

博士論文

集積フォトニクスを用いた  
短距離コヒーレント光伝送システムに関する研究

東京大学大学院 工学系研究科  
先端学際工学

石村 昇太

指導教員 種村 拓夫 准教授

令和3年6月1日

# 目次

第 1 章	序論	12
1.1	本研究の背景	12
1.2	本研究の目的・成果	13
1.3	本論文の構成	15
第 2 章	コヒーレント伝送技術の基礎	17
2.1	はじめに	17
2.2	受信器構成	18
2.2.1	180 度光ハイブリッド	18
2.2.2	90 度光ハイブリッド	19
2.2.3	偏波ダイバーシティ	20
2.3	送信器構成	20
2.4	変調方式と受信方式	23
2.4.1	変調方式	23
2.4.2	QAM 信号のスペクトル利用効率	24
2.4.3	受信方式	25
2.5	信号処理	29
2.5.1	アナログ-デジタル変換	29
2.5.2	固定分散補償	29
2.5.3	適応フィルタ	31
2.5.4	搬送波位相推定	33
2.6	まとめ	34
第 3 章	セルフコヒーレント伝送技術の基礎	35
3.1	はじめに	35
3.2	システム形態	35
3.3	LO 周波数多重システムとクラマース・クロニツヒ受信	37
3.3.1	クラマース・クロニツヒ受信器による複素振幅の回復	37

3.3.2	信号処理	40
3.4	LO 偏波多重システムとストークスベクトル受信	40
3.4.1	ストークスアナライザによる複素振幅の回復	40
3.4.2	信号処理	42
3.5	まとめ	44
<b>第 4 章</b>	<b>直列位相変調器を用いた簡易偏波多重送信器</b>	<b>45</b>
4.1	はじめに	45
4.2	提案構成と動作原理	47
4.3	シミュレーションによる性能解析	49
4.4	まとめ	53
<b>第 5 章</b>	<b>ストークスアナライザ型コヒーレント受信器</b>	<b>55</b>
5.1	はじめに	55
5.2	基本原理	56
5.2.1	概要	56
5.2.2	数式による表現	58
5.2.3	120 度光ハイブリッドとの比較	60
5.3	実証実験	61
5.3.1	試作器の開発	61
5.3.2	伝送実験系	62
5.3.3	実験結果	64
5.4	まとめ	65
<b>第 6 章</b>	<b>セルフコヒーレント伝送システムにおける位相雑音の影響解析</b>	<b>67</b>
6.1	はじめに	67
6.2	遅延自己ヘテロダイン干渉法における電気信号のスペクトル形状	68
6.2.1	基礎理論	68
6.2.2	正規化線幅と正規化遅延	72
6.3	シミュレーションによる性能解析	72
6.3.1	シミュレーションモデル	72
6.3.2	シミュレーション結果	74
6.3.3	ケーススタディ	77
6.4	実験	78
6.5	まとめ	81
<b>第 7 章</b>	<b>シリコンフォトニクスを用いたストークスアナライザの実装</b>	<b>83</b>

7.1	はじめに	83
7.2	対称構造を有するストークスアナライザ	84
7.2.1	モード変換器を用いた偏波回転・分離	84
7.2.2	45度直線偏波基底ストークスアナライザ	86
7.3	実験的実証	87
7.3.1	デバイス設計	87
7.3.2	提案ストークスアナライザを用いた偏波測定実験	89
7.4	まとめ	94
第8章	結論	95
付録A	群速度分散の伝送システムへの影響	97
A.1	線形位相特性	97
A.2	群遅延と群遅延分散	98
A.3	光ファイバにおける群速度分散	99
A.4	AM-PM変換と分散フェージング	101
付録B	最適送受信フィルタ	104
B.1	整合フィルタ	104
B.2	レイズドコサインフィルタ	106
B.3	ルートレイズドコサインフィルタ	107
付録C	ブラインド偏波トラッキングアルゴリズム	109
C.1	定包絡線を有する変調方式のためのアルゴリズム	109
C.2	複数の振幅値を有する変調方式のためのアルゴリズム	111
付録D	ブラインドPDL補償アルゴリズム	113
D.1	トラッキングアルゴリズムの原理	113
D.2	シミュレーションによる原理検証	115
参考文献		117
発表文献・成果一覧		125
A	本論文に関連する査読付き論文誌（主著）	125
B	本論文に関連する査読付き国際学会（主著）	125
C	その他査読付き論文誌（主著）	125
D	その他査読付き国際学会（主著）	126
E	その他査読付き論文誌（共著）	128

F	その他査読付き国際学会（共著）	128
G	その他国内学会（主著）	130
H	その他国内学会（共著）	131
I	解説・特集記事	131
J	講演	132
K	出願特許	132
L	表彰	133
M	専門委員としての活動	133

# 図目次

1.1	光ネットワークの概念図	14
1.2	本論文の構成	15
2.1	180 度光ハイブリッドの構成図	18
2.2	90 度光ハイブリッドの構成図	20
2.3	偏波ダイバーシティの構成図	21
2.4	MZ 変調器の構成図	21
2.5	MZ 変調器を用いた際の光フェイザーダイアグラム	22
2.6	IQ 変調器の構成図	23
2.7	QPSK のコンステレーション図	24
2.8	振幅変調のスペクトル概念図	25
2.9	IQ 変調のスペクトル概念図	25
2.10	ホモダイン受信のスペクトル概念図	27
2.11	ヘテロダイン受信のスペクトル概念図	28
2.12	デジタルコヒーレント受信器における信号処理ブロックダイアグラム	29
2.13	FIR フィルタを用いた畳み込みの構成	30
2.14	周波数領域での群速度分散の補償	30
2.15	バタフライ構成、あるいは $2 \times 2$ の MIMO 構成	33
2.16	CMA と搬送波位相推定を用いた信号等化の様子	33
3.1	セルフコヒーレント伝送のシステム形態	36
3.2	SSB 信号のスペクトル概念図	39
3.3	KK 受信における DSP ブロックダイアグラム	40
3.4	ストークスアナライザの種々の形態	42
3.5	LO 偏波多重システムにおける QPSK と 16QAM のストークス空間におけるコン ステレーション図	43
4.1	従来の偏波多重 IQ 変調器と直接型偏波多重変調器の構成図	46
4.2	IQ 変調器と位相変調器を用いて生成した QPSK のコンステレーション図	47

4.3	提案送信器構成	48
4.4	DSP ブロックダイアグラム	48
4.5	変調前後でのスペクトル比較	49
4.6	AWG 雑音環境下での BER 特性	50
4.7	有限な偏波消光比のもとでの BER 特性	51
4.8	不完全な 45 度偏波回転器を用いた際の BER 特性	52
4.9	帯域制限による提案方式への影響	53
5.1	ストークスアナライザの一形態	56
5.2	ストークスアナライザに受信側から LO 光を注入した場合	57
5.3	ストークスアナライザ型コヒーレント受信器	57
5.4	偏波ダイバーシティストークスアナライザ型コヒーレント受信器	58
5.5	120 度光ハイブリッドの構成	60
5.6	120 度光ハイブリッドと ADC を含む電気回路の構成	61
5.7	ストークスアナライザ型コヒーレント受信器の空間光学系による構成図	62
5.8	試作したストークスアナライザ型コヒーレント受信器	63
5.9	伝送実験のための実験系	63
5.10	QPSK 伝送時の BER 特性とコンステレーション	64
5.11	8QAM 伝送時の BER 特性とコンステレーション	65
6.1	遅延自己ヘテロダイン干渉法の概念図	68
6.2	シミュレーションモデル	73
6.3	$D$ の増加に対するスペクトルの変化 ( $\Delta\nu = 10^{-4}$ )	74
6.4	各変調方式におけるペナルティ	75
6.5	1 dB のペナルティを発生させる $D$ と $\Delta\nu$	76
6.6	シングルタップ位相補償器を有する DD-LMS を用いた際のペナルティのタップ数依存性	77
6.7	実験系	79
6.8	2 種類のレーザの FM 雑音スペクトル	80
6.9	2 種類のレーザのフィールドスペクトル	80
6.10	実験結果	82
7.1	断熱型モード変換器の概念図	84
7.2	導波路幅に対する等化屈折率の変化	85
7.3	方向性結合器を用いたモード分離機構	85
7.4	Y 字分岐を用いたモード分離機構	86
7.5	集積フォトニクスを用いた際の、ストークスアナライザの従来構成と提案構成	87

7.6	試作チップ内で用いたモード変換器の概形と断面の強度分布のシミュレーション結果	88
7.7	モード変換器の進行方向の強度分布のシミュレーション結果	88
7.8	試作チップ内で用いた Y 字分岐の概形と進行方向の強度分布のシミュレーション結果	89
7.9	ストークスアナライザの回路構成	89
7.10	モード変換器と Y 字分岐の SEM 画像	90
7.11	ストークスアナライザの顕微鏡画像	90
7.12	静的環境での実験系	91
7.13	ストークス空間で直交した 2 つのリング	91
7.14	計測された各ポートからの光電流値	92
7.15	実験的に観測されたストークス空間で直交した 2 つのリング	92
7.16	動的環境での実験系	93
7.17	オシロスコープでキャプチャした $S_2$ - $S_3$ 面	93
A.1	因果律を満たさないインパルス応答と満たすインパルス応答	98
A.2	線形位相特性と群遅延の関係	99
A.3	AM-PM 変換のフェイザーダイアグラム表現	101
A.4	AM-PM 変換後の 3 dB 帯域	102
B.1	受信直後におけるスペクトルのイメージ図	105
B.2	レイズドコサインフィルタの周波数応答	106
B.3	レイズドコサンフィルタのインパルス応答	107
C.1	ブラインド偏波トラッキングアルゴリズムの回路イメージ	111
C.2	ブラインド偏波トラッキングアルゴリズムの性能	112
D.1	ストークス空間上での PDL	114
D.2	PDL と偏波回転の両者の補償前と補償後のストークス空間におけるコンステレーション図	115
D.3	提案アルゴリズムを用いた際の BER 特性	116



# 表目次

6.1	10 MHz の線幅のレーザを用いた際に許容されるミスマッチ長 . . . . .	78
-----	---	----

# 内容概観

クラウドコンピューティングや 5G 無線通信システムの普及により、通信トラフィックは近年指数関数的に増大している。これら大容量通信を支える技術として、光ファイバ通信も近年飛躍的な進歩を遂げている。90 年代には波長多重技術や光ファイバ増幅技術が確立され、海底系システムにおいてはテラビット級の伝送レートが達成可能となった。しかしながら、当時の光変調方式の主流は光の強弱に情報をのせる強度変調であり、さらなる伝送容量拡大のため、2000 年代からコヒーレント伝送技術の研究開発が盛んに行われた。コヒーレント伝送技術とは、光の強度だけでなく位相も情報伝達に用いる手法である。これにより光通信システムにおいても、無線通信システムのような高度な変調方式を採用することができるようになった。その後コヒーレント伝送技術は実用化され、現在では海底系システムをはじめ、都市と都市をつなぐ長・中距離系の伝送システムでも採用されるに至っている。

ところで、近年 Google や Facebook などの大規模データを扱う事業者が、メガデータセンターと呼ばれる超大型データセンターを各地に建設している。このメガデータセンター内では、莫大な数のサーバーがスイッチなどを介して接続されており、サーバー間で交換される通信量も莫大なものとなる。このようなデータセンター向けアプリケーションにおいてはコストの制限が非常に厳しく、超高速かつ安価な通信インターフェイスが必要とされている。コヒーレント伝送技術を、そのままこの様な短距離向けのシステムに適用することで大容量化は実現可能だが、一方でコストの増加は避けられない。そこで本論文では、上記の課題を解決する新たなコヒーレント伝送技術を 2 つのアプローチから提案する。

まず 1 つ目のアプローチとして、従来用いられている送信器及び受信器を簡素化し、より少ない部品点数でコヒーレントシステムを実現する構成について提案する。コヒーレントシステムの実現には、偏波・位相ダイバーシティホモダイン受信器が用いられている。一般に位相ダイバーシティホモダイン受信器は、信号光と局発光を干渉させるカプラと、2 つのバランスフォトダイオードあるいは 4 つのフォトダイオードから構成されている。さらにこれを偏波ダイバーシティ構成にすると、上記の位相ダイバーシティホモダイン受信器が 2 組（4 つのバランスフォトダイオードあるいは 8 つのフォトダイオード）、信号光を分離するための偏波ビームスプリッタ及び、局発光を分離し偏波を合わせるためのビームスプリッタと偏波回転器が必要になる。そこで本論文ではストークスアナライザと呼ばれる、光の偏波状態を解析するための光回路構成をコヒーレント受信器に

応用した、新たなコヒーレント受信器を提案する。本受信器では信号光と局発光を直交させることで、ストークスアナライザの  $S_2$  及び  $S_3$  と呼ばれる両偏波間のビート成分から、信号光と局発光の積を抽出する。これによって必要なフォトダイオードの個数が、従来の 8 個から 6 個へと削減される。さらに信号光と局発光の合分波を、1 つの偏波ビームスプリッタで行うことができる。原理検証のため、このストークスアナライザ型コヒーレント受信器を、空間光学系を作って実際に実装し、それを用いて 100km の伝送実験を実施した。実験では 120Gb/s の偏波多重 QPSK 及び 8QAM 信号の伝送に成功した。

さらに本論文では、簡素なコヒーレントシステム向け偏波多重器構成を提案する。従来の偏波多重送信器は、位相変調器 4 つから構成される IQ 変調器 2 組を用意し、さらに偏波ビームスプリッタ及びコンバイナを用いて、それぞれの IQ 変調器への光の分岐及び合波を行う。一方提案構成においては、位相変調器の数は 2 台のみでよく、位相変調器の間には 1 台の 45 度偏波回転器を配置する。通常コヒーレント伝送システムでは、QAM のような振幅及び位相を同時に変化させる変調信号は、IQ 変調器を用いて生成するが、振幅一定の PSK のような変調方式であれば、位相変調器 1 台でも生成可能である。本構成はこの性質を利用し、まず  $x$  ( $y$ ) 偏波上の光に、位相変調器を用いて PSK 変調をかける。次に 45 度偏波回転器を用いて両偏波上に同じ信号をコピーする。2 段目の位相変調器には、理想的には極めて強い偏波依存性を有する位相変調器を用いる。すると、ある一方の偏波には変調はかかるが、もう片側には全く変調がかからない、という状況が実現できる。これによって  $y$  ( $x$ ) 偏波のみを PSK 変調する。この際、両偏波間の“相対位相”に PSK 変調がかかることになるが、これはある種の差動符号化であり、 $x$  偏波を基準として  $y$  偏波を変調している状況になる。一方で、位相変調自体の非線形性や 2 重変調によるスペクトルの広帯域化が、本手法のデメリットとなる。そのため受信側では、より広い帯域を必要としてしまう。本論文ではシミュレーションを通してこの広帯域化の影響を調べ、シンボルレート程度の帯域があれば、ペナルティを許容可能な範囲内に抑えられることを示す。

1 つ目のアプローチとして、コヒーレントシステムそのものを簡素化する手法について論じてきたが、これらを用いても線幅に対する要求や温調による波長制御の必要性など、レーザーに求められる性能要求を緩和するには至っていない。これについては、更なる低コスト化を実現する上では、避けては通れない課題である。そこで本論文では、2 つ目のアプローチとして自己干渉型のコヒーレントシステムを提案する。これは現在セルフコヒーレントという形で、積極的に研究されている。セルフコヒーレントの最大の特徴は、局発光を受信側で送信側と独立に用意するのではなく、送信側にて信号光と同じ光源から生成し伝送する点である。従って原理的には、直接検波のようにレーザー位相雑音の無依存化が実現できる。また当然同じ光源を用いているため、局発光のレーザー波長を制御する機構も不要である。セルフコヒーレントには様々な形態があり、例えば最もシンプルなのは 2 芯ファイバを用いて、それぞれで信号光と局発光を送信する形態である。また局発光の周波数をずらして、信号光と周波数多重して送ることもできる。さらには局発光を偏波多重して送ることもできる。前者はある種のセルフヘテロダイン構成と考えられるが、受信側で単一 PD を用いてこの信号を受信した場合、非線形なビート雑音の影響が避けられない。一方後者は、ストーク

スアナライザを用いることで、このビート雑音を抑えつつ、かつ伝送路の偏波回転を信号処理で補償することもできる。そこで本論文ではこの偏波多重型の構成に着目する。

セルフコヒーレントの1つの問題点は、信号光と局発光のパスに経路差が存在する場合、レーザーの位相雑音の影響が無視できなくなる点である。これについては、これまでにいくつかの論文でも指摘されており、数値的な解析も行われている。一方本論文では、古くから知られている、線幅測定のための遅延セルフヘテロダイン干渉法の解析を応用し、議論の一般化を行う。これにより、本質的に性能に影響するパラメータが明確される。また理論解析とシミュレーション、さらに実験も行い、これらが十分に一致することを確認した。これらの議論から、セルフコヒーレントで高次QAM信号を伝送するための条件も明確化され、特に256QAMなどの信号伝送においては、集積フォトニクスを用いて経路差を最小化することが必須であることがわかった。

そこで実際にシリコンフォトニクスを用いて、偏波多重型セルフコヒーレント受信器向けのストークスアナライザの実装を行った。ストークスアナライザには、偏波分離及び回転の機構が必須であるが、シリコンフォトニクス上では、この目的のためテーパ導波路でのモード変換を用いたものが使用されることが多い。この構造では、TE<sub>0</sub>及びTM<sub>0</sub>モードが、テーパ導波路伝搬後にTE<sub>0</sub>及びTE<sub>1</sub>モードに変換される。両者を分離するために、通常非対称な導波路構造を有する方向性結合器を用いる。しかし非対称導波路による分岐は、それぞれでロスなどが異なるため、本論文では導波路構造が分岐後も対象なY字分岐を採用し、片側の分岐にTE<sub>0</sub>モードとTE<sub>1</sub>モードの和、もう片方にはそれらの差が出力されるような構成を用いた。この対象導波路型ストークスアナライザを用いて、実際に入力信号の偏波状態を変化させながら偏波状態が取得できていることを、実験的に確認した。また変調信号を用いた伝送実験を行い、実装した受信器で信号が受信できていることも確認している。

以上の2つのアプローチから、短距離向け新規コヒーレント技術の提案を行った。これらの成果は、今後の情報通信分野の発展に寄与するものであると考える。

# 第 1 章

## 序論

### 1.1 本研究の背景

近年、クラウドコンピューティングや IoT などの情報通信技術の発展に伴い、インターネットトラフィックの総量は指数関数的な増加傾向にある [1]。また新たな無線通信方式として、第 5 世代 (5G) のサービスが開始されたこともあり、無線基地局が収容しなければならないトラフィック量も大幅に増加している [2]。実際 5G ではユーザスループットとして、最大 20Gb/s までサポートされなければならないため、複数の基地局を収容するバックボーンネットワークにおいては、さらなる伝送容量拡大が求められることとなる。

このような莫大な通信トラフィック増に対処すべく、光通信システムもここ数十年の間に大幅な進歩を遂げている。とりわけ 90 年代には、エルビウム添加ファイバ増幅器 (Erbium-doped fiber amplifier: EDFA) [3–5] や波長分割多重 (Wavelength-division multiplexing: WDM) 技術 [6–8] が確立されたこともあり、これらを併用することで、数 10Tb/s 級の信号を長距離伝送できるようになった [9]。当時、これら光通信システムでは、送信側で光の強弱に情報をのせて光を伝送し、受信側では単一のフォトダイオード (Photodiode: PD) を用いて信号検出を行う、強度変調・直接検波 (Intensity-modulation direct-detection: IM-DD) 方式が用いられており、とりわけ変調方式は NRZ (Non-return-to-zero) 方式などの、単純な 2 値の情報伝送のためのものであった。一方で、波長分散の影響をいかに抑圧するかが、当時の技術的な課題の 1 つであったため、NRZ 以上のスペクトルの狭窄化を実現すべく、光デュオバイナリ [10, 11] や CSRZ (Carrier-suppressed return-to-zero) 方式 [12–14] などが提案され、徐々に光通信においても高度な変調方式が検討され始めた。さらに EDFA の増幅帯域が枯渇し始めたこともあり、90 年代後半から 2000 年代初頭には、従来の NRZ 以上に周波数利用効率の高い変調方式が、盛んに研究されるようになった。

このような状況の中、2000 年代半ばにデジタルコヒーレント伝送技術が提案され、一気に世の中の状況を変えた [15–17]。コヒーレント伝送技術そのものは、80 年代から盛んにおこなわれていたが [18–23]、様々な技術的課題があったことと、EDFA や WDM が出現したことも相まって、下火の研究トレンドとなっていた。その状況を一変させたのが、デジタル信号処理 (Digital signal

processing: DSP) である。無線システムでは、DSP を用いたソフトウェア的な処理が用いられることが一般的である一方、光通信で DSP を用いようとすると、ビットレートが無線システム以上に高いこともあり、高速なアナログ・デジタル変換器 (Analog-to-digital converter: ADC)、あるいはデジタル・アナログ変換器 (Digital-to-analog converter: DAC) が必要となる。しかしそのような高速なインターフェイスを有する DSP の導入は、技術的にもコスト的にもハードルが高かった。しかしながら、近年のエレクトロニクス技術の進歩によって、比較的高速な ADC や DAC が入手しやすくなり、さらに信号処理用の高速回路も実装が可能になったため、DSP とコヒーレント技術を組み合わせた、デジタルコヒーレントが一気に注目されるに至った [24]。これまでコヒーレント伝送においては、レーザ位相雑音や伝送路中に発生するランダムな偏波回転を、光学的に補償しなければならない点などが大きな課題だったが、一度 ADC で信号をデジタルデータとして取得してしまえば、アダプティブにこれらが補償可能となる。さらに単純な強度変調だけでなく、振幅と位相を同時に制御する直交振幅変調 (Quadrature-amplitude modulation: QAM) 方式を用いることで、1 シンボルあたりに伝送できる情報量が大幅に増やせる [25]。このため、周波数利用効率の拡大という意味でも、デジタルコヒーレント技術の重要性はさらに高まった。現在では、デジタルコヒーレント伝送システムは既に商用化されており、海底ケーブルをはじめ [26]、主に都市と都市間をつなぐ中・長距離伝送系に採用されている [27]。

ところで、Facebook や google などの大規模データを取り扱う事業者は、近年目メガデータセンタと呼ばれる、超巨大なデータセンタを各地に建設している。データセンタ内には膨大な量のデータが保存されているだけでなく、それらデータが常にサーバとサーバを行き来している。従って、サーバ間通信で発生するデータ量も膨大なものとなる [28, 29]。従って、この膨大なトラフィック量を収容可能な光伝送システムが必須となる。デジタルコヒーレント技術を採用することでこの課題は解決可能ではあるが、一方でデータセンタのようなアプリケーションにおいてはコストの問題も大きい。すなわち、低コストかつ大容量な光伝送インターフェースが必要とされている。またアクセス区間と呼ばれる、テレコムネットワーク内での比較的エンドユーザに近い回線においても同様に、低コストかつ大容量な光伝送インターフェースが必要とされている [30, 31]。これは最近のテレワークの普及により、家庭向けのトラフィックが、大幅に増加していることなどにも由来している。以上に説明してきた光ネットワークの概念図を、図1.2に示す。

## 1.2 本研究の目的・成果

このように低コストかつ大容量な光伝送インターフェースの実現に向けて、本論文では2つのアプローチをとる。まず1つ目のアプローチとして、従来用いられている送信器及び受信器を簡素化し、より少ない部品点数でコヒーレントシステムを実現する構成について提案する。具体的には、直線構造の偏波多重送信器と、ストークスアナライザをベースとしたコヒーレント受信器を提案する。前者は従来の偏波多重送信器に対して、偏波分離・多重機構や MZ 機構、バイアス制御機構などを省略できるため、少ない部品点数で構成できる。また後者については、回路内で必要な PD の

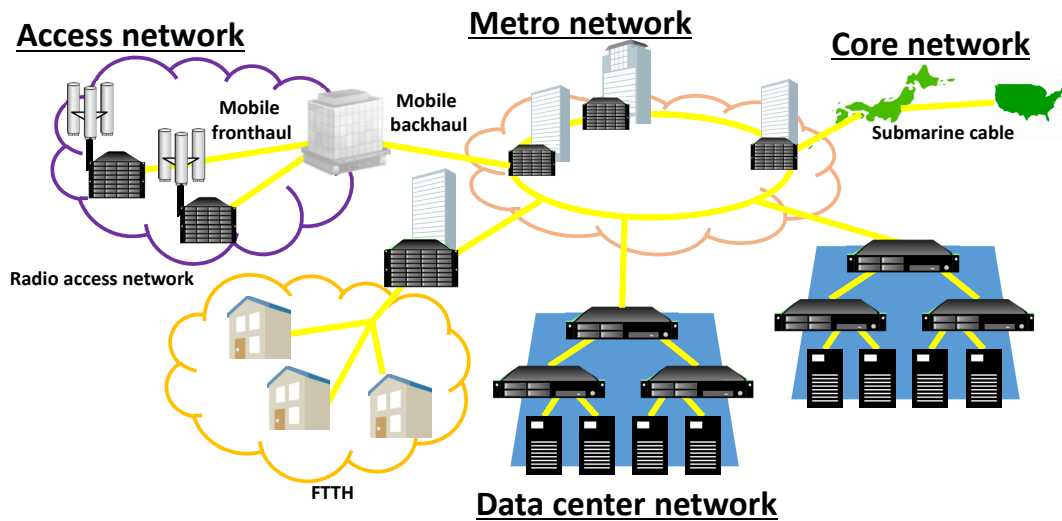


図1.1 光ネットワークの概念図

数を削減できる。偏波多重送信器については数値的に、ストークスアナライザ型コヒーレント受信器については実験的に有効性を検証した。

一方で、これらを用いても線幅に対する要求や温調による波長制御の必要性など、レーザに求められる性能要求を緩和するには至っていない。これについては、更なる低コスト化を実現する上では、避けては通れない課題である。そこで本論文では、2つ目のアプローチとして自己干渉型のコヒーレントシステムを提案する。これは現在セルフコヒーレントという形で、積極的に研究されている。セルフコヒーレントの最大の特徴は、局発光を受信側で送信側と独立に用意するのではなく、送信側にて信号光と同じ光源から生成し伝送する点である。従って原理的には、直接検波のようにレーザ位相雑音の無依存化が実現できる。また当然同じ光源を用いているため、局発光のレーザ波長を制御する機構も不要である。

一方で、セルフコヒーレントの問題として、信号光と局発光のパスに経路差が存在する場合、レーザの位相雑音の影響が無視できなくなる点が挙げられる。これについては、これまでにいくつかの論文でも指摘されており、数値的な解析も行われている。一方本論文では、古くから知られている、線幅測定のための遅延セルフヘテロダイン干渉法の解析を応用し、議論の一般化を行う。これにより、本質的に性能に影響するパラメータが明確される。また理論解析とシミュレーション、さらに実験も行い、これらが十分に一致することを確認した。これらの議論から、セルフコヒーレントで高次 QAM 信号を伝送するための条件も明確化され、特に 256QAM などの信号伝送においては、集積フォトニクスを用いて経路差を最小化することが必須であることがわかった。

そこで実際にシリコンフォトニクスを用いて、偏波多重型セルフコヒーレント受信器向けのストークスアナライザの実装を行った。ストークスアナライザには、偏波分離及び回転の機構が必須であるが、シリコンフォトニクス上では、この目的のためテーパ導波路でのモード変換を用いた

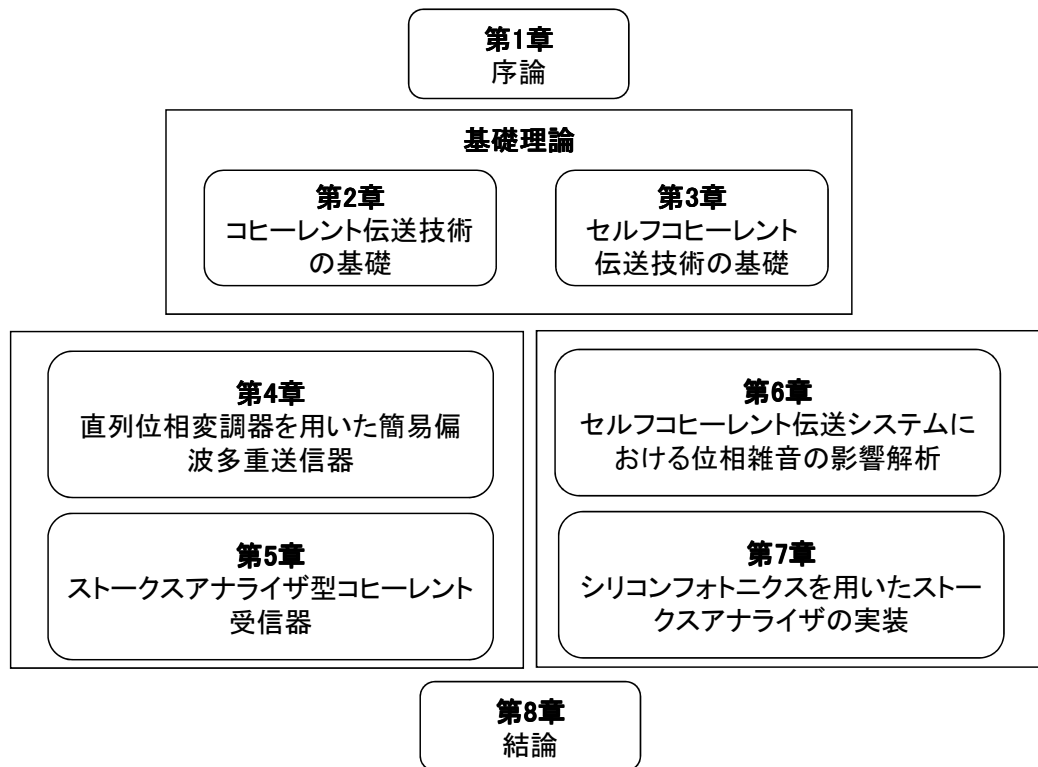


図1.2 本論文の構成

ものが使用されることが多い。この構造では、TE0 及び TM0 モードが、テーパ導波路伝搬後に TE0 及び TE1 モードに変換される。両者を分離するために、通常非対称な導波路構造を有する方向性結合器を用いる。しかし非対称導波路による分岐は、それぞれでロスなどが異なるため、本論文では導波路構造が分岐後も対象な Y 字分岐を採用し、片側の分岐に TE0 モードと TE1 モードの和、もう片方にはそれらの差が出力されるような構成を用いた。この対象導波路型ストークスアナライザを用いて、実際に入力信号の偏波状態を変化させながら偏波状態が取得できていることを、実験的に確認した。また変調信号を用いた伝送実験を行い、実装した受信器で信号が受信できていることも確認している。

### 1.3 本論文の構成

本論文は全 8 章で構成される。その構成図を図1.2に示す。

まず基礎理論として、コヒーレント伝送技術とセルフコヒーレント伝送技術の基礎について、第 2 章と第 3 章でそれぞれ説明する。

その基礎理論をもとに、提案する簡易コヒーレント伝送システムに関して、第 4 章では簡易偏波



多重送信器、第 5 章ではストークスアナライザ型コヒーレント受信器について説明する。

またセルフコヒーレント伝送技術に関して、第 6 章で位相雑音によるシステムへの影響の解析、第 7 章ではシリコンフォトニクスを用いて作成したセルフコヒーレント用受信器について説明する。

最後に第 8 章で本研究の成果をまとめる。

## 第 2 章

# コヒーレント伝送技術の基礎

### 2.1 はじめに

本章では、コヒーレント伝送技術の基礎に関して説明する。第 1 章でも述べたように、コヒーレント伝送技術自体は 80 年代より研究されてきた分野であったが、様々な技術的困難があったこと、EDFA や WDM 技術が確立したこともあり、一時はその影を潜めていた。一方で 2000 年代から、さらなる周波数利用効率を求めて様々な方式が検討される中、DSP とコヒーレント伝送技術を組み合わせた、デジタルコヒーレント伝送技術が一気に注目された。

コヒーレント伝送技術の最大の特徴は、光電界が“線形”に電気信号にコピーされる点である [32]。通常 IM-DD では、信号検出に単一の PD を用いるが、PD そのものは光の強度、すなわち光の複素振幅の絶対値の 2 乗に比例した電気信号を出力するため、もはやその電気信号からはもとの光電界の複素振幅を復元することはできない。一方コヒーレント伝送システムでは、90 度光ハイブリッドを用いることで、光の電界そのものを取得することができる。

このコヒーレントの特徴と信号処理を組み合わせることで、光ファイバで生じる様々な劣化をデジタル的に補償することができるようになった。例えば光ファイバは分散性媒質であるため、群速度分散によって信号劣化が生じる。この様子は数学的には群速度分散の周波数伝達関数を、入力信号のフーリエ変換成分に掛け算することで表現される\*1すなわちこれを補償したければ、受信器側で群速度分散の伝達関数の逆行列を掛け算すればよい、ということになる。デジタルコヒーレント受信器においては、この操作をデジタル的に行うわけである。あくまで群速度分散は 1 つの例であって、対象の系が線形システムである限り、その伝達関数さえ特定できれば全ての劣化要因は補償可能となる。実際、ファイバで生じるランダムな偏波回転や、偏波モード分散 (Polarization-mode dispersion: PMD)、さらには送受信器における電気デバイスの周波数応答も、デジタルコヒーレント受信器では補償可能である。

そこで本章ではまず、コヒーレント受信器を用いることで、どのように光電界が線形に復元され

---

\*1 詳細は付録Aを見よ。

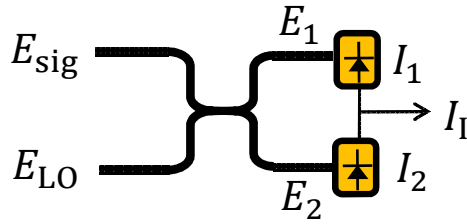


図2.1 180度光ハイブリッドの構成図

るのか説明する。その後、デジタルコヒーレント受信器における、信号処理の役割について説明する。

## 2.2 受信器構成

### 2.2.1 180度光ハイブリッド

コヒーレント受信において、もっとも基本的な枠割を果たすのが光ハイブリッドである。無線システムではIQミキサを用いて、RF帯の信号をベースバンドまでダウンコンバージョンするが、光領域でそれに対応するのが光ハイブリッドといえる。基本的にミキサを用いた周波数変換は、“掛け算”によって理解可能であるが、その役割を担うのはPDである。しかしPDを1台使うだけでは、非線形な2乗成分が所望帯域内に生じてしまう。これをうまく解決するのが光ハイブリッドである。まずはその基本形である180度光ハイブリッドについて説明する。図2.1にその構成図を示す。信号光と局部発信（Local oscillator: LO）光が3dBカップラに入力され、それぞれが2分岐される。分岐後の電界を図のようにそれぞれ $E_1$ および $E_2$ とすると、それらは以下のように表される。

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_{sig} + E_{LO}) \quad (2.1)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_{sig} - E_{LO}) \quad (2.2)$$

このように、カップラによってLO光が上側と下側で逆相になって出力される。これらをPDで受光すると、以下のような電流がそれぞれのPDから出力される。

$$I_1 \propto |E_{sig} + E_{LO}|^2 = |E_{sig}|^2 + 2\text{Re}[E_{sig}E_{LO}^*] + |E_{LO}|^2 \quad (2.3)$$

$$I_2 \propto |E_{sig} - E_{LO}|^2 = |E_{sig}|^2 - 2\text{Re}[E_{sig}E_{LO}^*] + |E_{LO}|^2 \quad (2.4)$$

ただしここでは、フォトダイオードの量子効率は無視している。上式の右辺には3つの項が存在し、それぞれが信号光-信号光ビート項、信号光-LO光ビート項、LO光-LO光ビート項と呼ばれる成

分である。信号光-信号光ビート項については、もとの電界の振幅の 2 乗という、不要な非線形成分である。一方、LO 光-LO 光ビート項については、通常 LO 光は無変調な連続波 (Continuous wave: CW) 光であるため、その複素振幅の強度の 2 乗は一定値、すなわち直流 (Direct current: DC) 成分として出現する。こちらも信号光に関する情報を保有しているわけではないので、不要である。信号光-LO 光ビート項については、信号光と LO 光の積の成分であり、この項がコヒーレント受信においては所望成分となる。これがなぜ所望成分となるのかについては、以下のように理解できる。今 LO 光は CW 光であるため、これを信号光に対して時間領域にて掛け算すると、周波数軸上ではその周波数分だけ信号光が周波数シフトする。すなわち仮に信号光の中心周波数と、LO 光の周波数が同一であるとする、信号光が負の周波数側にシフトして、一気にベースバンドまで周波数変換されることになる。あくまでこの過程は周波数軸上での“シフト”でしかないので、信号光自体がそのままベースバンドに出現することになる。これはまさに、ミキサによる周波数変換の原理そのものである。ところで、掛け算による周波数シフトは負の周波数方向だけでなく、正の周波数方向にも発生するが、この成分の中心周波数はもとの光周波数の 2 倍程度となり、当然これほど高速な変動に PD は追従できないので、ここで考慮する必要はない。

以上の議論により、式 (2.3)(2.4) の右辺第 2 項以外は不要であることが示されたため、これらを同時に除去すべく、以下のように両者の出力電流の差をとる。

$$I_I = I_1 - I_2 = 4\text{Re}[E_{sig}E_{LO}^*] \quad (2.5)$$

このように光電流の差をとる構成はバランス PD と呼ばれ、これによって不要な非線形成分が抑圧され所望な線形項のみが抽出可能となる。

## 2.2.2 90 度光ハイブリッド

前節では、180 度光ハイブリッドを使うことで、信号光が線形に復元できることを示した。しかしながらこの構成では、信号光の複素振幅の実数成分しか復元できていない。(より正しくは、信号光の複素振幅の、LO 光への射影成分しか復元できていない。) 信号光の虚軸成分を抽出するには、90 度光ハイブリッドを用いる必要がある。その構成を図 2.2 に示す。信号光及び LO 光は 2 分岐されそれぞれ合波されるが、その際 LO 光の片側のパスの位相はもう片側に対して  $\pi/2$  ずらされる。この結果、PD 受光前の光電界はそれぞれ以下のように表現される。

$$E_1 = \frac{1}{2}(E_{sig} + E_{LO}) \quad (2.6)$$

$$E_2 = \frac{1}{2}(E_{sig} - E_{LO}) \quad (2.7)$$

$$E_3 = \frac{1}{2}(E_{sig} + iE_{LO}) \quad (2.8)$$

$$E_4 = \frac{1}{2}(E_{sig} - iE_{LO}) \quad (2.9)$$

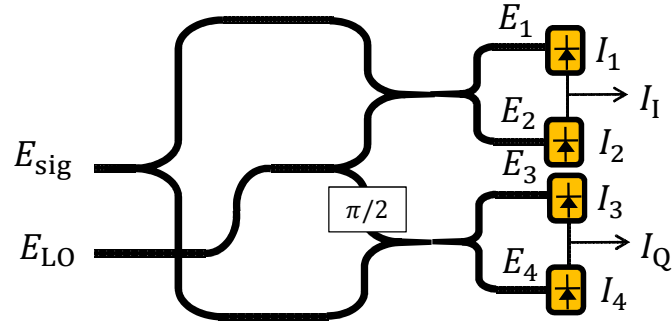


図2.2 90度光ハイブリッドの構成図

180度光ハイブリッドに対して、3dB カプラの数が1つ増えているため、振幅がさらに  $1/\sqrt{2}$  されていることに注意されたい。これらを PD で受光すると、式 (2.3)(2.4) に加えて3つ目、4つ目の PD から以下の光電流が出力される。

$$I_3 \propto |E_{sig} + iE_{LO}|^2 = |E_{sig}|^2 + 2\text{Im}[E_{sig}E_{LO}^*] + |E_{LO}|^2 \quad (2.10)$$

$$I_4 \propto |E_{sig} - iE_{LO}|^2 = |E_{sig}|^2 - 2\text{Im}[E_{sig}E_{LO}^*] + |E_{LO}|^2 \quad (2.11)$$

これらについても同様に差分をとることで、以下のような差電流が出力される。

$$I_I = I_3 - I_4 = 4\text{Im}[E_{sig}E_{LO}^*] \quad (2.12)$$

よって式 (2.5) と式 (2.12) によって、光の複素振幅が完全に復元できていることがわかる。

### 2.2.3 偏波ダイバーシティ

前節の90度光ハイブリッドの説明においては、暗に信号光とLO光の偏波は同一であると仮定していた。しかし実際には、信号光の偏波状態は光ファイバ伝送中にランダムに変動する。また偏波多重システムを用いた際には、信号光は両偏波成分に存在する。従ってコヒーレント受信の際は、全ての偏波成分を受信する必要がある。そのため各偏波に対して、90度光ハイブリッドを用いることになる。この構成は偏波ダイバーシティ構成と呼ばれており、その概念図を図2.3に示す。信号光及びLO光は、偏波ビームスプリッタ (Polarization-beam splitter: PBS) によって、各偏波成分に分割される。ただしこの際、LO光は45度直線偏波状態であると仮定している。

## 2.3 送信器構成

ここでは、送信側でどのように変調信号が生成されるかについて説明する。通常送信器には、2台の位相変調器を並列に並べた、Mach-Zehnder (MZ) 変調器が用いられることが多い [33] (図2.4)。

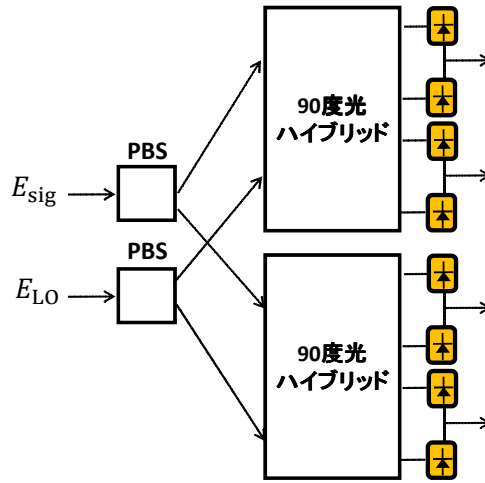


図2.3 偏波ダイバーシティの構成図

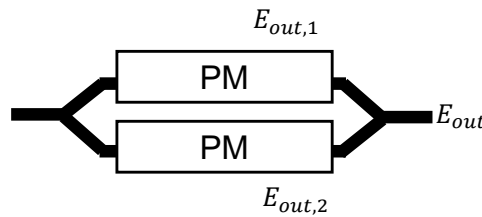


図2.4 MZ 変調器の構成図

MZ 変調器を用いることで、チャープ成分、すなわち不要な位相変調成分の極めて少ない、クリーンな変調信号を生成できる [34]。ただしこの際、投入する電気信号の変調度は十分に小さい、と仮定している\*2。この様子を、数式的に説明する。まず光のキャリア角周波数を  $\omega_c$  として、電気信号  $S(t)$  を入力した際の位相変調器からの出力  $E_{out,1}$  は以下のように表される。

$$E_{out,1} = \exp[i(\omega_c t)] \exp[iS(t)] \quad (2.13)$$

\*2 MZ 変調器のように、光源の“外側”で変調を行う変調器を、外部変調器と呼ぶ。これに対して、レーザの駆動電流を変調信号で直接変調する、直接変調レーザ (Directly-modulated laser: DML) も存在する。DML を使うと、Kramers-Kronig の関係からも理解されるように、強度変化に伴う不要な位相変化も同時に発生してしまうため、チャープの存在しない変調信号を生成することは難しい。一方でこのことはすなわち、入力電流によって光の位相を制御できる可能性も示唆しており、実際この性質を利用して、直交位相シフトキーイング (Quadrature-phase shift-keying: QPSK) 変調を DML のみで生成する手法についても、いくつか報告されている [35,36]。ただし、前述のように強度変動と位相変動が同時発生するため、この QPSK 信号のコンステレーションダイアグラムは、渦を巻くスパイラル形状となる。

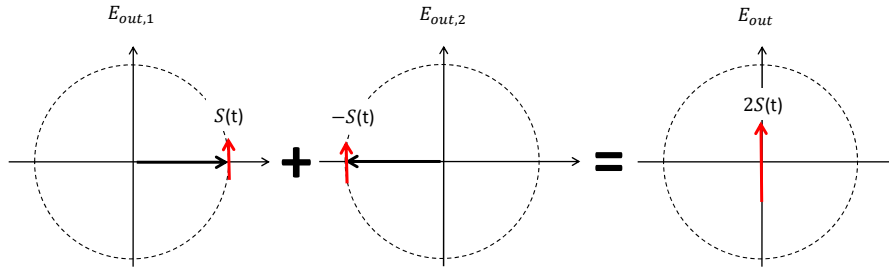


図2.5 MZ 変調器を用いた際の光フェイザーダイアグラム

$S(t)$  の振幅が十分に小さい場合、上式の第 2 項の指数関数部は、以下のようにテイラー展開によって近似に可能である。

$$E_{out,1} \approx \exp [i(\omega_c t)] [1 + iS(t)] \quad (2.14)$$

2 つ目の変調器には、電気信号  $S(t)$  の振幅を反転させた  $-S(t)$  を入力する<sup>\*3</sup>。この際の、2 つ目の位相変調器からの出力  $E_{out,2}$  は以下のように表される。

$$E_{out,2} \approx \exp [i(\omega_c t)] [1 - iS(t)] \quad (2.15)$$

これら 2 つの電界が合成されて出力されるが、その際、位相変調器後の位相シフターにバイアス電圧を印可することで、光の位相を同相にして合波するか、あるいは逆相にして合波するか選択できる。(位相シフターについては、図中に明記していない。) それぞれに対応するバイアス電圧値を、null バイアス点、full 点バイアスなどと呼ぶ。さらに通常の強度変調では、quadrature バイアスと呼ばれる、full バイアス点からさらに 3dB 光パワーが弱くなる電圧点を用いる。一方 IQ 変調を行う場合は、光のキャリアは不要であるため、null バイアス点にバイアスを合わせ光キャリア抑圧を行う<sup>\*4</sup>。null バイアス時における MZ 変調器からの出力  $E_{out}$  は以下のように表される。

$$E_{out} = \exp [i(\omega_c t)] [1 + iS(t)] - \exp [i(\omega_c t)] [1 - iS(t)] = i2\exp [i(\omega_c t)] S(t) \quad (2.16)$$

この様子を、光の搬送波上のフェイザーダイアグラムとして表したものを、図2.5に示す。合成前の光電界においては、直流成分によって  $S(t)$  が原点からシフトしているが、合成後はこれがキャンセルされ、 $S(t)$  が原点に来ていることがわかる。なお、図中の点線で描かれた円周は、位相変調信号の本来の軌跡を示している。これまでの議論では、入力電気信号  $S(t)$  は十分に小さい、と仮定して説明を行ってきたため、位相変調信号の振幅は十分に小さく、変調による変動方向はキャリアに対してほぼ垂直、かつ直線的であるとみなせた。一方で、大きな振幅を有する電気信号を位相変

\*3 このように片側の位相変調器に逆の電圧を印可する構成を、プッシュプル構成と呼ぶ。

\*4 前章でも説明したように、コヒーレント伝送システムではキャリア、すなわち LO 光は受信器側で注入するので、送信側ではキャリアを抑圧する必要がある。

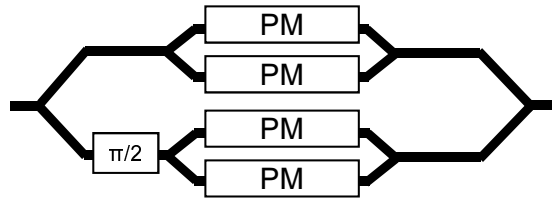


図2.6 IQ 変調器の構成図

調器に入力した場合、もはやこの仮定は成り立たず、信号の軌跡は非直線的に弧を描く。すなわち、電気領域から光領域へのマッピングが非線形なものとなり、本来の周波数成分以外の、余分な高調波成分も同時に生成されてしまうことを意味する。仮に入力電気信号が正弦波であった場合、この非線形なマッピングによって生じる各高調波成分の振幅は、ベッセル関数によって記述できることが知られている [34]。

ところで MZ 変調器 1 台では、複素振幅の 1 次元方向にしか信号を制御できない。一方で、IQ 変調器を用いれば 2 次元の信号制御が可能となる [37]。IQ 変調器の構成を図 2.6 に示す。IQ 変調器は、MZ 変調器をさらに並列に並べた構成となっており、両者間の光の位相差を  $\pi/2$  ずらす機構が含まれている。通常この目的のため、バイアス電圧で制御可能な位相シフターがどちらかのパスに存在する。従って IQ 変調器においては、1 つ目の MZ 変調器のためのバイアス電圧、2 つ目の MZ 変調器のためのバイアス電圧、 $\pi/2$  のためのバイアス電圧で、合計 3 種類のバイアス電圧調整が必要となる。

## 2.4 変調方式と受信方式

### 2.4.1 変調方式

前章で説明した IQ 変調器を用いれば、直交振幅変調 (Quadrature amplitude modulation: QAM) 信号を生成できる。直交振幅変調とは、複素振幅の 2 次元を使った変調方式である。例として Quadrature phase-shift keying (QPSK) を用いて、直交振幅変調がどのようなものであるか説明する。図 2.7 に QPSK のコンステレーション図を示す。前節では、MZ 変調器を用いると光のキャリア (フェイザーダイアグラムでは直流成分) を抑圧した上で、電気信号を線形に光領域にコピーできることを示した。ここで入力電気信号を 2 値の振幅変調信号と仮定する。この信号の光領域でのフェイザーダイアグラムは、図 2.7 の一番左側の図のようになる。一方、IQ 変調器のもう片側の MZ 変調器にも同様に 2 値の振幅変調信号を入力すると、前のものに対してフェイザーダイアグラム上では  $\pi/2$  回転しているように見える。これらの合成信号のフェイザーダイアグラムは、一番右側の図のようになり 4 つの点が出現する。この 4 つの信号点にビットを割り当てることで、情報伝達が可能となる。例として図 2.7 において、2 ビットが各 4 点に割り当てられる様子を表



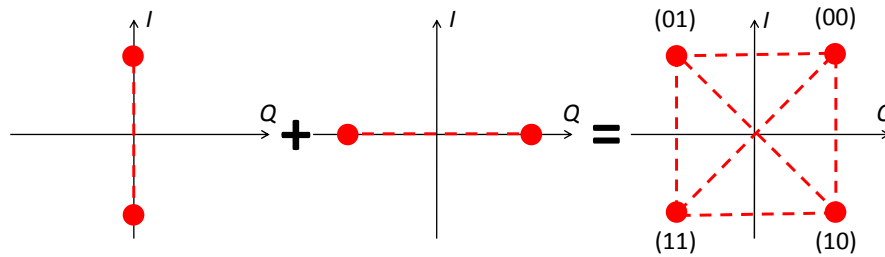


図2.7 QPSK のコンステレーション図

している<sup>\*5</sup>。さらに信号点の数を 16 点、64 点、256 点を増加させていくことも可能であり、それぞれの変調方式は 16QAM、64QAM、256QAM と呼ばれている。これら高次 QAM を用いることで、当然 1 シンボル間に送信できる情報量は増加するが、一方で信号点間隔が狭まるため、誤りが発生する確率も高くなる。従って同じ誤り率を担保するにも、高次 QAM の方がより高い信号対雑音比 (Signal-to-noise ratio: SNR) を必要とする。

## 2.4.2 QAM 信号のスペクトル利用効率

ここでは、QAM 変調と振幅 (強度) 変調のスペクトルを比較することで、両者のスペクトル利用効率の違いを説明する。QAM 変調では、IQ 変調器を用いて 2 次元的な信号を生成する一方、振幅変調では例えば 1 台の MZ 変調器を用いて 1 次元の信号を生成する。まず振幅変調を行った際の、光領域でのスペクトルについて考察する。図2.8にその様子を示している。左側には、入力電気信号のスペクトルを示している。当然入力信号は実数信号であるため、スペクトルは 0Hz を対象軸として正側と負側で複素共役対の関係にある<sup>\*6</sup>。この信号を MZ 変調器に入力すると、その出力は時間領域にて、光のキャリア成分ともとの信号の積として表現されるため、よく知られているフーリエ変換の公式によって、周波数軸上ではもとの信号スペクトルが、光のキャリア周波数  $f_c$  ままでシフトする。この様子を、図2.8の右側に示している。図からも分かるように、 $f_c$  に周波数変換された信号成分は複素共役対で成り立っている。複素共役対の片側は、情報伝送という意味では冗長であり不要である。すなわち、複素共役成分が、光の帯域を浪費しているといえる。この問題を解決するのが、QAM 変調である。

QAM 変調におけるスペクトルの概念図を図2.9に示す。I と Q にのせる情報をそれぞれ A と B として表現している。両者とも単体では、振幅変調と同じく帯域の半分が複素共役成分によって無

<sup>\*5</sup> ここでの QPSK の 4 点に対するビット列の割り当て方は、グレイ符号化に基づいている [38]。QPSK では 2 ビットの情報を同時に送っているため、最悪の場合どちらのビットも誤って判定してしまう可能性がある。この最悪のケースをできる限り発生させないようにするため、グレイ符号においては、完全に 2 ビット同士が異なる組み合わせは、信号点の対角線上に配置される。

<sup>\*6</sup> 実数信号の振幅スペクトルは偶関数で、位相スペクトルは奇関数となるため、スペクトルは 0Hz を対象軸として、正側と負側で複素共役対となる。

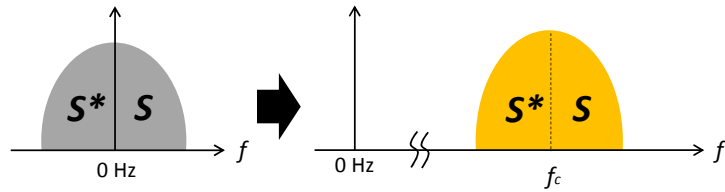


図2.8 振幅変調のスペクトル概念図

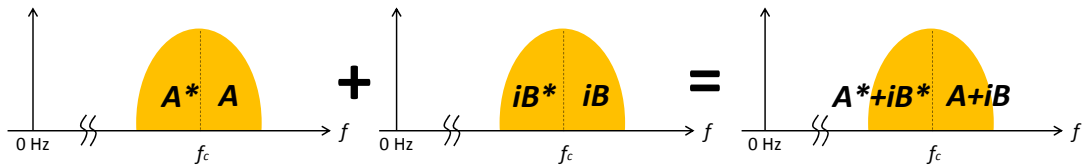


図2.9 IQ 変調のスペクトル概念図

駄になる。しかし、IQ 変調器はこれらに  $\pi/2$  の位相差をつけて合成する。その様子が図の右側に示されている。このようにして、ただの 1 次元振幅変調に対して、それと同一の帯域で情報量を 2 倍送ることができる。実際周波数  $f_c$  の成分に対して、その右半分と左半分はもはや複素共役対の関係になく、片側の側帯波が浪費されていないことがわかる。

QAM 変調以外にも、スペクトル利用効率を向上する方式としては、単一側帯変調 (Single-sideband modulation: SSB) が存在する。これは単純に、振幅変調の不要な片側の側帯波を除去する変調方式である。これを実現するには、例えば光フィルタで片側側帯波を切り落とせばよい [39]。しかし、このフィルタリングは非常に急峻でなくてはならないため、簡単ではない。一方で、ヒルベルト変換を用いて SSB 変調を実現することもできる [40]。しかしながら、この目的のため IQ 変調器が必要になる。そもそも IQ 変調器で QAM 信号が生成できるので、あえて SSB 変調信号を生成するメリットはなく、光通信システムではあまり SSB 変調は使われていない。

### 2.4.3 受信方式

コヒーレント伝送システムに用いる受信機構として、180 度光ハイブリッドと 90 度光ハイブリッドについてはすでに説明した。一方で受信方式についても、ホモダイン受信とヘテロダイン受信という、2つの手法がある。前者は、信号光を一気にベースバンドにまで周波数変換するのに対して、後者は信号光を一旦中間周波数帯に周波数変換する。これら受信方式は、特に光通信固有のものというわけではなく、無線通信でも用いられている。例えばラジオやテレビの受信器には、スーパーヘテロダイン受信器と呼ばれる受信器が用いられ、一旦 RF 信号を中間周波数帯に周波数変換する機能を有する。ここでは光通信における両受信方式に関する説明と、光ハイブリッドとそれら関係について説明する。

まずはホモダイン受信について説明する。基本概念は既に前節の「受信器構成」で説明済みだが、再度スペクトル概念図を用いて説明しよう。図2.10にホモダイン受信のスペクトル概念図を示す。説明のため、あえて負の周波数成分も示している。一番上側には、信号光のスペクトルを、真ん中にはLO光のスペクトルを示している。ただしLO光はcos波であるとする。ホモダイン受信においては、信号光の中心周波数と、LO光の周波数は同一であると仮定する。さて、ホモダイン受信器は信号光とLO光“掛け算”を出力するため、出力信号のスペクトルは、両者のスペクトルを畳み込むことによって、求めることができる。あるいは、LO光はCW光であるから、変調信号が周波数シフトするという、フーリエ変換の公式から考えてもよい。後者の考え方に基づくと、信号光の正負どちらの成分も、正の周波数及び負の周波数方向にシフトする。信号光の正の周波数成分が、負の周波数側にシフトした成分と、負の周波数成分が正の方向にシフトした成分は、ちょうど0 Hzで足し合わされる。一方、それらと逆向きの成分は、もとの信号光の2倍の周波数にまでシフトする。後者の成分についてはすでに説明したように、PDはこのような高速な信号に応答できないため無視してよい。一方前者は、足し合わせが行われた結果、もともとの複素信号の虚数成分  $B$  がキャンセルされ、 $A$  と  $A^*$  のみが出力される\*7。すなわち、信号光の複素振幅の実数成分のみが抽出されたことになる。一方虚数成分を抽出したければ、LO光の位相を先ほどに対して  $\pi/2$  シフトして、sin波とすればよい。これによって、0 Hzにシフトしてくる信号の位相関係が変わり、うまく  $A$  がキャンセルされ、 $B$  が残るようになる。従って2つの検出器（2つのバランスPD）を用意することで、IQ成分の同時検出が行えるのである。以上の説明は、まさに90度光ハイブリッドの原理そのものであり、ここではそれを周波数領域にて説明したに過ぎない。

次にヘテロダイン受信について説明する。ホモダイン受信では、信号光とLO光の周波数が同一であると仮定していたが、ヘテロダイン受信では両者の周波数を信号帯域以上ずらす。これによって、180度光ハイブリッドと1つのバランスPDのみで信号検出が行える。この様子を図2.11に示す。前節の説明と同様に、ヘテロダイン受信においても、信号光がLO光の周波数分だけシフトする。そのため、中心周波数  $f_c$  の信号光が、LO光の周波数  $f_c - f_{IF}$  分だけシフトし、 $f_{IF}$  に出現することになる。信号光の負の周波数成分も同様に、 $-f_{IF}$  にまでシフトしてくる。一方、 $2f_c - f_{IF}$  と  $-2f_c + f_{IF}$  にもシフトしてきた信号が出現するが、これらの周波数は極めて高いためPDが応答できない点も、ホモダイン受信と同様である。以上のようにして、ヘテロダイン受信ではIF帯に一旦周波数を落とした信号光を1つの検出器で受信する。ホモダイン受信が2次元の複素振幅を2つの検出器で検出していたのに対して、ヘテロダイン受信ではなぜ1つで済むのかと思うかもしれないが、2次元の複素信号もIF帯にシフトさせてしまえば、1次元の実数信号として取り扱えるからである。繰り返しになるが、実数信号は0 Hzを対称軸として複素共役対の関係を満たさなければならない。一方で、IQ信号は中心周波数を対称軸としたときこの関係にはないが、信号全体を正（負）の方向にシフトさせて、負（正）の周波数側にも自身の複素共役を配置すれば、この信号は0 Hzを中心として複素共役対の関係にあるため、実数信号となるのである。図2.11の

\*7 実数信号のスペクトルは必ず複素共役対であるため、 $A$  と  $A^*$  の複素共役対が出力されるのは当然である。

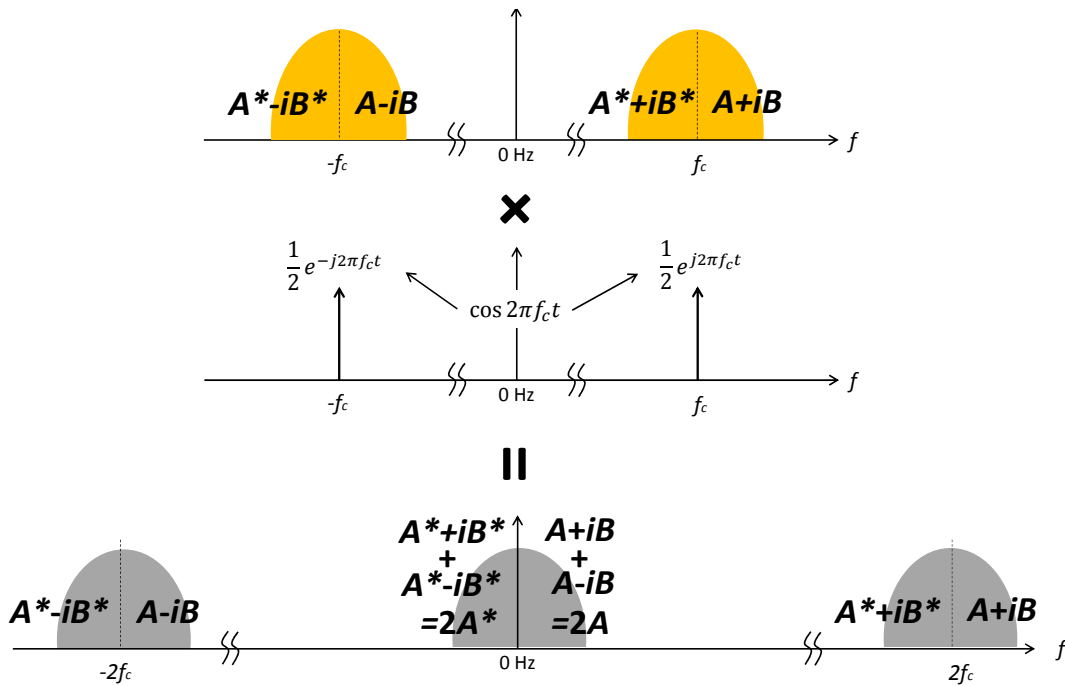


図2.10 ホモダイン受信のスペクトル概念図

下段の図は、まさにこの様子を示している。ところでこの説明では、LO 光の周波数を  $f_c - f_{IF}$  としていたが、 $f_c + f_{IF}$  としても同様の結果が得られる。しかし図2.11の下段の図にて、正と負の周波数成分が入れかわることに注意されたい。しかし複素共役対が入れ替わったところで、最終的に得られる実数信号には何ら変化はない。

以上をまとめると、ホモダイン受信では、複素振幅を 90 度光ハイブリッドと 2 つバランス PD で検出するのに対して、ヘテロダイン受信では同様のことが、180 度光ハイブリッドと 1 つのバランス PD で実現できることになる。その代わり信号は IF 帯に周波数シフトしていなければならず、この分帯域を 2 倍以上必要とする。デジタルコヒーレント受信器では、バランス PD の出力を ADC でデジタル化するが、ヘテロダイン受信では ADC のサンプリングレートもホモダイン受信に対して 2 倍以上でなくてはならなくなるため、通常は 2 台の検出器を使ってでも、低いサンプリングレートで済むホモダイン受信を行う場合が多い。また 90 度光ハイブリッドでホモダイン受信した信号と、180 度光ハイブリッドでヘテロダイン受信した信号の感度は同じになる。ここでは数式的な説明には立ち入らず、直感的な解釈に基づく説明のみにとどめるが、この事実は [32] にて量子力学的に説明されている。ヘテロダイン受信における光の複素振幅の IQ 検出は、量子力学的には I と Q の同時観測を行っていることになる。よく知られているように、ある 2 つの演算子が同時観測可能であるためには、それらが交換可能でなければならない。しかし I と Q の観測に対応する演算子同士は、交換可能でないことが知られている。一方で、何らかの外乱を両者に加えることで、本来交換可能ではない 2 つの演算子も、交換可能になる場合がある。ヘテロダイン受信では、イメ

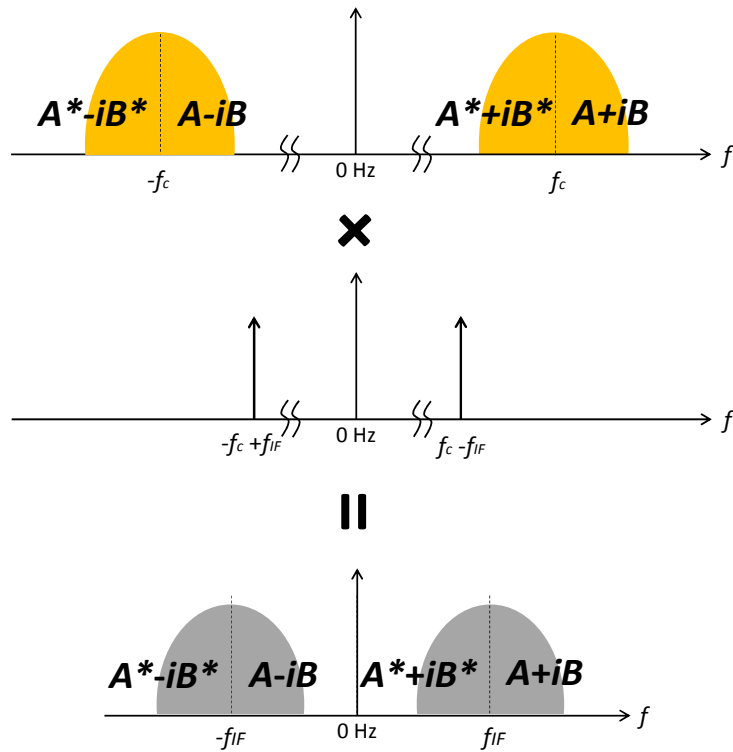


図2.11 ヘテロダイン受信のスペクトル概念図

一帯の真空場揺らぎがそれに対応している。イメージ帯とは、例えば LO 光の周波数を  $f_c - f_{IF}$  とした場合、 $f_c + f_{IF}$  がそれにあたる。本来  $f_c - f_{IF}$  に LO 光を配置した場合、 $f_c + f_{IF}$  には何も無いが、量子力学的には真空場揺らぎは必ず存在している。従ってヘテロダイン受信によって、この帯域にいる真空場揺らぎも信号と一緒に IF 帯に落ちてきて、信号と混ざってしまうのである。しかし一方で、イメージ帯からの真空場揺らぎが混入することで、I と Q の演算子が交換可能になり、同時観測が実現される。すなわちヘテロダイン受信では、信号劣化を許容して I と Q の同時観測を行う。一方で、90 度光ハイブリッドでホモダイン受信した際は、このイメージ帯の混入がないため、劣化なしで I と Q の同時観測が行えるようにも思えるが、実際は I と Q を別々に観測するために 90 度光ハイブリッド内で信号光を 2 分岐しており、これが感度劣化を引き起こす。すなわち分岐によって信号光パワーは減少する一方、真空場揺らぎは減少しないため、SN 比が減少する。この劣化分とヘテロダイン受信での劣化分は等しく、結果として IQ の観測はどちらの手法を用いても同じ感度となってしまうのである。

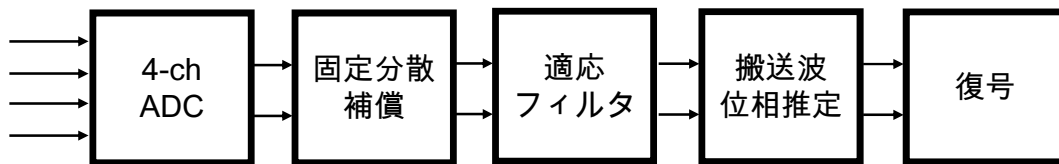


図2.12 デジタルコヒーレント受信器における信号処理ブロックダイアグラム

## 2.5 信号処理

前節ではコヒーレント受信を行うことで、どのように信号光が線形に電気領域にコピーされるのかについて、説明してきた。以降はその線形にコピーされた信号から、元のビット情報が復元されるまでの過程について説明する。

### 2.5.1 アナログ-デジタル変換

図2.12に、復号までの大まかな信号処理のブロックダイアグラムを示している。まず偏波ダイバーシティ 90 度光ハイブリッドからの 4 つの出力電気信号を\*8、4 つの ADC を用いてサンプリングする。この際、ADC のサンプリングレートはナイキストのサンプリング定理より、入力信号の最大帯域の 2 倍以上にしなければならない。仮に入力信号の帯域がこれ以上あると、サンプリング後にエイリアシングを引き起こしてしまうため、これを避けるべく ADC 前にアナログのアンチエイリアシングフィルタを設ける場合がある\*9。

### 2.5.2 固定分散補償

サンプリングされたデジタル信号は、まず固定分散補償回路へと送られる。ここでは群速度分散の大まかな除去を行う。群速度分散は光ファイバ通信を理解する上で、極めて重要な現象であるため、付録Aにてその詳細を説明している。群速度分散は時間領域ではそのインパルス応答の畳み込み、周波数領域では以下の式で表現される、周波数伝達関数との積として表現される [41]。

$$H(\omega) = \exp\left(-\frac{j\omega^2\beta_2z}{2}\right) \quad (2.17)$$

ここで  $\beta_2$  は光ファイバの分散パラメータ、 $z$  は伝送距離である。群速度分散補償を時間領域で行うか、周波数領域で行うかで回路構成が大きく異なる。時間領域で行う場合は、図2.13のような回

\*8 それぞれ  $x$  偏波の IQ 成分、および  $y$  偏波の IQ 成分である。

\*9 研究室の実験環境では、多くの場合は PD やアンプなどの電気デバイス、あるいは ADC のアナログ帯域自体がサンプリング周波数の半分未満であることも多く、この場合それら帯域制限自体が、ある種のアンチエイリアシングフィルタとして働く。



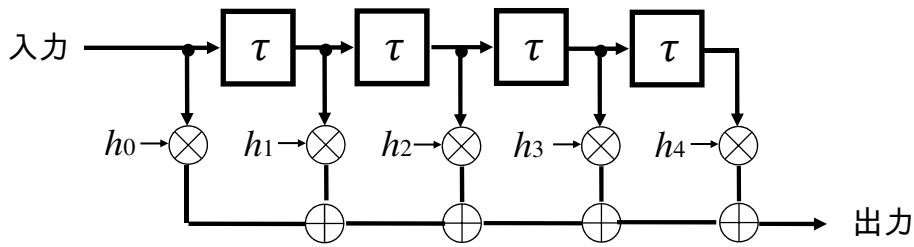


図2.13 FIR フィルタを用いた畳み込みの構成

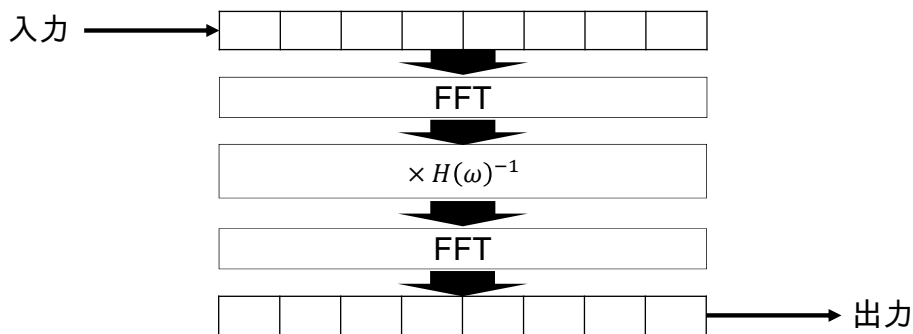


図2.14 周波数領域での群速度分散の補償

路構成になる。これは畳み込みをそのまま表現した構成であり、各入力に対して重みを掛けたうえで合成しており、有限インパルス応答（Finite impulse response: FIR）フィルタと呼ばれる構成である<sup>\*10</sup>。一方周波数領域で群速度分散補償を行う場合は、図2.14のような構成になる。まず入力されてきた時間データを、あるデータの固まりとしてFFTを施し、周波数領域に変換する。その後、ファイバの群速度分散の周波数伝達関数の逆行列を、FFTしたデータ系列に乗算し再度IFFTした上で時間領域に戻す。

原理的には両者ともに分散補償が可能であるが、計算リソースの観点では大きく異なる。例えば信号光が数千 km を伝送されてきたとすると、この際の累積群速度分散値は極めて大きく、そのインパルス応答長は何百シンボル分にも相当することがある。この場合、時間領域で分散補償を行うと、極めて長い系列の畳み込みを実行する必要があり、多くの計算リソースを必要とする。一方、周波数領域で分散補償する場合は、基本的にFFTや逆伝達関数の乗算に必要な計算量は、インパルス応答には依存しない[42]。そのため累積分散値が大きい場合は、周波数領域で分散補償を行った方が計算効率が高い場合が多い。逆に累積分散値が小さい場合は、畳み込みの計算量は少なくな

<sup>\*10</sup> FIR フィルタは無限に続くインパルスレスポンスを、有限長で打ち切ったフィルタ構成である。打ち切りによる誤差は発生するが安定であることが知られている。一方で、無限インパルス応答（Infinite impulse response: IIR）フィルタというものも存在する。これは再帰的にインパルス応答を表現するため、打ち切り誤差などはないが安定性の面でFIRフィルタに劣る。

り、時間領域で分散補償を行った方が効率が良い。現在の長距離システムでは、まず周波数領域で固定的な分散補償を行い、その後残留分散を時間領域で適応的に行う場合が多い<sup>\*11</sup>。

### 2.5.3 適応フィルタ

前節の固定分散補償の説明では、暗に分散の伝達関数は既知であると仮定していた。確かに光ファイバを敷設するには、距離の情報を把握する必要があるため、この過程はある程度妥当ではあるが、ファイバの分散パラメータなどの細かい値はわからない。そのため大雑把に固定分散補償を行っても、残留した分散によって信号歪が残ってしまう。この残留した分散の具体値については、受信側では不明である。さらに、伝送中に発生する偏波のランダムな回転や PMD についても、受信時点ではその具体的なジョーンズ行列を知るすべはない。これら未知の伝達関数を推定するため、適応フィルタが用いられる [44]。また適応フィルタには、受信側にて整合フィルタを形成するという役割もある。これによって受信 SN 比が最適化される。これについては、付録Bにて詳細を説明している。また適応フィルタ自体は、トレーニング信号を使うものと使わないもの2種類に大別できる [45, 46]。まずは、トレーニングモードでタップ係数を調整し、その後判定指向モードで信号等化を行う、Decision-directed least-mean-square (LMS) アルゴリズムについて紹介する。

ここでは簡単のため、実数の1次元信号に対する DD-LMS アルゴリズムについて説明する。再度畳み込みを表現した図2.13に戻り、これを数式的に表現することを試みる。そこでまず、ベクトル  $\mathbf{h}$  を以下のように定義する。

$$\mathbf{h} = [h_0, h_1, h_2, h_3, \dots, h_{N-1}] \quad (2.18)$$

ここで、ベクトルの各要素  $h$  は畳み込みの係数を表しており、その添え字は時間軸上で畳み込むデータの順番を表している。図2.13においては、 $N$  は5である。一方、入力ベクトル  $\mathbf{x}$  を、以下のように表現する。

$$\mathbf{x} = [x_{N-1}, x_{N-2}, x_{N-3}, x_{N-4}, \dots, x_1] \quad (2.19)$$

ここで、図2.13のように、過去のデータほど畳み込みの係数  $h$  の次数が高いものと掛け算されているため、 $x$  の添え字の数が降順になっていることに注意されたい。畳み込み演算の結果、その出力  $y$  は以上の2つのベクトルの内積で表現される。

$$y = \mathbf{x}\mathbf{h}^T \quad (2.20)$$

ただし  $\mathbf{A}^T$  は、 $\mathbf{A}$  の転置を表している。ここで、信号歪が発生する前のきれいな信号を  $d$  とする。以下のコスト関数  $J$  を定めて、 $J$  が0に近づくように  $\mathbf{h}$  を制御することを考える。

$$J(\mathbf{h}) = \mathbf{E}[(d_n - y_n)^2] \quad (2.21)$$

<sup>\*11</sup> 最近では、短距離向けのデジタルコヒーレント技術の研究開発も行われており、固定分散補償を除去して計算量を削減するという取り組みも報告されている [43]。



ここで  $\mathbf{E}$  は期待値をとる操作を表しており、また添え字の  $n$  はデータ系列の番号とする。  $J$  は  $\mathbf{h}$  の関数なので、  $\mathbf{h}$  の更新式は、確率的勾配降下法を用いて以下のように表現される。

$$\mathbf{h}_{n+1} = \mathbf{h}_n - \mu \nabla_{\mathbf{h}} J(\mathbf{h}) \quad (2.22)$$

ここで  $\mu$  は、ステップサイズパラメータと呼ばれる定数値である。  $\mathbf{h}$  はベクトルであるため、各重みによる微分は勾配として表現される。この式の意味は以下の通りである。式2.21がある最小点を持つとすると、その点は極値となる。すなわち  $\nabla_{\mathbf{h}} J(\mathbf{h})$  の値が小さいということは、その最小点に既に近いということである。その場合、  $\mathbf{h}_{n+1}$  を大きく更新する必要はないので、式2.22によって変化する分も少ない。一方、  $y$  が  $J$  の最小値から大きくずれていると、その勾配の値もある程度大きい値となる。その場合は、  $\mathbf{h}$  を大きく変化させる必要があり、実際式2.22によって、それが実現されていることがわかる。  $\mu$  に関しては、コスト関数の収束速度と収束後の精度を決める。  $\mu$  が大きい場合は収束までの速度があがる反面、精度が荒くなる。一方  $\mu$  が小さい場合はその逆で、収束までに時間はかかるが精度は高まる。このようにして、最終的に  $J$  が最小になるように、  $\mathbf{h}$  が収束していく。さらに式2.22を計算していくと、以下の式にたどり着く。

$$\mathbf{h}_{n+1} = \mathbf{h}_n - \mu e(n) \mathbf{x} \quad (2.23)$$

ここで、  $d_n - y_n$  を  $e(n)$  とおいている。以上より、式2.23に基づいてタップ係数を更新していくことで、コスト関数が最小点に近づいていくことになる。この際畳み込みのタップ係数については、系の全体の逆伝達関数のインパルス応答に近づいていく。これはすなわち適応フィルタが、群速度分散や PMD などの系全体の歪みを除去する役割を担っていることを意味している。DD-LMS アルゴリズムにおいては、まずトレーニング信号を用いて、以上の等化処理によりタップ係数の収束を完了させ、その後判定指向モードに移行する。このモードでは、  $d(n)$  をトレーニング信号の代わりに、受信した信号点に最も近いコンステレーションポイントとする。このようにして決定した  $d(n)$  が必ずしも正しい保証はないが、系の変動が高速でなければ、インパルス応答もそこまで変動しないため、一度トレーニングモードでタップ係数を正しい値に収束させておけば、十分に判定指向モードで追従可能である。

ここまでの議論は入出力が1次元の実数信号を仮定していたが、通信システムでは2次元の複素信号を取り扱う必要がある。過去の文献では複素振幅のためのLMSアルゴリズムも提案されており、現在ではこれが幅広く用いられている [47]。さらに偏波多重システムを前提とすると、その入出力はジョーンズベクトルで記述することができる。また伝送路は  $2 \times 2$  のジョーンズ行列で表されるため、LMSアルゴリズムもこれに合わせて変更されなければならない。図2.15に  $2 \times 2$  に合わせた構成を示す。この構成はまさに  $2 \times 2$  の行列演算を表しており、これを用いてジョーンズ行列を表現可能である。この構成はその形からバタフライ構成と呼ばれたり、あるいは多入力多出力 (Multi-input multi-output: MIMO) 構成と呼ばれることもある。

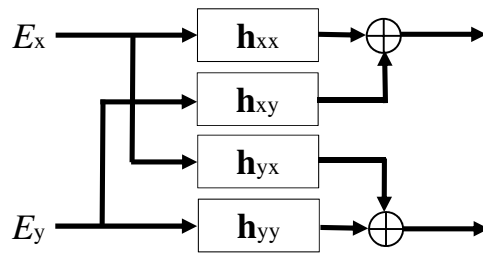


図2.15 バタフライ構成、あるいは  $2 \times 2$  の MIMO 構成

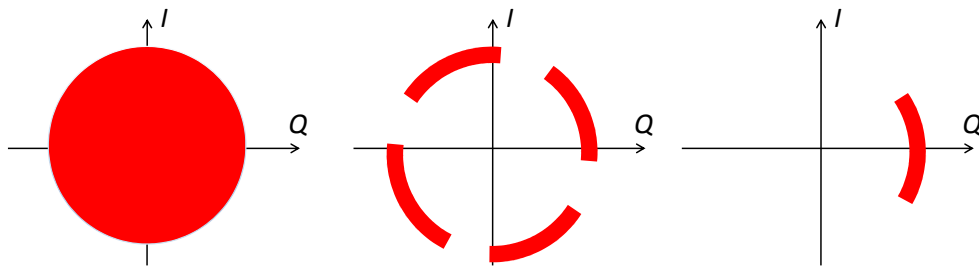


図2.16 CMA と搬送波位相推定を用いた信号等化の様子

## 2.5.4 搬送波位相推定

適応フィルタの節で説明した DD-LMS アルゴリズムは、原理的には位相回転を含む系全ての等化が可能である。しかしながら、レーザ位相雑音による位相方向の変動は、数百 kHz、あるいは数 MHz で発生するため、DD-LMS アルゴリズムが追従できなくなる場合があり、これによって大きなペナルティが発生することが知られている。一方で、位相に不感応なアルゴリズムとして Constant modulus algorithm (CMA) が知られており [48]、これを用いることで上述の DD-LMS の問題を解決できる。CMA においては、位相方向は等化器では補正せず、振幅のみの調整を行う。例えば QPSK 信号であれば、少なくともどの点も一定振幅を有するため、まず振幅が一定になるようにタップ係数を調整する。これは、式2.21で示したコスト関数を少し変更すれば、すぐに実現できる。この様子を図2.16に示している。左側のコンステレーションが等化前であり、CMA により振幅制御を行ったコンステレーションが真ん中の図である。しかしこのままでは、位相方向の雑音を取り除くことができていない。そこで Viterbi-Viterbi アルゴリズムと呼ばれる手法を用いる [49]。QPSK の4点は、例えば  $1$ 、 $\exp[i\pi/2]$ 、 $\exp[i\pi]$ 、 $\exp[i3\pi/2]$  で表現されるが、どの複素振幅も4乗すると1になることがわかる。すなわちこの操作によって、変調成分をキャンセルし位相雑音成分のみを抽出することができる。この様子を図2.16の右側に示している。この様にして求められた位相雑音の値を、CMA 直後の位相から差し引けばもとの QPSK 信号が復元できることになる。

## 2.6 まとめ

本章では、コヒーレント伝送技術の基礎について解説した。光ハイブリッドとバランス PD の役割はある種のみキサーであり、それによってどのように信号光が電気段のベースバンドにまでダウンコンバージョンされるのか説明した。また各種変調方式と、ホモダイン受信及びヘテロダイン受信という2つの受信手法についても説明した。後半では、コヒーレント伝送システムのための信号処理技術について解説し、どのように複素振幅からビット情報が回復されるのか、その全体概要を説明した。信号処理技術については、ここで説明したものはあくまで標準的なもので、現在もより効率的な処理を目指して、様々なアルゴリズムが提案されている。また誤り訂正符号などの符号化技術 [50–53] やファイバの非線形光学効果補償 [54–58] も極めて重要であり、ここで紹介しきれなかったこれら関連技術も含めて、コヒーレント伝送技術は未だ発展途上である。

## 第 3 章

# セルフコヒーレント伝送技術の基礎

### 3.1 はじめに

セルフコヒーレント伝送技術自体は、古くから研究されてきたが [59–61]、近年コヒーレントシステムの低コスト化・簡素化を目的として、再び注目を集めるようになってきた。セルフコヒーレント伝送システムにおいては、送信側で LO 光を信号光と同じ光源から生成し、ともに伝送する。従って受信側で別のレーザを準備する必要がなくなる。さらに信号光と LO 光に同じ光源を用いているため、お互いの周波数ずれがほとんどなくなる。すなわち、たとえ光源自体の波長が大きく揺らいだとしても、信号光と LO 光の相対的な周波数差は変化しない。これにより、光源に uncooled レーザを用いることができるようになり、通常のコヒーレント伝送システムに対して、大幅なコスト・電力削減が実現できる。また信号光と LO 光に同じ光源を用いているため、原理的にはレーザ位相雑音の影響を完全に排除することができる。すなわち、線幅の広いレーザを用いることができるようになり、これも大幅なコスト削減につながる可能性がある。以上の理由により、セルフコヒーレント伝送システムは、特にコスト制約の大きい短距離ネットワーク向けに注目を集め始めている。一方、セルフコヒーレント伝送システムにおいても、DSP で様々な処理を行って信号等化が行えるため、この点はデジタルコヒーレント伝送技術と同様に、古くからあるものとの大きな技術的差異であるといえる\*1。

### 3.2 システム形態

セルフコヒーレント伝送システムには、いくつかの形態が存在する。これまでにいくつかの方式が提案されているが、LO 光の送り方に関して大別すると、以下の 3 つが主である。(1) 2 芯ファイバ（あるいはマルチコアファイバ）を用いて LO 光を伝送する手法。(2) 周波数を信号光からずらした LO 光を、周波数多重して伝送する手法。(3) LO 光を偏波多重して伝送する手法。これらの

---

\*1 DSP を併用するセルフコヒーレント伝送技術は、あえて言うならば、“デジタルセルフコヒーレント伝送技術”、ということになる。

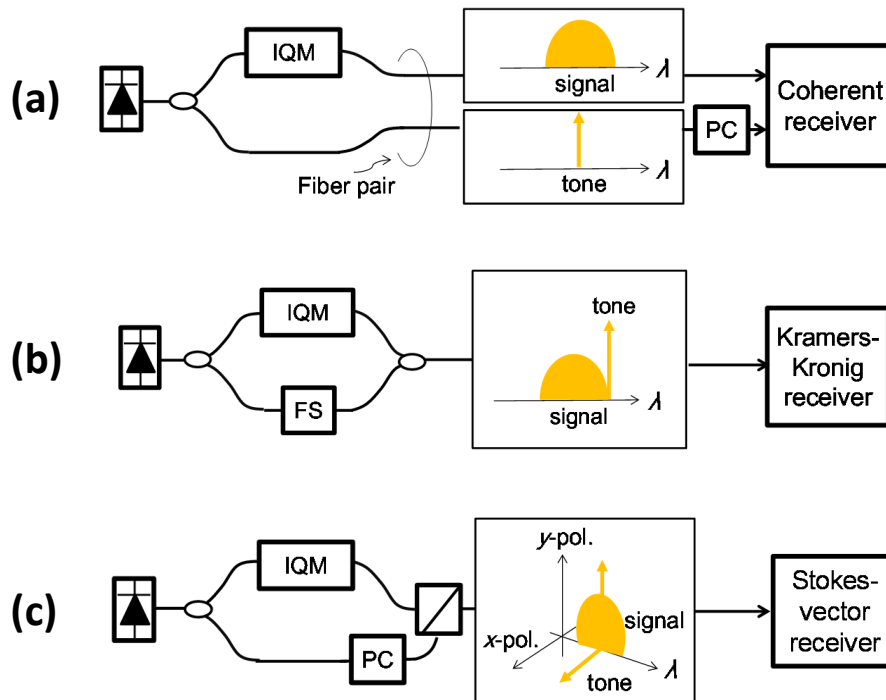


図3.1 セルフコヒーレント伝送のシステム形態

概念図を図3.1に示している。(1)については、空間多重を用いてLO光を送っていると考えられることができる [62–66]。またこの手法では、信号光とLO光の伝送路中で発生する偏波回転がどちらも同じである保証はないため、コヒーレント受信器に両者を投入する前に、光学的に偏波を合わせこむ必要がある。これについては現在では集積フォトニクス技術を用いれば、比較的容易に実現できる<sup>\*2</sup> [68–70]。一方で、2芯ファイバ自体は短距離向けの規格で一部存在はしているものの、距離が少し長くなってくると規格そのものがあまり存在していない。またマルチコアファイバを用いてもよいが、その場合はコスト高が懸念され、もともとコスト低減を目的としたセルフコヒーレント伝送システム的にあまりメリットはない。そこで以下では主に(2)と(3)について注目する。なお以降では、(2)のシステムをLO周波数多重システム、(3)をLO偏波多重システムと呼ぶことにする。

<sup>\*2</sup> 偏波回転は $2 \times 2$ のジョーンズ行列で表現できるが、仮に伝送路に偏波依存ロス (Polarization-dependent loss: PDL) などの直交性を崩すような要因がなければ、これはユニタリ行列として表現できることが知られている [67]。光回路的には、 $2 \times 2$ のユニタリ行列は2つの3dBカプラと2つの位相シフタで表現できるため、この構成を用いれば比較的簡単に集積光回路上で偏波回転の補正は行える。

### 3.3 LO 周波数多重システムとクラマース・クロニツヒ受信

#### 3.3.1 クラマース・クロニツヒ受信器による複素振幅の回復

本方式は、LO 光の周波数を信号光の中心周波数からずらすという点において、セルフヘテロダイン法とみなすことができる。このような信号を生成するには、図3.1の真ん中に示しているように、レーザ光を2分岐し片側をIQ変調し、もう片側を周波数シフトする必要がある。あるいは、DSPでIQ信号の端に予めトーン信号を配置しておけば、1台のIQ変調器でも同様のことが実現できる。当然信号光もLO光も、伝送路中では同じ偏波回転を受けるため、この方式では偏波回転補正の必要はなく、ただPDで信号検出するだけである。しかしながら、単一PDを用いることによって、非線形なビート雑音が発生する。光ハイブリッドを用いた際には、バランスPDがこれを抑圧していたが、この方式では信号光とLO光を分離する術はなく\*3、バランス検出ができない。よってこの非線形雑音を抑圧すべく、クラマース・クロニツヒ (Kramers-Kronig: KK) コヒーレント受信器が提案され活発に研究されている [73–76]。以下では、KK受信について説明する。

非線形ビート雑音については、既に光ハイブリッドの節で説明したように、2.3の第3項で表される。以下に再掲する。

$$I \propto |E_{sig} + E_{LO}|^2 = |E_{sig}|^2 + 2\text{Re}[E_{sig}E_{LO}^*] + |E_{LO}|^2 \quad (3.1)$$

ただし、今回はPDは1つしかないため、 $I$ の添え字は削除した。この第3項については、Signal-to-signal beat interference (SSBI) と呼ばれている。このSSBIを抑圧すべく、KK受信が考案された。KK受信においては、光の複素振幅を線形に復元可能なため、そもそもSSBIは生じない。その原理は以下の通りである。

物質の屈折率測定などにおいてよく知られているように、複素屈折率の実部と虚部の周波数応答は、KK関係によって関連づけられている [77]。これは系のインパルス応答が負の時刻から発生することはない、という因果律から導かれる普遍的な関係性である。これによって、強度スペクトルから屈折率の周波数依存性が推測できることになる。この関係をまとめると、「時間領域にて負の応答のない関数は、周波数領域にてその実部と虚部がKK関係を満たす」となる。さて天下り的ではあるが、ここで時間と周波数の関係性をひっくり返し、「周波数領域にて負の成分を持たないスペクトルを持つ信号は、時間領域にてその実部と虚部がKK関係を満たす」としたものがヒルベルト変換である。周波数領域にて負の成分を持たない、というのはまさにSSB信号のことを意味している。すなわち、通常の実数関数であれば必ず負の周波数には、正の周波数成分の複素共役が存在するが、SSBにおいてはこれがない。よってSSB信号は、時間領域ではその実部と虚部がKK

\*3 光フィルタで分離できなくはないが、LO周波数多重システムでは信号光とLO光の周波数間隔はできる限り小さくしたい。これはヘテロダイン受信後の帯域を節約するため、仮に両者に大きな周波数間隔が存在する場合、その分出力電気信号のスペクトルもDCからオフセットする形になり、電気回路やADCが無駄に高い周波数成分を保証しなければならないことになる [71, 72]。

関係を満たす、ということになる。さらに、SSB 信号は、その実部と虚部が KK 関係を満たすだけでなく、その振幅の対数と位相も KK 関係を満たす。これは以下のように示すことができる。まず SSB 信号の時間信号を  $u(t)$  とすると、これはすでに説明したように以下の KK 関係を満たす [73]。

$$u_r(t) = -\text{p.v.} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u_i(t')}{\pi(t-t')} dt' \quad (3.2)$$

$$u_i(t) = \text{p.v.} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u_r(t')}{\pi(t-t')} dt' \quad (3.3)$$

ここで  $u_r(t)$  と  $u_i(t)$  は、それぞれ  $u(t)$  の実部と虚部を表している。また p.v. はコーシーの主値積分を表す。ここで、以下のような関数を定義する。

$$U(t) = \log[1 + u(t)] \quad (3.4)$$

これは  $u(t)$  の対数をとっただけの関数ではあるが、それ以外に 1 が足されてオフセットしている。このオフセット項の意味については後に明らかになるが、今は  $|u(t)| < 1$  として、対数の中身が負にならないようにしている、と考えるもよい。さて式 3.4 を展開すると以下ようになる。

$$U(t) = \log[1 + u(t)] = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k+1} u(t)^k}{k} \quad (3.5)$$

上式から、各  $k$  番目の項において、 $u(t)$  が  $k$  乗されていることがわかる。さて、もともと  $u(t)$  は負の周波数成分のない SSB 信号であったが、それが  $k$  乗されるとどうなるであろうか。まず簡単のため 2 乗された場合を考える。時間領域での掛け算が、周波数領域でのたたみこみであることを思い出すと、 $u(t)^2$  のスペクトルは  $u(t)$  のスペクトル同士を畳み込んだものとなる。今どちらも負の周波数成分はないので、畳み込みを行った結果においても負の周波数成分は出現しない。これを  $k$  回繰り返したところで、その結果の信号は常に SSB 信号である。さらにこれら全ての和をとっても、SSB 信号である。つまり、 $u(t)$  が SSB 信号である限り、 $U(t)$  も必ず SSB 信号ということになる。これはすなわち、 $U(t)$  の実部と虚部も KK 関係を満たす、ということである。ここで以下のように  $U(t)$  を変形する。

$$U(t) = \log[1 + u(t)] = \log[|1 + u(t)| \exp[i\phi(t)]] = \log|1 + u(t)| + i\phi(t) \quad (3.6)$$

ここで  $\phi(t)$  は複素振幅  $\log[1 + u(t)]$  の位相である。これより  $U(t)$  の実部と虚部はそれぞれ、 $1 + u(t)$  の振幅の絶対値の対数をとったものと、その位相であることがわかる。すなわち、 $1 + u(t)$  の振幅の絶対値の対数をとったものと、その位相についても KK 関係を満たす、ということが証明された\*4。

\*4 あくまで KK 関係を満たすのは、振幅の”対数”と位相であって、振幅そのものと位相ではない。



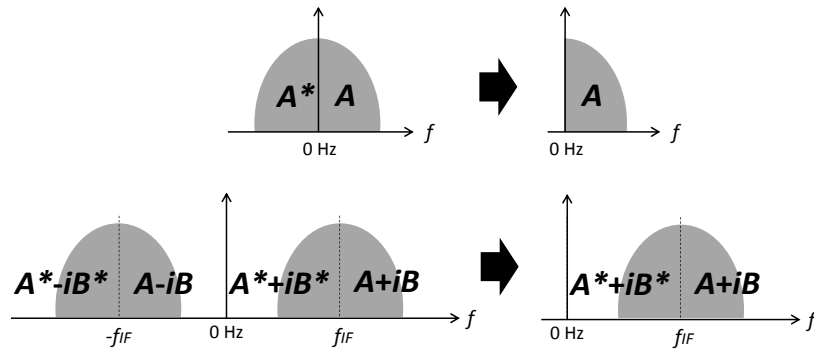


図3.2 SSB 信号のスペクトル概念図

このことはすなわち、信号光が SSB 信号である限り<sup>\*5</sup>、光ハイブリッドを用いてコヒーレント受信しなくても、信号光の振幅情報のみから位相情報も回復できる、ということを示唆している。PD から得られる光電流は光の強度であるため、振幅はその平方根より求められる。すなわち、光電流から以下の式により、光の位相情報が回復されることになる。

$$\phi(t) = \text{p.v.} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\log[\sqrt{I(t')}]}{\pi(t-t')} dt' \quad (3.7)$$

さてここまで、 $U(t)$  を定義する際に導入したオフセットの意味を、対数の中身を正にするためと説明してきたが、この条件を再掲すると以下となる。

$$|u(t)| < 1 \quad (3.8)$$

この条件は最小位相条件 (Minimum-phase condition) と呼ばれ、これが成り立たないと上述の議論も成立しない。これを KK 受信のプロセスの中で説明するなら、少なくとも LO 光を信号光の振幅以上に大きくしておき、光電流が DC オフセット成分をある程度保持するような状況にしておかなければならない、ということになる。この条件が満たされていないと、負の振幅成分が 2 乗検波を通して、正の領域に折り返すような形となり、信号品質が大きく劣化することが知られている。十分な DC 成分によって、複素振幅が常に正の領域に存在するよう担保する、といったイメージである。



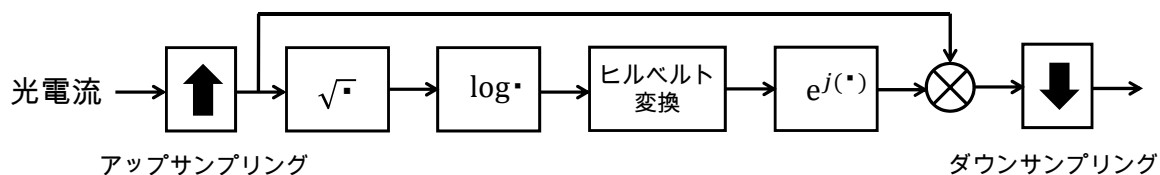


図3.3 KK 受信における DSP ブロックダイアグラム

### 3.3.2 信号処理

KK 受信のための DSP ブロックダイアグラムを、図3.3に示す。基本的には、前節で説明した通り、光電流の平方根と対数を取りヒルベルト変換を施す処理がメインである。一方で、それら処理の前後にアップサンプリングとダウンサンプリングが必要となる。電気信号の平方根や対数を取る処理は、非線形な処理であるため多くの高調波成分が発生する。従ってデータのサンプリングレートがあまり高くないと、この高調波成分が信号の最大帯域を超えてしまい、エイリアシングが発生することになる。このため、平方根や対数を取る前にオーバーサンプリングを行わなければならない。オーバーサンプリング比については、5 倍程度としている文献が多い。例えば 25 GHz 帯域を用いて、変調方式を 16QAM として 100 Gb/s を達成することを想定する。この際、ADC のサンプリングレートは少なくとも 50 GS/s でなければならないが、KK 受信を用いると、さらに回路内でアップサンプリングを行い、250 GS/s にまでサンプリングレートを上げなければならない。明らかにこの処理は負荷が大きく、並列処理を行うにしても莫大な回路資源が必要となる。アップサンプリングを回避するいくつかの解決策も示されているが [78, 79]、ペナルティを許容しなければならないなど、未だ大きな技術的課題となっている。

## 3.4 LO 偏波多重システムとストークスベクトル受信

### 3.4.1 ストークスアナライザによる複素振幅の回復

ここでは信号光と LO 光を偏波多重し送信する、LO 偏波多重システムについて説明する [80–83]。KK 受信においては、信号光の中心周波数と LO 光の周波数が異なるため、ヘテロダイン受信が行われていたが、この方式だと両者は等しく、ホモダイン受信が行える。それを実現するのが、ストークスアナライザ (Stokes analyzer) である。そこでここではまず、ストークスベクトルの基礎に

\*5 ここでの SSB 信号は、1 次元の振幅変調信号の片側サイドバンドを切り落とした信号だけでなく、QAM 変調信号のスペクトルに端に LO 光を配置した信号も含む。この様子を図3.2に示す。上段の図は、1 次元の振幅変調信号が SSB 信号になる様子を表しているが、下段の右側の図については QAM 信号を周波数オフセットさせた様子を表している。この状況も仮に負の周波数領域において、QAM 信号全体の複素共役成分を持つような実数信号が存在すると考えれば、QAM 信号そのものも SSB 信号であると考えられることができる

ついて説明する。

まずストークスベクトルの定義式を以下に示す [84]。

$$S_1 = |E_x|^2 - |E_y|^2 \quad (3.9)$$

$$S_2 = |E_{45^\circ}|^2 - |E_{135^\circ}|^2 \quad (3.10)$$

$$S_3 = |E_L|^2 - |E_R|^2 \quad (3.11)$$

ここで、 $E_{45^\circ}$  は光電界の 45 度直偏波成分、 $E_{135^\circ}$  は 135 度直偏波成分、 $E_L$  は左回り円偏波成分、 $E_R$  は右回り円偏波成分を表している。これら定義式から明らかなように、 $S_1$  は光がどの程度  $x$  ( $y$ ) 偏波成分を保有しているか、 $S_2$  は光がどの程度 45 度 (-45 度) 直線偏波成分を保有しているか、 $S_3$  は光がどの程度左回り (右回り) 円偏波成分を保有しているか、を表している。また全光パワー  $S_0$  は、以下のように求めることができる。

$$S_0^2 = S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 \quad (3.12)$$

さて、 $x$  及び  $y$  偏波を表すジョーンズベクトルを、 $|X\rangle$  及び  $|Y\rangle$  と表すことにする。これらを用いて、その他偏波成分は以下のように表すことができる。

$$|D\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}}(|X\rangle + |Y\rangle) \quad (3.13)$$

$$|A\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}}(|X\rangle - |Y\rangle) \quad (3.14)$$

$$|R\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}}(|X\rangle - i|Y\rangle) \quad (3.15)$$

$$|L\rangle = \frac{1}{\sqrt{2}}(|X\rangle + i|Y\rangle) \quad (3.16)$$

ここで、 $|D\rangle$ 、 $|A\rangle$ 、 $|R\rangle$ 、 $|L\rangle$  はそれぞれ、45 度直線偏波、135 度直線偏波、右回り円偏波、左回り円偏波のジョーンズベクトルを表している。従って、ストークスパラメータの算出においては、これらジョーンズベクトルの強度を光回路上で取得する必要がある。よく知られているように、 $\langle D|D\rangle$  と  $\langle A|A\rangle$  については、45 度回転させた半波長板に光を入射し、その  $x$  偏波と  $y$  偏波成分を PBS で分離したうえでそれぞれを PD で受光することにより取得できる。また、 $\langle L|L\rangle$  と  $\langle R|R\rangle$  についても、45 度回転させた  $\lambda/4$  波長板に光を入射し、その  $x$  偏波と  $y$  偏波成分を PBS で分離し、それぞれを PD で受光することで取得できる。これらを用いた、ストークスアナライザの光回路の構成図を図3.4の左上に示す。これがストークスアナライザの 1 つの形態である。一方で、式3.11をさらに変形していくと、以下の 2 つの表現方法にもたどり着く。

$$S_1 = 2|E_x|^2 - S_0 = |E_x|^2 - |E_y|^2 \quad (3.17)$$

$$S_2 = 2|E_{45^\circ}|^2 - S_0 = 2\text{Re}[E_x E_y^*] \quad (3.18)$$

$$S_3 = 2|E_L|^2 - S_0 = 2\text{Im}[E_x E_y^*] \quad (3.19)$$

図3.4の右上に、上式の第 2 式に対応する光回路構成を、下に上式第 3 式に対応する光回路構成を示す。

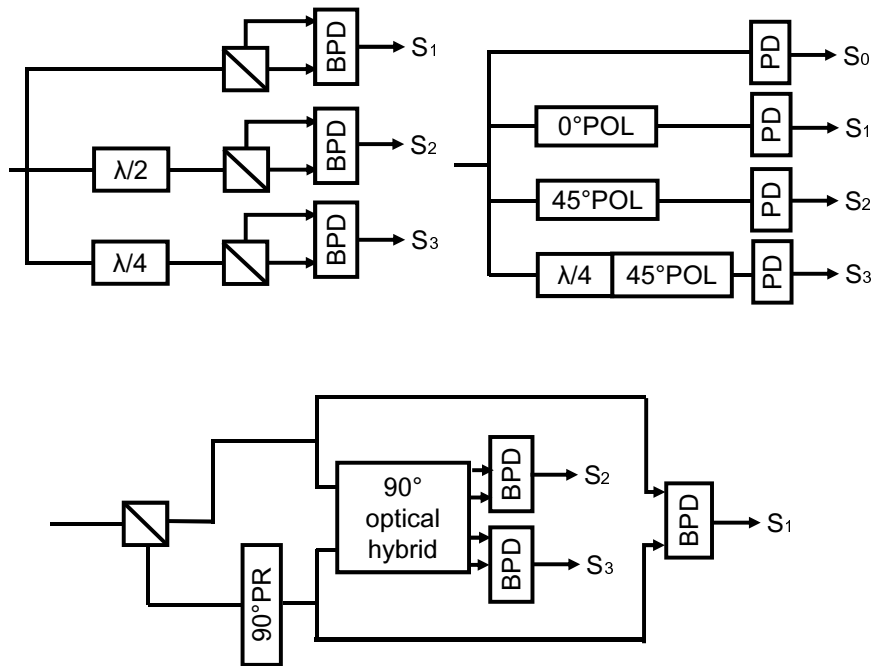


図3.4 ストークスアナライザの種々の形態

さてここで  $S_2$  について着目してみると、この項は  $x$  偏波と  $y$  偏波上の信号のビート成分であることがわかる。さらに  $S_3$  は  $S_2$  に対して、基準となる  $y$  ( $x$ ) 偏波の位相が 90 度ずれている。これは、前章で説明した 90 度光ハイブリッドのように、 $y$  ( $x$ ) 偏波が無変調な CW 光であれば、それを基準として  $x$  偏波の複素振幅が復元できる、ということの意味している。ここで、片側偏波を QPSK、あるいは 16QAM で変調し、もう片側偏波を CW 光とした信号をストークスペクトル受信器で受けた際の、3 次元ストークス空間の様子を図 3.5 に示している。この図からも分かるように、この 3 次元コンステレーションを、 $S_2$ - $S_3$  平面からのぞき込むと、それぞれ QPSK と 16QAM のコンステレーションが確認できる。

一方でコヒーレント伝送システムとの大きな違いは、LO 光自体も伝送されてくるため、雑音をある程度含んでいるということである。コヒーレント受信における LO 光は、受信側からそのまま 90 度光ハイブリッドに投入するため、そのパワーは極めて強く LO 光上の雑音は無視してよい。一方でセルフコヒーレントシステムでは、信号光だけでなく LO 光も雑音を含んでいるため、それらのビート信号の雑音も比較的大きくなり感度の劣化を招く [85,86]。

### 3.4.2 信号処理

感度劣化以外に問題になるのが、伝送路上でのランダムな偏波変動である。上の説明では  $y$  ( $x$ ) 偏波が無変調な CW 光で、 $x$  ( $y$ ) 偏波が信号光であると仮定していたが、伝送中の偏波変動によ

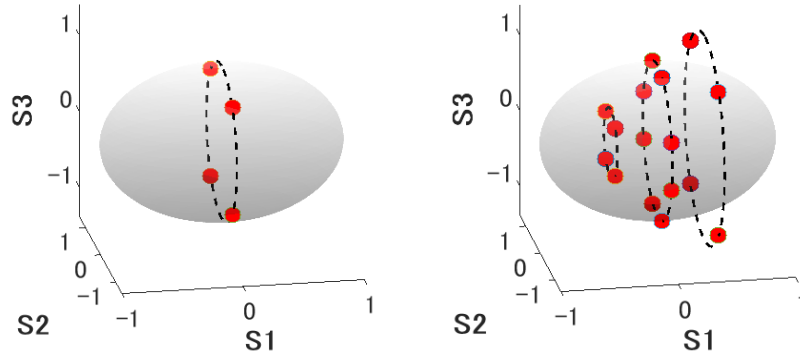


図3.5 LO 偏波多重システムにおける QPSK と 16QAM のストークス空間におけるコンステレーション図

って両者は混ざり合ってしまう。これを補正するためには、光偏波回転器を受信器前に配置する必要がある。一方で、偏波回転補正は信号処理を用いて行うこともできる。偏波回転はストークス空間上では、 $3 \times 3$  のミューラ行列を用いて表現できるため、その逆行列が求まれば以下のように送信時のストークスベクトルが復元できる [87]。

$$\begin{pmatrix} S_{1,in} \\ S_{2,in} \\ S_{3,in} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{1,out} \\ S_{2,out} \\ S_{3,out} \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

ここで  $S_{in}$ 、 $S_{out}$  はそれぞれ送信時、受信時におけるストークスパラメータである。セルフコヒーレントシステムにおいては、 $S_1$  は特に複素振幅の情報は含んでおらず不要であるため、式3.20をさらに以下のように簡略化することもできる [88]。

$$\begin{pmatrix} S_{2,out} \\ S_{3,out} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{1,in} \\ S_{2,in} \\ S_{3,in} \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

各行列の要素については、前章で紹介した DD-LMS アルゴリズムなどを用いれば特定可能である。従って通常のコヒーレントシステムにおける  $2 \times 2$  のジョーンズ行列のように、 $2 \times 3$  のミューラ行列をトラッキングすることで、偏波分離が可能となる。

その他の偏波分離の手法としては、グラフィカルに 3 次元空間の回転を特定するものがある [87]。まず、もとのストークスベクトルの 3 次元空間分布から、最小二乗平面とそれに直交した直線を求める。偏波回転により、全信号分布とともにこれらもストークス空間で回転するため、受信側にてストークスベクトル群の最小二乗平面とそれに直交する直線を再度算出する。これらもとの値を比較して、どのくらいの回転が発生したのかを計算しその逆回転を与える。この手法の欠点としては、最小二乗平面を求める際に多くのストークスベクトルを記憶する必要があり、メモリー量が膨大になる点があげられる。さらにその間に偏波が回転してしまうと、正しく最小二乗平面が求められなくなってしまう。付録Cではこの問題を解決し、さらにより計算量の少ない偏波分離アルゴリ

ズムについて紹介している。

### 3.5 まとめ

本章では、セルフコヒーレント伝送システムの概要について説明した。LO 光の配信の仕方によって主に 3 つの方式が提案されているが、ここでは周波数と偏波で LO を配信する方式について説明した。前者は KK 受信器によって、後者はストークスアナライザによって、光の複素振幅を回復できる。これらセルフコヒーレントシステムは、通常のコヒーレント伝送システムに対して簡素化が可能であり、とりわけレーザに求められる要求を大幅に緩和することができる。低コスト化・低消費電力化という観点では、セルフコヒーレント伝送システムは大変に魅力的なアプローチであり、今後コスト制約の厳しいデータセンター内通信など、短距離のネットワークに用いられる可能性もある。

## 第 4 章

# 直列位相変調器を用いた簡易偏波多重送信器

### 4.1 はじめに

コヒーレント伝送技術の章で説明したように、IQ 変調器は 4 つの位相変調器から構成されている。さらにこれを偏波多重構成にした場合、当然両偏波向けに 2 台の IQ 変調器が必要になるため、8 台の位相変調器が必要となる。さらに 1 台の MZ 変調器にはバイアス制御のための位相シフタが必要である。また IQ 変調器には I と Q の間の  $\pi/2$  の制御のための位相シフタも必要となり、両偏波で合計 6 つのバイアスコントロール回路も必要となる。さらに、PBS、PBC や PC などの偏波を制御するための素子の必要となる。

これらすべての素子をコンパクトに集積するためには、集積フォトニクス技術が欠かせない。現状、変調スピードや性能においては、InP による集積技術が最も成熟している [89–91]。しかし InP 上であっても、低ロスで高い偏波消光比をコンパクトなフットプリントで実現することは困難である。上記の理由から、現状の偏波関連の素子は空間系など、オフチップで作成されている。しかしさらなる小型化のためには、全コンポーネントの集積化が望ましい。

この問題を解決すべく、PBC を必要としない偏波多重変調器構成が提案されている [92]。この変調器は MZ 構成を用いることなく直線構成のみで設計されているため、変調器そのもののサイズも小型になる。変調器全体としては、2 台の偏波依存性を持つ EA (Electro-absorption: EA) 変調器と、45 度偏波回転器及び 90 度偏波回転器から構成されている。この構成図を図 4.1 の下側に示している。従来の偏波多重 IQ 変調器を上側に示しており、構成としては明らかにシンプルである。この変調器は以下のような原理で、偏波多重信号を生成する。

まずレーザから出力された TE 光は、45 度偏波回転器によって両偏波成分に分配される。この 45 度偏波回転された光は、1 つ目の EA 変調器に投入される。ここで EA 変調器は、極めて強い偏

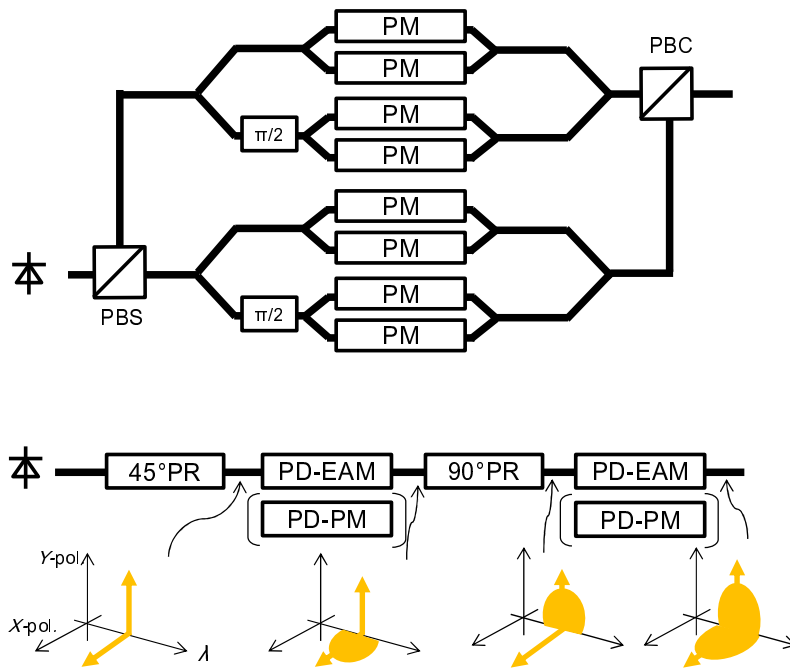


図4.1 従来の偏波多重 IQ 変調器と直接型偏波多重変調器の構成図 (copyright©2021 IEICE [93])

波依存性を有しているとする\*1。すると EA 変調器内では、片側偏波には変調がかかり、もう片側には変調がかからず光が素通りする、といった現象が起きる。次にこの信号光を 90 度偏波回転素子に入力する。これによって、 $x$  偏波と  $y$  偏波成分が入れ替わる。最後にこの信号光を、2 段目の偏波依存 EA 変調器に投入すれば、先ほどは変調のかからなかった成分だけに変調がかかり、最終的に両偏波に変調がかけられることになる。しかしながら EA 変調器を用いたところで、強度変調を行うことしかできず、IQ 信号を生成することはできない。すなわちこの変調器は、偏波多重強度変調器ということになるが、通常偏波多重する場合はコヒーレント受信を前提とするため、この用途はいささか不自然である。

一方で、EA 変調器を位相変調器におきかえることで、位相の制御は可能になる。図4.1の下の方の括弧で示した構成が、EA 変調器を位相変調器に置き替えたパターンである。位相変調器の場合でも、偏波依存性が必要なのは EA 変調器の場合と同様である。

位相変調器を用いた際の問題点としては、振幅の制御ができない点が挙げられる。しかし、PSK 信号であれば、多値の Pulse-amplitude modulation (PAM) 信号を位相変調器に投入することで生成可能である。この様子を図4.2に示す。ここでは例として QPSK のコンステレーションを示し

\*1 多重量子井戸中の量子閉じ込めシュタルク効果は、本質的に偏波依存性を有する [94]。通常のアプリケーションでは偏波依存性は好ましくないため、できる限りこれを減らそうとする試みが数多く方向されているが、ここではその偏波依存性を有効活用することができる [95]。

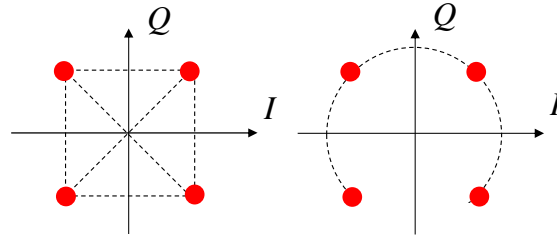


図4.2 IQ変調器と位相変調器を用いて生成したQPSKのコンステレーション図 (copyright©2021 IEICE [93])

ている。IQ変調器で生成した場合のQPSKに対して、位相変調器1台で生成したQPSKの軌跡は円周上を描く。このような非線形性によって、スペクトルの拡大などの問題点が発生するが、そのデメリットを許容すれば、さらに変調器を簡素化できる可能性がある。そこで本章では、2台の位相変調器と1台の偏波回転器のみからなる、新しい偏波多重PSK変調器を提案する。

## 4.2 提案構成と動作原理

提案する偏波多重送信器構成を、図4.3に示す。図4.1の下図と比較すると、さらに90度偏波回転器が除去されている。これを用いた偏波多重信号生成の原理は以下の通りである。まず、レーザから生成されたTE光は普通の位相変調器に導かれ、ここでPSK変調を行う。前節でも説明したように、PAM信号を位相変調器に投入することで、PSK信号が生成できる。以降ではQPSKを例にとって説明する。この場合の電気信号はPAM4信号となる\*2。

変調された信号光は、45度偏波回転器に導かれる。45度偏波回転することにより、両偏波間に同様の信号光がコピーされる。この様子をジョーンズベクトルを用いて表現すると、以下のようになる。

$$\mathbf{E}_{out} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j[K_{PM}V_1]} \\ e^{j[K_{PM}V_1]} \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

ここで、 $K_{PM}$ は位相変調器の変調効率を表しており、 $V_1$ は位相変調器に投入する電圧である。この信号光は、偏波依存位相変調器へと導かれる。今、その変調器の偏波依存性が極めて高く、 $x$ 偏波のみに変調がかかり $y$ 偏波はそのまま出力されたとしよう。その場合、出力されるジョーンズベクトルは以下のようになる。

$$\mathbf{E}_{out} = \frac{e^{j[K_{PM}V_1]}}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j[K_{PD-PM}V_2]} \\ 1 \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

\*2 入力するPAM4信号の $V_{pp}$ については、信号振幅がQPSKの位相回転範囲である、0から $3\pi/2$ をカバーするように調整しなければならない。すなわち $V_\pi$ の3/2倍で入力しなければならないため、比較的大きな入力電圧が求められる。しかしながら最近では極めて $V_\pi$ の小さい変調器も報告されており[96]、これらを用いれば現実的な入力電圧で実現できる。



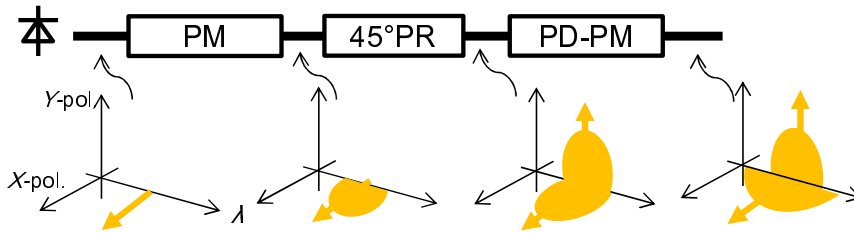


図4.3 提案送信器構成 (copyright©2021 IEICE [93])

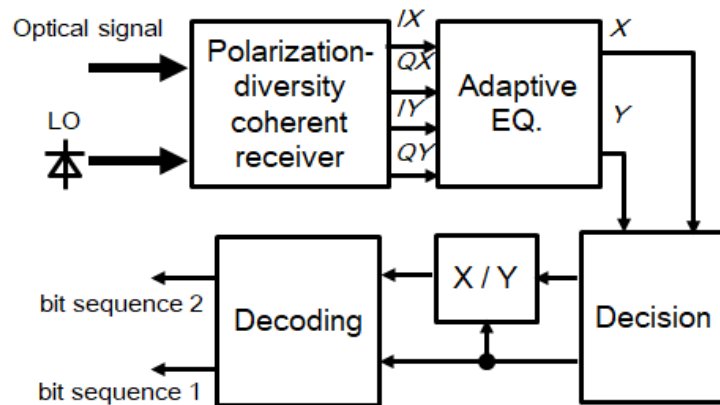


図4.4 DSP ブロックダイアグラム (copyright©2021 IEICE [93])

ここで、 $K_{PD-PM}$  は偏波位相変調器の変調効率を表しており、 $V_2$  は位相変調器に投入する電圧である。この式から、 $V_2$  によって、 $x$  偏波と  $y$  偏波間の相対的な位相差が変調されていることがわかる。すなわち、ある種の差動符号化\*3が偏波間にて行われている、と考えることができる。この偏波間差動符号化によって、偏波分離や回転を行わずにあえて片側偏波を2重変調してしまうことで、光の回路構成が簡単になっているわけである。しかしながらこの  $x$  偏波上の2重変調のために、通常の復調用 DSP を多少変更する必要がある。その DSP ブロックダイアグラムを図4.4に示す。判定までは通常の DSP と同様であるが、 $V_2$  に対応する信号のみを取り出すために、 $x$  偏波上の信号から  $y$  偏波上の信号を割る必要がある。変更点は以上であり、DSP に大きく負荷がかかるような処理ではない。また偏波依存位相変調器と45度偏波回転器の組み合わせについては、既にモノリシックに InP 上で集積された例も報告されており [98–100]、十分に実現可能な構成である。

一方で、本方式の懸念点は大きく分けて2つある。1つ目は、上記の議論では偏波依存位相変調

\*3 通常のシンボル情報は、LO に対して絶対的な位相にマッピングされる。一方で、差動符号化においては前のシンボルとの相対的な位相情報に、シンボル情報をマッピングさせる [97]。これによって、仮に全体のコンステレーションが位相回転していたとしても、相対的なシンボル間の位相関係は変わらないため、絶対位相の同期を行わなくても復調ができるようになる。

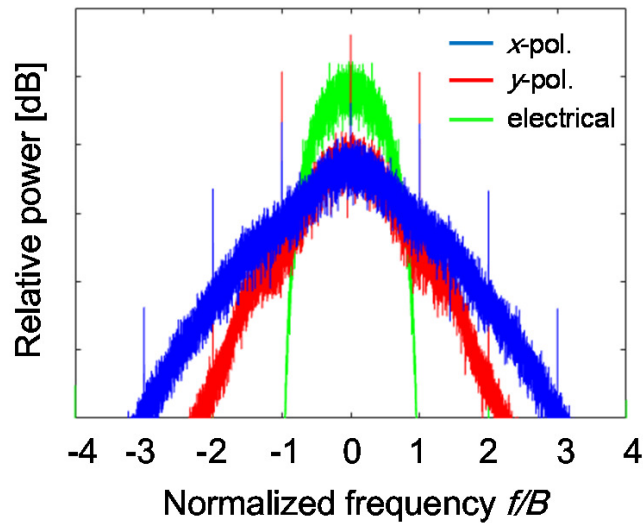


図4.5 変調前後でのスペクトル比較 (copyright©2021 IEICE [93])

器の偏波依存性は極めて強く、片側の偏波は無変調のまま素通りすると仮定していたが、実際にはもう片側の偏波にも多少なりとも変調がかかってしまう可能性がある点である。2つ目は、位相変調による帯域拡大である。第2章で説明したように、IQ変調器を用いることで電気信号を線形に光領域にコピーすることができるが、位相変調器1台でPSK信号を作ると、完全に非線形領域で位相変調器をドライブすることになり、スペクトルが大幅に広がる。また、偏波依存位相変調器における2重変調においても、スペクトルの拡大が起きる。以降では、これらの影響を数値的に解析する。

### 4.3 シミュレーションによる性能解析

提案した偏波多重器の性能を、シミュレーションによって評価した。まず本方式を用いることで、どの程度帯域拡大が発生するのかを見積もった。シミュレーションでは、まずランダムなビット列から2系列のPAM4信号を生成し、それぞれのPAM4信号を、レイズドコサインフィルタによってスペクトル成形した。この際のロールオフ率は1とした。これらを上記の原理のとおり位相変調し、スペクトルがどの程度拡大するか見積もった。その結果を図4.5に示す。横軸は周波数をボーレートで正規化した、正規化周波数としている。元の電気信号は、ロールオフ率1のレイズドコサインフィルタでスペクトル成形しているため、その最大帯域はボーレートと等しくなっている。変調後のスペクトルを見てみると、明らかに帯域拡大が発生している。さらに、 $x$ 偏波成分においては、2重変調のため、さらに帯域が拡大していることがわかる。

次に定量的な性能評価を行うべく、提案変調器を用いた際のBERを測定した。信号生成は上述と同様に行い、受信側では信号をDD-LMSによって等化した。まず帯域制限など一切ない、ガウ

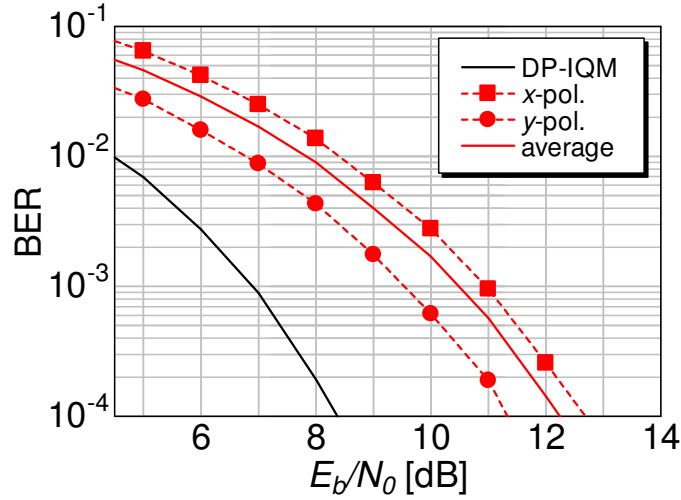


図4.6 AWG 雑音環境下での BER 特性 (copyright©2021 IEICE [93])

ス雑音だけを付与した理想的な状況での BER 特性を、図4.6に示す。IQ 変調器を用いた際の理想的な特性を実線で示しているが、これから 2.5 dB 程度乖離している。これについては、DD-LMS を用いた際に FIR フィルタが、非線形な位相変調の応答に対して整合フィルタを形成できなかったためと考えられる。すなわち、FIR フィルタを用いている以上、系は線形であると改定しているが、位相変調そのものが非線形であるため、DD-LMS を用いても逆伝達関数推定や整合フィルタ形成がうまく行えなかった可能性がある。さらに、 $x$  偏波と  $y$  偏波の特性が異なる、という特徴も見取れる。これは差動符号化に起因していると考えられる。一般に差動符号化は、時間軸にて前のシンボルを基準として現在のシンボルを符号化する。しかし仮に前のシンボルが誤っていると、その誤りは次のシンボルにまで影響してしまう。今回の偏波間の差動符号化においても、同様に  $x$  偏波成分は  $y$  偏波成分を基準に変調されているため、仮に  $y$  偏波に誤りが生じると、それが  $x$  偏波にも伝搬してしまうと考えられる。すなわち、 $x$  偏波成分の方が、 $y$  偏波成分以上に劣化すると考えられる。従って、偏波間の性能を均一化するために、偏波間のビットをインタリーブなどを用いて誤りを分散させる必要がある。実線は、このようにして両者の平均をとったものとなっている。

次に、2 段目の位相変調器の偏波依存性が理想的でない場合の、BER 特性をシミュレーションした。この状況をジョーンズベクトルで表すと、式4.2が以下のように変わる。

$$\mathbf{E}_{out} = \frac{e^{j[K_{PM}V_1]}}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j[K_{PD-PM,x}V_2]} \\ e^{j[K_{PD-PM,y}V_2]} \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

$K_{PD-PM,x}$  と  $K_{PD-PM,y}$  は、それぞれ偏波依位相変調器の、 $x$  偏波及び  $y$  偏波の変調効率を表している。ここで、以下のように定義されるパラメータ  $\eta$  を、偏波消光比と呼ぶことにする。

$$\eta = K_{PD-PM,x}/K_{PD-PM,y} \quad (4.4)$$

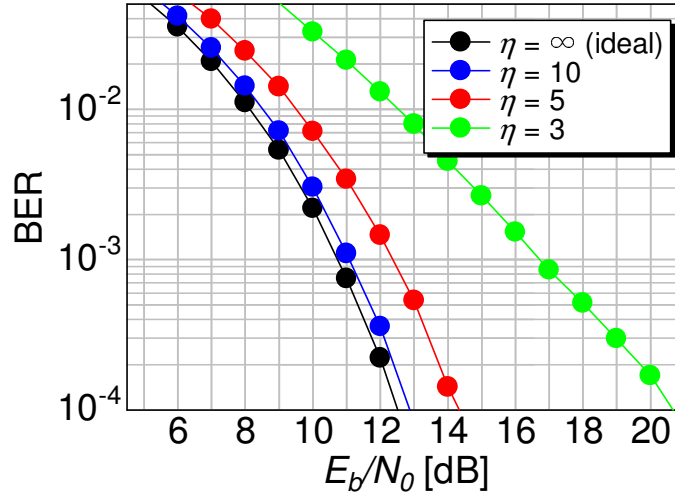


図4.7 有限な偏波消光比のもとでの BER 特性 (copyright©2021 IEICE [93])

理想的な状況では、 $\eta$  は無限となる。 $\eta$  を変えながら BER 特性をシミュレーションした。その結果を、図4.7に示す。ここでは  $\eta$  を 3、5、10 と変化させた。当然  $\eta$  が小さくなるにつれて、ペナルティが大きくなっていくことがわかる。一方、 $\eta$  が 10 程度あれば、ペナルティは 0.5dB 未満に抑えられている。この程度の  $\eta$  であれば、実際に多重量子井戸中のシュタルク効果によって比較的容易に実現出来る。一方で仮に  $\eta$  が比較的小きくても、入力電気信号に予め処理を施すことで、ペナルティをなくすことができる。すなわち、式4.3にも示されているように、有限の  $\eta$  によってある種の偏波間カップリングが引き起こされるため、それぞれの変調効率さえわかれば、以下の式からカップリング分を予め差し引くことができる。

$$V_1' = V_1 - \frac{K_{\text{PD-PM},x}}{K_{\text{PM}}} V_2 \quad (4.5)$$

ここで  $V_1'$  は  $V_1$  に事前処理を施した後の入力電圧である。実際この式を、式4.3に代入すると、以下のようなになる。

$$\mathbf{E}_{\text{out}} = \frac{e^{j[K_{\text{PM}}V_1]}}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j[K_{\text{PD-PM},x}-\text{PD-PM},x]V_2} \\ 1 \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

式4.6からもわかるように、 $y$  偏波上のカップリング成分が除去されている。ただし、もとの変調効率よりかは小さくなってしまう。

次に、45度偏波回転器の不完全性による性能劣化に関しても、シミュレーションを行い検証した。ここでの不完全性とは、偏波回転が例えば44度回転や46度回転になってしまう、ということの意味している。その結果を図4.8に示す。ここでは、偏波回転器により与えられる角度を、35度から55度まで変化させて、その際の BER が  $10^{-3}$  になる  $E_b/N_0$  を求めた。上に行くほど、 $10^{-3}$  を達成するためにより大きい  $E_b/N_0$  の値が必要になるので、プロットがより上側にあるほどその

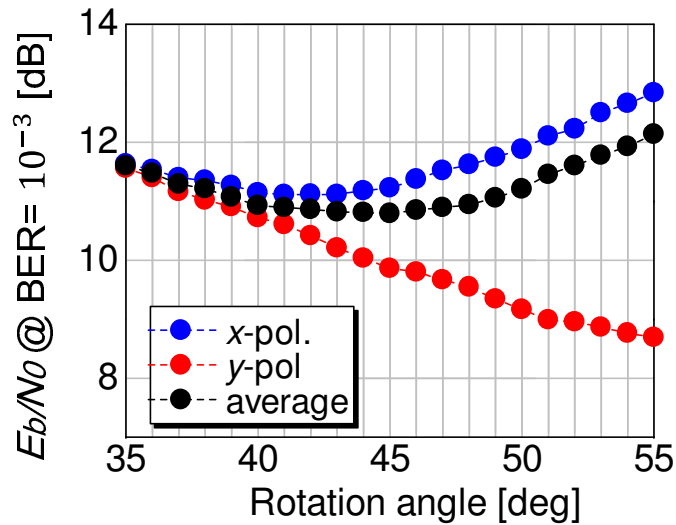


図4.8 不完全な45度偏波回転器を用いた際のBER特性 (copyright©2021 IEICE [93])

角度では性能が劣化している、ということの意味している。 $y$  偏波に関しては、角度が小さくなるにつれて性能が改善していく。これは回転角度が小さいとより多くのパワーが  $y$  偏波に割り当てられるためである。そのためこの領域では、逆に  $x$  偏波の品質は劣化している。一方、角度が45度より小さい領域については、より多くのパワーが  $x$  偏波に割り当てられるため、 $x$  偏波の性能が向上するようにも思えるが、シミュレーション結果ではそうはなっていない。これについては、差動符号化が影響していると考えられる。この方式では、 $x$  偏波の情報は  $y$  偏波に対して相対的にエンコードされているため、仮に  $y$  偏波の情報が誤っていた場合は、その誤りの影響が  $x$  偏波にまで波及してしまうことになる。従って、 $x$  偏波の性能はどうやっても  $y$  偏波を超えることは出来ず、シミュレーションのように仮に  $x$  偏波により大きなパワーが割り当てられる状況であっても、性能自体は悪い  $y$  偏波側に引っ張られてしまうのである。一方で、45度付近の性能を見てみると、数度ずれたところで劣化自体は極めて少ないため、偏波回転器の不完全性による性能劣化は無視できる範囲である、と結論付けてよい。

最後に、受信器の帯域制限による影響を見積もった。その結果を、図4.9に示す。このシミュレーションでは、受信器における帯域制限を模擬するため、4次のバターワースローパスフィルタを受信信号に適用した。図4.9では、そのフィルタの3dB帯域をボーレートで割って正規化した、正規化周波数を横軸に取っている。また縦軸については先ほどと同様に、BERが $10^{-3}$ になる $E_b/N_0$ でプロットした。まず全体的な傾向として、 $x$  偏波の性能が、常に  $y$  偏波に劣っていることがわかる。これは帯域制限の影響があまり見られない  $f_{3dB}/B$  が比較的大きな領域において、既に起きている。これについては上で説明したように、偏波間の差動符号化によって常に  $x$  偏波の特性が  $y$  偏波より多少劣化しているためである。ここに帯域制限の影響が入ってくると、この傾向がより顕著に

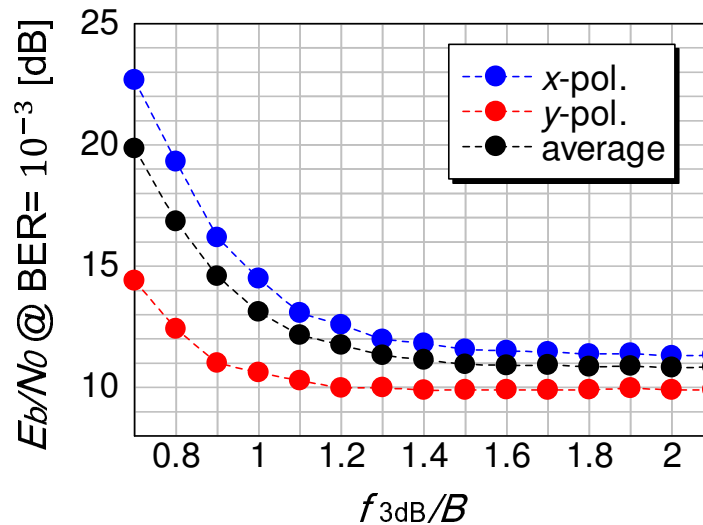


図4.9 帯域制限による提案方式への影響 (copyright©2021 IEICE [93])

なる。これについては、図4.5にも示しているように、2重変調によって  $x$  偏波の帯域がより拡大しているためと考えられる。両偏波間の平均的な性能については、黒線で示している。 $f_{3dB}/B$  が1の時、ペナルティは約 2dB 程度となっている。 $f_{3dB}/B$  が1というのは、受信器の帯域がボーレートと等しいという意味であるため、ボーレートと同程度の帯域を確保しておけば、帯域制限の影響は 2dB 程度には抑えられる、ということである。しかしながら、レイズドコサインフィルタでロールオフ率を 0 とすれば、必要帯域はボーレートの半分にまで削減できる。従ってこの変調器を用いると、少なくとも実現可能な最小帯域の 2 倍程度の帯域を、確保しなければならない。

#### 4.4 まとめ

本章では、これまでコヒーレント伝送システムにて用いられてきた、偏波多重 IQ 変調器の構成を大幅に簡素化すべく、2 台の位相変調器と 1 台の偏波回転器のみからなる、新しい偏波多重変調器構成を提案した。恐らく偏波多重送信器としては、ここで提案した構成はこれまでに提案されているものの中で、最も少ない要素で構成されていると思われる。一方で構成を簡素化した分、様々な部分でペナルティが発生することがわかった。1 つ目のペナルティは、位相変調器で生成した非線形なスペクトルを持つ PSK 信号を、線形 FIR フィルタで等化する際に発生する。これについては、位相変調器 1 台で PSK 信号を作る以上回避のできない本質的な問題である。一方で、偏波依存位相変調器の有限な偏波消光比や、偏波回転器の不完全さもペナルティの要因となるが、前者は入力信号に対する前処理で解決可能であり、後者はそもそもペナルティ自体極めて小さくそこまで問題にならないことが分かった。一方で、位相変調によってスペクトルが拡大してしまう本方式においては、受信器の帯域制限は本質的な問題となり得る。シミュレーションでは、ボーレートと同

程度あれば、ペナルティを 2 dB 程度に抑えられることはわかったが、通常のコヒーレント伝送システムではナイキストフィルタリングを行えば、これ以上の帯域狭窄化も実現できる。シミュレーション結果からの以上の考察により、本方式は多少のペナルティが許容されるような、比較的要求条件の厳しくない環境では有用である可能性はある一方、性能が重要視されるような環境での適用は難しい、との結論に至った。



## 第 5 章

# ストークスアナライザ型コヒーレント受信器

### 5.1 はじめに

本章では、従来の偏波ダイバーシティ 90 度光ハイブリッドに対して、より簡素な構成の新しいコヒーレント受信器の形態を提案する。すでに第 2 章で説明したように、従来の偏波ダイバーシティ 90 度光ハイブリッドに必要な主な光部品は、2 組の 90 度光ハイブリッド、4 つのバランス PD (あるいは 8 つのシングル PD)、PBS、PBC などである。コヒーレント受信器の更なる簡素化のためには、これら光部品の点数をより少なくする必要がある。

この目的のため、これまでいくつかの受信器アーキテクチャが提案されてきた。例えば 120 度光ハイブリッドと呼ばれる光回路も、そのうちの一つである [101–103]。120 度光ハイブリッドにおいては、 $3 \times 3$  カプラを用いて信号光と LO 光を合波する。これによって、出力数は従来の 90 度光ハイブリッドの 4 つに対して、3 つとなる。しかしながら、所望のビート成分を直接取り出すためには、きわめて複雑なアナログ回路が必要になる。これまでの報告では、実際にこのための回路を実装した例はほとんどなく、その代わりに 3 台の ADC と DSP を用いていた。しかしこれでは、通常コヒーレント受信器より ADC の数が増えてしまい、かえってコスト増となってしまう。

そこで本章では、第 3 章で紹介したストークスアナライザを応用することで、そのような複雑なアナログ処理を必要としない、新たなコヒーレント受信器を提案する。これによって、必要な PD 数を従来の 8 個から 6 個にまで削減可能となる。一方で 120 度光ハイブリッドとは異なり、複雑なアナログ処理なしで所望のビート成分を抽出することができる。また提案受信器のもう一つの特徴として、信号光と LO 光が直交している点があげられる。これによって、PBS1 台で同時に信号光と LO 光の合分波が行える。原理検証のため、提案した受信器を実際に空間系を用いて試作した。さらにその試作器を用いて、100km の伝送実験も行った。ここではその伝送実験の詳細も含めて説明する。



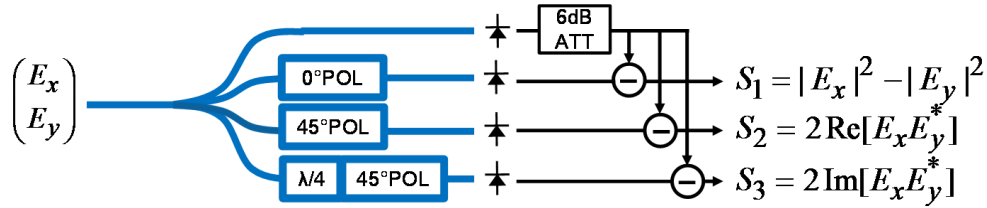


図5.1 ストークスアナライザの一形態 (Reprinted with permission from [104] ©The Optical Society)

## 5.2 基本原理

### 5.2.1 概要

数式的な説明は次節で行うこととして、まずここでは提案するコヒーレント受信器の原理について、その概念を説明する。前節でも述べたように、その新たなコヒーレント受信器は、ストークスアナライザを改変することで導かれる。まず式3.19 を以下に再掲する。

$$S_1 = |E_x|^2 - \frac{1}{2}S_0 = \frac{1}{2}(|E_x|^2 - |E_y|^2) \quad (5.1)$$

$$S_2 = |E_{45^\circ}|^2 - \frac{1}{2}S_0 = \text{Re}[E_x E_y^*], \quad (5.2)$$

$$S_3 = |E_L|^2 - \frac{1}{2}S_0 = \text{Im}[E_x E_y^*], \quad (5.3)$$

ただし、後の都合のため全体に  $1/2$  をかけた。今回着目するのは、一番右側の式に対応する形態である。その光回路の形態を図5.1に示す。この形態では、下の3つのブランチによって、それぞれ  $x$  偏波成分、45度直線偏波成分、左回り円偏波成分を取得し、一番上のブランチから取得した全体のパワーを表す  $S_0$  を、全パスから差し引いている。また、振幅調整のため  $S_0$  の値を 6 dB 減衰させている。

ここで着目すべきは、 $S_2$  と  $S_3$  のパスである。上式からもわかるように、これらは  $x$  偏波と  $y$  偏波のビート信号の実部と虚部を表している。従って、仮に信号光が  $x$  偏波上のみが存在し、LO 光が  $y$  偏波成分のみが存在するような状況があった場合、 $S_2$  と  $S_3$  からは、通常の 90 度光ハイブリッドと同様に光の複素振幅を復元できることになる。この様子を図5.2に示す。この構成における、通常のストークスアナライザを用いたセルフコヒーレント伝送との違いは、LO 光が信号光とともに伝送されず受信側で注入される点である。従って、十分に強いパワーで LO 光を注入することができ、かつその場合 LO 光上の雑音は無視できるため、信号と LO 光のビート成分から完全に線形な信号光が復元可能となる。

さて、注意深く図5.2を見てみると、 $S_1$  用のパスは特に何の枠割も担っていないことがわかる。ストークスパラメータの定義より、 $S_1$  は  $x$  偏波と  $y$  偏波間のパワー差を表していることがわかる

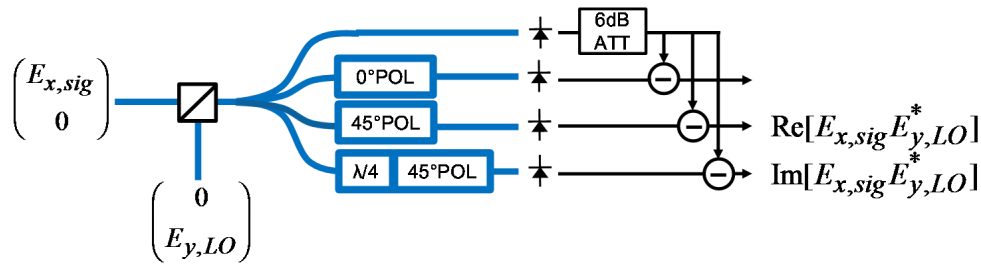


図5.2 ストークスアナライザに受信側から LO 光を注入した場合 (Reprinted with permission from [104] ©The Optical Society)

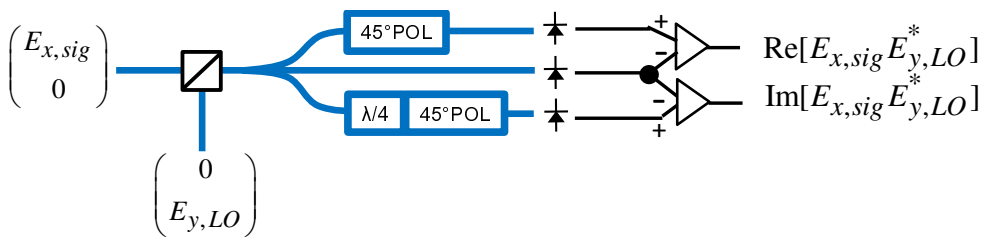


図5.3 ストークスアナライザ型コヒーレント受信器 (Reprinted with permission from [104] ©The Optical Society)

が、信号光の複素振幅を回復することが目的であれば、両偏波間のパワー差にあまり意味はない。よって、この  $S_1$  用のパスを破棄し、さらに図5.2をシンプルにすることができる。

その結果、光回路構成は図5.3のようになる。この光回路も原理的には、90度光ハイブリッドと同じ働きをするはずである。この回路の1つの特徴として、PDの数が3つであることが挙げられる。90度光ハイブリッドにおいては、4つのPDあるいは2つのバランスPDが必要であるため、必要なPD数が削減されたことになる。さらにもう一つの大きな違いとして、信号光とLO光が直交している点があげられる。この性質によって、偏波ダイバーシティ構成が簡単に構築できる。図5.3を偏波ダイバーシティ構成に拡張したものを、図5.4に示す。当然、両偏波用に図5.3の構成を用意しなければならないが、一方で信号光とLO光の合分波については、1台のPBSで実現できる。通常のコヒーレント受信器では、信号光分岐用のPBSとLO光分岐用のPBS（あるいはただのビームスプリッタ）をそれぞれ用意しなければならないが、この構成においては1台のPBSでその両者の役割を担うことができる。以降、この提案構成を偏波ダイバーシティストークスアナライザ型コヒーレント受信器と呼ぶことにする。

従来の偏波ダイバーシティ90度光ハイブリッドに対して、この構成のメリットを再度まとめると、①PDの数が8個から6個に削減される、②信号光とLO光の合分波を、1台のPBSで行うことができる、という2点である。

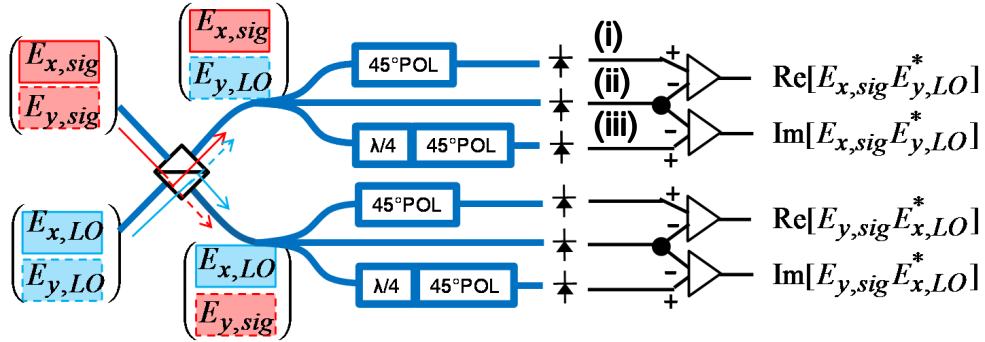


図5.4 偏波ダイバーシティストークスアナライザ型コヒーレント受信器 (Reprinted with permission from [104] ©The Optical Society)

## 5.2.2 数式による表現

前節では定性的な説明によって、ストークスアナライザ型コヒーレント受信器を説明したが、ここではジョーンズ行列を用いて動作原理を定量的に説明する。まず  $(E_{x,sig}, E_{y,sig})^T$  及び  $(E_{x,LO}, E_{y,LO})^T$  を、それぞれ入力信号光と LO 光のジョーンズベクトルとする。ただし  $\mathbf{A}^T$  は  $\mathbf{A}$  の転置を表している。両者が PBS を通過した後、上側からは  $(E_{x,sig}, E_{y,LO})^T$  というジョーンズベクトルで表される光が、下側からは  $(E_{x,LO}, E_{y,sig})^T$  というジョーンズベクトルで表される光が出力される。まず上側の出力について考える。この出力は 3 つのパスに分岐されるが、図5.4では上から (i)、(ii)、(iii) とラベル付けしている。一番上のパスの光は、45 度回転されたポラライザに導かれ、その後 PD で受光される。その際の PD 受光直前のジョーンズベクトル  $\mathbf{E}_{(i)}$  は、以下のように表される。

$$\mathbf{E}_{(i)} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} E_{x,sig} \\ E_{y,LO} \end{pmatrix} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \begin{pmatrix} E_{x,sig} + E_{y,LO} \\ E_{x,sig} + E_{y,LO} \end{pmatrix}. \quad (5.4)$$

ここで上式の第 2 式の左側の行列は、45 度回転したポラライザのジョーンズ行列を表している。この光電界が PD で受光されることで、次式で表される光電流  $I_{(i)}$  が得られる。

$$I_{(i)} \propto |\mathbf{E}_{(i)}|^2 = \frac{1}{6} [|E_{x,sig}|^2 + 2\text{Re}[E_{x,sig} E_{y,LO}^*] + |E_{y,LO}|^2]. \quad (5.5)$$

ただし、ここで PD の量子効率については無視している。一方で (ii) のパスについては、そのまま PD に導かれる。PD から出力される光電流  $I_{(ii)}$  は、以下の式となる。

$$I_{(ii)} \propto |\mathbf{E}_{(ii)}|^2 = \frac{1}{3} [|E_{x,sig}|^2 + |E_{y,LO}|^2], \quad (5.6)$$

ただし、 $\mathbf{E}_{(ii)}$  は PD で受光される直前の、(ii) のパスにおける光電界を表している。さらに、3 つ目のパス (iii) については、1/4 波長板を通過した後 45 度回転したポラライザに導かれる。従って、

PD で受光される直前のジョーンズベクトル  $\mathbf{E}_{(iii)}$  は、以下の式で与えられる。

$$\mathbf{E}_{(iii)} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & i \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} E_{x,sig} \\ E_{y,LO} \end{pmatrix} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \begin{pmatrix} E_{x,sig} + iE_{y,LO} \\ E_{x,sig} + iE_{y,LO} \end{pmatrix}. \quad (5.7)$$

ここで上式の第 2 式の真ん中の行列は、1/4 波長板のジョーンズ行列を表している。従ってパス (iii) から出力される光電流は、以下の式で表される。

$$I_{(iii)} \propto |\mathbf{E}_{(iii)}|^2 = \frac{1}{6} [|E_{x,sig}|^2 + 2\text{Im}[E_{x,sig} E_{y,LO}^*] + |E_{y,LO}|^2]. \quad (5.8)$$

これら 3 種類の電流は、差動アンプに入力され、それぞれの差分が計算される。ただし  $I_{(ii)}$  に関しては、以下のように振幅を半分に落とす形で分岐される。

$$I'_{(ii)} \propto \frac{1}{6} [|E_{x,sig}|^2 + |E_{y,LO}|^2], \quad (5.9)$$

これについては、パワーディバイダを用いると都合がよい\*1。1 つ目の差動アンプからは、信号光の同相成分  $I_{I,X}$  が以下のように得られる。

$$I_{I,X} = I_{(i)} - I'_{(ii)} \propto \text{Re}[E_{x,sig} E_{y,LO}^*]. \quad (5.10)$$

一方で、2 つ目の差動アンプからは、信号光の直交成分  $I_{Q,X}$  が以下のように得られる。

$$I_{Q,X} = I_{(iii)} - I'_{(ii)} \propto \text{Im}[E_{x,sig} E_{y,LO}^*]. \quad (5.11)$$

よってこれらから、信号光の複素振幅を復元することができる。全く同様にして、PBS の下側の出力から  $E_{y,sig}$  の複素振幅を復元することができる。

$$I_{I,Y} \propto \text{Re}[E_{y,sig} E_{x,LO}^*], \quad (5.12)$$

$$I_{Q,Y} \propto \text{Im}[E_{y,sig} E_{x,LO}^*]. \quad (5.13)$$

さて、最後にこの受信器の感度について簡単に議論する。90 度光ハイブリッドでは、IQ の同時測定のため分岐が必須となり、これによって真空場に 3 dB だけ接近してしまう。一方で、本回路においては回路内におけるロスの合計は 4.77 dB となる。従って、通常の 90 度光ハイブリッド以上に、感度の劣化が発生してしまう。一方で、ASE 雑音リミットにおいてはこの限りではない。すなわち、受信器に投入される信号光のパワーが十分に強い場合、信号光が回路内のロスを被ってもなお、PD に十分なパワーで入力されるため光領域での SN 比を光電変換後も維持することができる。従って、EDFA を用いた環境であれば、提案コヒーレント受信器でも従来のものと性能は同じになる。

\*1 パワーディバイダは、3 つのポート全てに 50  $\Omega$  の抵抗器がついている。各抵抗器では 3 dB の信号減衰が発生するため、入力ポートから出力ポートまでで合計 6 dB の信号減衰が発生する。今回、光電流  $I_{(ii)}$  の振幅は 1/2 倍とする必要があり、すなわちパワーでは 6dB 落とす必要があるため、パワーディバイダをちょうどこの用途に使うことができる。

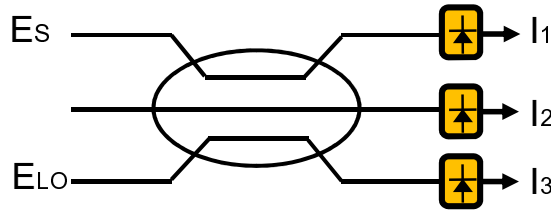


図5.5 120度光ハイブリッドの構成

### 5.2.3 120度光ハイブリッドとの比較

この節では、ストークスアナライザ型コヒーレント受信器と、120度光ハイブリッドとの比較を行う。まず、120度光ハイブリッドの光回路構成を図5.5に示す。90度光ハイブリッドが $2 \times 2$ カプラを用いていたのに対して、120度光ハイブリッドでは $3 \times 3$ カプラを用いる。1つの入力ポートを空にして、残りの2ポートから信号光とLO光を投入する。これらは $3 \times 3$ カプラ内で混ざり、各ポートから出力された後PDで検出される。PDからの出力は以下の式ようになる。

$$I_1 = \frac{1}{3}(|E_{LO}|^2 + |E_s|^2) + \frac{2}{3}(|E_{LO}||E_s|\cos(\phi + \frac{2\pi}{3})) \quad (5.14)$$

$$I_2 = \frac{1}{3}(|E_{LO}|^2 + |E_s|^2) + \frac{2}{3}(|E_{LO}||E_s|\cos(\phi)) \quad (5.15)$$

$$I_3 = \frac{1}{3}(|E_{LO}|^2 + |E_s|^2) + \frac{2}{3}(|E_{LO}||E_s|\cos(\phi - \frac{2\pi}{3})) \quad (5.16)$$

この式からも分かるように、LO光に対する信号光の射影成分が、0度、120度、240度(-120度)を基底として復元されている。これが120度光ハイブリッドと呼ばれる所以である。さて、ここからIQ成分を取り出すには、以下のような処理が必要になる。

$$I_I = I_2 - \frac{1}{2}I_1 - \frac{1}{2}I_3 = |E_{LO}||E_s|\cos(\phi) \quad (5.17)$$

$$I_Q = \frac{\sqrt{3}}{2}(I_3 - I_1) = |E_{LO}||E_s|\sin(\phi) \quad (5.18)$$

上式をもとにIQを抽出する回路を、図5.6の上側に示す。この図は、愚直に式5.18を表現した構成である。この構成をアナログ的に実装しようと思うと、明らかに複雑なものとなる。上の $I_I$ を抽出する過程では、3つの光電流の和と差を計算する必要があり、さらにそれらの振幅もばらばらに調整しなければならない。また $I_Q$ を抽出する過程では、2つの入力の差分を取ればよいが、今度はこの出力を $\sqrt{3}/2$ 倍する処理が必要であり、こちらも上側とバランスをとるのが難しい。このような複雑なアナログ処理を排除するため、3つの電流を3台のADCでデジタル化してしまい、DSPでIQの抽出を行っている論文も見受けられる。しかしながら、この構成ではADCの数が通常の偏波ダイバーシティ構成に対して2つ増えてしまい、もはやコスト的なメリットはない。一方

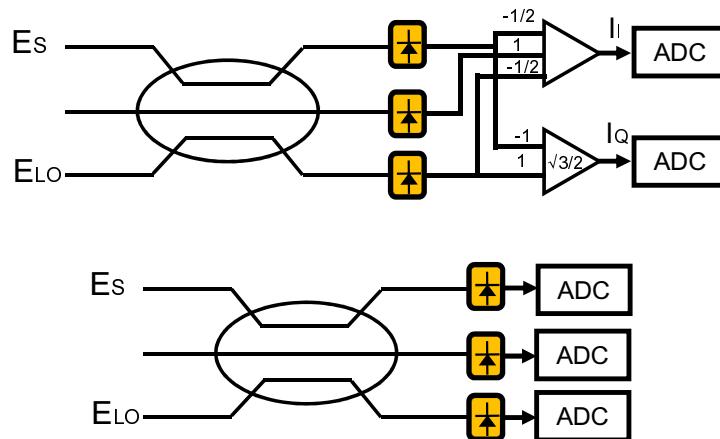


図5.6 120度光ハイブリッドとADCを含む電気回路の構成

で、 $3 \times 3$  カプラの3つの出力ポートのうち、1つを破棄して残りの2つのみでIQ成分を回復する構成が提案されている [105]。この手法では、信号光に対するLO光の240度の射影成分を破棄することにより、出力ポートの削減を実現している。これによって多少のペナルティは被るものの、PDやADCの数を削減しているなど構成簡素化が実現できる。

以上の考察より、提案したストークスアナライザ型コヒーレント受信器と120度光ハイブリッドでは、確かにPDの数は同じではあるが、その後のIQ抽出のためのアナログ処理においては、提案手法の方が簡素であるといえる。

## 5.3 実証実験

### 5.3.1 試作器の開発

前節で提案した、ストークスアナライザ型コヒーレント受信器の原理検証のため、空間光学系を用いて試作器の開発を行った。その光回路構成を図5.7に、またその外観を図5.8に示す。試作器においては、図5.4に示されている $1 \times 3$  スプリッタを、2つのビームスプリッタに置き換えた。1つ目のスプリッタの分岐比は1:2として、パワーの大きい方の分岐比のパスについては、さらにその後1:1のビームスプリッタを用いて等分割した。これによって全3パスの光パワーが、均等に3等分されるように設計した。3等分されたパスのうち、図5.7に(A-1)および(B-1)と記載されているパスについては、45度回転されたポラライザへと導かれ、その後コリメータにて集光される。一方で、(A-2)および(B-2)と記載されているパスについては、そのまま直接コリメータで集光される。また、(A-3)および(B-3)のパスについては、 $\lambda/4$  波長版を通過したのち45度回転されたポラライザへと導かれ、その後コリメータで集光される。

今回は、ストークスアナライザ型コヒーレント受信器を空間系を用いて実装したため、そのサイ

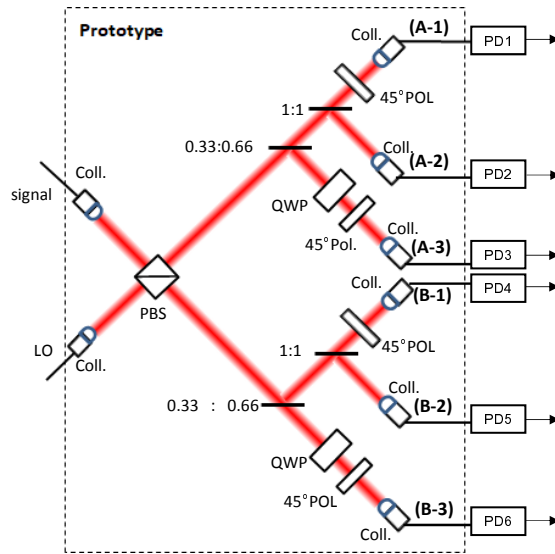


図5.7 ストークスアナライザ型コヒーレント受信器の空間光学系による構成図 (Reprinted with permission from [104] ©The Optical Society)

ズは比較的大きいものとなった。一方で、小型化のためには当然 InP やシリコンを用いた集積フォトニクスによる回路実装が欠かせない。シリコンプラットフォーム上では、ここで用いたような偏波回転器や偏波分離器を実装することは比較的容易である [106]。従ってシリコンフォトニクスを用いて、ストークスアナライザ型コヒーレント受信器を実装することは原理的には可能であると考えられる。一方で、InP においても近年、偏波回転器や分離器を提供可能なファブリーサービスも出てきている [107]。従って、そのようなプラットフォームを用いることで、InP 上でもストークスアナライザ型コヒーレント受信器を実装することは可能である。

### 5.3.2 伝送実験系

開発した試作器を用いて、実際に伝送実験を行った。具体的には、120 Gb/s の DP-QPSK 信号と、同じく 120 Gb/s の DP-8QAM 信号の 100 km 伝送を行った。実験系を図5.9 に示す。まず CW 光を LiNO<sub>3</sub> の IQ 変調器に投入する。使用した IQ 変調器の帯域は 25 GHz で、また V<sub>pi</sub> は 3.5 V である。まずオフラインの信号処理にて、ランダムなビット列を生成し、それから QPSK あるいは 8QAM へのシンボルマッピングを行う。その後、ナイキストフィルタによってスペクトル成形を行い、最終的に得られたベースバンドの I と Q の 2 系列のデータを、2 チャンネル出力を有する任意波形生成器 (Arbitrary waveform generator: AWG) にロードする。信号のボーレートは、QPSK の場合は 30 Gbaud、8QAM の場合は 20 Gbaud とした\*2。そのデータは DAC を介

\*2 出力電気信号の、ベースバンドでの帯域はそれぞれ 15 GHz と 10 GHz である。



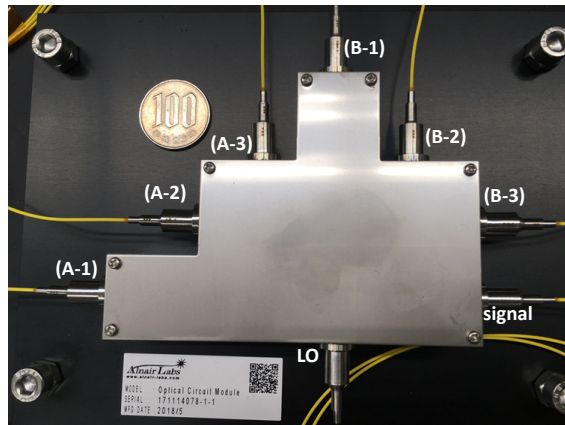


図5.8 試作したストークスアナライザ型コヒーレント受信器 (Reprinted with permission from [104] ©The Optical Society)

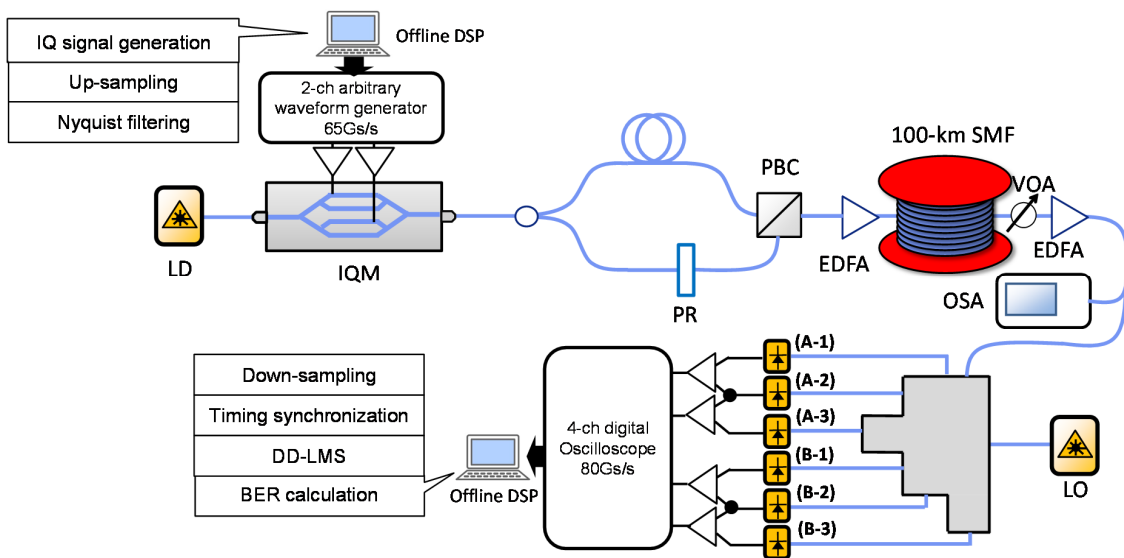


図5.9 伝送実験のための実験系 (Reprinted with permission from [104] ©The Optical Society)

して、実際の電気信号として AWG から出力される。AWG からの出力は、電気アンプによって増幅され、IQ 変調器に接続される。ちなみに、ここで用いた AWG は 65 GS/s でアナログ帯域 25 GHz である。

偏波多重信号は以下のように生成した。まず信号を 2 分岐して片側にファイバを挿入し遅延を付けて、もう片方に対して相関がなくなるようにする。その後、それらを PBS で合波して偏波多重信号とする。ここで生成された偏波多重信号は、100km のシングルモードファイバ上を伝送され、



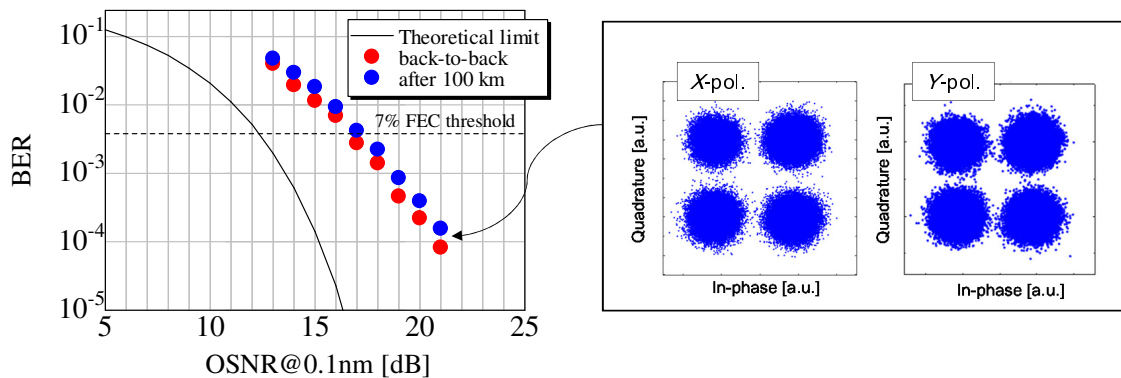


図5.10 QPSK 伝送時の BER 特性とコンステレーション (Reprinted with permission from [104] ©The Optical Society)

受信器側に導かれる。この際のファイバへの入力光パワーは-1.5 dBm とした。伝送後の信号パワーは、可変光減衰器 (Variable optical attenuator: VOA) によって調整し、光 SN 比 (Optical signal-to-noise ratio: OSNR) を光スペクトラムアナライザでモニタしながら、所望の値に合わせるように調整を行った。その後、EDFA を用いて信号光を前置増幅し、開発したプロトタイプで受信した。

受信側では、試作器からの 6 つの光出力を 6 つの PD で受光した。この際、これら 6 つの光パスにおいて、PD までの距離は全て等長とした。それぞれの PD での受信光パワーは 2 dBm 程度であった。また PD の帯域は 50 GHz であった。(A-2) と (B-2) のパスに関しては、出力電気信号を 6 dB 減衰させる必要があるため、パワーディバイダを挿入し、それぞれを 2 分岐した。結果として、8 つの電気出力が得られたため、図5.9に示しているように 4 つずつの組としてそれぞれを差動アンプに入力した。差動アンプ自体の帯域は 20 GHz であった。4 台の差動アンプからの出力は、4 チャンネルオシロスコープに入力され、DAC によってデジタル化されたデータとして保存した。オシロスコープの帯域は 33 GHz でサンプリングレートは 80GS/s であった。

取得したデータは、オフライン DSP によって復調された。その際のブロックダイアグラムも図5.9に示している。まず受信データをダウンサンプリングした後、タイミング同期を行った。その後 DD-LMS を用いて信号を等化した。ここでは [108, 109] に報告されているアルゴリズムを用いたため、位相雑音や周波数オフセットなどは一括で補償される。最後に BER を計測した。この一連の処理を、OSNR を変えながら行い、OSNR 対 BER のプロットを取得した。

### 5.3.3 実験結果

図5.10と図5.11に、120 Gb/s の DP-QPSK と DP-8QAM の伝送実験の結果を示す。図中の黒の実線は理論における BER 特性であり、赤い点がバックトゥバック (Back-to-back: B2B) 時の

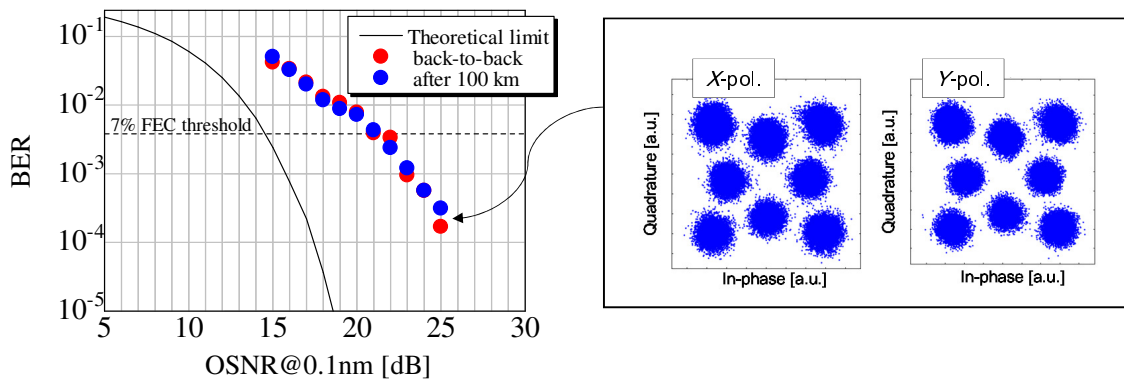


図5.11 8QAM 伝送時の BER 特性とコンステレーション (Reprinted with permission from [104] ©The Optical Society)

BER 特性、青い点が 100 km 伝送後の BER 特性である。またそれぞれ、受信 OSNR が 21 dB と 25 dB の時の  $x$  及び  $y$  偏波上のコンステレーションも示している。これら図からも分かるように、B2B 時と 100km 伝送後の特性に大きな差異は見られない。この結果から、提案受信器を用いた場合でも、確かに分散補償が行えていることがわかる。仮に提案したストークスアナライザ型コヒーレント受信器が、光電界を線形に復元できていない場合、分散補償はうまく働かないため、この結果は提案受信器が線形に光電界を復元できている証拠である、といえる。一方で、理論曲線に対しては約 5 dB 程度のペナルティが見られる。これについては、試作した光回路内において、各パスでのパワーのばらつきや、またその後の電気回路におけるパワーのばらつきなどの影響ではないかと思われる。しかしながら、7% オーバーヘッドの硬判定 (Hard-decision: HD) 誤り訂正 (Forward error correcting: FEC) 符号の閾値である、 $3.8 \times 10^{-3}$  の閾値を下回ることが確認された。具体的には、DP-QPSK のケースでは OSNR が 18 dB の時、DP-8QAM のケースでは OSNR が 22 dB の時にこの閾値を下回ることが確認された。

## 5.4 まとめ

本章では、新しいコヒーレント受信器の形態として、ストークスアナライザ型コヒーレント受信器を提案した。これには従来の偏波ダイバーシティ 90 度光ハイブリッドに対して、PD の数を 2 つ削減し、かつ 1 台の PBS で信号光と LO 光の合分波を行える、といった特徴がある。2 つ目の特徴に関しては、信号光と LO 光の偏波状態が直交しているという、本受信器特有の事情から派生したもので、通常の光ハイブリッドには見られない興味深い点でもある。

一方で、同様の PD 数でコヒーレント受信が行える、120 度光ハイブリッドとの比較も行った。確かに PD の個数でいえば同様の複雑さのようにも思えるが、120 度光ハイブリッドにおいては、IQ 成分を  $3 \times 3$  カプラからの 3 つの出力で復元しなければならないため、その復元過程をアナロ

グで実装するのは極めて困難である。実際、3つの出力の和や差を取ったりする回路は、とりわけ高周波では実装が難しい。それに対してここで提案したコヒーレント受信器は、1つのパスをパワーディバイダで分岐するだけなので、電気回路構成が圧倒的にシンプルである。

提案受信器の原理実証のため、実際に空間光学系を用いて試作器を開発した。また、その試作器を用いて 120 Gb/s の DP-QPSK と DP-8QAM の 100km 伝送実験にも成功した。分散補償なども確かに行えているため、提案受信器で光電界が線形に復元できていることも実証された。

一方で本方式の有効性は示されたが、全体の簡素化を実現するには、ストークスアナライザ型コヒーレント受信器全体の集積化が必要不可欠である。今回の実証では空間光学系を用いて実装したが、以降の章ではこれら光回路の、シリコンフォトニクスを用いた集積化の可能性について探る。

## 第 6 章

# セルフコヒーレント伝送システムにおける位相雑音の影響解析

### 6.1 はじめに

前章までで、コヒーレント伝送システムを簡素化すべく、新たな偏波多重送信器及びコヒーレント受信器の提案を行った。しかしながら、いずれの提案方式も一長一短であった。さらにコヒーレント送受信器において、もっともコストと消費電力がかかる一つの要素は LO 光源であり、これら提案方式ではその問題を解決するには至っていない。一方で、さらなる大容量伝送システムの低コスト化のため、セルフコヒーレント伝送システムも近年注目を集めている。既に詳細は第 3 章で説明したように、セルフコヒーレント伝送システムにおいては LO 光を信号光とともに配信するため、レーザに係る様々なコストが削減可能となる。まず光源に uncooled レーザを用いることができる可能性があり、これによって大幅なコスト・電力削減が実現できる。さらに信号光と LO 光に同じ光源が用いられているため、原理的にはレーザ位相雑音の影響を完全に排除することができる。すなわち、線幅の広いレーザを用いることができるようになり、これも大幅なコスト削減につながる可能性がある。

しかしながら、上述の位相雑音の影響が完全に除去できるという前提は、信号光と LO 光の光路長が完全に一致した場合である。実際はパスを光回路上で 2 分岐した場合、両者の光路長を完全に一致させることは難しい。このミスマッチによって、どの程度位相雑音の影響が表れてくるかは明らかではない。そこで本章では、セルフコヒーレント伝送システムにおける、パスミスマッチと位相雑音の影響を、理論的・数值的・実験的に明らかにしていく。そのため、まず古くから位相雑音計測の手法として知られている、遅延自己ヘテロダイン干渉法の解析手法についてレビューする [110]。実はセルフコヒーレント伝送システムの構成自体は、遅延自己ヘテロダイン干渉法と全く同様であり、これまで明らかになってきた遅延自己ヘテロダイン干渉法のための解析が、セルフコヒーレント伝送システムの位相雑音解析にも適用できるのである。

一方で理論的解析を行うためには、レーザの線幅やミスマッチ長だけでなく、信号のボーレート

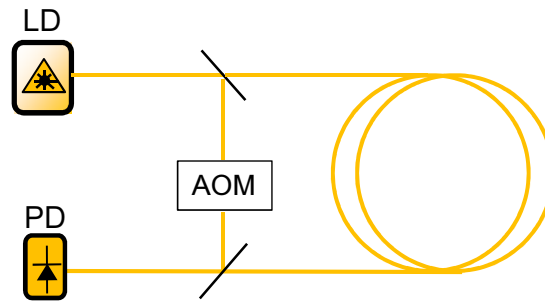


図6.1 遅延自己ヘテロダイン干渉法の概念図

や変調方式など様々なパラメータを考慮する必要がある。そこで本章ではまず、これらのパラメータの影響をより明確にするため、遅延自己ヘテロダイン干渉法の解析の中で導かれているスペクトルの表式を正規化する。次にシミュレーションを行い、ここで求めた正規化されたスペクトルの表式と比較し、両者が十分に一致することを確認する。またシミュレーションでは、変調方式を変えた際の影響についても定量的に考察する。また実験も行い、理論解析及びシミュレーションで見られた傾向の妥当性を確認する。最後に、セルフコヒーレント伝送システムにおいて、いくつかの実践的なシナリオを想定し、その中で各変調方式に対してどの程度パスミスマッチが許容されるのかを明らかにしていく。

## 6.2 遅延自己ヘテロダイン干渉法における電気信号のスペクトル形状

### 6.2.1 基礎理論

ここでは、遅延自己ヘテロダイン干渉法を用いた際に取得できる、PDからの電気信号のスペクトル形状について、過去の文献の議論に基づいて説明する [111–114]。まず議論の対象となるシステムモデルを図6.1に示す。レーザから出力された光の位相を  $\phi(t)$  とし、また2分岐されたパスの光路長差によって生じる時間遅延を  $\tau_d$  とする。したがって、2つのパス上の光の複素振幅は、それぞれ  $e^{j\phi(t)}$  と  $e^{j\phi(t+\tau_d)}$  のように表される。この2つの信号を合波したのち、単一のPDで受光した場合以下のような光電流が出力される。

$$I(t) = \exp j[\phi(t) - \phi(t + \tau_d)] \quad (6.1)$$

ただしここでは、SSBIなどのPDの非線形性により生じる成分は考慮していない。遅延自己ヘテロダイン干渉法は、その名の通り片側のパスの光を、音響光学変調器 (Acousto-optic modulator: AOM) によって周波数シフトさせたのちに干渉させる。従って、SSBIなどの不要な非線形成分は全てDC周辺に現れる一方、観測したいビート成分はAOMで周波数シフトさせた分だけDCか

らずれて出現するため、ビート成分に干渉しない。またここでは、PDの量子効率については無視している。さて、この光電流の項に関して、自己相関関数をとると、以下のようなになる。

$$R(\tau) = \langle I(t)I^*(t + \tau_d) \rangle = \langle \exp j[\Delta\phi] \rangle \quad (6.2)$$

ただし、ここでは、 $\Delta\phi = \phi(t + \tau_d + \tau) - \phi(t + \tau) - \phi(t + \tau_d) + \phi(t)$  と定義している。また  $\langle A \rangle$  は  $A$  の集合平均を表している。さて、ここで  $\Delta\phi$  が平均が0で、その分布関数がガウス分布に従うものとする、以下のガウス分布  $G(t)$  に対する一般的な公式を当てはめることができる。

$$\langle \exp jG(t) \rangle = \exp \left\langle -\frac{G(t)^2}{2} \right\rangle \quad (6.3)$$

この公式を式6.2に当てはめることで、自己相関関数  $R(t)$  は、以下のように変形できる。

$$R(\tau) = \exp \left\langle -\frac{\Delta\phi^2}{2} \right\rangle \quad (6.4)$$

ここで、面倒ではあるが一旦  $\Delta\phi^2$  の中身を書き下すと、以下のようなになる。

$$\begin{aligned} \langle \Delta\phi^2 \rangle &= \langle \phi(t + \tau_d + \tau)^2 \rangle + \langle \phi(t + \tau)^2 \rangle + \langle \phi(t + \tau_d)^2 \rangle + \langle \phi(t)^2 \rangle & (6.5) \\ &\quad - 2\langle \phi(t + \tau_d + \tau)\phi(t + \tau) \rangle - 2\langle \phi(t + \tau_d + \tau)\phi(t + \tau_d) \rangle \\ &\quad + 2\langle \phi(t + \tau_d + \tau)\phi(t) \rangle + 2\langle \phi(t + \tau)\phi(t + \tau_d) \rangle \\ &\quad - 2\langle \phi(t + \tau)\phi(t) \rangle - 2\langle \phi(t + \tau_d)\phi(t) \rangle \end{aligned}$$

ここでさらに、 $\phi$  のエルゴード性を仮定すると以下のように書き換えられる。

$$\langle \Delta\phi^2 \rangle = 4R_\phi(0) - 4R_\phi(\tau_d) - 4R_\phi(\tau) + 2R_\phi(t + \tau_d) + 2R_\phi(t - \tau_d) \quad (6.6)$$

ここで  $R_{\phi(\tau)}$  は  $R_{\phi(\tau)} = \langle \phi(t)\phi(t + \tau) \rangle$  で定義される、 $\phi(t)$  の自己相関関数である。

一方で、ウィンナー・ヒンチンの定理によると、 $\phi(t)$  の自己相関関数  $R_{\phi(\tau)}$  は、 $\phi(t)$  のスペクトル密度関数  $S_\phi(f)$  と以下の式で結ばれている。

$$R_\phi(\tau) = \int_0^\infty S_\phi(f) \cos[2\pi f\tau] df \quad (6.7)$$

従って、この関係式を用いることで、以下のように  $\langle \Delta\phi^2 \rangle$  を  $S_\phi(f)$  を用いて書き換えることができる。

$$\begin{aligned} \langle \Delta\phi^2 \rangle &= \int_0^\infty S_\phi(f) (4 - 4\cos[2\pi f\tau_d] - 4\cos[2\pi f\tau \\ &\quad + 2\cos[2\pi f(\tau + \tau_d)] + 2\cos[2\pi f(\tau - \tau_d)]) df & (6.8) \\ &= 16 \int_0^\infty S_\phi(f) \sin^2[2\pi f\tau_d] \sin^2[2\pi f\tau] \end{aligned}$$

さらに上式は、式6.4を用いて以下のように書き換えられる。

$$R(\tau) = \exp \left[ -8 \int_0^\infty S_\phi(f) \sin^2[2\pi f\tau_d] \sin^2[2\pi f\tau] \right] \quad (6.9)$$

ところで、位相  $\phi(t)$  と瞬時周波数  $f_i(t)$  には以下の関係がある。

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (6.10)$$

ここで、 $f_i(t)$  のパワースペクトル密度関数  $S_{f_i}(f)$  を、FM 雑音スペクトルと呼ぶことにする。すると、 $S_\phi(f)$  と  $S_{f_i}(f)$  は、式を変形して以下のように関連付けられる。

$$S_\phi(f) = \frac{S_{f_i}(f)}{f^2} \quad (6.11)$$

さらにこの式を、式6.12に代入することで、以下の式が得られる。

$$R(\tau) = \exp\left[-8 \int_0^\infty S_{f_i}(f) \frac{\sin^2[2\pi f \tau_d] \sin^2[2\pi f \tau]}{f^2} df\right] \quad (6.12)$$

以上が、光電流の自己相関関数と FM 雑音スペクトル密度とを関連付ける表式となる。

FM 雑音スペクトル密度がわかれば、光電流の自己相関関数が求まり、それをフーリエ変換することで光電流のスペクトルが求まるわけである。FM 雑音スペクトル密度がどのようなものになるかはレーザによって異なるが、白色であるとして、すなわち全周波数帯域で一定であるとして、以下のように仮定することが多い。

$$S_{f_i} = \frac{\Delta f}{\pi} \quad (6.13)$$

ここで、 $\Delta f$  は便宜上導入した値ではあるが、後にこれがローレンツ関数の形状をした、レーザスペクトルの線幅に対応することが示される。ところで、ここでは FM 雑音スペクトルを白色と仮定したが、実際のレーザにおいては、低周波側の雑音が強調されるような、 $1/f$  タイプの雑音を有する場合も多い。その場合は、式6.13をさらに変更する必要がある。

さて、最後に式6.13を式6.12に代入しフーリエ変換することで、光電流のスペクトル形状を求めることとする。実際に式6.13を式6.12に代入し、積分を実行すると以下の結果が得られる。

$$R(\tau) = \begin{cases} \exp(-2\pi\Delta|\tau|) & (|\tau| \leq \tau_d) \\ \exp(-2\pi\Delta|\tau_d|) & (|\tau| > \tau_d) \end{cases} \quad (6.14)$$

そして上式をフーリエ変換し、光電流のスペクトル  $S_I(f)$  を求めると、以下となる。

$$S_I(f) = \frac{1}{2\pi} \exp(-2\pi\Delta f \tau_d) \delta(f) + \frac{2\Delta f}{\pi(f^2 + (\Delta f)^2)} \left[ 1 - \exp(-2\pi\Delta f \tau_d) \left[ \cos(2\pi f \tau_d) + \frac{\Delta f}{f} \sin(2\pi f \tau_d) \right] \right] \quad (6.15)$$

式だけ眺めると大変に見通しが悪いが、2つの状況から式6.15が説明できる。まず  $\Delta f \tau_d$  が極めて大きい場合である。この場合、式6.15の第1項目はほとんど無視できるくらいに小さくなり、さら



に 2 項目の  $\exp(-2\pi\Delta f\tau_d)$  がかかっている項全体も、同様に無視できるほど小さくなる。結果として式6.15は以下のように近似される。

$$S_I(f) \approx \frac{2\Delta f}{\pi(f^2 + (\Delta f)^2)} \quad (6.16)$$

これはローレンツ関数の形状そのものであり、さらにその半値全幅 (full-width-half-maximum: FWHM) は  $2\Delta f$  である\*1。これについては、以下のように解釈できる。今スペクトル形状がローレンツ関数によってあらわされるレーザの線幅が  $\Delta f$  であるとして、そのレーザの線幅を遅延自己ヘテロダイン干渉法によって観測したとする。この際、2つのパスの遅延量については、極めて大きいと仮定しておく。すると2つのパスの光は、同じ光源から生成されたものとはいえ、非常に大きな遅延のせいでほとんど無相関になり、ある種、線幅  $\Delta f$  の独立な2つのレーザを干渉させているような状況になる。するとその干渉信号の光電流のスペクトルを観測すると、線幅  $2\Delta f$  のローレンツ関数が観測されるわけである\*2。ここで式6.13で定義した  $\Delta f$  の意味が明らかになる。すなわち、式6.13で導入した  $\Delta f$  は、レーザの線幅に対応するように定義されていたわけである。また、 $\Delta f$  が線幅に対応していることが明らかになったため、 $\Delta f\tau_d$  の物理的意味も明確になる。良く知られているように、線幅の逆数はそのレーザのコヒーレンス時間であるため、 $\Delta f\tau_d$  を少し変形して  $\tau_d/(1/\Delta f)$  とすると、この項は遅延時間とレーザのコヒーレンス時間の比を表していることになる。これが極めて大きいとは、すなわち遅延時間がレーザのコヒーレンス時間よりずっと大きい、ということの意味している。以上の議論をまとめると、遅延時間がレーザのコヒーレンス時間よりずっと大きい領域では、自己遅延ヘテロダイン干渉法によって得られる電気信号のスペクトルはローレンツ関数となり、その線幅はもとのレーザの2倍になる。

さて、次に  $\Delta f\tau_d$  が極めて小さい場合を考える。この場合、式6.15の第2項は無視できるくらいに小さくなり、第1項だけが残る。すなわち、式6.15は以下のように近似される。

$$S_I(f) \approx \frac{1}{2\pi} \exp(-2\pi\Delta f\tau_d) \delta(f) \quad (6.17)$$

これは単なるデルタ関数である。この結果は以下のように解釈される。 $\Delta f\tau_d$  が極めて小さいということは、先ほどと同様に考えると遅延時間がコヒーレンス時間よりずっと小さい、ということである。つまり、ほとんどパスの経路差がない、ということである。この場合、分岐した2つの光を干渉させて PD で受光しても、ただ線スペクトルが得られるだけである。これは両方のパスの光が、完全に同一の位相雑音量を保有しているため、PD で受光した際に位相雑音がキャンセルされるからである。

\*1 以降、「線幅」とはこの FWHM のことを指し示すこととする。

\*2 線幅  $\Delta f$  の2つのレーザを干渉させた結果、線幅が倍になる、というのは必ずしも明らかではないようにも思える。しかしこれについては、位相雑音の2つの時刻での差の分布がガウス分布に従う、と仮定していることから明らかである。つまり、位相差がガウス分布に従う以上、2つのレーザを干渉させた信号の位相差の分散は、それぞれの和で表すことができ、両者が等しければ倍になる。よって位相差の分散が倍になれば、光電流のスペクトルにおいて、ローレンツ関数の FWHM も倍になることが直ちに示される。



このように  $\Delta f$  や  $\tau_d$  などのパラメータで、スペクトルの形状が変化するが、次節ではこれらパラメータを正規化し、より見通しの良い式を導出する。

## 6.2.2 正規化線幅と正規化遅延

式6.15には複数のパラメータが存在し、各パラメータが相互に影響しあっているため見通しが悪い。また今後ここでの議論を、セルフコヒーレント伝送システムに拡張する目的のため、式6.15にボーレートなどのパラメータも盛り込みたい。そこで、以下の正規化されたパラメータを導入して、式6.15を少し改変する。

$$\nu \equiv f/B \quad (6.18)$$

$$\Delta\nu \equiv \Delta f/B \quad (6.19)$$

$$D \equiv \Delta f\tau_d \quad (6.20)$$

以降では、 $\nu$  を正規化周波数、 $\Delta\nu$  を正規化線幅、 $D$  を正規化遅延と呼ぶことにする。また  $B$  は信号のボーレートである。従って、 $\nu$  と  $\Delta\nu$  はボーレートで正規化されていることになる。一方で、 $D$  の意味については先に説明した通りで、遅延時間をレーザのコヒーレンス時間で正規化したものである。以上の正規化パラメータを用いると、式6.15は以下のように変形される。

$$S_I(\nu) = \frac{1}{2\pi} \exp(-2\pi D) \delta(\nu) \quad (6.21)$$

$$+ \frac{2\Delta}{\pi(\nu + (\Delta\nu)^2)} \left[ 1 - \exp(-2\pi D) \left[ \cos\left(\frac{2\pi D}{\Delta\nu}\right)\nu + \frac{\Delta\nu}{\nu} \sin\left(\frac{2\pi D}{\Delta\nu}\right)\nu \right] \right]$$

ここで、 $S_I(f)df = S_I(\nu)d\nu$  という、密度関数の関係より導かれる、以下の関係式を用いた。

$$\delta(f) = \delta(\nu)/B \quad (6.22)$$

以降では、これら正規化されたパラメータを用いて議論していくことにする。

## 6.3 シミュレーションによる性能解析

### 6.3.1 シミュレーションモデル

前節の議論は、あくまで光電流のスペクトル形状に関するものであり、変調方式に対する影響などはシミュレーションによって確かめるほかない。そこで本節では、様々な変調方式に対して  $\Delta\nu$  と  $D$  を変えながら、BER 特性にどのような影響が表れるかシミュレーションを行った。その前に、まず前節までに導かれた式6.15の妥当性を、シミュレーションによって確認する。シミュレーションモデルを図6.2に示す。ここで示しているモデルは、2芯ファイバを用いたセルフコヒーレント伝送システムに基づいている。ただ LO 周波数多重システムにおいても、LO 偏波多重システムにお

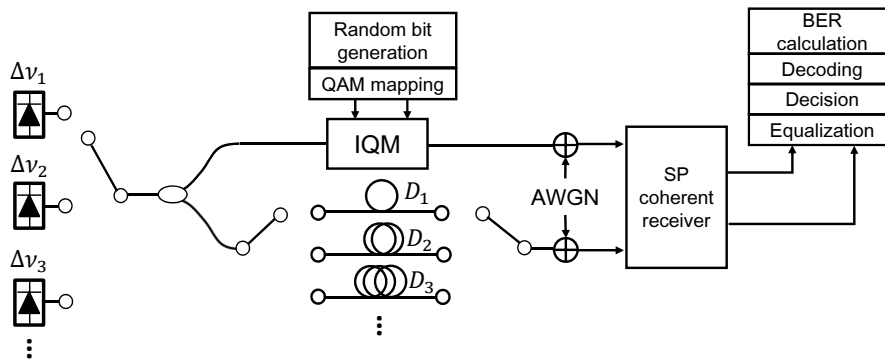


図6.2 シミュレーションモデル (©2021 IEEE [115])

いてもこのモデルにて議論が可能である。すなわち、3者ともに LO の配信方法は違えど、信号光と LO 光のパスの mismatch による影響は同様だからである\*3。

具体的なシミュレーションの流れは以下の通りである。まず、送信側では複数の正規化線幅  $\Delta\nu$  を持つレーザを用意する。そのレーザを 2 分岐し、片側は IQ 変調器を用いて QAM 変調を行う。QAM 信号生成のための DSP においては、まずランダムなビット列を生成し、そこから QAM 信号へのマッピングを行う。その後、その実部と虚部を用いて、IQ 変調器を駆動する。またもう片方のパスについては、正規化遅延  $D$  の分だけ信号光のパスから遅らせる。なお、この際キャリア対信号パワー比 (carrier-to-signal power ratio: CSPR) は 0 dB としている。すなわち受信直前両者の平均パワーは等しい。また両者のパスにて、AWG 雑音を付与し SN 比を制御する。その後、単一偏波コヒーレント受信器で受信を行う。ただしここでは両者パスとも偏波変動は発生しない、と仮定した。

受信器側での処理は以下の通りである。まず、DD-LMS によって信号等化を行う。FIR フィルタのタップ数については、1 から 100 まで変化させて、タップ数の依存性についても調べた。ところで、適応フィルタを用いた際、FIR フィルタのタップ数が長ければ長いほど、位相雑音に対して性能が不安定になるということが良く知られている。これはタップ係数が短ければ、フィルタ内では位相雑音はほぼ一定である一方、タップ数が長ければフィルタ内で位相値が揺らぐためである。これを解決するアルゴリズムが [108] に提案されている。[108] によると、通常の信号等化用の FIR フィルタの前段に、位相雑音をトラッキングするためだけの、シングルタップの LMS 等化器を配置する。従って、まず位相雑音はここで等化され、その後通常の歪みが後段で除去される。位相除去用の LMS は 1 タップなので、上述の長い FIR フィルタによる問題が発生しない。以降の全てのシミュレーション結果では、このアルゴリズムを用いている。

\*3 当然どのように LO を配信するかで、その後の処理が変わる。例えば 2 芯ファイバを用いた場合は、偏波トラッキングを光領域で行わなければならないし、LO 偏波多重システムではそれを DSP で行わなければならない。また LO 周波数多重システムにおいては、KK 受信を行わなければならない。しかしこれらの何れの受信方法も、線幅による性能劣化とは基本的には無関係であるため、ここではこの 2 芯ファイバのモデルをもとに議論する。

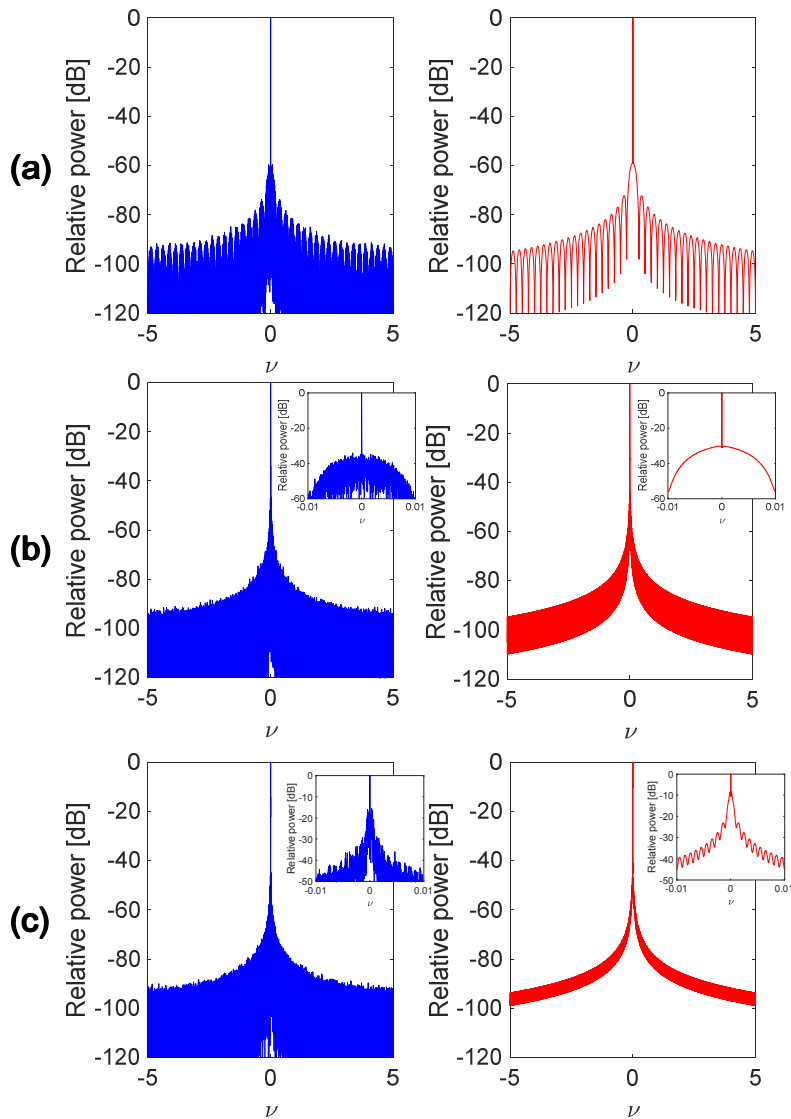


図6.3  $D$  の増加に対するスペクトルの変化 ( $\Delta\nu = 10^{-4}$ ) (©2021 IEEE [115])

### 6.3.2 シミュレーション結果

まず変調方式における、 $\Delta\nu$  と  $D$  の依存性を調べる前に、理論式である式6.15とシミュレーションが一致するのかを調べた。その結果を図6.3に示す。このシミュレーションでは、無変調としている。この図では、左側の青の図がシミュレーションで得られたスペクトル、右側の赤の図が式6.15から描かれたスペクトルである。上の図から、 $D$  を  $4 \times 10^{-4}$ 、 $1 \times 10^{-2}$ 、 $1 \times 10^{-1}$  と変化させている。また何れの図においても  $\Delta\nu$  は  $10^{-4}$  としてる。ここで注意すべき点は、シミュレー

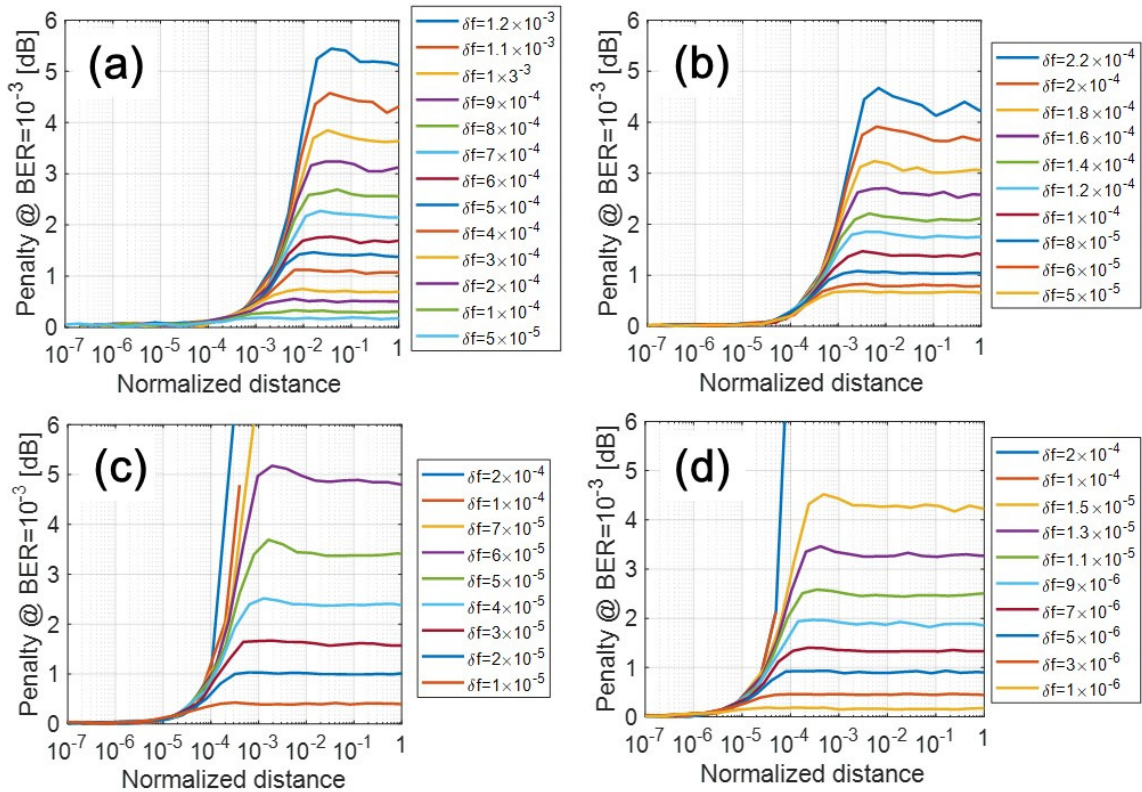


図6.4 各変調方式におけるペナルティ (©2021 IEEE [115])

ションにて得られたスペクトルにおいて、デルタ関数部に対応する線スペクトルの大きさは、FFT分解能に依存する、という点である。従ってFFT分解能の分だけ、補正を行う必要がある。図では、理論式から得られたスペクトルの、線スペクトル部分をこのFFT分解能で割ることで帳尻を合わせた。図からも分かるように、両者ともにしっかり一致していることがわかる。また前節でも説明した、 $D$  が小さい領域ではスペクトルはデルタ関数的に、また  $D$  が大きい領域ではスペクトルはローレンツ関数的に振る舞う傾向も確認できる。

図6.4に変調方式を変えた際の、位相雑音により発生するペナルティを示している。(a)、(b)、(c)、(d)それぞれは、変調方式がQPSK、16QAM、64QAM、265QAMのケースを示している。またここでのペナルティは、BERが $10^{-3}$ において一切位相雑音の影響のない状況を基準として算出している。全体的な傾向として、いずれの変調方式においても、 $D$ についてある閾値を超えると一気に性能が劣化していくことがわかる。変調方式がより多値なほど、 $D$ の値が小さい領域にこの閾値が存在している。また閾値を超えた後は、ペナルティがある一定値に収束する様子も見て取れる。これについては、前節で議論したように、ある程度  $D$  が大きくなると、2つの独立なレーザを干渉させているような状況になりもはや  $D$  には依存しなくなる、という考察とも一致している。

さらに詳細に解析するために、各変調方式においてペナルティが1 dB になりはじめる  $D$  と  $\Delta\nu$

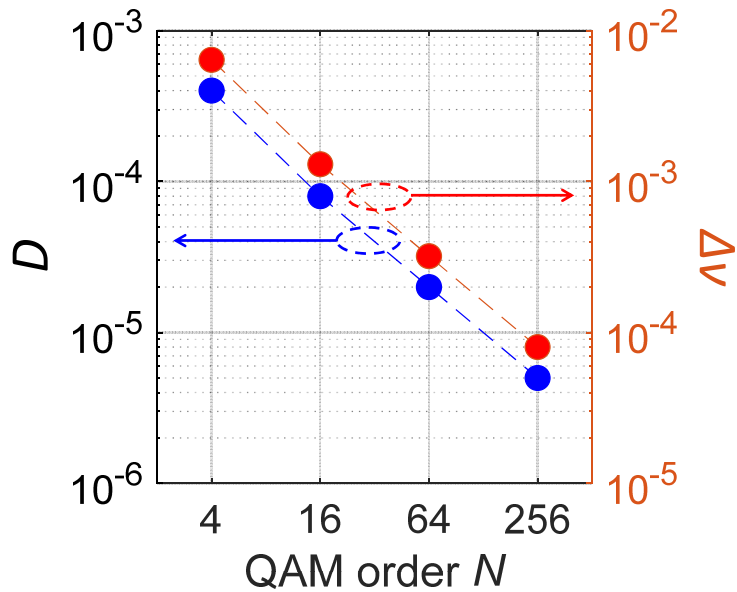


図6.5 1 dB のペナルティを発生させる  $D$  と  $\Delta\nu$  (©2021 IEEE [115])

の値を図6.5に示した。明らかな傾向として、QAMのオーダー  $N$  が増加するごとに、システムはより  $D$  及び  $\Delta\nu$  にセンシティブになっていく。またその減少は  $1/N$  に比例していることも見て取れる。これについては、以下のように解釈できる。まず変調オーダー  $N$  が増加していくごとに、コンスタレーション間の最小符号間距離は、約  $1/\sqrt{2}$  で減少していく。これをパワーの領域で考えるならば、振幅の2乗がパワーに比例するため、感度としては  $1/N$  で悪化していくことになる。

次に適応フィルタのタップ数の依存性について調べた。その結果を図6.6に示す。ここでは、各変調方式において図6.5での条件と同様に、ペナルティが1 dB になり始める  $D$  と  $\Delta\nu$  の値を用いている。今回用いたアルゴリズムは、先にも説明したように、前段に位相推定に特化したシングルタップのLMS等化器を有しているため、FIRフィルタのオーダーが増加してもペナルティは発生しづらい。実際、多少変調方式によってばらつきはあるものの、タップ数を増やしていっても追加のペナルティは0.5 dB程度であった。またタップ数が10程度から、ペナルティが飽和している様子も見て取れた。従って、適切なアルゴリズムを選ぶことで、タップ数の増大によるペナルティは抑圧できることが示された\*4。

以上の結果を簡単にまとめる。ここまででは、正規化遅延  $D$ 、正規化線幅  $\Delta\nu$ 、変調オーダー  $N$  の、セルフコヒーレント伝送システムへの影響を解析してきた。適応フィルタについては、適切なアルゴリズムを用いることでタップ数の依存性をなくすことができる。この状況では、システム性

\*4 位相雑音の影響を最小化するという意味では少ないタップ数の方が望ましいが、一方で等化器のそもそもの目的は、系の伝達関数を除去することであり、その目的のためには少なくとも系のインパルス応答長以上のタップ数は確保しなければならない。

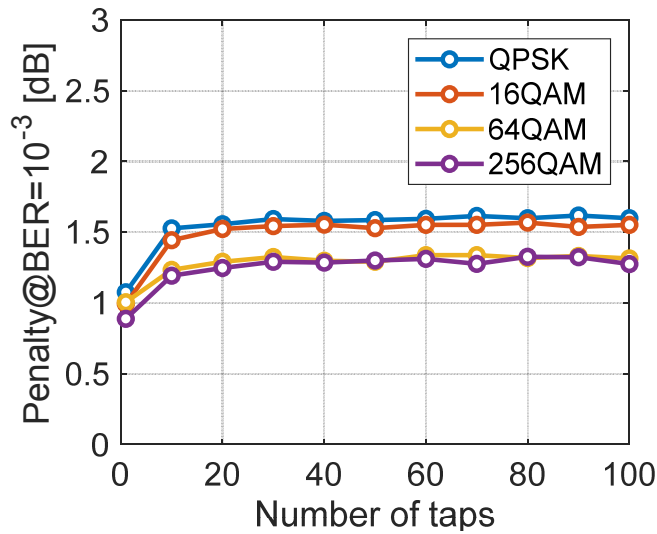


図6.6 シングルタップ位相補償器を有する DD-LMS [108] を用いた際のペナルティのタップ数依存性 (©2021 IEEE [115])

能は本質的に正規化遅延  $D$ 、正規化線幅  $\Delta\nu$ 、変調オーダー  $N$  のみで完全に決まる。ところで  $\Delta\nu$  については、定義式の通り実際の線幅をポーレートで割っているため、よりポーレートが高ければ、その分レーザの線幅も太くても良い。

### 6.3.3 ケーススタディ

前節の議論は、正規化されたパラメータを用いた一般的な議論であった。一方でこの節では具体的な数値を仮定して、セルフコヒーレント伝送システムに要求される、パスミスマッチ長の条件を明らかにする。そこで線幅 10 MHz のレーザを用いると仮定する。通常のコヒーレント伝送システムでは、これほど線幅の太いレーザでは QPSK を伝送することも難しい。さらに信号のポーレートとして、50 Gbaud、100 Gbaud、200 Gbaud を仮定する。200 Gbaud については、現時点では高すぎるポーレートの様にも思われるが、一方でナイキストフィルタを用いればアナログ帯域 100 GHz で実現化能である。実際、近年では 100 GHz 級の変調器も報告されており、将来のハイポーレートシステムでは十分に実現できる可能性がある。一方で変調方式については、16QAM 64QAM 256QAM を仮定した。それぞれのケースにおいて、図6.4をもとにペナルティが 1 dB になり始めるパスミスマッチの値を求めた。また光の伝搬距離を求めるうえで、屈折率は 1.5 と仮定した。その結果を表6.1にしめす。表ではそれぞれのケースに対応する正規化遅延と、単一偏波あたりのビットレートも示している\*5。

\*5 LO 偏波多重システムでは、LO のために片偏波を使ってしまうため、信号光は単一偏波にしかのせられない。一方で、2 芯ファイバを用いた場合や、LO 周波数多重システムにおいては信号を偏波多重する余地が残されている



ボーレート $B$ [Gbaud]	正規化線幅 $\Delta\nu$	QAM オーダー $N$	ビットレート [Gb/s/pol]	1 dB のペナルティ を発生させる遅延長	
				正規化 遅延 $D$	実際の 長さ [cm]
50	$2 \times 10^{-4}$	16	200	$4.0 \times 10^{-4}$	1.8
		64	300	$1.1 \times 10^{-4}$	0.5
		256	400	$2.5 \times 10^{-5}$	0.11
100	$1 \times 10^{-4}$	16	400	$8.0 \times 10^{-4}$	3.6
		64	600	$1.0 \times 10^{-4}$	0.45
		256	800	$2.5 \times 10^{-5}$	0.11
200	$5 \times 10^{-5}$	16	800	$\infty$	$\infty$
		64	800	$1.2 \times 10^{-4}$	0.54
		256	1600	$2.5 \times 10^{-5}$	0.11

表6.1 10 MHz の線幅のレーザを用いた際に許容されるミスマッチ長

全体的な傾向として、ボーレートが高いほど許容されるミスマッチ長は長くなる。これは、前節からの議論とも一致する。一方で、ほとんどのケースにおいて許容されるミスマッチ長は 1 cm 未満である。さらに 256QAM を用いた場合は、ミスマッチ長をミリオーダーに抑え込む必要がる。2 芯ファイバなどの異なる光伝送路を用いて LO 光を伝送した場合、信号光の伝送路とのずれをミリオーダーにすることはほぼ不可能である。一方で、LO 偏波多重システムの場合は、ミスマッチの発生源は送信器側にしかないため、ミスマッチの影響は比較的抑え込みやすい。さらに、集積フォトニクス技術を用いればミスマッチはマイクロのオーダーで制御できる。従って、256QAM などの高い次数の QAM を、セルフコヒーレント伝送システムにて実現するためには、集積フォトニクス技術が不可欠、ということになる。

## 6.4 実験

以上の議論の妥当性を検証するため、実験を行った。実験構成図を図6.7に示す。実験では 2 種類の DFB (distributed feedback) レーザを用いた。以降では、それぞれをレーザ (A)、レーザ (B) と呼ぶことにする。ここでは [116] に報告されている、デジタルコヒーレント受信器を用いる手法によって、それぞれのレーザの FM 雑音スペクトルを測定した。まず (A) については、同一のモデルを 2 台保有していたため、それらのうち 1 台の出力をコヒーレント受信器の信号ポートに、も

□。

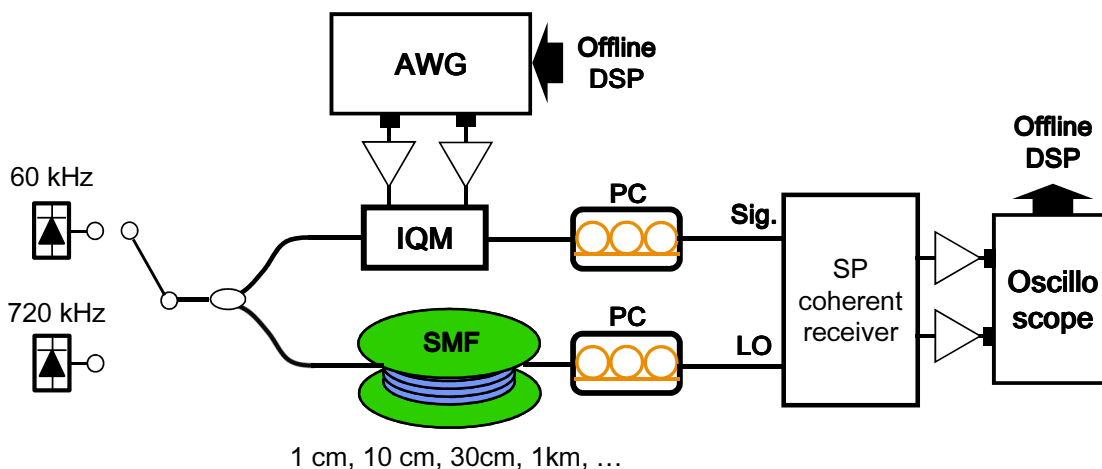


図6.7 実験系 (©2021 IEEE [115])

う1台からの出力をLOポートに入力した。その際、両者の偏波の合わせこみは偏波コントローラを用いて行った。その後、コヒーレント受信器からの2つの出力を50 GS/sのオシロスコープでキャプチャした。ところで、2つのレーザは完全に独立であるため、両者の中心周波数のずれが周波数オフセットとして現れる。このずれについては、オフラインDSPによって補償した\*6。次に取得したデータの複素振幅から、各シンボルの位相を求め各点での微分値を求めることで瞬時周波数の、時間に対する変動を求めた。最後にそれをFFTすることで、FM雑音スペクトルを求めた。その結果が、図6.8の(A)である。さて、基礎理論の節でも説明したように、FM雑音スペクトルが白色であれば、光電流のスペクトルはローレンツ関数型となる。またその白色雑音のレベルによって、線幅を決定することもできる\*7。従って図6.8に、白色雑音のレベルを赤の点線でプロットしている。ところで(A)については、周波数が高くなるほど、雑音が増加する傾向が見られる。これは、瞬時周波数が位相の微分によって求められるためである。良く知られているように、微分器はハイパス特性有しているため、位相値を求めた際の高周波側の雑音が、この特性によって強調されたのである。さて、この赤線レベルから線幅を見積もると、約120 kHzであることがわかった。図6.9には実際に得られたビート信号のスペクトル形状(黒線)と、FM雑音スペクトルから見積もられた線幅の値をもとにプロットしたローレンツ関数(赤線)を示している。図からもわかるように、両者は十分に一致している。ところでここで表示されているスペクトルはあくまで、2台のレーザの干渉結果であり、両者の線幅が等しいとするならば、レーザ(A)の線幅は60 kHzとなる。

次にレーザ(A)を用いて、レーザ(B)の測定を行った。手法は先ほどと同様である。その結果得られたFM雑音スペクトルを、図6.8の(B)に示す。ここから見積もられる線幅の値は、約780

\*6 まずFFTによってビート信号のスペクトルを求め、ピークの値が0 Hzになるように周波数シフトをかけた。

\*7 式6.13を見よ。



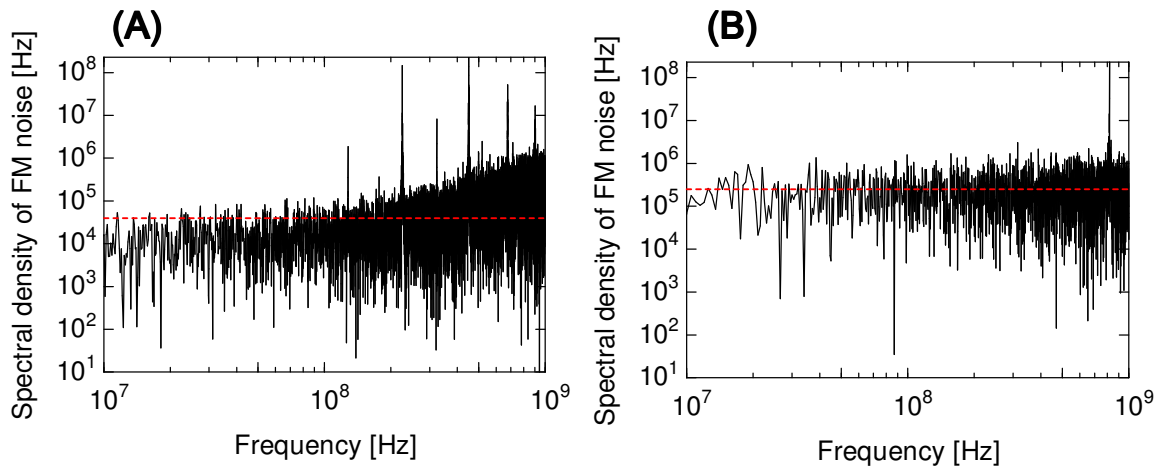


図6.8 2種類のレーザのFM雑音スペクトル (©2021 IEEE [115])

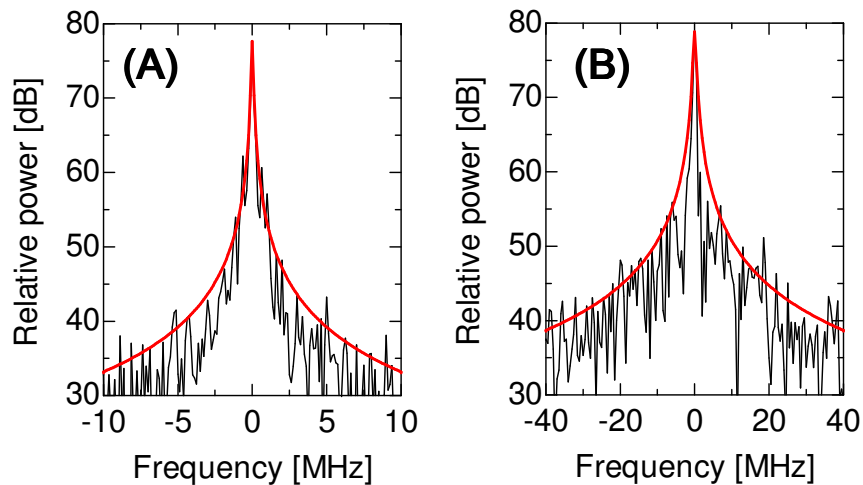


図6.9 2種類のレーザのフィールドスペクトル (©2021 IEEE [115])

kHzであった。この値をもとに、図6.9の(B)に実際に得られたスペクトルと比較を行った。こちらも両者ともよく一致している。以上より、レーザ(B)の線幅は、780 kHzから60 kHzを差し引いて720 kHzと求まった。

以上の2つのレーザを用いて、これまでの理論とシミュレーション結果の妥当性を実験的に確認した。まずレーザからの出力を2分岐し、片側の光をIQ変調器を用いて変調した。ここでAWGからは1 Gbaudの信号を生成し、変調方式についてはQPSKと16QAMで実験を行った\*8。ま

\*8 基礎理論の節でも説明したように、ボーレートは低いほど位相の影響を受けやすい。従ってより位相雑音の影響を協調させるために、意図的にこのような低いボーレートを選んだ。

たもう片側の LO 光パスに、ファイバを挿入し遅延を模擬した。このファイバを複数種類切り替えることで、様々な時間の遅延を模擬した。その後両パスの光を単一偏波コヒーレント受信器に入力した。ただし両パスの偏波は、偏波コントローラを用いて調整した。その後コヒーレント受信器からの出力を、50 GS/s のオシロでキャプチャし、その後オフライン DSP で復調処理を行った。その際の実アルゴリズムは、シミュレーションと同じアルゴリズムを用いた。また FIR フィルタのタップ数は 100 とした。その他パラメータは全てシミュレーションで用いたものと同様とした。実験結果を図 6.10 に示す。上側が QPSK の場合、下側が 16QAM の場合を示している。また比較のため、実験結果だけでなく同様の条件でのシミュレーション結果も示している。この実験においては、主な雑音減はオシロスコープ内での雑音であった。EVM 自体は EDFA を用いることで改善可能であるが、今回の実験では EDFA 内のファイバ長が不明であり、遅延を適切に制御できなかったため意図的に EDFA は用いなかった。図からもわかるように、実験データはよくシミュレーション結果に一致していることがわかる。さらに、EVM がある閾値より劣化する傾向と、その閾値を過ぎると一定値に収束していく傾向もシミュレーションを同じく観測された。

## 6.5 まとめ

本章では、セルフコヒーレント伝送システムにおける、レーザ位相雑音とパスミスマッチの影響を解析した。まず、レーザ線幅測定法として良く知られている遅延自己ヘテロダイン干渉法の解析を、セルフコヒーレント伝送システムに適用した。その際従来の表式を正規化することで、本質的に影響するパラメータが正規化遅延  $D$  と正規化線幅  $\Delta\nu$  であることが明らかになった。この 2 つのパラメータを変えながらシミュレーションを行い、各変調方式におけるペナルティの発生量を確認した。その結果、 $D$  を増やしていくとある値を超えると一気に性能が劣化する、ある種の閾値が存在することがわかり、またその閾値が変調方式依存であることもわかった。また、その閾値を超えた後は  $D$  の値に依存しない一定値に収束していくこともわかった。またペナルティが 1 dB になり始める  $D$  と  $\Delta\nu$  の値を、各変調方式に関してプロットしたところ、変調オーダー  $N$  が増えるにつれて、それぞれが  $1/N$  のスケールで減少していくこともわかった。さらにこれらシミュレーション結果から、10 MHz の線幅のレーザを用いた際の、いくつかの実際的なシナリオを考え、その際に許容されるパスミスマッチ長を求めた。その解析によって、256QAM などの高いオーダーの変調方式を用いた際には、パスミスマッチはミリオーダーで抑え込む必要があり、そのためには集積フォトニクス技術を用いた光回路実装が欠かせない、という知見を得た。

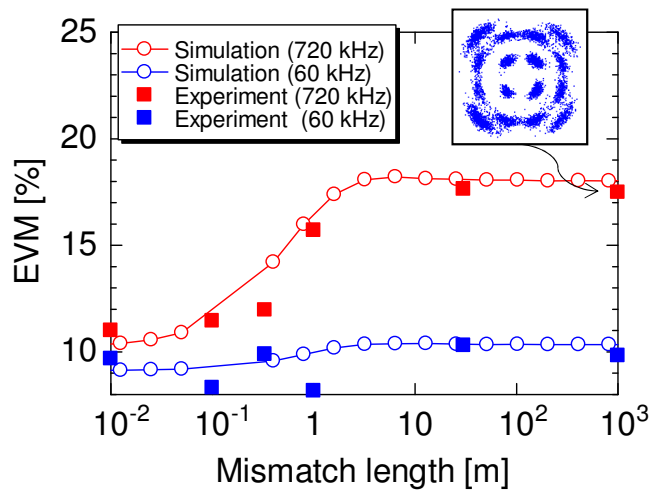
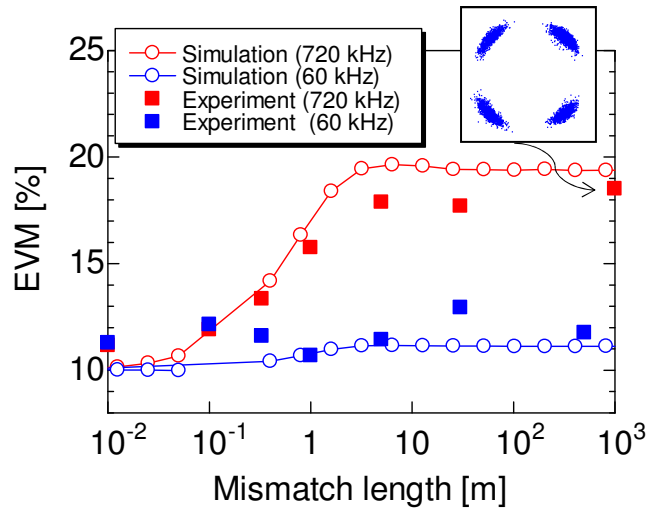


図6.10 実験結果 (©2021 IEEE [115])

## 第 7 章

# シリコンフォトニクスを用いたストークスアナライザの実装

### 7.1 はじめに

前章では、セルフコヒーレント伝送システムにおける、位相雑音とパスミスマッチの影響について解析した。その解析によって、256QAM などの高いオーダーの変調方式を用いた際には、パスミスマッチはミリオーダーで抑え込む必要があり、そのためには集積フォトニクス技術を用いた光回路実装が欠かせない、ということが明らかになった。そこで本章では、実際にシリコンフォトニクス技術を用いたストークスアナライザの実装を行った。ここで用いる回路構成の多くは、5 章で提案したストークスアナライザ型コヒーレント受信器にも応用できる。従って本章で説明する技術は、ストークスアナライザ型コヒーレント受信器の小型集積化にも寄与するものである。

ストークスアナライザ自体は、偏光解析のツールとして古くから知られていたが、高速光通信向け受信器として注目されるようになったのは最近のことである。実際 2014 年頃に、高価なコヒーレント受信器の代替として、[85] や [117] などでストークスアナライザを用いた変復調方式が提案されている。しかしこれらの文献では、セルフコヒーレント用受信器というよりは、ストークス空間を使った 3 次元にて変調が行われていた。ストークス空間自体は実際の光電界を 2 乗した非線形な空間であるため、この方式では分散補償など従来のコヒーレント受信のメリットが失われてしまう。一方で、[81] でも同様にストークスアナライザを用いた受信器構成が提案されたが、これは片側偏波に IQ 信号を、もう片側に LO 光をのせる所謂セルフコヒーレントの構成であった。これによって、偏波補償さえ行えば複素電界も線形に復元できるため注目を集めた。またこの報告以降、実際にストークスアナライザを集積フォトニクスを用いて実装した結果も、いくつかの研究機関から報告されている [118–121]。例えば [119–121] などで報告されているストークスアナライザは、導波路断面が対称な構造を有した PC と、非対称な構造を有した PC の 2 種類の PC から構成されている。前者の PC によって、導波路内の TE と TM モード間の複屈折を利用して両者間の位相差をつけることができ、一方で後者の PC によって、導波路の偏波の固有モードを回転させる

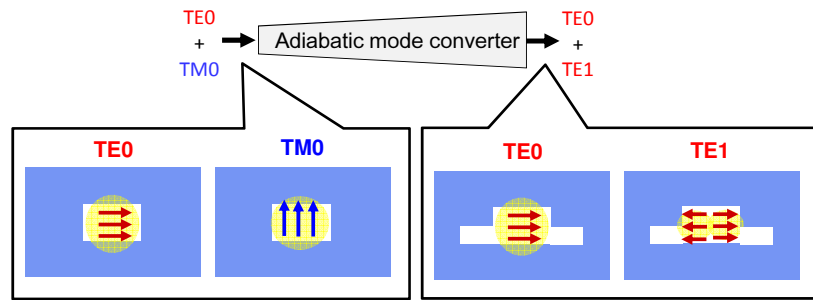


図7.1 断熱型モード変換器の概念図

ことができる。しかしながら、このような非対称な構造は作成上好ましくない。そこでここでは、そのような非対称な構造を有しないストークスアナライザを提案する。

## 7.2 対称構造を有するストークスアナライザ

### 7.2.1 モード変換器を用いた偏波回転・分離

ストークスアナライザを光回路上で実現するにあたって必須となる機構としては、TE と TM モードの光を分離する PBS と、分離後の TM 光を TE 光に変換する PC が挙げられる。ここではそれを同時に達成する回路構造を紹介する。まずはじめにテーパ導波路構造を有する、断熱型モード変換器について説明する。断熱型モード変換器の概念図を図7.1に示す。この構造によって、偏波回転が実現できる。まず入力側においては、TE と TM の両モードが入力される。断熱型モード変換器においては、導波路の断面形状が徐々に変化していく。具体的にはリブ型導波路と呼ばれる、台座のような部分を持った構造の導波路の台座部分が、徐々に長くなっていく。これによって各モードが感じる等価屈折率も徐々に変わっていき、断熱的にモード変換が発生することになる。横軸をリブ型導波路の導波路幅、縦軸を各モードの実効屈折率とした、モード変換のイメージを図7.2に示す。まず青で示された TE0 次モードについて着目してみると、導波路幅が増加するにつれて実効屈折率は増加するが、モード形状はそのままに保たれる。一方で赤の TM0 次モードに着目してみると、導波路幅が徐々に増加するにつれて TE1 次モードに接近していくことがわかる。その後ハイブリッドモードに移行した後、TE1 次モードへと変化する。すなわちこの断熱的な変化を通して、TM0 次が TE1 次モードへと変化するということである。これはモードの次数は違えど、テーパ型導波路を用いることで偏波回転が実現できることを意味している。

以上の構造を用いることで、TE と TM の両モードをどちらも TE モードにすることができる。次に、2つの TE モードを分離する PBS について説明する。通常この目的のため、図7.3に示されているような方向性結合器が用いられる [122]。モード変換器を通過してきた TE0 次と TE1 次の光は、それぞれ自分の等価屈折率に近い等価屈折率を持つ方向性結合器の導波路に結合し、分離され

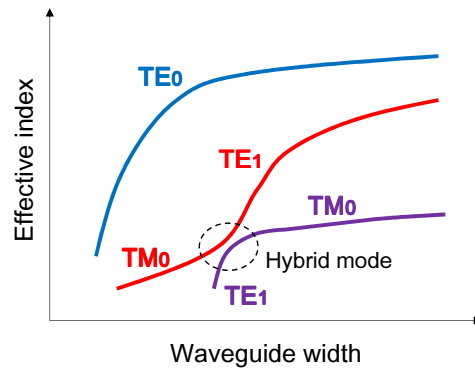


図7.2 導波路幅に対する等化屈折率の変化

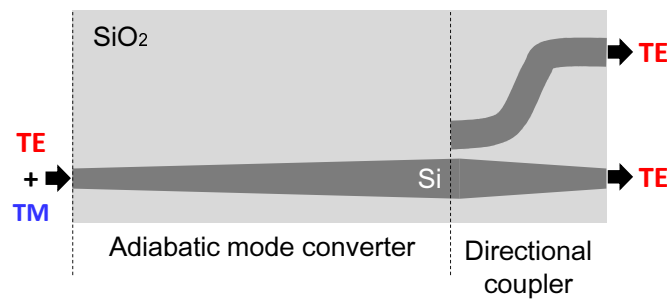


図7.3 方向性結合器を用いたモード分離機構

る。この構成の欠点としては、方向性結合器の2つの導波路形状の非対称性が挙げられる。すなわちこの非対称性によって、2つの導波路のロスなどの特性に原理的にばらつきが出る。そこでここでは、このような非対称な分離構造を有しない、偏波分離・回転器を採用する [123]。その概念図を図7.4に示す。先の方向性結合器による分離に対して、シンプルなY字分岐によって分離を行っている。しかし各モードの電界の分離のされ方が、方向性結合器とは大きく異なる。まずもともと存在していたTE0次モードに関しては、このY字分岐によってそのまま2分岐される。図中で赤の線で示されているのが電界分布のイメージ図であり、分離後どちらの電界分布も同じ方向に山を有している。一方でTE1次モードに関しては、分離前に位相が反転した山と谷を有しているが、これがY字分岐によって分離されるとその山と谷の形状のまま、上側の分岐に山がいき下側の分岐に谷がいく。すなわち分離後で上下のパスにおいて、その位相関係が反転することになる。

以上を、簡単に数式として表現することにする。まずモード変換器の入力において、TE0次モード上の複素振幅を  $E_x$ 、TM0次モード上の複素振幅を  $E_y$  とする。するとテーパ導波路型モード変換器によって、先に説明したようにTE1次モード上の複素振幅が  $E_y$  となる。Y字分岐によってTE0次モード上の複素振幅は同相で分岐される一方、TE1次モード上の複素振幅はお互いが逆相

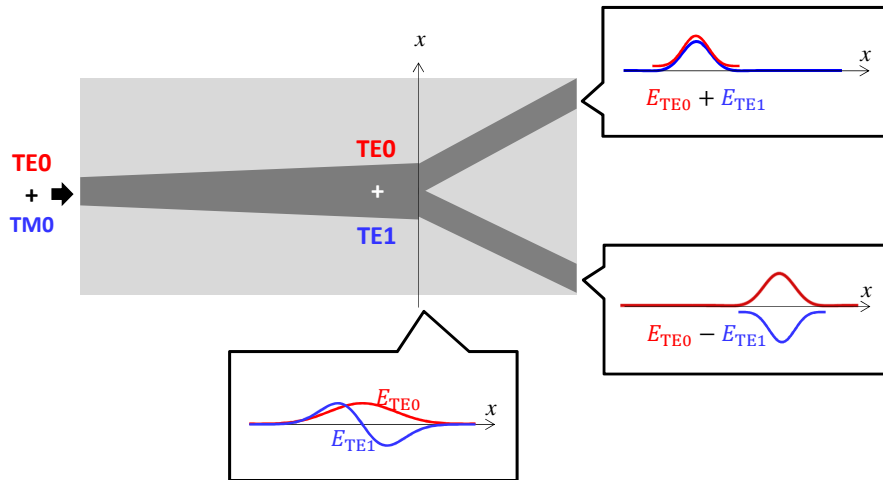


図7.4 Y字分岐を用いたモード分離機構

になって分岐される。従って Y 字分岐の上側の導波路からの出力電界を  $A$ 、下側からの出力電界を  $B$  とすると、以下のように表現される。

$$A \propto E_x + E_y \quad (7.1)$$

$$B \propto E_x - E_y \quad (7.2)$$

すなわち、両偏波上に存在していた元の複素振幅の和と差の成分が、それぞれのポートから出力されることになる。

### 7.2.2 45 度直線偏波基底ストークスアナライザ

さてここまでで説明してきたモード変換器と Y 字分岐の構成を、そのままストークスアナライザの光回路内の PBS と PC に適用するとどうなるであろうか。それを考える前に、まず従来のストークスアナライザを光回路で集積した例を図7.5の上図に示す。まず入力光を PBS によって TE 光と TM 光に分離し、TM 光のみを PC を用いて TE 光へと変換する。その後それぞれを 2 分岐し、 $S_1$  を取得するためのパスでは、そのまま TE 光と TM 光を PD で検出しそのパワー差を取得する。一方、残りの光を  $4 \times 4$  の MMI に入力する。この MMI は通常の 90 度光ハイブリッドに用いられるものと同様である。その後 MMI の出力から  $S_2$  と  $S_3$  が取得できる。一方で、PBS と PC をモード変換器と Y 字分岐の構成に入れ替えたものを図7.5の下図に示す。これによってストークスアナライザへの入力が式7.2となるわけだが、これは入力が 45 度直線偏波になったと考えることができる。すなわち入力偏波多重信号を 45 度回転させ PBS で分離すると、 $S_2$  成分、すなわち 45 度直線偏波成分が取得できるが、それと同様のことがモード変換器と Y 字分岐で実現されている。入力偏波状態が 45 度直線偏波になったところで、ストークス空間上での直交関係に影響はない

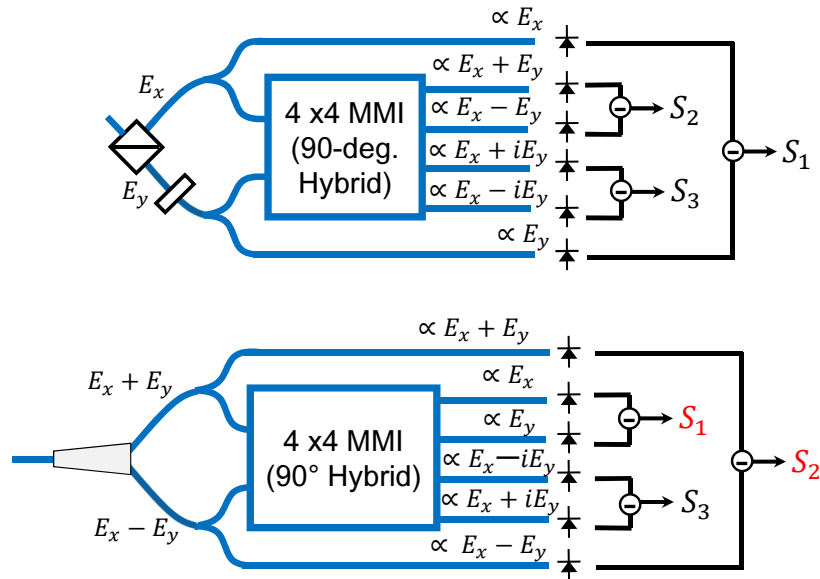


図7.5 集積フォトニクスを用いた際の、ストークスアナライザの従来構成と提案構成

め特段問題はない。実際、これによってストークスパラメータの出力ポートの関係が多少変わるが、それ以外は通常のストークスアナライザと何ら変わらない出力が得られる。

## 7.3 実験的実証

### 7.3.1 デバイス設計

以上で説明した導波路構造をもとにして実際に試作した、ストークスアナライザのシリコンフォトニクスチップの詳細について説明する。図7.6に、今回試作したテーパ導波路型モード変換器の概念図を示す。通常のシリコンフォトニクスの光回路と同じく、コアにはSiを、クラッドにはSiO<sub>2</sub>を用いている。テーパ型導波路を実現するため、コアの導波路幅を450nmから徐々に広げていき、850nmにまで拡大した。図7.6にシミュレーションにおける、各断面でのモードの強度分布の変化の様子も示している。図からもわかるように、TE<sub>0</sub>次モードはテーパ導波路後もそのモード形状を維持しているのに対して、TM<sub>0</sub>次モードはハイブリッドモードを介して最終的にTE<sub>1</sub>次モードに変化していることがわかる。またこの様子を上側から見た図を、図7.7に示す。この図からも、TM<sub>0</sub>次モードが徐々にTE<sub>1</sub>次モードとなって、強度分布における山の数が2つに分離していることがわかる。

次にY字分岐の設計について説明する。導波路の外観図を図7.8に示す。ここで用いるY字分岐は、TE<sub>0</sub>次モードとTE<sub>1</sub>次モードのどちらも同じように50:50で分岐できなければならない。この目的のため、Particle Swarm Optimization (PSO) と呼ばれるアルゴリズムを用いて設計を行



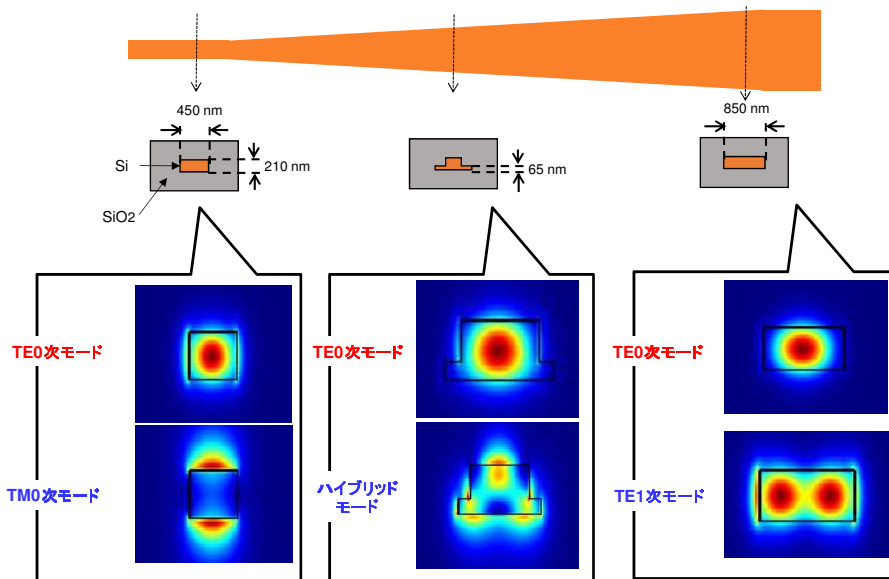


図7.6 試作チップ内で用いたモード変換器の概形と断面の強度分布のシミュレーション結果

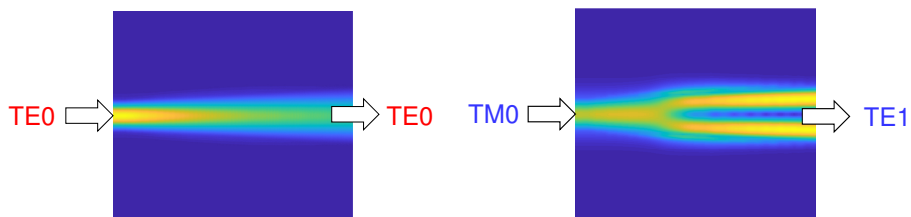


図7.7 モード変換器の進行方向の強度分布のシミュレーション結果

った。具体的には MMI を 13 部位に分けて、各部位を上位目的関数に近づけるように最適化していく。その結果、図7.8に示すような形状となった。この形状をもとに、シミュレーションを行った結果を図7.8の下側に示している。図からもわかるように、TE0 次、TE1 次どちらのモードにおいても Y 字分岐において均等に分割されていることがわかる。

この Y 字分岐の後に接続するストークスアナライザの回路構成を、図7.9に示す。基本的な構成は従来のストークスアナライザと同様である。まず Y 字分岐で分岐されたパスを、2x2 の MMI を用いて再度分岐する。それぞれの片側のパスはそのまま PD へと導かれる。一方それぞれのもう片側のパスは、4x4 の MMI に入力される。この MMI は通常の 90 度ハイブリッドに用いられるものと同じである。その後 4 つの出力は、それぞれ PD へと導かれる。PD はゲルマニウムを用いて実装されており、チップ上で光電変換が行われる。実験では、PD からの光電流をプローブを当てて引き出し計測を行った。また、走査電子顕微鏡 (Scanning electron microscope: SEM) で撮つ

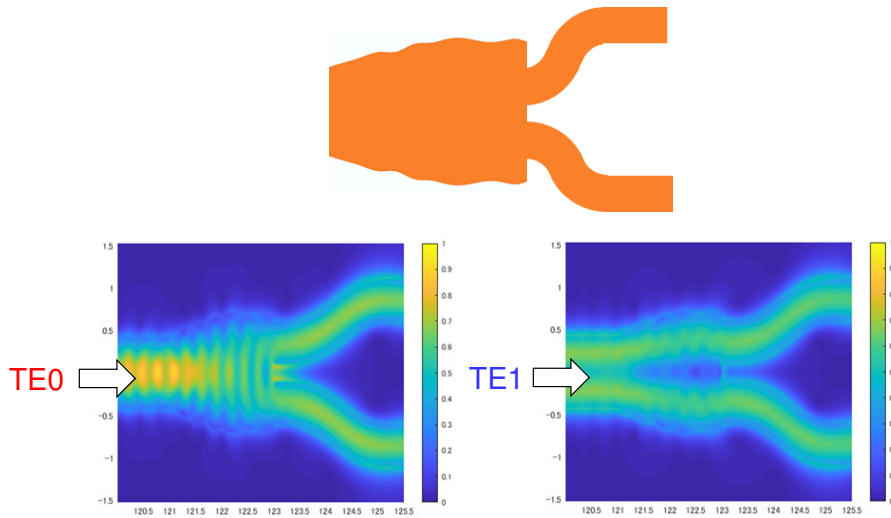


図7.8 試作チップ内で用いた Y 字分岐の概形と進行方向の強度分布のシミュレーション結果

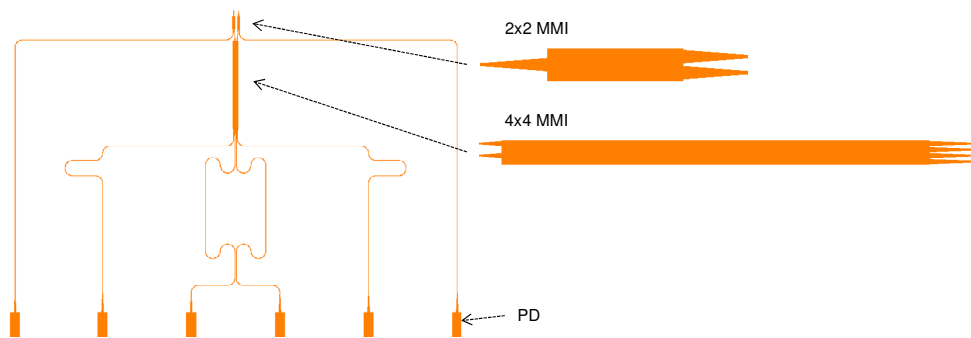


図7.9 ストークスアナライザの回路構成

たモード変換器と Y 字分岐の写真を図7.10に示す。また試作したストークスアナライザの全体像を顕微鏡で撮ったものを図7.11に示す。

### 7.3.2 提案ストークスアナライザを用いた偏波測定実験

まずは静的な環境において、試作したストークスアナライザを用いて、偏波変動が測定できるか確認するため実験を行った。実験系を図7.12に示す。レーザから出力された光を偏波コントローラを介してポラライザに接続する。ポラライザの軸は垂直方向に合うように、0度としておく。またポラライザからの出力を最大化することで、レーザからの出力光の偏波の軸もポラライザの軸に合うようにした。次に HWQ と QWP を通過した光をチップに結合させる。この際、QWP をポラライザの軸と同じ角度に設定し、かつ HWP を 0 度から 90 度まで回転させる。QWP 直後の偏波

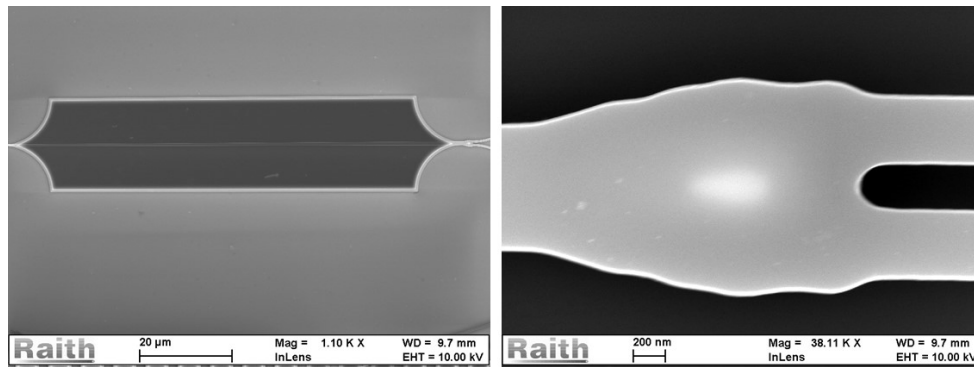


図7.10 モード変換器と Y 字分岐の SEM 画像

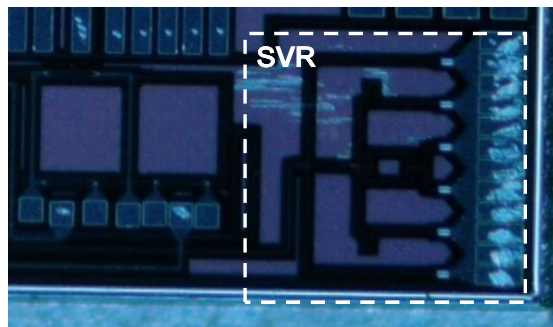


図7.11 ストークスアナライザの顕微鏡画像

状態をストークス空間上にマッピングすると、図7.13の青線のようになる。図からも分かるように、ストークスベクトルは HWP の角度が変化するにつれて  $S_1$ - $S_3$  面上を回転することがわかる。また QWP の角度を 45 度にしておくと、QWP 直後の偏波状態は図の赤線で示されているように、 $S_1$ - $S_3$  面上を回転する。実際の実験ではこの後にファイバが接続されており、さらにチップ内でも導波路の複屈折によって偏波回転が発生するが、この 2 つの回転の相対的な位置関係は変わらない。すなわちこれら 2 つのリングの直交性は失われない。従って、試作したチップを用いて偏波状態を計測すると、2 つのリングが図7.13と同じく直交した状態で観測されるはずである。

それでは、実験結果について説明する。まず図7.14に、QWP を 0 度に合わせたうえで HWP を 0 度から 90 度まで回転させた際の、各 PD から出力された光電流の値を示す。図中に示されている番号は、図7.12内に示されている PD のポート番号に対応している。 $S_1$  成分は②と⑤の差電流から、 $S_2$  成分は①と⑥の差電流から、 $S_3$  成分は③と④の差電流から求まる。この図からもわかるように、①と⑥の光電流は、他のポートよりも大きい。これはストークスアナライザ内に配置されている最初の  $2 \times 2$  の MMI のせいである。本来はここでのパワー分岐比を 1:2 としなければならないが、今回の設計ではシンプルな 1:1 の分岐比の MMI を採用したため、①と⑥のパスの光パワー

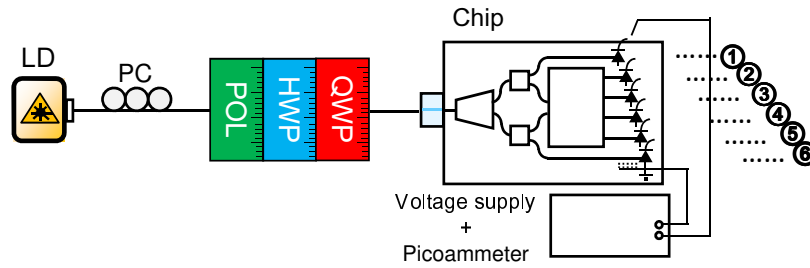


図7.12 静的環境での実験系

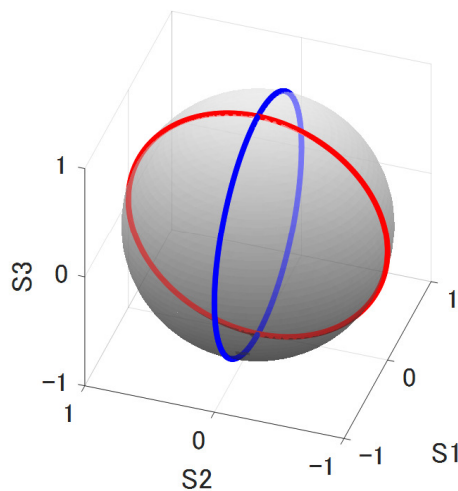


図7.13 ストークス空間で直交した2つのリング

がその分大きくなった。このインバランスに対しては、例えば電気段で大きい分を減衰させる、あるいは DSP で同様の処理を行うなどして対策する必要がある。また③の光電流については、他のポートよりも小さくなる傾向にあった。これはこのポートの導波路に何らかの欠損が生じ、ロスの原因になったのではないかとと思われる。また図7.12の上段と下段の図では、正弦波状のプロットが逆相の関係にあることがわかる。これは PD 間で差電流をとることにより、コヒーレント受信器のように、LO 光-LO 光ビート項や信号光-信号光ビート項をキャンセルするためである。すなわち不要な DC 成分が差を取ることによってキャンセルされるため、それぞれの PD から出力される光電流が逆相の関係となる。しかし①と⑥、②と⑤の組においては多少の位相のずれが見受けられる。この原因は、ストークスアナライザ内で発生した各パス間の位相誤差ではないかとと思われる。

これらデータを用いて、実際にストークス空間上での偏波変動の軌跡をプロットしたものを、図7.15に示す。ただし各ポート間のパワーのばらつきは、それぞれの最大光電流の値で正規化する

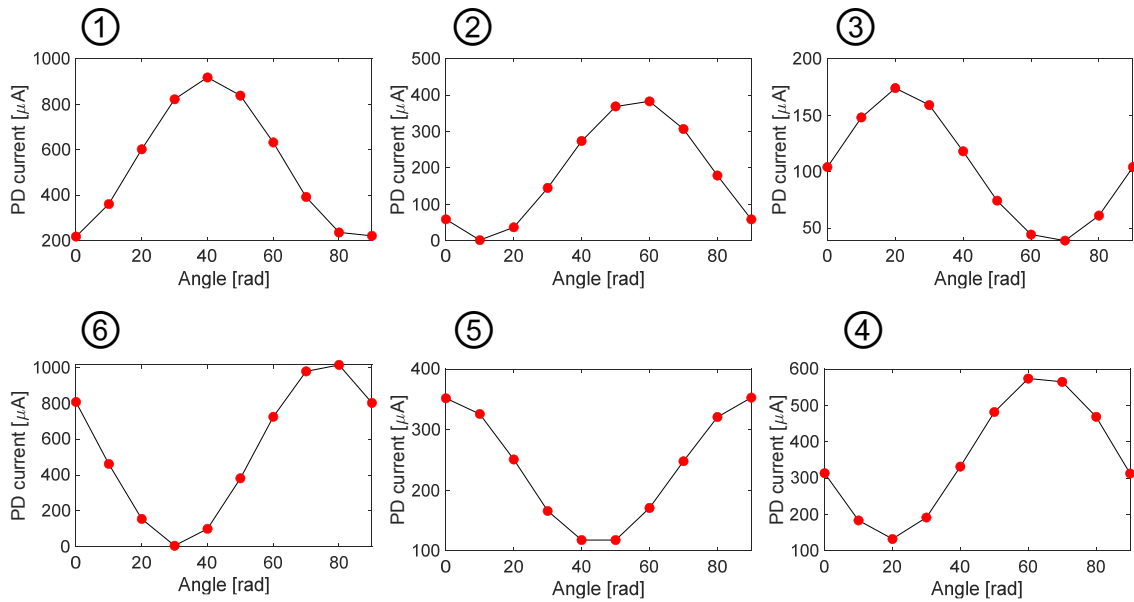


図7.14 計測された各ポートからの光電流値

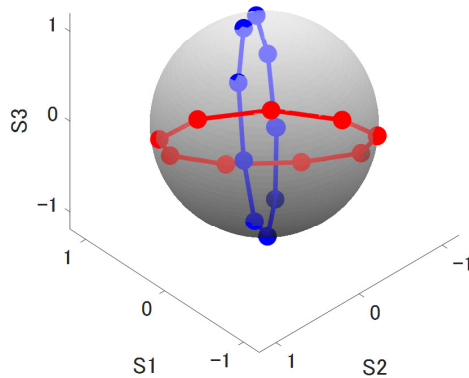


図7.15 実験的に観測されたストークス空間で直交した2つのリング

ことで補正した<sup>\*1</sup>。図からもわかるように、確かに2つのリングが直交した状態を取得できていることがわかる。従って、提案ストークスアナライザが正しく動作していることが証明された。

最後に、動的な環境での実験結果について説明する。実験系を図7.16に示す。本実験では5 Gbaud

\*1 ここでは各ポートの光電流を正規化することでそれぞれのばらつきを補償したが、実際の通信システムでは、ADCを6台用いて受信しない限りこのような補正を行うことは難しい。すなわち各ストークスパラメータを取得するため、2ポートずつアナログ的に差電流を取っていくが、この時点ですでにパワーのばらつきがあると差電流にそのばらつきがオフセットのように現れてしまう。従って差電流をとる前に、2つのPD間のばらつきを最小化することが望ましい。

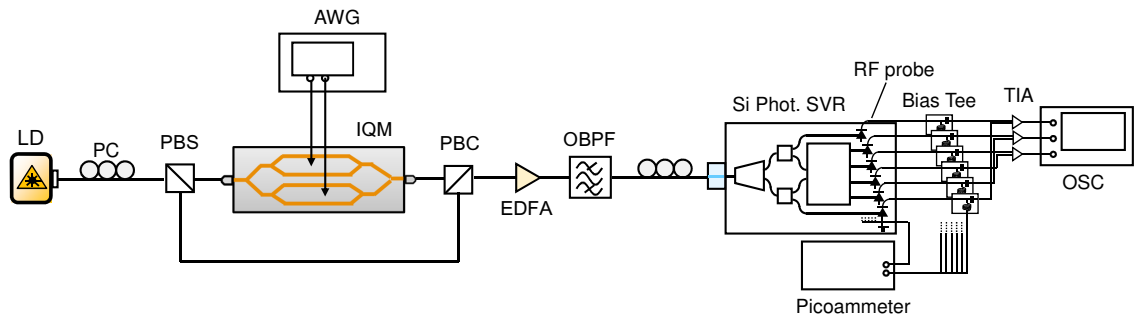


図7.16 動的環境での実験系

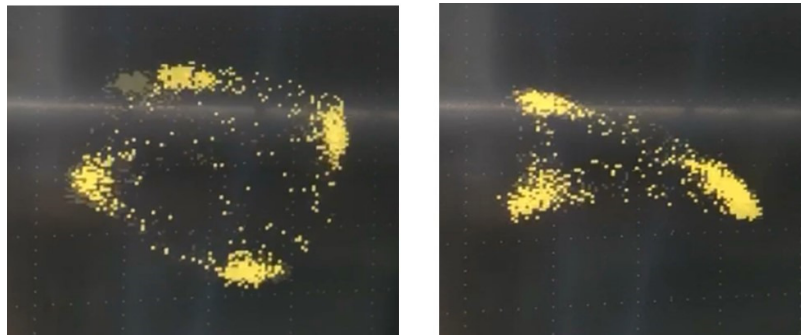


図7.17 オシロスコープでキャプチャした  $S_2$ - $S_3$  面

の QPSK 信号を用いた。まず送信側では、レーザからの出力を PBS を用いて分離し、片側の偏波に対してのみ IQ 変調器を用いて変調を行った。そのためまず電気段にて、AWG によってナイキストフィルタリングされた 2 系列の 2 値信号を生成し、それらで IQ 変調器を駆動した。もう片側のパスを無変調のまま変調信号側のパスと PBS によって偏波多重し、EDFA によって増幅した後チップに接続した。光電流はチップ上のパッドにプローブを落として吸い出した。この際バイアス T を用いて、逆バイアスをかけながら交流信号を引き抜いた。その後 6 つのチャンネルのうち、2 つ 1 組で差動アンプに入力しそれぞれの信号の引き算を行ったうえで、オシロスコープに投入した。図7.17に、出力された 3 つのストークスパラメータのうち、 $S_2$  と  $S_3$  のリサージュ図形としてオシロスコープで表示した際の画像を示している。すなわち、 $S_2$ - $S_3$  面から 3 次元のストークス空間を見ているような状況である。左側の写真からわかるように、確かに QPSK のコンステレーションが  $S_2$  と  $S_3$  面上に表示されていることがわかる。一方で偏波回転が発生すると、この面がポアンカレ球上で回転する。右図がまさにこの状況を示しており、上側を向いた QPSK のコンステレーションが確認できる。

## 7.4 まとめ

本章では、ストークスアナライザを実際にシリコンフォトニクスで実装し、その評価を行った。集積フォトニクスを用いたストークスアナライザ自体は、これまでもいくつか報告されていたが何れも非対称な導波路構造が必要であった。一方ここでは、そのような非対称な構造を用いないストークスアナライザを提案した。その目的のため、テーパ型モード変換器とモード無依存な Y 字分岐回路を用いた。これによって、ストークスアナライザの入力偏波の基底が回転し、45 度直線偏波を基底としたような構成となるが、それによってポートの出力位置が変わるだけで、それ以外は通常のストークスアナライザとして機能する。この新たなストークスアナライザの原理検証を、実際に実験を通して行った。まず静的環境にて、ストークス空間上で 2 つの直交したリングを形成し、それを試作チップで受信した。各ポートにおいてパワーや位相の多少のばらつきは見られたが、確かにストークス空間上で 2 つの直交したリングを確認することができた。また動的環境での実験では、5 Gbaud のセルフコヒーレント QPSK を、試作チップを用いて受信できた。

また本章で用いた回路構成は、ストークスアナライザそのもののみならず、第 5 章で提案したストークスアナライザ型コヒーレント受信器にも応用できる。従って本章の内容は、ストークスアナライザ型コヒーレント受信器の小型集積化の実現可能性を示唆するものでもある。

## 第 8 章

# 結論

本研究では、短距離向けの大容量光通信を実現するためのいくつかの手法を、システム及びデバイスレベルから探求した。

まず第 2 章では、従来のコヒーレント伝送システムの基礎について概説し、どのように光の複素振幅がコヒーレント受信器を通して線形に復元されるのかについて説明した。またファイバ伝送中に歪んだ信号を取り除くための、信号処理技術についても説明した。

第 3 章では、従来の高価なコヒーレント伝送システムを低コスト化するため、近年注目を集めているセルフコヒーレント伝送技術について概説した。LO 光の配信の仕方によっていくつかの方式がていねいされていたが、特に LO 周波数多重方式と LO 偏波多重方式を中心に説明を行った。

第 4 章以降では、短距離向けの大容量光通信を実現するための、2 つのアプローチについて説明した。1 つ目は、従来のコヒーレント伝送システムそのものを簡素にするというアプローチである。コヒーレント伝送システムにおいては、送信器・受信器ともに複雑な構成であるため、両者ともに簡素化されることが望ましい。そこでまず第 4 章では直列型の偏波多重送信器を提案し、その有効性を数値計算を通して検証した。これによって多くの光部品が省略できるため、極めてシンプルな構成が実現できる。さらに第 5 章では、受信器に関してもストークスアナライザを応用した新たなコヒーレント受信器を提案した。これによって、従来の偏波ダイバーシティ 90 度光ハイブリッドに対して、PD の数を 2 つ削減し、かつ 1 台の PBS で信号光と LO 光の合分波が行える。著者の知る限り、ここで提案した偏波多重送信器の光回路構成は、これまでに提案されているものの中で最もシンプルである。また提案受信器に関しても、ストークスアナライザを応用するといった提案は今までになされておらず、本研特有のユニークな提案であると考えられる。

一方で、コヒーレント伝送技術そのものの課題として、送受信に必要なレーザの線幅に対する要求や温調による波長制御の必要性などが挙げられるが、これらの提案を用いてもその性能要求を緩和するには至っていない。これについては、更なる低コスト化を実現する上では、避けては通れない課題である。そこで本研究では、2 つ目のアプローチとして、自己干渉型のコヒーレントシステム、すなわちセルフコヒーレントシステムを用いるアプローチをとった。これによって原理的には位相雑音の影響を完全に排除でき、線幅に無依存なコヒーレントシステムを実現できる。しかし実



際には、信号光と局発光のパスに経路差が多少なりとも存在し、それがシステムの性能劣化を引き起こす。そこで第6章では、その影響を理論的・数值的・実験的に明らかにした。遅延自己ヘテロダイナミクスなど、レーザ線幅計測手法の解析のためにこれまでもこのような考察はなされていたが、解析対象はあくまで無変調なレーザであり、本研究で行ったような高次 QAM への影響などは明らかになっていなかった。従って、高次 QAM を用いたセルフコヒーレントシステムへの、レーザ位相雑音の影響を初めて明らかにしたという点が、本研究の意義であるといえる。またこの解析の中で、集積フォトニクスを用いて、パスマスマッチをできる限り小さくする必要があることも明らかになった。

そこで第7章では、実際にシリコンフォトニクス技術を用いて、セルフコヒーレント受信器として、ストークスアナライザを実装した。ストークスアナライザ自体は、これまでも集積フォトニクスを用いて実装されてきたが、非対称な導波路構造を有しているものが多く、これはパス間のインバランスを招くなど作成上好ましい構造ではなかった。そこで本研究では、対象導波路のみで構成されたストークスアナライザを提案し、実際にシリコンフォトニクス技術を用いて試作した。また実験的に、静的・動的な環境にて実際に提案ストークスアナライザが偏波状態を取得できることを確認した。また第7章で培われた技術は、ストークスアナライザそのものに適用できるのは勿論のこと、第5章で提案したストークスアナライザ型コヒーレント受信器にも用いることができる。従って本章の内容は、ストークスアナライザ型コヒーレント受信器の小型集積化の実現可能性を示唆するもの

以下に、本研究の成果を改めてまとめる。

- コヒーレント伝送システム向け、直列型偏波多重送信器を提案
- コヒーレント伝送システム向け、ストークスアナライザ型コヒーレント受信器を提案
- セルフコヒーレント伝送システムへの、位相雑音の影響を明瞭化
- セルフコヒーレント伝送システム向け、対称導波路型ストークスアナライザを提案

本研究から得られたこれら知見は、今後コヒーレント伝送システムを短距離ネットワークに適用するための指針を示すもので、情報通信分野にて一定の貢献があるものと確信している。

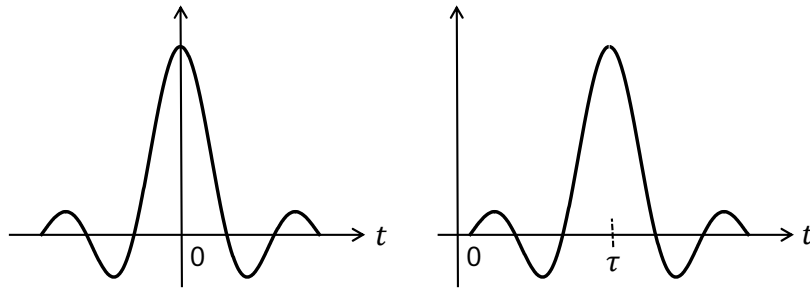
## 付録 A

# 群速度分散の伝送システムへの影響

よく知られているように、光ファイバのような分散性媒質においては、屈折率は波長に依存する。すなわち、様々な波長成分を有する信号光を光ファイバ内に入射すると、各波長成分が異なる屈折率を感じ、出射端においてはバラバラの時刻で到着する。これは群速度分散と呼ばれ、波形劣化やフェージングなど伝送システムに様々な悪影響を及ぼす。ここでは、群速度分散の基礎について解説する。

### A.1 線形位相特性

まず群速度分散について説明する前に、理想的な状況として信号を歪ませずに、その波形を保ったまま伝達する系について考える。そのような系の周波数伝達関数は、どのようなものであろうか。その周波数伝達関数を  $H(\omega)$  とすると、当然  $H(\omega)$  の振幅特性  $|H(\omega)|$  は理想的には全周波数帯域で一定でなければならない。一方で  $H(\omega)$  の位相特性  $\angle H(\omega)$  についても、その全周波数帯域にて一切の位相変化が起きなければ、当然波形に歪みは生じない。果たしてそのような系は実現可能であろうか。この状況を数式的に表現するならば、 $|H(\omega)| = C$  及び  $\angle H(\omega) = 0$  となる。ただし  $C$  は任意の定数である。ところでこの周波数伝達関数は、どの周波数成分においても位相が 0 なので、実数で表されるはずである。周波数領域で実数ということは、時間領域でのそのインパルス応答は偶関数でなければならない。すなわち  $t = 0$  を対象軸として正への方向と負への方向の応答が等しい、ということである。このようなインパルス応答は因果律を満たさないため、実現不可能となる。すなわち、いかなるインパルス応答も  $t = 0$  より前から生じることはないため、このような周波数伝達関数を持つ系は存在しない、ということになる。では波形歪みを起こさない系は実現不可能であるかという、そうではない。この周波数伝達関数はあくまで因果律を満たさないだけで、因果律を満たすようにさえしてやればよい。すなわち負の時刻のインパルス応答が存在しないように、時刻  $\tau$  だけインパルス応答を正の方向にシフトしてやればよい。この様子を図A.1に示す。この時間シフトの操作は、フーリエ変換の公式より周波数領域で  $e^{-i\omega\tau}$  を信号のフーリエ変換成分に掛け算することに等しい。すなわち、各角周波数成分の位相を  $-\omega\tau$  だけ回転させる、ということであ



図A.1 因果律を満たさないインパルス応答と満たすインパルス応答

る。これを横軸に角周波数、縦軸に位相としてプロットすると、図A.2の左側に示されるような直線となる。このような特性を線形位相特性と呼び、系が線形位相特性を有する限りは、波形はその傾きの分たただ時間シフトするだけで、形状自体は変わらない。

## A.2 群遅延と群遅延分散

前節では、系が線形位相特性を有していれば波形は歪まず、ただ時間シフトだけが起こることを示した。その場合位相特性は完全に直線となり、その傾きが時間領域でのシフト量となる。すなわち遅延  $\tau_{pd}$  は以下のように求められる。

$$\tau_{pd} = -\frac{\phi(\omega)}{\omega} \quad (\text{A.1})$$

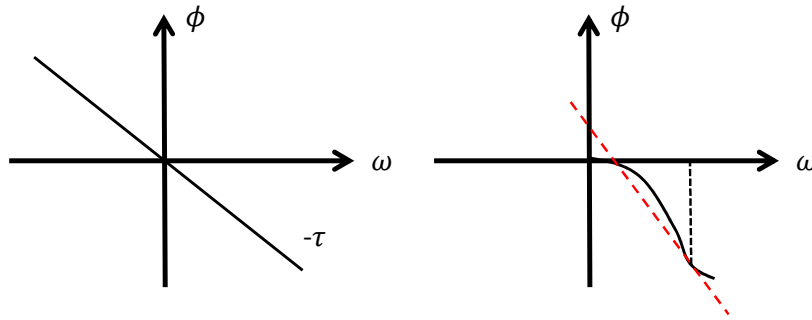
この遅延を位相遅延と呼ぶ。一方で、位相特性がこのように完全な直線であればよいが、実際の特性は図A.2の右側のように直線ではない。従ってその場合は微分を用いて、式A.1を以下のように拡張する必要がある。

$$\tau_{gd} = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (\text{A.2})$$

この  $\tau_{gd}$  を群遅延と呼ぶ。系が線形位相特性を有するときは、位相遅延も群遅延も同じ値となる。ある角周波数での群遅延に対して、この角周波数の周辺の群遅延の値もほぼこの値に等しいならば、この領域においては近似的に線形位相特性を満たすと考えられるため、波形は歪まない。しかしその領域で群遅延がもはや一定とみなせず、群遅延自体が角周波数に依存して変化する場合もある。その依存度は、以下のように微分によって求められる。

$$\frac{d\tau_{gd}}{d\omega} = -\frac{d^2\phi(\omega)}{d\omega^2} \quad (\text{A.3})$$

これを群遅延分散と呼ぶ。群遅延分散がない場合、波形を構成する各周波数成分は同じ遅延量を被るため、波形自体に歪は起きない。しかし群遅延分散が存在すると、波形の各周波数成分が異なる時刻で到着するため、波形が歪む。



図A.2 線形位相特性と群遅延の関係

以上のように位相特性を何回か微分することで、系が線形位相特性でなかったとしても、その振る舞いを知ることができる。これはまさに、位相特性をある角周波数周りでテイラー展開して解析していることに他ならない。

### A.3 光ファイバにおける群速度分散

前節では位相特性そのものについて議論したが、ある伝送距離に対しては伝搬定数と位相は比例するため、ここでは位相の代わりに伝搬定数を用いて議論する。光ファイバの伝達関数は、伝搬定数  $\beta$  によって以下のように表せる \*1。

$$T(\omega) = e^{-j\beta(\omega)L} \quad (\text{A.4})$$

$L$  はファイバでの伝送距離である。ここで前節の議論と同様に、伝搬定数を角周波数  $\omega_0$  周りで以下のようにテイラー展開することで、その振る舞いを調べることにする [124]。

$$T(\omega) \approx \exp[-j\beta_0 L] \cdot \exp\left[-j \frac{d\beta}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} (\omega - \omega_0)L\right] \cdot \exp\left[-j \frac{1}{2} \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Big|_{\omega=\omega_0} (\omega - \omega_0)^2 L\right] \quad (\text{A.5})$$

$\beta_0$  は  $\omega_0$  における伝搬定数である。またここでは2次の項までを示した。ここでA.5の右辺第1項はただの定数であり波形に歪みを与えるものではない。また第2項についても既に前節で説明したように、波形が遅延することを表す項であり、こちらも歪みを与えるものではない。波は光ファイバを伝搬しながら伝わっていくため、波形がその伝搬時間分遅延するのは当たり前である。ここで、右辺第2項の中身に出現する、 $\frac{d\beta}{d\omega} L$  という項に着目する。ここに  $L = 1[\text{m}]$  を代入すると  $\frac{d\beta}{d\omega}$  とな

\*1 ここでは進行する波を  $e^{j(\omega t - \beta z)}$  と考えている。従って時間に関する項は、 $e^{j\omega t}$  で発展することになる。しかし普通量子力学を勉強すると、時間発展の項は  $e^{-j\omega t}$  となっており位相の符号が異なる。これは進行波を  $e^{j(\beta z - \omega t)}$  と考えていることに由来する。本来波は実数であり、正の周波数側を考えても負の周波数側を考えても結論は同じであるが、多くの物理学の参考書では  $e^{j(\beta z - \omega t)}$  を進行波として仮定している。一方で電気回路に代表されるような電気工学の参考書では、その位相を反転させた  $e^{j(\omega t - \beta z)}$  を進行波として仮定している。ここでは電気系の慣例にならって後者の記法を採用した。

るが、これは波形が 1 m 進むのに要する時間を表している。なぜなら前節でも説明したように、位相特性の 1 回微分は群遅延となり、この項が時間の次元を有するからである。従ってこの逆数は速度の次元を持ち、群速度と呼ばれる。群速度を  $v_g$  とすると、以上の議論より  $v_g$  と伝搬定数  $\beta$  は以下の関係を満たすことがわかる。

$$\frac{1}{v_g} = \frac{d\beta}{d\omega} \quad (\text{A.6})$$

さてテイラー展開の 2 次の項だけを抜き出すと、以下のようなになる\*2。

$$H(\omega) = \exp\left[-\frac{j(\omega - \omega_0)^2 \beta_2 L}{2}\right] \quad (\text{A.7})$$

ここで、伝搬定数の 2 回微分の項を  $\beta_2$  と置き換えた。この項は前節の群遅延分散に対応しており、波形歪みを引き起こす原因となる。また  $\beta_2$  と  $v_g$  は、式 A.6 から以下の関係を満たすことがわかる。

$$\beta_2 = \frac{d}{d\omega}\left(\frac{1}{v_g}\right) \quad (\text{A.8})$$

上式は群速度の角周波数依存性を表しており、これを群速度分散と呼ぶ。群速度分散とはいっても、群速度そのものの依存性ではなく、群速度の逆数の依存性であることに注意されたい。一方で実用上は、角周波数の依存性より、波長の依存性の方が直感的にわかりやすい場合がある。この場合以下で定義される、角周波数ではなく波長で微分した、分散パラメータ  $D$  を用いる。

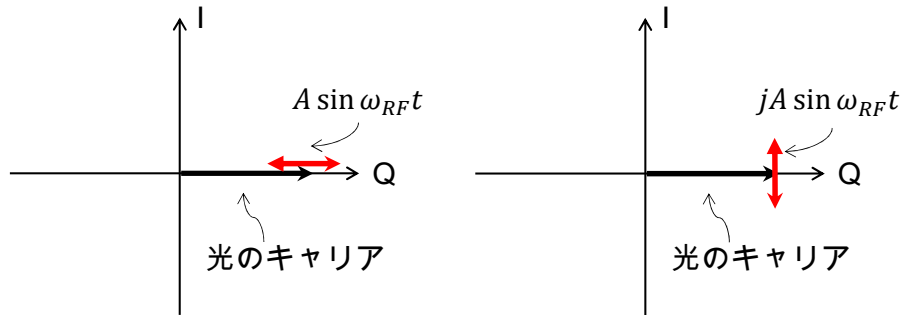
$$D = \frac{d}{d\lambda}\left(\frac{1}{v_g}\right) \quad (\text{A.9})$$

従って変数変換を行えば、 $D$  と  $\beta_2$  が以下の関係性を満たすことがわかる。

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (\text{A.10})$$

$D$  の値は、例えば通常のシングルモードファイバであれば、1.5  $\mu\text{m}$  付近で約 16 ps/(km·nm) である。この値を用いて、 $D$  の直感的な意味を説明しよう。 $D$  はその定義より群遅延の波長依存性を表しているから、仮に横軸が波長で縦軸が群遅延のグラフをプロットすると、その傾きが 16 ps/(km·nm) のような直線となる。例えば 2 つの CW 光が別々の波長に存在しており、その波長差が 1 nm であったとすると、このグラフの縦軸の差が両者の群遅延差に相当し、この例では 16 ps/km ということになる。これは 1 km を光が進んだ時の遅延時間差を表しているため、例えば 100 km 光を伝搬すると、その遅延時間差は 1600 ps ということになる。このように  $D$  を用いれば、波長間の遅延時間差がすぐに求まる。

\*2 基本的には、テイラー展開の次数が高くなるほどその影響は小さくなるため、多くの場合では 2 次までの項を考えておけばよい。一方で 1.3  $\mu\text{m}$  周辺の波長帯や、分散シフトファイバと呼ばれる光ファイバを用いた 1.5  $\mu\text{m}$  周辺の波長帯では、2 次の波長分散の影響を小さくすることが出来る。このような状況では、相対的に 3 次の分散の影響が強調されて無視できなくなってくる。



図A.3 AM-PM 変換のフェイザーダイアグラム表現

## A.4 AM-PM 変換と分散フェージング

ここでは、群速度分散の光通信システムへの影響について説明する。群速度分散の伝達関数からわかるように、位相回転量は帯域の 2 乗に比例するため、広帯域な信号ほど群速度分散の影響を受けやすい。基本的には伝送する信号に依存するため、その影響を解析するには信号をフーリエ変換して波長分散の伝達関数をかけたうえで、逆フーリエ変換して再度時間領域に戻す必要がある。ここでは直感的な理解のため、正弦波で変調された光の強度変調信号を用いて、群速度分散の影響を説明する。そこでまずは以下のように、光が正弦波の RF 信号で強度変調されている状況を考える。

$$E_{IM} = (1 + A \cos[\omega_{RF}t])e^{j\omega_0 t} \quad (\text{A.11})$$

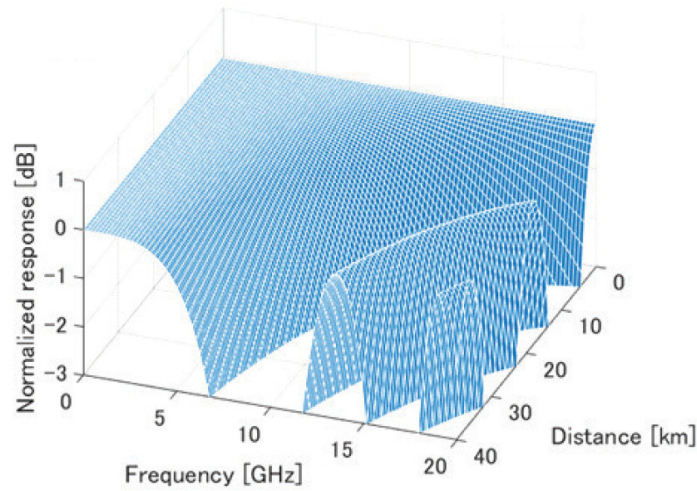
ここで  $A$  は RF 信号の振幅、 $\omega_{RF}$  は RF 信号の角周波数、 $\omega_0$  は光のキャリアの角周波数を表している。ここで右辺の最初の項に 1 が足されているのは、強度変調時に MZ 変調器を quadrature バイアスに設定したことによる、光キャリアの残留成分である。さてこの式を、上下側帯波に分離すると以下ようになる。

$$E_{IM} = \left[1 + \frac{Ae^{j\omega_{RF}t}}{2} + \frac{Ae^{-j\omega_{RF}t}}{2}\right]e^{j\omega_0 t} \quad (\text{A.12})$$

この信号への、式 A.7 で表される群速度分散の影響を調べる。式 A.7 によると、基準となる角周波数  $\omega_0$  からの差の 2 乗に比例して位相が回転する。以降の議論では相対的な位相のみが重要なので、基準周波数はどこに設定しても良い。そこでここでは中心の光のキャリアを中心とみなす。その場合、上側と下側の側帯波の周波数差の 2 乗はどちらも  $\omega_{RF}^2$  となるため、両者とも同じ量だけ位相回転が起こる。ここでその位相回転量が  $\pi$  であるとする。すると式 A.12 は以下ようになる。

$$E_{IM} = \left[1 + j\frac{Ae^{j\omega_{RF}t}}{2} + j\frac{Ae^{-j\omega_{RF}t}}{2}\right]e^{j\omega_0 t} = (1 + jA \cos[\omega_{RF}t])e^{j\omega_0 t} \quad (\text{A.13})$$





図A.4 AM-PM 変換後の 3 dB 帯域 (©2018 IEEE [125])

この様子をフェイザーダイアグラム上に表したものを、図A.3に示す。左側が群速度分散を被る前の強度変調信号のフェイザーダイアグラム、右側が群速度分散を被った後のフェイザーダイアグラムである。通常の強度変調された信号は、キャリアも変調成分もどちらも実数で表現されているため、変動方向とキャリアの方向が等しい。一方で式A.13では、変動方向が虚数で表現されており、実数で表現されているキャリアの方向と直交していることがわかる。この状況は、光を位相変調した際の状況と全く同じである。すなわち群速度分散によって、強度変調信号が位相変調信号に変化した、ということである。この現象はAM-PM変換と呼ばれている。また一般には、群速度分散によって生じた位相回転の分だけ、フェイザーダイアグラム上では変調信号の変動方向が回転することになる。この回転量が $\pi/2$ の時は、変動方向がキャリアの方向と直交するため、強度変調信号が位相変調信号に変化するのである。

位相変調に変化してしまった信号は、もはやPDで受信することができない。これはPDが光の強度のみに感応であることから考えても当然である。またフェイザーダイアグラム上でも、変動成分が直交したことで、キャリアへの射影成分がなくなってしまうことから理解できる。この現象は、分散フェージングとして知られている。AM-PM変換は、 $\pi$ の整数倍の位相回転が起きると発生するため、周波数が上がるにつれて、あるいは伝送距離が伸びるにつれて分散フェージングは周期的に発生する。その様子を図A.4に示す。このグラフでは、横軸を周波数と伝送距離の2次元でプロットしており、特定の周波数あるいは距離において、分散フェージングによって信号パワーが著しく低下する領域が見受けられる。分散フェージングを回避するためには、90度光ハイブリッドを用いる必要がある。90度光ハイブリッドは、IとQのダイバーシティ受信器であるため、仮にI成分がQ成分に変化したところで、両者を受信できればフェージングは発生しない。しかし180度光ハイブリッドや直接検波においては、I成分しか受信できないため、群速度分散によってQ成分

に流れ込んだ成分を受信する術がない。

ところで AM-PM 変換の逆の、PM-AM 変換も発生しうる。すなわち光の位相変調信号が群速度分散によって、強度変調信号に変わる現象である。これは分散フェージングに対して相補的に発生するため、AM-PM 変換と PM-AM 変換の両者を用いて分散フェージングを回避する手法も報告されている [125, 126]。



## 付録 B

# 最適送受信フィルタ

フィルタは、送信器にも受信器にも用いられる必須のコンポーネントであるが、その目的はいくつかある。1つ目はフィルタリングによって、信号を有限の帯域内に収めることである。特に無線システムでは、他チャンネルへの干渉を起こしてはならないため、送信側でフィルタを使って帯域外成分を抑圧する必要がある。2つ目は雑音抑圧である。受信した信号は、必ず雑音を含んでいるため、フィルタリングによって帯域外の不要な雑音成分を抑圧することで、受信信号の SN 比は向上する。ところで、この2種類の目的を同時に達成するフィルタは存在するのだろうか。

### B.1 整合フィルタ

ここではまず、受信器において信号の SN 比を最大にする、整合フィルタについて説明する [97]。受信直後におけるスペクトルのイメージ図を、図B.1に示す。当然信号には雑音が付加されているため、できるだけ雑音の影響を低減することが望ましい。図では、雑音スペクトル密度を  $N_0/2$  としている\*1。そのためには、フィルタを用いて帯域外の雑音を除去する必要があるが、具体的にどのような形状のフィルタを用いればよいだろうか。最適なフィルタの形状を導出するため、まず時間信号  $s(t)$  を以下のように表現する。

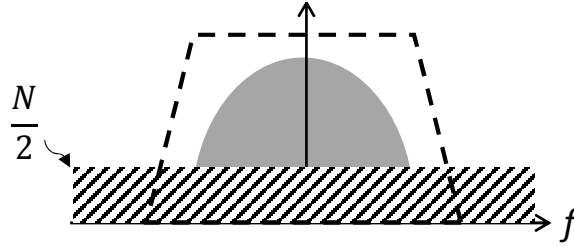
$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f)H(f)e^{j2\pi ft} df \quad (\text{B.1})$$

ここで、 $S(f)$  は  $s(t)$  のフーリエ変換で、 $H(f)$  はフィルタの周波数伝達関数である。いま、 $H(f)$  の具体的な形状は不明である。一方、雑音パワーは以下のように表現される。

$$\sigma_0^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (\text{B.2})$$

---

\*1 雑音スペクトル密度が  $N_0/2$  となっているのは、two-sided スペクトル密度を仮定しているためである。実数信号のスペクトルにおいては、負の周波数は正の周波数成分の複素共役であるため冗長である。よって、雑音スペクトルの表示においても、負の周波数領域を省略し、single-sided スペクトルとして表示する場合がある。single-sided 表示と two-sided 表示間で、全パワーを等しくするため two-sided 表示では  $N_0$  を 2 で割っている。



図B.1 受信直後におけるスペクトルのイメージ図

従って、フィルタ通過後の SN 比は以下の式で表される。

$$\frac{S}{N} = \frac{|\int_{-\infty}^{\infty} S(f)H(f)e^{j2\pi ft} df|^2}{N_0/2 \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df} \quad (\text{B.3})$$

ここで、この SN 比を最大にするような  $H(f)$  の形状を求める。そのために、以下のシュワルツの不等式を用いる。

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} f_1(x)f_2(x)dx \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |f_1(x)|^2 dx \int_{-\infty}^{\infty} |f_2(x)|^2 dx \quad (\text{B.4})$$

これを今回の式B.6の右辺の分子に当てはめると、以下ようになる。

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f)e^{j2\pi ft} df \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} |S_f(f)|^2 df \quad (\text{B.5})$$

さらに約分を行うと、式B.6は以下のように変形される。

$$\frac{S}{N} \leq \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S_f(f)|^2 df \quad (\text{B.6})$$

ここで以下のように、 $E$  を定義する。

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |S_f(f)|^2 df \quad (\text{B.7})$$

すると、最大 SN 比は次式で表される。

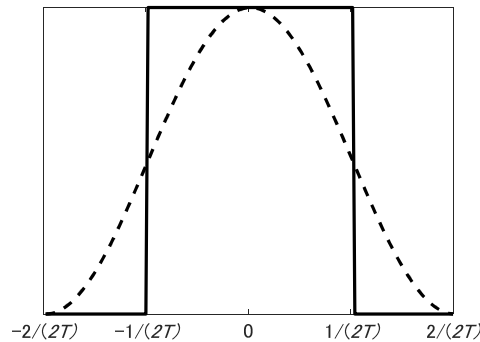
$$\frac{S}{N} = \frac{2E}{N_0} \quad (\text{B.8})$$

この式から、最適な受信フィルタを通過した信号の SN 比は、信号のエネルギーのみで決まり、具体的な信号形状には依存しない、ということがわかる。

さて、このシュワルツの不等式で等式が成り立つのは、以下の条件が満たされたときである。

$$H(f) = S^*(f)e^{-j2\pi ft} \quad (\text{B.9})$$

すなわち、信号スペクトルの複素共役を取ったものが、SN 比を最大にするフィルタとなる。これを整合フィルタと呼ぶ。ところで式B.9の  $e^{-j2\pi ft}$  の項については、これを逆フーリエ変換すれば明らかのように、時間シフトを表している。これは、送信側で送信されたインパルス応答よりも、前の時刻で受信されることはない、という因果律を表している。



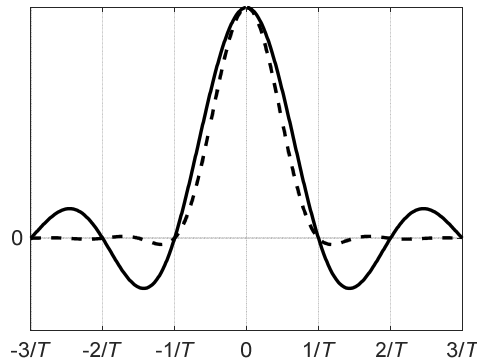
図B.2 レイズドコサインフィルタの周波数応答

## B.2 レイズドコサインフィルタ

前節の整合フィルタはSN比を最大化する目的のものであったが、パルス成形を目的としたフィルタとしては、例えばレイズドコサインフィルタがあり、その周波数応答関数は以下の式で表される。

$$H(f) = \begin{cases} 1 & (0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T}) \\ \cos^2[\frac{\pi T}{2\alpha}(|f| - \frac{1-\alpha}{2T})] & (\frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T}) \\ 0 & (\textit{elsewhere}) \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

ここで $\alpha$ はロールオフ率と呼ばれる、フィルタの帯域を制御するパラメータで、0から1の間の値をとる。このレイズドコサインフィルタを用いることで、符号間干渉（Inter-symbol interference: ISI）を発生させずに、信号帯域を制限することができる。図B.2に、レイズドコサインフィルタの周波数応答を示す。実線が $\alpha$ が0の時、点線が $\alpha$ が1のときを示している。 $1/T$ が信号のボーレートであるため、 $\alpha$ が0であれば、ボーレートの半分の帯域に信号の帯域を制限することが可能である。式B.10を逆フーリエ変換した、レイズドコサインフィルタのインパルス応答を、図B.3に示す。この図でも、実線が $\alpha$ が0の時、点線が $\alpha$ が1のときを示している。どちらの場合においても、 $1/T$ の整数倍の時刻においては、その値が0となっている。すなわちレイズドコサインフィルタを用いている限り、お互いは隣のシンボルに干渉することがなく、ISIが発生しない。さらに注目すべきは、 $\alpha$ が1の時のインパルス応答は、 $\alpha$ が0の時と比較して、裾野が早く0に収束している。これは周波数帯域が広い分、時間領域ではより急峻な変動が許容され、素早く0に収束できるからである。以上をまとめると、レイズドコサインフィルタのロールオフ率を0に近づけることで、ボーレートの半分にまで信号帯域を制限できる一方、インパルス応答はなかなか収束しない。一方で、ロールオフ率を1に近づけることで、インパルス応答はすぐに収束させられるが、帯域がボーレートと同程度必要になる。また $\alpha$ の値によらず、レイズドコサインフィルタを用いている限りは、



図B.3 レイズドコサインフィルタのインパルス応答

ISI が生じない。

### B.3 ルートレイズドコサインフィルタ

前節までで、SN 比を最大化する整合フィルタと、ISI を生じさせずに帯域制限を行うレイズドコサインフィルタを紹介した。ところで SN 比を最大化しつつ、かつ帯域制限できるフィルタは存在するであろうか。その答えが、ルートレイズドコサインフィルタである。式B.9から、整合フィルタの条件を満たすためには、受信フィルタの周波数応答関数は、送信信号のその複素共役であることが明らかになった。仮に送信側から、あるインパルス応答を持つ信号が伝送されてきたとして、その周波数応答関数を  $H_T$  とすると、受信側でのフィルタ  $H_R$  はその複素共役であるべきなので、送受信全体の周波数応答関数  $H(f)$  は以下のようにそれぞれの積で表される。

$$H(f) = H_T(f)H_R(f) = H_T(f)H_T(f)^* = |H_T(f)|^2 \quad (\text{B.11})$$

ここで、伝送システム全体として ISI を生じさせないようにするためには、 $H(f)$  がレイズドコサインフィルタの特性を持っていればよい。従って、 $H(f)$  が実関数であれば\*2、送受信フィルタそれぞれは以下のように表される。

$$H_T(f) = H_R(f) = \sqrt{H(f)} \quad (\text{B.12})$$

ここで  $H(f)$  がレイズドコサインフィルタなので、 $H_T(f)$  と  $H_R(f)$  は、式B.10のルートをとって以下となる。

$$H_T(f) = H_R(f) = \begin{cases} 1 & (0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T}) \\ \cos[\frac{\pi T}{2\alpha}(|f| - \frac{1-\alpha}{2T})] & (\frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T}) \\ 0 & (\text{elsewhere}) \end{cases} \quad (\text{B.13})$$

\*2 時間領域でインパルス応答が偶関数であるならば、その周波数応答関数は実数となる。レイズドコサインフィルタにおいても、そのインパルス応答は偶関数なので、周波数応答関数は実関数となる。

このようなフィルタを、ルートレイズドコサインフィルタと呼ぶ。これを送受信器どちらにも使うことで、整合フィルタ条件を満たしつつ、かつ ISI も抑圧することができる。

ところで、ISI は送受信器内でのフィルタリングだけでなく、その他伝送路の周波数応答によっても発生する。従って受信側では、ルートレイズドコサインフィルタだけでなく、適応フィルタも用いて、その他伝送路の適応等化を行うことになる。実は適応フィルタは、その収束の過程で伝送路の逆伝達関数のみならず、ルートレイズドコサインフィルタ自身の特性も含んだ形で、適応等化を行う。すなわち、適応フィルタとレイズドコサインフィルタを別々に準備しなくても、適応フィルタのみで十分、ということになる。ただしこの場合でも、送信側にはルートレイズドコサインフィルタを配置しておかなければならない。

## 付録 C

# ブラインド偏波トラッキングアルゴリズム

### C.1 定包絡線を有する変調方式のためのアルゴリズム

ここでは [127, 128] で提案した、計算量の少ないブラインド偏波変動追従アルゴリズムの原理を説明する。そこでまずストークス空間上での、3次元回転の数式的なモデリングを行う。式3.20でも回転行列は表現可能であるが、さらにパラメータを減らした回転行列  $R$  を以下に定義する。

$$\begin{aligned} R &= \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ 0 & \sin(\phi) & \cos(\phi) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \cos(\phi) & \sin(\theta) \sin(\phi) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \cos(\phi) & -\cos(\theta) \sin(\phi) \\ 0 & \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.1})$$

ここで  $\theta$  は  $S_1$ - $S_2$  上での回転角、 $\phi$  は  $S_2$ - $S_3$  上での回転角を表している。今仮に伝送路中に発生した偏波回転の逆回転に対応する、式C.1内の二つの逆回転角がすでに分かっていたとする。この場合、伝送前のストークスベクトルは、伝送後のストークスベクトルに式C.1の  $R$  の回転行列をかけることにより、以下のように復元できるはずである。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} S_{1,in} \\ S_{2,in} \\ S_{3,in} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \cos(\phi) & \sin(\theta) \sin(\phi) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \cos(\phi) & -\cos(\theta) \sin(\phi) \\ 0 & \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{1,out} \\ S_{2,out} \\ S_{3,out} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cos(\theta) S_{1,out} - \sin(\theta) \cos(\phi) S_{2,out} + \sin(\theta) \sin(\phi) S_{3,out} \\ \sin(\theta) S_{1,out} + \cos(\theta) \cos(\phi) S_{2,out} - \cos(\theta) \sin(\phi) S_{3,out} \\ \sin(\theta) S_{2,out} + \cos(\theta) S_{3,out} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.2})$$

ここでブラインドで偏波トラッキングを行うべく、図3.5に着目してみる。まず QPSK の場合、左図からも明らかのように、全ての信号点は  $S_1 = 0$  の面上に存在している。ただしこの際、片側偏波の平均光パワーと、もう片側の CW 光の平均光パワーは等しいとしている。当然、伝送路のラン

ダムな偏波変動により、受信時にはもはや信号点は  $S_1 = 0$  面上には存在しないが、再び  $S_1 = 0$  面上に戻すように、以下のようなコスト関数を設定する。

$$J(\theta, \phi) = \mathbf{E}[(S_{1,in})^2] \quad (\text{C.3})$$

このコスト関数が満たされた暁には、全ての信号点は  $S_1 = 0$  面上に存在しているはずである。さて式C.8において  $J(\theta, \phi)$  と明示的に示した通り、このコスト関数自体は  $\theta$  と  $\phi$  の関数である。つまり、これらをうまく調整していけば、コスト関数が最小になるような点に収束させられるはずである。そこで LMS アルゴリズムを導出した時と同様に、確率的勾配降下法により  $\theta$  と  $\phi$  のシンボルごとの更新式を以下のように求めることができる。

$$\theta(k+1) = \theta(k) - \frac{1}{2}\mu \frac{\partial J}{\partial \theta(k)}, \quad (\text{C.4})$$

$$\phi(k+1) = \phi(k) - \frac{1}{2}\mu \frac{\partial J}{\partial \phi(k)}. \quad (\text{C.5})$$

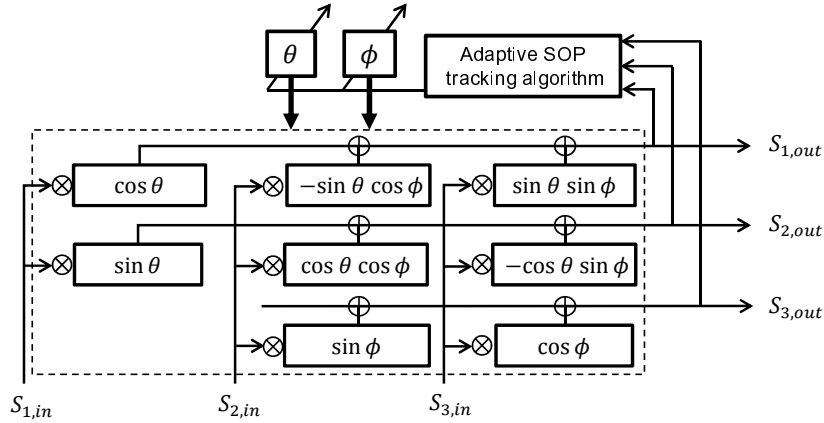
ここで  $\mu$  は LMS アルゴリズムの時と同様に、ステップサイズパラメータである。また都合上、後に出てくる 2 倍の項をキャンセルするため、 $1/2$  の項を付けているが本質的な意味はない。式C.2と式C.8を上式に代入し実際に微分を実行すると、以下のように  $\theta$  の更新式が得られる。

$$\begin{aligned} \theta(k+1) &= \theta(k) - \frac{1}{2}\mu \frac{\partial J}{\partial \theta(k)}, \\ &= \theta(k) - \mu S_{1,out}(k) \frac{\partial S_{1,out}(k)}{\partial \theta(k)} \\ &= \theta(k) - \mu S_{1,out}(k) [-\sin \theta(k) S_{1,in}(k) \\ &\quad - \cos \theta(k) \cos \phi(k) S_{2,in}(k) + \cos \theta(k) \sin \phi(k) S_{3,in}(k)] \\ &= \theta(k) + \mu S_{1,out}(k) S_{2,out}(k) \end{aligned} \quad (\text{C.6})$$

また  $\phi$  についても、同様に以下の更新式が得られる。

$$\begin{aligned} \phi(k+1) &= \phi(k) - \mu \sin \theta(k) S_{1,out}(k) [\sin \phi(k) S_{2,in}(k) + \cos \phi(k) S_{3,in}(k)] \\ &= \phi(k) - \mu \sin \theta(k) S_{1,out}(k) S_{3,out}(k) \end{aligned} \quad (\text{C.7})$$

この更新式を繰り返し計算していくことで、最終的には受信ストークスペクトルが、 $S_1 = 0$  上に戻るような回転を与えることができる。ここで注意すべきは、コスト関数自体は  $S_1 = 0$  の面へと信号点を戻すことしか保証していない、という点である。従ってこのアルゴリズム適用後も、 $S_2$ - $S_3$  面上で信号点が回転している可能性がある。しかしこの問題は、まさに第3章で説明したキャリア位相推定の問題と全く同じであり、Viterbi-Viterbi アルゴリズムを  $S_2$ - $S_3$  面上にて適用することで、解決可能である。



図C.1 ブラインド偏波トラッキングアルゴリズムの回路イメージ

## C.2 複数の振幅値を有する変調方式のためのアルゴリズム

前節の手法は QPSK などの振幅が一定の変調方式には適用可能であるが、一方で 16QAM などの振幅が各点において変動する変調方式の場合は、アルゴリズムの変更が必要である。そこでここでは、CMA の代わりに Radius directed equalization (RDE) アルゴリズムの考え方を応用する [129]。RDE と CMA は基本的な考え方は同じだが、コスト関数が信号点配置によって多少変わる。例えば 16QAM の場合には 3 種類の半径が存在するため、その 3 つの中から受信信号と最も近い半径の値に応じてコスト関数の変更を行う。実際ストークス空間においても、図3.5の右側に示しているように、16QAM のコンステレーション上では 3 つのリングが存在する。すなわち  $S_1$  の値は、このリングに対応する 3 つのうち何れかに属する。この考え方をもとにコスト関数を拡張すると、以下ようになる。

$$J(\theta, \phi) = \mathbf{E}[(S_{1,in} - R_{S_1})^2] \quad (\text{C.8})$$

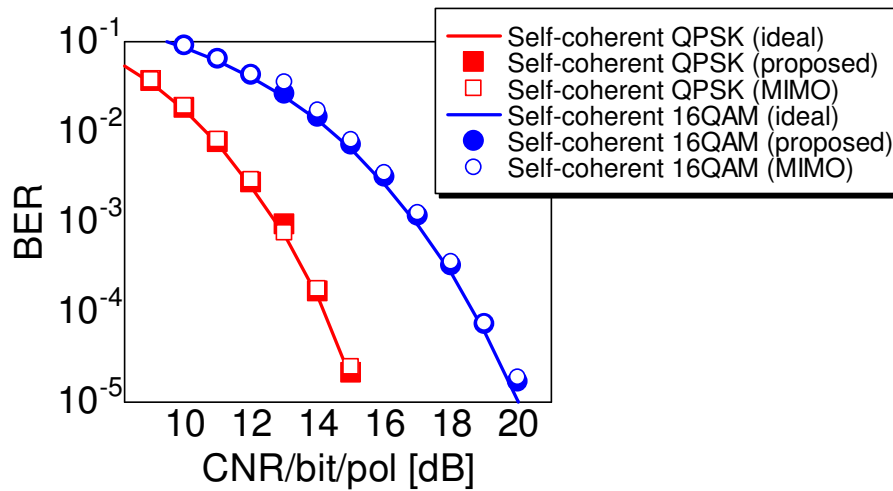
ここで  $R_{S_1}$  は、受信されたストークスベクトルに対して最も近い  $S_1$  の値である。具体的には、16QAM のケースでは  $R_{S_1}$  は  $-0.4$ 、 $0$ 、 $0.4$  の 3 値をとる。ここで再び確率的勾配法を用いて、 $\theta$  と  $\phi$  の更新式を求めると、以下ようになる。

$$\theta(k+1) = \theta(k) + \mu [S_{1,out}(k) - R_{S_1}] S_{2,out}(k), \quad (\text{C.9})$$

$$\phi(k+1) = \phi(k) - \mu \sin \theta(k) [S_{1,out}(k) - R_{S_1}] S_{3,out}(k). \quad (\text{C.10})$$

以上の式を用いて随時  $\theta$  と  $\phi$  を更新していくことで、偏波トラッキングが可能となる。これらアルゴリズムを回路実装した際の、システムブロックダイアグラムのイメージ図を図C.1に示している。





図C.2 ブラインド偏波トラッキングアルゴリズムの性能

最後にこのアルゴリズムの性能についてシミュレーションを行ったので、その結果を図C.2に示しておく。比較のため、偏波変動のない理想的なケースと、従来提案されていた $2 \times 3$ 構成のMIMOを偏波トラッキングアルゴリズムとして用いたケースの、それぞれのBER特性も示している。また変調方式については、QPSK及び16QAMのケースを示している。3つのケース何れと比較しても、ほとんどペナルティは確認されない。一方で、計算量の観点からは、ここ紹介したアルゴリズムは、トラッキングパラメータが2であるのに対して、従来の $2 \times 3$ MIMOは6つであるため回路規模を削減することができる。

## 付録 D

# ブラインド PDL 補償アルゴリズム

### D.1 トラッキングアルゴリズムの原理

付録Cでは、ブラインドで偏波をトラッキングするアルゴリズムについて紹介した。その導出の中では伝送路中に発生する偏波回転行列は、常にユニタリ行列であると暗に改定していた。一方で、偏波依存ロス（Polarization-dependent loss: PDL）が伝送路で発生した場合、もはやこの過程は成り立たなくなる。ここでは、偏波回転だけでなく PDL も同時に補償可能なアルゴリズムについて紹介する [130]。

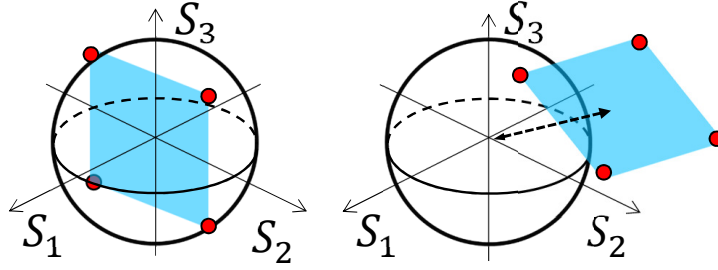
まず PDL をジョーンズベクトルを用いて数式的に表現すると、以下のように表すことができる。

$$\begin{pmatrix} E_{x,out} \\ E_{y,out} \end{pmatrix} = \mathbf{U}_2 \begin{pmatrix} \sqrt{1+\alpha} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\alpha} \end{pmatrix} \mathbf{U}_1 \begin{pmatrix} E_{x,in} \\ E_{y,in} \end{pmatrix} \quad (\text{D.1})$$

ここで、 $\mathbf{U}_1$  と  $\mathbf{U}_2$  は、偏波回転を表す任意のユニタリ行列を表しており、 $\alpha$  は両偏波間の減衰差を表している。 $\alpha$  を用いることで、PDL を以下のようにデシベル表記で表現することができる。

$$\Gamma = 10 \log_{10} \left[ \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right] \quad (\text{D.2})$$

仮に  $\mathbf{U}_1$  と  $\mathbf{U}_2$  がただの単位行列であったとすると、信号をストークス空間で見たときに、この式から PDL によって信号点が  $S_1$  軸に対して平行にシフトする、ということがわかる。なぜならば、PDL は両偏波間のパワーバランスを変えるため、偏波間のパワーの差を表す  $S_1$  の値も変わってしまうからである。さらに偏波回転も同時に発生した場合、この式のモデルによると、ストークス空間にて信号点が 3 次的に回転した後、それが  $S_1$  軸方向にシフトしてさらに偏波回転が起こる。従ってシフトがもはや  $S_1$  方向だけでなくなくなり、3次元のオフセットがストークス空間にて生じる。この様子を図D.1に示す。これを補償するため、例えば [131] ではそのオフセットをグラフィカルに求めて、それを差し引く手法について提案している。しかしながらこの手法では、適応的に PDL を補償することができない。そこでここでは、付録Cで紹介した、ブラインドで偏波をトラッキングアルゴリズムを応用した、PDL と偏波回転を同時に補償する手法について説明する。



図D.1 ストークス空間上でのPDL (©2018 IEEE [130])

まず偏波回転に加えて3次元の空間的オフセットが加わった状況を、ロドリゲスの回転公式と呼ばれる公式を用いて数式的に表現すると以下ようになる。

$$\mathbf{R}(n_x, n_y, n_z, \theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta + n_x^2(1 - \cos \theta) & n_x n_y(1 - \cos \theta) - n_x \sin \theta & n_x n_z(1 - \cos \theta) + n_y \sin \theta \\ n_y n_x(1 - \cos \theta) + n_z \sin \theta & \cos \theta + n_y^2(1 - \cos \theta) & n_y n_z(1 - \cos \theta) - n_x \sin \theta \\ n_z n_x(1 - \cos \theta) - n_y \sin \theta & n_z n_y(1 - \cos \theta) + n_x \sin \theta & \cos \theta + n_z^2(1 - \cos \theta) \end{pmatrix} \quad (\text{D.3})$$

この回転行列に加えて、PDLによって発生した3次元的オフセットを $\mathbf{v}$ とすると、入力ストークスベクトルと出力ストークスベクトルは、以下の関係によって表現できる。

$$\mathbf{S}_{\text{out}} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{S}_{\text{in}} + \mathbf{v} \quad (\text{D.4})$$

従って $\mathbf{R}$ の逆回転行列 $\mathbf{R}^{-1}$ と、 $-\mathbf{v}$ が受信側で特定できれば、3次元回転とオフセットを同時に補償することができる。これらを求めるため、付録Cで行ったように、確率的勾配法を用いることにする。まずコスト関数を以下のように定める。

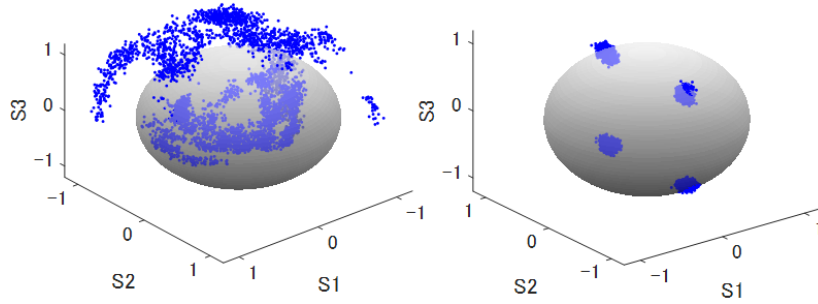
$$\begin{aligned} J(\mathbf{R}, \mathbf{v}) &= \mathbf{E}[|\mathbf{S}_{\text{out}}(\mathbf{R}, \mathbf{v}) - \mathbf{d}|^2] \\ &= \mathbf{E}[(S_{1,\text{out}} - d_1)^2 + (S_{2,\text{out}} - d_2)^2 + (S_{3,\text{out}} - d_3)^2] \\ &= \mathbf{E}[|\mathbf{e}|^2] \end{aligned} \quad (\text{D.5})$$

ここで $\mathbf{d}$ は、トレーニングモードの場合はトレーニング信号、判定指向モードの場合は受信ストークスベクトルに最も近いストークスベクトルである。また $\mathbf{e}$ は、 $\mathbf{S}_{\text{out}}$ と $\mathbf{d}$ の間のエラーベクトルである。このコスト関数中には $\mathbf{R}$ と $\mathbf{v}$ という2つのパラメータが存在しているため、これらについて偏微分を行うことでそれぞれの更新式を以下のように導くことができる。

$$\mathbf{R}(k+1) = \mathbf{R}(k) - \mu \nabla J[\mathbf{R}(k)] \quad (\text{D.6})$$

$$\mathbf{v}(k+1) = \mathbf{v}(k) - \mu \nabla J[\mathbf{v}(k)] \quad (\text{D.7})$$

$\mathbf{R}$ と $\mathbf{v}$ はそれぞれ行列とベクトルで表現されているが、その中身の要素は合計7つのパラメータで



図D.2 PDLと偏波回転の両者の補償前と補償後のストークス空間におけるコンステレーション図 (©2018 IEEE [130])

構成されている。よってそれらパラメータの更新式を求めると、以下のような更新式にたどり着く。

$$n_i(k+1) = n_i(k) - \mu \left[ \left( \frac{\partial}{\partial n_i}(k) \mathbf{R}(k) \right) \cdot \mathbf{S}_{\text{in}}(k) \right] \cdot \mathbf{e}(k) \quad (\text{D.8})$$

$$\theta(k+1) = \theta(k) - \mu \left[ \left( \frac{\partial}{\partial \theta}(k) \mathbf{R}(k) \right) \cdot \mathbf{S}_{\text{in}}(k) \right] \cdot \mathbf{e}(k) \quad (\text{D.9})$$

$$V_i(k+1) = V_i(k) - \mu e_i(k) \quad (\text{D.10})$$

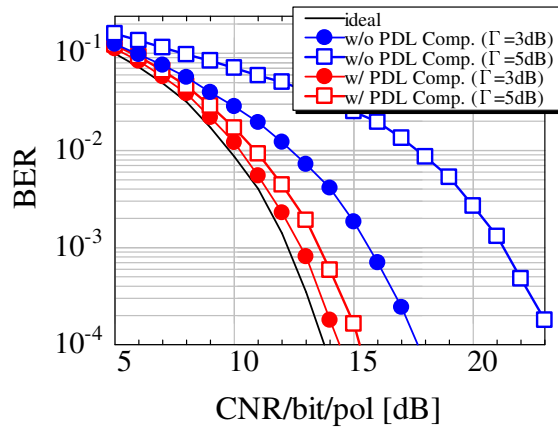
ここで  $i$  は  $x, y, z$  の何れかを表している。よって、この7つのパラメータをシンボルごとにアップデートしていくことで、 $\mathbf{R}$  と  $\mathbf{v}$  をトラッキングしていくことができる。

## D.2 シミュレーションによる原理検証

前節で提案したアルゴリズムの有効性を確かめるため、シミュレーションを行った。シミュレーションの詳細は以下の通りである。まずランダムなビット列から QPSK を生成し、セルフコヒーレント伝送システムを模擬するため、 $x$  偏波に生成した QPSK をのせ、 $y$  偏波を CW 光としたジョーンズベクトルを生成した。その後ランダムな偏波回転を模擬するため、以下のようなジョーンズベクトルを、生成したジョーンズベクトルに乗算した。

$$\mathbf{U} = \begin{pmatrix} e^{j\alpha/2} \cos(\beta/2) & -\sin(\beta/2) \\ \sin(\beta/2) & e^{-j\alpha/2} \cos(\beta/2) \end{pmatrix} \quad (\text{D.11})$$

ここで  $\alpha$  は  $x$  偏波と  $y$  偏波間の位相差を表しており、 $-\pi/2$  から  $\pi/2$  までの値をとる。また  $\beta$  は両偏波間のパワーバランスを表すパラメータであり、 $0$  から  $\pi$  までの値をとる。それぞれの値をシンボルごとにランダムにアップデートしていくことで、ランダムな偏波回転を模擬した。さらに別のパラメータでアップデートされるもう一組の行列を用意して、式D.1を模擬した。ここで  $\Gamma$  は 5 dB とした。受信側では上記のアルゴリズムを用いて、偏波回転と PDL により発生する 3 次元のオフセットを同時に推定し補償した。シミュレーション結果を以下に示す。



図D.3 提案アルゴリズムを用いた際の BER 特性 (©2018 IEEE [130])

図D.2に PDL と偏波回転の両者の補償前と補償後の、ストークス空間におけるコンステレーション図を左と右にそれぞれ示す。左側の図では、ランダムな偏波回転だけでなく PDL も同時に発生しているため、信号点の分布が全体的に中心からオフセットしていることがわかる。一方で提案アルゴリズムを用いてこれらを補償した後は、これらはきれいに取り除かれてはつきりと QPSK の 4 点の信号点を確認できる。また BER 特性についても、図D.3に示す。ここでは、理想的な場合に対して、 $\Gamma$  が 3 dB の時と 5 dB の時の BER 特性を比較している。PDL 補償なしで信号をそのまま受信してしまうと、極めて大きなペナルティが発生していることがわかるが、一方で提案アルゴリズムを用いることで、 $\Gamma$  が 5 dB の時においてもペナルティの発生量が 2 dB 未満に抑えられている。

## 参考文献

- [1] C. Labovitz, S. Iekel-Johnson, D. McPherson, J. Oberheide, and F. Jahanian, “Internet inter-domain traffic,” *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, vol. 40, pp. 75–86, 2010.
- [2] M. Shafi, A. F. Molisch, P. J. Smith, T. Haustein, P. Zhu, P. D. Silva, F. Tufvesson, A. Benjebbour, and G. Wunder, “5G: A tutorial overview of standards and trials and challenges and deployment and and practice,” *IEEE journal on selected areas in communications*, vol. 35, pp. 1201–1221, 2017.
- [3] M. Nakazawa, Y. Kimura, and K. Suzuki, “Efficient Er<sup>3+</sup>-doped optical fiber amplifier pumped by a 1.48  $\mu$ m InGaAsPlaser diode,” *Applied physics letters*, vol. 54, pp. 295–297, 1989.
- [4] E. Desurvire, J. R. Simpson, and P. Becker, “High-gain erbium-doped traveling-wave fiber amplifier,” *Opt. letters*, vol. 12, pp. 888–890, 1987.
- [5] C. R. Giles and E. Desurvire, “Modeling erbium-doped fiber amplifiers,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 9, pp. 271–283, 1991.
- [6] C. A. Brackett, “Dense wavelength division multiplexing networks: principles and applications,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 8, pp. 948–964, 1990.
- [7] H. Ishio, J. Minowa, and K. Nosu, “Review and status of wavelength-division-multiplexing technology and its application,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 2, pp. 448–463, 1984.
- [8] N. S. Bergano and C. R. Davidson, “Wavelength division multiplexing in long-haul transmission systems,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 14, pp. 1299–1308, 1996.
- [9] K. Fukuchi, T. Kasamatsu, M. Morie, R. Ohhira, T. Ito, K. Sekiya, D. Ogasahara, , and T. Ono, “10.92-Tb/s (273  $\times$  40-Gb/s) triple-band/ultra-dense WDM optical-repeatered transmission experiment,” *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC2001)*, PD24, 2001.
- [10] K. Yonenaga and S. Kuwano, “Dispersion-tolerant optical transmission system using duobinary transmitter and binary receiver,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 15, pp. 1530–1537, 1997.
- [11] K. Yonenaga, S. Kuwano, S. Norimatsu, and N. Shibata, “Doptical duobinary transmission system with no receiver sensitivity degradation,” *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 302–304, 1995.
- [12] Y. Miyamoto, A. Hirano, K. Yonenaga, A. Sano, H. Toba, K. Murata, and O. Mitomi, “320 Gbit/s (8/spl times/40 Gbit/s) WDM transmission over 367 km with 120 km repeater spacing using carrier-suppressed return-to-zero format,” *Electron. Lett.*, vol. 35, pp. 2041–2042, 1999.
- [13] G. Bosco, A. Carena, V. Curri, R. Gaudino, , and P. Poggiolini, “On the use of NRZ and RZ and and CSRZ modulation at 40 Gb/s with narrow DWDM channel spacing,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 20, pp. 1694–1704, 2002.
- [14] C. Rasmussen, T. Fjelde, J. Bennike, F. Liu, S. Dey, B. Mikkelsen, P. Mamyshev, P. Serbe, P. van der Wagt, Y. Akasaka, D. Harris, D. Gapontsev, V. Ivshin, , and P. Reeves-Hall, “DWDM 40G transmission over trans-pacific distance (10 000 km) using CSRZ-DPSK, enhanced FEC,

- and all-Raman-amplified 100-km UltraWave fiber spans,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 22, pp. 203–207, 2004.
- [15] R. Noe, “Phase noise tolerant synchronous QPSK receiver concept with digital IQ baseband processing,” *Opto-Electronics and Communications Conference OECC2004*, Paper 16C2-5, 2004.
- [16] M. Taylor, “Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, p. 674-676, 2004.
- [17] S. Tsukamoto, D.-S. Ly-Gagnon, K. Katoh, and K. Kikuchi, “Coherent demodulation of 40-Gbit/s polarization-multiplexed QPSK signals with 16-GHz spacing after 200-km transmission,” *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC2005)*, PDP29, 2005.
- [18] T. Okoshi, S. Ryu, and K. Kikuchi, “Polarization-diversity receiver for heterodyne/coherent optical fiber communications,” *International Conference on Integrated Optics and Optical Fiber Communication*, 30C3-2, 1983.
- [19] B. Glance, “Polarization independent coherent optical receiver,” *J. Lightw. Technol.*, vol. LT-5, p. 274-276, 1987.
- [20] T. Okoshi, K. Emura, K. Kikuchi, and R. T. Kersten, “Computation of biterror rate of various heterodyne and coherent-type optical communication schemes,” *J. Opt. Commun.*, vol. 2, p. 134-141, 1981.
- [21] T. Imai, Y. Hayashi, N. Ohkawa, T. Sugie, Y. Ichihashi, and T. Ito, “Computation of biterror rate of various heterodyne and coherent-type optical communication schemes,” *Electron. Lett.*, vol. 26, p. 1407-1409, 1990.
- [22] S. Norimatsu, K. Iwashita, and K. Sato, “PSK optical homodyne detection using external cavity laser diodes in Costas loop,” *IEEE Photon. Technol.*, vol. 2, p. 374-376, 1990.
- [23] 大越孝敬, 菊池和朗, “コヒーレント光通信工学,” オーム社, 1989.
- [24] E. Yamazaki, S. Yamanaka, Y. Kisaka, T. Nakagawa, E. Y. K. Murata, T. Sakano, M. Tomizawa, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, J. Matsui, A. Shibayama, J. Abe, Y. Nakamura, H. Noguchi, K. Fukuchi, H. Onaka, K. Fukumitsu, K. Komaki, O. Takeuchi, Y. Sakamoto, T. M. H. Nakashima, K. Kubo, Y. Miyata, H. Nishimoto, S. Hirano, and K. Onohara, “Fast optical channel recovery in field demonstration of 100-Gbit/s Ethernet over OTN using real-time DSP,” *Optics Express*, vol. 19, p. 13139-13184, 2011.
- [25] P. J. Winzer and R.-J. Essiambre, “Advanced modulation formats for high-capacity optical transport networks,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, pp. 4711–4728, 2006.
- [26] V. Kamalov, L. Jovanovski, V. Vusirikala, E. Mateo, Y. Inada, T. Ogata, K. Yoneyama, P. Pecci, D. Seguela, O. Rocher, and H. Takahashi, “FASTER open submarine cable,” *European Conference on Optical Communication (ECOC2017)*, pp. 1–3, 2017.
- [27] K. Roberts, D. Beckett, D. Boertjes, J. Berthold, and C. Laperle, “100G and beyond with digital coherent signal processing,” *IEEE Communications Magazine*, pp. 62–69, 2010.
- [28] R. Urata, H. Liu, X. Zhou, and A. Vahdat, “Datacenter interconnect and networking: From evolution to holistic revolution,” *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC2017)*, pp. 1–3, 2017.
- [29] A. Chakravarty, K. Schmidtke, V. Zeng, S. Giridharan, C. Deal, and R. Niazmand, “100Gb/s CWDM4 optical interconnect at Facebook data centers for bandwidth enhancement,” *Frontiers in Optics*, JW4A.65, 2017.
- [30] V. Houtsma and D. van Veen, “Optical strategies for economical next generation 50 and 100G

- PON,” *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC2019)*, M2B.1, 2019.
- [31] F. Pittalà, I. N. Cano, C. Bluemm, M. Schaedler, S. Calabrò, G. Goeger, R. Brenot, C. Xie, C. Shi, G. N. Liu, G. Charlet, and M. Kuschnerov, “400-Gbit/s DP-16-QAM transmission over 40-km unamplified SSMF with low-cost PON lasers,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 31, pp. 1229–1232, 2019.
- [32] K. Kikuchi, “Fundamentals of coherent optical fiber communications,” vol. 34, pp. 157–179, 2017.
- [33] S. Shimotsu, S. Oikawa, T. Saitou, N. Mitsugi, K. Kubodera, T. Kawanishi, and M. Izutsu, “Single side-band modulation performance of a LiNbO<sub>3</sub> integrated modulator consisting of four-phase modulator waveguides,” *IEEE Photon. Technol.*, vol. 13, p. 364–366, 2001.
- [34] 川西哲也, “高速高精度光変調の理論と実際—電気光学効果による光波制御,” 培風館, 2016.
- [35] D. Che, F. Yuan, Q. Hu, and W. Shieh, “Frequency chirp supported complex modulation of directly modulated lasers,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 34, pp. 1831–1836, 2016.
- [36] K. Y. Cho, K. Tanaka, T. Sano, S. P. Jung, J. H. Chang, Y. Takushima, A. Agata, Y. Horiuchi, M. Suzuki, and Y. C. Chung, “Long-reach coherent WDM PON employing self-polarization-stabilization technique,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 29, pp. 456–462, 2010.
- [37] M. Seimetz, “Performance of coherent optical square-16-QAM-systems based on IQ-transmitters and homodyne receivers with digital phase estimation,” *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC2006)*, NWA4, 2006.
- [38] F. Gray, “Pulse code communication,” United States Patent, 2632058 1953.
- [39] G. H. Smith, D. Novak, and Z. Ahmed, “Overcoming chromatic-dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, pp. 1410–1415, 1997.
- [40] M. Izutsu, S. Shikama, and T. Sueta, “Integrated optical SSB modulator/frequency shifter,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 17, pp. 2225–2227, 1981.
- [41] G. P. Agrawal, “Nonlinear fiber optics,” Academic Press, 2019.
- [42] M. S. Faruk and K. Kikuchi, “Adaptive frequency-domain equalization in digital coherent optical receivers,” *Opt. Express*, vol. 19, pp. 12789–12798, 2011.
- [43] N. Suzuki, H. Miura, K. Matsuda, R. Matsumoto, and K. Motoshima, “100 Gb/s to 1 Tb/s based coherent passive optical network technology,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 36, pp. 1485–1491, 2018.
- [44] S. Haykin, “Introduction to adaptive filters,” Macmillan USA, 1984.
- [45] S. J. Savory, “Digital filters for coherent optical receivers,” *Opt. Express*, vol. 16, pp. 804–817, 2008.
- [46] M. S. Faruk and S. J. Savory, “Digital signal processing for coherent transceivers employing multilevel formats,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 35, pp. 1125–1141, 2017.
- [47] B. Widrow, J. McCool, and M. Ball, “The complex lms algorithm,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, pp. 719–720, 1975.
- [48] D. N. Godard, “Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28, p. 1867–1875, 1980.
- [49] A. J. Viterbi and A. M. Viterbi, “Nonlinear estimation of PSK modulated carrier phase with application to burst digital transmission,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-29, pp. 543–551, 1983.
- [50] A. Tychopoulos, O. Koufopavlou, and I. Tomkos, “FEC in optical communications - A tutorial



- overview on the evolution of architectures and the future prospects of outband and inband FEC for optical communications,” *IEEE Circuits and Devices Magazine*, vol. 22, pp. 79–86, 2006.
- [51] I. B. Djordjevic, M. Arabaci, and L. L. Minkov, “Next generation FEC for high-capacity communication in optical transport networks,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 27, pp. 3518–3530, 2009.
- [52] T. Mizuoichi, “Next generation FEC for optical communication,” *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC2008)*, OTuE5, 2008.
- [53] A. Alvarado, E. Agrell, D. Lavery, R. Maher, and P. Bayvel, “Replacing the soft-decision FEC limit paradigm in the design of optical communication systems,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 33, pp. 4338–4352, 2015.
- [54] X. Liu, A. R. Chraplyvy, P. J. Winzer, R. W. Tkach, and S. Chandrasekhar, “Phase-conjugated twin waves for communication beyond the Kerr nonlinearity limit,” *Nature Photon.*, vol. 7, p. 560–568, 2013.
- [55] S. K. Turitsyn, J. E. Prilepsky, S. T. Le, S. Wahls, L. L. Frumin, M. Kamalian, and S. A. Derevyanko, “Nonlinear Fourier transform for optical data processing and transmission: advances and perspectives,” *Optica*, vol. 4, pp. 307–322, 2017.
- [56] E. Ip and J. M. Kahn, “Compensation of dispersion and nonlinear impairments using digital backpropagation,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 26, pp. 3416–3425, 2008.
- [57] E. Ip, “Nonlinear compensation using backpropagation for polarization-multiplexed transmission,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, pp. 939–951, 2010.
- [58] L. B. Du and A. J. Lowery, “Improved single channel backpropagation for intra-channel fiber nonlinearity compensation in long-haul optical communication systems,” *Opt. Express*, vol. 18, pp. 17075–17088, 2010.
- [59] R. C. Giles and K. C. Reichmann, “Optical self-homodyne DPSK transmission at 1-Gbit/s and 2-Gbit/s over 86km of fiber,” *Electron. Lett.*, vol. 23, pp. 1180–1181, 1987.
- [60] C. Xu, X. Liu, and X. Wei, “Differential phase-shift keying for high spectral efficiency optical transmissions,” *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 10, p. 281–293, 2004.
- [61] X. Liu, S. Chandrasekhar, and A. Leven, “Digital self-coherent detection,” *Opt. Express*, vol. 16, pp. 792–803, 2008.
- [62] B. J. Puttnam, R. Luis, J.-M. Delgado-Mendinueta, J. Sakaguchi, W. Klaus, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, and T. Kawanishi, “High-capacity self-homodyne PDM-WDM-SDM transmission in a 19-core fiber,” *Opt. Express*, vol. 22, pp. 21185–21191, 2014.
- [63] B. J. Puttnam, R. S. Luis, J. M. D. Mendinueta, J. Sakaguchi, W. Klaus, Y. Kamio, M. Nakamura, N. Wada, Y. Awaji, A. Kanno, T. Kawanishi, and T. Miyazaki, “Self-homodyne detection in optical communication systems,” *Photonics*, vol. 1, p. 110–130, 2014.
- [64] T. Gui, X. Wang, M. Tang, Y. Yu, Y. Lu, and L. Li, “Real-time demonstration of homodyne coherent bidirectional transmission for next-generation data center interconnects,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 39, pp. 1231–1238, 2021.
- [65] T. Gui, X. Wang, M. Tang, Y. Yu, Y. Lu, and L. Li, “Real-time demonstration of 600 Gb/s DP-64QAM self-homodyne coherent bi-direction transmission with un-cooled DFB laser,” *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC2020)*, Th4C.3, 2020.
- [66] J. Cheng, C. Xie, M. Tang, and S. Fu, “A comparative study of intradyne and self-homodyne systems for next generation intra-datacenter optical interconnects,” *OptoElectronics and Communications Conference/International Conference on Photonics in Switching and Computing OECC/PSC2019*, pp. 1–3, 2019.

- [67] J. P. Gordon and H. Kogelnik, "PMD fundamentals: polarization mode dispersion in optical fibers," *Natl. Acad. Sci.*, vol. 97, p. 4541-4550, 2000.
- [68] W. D. Sacher, Y. Huang, L. Ding, T. Barwicz, J. C. Mikkelsen, B. J. F. Taylor, G.-Q. Lo, and J. K. S. Poon, "Polarization rotator-splitters and controllers in a Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>-on-SOI integrated photonics platform," *Opt. Express*, vol. 22, pp. 11167–11174, 2014.
- [69] B. M. Holmes, M. A. Naeem, D. C. Hutchings, J. H. Marsh, and A. E. Kelly, "A semiconductor laser with monolithically integrated dynamic polarization control," *Opt. Express*, vol. 20, pp. 20545–20550, 2012.
- [70] M. Zaitso, T. Tanemura, A. Higo, and Y. Nakano, "Experimental demonstration of self-aligned InP/InGaAsP polarization converter for polarization multiplexed photonic integrated circuits," *Opt. Express*, vol. 21, pp. 6910–6918, 2013.
- [71] W.-R. Peng, X. Wu, V. R. Arbab, K.-M. Feng, B. Shamee, L. C. Christen, J.-Y. Yang, A. E. Willner, and S. Chi, "Theoretical and experimental investigations of direct-detected RF-tone-assisted optical OFDM systems," *J. Lightw. Technol.*, vol. 27, pp. 1332–1339, 2009.
- [72] W.-R. Peng, B. Zhang, K.-M. Feng, X. Wu, A. E. Willner, and S. Chi, "Spectrally efficient direct-detected OFDM transmission incorporating a tunable frequency gap and an iterative detection techniques," *J. Lightw. Technol.*, vol. 27, pp. 5723–5735, 2009.
- [73] A. Mecozzi, C. Antonelli, and M. Shtaif, "Kramers-Kronig coherent receiver," *Optica*, vol. 3, pp. 1220–1227, 2016.
- [74] Z. Li, M. S. Erkilinc, K. Shi, E. Sillekens, L. Galdino, B. C. Thomsen, P. Bayvel, and R. I. Killely, "SSBI mitigation and the Kramers-Kronig scheme in single-sideband direct-detection transmission with receiver-based electronic dispersion compensation," *J. Lightw. Technol.*, vol. 35, pp. 1887–1893, 2017.
- [75] X. Chen, C. Antonelli, S. Chandrasekhar, G. Raybon, A. Mecozzi, M. Shtaif, and P. Winzer, "Kramers-Kronig receivers for 100-km datacenter interconnects," *J. Lightw. Technol.*, vol. 36, pp. 79–89, 2018.
- [76] C. Antonelli, A. Mecozzi, M. Shtaif, X. Chen, S. Chandrasekhar, and P. J. Winzer, "Polarization multiplexing with the Kramers-Kronig receiver," *J. Lightw. Technol.*, vol. 35, pp. 5418–5424, 2017.
- [77] ヤリーヴ-イェー, "光エレクトロニクス 基礎編," 丸善, 2010.
- [78] T. Bo and H. Kim, "Kramers-Kronig receiver operable without digital upsampling," *Opt. Express*, vol. 26, pp. 13810–13818, 2010.
- [79] T. Bo and H. Kim, "Toward practical Kramers-Kronig receiver: Resampling, performance, and implementation," *J. Lightw. Technol.*, vol. 37, pp. 461–469, 2019.
- [80] R. S. Luís, B. J. Puttnam, J. M. D. Mendinueta, Y. Awaji, and N. Wada, "Experimental demonstration of a polarization-insensitive self-homodyne detection receiver for optical access," *European Conference on Optical Communication (ECOC2015)*, Tu.3.4.7, 2015.
- [81] D. Che, A. Li, X. Chen, Q. Hu, Y. Wang, and W. Shieh, "Stokes vector direct detection for linear complex optical channels," *J. Lightw. Technol.*, pp. 678–684, 2015.
- [82] D. Che, S. Chandrasekhar, X. Chen, G. Raybon, P. Winzer, C. Sun, and W. Shieh, "Single-channel direct detection reception beyond 1 Tb/s," *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC2019)*, Th4B.7, 2019.
- [83] D. Che, S. Chandrasekhar, X. Chen, G. Raybon, P. Winzer, C. Sun, and W. Shieh, "Single-channel direct detection reception beyond 1 Tb/s," *Optical Fiber Communications Conference*

and Exhibition (OFC2019), Th4B.7, 2019.

- [84] C. Brosseau, “Fundamentals of polarized light,” John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [85] K. Kikuchi and S. Kawakami, “Multi-level signaling in the stokes space and its application to large-capacity optical communications,” *Opt. Express*, vol. 22, p. 7374–7387, 2014.
- [86] K. Kikuchi, “Sensitivity analysis of optically preamplified Stokes-vector receivers using analytically derived formulae for bit-error rate,” *Opt. Express*, vol. 28, pp. 26007–26017, 2020.
- [87] D. Che and W. Shieh, “Polarization demultiplexing for Stokes vector direct detection,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 34, pp. 754–760, 2016.
- [88] M. Y. S. Sowailam, T. M. Hoang, M. Chagnon, M. Morsy-Osman, M. Qiu, S. Paquet, C. Paquet, I. Woods, O. Liboiron-Ladouceur, and D. V. Plant, “100G and 200G single carrier transmission over 2880 and 320 km using an InP IQ modulator and Stokes vector receiver,” *Opt. Express*, vol. 24, pp. 30485–30493, 2016.
- [89] V. Lal, J. Summers, N. Kim, S. Corzine, P. Evans, M. Lauer mann, A. Nguyen, A. Hosseini, M. Lu, J. Rahn, M. Chitgarha, J. Zhang, J. Osenbach, T. Vallaitis, P. Samra, C. Park, M. Kuntz, J. Tang, C. Tsai, H. Sun, R. Schmogrow, D. Pavinski, B. Behnia, P. Mertz, T. Butrie, K.-T. Wu, M. Mitchell, M. Ziari, M. Reffe, D. Welch, and F. Kish, “Extended C-band tunable multi-channel InP-based coherent transmitter PICs,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 35, pp. 1320–1327, 2017.
- [90] Y. Ogiso, J. Ozaki, Y. Ueda, H. Wakita, M. Nagatani, H. Yamazaki, M. Nakamura, T. Kobayashi, S. Kanazawa, Y. Hashizume, H. Tanobe, N. Nunoya, M. Ida, Y. Miyamoto, and M. Ishikawa, “80-GHz bandwidth and 1.5-V  $V_\pi$  InP-based IQ modulator,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 38, pp. 249–255, 2020.
- [91] H. Yagi, T. Kaneko, N. Kono, Y. Yoneda, K. Uesaka, M. Ekawa, M. Takechi, and H. Shoji, “InP-based monolithically integrated photonic devices for digital coherent transmission,” *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 24, pp. 1–11, 2018.
- [92] M. Baier, F. Soares, T. Gaertner, A. Schoenau, M. Moehrle, and M. Schell, “New polarization multiplexed externally modulated laser PIC,” *European Conference on Optical Communication (ECOC2018)*, pp. 1–3, 2018.
- [93] S. Ishimura, K. Nishimura, Y. Nakano, and T. Tanemura, “Straight-line dual-polarization PSK transmitter with polarization differential modulation,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E104.B, pp. 490–496, 2021.
- [94] S. Chuang, “Physics of optoelectronic devices,” John Wiley & Sons, 1995.
- [95] Y. N. P. Zhou and T. Tanemura, “Design of InGaAsP phase modulator with asymmetrically coupled quantum wells for efficient polarization modulation,” *Jap. J. Appl. Phys.*, vol. 59, p. 082004, 2020.
- [96] M. Zhang, C. Wang, X. Chen, M. Bertrand, A. Shams-Ansari, S. Chandrasekhar, P. Winzer, and M. Lončar, “Ultra-high bandwidth integrated Lithium Niobate modulators with record-low  $V_\pi$ ,” *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC2018)*, Th4A.5 2018.
- [97] B. Sklar, “Digital Communications: Fundamentals and Applications,” Prentice Hall; 2nd ed. edition, 2017.
- [98] M. Kazi, S. Ghosh, H. Sodabanlu, K. Suzuki, M. Sugiyama, T. Tanemura, and Y. Nakano, “High-speed carrier-injection-based polarization controller with InGaAlAs/InAlAs multiple-quantum wells,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 29, pp. 1951–1954, 2017.
- [99] T. Tanemura and Y. Nakano, “Compact InP Stokes-vector modulator and receiver circuits for

- short-reach direct-detection optical links,” *IEICE Trans. Electron.*, vol. E101-C, p. 594-601, 2018.
- [100] S. An and O. Kwon, “Active control of polarization state of the light in InP waveguide,” *Opt. Express*, vol. 27, p. 37806-37815, 2019.
- [101] L. Kazovsky, P. Meissner, and E. Patzak, “ASK multiport optical homodyne receivers,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 5, pp. 770-791, 1987.
- [102] G. Nicholson and T. M. Stephens, “Performance analysis of coherent optical phase-diversity receivers with DPSK modulation,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 7, p. 393-399, 1989.
- [103] C. Xie, P. J. Winzer, G. Raybon, A. H. Gnauck, B. Zhu, T. Geisler, and B. Edvold, “Colorless coherent receiver using 3x3 coupler hybrids and single-ended detection,” *Opt. Express*, vol. 20, p. 1164-1171, 2012.
- [104] S. Ishimura, K. Nishimura, Y. Nakano, and T. Tanemura, “Polarization-diversity Stokes-analyzer-based coherent receiver,” *Optics Express*, vol. 27, pp. 9071-9078, 2019.
- [105] S. Yamashita, “Two-branch double-stage phase-diversity (DSPD) coherent receiver using a 3x3 fiber coupler,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, pp. 1386-1388, 1994.
- [106] D. Dai, L. Liu, S. Gao, D. X. Xu, and S. He, “Polarization management for silicon photonic integrated circuits,” *Las. Photon. Rev.*, vol. 7, p. 303-328, 2013.
- [107] F. M. Soares, M. Baier, T. Gaertner, M. Feyer, M. Möhrle, N. Grote, and M. Schell, “High-performance InP PIC technology development based on a generic photonic integration foundry,” *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC2018)*, vol. 7, M3F.3, 2018.
- [108] Y. Mori, C. Zhang, and K. Kikuchi, “Novel configuration of finite-impulse-response filters tolerant to carrier-phase fluctuations in digital coherent optical receivers for higher-order quadrature amplitude modulation signals,” *Opt. Express*, vol. 20, p. 26236-26251, 2012.
- [109] M. S. Faruk and K. Kikuchi, “Compensation for in-phase/quadrature imbalance in coherent-receiver front end for optical quadrature amplitude modulation,” *IEEE Photon. J.*, vol. 5, pp. 7800110-7800110, 2013.
- [110] T. Okoshi, K. Kikuchi, and A. Nakayama, “Novel method for high resolution measurement of laser output spectrum,” *Electron. Lett.*, vol. 16, p. 630-631, 1980.
- [111] T. Okoshi and K. Kikuchi, “Coherent optical fiber communications,” Springer, 1988.
- [112] L. Mercer, “ $1/f$  frequency noise effects on self-heterodyne linewidth measurements,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 9, p. 485-493, 1991.
- [113] K. Kikuchi, “Effect of  $1/f$ -type FM noise on semiconductor-laser linewidth residual in high-power limit,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 25, p. 684-688, 1989.
- [114] L. Richter, H. Mandelberg, M. Kruger, and P. McGrath, “Linewidth determination from self-heterodyne measurements with subcoherence delay times,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-22, p. 2070-2074, 1986.
- [115] S. Ishimura, Y. Nakano, and T. Tanemura, “Impact of laser phase noise on self-coherent transceivers employing high-order QAM formats,” *J. Lightwave Technol.*, accepted.
- [116] K. Kikuchi, “Characterization of semiconductor-laser phase noise and estimation of bit-error rate performance with low-speed offline digital coherent receivers,” *Optics Express*, vol. 20, pp. 5291-5302, 2012.
- [117] K. Kikuchi, “Electronic polarization-division demultiplexing based on digital signal processing in intensity-modulation direct-detection optical communication systems,” *Optics Express*, vol. 22, pp. 1971-1980, 2014.

- [118] M. Baier, F. M. Soares, A. Schoenau, Y. D. Gupta, D. Melzer, M. Moehrle, and M. Schell, “Fully integrated Stokes vector receiver for 400 Gbit/s,” *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC2019)*, Tu3E.2 2019.
- [119] S. Ghosh, Y. Kawabata, T. Tanemura, and Y. Nakano, “Polarization analysing circuit on InP for integrated Stokes vector receiver,” *Optics Express*, vol. 25, p. 12303-12310, 2017.
- [120] S. Ghosh, T. Tanemura, Y. Kawabata, K. Katoh, K. Kikuchi, and Y. Nakano, “Decoding of multilevel Stokes-vector modulated signal by polarization-analyzing circuit on InP,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 36, p. 187-194, 2018.
- [121] T. Sukanuma, S. Ghosh, M. Kazi, R. Kobayashi, Y. Nakano, and T. Tanemura, “Monolithic InP Stokes vector receiver with multiple-quantum-well photodetectors,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 36, p. 1268-1274, 2018.
- [122] D. Dai and J. E. Bowers, “Novel concept for ultracompact polarization splitter-rotator based on silicon nanowires,” *Optics Express*, vol. 19, pp. 10940–10949, 2011.
- [123] A. Melikyan, K. Kim, N. Fontaine, S. Chandrasekhar, Y.-K. Chen, and P. Dong, “Interpolarization mixers for coherent detection of optical signals,” *Optics Express*, vol. 26, pp. 18523–18531, 2018.
- [124] 菊池和朗, “光ファイバ通信の基礎,” 昭晃堂, 1997.
- [125] S. Ishimura, B. G. Kim, K. Tanaka, K. Nishimura, H. Kim, Y. C. Chung, and M. Suzuki, “Broadband IF-over-fiber transmission with parallel IM/PM transmitter overcoming dispersion-induced rf power fading for high-capacity mobile fronthaul links,” *IEEE Photon. J.*, vol. 10, pp. 1–9, 2018.
- [126] S. Ishimura, A. Bekkali, K. Tanaka, K. Nishimura, and M. Suzuki, “1.032-Tb/s CPRI-equivalent rate IF-over-fiber transmission using a parallel IM/PM transmitter for high-capacity mobile fronthaul links,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 36, pp. 1478–1484, 2018.
- [127] S. Ishimura and K. Nishimura, “Experimental demonstration of novel simple blind polarization-demultiplexing algorithm for Stokes vector direct detection receivers,” *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC2017)*, W3B.3, 2017.
- [128] S. Ishimura and K. Nishimura, “Blind polarization demultiplexing algorithm for multi-level modulation formats in Stokes vector direct detection systems,” *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC2017)*, pp. 1–2, 2017.
- [129] I. Fatadin, D. Ives, and S. J. Savory, “Blind equalization and carrier phase recovery in a 16-QAM optical coherent system,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 27, pp. 3042–3049, 2009.
- [130] S. Ishimura and K. Nishimura, “Blind polarization demultiplexing algorithm for multi-level modulation formats in Stokes vector direct detection systems,” *European Conference on Optical Communication (ECOC2018)*, pp. 1–2, 2018.
- [131] N. J. Muga and A. N. Pinto, “Digital PDL compensation in 3D Stokes space,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 31, pp. 2122–2130, 2013.

# 発表文献・成果一覧

## A 本論文に関連する査読付き論文誌（主著）

- [A-1] S. Ishimura, K. Nishimura, Y. Nakano, and T. Tanemura, “Polarization-diversity Stokes-analyzer-based coherent receiver,” *Opt. Express* **27**, 9071-9078 (2019).
- [A-2] S. Ishimura, K. Nishimura, Y. Nakano, and T. Tanemura, “Straight-line dual-polarization PSK transmitter with polarization differential modulation,” *IEICE Tran. Comm.* **E104-B**, pp. 490-496 (2021) .
- [A-3] S. Ishimura, Y. Nakano, and T. Tanemura, “Impact of laser phase noise on self-coherent transceivers employing high-order QAM formats,” *J. Lightwave Technol.*, accepted.

## B 本論文に関連する査読付き国際学会（主著）

- [B-1] S. Ishimura, K. Nishimura, and T. Tanemura, “120-Gb/s DP-QPSK transmission using polarization-diversity Stokes-analyzer-based coherent Receiver,” ,” in *Optical Fiber Communication Conference (OFC2019)* , Tu2F.2 (2019)
- [B-2] S. Ishimura, K. Nishimura, Y. Nakano, and T. Tanemura, “Low-cost transceivers for multi-dimensional Stokes-vector and coherent transmission systems,” in *Asia Communications and Photonics Conference (ACP2019)* T1G.1 (2019) **<invited paper>**.
- [B-3] S. Ishimura, S. Ghosh, Y. Nakano, and T. Tanemura, “Simplified optical transceivers for Stokes-vector transmission systems,” *SPIE Metro and Data Center Optical Networks and Short-Reach Links III* 113080A (2020) **<invited paper>**.
- [B-4] S. Ishimura, K. Nishimura, Y. Nakano, and T. Tanemura, “Stokes-vector-based optical transceivers for low-cost direct-detection and coherent systems,” in *IEEE Photonics Society Summer Topicals Meeting Series (SUM2020)*, TuA3.2 (2020) **<invited paper>**.

## C その他査読付き論文誌（主著）

- [C-1] S. Ishimura and K. Kikuchi, “Eight-state trellis-coded optical modulation with signal constellations of four-dimensional M-ary quadrature-amplitude modulation,” *Opt. Express* **23**, 6692-6704 (2015).
- [C-2] S. Ishimura and K. Kikuchi, “Multi-dimensional permutation-modulation format for coherent optical communications,” *Opt. Express* **23**, 15587-15597 (2015).
- [C-3] S. Ishimura, B. G. Kim, K. Tanaka, K. Nishimura, H. Kim, Y. C. Chung, M. Suzuki, “IF-over-

fiber technology aiming at efficient bandwidth utilization and perfect centralized control for next generation mobile fronthaul links in C-RAN architecture,” *IEICE Tran. Comm.*, E101-B, pp. 952-960 (2018) **<invited article>**.

- [C-4] S. Ishimura, B. G. Kim, K. Tanaka, K. Nishimura, H. Kim, Y. C. Chung, M. Suzuki, ”Broadband IF-over-fiber transmission with parallel IM/PM transmitter overcoming dispersion-induced RF power fading for high-capacity mobile fronthaul links,” *IEEE Photonics Journal* 10, pp. 1-9 (2018).
- [C-5] S. Ishimura, A. Bekkali, K. Tanaka, K. Nishimura, and M. Suzuki, ”1.032-Tb/s CPRI-equivalent rate IF-over-fiber transmission using a parallel IM/PM transmitter for high-capacity mobile fronthaul Links,” *J. Lightwave Technol.* 36, 1478-1484 (2018) **<invited article as an ECOC post-deadline paper>**.
- [C-6] S. Ishimura and K. Nishimura, ”Direct-detection OFDM transmission using four-state chirp control with a dual-electrode MZM for dispersion compensation,” *IEEE Photonics Journal* 10, pp. 1-8 (2018).
- [C-7] S. Ishimura, H. Kao, K. Tanaka, K. Nishimura, and M. Suzuki, ”SSBI-free direct-detection system employing phase modulation for analog optical links,” *J. Lightwave Technol.* 38(9), 2719-2725 (2020) **<invited article as an ECOC post-deadline paper>**.
- [C-8] S. Ishimura, H. Kao, K. Tanaka, K. Nishimura, R. Inohara, and M. Suzuki, ”Multi-IF-over-fiber transmission using a commercial TOSA for analog fronthaul networks aiming beyond 5G,” *Opt. Express* 29, 2270-2278 (2021).
- [C-9] S. Ishimura, H. Kao, K. Tanaka, K. Nishimura, R. Inohara, T. Tsiritani, and M. Suzuki, ”Photonic Armstrong method enabled by direct detection for wideband electrical PM generation,” *Opt. Express* 29, 4721-4732 (2021).

## D その他査読付き国際学会（主著）

- [D-1] S. Ishimura and K. Kikuchi, ”Multi-dimensional permutation modulation aiming at both high spectral efficiency and high power efficiency,” in *Optical Fiber Communication Conference (OFC2014)* M3A.2, (2014).
- [D-2] S. Ishimura and K. Kikuchi, ”8-State trellis-coded optical modulation with 4-dimensional QAM constellations,” 2014 *OptoElectronics and Communication Conference and Australian Conference on Optical Fibre Technology (OECC/ACOFT2014)*, pp. 1013-1015 (2014).
- [D-3] S. Ishimura and K. Kikuchi, ”Experimental demonstration of the 8-state Trellis-coded 4D-QPSK optical modulation format,” in *Optical Fiber Communication Conference (OFC2015)* M3A.2, (2015).
- [D-4] S. Ishimura and K. Kikuchi, ”Fast decoding and LLR-computation algorithms for high-order set-partitioned 4D-QAM constellations,” in *European Conference on Optical Communication (ECOC2015)* P.3.01 (2015).
- [D-5] S. Ishimura and K. Nishimura, ”Experimental demonstration of novel simple blind polarization-demultiplexing algorithm for Stokes vector direct detection receivers,” in *Optical Fiber Communication Conference (OFC2017)* W3B.3, (2017).
- [D-6] S. Ishimura and K. Nishimura, ”Blind polarization demultiplexing algorithm for multi-level modulation formats in Stokes vector direct detection systems,” in 2017 *Opto-Electronics and*

- Communications Conference (OECC) and Photonics Global Conference (PGC)* pp. 1-2, (2017).
- [D-7] S. Ishimura, B. G. Kim, K. Tanaka, K. Nishimura, H. Kim, Y. C. Chung, M. Suzuki, “Simultaneous transmission of aggregated microwave and millimeter-wave signals over fiber with parallel IM/PM transmitter for mobile fronthaul links,” in *European Conference on Optical Communication (ECOC2017)*, Tu.1.B.1. (2017).
- [D-8] S. Ishimura, A. Bekkali, K. Tanaka, K. Nishimura, and M. Suzuki, “1.032-Tb/s CPRI-equivalent data rate transmission using IF-over-Fiber system for high capacity mobile fronthaul links in *European Conference on Optical Communication (ECOC2017)*, Th.PDP.B.6 (2017) **<post-deadline paper>**.
- [D-9] S. Ishimura and K. Nishimura, “DSP technologies in the Stokes vector receivers for short-reach optical transmission systems,” *SPIE Metro and Data Center Optical Networks and Short-Reach Links*, 1056004 (2018) **<invited paper>**.
- [D-10] S. Ishimura, A. Bekkali, K. Tanaka, K. Nishimura, and M. Suzuki, “Power-fading-free IF-over-fiber transmission with DEMZM using simple chirp control for high-capacity mobile fronthaul links,” in *Optical Fiber Communication Conference (OFC2018)*, Tu3J. 5 (2018).
- [D-11] S. Ishimura and K. Nishimura, “78.41-Gb/s direct-detection OFDM transmission over 80-km SMF using four-state chirp control with DEMZM,” in *Opto-Electronics and Communications Conference (OECC2018)* pp. 1-2, (2018).
- [D-12] S. Ishimura, A. Bekkali, K. Tanaka, K. Nishimura, and M. Suzuki, “High-capacity mobile fronthaul transmission using IF-over-fiber technology for next-generation C-RAN architectures,” in *Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama2018)*, pp. 947-949 (2018) **<invited paper>**.
- [D-13] S. Ishimura and K. Nishimura, “Decision-directed adaptive PDL-compensation algorithm for Stokes vector receivers,” in *European Conference on Optical Communication (ECOC2018)*, pp. 1-3 (2018).
- [D-14] S. Ishimura, A. Bekkali, K. Tanaka, K. Nishimura, and M. Suzuki, “High-capacity IF-over-fiber transmission technology for next-generation mobile front-haul links,” *SPIE Next-Generation Optical Communication: Components, Sub-Systems, and Systems VIII*, 109470H (2019) **<invited paper>**.
- [D-15] S. Ishimura, A. Bekkali, K. Tanaka, K. Nishimura, and M. Suzuki, “Tb/s-class CPRI-equivalent data rate transmission using IF-over-Fiber system for high-capacity mobile fronthaul links,” in *OptoElectronics and Communications Conference (OECC2019) and International Conference on Photonics in Switching and Computing (PSC2019)* pp. 1-3 (2019) **<invited paper>**.
- [D-16] S. Ishimura, H. Kao, K. Tanaka, K. Nishimura, and M. Suzuki, “SSBI-free 1024QAM single-sideband direct-detection transmission using phase modulation for high-quality analog mobile fronthaul,” in *European Conference on Optical Communication (ECOC2019)*, P.D.1.2. (2019) **<post-deadline paper>**.
- [D-17] S. Ishimura, H.-Y. Kao, K. Tanaka, K. Nishimura, and M. Suzuki, “IF-over-fiber transmission of 40×400-MHz 256QAM OFDM signals using commercial 100Gb/s EML TOSA for analog mobile fronthaul networks,” in *OptoElectronics and Communications Conference (OECC2020)* pp. 1-3 (2020).
- [D-18] S. Ishimura, H.-Y. Kao, K. Tanaka, K. Nishimura, R. Inohara, T. Tsuritani, and M. Suzuki, “SSBI-free photonic Armstrong method for ultra-wideband PM signal generation,” in *European Conference on Optical Communication (ECOC2020)*, Th1G-5 (2020).



- [D-19] S. Ishimura, H. Takahashi, T. Tsuritani, and M. Suzuki, "Enabling technology for 9.5-dB SNR enhancement utilizing four-wave mixing between a conjugate pair of angle modulation for analog radio-over-fiber links," in *Optical Fiber Communication Conference (OFC2021)*, F3C.3 (2021) [<post-deadline paper>](#).

## E その他査読付き論文誌（共著）

- [E-1] A. Bekkali, S. Ishimura, K. Tanaka, K. Nishimura, and M. Suzuki, "Multi-IF-over-fiber system with adaptive frequency transmit diversity for high capacity mobile fronthaul," *J. Lightwave Technol.* 37, 4957-4966 (2019).
- [E-2] S. Ghosh, T. Sukanuma, S. Ishimura, Y. Nakano, and T. Tanemura, "Complete retrieval of multi-level Stokes vector signal by an InP-based photonic integrated circuit," *Opt. Express* 27, 36449-36458 (2019).
- [E-3] K. Tanaka, H. -Y. Kao, S. Ishimura, K. Nishimura, T. Kawanishi, and M. Suzuki, "Cascaded IF-over-fiber links with hybrid signal processing for analog mobile fronthaul," *J. Lightwave Technol.* 38, pp. 5656-5667, (2020).
- [E-4] G. Soma, S. Ishimura, R. Tanomura, T. Fukui, M. Ito, Y. Nakano, and T. Tanemura, "Integrated dual-polarization coherent receiver without a polarization splitter-rotator," *Opt. Express* 29, 1711-1721 (2021).
- [E-5] H. Yasuda, T. Aiba, S. Tanaka, T. Suzuki, S. Ishimura, K. Tanaka, K. Nishimura, H. -Y. Kao, T. Wakabayashi, and T. Kawanishi, "800 MHz bandwidth signal transmission with radio over multi-mode-fiber for cascaded IFoF-based C-RAN mobile fronthaul," *J. Lightwave Technol.* 投稿中
- [E-6] H. -Y. Kao, K. Nishimura, S. Ishimura, K. Tanaka and R. Inohara, "Multiple beam-steering for 5G multi-user MIMO mobile fronthaul," *J. Lightwave Technol.* 投稿中

## F その他査読付き国際学会（共著）

- [F-1] M. Suzuki, S. Ishimura, K. Tanaka, A. Bekkali, S. Nanba, K. Nishimura, B. G. Kim, H. Kim, and Y. C. Chung, "Optical and wireless integrated technologies for future mobile networks," in *International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON2017)* We.A2.2 (2017) [<invited paper>](#).
- [F-2] M. Suzuki, S. Ishimura, K. Tanaka, A. Bekkali, S. Nanba, K. Nishimura, "Optical and wireless integrated technologies for mobile networks towards beyond 5G era," in *IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series (SUM2017)* pp. 169-170 (2017) [<invited paper>](#).
- [F-3] A. Bekkali, S. Ishimura, K. Tanaka, A. Bekkali, S. Nanba, K. Nishimura, and M. Suzuki, "Novel chromatic-dispersion-induced power fading compensation technique for broadband RoF systems based on dual-frequency driving of DP-MZM," in *European Conference on Optical Communication (ECOC2017)*, pp. 1-3 (2017).
- [F-4] A. Bekkali, S. Ishimura, K. Tanaka, K. Nishimura and M. Suzuki, "High capacity mobile fronthaul using DP-MZM-based IF-over-fiber system with 1-Tbit/s CPRI-equivalent data rate," in *IEEE International Conference on Communications (ICC2018)*, pp. 1-6 (2018).
- [F-5] K. Nishimura, S. Ishimura, K. Tanaka, A. Bekkali, S. Nanba and M. Suzuki, "Radio-over-fiber

- transmission technology for future mobile access network toward beyond-5G era,” in *Opto-Electronics and Communications Conference (OECC2018)*, pp. 1-2 (2018) **<invited paper>**.
- [F-6] K. Tanaka, A. Bekkali, H. Kao, S. Ishimura, K. Nishimura and M. Suzuki, “First experimental demonstration of 5G mobile fronthaul consisting of cascaded IF-over-fiber links, frequency converters and a channel selector,” in *European Conference on Optical Communication (ECOC2018)*, pp. 1-3 (2018).
- [F-7] K. Nishimura, S. Ishimura, A. Bekkali, K. Tanaka, H. Hirayama, Y. Tsukamoto, S. Nanba, and M. Suzuki, “Optical access technology for B5G MFH/MBH,” in *Optical Fiber Communication Conference (OFC2019)*, W3J.1 (2019) **<invited paper>**.
- [F-8] S. Ghosh, S. Ishimura, T. Sukanuma, T. Tanemura, and Y. Nakano, “8-ary Stokes-vector signal generation and transmission employing a simplified transmitter,” in *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO2019)*, SM3G.4 (2019).
- [F-9] K. Tanaka, S. Ishimura, A. Bekkali, K. Nishimura, and M. Suzuki, “Evolution scenario of optical access infrastructure for supporting beyond-5G mobile systems,” in *OptoElectronics and Communications Conference (OECC2019)* and *International Conference on Photonics in Switching and Computing (PSC2019)*, pp. 1-3 (2019) **<invited paper>**.
- [F-10] B. G. Kim, S. Bae, M. Kim, S. Ishimura, K. Tanaka, K. Nishimura, M. Suzuki, and Yun C Chung, “Demonstration of reflection-tolerant RoF-based mobile fronthaul network for 5G wireless system,” in *European Conference on Optical Communication (ECOC2019)*, M.1.C.1 (2019).
- [F-11] K. Nishimura, H. Hirayama, Y. Tsukamoto, S. Nanba, S. Ishimura, A. Bekkali, K. Tanaka, R. Inohara, and M. Suzuki, “Technical trends in access network accommodating mobile systems of 5G and beyond,” in *IEEE Photonics Society Summer Topicals Meeting Series (SUM2019)*, TuB1.1 (2019) **<invited paper>**.
- [F-12] K. Tanaka, S. Ishimura, K. Nishimura, T. Kawanishi, and M. Suzuki, “Advanced IF-over-fiber systems for mobile fronthaul,” *Fourth International Conference on Photonics Solutions (ICPS2019)* 1133106 (2020).
- [F-13] H. -Y. Kao, S. Ishimura, K. Tanaka, K. Nishimura and R. Inohara, “Photodiode-integrated array-antenna module enabling 2-D beamforming for RoF transmission,” in *Opto-Electronics and Communications Conference (OECC2020)*, pp. 1-3 (2020).
- [F-14] H. -Y. Kao, S. Ishimura, K. Tanaka, K. Nishimura and R. Inohara, “Spatial multiple beam-steering transmission for 5G multi-user MIMO fiber-wireless systems,” in *International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP2020)*, pp. 152-155 (2020).
- [F-15] K. Nishimura, S. Ishimura, H. -Y. Kao, K. Tanaka and R. Inohara, “Analog radio-over-fiber based mobile fronthaul toward beyond-5G rra,” in *International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP2020)*, pp. 21-24 (2020).
- [F-16] H. Takahashi, H. -Y. Kao, S. Ishimura, and K. Tanaka, “RF signal phase shift method by optical phase control in SSB-modulated RoF transmission system,” in *International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP2020)*, pp. 156-158 (2020).
- [F-17] H. Yasuda, H. -Y. Kao, T. Aiba, K. Tanaka, S. Ishimura, K. Nishimura, T. Wakabayashi, and T. Kawanishi., “RoF signal distribution with multi-mode-fiber for cascaded IFoF-based C-RAN mobile fronthaul,” in *International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP2020)*, pp. 128-131 (2020).
- [F-18] H. -Y. Kao, H. Yasuda, S. Ishimura, K. Tanaka, T. Aiba, T. Wakabayashi, K. Nishimura, T.

- Kawanishi, and R. Inohara, “End-to-end demonstration based on hybrid IFoF and analogue RoF/RoMMF links for 5G access/in-building Network system,” in *European Conference on Optical Communication (ECOC2020)*, pp. 1-4 (2020).
- [F-19] G. Soma, S. Ishimura, R. Tanomura, T. Fukui, M. Ito, Y. Nakano, and T. Tanemura, “Polarization-splitter-rotator-free dual-polarization coherent receiver with a single optical hybrid,” in *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO2021)*, accepted.
- [F-20] H. Yasuda, T. Suzuki, H. -Y. Kao, S. Tanaka, S. Ishimura, K. Tanaka, N. Yamamoto, A. Kanno, R. Inohara, K. Nishimura, T. Aiba, T. Wakabayashi, T. Kawanishi, “Demonstration of 28-GHz band radio signal transmission into vehicle by analog radio over multi-mode fiber,” in *Optical Fiber Communication Conference (OFC2021)*, accepted.
- [F-21] K. Tanaka, H. -Y. Kao, S. Ishimura, K. Nishimura and R. Inohara, and M. Suzuki, “Bidirectional IFoF mobile fronthaul with DSP-based channel multiplexer and demultiplexer,” in *Opto-Electronics and Communications Conference (OECC2021)*, pp. 1-3 (2020).
- [F-22] K. Suzuoki, D. Hisano, S. Ishimura, R. Inohara, T. Tsuritani, and A. Maruta, “Numerical comparison of transmission characteristics between C-band and O-band in WDM-based analog radio over fiber link” in *Opto-Electronics and Communications Conference (OECC2021)*, pp. 1-3 (2020).
- [F-23] K. Nishimura, S. Ishimura, H. -Y. Kao, K. Tanaka, and R. Inohara, “Scalability of A-RoF based mobile fronthaul toward beyond-5G,” in *Opto-Electronics and Communications Conference (OECC2021)*, pp. 1-3 (2020) **<invited paper>**.

## G その他国内学会（主著）

- [G-1] 石村昇太, 菊池和朗, “コヒーレント光通信システムにおける多次元変復調方式の検討,” 信学技報, vol. 113, no. 262, OCS2013-81, pp. 159-164, 2013 年.
- [G-2] 石村昇太, 菊池和朗, “4次元セット分割を適用した8状態取れりス符号化光変調方式の提案,” 電子情報通信学会総合大会, B-10-46, 2014 年.
- [G-3] 石村昇太, 菊池和朗, “8状態トレリス符号化 4D-QPSK 光変調方式の実験的検証,” 信学技報, vol. 114, no. 300, OCS2014-88, pp. 71-76, 2014 年.
- [G-4] 石村昇太, 菊池和朗, “コヒーレント光通信システムにおける多次元変復調方式の検討,” 第28回光通信システムシンポジウム, P-1, 2014 年.
- [G-5] 石村昇太, 菊池和朗, “セット分割4次元 QAM 信号の高速複合アルゴリズムの提案,” 電子情報通信学会総合大会, B-10-24, 2015 年.
- [G-6] 石村昇太, Byung Gon Kim, 田中和樹, 西村公佐, Hoon Kim, Yun C. Chung, 鈴木正敏, “波長分散フェージングの影響を回避する並列型 IM/PM 送信器を用いた超大容量モバイルフロントホール向け IF-over-Fiber 伝送方式,” ソサイエティ大会, C-14-1, 2017 年.
- [G-7] 石村昇太, Byung Gon Kim, 田中和樹, 西村公佐, Hoon Kim, Yun C. Chung, 鈴木正敏, “波長分散フェージングの影響を回避する並列型 IM/PM 送信器を用いた超大容量モバイルフロントホール向け IF-over-Fiber 伝送方式,” 信学技報, vol. 117, no. 292, MWP2017-47, pp. 13-17, 2017 年.
- [G-8] 石村昇太, 西村公佐, “ストークスペクトル受信器向けブラインド偏波追従アルゴリズム,” 総合大会 B-10-38, 2018 年.
- [G-9] 石村昇太, 西村公佐, “ストークスペクトル受信器向けブラインド偏波追従アルゴリズム,” 信学技報, vol. 118, no. 251, OCS2018-50, pp. 121-125, 2018 年.

- [G-10] 石村昇太, 種村拓夫, 西村公佐, “ストークスアナライザを応用した新たな偏波ダイバーシティコヒーレント受信器,” 総合大会 B-10-36, 2019 年.
- [G-11] 石村昇太, 西村公佐, 中野義昭, 種村拓夫, “ストークスベクトル送受信器を応用した低コストコヒーレント伝送システム,” ソサイエティ大会, C-3-18, 2020 年 [招待講演] .
- [G-12] 石村昇太, “モバイルフロントホール向け高品質アナログ信号伝送技術,” 信学技報, vol. 119, no. 229, OCS2019-36, pp. 49-52, 2019 年 [若手招待講演] .
- [G-13] 石村昇太, カオシユンユン, 田中和樹, 西村公佐, 鈴木正敏, “位相変調及び単側波帯変調/直接検波を用いた SSBI 抑圧高品質アナログモバイルフロントホール伝送方式,” 信学技報, vol. 119, no. 278, OCS2019-59, pp. 37-41, 2019 年 [特別招待講演講演] .
- [G-14] 石村昇太, カオシユンユン, 田中和樹, 西村公佐, 鈴木正敏, “位相変調及び直接検波を用いた SSBI 抑圧高品質アナログ光伝送法の波長分散耐性,” 電子情報通信学会総合大会, B-10-27, 2020 年.
- [G-15] 石村昇太, カオシユンユン, 田中和樹, 西村公佐, 鈴木正敏, “モバイルフロントホール向け大容量 RoF/IFoF 伝送技術,” ソサイエティ大会 BI-3-4, 2020 年 [依頼講演] .
- [G-16] 石村昇太, カオシユンユン, 田中和樹, 西村公佐, 猪原涼, 釣谷剛宏, 鈴木正敏, “広帯域 RF 位相変調信号生成のためのフォトニックアームストロング法,” 信学技報, vol. 120, no. 368, OCS2020-43, pp. 1-5, 2021 年.

## H その他国内学会（共著）

- [H-1] 西村公佐, 難波忍, 田中和樹, 石村昇太, 鈴木正敏, “Beyond 5G 時代のモバイル収容光・無線統合アクセス網,” 信学技報, vol. 117, no. 23, MWP2017-3, pp. 13-17, 2017 年 [招待講演] .
- [H-2] 西村公佐, 石村昇太, アブデルモウラベツカリ, 田中和樹, 鈴木正敏, “光ファイバ無線技術によるモバイルフロントホールの大容量化・高効率化技術,” 第 44 回インターネット技術第 163 委員会研究会 (ITRC meet44) 2018 年年 [招待講演] .
- [H-3] 西村公佐, 石村昇太, アブデルモウラベツカリ, 田中和樹, 平山晴久, 塚本優, 猪原涼, 難波忍, 鈴木正敏, “5G 以降のモバイルフロントホール・バックホールの技術動向,” 信学技報, vol. 118, no. 393, CS2018-91, pp. 25-30, 2019 年 [特別招待講演講演] .
- [H-4] 西村公佐, 石村昇太, アブデルモウラベツカリ, 田中和樹, 鈴木正敏, “ハイブリッド型アナログ RoF モバイルフロントホール技術,” 電子情報通信学会総合大会, BI-3, 2019 年 [招待講演] .
- [H-5] 西村公佐, 石村昇太, 田中和樹, カオシユンユン, “IFoF および A-RoF 伝送方式を用いた大容量モバイルフロントホール,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, BP-2-7, 2019 年 [招待講演] .
- [H-6] 西村公佐, 石村昇太, 田中和樹, カオシユンユン, “Beyond 5G に向けた IFoF・A-RoF ハイブリッドモバイルフロントホールの高度化,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, CI-2-2, 2019 年 [招待講演] .
- [H-7] 西村公佐, 石村昇太, カオシユンユン, 田中和樹, 猪原涼, “RoF ベースモバイルフロントホール技術,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, BI-5-4, 2019 年 [招待講演] .
- [H-8] 西村公佐, 石村昇太, カオシユンユン, 田中和樹, 猪原涼, “A-RoF ベース MFH の Beyond-5G に向けた発展性” 電子情報通信学会総合大会, CI-7-2, 2021 年 [招待講演] .

## I 解説・特集記事

- [I-1] 石村昇太, “Beyond 5G 時代のためのアナログ光伝送技術を用いたモバイルフロントホールネットワーク,” 光技術コンタクト 2021 年 7 月号.

## J 講演

[J-1] 石村昇太, “短距離光伝送向け高度直接検波方式の研究動向,” 2019 年度光ネットワーク産業・技術研究会第 5 回公開討論会, 2020 年.

## K 出願特許

- [K-1] 石村昇太, “ブラインド偏波トラッキング装置、光受信装置、プログラムおよびブラインド偏波トラッキング方法”, 特願 2016-188648.
- [K-2] 石村昇太, 田中和樹, 西村公佐, 鈴木正敏, “光伝送システム、PONシステムおよび伝送方法,” 特願 2017-002200.
- [K-3] 石村昇太, “光受信機及びコヒーレント光受信方法”, 特願 2017-143402.
- [K-4] 石村昇太, “光受信機及びコヒーレント光受信方法”, 特願 2017-143402.
- [K-5] 石村昇太, 田中和樹, 西村公佐, 鈴木正敏, “光送信装置,” 特願 2017-253621.
- [K-6] 難波忍, 石村昇太, “移動通信システム,” 特願 2018-103374.
- [K-7] 石村昇太, “光受信機,” 特願 2018-110266.
- [K-8] 石村昇太, “光変調器、光送信機、光復調器、光受信機及び光通信システム,” 特願 2018-152914.
- [K-9] 塚本優, 難波忍, 石村昇太, “移動通信システム、基地局装置、制御装置及びユーザ装置,” 特願 2018-168709.
- [K-10] 石村昇太, “光送信機,” 特願 2018-191177.
- [K-11] 石村昇太, 西村公佐, 田中和樹, “光通信システムで送信される光信号のチャープパラメータの決定装置,” 特願 2019-013271.
- [K-12] 石村昇太, ベツカリ アブデルモウラ, “光送受信装置及び光送受信方法,” 特願 2019-043979.
- [K-13] 石村昇太, ベツカリ アブデルモウラ, 西村公佐, “光受信器,” 特願 2019-043979.
- [K-14] 石村昇太, 西村公佐, “光送信装置及び光送信方法,” 特願 2019-052841.
- [K-15] 石村昇太, “送信装置及び無線装置,” 特願 2019-045127.
- [K-16] 石村昇太, “光送信装置及び無線装置,” 特願 2019-187932.
- [K-17] 石村昇太, “光変調器及び光送信装置,” 特願 2019-181627.
- [K-18] 石村昇太, 種村拓夫, 福井太一郎, 田之村亮汰, “光送信装置及び光通信システム,” 特願 2019-18644056.
- [K-19] 石村昇太, 種村拓夫, 福井太一郎, 田之村亮汰, “光受信装置,” 特願 2019-18644057.
- [K-20] 石村昇太, 種村拓夫, “偏波多重光送信装置,” 特願 2019-184058.
- [K-21] 石村昇太, カオ シュンユン, 田中和樹, 西村公佐, 鈴木正敏, “光送信機および光送信方法,” 特願 2019-163371.
- [K-22] 石村昇太, 種村拓夫, “光受信器,” 特願 2020-067429.
- [K-23] 石村昇太, 種村拓夫, “光送信装置,” 特願 2020-066594.
- [K-24] 石村昇太, 西村公佐, 鈴木正敏, “変調装置、変調システム及び光送信装置,” 特願 2020-022645.
- [K-25] 石村昇太, 田中和樹, 西村公佐, “処理装置、無線装置および基地局装置,” 特願 2020-044570.
- [K-26] カオ シュンユン, 石村昇太, 西村公佐, “ビーム制御装置,” 特願 2020-145836.
- [K-27] 石村昇太, 釣谷剛宏, “レーザ線幅の測定装置,” 特願 2020-147649.
- [K-28] 相馬豪, 福井太一郎, 種村拓夫, 田之村亮汰, 石村昇太, 中野義昭, “光信号処理装置及び光信号処理方法,” 特願 2020-115195.
- [K-29] 石村昇太, “無線システム及び当該無線システムの装置,” 特願 2020-163235.

[K-30] 石村昇太, “光角度変調器及び光送信装置,” 特願 2020-208606.

[K-31] 石村昇太, “周波数通倍器,” 特願 2021-005936.

[K-32] 石村昇太, “光角度変調器及び光送信装置,” 特願 2021-092498.

## L 表彰

[L-1] 電子情報通信学会光通信システム研究会論文賞 2014 年.

[L-2] エレクトロニクスソサイエティ優秀学生修了表彰 2015 年.

[L-3] KDDI 総合研究所優秀基本研究賞 2018 年.

[L-4] 電子情報通信学会学術奨励賞 2019 年.

[L-5] KDDI 総合研究所最優秀国際学会発表賞 2020 年.

[L-6] 電子情報通信学会光通信システム研究会奨励賞 2020 年.

## M 専門委員としての活動

[M-1] 一般財団法人光産業技術振興協会光テクノロジーロードマップ策定専門委員会 2018-2019.

[M-2] European Conference on Optical Communication (ECOC) Technical Program Committee, SC7-  
Photonics for RF and Free Space Optics applications, 2020-.

[M-3] Asia Communications and Photonics Conference (ACP) Technical Program Committee, Track  
2: Optical Transmission Sub-systems, Systems and Technologies, 2020.

[M-4] Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO-PR) Technical Program Commit-  
tee, C18 Microwave Photonics, 2022.

# 謝辞

本研究を進めるにあたり、多くの方々に御世話になりました。ここに深く感謝の意を表します。東京大学大学院工学系研究科 種村拓夫准教授にはその遂行にあたって終始、ご指導ご鞭撻頂きました。議論の場では、デバイスの側面については無論、システム的な側面に至るまで大変に幅広くご指導頂きました。種村先生の大変幅広い智見がなければ、本研究を成し遂げることはできなかつたと確信しております。ここに深謝の意を表します。

東京大学大学院工学系研究科 中野義昭教授には、技術的なご指導にとどまらず博士の真髓についても教えて頂きました。ただ自らの専門を極めるのみならず、社会を深く知ってこそ Doctor of Philosophy であるとのお言葉は、今後の自らの社会人人生における指針となると確信しております。

貴重な御教示、御助言を賜りました東京大学大学院工学系研究科 山下真司教授、東京大学大学院工学系研究科 岩本敏教授、東京大学大学院工学系研究科 小関泰之教授に深く感謝申し上げます。

また株式会社 KDDI 総合研究所の皆様のご理解とご支援に、深謝の意を表します。KDDI 総合研究所 鈴木正敏主席研究員には、入社当時から研究に関して多くの自由を与えて頂き、様々なことに挑戦する機会を与えて頂きました。KDDI 総合研究所 岸洋司執行役員には無線のご専門の立場から様々ご助言頂きました。また、本研究の立ち上げ時に大変お世話になりました。KDDI 総合研究所 釣谷剛宏執行役員には、光の専門家として日々様々ご助言を頂きました。また困難に挑戦する際に常にサポート頂きました。KDDI 総合研究所 西村公佐シニアエキスパート、KDDI 総合研究所 猪原涼グループリーダー、高橋英憲グループリーダーには、本研究において多くのサポートを頂きました。

研究室の菅沼貴博氏（現住友電気工業株式会社）、Samir Ghosh 博士（現 Tyndall National Institute）、田之村亮汰氏、福井太郎氏、伊藤まいこ氏（現ソニー株式会社）、相馬豪氏には大変にお世話になりました。特に田之村氏と福井氏には、デバイスの作成・評価において多大なるご助力を賜りました。ここに深謝の意を表します。

最後に、今まで育ててくれた両親に感謝致します。