

2019年度修士論文

半導体光増幅器を用いた
光デジタル・アナログ相互変換

学籍番号	1831031
氏名	岡田 拓也
主任指導教員	松浦 基晴 教授
指導教員	來住 直人 教授
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
提出日	2020年1月27日

概要

デジタル・アナログ変換 (D/A 変換) とアナログ・デジタル変換 (A/D 変換) は、電子デバイスや光学システム内でデジタル信号とアナログ信号を接続するための重要な機能であり、通信ネットワークを含む幅広い分野で利用されている。近年、デジタル信号処理技術の発達に伴い、より高性能な D/A 変換器や A/D 変換器の需要が高まっている。しかし、電気的な D/A 変換器や A/D 変換器は、ジッタ制限、電磁干渉、RC 遅延などの高速動作における固有のボトルネックを有している。よって、コストや複雑さを犠牲とし、1つのシステムに複数の電気的な D/A 変換器や A/D 変換器を様々な手法で統合し、高速な変換を実現している。一方、光信号処理は電気信号処理の限界を克服できるため、光 D/A 変換器や光 A/D 変換器の実現が注目されている。主に特殊な光ファイバ内で発生する非線形光学効果を用いた光 D/A 変換器や光 A/D 変換器が報告されているが、構成が複雑であり、高いパワーが必要といった課題が存在する。

半導体光増幅器 (SOA) や量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA) は、小型かつ低消費電力であり、高い非線形性を有していることから、波長変換などの光信号処理デバイスとしても利用されている。SOA を用いた光 D/A 変換や光 A/D 変換に関する報告は、相互利得変調を用いた手法がそれぞれ 1 件ずつ報告されており、2 bit の変換を実証している。ただし、高分解能化には多数の SOA が必要となる等の課題が存在する。

周波数チャープは、SOA や QD-SOA で発生する特異な現象であり、デバイスの屈折率変化に基づいて周波数変動を誘導する。これまでに、SOA のチャープ特性が、長波長側への周波数シフトであるレッドチャープと短波長側への周波数シフトであるブルーチャープが異なる特性を有することを示されている。このレッドチャープを活用した光 A/D 変換器が提案されており、構成な構成かつ低入力パワーで 8 レベルの光量子化に成功している。

本論文では、SOA のブルーチャープを用いた光 D/A 変換の検討を行い、2 bit の光 D/A 変換を実証した。そして、その変換性能を微分非線形性 (DNL)、積分非線形性 (INL)、有効ビット数 (ENOB) を用いて評価した。さらに、ブルーチャープを用いた光 D/A 変換とレッドチャープを用いた光 A/D 変換を組み合わせた、2 bit の光デジタル・アナログ相互変換を実証した。周波数チャープを用いた光 D/A 変換と光 A/D 変換は、単一の SOA を用いた簡素な構成とモノリシック集積の可能性を有している。得られた結果は、アナログ信号とデジタル信号を光領域で相互接続する手法として、提案方式の有用性を示した。

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	半導体光増幅器と光信号処理	3
2.1	半導体光増幅器 (SOA) とは	3
2.2	SOA の増幅原理	4
2.3	量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA)	5
2.4	SOA と QD-SOA の基本特性	6
2.4.1	自然放出光雑音特性 (ASE 雑音特性)	6
2.4.2	利得特性	7
2.4.3	利得飽和特性	8
2.5	SOA 内で発生する非線形光学効果と全光波長変換	9
2.5.1	四光波混合 (FWM)	9
2.5.2	相互利得変調 (XGM)	10
2.5.3	自己位相変調 (SPM)/相互位相変調 (XPM) と周波数チャープ	11
第 3 章	アナログ・デジタル信号間の変換技術	14
3.1	アナログ・デジタル変換 (A/D 変換)	14
3.2	光アナログ・デジタル変換 (光 A/D 変換)	16
3.3	デジタル・アナログ変換 (D/A 変換)	18
3.4	光デジタル・アナログ変換 (光 D/A 変換)	19
3.5	A/D 変換と D/A 変換の性能評価	20
3.5.1	伝達関数と DNL/INL	20
3.5.2	有効ビット数 (ENOB)	21
3.5.3	FOM(Figure of Merit)	23

第 4 章	レッドチャープを用いた光 A/D 変換	24
4.1	提案方式	24
4.2	実験構成	26
4.3	実験結果	27
4.4	多量子化	30
第 5 章	ブルーチャープを用いたシリアル・パラレル変換	32
5.1	シリアル・パラレル変換	32
5.2	提案方式	33
5.3	実験構成	35
5.4	実験結果	36
第 6 章	ブルーチャープを用いた光 D/A 変換	38
6.1	提案方式	38
6.2	実験構成	39
6.3	実験結果	41
第 7 章	光デジタル・アナログ相互変換	45
7.1	実験構成	45
7.2	実験結果	47
第 8 章	結論	50
謝辞		50
参考文献		52

目次

2.1	SOA の増幅原理	4
2.2	半導体構造におけるキャリアのエネルギーと状態密度	5
2.3	SOA と QD-SOA における利得回復とパターン効果	5
2.4	SOA の ASE 雑音特性	6
2.5	QD-SOA の ASE 雑音特性	6
2.6	SOA の駆動電流に対する利得特性	7
2.7	QD-SOA の駆動電流に対する利得特性	7
2.8	SOA における利得飽和の原理	8
2.9	SOA の利得飽和特性	8
2.10	QD-SOA の利得飽和特性	8
2.11	四光波混合 (FWM) 発生前後のスペクトル	9
2.12	相互利得変調 (XGM) を用いた波長変換の原理	10
2.13	SOA の出力光信号と周波数チャープ	11
2.14	SOA や 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量	12
2.15	ブルーチャープを用いた波長変換の原理	13
3.1	アナログ・デジタル変換 (A/D 変換) の基本構成	14
3.2	A/D 変換のサンプリング速度と分解能 [4]	15
3.3	電気的な A/D 変換の FOM [36]	15
3.4	A/D 変換の光化	16
3.5	デジタル・アナログ変換 (D/A 変換) の基本構成	18
3.6	パラレル入力の重み付け総和型光 D/A 変換の構成	19
3.7	A/D 変換の伝達関数と DNL/INL	20
3.8	D/A 変換の伝達関数と DNL/INL	21
3.9	(a) のこぎり波の ADC 入出力波形, (b) 量子化誤差	22

4.1	レッドチャープを用いた光 A/D 変換の原理	24
4.2	レッドチャープを用いた光 A/D 変換における光符号化	25
4.3	レッドチャープを用いた光 A/D 変換の実験構成	26
4.4	光量子化された光スペクトルの例	27
4.5	光量子化の入出力波形例	27
4.6	フィルタシフトに伴う強度変化	28
4.7	光量子化特性	29
4.8	光 A/D 変換の DNL と INL	29
4.9	レッドチャープを用いた光 A/D 変換における多量子化の実験構成	30
4.10	光量子化の入出力波形例	30
4.11	フィルタシフトによるパワー変化 (20 GHz シフトで規格化)	31
4.12	15 レベルの光量子化特性	31
5.1	シリアル・パラレル変換	32
5.2	ブルーチャープを利用した光時分割多重分離の原理	33
5.3	ブルーチャープを利用したシリアル・パラレル変換の原理	34
5.4	ブルーチャープを用いたシリアル・パラレル変換の実験構成	35
5.5	シリアル・パラレル変換結果, (a) 入力データ光アイパターン, (b) 入力クロック 光, (c) 出力光アイパターン, (d) 入出力スペクトル, (e)BER 特性	36
5.6	出力光のアイパターン (左側パルス 1555 nm 帯, 右側パルス 1560 nm 帯)	37
6.1	ブルーチャープを用いた光 D/A 変換の原理	38
6.2	ブルーチャープを用いた光 D/A 変換の実験構成	39
6.3	光 D/A 変換の入出力光スペクトル	41
6.4	光 D/A 変換における入出力信号のアイパターン	41
6.5	様々なデータパターンに対する光 D/A 変換の入出力波形	42
6.6	入力デジタル符号と出力ピークパワー	42
6.7	光 D/A 変換の DNL と INL	42
6.8	データパターン “0001101111100100” に対する出力信号 (青) と遮断周波数 1.8 GHz の電気 LPF 透過後の出力信号の波形 (赤)	43
6.9	データパターン “0001101111100100” に対する出力信号の電気スペクトル	43

7.1	周波数チャープを用いた光デジタル・アナログ相互変換の実験構成, (a) QD-SOA へ入力されたデータ光と 2 波のクロック光, (b) 4 レベルの振幅変調光 (クロッ ク光のブルーシフト光), (c) SOA へ入力された 4 レベルの振幅変調光と CW, (d) CW のレッドシフト光の光スペクトル	45
7.2	データパターン “00011011” に対する光 D/A 変換における入出力波形	47
7.3	光 A/D 変換における出力光スペクトルの例	48
7.4	各パルスで規格化したときのフィルタシフトに伴う強度変化	48
7.5	4 レベルの振幅光に対する光 A/D 変換の出力波形	49
7.6	フィルタシフトに伴う強度変化におけるサンプリング信号の入力パワー依存性 . . .	49

第 1 章 序論

1.1 研究の背景

自然界の物理量の多くはアナログ信号であるが，データの記録・解析・制御を行うにはデジタル信号が有用である．よって，アナログ・デジタル (A/D: Analog-to-Digital) 変換とデジタル・アナログ (D/A: Digital-to-Analog) 変換は，電子デバイスや光学システム内でアナログ信号とデジタル信号を接続するための重要な機能であり，通信ネットワークを含む幅広い分野において様々なアプリケーションで利用されている．近年のデジタル信号処理技術の発達に伴い，より高性能な A/D 変換器および D/A 変換器の需要が高まっている [1]．通信ネットワークに焦点を当てると，モノのインターネット (IoT: Internet of Things) や自動運転，ドローンの普及に伴って，更なる通信量の増加が予想され，固定・移動体双方のネットワークを高速かつ広帯域にすることが必要不可欠となる．このため，光ファイバを用いたコアネットワークや携帯基地局において使用されている A/D 変換器や D/A 変換器を高性能化する必要がある．しかしながら，電気的な A/D 変換器や D/A 変換器は，ジッタ制限，電磁干渉，RC 遅延 (Resistive-Capacitive Delay) などの高速動作において固有のボトルネックを有している．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電気 A/D 変換器や D/A 変換器が様々な方法で統合されている [2]．一方，光の高速・広帯域性を利用した光信号処理では電気信号処理の限界を克服し，はるかに優れた性能を実現できる可能性を有しているため，光 A/D 変換器や光 D/A 変換器の実現に注目が集まっている [3-5]．これまでに，非線形光ループミラー (NOLM: Non-linear Optical Loop Mirror) を用いた相互位相変調 (XPM: Cross Phase Modulation) [6]，高非線形ファイバ (HNLF: Highly Non-Linear Fiber) で発生するソリトン自己周波数シフト (SSFS: Soliton Self Frequency Shift) [7]，分散フラットファイバ (DSF: Dispersion Shifted Fiber) 内で発生する自己位相変調 (SPM: Self Phase Modulation) [8]，分散フラットファイバ (DFB: Dispersion Flattened Fiber) で発生するスーパーコンテニューム光 [9] 等，特殊な光ファイバ内で発生する非線形光学効果を用いた多くの光 A/D 変換器が報告されている．光 D/A 変換器は，基本的な変換機能だけでなく，光ラベルスイッチ [10]，任意波形生成 [11]，可視光通信 [12] にも応用可能である．パラレル入力の光 D/A 変換は，重み付けと総和によって容易に実現でき [13]，マイクロリング共振器 [14]，非線

形光学ループミラー [15], 偏光多重化 [16] 等を用いた手法がそれぞれ提案されている。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 [17], シリアル入力の光 D/A 変換に対する関心が高まっており, パルスパターン認識 [18], 空間光変調 [19], 光ファイバ内での非線形光学効果 [20], 波長分散に基づく時間遅延 [21] などの様々な手法を用いたシリアル光 D/A 変換が多数報告されている。ただし, これらの手法は, 空間ベースであるために構成が複雑, ファイバベースの非線形光学効果を用いているために高い入力パワーが必要等の課題が存在する。

半導体光増幅器 (SOA: Semiconductor Optical Amplifier) や量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA: Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier) は, 光増幅器としての機能だけでなく, 波長変換や多重分離などの光信号処理デバイスとしても注目を集めている [22–24]。SOA を用いた光 A/D 変換に関する報告は, 相互利得変調 (XGM: Cross Gain modulation) ベースの論理回路を用いた手法が 1 件報告されており, 2 bit の光 A/D 変換を実証している [25]。ただし, SOA ベースの論理回路を用いているため, 量子化レベル数の向上には, SOA を複数組み合わせた複雑な回路構成になる点に注意しなければならない。SOA を用いた光 D/A 変換に関する研究に関しても XGM を利用した手法が 1 件報告されており, 2 bit の光 D/A 変換を実証している [26]。しかしながら, この方式では, 追加のシリアル・パラレル変換が要求され, 高分解能化には複数の SOA が必要となる。

周波数チャープは, SOA や QD-SOA で発生する特異な現象であり, デバイスの動的な屈折率変化に基づいて周波数シフトを誘導する。SOA や QD-SOA の周波数チャープは, 長波長側への周波数シフトであるレッドチャープと, 短波長側への周波数シフトであるブルーチャープが異なる特性を有している [27–29]。この特性を活かし, 単一の QD-SOA 内で発生するレッドチャープを用いた光 A/D 変換器が提案されており [30], 構成な構成かつ低入力パワーで 8 レベルの光量子化に成功している [31]。また, 単一の QD-SOA 内で発生するブルーチャープを活用した光信号再生効果を有する波長変換が実証されている [32]。

1.2 研究の目的

本研究では, SOA 内で発生するブルーチャープを用いた光 D/A 変換を提案し, 実証する。また, その変換性能を微分非線形性 (DNL : Differential NonLinearity), 積分非線形性 (INL : Integral NonLinearity), 有効ビット数 (ENOB: Effective Number of Bits) を用いて評価する。さらに, 光 D/A 変換器と光 A/D 変換器の実現可能性を示すためには, リアルタイムデータ信号を使用し, これらを互いに組み合わせて評価することも重要である。そこで, ブルーチャープを用いた光 D/A 変換とレッドチャープを用いた光 A/D 変換を組み合わせた, 2 bit の光デジタル・アナログ相互変換を実証する。

第 2 章 半導体光増幅器と光信号処理

2.1 半導体光増幅器 (SOA) とは

半導体光増幅器 (SOA: Semiconductor Optical Amplifier) は半導体レーザの構造をもとにした光増幅器であり、半導体レーザと同様に共振構造を持つ共振型 SOA と、共振構造を持たない進行波型 SOA に大別される。共振型 SOA は、共振周波数付近の狭帯域で大きな増幅効果を得る構造上、波長の精密な整合が必要、飽和出力が小さい、雑音が大きいなどの問題点を持つため、SOA としては進行波型 SOA が主に使用される。よって、以下の議論では全て進行波型 SOA に限り、これを SOA として扱う。光増幅器の代表例としてはエルビウム添加光ファイバ増幅器 (EDFA: Erbium Doped Fiber Amplifier) が挙げられるが、EDFA の高利得・低雑音特性と比較すると、SOA は利得・雑音特性共に優れないため、長距離などにおける通信用途の増幅器としては用いられてこなかった。一方、光信号処理デバイスは高非線形ファイバ (HLNF: Highly Non-Linear Fiber) が一般的に使用されているが、ファイバ長への留意や高い入力パワーが必要な点から低消費電力化、小型化、集積化が困難である。これに対して SOA は、高い非線形性をはじめとして、小型かつ低消費電力、広帯域性、モノリシックに集積化可能などの特徴を有しているために、集積化や低消費電力化が期待できる光信号処理向けのデバイスとして注目を集めてきた。近年では、イーサネット等においてトランシーバの小型化と長距離伝送の両方に対応するための光増幅器として、通信用途においてもその価値が見直されている [33]。

2.2 SOA の増幅原理

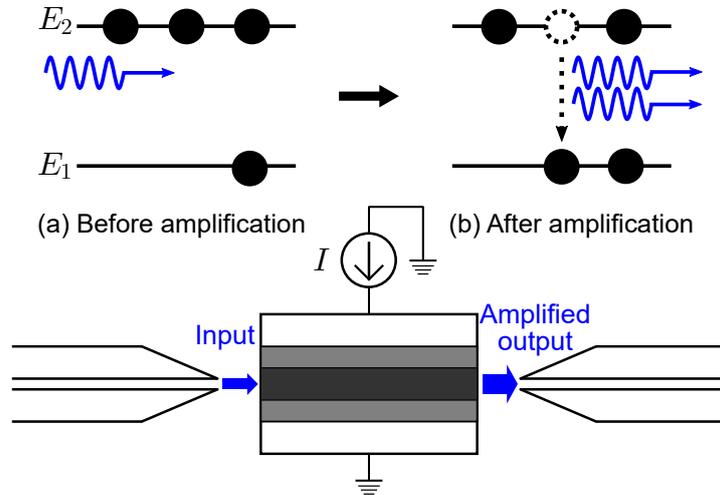


図 2.1: SOA の増幅原理

図 2.1 に SOA の増幅原理を示す。SOA の活性層に駆動電流を注入することで低準位のエネルギー状態 E_1 よりも高準位のエネルギー状態 E_2 の方が多い反転分布状態を形成し、活性層で発生する誘導放出を利用して光を増幅する。誘導放出とは、反転分布状態の活性層にバンドギャップ $E_2 - E_1$ に応じた波長 $\lambda = \frac{hc}{E_2 - E_1}$ (c : 光速, h : プランク定数) の光を入射すると、キャリアである電子が高準位から低準位へと遷移し、元の入力光と位相、進行方向も等しくした光が出力される現象である。したがって、駆動電流を注入し反転分布状態を形成した SOA に対して、光を入力することでバンドギャップに対応した特定の波長帯で光増幅が可能となる。ただし、SOA はこのような増幅原理を持つため、入力光の波長、強度、駆動電流によって増幅特性が変化することに注意しなければならない。

2.3 量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA)

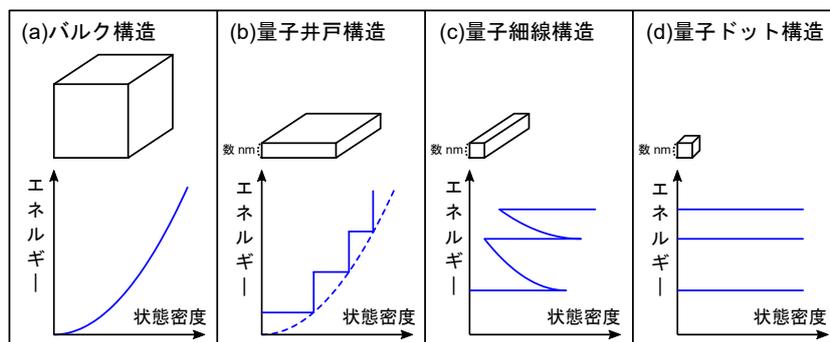


図 2.2: 半導体構造におけるキャリアのエネルギーと状態密度

量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA: Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier) は活性層に量子ドットと呼ばれる数 nm から数十 nm の半導体微細結晶を組み込んだ SOA である。QD-SOA の増幅原理は SOA と同様に誘導放出であるが、図 2.2 に示すように、量子ドットによる量子閉じ込め効果によってキャリアのエネルギー分布が離散化するために、高いエネルギー効率、高速な応答となる。したがって、QD-SOA は SOA と同様、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ことに加え、SOA と比較して広利得帯域・高利得・高速な利得回復特性を有する [34]。

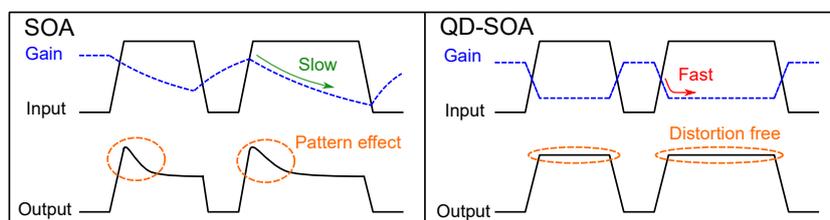


図 2.3: SOA と QD-SOA における利得回復とパターン効果

図 2.3 に SOA と QD-SOA の利得回復とパターン効果の関係を示す。SOA は利得の変化が緩やかであるため、入力パワーによっては利得回復が不十分となり、出力信号の歪みが生じてしまう。このような利得回復に伴う波形歪みをパターン効果という。これに対し、QD-SOA は SOA と比較して利得回復が高速であるため、パターン効果を抑制した信号増幅が可能となる。QD-SOA の高速応答性を利用することで、一般的な SOA では困難な 320 Gbit/s 光信号の全光波長変換や全光時分割多重分離等の超高速な光信号処理が報告されている [22-24]。ただし、従来の SOA と比較して、反転分布状態には高い駆動電流を印加する必要となること、大きな偏波依存性があることなどに留意しなければならない。

2.4 SOA と QD-SOA の基本特性

本論文では、SOA や QD-SOA を利用した実験を行う。SOA としては、INPHENIX 社の IPSAD1503-5114 を使用し、QD-SOA としては、QD Laser 社の SK(Stranski-Krastanov) 型の量子ドット成長モードを利用した偏波依存性の強いサンプルデバイスを使用する。使用する SOA と QD-SOA は、入力光の偏波が TE(Transverse Electric) モードの時に最大利得が得られる。そこで、本章で利用する SOA, QD-SOA の特性をまとめておく。なお、以下の特性は全て TE モードの光を入力した場合のものである。

2.4.1 自然放出光雑音特性 (ASE 雑音特性)

光増幅器には、光が入力されていなくてもキャリアが高準位から低準位へと状態遷移し、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。この自然放出によって発生した増幅自然放出 (ASE : Amplified Spontaneous Emission) は、一部が入力光と同じモードとなるため、雑音となる。この ASE 雑音を測定することにより、光増幅器の利得や利得帯域等を評価できる。

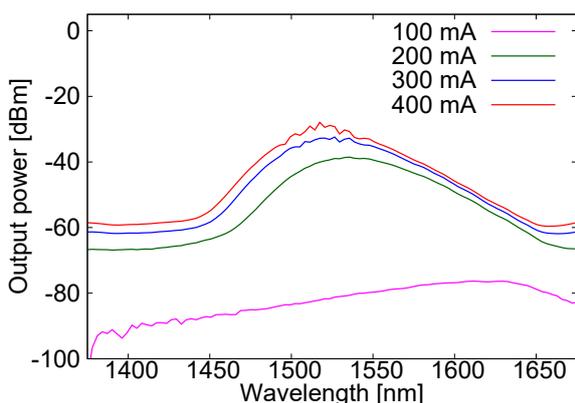


図 2.4: SOA の ASE 雑音特性

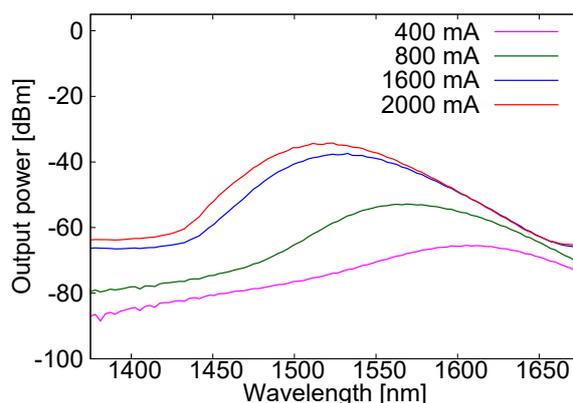


図 2.5: QD-SOA の ASE 雑音特性

図 2.4, 2.5 に SOA, QD-SOA それぞれの ASE 雑音特性をそれぞれ示す。ASE 雑音特性から、波長と利得の関係を知ることができる。SOA と QD-SOA はどちらも駆動電流の増加に伴って、利得が大きくなり帯域も広がっている。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。よって、SOA や QD-SOA は許容範囲内で可能な限り大きな駆動電流を注入することで、高利得・広帯域な特性が得られる。

2.4.2 利得特性

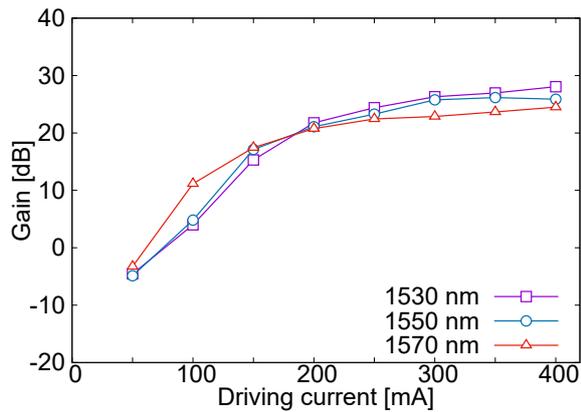


図 2.6: SOA の駆動電流に対する利得特性

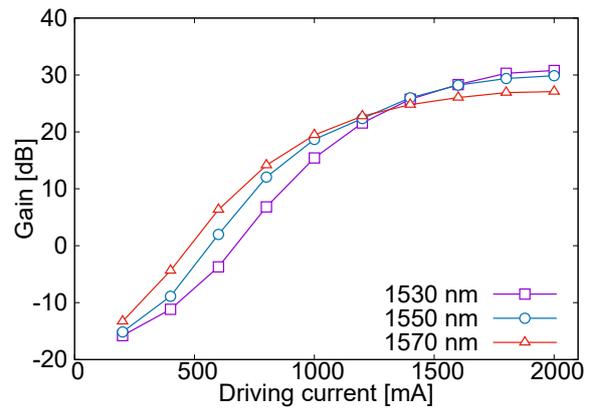


図 2.7: QD-SOA の駆動電流に対する利得特性

図 2.6, 2.7 に SOA, QD-SOA それぞれの駆動電流に対する利得特性をそれぞれ示す。ただし、いずれの場合も入力光は -30 dBm である。どちらの増幅器も低駆動電流のとき、利得が負すなわち増幅器として機能していない。駆動電流の増加に伴って、いずれの波長帯においても利得が大きくなっている。特に QD-SOA の場合、最大で 30 dB 近い利得が得られており、QD-SOA の高利得な特徴が表れている。一方、SOA は 30 dB を超える利得は得られていないが、QD-SOA と比較して小さな駆動電流で 20 dB を超える利得が得られている。よって、QD-SOA 程の性能が必要とされない用途においては SOA の方が適している場合もある。

2.4.3 利得飽和特性

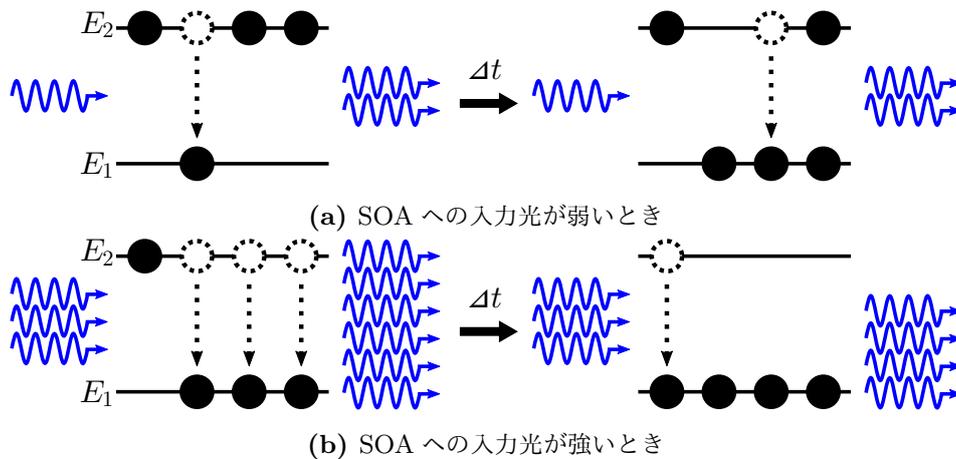


図 2.8: SOA における利得飽和の原理

利得飽和とは、入力光のパワーが大きくなるにつれて利得回復が追いつかなくなり、利得が低下してしまう現象である。駆動電流が注入された SOA には反転分布が形成されているため、バンドギャップに対応する波長の入力光が与えられたとき、誘導放出によって光の増幅が可能である。しかしながら、入力光のパワーによっては利得飽和が発生し、大きな利得が得られない場合がある。図 2.8 に利得飽和の原理を示す。図 2.8(a) のように弱いパワーの光が入力された場合、高準位から低準位へ遷移するのは一部の電子のみであるため、ごくわずかな時間 Δt 後の入力に対しても同様に増幅をでき、高い利得が安定して得られる。一方、図 2.8(b) のように高いパワーの光が入力された場合、高準位のほとんどの電子が低準位へと遷移するため、 Δt 後の入力に対しては高準位側に十分な電子が存在せず、利得が低下してしまう。

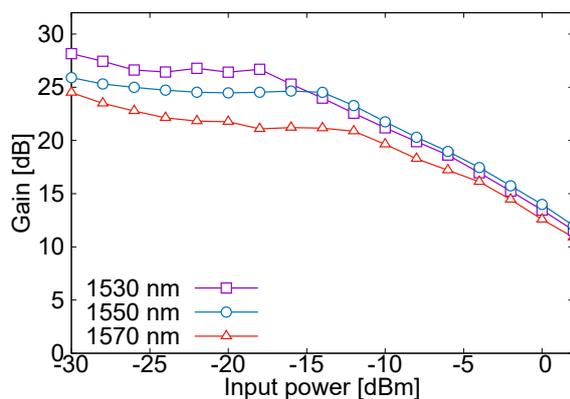


図 2.9: SOA の利得飽和特性

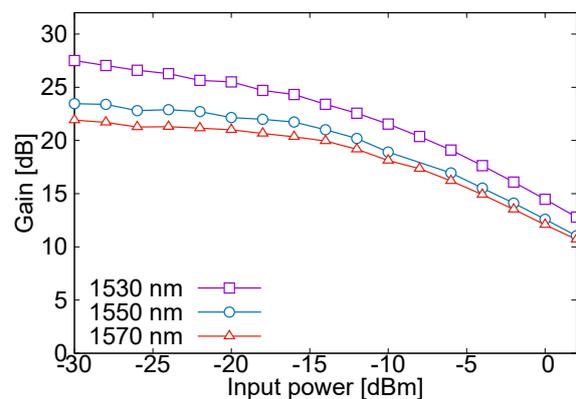


図 2.10: QD-SOA の利得飽和特性

図 2.9, 2.10 に SOA, QD-SOA それぞれの利得飽和特性をそれぞれ示す。ただし、SOA の駆動

電流は 400 mA, QD-SOA の駆動電流は 1500 mA である. いずれの場合においても, 入力光のパワーの増加に伴って利得が減少している.

2.5 SOA 内で発生する非線形光学効果と全光波長変換

通信用途における信号伝送を考えたとき, SOA 内での増幅過程で非線形光学効果と呼ばれる光のパワーに比例しない特有の現象が発生し, 信号劣化を招く恐れがある. しかしながら, この非線形光学効果を有効活用することで, 光電変換や電光変換を介さず光信号のみを用いて信号処理を行うことが可能となる. このような光のまま信号処理を行うことを光信号処理と呼ぶ. 本節では, SOA 内で発生する非線形光学効果と代表的な光信号処理である全光波長変換について述べる.

2.5.1 四光波混合 (FWM)

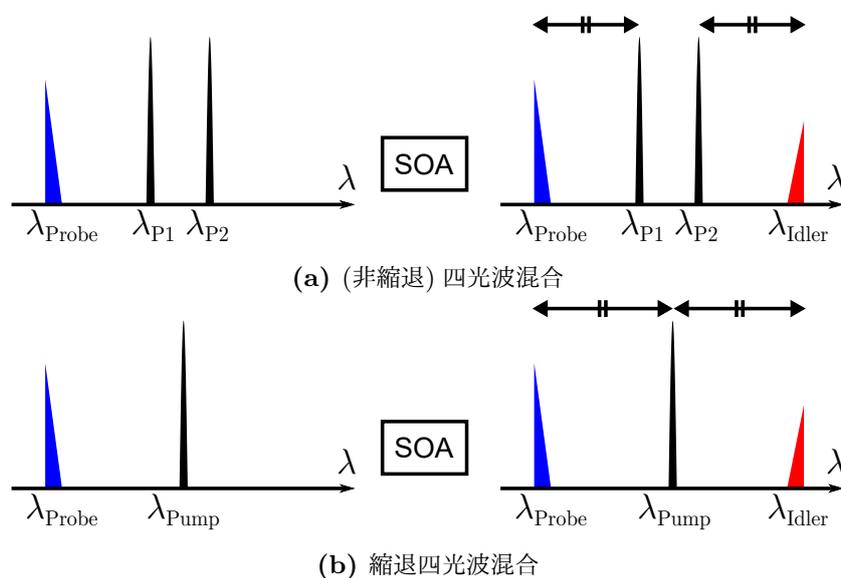


図 2.11: 四光波混合 (FWM) 発生前後のスペクトル

2 波以上の光が入力されたとき, 入力波長と一致しない波長を有する新たな光として, アイドラ光が生成される. この現象を四光波混合 (FWM: Four-Wave Mixing) と呼ぶ. 図 2.11 に, FWM 発生前後のスペクトルを示す. 図 2.11(a) のように, SOA のような非線形媒質に対して, 信号光 (λ_{Probe}) と 2 波の励起光 ($\lambda_{\text{P1}}, \lambda_{\text{P2}}$) を入力したとき, FWM によってアイドラ光が発生し, アイドラ光の波長 λ_{Idler} は

$$\lambda_{\text{Idler}} = \lambda_{\text{P1}} + \lambda_{\text{P2}} - \lambda_{\text{Probe}} \quad (2.1)$$

と表される. また, 図 2.11(b) のように, ポンプ光は 2 波でなく 1 波の場合でもアイドラ光は発生する. このような FWM を縮退四光波混合と呼び, ポンプ光の波長を λ_{Pump} とするとアイドラ光

の波長 λ_{Idler} は,

$$\lambda_{\text{Idler}} = 2\lambda_{\text{Pump}} - \lambda_{\text{Probe}} \quad (2.2)$$

と表される.

励起光として連続光 (CW: Continuous Wave) を用いて FWM を発生させた場合, アイドラ光は励起光の波長を基準として信号光と対称な位置に発生する. 発生したアイドラ光を光フィルタで切り出すことで波長変換が実現する. アイドラ光は信号光と同じ強度情報, 位相情報を有するため, 強度変調信号だけでなく, 位相変調信号にも対応した波長変換が可能である. ただし, 発生するアイドラ光のパワーは入力光のパワーに依存するため高強度の入力光が必要になることや, 入力する波長の間隔が離れるに従って発生効率が低下することに注意しなければならない.

2.5.2 相互利得変調 (XGM)

SOA に対して利得飽和が発生するような高強度のピークを持つ光 λ_1 と, 異なる波長の光 λ_2 を入力した場合を考える. λ_1 のパワーが大きいとき, 利得飽和の影響によって SOA から出力される λ_2 のパワーは, λ_1 を入力していないときと比較して低下する. 一方, λ_1 のパワーが小さいとき, λ_1 を入力していないときと同等の利得が得られるため, 出力される λ_2 のパワーも大きくなる. すなわち, λ_1 の強度とは反転して λ_2 が強度変調を受ける. このような一方の光の影響で他方の光が強度変調される現象を相互利得変調 (XGM: Cross Gain Modulation) と呼ぶ.

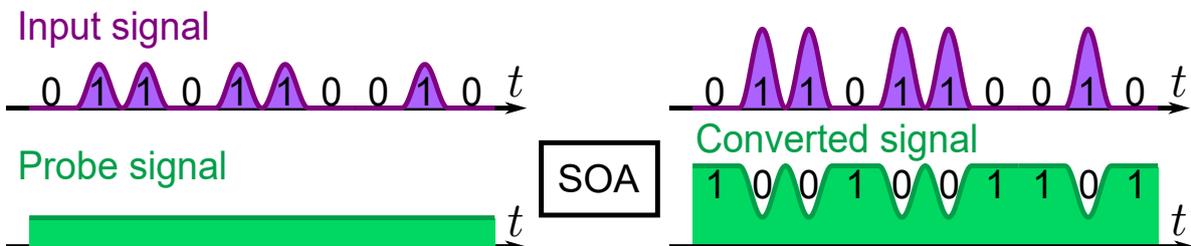


図 2.12: 相互利得変調 (XGM) を用いた波長変換の原理

図 2.12 に SOA 内で発生する XGM を用いた波長変換の概要を示す. SOA にそれぞれ波長の異なるプローブ光と信号光を入力する. 信号光の強度変化により SOA の利得が変化し, プローブ光が信号光と反転した強度の変調を受ける. つまり, 入力信号の情報を, 入力信号と反転した状態でプローブ側の波長帯へ転写できる. プローブ光の波長帯を光フィルタで切り出した信号は入力信号と反転した符号となるが, 受信後の電気的な論理反転処理で入力と同様の情報へ容易に復元可能である. ただし, 位相変調に対応していないため, 強度変調されたデジタル信号のみに利用できる点に注意しなければならない.

2.5.3 自己位相変調 (SPM)/相互位相変調 (XPM) と周波数チャープ

SOA の活性層は、入力光の強度によって、屈折率変化する。媒質の屈折率が変化すると、その媒質を伝搬する光の位相が変化する。そこで、自身の強度変化に伴う屈折率変化を自己位相変調 (SPM: Self Phase Modulation) と呼び、他の光の強度変化に伴う屈折率変化を相互位相変調 (XPM: Cross Phase Modulation) と呼ぶ。

このような位相変化に伴う影響として、周波数チャープが挙げられる。SOA への入力が CW であったとき、光強度は時間的に一定であるため、伝搬する光の位相も一定となる。しかし、SOA への入力がパルス光であったとき、光強度が時間的に変化するために、SOA の屈折率も時間的に変化する。このような屈折率の時間変動は、伝搬するパルス光の位相を時間変化させる。光の位相を時間微分したものが周波数であるため、結果として、光の周波数 (波長) が変化する。まず、パルス光の立ち上がりについて考える。パルスが立ち上がったとき、活性層内のキャリア密度が減少する。このキャリア密度の現象に伴い、活性層の屈折率が増大する結果、光の周波数が低周波側へとシフトする。このような低周波 (長波長) 側への時間的な周波数変化をレッドチャープと呼ぶ。反対に、パルス光が立ち下がった時、活性層のキャリア密度が増大することで、活性層の屈折率は減少し、光の周波数は高周波側へとシフトする。このような高周波 (短波長) 側への時間的な周波数変化をブルーチャープと呼ぶ。

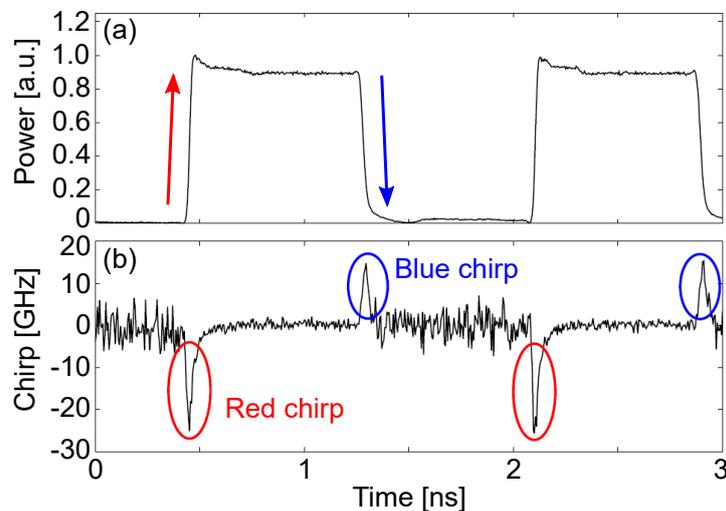


図 2.13: SOA の出力光信号と周波数チャープ

図 2.13 は (a)SOA で増幅された出力波形と、(b) 周波数チャープによる搬送波周波数の周波数シフトを示している。搬送波周波数は、信号の立ち上がり時に低周波側へシフトし、信号の立ち下がり時に高周波側へシフトしていることが確認できる。周波数チャープは通信を行う際に伝

送品質の劣化や伝送距離の制限といった様々な問題を引き起こす要因となり得るが、その特性を活かすことで光信号処理等への応用が可能となる。ただし、周波数チャープを活用する場合、NRZ(Non-Return-to-Zero) 符号においてビットパターン“1”が連続するとき、信号の立ち上がりや立ち下がりが点には留意しなければならない。

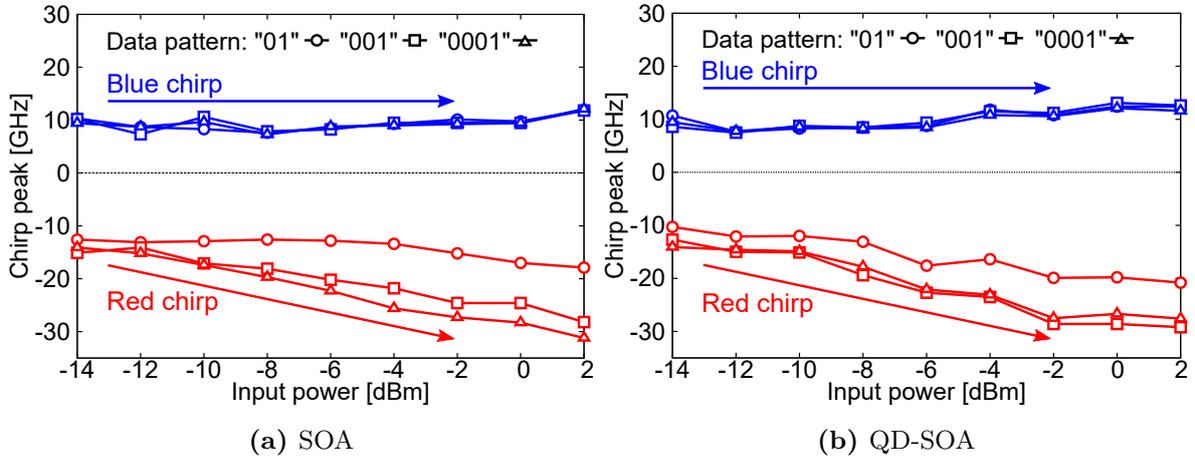


図 2.14: SOA や QD-SOA への入力パワーと周波数チャープによる周波数シフト量

図 2.14 は (a)SOA と (b)QD-SOA の入力パワーと周波数チャープによるシフト量の関係を示している。レッドチャープはデータパターン依存性が存在しているが、ブルーチャープにはデータパターン依存性が見られない。ただし、データパターン依存性は利得回復に起因しているため、入力光が NRZ 符号ではなく RZ 符号の場合はその影響を抑制できると考えられる。また、レッドチャープは入力パワーの増加に伴って周波数シフト量が増大しているが、ブルーチャープは入力パワーに依存しない周波数シフト量を示している。このように、レッドチャープとブルーチャープで異なった特性を有しているため、光信号処理等への応用は、その特徴を捉えて活用する必要がある。

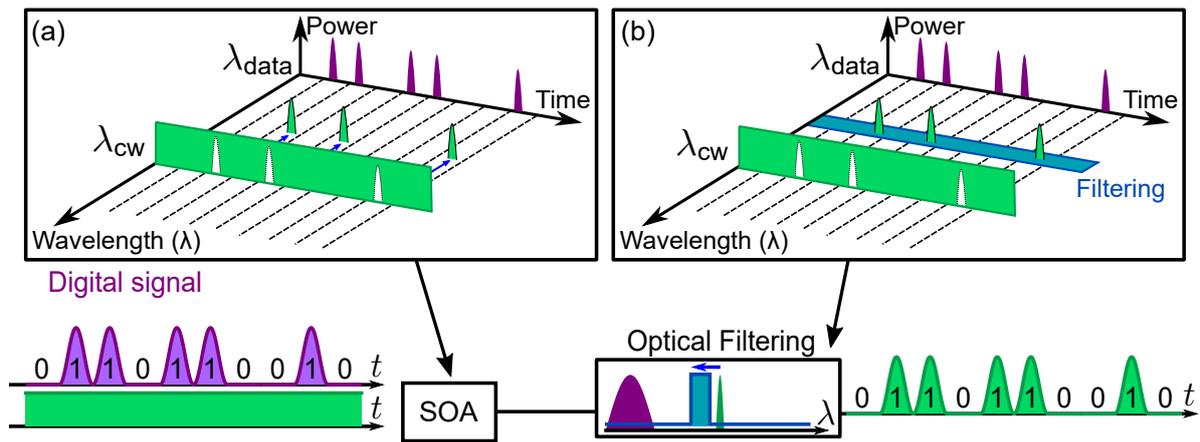


図 2.15: ブルーチャープを用いた波長変換の原理

図 2.15 に、ブルーチャープを利用した波長変換の原理を示す。RZ(Return-to-Zero) 符号のデータ光と CW を同時に SOA へ入力する。データ光の論理値が“1” のとき、CW は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 CW の周波数シフトへ変換される。そして、CW を低減しつつ、CW の短波長側のブルーチャープ成分のみを透過することで、データ光の波長から CW の波長帯への波長変換が実現する。本方式では、入力に対して論理反転が生じないが、データ光の立ち下がりが重要であるため、入力するデータ信号光は RZ 符号の必要がある。よって、NRZ 符号形式の入力に対しては、RZ 符号への変換が必要となる点に注意しなければならない。また、本方式は入力パワーに依存しない周波数シフトであるブルーチャープを利用しているため、歪んだ信号に対する波形再生効果も有している [32]。

他の方式での波長変換として、XPM を用いた約 160 Gbps の超高速な波長変換の報告も存在するが、マッハ・ツェンダー型干渉計を利用するために構成が複雑であり、入力光パワーのダイナミックレンジが小さい等の課題が存在する [35]。

第3章 アナログ・デジタル信号間の変換技術

本章では、アナログ・デジタル (A/D: Analog-to-Digital) 変換およびデジタル・アナログ (D/A: Digital-to-Analog) 変換, その光化や評価法について述べる。

3.1 アナログ・デジタル変換 (A/D 変換)

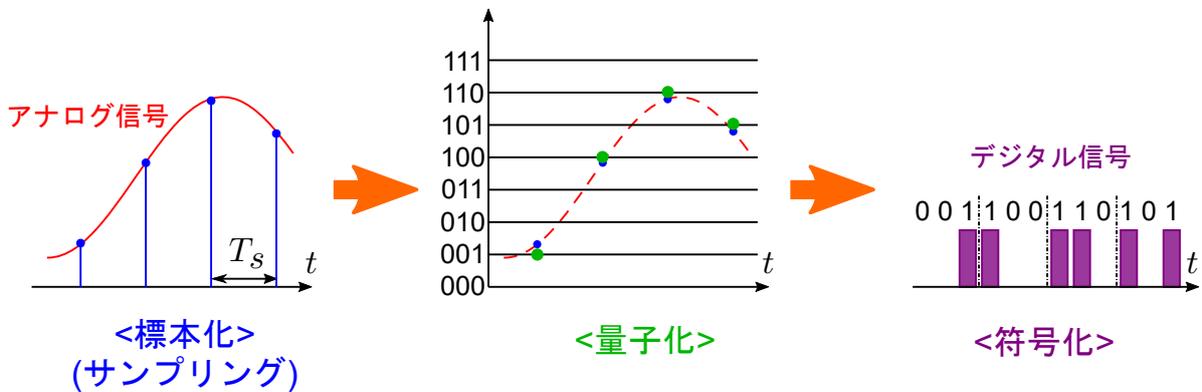


図 3.1: アナログ・デジタル変換 (A/D 変換) の基本構成

図 3.1 に一般的な A/D 変換の基本構成を示す。A/D 変換はその名称の通り、変化が時間に対して連続であるアナログ信号を入力とし、0 と 1 の二値であるデジタル信号を出力とする変換で、標本化・量子化・符号化により構成される。標本化では、入力されたアナログ信号を一定のサンプリング周期 T_s ごとに切り出し、離散的なサンプリング信号へ変換する。ただし、サンプリング周波数 $F_s = 1/T_s$ は、サンプリング定理により信号帯域の 2 倍以上に設定する必要がある。量子化は、標本化された離散信号の強度を離散的な強度に近似して数値化する。判別できる離散的な強度の数を量子化レベル数といい、量子化レベル数 2^n に対する n を量子化ビット数という。また量子化において、量子化誤差と呼ばれる、強度情報が連続値から離散値に丸められるための誤差が発生する。量子化ビット数 (レベル数) が大きいほど、量子化誤差が減少するため、精度が高い。符号化は、量子化で得た離散強度を一定の規則に従って、“0” と “1” の二値で表現し、適切に並べる。デジタル信号として用いる符号化方式には、符号付き二進数表現やグレイ符号など数多く存在する。ただし、符号化はあくまでも量子化ビット数に応じて、一定規則の二進数で表現することである。

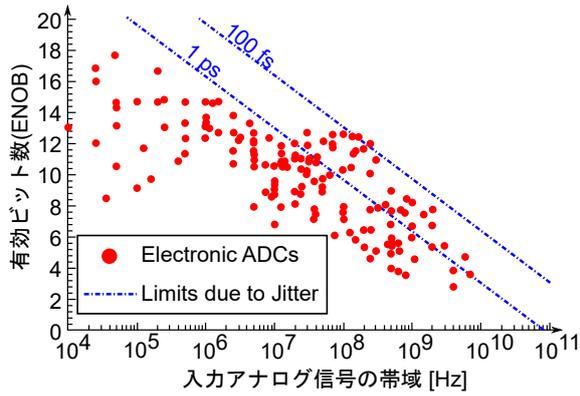


図 3.2: A/D 変換のサンプリング速度と分解能 [4]

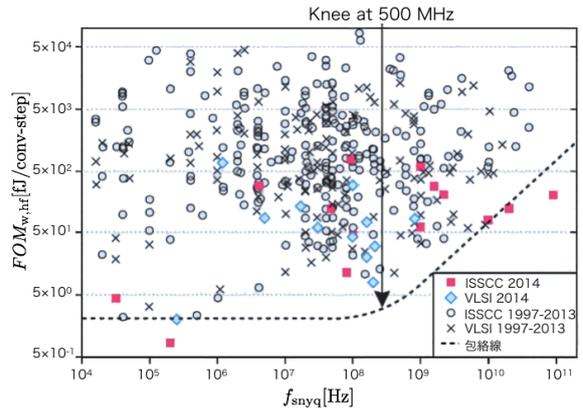


図 3.3: 電気的な A/D 変換の FOM [36]

電気的な A/D 変換は回路の熱雑音やショット雑音に起因するタイミングジッタによって、量子化の性能に大きく影響を及ぼす。図 3.2 は、主な電気的な A/D 変換の動作速度を示す入力可能なアナログ信号の帯域と実効的な分解能を示す有効ビット数 (ENOB: Effective number of bits) の関係を示している [4]。入力可能なアナログ信号の帯域はサンプリング速度によって決定される。よって、図 3.2 から、タイミングジッタが要因でサンプリング速度と分解能はトレードオフの関係にあることが分かる。したがって、本質的な A/D 変換の性能向上にはジッタの低減が必要である。電気的なジッタはクロックジッタクリーナなどを用いることにより改善されているが、100 fs が下限となっている。

図 3.3 は主な国際会議で報告されている電気的な A/D 変換のサンプリング速度と 1 変換あたりの消費電力 (FOM: Figure of Merit) の関係を示している [36]。図 3.3 から、500 MHz から消費電力が指数関数的に上昇することが分かる。そこで、光技術などを応用することによる低消費電力化が期待されている。

3.2 光アナログ・デジタル変換 (光 A/D 変換)

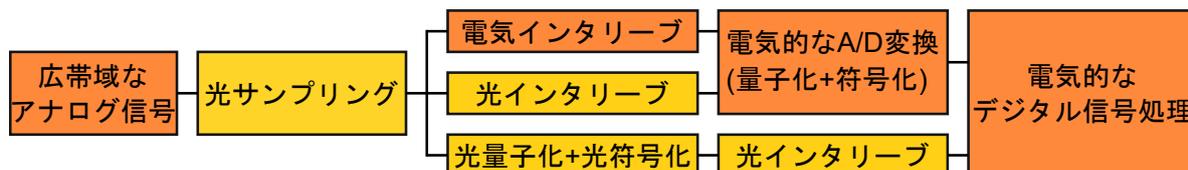


図 3.4: A/D 変換の光化

A/D 変換処理に対して、光技術を用いた光 A/D 変換によって、高サンプリングレート化・高分解能化・低消費電力化が実現できると考えられている。電氣的なジッタの下限は 100 fs に対して、レーザ技術を用いると 100 fs を大きく下回る低ジッタが実現できる。特に、光サンプリングに関しては 10 fs 以下のジッタ性能の実現性が報告されている [37]。高サンプリングレート化を目指した光標本化の研究が先行しており、光サンプリングオシロスコープ等への応用が既に進められている。光標本化技術を導入することにより、タイミングジッタを大きく改善することができるが、光の強度揺らぎが分解能の制限要因である量子化誤差に繋がる。現状の光パルスの揺らぎから光 A/D 変換の分解能の限界は 9 ENOB 以下と見積もられている [38]。したがって、図 3.2 から、高分解能化の観点でサンプリング速度が 1 GHz 以上の場合、光 A/D 変換が優位となる。

光 A/D 変換は標本化部のみ光化する光サンプリング特化型、サンプリングとインタリーブを光化する光アシスト型、量子化および符号化まで光化する光ドミナント型に大きく分類できる。光サンプリング特化型や光アシスト型では、サンプリング速度が高速になるにつれて並列化する電氣的な A/D 変換器が多数必要となるため、消費電力の増大が避けられない。よって、サンプリング速度の高速化に伴う消費電力の増大を回避するために、量子化以降の工程も光化した光ドミナント型が注目される。

光標本化は既に多くの応用例が報告されている全光多重分離技術を使うことによって実現できる。例えば、半導体光増幅器 (SOA: Semiconductor Optical Amplifier) 等の非線形デバイスに光アナログ信号と一定の間隔を持った光パルス列を入力し、四光波混合を発生させ、アイドラ光を出力としてフィルタリングすることで光サンプリング信号の生成が可能である。

光量子化は現在、個々のパルスの強度を逐次的に測定するということが困難であるため、研究段階となっている。光量子化には、様々な非線形光学効果を用いた手法が報告されている。非線形光ループミラー (NOLM: Non-linear Optical Loop Mirror) 内の相互位相変調 (XPM: Cross Phase Modulation) を用いた研究は、符号化まで行っているが、数十 dBm 程度の高強度な入力パワーが必要となり、構成も複雑になっている [6]。高非線形ファイバ (HNLF: Highly Non-Linear

Fiber) 内で発生するソリトン自己周波数シフト (SSFS: Soliton Self Frequency Shift) [7], 分散シフトファイバ (DSF : Dispersion Shifted Fiber) 内で発生する自己位相変調 (SPM: Self Phase Modulation) [8], 分散フラットファイバ (DFB : Dispersion Flattened Fiber) で発生するスーパーコンテニューム光 [9] 等を用いた強度・周波数変換ベースの手法が報告されている。強度・周波数変換とは, SSFS や SPM などの非線形光学効果を利用してパルスの強度情報を周波数変化に置き換えることである。しかしながら, ファイバベースで非線形光学効果が発生させるためには, ファイバ長を留意する必要があることや数 W オーダーのピークパワーを持つ高強度な光パルスが必要であるため, 小型化や低消費電力化が困難である。ファイバベース以外の非線形デバイスを利用した光量子化として, SOA の XGM を用いた手法が 1 件報告されている [25]。SOA は数 dBm の入力で非線形光学効果が発生できるため, ファイバベースと比較して, 入力パワーを低減できる。しかし, SOA を多数使用した論理回路をベースの手法であるため, 高分解能化に伴って, 消費電力や構成の複雑さが増大してしまう。さらに, SOA の利得回復時間という光デバイスの性能限界によって高性能化が困難という問題も存在している。したがって, SOA を用いた光量子化では, 構成が簡素かつ低入力なパワーで実現可能な光量子化方式が求められている。

光符号化では, 前述の光量子化が強度・周波数変換を用いた手法が多いことため, パルス整形と光インターコネクションを利用する方式が報告されている。

3.3 デジタル・アナログ変換 (D/A 変換)

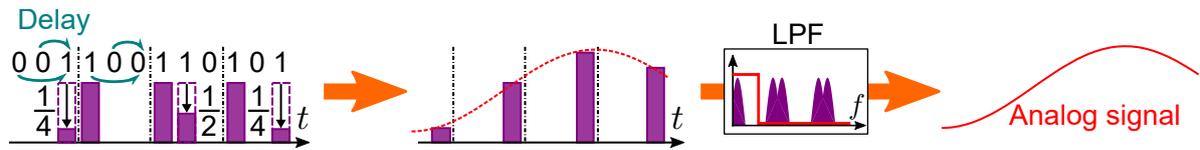


図 3.5: デジタル・アナログ変換 (D/A 変換) の基本構成

D/A 変換はその名称の通り，0 と 1 の二値であるデジタル信号を入力とし，変化が時間に対して連続であるアナログ信号を出力とする変換である．いくつかの方式が存在するが，ここではシリアル入力の重み付け総和型デジタル・アナログ変換について考える．図 3.5 にシリアル入力の重み付け総和型 D/A 変換 (3 bit) の基本構成を示す．まず，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，適切な重みを乗算する (n は bit 数)．そして，最上位ビットに対応する信号は $(n-1)T$ 遅延，最下位ビット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な遅延を加え，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)．重ね合わせた波形はサンプリング信号と見なせるので，ローパスフィルタ (LPF: Low-Pass Filter) によって $1/(2nT)$ 以上の高周波成分を低減することでアナログ出力を得る．

3.4 光デジタル・アナログ変換 (光 D/A 変換)

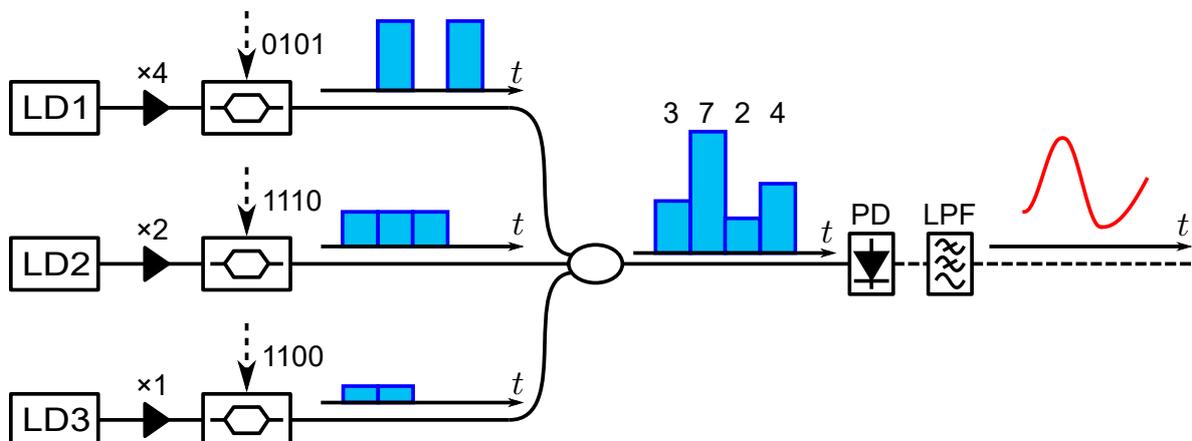


図 3.6: パラレル入力のリウミ付け総和型光 D/A 変換の構成

図 3.6 にパラレル入力の重み付け総和型光 D/A 変換の構成を示す。パラレル入力に対する光 D/A 変換は、適切に重み付けした光を結合し、光電変換とともに LPF で高周波成分を低減することでアナログ出力を得る。光 D/A 変換はこのようなマルチチャンネルにおける光強度の重み付けと総和は簡素に実現できる手法であり [13]、マイクロリング共振器 [14]、非線形光学ループミラー [15]、偏光多重化 [16] 等を用いた光 D/A 変換がそれぞれ提案されている。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、光の優位性を最大限活用でき、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 [17]、追加のシリアル・パラレル変換が必要となる。さらに、高分解能化するほど、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。以上の背景から、シリアル入力の光 D/A 変換に対する関心が高まっており、パルスパターン認識 [18]、空間光変調 [19]、光ファイバ内での非線形光学効果 [20]、波長分散に基づく時間遅延 [21] などの様々な手法を用いた多数のシリアル光 D/A 変換が報告されている。ただし、これらの手法は、空間ベースであるために構成が複雑、ファイバベースの非線形光学効果を用いるために高いパワーが必要等の課題が存在する。

SOA を用いた光 D/A 変換は、XGM を利用した手法が 1 件報告されており、2 bit の光 D/A 変換を実証し、3 bit の構成を提案している [26]。ただしこの方式では、追加のシリアル・パラレル変換が要求され、高分解能化には複数の SOA が必要となる。したがって、SOA を用いた光 D/A 変換では、シリアル入力に対応し、簡素な構成のまま高分解能化可能な方式が求められている。

3.5 A/D 変換と D/A 変換の性能評価

本節では A/D 変換, D/A 変換の性能を示す代表的なパラメータを紹介する.

3.5.1 伝達関数と DNL/INL

A/D 変換と D/A 変換の線形性評価として, 微分非直線性 (DNL: Differential Non-Linearity) と積分非直線性 (INL: Integral Non-Linearity) が存在する.

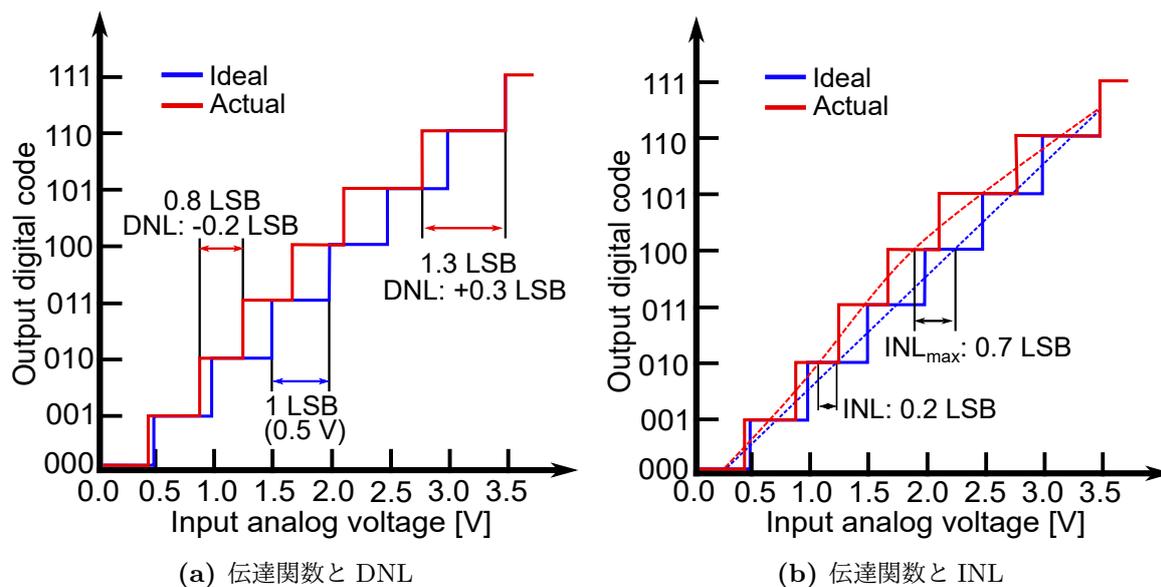


図 3.7: A/D 変換の伝達関数と DNL/INL

まず, A/D 変換器について考える. あるデジタル符号を前後に 1 レベル変化させるために必要な入力アナログ信号の大きさを 1 LSB (Least Significant Bit, 最下位ビット) とする. 図 3.7(a) のように, DNL は実際の伝達関数における各ステップ幅と理想のステップ幅の差を示したものであり, 隣接する DNL の差の大きさが 1 LSB 未満のとき, アナログ入力に対応するデジタル出力が存在しないミッシング・コードは発生せず, A/D 変換器は単調性を有する. また, 図 3.7(b) のように, INL はデジタル入力とアナログ出力の関係全体において, 理想的な伝達特性に対する実際の入出力特性の差を示したものである.

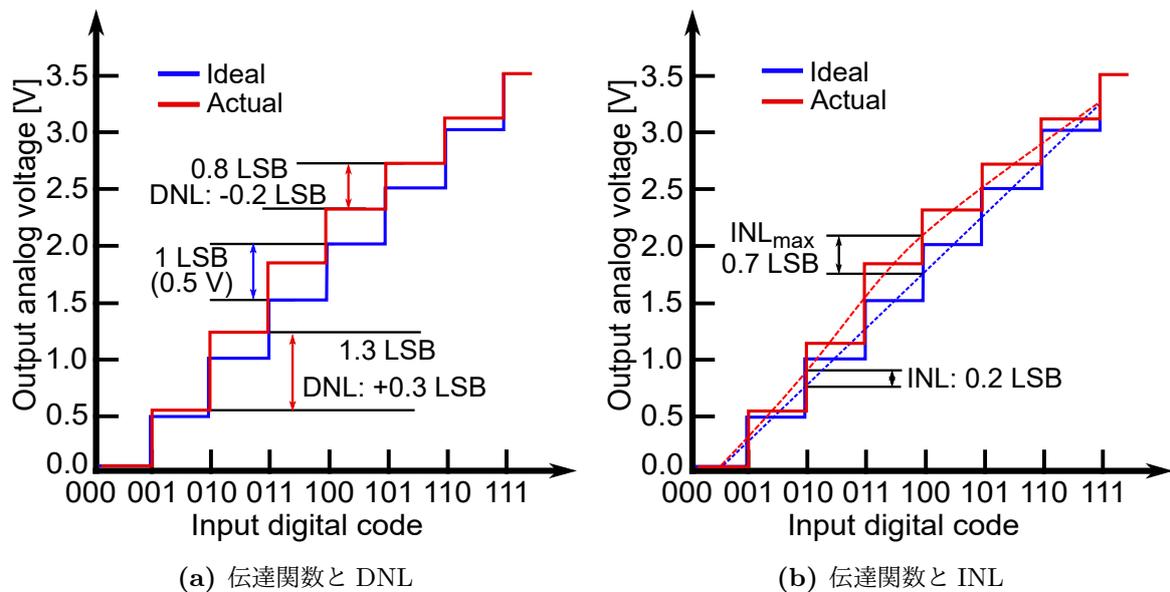


図 3.8: D/A 変換の伝達関数と DNL/INL

同様に、D/A 変換器ではあるデジタル符号を前後に 1 レベル変化させたとき出力アナログ信号の大きさを 1 LSB とすると、図 3.7 のように、DNL と INL を計算できる。DNL > -1 LSB のとき、その D/A 変換器は単調性を有する。

3.5.2 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 を用いると、 $2^N \text{LSB}/2$ と表されるので、

$$V_{\text{signal}} = \text{RMS} \left[\frac{2^N \text{LSB}}{2} \cos(\omega t) \right] = \sqrt{\frac{1}{\tau} \int_0^\tau \left\{ \frac{2^N \text{LSB}}{2} \cos(\omega t) \right\}^2 dt} = \frac{2^N \text{LSB}}{2\sqrt{2}} \quad (3.1)$$

である。ここで、1 LSB はデジタル符号を前後に 1 レベル分の変化に対応するアナログ信号の大きさである。

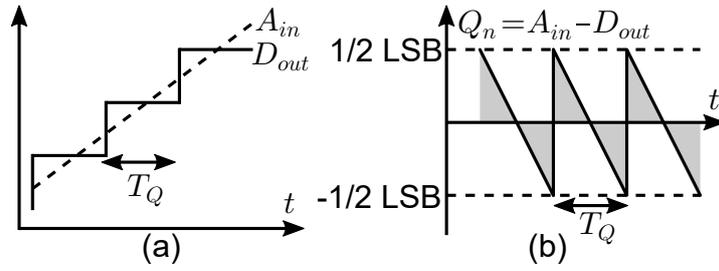


図 3.9: (a) のこぎり波の ADC 入出力波形, (b) 量子化誤差

また, 量子化誤差による雑音の実効電圧は, 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, 図 3.9 に示す関係から,

$$V_{\text{noise}} = \text{RMS} [Q_n(t)] = \sqrt{\frac{1}{T_Q} \int_{-T_Q/2}^{T_Q/2} \left\{ \frac{\text{LSB}}{T_Q} t \right\}^2 dt} = \frac{\text{LSB}}{2\sqrt{3}} \quad (3.2)$$

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,

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{\text{signal}}}{V_{\text{noise}}} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{2^N \text{LSB}}{\frac{\text{LSB}}{2\sqrt{3}}} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{2^N \sqrt{6}}{2} \right) = 6.02N + 1.76 \quad (3.3)$$

と求まる. 式 (3.3) を変形し,

$$N = \frac{\text{SNR}_{\text{dB}} - 1.76}{6.02} \quad (3.4)$$

とも記述できる.

しかしながら, 実際の A/D 変換器や D/A 変換器における分解能は, 回路内での雑音や非線形性による誤差等によって, 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, フルスケールのシングルトーン正弦波 V_{signal} を用いて,

$$\text{SNDR}_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{\text{signal}}}{V_{\text{noise}} + V_{\text{distortion}}} \right) \quad (3.5)$$

と定義されている. 具体的には, A/D 変換の場合, フルスケールのシングルトーン正弦波入力に対する出力デジタル信号から再構成された波形を周波数解析し, 信号のスペクトルに対する信号に対する直流を除いたその他のスペクトルの比を求めれば良い. D/A 変換の場合, フルスケールのシングルトーン正弦波を出力とするようなデジタル信号を入力とした出力波形を周波数解析し, 信号のスペクトルに対する信号に対する直流を除いたその他のスペクトルの比を求めれば良い.

式 (3.3) 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.

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SNDR}_{\text{dB}} - 1.76}{6.02} \quad (3.6)$$

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.

3.5.3 FOM(Figure of Merit)

動作速度 f_{samp} 、分解能 ENOB、消費電力 P_{diss} などの要求仕様の性能を比較する指標として FOM(Figure of Merit) が用いられる. FOM は

$$\text{FOM}[\text{J/conv.}] = \frac{P_{\text{diss}}}{f_{\text{samp}} 2^{\text{ENOB}}} \quad (3.7)$$

と定義される.

提案手法における全消費電力の推定は困難であることに加えて, 他の研究機関による報告に対しても消費電力の推定は困難であるため, 本論文では FOM に基づく性能評価は行わない.

第4章 レッドチャープを用いた光 A/D 変換

4.1 提案方式

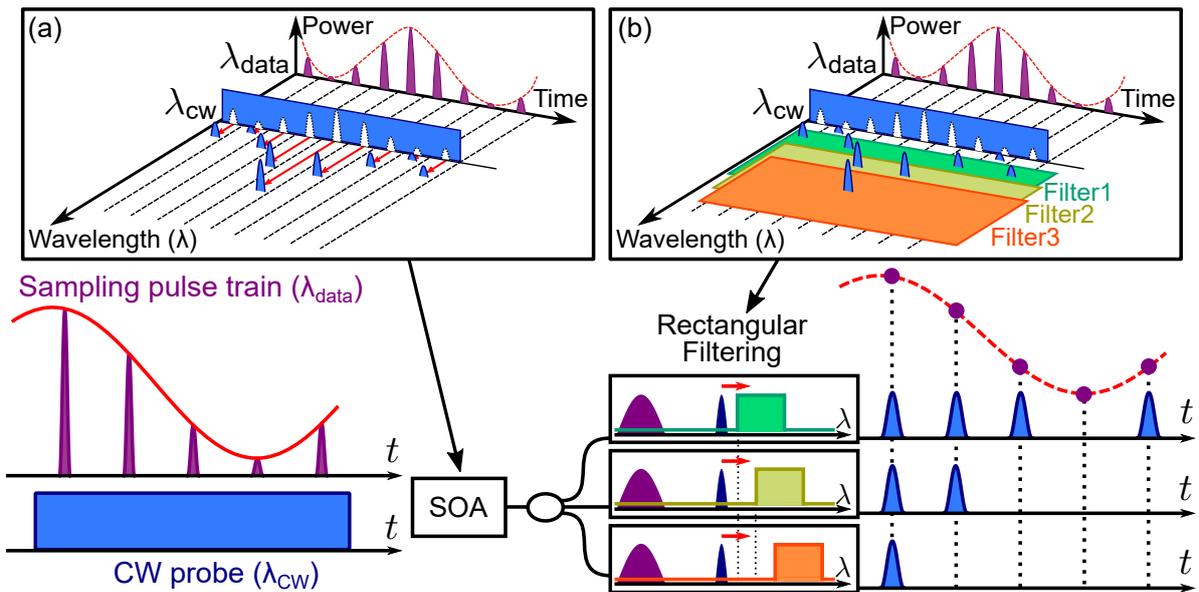


図 4.1: レッドチャープを用いた光 A/D 変換の原理

図 4.1 に、半導体光増幅器 (SOA: Semiconductor Optical Amplifier) 内で発生するレッドチャープを用いた光アナログ・デジタル変換 (光 A/D 変換) の原理を示す。一定の繰り返し周波数を持つ光パルス列に対して、アナログ信号で強度変調することで、アナログ信号の強度に対応した強度を有する光パルス列が得られる。ここで得られた強度の異なる光パルス列は、アナログ信号の強度関係を一定の間隔で有しているため、サンプリング光と扱える。

サンプリング光と、プローブとして連続光 (CW: Continuous Wave) を SOA に入射する。サンプリング光の強度変化に応じて SOA 内の屈折率が変化し、周波数チャープが発生する。その影響で CW の搬送波周波数も周波数シフトする。レッドチャープは入力パワーに依存するため、図 4.1(a) に示すように、CW の長波長 (低周波数) 側へ周波数シフト量は、高強度のパルスであるほど大きくなる。このように、パルスの強度情報を CW の長波長側への周波数シフト量として、強度・周波数変換を行う。

パルスの強度を逐次測定することは困難であるが、閾値を用いて大小判定を行うことは既存のデジタル通信技術を用いることで容易である。パルスの強度を測定するために、急峻な特性を有する矩形光バンドパスフィルタで CW のレッドチャープによる周波数シフト成分を透過する。透過されたパルスが、閾値を上回っていれば“1”，下回っていれば“0”と判定することでデジタル信号を得る。このとき、フィルタリングされる周波数帯によって得られる出力パルスの強度は異なる。つまり、レッドチャープによる周波数シフト量は入力パルスに依存するため、入力したパルスが高強度であるほど、CW から離れた成分を透過しても“1”と判断される。フィルタの中心波長を長波長 (低周波数) 側へ移動することで、低強度のパルスから順に“0”と判定されていく。

よって、SOA からの出力を複数のポートに分波し、図 4.1(b) のように、中心波長の異なるの急峻な矩形光バンドパスフィルタを用いて CW の長波長 (低周波数) 側を切り取ることで、各ポートで異なる出力を得る。そして、各ポートの出力に対して、閾値判定を行い、デジタル信号を得る。各ポートの出力を平行に観察することで符号化表に基づき入力パルスの強度を推定、つまり光量子化が実現できる。

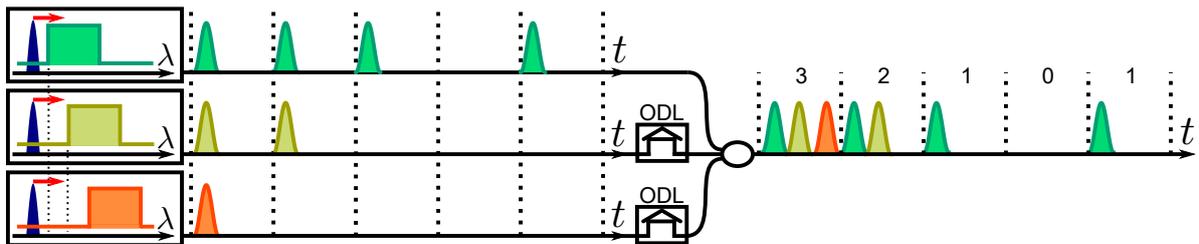


図 4.2: レッドチャープを用いた光 A/D 変換における光符号化

図 4.2 に示すように、各ポートの出力を光遅延器 (ODL: Optical Delay Line) でタイミングを調整し、1つのタイムスロットに複数パルスを含めることで光符号化が可能となる。ただし、量子化レベルが大きくなるにつれて1つのタイムスロットに含めるパルスの量が増加するため、パルスの狭窄化が必要となる。

4.2 実験構成

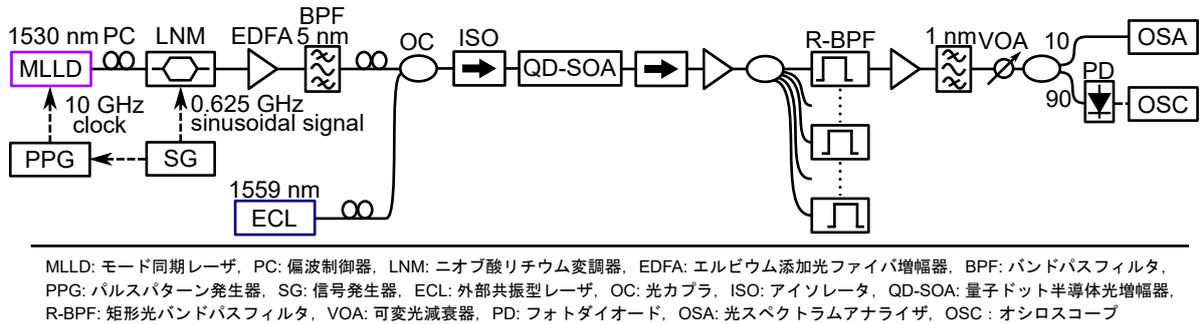


図 4.3: レッドチャープを用いた光 A/D 変換の実験構成

量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA: Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier) は従来の SOA と比較して利得回復時間の短く、パターン効果が小さいため、高速動作に有利である。よって、本実験におけるブルーチャープを発生させるデバイスとして QD-SOA を使用した。図 4.3 に QD-SOA 内で発生するレッドチャープを利用した光 A/D 変換の実験構成を示す。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、PPG と同期した信号発生器 (SG: Signal Generator) で生成された 0.625 GHz の正弦波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、9 レベル、10 GSamples/s のサンプリング光を生成した。生成されたサンプリング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。サンプリング光と、プローブとして機能する外部共振型半導体レーザー (ECL: External-Cavity Laser) で生成した 1559 nm を光カプラ (OC: Optical Coupler) によって合波し、駆動電流、温度をそれぞれ 1600 mA, 25°C に設定された QD-SOA へ入力した。発振を防ぐために、QD-SOA の入力と出力にアイソレータ (ISO: Isolators) を挿入している。OC の各入力ポートにある PC を使用して、4 レベルの振幅変調光と CW の偏光状態を調整し、QD-SOA で最高の利得を得た。また、QD-SOA に注入されるデータ光およびクロック光の電力はそれぞれ -7.02 dBm, 0.02 dBm に設定した。サンプリング光のパルスに誘発された QD-SOA 内の屈折率変化によって、CW のレッドチャープが発生する。レッドチャープでは、チャープのピーク値はサンプリングパルスのピークパワーに依存している。そのため、矩形光バンドパスフィルタ (R-BPF: Rectangular-shape BPF) を用いて、必要な CW のレッ

ドチャープ成分 (レッドシフト光) を透過する. QD-SOA の出力で, レッドチャープを含むプローブが EDFA によって増幅され, 信号電力レベルが増加した. 本実験では, A/D 変換の性能を評価するために, 並列に配置された複数の R-BPF ではなく, 単一の R-BPF を使用した. レッドシフト光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, フォトダイオード (PD: Photo-Diode) で光電変換された電気信号波形は帯域 50 GHz のサンプリングオシロスコープ (OSC: Oscilloscope) で測定した.

4.3 実験結果

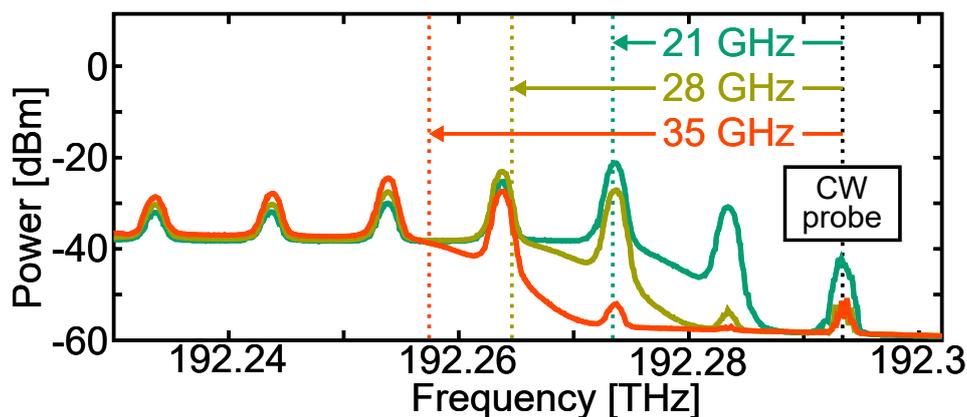
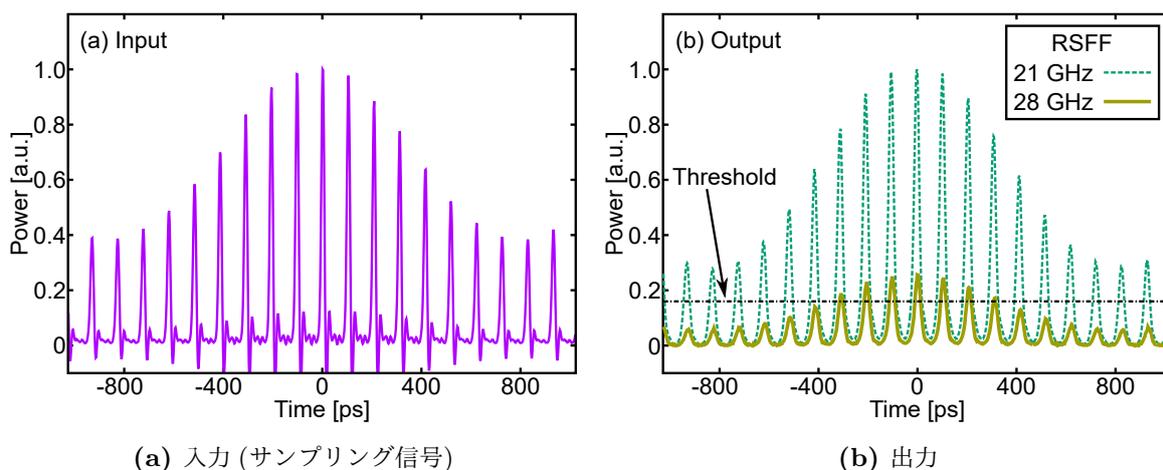


図 4.4: 光量子化された光スペクトルの例

図 4.4 は, 光量子化された光スペクトルの例を示している. このように, R-BPF の通過帯域を低周波側へシフトすることによって, 光 A/D 変換器に入力されたサンプリングパルスの強度に応じたデジタルデータを抽出できる.



(a) 入力 (サンプリング信号)

(b) 出力

図 4.5: 光量子化の入出力波形例

図 4.5 に (a) サンプリングパルスの波形と, (b) 出力波形の例として, CW から 21 GHz レッドシフトされた信号と 28 GHz レッドシフトされた信号波形を示す. 透過帯域の高周波側のスロープと CW の周波数差をレッドシフト周波数と定義する. 本実験において, レッドシフト周波数が 21 GHz のとき, フィルタを最も CW に近づけつつ, CW を低減できた. そこで, 本実験では, レッドシフト周波数が 21 GHz における信号のピークパワーで規格化を行い強度変化の傾向を比較した. 他に, レッドシフト周波数に対応した各出力のピークパワーで規格化し, 強度変化の傾向を比較する手法も存在する. この手法を用いた光量子化に関しては, 7 章で述べる.

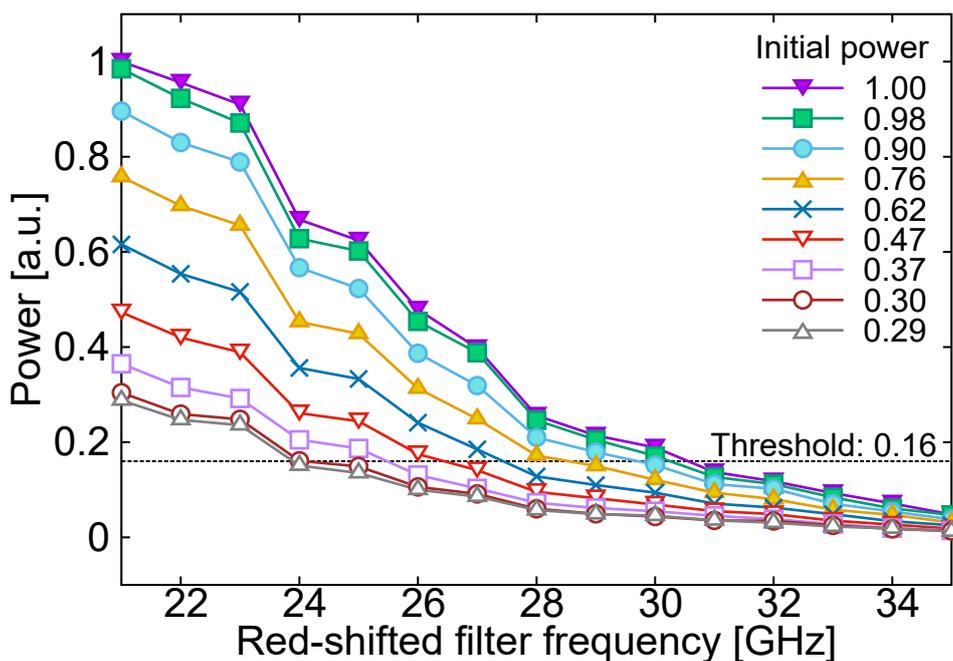


図 4.6: フィルタシフトに伴う強度変化

図 4.6 に, R-BPF のフィルタシフトに伴う入力したサンプリングパルスの各ピークに対するパワー変化を示す. ただし, 横軸のレッドシフト周波数は透過帯域の高周波側のスロープと CW の周波数差である. 本実験では, レッドシフト周波数が 21 GHz における最大のピークパワーで規格化した. レッドシフト周波数が 21 GHz における各パルスのピークパワー値を “Initial power” とし, 各パルスの強度変化の傾向を確認した. 図 4.6 に示すパワー変化から, “0” と “1” の閾値を 0.16 に設定した. 閾値が 0.16 のとき, Initial power が 1.0 と 0.98 のパルスはレッドシフト周波数が 30 GHz のとき “1” と判定され, 31 GHz とき同時に “0” となった. それ以外のパルスに関しては, レッドシフト周波数を大きくするとともに, パルスが大きい順に “0” と判定された. したがって, Initial power が 1.0 と 0.98 のパルスを同じものと見なすことで, 8 レベル分のパルスの強度を識別できたため, 8 レベルの量子化に成功した. ただし, 閾値によって, 識別できるレベル数が変わってしまうことに注意しなければならない.

ここで、サンプリング信号の各パルスのピークパワーを計測器で直接測定することはできないため、平均パワー、無変調時のパルス幅、サンプリング信号の各ピーク比から算出する。平均パワー P_{ave} [W] はパルスエネルギー P_{energy} [J] と繰り返し周波数 f_{prf} [Hz] の積に等しい。また、パルスエネルギー P_{energy} [J] はパルス幅 T_{FWHM} とピークパワー P_{peak} [W] の積に近似できるので、ピークパワー P_{peak} [W] は

$$P_{peak} [\text{W}] = \frac{P_{ave} [\text{W}]}{T_{FWHM} [\text{s}] \times f_{prf} [\text{Hz}]} \quad (4.1)$$

と表される。よって、無変調時のパルス幅を測定すると 2.67 ps であり、平均パワーが -7.02 dBm であったので、無変調時のピークパワーは 7.49 mW と計算できた。さらに、変調時のピークパワーの平均が無変調時のピークパワーと等しいと見做すと、変調時のピークパワーの比をもとに各ピークパワーを推定することができ、サンプリング信号の各パルスを入力ピークパワーを計算でき、最大ピークパワーは 10.5 mW であった。他の研究機関における光量子化における入力ピークパワーは、ファイバベースで数 W 程度 [6]、SOA ベースでも 40 mW [25] であったことから、レッドチャープを用いた光量子化は入力ピークパワーの低減に成功したといえる。

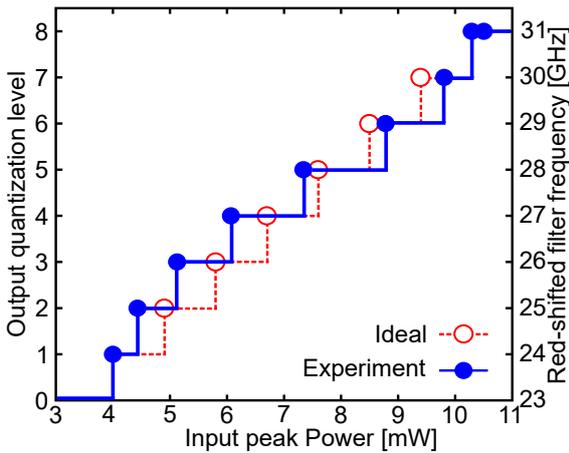


図 4.7: 光量子化特性

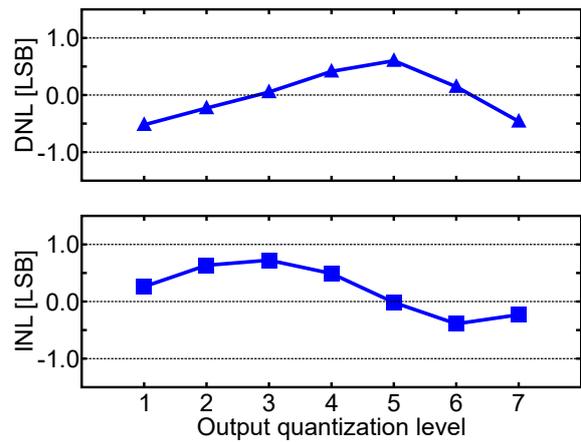


図 4.8: 光 A/D 変換の DNL と INL

以上の結果をまとめ、変換性能の評価を行う。図 4.7 に、理想の伝達関数と実測した伝達関数を示す。光 A/D 変換における伝達関数は入力電力と量子化レベル (出力符号) の関係を示すが、量子化レベルとレッド周波数は線形に対応できたため、レッド周波数も併記した。図 4.7 の伝達関数から、微分非直線性 (DNL: Differential Non-Linearity) と積分非直線性 (INL: Integral Non-Linearity) を計算し、図 4.8 に示した。DNL および INL の絶対値は、それぞれ最大 0.79 LSB および 0.59 LSB であった。全ての DNL および INL の絶対値が 1 LSB 未満であるため、単調性を有し、ミッシング・コードは発生しない。この結果は、本方式の有用性を示している。

4.4 多量子化

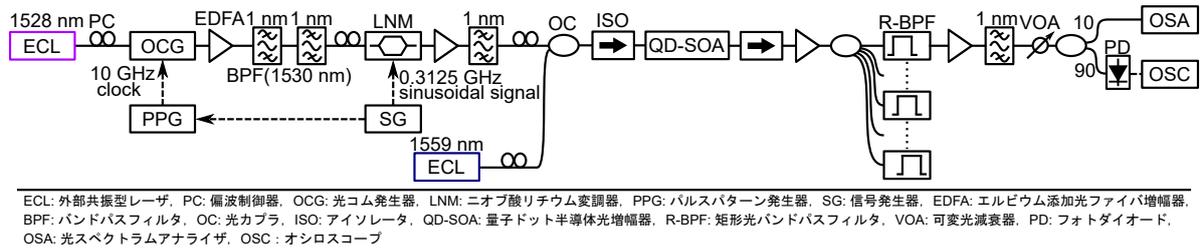


図 4.9: レッドチャープを用いた光 A/D 変換における多量子化の実験構成

量子化レベル数の向上を検討するために、レッドチャープを用いた光 A/D 変換の実験構成を、図 4.3 から図 4.9 へ変更した。主な変更点は、低ジッタ性に着目し光源として光コム発生器 (OCG: Optical Comb Generator) を使用したことと、入力するアナログ信号として 0.3125 GHz の正弦波を用いたことである。0.3125 GHz の正弦波で変調することで、17 レベル、10 GSamples/s のサンプリング光を生成した。

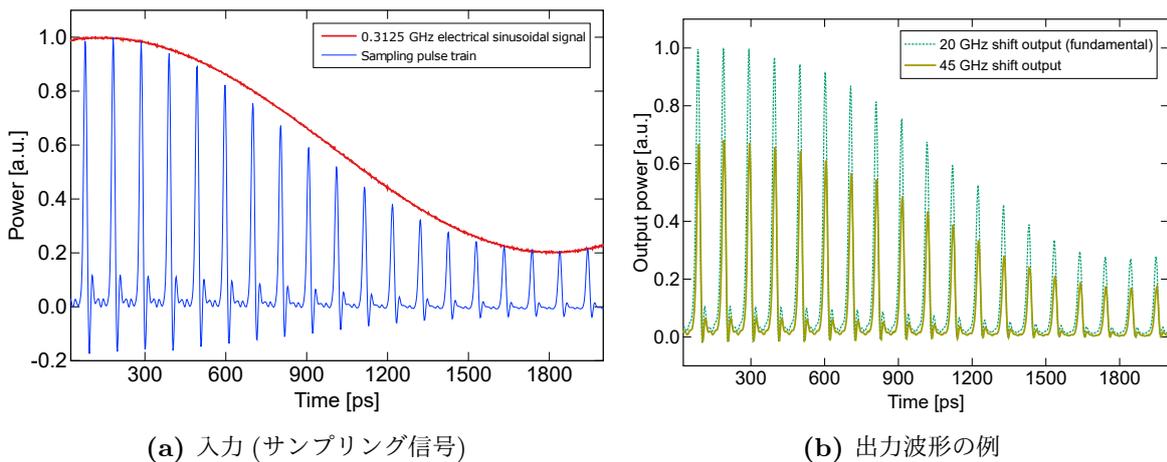


図 4.10: 光量子化の入出力波形例

図 4.10 に (a) サンプリングパルスの波形と、(b) 出力波形の例として、CW から 21 GHz レッドシフトされた信号と 28 GHz レッドシフトされた信号波形を示す。入力アナログ信号の強度情報がサンプリング信号のピークに反映されていることが読み取れる。パワーが 0.6 付近において入力した 0.3125 GHz の正弦波電気信号とサンプリング信号のピークが一致していない点が見られるが、これは LNM の変調特性や帯域制限によるものと考えられる。

本実験において、透過帯域の高周波側のスロープと CW の周波数差であるレッドシフト周波数が 20 GHz のとき、フィルタを最も CW に近づけつつ、CW を低減できた。本実験では、レッド

シフト周波数が 20 GHz における信号のピークパワーで規格化を行い強度変化の傾向を確認した。

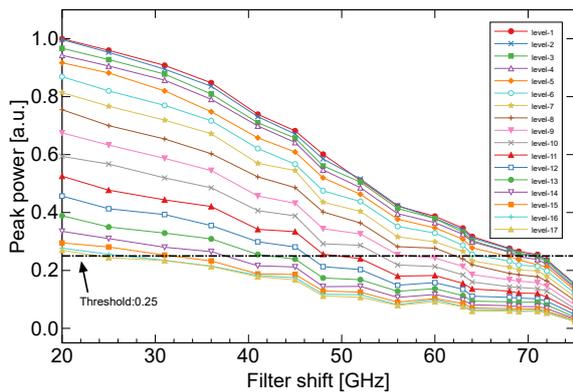


図 4.11: フィルタシフトによるパワー変化 (20 GHz シフトで規格化)

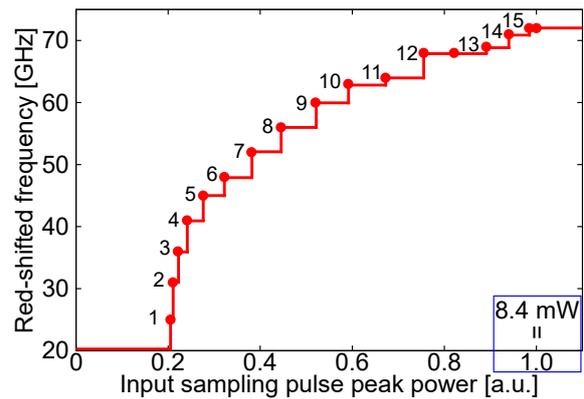


図 4.12: 15 レベルの光量子化特性

図 4.11 に、R-BPF のフィルタシフトに伴う入力したサンプリングパルスの各ピークに対するパワー変化を示す。サンプリングパルスにの各パルスに対して、高強度なパルスから順に“level-1”と割り振り、各パルスの強度変化の傾向を確認した。図 4.11 に示すパワー変化から、“0”と“1”の閾値を 0.25 に設定した。閾値が 0.25 のとき、“level-1”と“level-2”，“level-5”と“level-6”のパルスはそれぞれ別のパルスと識別できなかったがそれ以外のパルスに関しては異なるパルスと識別できた。そこで、“level-1”と“level-2”，“level-5”と“level-6”のパルスを同じパルスと見なすことで、図 4.12 に示すように、15 レベルの量子化に成功した。さらに、サンプリング信号の最大ピークパワーは 8.4 mW であったため、入力パワーも低減できている。

本実験では、サンプリングパルスを正弦波で生成していたために、各パルスの強度は線形でなかった。しかしながら、非線形性は量子化誤差を発生させるため、A/D 変換において判定される強度の線形性も重要なパラメータである。そこで、入力するサンプリングパルスを振幅変調信号のように強度を調整し強度関係が線形である信号や、のこぎり波で変調したパルスを入力することで、理想の伝達関数により近づけた特性が得られるだろう。

第5章 ブルーチャープを用いたシリアル・パラレル変換

5.1 シリアル・パラレル変換

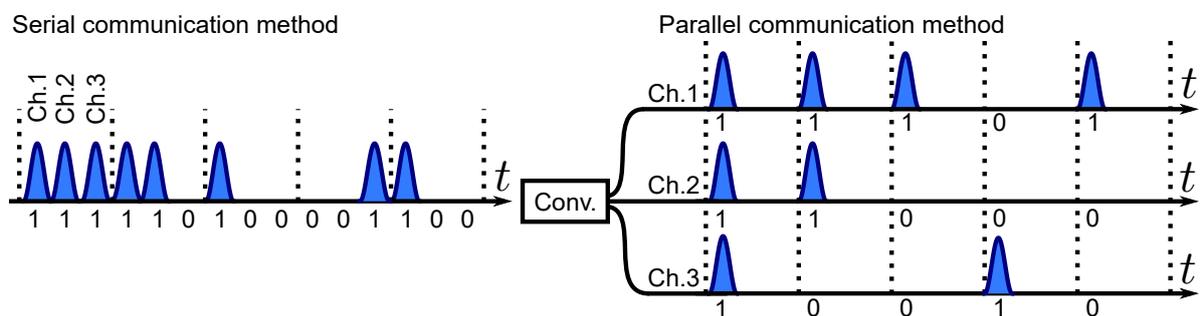


図 5.1: シリアル・パラレル変換

アルファベット 1 文字をデジタル信号として、伝送する場合を考える。アルファベット 1 文字は 8 bit で表されるため、このようなデジタル信号を伝送する場合、1 本のケーブルで 1 ビットずつ順番に送る方法であるシリアル伝送と、8 本のケーブルで 8 bit を一度に送ってしまう方法であるパラレル伝送が考えられる。このように、デジタル信号を伝送する手法は、シリアル伝送とパラレル伝送の 2 種類に分類される。装置間をつなぐ伝送路ではシリアル伝送が、装置内部ではパラレル伝送が使用されることが多い。したがって、シリアル伝送方式のデジタル信号をパラレル伝送方式のデジタル信号に変換するシリアル・パラレル変換、及びパラレル伝送方式のデジタル信号をシリアル伝送方式のデジタル信号に変換するパラレル・シリアル信号変換は重要である。

光領域におけるシリアル・パラレル変換とパラレル・シリアル変換を考える。パラレル・シリアル変換は RZ 符号の信号形式に対しては、時間遅延と結合によって容易に実現できる。そこで、本章ではシリアル・パラレル変換について議論する。

5.2 提案方式

まず、多重度 2 に対する、半導体光増幅器 (SOA: Semiconductor Optical Amplifier) 内で発生するブルーチャープを用いた光時分割多重分離について述べた後、提案するブルーチャープを利用したシリアル・パラレル変換について述べる。そして、多重度 n に対する拡張についても検討する。

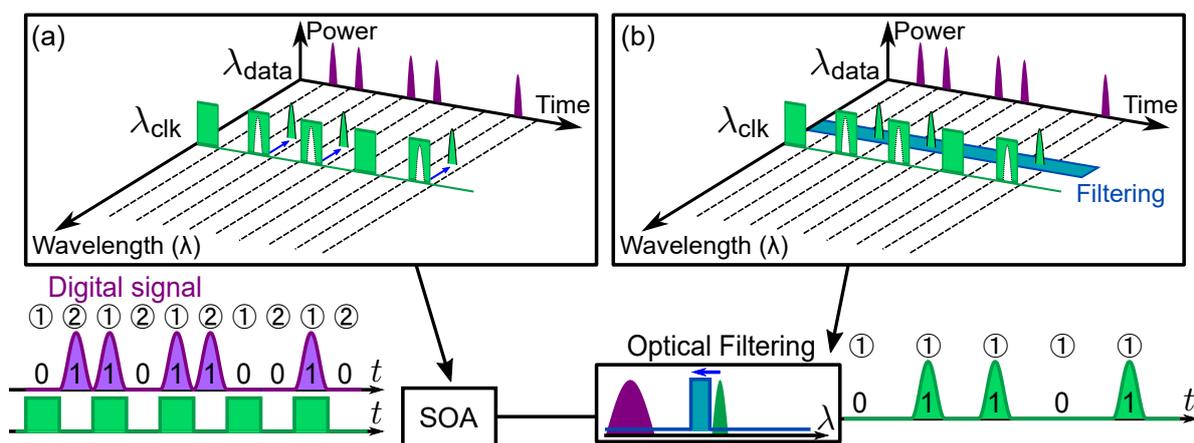


図 5.2: ブルーチャープを利用した光時分割多重分離の原理

図 5.2 に、ブルーチャープを利用した光時分割多重分離の原理を示す。まず、RZ 符号のデータ光と、プローブとして、データ光の半分の繰り返し周波数を有するクロック光を SOA へ入力する。図 5.2(a) のように、データ光とクロック光の論理値が共に “1” のとき、クロック光は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、一つ飛ばしでデータ光のデジタル情報が、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。つまり、図 5.2(b) のように、クロック光を低減しつつ、クロック光の短波長側の周波数シフトであるブルーチャープ成分のみを透過することで、データ光を 1 つ飛ばしにした出力が得られる。

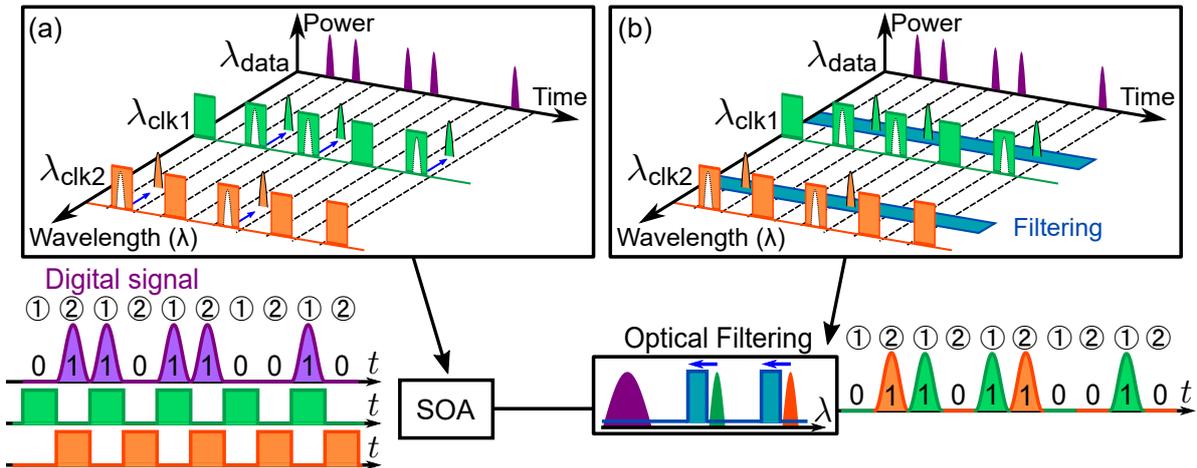


図 5.3: ブルーチャープを利用したシリアル・パラレル変換の原理

図 5.3 に、ブルーチャープを利用したシリアル・パラレル変換の原理を示す。RZ 符号のデータ信号光と、データ信号光の半分の繰り返し周波数を持つ、位相が半周期異なるクロック光を 2 波、SOA へ入力する。図 5.3(a) のように、データ光の論理値が“1”のとき、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。つまり、図 5.3(b) のように、両方のクロック光を低減しつつ、両方のクロック光のブルーチャープ (短波長側) 成分のみを透過することで、交互に波長帯が異なり、データ光と同じ情報を持つ信号を得る。

多重度 n に対する拡張についても述べる。例えば、多重度 4 のシリアル伝送方式のデジタル信号に対しては、クロック光の代わりに波長帯の異なる“10001000...”のデータパターンを有するプローブ光を 4 波、位相が $1/4$ 周期ずつ異なるようにタイミング調整し、データ光と共に SOA へ入力する。そして、4 波の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多重度 4 のパラレル伝送方式のデジタル信号を得る。多重度 n に対しても同様の考え方で拡張すれば良い。

5.3 実験構成

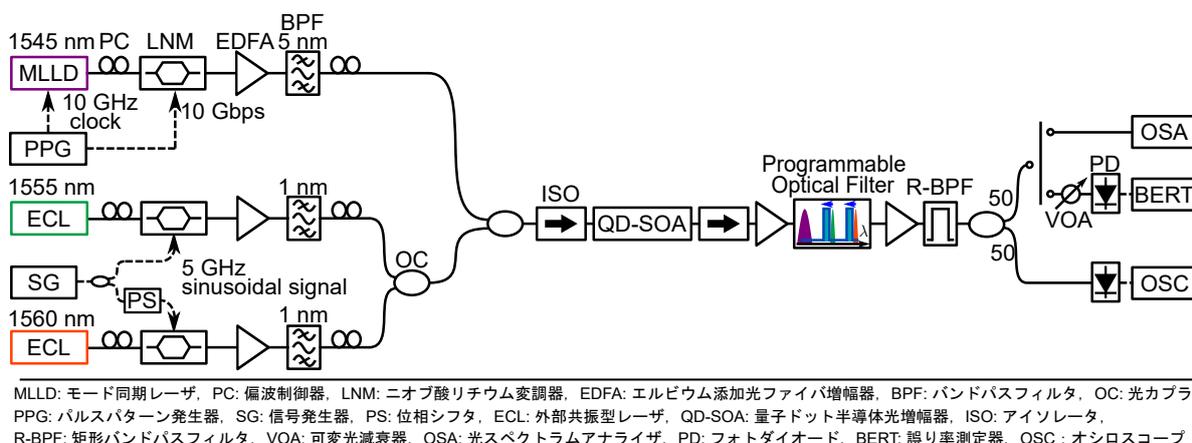


図 5.4: ブルーチャープを用いたシリアル・パラレル変換の実験構成

量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA: Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier) は従来の SOA と比較して利得回復時間の短く、パターン効果が小さいため、高速動作に有利である。よって、本実験におけるブルーチャープを発生させるデバイスとして QD-SOA を使用した。図 5.4 に QD-SOA 内で発生するブルーチャープを利用したシリアル・パラレル変換の実験構成を示す。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 1545 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、PPG から出力された $2^7 - 1$ の符号長を有する 10 Gbit/s 擬似ランダムビットシーケンス (PRBS: Pseudo-Random Bit Sequence) のデータ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 Gbit/s 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) による 1555 nm, 1560 nm の連続光をそれぞれ PC で調整した後、PPG と同期した信号発生器 (SG: Signal Generator) で生成され、電気カプラで分配された 5 GHz の正弦波をそれぞれ異なる LNM へ入力することで、2 波の 5 GHz クロック光を生成した。このとき、SG と LNM の間に挿入した位相シフタ (PS: Phase Shifter) により、それぞれのクロック光が逆位相となるように調整した。これらのクロック光をそれぞれ EDFA により増幅した後、1 nm の 3 dB 帯域幅を有する BPF で雑音を除去した。データ光と 2 波のクロック光をそれぞれ PC にて調整し、2 波のクロック光を光カプラ (OC: Optical

Coupler) によって合波した。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、駆動電流、温度をそれぞれ 1600 mA, 25°C に設定された QD-SOA へ入力した。発振を防ぐために、QD-SOA の入力と出力にアイソレータ (ISO: Isolators) を挿入している。QD-SOA に注入されるデータ光およびクロック光の電力はそれぞれ -5.86 dBm, 1.05 dBm に設定した。また、ブルーチャープを効果的に利用するためにデータ光とクロック光間の位相を調整した。QD-SOA において、クロック光はデータ光の論理値 “1” のとき、ブルーチャープが誘導される。EDFA によって増幅された 2 波のクロック光のブルーチャープ成分を、プログラマブル光フィルタ (Programmable Optical Filter) でフィルタ概形が矩形となるように切り出した。このとき、各矩形の帯域幅は 100 GHz, 長波長側のスロープがクロック光の波長から約 35 GHz 離れるように透過域を設定した。そして、EDFA により増幅した後、矩形バンドパスフィルタ (R-BPF: Rectangular-shape BPF) で雑音を除去した。フォトダイオード (PD: Photo-Diode) で光電変換された電気信号波形は帯域 50 GHz のサンプリングオシロスコープ (OSC: Oscilloscope) で測定し、誤り率測定器 (BERT: Bit Error Rate Tester) で符号誤り率 (BER: Bit Error Rate) を測定した。また、出力光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。

5.4 実験結果

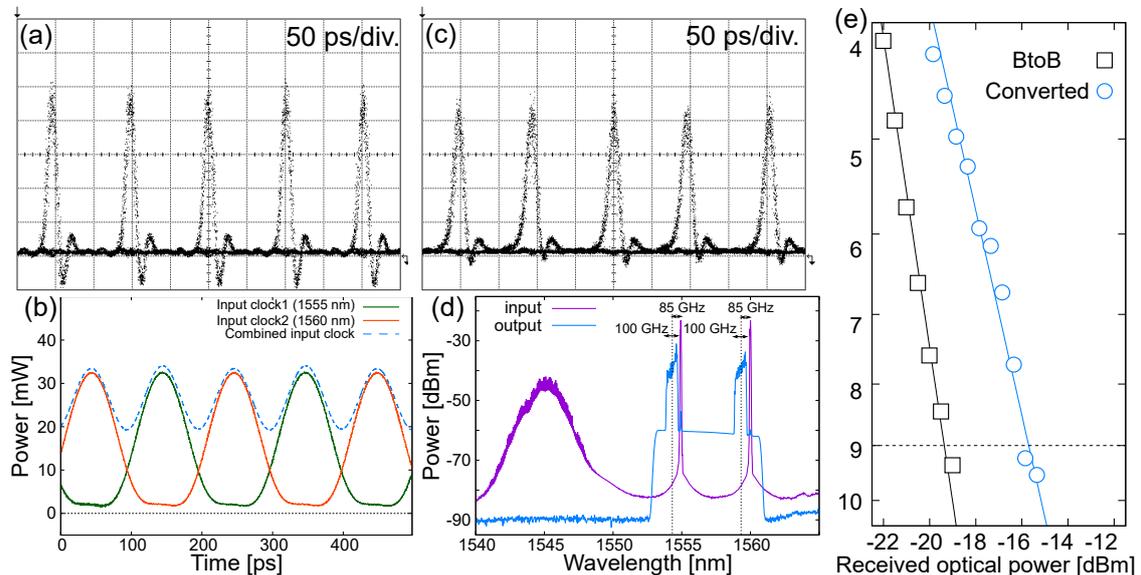


図 5.5: シリアル・パラレル変換結果, (a) 入力データ光アイパターン, (b) 入力クロック光, (c) 出力光アイパターン, (d) 入出力スペクトル, (e) BER 特性

変換品質を確認するため、変換前後でのアイパターンを観察した。図 5.5 に、(a) 入力データ光のアイパターン, (b) 入力クロック光の波形, (c) 波長変換された出力光のアイパターン, (d) 入出力

カスペクトルを示す。出力光のアイパターンにおけるアイは明瞭であった。また、出力パルスのアンダーシュートは入力パルスと比較して小さくなっているため、パルス幅は大きくなったと考えられる。ただし、各パルスのタイミングは一定ではなかった。

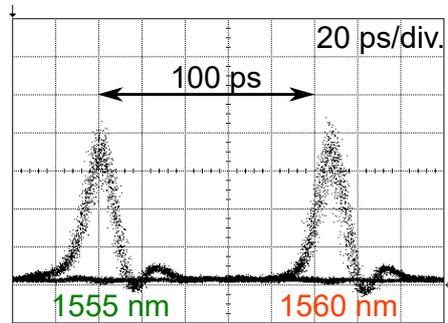


図 5.6: 出力光のアイパターン (左側パルス 1555 nm 帯, 右側パルス 1560 nm 帯)

図 5.6 に、図 5.5(c) を時間方向に拡大した出力光のアイパターンを示す。左側のパルスが 1555 nm 帯, 右側のパルスが 1560 nm 帯である。明らかに 100 ps よりもパルス間隔が大きいことが分かる。逆に、左側のパルスが 1560 nm 帯, 右側のパルスが 1555 nm 帯のときは、100 ps よりもパルス間隔が小さかった。この原因としては、波長分散の影響によって、出力光のパルスは交互に波長が異なるため、パルス受信の際に時間差が生じたと考えられる。通常の光ファイバの分散値は 1550 nm 付近では正である。波長分散が正であるとき、長波長側が遅く伝搬する。この事実は図 5.6 の結果とも一致する。

図 5.5(e) に、測定した変換信号の BER 特性を示す。変換信号はエラーフリーを達成できたが、パワーペナルティは 3.66 dB であった。この要因としては、先に述べたパルス間隔が一定ではないこと、図 5.5(d) に示すように出力光の光信号対雑音比 (OSNR: Optical Signal-to-Noise Ratio) が悪いこと、BER 測定時に使用した PD に波長依存性が存在し、パルスの強度がそれぞれの波長帯ごとに異なった等の可能性が考えられる。

本実験では、クロック光のブルーチャープ成分を矩形フィルタリングする際に、各矩形の帯域幅は 100 GHz, 長波長側のスロープがクロック光の波長から約 35 GHz 離れるように透過域を設定した。しかし、これらのパラメータは最適であるとは限らない。矩形フィルタリングにおける透過帯域の中心波長, 帯域幅に関する検証の必要があると考えられる。さらに、波長分散によって出力光のタイミングは一定でなかった。この解決策として、プログラマブル光フィルタで分散を制御すること、プログラマブル光フィルタの代わりにアレイ導波路回折格子 (AWG: Arrayed Waveguide Grating) でフィルタリングし、それぞれの出力ポートで光遅延器 (ODL: Optical Delay Line) や可変光減衰器 (VOA: Variable Optical Attenuator) を用いることでパルスのタイミング調整や強度調整を行うことが考えられる。

第6章 ブルーチャープを用いた光 D/A 変換

6.1 提案方式

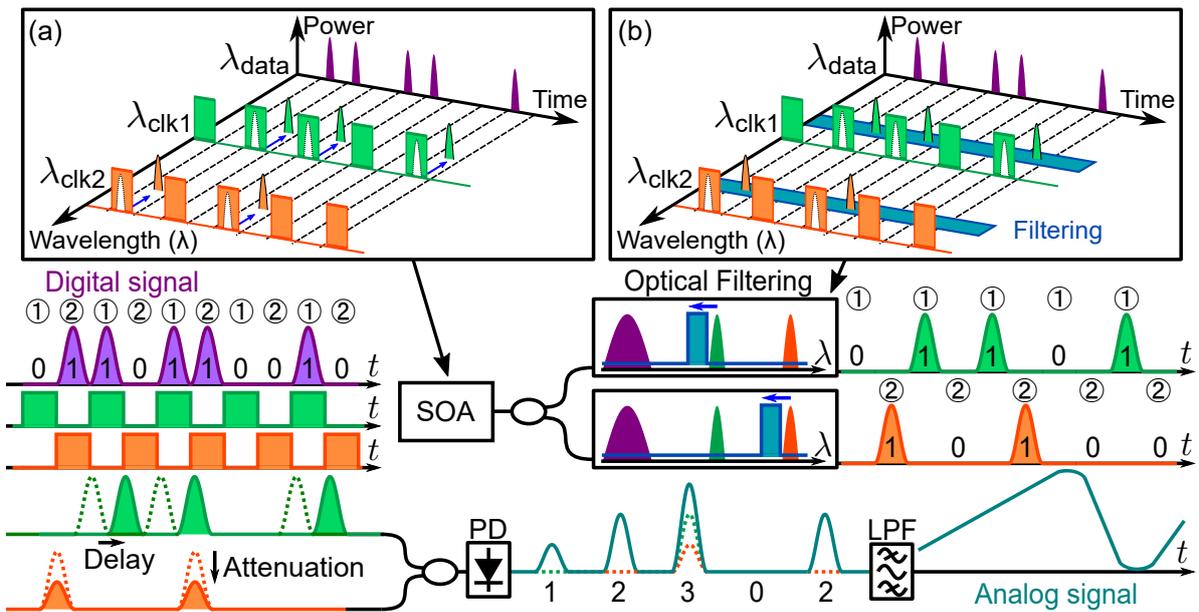


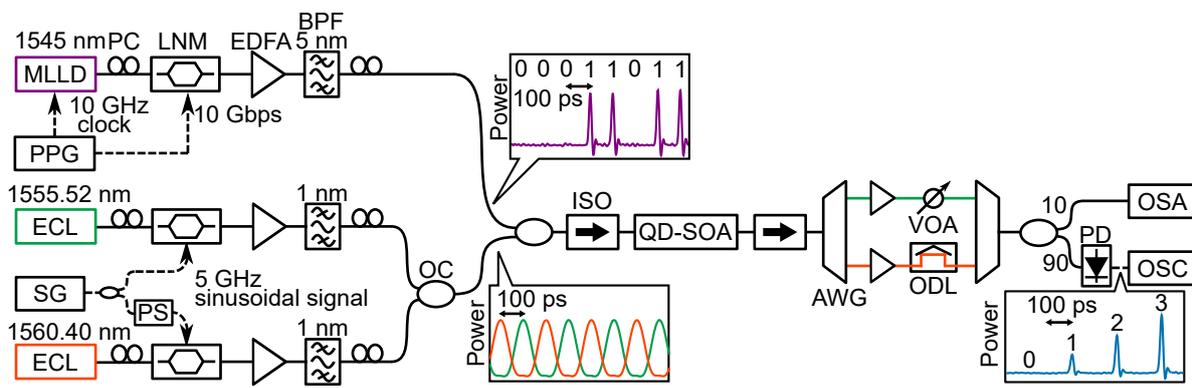
図 6.1: ブルーチャープを用いた光 D/A 変換の原理

4章で述べたシリアル・パラレル変換をシリアル入力の光 D/A 変換へ応用する。図 6.1 に、提案する半導体光増幅器 (SOA: 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・アナログ変換 (光 D/A 変換) の原理を示す。まず、簡単のために 2 bit の光 D/A 変換について考える。RZ 符号のデータ信号光と、データ信号光の半分の繰り返し周波数を持つ、位相が半周期異なるクロック光を 2 波、SOA へ入力する。図 6.1(a) のように、データ光の論理値が“1”のとき、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。つまり、図 6.1(b) のように、両方のクロック光を低減しつつ、両方のクロック光のブルーチャープ (短波長側) 成分のみを透過することで、交互に波長帯が異なり、データ光と同じ情報を持つ信号を得る。この変換された信号を波長帯毎に分波した後、片側の信号を半周期遅延させ、光強度の比が 2 対 1 になるように調整することで、4 レベルの振幅変調光が得られる。得られた 4 レ

ベルの振幅変調光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) で高周波成分を低減することでアナログ信号を得る。光電変換後に電気的な信号処理を必要とするが、LPF によるフィルタリングのみであるため、狭帯域な PD による光電変換または 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で全光化が可能であると考えられる。

n bit に対する拡張についても述べる。例えば、4 bit の場合、クロック光の代わりに波長帯の異なる“10001000...”のデータパターンを有するプローブ光を4波、位相が1/4周期ずつ異なるようにタイミング調整し、データ光と共に SOA へ入力する。そして、4波のプローブ光のブルーチャープ成分のみを透過し、それぞれに適切な減衰と遅延を加えれば良い。 n bit に対しても同様の考え方で拡張すれば良い。

6.2 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, SG: 信号発生器, PS: 位相シフタ, ECL: 外部共振型レーザー, OC: 光カプラ, 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, ODL: 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 6.2: ブルーチャープを用いた光 D/A 変換の実験構成

量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA: Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier) は従来の SOA と比較して利得回復時間の短く、パターン効果が小さいため、高速動作に有利である。よって、本実験におけるブルーチャープを発生させるデバイスとして QD-SOA を使用した。図 6.2 に QD-SOA 内で発生するブルーチャープを利用した光 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 1545 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、PPG から出力された $2^7 - 1$ の符号長を有する 10 Gbit/s 擬似ランダムビットシーケンス (PRBS: Pseudo-Random Bit Sequence) データ信号または様々なデータパターンのデータ信号を入力し

たニオブ酸リチウム変調器 (LNM: LiNbO₃ Modulator) により変調を行い, 10 Gbit/s 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 (ECL: External-Cavity Laser) による 1555.52 nm, 1560.4 nm の連続光をそれぞれ PC で調整した後, PPG と同期した信号発生器 (SG: Signal Generator) で生成され, 電気カプラで分配された 5 GHz の正弦波をそれぞれ異なる LNM へ入力することで, 2 波の 5 GHz クロック光を生成した. このとき, SG と LNM の間に挿入した位相シフタ (PS: Phase Shifter) により, それぞれのクロック光が逆位相となるように調整した. これらのクロック光をそれぞれ EDFA により増幅した後, 1 nm の 3 dB 帯域幅を有する BPF で雑音を除去した. データ光と 2 波のクロック光をそれぞれ PC にて調整し, 2 波のクロック光を光カプラ (OC: Optical Coupler) によって合波した. 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, 駆動電流, 温度をそれぞれ 1600 mA, 25°C に設定された QD-SOA へ入力した. 発振を防ぐために, QD-SOA の入力と出力にアイソレータ (ISO: Isolators) を挿入している. QD-SOA に注入されるデータ光およびクロック光の電力はそれぞれ -5.67 dBm, -1.00 dBm に設定した. また, ブルーチャープを効果的に利用するためにデータ光とクロック光間の位相を調整した. QD-SOA において, クロック光はデータ光の論理値 “1” のとき, ブルーチャープが誘導される. 2 波のクロック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 1554.94 nm と 1559.794 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, クロック光の中心波長から短波長側にシフトした成分が透過される. それぞれ EDFA によって増幅され, 1555 nm 帯の出力は可変光減衰器 (VOA: Variable Optical Attenuator) で 1560 nm 帯の強度に対して 1/2 となるように調整し, 1560 nm 帯の出力は光遅延器 (ODL: Optical Delay Line) で 100 ps 遅延させ, 1555 nm 帯のパルスと重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, PD で光電変換された電気信号波形は帯域 50 GHz のサンプリングオシロスコープ (OSC: Oscilloscope) で測定した.

6.3 実験結果

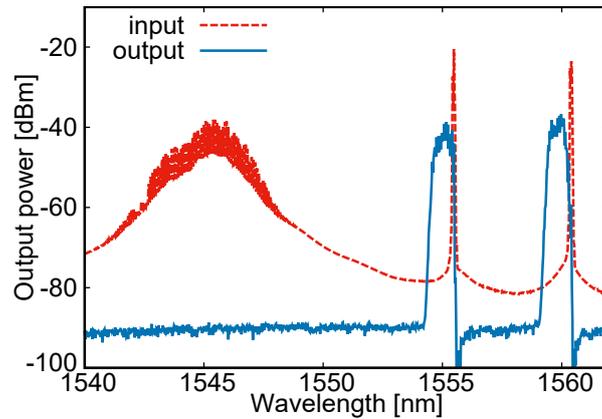


図 6.3: 光 D/A 変換の入出力光スペクトル

図 6.3 は、QD-SOA へ入力されたデータ光と 2 波のクロック光のスペクトル (赤色破線) と、後段に配置された AWG の出力における 4 レベルの振幅変調光のスペクトル (青色の実線) を示している。AWG の急激なロールオフによって、クロック光は十分に低減され、クロック光のブルーチャープ成分は高い光信号対雑音比 (OSNR: Optical Signal-to-Noise Ratio) で抽出されていることが分かる。

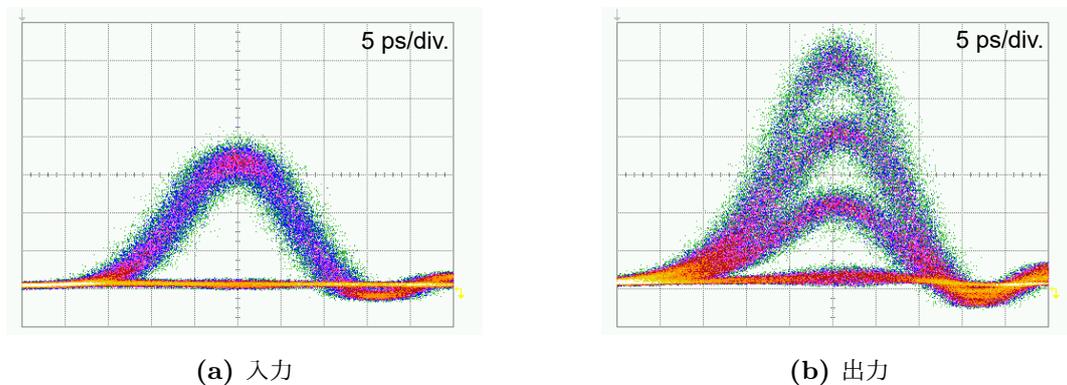


図 6.4: 光 D/A 変換における入出力信号のアイパターン

図 6.4 に (a) 入力光と (b) 出力光の光電変換波形のアイパターンを示す。出力光の上部のアイは非常に狭くなっている。この要因としては、入力光の符号“1”レベルにおける揺らぎだけでなく、パルス幅が小さいことや RZ 符号形式であるために上部の間隔が狭いことが考えられる。したがって、アイパターンによる 4 レベルの振幅変調光の信号評価は困難である。

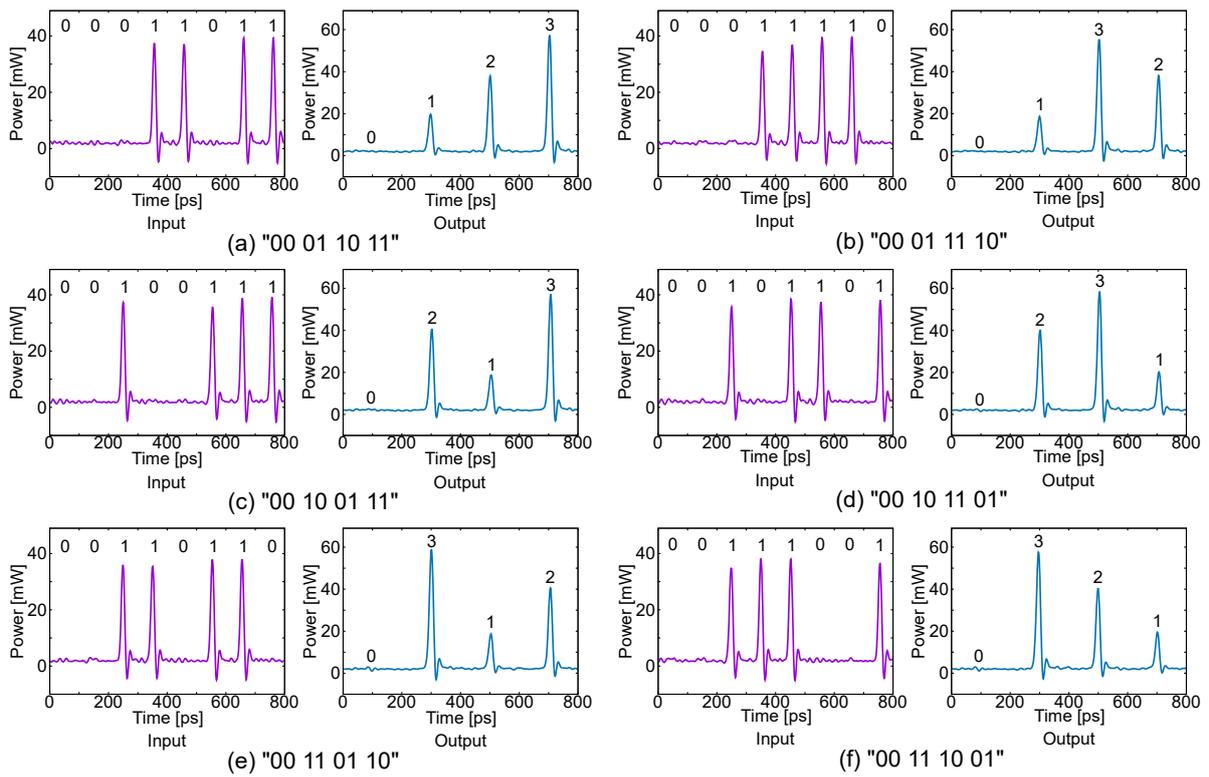


図 6.5: 様々なデータパターンに対する光 D/A 変換の入出力波形

図 6.5 は、様々なデータパターンに対する 10 Gbit/s の入力データ光と、変換された 4 レベルの振幅光のパルス列の波形を示している。全てのデータパターンにおいて、10 Gbit/s のデジタル信号から 4 レベルの振幅信号までの光 D/A 変換が達成された。

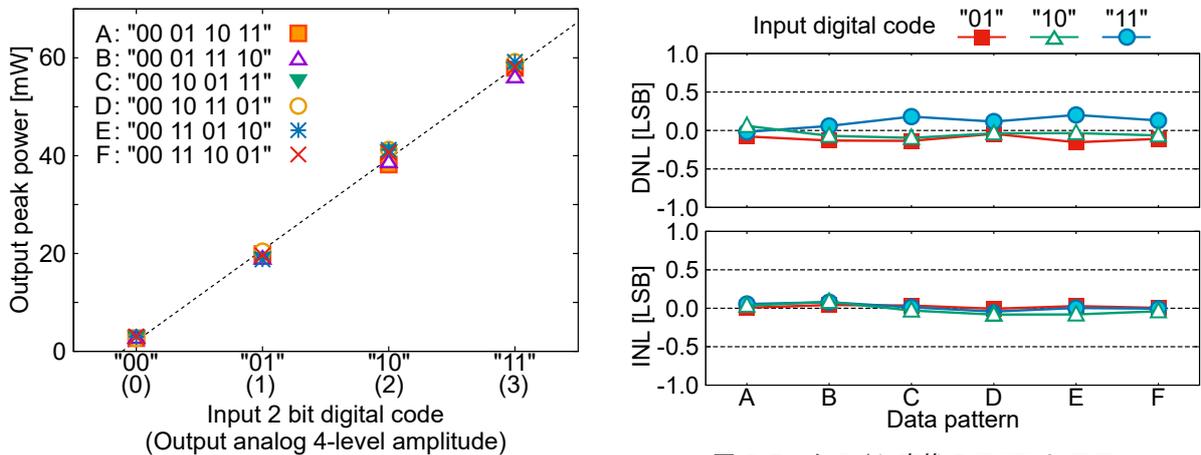


図 6.6: 入力デジタル符号と出力ピークパワー

図 6.7: 光 D/A 変換の DNL と INL

提案した光 D/A 変換における変換性能を評価するために、変換された出力パルス列のピーク電圧を測定した。図 6.6 は、変換されたパルス列の入力デジタル符号と出力ピーク電圧の関係すなわち伝達関数を示している。得られた出力ピーク電圧は、入力デジタルコードに対して線形に増加し

ていることが分かる．一方，データパターンに対して，変換されたパルス列のピーク電圧差に注目すると，変換性能は入力デジタル信号のピーク電力差に密接に関連している．ただし，入力デジタル信号において，異なるデータパターン間のピーク電圧差は，10 Gbit/s のデータ変調に使用した LNM の帯域幅制限の影響である．本実験では，異なる入力データパターンを使用した場合でも，VOA と ODL のパラメータ設定は変更されていない．したがって，10 Gbit/s のデジタル信号から 4 レベルの振幅信号への変換が適切に機能したと考えられる．

提案した光 D/A 変換の分解能性能を評価するために，図 6.7 に示すように，それぞれのデータパターンに対して，伝達関数から微分非直線性 (DNL: Differential Non-Linearity) と積分非直線性 (INL: Integral Non-Linearity) を計算した．図 6.7 に示すように，DNL および INL の絶対値は，それぞれ最大 0.20 LSB および 0.08 LSB であった．全ての DNL および INL の絶対値は 1 LSB 未満であるため，単調性を有し，ミッシング・コードは発生しない．この結果は，本方式の有用性を示している．

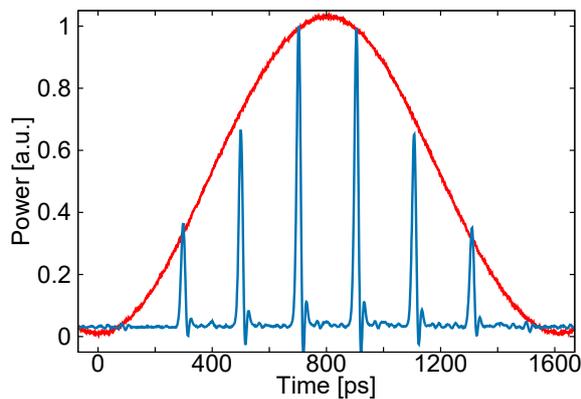


図 6.8: データパターン “0001101111100100” に対する出力信号 (青) と遮断周波数 1.8 GHz の電気 LPF 透過後の出力信号の波形 (赤)

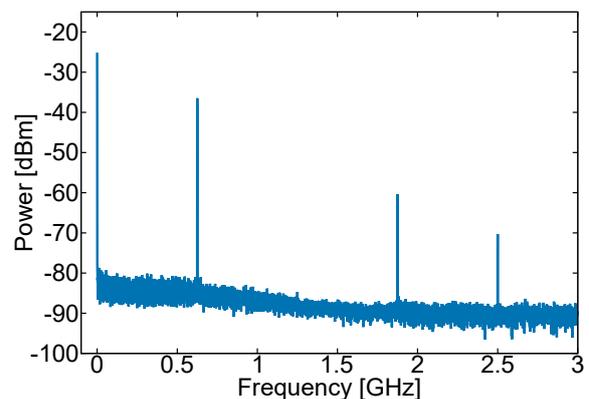


図 6.9: データパターン “0001101111100100” に対する出力信号の電気スペクトル

提案した光 D/A 変換における実効的な分解能を評価するために，フルスケールのシングルトーン正弦波に対する信号対雑音歪み比 (SNDR or SINAD: Signal-to-Noise and Distortion Ratio) から算出される有効ビット数 (ENOB: Effective Number of Bits) も測定した．シングルトーン正弦波を出力するため，データパターンを “0001101111100100” に設定した．図 6.8 に，データパターン “0001101111100100” に対する出力信号 (青) と遮断周波数 1.8 GHz の電気 LPF 透過後の出力信号の波形 (赤) を示す．このように，データパターン “0001101111100100” に設定したとき，5 GHz の周期で 8 つのパルスが繰り返すため，0.625 GHz の基本周波数を有する．

図 6.9 は，データパターン “0001101111100100” に対する出力信号の電気スペクトルを示している．SNDR と ENOB は，直流を除く，出力パルス列の繰り返し周波数の半分よりも低い周波数範

囲(この場合 2.5 GHz 未満)のスペクトルから計算し、測定値はそれぞれ 13.28 dB と 1.91 であった。これらの結果は提案する光 D/A 変換が優れた性能を有することを示している。

本実験では、使用した LNM の帯域制限のために、入力データ信号の動作速度は 10 Gbit/s に制限されていた。しかしながら、使用された QD-SOA の周波数チャープは応答が非常に高速であり、パターン効果の影響を抑制した 320 Gbit/s 動作の光信号処理を実行できるため [22–24]、より速い動作速度で光 D/A 変換を実現できると考えられる。

本実験では、クロック光のブルーチャープ成分をフィルタリングする際に、3 dB 帯域幅 100 GHz の AWG を用いて透過帯域の長波長側のスロープがクロック光の波長から約 20 GHz 離れるようにクロック光の波長を決定した。しかし、これらのパラメータは最適であるとは限らない。フィルタの帯域幅に関しては、使用した素子の特性上変更できないが、使用する透過帯域に対するクロック光の波長に関しては検証の必要があると考えられる。

また、本実験は 2 bit の光 D/A 変換であったが、SOA の利得が得られる波長帯に対しての極一部の波長帯しか使用していない。したがって、6.1 節で述べた通り、4 bit の場合はクロック光の代わりに波長帯の異なる “10001000…” のデータパターンを有する位相が 1/4 周期ずつ異なった 4 波のプローブ光を用いて拡張するというように、 n bit に対しても拡張可能である。

第7章 光デジタル・アナログ相互変換

光デジタル・アナログ (D/A) 変換器と光アナログ・デジタル (A/D) 変換器の実現可能性を示すためには、リアルタイムデータ信号を使用し、これらを互いに組み合わせて評価することも重要である。そこで、6章に示したブルーチャープを用いた光 D/A 変換と4章に示したレッドチャープを用いた光 A/D 変換を組み合わせた、2 bit の光デジタル・アナログ相互変換の実験を行う。

7.1 実験構成

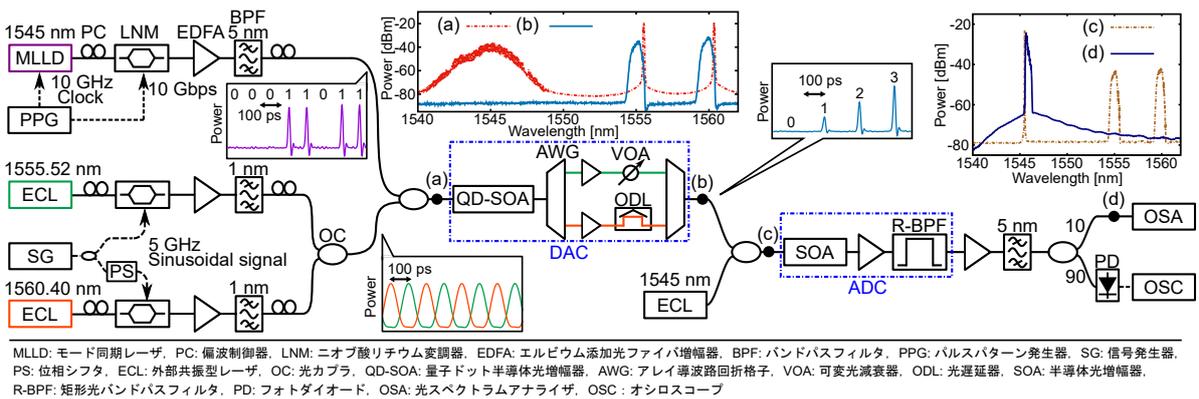


図 7.1: 周波数チャープを用いた光デジタル・アナログ相互変換の実験構成, (a) QD-SOA へ入力されたデータ光と 2 波のクロック光, (b) 4 レベルの振幅変調光 (クロック光のブルーシフト光), (c) SOA へ入力された 4 レベルの振幅変調光と CW, (d) CW のレッドシフト光の光スペクトル

図 7.1 に、量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA: Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier) で発生するブルーチャープと、半導体光増幅器 (SOA: Semiconductor Optical Amplifier) で発生するレッドチャープを利用した 2 bit の光デジタル・アナログ相互変換の実験構成を示す。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 1545 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、PPG で生成した “00011011” のビットパターンを持つ 10 Gbit/データ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 Gbit/s 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) による 1555.52 nm, 1560.4 nm の連続光 (CW: Continuous Wave) をそれぞれ PC で調整した後, PPG と同期した信号発生器 (SG: Signal Generator) で生成され, 電気カプラで分配された 5 GHz の正弦波をそれぞれ異なる LNM へ入力することで, 2 波の 5 GHz クロック光を生成した. このとき, SG と LNM の間に挿入した位相シフタ (PS: Phase Shifter) により, それぞれのクロック光が逆位相となるように調整した. これらのクロック光をそれぞれ EDFA により増幅した後, 1 nm の 3 dB 帯域幅を有する BPF で雑音を除去した. データ光と 2 波のクロック光をそれぞれ PC にて調整し, 2 波のクロック光を光カプラ (OC: Optical Coupler) によって合波した. 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, 駆動電流, 温度をそれぞれ 1600 mA, 25°C に設定された QD-SOA へ入力した. QD-SOA に注入されるデータ光およびクロック光の電力はそれぞれ -5.94 dBm, -1.00 dBm に設定した. また, ブルーチャープを効果的に利用するためにデータ光とクロック光間の位相を調整した. QD-SOA において, クロック光はデータ光の論理値 “1” のとき, ブルーチャープが誘導される. 2 波のクロック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 1554.94 nm と 1559.794 nm のアレイ導波路回折格子 (AWG: Arrayed Waveguide Grating) で切り出した. 図 7.1(a)(b) に示したように, それぞれ, クロック光の中心波長からブルーチャープ成分が透過される. それぞれ EDFA によって増幅され, 1555 nm 帯の出力は可変光減衰器 (VOA: Variable Optical Attenuator) で 1560 nm 帯の強度に対して 1/2 となるように調整し, 1560 nm 帯の出力は光遅延器 (ODL: Optical Delay Line) で 100 ps 遅延させ, 1555 nm 帯のパルスと重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, 4 レベルの振幅変調光を得た. 一般的な光 D/A 変換では, 適切な遮断周波数を持つローパスフィルタ (LPF: Low-Pass Filter) を使用して, 電気アナログ信号に変換される. しかし本実験では, 光領域における光 D/A 変換と光 A/D 変換の実現可能性を示すため, 図 7.1 のように, 得られた 4 レベルの振幅変調光を SOA 内で発生するレッドチャープに基づいた光 A/D 変換器に直接注入した. サンプリング信号として機能する 4 レベルの振幅変調光とプローブとして機能する ECL で生成された 1545 nm の CW は, OC によって結合され, 駆動電流, 温度をそれぞれ 400 mA, 25°C に設定された SOA に注入された. このとき, 4 レベルの振幅変調光と CW のパワーはそれぞれ, -12.00 dBm と 0.00 dBm であった. OC の各入力ポートにある PC を使用して, 4 レベルの振幅変調光と CW の偏光状態を調整し, SOA で最高の利得を得た. 振幅変調光のパルスに誘発された SOA 内の屈折率変化によって, CW のレッドチャープが発生する.

レッドチャープでは、チャープのピーク値はサンプリングパルスのピークパワーに依存している。そのため、図 7.1(c)(d) に示すように、矩形光バンドパスフィルタ (R-BPF: Rectangular-shape BPF) を用いて、必要な CW のレッドチャープ成分 (レッドシフト光) を透過する。ここで、使用した R-BPF の 3 dB 帯域幅は 80 GHz である。SOA の出力で、レッドチャープを含むプローブが EDFA によって増幅され、信号電力レベルが増加した。本実験では、光 A/D 変換器の性能を評価するために、並列に配置された複数の R-BPF ではなく、単一の R-BPF を使用した。レッドシフト光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、フォトダイオード (PD: Photo-Diode) で光電変換された電気信号波形は帯域 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

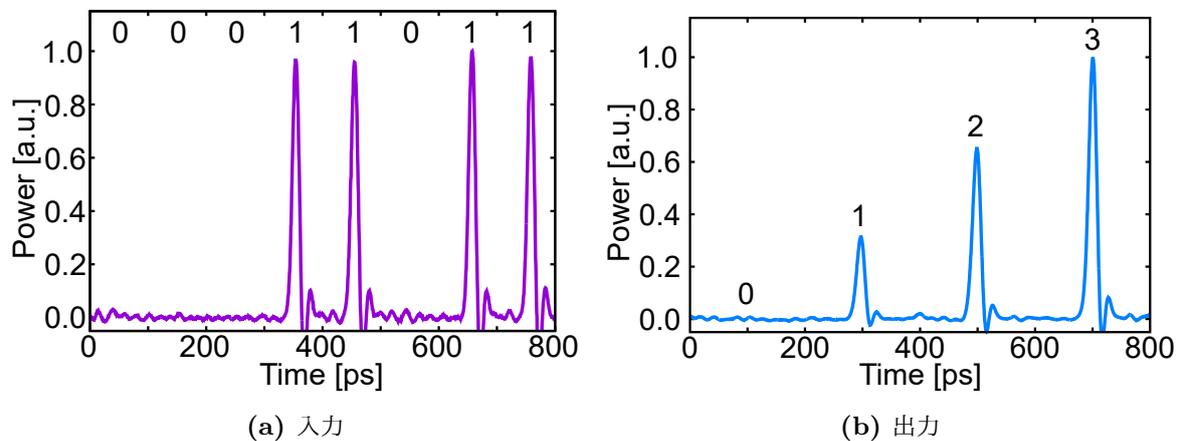


図 7.2: データパターン “00011011” に対する光 D/A 変換における入出力波形

図 7.2 は、入力データパターン “00011011” に対応する 10 Gbit/s の入力データ光と出力の 4 レベル振幅変調光の信号波形を示している。10 Gbit/s のデジタル信号から 4 レベルの振幅変調信号までの D/A 変換が光領域で達成されたことが分かる。

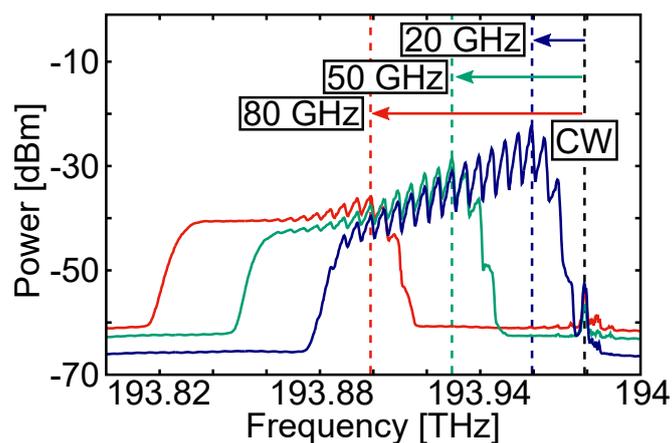


図 7.3: 光 A/D 変換における出力光スペクトルの例

図 7.3 は、光 A/D 変換後の 4 レベル振幅変調信号の出力スペクトルの例を示している。R-BPF の通過帯域を低周波側へシフトすることによって、光 A/D 変換器に入力されたサンプリングパルスの強度に応じてデジタルデータを抽出できる。

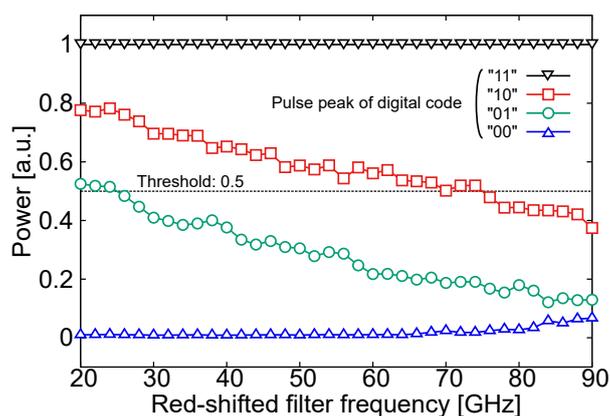


図 7.4: 各パルスで規格化したときのフィルタシフトに伴う強度変化

透過帯域の高周波側のスロープと CW の周波数差をレッドシフト周波数と定義する。本実験において、レッドシフト周波数が 20 GHz のとき、フィルタを最も CW に近づけつつ、CW を低減できた。そこで、本実験では、レッドシフト周波数に対応した各出力のピークパワーで規格化し、強度変化の傾向を比較した。図 7.4 は、R-BPF のフィルタシフトに伴った、各符号に対応した 4 レベル振幅変調光のピークパワー変化を示している。フィルタの透過帯域を CW から離すほど、符号“01”や“10”に対応したパルスのパワーが低下が読み取れる。また、フィルタの透過帯域を CW から離すほど、“00”に対応したピークパワーが増加しているが、これは信号全体の電力低下に伴う光信号対雑音比 (OSNR: Optical Signal-to-Noise Ratio) の低下が原因と考えられる。図 7.4 に示すパワー変化から、“0”と“1”の閾値を正規化されたパルス振幅の 0.5 に設定した。

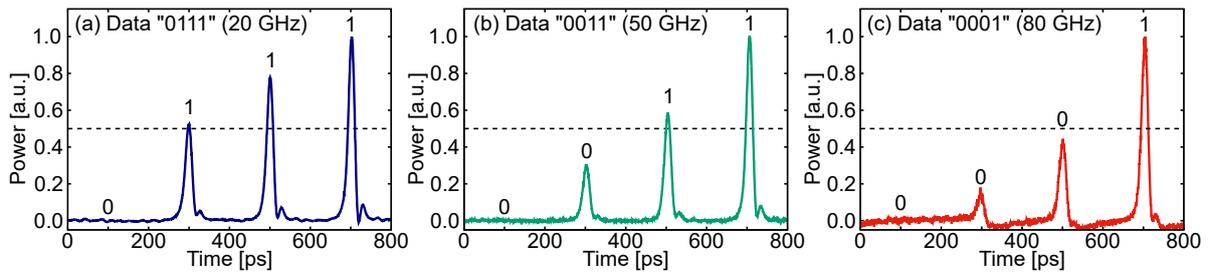


図 7.5: 4 レベルの振幅光に対する光 A/D 変換の出力波形

図 7.5 に、量子化されたデジタル信号の出力波形の例を示す。R-BPF の通過帯域を CW の中心波長から長波長側へシフトすることで、光 A/D 変換器に入力されたパルスの強度に応じて出力信号のデータが変更された。閾値線に基づいて 4 レベルの強度を判定可能であるため、2 bit の量子化が達成された。

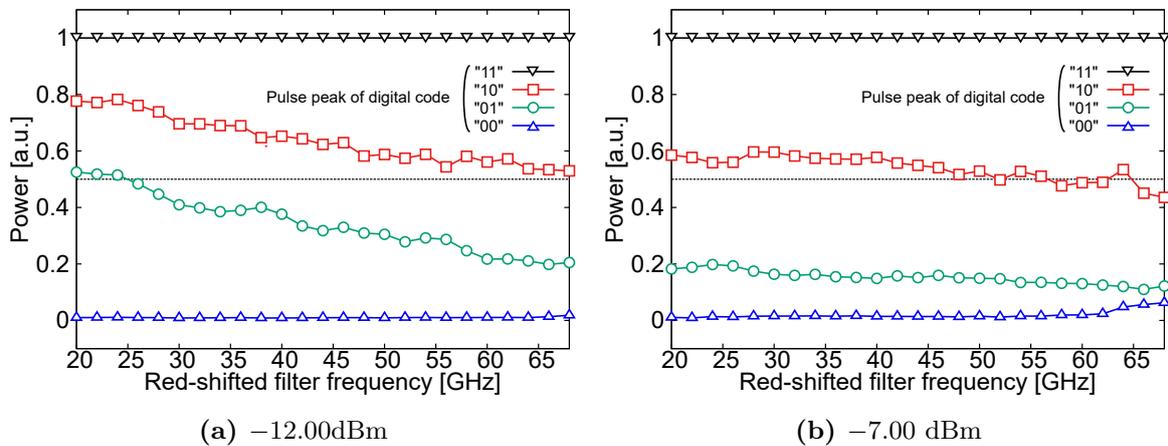


図 7.6: フィルタシフトに伴う強度変化におけるサンプリング信号の入力パワー依存性

サンプリング信号として振る舞う 4 レベル振幅変調光の入力パワーによって、R-BPF のフィルタシフトに伴うピークパワー変化に異なる特性が見られた。その例として、図 7.6(a) に図 7.4 と同様入力パワーが -12 dBm のときの、図 7.6(b) に入力パワーが -7 dBm のときの、フィルタシフトに伴う強度変化の特性を示す。ただし、CW の入力パワーはどちらの場合も 0.00 dBm である。明らかに、レッドシフト周波数 20 GHz で比較すると各パルスでのピークパワーは異なり、符号“01”や“10”に対応したパルスのパワーが低下傾向も異なる。この結果は、光 A/D 変換における入力パワーには留意する必要があることを意味している。特に、より高分解能な A/D 変換を行う際には、入力パワーの検証が必要になるだろう。

第 8 章 結論

本論文では、光アナログ・デジタル変換 (光 A/D 変換) および光デジタル・アナログ変換 (光 D/A 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、長波長側への周波数シフトであるレッドチャープを用いた光 A/D 変換について述べ、実験に基づいて微分非直線性 (DNL: Differential Non-Linearity) と積分非直線性 (INL: Integral Non-Linearity) を評価することで、単調性を有し、ノーミッシング・コードであることを確認した。さらに、構成の簡易化とともに必要な入力ピークパワーを低減できていることを確認し、本方式の有用性を示した。また、短波長側への周波数シフトであるブルーチャープを用いた光 D/A 変換を提案し、2 bit の光 D/A 変換を実証した。DNL と INL を評価することで、単調性を有し、ノーミッシング・コードであることを確認した。さらに、有効ビット数 (ENOB: Effective Number of Bits) は 1.91 であったことから、提案した光 D/A 変換が優れた性能を有している。そして、ブルーチャープを用いた光 D/A 変換とレッドチャープを用いた光 A/D 変換を組み合わせ、2 bit の光デジタル・アナログ相互変換を実証した。周波数チャープに基づいた光 D/A 変換と光 A/D 変換の機構は、単一の SOA を用いた簡素な構成とモノリシック集積の可能性を有している。得られた結果は、アナログ信号とデジタル信号を光領域で相互接続する手法として、提案方式の有用性を示した。

謝辞

修士論文の執筆にあたり3年間にわたって丁寧なご指導賜りました主任指導教員の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 松浦 基晴 教授に心より御礼申し上げます。また、光通信に関する基本的な知識からご指導賜りました指導教員の同専攻教授 來住 直人 教授に厚く御礼申し上げます。

研究を進めるにあたって、実験の技能、及び研究室内での議論は非常に重要かつ有意義でした。学部時代に実験の指導に当たって頂いた星野 弘樹 先輩をはじめとした研究室の先輩方や、同輩並びに後輩に深く感謝致します。

また、学部時代の勉学で得た知識は大きな基盤となり、研究の推進へ大きく寄与していました。澤 優摩君や高橋 龍平君をはじめとした共に学んできた友人たちにも深く感謝します。

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] C. Schmidt, C. Kottke, V. Jungnickel and R. Freund, “High-speed digital-to-analog converter concepts,” *Proc. SPIE*, vol. 10130, Jan. 2017.
- [3] B. L. Shoop, Photonic analog-to-digital conversion, Springer, New York, 2000.
- [4] George C. Valley, “Photonic analog-to-digital converters,” *OSA Optics Express*, vol. 15, no. 5, pp. 1955–1982, Mar. 2007.
- [5] C. Laperle and M. O’ Sullivan, “Advances in High-Speed DACs, ADCs, and DSP for Optical Coherent Transceivers,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 4, pp. 629–643, Feb. 2014.
- [6] Y. Miyoshi, S. Takagi, S. Namiki and K. Kitayama, “Multiperiod PM-NOLM With Dynamic Counter-Propagating Effects Compensation for 5-Bit All-Optical Analog-to-Digital Conversion and Its Performance Evaluations,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 415–422, Feb. 2010.
- [7] T. Konishi, K. Tanimura, K. Asano, Y. Oshita and Y. Ichioka, “All-optical analog-to-digital converter by use of self-frequency shifting in fiber and a pulse-shaping technique,” *Journal of the Optical Society of America B*, vol. 19, no. 11, pp. 2817–2823, Nov. 2002.
- [8] S. Oda and A. Maruta, “Two-bit all-optical analog-to-digital conversion by filtering broadened and split spectrum induced by soliton effect or self-phase modulation in fiber,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 12, no. 2, pp. 307–314, Mar. 2006.
- [9] S. Oda and A. Maruta, “A novel quantization scheme by slicing supercontinuum spectrum for all-optical analog-to-digital conversion,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 2, pp. 465–467, Feb. 2005.
- [10] 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.
- [11] 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)*, TuMP17, Oct. 2016.
- [12] 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.
- [13] A. Yacoubian and P. K. Das, “Digital-to-analog conversion using electrooptic modulators”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 1, pp. 117–119, Jan. 2003.
- [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] F. Zhang, B. Gao, X. Ge and S. Pan, “Simplified 2-bit photonic digital-to-analog conversion unit based on polarization multiplexing,” *Optical Engineering*, vol. 55, no. 3, Mar. 2016.
- [17] 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.
- [18] T. Nishitani, T. Konishi, K. Itoh and H. Furukawa, “Demonstration and evaluation of all-optical digital-to-analog conversion using pulse pattern recognition based on optical correlation processing,” *2006 Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2006)*, OFB5, Mar. 2006.
- [19] F. Perennes, T. M. Coker and W. A. Crossland, “Digital-to-analog image conversion with an optically addressed spatial light modulator”, *OSA Optics Letters*, vol. 22, no. 7, pp. 472–474, Apr. 1997.
- [20] 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.

- [21] T. Zhang, Q. Qiu, Z. Fan, J. Su and M. Xu, “Experimental study on a 4-b serial optical digital to analog convertor,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 10, no. 2, pp. 1–9, Apr. 2018.
- [22] Matsuura, O. Raz, F. Gomez-Agis, N. Calabretta and H. J. S. Dorren, “Ultrahigh-speed and widely tunable wavelength conversion based on cross-gain modulation in a quantum-dot semiconductor optical amplifier,” *OSA Optics Express*, vol. 19, no. 26, pp. B551–B559, Dec. 2011.
- [23] M. Matsuura, O. Raz, F. Gomez-Agis, N. Calabretta and H. J. S. Dorren, “320 Gbit/s wavelength conversion using four-wave mixing in quantum-dot semiconductor optical amplifiers,” *OSA Optics Letters*, vol. 36, no. 15, pp. 2910–2912, Aug. 2011.
- [24] M. Matsuura, O. Raz, F. Gomez-Agis, N. Calabretta and H. J. S. Dorren, “Error-free 320-to-40-Gbit/s optical demultiplexing based on blueshift filtering in a quantum-dot semiconductor optical amplifier,” *OSA Optics Letters*, vol. 38, no. 2, pp. 238–240, Jan. 2013.
- [25] M. Scaffardi, E. Lazzeri, F. Fresi, L. Poti and A. Bogoni, “Analog-to-Digital Conversion Based on Modular Blocks Exploiting Cross-Gain Modulation in Semiconductor Optical Amplifiers,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 8, pp. 540–542, Apr. 2009.
- [26] 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.
- [27] M. Matsuura, N. Iwatsu, K. Kitamura and N. Kishi, “Time-resolved chirp properties of SOAs measured with an optical bandpass filter,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 23, pp. 2001–2003, Dec. 2008.
- [28] 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.
- [29] H. Hoshino, N. Ninomiya and M. Matsuura, “Frequency chirp properties with data pattern dependence in quantum-dot SOAs,” *21st OptoElectronics and Communications Conference and International Conference on Photonics in Switching (OECC/PS 2016)*, WA2-71, July 2016.
- [30] N. Ninomiya, H. Hoshino and M. Matsuura, “Optical quantization based on intensity to frequency conversion using frequency chirp in a QD-SOA,” *42nd The Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC 2017)*, Th1F.6, Mar. 2017.

- [31] H. Hoshino, T. Okada and M. Matsuura, “Photonic analog-to-digital conversion using a red frequency chirp in a semiconductor optical amplifier,” *OSA Optics Letters*, vol. 43, no. 10, pp. 2272–2275, May 2018.
- [32] M. Matsuura and G. Ito, “Selective amplitude-level regeneration based on blue-chirp spectral slicing using QD-SOAs,” *OSA Optics Express*, vol. 27, no. 3, pp. 3030–3038, Feb. 2019.
- [33] C. Caillaud, P. Chanclou, F. Blache, P. Angelini, B. Duval, P. Charbonnier, D. Lanteri, G. Glastre and M. Achouche, “Integrated SOA-PIN Detector for High-Speed Short Reach Applications,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 8, pp. 1596–1601, Apr. 2015.
- [34] 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.
- [35] S. Nakamura, Y. Ueno and K. Tajima, “168-Gb/s all-optical wavelength conversion with a symmetric-Mach-Zehnder-type switch,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 13, no. 10, pp. 1091–1093, Oct. 2001.
- [36] S. Rajagopal, “Power efficiency: The next challenge for multi-gigabit-per-second Wi-Fi,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 11, pp. 40–45, Nov. 2014.
- [37] D. Hou, C. C. Lee, Z. Yang and T. R. Schibli, “Timing jitter characterization of mode-locked lasers with $<1 \text{ zs} / \sqrt{\text{Hz}}$ resolution using a simple optical heterodyne technique,” *OSA Optics Letters*, vol. 40, no. 13, pp. 2985–2988, July 2015.
- [38] E. Krune, B. Krueger, L. Zimmermann, K. Voigt and K. Petermann, “Comparison of the Jitter Performance of different Photonic Sampling Techniques,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 4, pp. 1360–1367, Feb. 2016.

発表実績

- 星野弘樹, 岡田拓也, 松浦基晴, “量子ドット半導体光増幅器の周波数チャープを用いた光 A/D 変換のための光量子化レベル向上,” 電子情報通信学会フォトニックネットワーク研究会, PN2017-108, 南種子町商工会館 (鹿児島), 2018 年 3 月
- H. Hoshino, T. Okada and M. Matsuura, “Photonic analog-to-digital conversion using red frequency chirp in a semiconductor optical amplifier,” *OSA Optics Letters*, vol. 43, no. 10, pp. 2272-2275, May 2018. [日本光学会機関誌「光学」2018 年日本の光学研究 選出論文]
- T. Okada, H. Hoshino and M. Matsuura, “10-GSample/s, 15-level optical quantization using frequency chirp in a quantum-dot SOA,” *OptoElectronics and Communications Conference (OECC 2018)*, P1-26, Jeju, Korea, July 2018.
- 岡田拓也, 松浦基晴, “量子ドット半導体光増幅器を用いた光 A/D 変換における多量子化,” 電子情報通信学会ソサエティ大会, B-13-12, 金沢大学 (金沢), 2018 年 9 月
- H. Nomoto, D. Kamiyama, N. Tajima, T. Okada and M. Matsuura, “Evaluation of frequency response of photovoltaic power converter for controlling supply power via power-over-fiber systems,” *The 1st Optical Wireless and Fiber Power Transmission Conference (OWPT 2019)*, OWPT-P-13, Yokohama, Japan, Apr. 2019.
- 小林隆一, 大槻樹矢, 岡田拓也, 相葉孝充, 松浦基晴, “短距離光ファイバ無線におけるデジタル・アナログ電気重畳伝送,” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会, OFT2019-5, I-site なんば (大阪), 2019 年 5 月 [電子情報通信学会 光ファイバ応用技術研究会 学生ポスター優秀賞]
- 岡田拓也, 小林隆一, 松浦基晴, “量子ドット半導体光増幅器内の周波数チャープを用いた光 D/A 変換,” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会, OFT2019-6, I-site なんば (大阪), 2019 年 5 月 [電子情報通信学会 光ファイバ応用技術研究会 学生ポスター優秀賞]
- 野本颯人, 上山大輔, 田嶋奈奈, 岡田拓也, 松浦基晴, “光ファイバ給電における給電光制御のための給電系の応答性評価,” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会, OFT2019-15, I-site なんば (大阪), 2019 年 5 月

- T. Okada, T. Ohtsuki, R. Kobayashi and M. Matsuura, “Photonic digital-to-analog conversion based on blue chirp spectral slicing using a quantum-dot SOA”, *24th OptoElectronics and Communications Conference and International Conference on Photonics in Switching and Computing 2019 (OECC/PSC 2019)*, WF1-2, Fukuoka, Japan, July 2017.
- R. Kobayashi, T. Ohtsuki, T. Okada and M. Matsuura, “Electrically-superimposed analog and digital signal transmission over multimode fibers,” *24th OptoElectronics and Communications Conference and International Conference on Photonics in Switching and Computing 2019 (OECC/PSC 2019)*, WF1-4, Fukuoka, Japan, July 2017.
- 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, Mar. 2020.