

## 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	星野 弘樹	学籍番号	1631132
論文題目	量子ドット半導体光増幅器を用いた光 A/D 変換の量子化レベル向上に関する研究		
要 旨	<p>アナログーデジタル (A/D : Analog-to-Digital) 変換は実世界に存在する連続的なアナログ信号をコンピュータなどで用いられているデジタル信号に変換する重要な信号処理技術であり、環境計測をはじめフォトニックネットワークに至るまで幅広い分野で活用されている。しかし従来からの電氣的な A/D 変換では、電子デバイスの動作速度の限界やジッタの揺らぎなどが更なる大容量化・高速化のボトルネックとなることが予想される。そこで、光の広帯域性・高速性を生かした光 A/D 変換が注目されている。光標準化については既に多くの報告がされており実用段階である。しかし、光量子化については、光の領域で個々のパルスの強度を測定することが困難とされており、現在研究段階である。他の研究機関ではファイバ内で発生した非線形現象を用いたことによる報告がされているが、構成が複雑であり、高強度な入力パワーが必要などの課題があり、未だ実用段階ではない。</p> <p>半導体光増幅器 (SOA : Semiconductor Optical Amplifier) は低消費電力かつ小型な光デバイスであり、増幅器としてだけでなく光信号処理デバイスとしても利用されている。SOA を用いた光量子化は一件だけ報告されているが、この研究においても構成が複雑であり、光デバイスの利得回復時間の影響による性能限界が存在する。近年、次世代の SOA として注目されている量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA : Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier) は、従来の光増幅器と比較し、低雑音・高利得・広帯域・高速な利得回復時間という特徴を持つため、従来の SOA で対応できなかった光信号処理にも利用することが可能である。</p> <p>SOA では周波数チャープという増幅された出力信号の立ち上がり、立ち下がり時に搬送波周波数が瞬間的に変動する現象が発生し、信号品質の劣化や伝送距離の制限を招く。この現象は QD-SOA でも発生することが確認されており、周波数チャープ (レッドチャープ) は、入力パワーに依存することが報告されている。また、高速な利得回復時間により、データパターンに対して依存性が小さいことがわかっている。この特徴より、周波数チャープを強度一周波数変換に活用することで光量子化への応用が期待できる。実際、先行研究では 5 レベルの光量子化に成功している。</p> <p>本研究では、QD-SOA の周波数チャープを用いた光 A/D 変換を提案し、量子化レベルの向上を行う。提案方式における光量子化において、フィルタのロールオフの小ささが重要な要素であり、先行研究で用いた矩形波型フィルタは非常に急峻という特徴を持っていたが、細かいシフトが困難であり量子化レベルの向上が課題であった。そこで以前のフィルタよりも微細かつ精密なシフトが可能なプログラマブル矩形波型光フィルタ (PR-BPF : Programmable Rectangular-shape Bandpass Filter) を用いることで光量子化の多レベル化の実証実験を行った。光量子化特性の入力パワー依存性及び閾値依存性について評価を行い最適化することで 9 レベルの光量子化に成功した。光量子化特性の性能評価を行い、ファイバベースの光 A/D 変換と比較し、構成の簡素化及び低消費電力化を実現した。また、半導体光増幅器ベースの研究においては、構成の簡素化及び最多量子化レベルを実現し、本提案方式の有用性を示した。</p>		

平成29年度 修士論文

量子ドット半導体光増幅器を用いた  
光A/D変換の量子化レベル向上  
に関する研究

所属	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
学籍番号	1631132
氏名	星野 弘樹
主任指導教員	松浦 基晴 准教授
指導教員	來住 直人 教授
提出日	平成30年1月29日

# 概要

アナログーデジタル (A/D : Analog-to-Digital) 変換は実世界に存在する連続的なアナログ信号をコンピュータなどで用いられているデジタル信号に変換する重要な信号処理技術であり、環境計測をはじめフォトニックネットワークに至るまで幅広い分野で活用されている。しかし従来からの電氣的な A/D 変換では、電子デバイスの動作速度の限界やジッタの揺らぎなどが更なる大容量化・高速化のボトルネックとなることが予想される。そこで、光の広帯域性・高速性を生かした光 A/D 変換が注目されている。光標本化については既に多くの報告がされており実用段階である。しかし、光量子化については、光の領域で個々のパルスの強度を測定することが困難とされており、現在研究段階である。他の研究機関ではファイバ内で発生した非線形現象を用いたことによる報告がされているが、構成が複雑であり、高強度な入力パワーが必要などの課題があり、未だ実用段階ではない。

半導体光増幅器 (SOA : Semiconductor Optical Amplifier) は低消費電力かつ小型な光デバイスであり、増幅器としてだけでなく光信号処理デバイスとしても利用されている。SOA を用いた光量子化は一件だけ報告されているが、この研究においても構成が複雑であり、光デバイスの利得回復時間の影響による性能限界が存在する。近年、次世代の SOA として注目されている量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA : Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier) は、従来の光増幅器と比較し、低雑音・高利得・広帯域・高速な利得回復時間という特徴を持つため、従来の SOA で対応できなかった光信号処理にも利用することが可能である。

SOA では周波数チャープという増幅された出力信号の立ち上がり、立ち下がり時に搬送波周波数が瞬間的に変動する現象が発生し、信号品質の劣化や伝送距離の制限を招く。この現象は QD-SOA でも発生することが確認されており、周波数チャープ (レッドチャープ) は、入力パワーに依存することが報告されている。また、高速な利得回復時間により、データパターンに対して依存性が小さいことがわかっている。この特徴より、周波数チャープを強度-周波数変換に活用することで光量子化への応用が期待できる。実際、先行研究では 5 レベルの光量子化に成功している。

本研究では、QD-SOA の周波数チャープを用いた光 A/D 変換を提案し、量子化レベルの向上を行う。提案方式における光量子化において、フィルタのロールオフの小ささが重要な要素であり、先行研究で用いた矩形波型フィルタは非常に急峻という特徴を持っていたが、細かいシフトが困難であり量子化レベルの向上が課題であった。そこで以前のフィルタよりも微細かつ精密なシフトが可能なプログラマブル矩形波型光フィルタ (PR-BPF : Programmable Rectangular-shape Bandpass Filter) を用いることで光量子化の多レベル化の実証実験を行った。光量子化特性の入力パワー依存性及び閾値依存性について評価を行い最適化することで 9 レベルの光量子化に成功した。光量子化特性の性能評価を行い、ファイバベースの光 A/D 変換と比較し、構成の簡素化及び低消費電力化を実現した。また、半導体光増幅器ベースの研究においては、構成の簡素化及び最多量子化レベルを実現し、本提案方式の有用性を示した。

# 目次

<b>第 1 章</b>	<b>序論</b>	<b>1</b>
1.1	研究の背景	1
1.2	研究の目的	1
<b>第 2 章</b>	<b>アナログーデジタル変換 (A/D 変換)</b>	<b>3</b>
2.1	A/D 変換	3
2.2	光 A/D 変換	4
<b>第 3 章</b>	<b>半導体光増幅器</b>	<b>5</b>
3.1	光増幅器の原理	5
3.2	半導体光増幅器 (SOA)	6
3.3	量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA)	6
3.4	周波数チャープ	8
<b>第 4 章</b>	<b>量子ドット半導体光増幅器の基本特性</b>	<b>9</b>
4.1	自然放出光雑音特性	9
4.2	利得特性	11
4.3	利得飽和特性	13
4.4	利得回復時間	15
4.5	駆動電流に対する周波数チャープ特性	17
4.6	入力パワーに対する周波数チャープ特性	19
<b>第 5 章</b>	<b>量子ドット半導体光増幅器による周波数チャープを用いた光 A/D 変換</b>	<b>21</b>
5.1	本提案方式における光 A/D 変換	21
5.2	光パルス列信号源におけるタイミングジッタの比較	28
5.3	量子ドット半導体光増幅器におけるホールバーニング効果の比較評価	30
5.4	矩形波型光フィルタのロールオフ特性	32
5.5	光 A/D 変換に適した入力パワーの検証	34
<b>第 6 章</b>	<b>光 A/D 変換の性能評価</b>	<b>37</b>
6.1	実験構成	37
6.2	標本化前後と出力デジタル信号の信号波形	38
6.3	フィルタシフトによる光量子化特性	39
6.4	光量子化後の出力信号波形及び再構成波形の比較	40
6.5	光量子化特性の閾値依存性	41
6.6	光量子化性能の評価	44
<b>第 7 章</b>	<b>考察</b>	<b>47</b>

第 8 章 結論	48
謝辞	49
参考文献	50
発表実績	52

# 第1章 序論

## 1.1 研究の背景

本研究であるアナログ→デジタル (A/D : Analog-to-Digital) 変換は、標準化・量子化・符号化の処理からなっており、現在の信号処理技術において必要不可欠なものであり、幅広い分野で活用されている [1]-[4]。総務省発行の「我が国のインターネットにおけるトラフィックの集計・試算」によると、平成 29 年 5 月の時点で、ブロードバンドサービス契約者の総ダウンロードトラフィックは約 9.6 Tbit/s と前年度より 39.0 % 増加している。また、移動通信の総ダウンロードトラフィックは約 1.6 Tbit/s と前年度より 37.6 % 増加している。特にスマートフォンやタブレットの普及に伴い、移動体通信の増大が顕著に見られることがわかる。今後は IoT や自動運転技術、ロボット及びドローン技術の普及に伴い、更なるトラフィック量の増加が予想される。よって、高速かつ広帯域な無線ネットワークと光ファイバを用いたコアネットワークの接続に携帯基地局において使用される A/D 変換においても更なる高性能化が必要不可欠となってくる。しかし、現在利用されている電子デバイスでは、動作速度の限界、高速性に伴う消費電力の増大などが課題となっている。そこで、光の広帯域性や高速性を生かした光 A/D 変換が注目されている。

半導体光増幅器 (SOA : Semiconductor Optical Amplifier) は、長距離通信で用いられる希土類添加光ファイバ増幅器やラマン増幅器等と比べて小型かつ安価そして低消費電力という特徴を持つ。そのため光増幅器として利用するだけでなく光スイッチや波長変換デバイスとしても使用されている。また、近年では、従来の SOA より広帯域かつ高速な利得回復時間など優れた特性を持つ量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA : Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifier) が注目を集めている。現在光信号処理で用いられている高非線形ファイバ (HNLF : Highly NonLinear Fiber) と比較して、低入力パワーで非線形効果を生じさせることができるため、QD-SOA を用いた光 A/D 変換の実現は小型、低消費電力かつ超光速な信号にも対応することが可能になるものと考えられる [5]-[7]。

## 1.2 研究の目的

SOA には周波数チャープという増幅された出力信号の立ち上がり及び立ち下がり時に搬送波周波数が瞬間的に変動する現象が発生し、信号品質の劣化や伝送距離の制限を招く [8]-[10]。周波数チャープは強度変化による周波数の変化であるため、この現象を強度一周波数変換に用いることで光信号処理への応用が期待できる。先行研究では、周波数チャープを光 A/D 変換に活用することによって、サンプリングパルスを強度一周波数変換することで光量子化を実現し、5 レベルの光量子化に成功した [11]。

本研究では、QD-SOA を用いることで光 A/D 変換における量子化レベルの向上を検討する。量子化レベルの分解能とサンプリングレートはトレードオフな関係から、先行研究より低周波数なアナログ信号を入力する。また微細かつ精密なシフトが可能なプログラマブル矩形波型光フィルタ (PR-BPF : Programmable Rectangular-shape Bandpass Filter) を用いることで、サンプリ

ングパルスの“0”となるフィルタのシフト量をより明確に示すことで光量子化を実現する。先行研究で多レベル化の可能性を示すことはできたが、フィルタシフトの粗雑さから困難とされていた量子化レベルの向上であるが、これらの点を解消している PR-BPF を用いることで光量子化の多レベル化が期待できる。フィルタシフトと出力パルスの強度変化を検証することで、入力パルスの各 level の強度との関係性を示すことができる。A/D 変換において、量子化レベル数はサンプリングレートの他に閾値も重要な要素となる。そこで閾値を変化させた時における光量子化特性の評価を行うことで閾値依存性について評価する。また、最も量子化レベルが得られた際に、光量子化特性の入力ピークパワー依存性を評価することで、他研究機関との消費電力の比較を行う。量子化特性の性能評価方法として、積分非線形誤差 (INL : Integral NonLinearity) 及び微分非線形誤差 (DNL : Differential NonLinearity) を用いることで、本システム評価の有用性を実証する。

## 第2章 アナログーデジタル変換 (A/D 変換)

### 2.1 A/D 変換

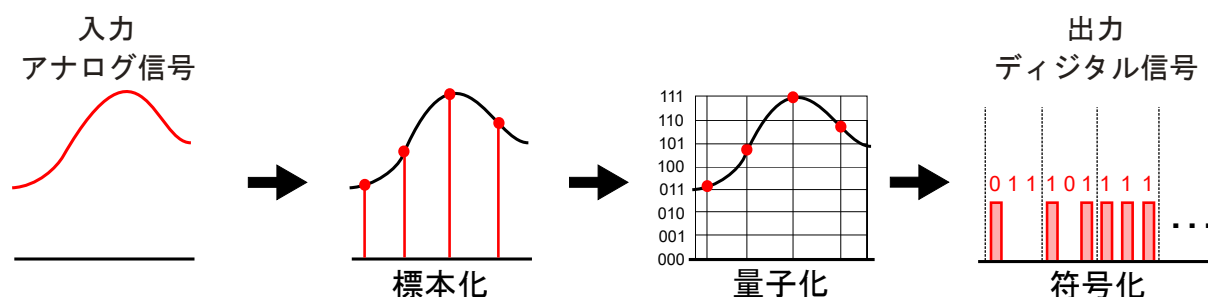


図 2.1: A/D 変換の処理過程

図 2.1 に A/D 変換の流れを示す。A/D 変換はアナログ信号をデジタル信号に変換する信号処理技術であり、標本化・量子化・符号化の 3 つで構成されている。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間隔でサンプリングを行い、離散的な信号に変換する。このとき、サンプリングレートの高周波化と A/D 変換の高分解能にはトレードオフの関係があり、タイミングジッタ特性が量子化の性能に大きく影響を及ぼしている。電気的なタイミングジッタは 100 fs が下限となっているが、ジッタ 10 fs 以下の光パルスによる光 A/D 変換の成功が報告されていることから、光 A/D 変換が求められる一因である。タイミングジッタが小さな信号源を用いることで、量子化誤差を抑えることができ、量子化の精度向上に繋がる。

量子化では、標本化された信号の強度を測定する。その得られた強度を数値で表し、量子化ビットと言う。量子化ビットが大きいほど量子化誤差が減り、制度の高い量子化が実現できる。

符号化では、量子化された信号の量子化ビット数に応じて、一定の規則に従って“0”、“1”の二進数で表現し、それを適切に並べる。用いられ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が、符号化はあくまでも量子化ビット数に応じて、一定の規則の二進数で表現することである。

以上のプロセスを経て、デジタル信号が生成される。量子化以降の処理については、比較的狭帯域な電気的な A/D 変換の並列化を前提したものが検討されている。しかし高サンプリング信号と並列化した電気的な A/D 変換器を接続するためには、サンプリング信号の帯域を個別の電気的な A/D 変換と整合するための広帯域なインタリーブ技術が必要となり、光インタリーブ技術の需要が高まっている。



## 2.2 光 A/D 変換

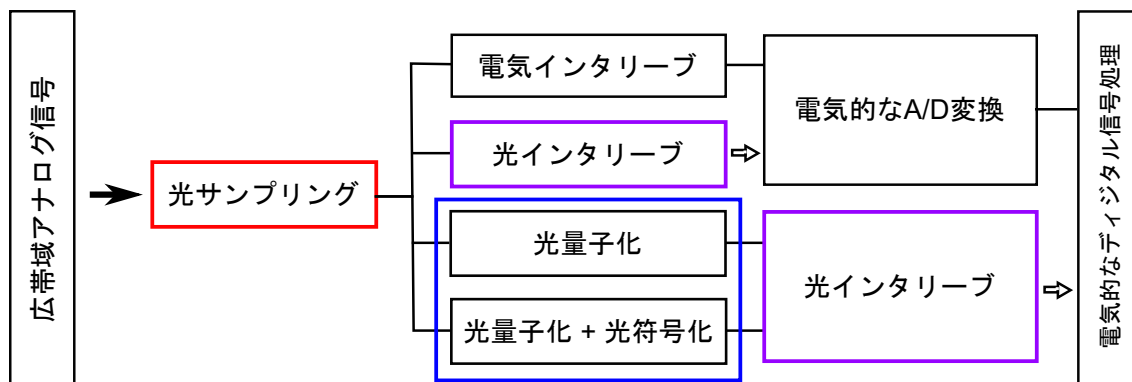


図 2.2: A/D 変換の光化の概略図

光 A/D 変換も通常の A/D 変換と同様であり、光標本化、光量子化、光符号化から構成されている。

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、SOA 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射し、四光波混合を用い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、光領域では個々のパルスの強度を逐次的に測定することが困難であるため、現在研究段階である。他研究機関から様々な非線形デバイスによる報告がされている。まず非線形光ループミラーで構成されるサニャック干渉計を用いた研究が報告されている [12]。これ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なことに加え、構成が複雑となってしまう。次に、HNLF や分散フラットファイバ (DSF : Dispersion Shifted Fiber)、非線形光ループミラー (NOLM : Non-linear Optical Loop Mirror) を利用し、強度-波長変換を活用したものが複数報告されている [13]-[16]。強度-波長変換とは、自己位相変調 (SPM : Self Phase Modulation) や相互利得変調 (XGM : Cross Gain Modulation) 等の非線形現象を利用し、パルスの強度変化を波長の変化に置き換えることである。これをファイバベースの非線形デバイスを用いることで実現している。しかし、非線形現象を生じ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り、低消費電力化、小型化が困難である。またファイバベース以外の非線形デバイスを利用するアプローチとして、SOA の XGM を用いた研究が 1 件ある [17]。SOA は数 dBm で非線形現象が起きるため、前述した HNLF や DSF よりも入力パワーは比較的小さくできる。しかし、SOA を多数使用しているため、それぞれに多くの駆動電流を印加していることに加え、論理回路を組み合わせることから構成が複雑になってしまう。また、この報告では、SOA の利得回復時間の問題という光デバイスの性能限界より高性能化が困難という問題が存在している。従って、これらの問題を解決するためには構成が簡素かつ低入力なパワーで実現可能な新しい光量子化方式が求められている。

光符号化は前述の光量子化が強度-周波数変換を用いているものが多いことから、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。現在全ての処理を光化するわけではなく、電気の処理と住み分けを行うことで A/D 変換の光化を実現している。図 2.2 のようにサンプリングのみを光化する光サンプリング特化型、サンプリングからインターリーブまでを光化し量子化以降の処理を電気で行う光アシスト型、サンプリングから量子化・符号化まで光化する光ドミナント型の 3 つに大きく分けることができる。

# 第3章 半導体光増幅器

## 3.1 光増幅器の原理

半導体光増幅器は、半導体の性質を利用し増幅を行っているため、本節では半導体の増幅原理について説明する。電子のエネルギー状態には、エネルギー準位の低い「基底状態」とエネルギー準位の高い「励起状態」がある。基底状態と励起状態のエネルギー差をバンドギャップと言う。基底状態は励起状態と比較し安定しているため、励起状態に存在する電子は基底状態に戻ろうとする働きがある。

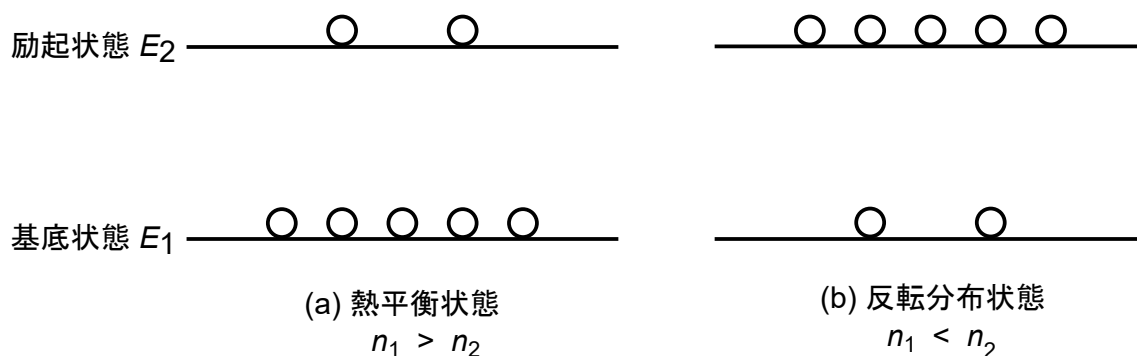


図 3.1: 熱平衡状態と反転分布状態

図 3.1 に熱平衡状態と反転分布状態の概略図を示す。通常、物質は熱平衡状態にあり、図 3.1(a) のように励起状態に存在する電子数 ( $n_2$ ) は基底状態に存在する電子数 ( $n_1$ ) より少ない。しかし、駆動電流や光の入射によって図 3.1(b) のように励起状態に存在にする電子数は基底状態に存在する電子数よりも多くすることができ、この状態を反転分布状態と言う。

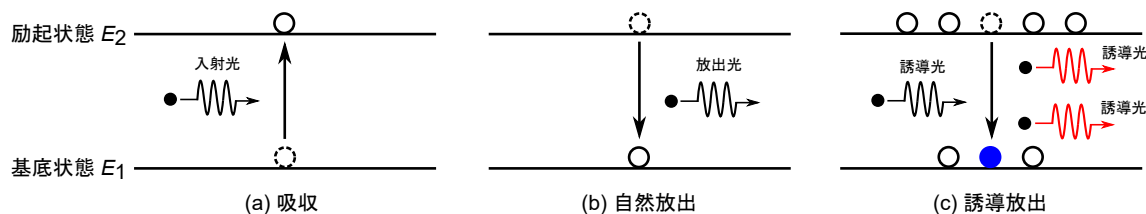


図 3.2: 遷移状態

図に 3.2 に遷移状態の概略図を示す。(a) は吸収、(b) は自然放出、(c) は誘導放出を表している。自然放出とは、半導体光増幅器が反転分布状態の場合に、励起状態の電子を自然に放出する

ことで基底状態に遷移することである。この時、放出された光は、ランダムなモードと移送をもつため、通信システムにおいて雑音とみなされる。また半導体光増幅器で発生する自然放出光が増幅され出力された雑音のことを自然放出光 (ASE : Amplified Spontaneous Emission) 雑音と言う。(c) の誘導放出では、半導体光増幅器が反転分布状態の場合に、光が入射されると励起状態に存在する電子は基底状態に遷移する。この時、バンドギャップ差に等しいエネルギーが光として発生する。放出される光は入射された光と位相、進行方向、モードが一致しており、光が増幅される。半導体光増幅器ではこの誘導放出を利用して光増幅を行っており、反転分布状態を作り出すために、デバイスに駆動電流を印加している。

### 3.2 半導体光増幅器 (SOA)

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て、構造が簡易、小型で安価、低消費電力という特徴を持つ。また、希土類添加光ファイバ増幅器は添加する希土類によって利得帯域がほぼ固定されているのに対して、SOA は用いる活性層の組成を変更することで任意の利得帯域を得ることができる。四光波混合等の非線形現象が生じるため、増幅器としてだけでなく光スイッチや波長変換器等への応用が進められている。また増幅による半導体素子の屈折率変化によって、周波数チャープが発生することが報告されている。

### 3.3 量子ドット半導体光増幅器 (QD-SOA)

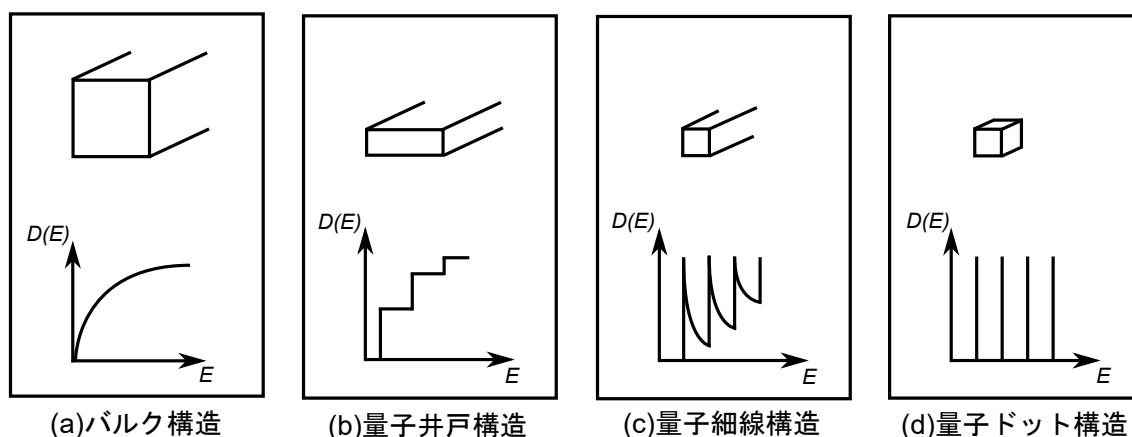


図 3.3: 量子ドット構造とその他の構造

QD-SOA は SOA の一種であり、SOA の活性層に量子ドットという数ナノメートルサイズの半導体粒子を組み込んだものである。量子ドットを 3 次元的に閉じ込めることで、電子の状態密度を離散化することが可能になり、エネルギー準位も離散化するため高いエネルギー効率を持つ。そのため、従来の SOA と比較し、広帯域、高利得、利得回復時間が速く、低雑音等の利点が報告されている。利得回復時間とは、増幅の際に励起状態に存在する電子は基底状態に遷移するが、基底状態に遷移した電子が再び励起状態に戻るまでの時間のことを言う。少量の電子が利用されるような入力パワーが小さい場合、回復量が消費量を上回っているため、影響はない。しかし、反転分布が維持できないほど入力パワーが大きくなると、消費される電子数は多くなり、回復が間

に合わなくなるにより十分な利得が得ることができず信号に影響を及ぼす。利得回復時間による影響は、入力信号の帯域に依存し、高速な信号になるほどこの影響は顕著になる。

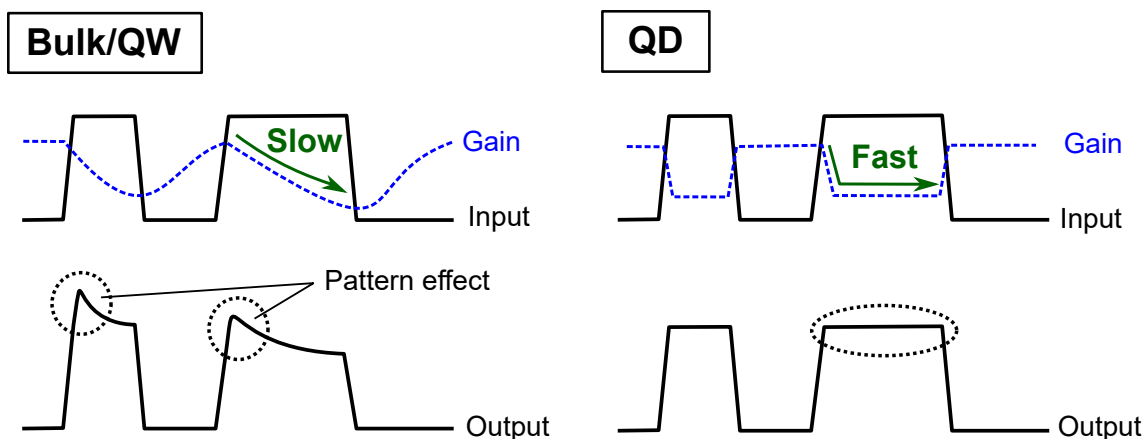


図 3.4: 利得回復時間の違いによる信号波形の概略図

図 3.4 に利得回復時間の違いによる信号波形を比較した概略図を示す。一般的なバルク型 (Bulk) SOA や量子井戸型 (QW : Quantum-Well) SOA は利得回復時間の遅さから、連続したデータパターンの信号を入力した場合、利得が消費された状態から更に信号を増幅するために回復が追いつかず出力の信号波形に歪みが生じる。このような入力信号のパターンに依存して、利得回復時間の影響がみられることをパターン効果と言う。しかし、QD 構造の SOA の場合、利得回復時間が高速であるため、連続した信号が入力された場合においてもパターン効果を影響も抑えることができ、入力波形と同様な波形を出力することが可能である。このように利得回復時間はデバイスの応答性に大きな影響を与えることがわかる。

現在の超高速光信号処理デバイスとしては、HLNF が一般的に使用されているが、先述した通り、ファイバ長の留意及び高入力光強度が必要な点から将来的に低消費電力化、小型化や集積化が困難となってしまう。しかし、SOA は半導体デバイスであることから、集積化や低消費電力化に期待できる。また QD-SOA の場合、従来の SOA よりも利得回復時間が高速性から、SOA では不可能であった 320 Gbit/s 信号の全光波長変換や全光多重分離などの超高速光信号処理が可能であることも報告されている。しかし、従来の SOA と比較して、反転分布を作るためには高い駆動電流を印加する必要となることに加え、大きな偏波依存性があるなど留意しなければいけない点も存在する。

### 3.4 周波数チャープ

周波数チャープとは光強度変化に伴い、媒質の屈折率が変化するためパルスを構成する搬送波周波数が瞬時的に変化する現象である。信号の“0”、“1”の部分で光強度が変化するため、SOAのキャリア密度が急激に変化に伴い、屈折率が変化することによって発生する。そのため光強度変化が大きいほど周波数チャープの絶対値は大きくなる。この現象は光ファイバやSOA等で発生することが確認されているが、ここでは光増幅器における周波数チャープについて説明する。

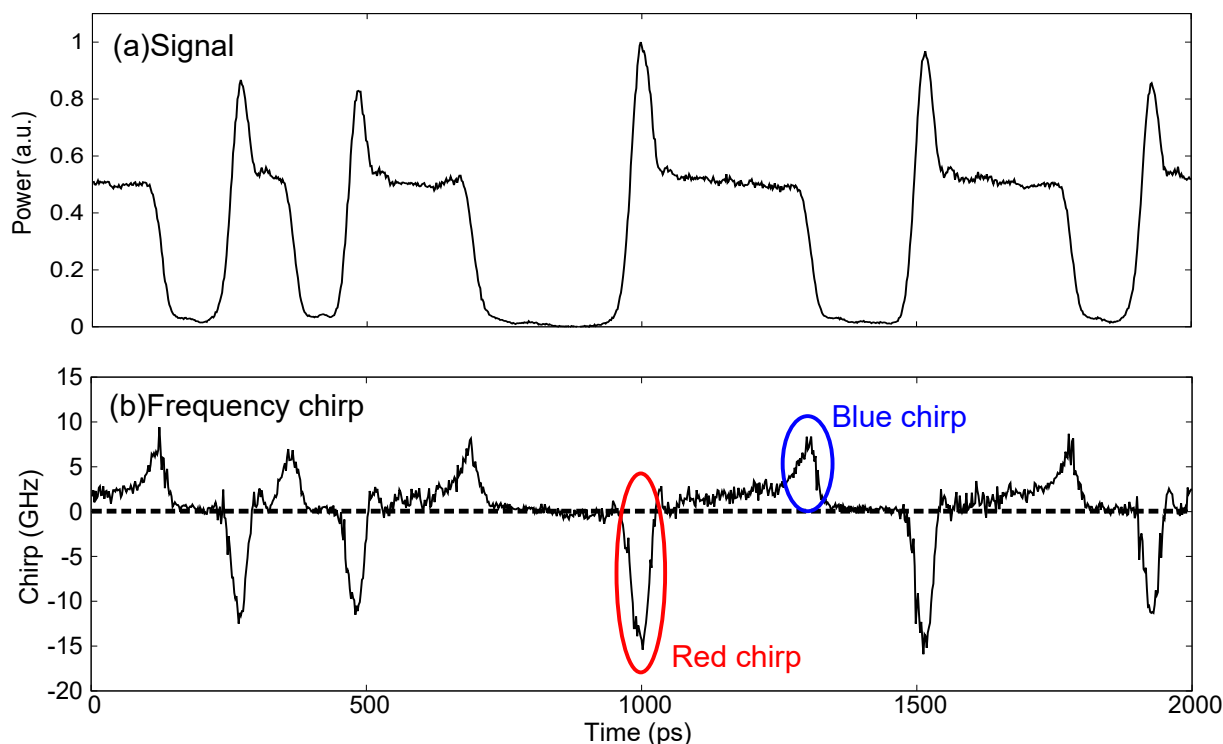


図 3.5: SOA の出力信号波形と周波数チャープ

図 3.5 に SOA からの出力信号波形とその時に発生した周波数チャープを示す。(a) のように、信号の“0”の部分では SOA のキャリア密度は一定であるため、屈折率変化はなく周波数チャープは発生しない。信号が“0”から“1”に変化する際に、増幅によって SOA 内のキャリアが消費されるため、キャリア密度は減少する。よって媒質の屈折率が変化し、(b) のように搬送波周波数が低周波数側 (高波長側) にシフトするレッドチャープが発生する。それに対して、信号が“1”から“0”に変化する際には、増幅によって SOA 内のキャリアは消費されているが、励起状態に存在するキャリアの数は少なくなっているため、消費量も少なくなる。しかし、デバイスに印加する駆動電流によるキャリアの供給量の方が消費量より多くなるため、相対的に見てキャリア密度は増加する。よって媒質の屈折率が変化し、搬送波周波数が高周波数側 (短波長側) にシフトするブルーチャープが発生する。

QD-SOA も従来の SOA と同様に周波数チャープが発生するデバイスであり、駆動電流、入力光強度の増加によって、周波数チャープも大きくなることが報告されている。しかし、従来の SOA と比較して、周波数チャープの波長依存性が小さく、利得回復時間の速さからデータパターンに対する依存性が小さいことが報告されており、周波数チャープを用いた超高速光信号処理が可能であると考えられる。

## 第4章 量子ドット半導体光増幅器の基本特性

本章では、SOA と QD-SOA の基本特性について測定を行った。SOA については InPhenix 社製 IPSAD1503-5114 を用いた。QD-SOA については SK 型で偏波状態が TE モードのときに最も利得が得られるものを用いた。

### 4.1 自然放出光雑音特性

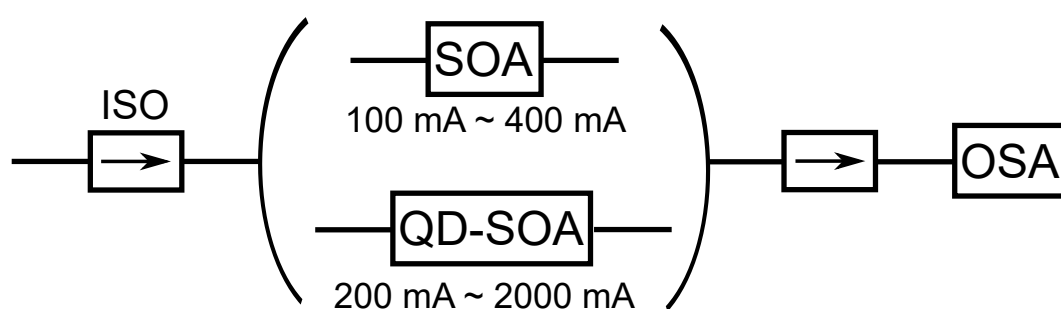


図 4.1: ASE 雑音特性測定系

図 4.1 に SOA 及び QD-SOA の ASE 雑音特性測定系を示す。SOA、QD-SOA に印加する駆動電流をそれぞれ 100 mA から 400 mA、200 mA から 2000 mA まで変化させ、光スペクトルアナライザ (OSA : Optical Spectrum Analyzer) でスペクトルの観察をした。この時、アイソレータ (ISO : Isolator) は SOA、QD-SOA の発振を防ぐために挿入した。

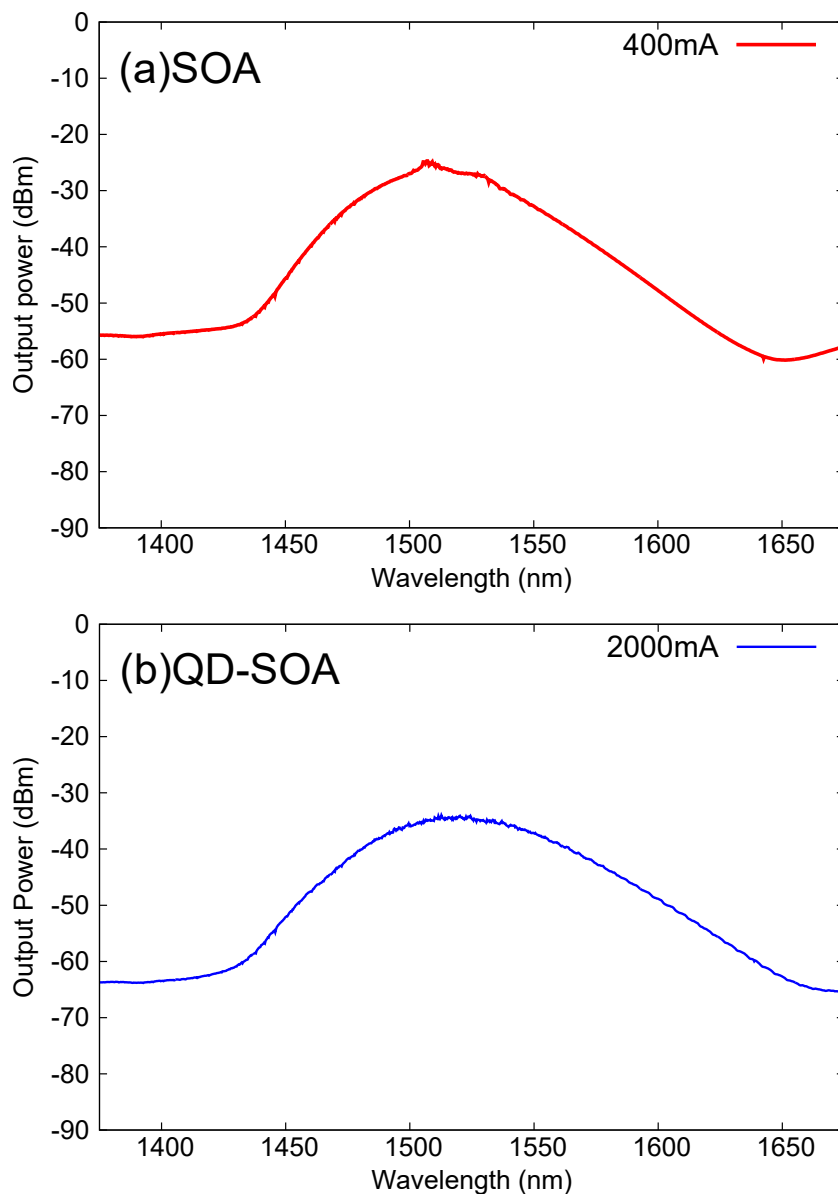


図 4.2: SOA 及び QD-SOA の ASE 雑音特性

図 4.2(a) に SOA の ASE 雑音特性、図 4.2(b) に QD-SOA の ASE 雑音特性を示す。半導体光増幅器では前述のように駆動電流を印加することで自然放出による ASE 雑音が発生する。どちらの光増幅器も駆動電流を上げることで ASE 雑音が増加し、利得帯域が広がっていることがわかっている。これは印加する駆動電流が増加することで光の増幅量が増加して、利得が向上したためである。この ASE 雑音特性を評価することで光増幅器の利得帯域がわかるため、適切な波長で用いることで十分な利得を得ることができる。SOA については 1480 nm から 1580 nm で ASE 雑音が大きく発生しているのが確認できる。それに対して、QD-SOA は 1420 nm から 1630 nm の間で ASE 雑音が大きく発生している。よって、QD-SOA はより広帯域の増幅が可能と言える。また利得帯域外においては、QD-SOA の方が出力が小さいことから低雑音という特徴も確認できる。

## 4.2 利得特性

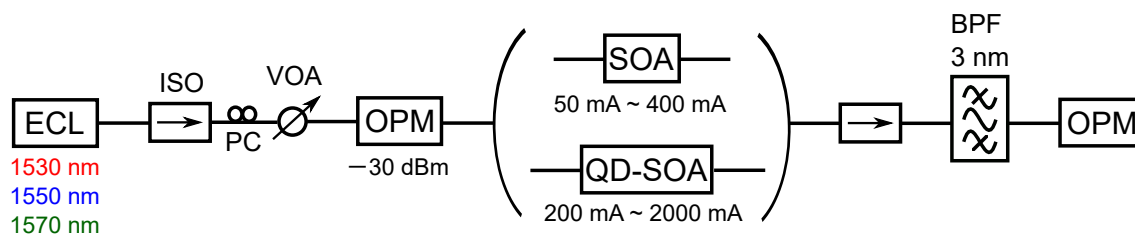


図 4.3: 利得特性測定系

図 4.3 に SOA 及び QD-SOA の利得特性測定系を示す。外部共振レーザ (ECL : External Cavity Laser-diode) で 1530 nm/1550 nm/1570 nm の CW (Continuous Wave) 光信号を生成した。偏波コントローラ (PC : Polarization Controller) で最も利得が得られるように偏波の調整を行い、可変減衰器 (VOA : Variable Optical Attenuator) で SOA、QD-SOA への入力光強度が  $-30$  dBm と一定になるように調整した。SOA の駆動電流は 50 mA から 400 mA まで 50 mA 間隔、QD-SOA の駆動電流は 200 mA から 2000 mA まで 200 mA 間隔で変化させた。SOA、QD-SOA からの ASE 雑音を取り除くために 3.0 nm のバンドパスフィルタ (BPF : Bandpass Filter) を用いて、その出力を光パワーメータ (OPM : Optical Power Meter) で光強度の測定を行った。また SOA 及び QD-SOA は偏波依存性を持つため、SOA では、各波長において最大・最小の利得を測定を行った。QD-SOA では、各波長において TE モード、TM モードの測定を行った。この時、PC で偏波の調整を行い、出力の光強度が最大値の時を TE モード、最小値の時を TM モードとした。



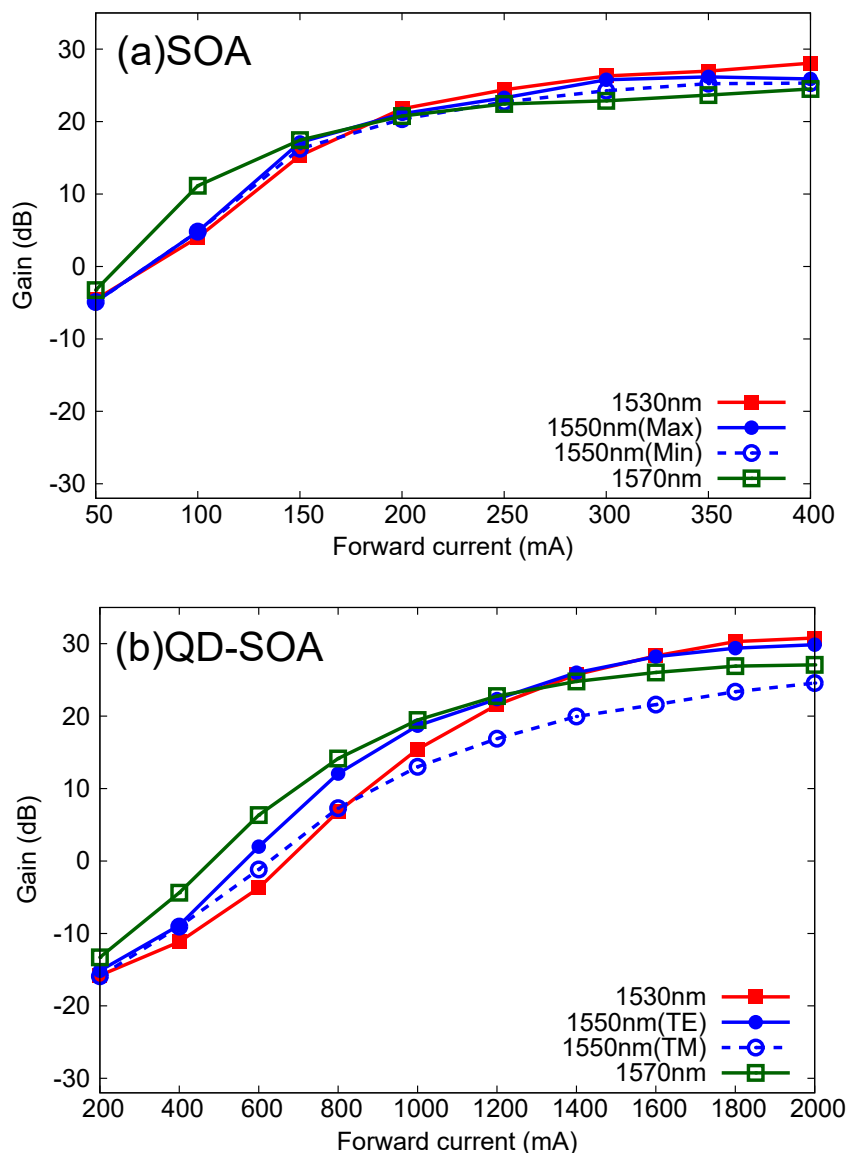


図 4.4: 利得特性の結果

図 4.4 に SOA、QD-SOA の利得特性を示す。(a) は SOA、(b) は QD-SOA の利得特性を表している。SOA の結果では、印加する駆動電流を増加させることで利得は増加しているが、駆動電流が 300 mA 以上になると利得に大きな変化がないことがわかる。この原因として、駆動電流 300 mA 以上を印加した場合でも SOA の形成可能な反転分布の上限に達しているためと考えられる。波長間の利得差は最大約 2.5 dB、Max・Min の利得差は最大約 3.0 dB であった。QD-SOA の結果では、各波長の TE・TM の利得差は最大で約 7.0 dB であることから、SOA と比較し偏波依存性が大きいことがわかる。また波長間の利得差は最大で約 2.0 dB であることから、SOA と比較して波長依存性が小さいことがわかる。QD-SOA に駆動電流 2000 mA 印加することで利得 30 dB 以上得ることが出来るため SOA と比べ、高利得な特徴を持つことが確認出来る。

### 4.3 利得飽和特性

利得飽和とは、半導体光増幅器において入力光強度の増加に伴い、利得が減少する現象のことである。高強度な入力光を増幅するために大量のキャリアを消費するが、駆動電流による電子の供給が追いつかなくなるため発生する。

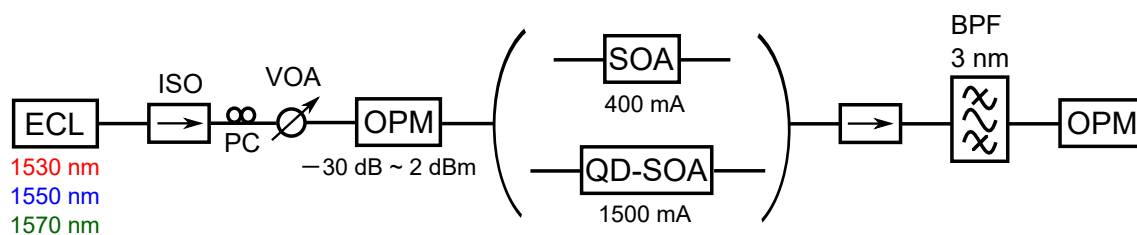


図 4.5: 利得飽和特性測定系

図 4.5 に SOA 及び QD-SOA の 利得飽和特性測定系を示す。ECL で 1530 nm/1550 nm/1570 nm の CW 光信号を生成した。PC で最も利得が得られるように偏波の調整を行い、VOA で SOA、QD-SOA への入力光強度が  $-30 \text{ dBm}$  から  $2 \text{ dBm}$  まで変化させた。SOA の駆動電流は  $400 \text{ mA}$ 、QD-SOA の駆動電流は  $1500 \text{ mA}$  と一定にした。SOA、QD-SOA からの ASE 雑音を取り除くために  $3.0 \text{ nm}$  の BPF を用いて、OPM で出力の光強度の測定を行った。また SOA、QD-SOA は偏波依存性を持つため、SOA では、各波長において最大・最小の利得を測定を行った。QD-SOA では、各波長において TE モード、TM モードの測定を行った。この時、PC で偏波の調整を行い、出力の光強度が最大値の時を TE モード、最小値の時を TM モードとした。

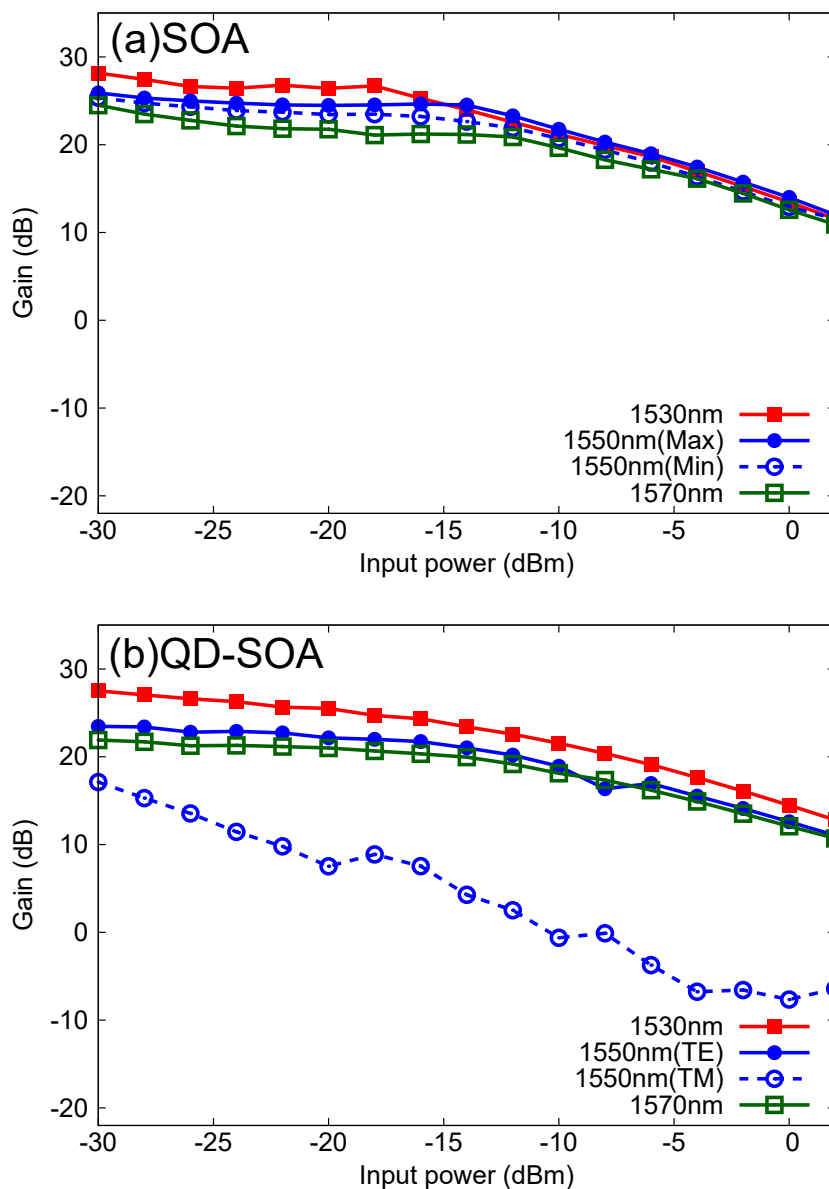


図 4.6: 利得飽和特性の結果

図 4.6 に SOA、QD-SOA の利得飽和特性を示す。(a) は SOA、(b) は QD-SOA の利得飽和特性を表している。SOA、QD-SOA とも入力光の増加に連れて利得が減少していることが確認できる。SOA の結果では、波長間の利得差は最大約 3.0 dB、Max・Min の利得差は約 1.0 dB であった。QD-SOA の結果では、波長間の利得差は最大約 2.0 dB であることから、SOA と比較し波長依存性が小さいことがわかる。また、TE・TM モードの利得差は最大約 20 dB であり、SOA より偏波依存性が大きいことがわかる。入力光強度が増加することで、TE・TM モードの利得差が増加していることが確認出来る。よって、入力光強度が増加するほど、利得における偏波依存性も大きくなる傾向が見られるため、QD-SOA を用いる際には偏波の調整を特に留意する必要がある。

## 4.4 利得回復時間

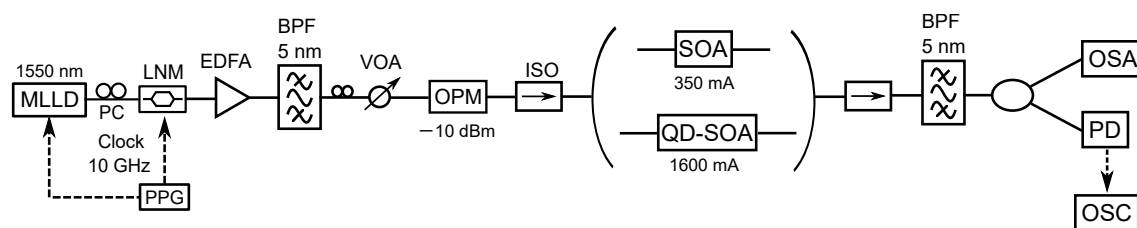


図 4.7: 利得回復時間特性測定系

図 4.7 に SOA 及び QD-SOA の利得回復時間測定系を示す。モード同期レーザ (MLLD : Mode-Locked Laser-Diode) で中心波長 1550 nm、10 GHz の光パルス列を生成し、PC で最も利得が得られるように偏波を調節し、ニオブ酸リチウム変調器 (LNM:LiNbO<sub>3</sub> Modulator) に入力した。パルスパターンジェネレータ (PPG : Pulse Pattern Generator) で任意のデータ列を生成し、LNM に入力し、RZ (Return to Zero) 信号を生成した。エルビウム添加光ファイバ増幅器 (EDFA : Erbium-Doped optical Fiber Amplifier) で増幅し、5.0 nm の BPF で ASE 雑音を取り除いた。さらに VOA でパワーを  $-10.0$  dBm に設定し、SOA、QD-SOA に入力した。SOA の駆動電流は 350 mA、QD-SOA の駆動電流は 1600 mA に固定した。また、ISO は各光増幅器の発振を防ぐために挿入した。5.0 nm の BPF で出力信号の ASE 雑音を取り除いた。10:90 OC (Optical Coupler) で分岐し、OSA でスペクトル、オシロスコープ (OSC : Oscilloscope) で PD (Photo-Diode) によって光電変換された信号波形を観察した。

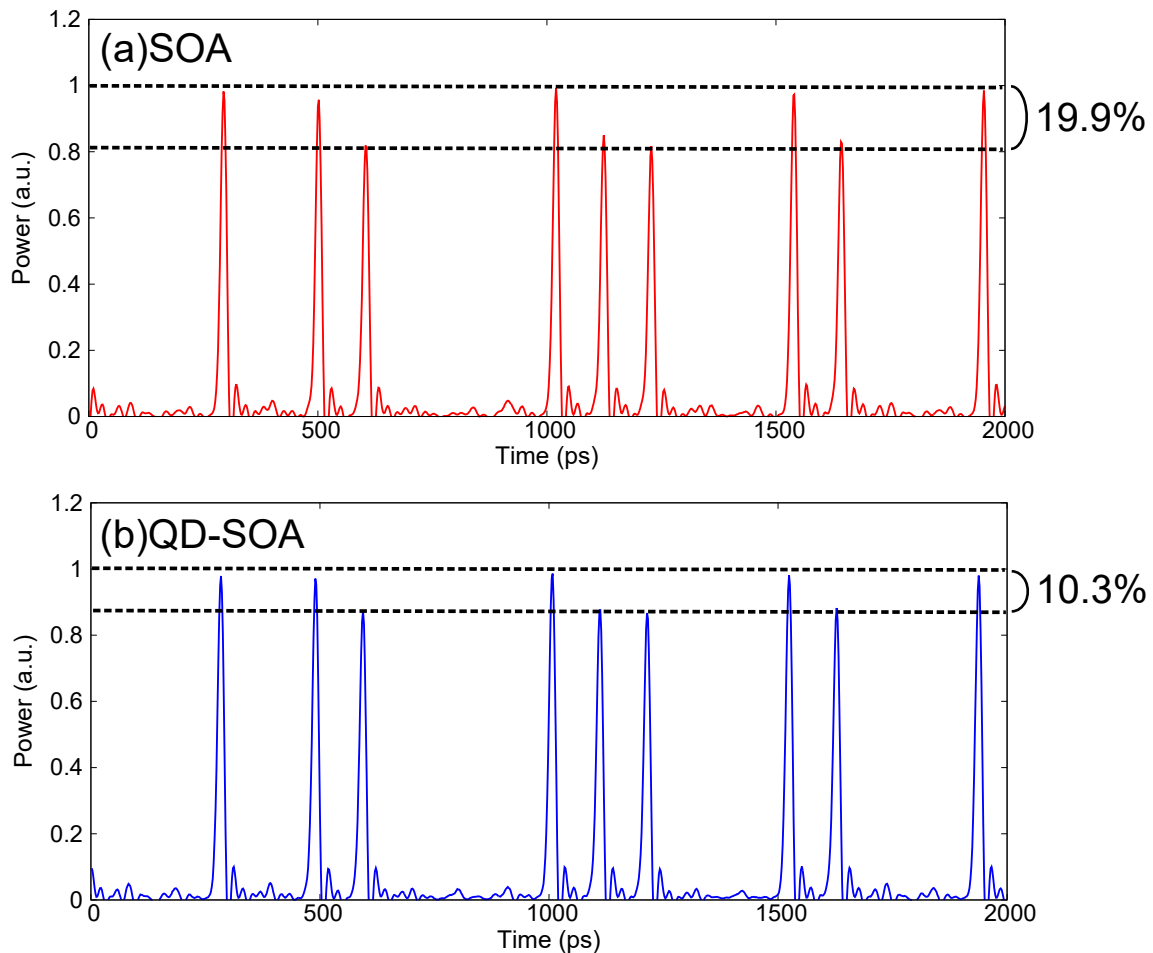


図 4.8: SOA 及び QD-SOA の出力信号波形による利得回復時間の結果

図 4.8(a) に SOA、4.8(b) に QD-SOA からの出力信号波形による利得回復時間の結果を示す。ここでは、10 Gbit/s のデータパターン “0010110001110011” の信号を各光増幅器に入力した際の出力量であり、各出力波形のピークの値で規格化を行うことで、“1” が連続したパターンにおけるパルスがどれほど落ち込んでいるかを確認した。SOA では最大で約 19.9%、QD-SOA では最大で約 10.3% の落ち込みが確認できた。これは SOA より QD-SOA の方が利得回復時間が速いため、連続してパルスが発生するデータパターンにおいてもパルスの落ち込みを抑えられたと考えられる。利得回復時間の遅さはパルス幅の広い信号を入力した場合に、パルスの強度を変動させて波形の歪みを生じる原因となる。10 Gbit/s のパルスにおいても顕著な差が見られていることから、更なる高速化において帯域制限の原因となってしまうため、この問題を解決するためにもより利得回復時間のより速いデバイスを用いることが重要となってくる。

## 4.5 駆動電流に対する周波数チャープ特性

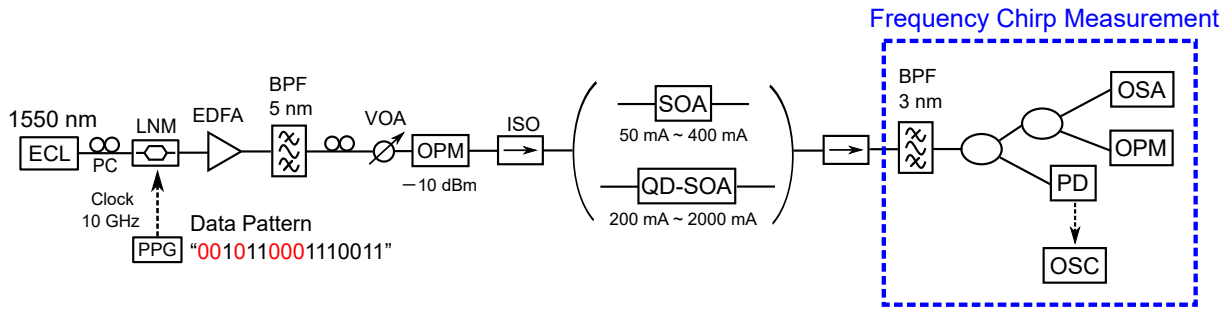


図 4.9: 駆動電流に対する周波数チャープ特性測定系

図 4.9 に駆動電流に対する周波数チャープ特性評価の測定系を示す。ECL、LNM、PPG を用いてビットレート 10 Gbit/s の NRZ (Non-Return to Zero) 信号を生成した。VOA で入力光強度  $-10$  dBm で一定となるように調整し、駆動電流を SOA の時、50 mA から 400 mA まで 50 mA 間隔、QD-SOA の時、200 mA から 2000 mA まで 200 mA 間隔で測定を行った。この時信号光の中心波長は 1550 nm に設定し、データパターンは “0010110001110011” の 16 bit のデータ信号を生成した。このデータパターンで SOA 及び QD-SOA の周波数チャープが利得回復時間に依存していることを確認する。EDFA で増幅を行うことで LNM における挿入損失を補償し、バンド幅 5.0 nm の BPF で増幅器内で発生した ASE 雑音を取り除いた。各光増幅器への入力パワーは OPM で確認しながら、VOA で調整した。各光増幅器の発振を防ぐために ISO を挿入した。周波数チャープの測定系として、バンド幅 3.0 nm の BPF を接続し、OSA で BPF の透過特性のピークと中心周波数が一致するように調整し、その時の信号波形を OSC を測定した。そして BPF の透過特性のピークと中心周波数が一致した時の信号パワーから半分のパワーが透過されるようにバンド幅 3.0 nm の BPF を調整し、正勾配と負勾配の二か所を測定した。この際、半分のパワーが透過されたか目視することは困難であるため、OPM で透過特性のピークと中心周波数が一致した時の信号パワーから  $-3$  dBm となるように調整を行った。これらの値を算出することで周波数チャープを求めた。詳細な周波数チャープの測定方法は [10] を用いた。

ここで得られた周波数チャープは 16 bit のデータパターン内の様々なデータパターンについて評価を行った。この時、データパターン内の “011(0 が 1 回)”、“001(0 が 2 回)”、“000111(0 が 3 回)” での周波数チャープを “0” (Blue)/(Red)、“00” (Blue)/(Red)、“000” (Blue)/(Red) と置いた。本節においては、最も周波数チャープが発生した “000” (Blue)/(Red) の結果を示す。

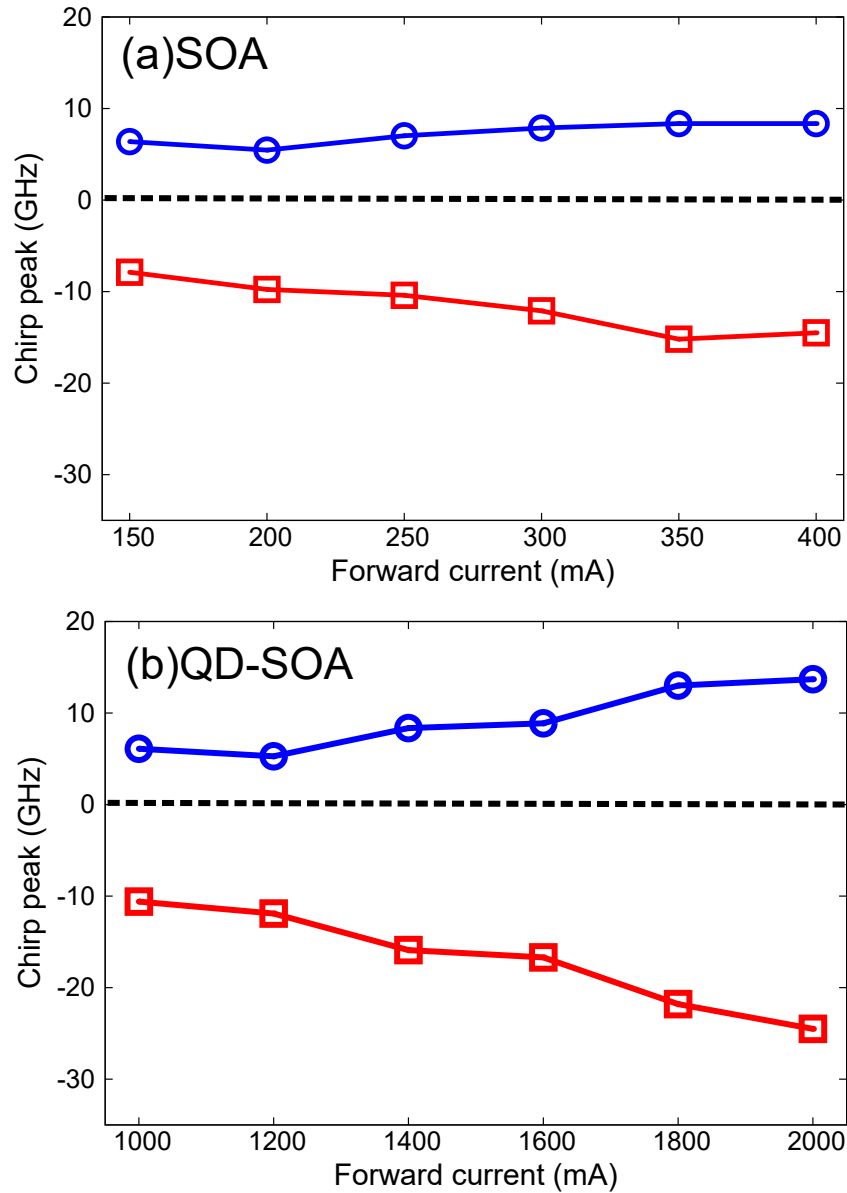


図 4.10: SOA 及び QD-SOA における駆動電流に対する周波数チャープ特性

図 4.10 に各光増幅器における駆動電流に対する周波数チャープ特性の結果を示す。(a) は SOA、(b) は QD-SOA における駆動電流と周波数チャープの関係を表している。印加する駆動電流を大きくすることで周波数チャープの値も増加していることが各光増幅器共に確認できる。図 4.10(a) より、レッドチャープの値が QD-SOA の値の半分になっていることから、SOA の場合、“0” が 3 回続いても利得が完全に回復しきれていないことで十分な利得が得られず発生する周波数チャープも小さくなったと考えられる。しかし、QD-SOA では駆動電流を増加させることでレッドチャープピークの値も大きくなる傾向が顕著に見られる。これは駆動電流の増加がキャリアの供給量の増加に繋がり、利得回復時間の向上の大きな要因であると考えられる。

## 4.6 入力パワーに対する周波数チャープ特性

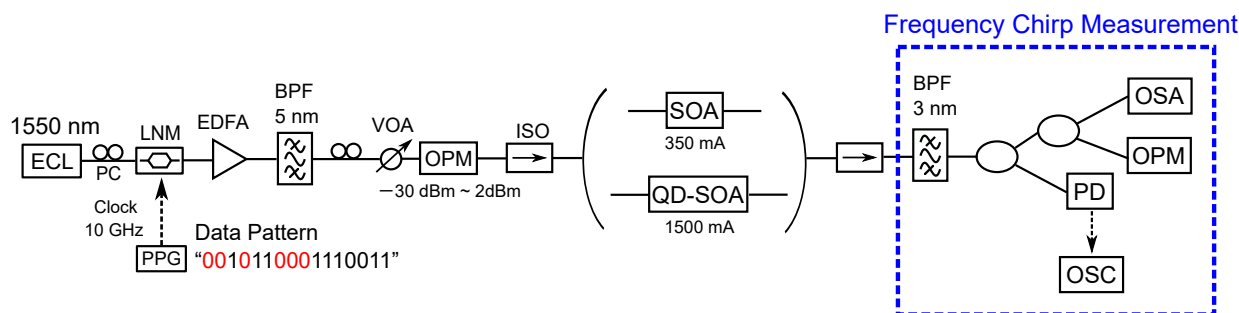


図 4.11: 入力パワーに対する周波数チャープ特性測定系

図 4.11 に入力パワーに対する周波数チャープ特性評価の測定系を示す。ECL、LNM、PPG を用いてビットレート 10 Gbit/s の NRZ 信号を生成した。VOA で入力パワーが  $-30$  dBm から  $2$  dBm まで変化させ、駆動電流を SOA では  $350$  mA、QD-SOA では  $1500$  mA に固定して測定を行った。この時、信号光の中心波長は  $1550$  nm に設定し、データパターンは “0010110001110011” の 16 bit のデータ信号を生成した。このデータパターンで SOA 及び QD-SOA の周波数チャープが利得回復時間に依存していることを確認する。EDFA で増幅を行うことで LNM の挿入損失を補償し、バンド幅  $5.0$  nm の BPF で ASE 雑音を取り除いた。各光増幅器への入力パワーは OPM で確認しながら、VOA で調整した。各光増幅器の発振を防ぐために ISO を挿入した。周波数チャープの測定系として、バンド幅  $3.0$  nm の BPF を接続し、OSA で BPF の透過特性のピークと中心周波数が一致するように調整し、その時の信号波形を OSC を測定した。詳細な周波数チャープの測定および評価方法は駆動電流に対する実験と同様である。

また同様に、得られた周波数チャープは 16 bit のデータパターン内の様々なデータパターンについて評価を行った。この時、データパターン内の “011(0 が 1 回)”、“001(0 が 2 回)”、“000111(0 が 3 回)” での周波数チャープを “0” (Blue)/(Red)、“00” (Blue)/(Red)、“000” (Blue)/(Red) と置いた。本節においては、最も周波数チャープが発生した “000” (Blue)/(Red) の結果を示す。



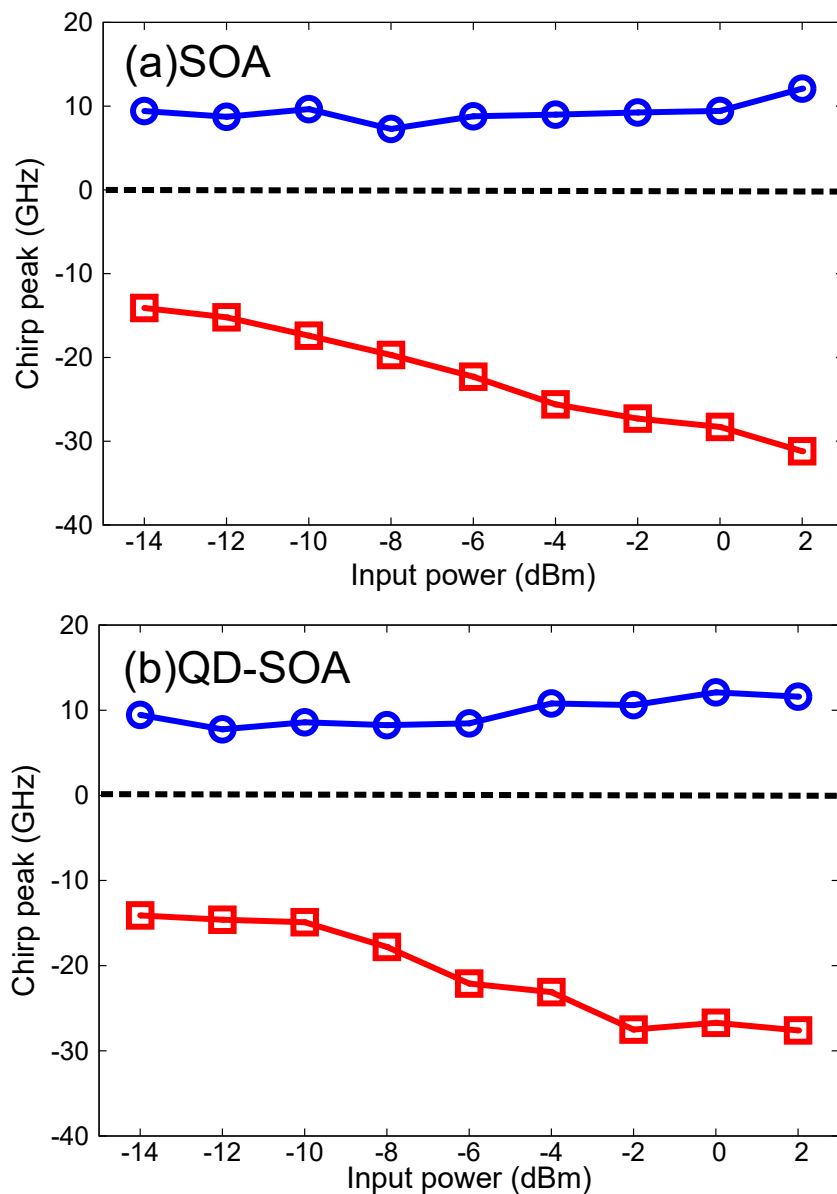


図 4.12: SOA 及び QD-SOA における入力パワーに対する周波数チャープ特性

図 4.12 に各光増幅器における入力パワーに対する周波数チャープ特性の結果を示す。(a) は SOA、(b) は QD-SOA における入力パワーと周波数チャープの関係を表している。入力パワーを大きくすることで周波数チャープも増加していることが SOA、QD-SOA 共に駆動電流の時よりも顕著に確認できる。本研究では、このレッドチャープの傾向を用いることで、強度-周波数変換へ活用することで光量子化への応用を検討する。

# 第5章 量子ドット半導体光増幅器による周波数チャープを用いた光 A/D 変換

## 5.1 本提案方式における光 A/D 変換

本節では、先行研究で提案した周波数チャープを用いた光 A/D 変換手法について説明をする。最初に提案方式の全体的な流れを説明した後、光 A/D 変換における各処理について説明していく。先行研究では 5 レベルの光量子化に成功し、単一の半導体デバイスによる構成の簡素化に加え、ファイバベースの光量子化と比較し低消費電力化を実現している。

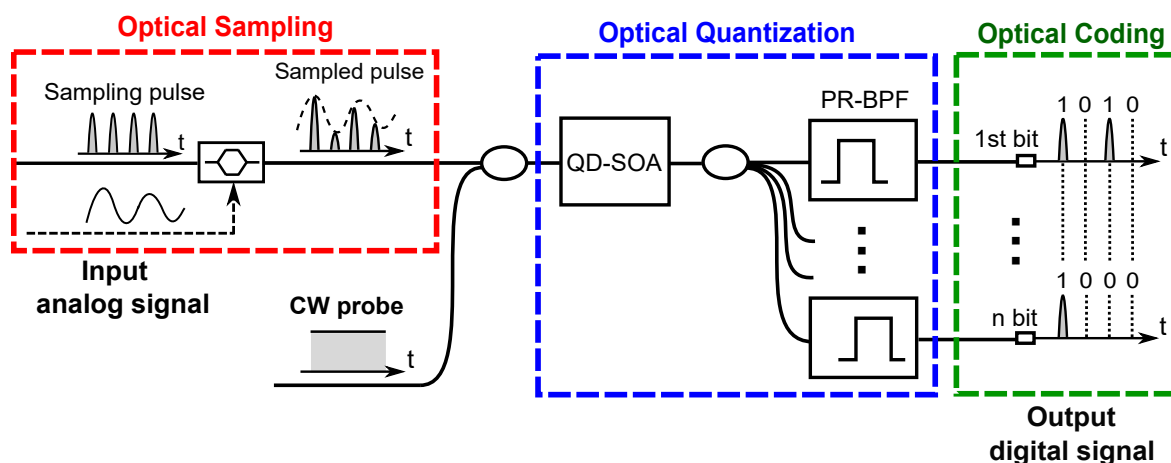


図 5.1: 本提案方式における周波数チャープを用いた光 A/D 変換の概略図

図 5.1 に本提案方式である周波数チャープを用いた光 A/D 変換の概略図を示す。入力アナログ信号は光パルス列と強度変調器を用いることで光サンプリングによって標本化される。標本化後の強度の異なる光パルス列を QD-SOA へ入射する。この時、QD-SOA には CW 光を共に入射することで、光パルス列の強度変化によって周波数チャープが発生し、CW 光の搬送波周波数は瞬間的にシフトする。QD-SOA 後に接続した矩形波型光フィルタは、CW 光から低周波数側 (レッドチャープ) を透過するように配置する。前章で報告した入力パワーが大きくなるとレッドチャープも増加するという特徴を強度一周波数変換に用いることで、光領域で課題とされてきた光強度を逐次的に測定することの代わりに、レッドチャープのシフト量を測定することで間接的に信号強度を測定したことになるため、光量子化を行うことが可能となる。OC 後の各ポートにはある強度のパルスが“0”となるように CW 光から異なる位置を周波数フィルタリングすることで、デジタル信号を出力する。また各デジタル信号を平行に観察することで、符号化表を元に各タイムスロットにおける量子化レベルが判定可能となる。実システムにおいて図のように複数フィルタを用いて異なる配置をするが、本研究では一つの矩形波型フィルタを周波数シフトさせていき、その時の出力波形をそれぞれ観察することで光量子化及び光符号化を実現する。

次に各処理について概略図と共に説明する。

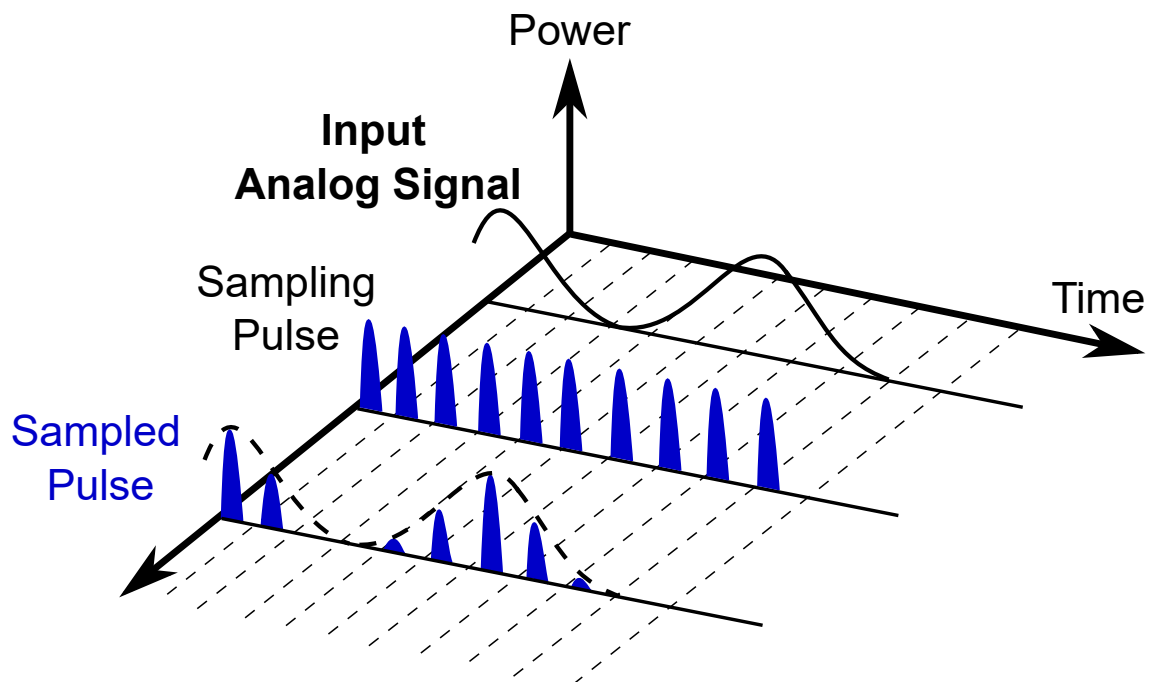


図 5.2: 強度変調器を用いた光標本化の概略図

まずアナログ信号を光パルス列と共に強度変調器に入射する。すると図のように強度変調器の出力からは強度の異なるような光パルス列が得られる。ここで入射しているパルス列は一定間隔でパルスを生成しているため、標本化が実現できることがわかる。つまり本研究では、この操作を行うことで光標本化を実現している。

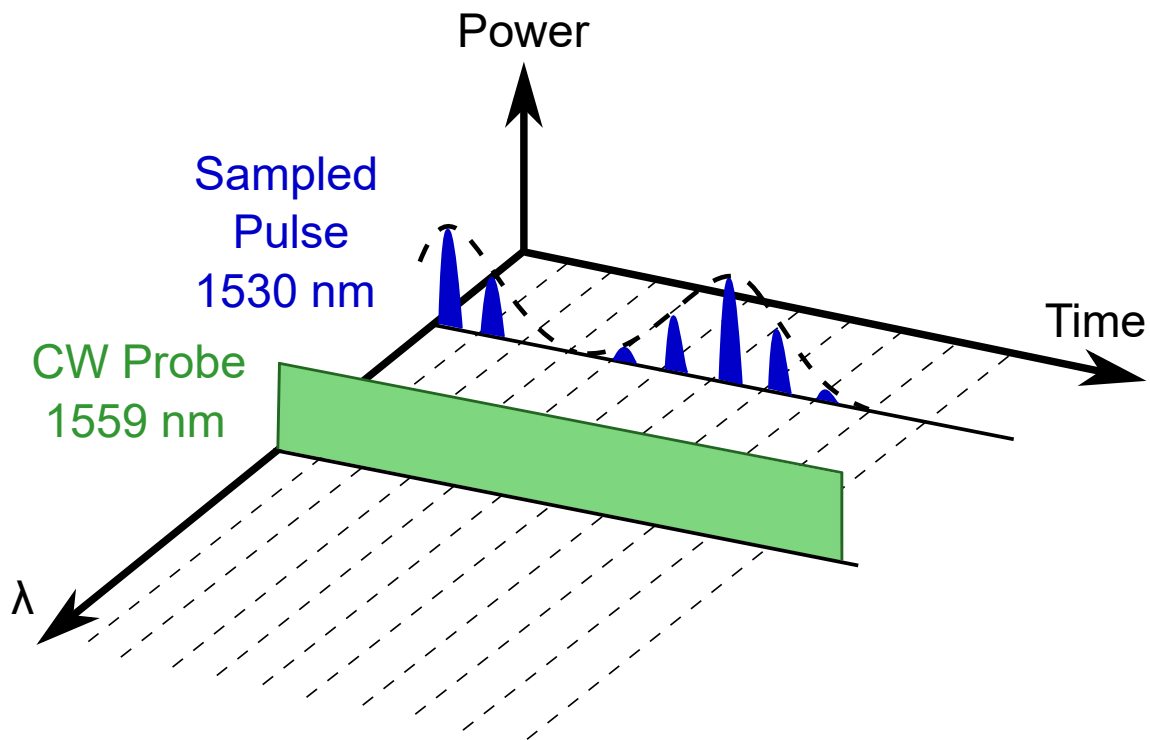


図 5.3: 周波数チャープを用いた光量子化の概略図 (1)

その後、標本化後パルスを CW 光と共に QD-SOA へ入射する。

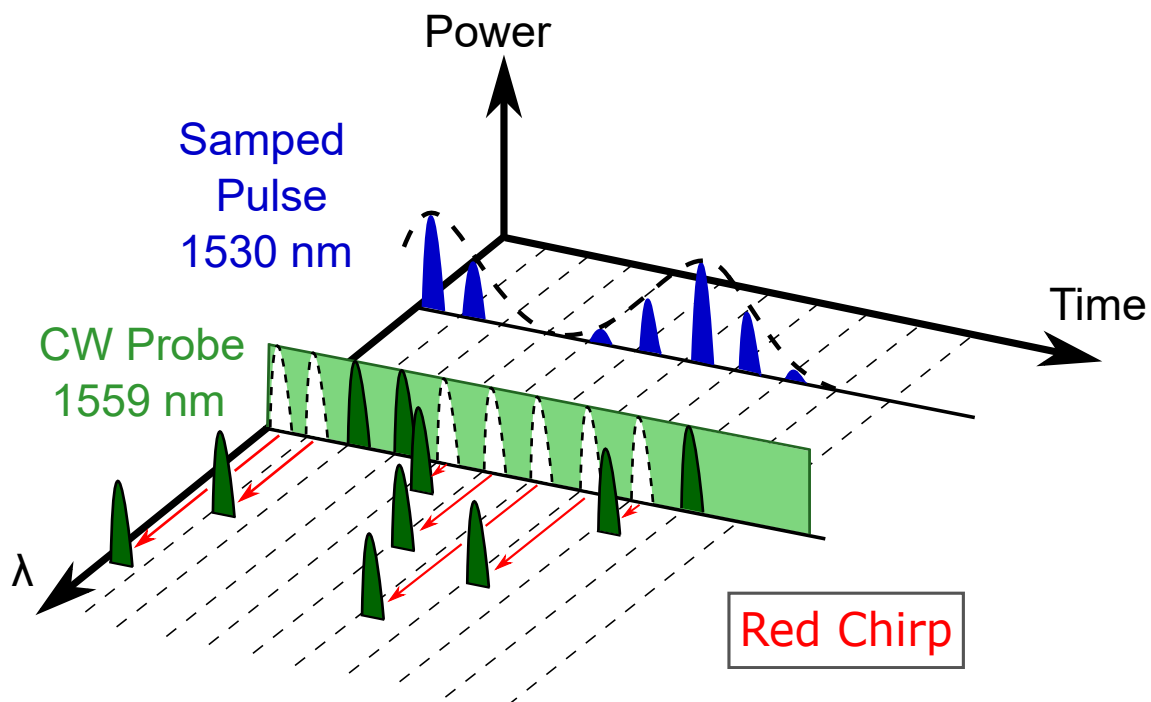


図 5.4: 周波数チャープを用いた光量子化の概略図 (2)

標本化後のパルス列の強度変化によって、QD-SOA 内の屈折率が変化する。その影響によって、CW 光も周波数チャープによって搬送波周波数がシフトする。本提案方式で注目するレッドチャープは、入力パワーに依存していることから、標本化後のパルス列のピークパワーによってシフト量が変わってくることが言える。

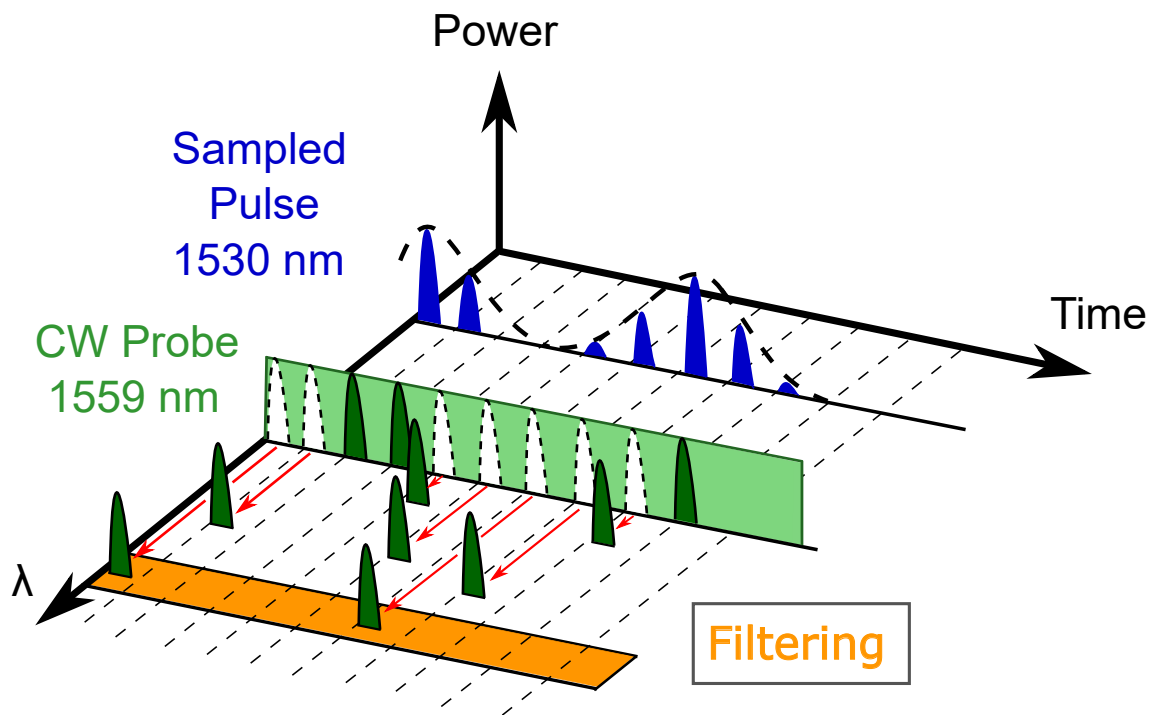


図 5.5: 周波数チャープを用いた光量子化の概略図 (3)

その後、レッドチャープによってシフトした CW 光を急峻な矩形波型フィルタを用いて図のように切り取ることで、レッドチャープによるシフト量を標本化後のパルスピークの強度情報に置き換えることができるため光量子化を実現している。

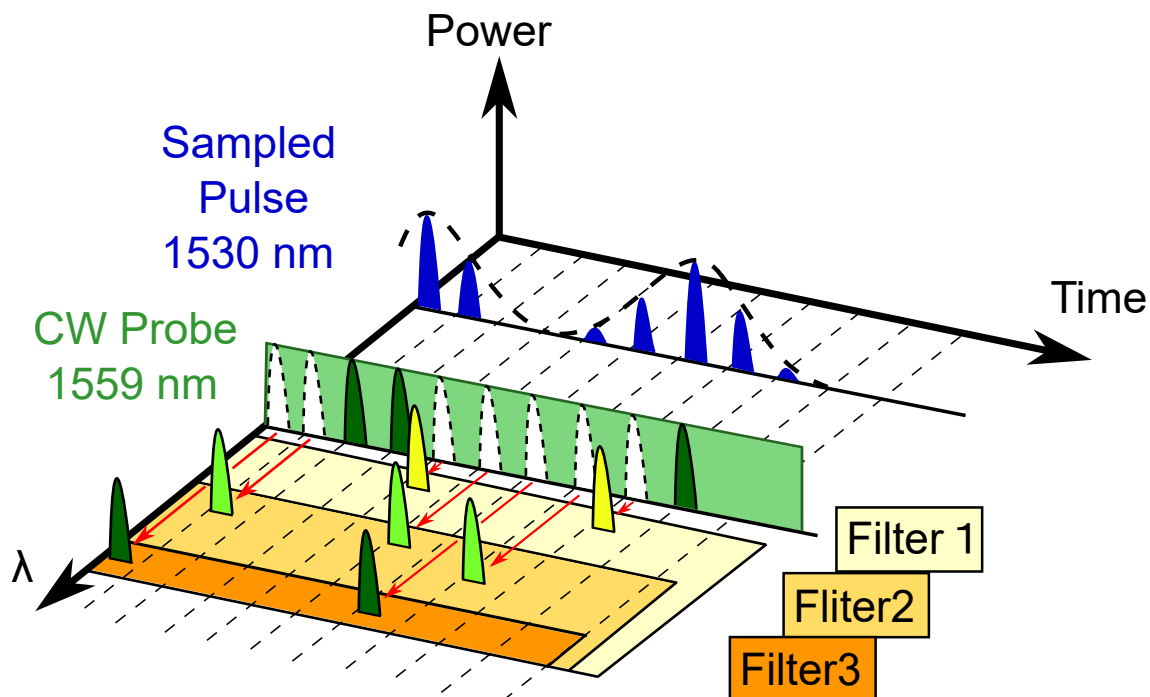


図 5.6: 周波数チャープを用いた光量子化の概略図 (4)

ここでパルスの強度を測定するためには、レッドチャープによるシフト量がわからなければならない。そのためには元の CW 光の波長から低周波側を切り取っていく。図のようにフィルタの位置を調整しながら低周波側を切り取っていくことで、出力信号のある強度のパルスが“0”となった瞬間のフィルタシフト量が、そのパルスの強度であると推定できる。またこの提案方式において、使用するフィルタのロールオフは、緩やかな場合では余分な強度のパルス成分まで切り取ってしまうため、急峻さが重要なパラメータとなってくる。また、フィルタの精密な周波数シフトが可能でなければ“0”となった瞬間のフィルタシフト量が曖昧になってしまうため光量子化は実現できないことを留意しなければならない。

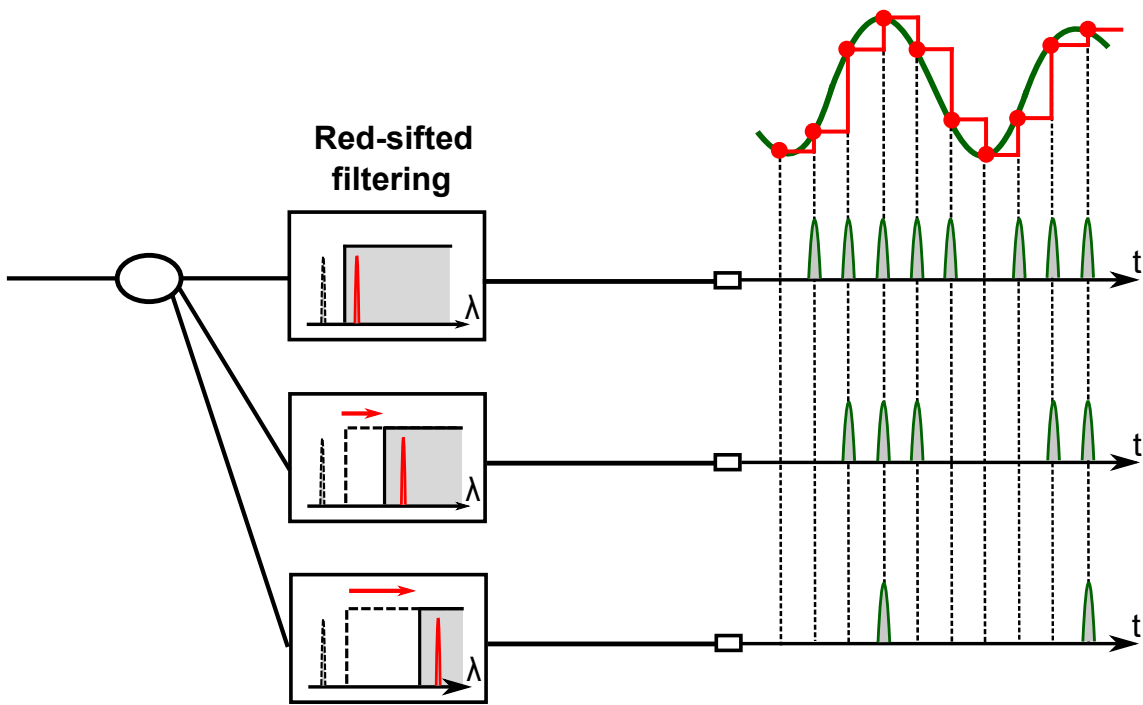


図 5.7: レッドシフトフィルタリングによる光符号化の概略図

フィルタのシフト量が異なるように周波数フィルタリングすることで、その時の各出力信号波形を平行に観察する。これらの信号の“0”、“1”を判定することで符号化表を元に量子化レベルを確認することができる。また、各ポートからの出力波形のタイミングを調整し、タイムスロットに収めることが出来れば、光符号化も実現可能となる。



## 5.2 光パルス列信号源におけるタイミングジッタの比較

タイミングジッタとは、信号の時間的な揺らぎを表しており、通信において受信器側では適切に信号品質を評価できず悪影響となってしまいます。A/D 変換において信号源のタイミングジッタは重要であり、高性能化にはより小さいジッタの信号源を用いる必要がある。本節では、光パルス列を生成できる信号源として MLLD と光コム発生器 (OCG : Optical Comb Generator) のジッタを測定し比較評価を行った。

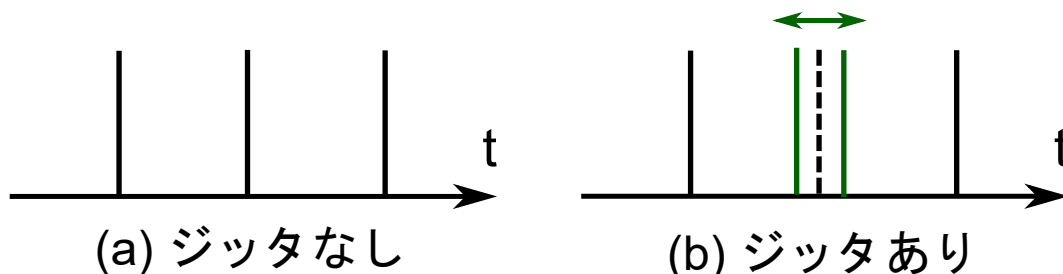


図 5.8: タイミングジッタについて

図 5.8 にタイミングジッタの概略図を示す。(a) ではタイムスロット内に規則正しいタイミングでパルスが出現していること、(b) ではタイムスロット内で不規則なタイミングでパルスが出現していることを表している。タイミングジッタが小さいということは、信号の揺らぎが小さいことであるため、信号品質の高さを定量的に表していることが言える。

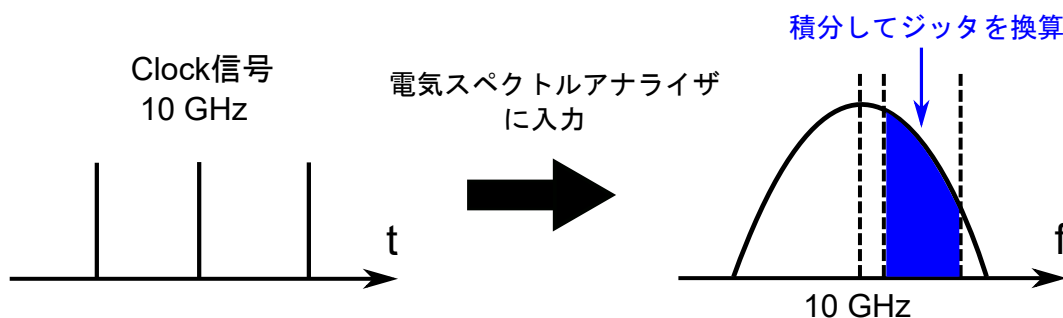


図 5.9: タイミングジッタの測定方法

図 5.9 にタイミングジッタの測定方法を示す。本研究では電気信号のスペクトルアナライザ (Electrical Spectrum Analyzer) を使用し電気信号スペクトルの搬送波単側波帯 (SSB : Single Side Band) 位相雑音からタイミングジッタを計算した。SSB 位相雑音  $L(f)$  は式から導出することができる。

$$L(f) = \frac{(\text{中心周波数} + f\text{Hz}) \text{ の } 1\text{Hz} \text{ バンド幅の電力}}{\text{信号の全電力}} \quad (5.1)$$

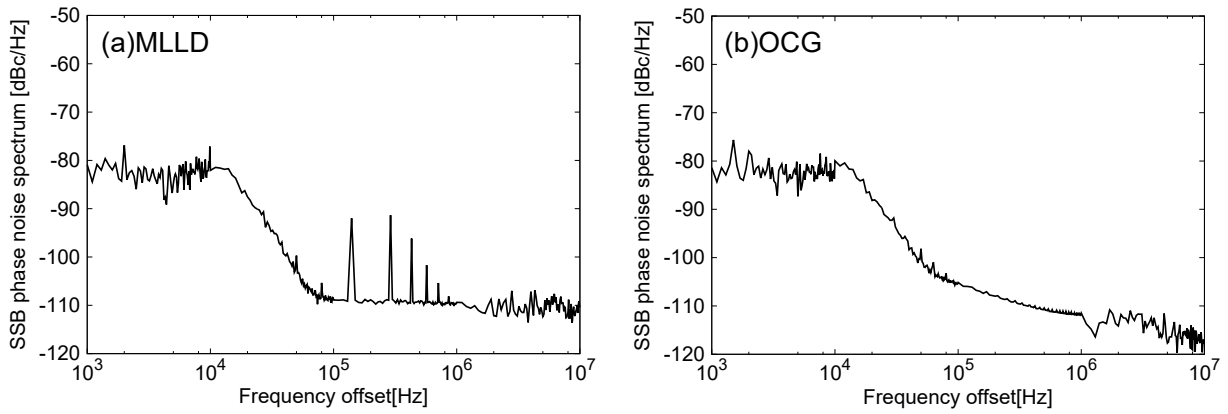


図 5.10: 各信号源における SSB 位相雑音スペクトル

10 GHz ではない部分から出現したスペクトルを積分することでタイミングジッタを計算した。今回中心波長から 100 Hz から 10 MHz、1 kHz から 10 MHz までを積分範囲のタイミングジッタをそれぞれ測定した。図 5.10 に MLLD 及び OCG の SSB 位相雑音スペクトルを示す。この時、ESA 上では積分範囲から導出されたタイミングジッタの値が出力されるが、値のばらつきが確認できたため、複数回記録しその時の平均値を各信号源のタイミングジッタとした。その結果、MLLD のタイミングジッタは 298 fs、OCG のタイミングジッタは 302 fs であった。また積分範囲を狭めた場合、MLLD は 285 fs、OCG は 279 fs であり、OCG のほうがジッタが僅かではあるが小さかった。タイミングジッタに顕著な差は確認できなかったが、機材の安定性及び構成がより簡素化できる点を考慮し本研究では MLLD を信号源として用いる。

### 5.3 量子ドット半導体光増幅器におけるホールバーニング効果の比較評価

SOA にサンプリングパルスと同時に CW 光を入射することでホールバーニング効果が発生し、パターン効果を抑えることが報告されている [18]。しかし、本提案方式において、CW 光は媒質の屈折率変化のみの影響を受けることが望ましいため、本節ではホールバーニング効果による各光増幅器への影響を測定した。

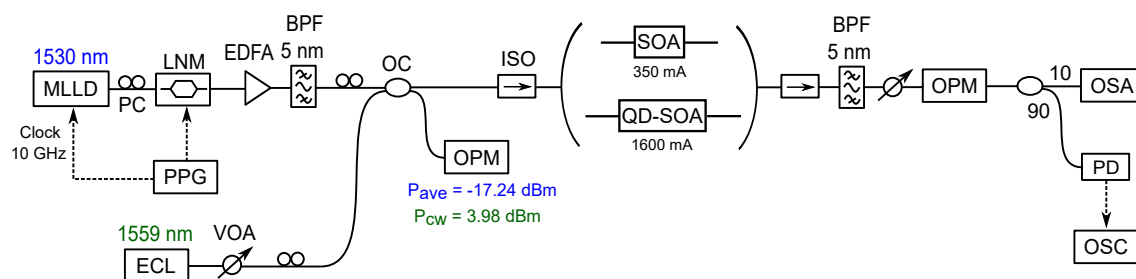


図 5.11: ホールバーニング効果評価系

図 5.11 にホールバーニング効果評価の実験構成を示す。MLLD で中心波長 1530 nm、10 GHz の光パルス列を生成し、PC で出力パワーが最大になるように偏波の調整をし、LNM に入射した。EDFA で増幅を行うことで LNM の挿入損失を補償し、BPF 5.0 nm より ASE 雑音を取り除いた。再度 PC で偏波の調整後、SOA 及び QD-SOA へ入射した。この時、QD-SOA へ入力するパワーは  $-17.24 \text{ dBm}$  に設定した。もう一方で、ECL で中心波長 1559 nm に CW 光信号を生成し、偏波の調整し、QD-SOA へ入射した。この時、QD-SOA への入力するパワーは  $3.9 \text{ dBm}$  設定した。また SOA、QD-SOA の駆動電流はそれぞれ 350 mA、1600 mA に設定した。その後、5.0 nm の BPF で各増幅器内で発生した ASE 雑音を取り除き、各受信部に入力されるパワーを VOA で調整することで統一した。この時、OSA でスペクトルを観察し、もう一方では PD で光信号を電気信号に変換し、OSC で各光増幅器からの出力信号波形を観察した。

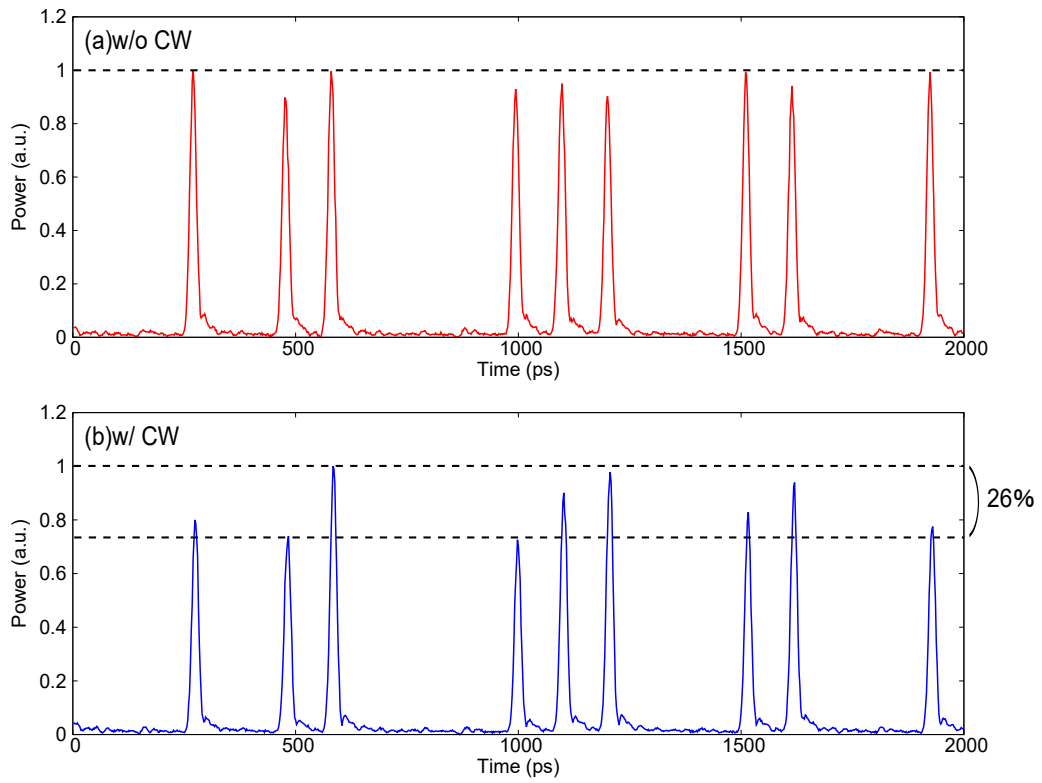


図 5.12: CW 光入力、非入力時における SOA からの出力信号波形 (Data:1530 nm、CW:1559 nm)

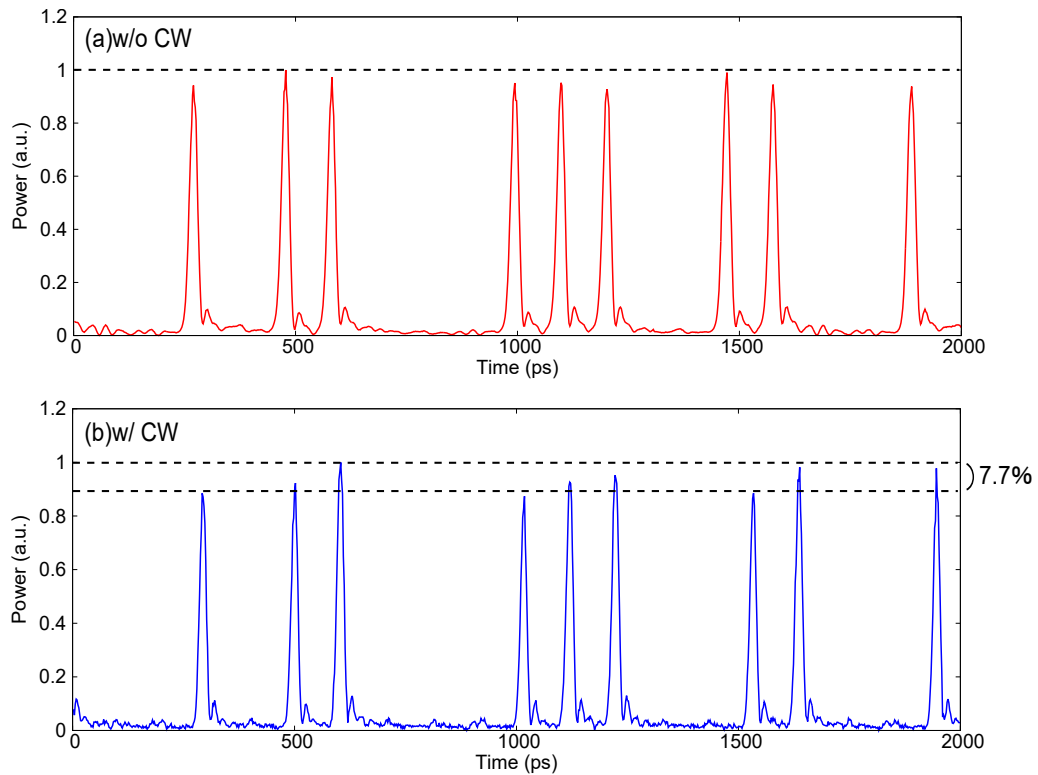


図 5.13: CW 光入力、非入力時における QD-SOA からの出力信号波形 (Data:1530 nm、CW:1559 nm)

図 5.12 に最大ピークパワーで規格化した CW 光入力時と非入力時における SOA からの出力信号波形、図 5.13 に CW 光入力時と非入力時における QD-SOA からの出力信号波形を示す。この時、(a) は非入力時、(b) は入力時の波形を表している。SOA においては CW 光を入力した場合、CW 光を入力しない場合と比較して 26 % 程度のパワー差が見られ、顕著にパターン効果が確認できた。また、連続したパルスにおいて、より後に出現したパルスのほうが大きなパターン効果が生じている。これは先行研究では CW 光とデータ信号のパワー比は比較的近いが、本方式では CW 光のパワーがかなり強いためこのような現象が生じたと考えられる。よって、提案方式を SOA で実現する場合、ホールバーニング効果が周波数チャープ特性へどう影響を与えるのかも考慮する必要があるものと考えられる。次に QD-SOA においては CW 光を入力した場合、パルスのピークパワーに 7.7 % 程度の差が見られた。CW 光を入力しない場合と比較しても、SOA ほど顕著に差は見られなかった。これは QD-SOA は量子ドット構造により利得の不均一であるため、1530 nm と 1559 nm ではホールバーニング効果が生じにくかったためと考えられる。よって、CW 光の有無によってサンプリングパルスに変化が少ないことから、QD-SOA においては CW 光入力の有無による周波数チャープへの影響は少ないものと考えられる。

## 5.4 矩形波型光フィルタのロールオフ特性

本提案方式ではフィルタを用いることで、CW 光の低周波数側を切り取っていき、光量子化を実現していく。ここで、急峻なロールオフ特性を持つフィルタを用いることで余分なパルスの強度情報をもつ成分を切り取ってしまうことを防ぐことができる。それに加え、パルスの強度を周波数情報より判定するには、フィルタがより細かい周波数シフトが可能でなければ、パルスの強度が“0”となるシフト量は曖昧となり、正確にパルスの強度が測定できるとは言えない。そこで本研究では、Alnair 社製矩形波型バンドパスフィルタ (R-BPF : Rectangular-BPF) と Finisar 社製プログラマブル光フィルタ (PR-BPF : Programmable Rectangular-shape BPF) のロールオフ特性の比較評価を行った。

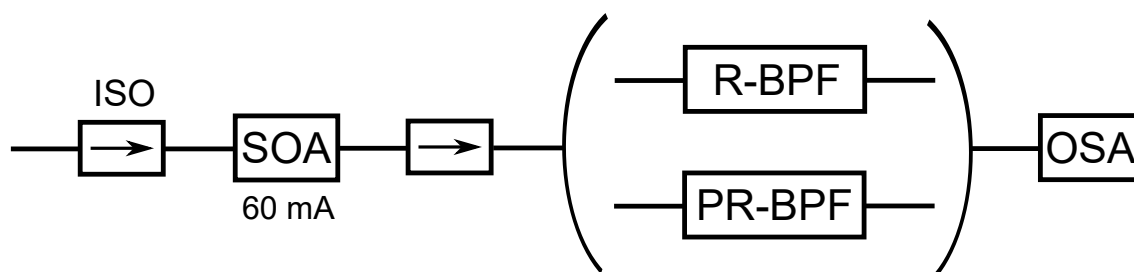


図 5.14: 矩形波型光フィルタのロールオフ特性評価系

図 5.14 に R-BPF と PR-BPF のロールオフ特性評価系を示す。SOA の駆動電流は 60 mA に設定し、ASE 雑音を発生させることにより、OSA で各フィルタの透過特性の確認をした。

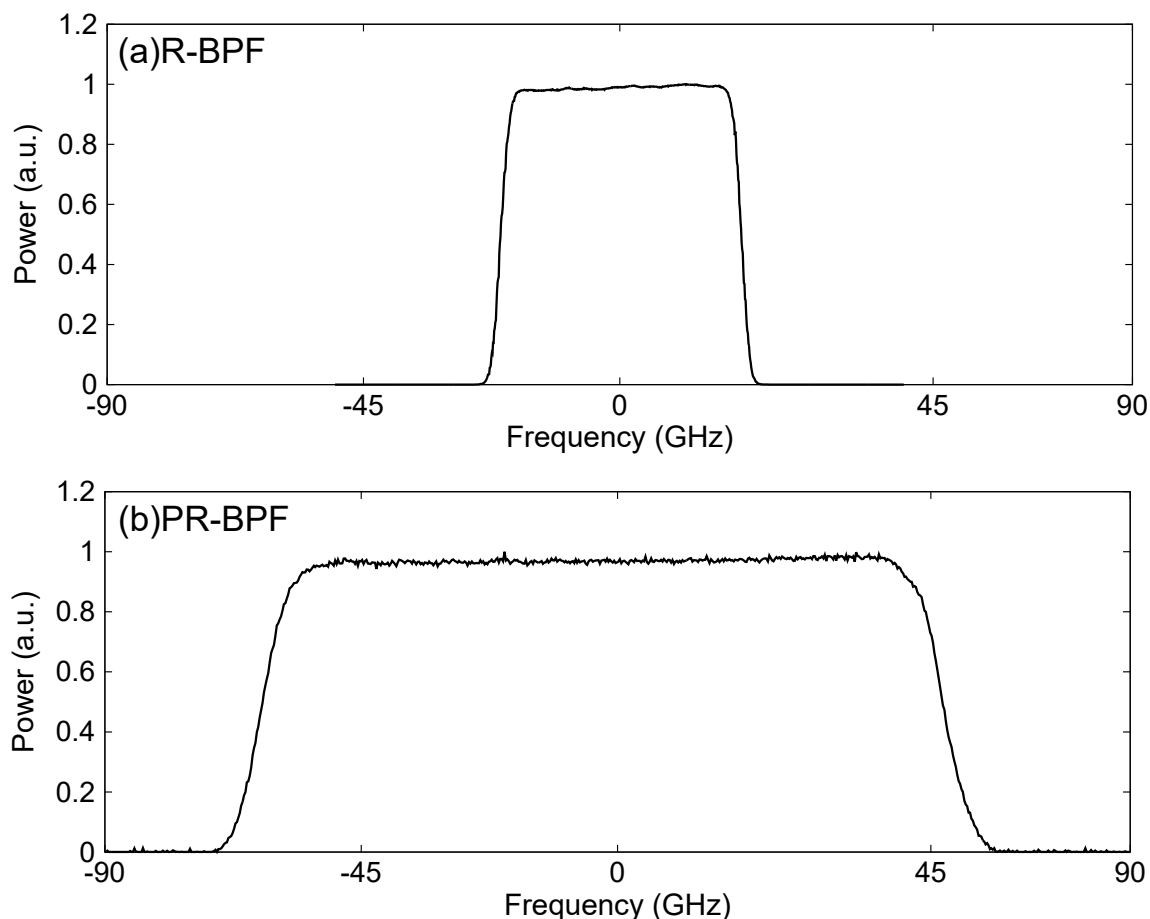


図 5.15: 矩形波型光フィルタの透過特性比較

図 5.15 に各矩形波型フィルタの透過特性を示す。(a) は R-BPF、(b) は PR-BPF の結果を表している。R-BPF の低周波側のロールオフは約 5.69 GHz、高周波側のロールオフは約 6.99 GHz であった。それに対して、PR-BPF の低周波側のロールオフは約 20.3 GHz、高周波側のロールオフは約 20.9 GHz であった。提案方式では低周波側にシフトするレッドチャープを用いるため、高周波側のロールオフのパラメータが重要となってくる。R-BPF のロールオフはかなり急峻であり、提案方式による光量子化では十分な性能であると言える。しかしフィルタを周波数シフトするにはつまみを回す必要があり、微細かつ精密なシフトが困難という点が存在する。しかしながら PR-BPF の場合、ロールオフは R-BPF よりはややかであるが、フィルタシフトにおいては PC 制御で行っているため正確であることに加え、1 GHz 毎にシフトすることが可能である。先行研究では、R-BPF を用いた光量子化に成功し、多レベル化の可能性が検討されたが、フィルタシフトの精度により実現が困難とされていた。そこで本研究では、提案方式の多レベル化を目的とし、光量子化を行う QD-SOA 後のフィルタに PR-BPF を用いる。

## 5.5 光 A/D 変換に適した入力パワーの検証

### 実験構成

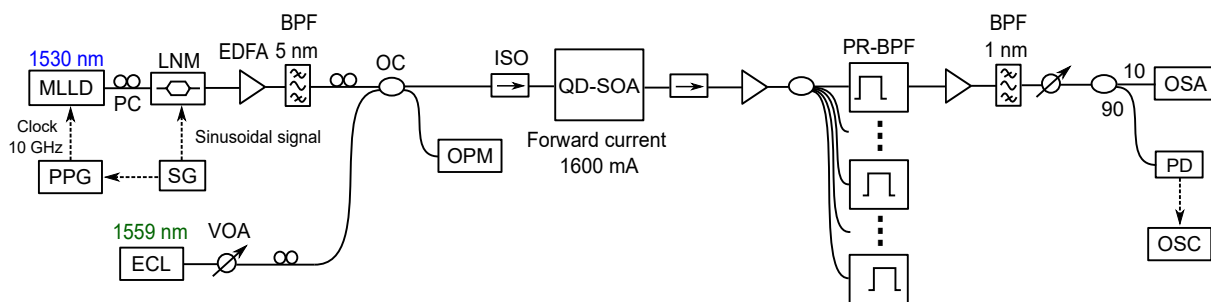


図 5.16: 最適な入力パワー検証の実験構成

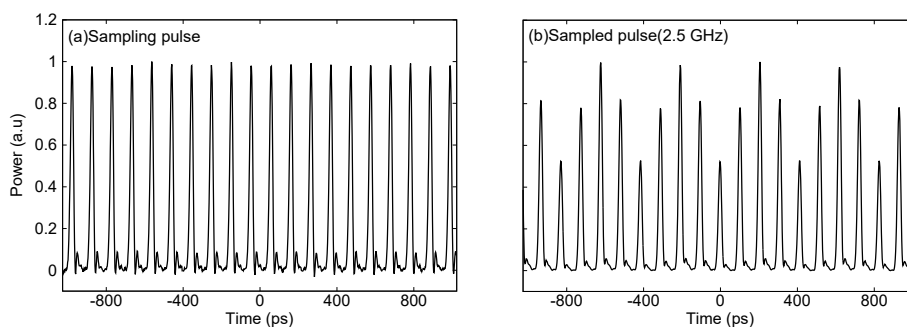


図 5.17: 入力アナログ信号 2.5 GHz における標本化前後の信号波形

図 5.16 に本提案方式における光 A/D 変換を行うにあたって最適な入力パワー検証の実験構成を示す。MLLD で中心波長 1530 nm、10 GHz の光パルス列を生成し、PC で出力パワーが最大になるように偏波の調整をし、LNM に入射した。また SG (Signal Generator) でアナログ信号を LNM に入射し、これらの信号を強度変調することで出力として、標本化された信号を生成した。EDFA にて LNM における損失を補償し、BPF 5.0 nm で増幅器内で生じた ASE 雑音を取り除いた。再度 PC で偏波の調整後、QD-SOA へ入射した。もう一方で、ECL で中心波長 1559 nm に CW 光信号を生成し、偏波の調整し、QD-SOA へ入射した。サンプリング信号と CW 光を OC で合波し、QD-SOA に入射した。ここで QD-SOA へ入力できるパワーを +5 dBm とし調整を行った。QD-SOA 内で発生したレッドチャープを切り取るために、PR-BPF を CW 光から低周波数側に配置した。この時、OSA でスペクトルを確認しながら CW 光からのフィルタのシフト量を調整し、もう一方では PD で光信号を電気信号に変換し、OSC で QD-SOA からの出力信号波形を観察した。

まず上記実験において、QD-SOA へ入力するパワーの最適化の検証を行った。ここでは先行研究で入力した 2.5 GHz のアナログ信号を用いた。PR-BPF を CW 光のレッドチャープを切り取るように低周波側に配置しシフトさせていくことで、低い level のパルスの成分からフィルタ内に透過されなくなるため、出力される信号の強度変化を確認することにより、パルスが“0”となるフィルタのシフト量から光量子化を実現する。また入力のパルスとフィルタシフトとの関係についても検証していく。

## 量子化レベル向上のための最適な入力パワーの比較

表 5.1: 入力する Data と CW 光の各パワー

Case	Data (dBm)	CW 光 (dBm)
1	-7.02	0.02
2	-2.01	3.98
3	0.7	3.0
4	1.74	2.01

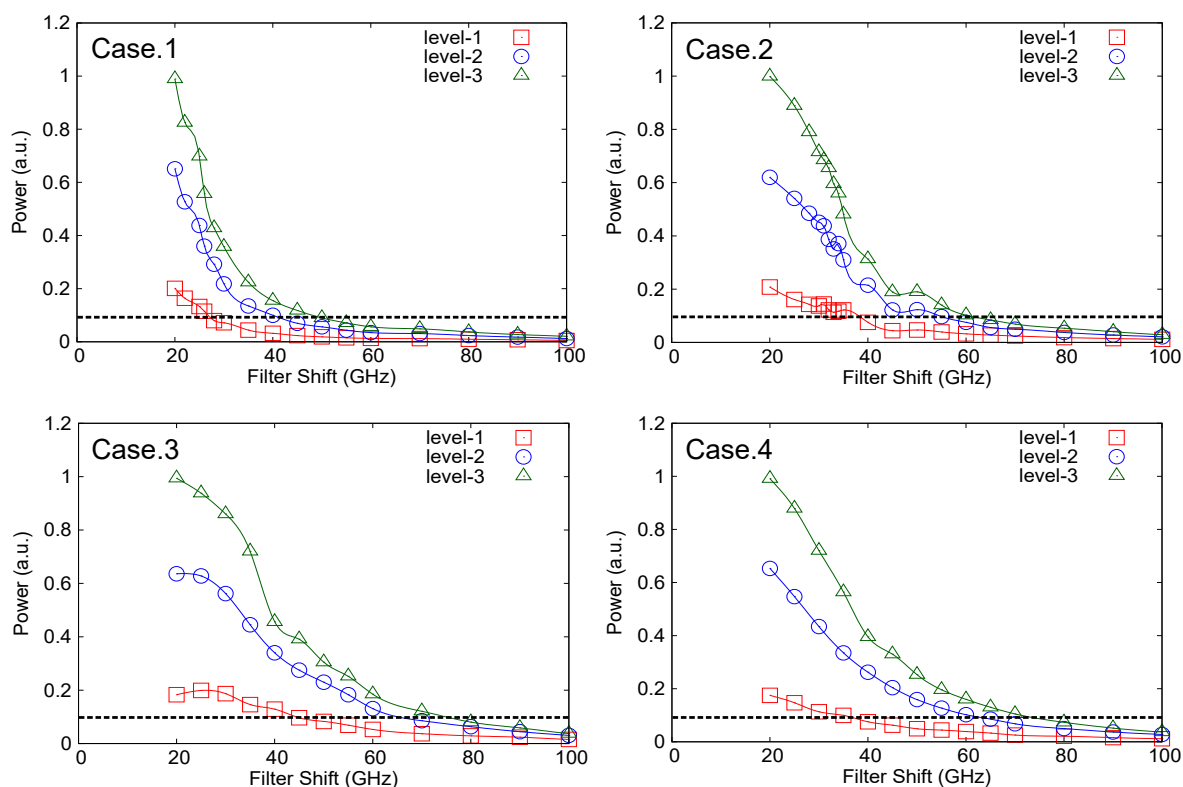


図 5.18: 各ケースにおけるフィルタシフトさせた際の実出力信号の強度変化

本研究において検証を行った入力パワーのパターンを表に、入力パワーを変化させた際におけるフィルタシフトによるパルスの強度変化を図 5.18 に示す。CW 光から 20 GHz 低周波側へシフトさせたときの出力信号のピークの値で規格化を行い、そこからフィルタをシフトさせることでパルスの強度変化の傾向を比較した。Case.1 から Case.4 までの結果より、入力する Data と CW 光を変化させることでフィルタシフトした際における出力パルスの変化の傾向も異なることがわかる。Data が小さい場合、発生するレッドチャープが小さくなってしまいうため、測定範囲が狭まってしまう。それに対して Data や CW 光が大きい場合、レッドチャープも大きくなり測定範囲は広がるが、パルスの落ち込みかたが異なっている。ここで、それぞれのケースにおいて、ピークで規格化した入力パワーと閾値 0.1 の際に各 level のパルスが “0” となるフィルタシフトとの関係について検証を行った。



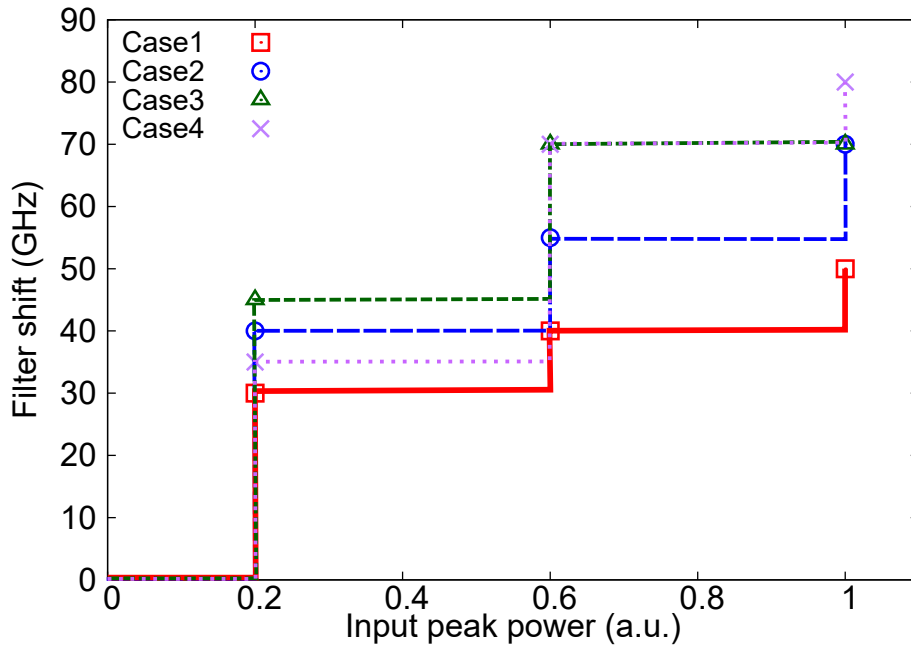


図 5.19: 各ケースにおける入力パワーに対する光量子化特性

図 5.19 に各ケースにおける入力パワーに対する光量子化特性を示す。図 5.18 の結果も元に、閾値を 0.1 に設定した場合、入力した各 level のパルスと出力されたパルスが “0” となるフィルタシフトとの関係を表している。入力する CW 光や Data が強くなると、パルスが “0” となるフィルタシフトが不等間隔となっていることがわかる。パルスの数が増える場合、各 level のパルス間に新たなパルスが出現するため、隣り合うパルスが “0” となるタイミングの間隔が狭いと同一シフト量で 2 つのパルスが “0” となってしまう、多レベル化が困難となることが考えられる。パルスを増やした場合でも、量子化レベルへの影響を軽減させることを考え、パルスが “0” となるフィルタシフトが等間隔となる Case. 1 の入力パワーを用いて光量子化実験を行う。また、量子化レベル向上のためにパルスの数を増加させる必要があるため、本検証で用いたアナログ信号が 2.5 GHz では 3 レベル、1.25 GHz でも 5 レベルの量子化レベルとなり、本研究では入力アナログ信号を 0.625 GHz に設定することで 9 レベルの光量子化を検討する。

# 第6章 光 A/D 変換の性能評価

## 6.1 実験構成

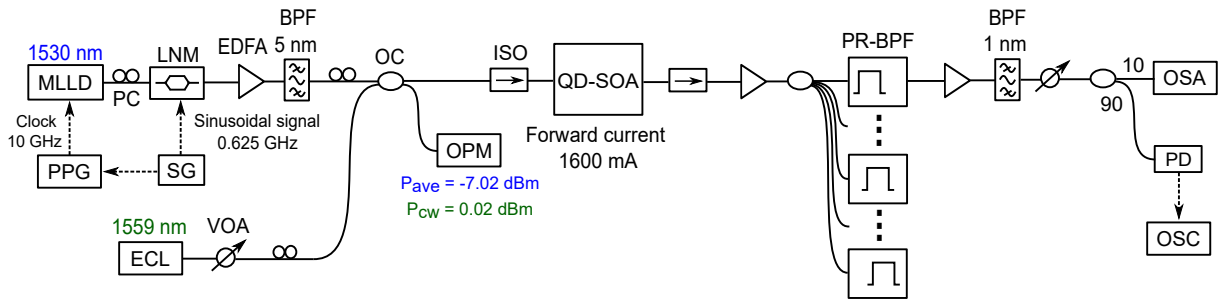


図 6.1: 光 A/D 変換実験構成

図 6.1 に本提案方式における光 A/D 変換の実験構成を示す。MLLD で中心波長 1530 nm、10 GHz の光パルス列を生成し、PC で出力パワーが最大になるように偏波の調整を行い、LNM に入射した。また SG で 0.625 GHz のアナログ信号を LNM に入射し、これらの信号を強度変調することで出力として、標準化された信号を生成した。EDFA にて LNM における損失を補償し、BPF 5.0 nm で増幅器内で生じた ASE 雑音を取り除いた。再度 PC で偏波の調整後、QD-SOA へ入射した。この時、QD-SOA へ入力するパワーは  $-7.02$  dBm に設定した。もう一方で、ECL で中心波長 1559 nm に CW 光信号を生成し、偏波の調整し、QD-SOA へ入射した。この時、QD-SOA への入力するパワーは  $0.02$  dBm 設定した。サンプリング信号と CW 光を OC で合波し、QD-SOA に入射した。QD-SOA 内で発生したレッドチャープを切り取るために、PR-BPF を CW 光から低周波数側に配置した。この時、OSA でスペクトルを確認しながら CW 光からのフィルタのシフト量を調整し、もう一方では PD で光信号を電気信号に変換し、OSC で QD-SOA からの出力信号波形を観察した。実システムにおいては、複数のフィルタを用いる必要があるが、本研究では単一のフィルタを周波数シフトさせることで、CW 光から低周波数側をフィルタリングしていった。

## 6.2 標本化前後と出力デジタル信号の信号波形

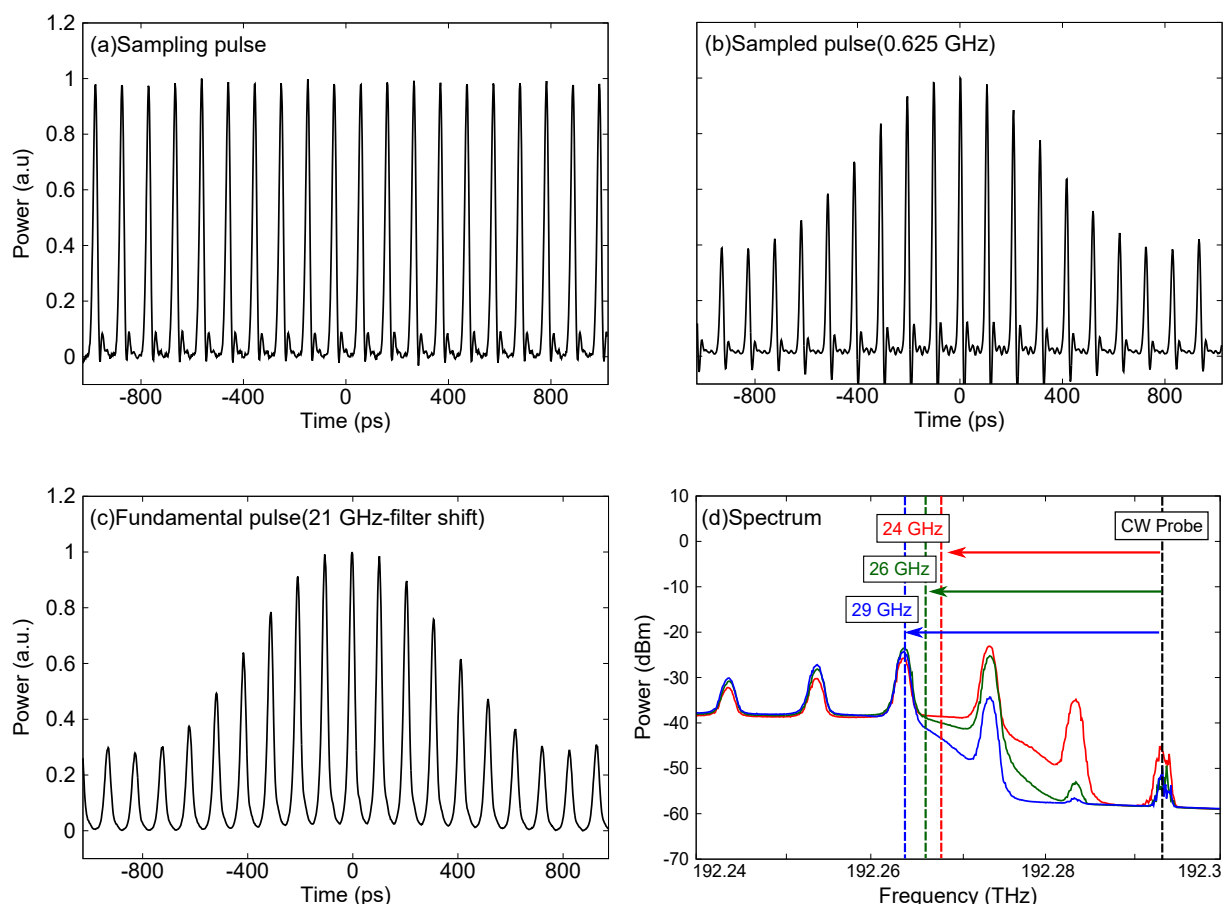


図 6.2: 標本化前後の波形と CW 光から 21 GHz シフトさせた際の信号波形

図 6.2 に標本化前後の信号波形と CW 光から 21 GHz シフトさせた際の信号波形を示す。(a) は標本前の信号波形、(b) は LNM 後に接続されている EDFA、BPF からの出力である標本化後の信号波形、(c) PR-BPF を CW 光から 21GHz 低周波数側にシフトさせた際の実出力信号波形、(d) はフィルタシフトさせた際のスペクトルの一例を表している。21 GHz のフィルタシフトは最も CW 光に近づけることの可能な周波数シフトであるため、パルスのピークで規格化を行い強度変化の傾向を確認していく。

### 6.3 フィルタシフトによる光量子化特性

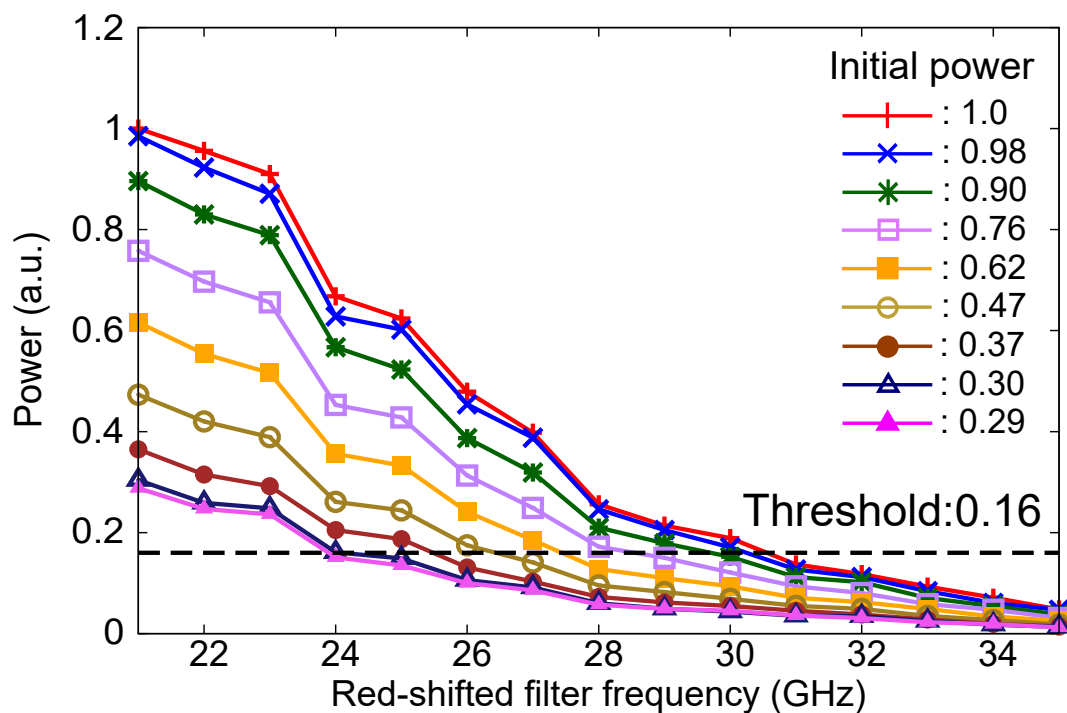


図 6.3: フィルタシフトにおける強度変化による光量子化特性

図 6.3 にフィルタシフトにおける強度変化による光量子化特性を示す。基準となる 21 GHz CW 光から低周波数側にフィルタを配置した際のパルスピークで規格化した時の各 level の値を “Initial power” とし、フィルタを低周波数側へシフトさせていくことで各 level のパルスの強度変化の傾向を確認した。閾値を 0.16 に設定した際、Initial power が 1.0 及び 0.98 のパルスは 31 GHz シフトさせると同時に “0” となった。そのためこれらのパルスと同じものと見なすことで、8 level 分のパルスの “0”, “1” を判定に成功したことが言える。

## 6.4 光量子化後の出力信号波形及び再構成波形の比較

表 6.1: 符号化表

Decimal	Filter shift						
	24 GHz	25 GHz	26 GHz	27 GHz	28 GHz	29 GHz	30 GHz
0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0
2	1	1	0	0	0	0	0
3	1	1	1	0	0	0	0
4	1	1	1	1	0	0	0
5	1	1	1	1	1	0	0
6	1	1	1	1	1	1	0
7	1	1	1	1	1	1	1

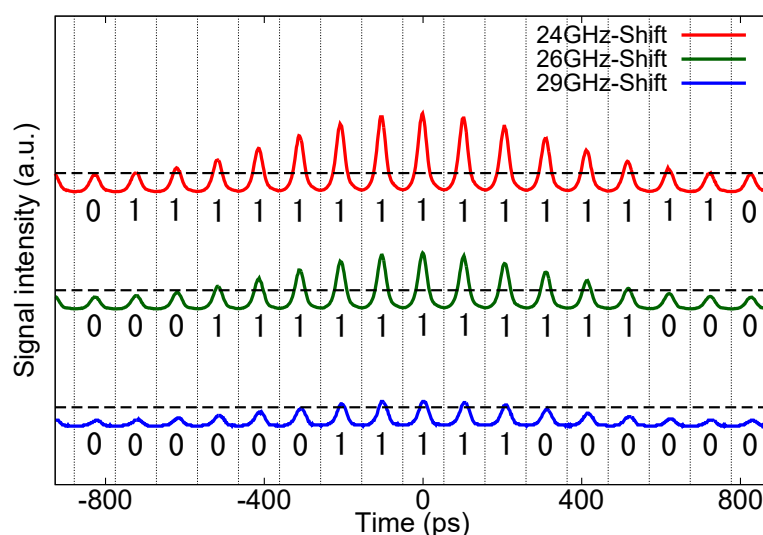


図 6.4: フィルタシフト時におけるデジタル信号波形の一例

表に前節で述べた結果を符号化表として示す。また、図 6.4 にフィルタシフト時における出力信号波形の一例を示す。図内の点線は閾値 0.16 を表している。前節のフィルタシフトにおけるパルス強度変化による光量子化特性の結果より、各 level のパルスは 24 GHz、25 GHz、26 GHz、27 GHz、28 GHz、29 GHz、30 GHz シフトすることで順に“0”となった。また initial power 1.0 と 0.98 のパルスにおいては 31 GHz シフトさせると同じタイミングで“0”となっている。フィルタシフト時の出力波形において、各出力波形の“0”のパルスが明確に落ちていないことが確認できるが、これは本研究で用いた PR-BPF のロールオフの特性が緩やかであるため、完全に所望な成分を切り取ることができていないためだと考えられる。

## 6.5 光量子化特性の閾値依存性

### 入力ピークパワーの導出

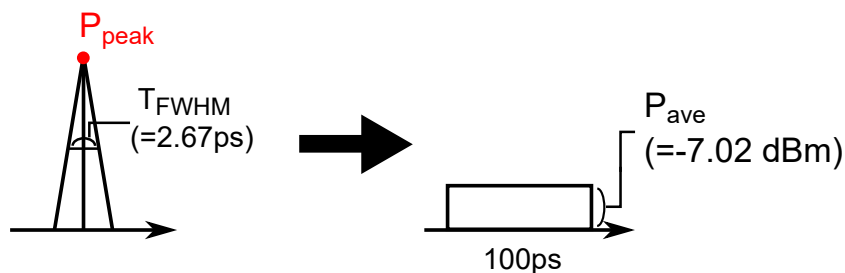


図 6.5: ピークパワー導出の概略図

図 6.5 にパルスのピークパワー導出の概略図を示す。パルスを三角形と考えると、パルスピーク ( $P_{\text{peak}}$ ) とパルス幅 ( $T_{\text{fwhm}}$ ) から求まるパルスエネルギー ( $P_{\text{energy}}$ ) はタイムスロットと入力平均パワーである  $P_{\text{ave}}$  から求まる長方形のパルスエネルギーと等しいことが言える。この関係を表す数式を元に入力ピークパワーを導出することで、量子化階段生成の検証を行った。このときの数式を以下に式 (1)、(2) として示す。本研究では、パルス幅：2.67 ps、入力平均パワー：-7.02 dBm を代入することでパルスピークを算出した。また以下の式にある  $f_{\text{pr}}$  とは繰り返し周波数のことを表し、本研究では 10 GHz の信号源を用いているため、1 タイムスロットである 100 ps を代入する。

$$P_{\text{ave}}[\text{W}] = P_{\text{energy}}[\text{J}] * f_{\text{pr}}[\text{Hz}] \quad (6.1)$$

$$P_{\text{peak}}[\text{W}] = P_{\text{energy}}[\text{J}] / T_{\text{fwhm}}[\text{s}] \quad (6.2)$$

上記の式に各パラメータを代入することで入力ピークパワーは、7.49 mW と算出することができる。この値は標本化後のパルス列の中で中間の強度に相当するパルスのピークパワーとなる。ここで標本化後のパルス列はピークで規格化行っているため、各強度のパルスを比で表せる。そのため、入力のパルスピークと各パルスとの比より、各強度のパルスピークも算出することができる。本研究ではここで算出したパルスピーク値を用いて量子化階段を生成した。表 1 には、その時の値を示す。

表 6.2: : 各量子化レベルにおける入力ピークパワー

量子化レベル	規格化パワー	ピークパワー (mW)
8	1.0	10.5
8	0.98	10.5
7	0.934	10.01
6	0.836	8.96
5	0.699	7.49
4	0.578	6.19
3	0.488	5.23
2	0.422	4.52
1	0.381	4.08

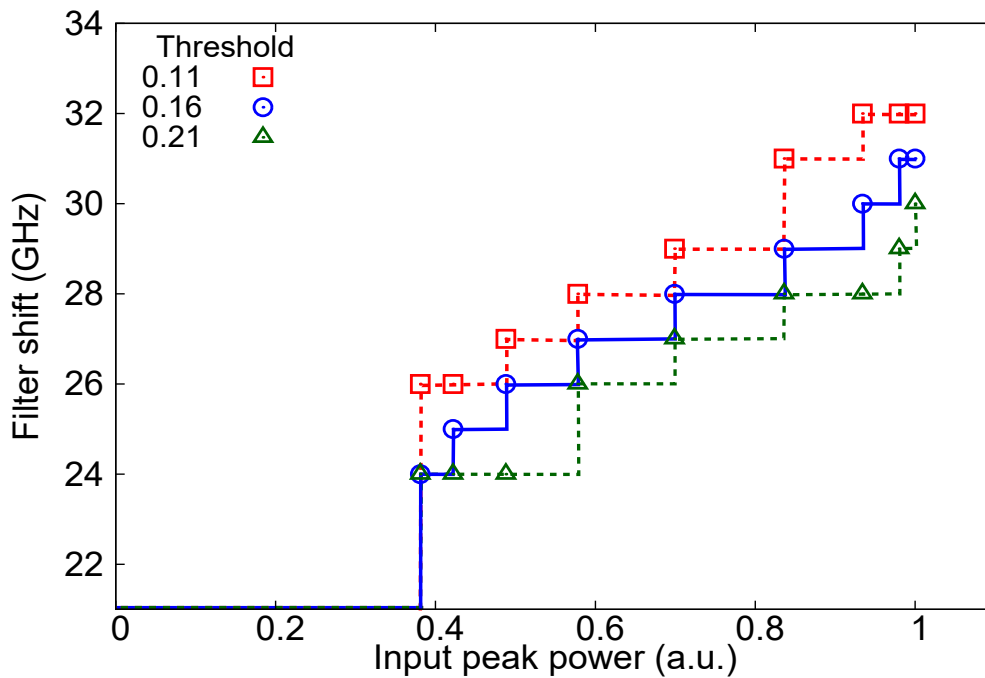


図 6.6: 各閾値における光量子化特性

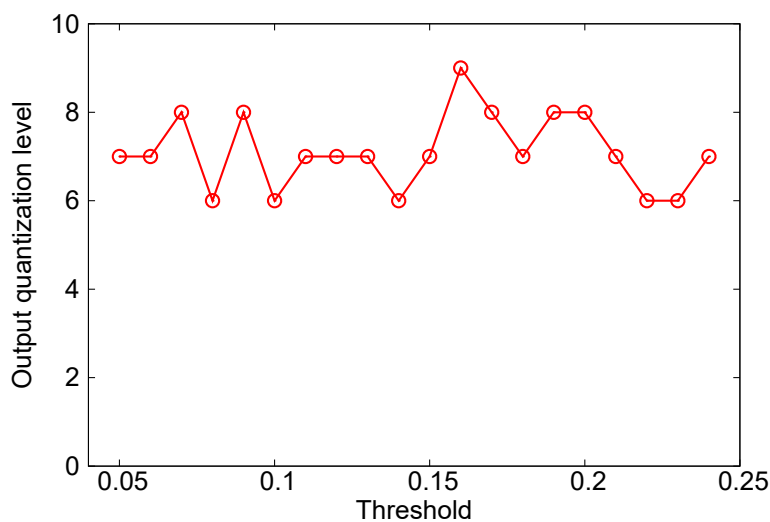


図 6.7: 光量子化特性の閾値依存性

図 6.6、図 6.7 に各閾値量に設定した際における光量子化特性及び閾値依存性を示す。光量子化において閾値設定には定義はなく、任意に設定することで信号の“0”、“1”を判定することが可能となっている。しかし、この閾値の曖昧さが量子化の多レベル化の課題となっている要因のひとつとして挙げられる。実際、図 6.7 の結果より、適切な閾値を設定しなければ光量子化のレベル数に影響を及ぼしていることが確認できる。本研究で最も量子化レベルを得ることができた閾値の 0.16 は信号の“0”、“1”を判定するにあたって、基準信号である 21 GHz シフト時の信号強度を考慮すると十分厳しい条件であることが言える。各段階の幅 (ステップ幅) が異なるのは変調されたパルスが非線形的であるため、各 level の強度差は不均一となったことが原因と考えられる。実際、入力パルスの傾向と同様に、量子化レベルが小さい箇所と大きい箇所においてはステップ幅は狭く、量子化レベルが中間くらいではステップ幅が広がっていることが確認できる。量子化

の最上位レベルに必要な入力ピークパワーは 10.5 mW であった。この値は前章で紹介した他研究機関との結果と共に比較し、低入力ピークパワーで成功している。以下に他研究機関における入力パワーとの比較を示す。

表 6.3: 各量子化レベルにおける入力ピークパワー

提案手法	量子化レベル	入力ピークパワー
QD-SOA の周波数チャープ (本研究)	9	10.5 mW
HNLF の自己周波数シフト [19]	64	58 W
SOA の XGM[17]	4	40 mV
PM-NOLM[12]	32	10 W



## 6.6 光量子化性能の評価

ADC システムの評価方法として、積分非線形誤差 (INL : Integral Nonlinearity) や微分非線形誤差 (DNL : Differential Nonlinearity) に加え、発生する雑音と信号の差を比較する信号対雑音比 (SNR : Signal-to-Noise ratio) やスプリアスフリー・ダイナミックレンジ (SFDR : Spurious Free Dynamic Range) など多数ある。本節では、他研究機関でも用いられている INL・DNL について説明する。

### INL・DNL を用いたシステム評価

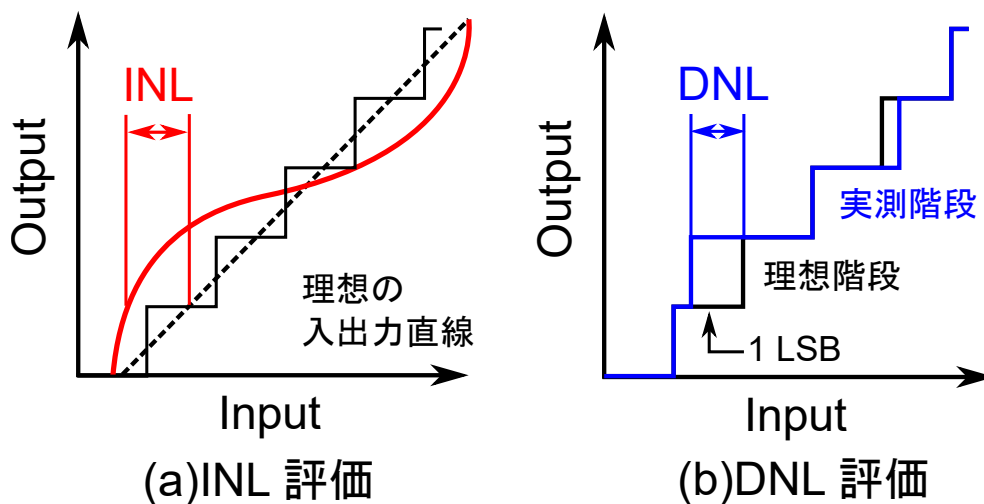


図 6.8: INL 及び DNL 評価の概略図

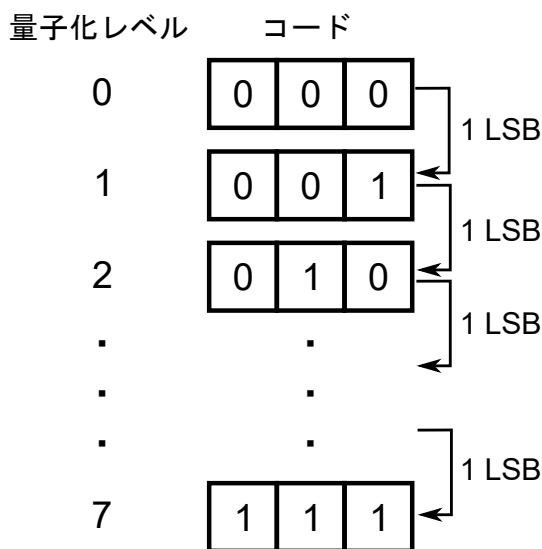


図 6.9: 3 ビットにおける LSB の概略図

図 6.8 に INL 及び DNL の概略図、図 6.9 に 3 ビットの場合における LSB の概略図を示す。INL とは、AD コンバータの入出力において、理想の入出力直線に対する実測の入出力特性のズレ具合を表す特性である。これに対して DNL とは、実測階段のステップ幅が、理想階段のステップ幅に

対してどれくらい離れているかを示す特性である。ここで最小有効ビット (LSB : Least Significant Bit) という AD コンバータにおける量子化単位が、誤差を評価する際に重要となってくる。1 LSB とは、基準電圧値を  $2n$  ( $n$  : AD コンバータの分解能) で割ることで求めることができ、量子化レベルを 1 つ増やすのに必要な電力となる。DNL において、実測階段が理想階段から 1 LSB ズれてしまうと、入力アナログ信号に対応するデジタル信号が出力できず、ミッシングコードという現象が発生してしまい、精度の劣化となってしまう。そのため、本研究においても、INL 及び DNL 評価を行うことは本提案システムの有用性を示すために重要になってくると考える。これらの評価を行うために、まず 1 LSB の算出を行い、理想階段の生成検証を行った。

### 理想階段の生成検証

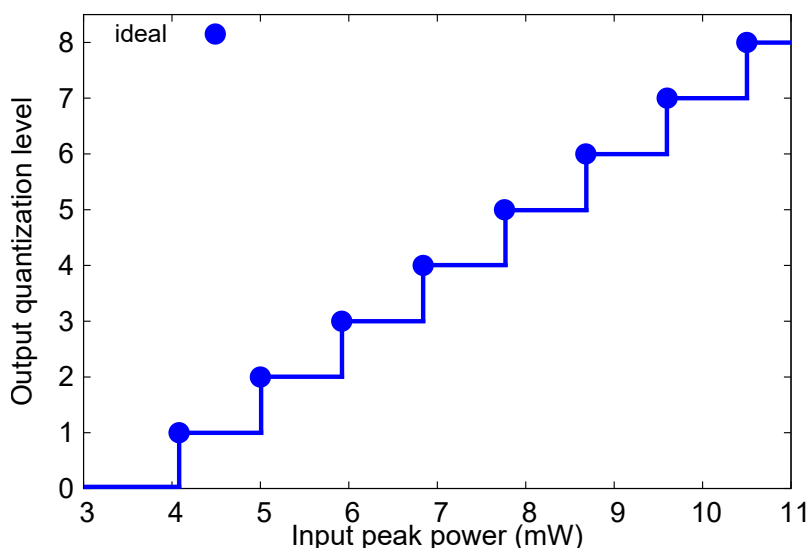


図 6.10: 理想的な量子化階段

図 6.10 に理想的な量子化階段を示す。理想階段とは、各量子化レベルにおけるステップ幅が 1 LSB になる時であり、本提案方式における理想階段の場合、一番下の level と一番上の level のパルスのピークパワーの間に発生する各 level のパルスのピークパワーの強度差が均一となっている必要がある。このこと考慮したうえで 1 LSB を算出すると 0.92 mW となり、理想階段を生成した。そしてこれを用いて INL・DNL の評価を行った。

## 実測階段と理想階段による INL・DNL 評価

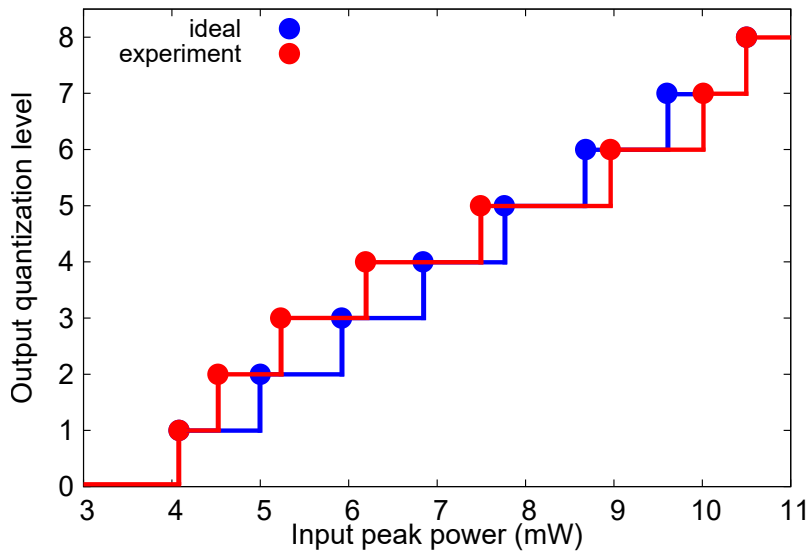


図 6.11: 実測階段と理想階段の比較

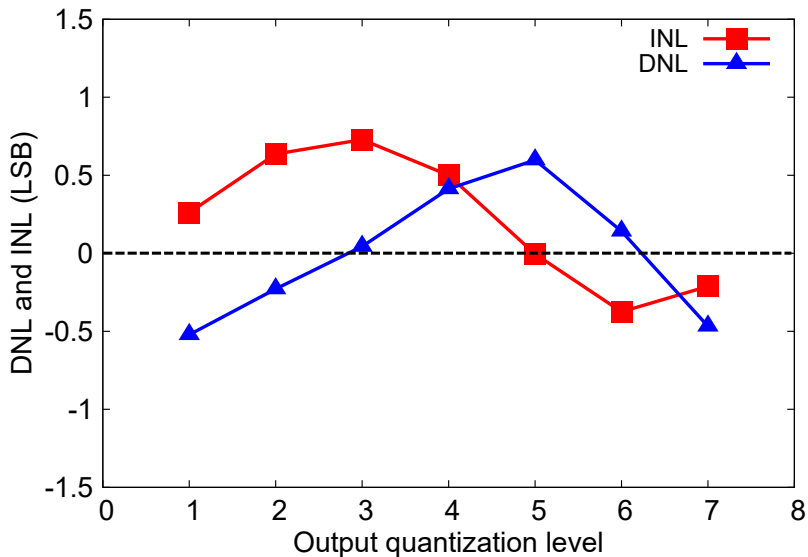


図 6.12: 量子化レベルにおける INL・DNL 評価

図 6.11 に実測階段と理想階段の比較、図 6.12 に量子化レベルにおける INL・DNL 評価の結果を示す。実測階段とは図 6.6 の光量子化特性の横軸を入力ピークパワーの値に、縦軸は量子化レベルにした結果を表している。INL においては最大で +0.79 LSB、DNL においては最大で +0.59 LSB であった。どちらの結果も  $\pm 1$  LSB 以下に抑えられていることからミッシングコードが発生しないため、提案システムの有用性を実証した。しかし、量子化レベル数を増やすために更に低周波なアナログ信号を入力した場合、各量子化レベルのステップ幅が狭くなってしまったため、INL・DNL 評価において  $\pm 1$  LSB を超えてしまうことが考えられる。そのためにステップ幅を均一にするためには、各 level の強度差が均一になるように、PAM 信号のように強度を調整できる信号や、ノコギリ波を入力することで、各評価における理想階段とのズレを軽減できると考えられる。

## 第7章 考察

本研究では、QD-SOA 内で発生する周波数チャープを強度一周波数変換に活用することで、光 A/D 変換の処理の一つである光量子化を実験し、光量子化特性の閾値依存性及び入力依存性の評価をした。各強度のパワー変化について、入力パワーを様々なケースで検証し、入力パワーが大きい場合、パルスが“0”となるフィルタシフトが不等間隔になる傾向がわかった。光 A/D 変換実験で用いた入力パワーにおいても、より細かく検証を行うことで多レベル化の可能性があると予測される。しかし、入力パワーが大きい場合においても、発生する周波数チャープも大きくなっているため、フィルタの幅を十分に広げることで、パワー変化の傾向も本結果とは異なる結果が得られる可能性があるため、検証が必要である。また、フィルタシフト時の出力波形において、各出力波形の“0”のパルスが明確に落ちていないことが確認できるが、これは本研究で用いた PR-BPF のロールオフの特性が緩やかであるため、完全に余分な成分を取り除くことができていないためだと考えられる。そのため、よりロールオフが急峻なフィルタかつ PR-BPF と同等の精密なフィルタシフトが可能な矩形波型フィルタを用いることができれば、より“0”、“1”が明瞭に判別できるような結果が得られることが期待できる。光量子化特性の入力ピークパワー依存性については、ステップ幅が異なっているが、これは各強度のパルスが非線形的に発生しているため、強度差が不均一になっているためである。これを解決するためには、各パルスの強度差がなるべく均一になれば、ステップ幅も均一となり理想階段に近い形が得られることが考えられる。そのために、入力するアナログ信号を正弦波ではなくノコギリ波にすることで、ステップ幅の課題に加え、正弦波を入力した際にあった左右対称にパルスを調整して測定する必要がなくなる。また、PAM 信号を用いることで、パルスの強度差を調整することでステップ幅を等間隔にする方法も考えられる。しかし、PAM 信号を用いる場合、現状 4 レベル分のパルスが限界であるため、多レベル化が困難となってしまうこと、そして 4 レベル分の階段ではステップ幅についても顕著な差が見られない可能性が考えられる。

## 第8章 結論

本研究では QD-SOA 内で発生する周波数チャープを強度－周波数変換に活用することで、光 A/D 変換の処理の一つである光量子化を実証実験により実現し、先行研究と比較して量子化レベルの向上に成功した。また光量子化特性について他研究機関の報告と比較しても、入力ピークパワーを 0.1 % に抑えるに加え、構成の簡素化も実現した。そして光量子化特性の性能評価を行い、INL・DNL 共に  $\pm 1$  LSB 以下とミッシングコードが発生しない良好な結果を得ることができ、本提案方式の有用性を実証した。

# 謝辞

修士論文執筆に際し、研究の方向づけから詳細に至るまで3年間丁寧かつ熱心な御指導、御助言を賜りました主任指導教員の電気通信大学 情報・ネットワーク工学専攻准教授 松浦基晴 先生に深謝いたします。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 先生に深く感謝いたします。最後に、実験を共に行った同研究室の後輩 岡田拓也 君をはじめ、本研究を進めるにあたって、日々の研究生生活を支えていただきました同研究室の先輩、同輩、後輩の皆様に心より感謝を申し上げます。

本研究は一部 JSPS 科学研究費補助金 挑戦的研究 (萌芽) (17K18873) の支援を受けました。

## 参考文献

- [1] T. Durhuus et al., "All-Optical Wavelength Conversion by Semiconductor Optical Amplifier," *J. Lightwave Technol.*, 14, 942-954 (1996).
- [2] B. L. Shoop., "Photonic Analog-to-Digital Conversion," Springer., New York, 2000.
- [3] G. C. Valley., "Photonic Analog-to-Digital Converters," *Opt. Express.*, 1955-1982 (2007).
- [4] C. Laperle et al., "Advances in high-speed DACs, ADCs, and OPS for optical coherent transceivers," *J. Lightwave Technol.*, 32, 629-643 (2014).
- [5] M. Matsuura et al., "320-Gbit/s wavelength conversion using four-wave mixing in quantum-dot optical amplifiers," *Opt. Lett.*, 36, 2910-2912 (2011).
- [6] M. Matsuura et al., "Ultrahigh-speed and widely tunable wavelength conversion based on cross-gain modulation in a quantum-dot semiconductor optical amplifier," *Opt. Express.*, 19, B551-559 (2011).
- [7] M. Matsuura et al., "Error-free 320-to-40-Gbit/s optical demultiplexing based on blue-shift filtering in a quantum-dot semiconductor optical amplifier," *Opt. Lett.*, 38, 238-240 (2013).
- [8] M. Matsuura et al., "Experimental investigation of chirp properties induced by signal amplification in quantum-dot semiconductor optical amplifier," *Opt. Lett.*, 40, 914-917 (2015).
- [9] M. Matsuura., "Time-resolved chirp properties of SOAs measured with an optical bandpass filter," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 20, 210-203 (2008).
- [10] H. Hoshino et al., "Frequency chirp properties with data pattern dependence in quantum-dot semiconductor optical amplifiers," *Opto-Electronics Communication Conference and Photonics in a Switching (OEEC/PS 2016)*, paper WA2-71.
- [11] N. Ninomiya et al., "Optical quantization based on intensity to frequency conversion using frequency chirp in a QD-SOA," *Optical Fiber Communication Conference (OFC 2017)*, paper Th1F6.
- [12] Y. Miyoshi et al., "Multiperiod PM-NOLM with dynamic counter-propagating effects compensation for 5-bit all-optical analog-to-digital conversion and its performance evaluations," *J. Lightwave Technol.*, 28, 415-422 (2010).
- [13] T. Konishi et al., "All-optical analog-to-digital conversion by use of self-frequency shifting in fiber and a pulse-shaping technique," *J. Opt. Soc. Am. B*, 19, 2817-2823 (2002).
- [14] T. Nagashima et al., "40 GSamples/s all-optical analog-to-digital conversion with resolution degradation prevention," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 29, 74-77 (2017).

- [15] S. Oda et al., "A novel quantization scheme by slicing supercontinuum spectrum for all-optical analog-to-digital conversion," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 17, 465-467 (2005).
- [16] S. Oda et al., "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 J. Sel. Top. Quantum Electron.*, 12, 307-314 (2006).
- [17] M. Scaffard et al., "Analog-to-digital conversion based on modular blocks exploiting cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 21, 540-542 (2009).
- [18] N. Ninomiya et al., "Comparison of gain compression in quantum-dot SOAs for multichannel amplification," *Opto-Electronics Communication Conference (OECC 2015)*, paper PWe38.
- [19] K. Takahashi et al., "6 bit All-Optical Quantization Using Soliton Self-Frequency Shift and Multistage SPM-Based Spectral Compression," *Opto-Electronics Communication Conference (OECC 2011)*, paper 8D1-3.



## 発表実績

- 星野 弘樹, 二宮 典彦, 松浦 基晴, “量子ドット半導体光増幅器内で発生する周波数チャープのデータパターン依存性,” 電子情報通信学会光ファイバ応用技術研究会, OFT2016-2, 2016年5月
- H. Hoshino, N. Ninomiya, M. Matsuura., “Frequency chirp properties with data pattern dependence in quantum-dot SOAs,” OECC/PS 2016, WA2-71, July 2016.
- 二宮 典彦, 雨宮 将平, 星野 弘樹, 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全光量子化,” 電子情報通信学会フォトニックネットワーク研究会, 2017年3月
- N. Ninomiya, H. Hoshino, M. Matsuura., “Optical quantization based on intensity to frequency conversion using frequency chirp in a QD-SOA,” OFC 2017, Th1F6, March 2017.
- 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, 2018年3月