

高速・空間光変調器を用いた  
可変光符号ラベルの生成と処理に関する研究

A study on Flexible Optical Code Label  
Generation and Processing  
by High-speed / Spatial Light Modulators

2012年2月

早稲田大学大学院 先進理工学研究科  
物理学及応用物理学専攻 光デバイス工学研究

三重野 光子



# 目次

<b>第 1 章</b>	<b>序論</b> .....	<b>1</b>
1.1	研究背景 .....	1
1.2	研究目的 .....	4
1.3	本論文の構成 .....	5
<b>第 2 章</b>	<b>フォトニックネットワークのための 光符号ラベル生成・処理技術</b> .....	<b>7</b>
2.1	はじめに .....	7
2.2	フォトニックネットワーク .....	8
2.2.1	光パスネットワーク .....	11
2.2.2	光パケットネットワーク .....	13
2.3	光符号ラベル生成・処理技術.....	17
2.4	時間領域における光制御.....	18
2.5	スペクトル領域における光制御.....	21
2.6	光符号ラベル生成・処理に用いる光変調器.....	24
2.7	多値変調による光符号ラベル生成・処理技術 発展の可能性.....	25
2.8	まとめ .....	27
<b>第 3 章</b>	<b>光符号ラベル生成・処理システムにおける 光符号設計</b> .....	<b>28</b>
3.1	はじめに .....	28
3.2	無線通信のアナロジー.....	29
3.3	光符号ラベル生成・処理シミュレーションの アルゴリズム.....	31
3.4	光符号ラベル生成・処理シミュレーション.....	35
3.5	識別処理におけるしきい値マージン向上の ための検討 .....	39
3.6	システムに適用可能な符号の算出 .....	40
3.7	まとめ .....	42

<b>第 4 章</b>	<b>ニオブ酸リチウム(LN)変調器を用いた 光符号ラベル生成.....</b>	<b>44</b>
4.1	はじめに .....	44
4.2	LN 変調器.....	45
4.2.1	LN 強度変調器.....	46
4.2.2	LN 位相変調器.....	47
4.2.3	LN 強度変調器 (MZ 型) による位相変調.....	48
4.3	トランスバーサルフィルタ(TVF).....	49
4.4	LN 強度・位相変調器を組み合わせた 光符号ラベル生成 .....	53
4.5	LN 変調器を用いた光符号生成実験.....	54
4.6	まとめ.....	61
<b>第 5 章</b>	<b>スペクトル制御による光符号ラベル処理 .....</b>	<b>62</b>
5.1	はじめに .....	62
5.2	スペクトル制御による光符号ラベル生成・処理 .....	63
5.3	帯域可変スペクトルシェイパー (VBS) .....	65
5.4	光符号ラベル生成・処理用スペクトル フィルタの設計 .....	69
5.5	VBS による光符号ラベル生成・処理能力の評価 .....	73
5.6	LN 変調器と VBS を用いた光符号ラベル 生成・処理実験 .....	85
5.7	符号化用パルス形状の検討 <種パルスを NRZ 変調した場合> .....	94
5.8	まとめ.....	114
<b>第 6 章</b>	<b>結論 .....</b>	<b>116</b>
6.1	本研究の結論 .....	116
6.2	将来の展望.....	118
	謝辞 .....	120
	参考文献.....	121
	付録 .....	131
	研究業績.....	137

# 図目次

図 1.1	本論文の構成	6
図 2.1	通信トラフィックの推移	8
図 2.2	日本におけるインターネットトラフィックの推移 (平均)	9
図 2.3	ブロードバンドサービス契約数の推移	9
図 2.4	光パスネットワークの概念図	11
図 2.5	光パスネットワークのノード構成	12
図 2.6	光パケットネットワークの概念図	14
図 2.7	光ノードの構成	14
図 2.8	光パケットスイッチのエネルギー効率の進展	15
図 2.9	光符号ラベル処理の原理	17
図 2.10	本研究で提案する光符号ラベル生成・処理の概念図	25
図 2.11	光変調技術開発の 2 つの方向性	26
図 3.1	無線通信と光通信の原理	30
図 3.2	光符号ラベル生成・処理シミュレーションのアルゴリズム	34
図 3.3	光電変換シミュレーションのアルゴリズム	35
図 3.4	光符号化シミュレーション結果	37
図 3.5	光符号・復号化シミュレーション結果	37
図 3.6	CDR でしきい値処理シミュレーション結果	38
図 3.7	PD で受光後のパワー	40
図 4.1	LN 変調器の構造	47
図 4.2	LN 位相変調器の動作	48
図 4.3	LN 変調器の構造	49
図 4.4	TVF の構造	50
図 4.5	TVF の外観図	51
図 4.6	TVF の調整におけるスペクトル	53
図 4.7	LN 変調器で符号化、TVF で復号化の原理図	54
図 4.8	光符号ラベル生成・処理実験系	56
図 4.9	光符号ラベル生成部分の実験系の外観図	57
図 4.10	CDR の構造	57
図 4.11	光符号化後の時間波形	58
図 4.12	光符号化・復号化後の時間波形	59
図 4.13	CDR でしきい値処理後の時間波形	59
図 5.1	スペクトル制御における光符号・復号化<自己相関>	64
図 5.2	スペクトル制御における光符号・復号化<相互相関>	64

図 5.3	VBS の概略図.....	65
図 5.4	VBS 内の SLM、偏光子、反射板の構成図.....	66
図 5.5	偏光状態の変化と対応する位相差.....	67
図 5.6	SLM と偏光子を組み合わせた強度変調.....	67
図 5.7	VBS の外観図.....	69
図 5.8	パソコン上の VBS の制御画面.....	69
図 5.9	スペクトルフィルタ作成のアルゴリズム.....	70
図 5.10	符号( $\pi 0 \pi 0$ )と( $00 \pi 0$ )のスペクトルフィルタ.....	72
図 5.11	光符号化シミュレーション結果 (8 chip、200 Gchip/s).....	74
図 5.12	( $00 \pi 00 \pi 00$ )で光符号化後、光復号化したシミュレーション結果 1.....	75
図 5.13	( $00 \pi 00 \pi 00$ )で光符号化後、光復号化したシミュレーション結果 2.....	76
図 5.14	VBS で光符号化、TVF で光復号化を行う実験系.....	77
図 5.15	VBS による光符号化実験結果 (8 chip、200 Gchip/s).....	78
図 5.16	( $00 \pi 00 \pi 00$ )で光符号化後、TVF を用いて光復号化した実験結果 1.....	79
図 5.17	( $00 \pi 00 \pi 00$ )で光符号化後、TVF を用いて光復号化した実験結果 2.....	80
図 5.18	TVF で符号化、VBS で復号化を行う実験系.....	81
図 5.19	TVF による符号生成実験結果 (8 chip、200 Gchip/s).....	82
図 5.20	( $00 \pi 00 \pi 00$ )で符号化した光信号を VBS で復号化した実験結果 1.....	83
図 5.21	( $00 \pi 00 \pi 00$ )で符号化した光信号を VBS で復号化した実験結果 2.....	84
図 5.22	符号化後のシミュレーション結果 (4 chip、20 Gchip/s).....	86
図 5.23	復号化後のシミュレーション結果 (4 chip、20 Gchip/s).....	87
図 5.24	LN 変調器で符号化、VBS で復号化を行う実験系.....	88
図 5.25	LN 変調器で光符号ラベル生成を行う実験系の外観図.....	89
図 5.26	LN 変調器で符号化後の時間波形とスペクトル (4 chip、20 Gchip/s).....	89
図 5.27	VBS で復号化後の時間波形とスペクトル (4 chip、20 Gchip/s).....	90
図 5.28	CDR 後の時間波形 (4 chip、20 Gchip/s).....	91
図 5.29	LN 変調器で符号化シミュレーション結果 (8 chip、20 Gchip/s).....	91
図 5.30	VBS で復号化シミュレーション結果 (8 chip、20 Gchip/s).....	92
図 5.31	LN 変調器で符号化実験結果 (8 chip、20 Gchip/s).....	92
図 5.32	VBS で復号化実験結果 (8 chip、20 Gchip/s).....	93
図 5.33	CDR 後の時間波形 (8 chip、20 Gchip/s).....	94
図 5.34	LN 変調器で符号化後の時間波形とスペクトル (4 chip、40 Gchip/s).....	95
図 5.35	VBS で復号化後の時間波形とスペクトル (4 chip、40 Gchip/s).....	96
図 5.36	LN 変調器で符号化後の時間波形とスペクトル (4 chip、40 Gchip/s).....	97
図 5.37	VBS で復号化後の時間波形とスペクトル (4 chip、40 Gchip/s).....	98
図 5.38	CDR でしきい値処理後の時間波形 (4 chip、40 Gchip/s).....	99
図 5.39	LN 変調器で符号化シミュレーション結果 (8 chip、40 Gchip/s).....	100

図 5.40	VBS で復号化後の時間波形とスペクトル (8 chip、40 Gchip/s) .....	101
図 5.41	LN 変調器で符号化実験結果 (8 chip、40 Gchip/s) .....	101
図 5.42	VBS で復号化後の時間波形とスペクトル (8 chip、40 Gchip/s) .....	102
図 5.43	CDR でしきい値処理後の時間波形 (8 chip、40 Gchip/s) .....	103
図 5.44	LN 変調器で符号化シミュレーション結果 (16 chip、40 Gchip/s) .....	103
図 5.45	VBS で復号化後の時間波形とスペクトル (16 chip、40 Gchip/s) .....	104
図 5.46	LN 変調器で符号化実験結果 (16 chip、40 Gchip/s) .....	104
図 5.47	VBS で復号化後の時間波形とスペクトル (16 chip、40 Gchip/s) .....	105
図 5.48	CDR でしきい値処理後の時間波形 (8 chip、40 Gchip/s) .....	106
図 5.49	LN 変調器の構造による位相変調の差.....	107
図 5.50	MZ 型の LN 位相変調器の基礎特性確認結果.....	109
図 5.51	MZ 型の LN 位相変調器を用いた光符号ラベル生成・処理実験系 .....	110
図 5.52	MZ 型の位相変調器と PPG との接続の外観図.....	111
図 5.53	符号化実験結果 <MZ 型の LN 位相変調器> .....	111
図 5.54	復号化後の時間波形とスペクトル<MZ 型の LN 位相変調器> .....	112
図 5.55	CDR でしきい値処理後の時間波形 (4 chip、40 Gchip/s) .....	113

## 表目次

表 2.1	時間領域で制御を行う光符号器と光復号器.....	20
表 2.2	スペクトル領域で制御を行う光符号器と光復号器.....	22
表 3.1	無線の CDMA と OCDMA の比較.....	29
表 3.2	シミュレーションの基本パラメータ.....	35
表 3.3	シミュレーションに使用した符号パラメータ.....	36
表 3.4	シミュレーションに使用したデバイスのパラメータ.....	36
表 3.5	PD で受信した電気パワー.....	39
表 3.6	識別可能な符号数とその割合.....	40
表 4.1	TVF の仕様.....	52
表 4.2	実験に使用した符号パラメータ.....	55
表 4.3	実験に使用したデバイスのパラメータ.....	55
表 4.4	CDR の仕様.....	58
表 5.1	VBS 内の SLM の仕様.....	67
表 5.2	VBS の仕様.....	68
表 5.3	シミュレーションの数値パラメータ.....	71
表 5.4	符号パラメータ.....	71
表 5.5	VBS の光符号ラベル生成・処理能力の評価実験に用いた TVF の仕様.....	73
表 5.6	符号パラメータ.....	73
表 5.7	符号パラメータ.....	85
表 5.8	実験に使用したデバイスのパラメータ.....	88
表 5.9	符号パラメータ.....	95
表 5.10	RZ と NRZ 変調における識別可能な符号数 (40 Gchip/s).....	107
表 5.11	MZ 型の LN 変調器の仕様.....	108

# 用語集

アレイ導波路格子	Arrayed waveguide grating: AWG	平面光導波路上に構成された、波長分波器
液晶空間光変調器	Spatial light modulator: SLM	液晶を用いて空間領域で光を変調するデバイス
帯域可変スペクトルシェイパー	Variable bandwidth spectrum shaper: VBS	SLMを組み込んだ広帯域、高分解能、低損失を実現したスペクトル制御デバイス
種パルス	Seed pulse	位相符号化用のパルス
チップ	Chip	光符号ラベルを構成する、位相情報を持つ要素
チップ数	Number of chip	1つの光符号ラベルを構成する、チップパルスの数
チップパルス	Chip pulse	光符号ラベルを構成する、位相情報を持つパルス
チップレート	Chip rate	チップパルスの繰り返しレート
トランスバーサルフィルター	Transversal filter: TVF	平面光導波路を用いた、時間領域で直接的に光符号ラベルを生成・処理するデバイス
ニオブ酸リチウム変調器	LiNbO <sub>3</sub> (LN) modulator	1次の電気光学効果であるポッケルス効果を利用した変調器
波長分割多重	Wavelength division multiplexing: WDM	チャンネル毎に異なる波長を割り当て、多重する方式
光パケット	Optical packet	データ（ペイロード）と宛て先情報を持つラベルから構成された、情報を送る単位
光パケットネットワーク	Optical packet network	回線をシェアしたベストエフォート形ネットワーク
光パスネットワーク	Optical circuit network	回線を占有し、帯域が保証されたネットワーク
光符号分割多重	Optical code division multiplexing: OCDM	チャンネル毎に異なる符号を割り当て、多重する方式

光符号ラベル処理	Optical code label processing	光復号化により、宛て先情報を持つ光信号を処理
光符号ラベル生成	Optical code label generation	光符号化により、宛て先情報を持つ光信号を生成
フォトニックネットワーク	Photonic network	伝送路とノードが光化されたネットワーク
平面光導波路	Planar lightwave circuit: PLC	石英基板等の上に光回路を構成したもの
BPSK	Binary phase shift keying	2 値の位相変調方式
CDR	Clock and data recovery	入力された電気信号からクロックとデータを再生する電気デバイス
NRZ	Non return to zero	元の入力信号そのままに、“1”と“0”を対応させる変調方式
PD	Photo detector	光信号を電気信号に変換する電気デバイス
PPG	Pulse pattern generator	任意のパターンを持つ電気信号を生成するデバイス
QPSK	Quadrature phase shift keying	4 値の位相変調方式
QAM	Quadrature amplitude modulation	互いに独立な 2 つの搬送波の振幅および位相を制御する変調方式
RZ	Return to zero	次の信号が入力される前に振幅が“0”に戻る方式
SSFBG	Superstructured fiber Bragg grating	多点位相シフト構造を有する光符号ラベル生成・処理デバイス
SPLM	Spatial phase light modulator	空間領域で位相変調する SLM

# 第1章 序論

## 1.1 研究背景

近年、インターネットに代表される通信ネットワークの普及により、社会のあらゆる分野でパラダイムシフトが起きており、通信ネットワークは社会インフラの1つとして必要不可欠なものになっている。日本国内のブロードバンドサービスの契約数は、2011年6月には3500万人を突破した。更なる大容量・高速性を求め、Fiber to the home (FTTH)の契約数は2000万を超えている[1]。このようにICT (Information and communication technology)インフラへの要求の1つとして高速・大容量性が挙げられる。この他に主なものを挙げると、低消費電力、セキュリティ、耐災害性である。

トラフィックの増大に対応するために大容量・高速性が向上しているが、それに伴い消費電力も急激に増加している。ICTに関連する消費電力は100万kWと、原子力発電所1基分に迫る勢いである。このままでは電力不足に陥るため、大容量・高速性を実現しながら低消費電力なネットワークの構築が必要不可欠である。

さらにインターネット上で個人情報も管理されるようになってきており、その秘匿性・安全性の確保が課題である。個人情報の漏えいや、サイバーテロに対する強靱なセキュリティが求められる。

2011年3月11日に発生した東日本大震災では、通信インフラは震災と津波によってアクセス回線と移動基地局を中心に大きなダメージを受けた。基幹系は冗長化が幾重にも施されているため、被害を受けたものの2~3日以内に復旧したが[2]、この大震災後に新たに浮上した、耐災害性という問題を解決しなければならない。さらに福島原子力発電所の事故の影響により、東日本全体での節電が迫られ、ネットワーク分野においてもますますの低消費電力化が必要となった。

現代社会では多くのものがIT(Information Technology)技術によって電子化され、我々はそのデータをネットワークを通じ、いつでも・どこでも送受信することができるようになってきている。インターネットトラフィックは増加し続け、2011年5月現在1.51 Tbpsと推定されており[3]、今後の5~10年でさらに数十倍以上に増大すると考えられている。近年のトラフィック増加の要因として、以下の項目が考えられる。

- ・ YouTube や Ustream に代表される動画共有・配信サービスの拡大: 誰でも動画をアップ・ダウンロード可能
- ・ 2011年7月に一部地域を除き、地上デジタル放送へ完全移行したことによるTV番組の再送信: インターネットからTV番組をダウンロードするサービスの普及
- ・ スマートフォンの急速な普及: いつでもどこでもインターネットに接続可能で

あり、個人が扱う情報量の増大

- ・ TV 電話を用いた遠隔会議: 在宅勤務や、仕事の効率化の促進
- ・ 遠隔医療の普及: 医師不足解消の方策や医療データの共有・管理
- ・ デジタルシネマ: 銀塩フィルムと比較して、保存に適しており、データとして配信が容易
- ・ SNS (Social network service)の利用拡大: ネットワークを通じ、いつでもどこでも誰とでもつながることができるツールであり、クラウド上の写真や動画を共有可能

実用化されているネットワークに関して、現在までに次世代ネットワーク(Next Generation Network: NGN)に代表される、さまざまなサービスを IP(Internet Protocol)網で統合的に扱われるネットワークが実現している[4][5]。NGN は、IP 技術を用いて電話網を構築し直すことにより、電話網の安心感や簡便さを保ちつつ、電話やストリーミング等のサービスを柔軟に提供できる。NGN の今後の発展に向け、ネットワークの機能拡充などへの柔軟性、多様なトラフィック変動や大規模災害等に対応できるダイナミックかつ迅速なネットワーク運用制御が求められている。

また、光通信を行うに当たり 1 本の光ファイバーの伝送容量が重要になるため、活発な研究が行われている。2010 年には 1 波長 171 Gbps の信号を 432 波長多重させた 69.1 Tbps の世界記録が達成されていたが[6]、2011 年 3 月にマルチコア光ファイバーで伝送容量 109 Tbps が達成されており[7]、記録が塗り替えられた。これは物理的限界とされていた 100 Tbps を超える記録である。また、光ファイバー中のコアのエネルギー密度は太陽の表面並に非常に高く、注入できる信号パワーの限界があり、光信号が歪むことでエラーが生じたり、ファイバーが熱破壊を起したりする恐れがある中、すべてのコアにおいて良好な通信品質を実現している。これらの技術を用いることにより、現在の 1000 倍以上の通信容量確保が可能になることが期待できる。

しかし、伝送路である光ファイバーの高速化が実現された場合においても、超高速・大容量なフォトニックネットワーク実現するためには、ルーターでの電気に依存した処理がボトルネックとなる。ルーターでの転送処理は、光ファイバーでの高速な伝送に見合う速度でなされなければならない。現在、ネットワークの中継ノードとして使用される商用の電子ルーターの packets 転送能力は、単一ラックのもので総スループットが 2.24 Tbps であり[8]、今後更なる転送能力が求められると考えられる。また、電子ルーターでは消費電力の面から見ても、問題があり、光信号を光のまま伝送・交換を行うフォトニックネットワークの構築により、高速・低消費電力が同時に実現できる。

将来のフォトニックネットワーク実現に向け、2010 年には情報通信研究機構と産業技術総合研究所、NHK 技研、企業 5 社が連携し、光パケット・光パス統合ネットワーク基盤技術を実証している[9][10]。これにより、消費電力、通信容量などの限界を超える新しいネットワークの構築において、要素技術として期待されている。光パスネットワークはすでに一

部で実用化されているが、光パケットネットワークは光ノードにおいて高度な技術を要するために発展途上であるが、先端的な研究が活発に進められており 2015 年以降に光ノードの実現が見込まれている。

光パケットネットワークでは、情報をパケットと呼ばれる小さな単位に分けてスイッチすることにより、ネットワークの帯域を複数ユーザーがシェアすることができ、最大限かつ柔軟に活用することができる。このパケットは宛て先情報を持った光符号で生成されるラベル部分と、情報の内容であるデータ（ペイロード）部分から構成されており、データのフォーマットは任意のものを適用できる。一方、光符号ラベルの生成・処理技術については多くの課題があり、活発な研究が進められている[11][12][13]。しかしそれにも関わらず、これまでに符号パターンやパラメータの可変性については十分に示されていない。光符号ラベル生成器は、電話局側で複数のユーザーに対して光符号ラベルを生成する必要があるため、1つのデバイスで1つの符号生成をする場合には、符号ラベル数分のデバイスが必要になる。そこで、1つのデバイスで複数のラベルを生成することができればシステムの小型化、高効率化が実現できる。また、高速かつ任意の符号を生成可能な手法として、 $\text{LiNbO}_3$ (LN)変調器を光符号ラベル生成器として用いる手法が 2005 年に提案されているが[14]、近年 LN 変調技術が目覚しく向上されているにも関わらず、これ以降 LN 変調器を用いた光符号ラベル生成は報告されていない。LN 変調器は、一般的にデータ生成器として広く用いられているおり、最近では動作速度の高速化とともに変調方式の高度化によって伝送速度向上を実現しており、Tbps クラスの長距離海底ケーブルが実運用されている[15]。この LN 変調器を光符号ラベルとデータ生成の両方に用いることにより、システムが小型化できるというメリットもある。さらに、使用可能な符号数の算出や、用いる符号系列の最適設定を行うことによって、柔軟性を持ったより効率の高い光符号ラベル生成・処理を行うことができると考えられる。

また、生成した光符号ラベルの処理デバイスと手法に関する先端的な研究も同時に進められており、LN 変調器の可変性に対応できるデバイスとして、液晶空間光変調器(Spatial light modulator: SLM)を用いた、スペクトル領域での制御に注目した[16][17][18][19][20]。超高速な光信号をスペクトル領域に展開することにより、高速なデバイスを使わずに高精度な制御を実現できる。その中でも、液晶空間光変調器を有するスペクトルシェイパー(Variable bandwidth spectrum shaper: VBS) [20]は高分解能・広帯域・低損失・小型化を実現しており、任意のスペクトル制御が実現できる。

以上のことから、任意の光符号ラベルを高速に生成可能な LN 変調器と、スペクトル領域で高分解能な光符号ラベル処理ができる VBS を組み合わせることにより、柔軟性の高いシステムの構築が実現できると考える。

本論文は、光パケットネットワークの光ノードにおける、光領域での宛て先処理に必要な光符号ラベル生成・処理技術の確立を目指し、その手法、問題点およびその解決策としてパラメータを柔軟に可変な手法の提案、実証について、一連の研究成果を取りまとめたものである。

## 1.2 研究目的

本研究は、光パケットネットワークの要素技術である光符号ラベル生成・処理技術において、その柔軟性を高め、高効率な次世代フォトニックネットワークの構築に貢献することを目的とする。柔軟な光制御が可能な LN 変調器と、液晶空間光変調器を有する VBS に着目し、使用可能な符号数の向上、識別処理手法の確立を目的とするものである。LN 変調器は高速に、パラメータとパターンが任意の光符号ラベルを生成することができるが、符号の直交性やシステムを構成するコンポーネントとの兼ね合いもあり、生成可能なすべての符号をシステム内で使用することはできない。そこで、光符号ラベル生成・処理システムの特性を考慮し、符号の最適設計を行うことにより、柔軟に符号パターンやチップ数、チップレート、位相の多値数が可変な光符号ラベル生成・処理技術を実現することを目指す。さらに、LN 変調器の可変性に対応可能な復号器として、SLM を用いた高分解能かつ広帯域なスペクトル制御デバイスである VBS を適用することを提案し、高精度な光符号ラベル処理を目指す。

以下に本論文における項目別の目的を示す。

### 1. LN 変調器を用いた光符号ラベル生成における光符号設計法の開発と実証

LN 変調器によって符号パターン、チップ数、チップレート、位相の多値数を高速かつ柔軟に可変な光符号ラベル生成が可能であるが、生成可能な全符号を使用できるわけではない。そこで、光符号ラベル生成・処理システムで用いる各デバイスの特性や、しきい値マージンを考慮し、識別可能な符号数とその符号パターンを算出する必要がある。光符号ラベル生成・処理システムにおける識別可能な符号数を十分に確保する光符号設計法の開発と光符号ラベル処理手法の柔軟性向上によって、数 10 から 100 程度の識別可能なラベルを目標とした。

### 2. LN 変調器と VBS を組み合わせた、柔軟な光符号ラベル生成・処理手法の提案と実証

本研究では光変調器の可変性に着目し、LN 変調器でラベル生成を、VBS でラベル処理を行うシステムを提案し、その実証実験により用いる符号パターン、パラメータが可変であることを明らかにする。他のシステムと比較した場合、この組み合わせが最も柔軟性が高く、高効率なネットワークの実現に貢献できると考えられる。さらに、光符号化用パルスの形状についても、拡張性を持たせることができ、ラベルのパワーを維持しやすく、識別処理を容易に行えることを目指す。

### 1.3 本論文の構成

第1章では、本研究の背景と目的を述べ、本論文の構成を示した。超高速・大容量なフォトニックネットワークを実現するためには、ノードでの宛て先処理の光化が必要であることを示し、高速・空間光変調器を用いて光符号ラベル生成・処理技術を発展させることを目的とした。

第2章では、フォトニックネットワーク実現に向けて提案されている光符号ラベル生成・処理デバイスの現状、課題について述べ、増大し続けるトラフィックに対応するための光パケットネットワークの必要性について論じた。さらにその光パケットネットワークを構成する光ノードのために必要な要素について述べ、本研究で提案する光符号ラベル生成・処理手法の特徴を明確にした。

第3章では、LN変調器で光符号ラベル生成を行う光符号ラベル生成・処理システムに適した光符号設計を行うため、独自にシミュレーションプログラムを構築した。シミュレーションでは光符号ラベル生成から最終的に電気領域で行う識別処理までを考慮し、光符号ラベルを構成するチップ数やチップレート、符号パターンを変化させ、それぞれ識別可能な符号数の算出を行った。

第4章では、第3章で算出した光符号ラベルを用いて、シミュレーションの実証実験を行った。LN変調器を用いた可変光符号ラベル生成、トランスバーサルフィルタ(Transversal filter: TVF)での光符号ラベル処理の実験において、シミュレーションとの差異を算出し、光符号ラベル生成・処理能力を実験的に検証した。

第5章では、既存の手法ではLN変調器の可変性を十分に活かしきれていないことが明確になり、本研究で新たにスペクトル制御を適用することを提案した。光符号ラベル処理にスペクトル制御を導入するため、低損失かつ高分解能な制御が可能なVBSを復号器として使用した。本手法を用いることにより、符号パターンや、パラメータを任意に変えた光符号ラベル生成・処理が可能であることを、シミュレーションと実験により検討した。時空間変換を用いたスペクトル制御を用いるため、チップレートが20、40 Gchip/sのより高速な光符号ラベル処理も実証した。さらに復号化後の識別処理を容易に行うことを目指し、符号化用パルス変調を、Return-to Zero (RZ)から Non-Return-to Zero (NRZ)に変えて検討し、その可能性を実験により示した。

第6章では、本研究を総括し、結論及び今後の展望を述べた。

本論文の構成を図1.1に示す。

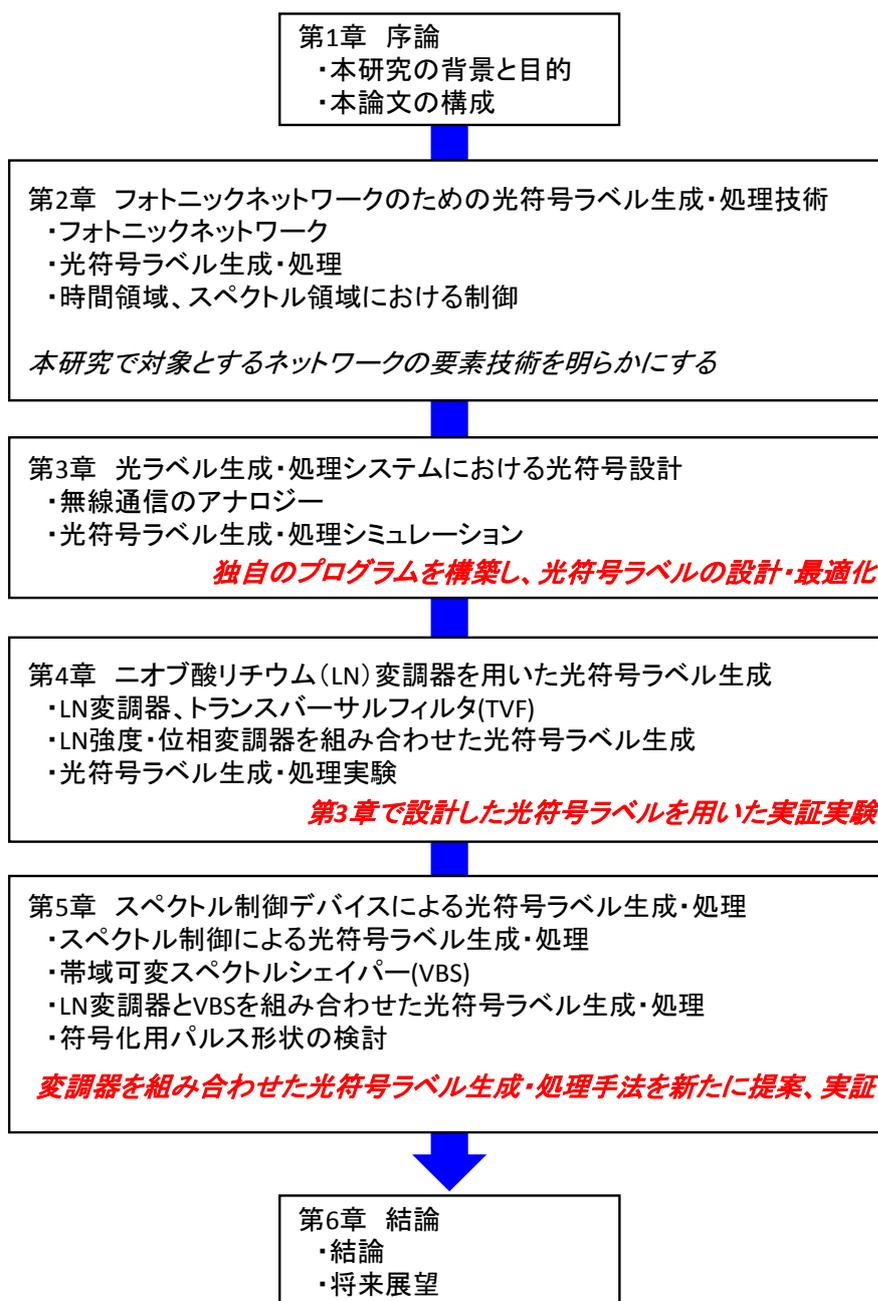


図 1.1 本論文の構成

## 第2章 フォトニックネットワークのための 光符号ラベル生成・処理技術

### 2.1 はじめに

通信コンテンツは文字から音声、静止画、動画、さらには高精細映像へとデータサイズが大きくなるのに伴い、国内のインターネットトラフィックは年率1.2~1.4倍で増加している。基幹ネットワークで複数の光ファイバーのハブとなるルーターでは処理能力の増加が求められる。しかし、パケットの宛て先検索に伴うメモリへのアクセスなど、低速な電子処理がボトルネックとなっている。現在商用になっているルーターでは2.24Tbps程度を転送するに過ぎない。このような既存の電子処理に支えられたルーターを用いるシステムにおいても、電子回路の高集積化や、超並列処理の導入によるルーターのスループットの増加は、原理的には可能だが消費電力の極端な増加など、多くの問題が生じる。このような状況から、ネットワークのルーターに光技術を効果的に取り入れ、超高速・大容量化を効率よく図ろうとする試みが盛んに行われている[21][22]。また、ネットワークサービスやクラウドコンピューティングの普及は、ネットワークの大容量化に対して、継続的に大きな需要を作り出す。よって、ネットワーク技術への市場からのニーズは、大容量化と省電力化、低コスト化の3点が重要となる。

また、通信ネットワークインフラの大容量化は、波長多重光通信(Wavelength division multiplexing: WDM)技術をベースに劇的に進歩してきた。近縁では、地球温暖化等の環境問題が深刻化する中、大容量化とビット当たりの通信コストの低減だけでなく、通信設備が消費する電力の低減が迫られている。フォトニックネットワークは、WDM技術をベースに大容量、低コスト、低消費電力な通信インフラを実現する技術として注目されて、精力的な研究開発が進められている[23]。

本章では、超高速・大容量なフォトニックネットワークを実現するために研究が行われている、光パケットネットワークや光パスネットワークの特徴について述べ、それらの優位性を比較する。波長パスネットワークのデータ粒度は非常に大きくなってしまい、流れる通信量がどんなに少なくとも、通信の度にデータを流せる回線を設定し続けねばならない。一方、パケットネットワークでは、原理的に超大容量と細かな粒度を両立できる可能性がある[24][25]。本研究が対象とするのは光パケットネットワークであり、その要素技術である光符号ラベル生成・処理について、その手法と用いるデバイスについて、特徴と問題点をまとめた。

## 2.2 フォトニックネットワーク

トラフィックは年々増加しており、変動幅も大きくなる一方である。高精細な映像系の送受信の増加やスマートフォンの急速な普及により、今後もますます増加すると考えられる。スマートフォンによるトラフィックの過多は深刻な問題となっており、これまでのパケット定額サービスが破綻し、従量制になる可能性も指摘されている。移動体通信事業者は、限られた電波の中でこの状況に対応するため、トラフィックの集中する場所に新規の基地局を設置するなどの対応を行っている。また、周波数利用効率の高い、新たな携帯電話の通信規格である LTE (Long term evolution) が、2010 年頃から世界中でのサービス開始が見込まれている。JPIX (JaPan Internet eXchange) による、インターネット接続事業者などのネットワークの相互接続を目的とした、インターネットの相互接続点で集計された通信トラフィックを図 2.1 に示す[26]。

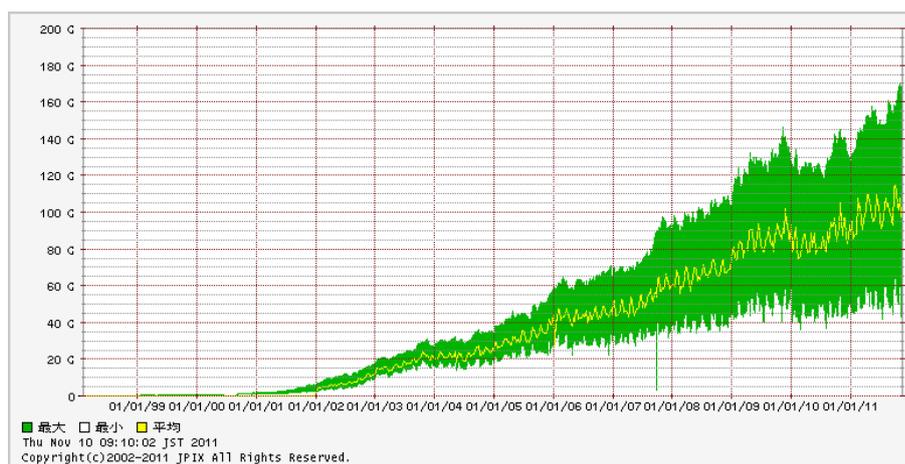


図 2.1 通信トラフィックの推移

図 2.1 に示すグラフは、契約数のシェアは全体の 43.7%であり、ブロードバンドサービス契約者のダウンロードトラフィックは 2011 年 5 月現在、約 1.51 Tbps と推定されている。

日本におけるインターネットトラフィックの推移（平均）を図 2.2 に示す[3]。増え続けるインターネットトラフィックに対応するためには、光の特性を最大限に活かしたネットワークの構築が必要不可欠である。

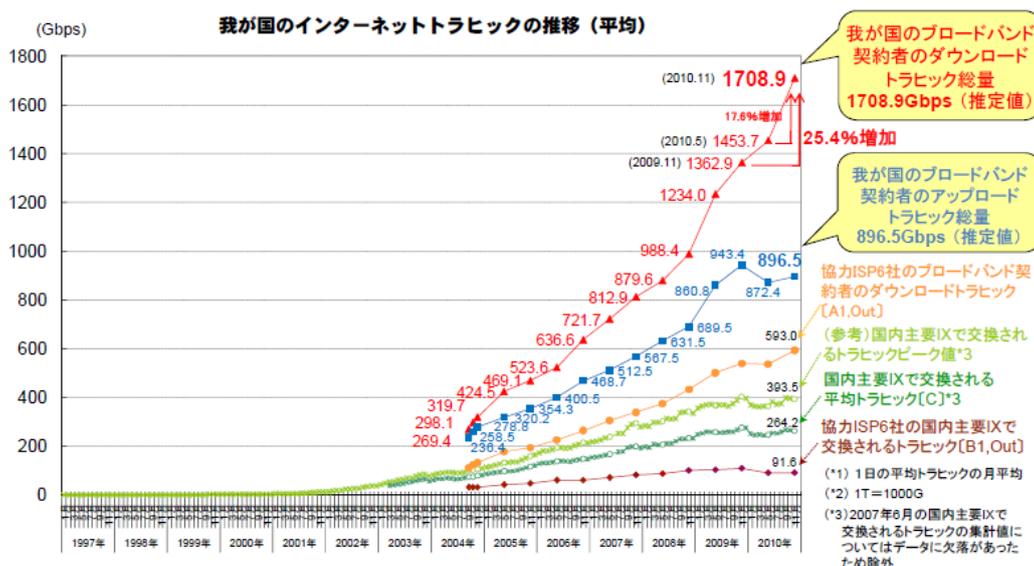


図 2.2 日本におけるインターネットトラフィックの推移 (平均)

2001年1月、我が国が5年以内に世界最先端のIT国家となることを目指す e-Japan 戦略が掲げられた。この戦略では、具体的に、「5年以内に少なくとも3000万世帯が高速インターネットアクセス網に、また1000万世帯が超高速インターネットアクセス網に常時接続可能な環境を整備することを目指す」ことを宣言した[29]。2008年にはブロードバンドサービスの契約者において、FTTHがADSLの契約数を抜き最も多くなり、2011年3月には2000万に達し、全国規模で普及しインターネットアクセスの高速化を達成したと言える。ブロードバンドサービス契約数の推移を図2.3に示す[27]。一部の事業者より契約数について集計方法の変更があったため、2010年3月末のブロードバンド合計及びCATVインターネットの契約数及びシェアについて前期との間で変動が生じている。

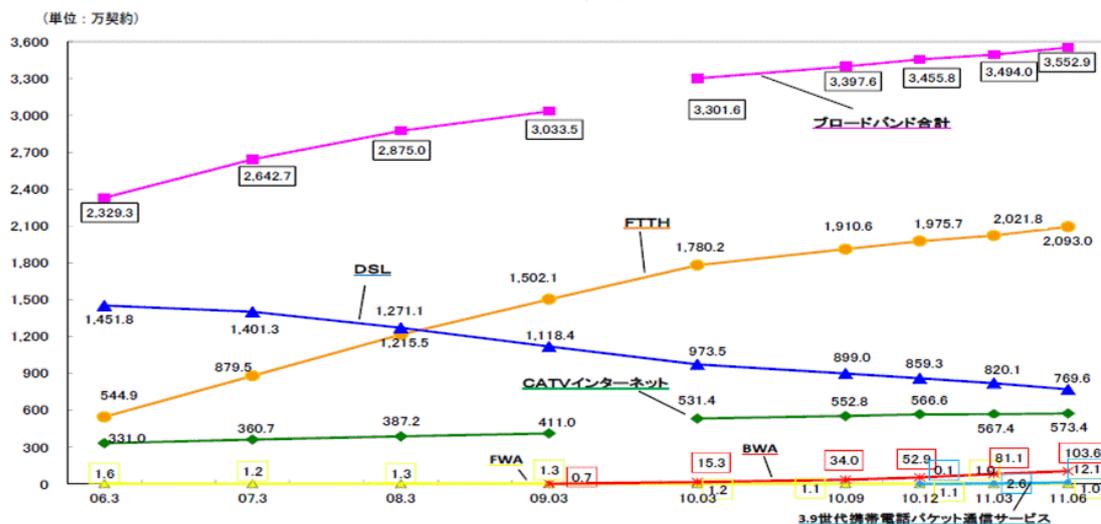


図 2.3 ブロードバンドサービス契約数の推移

2009年のリーマンショックにより世界規模で景気後退が続く中、日本ではFTTHがブロードバンドサービスプラットフォームの中心的存在になっている。世界で初めて商用化されたギガビット速度の光アクセスサービスは、2008年に「世界一」(英国オックスフォード大)との評価を受け、ブロードバンドサービス環境はより一層進展している。加入者系のシステムの出荷額はここ数年増加傾向を示しており、2010年にはいったん下がるものの、2011年にかけて回復すると予想されている[28]。

従来の電話に相当するサービスや、地上デジタル放送のTV番組の再送信などの通信品質が求められる通信サービスと、インターネットアクセスなどのベストエフォート品質の通信品質を、同一のネットワーク上で統合的に提供するNGN(Next generation network)がすでに実用化されている。

インターネットトラフィックは、映像系のデータの送受信を中心に着実に増大すると予想されている。今後5~10年で、数十倍以上に増大していくと想定される。このため、NGNの発展に向け、ネットワークのスケラビリティ、多様なトラフィック変動や地震等の災害時における大規模障害等にも対応できるダイナミックかつ迅速なネットワーク運用制御のための技術が期待されている[5]。

100年の歴史を持つ電話交換機による通信ネットワークが、IPベースのネットワークへと刷新される。通信業者を取り巻く環境変化として、固定通信市場の縮小やトラフィック属性の変化、移動体通信市場の飽和が挙げられ、インターネットが抱える課題としてセキュリティや通信品質の問題があった。これらの課題を解決するため、NGNが構築され、高い信頼性、高品質、コストの低減を図られた。

現在までにNGNが実用化されており、これらのインターフェースおよび通信品質を利用し、多様な通信サービスが生み出され利用が進んでいるが、それぞれの通信サービスによって、トラフィックのパターンは大きく異なる。

これらは4つの通信品質クラスに分類され、①IP電話やTV電話のようなインタラクティブ通信に向けた低ロス・低遅延クラス、②映像マルチキャスト配信や片方向ストリーム型通信に向けた低ロスクラス、③高品質データ通信等に向けた低遅延クラス、④インターネットアクセス等に向けたベストエフォートクラスである。

増大するトラフィックに経済的に省電力で対応することが求められる。また、新たな付加機能等に柔軟に対応しつつ、基本転送機能などの安定性を確保することが重要である。これらを実現するためには、フォトニックネットワークの構築が必要不可欠である。

また、現在日本の総発電量の4~5%をICT分野が消費している。その中でもデータセンタとルーターの電力使用量が高く、省エネ化する必要がある。

あるスループットをスイッチングする場合、「電気ルーターに比べ、光スイッチは1/500のエネルギー消費量で済む」という結論が得られている[30][31]。これはフォワードリングよりも波長多重ファイバーリンクをMEMSスイッチで切り替える方が、エネルギーを消費しないということを示す。

以上のことをまとめ、フォトニックネットワーク実現に向けた課題を以下にまとめる。

- (a) 光通信ネットワークのノードにおける宛て先処理を、光電変換を用い、電気領域で行っているために、高速な転送処理が行えない
- (b) LSI等の電気回路を用いているため、装置が発熱する。その冷却装置が必要
- (c) トラフィックが増え続けた場合、電力が足りなくなる
- (d) 大容量のデータを、超高速に送受信するための変調技術が必要
- (e) 低コスト化

これらの課題を解決するために、活発に研究が行われている。本研究では、光信号を光のまま伝送・交換する全光ネットワーク構築を目指し、主に(a)の課題解決のために、柔軟な光符号ラベル生成・処理システムの構築を行った。

光ネットワークの構成は、光パケットネットワークと光パスネットワークに分類することができる。これらの特徴について以下に述べる。

### 2.2.1 光パスネットワーク

光パスネットワークは、ユーザーとユーザーを光のパスで直接結び、パスを占有する方式であり、従来の電話と同様の回線交換型のネットワークである。細かいパケット処理を必要とせず、任意のフォーマットの情報を伝送することが可能なため、高精細な映像等の大容量な情報の送受信に適した低消費電力のネットワークである。

波長パスネットワークは、電気段における再生中継を含まないことを基本としているため、波長パスの品質保証も重要である。1本の光ファイバー上で異なる複数の波長を多重化し、それぞれの波長毎に異なるデータを並列転送している。波長パスネットワークに関する研究開発は活発に行われ、技術的にはかなりの程度、成熟の領域に達しつつある。また、波長パスを占有するオンデマンドや予約型のサービスは、宇宙天文観測等の分野でも有効である。しかし、このようなサービスを通信事業者が提供することは、コスト等の問題から大きな課題がある[32]。光パスネットワークの概念図を図2.4に示す。

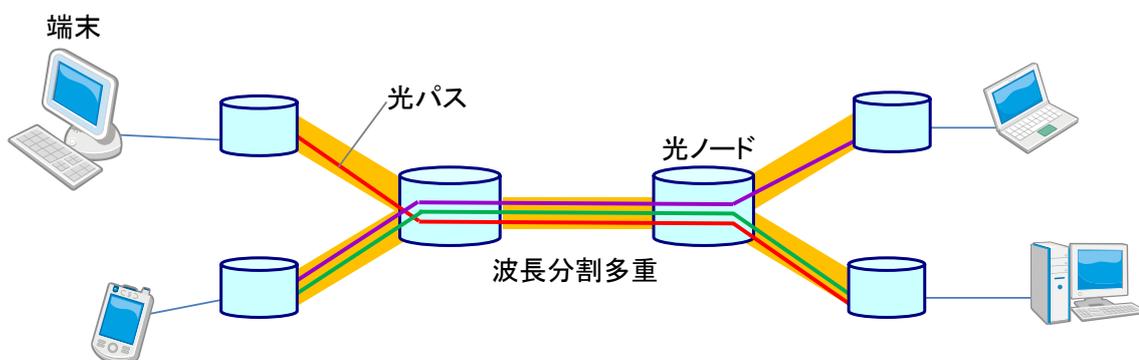


図 2.4 光パスネットワークの概念図

複数のインターフェース間で波長毎の光パスを互いに相互接続するが、波長変換機能も有する場合は光パスの設定効率が向上する[33][34][35]。

光パスネットワークのノード構成を、図 2.5 に示す。このように波長変換を行うことによって、光クロスコネクタを用いることで、中継ノードにおいて光信号を電気信号に変換する必要なく、光のままスイッチングが可能である。

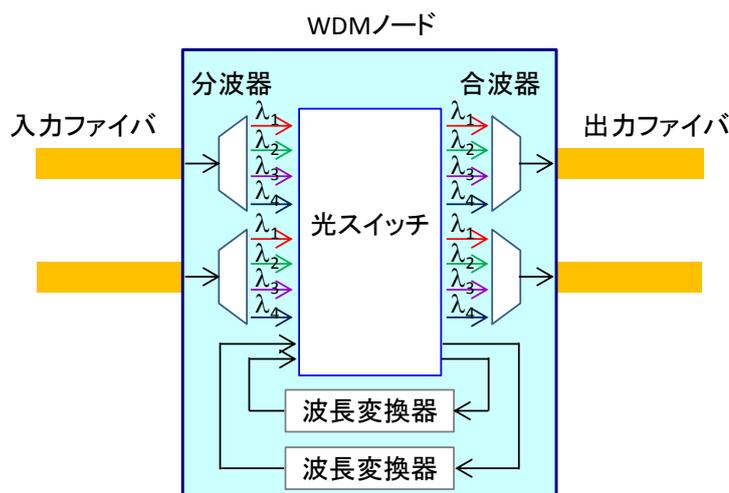


図 2.5 光パスネットワークのノード構成

光パス制御部でシグナリング制御と光スイッチを設定し、光スイッチでデータを転送する。しかし波長パスネットワークを実現する上で、波長変換器を無限に利用することは性能面、コスト面から現実的ではないため、波長変換器の数に制限がある場合においても、波長変換器の枯渇を防ぐことができる波長割り当て方式が提案されている[36]。光パスネットワークにおいて波長変換ができない場合、経路上のすべての光パスで同一の波長を利用する必要（波長連続制約）が生じる。しかし途中のノードに波長変換器を導入することで波長変換のないネットワークで生じていた波長連続制約から解放され、波長資源利用効率の低下を防ぐことができる。

光パスネットワークの利点と課題を以下にまとめる。

利点：

- ・ 波長パスを占有することができる（帯域保障）
- ・ 大容量のデータ伝送に適している
- ・ ノードにおいて電気処理を行う必要がないため、消費電力が小さい
- ・ 光パスネットワーク全体のノードの制御を制御部の1か所で行うため、各ノードでの複雑な処理が必要ない

課題：

- ・ サービス提供の粒度を低コストで細かく設定できるような技術が必須、現状ではコストが非常に高い
- ・ ルートを切り替える低消費電力の大規模光スイッチが必要
- ・ ルートを切り替えた場合にも、高品質な信号を送るための伝送路を最適に制御する技術が必要
- ・ ネットワーク資源、各地に分散したストレージを統合管理し、ユーザーに品質保証された光パスとストレージを提供する技術の開発

2010年には波長分散を自動で取り除くパラメトリック可変分散補償方式を適用した光パスネットワークが報告されており、高精細映像情報を極低エネルギーで転送するネットワークが実証されている[37]。

## 2.2.2 光パケットネットワーク

WDM 技術を用いた光パスネットワークにより、大容量な伝送が可能となったが、2.2.1 節で述べたようにデータ粒度が非常に大きくなるという課題があった。つまり、流れる通信量がどんなに少なくとも、通信の度にデータを流せる回線を設定し続けねばならない。回線が張られていても意味のあるデータが流れていない状況が発生することから、光パスネットワークでダイナミックにトラフィック変動が起こるサービスを多くのユーザーに対し提供するには、十分な波長リソースが必要になる。しかし同時に使える波長数や、光ファイバー、波長多重度の増加による光スイッチ規模の増加には限界があるため、トラフィックが増幅し続けられれば、期待するサービスの提供ができなくなることが考えられる。さらに、光パスを占有して使用するため、コストが高くなるという課題が同時に生じる。

光パケットスイッチ (Optical Packet Switch: OPS) を適用した光パケットネットワークでは、原理的に超大容量と細かなデータ粒度を両立できる可能性があり、活発に研究が行われている[38][39][40]。一般的には、基幹系向けの高速大容量通信として用いられている。パケット単位での交換が行われるため、サービスの提供速度は非常に細かい粒度で設定することもできる。光パケットネットワークの概念図を図 2.6 に示す。

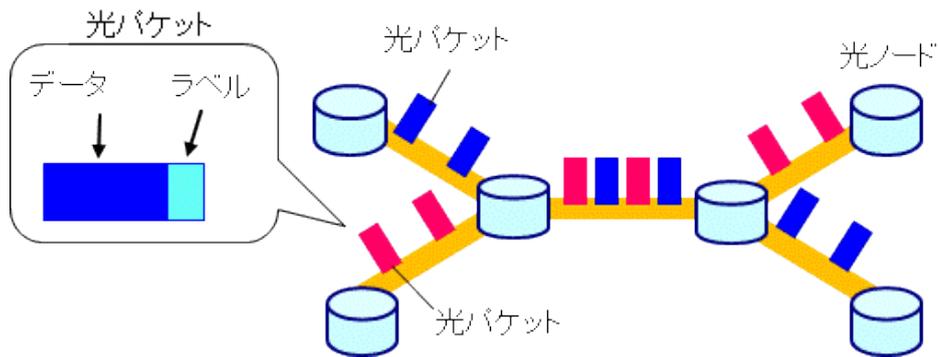


図 2.6 光パケットネットワークの概念図

パケットスイッチノードの機能は大きく 5 つに分けられる。経路制御（ルーティング）、ラベル処理、スイッチング、スケジューリング、バッファリングである。光ノードの構成を図 2.7 に示す。入力された光パケットの宛て先情報を持つラベルは、ラベル処理部へと送られ光相関演算を行い、その出力信号をスイッチへと送る。それと同時にパケットの到着情報をスケジューラへと送る。データ情報を持つペイロードはスイッチへと送られ、宛て先ごとに振り分けられる。その後、スケジューラが複数のパケットが衝突しないようにバッファを制御し、出力される。

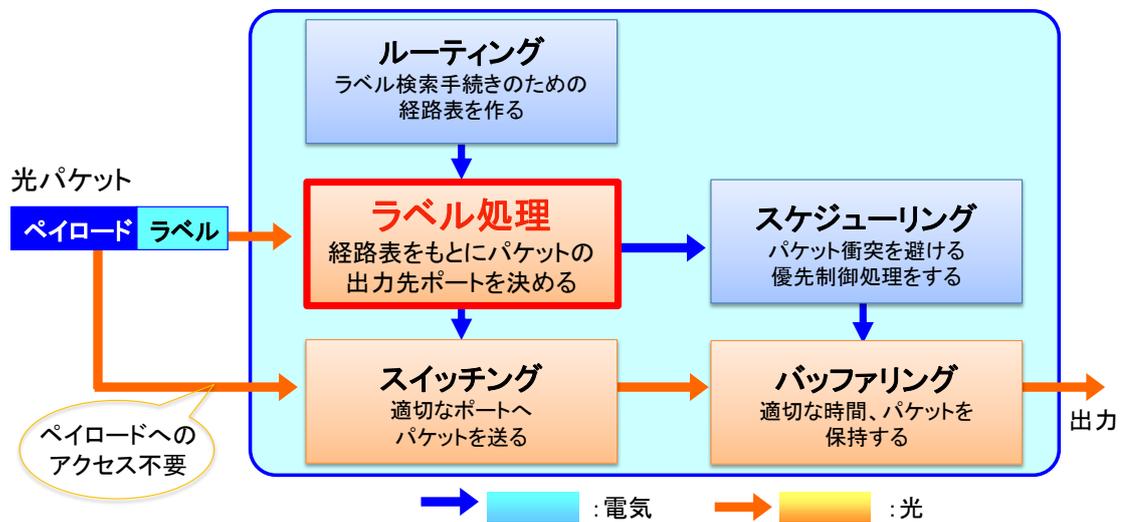


図 2.7 光ノードの構成

光ノードにおいて、光パケットのペイロードへアクセスしてデータを読み込むことは不要であり、ペイロードのデータレートを高速にするほど光パケットスイッチのメリットが発揮される。ただし、光パケットのフォーマットとして、従来の強度変調方式だけでなく、偏波や位相、波長などを用いた変調方式・多重方式が使用される場合、それぞれの物理パラメータに対して無依存な光デバイスを使用し、トランスペアレントな処理を実現することが重要

となる。一方、電子処理に依存した電気ノードでは、信号を扱いやすくなるが、ペイロードが高速またはペイロードの所要時間が長いほど内部バス的高速化やメモリアクセス速度の向上などのためにコストがかかる[41][42]。

光パケットネットワークの利点と課題を以下にまとめる。

利点

- ・ 光電変換を行わず、光パケットのまま転送処理を行うため、ビットレートや伝送方式等のフォーマットに依存しない
- ・ 消費電力を増加させずに、中継ノードの転送能力を向上させられる
- ・ 光パケット単位で波長（光パス）を使用できる
- ・ 伝送制御プロトコルである TCP (Transmission control protocol) との親和性が高い

課題：

- ・ 光パケット制御が複雑で実装が容易でない、光ノードで複雑な処理が必要になる
- ・ 上記の理由から、要素技術が発展途上
- ・ 同時に同一の出力ポートを要求するパケットが到着した場合に競合が生じるため、バッファへの記憶（光メモリ）や波長変換技術が必要

光パケットネットワークの先進的研究を行っている独立行政法人 情報通信研究機構は、他機関と連携しながら、光領域でのラベル処理器や光バッファの開発を行っている。現状では、多波長光パケットに差動4値位相変調 (DQPSK) が導入され、1.28 Tbps (64 波長×20 Gbps) の光パケットスイッチが開発されている。パケット長は 77 ns で、その中に光位相符号ラベルと 45 ns の光ペイロードが含まれている[43]。

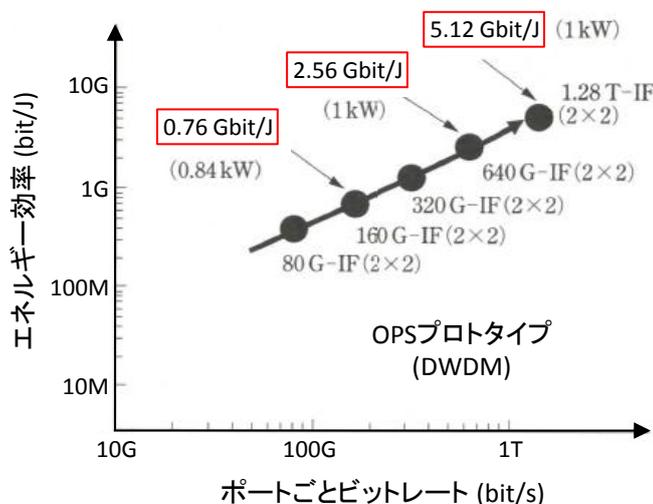


図 2.8 光パケットスイッチのエネルギー効率の進展

これまでに開発された光パケットスイッチのエネルギー効率（1 J 当りの処理ビット数）を図 2.8 に示す[42]。光パケットスイッチング動作に使用された消費電力は、約 1.0 kW である。光パケットスイッチの構成を変えずに、ほぼ同じ消費電力で 1 ポート当りのビットレートを向上させることが可能なため、エネルギー効率も向上している。これは光パケットスイッチのトランスペアレント性による有益な特長である。

超高速・大容量なネットワークを構築するためには、光パケットネットワークの構築が必要不可欠であると考え、本研究では光パケットネットワークの発展に貢献するための検討を行った。本研究は情報通信研究機構との共同研究であり、その中の光パケットスイッチの構成要素であるラベル処理の部分に着目した。これまでラベル処理には電気での処理が用いられており計算時間が課題となっていたが、光相関演算を利用し、光の特性を活かした演算を行うことにより、高速化が見込まれる。詳細は次節で述べる。

また、将来のネットワークにおいては、センサから出力される極小容量のデータから、デジタルシネマ等の高品質かつ数百 GByte クラスの極大容量のデータまで様々なコンテンツが大量に流通することが想定される。しかし、既存の IP 技術はベストエフォートのトラフィックを伝送するのに適しているが、QoS (Quality of service)を保証する技術とは言えない。そのため、このような環境に対応するために、ベストエフォート形サービスだけでなく、QoS 保証形サービスの両方を提供可能なネットワークの構築が求められる。これらの要求を満たすために、光パケットネットワークと光パスネットワークのそれぞれの長所を活かした、光パケット・光パス統合ネットワークの研究開発が行われている[42]。

統合ネットワークの特徴を以下に示す。

- ・ ユーザー要求に合わせてネットワークがパケット転送サービス、パスサービスを提供
- ・ 光パケット交換により、電気交換と比較して余分な光電変換を減らして消費電力を低減し、光パスにより余計なパケット処理を減らし、省電力を低減
- ・ ベストエフォート形サービスのデータだけでなく、光パスの制御信号や波長資源の制御信号も光パケットで送受信することで、余分なインターフェースを減らし、ネットワークの制御機能を簡易化
- ・ 波長資源を光パケット占有資源、光パス占有資源、共有資源として割り当てる。トラフィックの状況やユーザーの要求に応じて、光パケット、光パスを使用するサービスに対して強要している波長資源を動的に分配し、新たな、または突発的なサービスに対応

## 2.3 光符号ラベル生成・処理技術

光パケットネットワークにおける宛て先処理は、光符号分割多重 (Optical code division multiplexing: OCDM) 技術を利用した光符号ラベル生成・処理によって行われている。これまでに様々な光符号ラベル生成・処理を行うデバイスと手法が提案、実証されている [44][45][46]。

宛て先情報は光符号ラベルのパターンによって決定される。また、各ノードは宛て先テーブルに応じたラベル (ラベルバンク) を持っており、そのラベルと到着した光符号ラベルとの光相関処理を行う。光相関処理は、時間領域またはスペクトル領域で、同時並列的に演算することにより行われる。各光符号を復号化し、光符号ラベルとノードラベルが一致する場合は光強度が足し合わされ、光相関波形の光強度は強くなる。一方、一致しない場合は打ち消しあい、光相関波形の光強度は弱くなる。これらの強度の差を、PD (Photo detector) などの光検出器によって電気信号に変換し、しきい値処理することにより、光符号ラベルを識別することができる。図 2.9 に光符号ラベル処理の原理を示す。

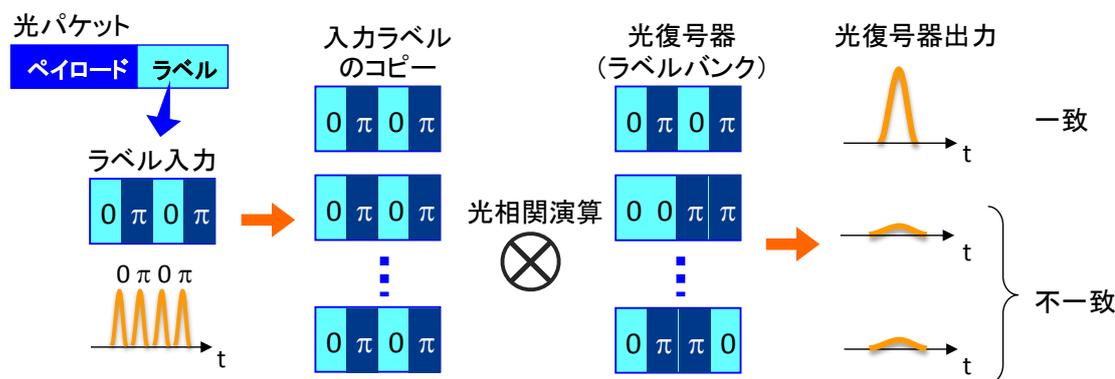


図 2.9 光符号ラベル処理の原理

ラベル処理に光を用いる方式の最大の特徴は、その処理の高速性にある。光符号ラベル処理はラベルの認識に電氣的な論理回路を必要としないため、ラベル処理時間は、光受動素子の導波路を光信号が通過する伝搬時間で実現でき、光速に対応した高速なラベル処理が可能となる。よってノードにおける処理時間を短くすることができ、データの転送時間の短縮が可能となる [42]。

さらに多重化された光符号ラベル処理も、同様の原理で行われる。多重光符号ラベルは、異なるパターンを持つ光符号ラベルを同一時間上に重ね合わせることによって生成される。各ノードにおけるラベル認識は、先ほど述べた方法と同様に光復号器を用いて行う。光相関処理の結果、多重光符号ラベルの中から光復号器のパターンと一致する場合のみ自己相関波

形が得られ、一致しないものはランダムに拡散されるため、所望のラベルのみを認識することができる。

最先端の光ノードの研究を行っている情報通信研究機構の実証実験において、光符号ラベル生成を行うデバイスは符号パターンやパラメータが固定なものが使われている。また、使用する符号は特性が分かっている少数の特定の符号のみを使って実証されている。つまり、光ノードを実用化するためにはより多くの符号を扱う必要があり、その検討が必要不可欠である。

光領域でのマッチトフィルタリングについて説明する。一般的に、復号化後の一致・不一致の Signal-to-noise ratio (SN)比が高くなるように、マッチトフィルタの設定を行う。いま、マッチトフィルタのパターン波形を  $h_d(t)$  とすると、そのフーリエスペクトルは  $H_d(\omega)$  となり、複素関数で表される。

$$H_d(\omega) = H_e(\omega) * \exp(-j\omega t_0) \quad (2-1)$$

$$h_d(t) = h_e(t_0 - t) \quad (2-2)$$

$h_e(t)$  は符号器の出力であり、 $H_e(\omega)$  はそのスペクトルである。復号器からの出力は、符号器とマッチトフィルタの応答のコンボリューションになる。

$$\begin{aligned} \text{Output} &= \int_{-\infty}^{\infty} H_e(\omega) H_d(\omega) \exp(-j\omega t_0) df \quad (2-3) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |H_e(\omega)|^2 \exp[-j\omega(t-t_0)] df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h_e(t') h_e(t' - t + t_0) dt' \\ &\equiv \Psi(t - t_0) \end{aligned}$$

$\Psi(t)$  は入力した光符号  $h_e(t)$  の自己相関関数を表す。このように、マッチトフィルタは光領域のみで展開できる。最終的に PD によって光電変換を行うため、光源のコヒーレンス度によって PD の出力が変化する。インコヒーレントな符号化手法の場合、コヒーレントな場合と比較して最低、半分にまで減る。その一方、コヒーレントな場合は干渉ノイズが大きくなるという課題がある[47]。

## 2.4 時間領域における光制御

光領域における光符号化では光パルスを時間軸のフィルタによって、パルス列を拡散し、符号化する。生成された符号は、他の符号と多重化された後に伝送され、元のパルス波形が復元される。時間領域で符号化された波形は、伝送する際にデジタル波形として扱うことが

できる。よって伝送途中で波形がなまったり劣化したときに、信号を再生しやすいというメリットを持つ。

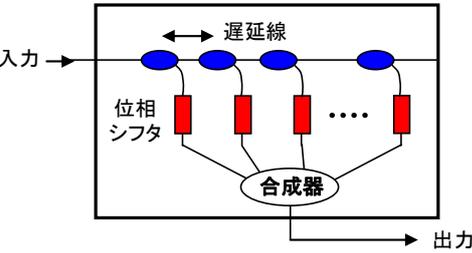
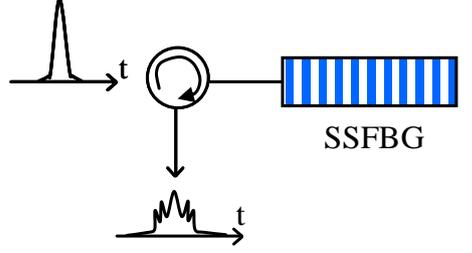
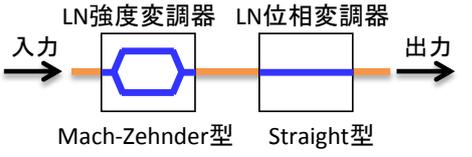
平面光導波路(Planar lightwave circuit: PLC)で構成される光符号・復号化デバイスは多く提案・実証されている。PLC はシリコンや石英基板上に光ファイバーと同じ材料である石英ガラスを積層し、光が伝搬するための導波路を平面上に作製した導波回路である。回路パターン設計により、バルク型の光学系で実現していた機能を PLC 上に作製することが可能である。パッシブデバイスに多く用いられており、低損失かつ安定性、信頼性に優れている。また、光ファイバーと同じ材質で作製されているため、光ファイバーとの結合効率が非常に高い[48]。PLC 上に構成されている光符号ラベル生成・処理器には、トランスバーサルフィルタ(TVF)が挙げられる。TVF は可変タップと遅延線、光位相シフタおよび合波器によって構成されている。符号の再構成が可能であり、原理的にもほぼ理論どおりの符号が得られ、温度補償を行うことによって優れた安定性が得られるが、小型化するのは難しいとされている。

ファイバーベースで作製された、位相シフト超構造ファイバーブラッググレーティング(Superstructured fiber Bragg grating: SSFBG)を用いた光符号ラベル生成・処理器が提案・実証されている[50][51][52][53]。紫外線を用いて光ファイバーのコア中に回折格子を形成し、光フィルターとしての機能を持たせた光ファイバー型デバイスである。回折格子を光ファイバー中に非破壊的に直接形成することができる。小型化、低価格化が可能であり、偏波無依存、波長分波機能を有する。SSFBG は、特定の波長(ブラッグ波長)を反射する単位 FBG を複数個、直列に並べた構造となっており、配置する単位 FBG 数が光符号のチップ数に相当する。

また、時間領域で制御を行う代表的なデバイスとして、LN 変調器が挙げられる。2005年に片岡らによって、LN 強度変調器と LN 位相変調器を組み合わせた光符号ラベル生成手法が提案・実証されている[14][54]。一般的にデータ生成に用いられる LN 変調器をラベル生成にも適用することにより、光パケット送信機の小型化が実現できる。さらに変調器を使用することにより、他のデバイスと比較し、可変性が非常に高くなる。

これらのデバイスの構造と特徴を表 2.1 にまとめる。表中の多重数とは、1つのデバイスで同時に複数の符号パターンを生成可能な数を表す。手法とは、時間またはスペクトル領域で強度、位相を制御するかを示し、可変性とは1つのデバイスで符号パターンまたはパラメータを変化できるかを示す。

表 2.1 時間領域で制御を行う光符号器と光復号器

デバイス名	構造	特徴
TVF[49] (1999年)		<ul style="list-style-type: none"> <li>・ 研究機関: 情報通信研究機構、大阪大学</li> <li>・ 多重数: 1</li> <li>・ チップ数: 8 chip</li> <li>・ チップレート: 200 Gchip/s</li> <li>・ 手法: 時間強度、位相</li> <li>・ 符号化、復号化</li> <li>・ 可変性: 符号パターン可変 (チップレートも可変だが、変化させる度に印加電流値の調整が必要)</li> </ul>
SSFBG[50] (2000年)		<ul style="list-style-type: none"> <li>・ 研究機関: 情報通信研究機構、大阪大学、京都工芸繊維大学</li> <li>・ 多重数: 1</li> <li>・ チップ数: 511 chip</li> <li>・ チップレート: 640 Gchip/s</li> <li>・ 手法: 時間拡散、位相</li> <li>・ 符号化、復号化</li> <li>・ 可変性: なし</li> </ul>
LN 変調器 [14] (2005年)		<ul style="list-style-type: none"> <li>・ 研究機関: 大阪大学、情報通信研究機構</li> <li>・ 多重数: 1</li> <li>・ チップ数: 22 chip</li> <li>・ チップレート: 20 Gchip/s</li> <li>・ 手法: 時間拡散</li> <li>・ 符号化のみ</li> <li>・ 可変性: 符号パターン、チップ数、チップレート (&lt;20G) 可変</li> </ul>

TVF や LN 変調器で生成する符号のチップ数は、最大 20 chip 程度である。これに対し、SSFBG は 512 chip 程度のチップ数の符号を用いられている。SSFBG で用いる符号のパターンはランダム性の高い符号で、自己相関波形は中心にのみ高いピークが立ち、サイドローブはほとんど立たないように設計されている。一方、TVF や LN 変調器で使用する符号は、自己相関においてサイドローブも立つようなパターンが多い。これらは、最終的に識別処理

を行う電気デバイスの特性によっても異なるため、システム全体を考慮して符号設計を行う必要がある。

これらのデバイスについて可変性を比較した結果、LN 変調器の可変性が非常に高いことが分かる。TVF や SSFBG は安定した動作を得られるが、チップ数やチップレートを変えたい場合には、複数のデバイスを用意する必要がある。LN 変調器は高速にパターンを変更可能なため、ラベル生成デバイスとして最適だと言える。

## 2.5 スペクトル領域における光制御

スペクトル領域での光符号化も、基本原理は時間軸での符号化と同じである。短パルスの広帯域スペクトルを回折格子などで一度、周波数に分解した後、周波数軸で符号化を行う。復号器では、同じ符号で逆拡散することにより符号が一致した場合にのみ相関信号が出力され信号を読み出すことができる。光符号ラベル生成・処理を行うデバイスとしては、短いパルス(数十から数フェムト秒)に適用可能な空間フィルターと回折格子を用いた自由空間系のものや、ピコ秒以上のパルスが適用可能なアレイ導波路格子(Arrayed waveguide grating: AWG)を用いたものなどがある。

時間と空間における光スペクトル信号処理は 1980 年代に時空間変換技術が提唱され、ピコ秒・フェムト秒領域の光パルス発生用任意波形制御技術としても使われている[55]。波形制御は光パルスを回折格子とレンズを用いて、空間的にフーリエ成分を分離し、フーリエ変換面にフィルターを置くことで実現できる。このフィルターとして、初期には振幅マスクなどが使用されていたが、表示素子としての液晶デバイスである SLM や動画ホログラムの技術の進展により、実時間かつ全光学的にフィルター関数を変化させることが可能になった[56][57][58][59]。

U. C. Davis の S. J. Ben Yoo らによって、スペクトルの位相を制御し、時間拡散符号を生成する Spectral phase-encoded time-spreading (SPECTS)が提案されている[16][60][61]。2 つの AWG の間に、位相変調器を挿入し、スペクトル領域で位相符号化を行う手法が報告されている。

上記のデバイスは、自由空間系のため、コンパクトな装置化や光源などとの集積化が困難であるとされていたが、近年ではレンズ設計や回折格子周期の最適化、SLM の高機能化が達成されており、小型化・高分解能・広帯域を実現している[20]。

また、光符号ラベル処理に角度多重ホログラム(Angular multiplexed spectral hologram: AMSH)が用いる手法が報告されている[62]。AMSH では、入力(記録)波面に応じた任意の波面を再生するホログラフィの原理を用いており、記録波面の角度をずらしていくことにより記録を行う多重記録を実現するものである。1 つの AMSH において多重数に対応したラベル処理が実現できる可能性をもち、低コスト化が期待できる。

一方、PLC で構成される AWG は通信波長帯での設計が容易であり、ファイバーとの接続、

アライメントフリーでコンパクトな装置化が可能など、実用的な観点から多くの利点が期待される。AWGは基板上に形成される数百本の光導波路から構成される一種の透過型回折格子であり、入出力導波路で広がり、AWGを構成する多数の導波路に同位相で入射する。導波路の長さは一定値ずつ長さが異なっており、導波路間で一定の遅延時間差が生じる構造となっている[63][64][65]。

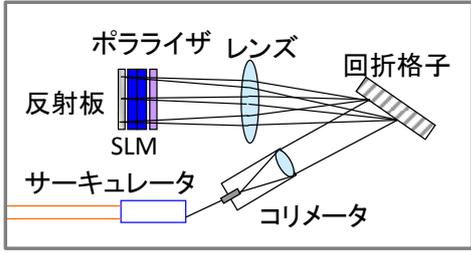
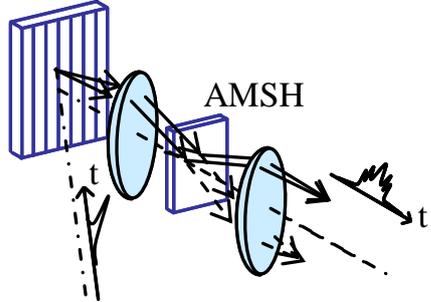
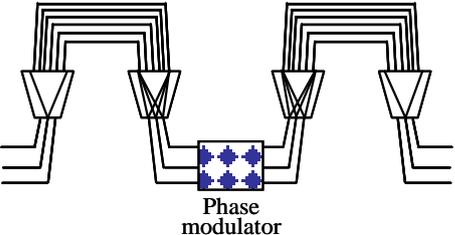
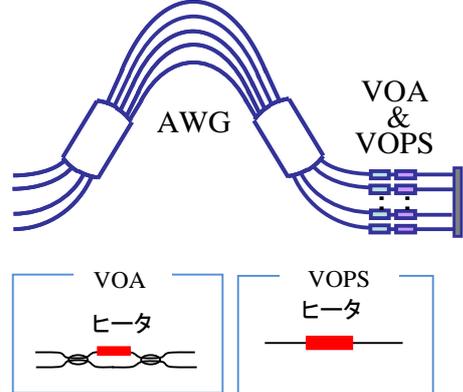
AWGの出力導波路に可変振幅減衰器(Variable optical attenuator: VOA)と可変位相シフタ(Variable optical phase shifter: VOPS)を集積化した光波シンセサイザ(Optical Spectrum Synthesizer: OSS)が提案、実証されている[66][67][68][69]。OSSはスペクトル成分の振幅と位相をそれぞれ独立に制御することができる。VOAとVOPSを構成する導波路上にヒーターが取り付けられており、ヒーターに電流を印加することにより、その部分の導波路の屈折率が変化し、導波路を通る光の位相が変化する。VOAはマッハツェンダー(Mach-Zehnder: MZ)型で、VOPSはストレート型の導波路となっている。また、反射型を採用することにより、チップ面積を約半分にする、分波と合波の特性を同一にできるというメリットがある。

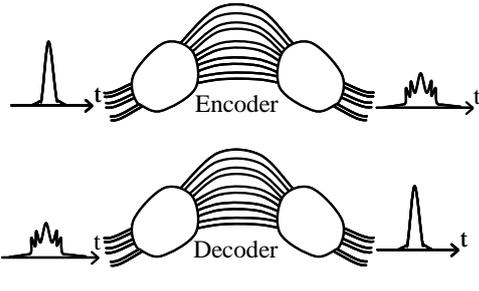
また、AWG型の構造をもつ光符号・復号器が提案され、注目を集めている[11][12]。この光符号器に1つの光パルスを入力するとNこの出力ポートからはN chipのパターンが異なる光符号が出力される。光復号化は光符号化する際の入出力ポートと同じ組み合わせのポートから入出力した場合にのみ符号が一致し高いピークパワーをもつ自己相関波形が得られ、それ以外は非常に低いパワーをもつ相互相関波形となる[70]。

スペクトル領域における光符号器と光復号器を表2.2にまとめる。表中の多重数とは、1つのデバイスで同時に複数の符号パターンを生成可能な数を表す。手法とは、時間またはスペクトル領域で強度、位相を制御するかを示し、可変性とは1つのデバイスで符号パターンまたはパラメータを変化できるかを示す。

表 2.2 スペクトル領域で制御を行う光符号器と光復号器

デバイス名	構造	特徴
空間光位相 変調器型 [16] (2004年) [56] (2005年)		<ul style="list-style-type: none"> <li>研究機関: U.C.Davis、Purdue University</li> <li>多重数: 1</li> <li>チップ数: 64 chip</li> <li>チップレート: 75 Gchip/s</li> <li>手法: スペクトル位相</li> <li>符号化、復号化</li> <li>可変性: 位相変調器の制御により、符号パターン、チップ数を可変</li> </ul>

<p>VBS[20] (2008年)</p>		<ul style="list-style-type: none"> <li>研究機関: 日本女子大学、情報通信研究機構、オプトクエスト</li> <li>多重数: 1</li> <li>チップ数: 8 chip</li> <li>チップレート: 200 Gchip/s</li> <li>手法: スペクトル位相、強度、時間拡散</li> <li>符号化、復号化</li> <li>可変性: 符号パターン、チップ数、チップレート (&gt;10 G)、位相多値数を可変</li> </ul>
<p>AMSH 型 [60] (2004年)</p>		<ul style="list-style-type: none"> <li>研究機関: 日本女子大学、情報通信研究機構</li> <li>多重数: 5</li> <li>チップ数: 8 chip</li> <li>チップレート: 200 Gchip/s</li> <li>手法: スペクトル位相、時間拡散</li> <li>復号化のみ</li> <li>可変性: なし</li> </ul>
<p>SPECTS [60] (2007年)</p>		<ul style="list-style-type: none"> <li>研究機関: U.C.Davis、M. I. T.</li> <li>多重数: 5</li> <li>チップ数: 64 chip</li> <li>手法: スペクトル位相、時間拡散</li> <li>符号化、復号化</li> <li>可変性: 位相変調器を電圧制御することにより、パターンを可変</li> </ul>
<p>AWG 型 OSS[67] (2007年)</p>		<ul style="list-style-type: none"> <li>研究機関: 日本女子大、情報通信研究機構</li> <li>多重数: 20</li> <li>チップ数: 20 chip</li> <li>チップレート: 20 Gchip/s</li> <li>手法: スペクトル強度・位相</li> <li>符号化、復号化</li> <li>可変性: 符号パターン可変</li> </ul>

<p>AWG 型光符号・復号器[11] (2006年)</p>		<ul style="list-style-type: none"> <li>・ 研究機関: University of Rome、情報通信研究機構</li> <li>・ 多重数: 16</li> <li>・ チップ数: 16 chip</li> <li>・ チップレート: 200 Gchip/s</li> <li>・ 手法: 時間拡散</li> <li>・ 符号化、復号化</li> <li>・ 可変性: なし</li> </ul>
-------------------------------------	---	--

これらのデバイスについて可変性を比較検討した結果、回折格子とレンズを組合せ、空間光変調器で制御する手法、または AWG に VOA と VOPS を組み合わせた手法が有利だと考えられる。符号の可変性に加え、制御可能なパラメータを多くもつ手法を採用し、より高精度かつ柔軟な制御を行おうとすると、高分解能・広帯域・低損失・小型化を実現している VBS を適用することが最も優位性があると考えられる。

## 2.6 光符号ラベル生成・処理に用いる光変調器

本研究で目指すのは、柔軟性の高い光符号ラベル生成・処理システムであり、そのシステムに用いるデバイスの可変性が重要となる。2.4 節と 2.5 節で述べた、時間領域またはスペクトル領域における光符号・復号器の中で、可変性が高いのは LN 変調器、および空間光変調器をベースとしている VBS である。

高速光変調器と空間光変調器について、それぞれの特徴を以下にまとめる。

### <高速光変調器>

- ・ 光通信における高速信号を生成するために用いられる
- ・ 直接変調と比較し、チャープングが小さい
- ・ 一般に導波路型変調器が用いられる
- ・ 電気光学結晶に導波路構造を形成することで寸法が小さくなるため、駆動電力と静電容量を低減でき高速に駆動できる
- ・ 光ファイバーとの結合が容易

### <液晶空間光変調器>

- ・ 2次元または1次元に広がった光の位相、偏波、強度、伝搬方向の分布を変調できる
- ・ 変調速度は数 ms のものがほとんどで、高速性に欠ける

- ・ 空間光変調器を用いることにより、高速な光信号を、高速な電気デバイスを使用せずに容易に制御できる

高速光変調器である LN 変調器は、データ生成デバイスとしてよく用いられているが、ラベル生成に適用することにより、その柔軟性を異なる場所で活かせる。また、液晶空間光変調器を用いた場合、高速に制御パターンを変えられるわけではないが、それを補うに値する制御の多様性を有している。これらの特徴を活かし、適材適所の光符号ラベル生成・処理システムを構築することが必要である。そこで、著者は LN 変調器で光符号ラベル生成、空間光変調器でラベル処理を行う手法を提案した。LN 変調器の高速・柔軟性を活かし、データ生成と同時に各宛先情報に載せた光ラベルを生成する。復号器側は符号パターンを高速に変化させる必要はないため、液晶空間光変調器の動作速度で十分である。本研究で提案する光変調器を組み合わせた、適材適所の光符号ラベル生成・処理の概念図をに示す。

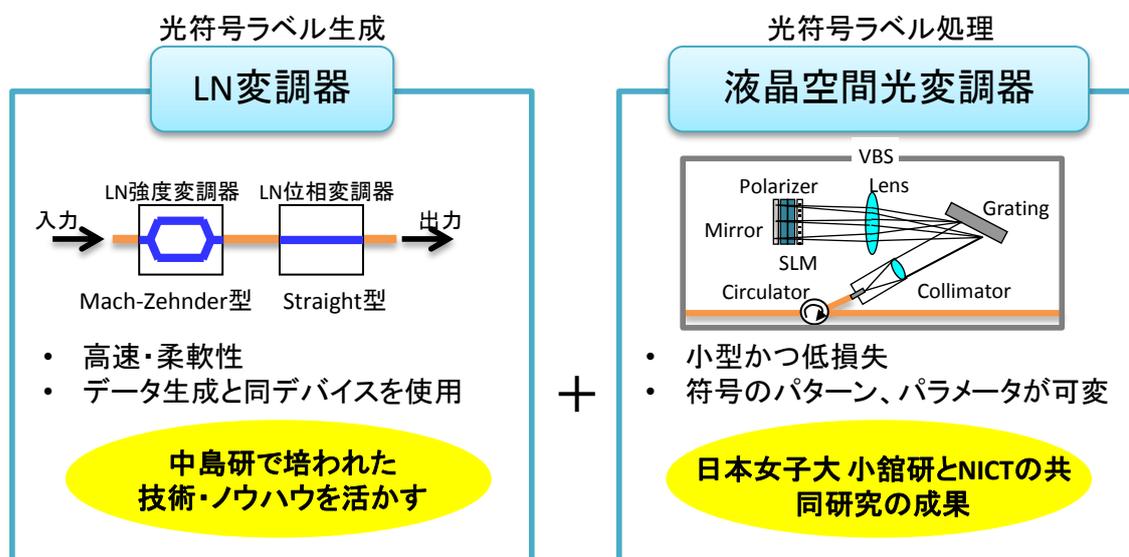


図 2.10 本研究で提案する光符号ラベル生成・処理の概念図

## 2.7 多値変調による光符号ラベル生成・処理技術発展の可能性

LN 変調器は、デジタル・コヒーレント用の IQ 多値変調などにますます進化を遂げている。絶対光位相の制御・測定は困難であり、このことが光通信と無線通信の大きな違いとされてきた。しかし、近年のデジタル処理技術の飛躍的向上と、レーザーから発生される光の周波数安定度の向上により、周波数変移・位相変位を電氣的デジタル信号処理にて補正することが可能となってきている。

光の強度だけでなく、電界の振幅と位相の操作が可能になった。これにより、高度な変復

調、電気領域における分散補償、偏波多重が実現可能になった。今後、通信システムの更なる伝送能力の向上、新規分野における新規応用分野の開拓を図るために、引き続き動作速度の高速化（ハイボーレート化）への取り組みを進めるとともに、複雑な光信号発生への対応を高いレベルで両立することが重要とされている[71]。

現在までに、光変調器の Y 分岐に電極を構成することにより光強度を高度にバランスさせる方法[72]や 2 並列 MZ 変調器(Dual-parallel Mach-Zehnder modulator: DPMZM)とベクトル変調により搬送波抑圧・片側波帯変調する手法[73]や、高消光比を実現した成果[74]が報告されている。

光変調技術開発の 2 つの方向性として、複雑な変調方式と高速動作の両立をグラフ化したものを図 2.11 に示す[71]。

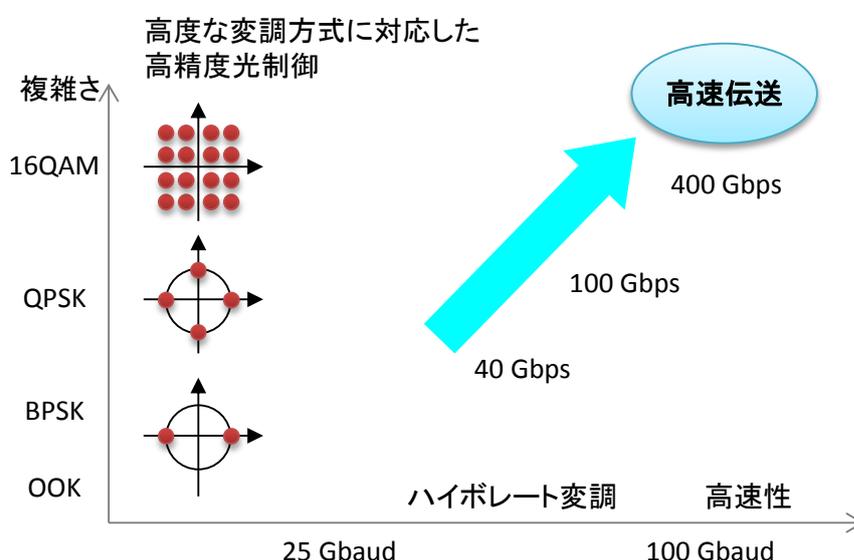


図 2.11 光変調技術開発の 2 つの方向性

これは変調デバイスに対して高速性と高精度性を同時に求める、すなわち、素早くかつ丁寧な光制御を目指すということを意味する。また、超高速データ伝送を身近なものとするためにはコストと性能を持つ光変調技術がこれまで以上に必要とされると考えており、LN 変調器の研究開発は今後も活発に行われると見込まれる。

これらの技術動向を勘案し、LN 変調器を用いた光符号ラベル生成技術に、これらの先端技術を反映させ、より高密度で高効率なシステムを実現できると期待される。

## 2.8 まとめ

本章では、フォトニックネットワーク実現のための要素技術である、光パケットネットワークと光パスネットワークについて、そのシステム構成と役割について示した。また、柔軟かつ高効率なネットワークを構築することを目的とする本研究で対象とする光パケットネットワークにおいて、重要となる光符号ラベル生成・処理技術の原理、用いられるデバイスについて論じた。光信号の制御の柔軟性に着目し、時間領域またはスペクトル領域での制御手法に分け、それらの特徴を比較した。

- 1) 多くの種類の光符号ラベル生成・処理デバイスが提案されているが、1つのデバイスで複数のラベルを生成または処理できるデバイスは少ない。ネットワークの大容量・高速化に伴い、トラフィックの状況に合わせた光符号ラベル生成・処理が求められる。本研究で着目したニオブ酸リチウム光変調器と液晶空間光変調器は、符号パターンに加えて符号パラメータも可変であり、柔軟性の高いシステムを構築できる可能性を示した。
- 2) LN 変調器を用いて光の強度と位相を制御することにより、光符号ラベルを生成する手法では、符号パターン、チップ数、チップレートを任意に可変である。
- 3) 液晶空間光変調器は、制御値が可変であり、高速な切り替えを必要としない光符号ラベル処理に適用することで、効率の良いラベル処理の実現が見込まれる。
- 4) LN 変調器は、DQPSK や QAM 方式が発展しており、これらの技術を本手法で用いる光符号ラベル生成に適用することにより、更なる高効率化が期待できる。

## 第3章 光符号ラベル生成・処理システムにおける光符号設計

### 3.1 はじめに

フォトリックネットワーク実現に向けて、データの大きさに関係なくデータを高速に送受信することのできる光パケットネットワークの構築は必要不可欠である。その光パケットの宛て先処理を担う光符号ラベル生成・処理は重要な要素技術である。光符号ラベルの処理は、光信号を電気に変換することなく光相関演算で行われるため、光速で実行できるということが最大の利点である。ここで光ラベルとして用いる光符号の特性は、相関後の識別処理の精度に大きく影響する。

これまでにコンパクトでコストパフォーマンスのよい、光符号・復号器に関する研究が活発に行われているが、その可変性や光符号の最適設計については十分な検討が行われていない。さらに、相関後に識別処理を行うためのしきい値を容易に設定できる符号の条件を明らかにすることが重要である。

符号理論は電気通信分野にてすでに確立された理論であり、実運用されている。符号の直交性が重要であり、M系列やGold系列符号が主に用いられてきた。モールス符号に始まり、同軸ケーブル等を用いた有線の通信や携帯電話等の無線通信が代表的である。近年の光通信の研究動向として無線、特にCDMAのアナロジーを追い求めていると考えられるが、光と電気では周波数が異なり、さらに光通信で用いられる光電変換のパラメータが大きく影響するため、電気通信の理論を光通信にそのまま適用することはできない。そのため、光領域での独自の符号設計が必要となる。

光符号に関する検討の一例として、OCDMA通信で用いられる拡散符号では、低レベルユーザーには重みの小さい符号を割り当て、経済的な光部品を利用する。一方、高レベルユーザーには重みの大きい符号を割り当て、秘匿性と干渉耐性を向上させることで、マルチメディア通信において異なる通信品質を提供できる。符号の重み付けをすることにより、ネットワークの有限な資源を効率よく使うことが可能になる。これまでに、スペクトル時間変調方式を用いた光符号ラベル設計[75][76]やチッププレートが可変な光直交符号に関する検討[77][78]等が行われている。これらの設計方針を参考にしながら、本手法に最も適している光符号の設計を行う。

本章では、LN変調器で光符号化を行う光符号ラベル生成・処理システムに適した光符号設計を行った。LN変調器は、入力する電気信号を変えることにより、生成する光符号のパターンやパラメータを任意に変えることができる。しかし、符号の直交性やシステムを構築するコンポーネントの特性が影響し、すべての符号が使用できるわけではない。即ち、自己相関の場合にパワーが低くなる場合や、逆に相互相関において高いピークが出る場合があり、

正しく識別処理を行うことができない符号の組合せが存在する。そこで、光符号ラベル生成から最終的に電気領域で行う識別処理までを考慮した、シミュレーションプログラムを構築し、符号を構成するチップ数やチップレートの最適化を行った。LN 変調器による変調の柔軟性を活かせば、光符号・復号器設置後にソフトウェアを更新するのみで、より効率の高い宛て先処理を実現できる。

### 3.2 無線通信のアナロジー

符号理論は無線通信ですでに確立された理論である。しかし、電気と比較して光の周波数が高く、光源の線幅や最終的に電気処理する際の光電変換のパラメータが大きく寄与することから、電気における理論を光にそのまま適用することはできない。よって、本研究では無線通信に用いられた符号・復号化技術を、光通信において同様な振る舞いを実現させるための手法を確立する。

光符号・復号化は、携帯電話などに用いられている無線のアナロジーと考えられる。ここで、無線の CDMA[79]と OCDMA の特徴の比較を表 3.1 に示す[80]。

表 3.1 無線の CDMA と OCDMA の比較

	無線 CDMA	OCDMA
キャリア	マイクロ波、ミリ波	光波
周波数	約 30 MHz～40 GHz	約 190 THz
拡散/逆拡散	周波数領域	時間領域
符号・復号化	RF 領域	光領域
伝送媒体	自由空間 (空気) 非分散 減衰大 線形	光ファイバー 分散 減衰小 非線形
干渉の抑圧	マルチセクターのアンテナ マルチビーム パワー制御	周波数の有効利用 データレートの制御[81]
伝搬における課題	遠近効果 マルチパス	分散 非線形効果 干渉

OCDM は、シングルキャリア周波数におけるチャンネル数やタイミング同期の解消などで、無線の CDM の特性を受け継いでいる。また光通信の発展は、フォトニックデバイス技術の向上・革新に大きく影響されている。

無線通信では、データが擬似ランダム符号によって周波数領域で拡散され送信され、受信側で、送信機と受信機の符号が一致した信号のみが逆拡散される。符号が一致しない信号は拡散されたまま残り、干渉雑音となるため狭帯域でフィルタリングすることによって除去できる。信号帯域に対する拡散帯域を拡散利得と呼び、これが大きいほど逆拡散された相関のピーク値と干渉雑音とのSN比が高くなるため、より多くのユーザーを収容できる。ここでは時間領域の拡散・逆拡散のみに着目する。

無線通信と光通信の原理を比較するために、それぞれをまとめた図を図3.1に示す。

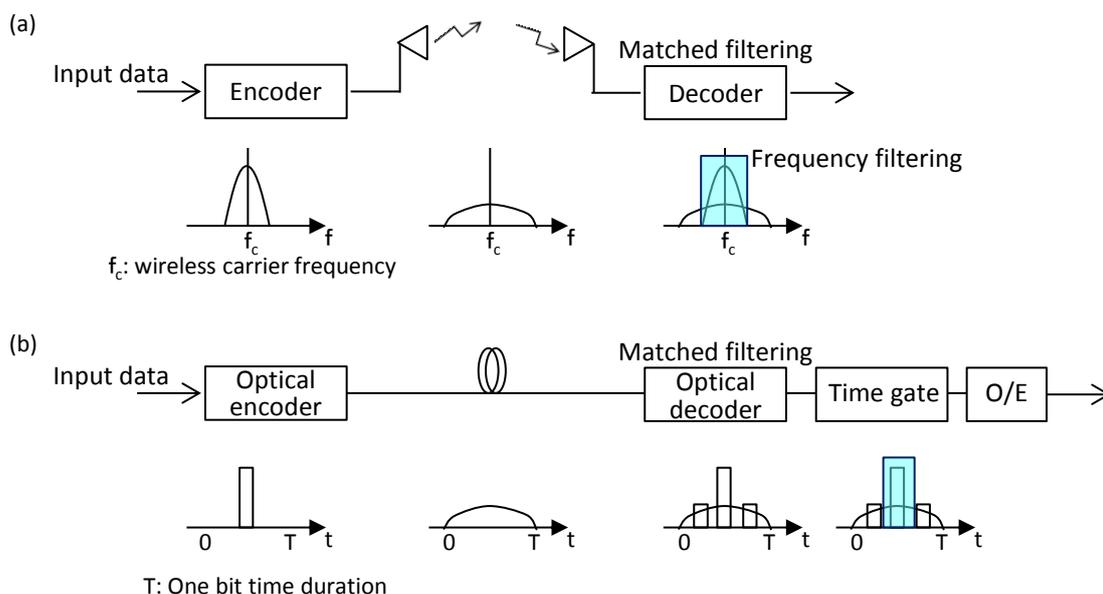


図 3.1 無線通信と光通信の原理

(a) 無線通信における符号拡散・逆拡散

(b) 光通信における符号拡散・逆拡散

図3.1(a)では、スペクトル拡散の無線CDMAにおけるマッチトフィルタリングを示している。データはPseudo-noise (PN)符号によって無線周波数に拡散され、伝送される。受信信号は、狭帯域のバンドパスフィルターのマッチトフィルタリングによって逆拡散され、希望のデータのみ取り出される。

図3.1(b)では、高い周波数を持つ光パルスの符号化によって時間Tの幅を持つように拡散される。1ビット時間Tに対してチップパルス間隔 $\Delta\tau$ のN( $= T/\Delta\tau$ )個のチップパルスから成る光符号系列を用いて各ビットを拡散している。復号化では、符号化信号を逆拡散することにより、高い強度を持つパルスが復元される。符号化と復号化に用いた符号が異なる場合には、復号化においてランダムに信号が拡散されるため、パルスとして取り出すことができなくなる。識別は、出力信号をしきい値処理することによって行われる[80]。無線の狭帯域フィルターと同じ役割を果たすのは時間ゲートであり、相関波形のピーク値のみを $\Delta\tau$ の時間窓を開けて抽出する[46][82]。

近年は各種の高度な光変調技術の研究開発が進められており、無線システムで利用されている変調方式の大半が光に対しても実現しつつあり[83][84]、光領域での CDMA についても多くの研究成果が報告されている[80][81][85]。

光符号ラベル処理は光相関演算であり、処理時間は光符号ラベルが復号器を伝搬する時間に等しい。すなわち光速で処理が実行できることが最大の利点である。これまでに低ビットレートのヘッダを付加する手法[86]や、強度変調データ上に光周波数シフト変調でラベル情報を付加する手法[87]等が提案されているが、これらはラベルを電氣的に処理するため、光符号のメリットを活かしきれない。

本研究では、光の特性を最大限に活かした光符号ラベル生成・処理を行うため、用いる符号に注目し、無線理論とは異なる光符号の最適化に関する検討を行った。

### 3.3 光符号ラベル生成・処理シミュレーションのアルゴリズム

光符号の最適設計を行うために、光符号ラベル生成・処理シミュレーションプログラムを独自に構築した。構築したシミュレーションは、光源の波長から、最終的に電気領域でしきい値処理を行うクロックアンドデータリカバリ (Clock and data recovery: CDR) における処理までを考慮した。また、シミュレーションプログラムを構築するに当たり、時間領域での相関をそのまま計算することはシミュレーターの負担が大きいため、フーリエ変換の性質を利用してスペクトル領域で計算を行った。この手法を用いることにより、単純な計算のみでプログラムを実行することができる。

符号のパターン、チップ数、チップレート等のパラメータを設定し、符号化と復号化に用いる時間波形の強度と位相を入力する。相関計算は、強度と位相ではなく、実部と虚部の数値で行うため、これらの形に下記の式をもとに変換する。 $V$ 、 $I$ 、 $\phi$  を振幅、強度、位相とし、 $\text{Re}$ 、 $\text{Im}$  はそれぞれ実部、虚部を表す。

$$V = \sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2} \quad (3-1)$$

$$I = V^2 = \text{Re}^2 + \text{Im}^2 \quad (3-2)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}}{\text{Re}} \right) \quad (3-3)$$

変換後の実部と虚部を高速フーリエ変換 (Fast Fourier transform: FFT) する。符号化と復号化に用いる符号の FFT 後、つまりスペクトルがそれぞれ  $a + bi$ 、 $c + di$  で表されるとすると、相関後のスペクトルは  $(ac - bd) + (ad + bc)i$  と示される。これを逆 FFT (IFFT) することにより、相関後の時間波形の実部と虚部が得られる。最終的に、強度と位相に変換する。

<高速フーリエ変換原理>

関数  $f(x)$  のフーリエ変換と逆フーリエ変換は、以下の式で表すことができる。

$$F(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-i2\pi\nu x} dx \quad (3-4)$$

$$f(x) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\nu) e^{i2\pi\nu x} d\nu \quad (3-5)$$

離散 FT は、上の 2 式のようなフーリエ変換を離散値にすることで導くことができる。

連続信号である  $f(x)$  を周期  $T$  の  $\text{comb}(x/T)$  で標本化する。

$$f_s(x) = f(x) \times \text{comb}(x/T) \quad (3-6)$$

これをフーリエ変換すると、

$$F_s(\nu) = F[f_s(x)] \quad (3-7)$$

$$\begin{aligned} &= \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT) \delta(x - nT) \right] \exp(-i2\pi\nu x) dx \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT) \exp(-i2\pi\nu nT) \end{aligned}$$

となる。

これは周期的かつ連続的である。しかし標本化定理より、 $F_s(\nu)$  のスペクトルの広がり(帯域)を  $2B$  としたとき、 $1/T \geq 2B$  の条件を満たしている場合には、 $-1/2T$  から  $1/2T$  までの範囲の  $F_s(\nu)$  を求めればよい。離散信号を観測できるのは、ある有限の範囲であるので、 $n = 0, 1, \dots, N-1$  の標本点の値のみ利用すると、

$$F_s(\nu) = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) \exp(-i2\pi\nu nT) \quad (3-8)$$

となる。

$k$  番目の標本点は、 $\nu = k/NT$  であるので、

$$F(k/NT) = \sum_{n=0}^{N-1} \exp(-i2\pi kn/N) \exp(-i2\pi kn/N) \quad (3-9)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

となり、これを  $f(nT)$  の離散フーリエ変換という。

ここで、 $f(T) = f(nT)$ ,  $F(k) = F(k/NT)$ ,  $W = \exp(-i2\pi/N)$  とすると、下のように表せる。

$$F(k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n)W^{kn} \quad (3-10)$$

$$f(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F(k)W^{-kn} \quad (3-11)$$

この式に従って計算すると、 $N^2$ 回の乗算と $N^2$ 回の加算を行わなくてはならない。一般に、数値計算においては加算は乗算に比べて大幅に計算時間が少ないので、全体の計算時間は $N^2$ 回の乗算の計算時間に比例すると考える。

ここで、標本数 $N$ を2つの因数 $r_1$ と $r_2$ に分解する( $N = r_1 \times r_2$ )。これを使って、 $k = k_1 r_1 + k_0$ と表す。ただし、 $k_0 = 0, 1, \dots, r_1 - 1, k_1 = 0, 1, \dots, r_2 - 1$ である。同様に入力データ列の係数を $n = n_1 r_2 + n_0$ とする。ただし、 $n_0 = 0, 1, \dots, r_2 - 1, n_1 = 0, 1, \dots, r_1 - 1$ である。この式を用いると、

$$F(k_1, k_0) = \sum_{n_1=0}^{r_1-1} \sum_{n_0=0}^{r_2-1} f(n_1, n_2) W^{k_1 r_1 n_2} W^{k_0 n_0} \quad (3-12)$$

ここで、 $n_1$ の和のみを新たに

$$F(k_1, n_0) = \sum_{n_1=0}^{r_1-1} f(n_1, n_2) W^{k_1 r_1 n_2} \quad (3-13)$$

と表す。これは $N$ 個のデータを $r_2$ 個おきに間引いたもののフーリエ変換になっている。よって、(9)式は、以下のようなになる。

$$F(k_1, k_0) = \sum_{n_0=0}^{r_2-1} F(k_0, n_0) W^{(k_1 r_1 + k_0) n_0} \quad (3-14)$$

つまり、離散的フーリエ変換は2段階の離散フーリエ変換に分解できることが分かる。ここで、 $F(k_1, n_0)$ は $N$ 個の成分からなり、各成分を計算するのに $r_1$ 回の乗算が必要であるので、全体として $N r_1$ 回の乗算を計算する必要がある。よって、この2段階の計算では合計 $N(r_1 + r_2)$ の乗算をすることになる。この結果、計算は $N(r_1 + r_2)/N^2 = (r_1 + r_2)/N$ 圧縮できることが分かる。 $r_1, r_2$ をさらに分割することによって計算量を大幅に削減できる。このアルゴリズムがFFTである。

シミュレーションの全体のアルゴリズムを図3.2に示す。下記のアルゴリズムは、すべて光領域での処理を想定している。相関後の光信号は、最終的に電気に変換し、評価される。

よって、本シミュレーションでは電気領域へと変換後までを扱う。

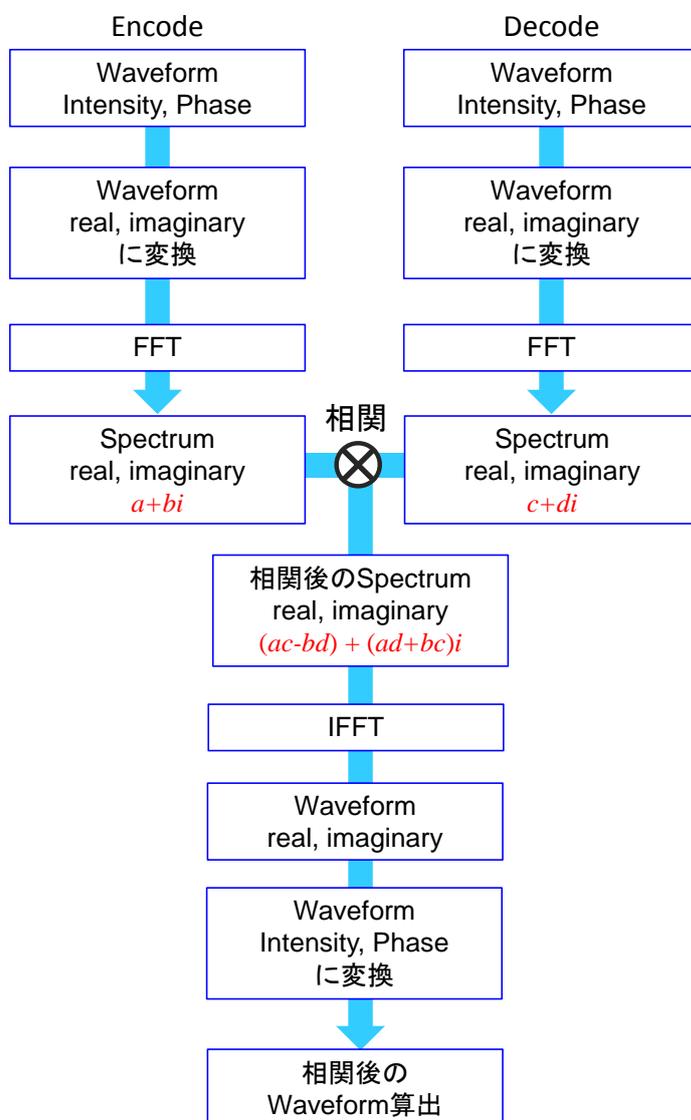


図 3.2 光符号ラベル生成・処理シミュレーションのアルゴリズム

光電変換を行うシミュレーションのアルゴリズムを、図 3.3 に示す。光パワーを  $P_o$  とすると、光電変換後の電気のパワーは下式で表される。

$$V = P_o \cdot R \cdot r \tag{3-15}$$

ここで、 $R$ はPDの受光感度、 $r$ は帰還抵抗である。受光するPDの帯域により、光電変換後の波形の分解能がなまることがあるため、それらを考慮したシミュレーションを行う必要がある。

LN変調器の高速化の流れに伴い、使用する符号のチップレートを高速化することも可能

である。符号のチップレートを高速にするにつれて、PDの帯域はそれをカバーできなくなる。そのため、光電変換を考慮したシミュレーションが重要になってくる。

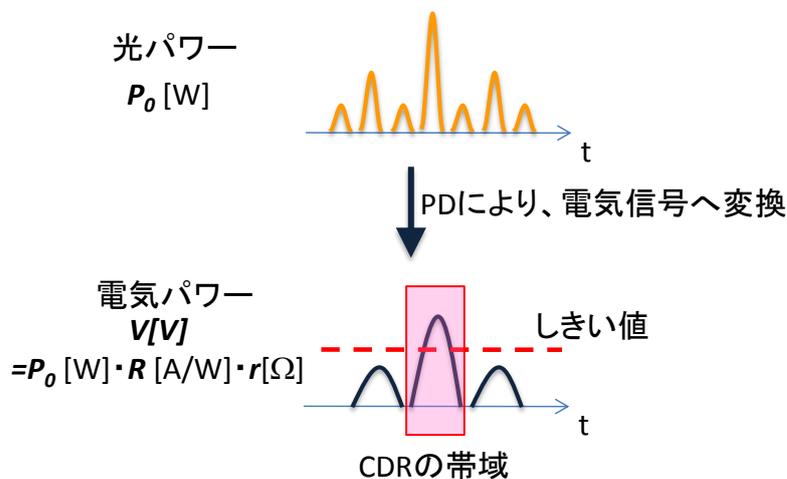


図 3.3 光電変換シミュレーションのアルゴリズム

### 3.4 光符号ラベル生成・処理シミュレーション

3.3節に示した光符号ラベル生成・処理のアルゴリズムを用い、シミュレーションソフトの Matlab (Version: R2011a、開発元: The MathWorks) を使用し、光符号ラベル生成・処理シミュレーションプログラムを構築した。構築したシミュレーションプログラムを用い、LN 変調器とトランスバーサルフィルタ (TVF) を用いた光符号ラベル生成・処理システムにおいて、消光比が高く、符号数をより多く確保できる、最適な光符号の設計を行った。

構築したシミュレーションにおいて、計算を実行するために設定した基本パラメータを表 3.2 に示す。

表 3.2 シミュレーションの基本パラメータ

サンプル数	16384
時間間隔	1 ps
信号長	16.384 ns
光速	$3.0 \times 10^8$ m/s

構築したシミュレーションプログラムは高速フーリエ変換を用いるため、サンプル数を  $2^n$  にする必要があり、 $2^{14}=16384$  に設定した。これは、波形を観察するのに十分かつ、計算時間を減らすために必要最小限となるよう、最適化した値である。また、用いる符号のチップレート等を考慮すると、時間間隔が 1 ps 程度で十分である。それ以上細かくすること

も可能だが、上記と同様の理由から、最適な時間間隔に設定した。光速は、時間領域から周波数領域に数値を変換する際に用いた値である。

光符号ラベル生成・処理シミュレーションを行うにあたり、符号とデバイスのパラメータを実証実験が可能な範囲で設定した。用いた符号パラメータを表 3.3、デバイスのパラメータを表 3.4 に示す。シミュレーションプログラムの動作確認として、以下のパラメータを用い、光符号ラベル生成・処理シミュレーションを行った。本シミュレーションプログラムに適用するパラメータは任意に可変である。ただし、扱う符号数が多い場合には、シミュレーションを実行するコンピュータのメモリが不足し、莫大な計算時間がかかる。

表 3.3 シミュレーションに使用した符号パラメータ

チップ数	4 chip
チップパルス幅	50 ps
チップパルス間隔	100 ps
チップレート	10 Gchip/s
チップパルス形状	Gaussian
ラベル間隔	800 ps
位相の多値数	2 値 (BPSK)
使用した符号パターン	( $\pi\pi\pi\pi$ ), ( $\pi000$ ), ( $0\pi00$ ), ( $\pi\pi00$ ), ( $00\pi0$ ), ( $\pi0\pi0$ ), ( $0\pi\pi0$ ), ( $\pi\pi\pi0$ )

表 3.4 シミュレーションに使用したデバイスのパラメータ

LD	中心波長	1550 nm
LN 強度変調器	変調速度	40 GHz
LN 位相変調器	変調速度	40 GHz
TVF	チップレート	10 Gchip/s
PD	帯域	40 GHz
	受信感度	0.6 A/W
	帰還抵抗	300 $\Omega$
CDR	帯域	10 GHz

CDR は、入力されたデータにクロックが重畳されている伝送路上の信号を受信し、クロック（タイミング情報）とデータを分離し、それぞれ出力する電子デバイスである。本シミュレーションでは、このデータを分離・再生する機能のみを用い、しきい値処理を行う。しきい値以上のパワーが入力された場合にはデータとしてパワーを出力し、しきい値以下のパワーが入力された場合は何も出力しない（出力が 0 になる）。

本シミュレーションで想定している CDR は、ピークの高さのみで識別しているわけではなく、CDR の帯域に存在するパワーの積分値で判断される。よって、帯域内にピーク以外のサイドローブが存在していれば、そのパワーの大きさも含む値で処理される。

本シミュレーションは、各デバイスの詳細の特性やノイズ、伝送特性等は考慮していない理想的な状態で波形の観察を行った。

上記のパラメータを用い、光符号化シミュレーションを行った結果を図 3.4 に示す。

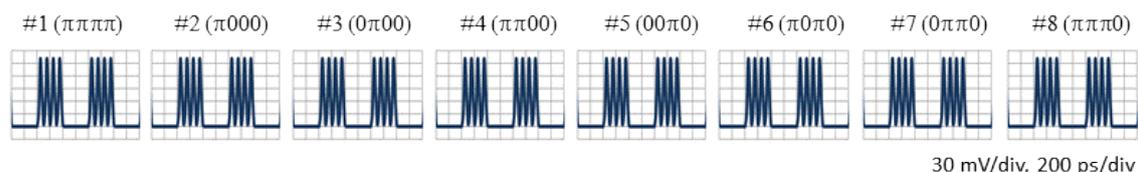


図 3.4 光符号化シミュレーション結果

各符号の強度情報は一定のため、どの波形も同様の形状をしているが、位相情報はそれぞれ異なっている。

光符号化後の光信号を、符号化に用いた 8 つの符号を用いてそれぞれ復号化した結果を図 3.5 に示す。

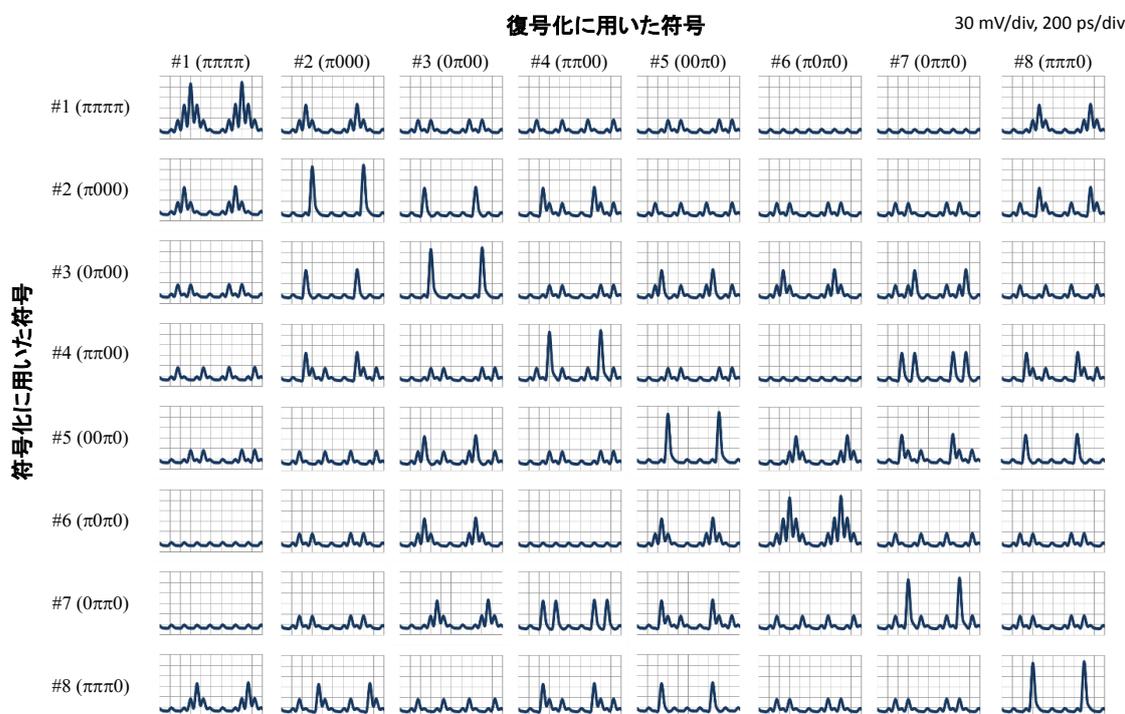


図 3.5 光符号・復号化シミュレーション結果

同じ符号で符号・復号化した自己相関波形のみ、中心に高いピークが出力され、異なる符号で復号化した相互相関波形はピークが抑圧されていることが分かる。しかし、自己相関と相互相関は一意的に波形の形状が決まるわけではないことが確認できた。自己相関波形はパルスの中心に高いピークが立ち、波形が左右対称であるという特徴を有するが、符号によって中心に高いピークが1本のみ立っている場合と、そのピークの左右にサイドローブが立つ場合、その中間の場合に分けられる。相互相関は、理論上では自己相関の中心のピークのパルスより高いピークは出ない。また、波形の形状も左右対称とは限らない。符号化と復号化に用いた符号の直交性により、波形が決定される。チップ数が増えれば増えるほど、波形のバリエーションも増える。

これらの復号化後の波形を、CDRによってしきい値処理した結果を図3.6に示す。

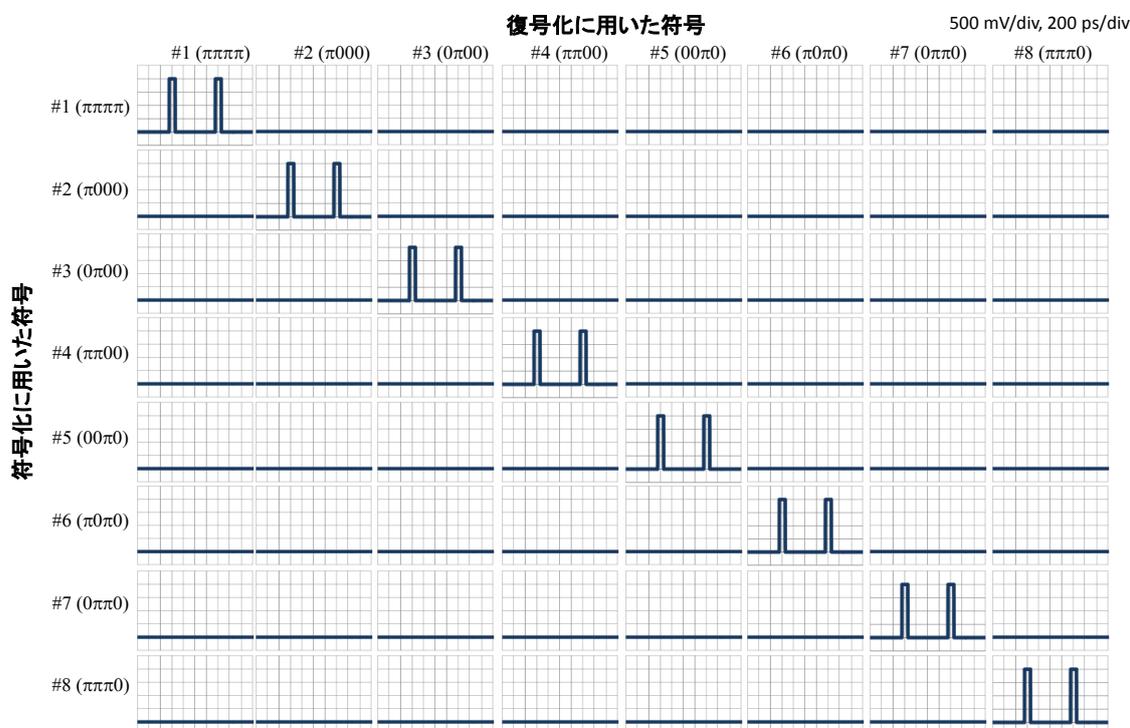


図 3.6 CDR でしきい値処理シミュレーション結果

自己相関である、左斜め上から右斜め下の対角線上にある波形は、出力されていることが分かる。一方、その他の自己相関波形は波形が出力されていないことが分かる。また、自己相関の波形の中心の最も高いピークをもつパルスのみが、しきい値を超えていたことが確認できた。相互相関波形でもパワーが抑圧しきれない波形があったが、しきい値処理することにより、それらを正確に判断することができた。

これらの結果より、しきい値処理によって自己相関と相互相関を識別することができることを確認した。

### 3.5 識別処理におけるしきい値マージン向上のための検討

CDR でしきい値処理を行う際に、最適なしきい値を設定したとしても、伝送中のノイズやデバイスの誤差が生じる可能性がある。それらを考慮し、常に正しく識別処理を行うために、しきい値マージンを持たせる必要がある。

光復号化後に PD で受信した電気パワーを、全組合せにおける最大値を 100.0 として規格化した値を表 3.5 に示す。

表 3.5 PD で受信した電気パワー

		encode							
		#1 ( $\pi 0 \pi 0$ )	#2 ( $0 \pi 0 0$ )	#3 ( $\pi \pi 0 0$ )	#4 ( $0 0 \pi 0$ )	#5 ( $\pi \pi \pi \pi$ )	#6 ( $0 \pi \pi 0$ )	#7 ( $\pi 0 0 0$ )	#8 ( $\pi \pi \pi 0$ )
decode	#1 ( $\pi 0 \pi 0$ )	98.6	0.8	25.6	0.1	24.5	24.6	0.2	25.0
	#2 ( $0 \pi 0 0$ )	0.2	98.1	24.6	0.8	25.1	24.7	0.1	24.8
	#3 ( $\pi \pi 0 0$ )	24.9	24.7	98.6	24.6	0.1	1.0	25.6	0.1
	#4 ( $0 0 \pi 0$ )	0.1	0.2	24.7	98.1	24.5	25.2	0.8	24.8
	#5 ( $\pi \pi \pi \pi$ )	24.5	24.5	0.1	25.1	98.4	0.1	24.5	0.1
	#6 ( $0 \pi \pi 0$ )	24.7	25.2	1.0	24.7	0.1	98.1	24.6	0.1
	#7 ( $\pi 0 0 0$ )	0.8	0.1	24.9	0.2	24.5	24.7	98.6	25.7
	#8 ( $\pi \pi \pi 0$ )	25.7	24.8	0.1	24.8	0.1	0.1	25.0	100.0

この表を見て分かるように、自己相関においても、符号が異なればパワーも多少変動している。相互相関のパワーもすべてが同じ値にはならず、パワーが 0 になる組合せもないことが分かる。自己相関と相互相関では、しきい値処理によって一致または不一致を識別できれば十分である。パワーの変動をより明確にするため、表 3.5 にまとめた値を、図 3.7 にグラフ化した。表 3.5 の値を左上から右下へと順番に並べた。AC (赤色) は自己相関、XC (紺色) は相互相関の値をプロットしている。

図 3.7 のグラフから、自己相関のみパワーが高く、相互相関はパワーが低くなっていることが分かる。一方、相互相関のパワーは大きく分けて、2 値に分類される。これは、符号の直交性や復号化後の波形に影響していると考えられる。いずれの値も、30 a.u.以下に抑えられており、一致・不一致を識別するのに十分な消光比が得られていることを確認した。また、しきい値マージンは図 3.7 の水色で示した部分を確保することができ、マージンの大きさは (自己相関パワーの最小値) - (相互相関パワーの最大値) =  $98.1 - 25.7 = 72.4$  a.u. と求められ、十分な大きさのマージンが確保できることが分かった。

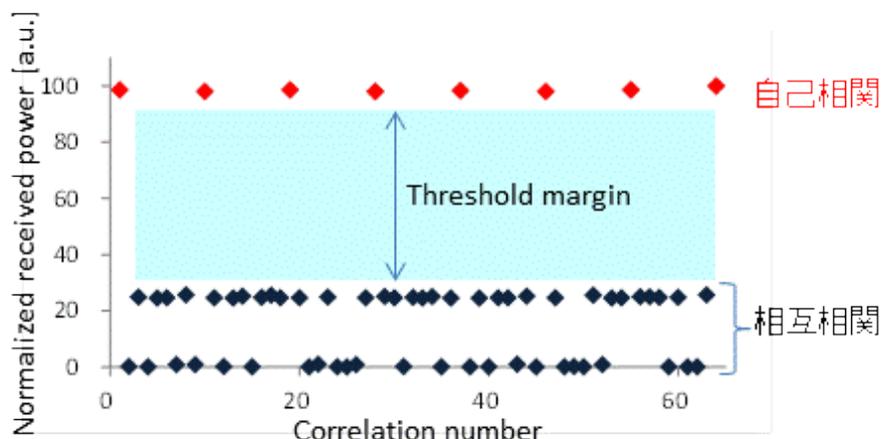


図 3.7 PD で受光後のパワー

### 3.6 システムに適用可能な符号の算出

前節までに、チップ数 4 chip、チップレート 10 Gchip/s の BPSK 符号を用い、識別処理の基礎原理を確認した。本節では、チップレートは固定のまま、チップ数を 2~6 chip に変化した場合の、生成可能な符号数とそれに対する識別可能な符号数の算出を行った。生成可能な符号数は、チップ数  $n$  の場合、 $2^{n-1}$  となる。また、識別可能な符号数の割合を下式のように定義し、算出した。

$$(\text{識別可能な符号数の割合})\% = \frac{(\text{識別可能な符号数})}{(\text{生成可能な符号数})} \times 100 \quad (3-16)$$

表 3.6 にチップ数毎の生成可能な符号数と、識別可能な符号数とその割合を示した。ここでは、しきい値マージンが 10 a.u. (自己相関の最大値を 100 a.u.として規格化) 以上取れる場合を、識別可能としている。

表 3.6 識別可能な符号数とその割合

チップ数	生成可能な符号数	識別可能な符号数 (識別可能な符号数の割合)		
		10 Gchip/s	20 Gchip/s	40 Gchip/s
2	2	2 (100%)	2 (100%)	2 (100%)
3	4	4 (100%)	3 (75%)	3 (75%)
4	8	8 (100%)	7 (88%)	4 (50%)
5	16	16 (100%)	8 (50%)	7 (44%)
6	32	32 (100%)	22 (69%)	14 (44%)

これらの結果から、各チップレートにおいて、チップ数を増やすほど識別可能な符号数が増えることが明らかである。ただし、増加率はチップレートにより異なり、レートが高くなるほどその増加率は低くなる。チップ数毎に識別可能な符号数を見ると、チップレートが 10 Gchip/s の場合に、最も多くの符号数を得られることが分かる。これは識別処理に用いた CDR の帯域が 10 GHz のため、この帯域と同じチップレートの符号を用いた場合に、単純に識別可能な符号数が増加したと考えられる[88]。識別可能な符号数は、しきい値マージンの値の設定によって変化すると予想される。そのため、識別可能な符号数をより多く確保することと、識別処理をより正確に行うことのトレードオフの関係になる。よって、システムに最適な関係性を導く必要がある。

ここで、生成した光符号ラベルがもつ時間スロット（ラベルの継続時間）に着目する。一例として、3 chip、20 Gchip/s と 6 chip、40 Gchip/s の場合を考える。これらの符号が有する時間スロットは 150 ps で等しい。それぞれの識別可能な符号数は 3 個と 14 個となり、大きく差が生じている。よって、短い時間スロットで識別可能な符号数を増やしたい場合には、チップレートを高速にすることが有効であることが分かった。

これらの結果から、LN 変調器の変調速度や光符号ラベルのスロット時間を考慮し、システムの状況に合わせたパラメータを選択すればよい。常に効率のよい宛て先処理を動的に行うために、必要な符号ラベル数と使用可能な時間スロットの数値が分かれば、符号パラメータを求められる。

### 3.7 まとめ

本章では、光符号設計用のシミュレーションプログラムを独自に構築した。

電気通信で用いられている符号については符号理論の分野ですでに確立されているが、電気と比較し、周波数が高い光に適用するためには、光の特性を踏まえて独自に符号を設計する必要がある。そのため、本研究では光符号ラベル生成・処理シミュレーションプログラムを独自に構築し、光符号設計を行った。プログラムの符号パラメータやパターンは任意に設定することができる。

使用可能な符号数を数 10~100 程度確保することを目的とし、実際のシステムにおける処理を想定して光復号化後の光電変換の特性やしきい値処理を考慮し、符号・復号化後の波形と識別可能な符号数を算出した。

- 1) 光符号ラベル生成に LN 変調器、光符号ラベル処理に TVF を用いることを想定し、シミュレーションを行った。まずシミュレーションプログラムの有効性を確認するために 4 chip、10 Gchip/s の BPSK 符号を用い、復号化後の光信号を光電変換後のパワーやしきい値、しきい値のマージン設定について検討を行った。これらのパラメータを用いた場合には、8 個の全符号が識別可能であるというシミュレーション結果を得た。この時、しきい値マージンは自己相関の最大値を 100 a.u.とした場合に 70 a.u.以上得られるという結果を得ており、ノイズ等の影響を受けた場合にも正しく識別ができる見込みが得られた。
- 2) 符号のパラメータを変化させ、チップ数 2~6 chip、チップレート 10、20、40 Gchip/s の BPSK 符号生成・処理システムのシミュレーションを行い、識別可能な符号数の算出を行った。チップ数を増やすと生成可能な符号数も増えるため、識別可能な符号数も増えることを確認した。しかし、チップレートが異なる場合にはその増加率は異なり、レートが高速になるにつれて識別可能な符号数は減少した。これらのシミュレーション結果から、チップ数  $n$  ( $n \leq 6$ ) に対し、使用可能な符号数が最大で  $2^{n-1}$  個確保できることが分かった。この符号数はすべてチップレート 10 Gchip/s の場合に算出された値である。その原因は、しきい値処理デバイスである CDR の帯域が 10 GHz であり、チップレートと CDR の帯域が合ったためだと考察できる。
- 3) チップ数に対する最大の識別可能な符号数は、10 Gchip/s の場合に算出されているが、生成した光符号ラベルが持つ時間スロットに着目すると、10 Gchip/s の符号は時間スロットが最も長くなる。つまり、ラベル処理の所要時間が他のチップレートと比較して長くなる。そのため、同じ時間スロットで識別可能な符号数を増やす場合にはチップレー

トの高速化が有効であると考えられる。一例として時間スロットが 150 ps と等しい、3 chip、20 Gchip/s と 6 chip、40 Gchip/s の場合を比較すると、それぞれの識別可能な符号数は 3 個と 14 個となる。この結果から、短い時間スロットで識別可能な符号数を増やしたい場合には、チップレートを高速にすることが有効であることが本シミュレーションから分かった。

## 第4章 ニオブ酸リチウム(LN)変調器を用いた 光符号ラベル生成

### 4.1 はじめに

光通信インフラ構築・整備拡大のために、変調速度の高速化と多重数の増大が進められており、誘電体結晶を用いた LN 変調器はそのキーデバイスとして重要な役割を担っている。誘電体材料は半導体、ガラス材料と並んで光通信技術を支える材料として位置づけられている。

本研究室では、以下に示す LN 結晶の性質を活かし、LN 変調器の設計・作製・評価を行ってきた。

- ・ 電気光学定数（ポッケルス定数）、非線形光学定数が大きく、誘電率が比較的小さく、分散が小さい
- ・ 電気光学効果の応答速度は極めて速く、赤外光の領域にまで応答する

LN 変調器の改善すべき課題として、駆動電圧の低減化、多種の集積型変調器の実現が挙げられるが、近年の活発な研究により解決されつつある[84][89]。

地上デジタル放送、次世代携帯電話や最新の無線 LAN などでは高度な変調方式の実用化が進んでおり、限られた電波資源において伝送能力を高めることに成功している。一方、光通信においては光電変換が必要である。光は電波に比べて周波数が非常に高く、光位相・周波数・振幅を統合的に制御することが以前は困難であったため、現状では実用システムでは単純な変調方式が一般的である。光ファイバーで伝送可能な帯域が極めて広く、周波数利用効率向上のための変調方式開発の必要性が高くなかったことも、変調方式の高度化よりも動作速度の高速化に重点が置かれてきたことの大きな理由の一つとされている。

2005 年に片岡らによって、LN 変調器を用いた光符号ラベル生成の手法が提案されていたが、これらの LN 変調器の動作性能の発展を背景に、本手法はより柔軟性のある光符号ラベル生成を実現できると考えられる。この時に復号器として用いられたトランスバーサルフィルタ (TVF) は、可変タップと遅延線、光位相シフタおよび合波器によって構成されている。符号の再構成が可能であり、原理的にもほぼ理論どおりの符号が得られ、温度補償を行うことによって優れた安定性を得られるデバイスである。

本研究では、LN 変調器の作製、変調のノウハウを活かし、LN 変調器を用いて光符号ラベル生成を行う。LN 変調器を用いた可変光符号ラベル生成、TVF での光符号ラベル処理の実験において、光変調器の構造による特性や変調精度、シミュレーションとの差異を算出し、光符号ラベル生成・処理能力を明らかにする。第 3 章で説明した光符号設計により算出した符号パラメータを用い、シミュレーションプログラムの有効性を確認する。半導体レーザーから出力された連続光を、LN 強度変調器により変調し、光符号化用のパルスを生成

する。LN 位相変調器で各チップパルスに位相符号化を行う。伝送後の符号化された光信号を TVF によって復号化し、光電変換後のパワーにより符号の一致・不一致を識別する。また、識別処理には帯域が 10 GHz の Clock and data recovery (CDR) を使用し、パルスのピーク値だけでなくサイドローブに影響を受けた積分値により識別を行う。実験結果はシミュレーションとよく一致しており、識別を正しく行えることを確認する。

将来的には光符号ラベル生成に適した LN 変調器を作製することにより、更なる柔軟なシステム構築の実現することが期待できる。

## 4.2 LN 変調器

近年、通信容量の増大に対応するために伝送速度 40 Gbps から 100 Gbps を実現するための研究開発がなされている [90][91][92]。また、多値変調方式の検討が進められており [93][94][95]、すでに商用システムでも差動位相変調を用いた 4 値位相 DQPSK が適用されている。これらの多値変調を行うために用いられているのが、LN 変調器である。LN 変調器は、1 次の電気光学効果であるポッケルス効果を利用した変調器であり、高速かつ低チャープを実現できる。光変調器には、LN 以外に半導体を用いた EA 変調器があるが、使用波長が設定波長の近傍 ( $\pm 5 \sim 10$  nm) に限定されること、強度変調に伴いチャープが起こることが知られており、大容量の長距離幹線用としてはこれらの影響の小さい LN 変調器が通常用いられている。

LN 変調器の光導波路は、結晶基板上の一部に Ti などの金属を熱拡散させたり、プロトン交換するなどして形成される。光導波路の上に電極が設けられ、導波路中を伝搬する光が電極によって吸収されるのを防ぐため、LN 基板と電極の間にバッファ層が存在する。導波路上には信号電極と接地電極が設けられており、それらの間に電圧を与えると、発生した電界が光導波路の屈折率を変化させる。屈折率の変化により、光学長差が変化することにより、光を変調する。

本研究は、データ変調デバイスとして発展してきた LN 変調器を、ラベル生成に応用するものである。高速・高効率化が実現された LN 変調器を適用することにより、柔軟な光符号ラベル技術の発展が期待できる。さらに、ラベル生成とデータ生成を同一デバイスで行うことにより、光パケット生成システムが小型化できるというメリットを有する。

LN 変調器には強度変調器、位相変調器、偏波変調器があるが、先行研究では、LN 強度変調器と LN 位相変調器を組合せる手法が提案されている。本節では本研究で使用する LN 強度変調器、LN 位相変調器と MZ 型の LN 位相変調器についてその概要を示す。新たに MZ 型の位相変調器を用いたのは、10 GHz 以上の高速な位相変調を行う場合には、位相を急峻に切り替えるためである。

## 4.2.1 LN 強度変調器

強度変調器には、電界によって屈折率を変化させる方法と吸収係数を変化させる方法がある。後者は、半導体の電界による吸収変化を利用した導波路型強度変調器がすでに開発されている。ここでは、前者を取り上げる。屈折率変化型には

- ・ 干渉型
- ・ 方向性結合器型
- ・ 全反射型

があり、いずれも  $1 \times 2$  の光スイッチとしての機能と同等である。最も一般的に用いられている干渉型は、MZ 干渉計のアーム部の導波路を伝搬する光波の位相を変えて干渉させることにより強度変調を行う。MZ 干渉計を構成するための 3 dB 合分波器として、通常 Y 分岐導波路が用いられる。Y 分岐は 2 本の単一モード導波路が小さな角度で交わり、1 本の単一モード導波路に合流する。光波が 2 つの分岐導波路に分波される時、2 つの分波された光波は同位相である。Y 分岐は波長依存性が小さく、安定した特性が得られやすい特徴がある。

2 本の導波路に分岐された一方の分岐で光に位相変調を加えると、もう一方の分岐の光と合波させた時に、干渉によって位相変調は強度変化に変換される。それぞれの分岐に半分ずつ光波が分けられるとして、分岐の合流直前での光振幅は以下のように表される。

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in} \exp \{i[\omega_0 t - n_e k_0 l + \phi(t)]\} \quad (4-1)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in} \exp [i(\omega_0 t - n_e k_0 l)] \quad (4-2)$$

Y 分岐で合流後の光強度は、

$$I_{out} = |E_1 + E_2|^2 = I_{in} [1 + \cos \phi(t)] \quad (4-3)$$

となる。直流バイアスも印加し、2 つの分岐の間の位相を  $\pi/2$  に設定すると、

$$\phi(t) = -\frac{\pi}{2} + \phi_m \cos \omega_m t \quad (4-4)$$

となり、光強度は下式のようになる。

$$I_{out} \cong I_{in} \{1 + \sin[\phi_m \cos \phi_m(t)]\} \quad (4-5)$$

すなわち、変調電圧が小さい時には、以下のように近似できる。

$$I_{out} \cong I_{in} [1 + \phi_m \cos \phi_m(t)] \quad (4-6)$$

両分岐に変調部を設け、互いに逆位相の位相変化を与えるプッシュプル動作を行うと、効率を高くできる[96]。

つまり、片側の光導波路に電圧  $V$  を印加することで、その導波路を通る光信号は位相が

$\theta$  回転し、符号が反転した同じ電圧( $-V$ )をもう一方の導波路に印加することで、その導波路を通る光信号の位相が $-\theta$  回転する。よって、光変調器の出力信号はこれらのベクトルの信号を足し合わせた信号となる[97]。

デュアルドライブの LN 強度変調器の構造と、それぞれの導波路での複素表示を図 4.1 に示す[97]。MZ の各アームにおける位相差のずれを利用し、強度の大きさを制御する。

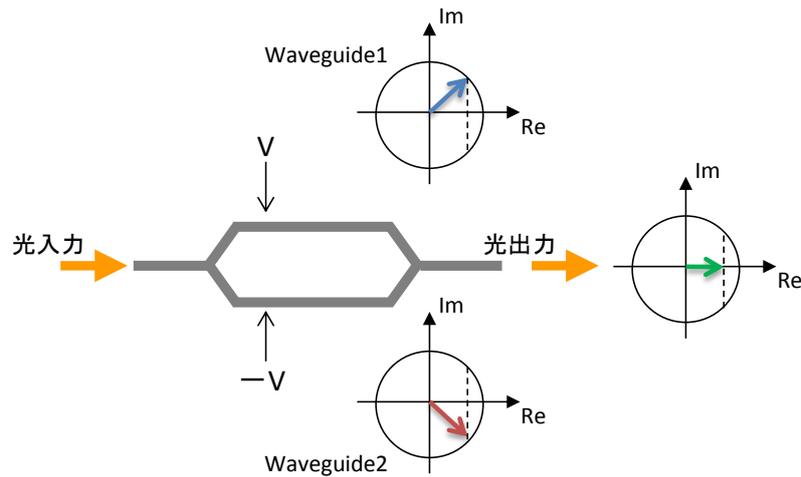


図 4.1 LN 変調器の構造

#### 4.2.2 LN 位相変調器

ストレート型の LN 位相変調器は、直線導波路と電極を組み合わせることで構成され、印加する電圧により搬送波の位相を制御することができる。位相変調器の動作を図 4.2 に示す[97]。この変調器を用いた場合、多値の位相変調が可能だが、位相が  $0$  から  $\pi$  に変位する場合、連続的に位相が変化するため、チャープが生じる。また、変調信号の電圧値が所定の値からずれた場合に、光位相が  $0$  または  $\pi$  からずれるため、位相のずれ分が遅延検波の時に信号品質の劣化になる、という問題がある。後者の電圧値のずれによる位相ずれは、電気信号の振幅を厳密に制御することより、回避できる。しかし、チャープの問題は位相変調器の構造に起因しているため、この問題を解消するには、MZ 型等の異なる構造の変調器を用いることが必要である[98]。

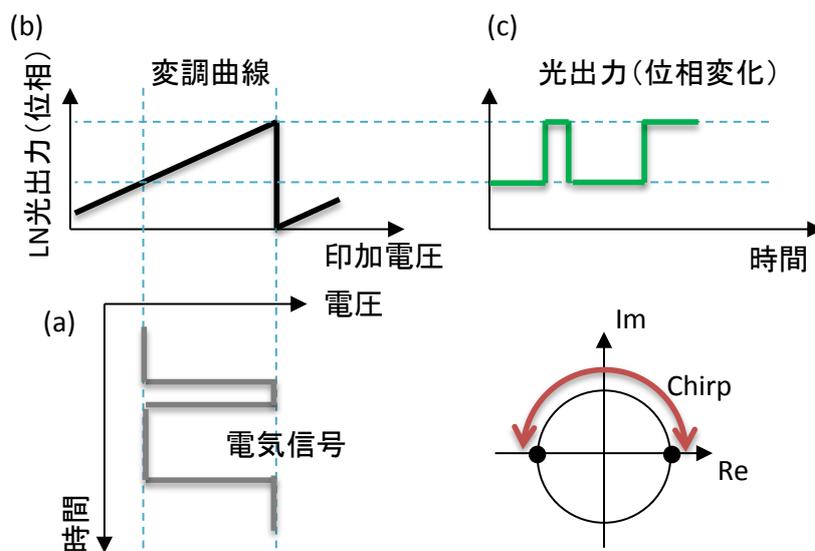


図 4.2 LN 位相変調器の動作

- (a) 電気信号の時間変化
- (b) LN 位相変調器の変調曲線
- (c) LN 位相変調器の光出力（位相変化）の時間変化

また、位相変調構造は、単純に DC バイアス電圧を印加することで位相シフタとしても用いられる。

### 4.2.3 LN 強度変調器（MZ 型）による位相変調

MZ 型構造を用いた場合でも、強度変調のみではなく、位相変調を実現することができる。MZ 型の LN 変調器（DPSK 変調器とも言われる）で位相変調を行う場合、シングルドライブ型だと駆動電圧が  $V_\pi$  の 2 倍になるため、 $V_\pi$  の低減が必要となる。 $V_\pi$  の低減には電極の設計が重要であり、電極の厚みや長さ、信号と接地電極の間隔などが、ビットレートに応じて適切に設定されなければならない。または、デュアルドライブ型を適用する方法もある。

いま、図 4.1 に示すような、Y 分岐回路で構成された MZ 構造を考える。MZ 構造の出力電界  $E_0$  は、入力光電界  $E_1$ 、それぞれの MZ アームでの位相変化をそれぞれ  $\phi_1$ 、 $\phi_2$  とすると

$$E_0 = \frac{E_1}{2} [\exp(i\phi_1) + \exp(i\phi_2)] = E_1 \cos\left(\frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right) \exp\left(i\frac{\phi_1 + \phi_2}{2}\right) \quad (4-7)$$

のように  $\cos$  関数で表される振幅項と  $\exp$  関数の位相項で表される。ここで変調器の構成を Push-Pull、すなわち、 $\phi_1 = -\phi_2$  で変調されるゼロチャープ変調とする。このとき上式

の位相項は 0 となる。LN 変調器では印加電圧に位相変化が比例することから、振幅項が 1 から 0 となる位相変化量を  $V_\pi$  として式を書き直すと、

$$E_0 = E_i \cos\left(\frac{\pi V_{in}}{2V_\pi} + \frac{\pi}{2}\right)$$

となる。ここで入力信号が 0 の場合に光振幅が 0 となるようにバイアス位相を設定している。これを複素空間表示すると図 4.3[99]の右図のようになり、光電界振幅は振幅ゼロ点を中心に正と負の振幅、すなわち 0、 $\pi$  の 2 値の位相値を持つことが分かる。このように MZ 構成を用いた位相変調は、出力関数のゼロ点にバイアス設定することで、バイナリ信号での変調によって正確な 2 値位相信号を発生できることが特徴である。

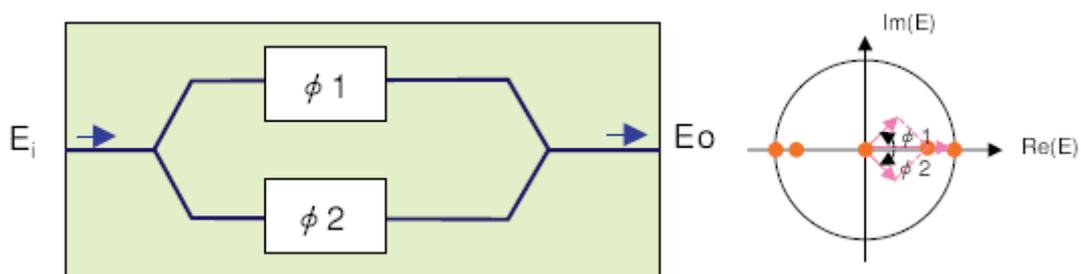


図 4.3 LN 変調器の構造

40 Gbps の変調器には広帯域のマイクロ波透過特性が要求されるが、一般に帯域と駆動電圧の間にはトレードオフの関係がある。電極間のギャップを狭くすると  $V_\pi$  は低減するが、帯域が劣化する。また、 $V_\pi$  は作用長に反比例し、帯域は作用長の増加によって狭くなる。これらの関係から、40 Gbps 変調に必要とされる帯域 30 GHz を満たすようにギャップと作用長の関係を求めると、従来の設計ではギャップを 30  $\mu\text{m}$ 、作用長を 40 mm 程度とするのが一般的であったが、ギャップを 40  $\mu\text{m}$ 、作用長を 50 mm 程度まで大きくすることによって、駆動電圧を 1.3 V まで低減できるという報告がされている。

従来は、シングルドライブ型よりも低電圧で駆動できるデュアルドライブ型が選択されたが、近年の変調器の低駆動電圧化と、ドライバの高出力化によって、シングルドライブ駆動も可能となってきた。シングルドライブ変調器は信号電極が 1 つで済むため、デュアルドライブ変調器と比較して、チップサイズが小さくできるという利点がある[98]。

### 4.3 トランスバーサルフィルタ(TVF)

1999 年までに、時間領域で直接的に光符号ラベルを生成・処理するデバイスとして、TVF[49]が、提案・実証されている。TVF は平面光回路(Planar lightwave circuit: PLC)で

構成されているため、PLC の設計により、パラメータを任意に設定できる。これまでにチップレートが 10 Gchip/s から 200 Gchip/s の TVF が作製・実証されている。

TVF の原理は無線の等化器と同じであり、まだデジタル信号処理が出来なかった時代にフィルターをアナログ遅延線によって実現しようとしたものである。TVF は、 $N-1$  個の遅延要素と、調整可能な複素数の重みを備えた  $N$  個のタップを有している[79][100]。  $N$  個のそれぞれのインパルス応答を  $w(t)$  とすると、入力  $x(t)$  と出力  $y(t)$  の関係はコンボリューションによって下式のように与えられる。

$$y(t) = \int_0^{\infty} x(t - \tau)w(\tau)d\tau \tag{4-8}$$

遅延要素による時間差分（遅延）を  $dt$  とし、上の積分を離散化すると、

$$y(t) \approx dt \sum_{n=0}^{\infty} x(t - ndt)w(ndt) \tag{4-9}$$

となる。実際には、この総和を有限個で打ち切る。デジタル通信で用いられる自動等化器はの多くはこの構造を有しており、 $w_0, w_1, w_2, \dots$  が可変である。

光符号・復号器である TVF の構造を図 4.4、外観図を図 4.5 に示す。

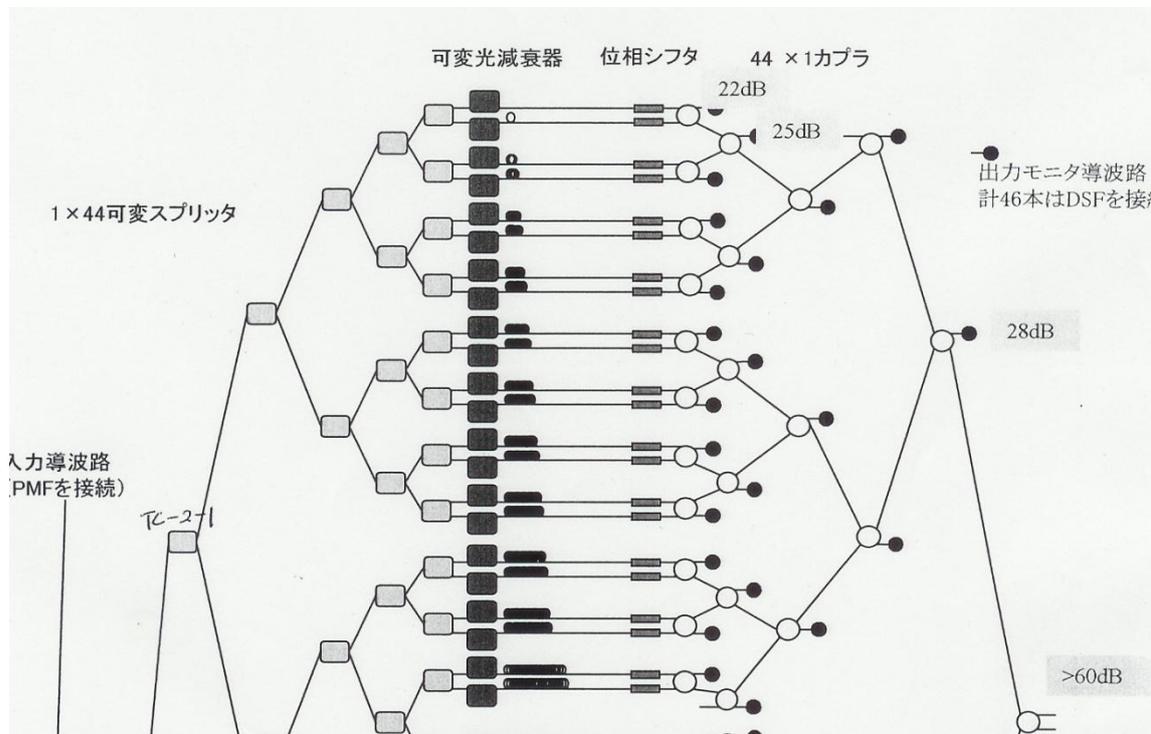


図 4.4 TVF の構造

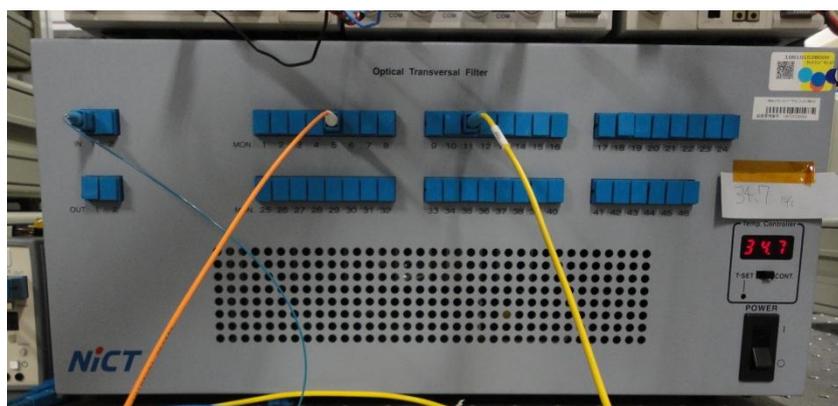


図 4.5 TVF の外観図

左側に 2 つの入出力ポートがあり、中央から右側にかけて並んでいるポートはモニター用である。右側には PLC 上の温度が表示されている。実験を行う際に、この温度を毎回同じ温度に設定すれば、常にほぼ同じ特性が得られる。電源を入れた直後や印加電流の値を大きく変えた場合には、この温度が変動するが徐々に安定し、一定温度を保つ。

TVF は可変タップと遅延線、光位相シフタおよび合波器によって構成されている。TVF の特徴を以下に示す。

- ・ 符号の再構成が可能である
- ・ 原理的にほぼ理論どおりの符号が得られる
- ・ 温度補償を行うことによって優れた安定性が得られる
- ・ 出力側には、出力モニター用の導波路が取り付けられており、使用するチャネル数によって出力ポートを変化させることも可能である
- ・ PLC 上に構成されており、設計により任意のパラメータなデバイスを作製することができる
- ・ 電流制御するための大型の電源が必要であり、装置の小型化は難しいとされている
- ・ 偏波依存性があるため入力光は、偏波の調整が必要である

TVF はカプラーに与える電流を調整することにより、カプラーの分岐比を変化させることができる。よって、生成・処理する符号のチップ数やチップレートが可変である。位相シフタも同様に、電流値で位相の変化量を調整するため、0 から  $2\pi$  まで位相を変調できる。

実験に用いた TVF の仕様を表 4.1 に示す。TVF は PLC で構成されているため、その設計によりパラメータを変えることができる。

表 4.1 TVF の仕様

使用波長帯域	1.55 $\mu\text{m}$
損失	17 dB
遅延量差	50 ps (20 GHz)
TO 位相シフト	0 $\sim$ 2 $\pi$
ヒーターの抵抗	850 $\Omega$ 程度
光回路温度調整	ペルチェ素子 (加熱冷却用) サーミスタ (温度センサ)
サイズ	50 $\times$ 25 $\times$ 40 cm

TVF 内の PLC 上のヒーターにかける電流の制御・調整は、一度電源をオフにした後に実験する際は、毎回行う必要がある。チップ数やチップレート等の符号パラメータを変化させなければ、前回の値から微調整でよい。TVF の調整方法を以下に示す。

#### <TVF の調整方法>

TVF は、GPIB でつなぎ、コンピュータから LabVIEW を用いて制御する。TVF の調整を行う際は、調整後のパルスが重ならない程度の低速のパルスを入力する。例えば、LN 強度変調器を用いて符号化用の 4 chip のパルスを生成する場合、そのうちの 1 本のパルスのみ立つようにすればよい。

- 1) 各カプラーに与える電流値を 0 $\sim$ 40 mA の範囲内で調整し、使用する符号のチップ数分のチップパルスが出力されるようにする。TVF のチャンネル数よりも少ないチップパルスを生成する場合、どのチャンネルを用いてもよいが、最もロスが少ないチャンネルを使用する。
- 2) 印加する電流値が大きいほど、ヒーターが熱くなる。PLC 全体が熱くなり過ぎると、熱暴走する恐れがあるため、電流値はなるべく小さい値になるように、調整する。
- 3) 2)で調整した値をコンピュータ上で、保存する。
- 4) 各チップパルスの出力が 0 になるように電流値を調整する。
- 5) 4)で調整した値をコンピュータ上で、保存する。このとき、3)で用いたメモリとはことなるメモリを使用する。
- 6) チップパルスを 2 本のみ立たせ、その 2 つのパルスのビート光を観察する。両方のパルスが同位相の場合、そのスペクトルは中心波長にピークが立つ。一方、逆位相の場合には、中心はピークとピークの間谷となる。同相と逆相の場合のそれぞれのスペクトルをに示す。

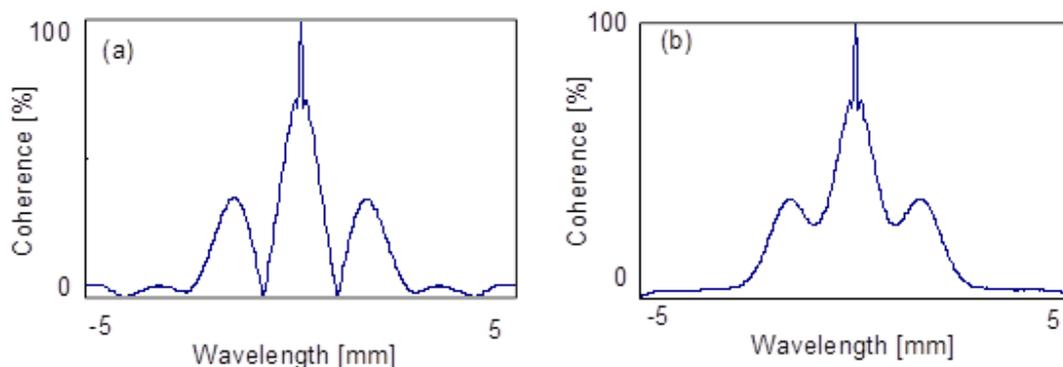


図 4.6 TVF の調整におけるスペクトル

(a) 逆位相

(b) 同位相

このように、同相と逆位相の場合には、スペクトルの山と谷が反転するため、それを利用して全チップパルスを順に調整していく。

7) 最終的に、全チップパルスを出力させ、強度の微調整を行う。

TVF はヒーターによる熱で制御をしているため、調整直後とその後数時間経過した時では、出力光の状態が変化する。よって、調整を繰り返しながら、安定させていく必要がある。

#### 4.4 LN 強度・位相変調器を組み合わせた光符号ラベル生成

高速に任意の光符号を生成可能な、LN 変調器を符号器として用いる手法が 2005 年に片岡らによって提案された[14]。チップ数 22 chip、チップレート 20 Gchip/s の BPSK 符号の光符号ラベルと 40 Gbps のペイロードを組み合わせた光パケットを 16 波長多重し、100 km を超える伝送の実証実験が行われた[101]。

本研究では、光符号パラメータを柔軟に変えることができることに着目し、この手法を採用して光符号ラベル生成に関する検討を進めてきた。さらに近年、LN 変調器の性能が飛躍的に進展しており[90][93]、今後、より柔軟で高速な光符号生成が可能になると期待できるためである。

LN 変調器で符号化、TVF で復号化を行うシステムの原理を説明する。Continuous wave (CW)光源から出力された光信号を、LN 強度変調器を用いて符号化用の種パルスを生成し、LN 位相変調器を用いて種パルスを生成する各チップパルスに位相符号化を行う。符号化された光信号を Transversal filter (TVF)を用いて復号化し、PD で受光、Clock and data recovery (CDR)を用いて電気領域でしきい値処理を行う。原理図を図 4.7 に示す。

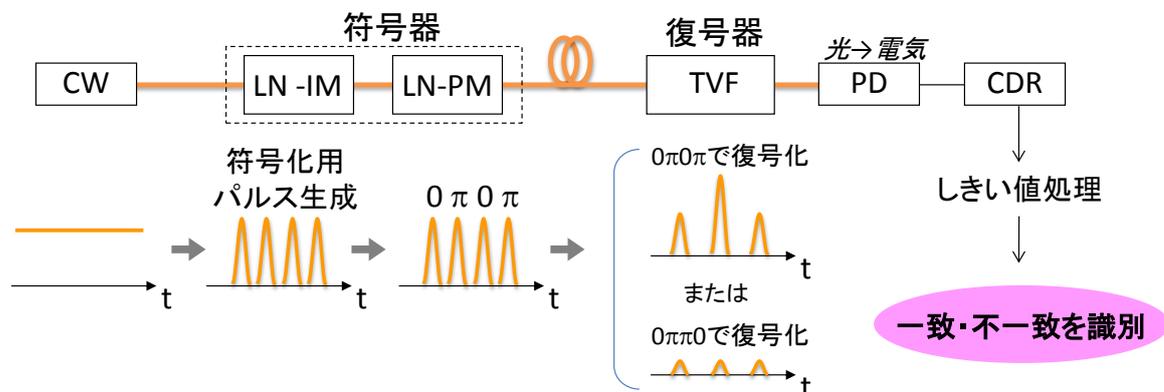


図 4.7 LN 変調器で符号化、TVF で復号化の原理図

本手法の特徴は、データ生成にすでに一般的に用いられている LN 変調器をラベル生成器にも適用することにより、ラベルとデータの両方を同一デバイスで作成できるという点である。これにより、システムの省スペース化につながる。

本手法の最大の利点は、符号パターンや、符号のチップ数、チップレート、位相の多値数などのパラメータを任意に可変だという点である。データ生成も可能である LN 変調器を光符号器に適用することによって、この柔軟性を実現できる。

先行研究として、この手法を用いて符号・復号化のフィールド実験まで行われているが [54]、LN 変調器の可変性を活かしたシステムを構築するためには、使用する符号の検討が必要不可欠である。光符号の最適化を行うことにより、ネットワークの状況に応じた光ラベル生成・処理ができ、高効率化を実現できると考え、シミュレーションと実証実験により、検討を行った。

## 4.5 LN 変調器を用いた光符号生成実験

第 3 章で行った光符号設計にて最適化したパラメータを実証するために実験を行った。4.4 節で述べた光符号ラベル生成・処理の原理に基づき、光符号ラベル生成・処理実験を行った結果を示す。表 4.2 に実験で使用した符号のパラメータを示す。これらのパラメータはシミュレーションに用いたものと同じである。チップ数の少ない符号を用い、復号化後の波形の特徴を調べた。

表 4.2 実験に使用した符号パラメータ

チップ数	4 chip
チップパルス幅	50 ps
チップパルス間隔	100 ps
チップレート	10 Gchip/s
チップパルス形状	Gaussian
ラベル間隔	800 ps
位相の多値数	2 値 (BPSK)
使用した符号パターン	( $\pi\pi\pi$ ), ( $\pi 00$ ), ( $0\pi 0$ ), ( $\pi\pi 0$ ), ( $00\pi$ ), ( $\pi 0\pi$ ), ( $0\pi\pi$ ), ( $\pi\pi 0$ )

ここでのラベル間隔は、1つの光符号ラベルが復号化後に広がった場合にも前後のラベルと重ならない間隔に設定した。4 chip、10 Gchip/s の光符号は、復号化後に最大 700 ps まで波形が広がるため、ここでは 800 ps とした。

実験で使用したデバイスのパラメータを表 4.3 に示す。LD は波長可変光源の設定波長を 1500 nm にして使用した。本実験で使用した LN 位相変調器は構想がストレート型のものである。

表 4.3 実験に使用したデバイスのパラメータ

LD	中心波長	1550 nm
LN 強度変調器	変調速度	40 GHz
	挿入損失	6.0 dB
	駆動電圧 $V_{\pi}$	5.0 V
	偏光子	内蔵
	ON/OFF 消光比@DC	20 dB
LN 位相変調器	変調速度	40 GHz
	挿入損失	5.0 dB
	駆動電圧 $V_{\pi}$	5.0 V
	偏光子	内蔵
TVF	最大チップレート	20 Gchip/s
	挿入損失	20 dB
PD	帯域	40 GHz
	受信感度	0.6 A/W
	帰還抵抗	300 $\Omega$
CDR	帯域	10 GHz

図 4.8 に光符号ラベル生成・処理実験系を示す。光源から出力された、中心波長 1550 nm の CW 光を LN 強度・位相変調器で符号化した。LN 変調器に偏波依存性があるため、ポラライゼーションコントローラー (Polarization controller: PC)を用いて入力光の偏波を調整した。また、電気信号を入力するためにパルスパターンジェネレータ (Pulse pattern generator: PPG)を用いた。強度変調用と位相変調用の PPG の帯域が異なるのは、20 GHz の強度変調で 10 GHz のチップパルスを生成し、そのチップパルスに位相変調を行ったため、位相変調は強度変調の半分の帯域になるためである。LN 強度変調器と LN 位相変調器での変調のタイミングを合わせるために、2 つの変調器間に可変の遅延線 (Delay)を挿入した。符号化後の光信号をエルビウム添加光ファイバー増幅器 (Erbium Doped Fiber Amplifier: EDFA)で増幅し、余分な帯域をカットするために帯域幅 5 nm のバンドパスフィルター (Band pass filter: BPF)を用いた。TVF は偏波依存性があるため PC とポラライザー (Polarizer: P)を用いて偏波を調整した。TVF で復号化を行い、復号化後の光信号を PD で受信し、CDR で識別処理を行った。復号化後の時間波形は、サンプリングオシロスコープで観測した。

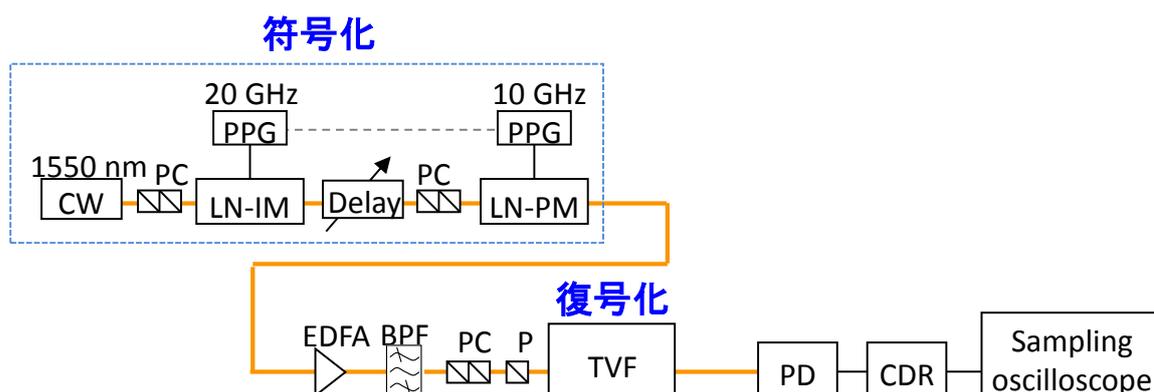


図 4.8 光符号ラベル生成・処理実験系

光符号ラベル生成部分の実験系の外観図を図 4.9 に示す。本実験は情報通信研究機構の実験室にて行った。

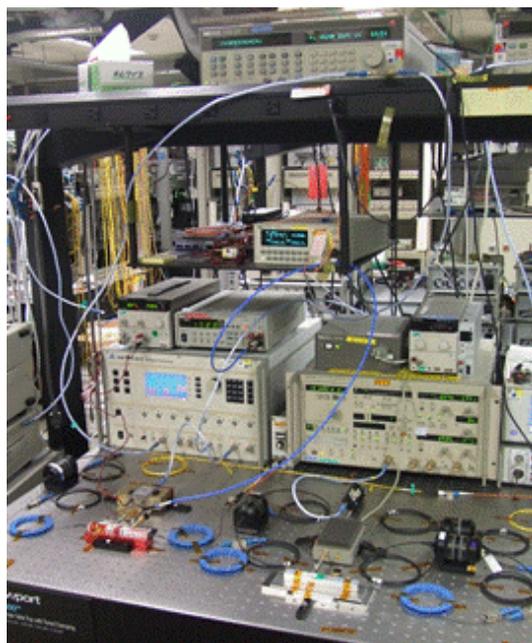


図 4.9 光符号ラベル生成部分の実験系の外観図

ここで、しきい値処理デバイスとして用いた CDR について説明する。CDR の構造を図 4.10 に示す。CDR はクロックとデータを再生する電気デバイスであるが、本実験ではデータのみを用い、クロックは扱わない。

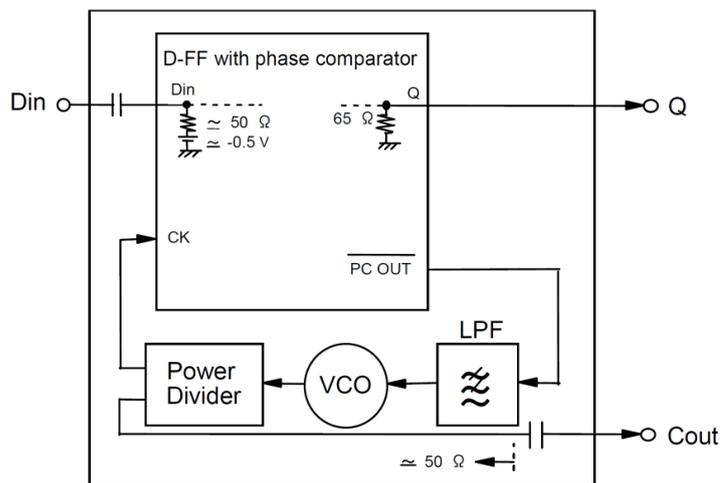


図 4.10 CDR の構造

実験に用いた CDR の仕様を表 4.4 に示す。

表 4.4 CDR の仕様

Parameter	Symbol	Rating
Power Supply Voltage	Vss	-3.5 V
Power Supply Voltage	VF	15.0 V
Applied Voltage @Din	VDin	AC Coupling
Applied Voltage @DVref	DVref	-0.4 V ~ 0.4 V
Applied Voltage @Q, PC OUT	Vout1	-1.75 V ~ 0.2 V
Applied Voltage @Cout	Vout2	< 1.4 Vpp
Storage Temperature	T	-40°C ~ 80°C

DVref にかける電圧を調整することにより、しきい値の微調整を行うことができる。

図 4.11 に 4 chip の 8 つの BPSK 符号を用いて光符号化した時間波形を示す。強度情報はどの波形も等しいが、異なる位相情報が載っている。また、符号化用のパルス生成する際に、PPG で生成する電気信号のパターンのマーク率 (1 と 0 の出現率) が、アンプやバイアス等の電気デバイスに影響する。そのため、マーク率はできる限り、PRBS (Pseudo random binary sequence: 擬似ランダムビット列) 信号と等しい 50% に近づけることが必要である。マーク率が極端に低いと、PPG が 10 GHz で動作する場合でも、より低速な信号だと認識され、十分な特性が得られない。

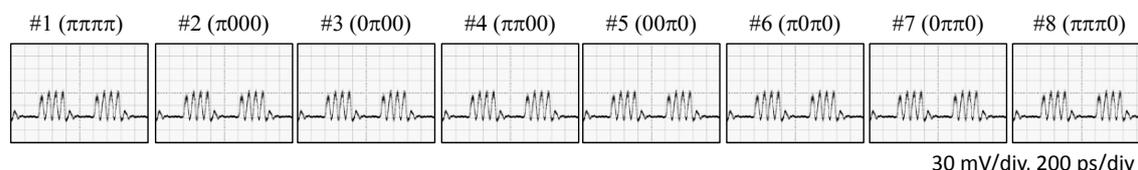


図 4.11 光符号化後の時間波形

符号化した光信号を、符号化に用いた 8 つの符号を用いてそれぞれ復号化した。図 4.12 に光符号・復号化後の時間波形を示す。左斜め上から右斜め下への対角線上にある波形が、一致符号で復号化した自己相関波形である。その他の波形は相互相関である。

シミュレーション結果と同様に、8 個の自己相関波形の形状はそれぞれ異なるが、どの波形も中心に高いピークが立っていることが確認できた。一方、相互相関波形はピークが抑圧されていることが分かる。最終的に識別処理は CDR のしきい値処理によって行われる。復号化後の光信号を PD で受信し、CDR でしきい値処理を行った後の時間波形を図 4.13 に示す。CDR はしきい値以上のパワーが入力されれば波形を出力し、入力パワーがしきい値以下であれば何も出力しない。

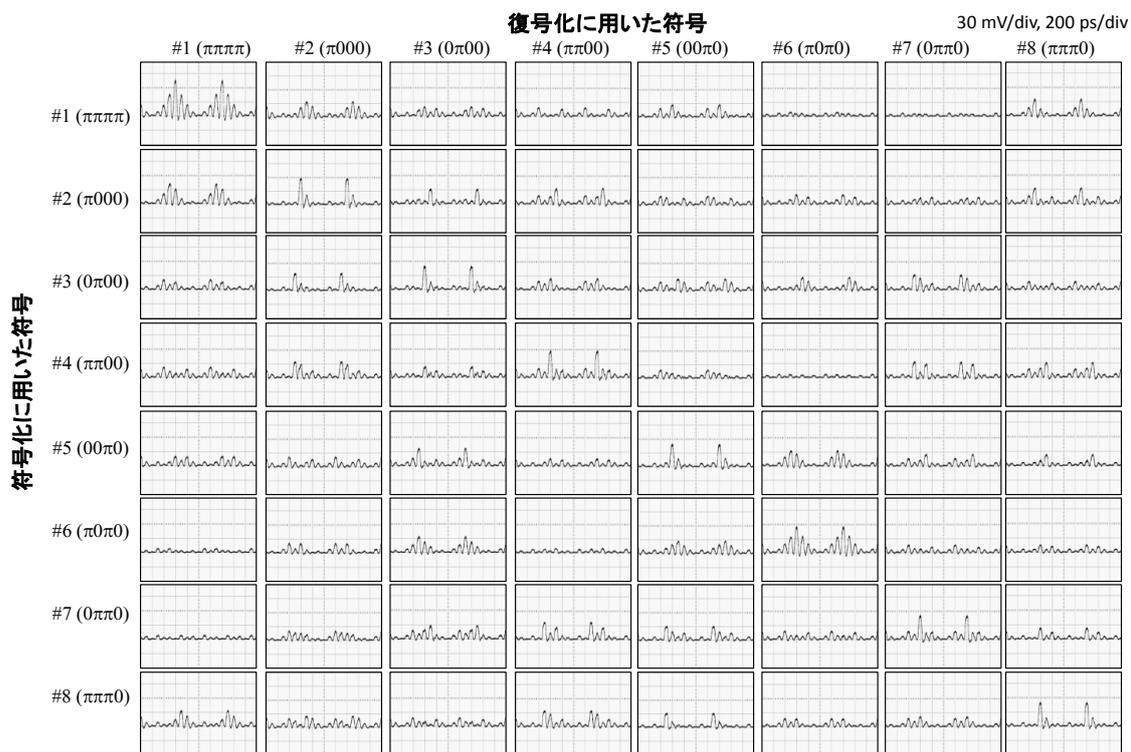


図 4.12 光符号化・復号化後の時間波形

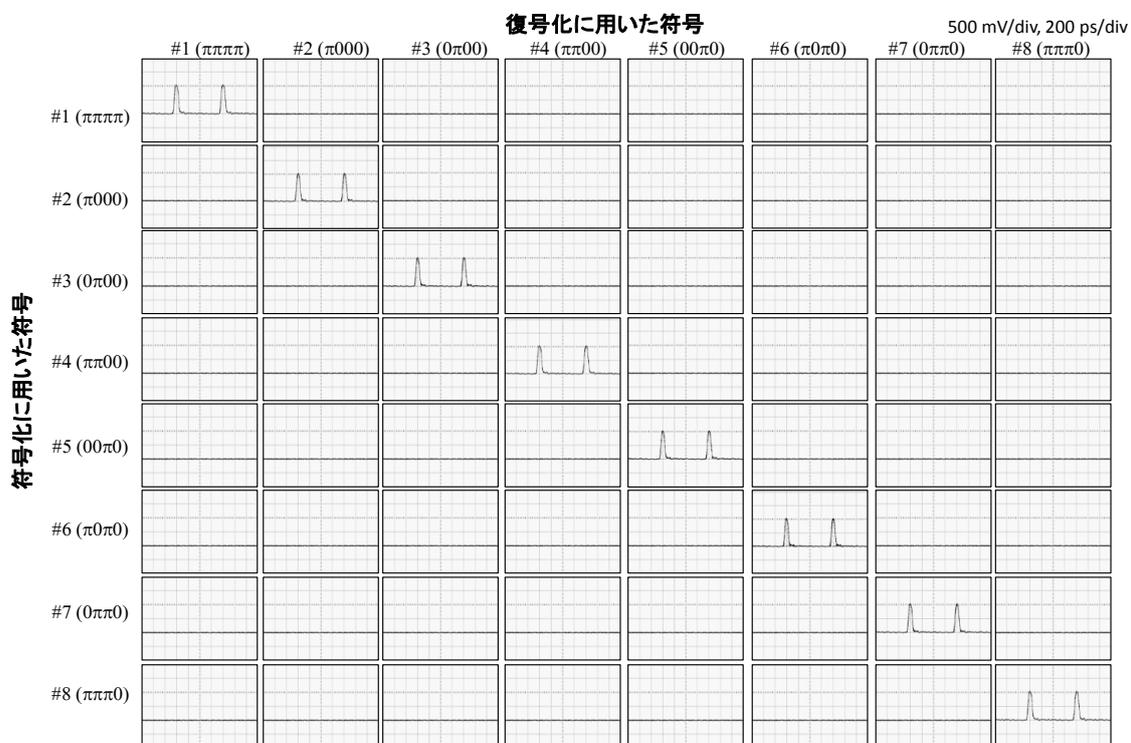


図 4.13 CDR でしきい値処理後の時間波形

4 chip、10 Gchip/s の BPSK 符号を用いて、識別可能な符号数 8 個すべてを用いて実証実験を行った結果、シミュレーション通り、8 個の符号で識別可能であることを確認した [102]。

これらの結果より、チップ数を 8 chip に増加させれば、識別可能な符号数を 128 個にすることが可能であることが予想できる。

## 4.6 まとめ

本章では、第 3 章の光符号設計シミュレーションを実証した。

第 3 章で理論的検討を行った光符号ラベルの実証を行うため、シミュレーションに用いた符号と同様のパラメータを用い、LN 変調器と TVF を用いて、実験的に検証した。

- 1) 先行研究で提案されている手法をベースとして、独自に構築したシミュレーションプログラムで検証した 4 chip、10 Gchip/s の BPSK 符号を用いて、光符号ラベル生成・処理実験を行った。シミュレーションと同様に、40 GHz の PD、10 GHz の CDR を用いて最終的に電気領域で識別処理を行った。
- 2) 4 chip の BPSK 符号で構成できる 8 個の全符号が識別可能であることを実証した。同人、光復号化後の波形の形状がシミュレーションと傾向がよく一致していることを実証した。これらの結果から、第 3 章で構築したシミュレーションプログラムの有効性が明らかとなった。

ただし、LN 変調器は電気光学効果により変調を行っているため、パラメータを任意に変えた光符号ラベルを生成することができるが、復号器として使用していた TVF は、PLC 上に構成されているため、電流制御により符号パターンやパラメータを変えることはできるが、その可変性は十分ではないことが明らかになった。印加する電流値により、符号パターンを容易に変えることができるが、符号のチップレートを変えようとする、その都度、電流値の調整、最適化を行う必要がある。そのため、LN 変調器の柔軟性に十分に対応することが難しいということが分かった。

## 第5章 スペクトル制御による光符号ラベル処理

### 5.1 はじめに

時間と空間における光スペクトル信号処理は 1980 年代に時空間変換技術が提唱され、ピコ秒・フェムト秒領域の光パルス発生用の任意波形制御技術としても使われている。

光通信分野に限らず、高速な光信号はスペクトル領域に展開することで、高速な電気デバイスなしに高精度な制御実現できる。さらに、フーリエ変換を利用することにより、スペクトル制御によって任意に時間波形の強度と位相を制御することも可能である。この原理を利用した光符号・復号化に関する研究成果が、これまでも多く報告されている [103][104][105][106]。

また、LN 変調器の柔軟性を十分に活かすためには、可変性の高い復号器を適用する必要がある。そこで、SLM をベースとしたスペクトル制御デバイスである VBS を適用することを提案した。高分解能かつ低損失なスペクトル制御デバイスとして、帯域可変スペクトルシェイパー (Variable bandwidth spectrum shaper: VBS) を適用し、光符号ラベル生成・処理をシミュレーションと実験により検討した。VBS は小型かつ低消費電力のため、ONU への適用にも向いていると考えられる。

本章では、フーリエ変換を用いたスペクトル制御による光符号ラベル生成・処理の原理から、スペクトル制御で復号化フィルターを生成する手法について述べる。また、LN 変調器で生成した光符号を VBS で復号化するシミュレーション、実験について記述する。

LN 変調器と VBS を用いた光符号ラベル生成・処理システムを構築するために、以下の検討を、シミュレーションと実験により行った。

- ① VBS の光符号ラベル生成・処理能力の評価
- ② チップ数、符号パターンを変化させた場合の LN 変調器で光符号ラベル生成、VBS で光符号ラベル生成
- ③ 任意の形状の符号化用パルスの光符号ラベル処理
- ④ LN 位相変調器の構造特性を考慮した光符号ラベル生成

上記の検討により、符号のチップ数やチップレート、パルス形状等を任意に可変な光符号ラベルを、VBS を用いたスペクトル制御によって処理できることを実証する。

## 5.2 スペクトル制御による光符号ラベル生成・処理

スペクトル制御により、光信号に対して光符号ラベル生成または処理を行うことが可能である。時間領域での符号化関数を  $e_{en}(t)$ 、符号化に用いた符号と同一符号で復号化を行う場合の復号化関数を  $e_{del}(t)$  とする。これを時間領域で相関を取る場合、これらの関数のコンボリューションを取り、自己相関波形の関数  $e_{col}(t)$  とすると、

$$e_{col}(t) = e_{en}(t) * e_{del}(t) \quad (5-1)$$

と表される。時間領域で相関を取る処理をスペクトル制御によって行うと考えると、まずフーリエ変換(Fourier transform: FT)を用いて、 $e_{en}(t)$  と  $e_{del}(t)$  をそれぞれスペクトル領域に展開する。

$$F[e_{en}(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} e_{en}(t) \exp(ikt) dt \quad (5-2)$$

$$F[e_{del}(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} e_{del}(t) \exp(ikt) dt \quad (5-3)$$

となり、フーリエ変換の性質より、それぞれの複素数を掛け算することにより、自己相関のスペクトル  $C_1(\omega)$  が得られ、

$$C_1(\omega) = F[e_{en}(t)] \cdot F[e_{del}(t)] \quad (5-4)$$

と表される。最終的に、この  $C_1(\omega)$  を逆フーリエ変換することにより、自己相関波形の関数  $e_{col}(t)$  が得られる[107][108]。

$$e_{col}(t) = F[C_1(\omega)]^t \quad (5-5)$$

つまり、

$$F[C_1(\omega)] = e_{en}(t) * e_{del}(t) \quad (5-6)$$

であることが分かる。

この相関の原理を図 5.1 に示す。スペクトル領域で制御を行った場合にも、時間領域での制御と同様の結果を得られることが分かる。

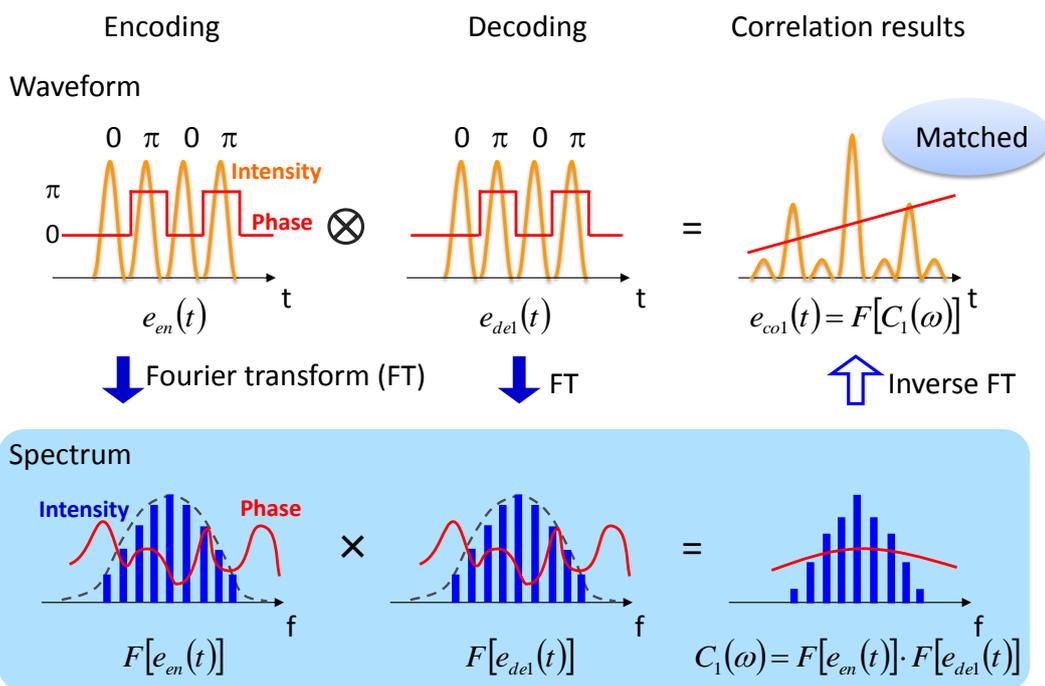


図 5.1 スペクトル制御における光符号・復号化<自己相関>

符号化に用いた符号と異なる符号で復号化を行う場合の復号化関数を  $e_{de2}(t)$  とし、相互相関を得る場合も同様の計算から得られる。その原理を図 5.2 に示す。

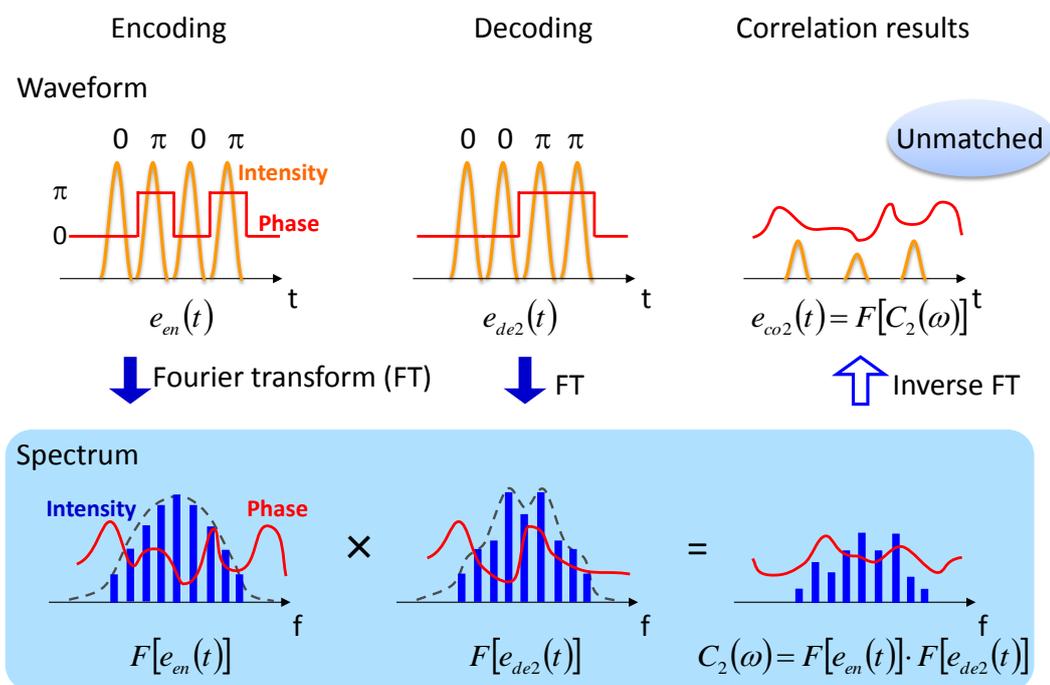


図 5.2 スペクトル制御における光符号・復号化<相互相関>

制御する対象の領域が時間領域またはスペクトル領域の場合においても、理論的に同様の相関波形を得られるが、デバイスの特性を考慮すると、より高精度な制御を行う場合にはスペクトル領域の方が適している。これはスペクトル制御では高速な信号をスペクトルに展開するため、高速な電気デバイス等が必要とせず制御できるからである。近年、高速な電気デバイスは急激に発展しているが、100 GHz以上の信号を自在に扱えるデバイスは未だ普及していない。その点、SLMやAWG等のスペクトルデバイスは広く普及しており、これらを用いることにより、高速な光信号を高精度に処理できる。これまでに、光スペクトル制御による時間領域での光符号ラベル生成・処理は、空間光変調器またはAWGを用いたものがすでに報告されている[109][110]。

また、スペクトルフィルタを独自に設計することにより、並列して異なる処理を行うことも可能だと考える。例えば、光符号ラベル処理と同時に分散補償等を行うためのフィルタを組み合わせたことができると考えられる。

### 5.3 帯域可変スペクトルシェイパー (VBS)

従来のスペクトルシェイパーと比較し、高分解能・広帯域・低損失を実現したVBSが日本女子大学小館研究室、独立行政法人情報通信研究機構と株式会社オプトクエストにより、共同開発された。VBSはサーキュレーター、コリメーター、フーリエ変換素子となる回折格子、集光レンズ、偏光子、2つのSLM、反射板から構成される[20]。VBSの概略図を図5.3に示す。反射型にすることにより系の小型化が実現でき、フーリエ変換と逆フーリエ変換を行う際のデバイス特性を等しくできる。

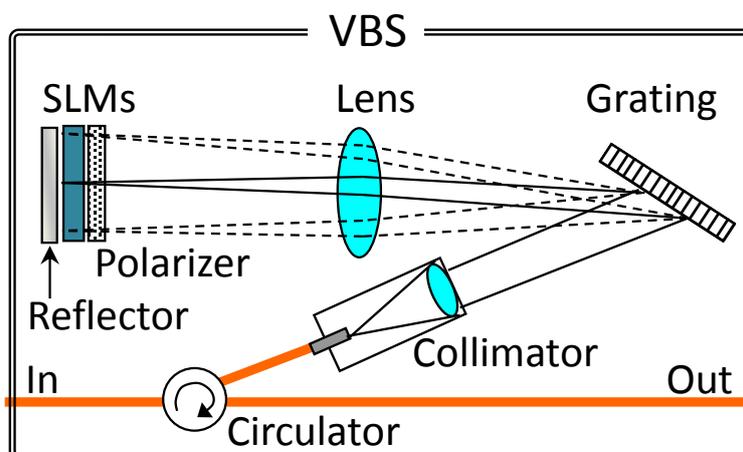


図 5.3 VBS の概略図

VBS に入力された光信号は、サーキュレーターを通り、コリメーターによって光束径 12 mm のコリメート光として自由空間系に出射される。コリメーター部において偏波分離・偏光保持出力を行い、分光・集光光学系内は同一な直線偏光に保たれている。また、偏波分離後に両偏波間に生じる位相差は、コリメーター部において補償する。出射された光は溝周期が 1100 lines/mm の回折格子で波長分散された後、焦点距離 150 mm の集光レンズで波長ごとに集光され、SLM に入射する。SLM 上では、10 GHz に相当するビーム幅が短波長側ではおよそ 40  $\mu\text{m}$  から長波長側では 60  $\mu\text{m}$  と変化しており、20  $\mu\text{m}$  間隔の SLM セルの 2 個または 3 個を 1 チャンネル分として受光している。1 つの SLM で位相制御、もう 1 つの SLM と偏光子を組合せて強度制御を、それぞれ独立に行う。2 台の SLM を用いることにより、強度制御する際に変位した位相を補償することが可能である。SLM と偏光子、反射板の構成図を図 5.4 に示す。

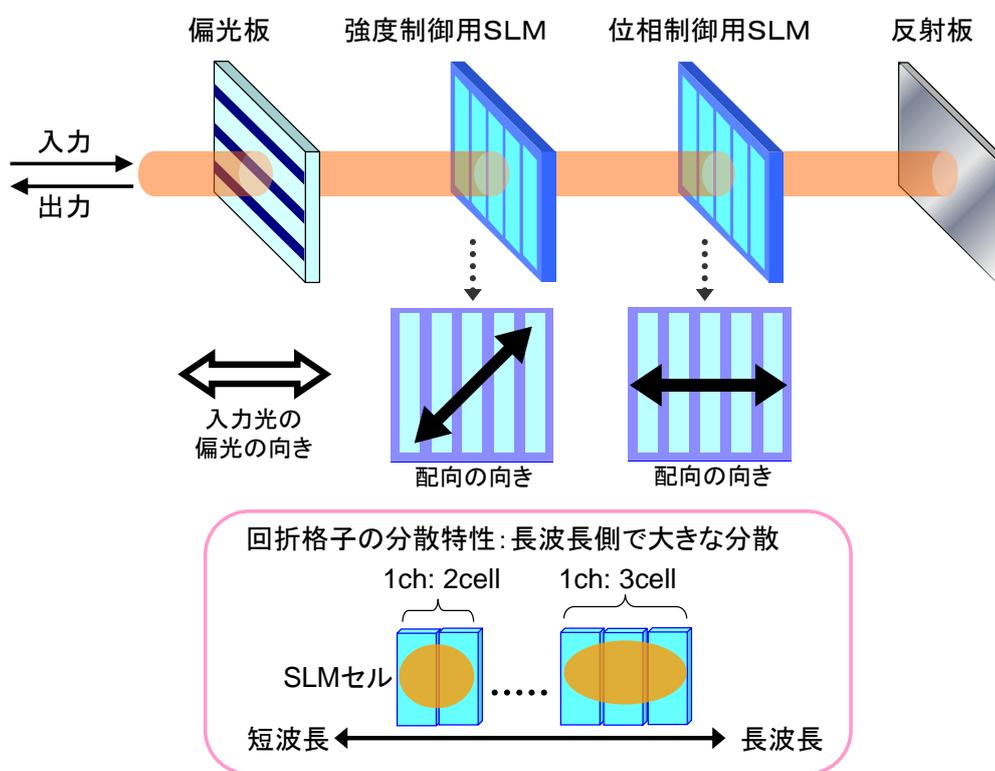


図 5.4 VBS 内の SLM、偏光子、反射板の構成図

VBS 内で使用している SLM の仕様を表 5.1 にまとめる[111]。強度制御用の SLM は配向方向を入力光の偏光方向に対して 45 度傾けており、位相差の制御により偏光状態を変化させ偏光子と組み合わせて強度の制御を行う。

表 5.1 VBS 内の SLM の仕様

配向	平行配向タイプ
液晶層厚	8 $\mu\text{m}$
屈折率差	0.1
液晶のピッチ	20 $\mu\text{m}$
往復光路差	1.6 $\mu\text{m}$

強度制御用の SLM は、位相制御用の SLM に比べて配向の向きが 45 度傾いている。強度制御用の SLM に電圧をかけた場合の、偏光状態の変化と対応する位相差を図 5.5 に示す。位相差  $\phi$  が 0 から  $\pi$  まで変化させた時、直線偏光から楕円変更、円偏光と変化する。

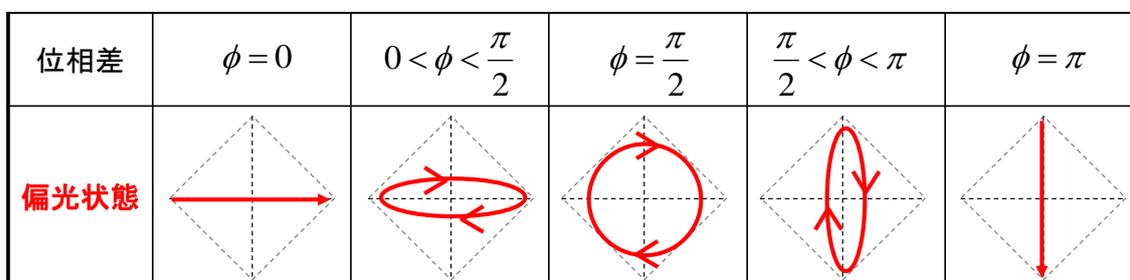


図 5.5 偏光状態の変化と対応する位相差

図 5.5 に対し、平行方向の偏光子を設置すると、強度を図 5.6 に示すように減衰させることができる。

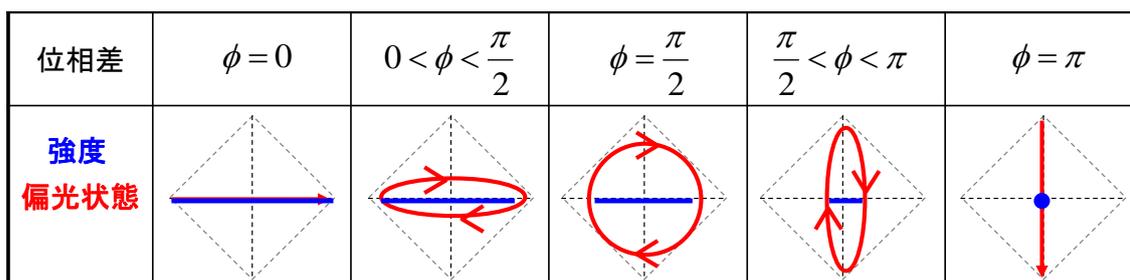


図 5.6 SLM と偏光子を組み合わせた強度変調

制御後のスペクトルは、反射板で折り返し反射され、逆の光学系を通ることにより逆フーリエ変換され、サーキュレーターによって光信号が取り出される。

これまでも同様のスペクトルシェイパーは提案されているが[58][59][69]、高分解能・広帯域・小型化・低損失という点と、光符号ラベル処理において強度と位相を独立に柔軟に

可変であるという点から、VBS が最も本研究に適していると考えられる。

VBS の仕様を表 5.2 に示す[112]。

表 5.2 VBS の仕様

光学仕様	制御波長範囲	1530~1570 nm
	波長間隔	10 GHz (= 0.08 nm)
	チャンネル数	480
	光強度制御	20 dB
	光強度制御分解能	0.1 dB
	光位相制御	$2\pi$
	光位相制御分解能	$2\pi / 50$
	挿入損失	7 dB
	波長依存損失	0.1 dB
	偏波依存損失	0.3 dB
	入出力ファイバー形式	SC/APC
一般仕様	外形寸法	53×90×335 mm
	重量	3.5 kg
	電源電圧	DC 5 V
	消費電力	最大 8 W
	動作環境	25±10 °C
	外部インターフェース	USB

スペクトルの分解能が 10 GHz と高分解能な制御ができるため、繰り返し周波数が 10 GHz 以上の高速な光パルスの制御に適している。VBS で 10 GHz より低速の信号のスペクトル制御を行うには分解能が十分でないと予想される。また、光強度・位相制御分解能が細かいため、処理する光符号ラベルの位相が多値化された場合等でも所望のスペクトルフィルターを生成できる。

装置・電源ともに小型化が実現されているため、光通信システムにおける加入者側の ONU (Optical network unit) に用いる装置としても使用できると考えられる。

VBS の外観図とパソコンでの制御画面を図 5.7[112]と図 5.8 に示す。制御は LabVIEW で構築されたプログラムを用い、VBS 内の強度制御用と位相制御用それぞれの SLM にかける電圧値を制御する。制御画面に入力するのは制御するチャンネル番号と制御値（強度は 0~20 dB、位相は 0~ $2\pi$  rad）である。テキストファイルであらかじめ生成した数値ファイルを読み込ませることも可能であり、VBS 制御ソフト内のメモリに保存することができる。また、そのパターンを設定した時間間隔で経時変化させることや、制御値全体を長波長側または短波長側にシフトさせる機能も有しており、動的な制御も可能である。も可能である。

中央の黒い画面には、横軸にチャンネル番号を取り、縦軸に制御値をとったグラフが表示される。



図 5.7 VBS の外観図

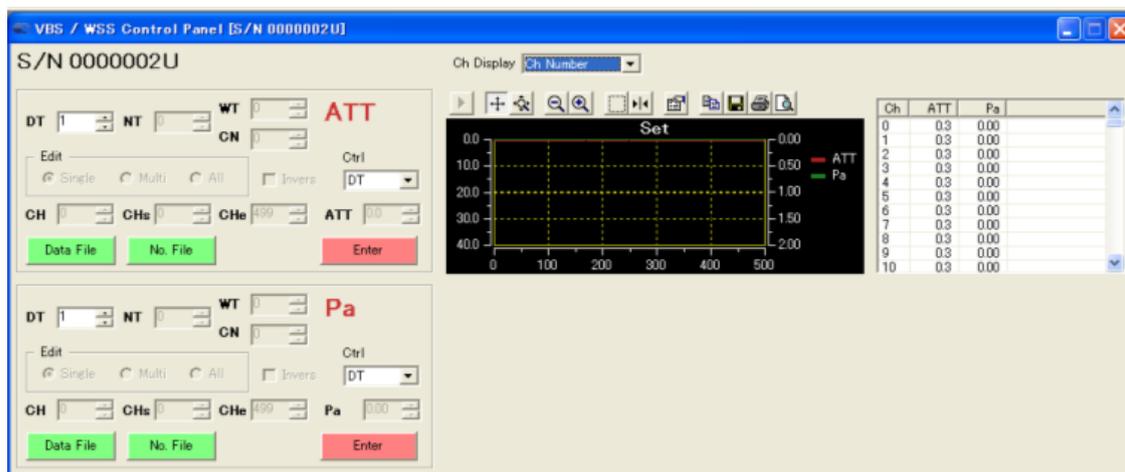


図 5.8 パソコン上の VBS の制御画面

本研究では柔軟な光符号ラベル生成・処理システムを構築するために、VBS を用いて LN 変調器で生成した光符号ラベルの処理実験を行った。

## 5.4 光符号ラベル生成・処理用スペクトルフィルターの設計

VBS を用いたスペクトルの強度・位相制御によって、時間領域での制御と同様に光符号ラベルの生成・処理を行うことが可能であることをこれまでに説明した。本節では VBS で実際にどのような制御値を与えるのかを述べる。

これまで用いていたトランスバーサルフィルター (TVF) のような時間領域での直接制御

するデバイスのインターフェースは単純なものが多く、一度調整を行えば、符号パターンを容易に設定することができる（4.3 節参照）。ただし、パラメータを変化させる場合には、一から調整をやり直す必要があり、調整後に温調が安定するまで時間を置く必要がある。一方、スペクトル領域での制御は事前に制御値を算出し、スペクトルフィルターを生成しておく必要がある。算出したフィルターは VBS 内のメモリに保存することができるため、符号のパラメータやパターンを変える時には、それぞれのメモリを読み出せばよい。SLM で制御を行うため、制御した直後から安定した動作が得られる。このように、TVF とは異なりスペクトルフィルターを変えることにより、パラメータを柔軟に変えることができる。

光符号ラベル処理用のスペクトルフィルターは高速フーリエ変換（FFT）を用いて算出した。プログラムは Matlab を用いて独自に構築し、計算を実行した。作成したスペクトルフィルターは、VBS に入力された光信号の特性（強度や位相等）を考慮していないため、基本的に符号化後の時間波形をフーリエ変換したものに等しい。それを VBS に与える制御値にするため、VBS の分解能に値を合わせて変換したものである。分解能を合わせる時は、その帯域の数値を平均化した。光符号ラベル生成・処理用のスペクトルフィルター作成のアルゴリズムを図 5.9 に示す。

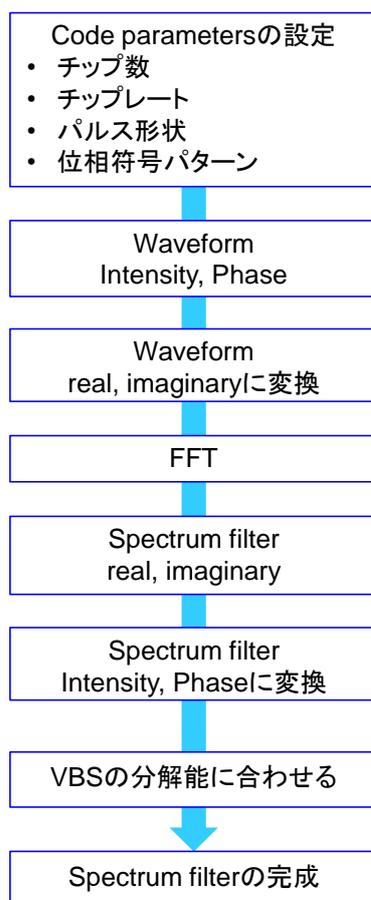


図 5.9 スペクトルフィルター作成のアルゴリズム

光符号ラベル生成・処理用のスペクトルフィルタ設計を行うためのプログラムにおける、数値パラメータを表 5.3 に示す。

表 5.3 シミュレーションの数値パラメータ

サンプル数	16384
時分解能	1 ps
信号長	16.384 ns
光速	$3.0 \times 10^8$ m/s
スペクトル分解能	0.0005 nm (=0.5 pm)
波長帯域幅	約 8.0 nm

ここで VBS に適用するスペクトルフィルタの一例として表 5.4 の符号パラメータを用い、スペクトルフィルタを算出した場合のスペクトルの強度と位相のフィルタを図 5.10 に示す。

表 5.4 符号パラメータ

チップ数	4 chip
チップレート	20 Gchip/s
チップパルス幅	50 ps
チップパルス間隔	25 ps
チップパルス形状	Gaussian
ラベル間隔	400 ps
位相の多値数	2 値 (BPSK)
使用した符号パターン	$(\pi 0 \pi 0)$ , $(0 0 \pi 0)$

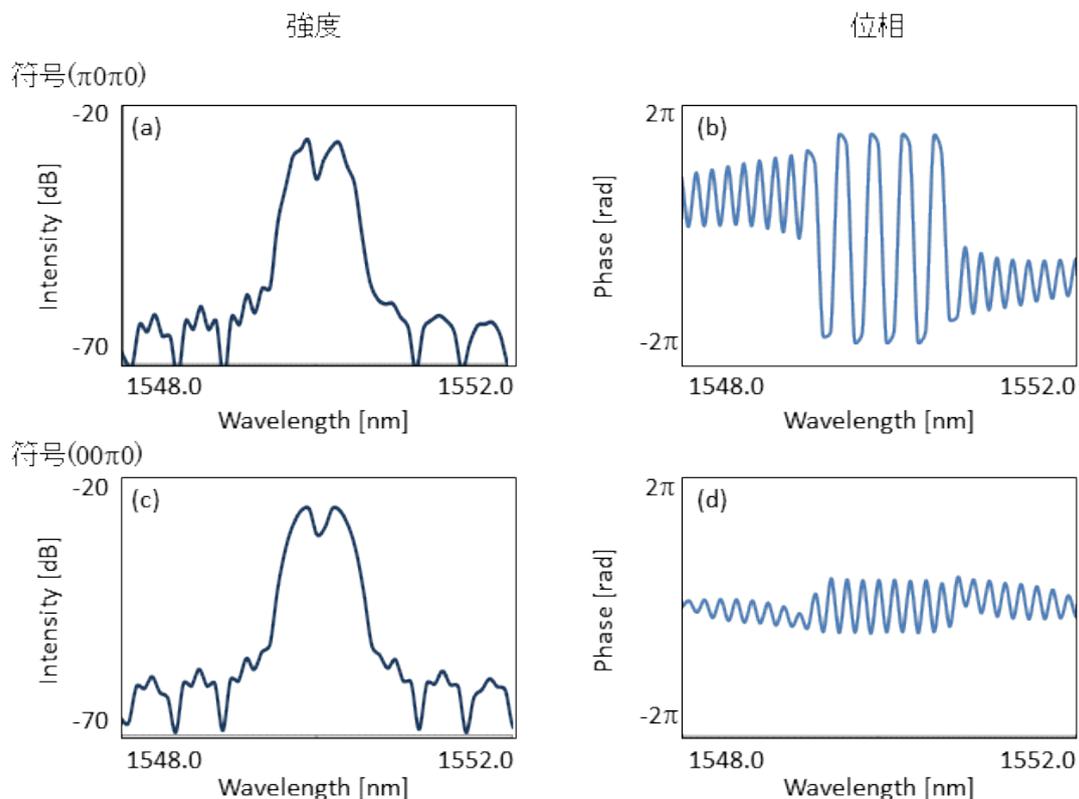


図 5.10 符号( $\pi 0 \pi 0$ )と( $00 \pi 0$ )のスペクトルフィルタ  
 (a), (b) 符号( $\pi 0 \pi 0$ )のスペクトルフィルタの強度と位相  
 (c), (d) 符号( $00 \pi 0$ )のスペクトルフィルタの強度と位相

符号によって復号化用のスペクトルフィルタの形状が異なることが分かる。フィルタ形状の違いは、強度フィルタと比較して位相フィルタに顕著に現れており、位相制御が重要であることが明らかになった。また、図 5.10 に示しているのは波長 4.0 nm 分のみであるのは、実験において光源のスペクトルの幅が約 1.5 nm 以内に収まるため、確認するのはこの範囲内で十分だと判断したためである。スペクトルフィルタの特性の違いをより明確にし、復号化後のしきい値処理を行いやすくするためには、チップ数を増やし、チップレートを高速にし、位相を多値変調し、より複雑なフィルタを生成することが有効であると考えられる。

また、スペクトルフィルタの作成アルゴリズムは、符号のパラメータやスペクトル制御装置の分解能が変化した場合にも適用でき、汎用性のあるものになっている。よって、システムの変化に、十分に対応できるソフトウェアを構築したと言える。

## 5.5 VBS による光符号ラベル生成・処理能力の評価

本節では、VBS を用いたスペクトル制御によって、光符号ラベルの生成と処理の両方を実現できることを示すために、VBS と特性が既知の TVF を組み合わせて基礎原理確認の実験を行った[109]。また、光符号ラベルを VBS によってスペクトル領域に展開した場合、フーリエ変換の特性からより高速な符号の処理を得意とするため、チップレートが高速な既存の TVF を用いて評価実験を行った。本評価実験に用いた TVF の仕様を表 5.5 に示す。

このパラメータを用い、

- ・ VBS による光符号化→TVF による光復号化
- ・ TVF による光符号化→VBS による光復号化

の両方の実験とシミュレーションを行った。

表 5.5 VBS の光符号ラベル生成・処理能力の評価実験に用いた TVF の仕様

チップ数	8 chip
チップレート	200 Gchip/s
遅延線	5 ps
入出力	PMC Fiber

TVF のパラメータに基づき、表 5.6 に示す符号パラメータを使用した。

表 5.6 符号パラメータ

チップ数	8 chip
チップパルス幅	2.5 ps
チップパルス間隔	5 ps
チップレート	200 Gchip/s
チップパルス形状	Gaussian
ラベル間隔	100 ps
位相の多値数	2 値 (BPSK)
使用した符号パターン	(00 $\pi$ 00 $\pi$ 00) ( $\pi$ $\pi$ 0 $\pi$ 0 $\pi$ 00) ( $\pi$ 0000 $\pi$ 0 $\pi$ ) ( $\pi$ $\pi$ $\pi$ $\pi$ 0000) ( $\pi$ $\pi$ 00 $\pi$ $\pi$ 0) (00 $\pi$ $\pi$ $\pi$ 00)

シミュレーションに関して、デバイスの特性や誤差等は考慮していないため、VBS または TVF のどちらかで光符号・復号化した場合も、原理的に同様の波形が得られる。よって、以下に示すシミュレーション結果が上記の 2 パターンの検討に同様に適用できる。

表 5.6 のパラメータを用い、2 つの符号(00 $\pi$ 00 $\pi$ 00)と( $\pi$  $\pi$ 0 $\pi$ 0 $\pi$ 00)で符号化後の時間波形とスペクトルのシミュレーション結果を図 5.11 に示す。2 つの符号を用いるのは、符号の違いによりスペクトルがどのように変化するかを算出するためである。

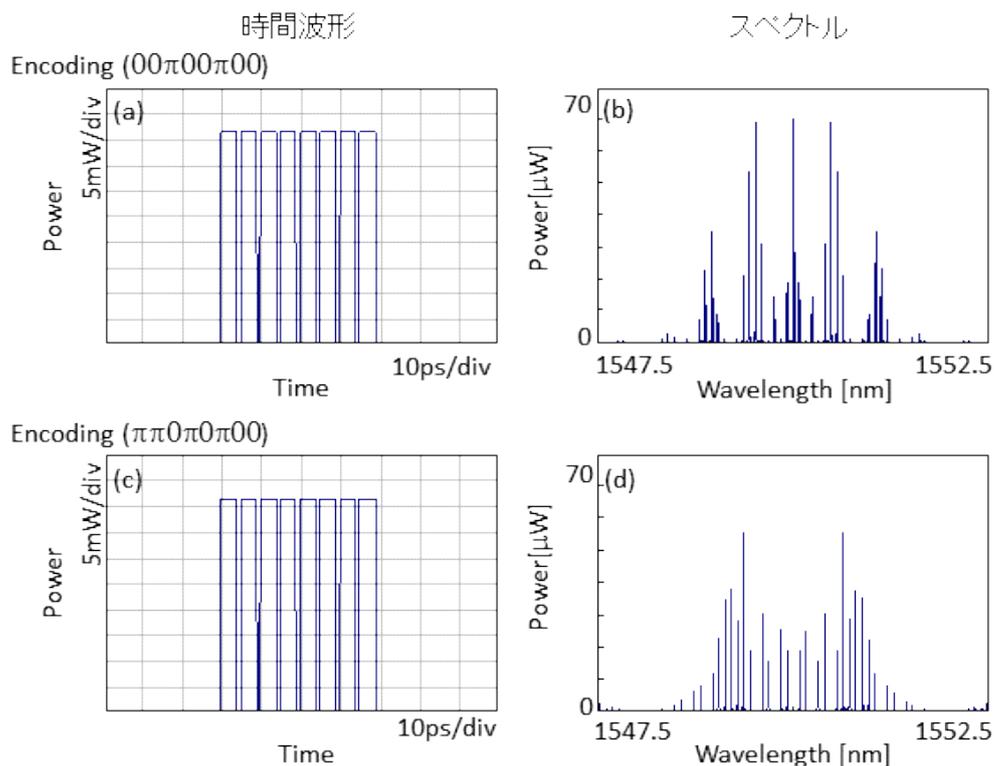


図 5.11 光符号化シミュレーション結果 (8 chip、200 Gchip/s)

(a), (b) (00 $\pi$ 00 $\pi$ 00)で符号化後の時間波形、スペクトル

(c), (d) ( $\pi$  $\pi$ 0 $\pi$ 0 $\pi$ 00)で符号化後の時間波形、スペクトル

時間波形の強度は図 5.11 の(a)と(c)で同様な形状だが、その位相情報が異なるため、スペクトルの強度に違いが生じていることが分かる。

(00 $\pi$ 00 $\pi$ 00)で符号化後に、表 5.6 に示す 6 つの符号を用いて復号化後のシミュレーション結果を図 5.12、図 5.13 に示す。





図 5.13 (a)の自己相関波形のみ、高いピークが得られ、その他の 5 つの時間波形はピークが抑圧されており、しきい値処理によって識別できることを確認した。相互相関の場合において、復号化に用いた符号が異なる場合には、相関波形とスペクトルの形状が異なる。スペクトルの縦軸をリニアにしているため、自己相関と相互相関のパワーの差が顕著に表れている。

<VBS による光符号化→TVF による光復号化>

VBS を用いたスペクトル制御により位相符号化後、TVF で復号化を行う際の実験系を図 5.14 に示す。制御可能なスペクトルのモードを多く確保するため、光源にはモード同期レーザー (MLLD: Mode-Locked Laser Diode)を用いた。MLLD から発振された 10 GHz の光パルスは分散補償用のシングルモードファイバー(Single Mode Fiber: SMF)を通り、エルビウム添加光ファイバー増幅器 (EDFA)によって光パワーの増幅をし、必要な帯域だけを取り出すために、幅 15 nm のバンドパスフィルター (BPF)を用いた。VBS に約 -5 dBm の光パルスを入力し、スペクトル制御を行うことにより時間拡散符号生成を行った。VBS から出力された符号化された光信号は、EDFA によって増幅され、同じく幅 15 nm の BPF に通される。復号器として用いる TVF は偏波依存性があるため、ポラリゼーションコントローラー (PC)とポラライザー (P)を用いて偏波の調整を行った光信号を TVF に入力した。TVF において復号化を行い、復号化された光信号を増幅し、スペクトルアナライザと光サンプリングオシロスコープを用いてスペクトルと時間波形の観測を行った。

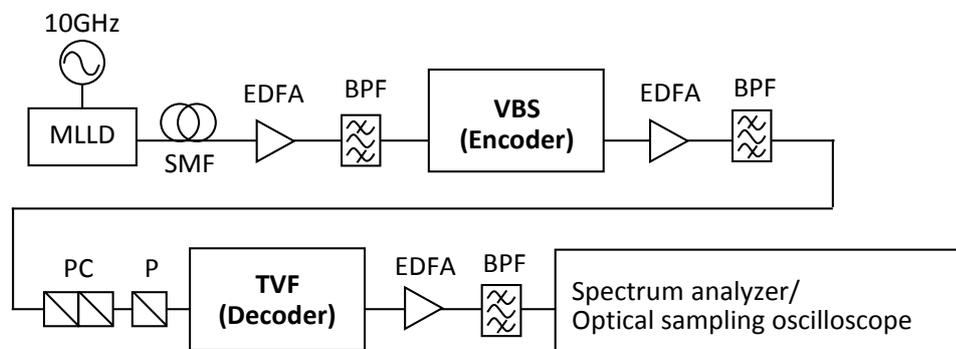


図 5.14 VBS で光符号化、TVF で光復号化を行う実験系

VBS で符号化後の時間波形とスペクトルを図 5.15 に示す。本節で用いた符号パラメータは、ラベルの時間スロットに対してラベル間隔が広いため、ラベル 1 つ分の時間波形を観察した。また、高速なチップレートを用いたため、スペクトルの各モードを観察しやすくするため、縦軸を線形で観測した。

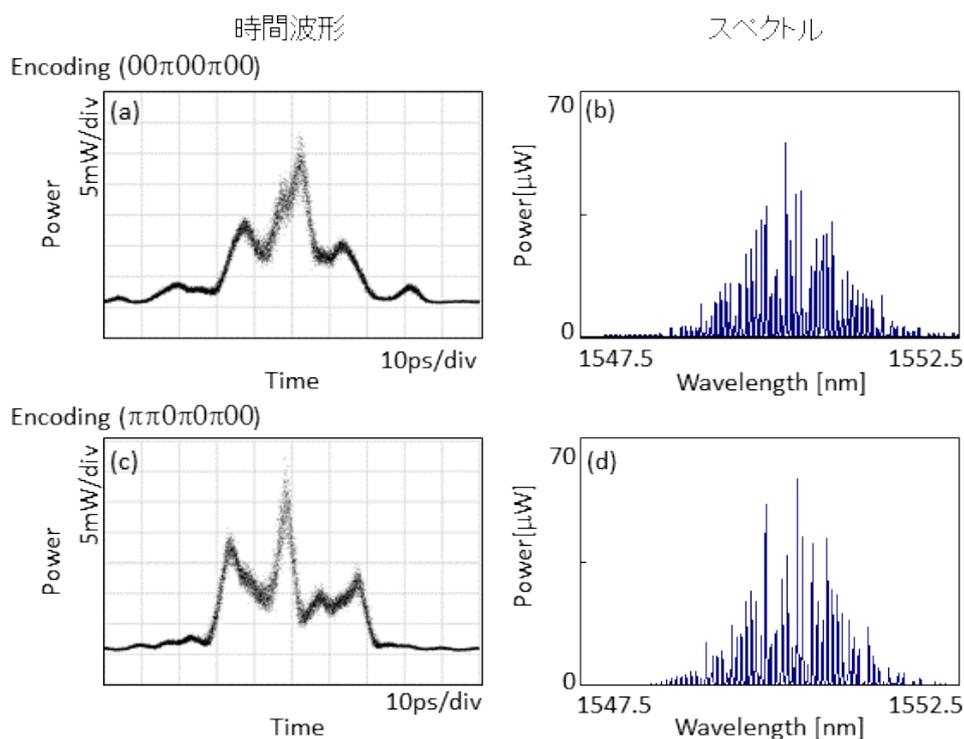


図 5.15 VBS による光符号化実験結果 (8 chip、200 Gchip/s)

(a), (b) (00π00π00)で光符号化後の時間波形、スペクトル

(c), (d) (ππ0π0π00)で光符号化後の時間波形、スペクトル

図 5.15 の(a), (c)の時間波形において、光符号ラベルを構成するチップの各強度が一定でないという課題があるが、符号の全体の幅がシミュレーション結果とほぼ合っており、時間波形の強度の制御はほぼできていると考えられる。スペクトルの強度を見ると、図 5.15 (b) と(d)では大きな違いが分からず、形状がほぼ同じ傾向となっており、シミュレーションとの誤差が生じた。この時間波形の強度のばらつきやスペクトルの形状の補正を行うためには、VBS に入力する光源の波長特性等の詳細なパラメータを調べ、それらを考慮して、VBS による制御値を最適化することにより改善できると考えている。

実験において、時間波形の位相を計測器等を用いて測定するのは困難であるため、図 5.15 の波形だけでは位相符号化ができていないのかを確認することはできない。そこで、TVF を用いて復号化することにより、位相符号化が良好にできているのかを確かめた。復号化後の実験結果を図 5.16、図 5.17 に示す。

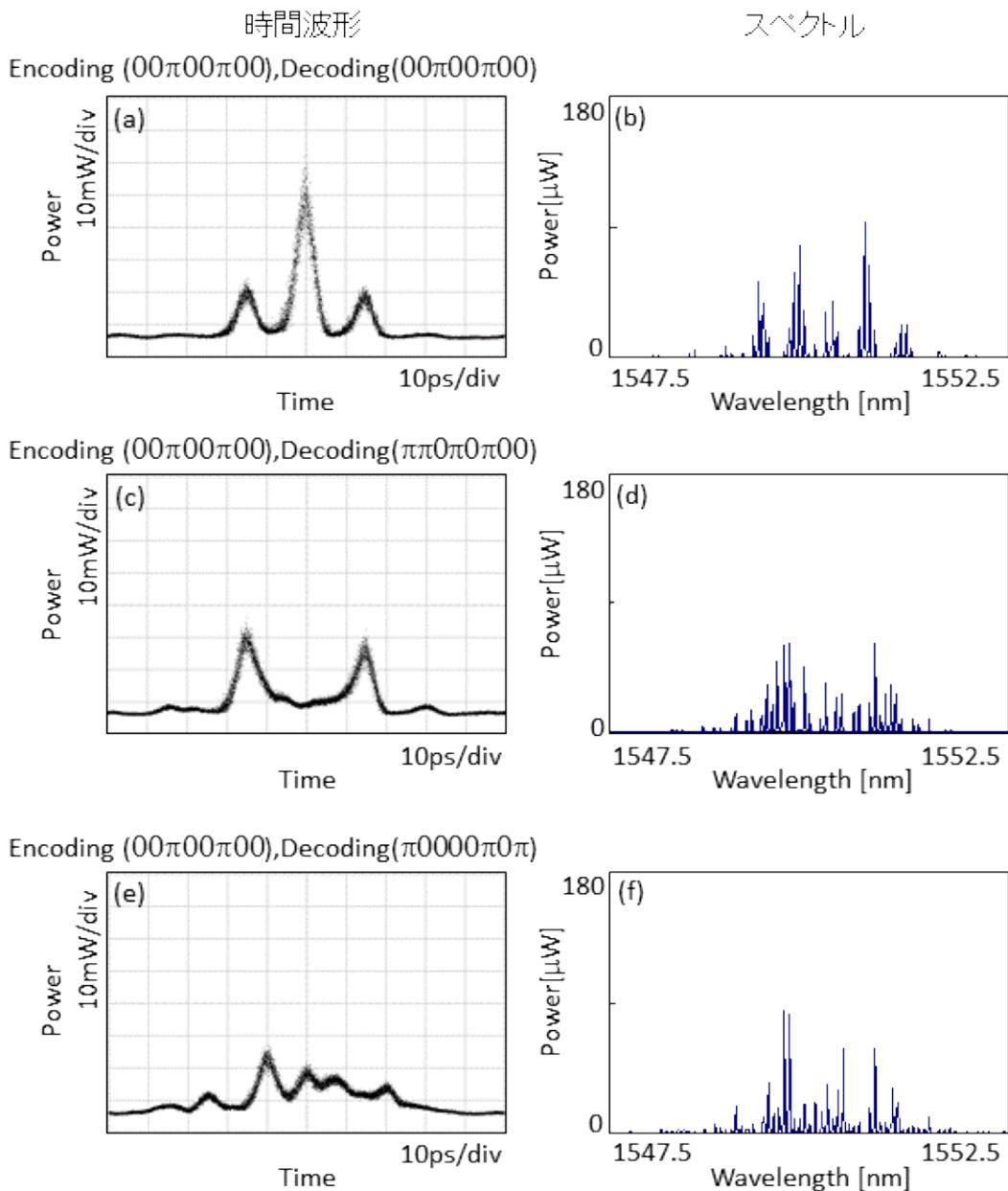


図 5.16 (00π00π00)で光符号化後、TVF を用いて光復号化した実験結果 1

(a), (b) (00π00π00)で復号化後の時間波形、スペクトル

(c), (d) (ππ0π0π00)で復号化後の時間波形、スペクトル

(e), (f) (π0000π0π)で復号化後の時間波形、スペクトル



図 5.17 (a)の(00π00π00)で復号化した時間波形は中心に高いピークが立っており、自己相関波形だと判断することができる。また、不一致符号で復号化した場合には中心のピークが抑圧されていることが確認できた。図 5.17 (c)の(ππ0π0π00)で復号化を行った場合には、サイドローブが目立っているが、自己相関波形のピークの半分以下の強度に抑えられているため、識別は行うことができると考えられる。しかし、より高精度な符号・復号化を行うためには、より抑圧できるよう検討する必要がある。

<TVF による光符号化→VBS による光復号化>

次に、VBS を用いた光符号ラベル処理特性を評価するために、TVF によって時間領域で符号化した光信号を VBS に入力し、スペクトル制御を行うことにより復号化を行った。TVF で符号化後、VBS で復号化するのに用いた実験系を図 5.18 に示す。

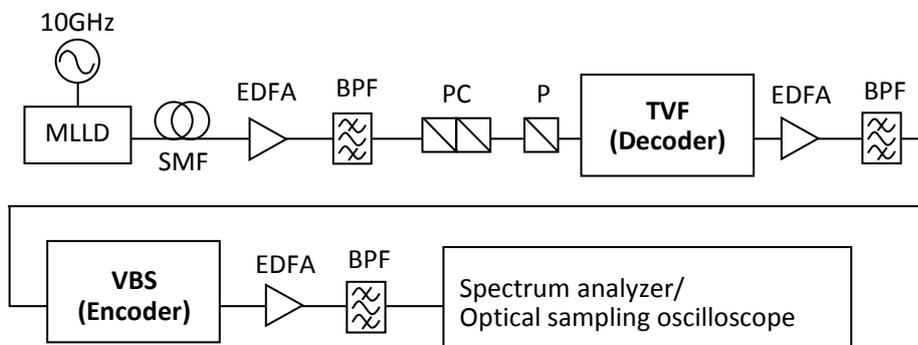


図 5.18 TVF で符号化、VBS で復号化を行う実験系

次に符号器と復号器を逆にし、TVF によって時間領域で符号化した光信号を、VBS を用いたスペクトル制御によって復号化を行った結果を示す。この検討を行うことにより、VBS によるマッチトフィルタリング特性を確認することができた。符号・復号化に用いた符号は、前記した VBS で符号化、TVF で復号化を行ったときのものと同じ符号である。

TVF を用いて(00π00π00)、(ππ0π0π00)で符号化した実験結果の時間波形とスペクトルを図 5.19 に示す。

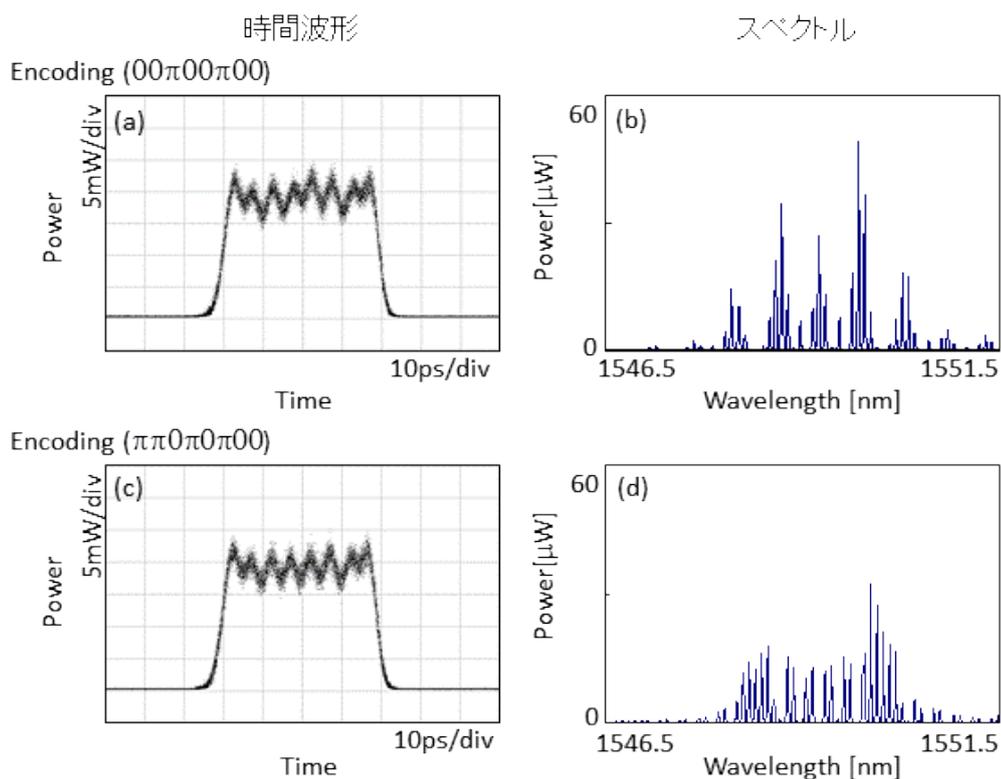


図 5.19 TVF による符号生成実験結果 (8 chip、200 Gchip/s)

(a), (b) (00π00π00)で符号化後の時間波形、スペクトル

(c), (d) (ππ0π0π00)で符号化後の時間波形、スペクトル

時間波形においては 8 chip すべての強度が一定となっており、大きなばらつきは見られない。パルス幅も 40 ps となっており、良好に強度制御されていることが分かる。

TVF で符号化した光信号を VBS に入力し、復号化を行った。(00π00π00)で符号化した光信号を、6つの符号で復号化した実験結果の時間波形とスペクトルを図 5.20、図 5.21 に示す。





(00 $\pi$ 00 $\pi$ 00)で復号化した自己相関波形のピークがもっとも高くなり、その他の不一致符号で復号化した相互相関波形ではピークが抑圧されており、良好に位相符号・復号化ができていたことを確認した[109]。

これらの結果より、TVFで符号化した光信号を、VBSを用いたスペクトル制御による符号・復号化が良好にできていることを実験的に確認した。ただし、実際の通信システムにおいて、光パケット送信側では高速に任意の符号パターンを生成する必要がある。その点で、変調スピードがmsオーダーのVBSは課題がある。そこで、本研究ではVBSを光符号ラベル処理専用に行うシステムの提案を行った。

## 5.6 LN変調器とVBSを用いた光符号ラベル生成・処理実験

5.5節で述べたように、VBSは光符号ラベル生成・処理能力が十分にあることを確認した。これを利用し、LN変調器で生成した光符号ラベルを、VBSによるスペクトル制御で復号化する手法を新たに提案した。これまでに復号器として用いていたTVFは、符号パラメータの可変性が十分でなく、挿入損失が大きい。また、装置、電源ともに大型でありONUでの使用には適していない等の課題があった。これらの理由から、LN変調器の柔軟性を活かしてきれていなかった。そこで、本節ではVBSを用いることによって、LN変調器で生成した任意の光符号ラベルをより低損失で復号化でき、デバイスと電源の両方を小型化できることを実証する。

LN変調器とVBSの特性を考慮し、符号パラメータを表5.7のように設定した。これまでにLN変調器を用いた符号生成実験では、チップレート10 Gchip/sの符号を用いていたが、VBSのスペクトル制御分解能が10 GHzのため、それより高速かつLN変調器で生成可能なチップレートとして20 Gchip/sにした。

表 5.7 符号パラメータ

チップ数	4 chip	8 chip
チップレート	20 Gchip/s	
チップパルス幅	50 ps	
チップパルス間隔	25 ps	
チップパルス形状	Gaussian	
ラベル間隔	400 ps	800 ps
位相の多値数	2 値 (BPSK)	
使用した符号パターン	(00 $\pi$ 0) ( $\pi$ 000)	( $\pi\pi$ 00 $\pi\pi$ 0 $\pi$ ) ( $\pi$ 000 $\pi$ 00 $\pi$ )

これらの符号を用いて、光符号ラベル生成・処理シミュレーションを行った。シミュレーションソフトはMatlabを用い、シミュレーションアルゴリズムは第3章で示したものである。

4 chip、20 Gchip/s の BPSK 符号(00 $\pi$ 0)と( $\pi$ 000)で符号化後の時間波形とスペクトルのシミュレーション結果を図5.22に示す。時間波形において、ラベル2つ分の時間波形を示すのは、ラベル間隔が狭く、それに対するスペクトルへの影響を観察するためである。また、ここではスペクトルを対数表示しているのは、符号毎の差をより顕著に表すためである。

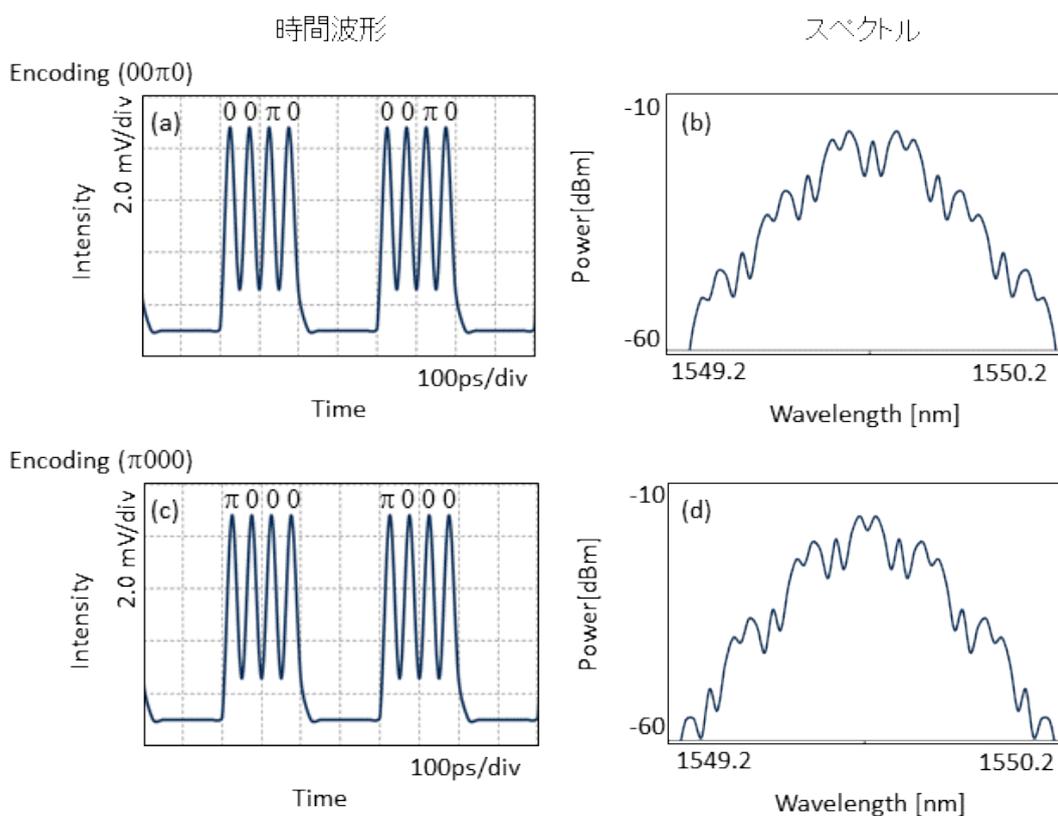


図 5.22 符号化後のシミュレーション結果 (4 chip、20 Gchip/s)  
 (a), (b) (00 $\pi$ 0)で符号化後の時間波形、スペクトル  
 (c), (d) ( $\pi$ 000)で符号化後の時間波形、スペクトル

符号(00 $\pi$ 0)でそれぞれ復号化した後の時間波形とスペクトルのシミュレーション結果を、図5.23に示す。



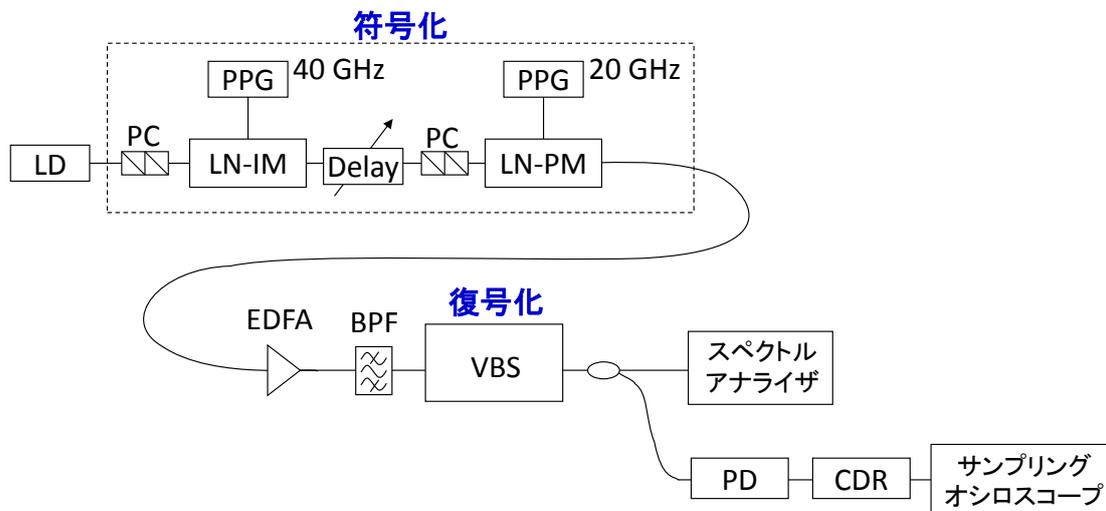


図 5.24 LN 変調器で符号化、VBS で復号化を行う実験系

実験に使用したデバイスのパラメータを、表 5.8 に示す。VBS に入力する光信号が 5 dBm になるよう、EDFA のゲインを調節した。

表 5.8 実験に使用したデバイスのパラメータ

LD	中心波長	1550 nm
LN 強度変調器	変調速度	40 GHz
	挿入損失	6.0 dB
	駆動電圧 $V_{\pi}$	5.0 V
	偏光子	内蔵
	ON/OFF 消光比@DC	20 dB
LN 位相変調器	変調速度	40 GHz
	挿入損失	5 dB
	駆動電圧 $V_{\pi}$	5.0 V
	偏光子	内蔵
PD	帯域	40 GHz
	受信感度	0.6 A/W
	帰還抵抗	300 $\Omega$
CDR	帯域	10 GHz

光符号ラベル生成部分の実験系の外観図を図 5.25 に示す。本実験は、共同研究先である独立行政法人 情報通信研究機構の実験室にて行った。

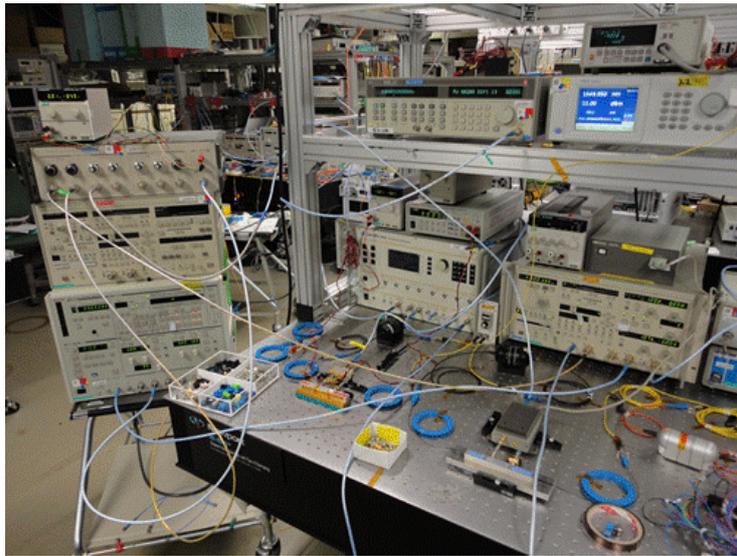


図 5.25 LN 変調器で光符号ラベル生成を行う実験系の外観図

LN 変調器により、4 chip、20 Gchip/s の BPSK 符号(00 $\pi$ 0)と( $\pi$ 000)符号化後の時間波形とスペクトルを図 5.26 に示す。

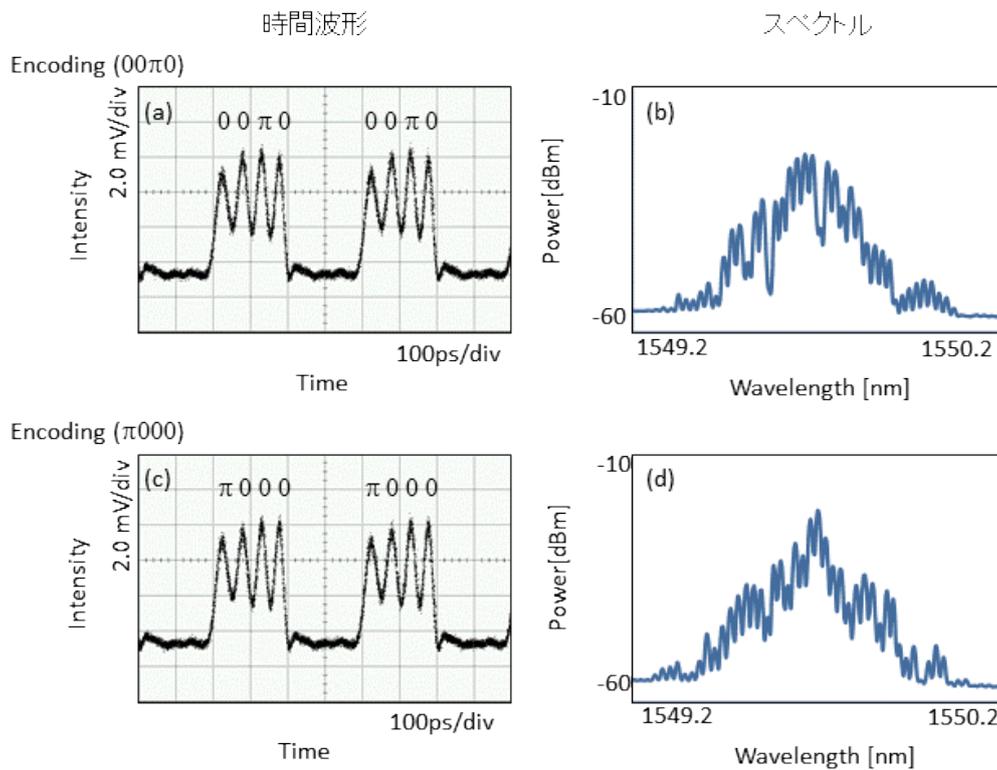


図 5.26 LN 変調器で符号化後の時間波形とスペクトル (4 chip、20 Gchip/s)

(a), (b) (00 $\pi$ 0)で符号化後の時間波形、スペクトル

(c), (d) ( $\pi$ 000)で符号化後の時間波形、スペクトル

時間領域での強度は同じだが、スペクトルが異なっており、符号の違いを確認できた。これらの符号化信号を、符号(00 $\pi$ 0)で復号化した結果を図 5.27 に示す。

符号化に用いた符号と一致する符号で復号化した場合は、不一致符号の場合と比較して時間波形の中心に、より高いピークが出ていることが確認できた。この一致・不一致を電氣的に識別できるか確認するために、復号化後の光信号を CDR に入力し、しきい値処理した。CDR 後の時間波形を図 5.28 に示す。

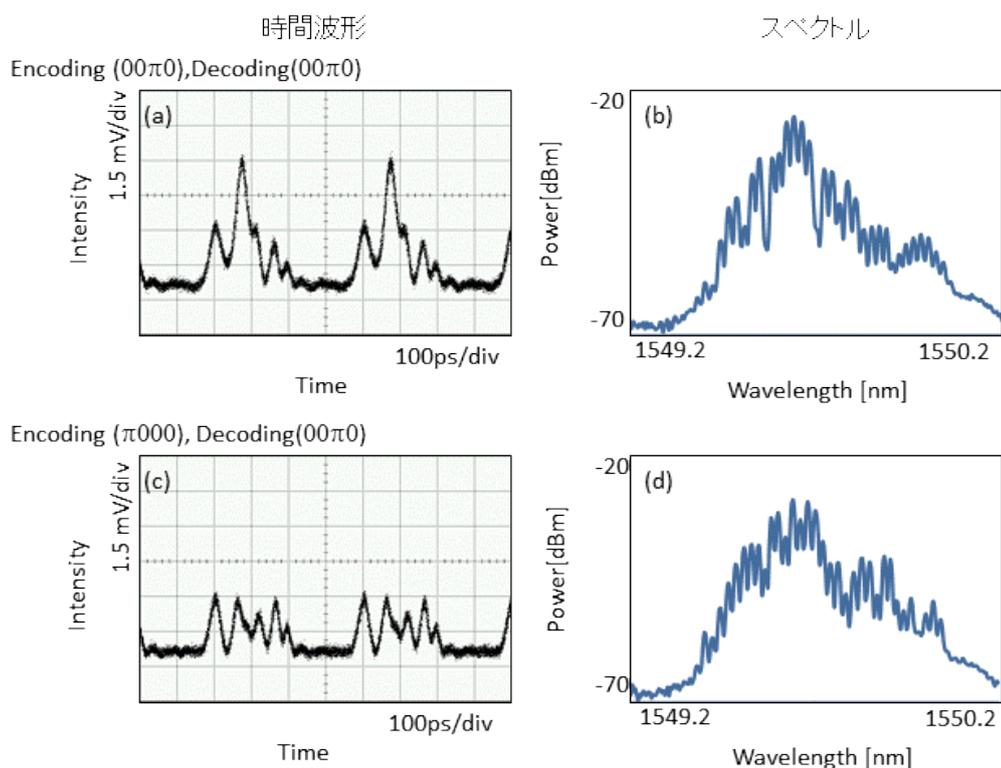


図 5.27 VBS で復号化後の時間波形とスペクトル (4 chip、20 Gchip/s)

- (a), (b) (00 $\pi$ 0)で符号化、(00 $\pi$ 0)で復号化後の時間波形、スペクトル
- (c), (d) ( $\pi$ 000)で符号化、(00 $\pi$ 0)で復号化後の時間波形、スペクトル

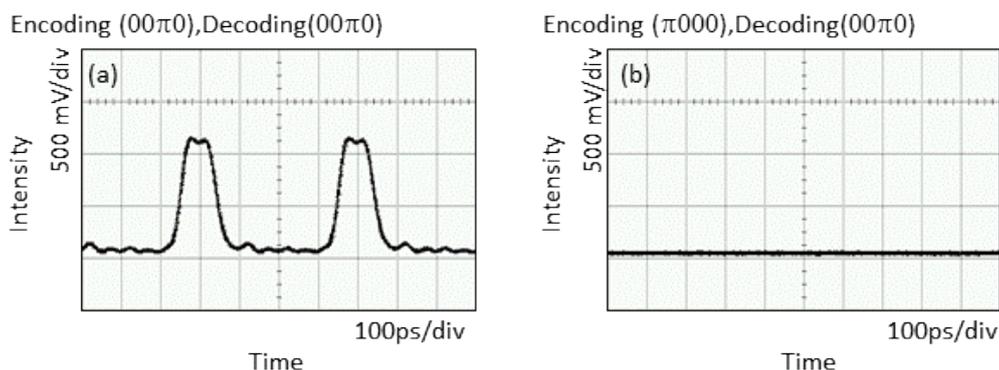


図 5.28 CDR 後の時間波形 (4 chip、20 Gchip/s)

- (a) (00π0)で符号化、(00π0)で復号化後
- (b) (π000)で符号化、(00π0)で復号化後

これらの結果から、CDR によって識別を正しく行うことができていることが分かった。つまり、VBS で良好に復号化できていることを確認した[113]。

次に、符号のチップ数を 8 chip に増やし、同様の実験を行ったシミュレーション結果を示す。チップレートは変えずに、20 Gchip/s の符号(ππ00ππ0π)を用いた。符号化後の時間波形とスペクトルを図 5.29 に示す。

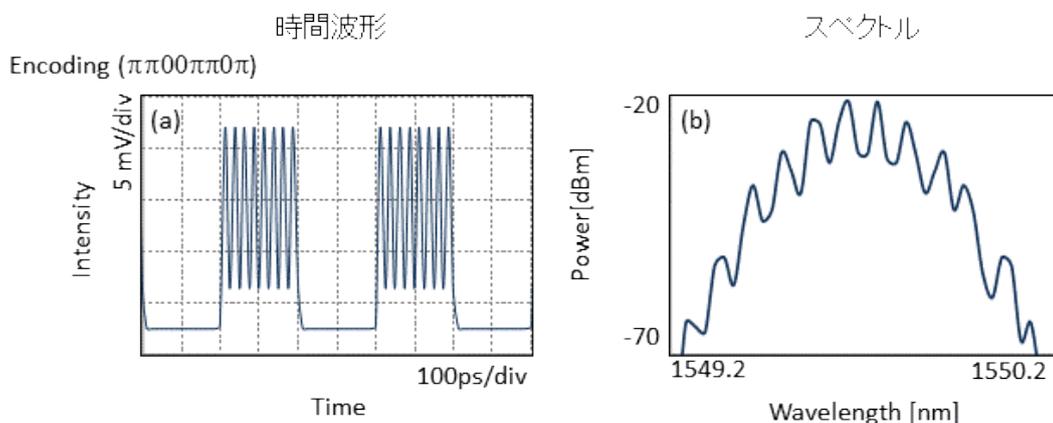


図 5.29 LN 変調器で符号化シミュレーション結果 (8 chip、20 Gchip/s)

- (a) (ππ00ππ0π)で符号化後の時間波形
- (b) (ππ00ππ0π)で符号化後のスペクトル

これらの符号化信号を、符号(ππ00ππ0π)と(π000π00π)で復号化したシミュレーション結果を図 5.30 に示す。

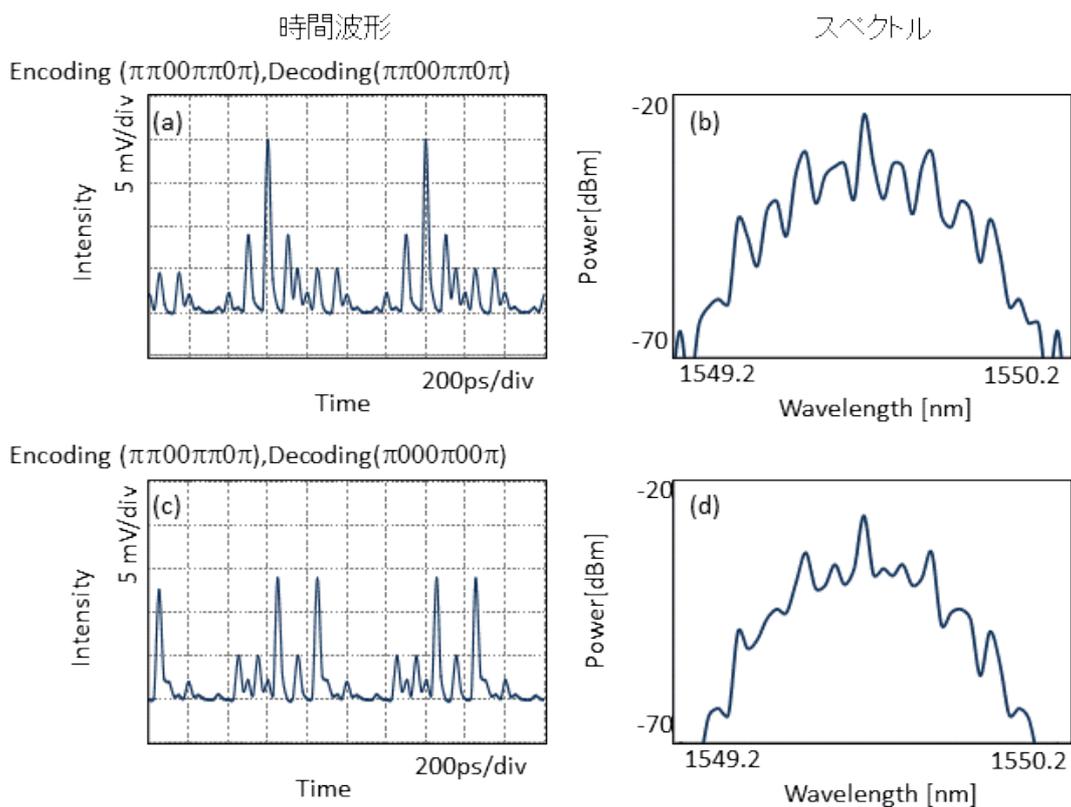


図 5.30 VBS で復号化シミュレーション結果 (8 chip、20 Gchip/s)

- (a), (b)  $(\pi\pi00\pi\pi0\pi)$  で符号化、 $(\pi\pi00\pi\pi0\pi)$  で復号化後の時間波形、スペクトル
- (c), (d)  $(\pi\pi00\pi\pi0\pi)$  で符号化、 $(\pi000\pi00\pi)$  で復号化後の時間波形、スペクトル

自己相関と相互相関で、ピーク強度が異なることが確認できた。これらのシミュレーション結果を確かめるために、4 chip の場合と同様の系を用いて実証実験を行った。符号化後の時間波形とスペクトルの実験結果を図 5.31 に示す。

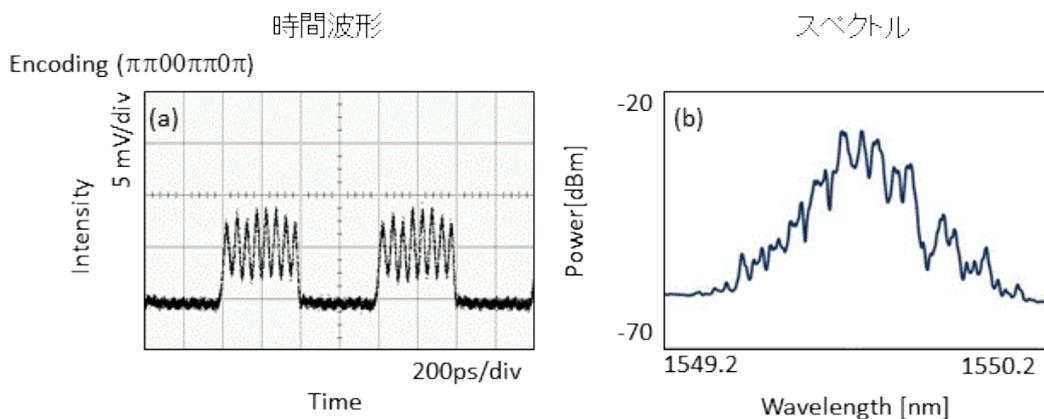


図 5.31 LN 変調器で符号化実験結果 (8 chip、20 Gchip/s)

- (a)  $(\pi\pi00\pi\pi0\pi)$  で符号化後の時間波形
- (b)  $(\pi\pi00\pi\pi0\pi)$  で符号化後のスペクトル

これらの符号化信号を、符号( $\pi\pi00\pi\pi0\pi$ )と( $\pi000\pi00\pi$ )で復号化した実験結果を図 5.32 に示す。

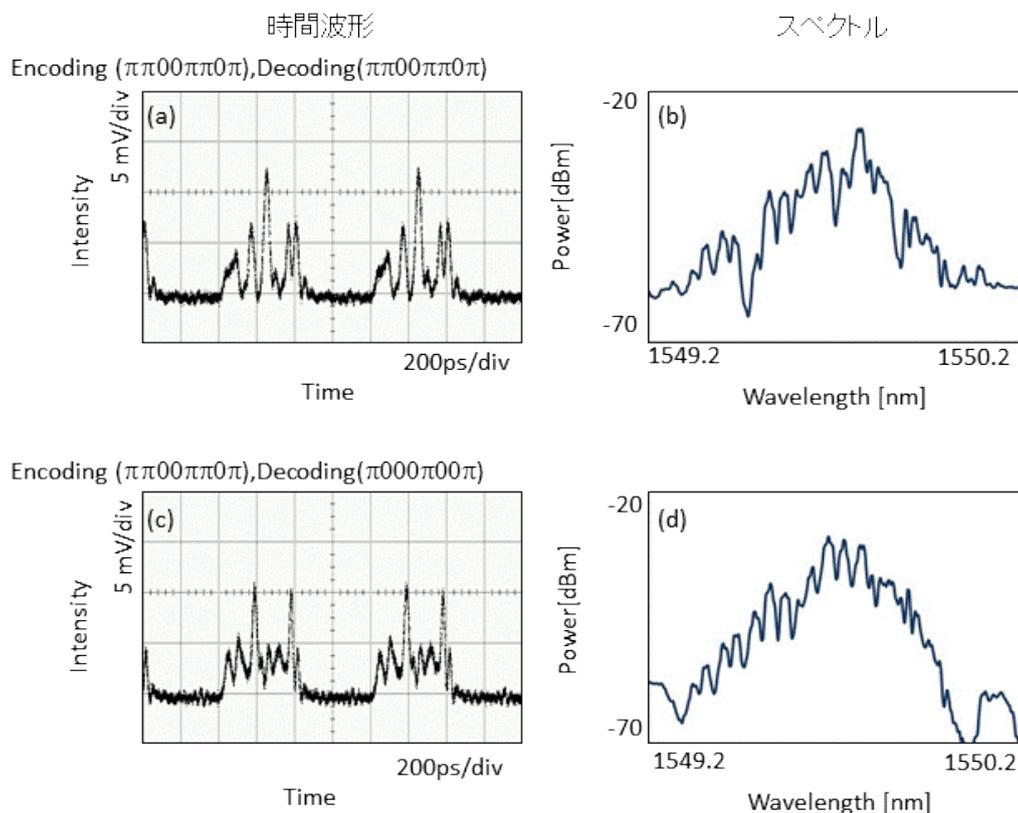


図 5.32 VBS で復号化実験結果 (8 chip、20 Gchip/s)

- (a), (b) ( $\pi\pi00\pi\pi0\pi$ )で符号化、( $\pi\pi00\pi\pi0\pi$ )で復号化後の時間波形、スペクトル  
 (c), (d) ( $\pi\pi00\pi\pi0\pi$ )で符号化、( $\pi000\pi00\pi$ )で復号化後の時間波形、スペクトル

シミュレーション結果とほぼ一致している時間波形が得られた。しかし、スペクトルにおいては一致していない部分がほとんどである。この原因は、スペクトルの位相を観測できないために生じていると考える。初期位相を 0 として考えているが、デバイス等の影響により、位相が変化している可能性がある。今後は、それらを考慮したスペクトル制御が必要となってくる。

CDR 後の時間波形を図 5.33 に示す。

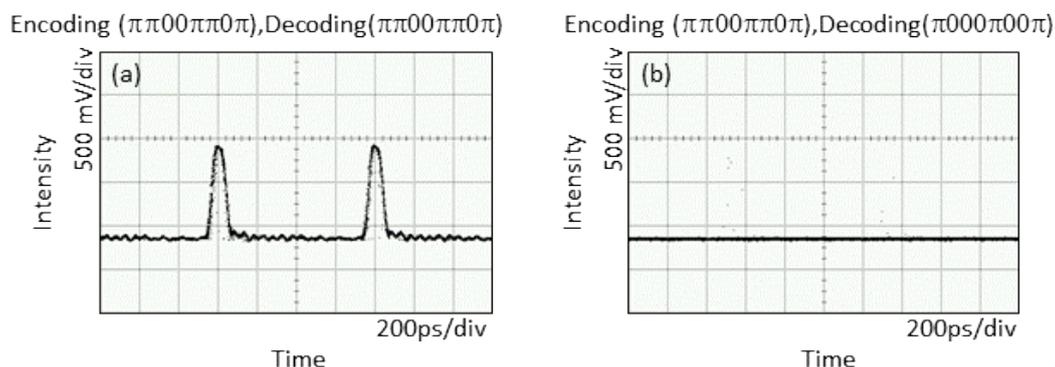


図 5.33 CDR 後の時間波形 (8 chip、20 Gchip/s)

(a)  $(\pi\pi00\pi\pi0\pi)$ で符号化、 $(\pi\pi00\pi\pi0\pi)$ で復号化後

(b)  $(\pi\pi00\pi\pi0\pi)$ で符号化、 $(\pi000\pi00\pi)$ で復号化後

これらの結果から、チップ数を変化させた場合も同様に、識別を正しく行えることを確認した[114]。

VBS を復号器に用いることにより、任意のパラメータを処理することができることを実証した。ただし、VBS のスペクトル制御分解能が 10 GHz のため、チップレートが 20 Gchip/s 以上の速さをもつ符号の処理に向いている。

## 5.7 符号化用パルス形状の検討

### <種パルスを NRZ 変調した場合>

これまでは TVF の特性に合わせ、LN 変調器で生成する符号化用のパルスを Return-to zero (RZ) で変調していたが、VBS は SLM を用いて制御するため、任意のパルス形状に対応できる。そこで、識別処理を容易に行うために、復号化後の一致・不一致の消光比向上を目指し、光符号ラベルのパワーをより保存しやすい Non-return-to zero (NRZ) での変調へと拡張し[115]、シミュレーションと実験により検討した。NRZ 変調を適用することにより、位相変調は強度変調のレートに制限されないため、現在の LN 変調器を用いた符号化システムでは RZ の 2 倍の速さのチップレートで変調を行うことができる。さらに、強度変調器においては、より低速な変調をかけることになるため、電気回路が複雑にならなくてよいというメリットがある。

チップ数 4、8、16 chip、チップレート 40 Gchip/s の BPSK 符号を用いて光符号ラベル生成・処理実験を行った。LN 変調器と VBS を組み合わせることにより、符号パラメータやパターンを任意に変えられる。RZ の場合と比較し、NRZ で種パルスを生成した場合の方が、復号化後のしきい値マージンを大きく取れる可能性があり、実験とシミュレーションでその可能性を検証した。

光符号ラベル生成・処理実験に用いた符号パラメータを表 5.9 に示す。

表 5.9 符号パラメータ

チップ数	4 chip	8 chip	16 chip
チップレート	40 Gchip/s		
チップ間隔	25 ps		
ラベル間隔	200 ps	400 ps	800 ps
位相の多値数	2 値 (BPSK)		
変調方式	NRZ		
使用した符号パターン	( $\pi 0 \pi 0$ ) ( $00 \pi 0$ ) ( $000 \pi$ )	( $\pi \pi \pi 0 \pi 0 0$ ) ( $\pi 0 \pi 0 \pi 0 \pi 0$ )	( $00000000 \pi \pi \pi \pi \pi \pi \pi \pi$ ) ( $\pi 0 \pi 0 \pi 0 \pi 0 \pi 0 \pi 0 \pi 0$ )

<4 chip、40 Gchip/s、NRZ>

種パルスを変調方式 NRZ で変調し、4 chip、40 Gchip/s の符号( $\pi 0 \pi 0$ )を用いて符号化を行った時間波形とスペクトルのシミュレーション結果を、図 5.36 に示す。

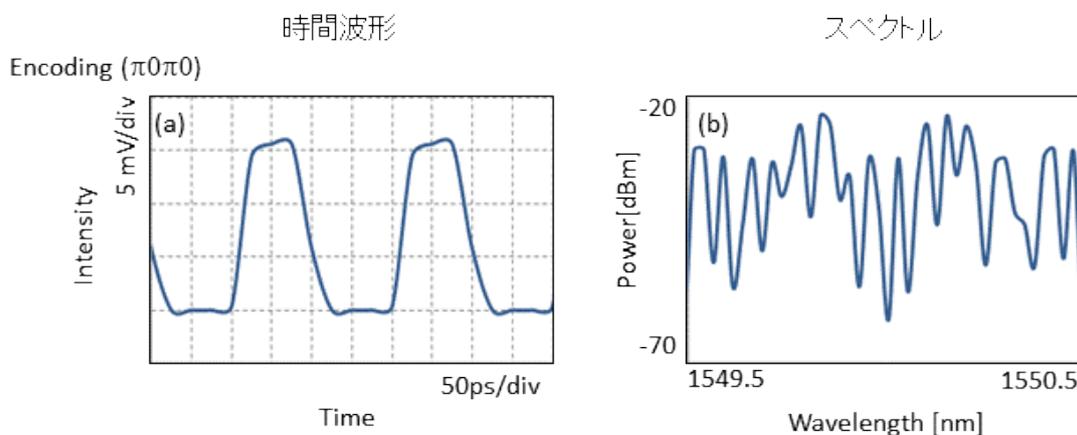


図 5.34 LN 変調器で符号化後の時間波形とスペクトル (4 chip、40 Gchip/s)

- (a) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化後の時間波形
- (b) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化後のスペクトル

5.6 節で述べた RZ 変調方式でチップレート 20 Gchip/s の符号を用いた場合と比較すると、NRZ 変調にしたことにより、5 GHz のパルスに高速な位相変調をしていることになる。そのため低速 (5 GHz) な成分の特徴がスペクトル上に現れていると考えられる。

符号化後の光信号を、3 つの符号( $\pi 0 \pi 0$ ), ( $00 \pi 0$ ), ( $000 \pi$ )を用い、VBS によって復号化後の時間波形とスペクトルのシミュレーション結果を図 5.37 に示す。

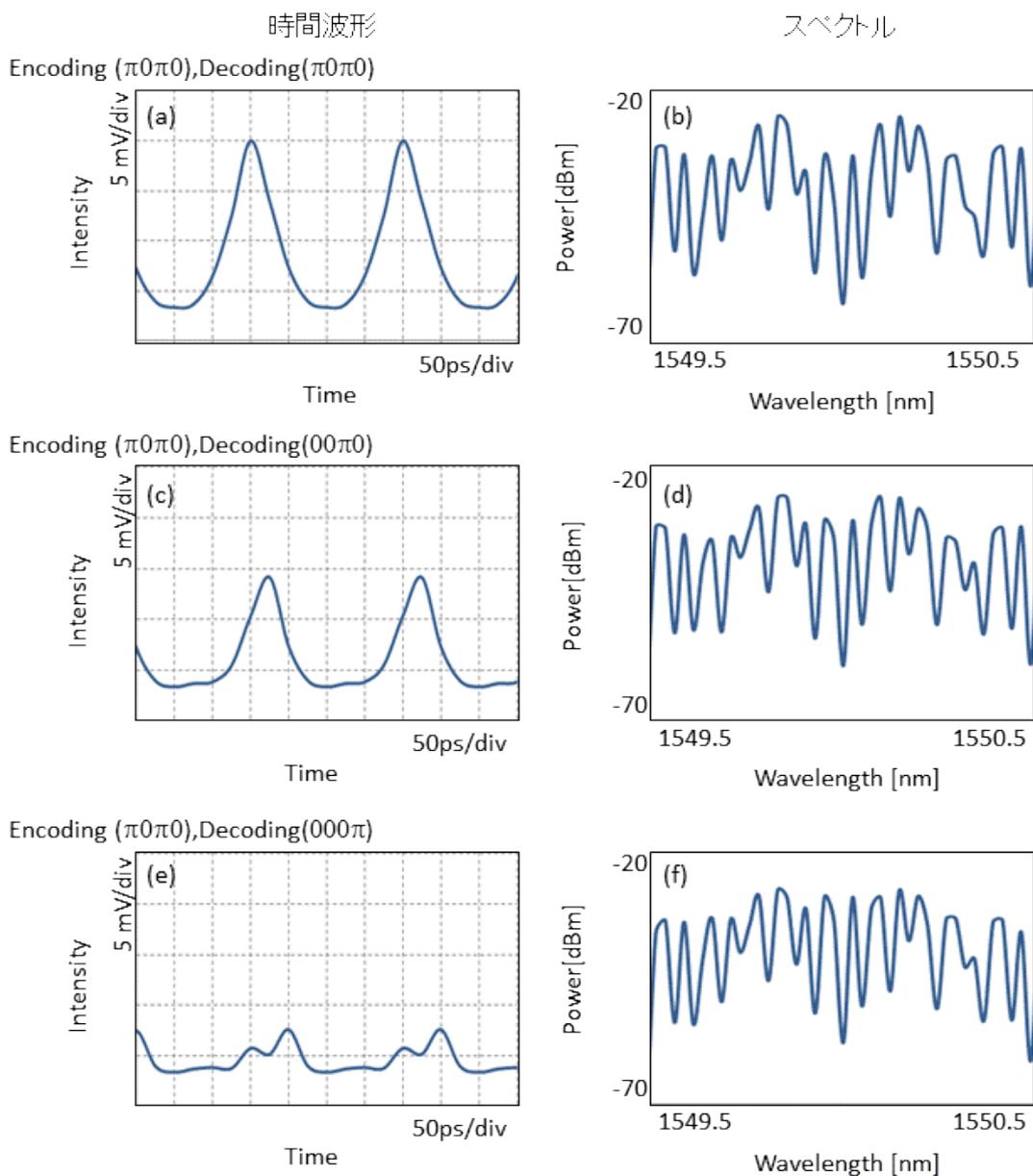


図 5.35 VBS で復号化後の時間波形とスペクトル (4 chip、40 Gchip/s)  
 (a), (b) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $\pi 0 \pi 0$ )で復号化後の時間波形、スペクトル  
 (c), (d) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $00 \pi 0$ )で復号化後の時間波形、スペクトル  
 (e), (f) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $000 \pi$ )で復号化後の時間波形、スペクトル

シミュレーションに用いた符号と同じ符号を用い、図 5.24 と同様の実験系で実証実験を行った。種パルスを NRZ で変調し、4 chip、40 Gchip/s の符号( $\pi 0 \pi 0$ )を用いて符号化後の時間波形とスペクトルの実験結果を、図 5.36 に示す。

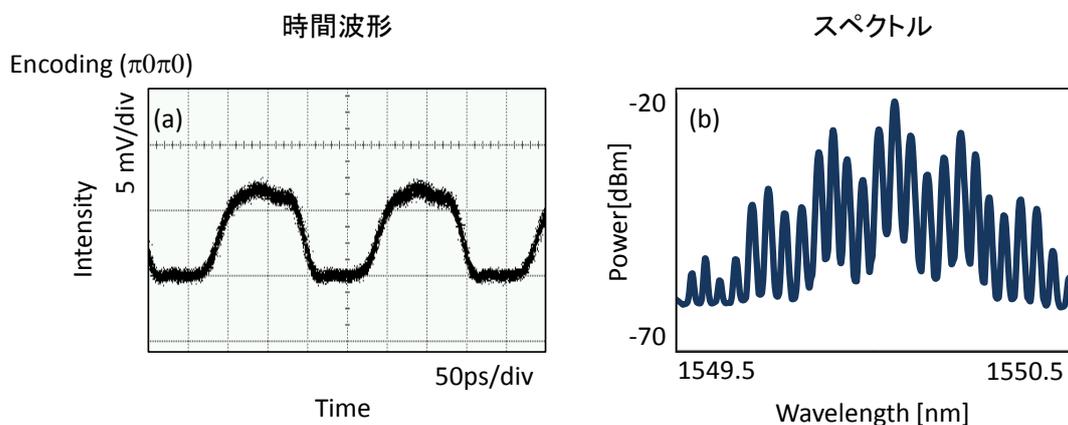


図 5.36 LN 変調器で符号化後の時間波形とスペクトル (4 chip、40 Gchip/s)

(a) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化後の時間波形

(b) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化後のスペクトル

40 Gchip/s の高速な符号化を行っているため、20 Gchip/s の場合と比較し、スペクトルのモードの包絡線が広がっていることが分かる。時間波形において、パルスの上部がフラットになっていないのは、PPG から生じる電気波形がすでに歪んでいるためだと考えられるが、これまでの実験結果に基づき、この誤差は符号の識別には影響を及ぼさない程度だと推測できる。

符号化後の光信号を、3つの符号( $\pi 0 \pi 0$ )、( $0 0 \pi 0$ )、( $0 0 0 \pi$ )を用い、VBS によって復号化した後の時間波形とスペクトルを図 5.37 に示す。

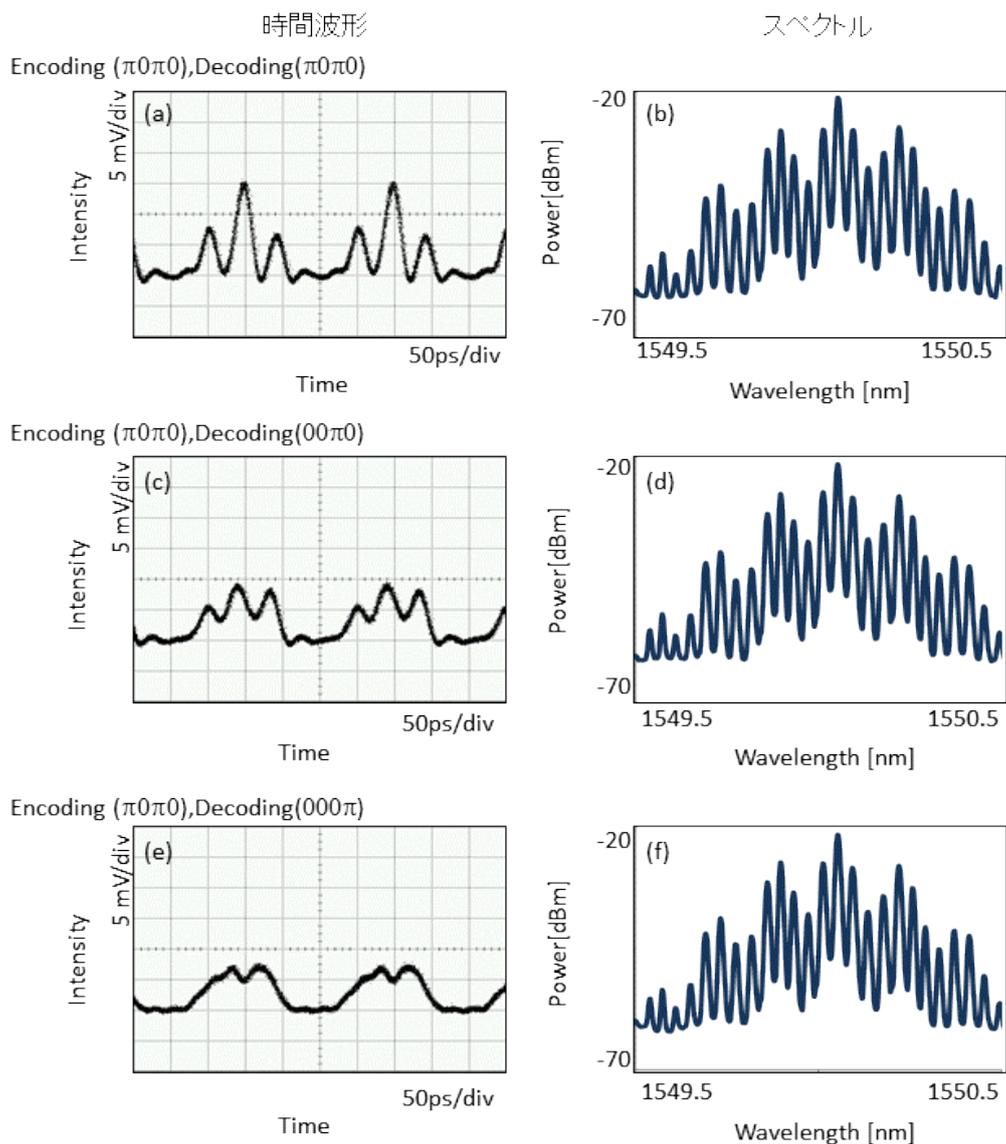


図 5.37 VBS で復号化後の時間波形とスペクトル (4 chip、40 Gchip/s)

- (a), (b) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $\pi 0 \pi 0$ )で復号化後の時間波形、スペクトル
- (c), (d) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $00\pi 0$ )で復号化後の時間波形、スペクトル
- (e), (f) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $000\pi$ )で復号化後の時間波形、スペクトル

スペクトルの強度はどの符号で復号化した場合もほぼ同じ形状だが、位相が異なっていると考えられ、その影響で時間波形に差が生じていると考えられる。また、復号化後のどのスペクトルも同様の形状をしているのは、図 5.35 のシミュレーション結果とも一致している。図 5.37 (a)の自己相関波形の包絡線を取ればシミュレーション結果と一致するが、ピークが3本立っている。図 5.37 (c)の相互相関波形においてもピークが3本立っており、シミュレーションとの誤差が生じている。この原因は、LN 変調器の位相変調で急峻に0と $\pi$ が変化していない、またはVBSでの位相制御に誤差が生じていることが考えられる。

スペクトルの位相状態を直接測定することは困難なため、初期位相がほぼ一定とみなし、VBSでの制御を行った。そのため、位相の誤差が生じている可能性がある。この問題を解決するには、スペクトルの位相状態を観察できる測定器を使用するか、スペクトルの強度情報を取り込み、遺伝的アルゴリズム等を用いたフィードバック回路を用いることが有効だと考えられる。

復号化後の光信号を受光し、CDRでしきい値処理した結果を図5.38に示す。

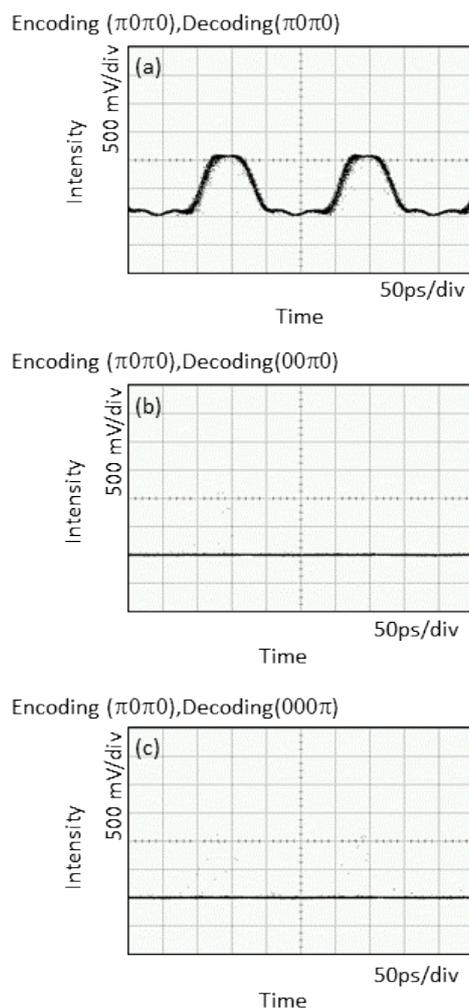


図 5.38 CDR でしきい値処理後の時間波形 (4 chip、40 Gchip/s)

- (a) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $\pi 0 \pi 0$ )で復号化後
- (b) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $0 0 \pi 0$ )で復号化後
- (c) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $0 0 0 \pi$ )で復号化後

一致符号で復号化した場合のみ、信号が出力され、不一致符号で復号化した場合には抑圧されていることを確認した。これらの結果から、NRZ変調で種パルスを生成した場合に4 chip、40 Gchip/sの光符号ラベル生成・処理が良好にできていることを確認した。

<8 chip、40 Gchip/s、NRZ>

次に、符号のチップ数を増やし、8 chip、40 Gchip/s の NRZ 符号の $(\pi\pi\pi\pi0\pi00)$ を用いて符号化した場合のシミュレーション結果を、図 5.39 に示す。

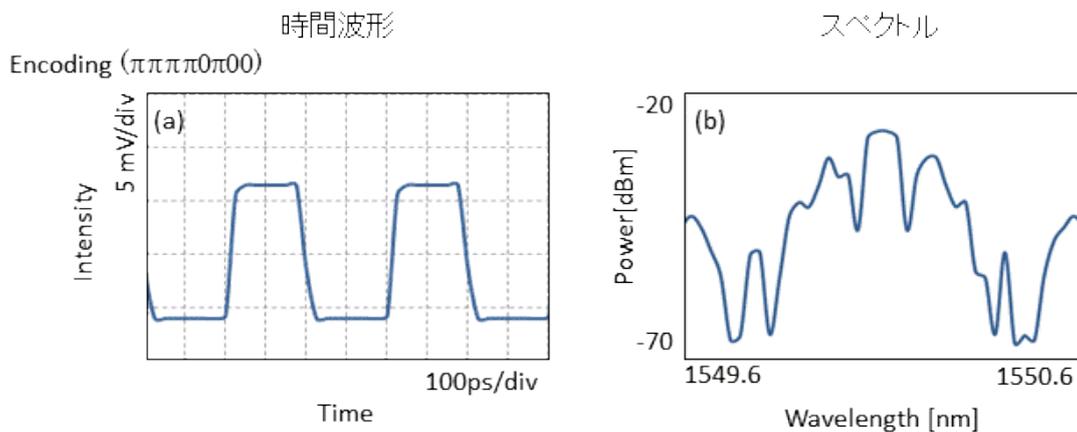


図 5.39 LN 変調器で符号化シミュレーション結果 (8 chip, 40 Gchip/s)

(a)  $(\pi\pi\pi\pi0\pi00)$ で符号化後の時間波形

(b)  $(\pi\pi\pi\pi0\pi00)$ で符号化後のスペクトル

符号化後の光信号を、符号 $(\pi\pi\pi\pi0\pi00)$ と $(\pi0\pi0\pi0\pi0)$ で VBS を用いて復号化したシミュレーション結果を図 5.40 に示す。

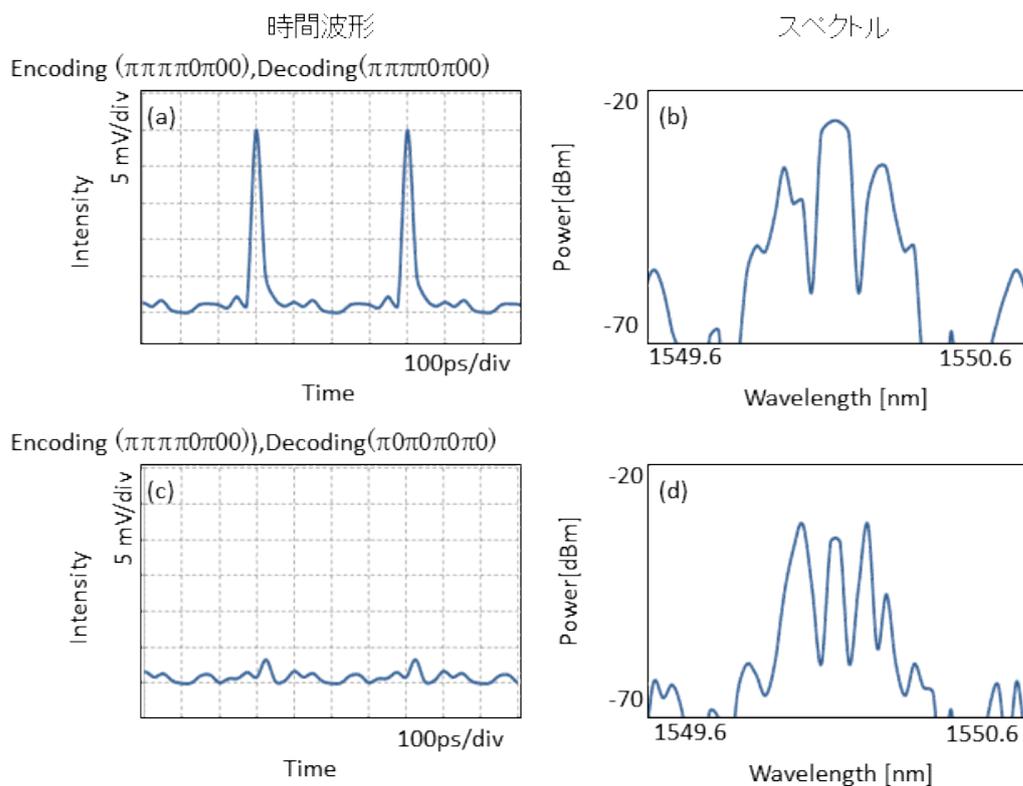


図 5.40 VBS で復号化後の時間波形とスペクトル (8 chip、40 Gchip/s)  
 (a), (b)  $(\pi\pi\pi\pi0\pi00)$  で符号化、 $(\pi\pi\pi\pi0\pi00)$  で復号化後の時間波形、スペクトル  
 (c), (d)  $(\pi\pi\pi\pi0\pi00)$  で符号化、 $(\pi0\pi0\pi0\pi0)$  で復号化後の時間波形、スペクトル

同様に 8 chip、40 Gchip/s の NRZ 符号の  $(\pi\pi\pi\pi0\pi00)$  を用いて符号化した実験結果の時間波形とスペクトルを、図 5.41 に示す。

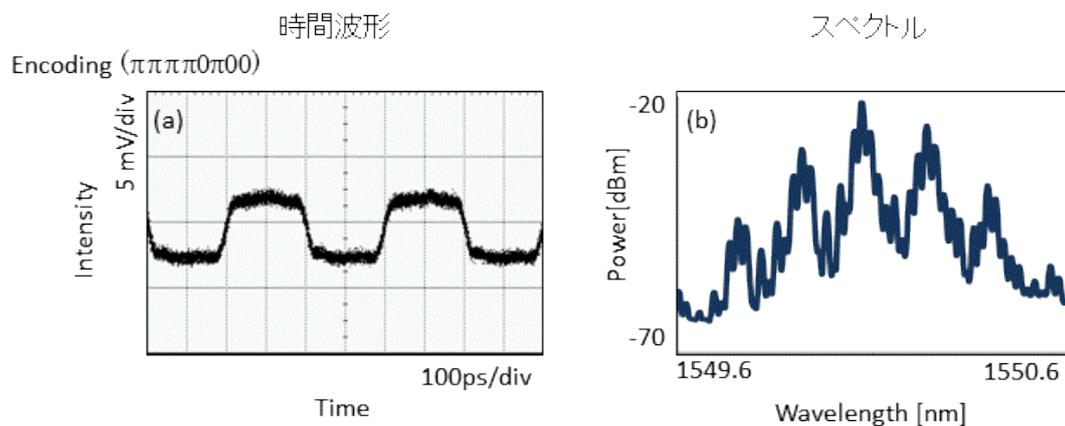


図 5.41 LN 変調器で符号化実験結果 (8 chip、40 Gchip/s)  
 (a)  $(\pi\pi\pi\pi0\pi00)$  で符号化後の時間波形  
 (b)  $(\pi\pi\pi\pi0\pi00)$  で符号化後のスペクトル

符号化後の光信号を、符号( $\pi\pi\pi\pi0\pi00$ )と( $\pi0\pi0\pi0\pi0$ )で VBS を用いて復号化した結果を図 5.40 に示す。

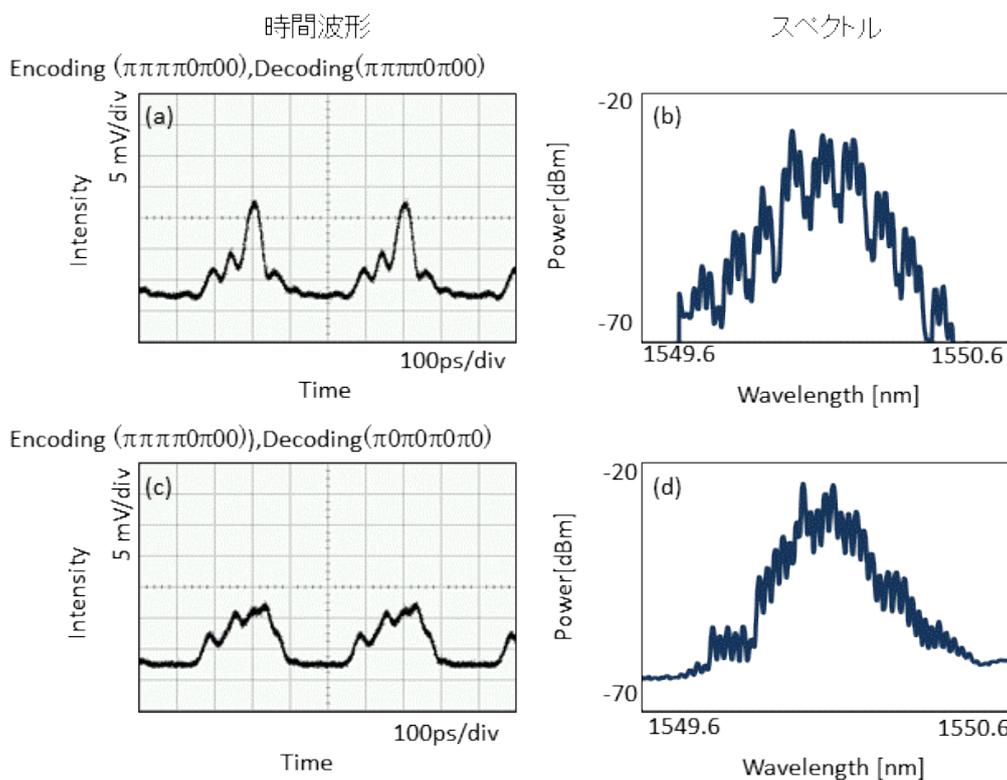


図 5.42 VBS で復号化後の時間波形とスペクトル (8 chip、40 Gchip/s)  
 (a), (b) ( $\pi\pi\pi\pi0\pi00$ )で符号化、( $\pi\pi\pi\pi0\pi00$ )で復号化後の時間波形、スペクトル  
 (c), (d) ( $\pi\pi\pi\pi0\pi00$ )で符号化、( $\pi0\pi0\pi0\pi0$ )で復号化後の時間波形、スペクトル

相互相関波形もパワーがよく抑圧されているとは言えないが、自己相関と相互相関の波形の特徴を確認した。これらの波形を CDR に入力し、電気領域でしきい値処理を行った。CDR 後の時間波形の実験結果を図 5.43 に示す。

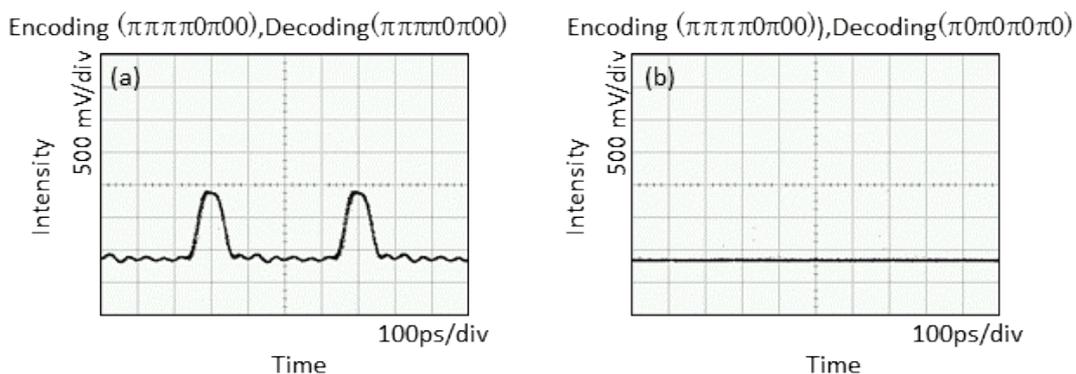


図 5.43 CDR でしきい値処理後の時間波形 (8 chip、40 Gchip/s)  
 (a) ( $\pi\pi\pi\pi0\pi00$ )で符号化、( $\pi\pi\pi\pi0\pi00$ )で復号化後  
 (b) ( $\pi\pi\pi\pi0\pi00$ )で符号化、( $\pi0\pi0\pi0\pi0$ )で復号化後

< 16 chip、40 Gchip/s、NRZ >

最後に、さらに符号のチップ数を増やし、16 chip、40 Gchip/s の NRZ でパルス生成を行った符号( $00000000\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$ )を用いて符号化した結果を、図 5.44 に示す。

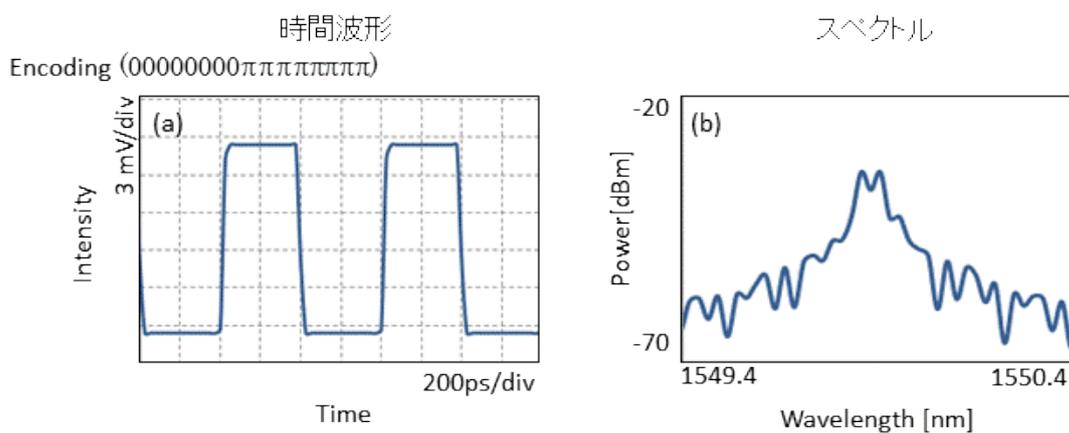


図 5.44 LN 変調器で符号化シミュレーション結果 (16 chip、40 Gchip/s)  
 (a) ( $00000000\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$ )で符号化後の時間波形  
 (b) ( $00000000\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$ )で符号化後のスペクトル

符号化後の光信号を、VBS を用いて符号( $00000000\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi\pi$ )と( $0\pi0\pi0\pi0\pi0\pi0\pi0\pi0\pi$ )で復号化したシミュレーション結果を図 5.45 に示す。

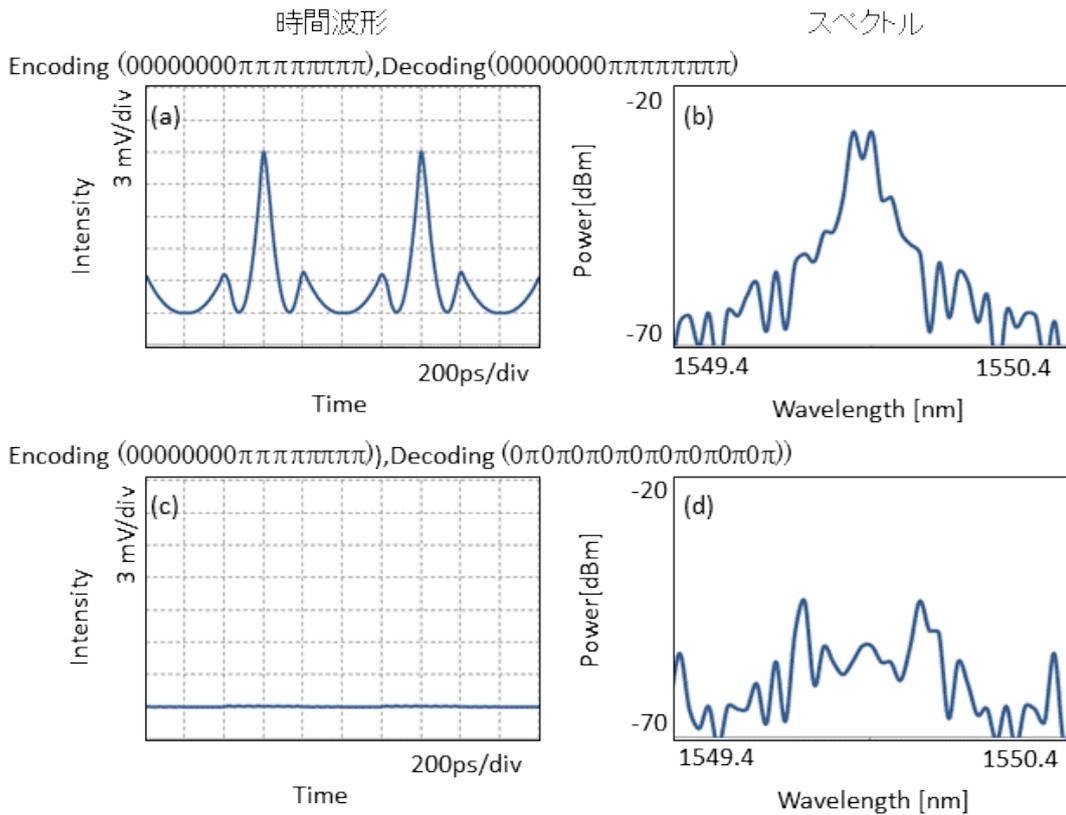


図 5.45 VBS で復号化後の時間波形とスペクトル (16 chip、40 Gchip/s)

(a), (b) (00000000ππππππππ)で符号化、(00000000ππππππππ)で復号化後の時間波形、スペクトル  
 (c), (d) (00000000ππππππππ)で符号化、(0π0π0π0π0π0π0π0π0π)で復号化後の時間波形、スペクトル

16 chip、40 Gchip/s の NRZ でパルス生成を行った符号を用いて実証実験を行った結果を、  
 図 5.44 に示す。

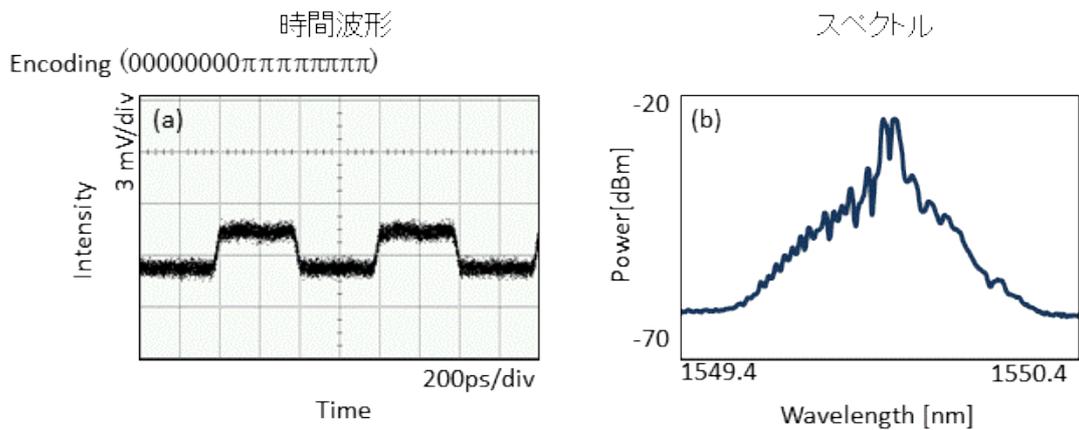


図 5.46 LN 変調器で符号化実験結果 (16 chip、40 Gchip/s)

(a) (00000000ππππππππ)で符号化後の時間波形  
 (b) (00000000ππππππππ)で符号化後のスペクトル



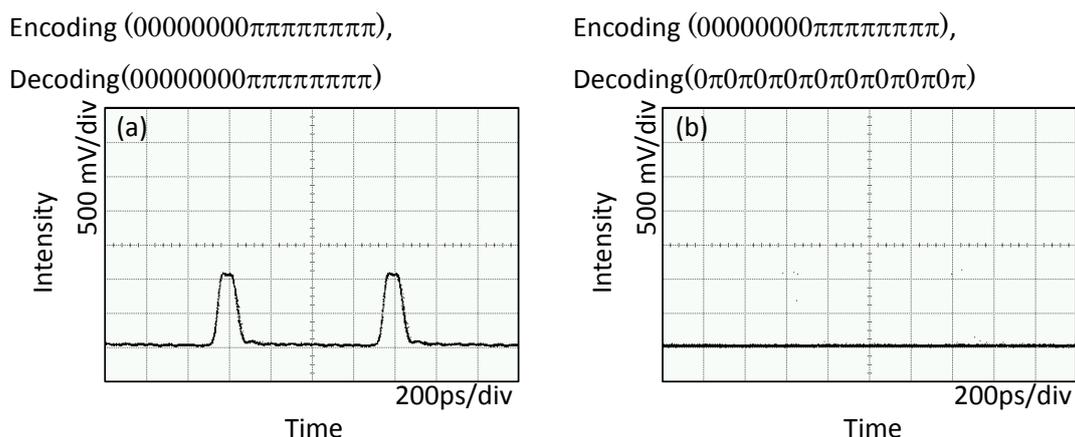


図 5.48 CDR でしきい値処理後の時間波形 (8 chip、40 Gchip/s)  
 (a) (00000000ππππππππ)で符号化、(00000000ππππππππ)で復号化後  
 (b) (00000000ππππππππ)で符号化、(0π0π0π0π0π0π0π0π)で復号化後

自己相関の波形のみが出力され、相互相関波形では何も出力されないことが確認でき、良好に識別処理が行われた。

これらの結果から、VBS は種パルスを NRZ にした場合の符号化信号を復号化できることを確認し、NRZ 変調を適用することにより一致・不一致の消光比向上の見込みが得られた。ただし、これらは一部の符号を用いて原理確認を行った結果であり、今後ランダム性の高い符号パターンなど、より多くの符号で実証し、使用可能な符号数がいくつ存在するのかを確かめる必要がある。また、識別は正しくできたが、復号化後のシミュレーションと実験に誤差が生じているため、より高精度なシステムを構築するためには、VBS における位相制御後の光信号を解析することが求められる。

<識別可能な符号数の算出シミュレーション>

NRZ 変調を適用した光符号ラベル生成・処理手法が有効であることを実証したため、第 3 章で構築したシミュレーションプログラムを用い、識別可能な符号数の算出を行った。チップレート 40 Gchip/s で、2~6 chip の識別可能な符号数を RZ 変調と NRZ 変調について算出した結果を表 5.10 に示す。

表 5.10 RZ と NRZ 変調における識別可能な符号数 (40 Gchip/s)

チップ数	識別可能な符号数	
	RZ 変調	NRZ 変調
2	2	2
3	3	2
4	4	3
5	7	3
6	14	3

この結果から、NRZ 変調にした場合に識別可能な符号数が減少することが分かったが、これは復号化後のパワーが相関波形によって大きく異なるためだと考えられる。一方、一致・不一致の消光比に関しては、RZ 変調と比較して向上する場合が存在することが分かった。そのため、NRZ 変調は消光比向上に有効だと考えられるが、PD や CDR の帯域を検討することにより、さらに効率のよいシステムを構築できると考えられる。

RZ 変調と NRZ 変調をネットワークの状況に応じて切り替えることにより、柔軟なシステムの構築が可能である。

<LN 位相変調器をストレート型から MZ 型へ>

ここで、LN 変調器の構造に着目し、変調が良好にかかっていたのかを考察する。これまでに用いていた LN 位相変調器は導波路がストレート型の構造になっているため、位相変調の際には位相が 0 から  $\pi$  に徐々に変化する。その時、同時にチャープも生じる。この原理の概念図を図 5.49 に示す。

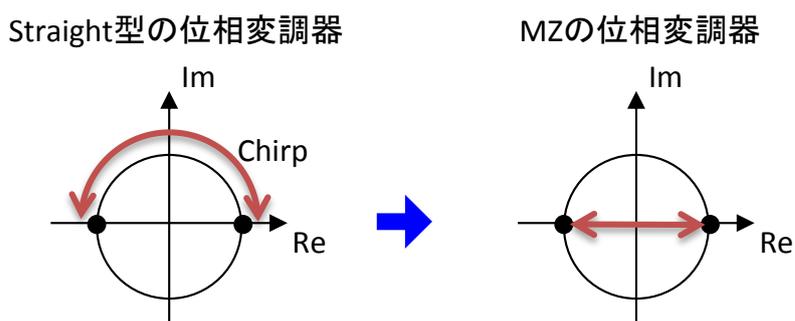


図 5.49 LN 変調器の構造による位相変調の差

種パルスで NRZ で変調し、符号のチップレートを 40 Gchip/s と高速にしたため、位相が理論通りに変調されていない可能性がある。そこで、位相変化が急峻な、MZ 型の LN 変調器を適用した[116]。

実験に使用した MZ 型の LN 変調器の仕様を表 5.11 に示す。この変調器の DC バイアス電圧は、分離した DC バイアス端子より印加が可能である。

表 5.11 MZ 型の LN 変調器の仕様

変調速度	43 Gbps
挿入損失	10.0 dB
駆動電圧 $V_{\pi}$	デュアルドライブ: 1.8 V シングルドライブ: 3.5 V
偏光子	内蔵型
ON/OFF 消光比@DC	20 dB

光符号・復号化実験を行う前に、MZ 型の LN 変調器の基礎特性を確認するため、CW 光を入力し、10、20、40 GHz で BPSK 変調を行った。PRBS 信号を用いて変調後の時間波形（アイパターン）を図 5.50 に示す。



位相が切り替わる部分で、強度が 0 に近づいていることを実験的に確認した。完全に 0 に達していないのは、モニターとして用いたサンプリングオシロスコープの帯域が 40 GHz であり、分解能が追い付いていないためだと考えられる。MZ 型で位相変調を行うと、CW 光のスペクトルと比較して線幅が広がるのが分かる。また、フーリエ変換の関係から、その線幅は高速にするほど太くなることを確認した。また、線幅が太くなる分、スペクトルのピークの大きさが徐々に小さくなった。最初に低速の 10 GHz でバイアスの調整を行い、10、20、40 GHz と徐々に高速に変調をかけたため、アイパターンがクリアでない 40 GHz の場合も、変調がかかっていると考えられる。

4 chip、40 Gchip/s の BPSK 符号によって、MZ 型の LN 変調器を位相変調に用いて行った光符号ラベル生成・処理実験の実験系を図 5.51 に示す。LN 位相変調器をストレート型のものから MZ 型にし、PPG から DATA と  $\overline{\text{DATA}}$  の信号を、MZ 型 LN 位相変調器に入力する。BPSK 変調するためには DATA と  $\overline{\text{DATA}}$  のタイミングを等しくするため、PPG と MZ 型 LN 位相変調器の間には、アンプと DC ブロック、アテネータの他に、ディレイを挿入した。タイミングを合わせる際には、それぞれの強度変調後の波形を確認しながら行う。

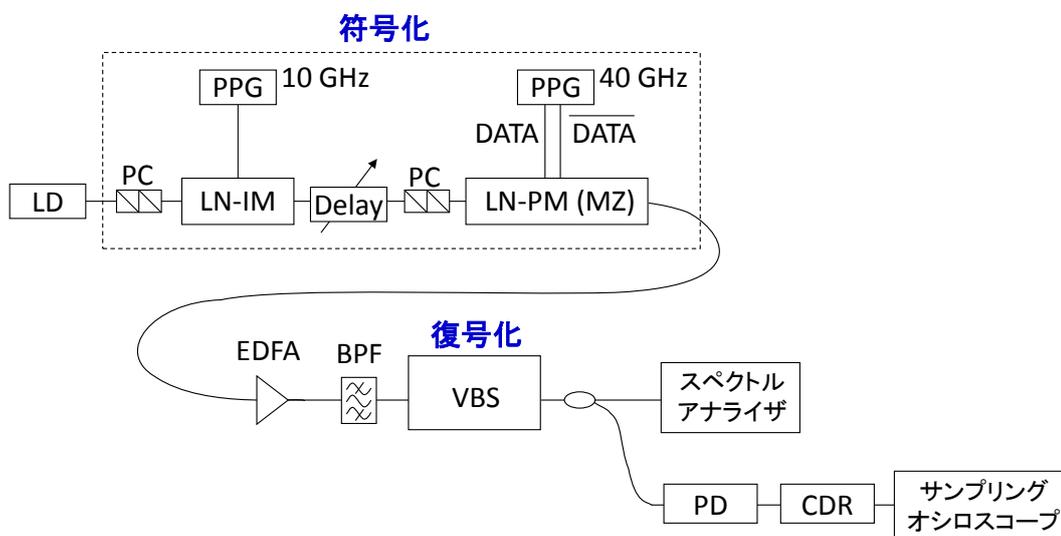


図 5.51 MZ 型の LN 位相変調器を用いた光符号ラベル生成・処理実験系

MZ 型の位相変調器と PPG との接続の外観図を図 5.52 に示す。

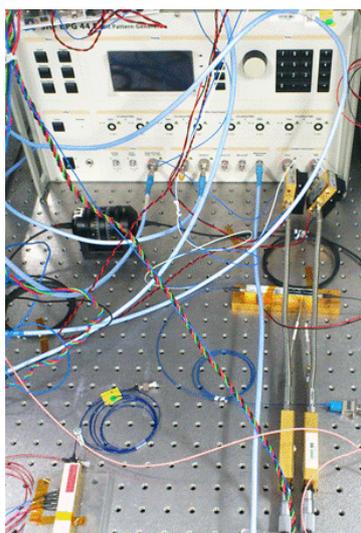


図 5.52 MZ 型の位相変調器と PPG との接続の外観図

40 GHz の信号を扱う際にはスーナーを折り曲げられないため、このような配置になっている。また、デュアルドライブの LN 変調器を用いているため、使用する電気デバイスを同じものにし、それぞれの信号の特性をできる限り等しくした。

符号(0 $\pi$ 0 $\pi$ )を用いて符号化後の時間波形とスペクトルを図 5.53 に示す。

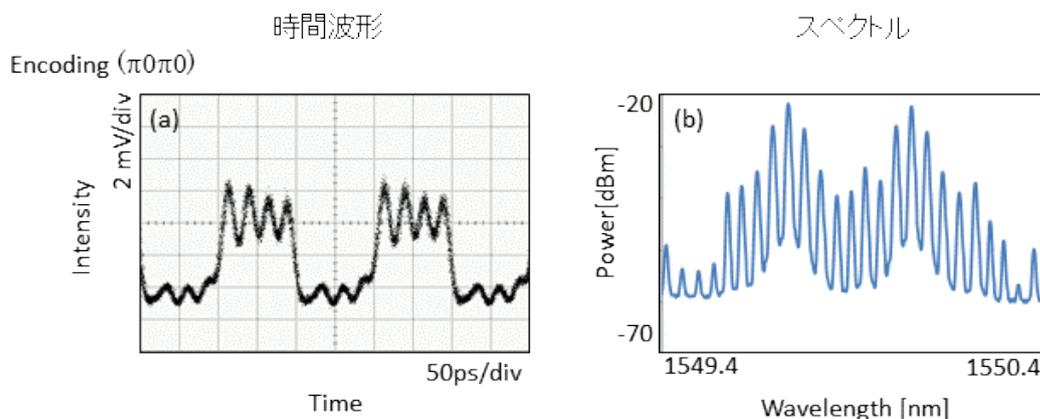


図 5.53 符号化実験結果 <MZ 型の LN 位相変調器>

- (a) ( $\pi$ 0 $\pi$ 0)で符号化後の時間波形
- (b) ( $\pi$ 0 $\pi$ 0)で符号化後のスペクトル

位相が切り替わる時に、理論上では強度が 0 になるため、パルスの強度が変化していることが時間波形から分かる。

復号化後の時間波形とスペクトルを図 5.54 に示す。復号化用のスペクトルフィルターは、NRZ 変調用のフィルターでは良好な自己・相互相関が得られなかったが、RZ 変調用のフィ

ルターを用いたところ、以下の自己・相互相関が得られた。

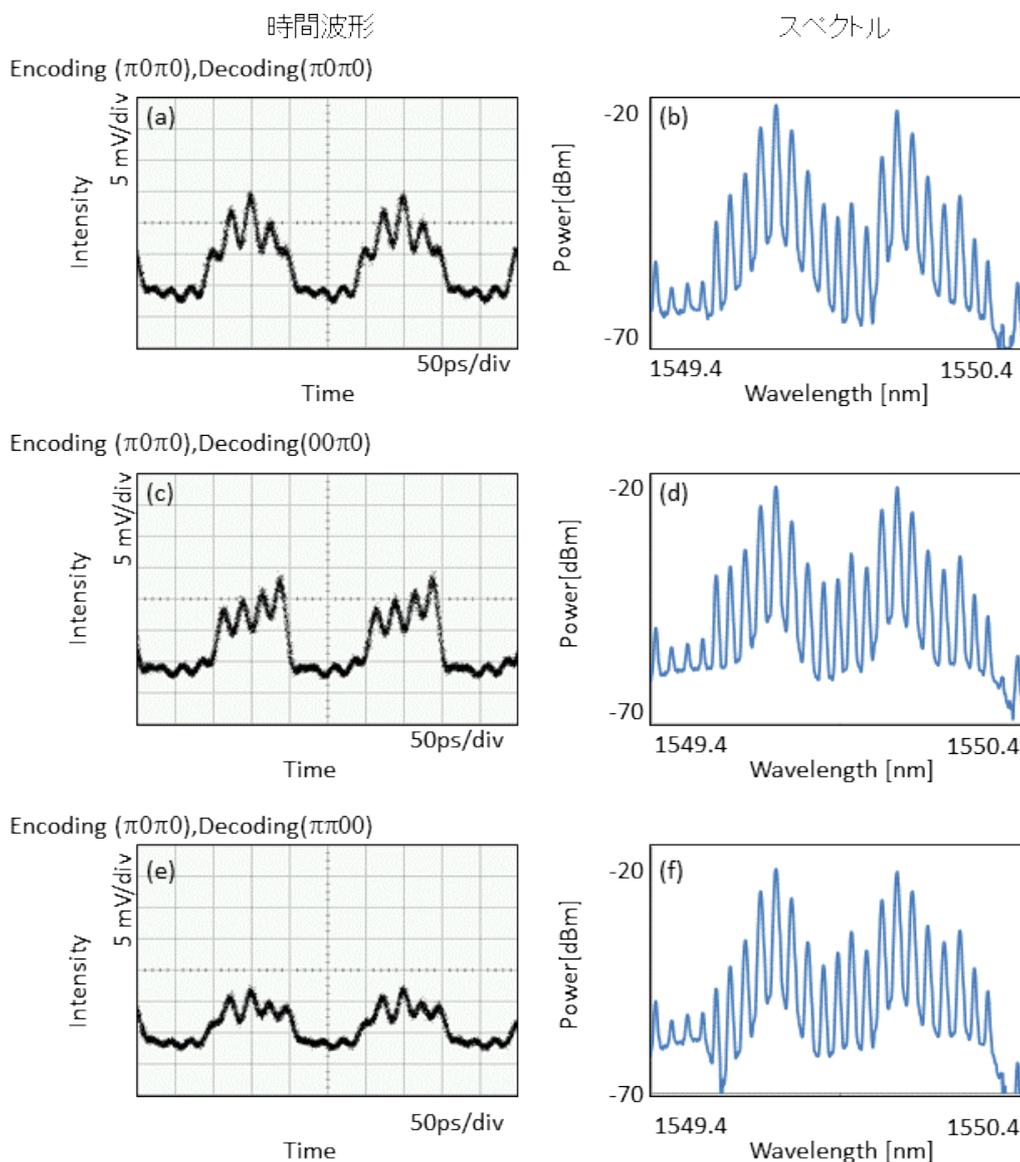


図 5.54 復号化後の時間波形とスペクトル<MZ 型の LN 位相変調器>

- (a) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $\pi 0 \pi 0$ )で復号化後
- (b) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $00 \pi 0$ )で復号化後
- (c) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $\pi \pi 00$ )で復号化後

符号化用パルスを NRZ 変調し、MZ 型の LN 位相変調器を用いた場合、位相の切り替わり部分の強度の抑圧が顕著に現れる。そのため、復号化用のスペクトルフィルタをその強度変化に合わせて、算出する必要がある。光符号設計を行う際には、この点を考慮して行うべきである。

復号化後の光信号を受光し、CDR でしきい値処理した結果を図 5.55 に示す。

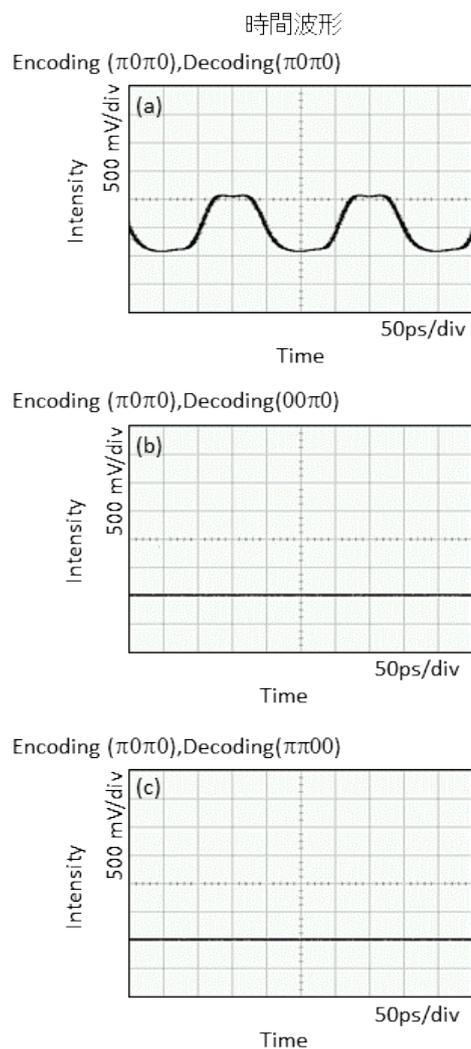


図 5.55 CDR でしきい値処理後の時間波形 (4 chip、40 Gchip/s)

- (a) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $\pi 0 \pi 0$ )で復号化後
- (b) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $00 \pi 0$ )で復号化後
- (c) ( $\pi 0 \pi 0$ )で符号化、( $\pi \pi 00$ )で復号化後

これらの結果から、MZ型の位相変調器に変えたことにより、良好に一致・不一致を識別できることを実証した。本検討ではNRZ変調用のスペクトルフィルタを適用したが、MZ型のLN変調器の特性を考慮したフィルタの設計を行うことにより、より識別が行いやすくなると考えられる。

## 5.8 まとめ

本章では、光符号ラベル生成・処理に LN 変調器と VBS の組合せを適用することを新たに提案し、実証した。

光符号ラベル処理に更なる柔軟性を持たせるために、スペクトル制御を適用することを提案した。光符号ラベル処理にスペクトル制御を導入することが有効であることを、光符号・復号化シミュレーションと実験により、検証した。スペクトル制御デバイスには、高分解能・低損失な VBS を適用することにより、1つの復号器で任意のパラメータを扱うことができ、LN 変調器と組み合わせることにより、柔軟な光符号ラベル生成・処理システムの構築が可能であることを実証した。

LN 変調器を用いて生成する光符号のチップ数、チップレート、符号化用パルスの形状を変化させた場合にも、VBS で復号化できることをシミュレーションし、実験結果において傾向がよく一致し、復号化後に CDR を用いて、電気領域で正しく識別処理が行えることを実証した。

- 1) VBS を用いたスペクトル制御による光符号ラベル生成・処理能力を確認するために、VBS と特性が既知の TVF を組合せ、チップ数 8 chip、チップレート 200 Gchip/s の BPSK 符号を用いたシミュレーションと実験を行い、良好に符号・復号化できていることを実証した。
- 2) 本研究で提案する LN 変調器と VBS を組み合わせた光符号ラベル生成・処理手法を用いて、符号化用パルスを RZ 変調し、チップ数 4、8 chip、チップレート 20 Gchip/s の BPSK 符号生成・処理シミュレーションとその実証実験を行った。時間波形に関して、実験結果はシミュレーション結果と傾向がほぼ一致しており、電氣的に正しく識別処理ができることを実証した。ただし、スペクトルはシミュレーションとの差異があり、その要因は計測器で直接観測できないスペクトルの位相情報の制御に誤差があるためだと考えられる。
- 3) 復号化後の一致・不一致の消光比向上を目的とし、符号化用パルスを RZ 変調から、NRZ 変調にし、光符号ラベル生成・処理のシミュレーションと実験を行った。この手法では、LN 強度変調器で高速なチップパルスを生成する必要がなく、チップレートを LN 変調器と等しくすることができる。4、8、16 chip、チップレートを 2 倍の速さに設定し、40 Gchip/s の BPSK 符号を用いて実験を行った。その結果、相互相関波形が抑圧しきれていない部分があったが、復号化後の相関信号を CDR で識別できることを実証した。ただし、用いた LN 位相変調器はストレート型の構造を有しているため、これまでと比

較して高速な 40 Gchip/s の符号を用いた場合には、位相の切り替わりにチャープが生じ、切り替え速度が急峻でない影響が出ていると考えられる。

- 4) 位相の切り替えを急峻に行うために、位相符号化を行う LN 位相変調器をストレート型から MZ 型のものに変え、光符号ラベル生成・処理実験を行った。4 chip、40 Gchip/s の BPSK 符号を用いて実験した結果、より理論に近い波形が得られた。今後、MZ 型の位相変調に対応した、VBS のスペクトルフィルターの設計を行うことにより、理想的な相関波形が得られると考える。

今後、LN 変調器がさらに高速化された場合にも、VBS による光符号ラベル処理は有効であり、提案したシステムの有用性が期待される。

## 第6章 結論

### 6.1 本研究の結論

本研究では、フォトニックネットワーク実現のための要素技術の1つである可変光符号ラベル生成・処理手法を確立するために、光変調器の柔軟性に着目し、シミュレーションと実証実験により検討を行った。先行研究で提案された、柔軟かつ高速な光符号ラベルを生成可能なLN変調器を用いた手法に着目し、その特性を最大限に活かすために使用する符号の理論的検討を行った。光符号ラベル生成・処理後に光電変換を行い、電気領域で行うしきい値処理までを考慮したシミュレーションプログラムを独自に構築し、実際のシステムにおいて使用可能な符号数とその符号パターン、パラメータを算出した。さらに、LN変調器の柔軟性に十分に対応できる光符号ラベル処理を実現するため、SLMをベースとしたスペクトル制御装置であるVBSを用いることを新たに提案した。VBSを用いることにより、用いる光符号ラベルの符号パターン、チップ数、チップレート、符号化用パルス形状等を任意に設定することができ、柔軟性が飛躍的に向上したシステムが構築できることを実証した。

これらの結果から、ラベル生成には高速なLN変調器、ラベル処理には高分解能なVBSを適用した光符号ラベル生成技術および処理技術が、最も柔軟性が高く、優れていると考えられる。

パラメータを柔軟に変な光符号ラベル生成・処理を実現したと言え、これらの研究成果は学術論文、国際会議、国内会議で発表し、評価を得ている。

以下に本研究で得られた主要な結果をまとめる。

#### 1. LN変調器を用いた光符号ラベルの符号設計

先行研究の手法をベースとし、LN変調器を用いた柔軟な光符号ラベル生成における光符号設計手法を開発した。LN変調器は入力する電気信号を変えることにより、生成する光符号のパターンやパラメータを任意に変えることができるが、符号の直交性やシステムを構築するコンポーネントの特性が影響し、すべての符号が使用できるわけではない。そこで、独自にシミュレーションプログラムを構築して行った光符号設計シミュレーションにより、デバイス特性やしきい値マージンを考慮した光符号設計を行い、識別可能な符号数とその符号パターン、パラメータの算出を行った。さらにシミュレーションの有効性を検証するために、実証実験を行った。

##### (1) 光符号設計の理論的検討

使用可能な符号数を数10~100程度確保することを目標とし、はじめにシミュレーションプログラムの有効性を確認するために4chip、10Gchip/sで構成できるBPSK符号の全8符号を用い、復号化信号を光電変換後のパワーやしきい値、しきい値のマージン

設定について検討を行った。その結果、全 8 符号が正しく識別できるというシミュレーション結果を得た。さらにチップ数 2~6 chip、チップレート 10、20、40 Gchip/s とパラメータを変化させ、BPSK 符号生成・処理シミュレーションを行い、識別可能な符号数を算出した。その傾向を分析し、100 程度の符号数を確保できる見通しを得た。

#### (2) LN 変調器と TVF を組み合わせた光符号ラベル生成・処理実験

4 chip、10 Gchip/s で構成できる BPSK 符号の全 8 符号を用い、シミュレーションの実証実験を行った。シミュレーションと同様に、8 個の生成可能な全符号において、相関後の電気パワーによって正しく識別処理ができることを実証し、構築したシミュレーションプログラムの有効性を実験的に検証した。

### 2. LN 変調器と VBS を組み合わせた光符号ラベル生成・処理

より柔軟性の高い制御を行うために、復号器を TVF からスペクトル制御シェイパーである VBS に変えることを提案し、シミュレーションと実験により検討を行った。LN 変調器と VBS を組み合わせる手法は本研究で新たに提案した手法である。VBS を用いることにより、光符号ラベル処理可能な符号のチップ数やチップレート、符号化用パルスの形状を任意に変えることができることを実証した。

#### (1) スペクトル制御による光符号ラベル生成・処理

VBS を用いたスペクトル制御による光符号ラベル生成・処理能力が十分あるかを評価するために、特性が知れている TVF と組合せ、チップ数 8 chip、チップレート 200 Gchip/s の BPSK 符号を用いて実験とシミュレーションを行い、VBS が光符号ラベル生成・処理が良好に行えることを実証した。

#### (2) LN 変調器と VBS を組み合わせた光符号ラベル生成・処理シミュレーションと実証実験

チップ数 4、8 chip、チップレート 20 Gchip/s の BPSK 符号を用い、LN 変調器で光符号ラベル生成、VBS による光符号ラベル処理シミュレーションと実験を行った。光符号・復号化の時間波形とスペクトルをそれぞれシミュレーション結果と比較・検討した。復号化実験後の時間波形はシミュレーションと傾向がよく一致しており、CDR を用いた電気領域でのしきい値処理が正しく行えることを実証した。

#### (3) 復号化後の消光比向上のための符号化用パルス生成に NRZ 変調を適用

識別処理をより容易に行うために光復号化後の一致・不一致の消光比向上を目指し、光符号化用パルスを RZ 変調から NRZ 変調に変えて、実証実験を行った。本手法ではチップレートを従来の 2 倍に高速化できるため、チップ数 4、8、16 chip、チップレート 40 Gchip/s の BPSK 符号を用い、LN 変調器で光符号化、VBS で光復号化を行った。復

号化後に CDR を用いてしきい値処理を行った結果、正しく識別処理を行えることを実証した。これらの結果より、任意のパルス形状に対応でき、消光比向上の見込みが立った。

## 6.2 将来の展望

本研究では、光ノードにおける光符号ラベル生成・処理システムの可変性を高め、柔軟なシステムを構築することを目指し、理論的検討と実証実験により研究目的を達成した。将来的に、更なる高効率・高精度な光符号ラベル生成・処理システムを構築するための課題を挙げる。

### 1. 多値位相変調による使用可能な符号数の増大

本研究では BPSK 符号を用いて光符号ラベル生成・処理の検討を行ったが、QPSK 符号等の多値の位相符号を用いることにより、使用可能な符号数の増加が期待できる。また、多値符号を採用することにより、より短い時間スロットで高効率な光符号生成ができると考えられる。近年では QAM 変調器の研究開発が活発に行われており、これらの技術を本手法に適用することにより、復号化後の消光比向上が達成できると考える。

### 2. VBS による光符号ラベル処理の高精度化

第5章の LN 変調器と VBS を組み合わせた手法では一部の符号を用い、スペクトル制御による光符号ラベル処理の原理確認と特性評価実験を行ったが、今後、符号パラメータや符号パターンをシミュレーションにより分析することにより、復号化後のしきい値処理が行いやすい符号の特定ができると考える。

さらに、VBS によるスペクトル制御では、隣接チャネルのクロストークや、SLM による強度制御の際に変位する位相量などを考慮した制御を行うことにより、更なる高精度化が見込める。VBS の出力信号を瞬時に解析し、SLM の制御値にフィードバックできる回路を用い、自動で補正する機能を付加することにより、これらが原因と考えられる誤差を減らすことができ、ノイズ耐性の高い高精度な光符号ラベル処理が達成できると考えられる。

また、光符号ラベル処理にも高速性を追求し、VBS 内の SLM を強誘電性液晶に置き換える事で柔軟性と高速性を同時に実現できると考える。強誘電性液晶は制御分解能等に課題があるが、今後の発展が期待できる。

### 3. 光符号ラベル生成器である LN 変調器の特性を活かした使用手法の提案と設計

本研究で実験に用いた光符号ラベル生成用の LN 変調器は市販のものである。今後、システムの高精度化を実現するためには、LN 変調器の構造を活かした使用方法が必要である。

さらに、LN 変調器に与える電気信号が大きく影響すると考えるため、これらを統合的に扱える手法が必要だと考えられる。本研究室で培ってきた LN 変調器の設計・作製・評価に関する技術、ノウハウを活かすことにより、LN 変調器による新たな光符号ラベル生成手法の確立が達成できると考える。

以上のことより、本学位論文は、フォトニックネットワークにおける重要な要素技術である光符号ラベル生成・処理技術の柔軟性、効率化、高精度化の実現に貢献しようとするものであり、各種光変調器の組み合わせを選べば、有効な手段となりうることを示せたと結論するものである。

## 謝辞

本論文は、早稲田大学 理工学術院 中島啓幾教授のご指導の下に行った研究をまとめたものです。中島先生には、多大なるご指導・ご鞭撻を賜りました。厳しくも温かいご指導頂き、恵まれた環境で研究に打ち込むことができました。御礼申し上げます。

早稲田大学 理工学術院 宇高勝之教授、小松進一教授、竹内淳教授には、本論文の副査として、多くのご意見頂きましたことに感謝致します。

日本女子大学 小舘香椎子名誉教授には卒業論文・修士論文研究から、本論文の副査として現在に至るまでご指導頂き、感謝致します。熱意に満ち溢れたご指導、激励をして頂き、常に全力投球で物事に取り組む姿勢を学びました。

早稲田大学 松島裕一教授には中島研究室の夏合宿にも参加して頂き、いつも温かくアドバイスを頂きました。

情報通信研究機構 光ネットワーク研究所 フォトニックネットワークシステム研究室の研究室長 和田尚也博士には卒業研究から研究の機会を与えて頂きました。常に鋭いご指摘を下さり、研究者としての心構えを教えて頂きました。品田聡博士には、いつもご丁寧な指導を頂き、多くの議論をする中で研究に対する姿勢を学びました。感謝致します。片岡伸元博士、住本浩之氏、牧野健氏には、研究を進めるに当たり、ご助言、サポート頂き、感謝申し上げます。

東京大学 神谷武志名誉教授には、多くのご助言頂き、研究者として必要な要素を丁寧に教えて頂きました。感謝申し上げます。

日本女子大学 小舘研究室 OG の駒井友紀博士には研究面だけでなく学生生活に対する心構えを一つ一つ丁寧に教えて頂きました。いつも明るく励まして頂き、多くのきめ細やかなご助言にとっても感謝しております。渡邊恵理子博士には研究者として活躍される姿から、戦略的な生き方、物事の考え方を教えて頂き、感謝申し上げます。

日本女子大学 小舘研究室の同期である秋山怜子さん、羽根坂円彩さんとは小舘研究室を卒業後にも切磋琢磨する仲でいることができ、私も自分の道を突き進めていくことができました。感謝しています。

また中島研究室で共に研究を行った渡部大樹君とは、博士課程 1 年の頃から同じグループに所属し、その明るさにいつも元気づけられました。梅田俊貴君は頼れる後輩でした。3人で協力して研究を進めることができ、感謝しています。

最後に、いつも温かく見守ってくれている母、私の意見を尊重してくれる父、それぞれの道で頑張っている姉妹、会うといつも励ましの言葉をくれる祖父母に感謝し、本論文の謝辞と致します。

## 参考文献

- [1] 総務省 「電気通信サービスの契約数及びシェアに関する四半期データの公表（平成23年度第1四半期（6月末）」 ,  
[http://www.soumu.go.jp/main\\_content/000130400.pdf](http://www.soumu.go.jp/main_content/000130400.pdf)
- [2] Gartner, 東日本大震災が ICT 市場/産業に及ぼす影響  
[http://www.gartner.co.jp/b3i/analyst/110322\\_02/index.html](http://www.gartner.co.jp/b3i/analyst/110322_02/index.html)
- [3] 総務省 「我が国のインターネットにおけるトラフィック総量の把握」 2011年9月30日, [http://www.soumu.go.jp/main\\_content/000130485.pdf](http://www.soumu.go.jp/main_content/000130485.pdf)
- [4] 黒川章, 江崎修司, 平松淳, 堀越博文 「次世代ネットワーク(NGN)を支えるネットワーク基盤技術」 通信ソサイエティマガジン, 13, 10-21 (2010).
- [5] 平松淳 「将来パケットネットワークに向けた技術の方向性について—NGN の更なる展に向けて—」 信学技報, PN2011-5, 23-28 (2011).
- [6] A. Sano, H. Masuda, T. Kobayashi, M. Fujiwara, K. Horikoshi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, M. Matsui, M. Mizoguchi, H. Yamazaki, Y. Sakamaki, H. Ishii, “69.1 Tbps (432 × 171 Gbps) C- and extended L-band transmission over 240 km using PDM-16QAM modulation and digital coherent detection,” in: Proc. Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC) 2010 (San Diego, CA, USA), paper PDPB7 (2010).
- [7] J. Sakaguchi, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, T. Hayashi, T. Taru, T. Kobayashi, M. Watanabe, “109-Tb/s (7x97x172-Gb/s) SDM/WDM/PDM) QPSK transmission through 16.8-km homogeneous multicore fiber,” OFC 2011, PDPB6 (2011).
- [8] Cisco Systems, Inc., <http://www.cisco.com/>
- [9] H. Furukawa, T. Miyazawa, K. Fujikawa, N. Wada and H. Harai, “Control-message exchange of lightpath setup over colored optical packet switching in an optical packet and circuit integrated network”, IEICE Electron. Express, 7, 14, 1079-1085, (2010).
- [10] 情報通信研究機構 プレスリリース(2010年8月24日), “高精細大容量映像時代を支える新しい光通信ネットワークの実証実験に成功,”  
<http://www2.nict.go.jp/pub/whatsnew/press/h22/100824/100824.html>
- [11] G. Cincotti, N. Wada, and K. Kitayama, “Characterization of a full encoder/decoder in the AWG configuration for code-based photonic routers. Part I: modelling and design,” J. Lightw. Technol., 24, 1, 103-112 (2006).
- [12] N. Wada, G. Cincotti, S. Yoshima, N. Kataoka, and K. Kitayama, “Characterization of a Full Encoder/Decoder in theAWG Configuration for Code-Based PhotonicRouters—Part II: Experiments and Applications,” J.

- Lightw. Technol., 24, 1, 113-121 (2006).
- [13] X. Wang and N. Wada, "Experimental demonstration of OCDMA traffic over optical packet switching network with hybrid PLC and SSFBG en/decoders," J. Lightw. Technol., 24, 8, 3012-3020 (2006).
- [14] N. Kataoka, K. Kitayama, N. Wada, and F. Kubota, "Concurrent generation of an optical code label and payload data by use of phase and intensity modulators for all-optical packet switching," Opt. Lett., 30, 19, 2539-2541 (2005).
- [15] KDDI株式会社2010年4月1日付報道発表, "日本～米国間光海底ケーブル「Unity」の運用開始について,"  
[http://www.kddi.com/corporate/news\\_release/2010/0401a/index.html](http://www.kddi.com/corporate/news_release/2010/0401a/index.html)
- [16] V. J. Hernandez, Y. Du, W. Cong, R. P. Scott, K. Li, J. P. Heritage, Z. Ding, B. H. Kolner, and S. J. Ben Yoo, "Spectral phase-encoded time-spreading (SPECTS) optical code-division multiple access for terabit optical access networks," J. Lightw. Technol., 22, 11, 2671–2679 (2004).
- [17] T. Konishi, Y. Oshita, W. Yu, H. Furukawa, K. Itoh, and Y. Ichioka, "Application of ultrafast time-to-two-dimensional-spaceto- time conversion—I: Time-varying spectral modulation for arbitrary ultrafast signal generation," IEEE Photon Technol. Lett., 16, 2, 620–622 (2004).
- [18] M. Shirasaki, "Large angular dispersion by a virtually imaged phased array and its application to a wavelength demultiplexer," Opt. Lett., 21, 5, 366–368 (1996).
- [19] X. Wang, Z. Gao, N. Kataoka, and N. Wada, "Time domain spectral phase encoding/DPSK data modulation using single phase modulator for OCDMA application," OSA Opt. Exp., 18, 10, 9879-9890 (2010).
- [20] S. Anzai, M. Mieno, Y. Komai, N. Wada, T. Yoda, T. Miyazaki, and K. Kodate, "Amplitude, Phase and Bandwidth Tunable High-Resolution Optical Spectrum Shaper and Its Application for Optical Communication Systems," The Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC) 2008 (San Diego, USA), JThA25 (2008).
- [21] A. Al Amin, K. Nishimura, K. Shimizu, M. Takenaka, T. Tanemura, H. Onaka, T. Hatta, A. Kasukawa, S. Tsuji, Y. Kondo, Y. Urino, H. Uetsuka, and Y. Nakano, "Development of an Optical-Burst Switching Node Testbed and Demonstration of Multibit Rate Optical Burst Forwarding," J. Lightw. Technol., 27, 16, 3466-3475 (2009).
- [22] M. Nord, S. Bjørnstad, O. Austad, V. L. Tuft, D. Roar Hjelme, A. S. Sudbø, and L. Erik Eriksen, "OpMiGua Hybrid Circuit- and Packet-Switched Test-Bed Demonstration and Performance," IEEE Photon Technol. Lett., 18, 24, 2692-2694 (2006).

- [23] K. Kitayama, T. Miki, T. Morioka, H. Tsushima, M. Koga, K. Mori, S. Araki, K. Sato, H. Onaka, S. Namiki, and T. Aoyama, "Photonic Network R&D Activities in Japan—Current Activities and Future Perspectives," *J. Lightw. Technol.*, 23, 10, 3404-3418 (2005).
- [24] S. J. Ben Yoo, "Optical Packet and Burst Switching Technologies for the Future Photonic Internet," *J. Lightw. Technol.*, 24, 12, 4468-4492 (2006).
- [25] 和田尚也 「超高速光パケットスイッチ」 *O plus E*, 29, 8, 791-797 (2007).
- [26] <http://www.jpix.ad.jp/graphs/TOTAL.In.minmax256.gif>
- [27] 総務省, [http://www.soumu.go.jp/main\\_content/000130400.pdf](http://www.soumu.go.jp/main_content/000130400.pdf)
- [28] 一般財団法人 光産業技術振興協会, 技術情報レポート 2010 年度 (2011).
- [29] e-Japan 戦略 (要旨) ,  
[http://www.kantei.go.jp/jp/it/network/dai1/0122summary\\_j.html](http://www.kantei.go.jp/jp/it/network/dai1/0122summary_j.html)
- [30] W. V. Heddeghem, M. D. Groote, W. Vereecken, D. Colle, M. Pickavet, and P. Demeester, "Energy-Efficient in Telecommunication Networks, Link-by-link versus End-to-end Grooming," 2-5, ONDM2010 (2010).
- [31] M. Pickavet, et al, "Worldwide Energy Needs for ICT: the RISE of Power-Aware Networking" IEEE ANTS 2008 (Bombay, India), 15-17 (2008).
- [32] 笠史郎「将来ネットワークの在り方について」*信学技報*, PN2010-67, 59-64 (2010).
- [33] I. Chlamtac, A. Ganz, and G. Karmi, "Lightpath Communication: An Approach to High Bandwidth Optical WAN's," *IEEE Transactions on Communications*, 40, 7 (1992).
- [34] 成瀬勇一, 八木毅, 松井健一, 村山純一, 松田和浩, 今宿互, 滝川好比郎 「光パル制御技術の動向」 *NTT 技術ジャーナル*, 2004, 10, 38-41 (2004).
- [35] H. Harada, K. Shimizu, T. Kudou, and T. Oseki, "Hierarchical Optical Path Cross-Connect Systems for Large Scale WDM Networks," *The Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC) 1999*, WM55-1, 356-358 (1999).
- [36] 千田和博, 原井洋明 「波長パスネットワークにおける波長変換器の枯渇を防ぐ波長割当方式」 *信学技報*, PN2008-34, 11-16 (2008).
- [37] S. Namiki, T. Kurosu, K. Tanizawa, J. Kurumida, T. Hasama, H. Ishikawa, T. Nakatogawa, M. Nakamura, and K. Oyamada "Ultra-high-Definition Video Transmission and Extremely Green Optical Networks for Future," *IEEE J. Selected Topics in Quantum Electronics*, 17, 2, 446-456 (2011).
- [38] P. E. Green, L. A. Coldren, K. M. Johnson, J. G. Lewis, C. M. Miller, J. F. Morrison, R. Olshansky, R. Ramaswami, and E. H. Smith, "All-optical packet-switched metropolitan-area network proposal," *J. Lightw. Technol.*, 11, 5, 754-763 (1993).

- [39] K. Kitayama and N. Wada, "Photonic IP Routing," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 11, 12, 1689-1691 (1999).
- [40] S. J. Ben Yoo, F. Xue, Y. Bansal, J. Taylor, Z. Pan, J. Cao, M. Jeon, T. Nady, G. Goncher, K. Boyer, K. Okamoto, S. Kamei, and V. Akella, "High-performance optical-label switching packet routers and smart edge routers for the next-generation Internet," *J. Sel. Areas Commun.*, 21, 7, 1041-1051 (2003).
- [41] N. Wada and H. Furukawa, "Photonic Network Technologies for New Generation Network," *IEICE Trans. Commun.*, E94-B, 04, 868-875 (2011).
- [42] 和田尚也, 原井洋明, 古川英昭 「光パケットスイッチング技術の最新動向」 *電子情報通信学会誌*, 97, 2, 100-105 (2011).
- [43] S. Shinada, H. Furukawa, M. Nakamura, and N. Wada, "Record Switching Throughput of 1.28-Tbit/s/port (64-wavelength x 20-Gbit/s) by DWDM/NRZ-DQPSK Optical Packet Switch System," *European Conference on Optical Communication (ECOC) 2009*, PD3.1, 50-51 (2009).
- [44] M. Bohn, W. Rosenkranz, and P. M. Krummrich, "Adaptive distortion compensation with integrated optical finite impulse response filters in high bit rate optical communication systems," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, 10, 2, 273-280 (2004).
- [45] Y. Makimoto, H. Hiura, N. Goto, and S. Yanagiya, "Waveguide-Type Optical Circuit for Recognition of Optical QPSK Coded Labels in Photonic Router," *J. Lightw. Technol.*, 27, 1, 60-67 (2009).
- [46] 北山研一 「光符号ラベルとそのフォトニックネットワークへの応用—光グリッドへのアプローチ—」 *電子情報通信学会論文誌 B*, J88-B, 2, 341-350 (2005).
- [47] K. Kitayama, and M. Murata, "Photonic access node using optical code-based label processing and its applications to optical data networking," *J. Lightw. Technol.*, 19, 10, 1401-1415 (2001).
- [48] Y. Yamada, A. Takagi, I. Ogawa, M. Kawachi, M. Kobayashi, "Silica-based optical waveguide on terraced silicon substrate as hybrid integration platform," *Electron. Lett.*, 29, 5, 444-446 (1993).
- [49] N. Wada and K. Kitayama, "10Gbit/s optical code division multiplexing using 8-chip optical bipolar code and coherent detection," *J. Lightw. Technol.*, 17, 10, 1758-1765 (1999).
- [50] N. Wada, H. Sotobayashi and K. Kitayama, "2.5 Gbit/s time-spread/wavelength-hop optical code division multiplexing using fibre Bragg grating with supercontinuum light source", *IEE Electronics Letters*, 36, 9, 815-817 (2000).
- [51] P. C. Teh, P. Petropoulos, M. Ibsen, and D. J. Richardson, "A comparative study

- of the performance of seven- and 63-chip optical code-division multiple-access encoders and decoders based on superstructured fiber Bragg gratings,” *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, 19, 9, 1352-1365 (2001).
- [52] 西木玲彦, 岩村英志, 小林秀幸, 沓澤聡子, 大柴小枝子 「SSFBG を用いた OCDM 用位相符号器の開発 : データレート拡張方式の検証」 *信学技報*, OFT2002-66, 13-18 (2006).
- [53] X. Wang, K. Matsushima, A. Nishiki, N. Wada, F. Kubota, and K. Kitayama, “High-performance optical code generation and recognition by use of a 511-chip, 640-Gchip/s phase-shifted superstructured fiber Bragg grating,” *Opt. Lett.*, 30, 4, 355–357 (2005).
- [54] N. Kataoka, N. Wada, K. Sone, Y. Aoki, H. Miyata, H. Onaka, and K. Kitayama, “Field Trial of Data-Granularity-Flexible Reconfigurable OADM With Wavelength-Packet-Selective Switch,” *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, 24, 1, 88-94 (2006).
- [55] T. Konishi and Y. Ichioka, “Ultrafast image transmission by optical timeto-2-D-space-to-time-to-2-D-space conversion,” *J. Opt. Soc. Amer. A, Opt. Image Sci.*, 16, 5, 1076–1088 (1999).
- [56] Z. Jiang, S. Seo, D. Yang, E. Leaird, V. Roussev, C. Langrock, M. Fejer and M. Weiner : “Four-user, 2.5-Gb/s, spectrally coded OCDMA system demonstration using low-power nonlinear processing, ” *Journal of Lightwave Technology*, 23, 1, 143-158 (2005).
- [57] A. M. Weiner, “Fourier information optics for the ultrafast time domain,” *Appl. Optics*, 47, 4, A88-96 (2008).
- [58] Z. Jiang, D. E. Leaird, and A. M. Weiner, “Line-by-line pulse shaping control for optical arbitrary waveform generation,” *Opt. Express*, 13, 25, 10431–10439 (2005).
- [59] M. M. Wefers and K. A. Nelson, “Generation of high-fidelity programmable ultrafast optical waveforms,” *Opt. Lett.*, 20, 9, 1047–1049 (1995).
- [60] V. J. Hernandez, W. Cong, J. Hu, C. Yang, N. K. Fontaine, R. P. Scott, Z. Ding, B. H. Kolner, J. P. Heritage, and S. J. B. Yoo, “A 320-Gb/s capacity (32-user X 10 Gb/s) SPECTS O-CDMA network testbed with enhanced spectral efficiency through forward error correction,” *J. Lightw. Technol.*, 25, 1, 79–86 (2007).
- [61] X. P. Zhou, F. M. Soares, N. K. Fontaine, J. H. Baek, Stanley Cheung, Michael Shearn, Axel Scherer, Fredrik Olsson, Sebastian Lourduoss, K. Y. Liu, W. T. Tsang, and S. J. B. Yoo, “16-channel × 100-GHz Monolithically Integrated O-CDMA Transmitter with SPECTS Encoder and seven 10-GHz Mode-Locked Lasers,” *Optical Fiber Communications Conference (OFC) 2010, JWA32* (2010).

- [62] N. Kawakami, K. Shimizu, N. Wada, F. Kubota, and K. Kodate, "All-Optical Holographic Label Processing for Photonic Packet Switching," *Opt. Rev.* 11, 126-131 (2004).
- [63] M. K. Smit, "New focusing and dispersive planar component based on an optical phased array," *Electron. Lett.*, 24, 7, 385-386 (1988).
- [64] H. Tkahashi, S. Suzuki, and I. Nishi, "Wavelength multiplexer based on SiO<sub>2</sub>-Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> arrayed-waveguide-grating," *Journal of Lightwave Technology*, 12, 6, 989-995 (1994).
- [65] 黒川隆志, 竹ノ内弘和, 津田裕之, 「アレイ導波路格子を用いた時空間変換光信号処理と通信および情報処理への応用」 *レーザー研究*, 28, 8, 486-491 (2000).
- [66] N. Wada, F. Kubota, H. Watanabe, Y. Komai, and K. Kodate, "160GHz to 20GHz Variable Rate RZ and CS-RZ Pulse Trains Generation by using Phase and Attenuation Tunable High-Resolution AWG, and its Application to Photonic Networks," in *Conference on Lasers and ElectroOptics in Europe (CLEO) 2003 (Munich, Germany), CEP-8-THU (2003)*.
- [67] F. Moritsuka, N. Wada, T. Sakamoto, T. Kawanishi, Y. Komai, S. Anzai, M. Izutsu and K. Kodate: "Multiple optical code-label processing using multi-wavelength frequency comb generator and multi-port optical spectrum synthesizer," *Optics Express*, 15, 12, 7515-7521 (2007).
- [68] H. Tsuda, K. Okamoto, T. Ishii, K. Naganuma, Y. Inoue, H. Takenouchi, and T. Kurokawa, "Second- and third-order dispersion compensator using a high-resolution arrayed-waveguide grating," *IEEE Photonics Technol. Lett.* 11, 569-571 (1999).
- [69] D. Miyamoto, K. Mandai, T. Kurokawa, S. Takeda, T. Shioda, and H. Tsuda, "Waveform-controllable optical pulse generation using an optical pulse synthesizer," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 18, 5, 721-723 (2006).
- [70] G. Cincotti, "Full Optical Encoders/Decoders for Photonic IP Routers," *J. Lightw. Technol.*, 22, 2, 337-342 (2004).
- [71] 川西哲也 「光変調技術の最新動向と新展開」 *OPTRONICS*, 3, 100-102 (2011).
- [72] Y. Ogiso, Y. Tsuchiya, S. Shinada, S. Nakajima, T. Kawanishi, and H. Nakajima, "High Extinction-Ratio Integrated Mach-Zehnder Modulator With Active Y-Branch for Optical SSB Signal Generation," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 22, 12, 941-943 (2010).
- [73] M. Izutsu, S. Shirakawa, and T. Sueta, "Integrated optical SSB modulator/frequency shifter," *J. Quantum. Electron.*, 17, 2225-2227 (1981).
- [74] T. Kawanishi, T. Sakamoto, M. Tsuchiya, M. Izutsu, S. Mori, and K. Higuma, "70 dB extinction-ratio LiNbO<sub>3</sub> optical intensity modulator for two-tone lightwave generation," *The Optical Fiber Communication Conference and Exposition*

- (OFC) 2006 (Anaheim, USA), OWC4 (2006).
- [75] 辰巳大佑, 大柴小枝子 「スペクトル時間変調方式を用いた光符号ラベル設計」 信学技報, PN2006-89, 33-36 (2006).
  - [76] H. Tamai, H. Iwamura, N. Minato, and S. Oshiba, “Experimental study on time-spread/wavelength-hop optical code division multiplexing with group delay compensating en/decoder,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 16, 1, 335-337 (2004).
  - [77] 辻岡哲夫, ナサルディン 「構造的に設計された可変長かつ可変重みを有する光直交符号の性能評価」 信学技報, CS2006-73, 19-23 (2006).
  - [78] G. C. Yang, “Variable-weight optical orthogonal codes for CDMA networks with multiple performance requirements,” *IEEE Trans. Commun.*, 44, 1, 47-55 (1996).
  - [79] A. Goldsmith, 小林岳彦 (翻訳) 「ゴールドスミス ワイヤレス通信工学 基礎理論から MIMO、OFDM、アドホックネットワークまで」 丸善 (2007).
  - [80] K. Kitayama, H. Sotobayashi, and N. Wada, “Optical code division multiplexing (OCDM) and its application to photonic networks,” *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol. E82-A, No. 12, pp. 2616-2626 (1999).
  - [81] X. Wang and K. Kitayama, “Analysis of beat noise in coherent and incoherent time-spreading OCDMA,” *J. Lightw. Technol.*, 22, 10, 2226–2235 (2007).
  - [82] K. Kitayama, X. Wang, and N. Wada, “OCDMA over WDM PON—Solution path to gigabit-symmetric FTTH,” *J. Lightw. Technol.*, 24, 4, 1654–1662 (2006).
  - [83] T. Kawanishi, T. Sakamoto, and M. Izutsu, “High-Speed Control of Lightwave Amplitude, Phase, and Frequency by Use of Electrooptic Effect,” *IEEE J. Selected Topics in Quantum Electron.*, 13, 1, 79-91 (2007).
  - [84] T. Kawanishi, K. Higuma, T. Fujita, S. Mori, S. Oikawa, J. Ichikawa, T. Sakamoto, and M. Izutsu, “40Gbit/s Versatile LiNbO<sub>3</sub> Lightwave Modulator,” *European Conference on Optical Communication (ECOC) 2005*, Th2.2.6 (2005).
  - [85] S. Etemad, P. Toliver, R. Menendez, J. Young, T. Banwell, S. Galli, J. Jackel, P. Delfyett, C. Price, and T. Turpin, “Spectrally efficient optical CDMA using coherent phase-frequency coding,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 17, 4, 929–931 (2005).
  - [86] D. J. Blumental, B. E. Olsson, G. Rossi, T. E. Dimmick, L. Rau, M. Masanovic, O. Lavrova, R. Doshi, O. Jerphagnon, J. E. Bower, V. Kaman, L. A. Coldren, and J. Barton, “All-optical label swapping networks and technologies,” *J. Lightwave Technol.*, 18, 12, 2058-2075 (2000).
  - [87] K. Vlachos, J. Zhang, J. Cheyins, C. N. Sulur, E. V. Breusegem, I. T. Monroy, J. G. L. Jennen, P. V. Holmnielsen, C. Peucheret, R. O’Dowd, P. Demeester, and A. M. J. Koonen, “An optical IM/FSK coding technique for the implementation of a label-controlled arrayed waveguide packet router,” *J. Lightwave Technol.*, 21, 11,

- 2617-2628 (2003).
- [88] M. Mieno, H. Watanabe, S. Shinada, N. Wada, and H. Nakajima, "Optical BPSK code labels generation using LiNbO<sub>3</sub> modulators," *IEICE Electron. Express*, 8, 19, 1614-1620 (2011).
- [89] 菅野敦史, 川西哲也 「高精度光変調技術の超高速信号合成への応用」 *OPTRONICS*, 3, 118-122 (2011).
- [90] P. J. Winzer, G. Raybon, H. Song, A. Adamiecki, S. Corteselli, A. H. Gnauck, D. A. Fishman, C. R. Doerr, S. Chandrasekhar, L. L. Buhl, T. J. Xia, G. Wellbrock, W. Lee, B. Basch, T. Kawanishi, K. Higuma, and Y. Painchaud, "100-Gb/s DQPSK Transmission: From Laboratory Experiments to Field Trials," *J. Lightw. Technol.*, 26, 20, 3388-3402 (2008).
- [91] A. H. Gnauck, G. Raybon, S. Chandrasekhar, J. Leuthold, C. Doerr, L. Stulz, and E. Burrows, "25 × 40-Gb/s copolarized DPSK transmission over 12 × 100-km NZDF with 50-GHz channel spacing," *Photonics Technol. Lett.*, 15, 467-469 (2003).
- [92] C. R. S. Fludger, T. Duthel, D. van den Borne, C. Scholien, E-D. Schmidt, T. Wuth, E. de Man, G. D. Khoe, H. de Waardt, "10 x 111 Gbit/s, 50 GHz spaced, POLMUX-RZ-DQPSK transmission over 2375 km employing coherent equalization," presented at the Optical Fiber Commun. Conf. (OFC) 2007, PDP22 (2007).
- [93] A. Chiba, T. Sakamoto, T. Kawanishi, K. Higuma, M. Sudo, and J. Ichikawa, "16-level quadrature amplitude modulation by monolithic quad-parallel Mach-Zehnder optical modulator," *Electron Lett.*, 46, 3, 227-228 (2010).
- [94] N. Yoshikane and I. Morita, "1.14 b/s/Hz spectrally efficient 50 × 85.4 Gb/s transmission over 300 km using copolarized RZ-DQPSK signals," *J. Lightw. Technol.*, 23, 1, 108-114 (2005).
- [95] T. Sakamoto, A. Chiba, and T. Kawanishi, "50-Gb/s 16 QAM by a quad-parallel Mach-Zehnder modulator," *European Conference on Optical Communication (ECOC) 2007*, PDP2.8 (2007).
- [96] 黒川隆志 「光機能デバイス」 共立出版株式会社 (2004).
- [97] 及川哲, 清水亮, 菅野慎介, 近藤勝利, 本谷将之, 菅又徹, 市川潤一郎 「40Gbps DQPSK 変調用 LiNbO<sub>3</sub> 光変調器の開発」 住友大阪セメント Technical Report 2008, 10-15 (2008).
- [98] 杉山昌樹 「位相変調方式の要となる LN 変調器」 *OPTRONICS*, 3, 107-111 (2011).
- [99] 宮崎徳一, 加藤圭, 菅野慎介, 原徳隆, 須藤正明, 市川潤一郎 「LN 光ベクトル変調器に関する最新技術」 住友大阪セメント Technical Report 2011, 30-33 (2011).
- [100] 情報と通信のハイパーテキスト

[http://www.yobology.info/text/transversal\\_filter/transversal\\_filter.htm](http://www.yobology.info/text/transversal_filter/transversal_filter.htm)

- [101] 片岡伸元, 曾根恭介, 和田尚也, 青木泰彦, 宮田宏志, 木下進, 宮田英之, 尾中寛, 宮崎哲弥, 北山研一, 「40Gbit/s データ粒度可変光パケット／波長分岐挿入ノード実験」, 信学技報, PN2006-23, 73-78 (2006).
- [102] M. Mieno, H. Watanabe, S. Shinada, N. Wada, and H. Nakajima, “Variable Optical Code Generation by LiNbO<sub>3</sub> Modulators and Code Processing,” 15th OptoElectronics and Communications Conference OECC2010 (Sapporo, Japan), 9A3-4 (2010).
- [103] Y. Komai, S. Anzai, N. Wada, F. Moritsuka, T. Miyazaki and K. Kodate, “Repetition-Rate-Tunable Terahertz Optical Clock Generation Based on Optical Spectrum Synthesizer Using Attenuation and Phase-Tunable Arrayed Waveguide Grating,” Jpn. J. Appl. Phys., 46, 8B, 5508-5511 (2007).
- [104] Y. Tanaka, R. Kobe, T. Shioda, H. Tsuda, and T. Kurokawa, “Generation of 100-Gb/s Packets Having 8-Bit Return-to-Zero Patterns Using an Optical Pulse Synthesizer With a Lookup Table,” IEEE Photon. Technol. Lett., 21, 1, 39-41 (2009).
- [105] 三重野光子, 駒井友紀, 和田尚也, 品田聡, 中島啓幾, 小館香椎子 「帯域可変スペクトルシェイパによる光スペクトル信号処理」 レーザー研究, 38, 4, 272-278 (2010).
- [106] 駒井友紀, 三重野光子, 品田聡, 和田尚也, 小館香椎子 「導波路型光波シンセサイザを用いた超高速光パルス信号処理」 レーザー研究, 38, 5, 375-381 (2010).
- [107] 谷田貝豊彦 「光とフーリエ変換」 朝倉書店 (1992).
- [108] Eugene Hecht 「ヘクト光学Ⅲ－現代光学－」 丸善 (2003).
- [109] M. Mieno, Y. Komai, N. Wada S. Shinada, T. Yoda, T. Miyazaki, K. Kodate, “Ultrafast Time-spread Optical BPSK Code Label Generation and Processing Based on Variable Bandwidth Spectrum Shaper,” IEEE Photon. Technol. Lett. 21, 13, 860-862 (2009).
- [110] Y. Tanaka, R. Kobe, S. Takeda, T. Shioda, H. Tsuda, T. Kurokawa, “100-Gbps optical packets with 8-bit RZ pulse patterns generated by an optical pulse synthesizer,” European Conference on Optical Communication (ECOC) 2007, 4.3.3 (2007).
- [111] 依田琢也, 朴成哲, 和田尚也, 安西志摩子, 駒井友紀, 三重野光子, 宮崎哲弥, 小館香椎子 「高分解能光スペクトル制御システムとその応用」 Optics & Photonics Japan 2007 予稿集, 18-19 (2007).
- [112] オプトクエスト, <http://www.optoquest.co.jp/products/vbs.html>
- [113] 三重野光子, 渡部大樹, 品田聡, 和田尚也, 中島啓幾, 「ニオブ酸リチウム変調器とスペクトル制御デバイスを用いた光符号ラベル生成・処理」, 2011年電子情報通信学会ソサイエティ大会通信講演論文集, B-12-5 (2011).

- [114] M. Mieno, H. Watanabe, S. Shinada, N. Wada, and H. Nakajima, "Flexible Optical Label Generation and Processing by LiNbO<sub>3</sub> Modulators and a Spectrum Controller," 17th Microoptics Conference (Sendai, Japan), J-5(2011).
- [115] H. Watanabe, M. Mieno, S. Shinada, N. Kataoka, N. Wada, and H. Nakajima, "Flexible and High Extinction Optical Code Generation by LiNbO<sub>3</sub> Modulators," 16th OptoElectronics and Communications Conference OECC2011 (Kaohsiung, Taiwan), 5B3\_3 (2011).
- [116] M. Mieno, H. Watanabe, S. Shinada, N. Wada, and H. Nakajima, "Variable Generation and Processing of Optical Code Labels by LiNbO<sub>3</sub> Modulators and Spectrum Controller," 6th International Workshop on OPS & OCDMA (IWO) 2011, P-2 (2011).

## 付録

<光符号・復号化シミュレーション用 Matlab プログラム>

```
%4chipのプログラム
%gac 符号化用パルスの強度
%gap 符号化用パルスの位相
%fre 周波数[Hz]
%ram 波長[m]
tic; %計算時間の表示用

clear, close all
%%%%%サンプル数、時間分解能の設定
n2=2^14; %2^14=16384
N=n2; %サンプル数←FFTを行うために2^N
tka=1*10^-12; %時間間隔が1ps間隔に設定
tmax=N*tka; %信号長[sec] 今は1.6384ns
t=linspace(0, tmax, N); %時間の分解能 0.1ps

%%%%%FFT後の中心波長の設定
cwa=1550*(10^-9); %FFT後の中心波長
c=3*(10^8); %cは光速 3.0*10^8[m/s]

sse=40.*10^9; %ロジック回路CDRの帯域（速さ）を固定
se=1./sse;

%%%%%符号・復号化に用いる符号の設定
pha=2; %位相は2値
ch=4; %chはチップ数
pc=pha^ch;
coco=1;

for pm=1:pc %位相が2値のチップ数乗
    pm %pmの表示
    AA=zeros(1, ch); Ar=zeros(1, ch);
    pp=pm;
    jz=1;
    while pp>=1 %2値用プログラム
        a2=mod(pp, pha);
        Ar(1, jz)=a2;
        aa2=a2;
        if aa2==1 aa=pi;
        else if aa2==0 aa=0;
        end
        end
        AA(1, jz)=aa; %0やpiはAAに収納
        pp=pp./2;
        pp=fix(pp);
        jz=jz+1;
    end
    code1=[AA(1, 1) AA(1, 2) AA(1, 3) AA(1, 4)]; %符号1の設定 0とpi 4chip
    code1a(pm, 1)=AA(1, 1);
    code1a(pm, 2)=AA(1, 2);
    code1a(pm, 3)=AA(1, 3);
    code1a(pm, 4)=AA(1, 4);

    code2a(pm, 1)=Ar(1, 1);
    code2a(pm, 2)=Ar(1, 2);
    code2a(pm, 3)=Ar(1, 3);
```

サンプル数等の  
基本項目の設定

符号パラメータの  
設定

符号化用の符号を  
配列に収納

```

code2a(pm, 4)=Ar(1, 4);

for qm=1:pc          %位相が2値のチップ数乗
  BB=zeros(1, ch); Br=zeros(1, ch);
  %qm=qm-1;
  %hh=0;
  jx=1;
  qq=qm;
  while qq>=1      %2値用プログラム
    b2=mod(qq, pha);
    Br(1, jx)=b2;
    bb2=b2;
    if bb2==1 bb=pi;
    else if bb2==0 bb=0;
    end
    end
    BB(1, jx)=bb;      %0やpiはAAに収納
    qq=qq./2;
    qq=fix(qq);
    jx=jx+1;
  end
  code2=[BB(1, 4) BB(1, 3) BB(1, 2) BB(1, 1)];      %符号2の設定 順番を逆にする
  code1b(qm, 1)=BB(1, 1);
  code1b(qm, 2)=BB(1, 2);
  code1b(qm, 3)=BB(1, 3);
  code1b(qm, 4)=BB(1, 4);
  code2b(qm, 1)=Br(1, 1);
  code2b(qm, 2)=Br(1, 2);
  code2b(qm, 3)=Br(1, 3);
  code2b(qm, 4)=Br(1, 4);
  codeab(coco, :)=[code1 code2];      %符号aとbを同じ配列に突っ込む
  %%%%%%%%%受信器PDのパラメータ*****PD*
  sa=40*(10^9);      %saは帯域←サンプリング周波数
  ss=0.6;      %ssは受信感度R[A/W]
  rr=300;      %rrは帰還抵抗[オーム]
  %%%%%%%%%符号化用パルス生成 %%%%%%%%%
  gh=25*(10^(-12));      %ghはガウシアンパルスの全幅=チップ間隔
  gh2=gh./tka;      %ghに必要幅を求める
  gh3=gh2./2;
  g=-gh3:(gh3-1);      %100psの場合-500:499 ガウシアン全幅が100ps
  %s=1;      %sは標準偏差
  a=0;      %中心の位置0 ピークがたつ場所
  eb=500.*(10^-6);      %いまはピークの高さを500uV (実験値より)
  b=sqrt(eb./(rr.*ss));      %PDの影響を考慮して、光パワー[W]を求める
  fs=gh/2;      %fsはガウシアン半値全幅-----
  f=fs./tka;      %fに必要幅を求める
  s=f./(2*sqrt(2*log(2)));
  %ga=b*exp(-((g-50)-a).^2/2/s^2)/sqrt(2*pi)/s;
  ga=b.*exp(-(g-a).^2/2/s^2);      %gaは横軸gの振幅
  gi=ga.^2;      %giは強度
  %gmax=1/sqrt(2*pi)/s;
  %plot(ga)

  ama=(mod(N, (ch.*gh2)))/2;      %ガウシアン全幅
  na=(N-ama.*2)./(ch.*gh2);
  if mod(na, 2)==0
    ck=1;      %商が偶数の場合

```

```

else
    ck=0;          %商が奇数の場合
    na=na+1;      %符号入れてくときに、na/2を使うため
end
ama2=ceil(ama./2);          %最初と最後の、余分な部分の数を算出

if ama2-(ama./2)>0
    N=N-1;
end

zz=zeros(1,ama);          %最初と最後の0の部分（余り）
gac1=zz; gac2=zz;
gap1=zz; gap2=zz;          %強度がない部分の位相は0

z=zeros(1,gh2);          %zはチップパルスの塊の間隔
z2=zeros(1,ceil(gh2.*ch./2)); %偶数のとき用、あまった0の部分の前後に分ける

for k=1:(na/2)
    if k==1          %時間波形生成の最初（余り除く）
        if ck==1
            gac1=[gac1,z2]; gac2=[gac2,z2];
            gap1=[gap1,z2]; gap2=[gap2,z2];
        end
    end
    for u=1:ch;
        gac1=[gac1,gi]; gac2=[gac2,gi];          %チップ数分だけ並べる
        for g2=-gh3:(gh3-1)
            gap1=[gap1,code1(1,u)]; gap2=[gap2,code2(1,u)];
        end
    end
end
if k==(na/2)          %時間波形生成の最後（余り除く）
    if ck==1          %偶数のとき処理、奇数のときはもう終わり
        gac1=[gac1,z2]; gac2=[gac2,z2];
        gap1=[gap1,z2]; gap2=[gap2,z2];
    end
else for uu=1:ch;
    gac1=[gac1,z]; gac2=[gac2,z];
    gap1=[gap1,z]; gap2=[gap2,z];
end
end
end
gac1=[gac1,zz]; gac2=[gac2,zz];          %強度情報の入った符号化用パルス完成
gap1=[gap1,zz]; gap2=[gap2,zz];          %位相情報の入った符号化用パルス完成

for optt=1:N
    %for optt=1:N-1
    optg1(optt,1)=t(1,optt);
    optg1(optt,2)=gac1(1,optt);
    optg1(optt,3)=gap1(1,optt);
    optg2(optt,1)=t(1,optt);
    optg2(optt,2)=gac2(1,optt);
    optg2(optt,3)=gap2(1,optt);
end

%%%%%%%%%%%%%%符号化に用いる光パルスをPDで受信して表示する
%%%%%%%%%%%%%%光信号→電気信号に変換%%%%%%%%%%%%%%
%I[A]←aint3に相当
sat=1/sa;          %設定したPDの帯域での、時間間隔 40G→25ps
satk=sat/tka; %1つの間隔に、何個の時間が入るかを時間分解能より算出 40G→250個
satk2=satk/2; %1つの時間間隔の塊の真ん中の値
tt=fix(tmax./sat); %全体に、何個の時間の塊が入るか
nt=(1:tt+1).*sat; %平均化した後に用いる時間軸
gtsv1=zeros(1,tt+1);

```

```

gtsv2=zeros(1, tt+1);

for gg=1:N-1
    gvv1(1, gg)=gac1(1, gg). *ss. *rr; %光電流*帰還抵抗で、光電圧求める
    gha=ceil(gg./satk); %データ入れるgtsi, gtsvの番号を算出
    gtsv1(1, gha)=gtsv1(1, gha)+gvv1(1, gg); %電圧を足していく
    gvv2(1, gg)=gac2(1, gg). *ss. *rr; %光電流*帰還抵抗で、光電圧求める
    gtsv2(1, gha)=gtsv2(1, gha)+gvv2(1, gg); %電圧を足していく
end

for gka=1:(tt+1)
    gtsva1(1, gka)=gtsv1(1, gka)./satk;
    gtsva2(1, gka)=gtsv2(1, gka)./satk;
end

%%%%%%符号化後の波形をPDで受信→電気の波形を算出
for dtaa2=1:(tt+1)
    %dagtsia1=[nt:gtsia1]; %電流
    dagtsiv1(dtaa2, 1)=nt(1, dtaa2);
    dagtsiv1(dtaa2, 2)=gtsv1(1, dtaa2); %電圧
    %dagtsia2=[nt:gtsia2];
    dagtsiv2(dtaa2, 1)=nt(1, dtaa2);
    dagtsiv2(dtaa2, 2)=gtsv2(1, dtaa2);
end

%FFTする前に、入力信号をa+bi (実部と虚部) の形で表す必要がある
re1=gac1.*cos(gap1); re2=gac2.*cos(gap2);
im1=gac1.*sin(gap1); im2=gac2.*sin(gap2);
tif1=re1+im1*i; tif2=re2+im2*i;

F1=fft(tif1); F2=fft(tif2);
F1=fftshift(F1); F2=fftshift(F2);

%FFT後の関数を、実部と虚部に分ける
are1=real(F1); are2=real(F2);
aim1=imag(F1); aim2=imag(F2);

aamp1=sqrt((are1).^2+(aim1).^2); aamp2=sqrt((are2).^2+(aim2).^2);
aint1=aamp1.^2; aint2=aamp2.^2;
aphase1=atan((aim1)./(are1)); aphase2=atan((aim2)./(are2));

fka=1/tka/N;
frec=c/cwa;
%%周波数[Hz]を波長[m]に変換
for f=1:N
    if f<(N/2)
        fre(1, f)=frec+(fka.*((N/2)-f));
        ram(1, f)=c/fre(1, f);
    else if f==N/2
        fre(1, f)=frec;
        ram(1, f)=c/fre(1, f);
    else if f>(N/2)
        fre(1, f)=frec-(fka.*(f-(N/2)));
        ram(1, f)=c/fre(1, f);
    end
end
end

%%%%%%相関開始
rseki=(are1.*are2)-(aim1.*aim2); %ac-bd 実数部分
iseki=(aim1.*are2)+(are1.*aim2); %bc+ad 虚数部分 虚数は後でかける

```

FFTの実行

```

seki=rseki+iseki.*i; %逆FFTするための関数

S=ifft(seki); %スペクトル→時間波形
S=fftshift(S);

%逆FFT後の関数を、実部と虚部に分ける
are3=real(S); %実部
aim3=imag(S); %虚部

aamp3=sqrt((are3).^2+(aim3).^2);
aint3=aamp3.^2;
aphase3=atan((aim3)./(are3));

aint3d=10.*log10(aint3./0.001);

%subplot(2,1,1); plot(t,aint3);
%subplot(2,1,2); plot(t,aphase3);

coco=coco+1;

%%%%%%%%%%%%%%光信号→電気信号に変換%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%復号化後の波形を電気に変換%%%%%%%%%%%%%%
%I[A]←aint3に相当
tsi=zeros(1,tt+1);
tsv=zeros(1,tt+1);

ham=0;
for nn=1:N
    vv(1,nn)=aint3(1,nn).*ss.*rr; %光電流*帰還抵抗で、光電圧求める
    %ここで入力ガウシアンの高さbで規格化したい%%%%%%%%
    ha=ceil(nn./satk); %データ入れるtsi,tsvの番号を算出
    %tsi(1,ha)=tsi(1,ha)+ia(1,nn); %電流を足していく
    %tsv(1,ha)=tsv(1,ha)+vv(1,nn); %電圧を足していく
    if ha>ham ham=ha; end
end

%入力・出力電圧のパワーを等しくする
%最初の符号の相関は、自己相関になるので、そこでの最大値を用いる
%bv=b^2; %入力に用いた実験値を、bvで取り出す
if pm==1 & qm==1
    amax=max(tsv); %最大値の算出
    amax2=1000*eb;
end

amax2=1000*eb;
tsv=tsv./amax.*eb; %規格化後×eb
tsv=tsv.*1000; %電圧を1000倍にアンプした
tsvmax=max(tsv);

pqm=(pm-1).*pc+qm+1;
for dta2=1:(tt+1) %電圧
    if pm==1 & qm==1
        datsv(dta2,1)=nt(1,dta2); %出力ファイルを横→縦
    end
    datsv(dta2,pqm)=tsv(1,dta2); %電圧の波形を保存
end

chka=(2.*ch-1).*gh; %復号化後のパルスの全幅
% (2×(チップ数ch)-1)×(チップ間隔gh)
vavep=mean(tsv(:)); %スカラーの値%%%%%%%%電圧の平均値%
sse1=ceil(se/sat); % (PDの帯域)/(CDRの帯域)を切り上げ
sse2=sse1./2;

```

```

sst=ceil((tt+1)/2);
vha=(sst-sse2):(sst+sse2);      %CDRIに合わせた帯域を抽出する用
cse1=ceil(chka/sat);
cse2=cse1./2;
cse2=(cse1+1)/2;
tkaa=(sst-cse2):(sst+cse2);    %チップ数とチップ間隔に合わせた帯域を抽出する用

tkaa2=tsv(tkaa);                %電気の強度入れる
%vave=mean(tsv(tkaa2));

cdrh(1,pm+qm+1)=pm;
cdrh(2,pm+qm+1)=qm;
if chka<=se
    vavepr=mean(tsv(vha));      %スカラーの値
end

%時間軸の中心は、sst
if chka>se
    cse3=se;                    %cse3は時間領域(psレベル)の値
    cta=ceil(cse3./sat/2);
    tkaa3=(sst-cta):(sst+cta);
    vavepr=mean(tsv(tkaa3));
end

atra(pm+1-1+1,1)=pm;
atra(1,qm+1)=qm;
atra(pm+1-1+1,qm+1)=vavepr;    %全部の電圧のパワーを入れる為の配列atra
save atra_4B_0527_40Gchips_CDR40G.asc atra -ascii

ca(pm+1-1+1,1)=pm;
ca(1,qm+1)=qm;
ca(pm+1-1+1,qm+1)=tsvmax;

%pの値(自己相関の最大値)は全部同じだとみなすと
pca(pm+1-1+1,1)=pm;
pca(1,qm+1)=qm;
pca(pm+1-1+1,qm+1)=tsvmax/amax2;
save atra_4B_0527_40Gchips_CDR40G.asc atra -ascii
end
end
save code2a_4B_0527_40Gchips_CDR40G.asc code2a -ascii      %符号の保存(0,1で表示)
save code2b_4B_0527_40Gchips_CDR40G.asc code2b -ascii      %符号の保存(0,1で表示)
save codeAB_4B_0527_40Gchips_CDR40G.asc codeab -ascii      %符号の保存
save opt_4B_v0527_en_1ss_40Gchips_CDR40G.asc optg1 -ascii  %符号化後の光1
save el_4B_v0527_en_1ss_40Gchips_CDR40G.asc dagtsiv1 -ascii
save tsv_4B_0527_40Gchips_CDR40G.asc tsv -ascii            %最後のtsvの保存
save el_4B_0527_40Gchips_de_CDR40G.asc datstv -ascii       %復号化後の電気 容量大きく

tocf(4);
%End of file
各出力結果を
ファイルに算出

```

## 研究業績

### 学術論文

1. M. Mieno, H. Watanabe, S. Shinada, N. Wada, and H. Nakajima, “Optical BPSK code labels generation using LiNbO<sub>3</sub> modulators,” *IEICE Electron. Express*, 8, 19, 1614-1620 (2011).
2. 駒井友紀, 三重野光子, 品田聡, 和田尚也, 小館香椎子「導波路型光波シンセサイザを用いた超高速光パルス信号処理」*レーザー研究*, 38, 5, 375-381 (2010).
3. 三重野光子, 駒井友紀, 和田尚也, 品田聡, 中島啓幾, 小館香椎子「帯域可変スペクトルシェイパによる光スペクトル信号処理」*レーザー研究*, 38, 4, 272-278 (2010).
4. M. Mieno, Y. Komai, N. Wada S. Shinada, T. Yoda, T. Miyazaki, K. Kodate, “Ultrafast Time-spread Optical BPSK Code Label Generation and Processing Based on Variable Bandwidth Spectrum Shaper,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 21, 13, 860-862 (2009).
5. S. Anzai, Y. Komai, M. Mieno, N. Wada, T.Yoda, T. Miyazaki, K. Kodate, “Terahertz optical clock generation with tunable repetition rate and central wavelength using variable-bandwidth spectrum shaper,” *Opt. Express*, 17, 7, 4932-4937 (2009).
6. 安西志摩子, 駒井友紀, 三重野光子, 小館香椎子「アレイ導波路格子を用いた光波シンセサイザによる超高速光信号の生成」, *日本女子大学紀要理学部*, 16, 21-28 (2007).

### 国際会議・シンポジウム

1. M. Mieno, H. Watanabe, S. Shinada, N. Wada, and H. Nakajima, “Variable Generation and Processing of Optical Code Labels by LiNbO<sub>3</sub> Modulators and Spectrum Controller,” 6th International Workshop on OPS & OCDMA (IWOO) 2011, P-2 (2011).
2. H. Watanabe, M. Mieno, S. Shinada, N. Wada, and H. Nakajima, “Flexible and High-Efficient Optical Code Label Generation by LiNbO<sub>3</sub> Modulators,” 6th International Workshop on OPS & OCDMA (IWOO) 2011, P-8 (2011).
3. M. Mieno, H. Watanabe, S. Shinada, N. Wada, and H. Nakajima, “Flexible Optical Label Generation and Processing by LiNbO<sub>3</sub> Modulators and a Spectrum Controller,” 17th Microoptics Conference (MOC) '11 (Sendai, Japan), J-5 (2011).
4. H. Watanabe, M. Mieno, S. Shinada, N. Kataoka, N. Wada, and H. Nakajima, “Flexible and High Extinction Optical Code Generation by LiNbO<sub>3</sub> Modulators,” 16th OptoElectronics and Communications Conference OECC2011 (Kaohsiung, Taiwan), 5B3\_3 (2011).
5. M. Mieno, H. Watanabe, S. Shinada, N. Wada, and H. Nakajima, “Variable Optical Code Generation by LiNbO<sub>3</sub> Modulators and Code Processing,” 15th OptoElectronics and Communications Conference OECC2010 (Sapporo, Japan), 9A3-4 (2010).
6. M. Mieno, H. Watanabe, S. Shinada, N. Wada, and H. Nakajima, “Optical code generation

using LiNbO<sub>3</sub> intensity and phase modulator,” 4th International Workshop on OPS & OCDMA (IWOO) 2009, 8-8 (2009).

7. M. Mieno, Y. Komai, N.Wada, S.Shinada, T.Miyazaki, and K. Kodate, “Variable-Waveform Pulse Generation by Spectrum Control Using Variable Bandwidth Spectrum Shaper,” Japan Taiwan Bilateral Science & Technology Symposium (Tochigi, Japan), 91-92(2008).
8. M. Mieno, Y. Komai, N.Wada, S.Shinada, T.Yoda, T.Miyazaki, and K. Kodate, “Variable-Waveform Pulse Generation by Controlling Amplitude and Phase of Spectrum Using High-Resolution Optical Spectrum Controller,” Microoptics Conference (MOC) '08 (Brussels, Belgium), 306-307 (2008).
9. S. Anzai, M. Mieno, Y. Komai, N.Wada, T.Yoda, T.Miyazaki, and K. Kodate, “Amplitude, Phase and Bandwidth Tunable High-Resolution Optical Spectrum Shaper and Its Application for Optical Communication Systems,” The Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC) 2008 (San Diego, USA), JThA25 (2008).
10. Y. Komai, H. Nagano, M. Mieno, K. Okamoto and K. Kodate, “Visible AWG spectroscopic sensor using a parabola-shaped sample injection waveguide,” Microoptics Conference (MOC) '07 (Kagawa, Japan), H30, 194-195(2007).
11. M. Mieno, F.Moritsuka, Y. Komai, S. Anzai, K. Kodate, N.Wada, T.Sakamoto, T.Kawanishi, and M.Izutsu, “Optical Code Label Processing Using Multi-Port Optical Spectrum Synthesizer and Frequency Comb Generator,” OECC/IOOC 2007 (Yokohama, Japan), 11A3-3, 122-123 (2007).
12. S. Anzai, Y. Komai, M. Mieno, N.Wada, T.Yoda, T.Miyazaki, and K. Kodate, “Repetition Rate and Central wavelength Tunable Terahertz Optical Clock Generation Using Variable Bandwidth Spectrum Shaper,” OECC/IOOC 2007 (Yokohama, Japan), 11D2-2, 180-181 (2007).
13. S. Anzai, Y. Komai, M. Mieno, N.Wada, T.Yoda, T.Miyazaki, and K. Kodate, “Variable Rate and Tunable Central wavelength Terahertz Repetition Rate Optical Clock Generation Using Variable Bandwidth Spectrum Shaper,” CLEO/EUROPE 2007 (Munich, Germany), CI-13-THU (2007).

## 国内学会

1. 三重野光子, 渡部大樹, 品田聡, 和田尚也, 中島啓幾, 「ニオブ酸リチウム変調器とスペクトル制御デバイスを用いた光符号ラベル生成・処理」, 2011年電子情報通信学会ソサイエティ大会通信講演論文集, B-12-5 (2011).
2. 三重野光子, 渡部大樹, 品田聡, 和田尚也, 中島啓幾, 「ニオブ酸リチウム変調器を用いた光符号生成における識別可能な符号数に関する検討」, 2011年電子情報通信学会総合大会通信講演論文集, B-12-23 (2011).
3. 渡部大樹, 三重野光子, 品田聡, 和田尚也, 中島啓幾, 「LiNbO<sub>3</sub> 変調器による光符号生

成 (1) ～光符号化用パルスの形状の検討～, 2010 年電子情報通信学会ソサイエティ大会通信講演論文集, B-12-14 (2010).

4. 三重野光子, 渡部大樹, 品田聡, 和田尚也, 中島啓幾, 「LiNbO<sub>3</sub> 変調器による光符号生成 (2) ～受光後のしきい値処理に関する検討～», 2010 年電子情報通信学会ソサイエティ大会通信講演論文集, B-12-13 (2010).
5. 三重野光子, 「フォトニックネットワーク用高速光符号化技術」, 日本学術会議 公開シンポジウム 先端フォトニクスの展望, 75 (2010).
6. 三重野光子, 渡部大樹, 品田聡, 和田尚也, 中島啓幾, 「LiNbO<sub>3</sub> 変調器を用いた光強度・位相変調による光符号生成」, 電子情報通信学会 2010 年総合大会, B-12-10 (2010).
7. 三重野光子, 駒井友紀, 和田尚也, 品田聡, 依田琢也, 宮崎哲弥, 小館香椎子 「高分解能光スペクトル制御による時間拡散 BPSK 符号の生成および評価」, 2009 年春季第 56 回応用物理学会学術講演会, 2a-P15-7, 3, 1250 (2009).
8. 坂部友, 三重野光子, 駒井友紀, 和田尚也, 品田聡, 宮崎哲弥, 小館香椎子, 「AWG 型光波シンセサイザを用いたスペクトル位相制御による高速光パルス列生成」, Optics & Photonics Japan 2008 予稿集, 156-157 (2008).
9. 三重野光子, 駒井友紀, 和田尚也, 品田聡, 依田琢也, 宮崎哲弥, 小館香椎子, 「位相・強度制御可能な高分解能スペクトルシェイパーによる時間拡散 BPSK 符号の生成」, 2008 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 249 (2008).
10. 三重野光子, 安西志摩子, 駒井友紀, 和田尚也, 依田琢也, 宮崎哲弥, 小館香椎子, 「帯域可変スペクトルシェイパーを用いたスペクトル制御によるパルス整形」, 2007 年春季第 55 回応用物理学会学術講演会講演予稿集, 3, 1256 (2008).
11. 安西志摩子, 三重野光子, 駒井友紀, 和田尚也, 依田琢也, 宮崎哲弥, 小館香椎子, 「位相・強度制御可能な帯域可変スペクトルシェイパーを用いたパルス処理」, 電子情報通信学会 2008 年秋総合大会講演論文集, 419 (2008).
12. 駒井友紀, 安西志摩子, 三重野光子, 小館香椎子, 「帯域スペクトルシェイパーを用いた繰り返し周波数・中心波長可変な THz 光クロックの生成」, 第 106 回微小光学研究会 「超高速光通信と微小光学」, 25, 4, 33-37 (2007).
13. 依田琢也, 朴成哲, 和田尚也, 安西志摩子, 駒井友紀, 三重野光子, 宮崎哲弥, 小館香椎子, 「高分解能光スペクトル制御システムとその応用」, Optics&Photonics Japan 2007 予稿集, 18-19 (2007).
14. 安西志摩子, 駒井友紀, 三重野光子, 和田尚也, 依田琢也, 宮崎哲弥, 小館香椎子, 「帯域可変スペクトルシェイパーを用いたテラヘルツ光クロックの生成」, 2007 年秋季第 68 回応用物理学会学術講演会講演予稿集, 3, 1199 (2007).
15. 安西志摩子, 駒井友紀, 杜塚英美, 三重野光子, 和田尚也, 宮崎哲弥, 小館香椎子, 「可変光波シンセサイザを用いたテラヘルツ光クロックの生成 II」, 2007 年春季第 54 回応用物理学会学術講演会講演予稿集, 3, 1238 (2007).
16. 三重野光子, 駒井友紀, 小館香椎子, 「光波シンセサイザを用いたスペクトル光符号・

復号化における最適符号の検討」, 電子情報通信学会 2007 年情報・システムソサイエティ総合大会特別号, 108 (2007).

17. 三重野光子, 駒井友紀, 小館香椎子, 「導波路型光波シンセサイザを用いた光符号・復号化における最適符号の検討」, 電子情報通信学会東京支部学生会研究発表会第 12 回講演論文集, 88 (2007).
18. 三重野光子, 駒井友紀, 小館香椎子, 「導波路型光波シンセサイザを用いた光符号・復号化における最適符号の検討」, 情報フォトニクス研究会第 1 回関東学生研究論文講演会 (2007).
19. 三重野光子, 駒井友紀, 杜塚英美, 安西志摩子, 和田尚也, 宮崎哲弥, 小館香椎子, 「マルチポート光波シンセサイザを用いた光符号・復号化における最適符号の検討」, Optics & Photonics Japan 2006 講演予稿集, 406-407 (2006).

## 受賞

1. 受賞名 : 人気ポスター賞  
発表 : 日本学術会議主催 公開シンポジウム 先端フォトニクスの展望  
団体名 : 日本学術会議 総合工学委員会 ICO 分科会  
タイトル : 「フォトニックネットワーク用高速光符号化技術」  
表彰者 : 三重野光子  
日時 : 2010 年 4 月
2. 受賞名 : 学生ランチサービスアワード  
学会名 : 電子情報通信学会東京支部  
表彰者 : 日本女子大学 Student Branch 三重野光子, 黒田綾香, 秋山怜子, 羽根坂円彩  
日時 : 2009 年 3 月
3. 受賞名 : Best Paper Award  
発表学会名 : Optoelectronics and Communications Conference/Integrated Optics and Optical Fiber Communication 2007  
連名者 : S. Anzai, Y. Komai, M. Mieno, N.Wada, T.Yoda, T.Miyazaki, K. Kodate  
タイトル : 「Repetition Rate and Central wavelength Tunable Terahertz Optical Clock Generation Using Variable Bandwidth Spectrum Shape」  
日時 : 2007 年 7 月
4. 受賞名 : 学生会奨励賞  
発表学会名 : 第 12 回電子情報通信学会東京支部学生会研究発表会  
連名者 : 三重野光子, 駒井友紀, 小館香椎子

タイトル : 「導波路型光波シンセサイザを用いた光符号・復号化における最適符号の検討」

日時 : 2007年5月