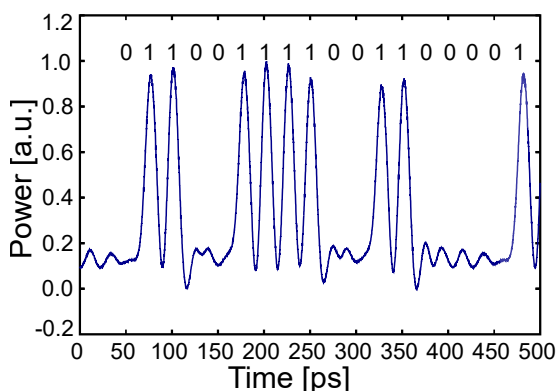


図 8.5: 入力信号

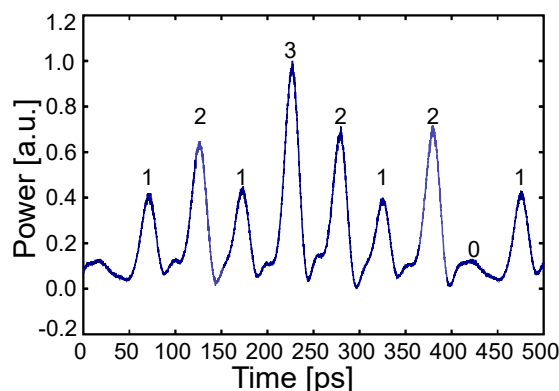


図 8.6: 変換後信号

図 8.5 に入力データ信号 (データパターン “01 10 01 11 10 01 10 00 01”), 図 8.6 に変換後信号の時間波形を示す。図 8.5, 図 8.6 より、40 Gbps デジタル信号から、4 レベルの振幅変調信号ま

での変換が光領域で達成されたことが確認できる。

8.3 変換精度の評価

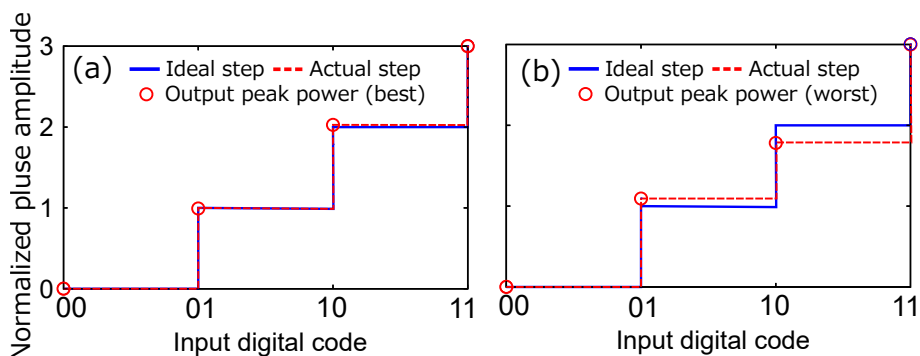


図 8.7: 2 bit の D/A 変換の理想的なステップ関数 (青線) と実際のステップ関数 (赤破線), 理想的なパルス強度からの乖離が (a) 最小, (b) 最大の時の規格化されたパルス強度 (赤円)

図 8.7 に 2 bit の D/A 変換の理想的なステップ関数 (青線) と実際のステップ関数 (赤破線), 理想的なパルス強度からの乖離が (a) 最小, (b) 最大の時の規格化されたパルス強度 (赤円) を示す。出力パルス強度は 3 ステップで規格化した。

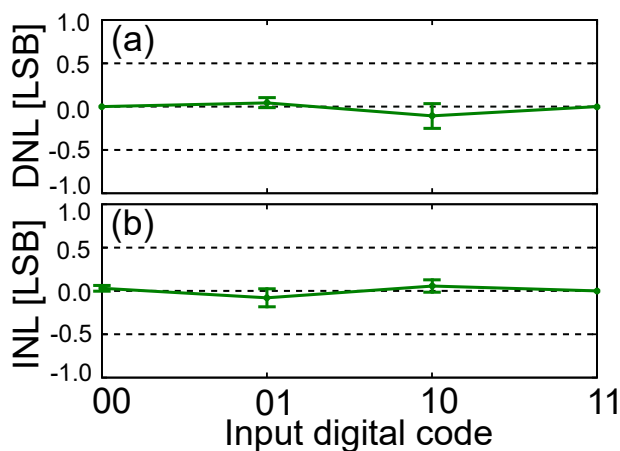


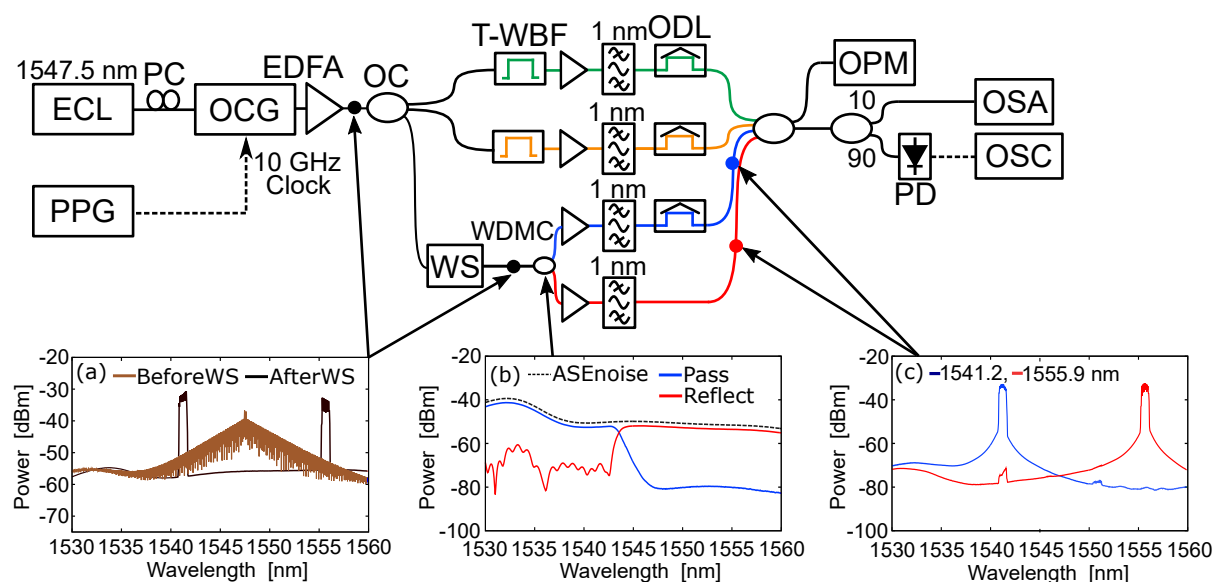
図 8.8: 入力デジタル符号と対応する (a)DNL, (b)INL

図 8.7 の規格化したパルス強度を基に, 各入力デジタル符号の DNL と INL を算出した。図 8.8(a) より, DNL の絶対値の最大値は 0.22 LSB となり, 0.5 LSB 未満であるため, ミッシングコードがない, 単調性に優れた変換が行えることが見込まれる。また, 図 8.8(b) より, INL の絶対値の最大値は 0.16 LSB となり, 理想的な D/A 変換での伝達関数に対する最大偏差が 4.00 % であり, 高い線形性をもつ D/A 変換が見込まれることが確認できた。

第9章 ブルーチャープを用いた4 bit 40 Gbpsの光D/A変換のためのプローブ光生成

本章では、光デジタル・アナログ (D/A: Digital-to-Analog) 変換の更なる高性能化を見据え、光コム光源を用いた多波長プローブ光生成による4 bit 40 Gbpsの光D/A変換のためのプローブ光生成を行った。

9.1 実験構成



PPG: パルスパターン発生器, ECL: 外部共振型半導体レーザー, PC: 偏波制御器, OCG: 光コム発生器, EDFA: エルビウム添加光ファイバ増幅器, BPF: バンドパスフィルタ, OC: 光カプラ, T-WBF: 波長・帯域幅可変フィルタ, WS: 光波形成型器, WDMC: 波長分割多重カプラ, ODL: 光遅延器, OPM: 光パワーメータ, PD: フォトダイオード, OSA: 光スペクトラムアナライザ, OSC: オシロスコープ

図 9.1: 4 bit 40 Gbps の光 D/A 変換のための光 D/A 変換のプローブ光生成のための実験構成, (a)WS 入出力のスペクトル, (b)EDFA の ASE 雑音に対する使用した WDMC の透過特性 (青線) と反射特性 (赤線), (c)WDMC により分波した 1541.2 nm のプローブ光 (青線) と 1555.9 nm のプローブ光 (赤線)

図 9.1 に 4 bit 40 Gbps の光 D/A 変換のためのプローブ光生成のための実験構成を示す。パルスパターン発生器 (PPG: Pulse Pattern Generator) で生成した 10 GHz のクロック信号を入力した光コム発生器 (OCG: Optical Comb Generator) に対して、外部共振型半導体レーザー (ECL:

External-Cavity Laser) により生成した中心波長が 1547.5 nm の連続光を入力することで、10 GHz のクロック光を生成した。このとき、OCG の特性により 1547.5 nm を中心にスペクトルが広がった。OCG からの出力信号を光カップラ (OC: Optical Coupler) により 3 波に分波し、2 波を波長・帯域幅可変フィルタ (T-WBF: Tunable-Wavelength Bandwidth Filter) によりそれぞれ中心波長 1546.0 nm, 1550.9 nm において切り出した。また図 9.1(a) のように、残りの 1 波に対して中心波長 1541.2 nm と 1555.9 nm の矩形波フィルタとなるように設定した光波形成型器 (WS: WaveShaper) において切り出し、波長分割多重カップラ (WDMC: Wavelength Division Multiplexing coupler) に入力した。図 9.1(b) に今回使用した WDMC のエルビウム添加光ファイバ増幅器 (EDFA: Erbium Doped Fiber Amplifier) の自然放出光 (ASE: Amplified Spontaneous Emission) 雑音に対する透過、反射特性を示す。この WDMC では、1543 nm 近傍をしきい値として反射成分と透過成分を分離できる。この特性を利用し、図 9.1(c) に示すように、WDMC により中心波長 1541.2 nm と 1555.9 nm の成分に分波した。これら T-WBF により切り出した成分と WDMC により分波した成分に対して光遅延器 (ODL: Optical Delay Line) により適切な遅延を加え OC により合波することで 4 波の波長の異なるプローブ光を生成した。このとき、中心波長 1541.2 nm, 1546.0 nm, 1550.9 nm, 1555.9 nm のプローブ光の出力パワーはそれぞれ -4.46 dBm, -4.55 dBm, -4.86 dBm, -4.18 dBm であった。得られた出力信号のスペクトルは光スペクトラムアナライザ (OSA: Optical Spectrum Analyzer) で測定し、波形は帯域 50 GHz のサンプリングオシロスコープ (OSC: Oscilloscope) で測定した。

9.2 実験結果

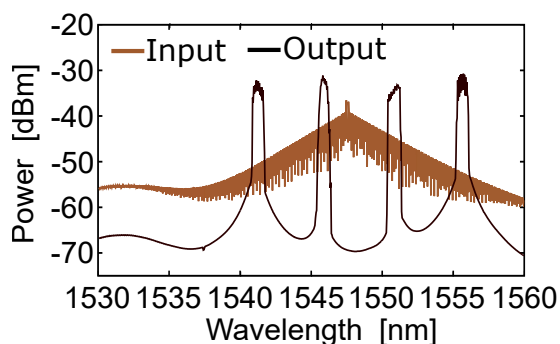


図 9.2: 光コム発生器による広帯域スペクトル (茶線) と 4 波のプローブ光のスペクトル (黒線)

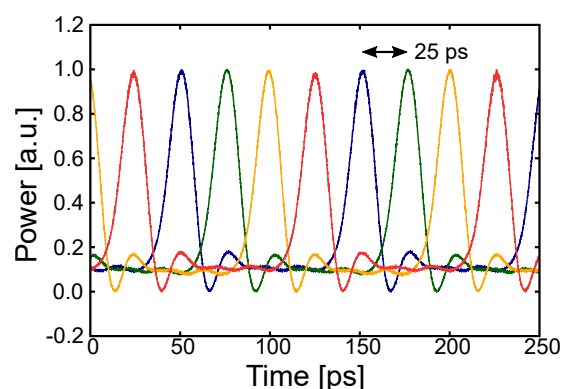


図 9.3: 4 波のプローブ光の時間波形, 中心波長 1541.2 nm(青線), 1546.0 nm(緑線), 1550.9 nm(黄線), 1555.9 nm(赤線)

図9.2に図9.1の実験構成における光コム発生器による広帯域スペクトル(茶線)と4波のプローブ光のスペクトル(黒線)を示す。入力した光コムの広帯域スペクトルに対し、4波の波長の異なるスペクトルがそれぞれ切り出されたことがわかる。

図9.3に図9.1の実験構成において生成した波のプローブ光について平均化処理を行い、ピークパワーを規格化した時間波形を示す。中心波長1541.2 nm, 1546.0 nm, 1550.9 nm, 1555.9 nmのそれぞれのプローブ光が25 ps間隔で並んでおり、40 Gbpsに対応した4 bit 光D/A変換に必要な4波の波長の異なるプローブ光となっている事が確認できた。

第10章 考察

10.1 高性能化に伴う変換精度の変化

量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA: Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier) 内で発生するブルーチャープを用いた光デジタル・アナログ (D/A: Digital-to-Analog) 変換の変換精度について分解能・変換速度に伴う変換精度の比較を行った。表 10.1 に各光 D/A 変換での分解能・変換速度と、その時の微分非直線性誤差 (DNL: Differential Non-Linearity) と積分非直線性誤差 (INL: Integral Non-Linearity) をまとめた。このとき、2 bit 10 Gbps の光 D/A 変換における DNL と INL の値は先行研究より引用した [10]。また、2 bit 10 Gbps の光 D/A 変換における DNL と INL の値は 8 章で算出した最も大きい値としている。

表 10.1: 分解能・変換速度に伴う DNL・INL

分解能 [bit]	変換速度 [Gbps]	DNL [LSB]	INL [LSB]	理想的な伝達関数に対する誤差 [%]
2	10	0.20	0.08	2.00
4	10	0.42	0.40	2.50
2	20	0.13	0.07	1.75
2	40	0.22	0.16	4.00

表 10.1 より、DNL は分解能を 4 bit としたときに最も大きくなった。本光 D/A 変換の原理ではビット数に応じたブルーチャープ成分に対して、遅延と減衰を加えて結合するため、4 波を結合する 4 bit の変換では特に 1 ステップにおける局所的な誤差である DNL の影響を受けたものだと考えられる。INL から算出した理想的な伝達関数に対する誤差については、最も速い変換速度とした 40 Gbps の変換において最大となった。また、2 bit 10 Gbps 光 D/A 変換に対して、高速化を行った 2 bit 20 Gbps での光 D/A 変換において INL の値が改善している。2 bit 10 Gbps 光 D/A 変換と 2 bit 20 Gbps 光 D/A 変換ではプローブ光の生成方法が異なっているため、単純な比較は困難であるが、この要因の一つとして 2 bit 20 Gbps 光 D/A 変換ではフィルタ位置の最適化等の各種パラメタの最適化を行った事が考えられる。

10.2 更なる高性能化の展望

本研究では QD-SOA 内で発生するブルーチャープを用いて光 D/A 変換の高性能化を行い、それぞれ分解能では最大 4 bit、変換速度では最大 40 Gbps での変換を達成した。更なる高性能化の展望としては、ビット数、変換速度を同時に向上させた 4 bit 40 Gbps での光 D/A 変換が挙げられる。4 bit 40 Gbps 光 D/A 変換では、QD-SOA で発生するブルーチャープ成分をフィルタリングすることで分離した 4 波の 25 ps で連続するチャープ成分を緻密な遅延量の調整の上、時間領域で結合する必要がある、この点が実験操作上難しい点になりうる。しかし、QD-SOA は高速変換が可能であり、第 9 章において実証したように 4 bit 40 Gbps 光 D/A 変換に対応したプローブ光についても生成が可能である事から、今後十分実現可能であると考ええる。

更に、将来的に QD-SOA の増幅帯域は 1250 nm から 1620 nm 程度までの利用が想定されている。今後、このような 400 nm 程度の増幅帯域を持つ QD-SOA が登場した場合には、光コム光源を利用した多波長プローブ光生成を組み合わせることで、ブルーチャープを用いた光 D/A 変換の更なる高性能化が期待できる。

第11章 結論

本論文では、光デジタル・アナログ (D/A: Digital-to-Analog) 変換の実現手法として、半導体光増幅器 (SOA: Semiconductor Optical Amplifier) 内で発生する周波数チャープに着目した。周波数チャープのうち、短波長側への周波数シフトであるブルーチャープの特性を用いることで 4 bit 10 Gbps 光 D/A 変換を実証した。更に、光コム光源を用いた多波長プローブ光生成を導入し、QD-SOA におけるブルーチャープを用いた 2 bit 20 Gbps 光 D/A 変換と 2 bit 40 Gbps 光 D/A 変換の実証を行った。それぞれの変換後の信号について変換精度を微分非直線性誤差 (DNL: Differential Non-Linearity) と積分非直線性誤差 (INL: Integral Non-Linearity) を用いた評価を行い、提案した光 D/A 変換が優れた性能を有している事を確認した。また、更なる高性能化のために 4 bit 40 Gbps 光 D/A 変換に対応したプローブ光の生成を行った。

謝辞

本研究を進めるにあたり、3年間丁寧にご指導、ご助言を賜りました主任指導教員の電気通信大学情報理工学研究科 情報・ネットワーク工学専攻 松浦基晴教授、及び光通信の基礎的な知識からご指導を賜りました指導教員の同専攻の來住直人教授に心から感謝申し上げます。また、実験機器の使用方法的説明と共に実験のアドバイスを賜りました岡田拓也先輩を始め、松浦研究室の先輩方及び同輩、後輩の皆様に深く感謝いたします。

参考文献

- [1] R. W Heath *et al.*, “An Overview of Signal Processing Techniques for Millimeter Wave MIMO Systems,” *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 10, no. 3, pp. 436–453, Apr. 2016.
- [2] B. L. Shoop, *Photonic analog-to-digital conversion*, Springer, New York, 2000.
- [3] George C. Valley, “Photonic analog-to-digital converters,” *OSA Optics Express*, vol. 15, no. 5, pp. 1955–1982, Mar. 2007.
- [4] C. Schmidt, C. Kottke, V. Jungnickel and R. Freund, “High-speed digital-to-analog converter concepts,” *Proc. SPIE*, vol. 10130, Jan. 2017.
- [5] M. R. Chitgarha, S. Khaleghi, O. F. Yilmaz and A. E. Willner, “Bit depth and sample rate tunable digital to analog converter using conversion/dispersion based delays,” *37th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC2011)*, We.10.P1.48, Sep. 2011.
- [6] T. Zhang, Q. Qiu, Z. Fan, J. Su and M. Xu, “Experimental study on a 4-b serial optical digital to analog converter,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 10, no. 2, pp. 1–9, Apr. 2018.
- [7] C. Porzi, M. Scaffardi, L. Poti and A. Bogoni, “Optical digital signal processing in a single SOA without assist probe light,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1469–1475, Sep. 2010.
- [8] M. Matsuura, H. Ohta and R. Seki, “Experimental investigation of chirp properties induced by signal amplification in quantum-dot semiconductor optical amplifiers,” *OSA Optics Letters*, vol. 40, no. 6, pp. 914–917, Mar. 2015.
- [9] H. Hoshino *et al.*, “Frequency chirp properties with data pattern dependence in quantum-dot SOAs,” *OECC/PS 2016*, WA2-71, Jul. 2016.

- [10] T. Oakda *et al.*, “Photonic digital-to-analog conversion using a blue frequency chirp in a semiconductor optical amplifier,” *OSA Optics Letters*, vol. 45, no. 6, pp. 1483-1486, March 2020.
- [11] K. Sawada and H. Uenohara, “High-Speed Optical Label Recognition Technique Using an Optical Digital-to-Analog Conversion and Its Application to Optical Label Switch,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 13, pp. 1889–1896, July 2010.
- [12] F. Zhang, B. Gao and S. Pan, “Arbitrary waveform generation by a 4-bit photonic digital-to-analog converter with 3.49 effective number of bits,” *2016 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP 2016)*,
- [13] J. Armstrong, “Optical domain digital-to-analog converter for visible light communications using LED arrays”, *Photonics Research*, vol. 1, no. 2, pp. 92–95, Aug. 2013.
- [14] L. Yang, J. Ding, Q. Chen, P. Zhou, F. Zhang and L. Zhang, “Demonstration of a 3-bit optical digital-to-analog converter based on silicon microring resonators”, *Optics Letters*, vol. 39, no. 19, pp. 5736–5739, Oct. 2014.
- [15] S. Oda and A. Maruta, “All-optical digital-to-analog conversion using nonlinear optical loop mirrors,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 5, pp. 703-705, Mar. 2006.
- [16] I. B. Djordjevic, M. Arabaci, L. Xu, and T. Wang, “Spatial-domain-based multidimensional modulation for multi-Tb/s serial optical transmission,” *OSA Optics Express*, vol. 19, no. 7, pp. 6845–6857, Mar. 2011.
- [17] T. Akiyama, M. Sugawara and Y. Arakawa, “Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifiers,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 9, pp. 1757–1766, Sep. 2007.

発表実績

- 岡田拓也, 小林隆一, 汪瑞, 相楽昌希, 松浦基晴, “半導体光増幅器を用いた全光アナログ・デジタル相互変換,” 電子情報通信学会 RISING 2019, 東京大学 福武ラーニングシアター (東京), 2019年11月
- 岡田拓也, 汪瑞, 相楽昌希, 松浦基晴, “半導体光増幅器内で発生する周波数チャープを用いた光デジタル・アナログ相互変換,” 電子情報通信学会フォトニックネットワーク研究会, PN2019-66, 奄美市社会福祉センター (鹿児島), 2020年3月
- T. Okada, R. Kobayashi, W. Rui, M. Sagara, and M. Matsuura, “Photonic digital-to-analog conversion using a blue frequency chirp in a semiconductor optical amplifier,” OSA Optics Letters, vol. 45, no. 6, pp. 1483-1486, March 2020.
- T. Okada, R. Kobayashi, R. Wang, M. Sagara, and M. Matsuura, “10-GSamples/s cascaded operation of photonic D/A and A/D converters using frequency chirp in SOAs,” OSA Advanced Photonics Congress, Photonics in Switching and Computing (PSC 2020), PsTh3F.6, Online, July 2020.
- 相楽昌希, 岡田拓也, 汪瑞, 松浦基晴 “半導体光増幅器内での周波数チャープを用いた4 bit 光デジタル・アナログ変換,” 電子情報通信学会フォトニックネットワーク研究会, PN2020-13, オンライン開催, 2020年8月 [電子情報通信学会 フォトニックネットワーク研究会若手研究賞]
- M. Sagara, T. Okada, W. Rui, and M. Matsuura, “4-bit resolution of photonic digital-to-analog conversion by frequency chirp in a QD-SOA,” Proc. 25th OptoElectronics and Communications Conference 2020 (OECC 2020), T2-1.3, Online, October 2020.
- 相楽昌希, 岡田拓也, 汪瑞, 津田隼一, 松浦基晴 “半導体光増幅器内での周波数チャープを用いた20 Gbps 光デジタル・アナログ変換,” 電子情報通信学会フォトニックネットワーク研究会, PN2020-49, オンライン開催, 2021年3月 [依頼講演]
- M. Sagara, W. Rui, J. Tsuda, and M. Matsuura, “Frequency comb assisted photonic digital-to-analog conversion based on frequency chirp in a QD-SOA,” Proc. 26th Opto-

Electronics and Communications Conference 2020 (OECC 2021), W2F.4, Online, July 2021. [OECC 2021 Best Student Paper Award]

- 相楽昌希, 伊東哲幸, 松浦基晴 “半導体光増幅器内での周波数チャープを用いた 40 Gbps 光デジタル・アナログ変換,” 電子情報通信学会フォトニックネットワーク研究会, PN2021-66, オンライン開催, 2022 年 3 月
- 津田隼一, 相楽昌希, 竹本大志, 松浦基晴 “半導体光増幅器の周波数チャープを用いた全光論理ゲート,” 電子情報通信学会フォトニックネットワーク研究会, PN2021-67, オンライン開催, 2022 年 3 月