



Title	空間分割多重通信に向けた空間モード補償技術に関する研究
Author(s)	沈, 澤宇
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(情報科学)
Dissertation Number	甲第16006号
Issue Date	2024-03-25
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k16006
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/92079
Type	doctoral thesis
File Information	Zeyu_Shen.pdf



博士論文

空間分割多重通信に向けた空間モード補償技術に関する研究

Study on Spatial Mode Compensation Technique for
Space Division Multiplexing Communications

北海道大学大学院情報科学院

沈 澤宇

目次

第1章 序論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 研究の目的	5
1.3 本論文の構成	6
参考文献	8
第2章 空間分割多重通信	11
2.1 はじめに	11
2.2 光ファイバ	13
2.2.1 光ファイバの基本構造	13
2.2.2 ファイバの分類	16
2.3 直線偏光モード	23
2.4 モード分割多重通信	27
2.5 モード分散	30
2.6 まとめ	32
参考文献	33
第3章 プログレッシブ位相共役	37
3.1 はじめに	37
3.2 位相共役光の性質	39
3.3 位相共役光の生成	42
3.3.1 非線形光学媒質による生成	42
3.3.2 デジタル位相共役	45
3.4 複素振幅の検出	47
3.4.1 位相シフトデジタルホログラフィ	47
3.4.2 ホログラフィックダイバーシティ干渉法	51
3.4.3 参照光不要型ホログラフィックダイバーシティ干渉法	54
3.5 プログレッシブ位相共役技術	57
3.6 まとめ	59
参考文献	60
第4章 プログレッシブ位相共役技術を用いた空間モードの補償	47
4.1 はじめに	65

4.2	空間モード補償の動作原理	68
4.3	数値解析シミュレーション	71
4.3.1	シミュレーションモデルと計算フロー	71
4.3.2	結果と考察	74
4.4	実証実験	82
4.4.1	実験概要	错误!未定义书签。
4.4.2	実験光学系	82
4.4.3	結果と考察	85
4.5	まとめ	91
	参考文献	92
第5章 拡散板による補償精度の向上		63
5.1	拡散チャネルの影響	93
5.2	数値解析シミュレーションの結果と考察	96
5.3	拡散板による補償精度の向上	100
5.3.1	動作原理	100
5.3.2	数値解析シミュレーションの結果と考察	103
5.4	まとめ	107
	参考文献	108
第6章 モード拡散多重通信		73
6.1	はじめに	109
6.2	モード拡散多重通信の動作原理	111
6.3	最大可能多重数	113
6.4	実証実験	115
6.4.1	ピンホールパターンの最小サイズ	116
6.4.2	ピンホールの最小間隔	117
6.4.3	ピンホールの配置可能領域	119
6.4.4	結果と考察	122
6.5	逆伝搬	123
6.6	まとめ	125
	参考文献	125
第7章 結論と今後の課題		91
謝辞		131
研究業績		133

第 1 章

序論

1.1 研究の背景

光通信の歴史は、数世紀にわたる壮大な歴史であり、その始まりは 1792 年にフランスの発明家 Claude Chappe が発明した光学信号塔にまで遡ることができる[1]。この光学信号塔は、ヨーロッパ全土に広がる最初の光学通信システムであり、中継リレーステーションを使用して長距離にわたり機械的にコード化されたメッセージを伝送することが可能だった[2]。この技術は、光を使用して長距離通信を行う最初の試みの一つであり、伝送能力と速度には限界が持つが、人類が光を情報伝達媒体として利用する最初の努力を象徴するものだった。電報や電話の発明により、19 世紀から 20 世紀初頭にかけて電気通信技術が急速に発展した[3,4]。これらの電気通信技術の信頼性と拡張性の高さから、それらはすぐに主流となり、光に基づく通信技術は一時的に停滞した[5,6]。しかしながら、20 世紀 60 年代に物理学者がレーザーを発明し、これは光を通信媒介として使用する新たな可能性を提供した[7]。1966 年には、光ファイバ通信の「父」として知られる Charles Kuen Kao が、石英ガラスから不純物を除去することにより光ファイバの損失を減少できるという重要な理論的仕様を示し[8,9]、これにより光ファイバを通信媒体として利用できるようになった。これが現代の光ファイバ通信の基礎を築いた[10,11]。1970 年代、室温で連続的に発振する波長 $0.85\text{ }\mu\text{m}$ の半導体レーザーの初発明[12,13]と、 20 dB/km の低損失光ファイバの登場により[14]、光通信は急速に発展し始めた。特に、室温で安定な動作が可能な半導体レーザーの発明は重要であり、これは効率的で信頼性の高い光源を光ファイバ通信システムに提供した。その後、光ファイバの改良が進むにつれて、最小損失を与える波長帯は $1.3\text{ }\mu\text{m}$ [15]、 $1.55\text{ }\mu\text{m}$ [16]と変化した。

1980年代から90年代に、シングルモードファイバ（single-mode fiber : SMF）に基づく光通信は、長距離光ファイバ通信ネットワークにおいて単一の空間モードを安定的に伝送できることから主流となった[17]。そして、光時分割多重（optical time division multiplexing : OTDM）技術と組み合わせられ、Gbit/s クラスの伝送容量を達成した[18,19]。1980年代末にエルビウム添加光ファイバ増幅器（Erbium-Doped Fiber Amplifier : EDFA）は初めて提案され[20-25]、すぐに光通信分野で広く使われるようになった。エルビウムを添加した光ファイバを増益媒体として使用することで、EDFA は光ファイバを通過する信号を直接増幅することができ、長距離光通信システムの性能を大幅に向上させた。波長分割多重（wavelength-division multiplexing : WDM）技術[26-29]は、同時期に提案され、特に1990年代初頭に急速に発展した。WDM 技術は、同じ光ファイバ内で異なる波長の複数の光信号を同時に伝送することにより、システムの伝送容量を増大させ、データ伝送の効率と帯域幅を大幅に改善する。WDM 技術の発展は、現代の光ファイバ通信ネットワークの構築において重要な役割を果たしている。SMFs に基づく光通信の伝送容量は、先進的な新技術の出現により飛躍的に増大し、Tbit/s クラスに達した[30]。1990年代から、直交周波数分割多重（orthogonal frequency division multiplexing : OFDM）[31-35]やNyquist 多重化などによるスペクトル効率の向上[36-38]などによる周波数利用効率の向上により、継続的に伝送容量の向上を実現してきた。これらの技術的基盤の上で、21世紀初頭にかけて、既存の光通信システムの伝送容量を増大させるために、CバンドをLバンドやSバンドに拡張するWDMの多重波長数の拡大[39]、電気多重技術を用いたOTDMの高速化[40]、大規模集積回路を用いたマルチレベル変調による周波数利用効率の向上[41]、デジタル信号処理（digital signal processing : DSP）技術などが検討された[8]。DSPを用いたデジタルコヒーレント光伝送[13, 14]は、位相シフトキーイング（phase-shift keying : PSK）[9]や直交振幅変調（quadrature amplitude modulation : QAM）[10]などのマルチレベル変調方式を採用することにより、スペクトル効率を飛躍的に向上させた。さらに、高性能な補償技術と偏波多重（polarization division multiplexing : PDM）[11]により、伝送容量は実験的にファイバあたり約100Tb/sに達した[12]。この後、光通信技術は、5Gネットワーク、人工知能、モノのインターネット（Internet of Things : IoT）、ビッグデータ分析、機械学習、拡張と仮想現実など、多様な新興分野における技術革新と緊密に結びついている。これらの分野における光通信技術の活用は、より高速で信頼性の高いデータ伝送を実現し、新たなサービスやアプリケーションの創出に貢献している。

伝送容量の飛躍的な増大とともに、我々を取り巻く情報化社会はここ数十年の間に劇的な発展を遂げた。2000年以降、通信に対する需要は目覚ましい進化を遂げてきた。この時期には、インターネットの普及が加速し、オンラインコンテンツの消費が大幅に増加した。特に、ソーシャル・ネットワーキング・サービス、ストリーミング・サービス、オンライン

ゲームといった新しい形態のデジタルエンターテインメントが登場し、高速データ通信を必要とするものである。2000 年末から、スマートフォンとモバイルインターネット技術の発展が、通信ニーズのさらなる進化を促した。特に 2010 年代に入ると、IoT 技術の台頭により、さまざまなスマートデバイスやセンサーがインターネットに接続され、大量のデータを生成し始めた。2020 年代に入ると、インターネットビデオなどの動画コンテンツの需要が急速に増加し、通信トラフィックの約 75%を占めるようになった。4K や 8K といった超高画質映像コンテンツの需要が増加するにつれて、さらに多くのトラフィックが発生すると予想される。加えて、クラウドコンピューティングの普及により、個人や企業はオンラインでのデータストレージや処理を増やすよう促している。このため、データセンター間の通信トラフィックも大幅に増加している。データセンターは、大量の情報を処理し、分析するための重要な拠点となっており、これが高帯域幅と低遅延を実現する通信インフラが求められている。現在、全世界における通信トラフィックの総量は年率 30%から 60%の伸び率で増加しており、光ファイバ通信の大容量化は、通信需要の増加に対応するための喫緊の課題となっている。

しかしながら、伝送容量を拡大するために多重化数を増加していくとファイバのコアに集中する光パワーの密度が高くなり、非線形光学効果が顕在化してくる。ファイバ内で発生する非線形光学効果は、パルスの歪みや他の波長チャネルとのクロストークを誘発し、最終的な伝送容量に制限を与えることとなる。この制限によって生じる伝送容量の限界は、非線形シャノン限界と呼ばれる。必要な伝送距離におけるスペクトル効率はもはや拡張不可能であり、代替解決策を開発しなければならないことが認識されている。空間分割多重 (space-division multiplexing : SDM) は、通信ネットワーク容量増加のための好ましい解決策として [13], 2009 年以来注目されるようになり、綿密な研究が始まっている。SDM は、光通信において空間次元を活用して多重化された信号チャネルを構築することを可能にする。一般に、SDM 技術は 1 本のファイバケーブル内にファイバを持つマルチコアファイバ (multi-core fiber : MCF) [25,26]に基づくコア多重と、1 本のファイバ内で複数の空間モードを伝搬できる数モードファイバ (few-mode fiber : FMF) またはマルチモードファイバ (multi-mode fiber : MMF) [27-30]に基づくモード分割多重 (mode-division multiplexing : MDM) の 2 つのアプローチからなる。SMF の空間利用率は、その構造が 1 つの伝搬モードしか許さないため、かなり低い。対照的に、SDM 技術のためのファイバはコア径が大きいので、1 本のファイバに複数のモードやコアを含めることができるだけでなく、ファイバヒューズや非線形シャノン限界を抑制することもできる。SDM システムの伝送容量は、各モードやコアを独立した光路として扱えるため、モードやコアの数に比例して向上する。MCF では、個々のコアが独立した導波路として扱われるため、伝送容量はコアの数に比例して増大する。

MDM システムでは、空間モードが互いに直交しているため、各空間モードを独立した伝送路として扱うことができる。さらに最近では、コアによる多重とモードによる多重の技術を融合することで、複数の導波モードを有する伝送コアを複数有した数モードマルチコアファイバによる伝送が数多く報告されている。特に、大きな空間多重度を持つ数モードマルチコアファイバ (few-mode multicore fibers : FM-MCFs) を用いた高密度 SDM (dense SDM : DSDM) が、大容量に対応するための大きな可能性を秘めている。伝送多重度は 32 マルチコアまで拡張され、低クロストークで 1600km を超える伝送距離が達成されており[31], C バンドと L バンドの両方を使用する場合, 100 以上の空間チャンネルと 10Pbit/s を超える総ビットレートを持つ光ファイバを可能にしている[32]. さらに, SDM を OTDM や WDM のような従来の多重技術と組み合わせることで, 多重数に比例して伝送容量をさらに向上させることができる。最近, グレーデッドインデックスのマルチモードファイバを用いて, モード数を 45 に増やし, ファイバ長を 26.5km にすることが実証された。

実用的な MDM 通信システムの鍵は, MDM システムの統合性と柔軟性にある。光ネットワークは, 1 種類のファイバだけを使うほど単純なものではない。長距離伝送には SMF, 短距離伝送には MMF が好まれる。そのため, モードマルチプレクサ (multiplexer : MUX) とモードデマルチプレクサ (demultiplexer : DEMUX) によって異なる光ファイバを接続することが不可欠である。MDM システムでは, ファイバの伝送品質と伝送距離は, 伝搬モード間の相対的な群遅延として定義される差動モード遅延 (differential mode delay : DMD) [26,27] によって制限される。単一の MMF では, 複数のモードの光パルスが DMD によってファイバ端で複数のパルスに分散されるため, モード分散が生じる発生し, 長距離の信号伝送には適さなくなる。MMF を使用して通信を高速化するアプローチの 1 つに, 単一モード励起がある。これは, モード分散の影響を避けるために, MMF 内の 1 つのモードのみを励起することで高速通信を実現しようとするものである。しかしながら, FMF を通信に用いたとしても, ファイバ中の空間モードを用いて通信を行う場合, コア偏心, 楕円形状, 不均一な屈折率, 屈曲など, ファイバ内の不完全性はモード結合を引き起こし, 伝送速度の低下とクロストークをもたらす。そのため, 現在の MDM 通信システムは, 光信号を受信した後, 結合した信号を復調するために受信端で大規模な多入力多出力 (multi-input multi-out : MIMO) 信号処理を必要とするため, 実用化の妨げとなっている[13-15]. MMF の長さが長くなると, モード分散が顕著になり, 信号処理が複雑化する。MIMO デジタル信号処理 (MIMO digital signal processing : MIMO-DSP) 技術の計算コストは, モード分散とモード結合の補償に関係する[50,51]. MIMO-DSP では, 伝搬モードの数が増えると, MMF の長さが長くなると, モード分散が顕著になり, 受信機で信号を復元するために必要な計算が複雑になり, 伝送距離が制限される。さらに, MIMO-DSP の計算量が増加すると, システムの消費パワーも増加

する。MDM 伝送システムにおいて長距離伝送を容易にするためには、MIMO 信号処理への依存度を低減することが不可欠である。MDM 通信システムの取り組みが行われている。したがって、信号処理を補助する光領域での自由空間型の空間モード制御技術を開発する必要があるであり、新たな信号多重伝送システムの開発に取り組んでいる。

1.2 研究の目的

本研究では、マルチモードファイバを用いた拡張性が期待でき、かつ低損失な光通信ネットワークを構築するために、MMF 内の複数モードの分布を同時かつ動的に制御する技術と、新たな信号の多重化方法を提案する。MIMO-DSP 技術の計算コストは、モード分散とモード結合の補償に関係する。MIMO 信号処理を削減するためには、光領域でのモード補償やモード変換など、さまざまなモード制御技術の開発が必要である[9,10]。このような課題に対処するため、研究者は補償光学を模索してきた。この技術では、空間光変調器 (spatial light modulator : SLM) をファイバの励起端に配置し、フィードバック機構を利用してモード分散を低減する[11,12]。この技術を拡張した多重通信システムも提案された[14]。しかしながら、現実的なボトルネックは、送信端での励起プロファイルを最適化することによって受信端でのモード分布を微調整するために、受信端から送信端にまたがる専用の信号経路が必要になることである。光位相共役法は、光ファイバ伝送中に発生する空間モード歪みを効率的に補償するのに特に有用である。位相共役光を生成する最も広く研究されている方法は、デジタル光位相共役 (digital optical phase conjugation : DOPC) 法である[16,17]。しかしながら、従来の DOPC では、デジタルホログラムを生成するために、信号光に加えて参照光を使用する必要がある。光通信では、参照光を用意することが非常に困難である。本研究では、信号光と干渉性のある参照光を用意できない環境でも、空間モード光の複素振幅を計測と制御する方法として、プログレッシブ位相共役 (Progressive Phase Conjugation : PPC) 技術を提案する。本手法はローパスフィルターを用いて信号光から平面波成分を抽出し、信号光との干渉により位相計測を行うことで、参照光を用意することなく高精度に複数振幅分布を計測することを可能にする。次に、PPC 技術を用いて MMF 内の空間モードの位相歪みを補償する技術を提案する。光信号の空間位相歪みを計測し、SLM を用いて必要な位相変調を加えることで、複数の高次モードに分布した光複素振幅を基本モードに変換できることを示す。我々の提案する方式と上述の補償光学システムとの違いは、我々の方式ではモード補償を送信端ではなく受信端で行うため、光ファイバ通信路以外の通信路が不要になることである。また、本手法のモード補償効果は、高次モードと基本モードの強度の重なりに依存するため、補償効果が向上させるために、ランダム拡散板と光学レンズを用いて入力空間モー

ド光の強度分布を一様に拡散させる方法を提案する．最後に，モード分割多重通信システムで必要だったモードマルチプレクサとデマルチプレクサを不要にする，新たな多重化方式であるモード拡散多重通信を提案する．モード拡散多重方式では，PPC 技術を用いて，信号光の入射位置または入射角度の相違により MMF 内に異なるモード分布を有する通信チャネルを生成することができる．本研究では，モード拡散多重方式における各チャネル間の入射角度の最小差と，伝送に使用できる入射角度の最大範囲を評価することにより，多重化可能な最大チャネル数を推定する．

1.3 本論文の構成

本論文は，これまで空間モード補償に適用されていなかった新しい位相共役技術を導入し，さらにその補償性能の向上を行ったものである．この技術に基づいた信号の多重化方法を示す．各章の要旨を以下に示す．

- 第2章： 次世代大容量光通信システムの根幹を担う多重化技術として期待されている SDM について，複数検討されている伝送形態それぞれの概要と特徴を述べた．次に，光ファイバの構造と分類を紹介した．コアやモードの数に比例して容量を向上させることが可能になる．最後に，本章では空間モードの概念と，MDM 伝送システムの構造と動作について詳しく説明する．群遅延，モード分散，そしてこれらの現象が MMF の長距離伝送性能に与える影響について議論する．その低減方法に焦点を当て，次世代のファイバ通信システムの性能向上に向けた技術的取り組みを概説している．
- 第3章： 本研究で提案するプログレッシブ位相共役を実現するために必要となる基礎理論や要素技術について述べた．まず，複素振幅制御と位相共役光の生成の基本となるホログラフィの基本原理について述べた．そして，複素振幅の検出技術として，位相シフトデジタルホログラフィについてその基本原理と動作について述べた．さらに，位相共役光の基本的な概念と性質について述べたのちに，位相共役光の全光学的な発生方法として，フォトリフラクティブ結晶を用いた4光波混合および空間光変調器と2次元イメージセンサを用いたデジタル位相共役の基本原理と動作について述べた．最後に，本研究で扱う PPC について述べた．次章以降，この PPC の具体的な光情報処理システムへの応用について議論する．
- 第4章： プログレッシブ位相共役技術を用いた空間モード補償手法を提案し，動作

原理とその効果について、理論的および数値解析を通じて詳細に説明する。PPC 技術は比較的高効率で高精度な空間モード補償を可能にする。高次モード成分を低く抑えることで、モード分散の低減が期待できる。まずは、数値解析により、PPC 技術を用いた場合の空間モード波面補償の効果を検証した。次に、様々なモードミックスを持つ空間光波に対して PPC 技術を適用し、補償後の波面が基本モードにどの程度復元されるかを評価した。また、参照光の完全性の違いと補償効果との関係を確認した。その後、内部参照光と外部参照光を用いた場合の補償効果を実験的に評価し、内部参照光の実現可能性を確認した。

- 第 5 章： 高次モードに対するプログレッシブ位相共役技術を用いた空間モードの補償効果を向上させる目的で、ランダム拡散板によりプログレッシブ位相共役技術を用いた空間モード補償効果の改善手法を提案し、その基本概念や動作原理とその効果について、理論的および数値解析を通じて詳細に説明する。基本モードが異なる高次モードを持つチャンネルに広がった場合、PPC 技術によるモード補償の効果が各チャンネルで異なる可能性がある。数値解析により拡散チャンネルが補償効果に与える影響について議論した。その結果、拡散された高次モードと基本モードの強度の重なりが大きいほど、補償効果が高くなることがわかった。また、ランダム光拡散板を追加することで、高次モードの補償効果を大幅に改善できることがわかった。
- 第 6 章： プログレッシブ位相共役技術に基づくモード拡散多重通信方式を詳細に説明した。この通信方式は、PPC の空間モード補償を利用して、単一の MMF 内で複数の独立した信号チャンネルを実現する。この方式では、従来の MDM 通信技術とは根本的に異なり、モード MUX や DEMUX に関連する複雑な装置や、MIMO 信号処理の必要性を大幅に低減する。実験結果によれば、この方式は光通信システムに大容量と柔軟性を提供する。この技術革新は、将来の光通信システムの開発を強力にサポートし、高速と大容量データ伝送への応用が期待される。
- 第 7 章： 本論文で提案した技術について、得られた成果を総括し、今後の展望と残された課題を述べる。

参考文献

- [1] Dilhac, Jean-Marie. "The telegraph of claude chappe-an optical telecommunication network for the xviiiith century," Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2001.
- [2] VAN DER HEIJDEN, J. "DIVAC: an experimental optical-fibre communications network," Philips technical review 41.9, 1983.
- [3] Mohaiminul Islam, Shangzhu Jin, "An Overview Research on Wireless Communication Network," Advances in Wireless Communications and Networks, 2019.
- [4] Kinji Ono, "Development of network architecture and its impact on telecommunication services," ICC, 1988.
- [5] Marcus Oppitz, Peter Tomsu, "Early Information Network Services," Inventing the Cloud Century, 2018.
- [6] Dietrick E. Thomsen, "Tomorrow's Telephony: Light and Clear," Science News, 1983.
- [7] James W. Mayo III, "Before the laser: an optical metrology retrospective," Applied Optical Metrology V, 2023.
- [8] Li, Guifang, "Terabit-per-Second Fiber Optical Communication Becomes Practical," OSA Century of Optics, 1975-1990.
- [9] Vincent W. S. Chan, "In Memory of Charles Kao Kuen," Journal of Optical Communications and Networking, 2018.
- [10] Karpierz, Miroslaw A., and George I. Stegeman. "Nonlinear Optics: A Vibrant Field," Photonics Letters of Poland, 2009.
- [11] Villamitjana S., "Transmission of light by fibers for optical communication. On the Nobel Prize in Physics awarded to Charles Kuen Kao, Willard S. Boyle, and George E. Smith (I)," Contributions to science, 2012.
- [12] J. Li, X. Wang, Y. Xu, F. Dong, F. Du, H. Wang, W. Zheng, "High-Power Semiconductor Laser Fabricated by Standard Photolithography for Direct Modulation," IEEE Photonics Technology Letters, 2023.
- [13] I. Hayashi, M. B. Panish, P. W. Foy, and S. Sumski, "Junction lasers which operate continuously at room temperature," Applied Physics Letters, 1970.
- [14] F. P. Kapron, D. B. Keck, and R. D. Maurer, "Radiation losses in glass optical waveguides," Applied Physics Letters, 1970.
- [15] M. Kawachi, A. Kawana, and T. Miyashita, "Low-Loss single-mode fiber at the material-dispersion-free wavelength of 1.27 μm ," Electronics Letters, 1977.

- [16] T. Miya, Y. Terunuma, T. Hosaka, and T. Miyashita, "Ultimate low-loss single-mode fiber at 1.55 μm ," *Electronics Letters*, 1979.
- [17] A. R. Goodwin, I. G. A. Davies, R. M. Gibb and R. H. Murphy, "The design and realization of a high reliability semiconductor laser for single-mode fiber-optical communication links," *Journal of Lightwave Technology*, 1988.
- [18] R. S. Tucker, G. Eisenstein, S. K. Korotky, "Optical time-division multiplexing for very high bit-rate transmission," *Journal of Lightwave Technology*, 1988.
- [19] C. Kherici and M. Kandouci, "Contribution to the performances study of Optical Time Division Multiplexing OTDM and OTDM/WDM hybrid multiplexing at 160 Gbps," 2019 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), 2019.
- [20] M. Nakazawa, Y. Kimura, and K. Suzuki, "Efficient Er^{3+} -doped optical fiber amplifier pumped by a 1.48 μm InGaAsP laser diode," *Applied Physics Letters*, 1989.
- [21] R. J. Mears, L. Reekie, I. M. Jauncey, and D. N. Payne, "Low-noise erbium-doped fibre amplifier operating at 1.54 μm ," *Electronics Letters*, 1987.
- [22] W. I. Way, A. C. Von Lehman, M. J. Andrejco, M. A. Saifi, and C. Lin, "Noise Figure of a Gain-Saturated Erbium-Doped Fiber Amplifier Pumped at 980 nm," *Optical Amplifiers and Their Applications*, 1990.
- [23] M. Tachibana, R. I. Laming, P. R. Morkel, and D. N. Payne, "Gain-Shaped Erbium-Doped Fibre Amplifier (EDFA) with Broad Spectral Bandwidth," *Optical Amplifiers and Their Applications*, 1990.
- [24] C. R. Giles, E. Desurvire, J. L. Zyskind, J. R. Simpson, "Erbium-Doped Fiber Amplifiers For High-Speed Fiber-Optic Communication Systems," *Fiber Laser Sources and Amplifiers*, 1990.
- [25] J. Auge, B. Clesca, B. Biotteau, P. Bousselet, A. Dursin, C. Clergeaud, P. Kretzmeyer, V. Lemaire, O. Gautheron, G. Grandpierre, E. Leclerc, and P. Gabla, "Repeaterless transmission with 62.9 dB power budget using a highly efficient erbium-doped fiber amplifier module," *Optical Amplifiers and Their Applications*, 1990.
- [26] C. A. Brackett, "Dense wavelength division multiplexing networks: principles and applications," *IEEE Journal on Selected areas in Communications*, 1990.
- [27] H. Takahashi, S. Suzuki, K. Kato, and I. Nishi, "Arrayed-waveguide grating for wavelength division multi/demultiplexer with nanometre resolution," *Electronics Letters*, 1990.
- [28] P. E. Green, "Development in wavelength-division optical networking," *TENCON'92 - Technology Enabling Tomorrow*, 1992.
- [29] Young, Martin G. "InP-based components for wavelength division multiplexing," *Optoelectronic*

- Interconnects II, 1994.
- [30] Eldos, Taisir. "Polymer Optical Fiber for In-House-Networks using Lower Girth Transmission System." *Polymer*, 2015.
- [31] W. Shieh and C. Athaudage, "Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing," *Electronics Letters*, 2006.
- [32] I. B. Djordjevic and B. Vasic, "Orthogonal frequency division multiplexing for high-speed optical transmission," *Optics Express*, 2006.
- [33] V. Engels, H. Rohling, "Differential modulation techniques for a 34 MBit/s radio channel using orthogonal frequency division multiplexing," *Wireless Personal Communications*, 1995.
- [34] R. Bohnke, M. Suzuki and K. Sakoda, "Spectral efficient modulation schemes in a SFH-TDMA orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) wireless communication system to support advanced services," *VTC '98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution*, 1998.
- [35] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib and N. Seshadri, "Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband channels," *VTC '98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution*, 1998.
- [36] R. Schmogrow, M. Winter, M. Meyer, D. Hillerkuss, S. Wolf, B. Baeuerle, A. Ludwig, B. Nebendahl, S. Ben-Ezra, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, J. Becker, C. Koos, W. Freude, and J. Leuthold, "Real-time Nyquist pulse generation beyond 100 Gbit/s and its relation to OFDM," *Optics Express*, 2012.
- [37] M. Yan, Z. Tao, W. Yan, L. Li, T. Hoshida, and J. C. Rasmussen, "Experimental comparison of no guard-interval-OFDM and Nyquist-WDM superchannels," *2012 Optical Fiber Communication Conference and Exposition / National Fiber Optic Engineers Conference*, 2012.
- [38] Zhou, Xiang, and Chongjin Xie, "Enabling Technologies for High Spectral-efficiency Coherent Optical Communication Networks," *John Wiley & Sons*, 2016.
- [39] M. Abe, T. Kazama, S. Shimizu, S. Konno, T. Kobayashi, Y. Miyamoto, T. Kato, Y. Tanaka, T. Hoshida, and T. Umeki, "Expansion of Transmission Bandwidth Over 16 THz in S+C+L+U Bands by Combining C-band Transceiver with PPLN-Based Wavelength Converters," *Frontiers in Optics + Laser Science* 2023, 2023.
- [40] C. Kherici and M. Kandouci, "Contribution to the performances study of Optical Time Division Multiplexing OTDM and OTDM/WDM hybrid multiplexing at 160 Gbps," *2019 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems*, 2019.

第 2 章

空間分割多重通信

2.1 はじめに

光ファイバ通信システムは、大容量および長距離通信を支援するため、巨大な利用可能帯域幅と極めて低い伝搬損失のため、大量の通信流量を扱うことが可能である。現在のバックボーン光ネットワークは、最大の伝送帯域幅、他の種類の光ファイバより優れた伝送品質、および最低の損失を持つことから、もっぱら長距離伝送に適しているシングルモードファイバ（single-mode fiber : SMF）に基づいている[1,2]。1970 年代に低損失の SMF の安定した製造が可能になって以来、大規模なデータのやり取りをする情報化社会の幕が開け、SMF を伝送媒体とした光通信技術は、エルビウム添加ファイバ増幅器（Erbium-Doped Fiber Amplifier : EDFA）技術や、波長分割多重（wavelength-division multiplexing : WDM）伝送に代表される多重化技術、デジタルコヒーレント信号処理の導入などの技術革新により伝送距離や容量を飛躍的に拡大してきた[3,4]。しかしながら、インターネットへの需要が増加するにつれて、非線形シャノン効果およびファイバヒューズ現象のために、SMF のトラフィック需要はその容量限界に近づいている[5,6]。

Shannon-Hartley の定理[7]より、ノイズが存在する場合に指定された、指定された帯域幅の通信チャネル上で導かれる伝送容量の最大理論値 C (ビット毎秒) は以下の式で表される。

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.1)$$

ここで、 B はチャネルの帯域幅（ヘルツ）、 S は帯域幅の平均受信信号パワー、 N は帯域幅上でのノイズ及び干渉の平均パワーであり、 S/N は受信機における通信信号とノイズ及び干

渉の信号対雑音比であり、帯域当たりの伝送容量 C/B は周波数利用効率として知られている。この式から、信号パワーを増加させることで無制限に伝送容量を拡大することは可能のように思えるかもしれないが、光ファイバ通信には多くの制限があり、このルートは無制限に実行可能というわけではない。光ファイバヒューズという災害的な損傷現象が、スペクトル効率に限界を設け、すべての二酸化ケイ素ベースの光ファイバに問題を引き起こしている[8]。また、光ファイバの小さなコアに光パワーが集中することから、ファイバ伝搬中に生じる非線形光学効果の影響により周波数利用効率が制限される。そのため、1 本の SMF における伝送容量の限界は、C バンドと L バンドの計 10THz を全て利用した場合では 100Tbit/s 程度とされている。実際の応用ではこれらの物理的制限要因が存在するため、必要な伝送距離において光スペクトル効率がこれ以上拡張不可能であるという認識のもと、これらの課題を克服するための代替解決策を探求する必要性に迫られている。SMF が抱える容量限界の打破を目的として、空間次元を使用して信号チャネルを構築する空間分割多重 (space-division multiplexing : SDM) 技術が提案および開発されている。SDM 技術には、数モードファイバ (few-mode fiber : FMF) やマルチモードファイバ (multi-mode fiber : MMF) を用いたモード分割多重 (mode-division multiplexing : MDM) と、マルチコアファイバ (multi-core fiber : MCF) を用いたコア多重という 2 つのアプローチがある。SDM 技術では、各コアやモードを独立した光路として扱うため、コアやモードの数に比例して容量を向上させることができる。本章では、より理解を深めるために、まず、光ファイバの構造と分類を紹介する。次に、SDM 伝送について概要を述べ、実現に必要とされる要素技術について述べる。その後、MDM 伝送の伝送効率に影響を与える主要な要因であるモード分散について詳しく説明する。

2.2 光ファイバ

2.2.1 光ファイバの基本構造

光ファイバ[9,10]は、ガラスまたはプラスチックで作られた繊維のことであり、信号を長距離にわたり低損失で伝送できるための光伝送ツールとして使用される。図 2.1 に、コア、クラッド、およびコーティングからなる光ファイバの構造を示している。光エネルギーが伝送されるファイバの中心には光ファイバのコアがある。光ファイバのクラッドはコアの周囲にあり、光の伝送に反射面と光学的絶縁を提供する。ファイバのコアの屈折率は、クラッドの屈折率よりわずかに高い。コーティングは光ファイバを湿気や機械的傷などの外部環境から保護するための最外層である。図 2.2 は、光ファイバにおける光伝送の概念図を示している。光ファイバの構造に基づいて、特定の角度 θ_c よりも小さい角度 θ でコア内を伝播する光は、コアに反射される。ここで、 θ_c は全反射の臨界角と呼ばれ、スネルの法則によって計算される。

$$\theta_c = \sin^{-1} \left(\frac{n_{clad}}{n_{core}} \right) \quad (2.2)$$

ここで、 n_{core} はコアの屈折率、 n_{clad} はクラッドの屈折率である。一般に、コアとクラッドの屈折率の差は $\ll 1$ 程度と極めて小さい。したがって、 θ_c は以下の式で表される。

$$\theta_c = \sin^{-1} \sqrt{2\Delta} \cong \sqrt{2\Delta} \quad (2.3)$$

ここで Δ は相対屈折率差であり、コアの屈折率 n_{core} に対する屈折率差の比であり、以下の式で表される。

$$\Delta = \frac{n_{core}^2 - n_{clad}^2}{2n_{core}^2} \cong \frac{n_{core} - n_{clad}}{n_{core}} \quad (2.4)$$

全内部反射の限界の場合を考えると、 θ は臨界角 θ_c に等しくなる。外部媒質を空気と仮定し、その屈折率 n_{air} は 1 と等しい。光ファイバに入射できる光線の最大入射角である最大受容角 θ_{max} は次の式で表される。

$$2\theta_{max} = 2\sin^{-1}(n_{core} \sin \theta_c) \cong 2\sin^{-1} \left(\sqrt{n_{core}^2 - n_{clad}^2} \right) \quad (2.5)$$

したがって、光ファイバの数値開口 (numerical aperture : NA) は、ファイバが光を受け取

る能力を示す指標であり，次の式で表される．

$$NA = n_{core} \sin \theta_c = \sin \theta_{\max} \approx \sqrt{n_{core}^2 - n_{clad}^2} = n_{core} \sqrt{2\Delta} \quad (2.6)$$

ここまで，光ファイバの光伝送の基本原理について述べてきた．全反射条件を満たすすべての光が光ファイバを伝搬できるわけではなく，特定の入射角を満たす特定の光のみが光ファイバ中に安定に存在できることに注目されたい．その特定の光を空間モードと呼ぶ．これについては，2.2.2 節で詳しく説明する．

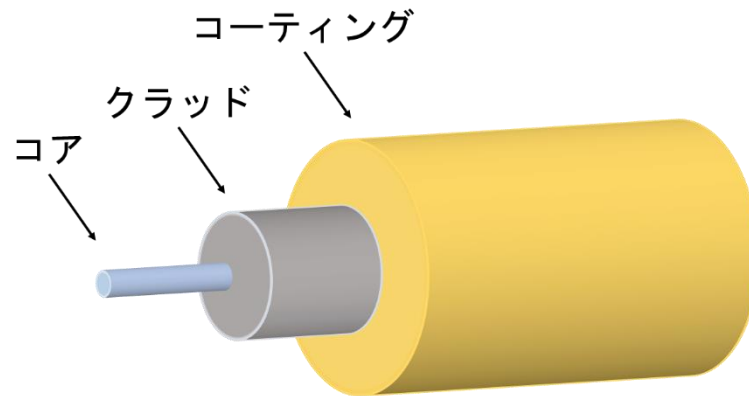


図 2.1 光ファイバの構造.

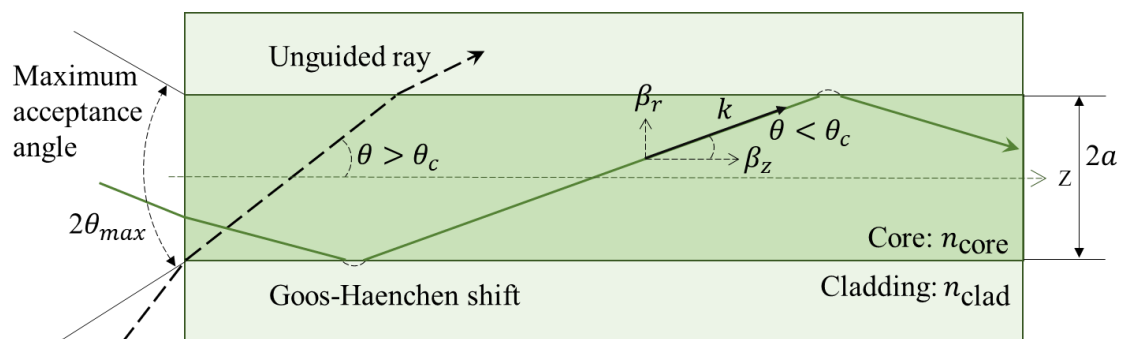


図 2.2 光ファイバにおける光伝送の概念図.

2.2.2 ファイバの分類

光ファイバは通常、屈折率プロファイルとモード数に基づいて分類される。屈折率プロファイルに基づいて、SI ファイバと GI ファイバに分類される。図 2.3(a)は、わずかに低い屈折率を持つクラッドと屈折率一定のコアを持つ SI ファイバの屈折率プロファイルを示している。SI ファイバの屈折率プロファイルは、コアとクラッドの界面でステップ段階的に変化している。図 2.3(b)は、半径方向の距離に沿って屈折率が減少するコアと屈折率一定のクラッドを持つ GI ファイバの屈折率プロファイルを示している。コアの屈折率は中心部で高く、界面に近づくにつれて徐々に減少する。ここで、 r はコアの中心からの距離、 a はコアの半径、 α は GI ファイバの屈折率プロファイルを決める。屈折率分布 $n(r)$ は次の式で表される。

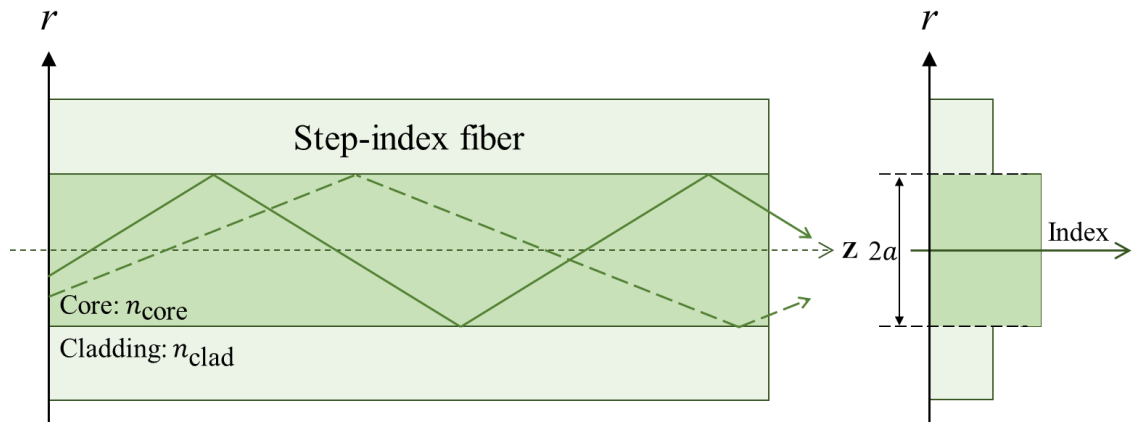
$$\text{SI} \quad n(r) = \begin{cases} n_{\text{core}} & \cdots (r < a) \\ n_{\text{clad}} & \cdots (r \geq a) \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\text{GI} \quad n(r) = \begin{cases} n_{\text{core}} \sqrt{1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a}\right)^\alpha} & \cdots (r < a) \\ n_{\text{clad}} & \cdots (r \geq a) \end{cases} \quad (2.8)$$

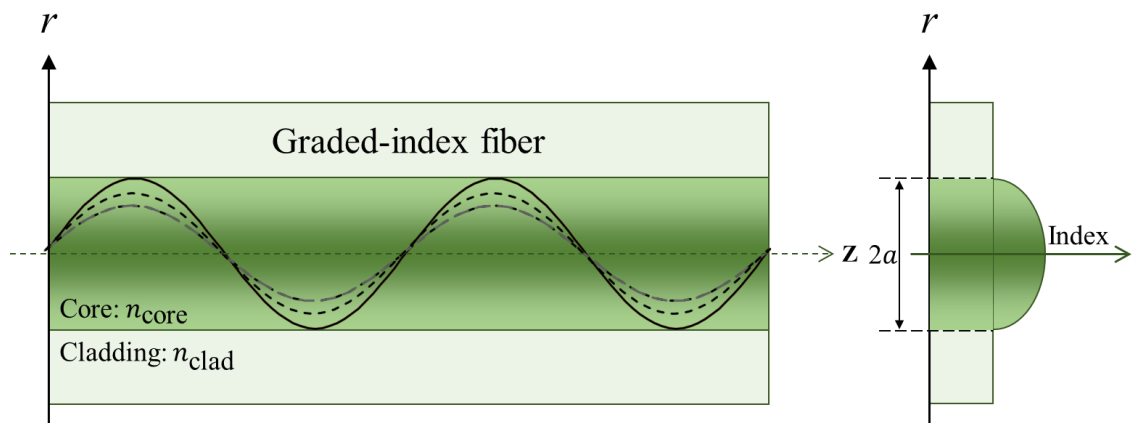
SI ファイバの屈折率 n_{core} はコア内のどこでも一定であるため、各光線のコア部分の伝搬長の差から群遅延を計算することができる。最短の伝播長を持つ光線は、コアの中心を光軸に沿って直進する光線である。一方、最大の伝播長を持つ光線は、コアとクラッド境界で伝搬角が臨界角となり、反射を繰り返しながら伝播する光線である。この 2 つの光線の伝搬長の差を比較することで、SI ファイバの群遅延差 τ_g は次の式で計算できる。

$$\tau_g = \left(\frac{1}{\cos \theta_c} - 1 \right) \frac{n_{\text{core}}}{c} L = \frac{n_{\text{core}}}{c} \Delta L \quad (2.9)$$

ここで、 L は光ファイバの長さである。群遅延差 τ_g は相対屈折率差 Δ に比例するので、伝送帯域幅を広げるためには相対屈折率差を小さくすると導波路のビームをコアに閉じ込める能力が低下するので、実際には $\Delta=1\%$ 以下が用いられる。MMF は複数のモードを伝搬できるため、群速度の違いによるモード分散の影響を受ける（詳細は 2.3.2 節で述べる）。そのため、SI ファイバは MMF としてはあまり使われない。



(a) ステップインデックスファイバ



(b) グレーデッド・インデックス・ファイバ

図 2.3 SI ファイバと GI ファイバの屈折率プロファイル.

GI ファイバは比較的大きなコア径と帯域幅を持つ。そのため、光ファイバ通信に用いられる MMF のほとんどは GI ファイバである。コアの中心からコアとクラッド界面にかけて屈折率分布が小さくなると、基本モードはコアの中心付近で全反射し、高次モードはコアとクラッド界面付近で全反射する。伝搬速度は屈折率に反比例するため、コアの外側では伝搬速度が速くなる。したがって、屈折率分布を最適化することにより、モード分散を抑制することができる。そして、GI 型 MMF が広く用いられている。式 2.8 において、 $\alpha=2$ （二乗分布）のとき、モード分散は理想的には最も小さくなる。しかしながら、現実には、GI 型ファイバを使用しても、各伝搬モードの伝搬遅延時間を完全に一致させることは不可能である。現在、長距離光ファイバ通信には、コア径の小さい SMF が使用されている。コア径が小さいほど、伝搬可能なモード数は少なくなる。伝搬可能なモード数が最小になると、伝搬モードは基本モードのみとなる。SMF は基本モードのみを伝搬モードとするため、伝搬遅延時間はなく、モード分散はゼロとなる。

光ファイバは、対応するモードの数に基づいて、SMF と MMF に分類される。まず、幾何光学による空間モードの概念を紹介する。光ファイバなどの光導波路には、空間モードと呼ばれるビーム波の伝搬形態が存在する。2.1.1 節で述べたように、光ファイバを伝搬するビームは全反射によって閉じ込められる。実際の光導波路では、全反射の条件を満たす入射角のすべてが導波されるわけではなく、光波が導波される特定の入射角が存在する。この特定の入射角で伸びる光波の運びを伝搬モードと呼ぶ。以下では、ステップ屈折率型導波路モデルを用いて、SI-MMF における空間モードの概念を説明する。

光波が伝搬角 θ で伝搬すると仮定すると、真空中の伝搬定数 k_0 は次のように与えられる。

$$k_0 = n_{core} \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.10)$$

ここで λ は波長である。コア内の伝搬定数 β は以下の通りである。

$$\beta = n_{core} k_0 \quad (2.11)$$

伝搬方向 β_z と半径方向 β_r の伝搬定数は次式で求められる。

$$\beta_z = n_{core} k_0 \cos \theta \quad (2.12)$$

$$\beta_r = n_{core} k_0 \sin \theta \quad (2.13)$$

伝搬方向成分は光導波路が続く限り一様に伝搬する。半径方向の成分がコア・クラッド界面で反射するため、1 往復で半径方向の位相が変化する。この位相変化量 $\Delta\phi$ は次式で表さ

れる。

$$\Delta\varphi = 4a\beta_z = 4an_{\text{core}}k_0 \sin\theta + 2\varphi \quad (2.14)$$

ここで、コア径は $2a$ 、 φ は θ に関する Goos-Hanchen shift と呼ばれる全内部反射の際に光波がクラッドに侵入することによって発生する位相シフトである、図 2.2 に示す。 $\Delta\varphi$ が 2π の整数倍のとき、半径方向に定在波が発生し、光波安定に存在し、ファイバを伝搬することができる。すなわち、 N を整数とする。

$$\Delta\varphi = 4an_{\text{core}}k_0 \sin\theta + 2\varphi = 2\pi N \cdots (N = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (2.15)$$

Goos-Hanchen shift が π に等しいとき、伝搬角は次式で表される。

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\pi(N+1)}{2an_{\text{core}}k_0} \right) \quad (2.16)$$

ここで、 θ は離散的な値であり、全ての光がファイバを透過できるわけではなく、全内部反射条件を満たす必要があることを意味する。式(2.16)によれば、光の位相プロファイルは N によって決定され、その結果、伝搬モードまたはガイドモードと呼ばれる特定の伝搬形態が得られる。 N の値によって導波されるモードの数が決まるため、 N はモード数と呼ばれる。ファイバを伝搬できるモード数は有限である。モードが導波される角度をモード番号に対応する θ_N とすると、全内部反射条件のため、 $\theta_N < \theta_c$ を満たさなければならない。伝播可能な最大モード数は

$$V = k_0 a \sqrt{n_{\text{core}}^2 - n_{\text{clad}}^2} \cong k_0 a n_{\text{core}} \sqrt{2\Delta} = \frac{2\pi a}{\lambda} n_{\text{core}} \sqrt{2\Delta} \quad (2.17)$$

ここで、 V は規格化された周波数であり、コア径に比例する。光ファイバに存在するモードの数は、コア径が大きくなるにつれて増加する。 V の値が 2.405 より小さい場合、ファイバ内には基本モードしか存在できず、このようなファイバは SMF である。

SMF は通常、コアとクラッド間の分数指数が 0.3%、NA が約 0.1、コア径が 8~10 μm と小さい。SMF では SI プロファイル設計が広く採用されている。逆に、MMF は通常、コアとクラッド間の分数指数が 1~1.5%、NA が 0.2~0.3、コア径が 50~100 μm と大きい。MMF は、1 つのファイバコア内で多数のモードの同時伝搬をサポートし、各モードを独立した光路として扱う。複数のモードは異なる角度からコアに入射するため、ファイバ内での伝送経路と伝送時間は異なる。複数のモードが受信機に到達すると、モード分散が発生する。SI に基づく設計する MMF では、伝搬モードの群速度が異なるため、モード分散が発生する可能性がある。GI に基づく設計する MMF では、屈折率プロファイルに起因するモード分散は

はるかに少ない。ファイバの軸の近くを伝送される光波は、コアの外側を伝送される光波と比較して、経路が短くなる。しかし、高屈折率と低屈折率界面のため、光波は外側領域よりも低い速度で中心領域を透過する。一つのコア内を伝播する比較的少数のモードのみをサポートする MMF は FMF と呼ばれる。

図 2.4 に光ファイバの分類を示す。上述したように、非線形シャノン効果やファイバのヒューズ現象により、SMF の伝送容量は限界に近づいている。激増する通信トラフィックのニーズに応えるため、ネットワーク容量増大のための望ましいソリューションとして SDM が提案され、開発されている。MCF, FMF, 数モードマルチコアファイバ (few-mode multi-core fiber : FM-MCF) が代表的な 3 つである。

ファイバケーブル内の複数の SMF 素線の特定の形態として、単一のクラッド内に複数のコアを持つ MCF が広く研究されてきた。MCF は非結合型 MCF と結合型 MCF に分けられる[11-14]。非結合型 MCF は各コアの間隔を十分 ($30\mu\text{m}$ 以上) に取ることでコア間において光パワーの遷移が生じないように設計された MCF である。この方式では、コア間のクロストークを十分に抑えながら、各コアを完全に独立したチャンネルとして取り扱うことができることから、各コアがシングルモード動作をする場合は従来のシステム部品の多くを流用することができる。非結合型 MCF はクロストークの少ない最も一般的な MCF タイプであるが、多重化が進むにつれて機械的信頼性を向上させることが不可欠となる。コア密度を向上するためにコアの外周に低屈折率のトレンチ構造を持たせたものがよく用いられるが、コア間隔を十分にとる必要があり、有限のクラッド径内に収容することができるコア数に限りがあることから大規模な多重化は難しい。一方で、結合型 MCF では、光パワーの遷移を許容し、複数のコアが互いに強や弱結合するように近接して配置され、大モード領域 (large-mode area : LMA) ファイバとして使用できる。この方式では、MCF の複数のコアによりコア数と同数のスーパーモードが形成されて一種の FMF として動作する。単一コアの FMF との大きな違いは導波モード間の実効屈折率にあり、結合型 MCF ではコア間隔を適切に設計することでスーパーモード間に生じる実効屈折率差を小さく取ることができる。そのため、スーパーモード間に生じる群遅延差を小さくすることができ、また伝送中に生じる結合が強いことから、その小さな群遅延差が平均化される。この特徴は、結合した信号を復調するために受信端で与えられる多入力多出力 (multi-input multi-output : MIMO) 信号処理の負荷低減に大きく寄与する。さらに、コア間の干渉を抑圧する必要がないことから、屈折率分布にトレンチなど複雑な構造を持たせる必要が無いことも特徴として挙げられる[15]。しかしながら、この伝送方式では信号の復調に MIMO 信号処理が必要不可欠であることから、多重数の増大が困難である。以上の MCF による SDM 伝送では、空間多重数の増大に伴いクラッド外径もまた増大するため機械的信頼性には課題が残るが、従来のシステムと

の親和性が高いことから、小規模な多重化については比較的早期の実装が期待されている。

MMF を用いた SDM は特に MDM と呼ばれる。一般的な MMF は直径 $50\mu\text{m}$ もしくは $62.5\mu\text{m}$ のコアを有し、波長 $1.5\mu\text{m}$ に対して 1000 近くの導波モードを有するが、MDM 伝送では MMF の中でも導波モード数が 10 個程度になるように設計された FMF が主に用いられる[16]。MDM 伝送も MCF の場合と同様に、空間チャネル間の結合性により分類される。強結合型の FMF を用いた MDM 伝送では、導波モード間の伝搬定数差が小さいため、ファイバの構造揺らぎや接続点における構造不連続の影響で容易に導波モード間の結合が生じる[17]。このとき、送信端で各導波モードに独立した信号を与えたとしても受信端では全導波モードが混合した状態となって出力するため、受信端で MIMO 信号処理の行い結合を解く必要がある。この伝送方式においても、全空間チャネルに対して MIMO 信号処理が必要不可欠であることから、多重数の増大が難しい。一方で、強結合とは対照的に、コアの屈折率分布をステップインデックス型にするなどして空間モード間の結合を抑制することで、MIMO 信号処理の対象を縮退の関係にある導波モードのみに制限することができる。このようなファイバを弱結合型 FMF と呼び、MIMO 信号処理の負荷は偏波多重を合わせても最大で 4×4 に抑制することができる[18]。しかし、この方式では、縮退モード以外への結合が無視できる範囲内である数 km から数十 km 程度に伝送距離が制限される。加えて、空間モード間の結合を抑制しつつ導波モード数を増加することは難しく、モード多重数の拡張性は強結合型のファイバに比べて低くなる。ここで、FMF のコア形状を楕円とすることで縮退モード間にも伝搬定数差を生じさせることができるため、非結合での MDM 伝送も可能である。以上の MDM 伝送では、導波モード数の増加や伝送距離の伸長に伴い MIMO 信号処理の負荷をはじめとした課題が顕在化するが、潜在的には多くの空間チャネルを有することから高密度な SDM の実現が期待される。

さらに、FMF と MCF を組み合わせた FM-MCF は、複数の導波モードを有するコアを複数配置し、ファイバ容量を飛躍的に向上させる可能性を秘めている。この方式も、導波モード間およびコア間の結合性、そしてそれぞれのチャネル数やコア配置によって、異なる伝送特性を持つさまざまなファイバをもたらす[19]。近年では、1 本の FM-MCF 光ファイバによる伝送容量については、SMF の理論限界の約 100 倍に相当する容量が実現されている。また、FM-MCF では中心以外のコアが軸対象性を持たないことから、モード間群遅延 (differential mode delay : DMD) やモード依存損失 (mode dependent loss : MDL) などモード依存特性を制御することが難しいことも課題となる。

ファイバ種類	空間チャネル間結合性	ファイバ断面イメージ	MIMO信号処理負荷
マルチコアファイバ	非結合		無
	結合		大
マルチモードファイバ	非結合		無
	弱結合		小
	強結合		大
数モードマルチコアファイバ	弱結合		小
	強結合		大

図 2.4 空間分割多重伝送の伝送形態.

2.3 直線偏光モード

上記のセクションでは、幾何光学から導かれる空間モードの概念について説明した。これらのモードは厳密固有モードと呼ばれる。しかし、空間モードの解析をより実用的な観点から進めるためには、波動光学を用いて導出する必要がある。波動光学の観点から、空間モードはマクスウェル方程式の適切な境界条件を満たす波動方程式の特定の解として定義される。この波動方程式を解くことにより、SI-MMF における空間モードは、その横方向の寄与に基づいて四つに分類される。これには、電場のみが全て横方向に位置する TE (transverse-electric) モード、磁場のみが全て横方向に位置する TM (transverse-magnetic) モード、TE 成分が主となる EH モード、TM 成分が主となる HE モードが含まれる。光通信において広く利用されている光ファイバは、コアとクラッドの屈折率差が非常に小さい弱導電性ファイバに分類される。弱導電性近似の条件は以下の式によって表される。

$$\Delta \equiv \frac{n_{\text{core}} - n_{\text{clad}}}{n_{\text{core}}} \ll 1 \quad (2.18)$$

伝搬定数がほぼ等しいモードが重畳することで形成されるモード群は、LP (Linearly Polarized) モードと呼ばれる[20-23]。これらの LP モードは、理想的な電場分布を容易に生成することが可能であり、そのため実用的なモードパターンとして広く採用されている。各モード群と LP モードとの関連性は、下記の表 2.1 に示されている。

Eigenmode	LP mode
$\text{HE}_{1,1}$	$\text{LP}_{0,1}$
$\text{HE}_{2,m}, \text{TE}_{0,m}, \text{TM}_{0,m}$	$\text{LP}_{1,m}$
$\text{He}_{l+1,m}, \text{Eh}_{l-1,m}, (l > 1)$	$\text{LP}_{l,m}$

表 2.1 モードグループと LP モードの対応表。

加えて、モード番号 N は次のように導かれる。

$$N = 2(m - 1) + l \quad (2.19)$$

ここで述べられる l は、方位角方向における強度分布の変化を示し、 m は強度分布のゼロ交差の数、すなわち強度がゼロとなる点の数を表す。同一の主モード番号 N を持つ LP モードは伝搬定数が近似的に等しいため、伝搬特性が似ている。主モード番号が 0 の場合、それは基本モード (LP01 モードなど) を指し、 N の値が大きくなるにつれて高次モードを意味する。

MDM システムでは、SI-MMF を使用すると、深刻な DMD が発生することが知られている。そのため、通常は GI-MMF が使用される。そこで、GI-MMF における LP モードの電界分布を解析する必要がある。指数プロファイル $\alpha=2$ の GI-MMF を例にとると、コアの屈折率分布は次のようになる。

$$n(r) = n_{\text{core}} \sqrt{1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a}\right)^2} \quad (r < a) \quad (2.20)$$

屈折率分布を考慮した波動方程式では、誘電率の勾配が十分に小さいため無視できると仮定する。また、伝搬方向の電磁場成分を無視し、半径方向のみを考慮する TEM 近似を用いる場合、波動関数は円筒座標系で次のように表現される。

$$\Psi(r, \phi, z) = \frac{1}{2} f(r) \exp(-j\beta z) [\exp(j\mu\phi) + \exp(-j\mu\phi)] \quad (2.21)$$

ここで、 $f(r)$ は半径 r に依存するリング状関数であり、ピーク値を持つ。 β はモードの伝搬定数を表し、 μ は方位角方向のモード次数である。式 2.21 は次のように書き換えることもできる。

$$\Psi(r, \phi, z) = \rho^2 \exp\left(-\frac{\rho^2}{2}\right) \cos(\mu\phi) \exp(-j\beta z) \quad (2.22)$$

ここで ρ は標準化ラジアル座標と呼ばれ、次のように定義される。

$$\rho \equiv \frac{r}{a} \sqrt{V} \quad (2.23)$$

半径方向のモード次数を考慮し、次式で与えられる。

$$\Psi(r, \phi, z) = \rho^2 \exp\left(-\frac{\rho^2}{2}\right) L_\alpha^\mu(\rho^2) \cos(\mu\phi) \exp(-j\beta z) \quad (2.24)$$

$L_\alpha^\mu(\rho^2)$ はバイ・ラゲール多項式であり、次式で与えられる。

$$L_\alpha^\mu(\rho^2) = \sum_{s=0}^{\alpha} \frac{(\alpha + \mu)! (-1)^s \rho^{2s}}{s! (\mu + s)! (\alpha - s)!} \quad (2.25)$$

式 2.23 から得られる磁場分布を LG モードと呼ばれる。GI-MMF における LP モードの境界分布 Ψ_{lm} は次式で得られる。

$$\Psi_{lm}(\rho, \phi, z) = \rho^l \exp\left(-\frac{\rho^2}{2}\right) L_{m+1}^l(\rho^2) \cos(l\phi) \exp(-j\beta z) \quad (2.26)$$

式 2.25 に基づくと、LP モードは互いに直交しており、その空間分布は伝搬によって変化しない。この性質により、LP モードは MDM 伝送において使用される個々のチャネルとして機能する。低次モードでは強度分布がファイバの中心に近く、高次モードでは強度分布が外側に位置することが図 2.5 で示されている。 $l \geq 1$ の場合、LP モードは 2 つの縮退モードが回転して直交する形と考えることができ、これらは $LP_{l,ma}$ と $LP_{l,mb}$ として区別され、異なるモードとして扱われ。また、GI-MMF においては、モード間の伝搬定数の差が比較的小さいため、異なるモード次数を持つにもかかわらず、同じモード番号を持つモード群は擬似縮退モードとして扱うことが可能である。これは、GI-MMF が提供する伝搬特性の一貫性を反映しており、MDM 伝送技術において重要な役割を果たす。この特性により、多数のチャネルを効率的に同一ファイバ内で伝送できるため、光通信システムのデータ転送容量を大幅に向上させることができる。この理論的枠組みは、光ファイバを利用した高速通信ネットワークの設計と最適化において重要な基礎を提供する。

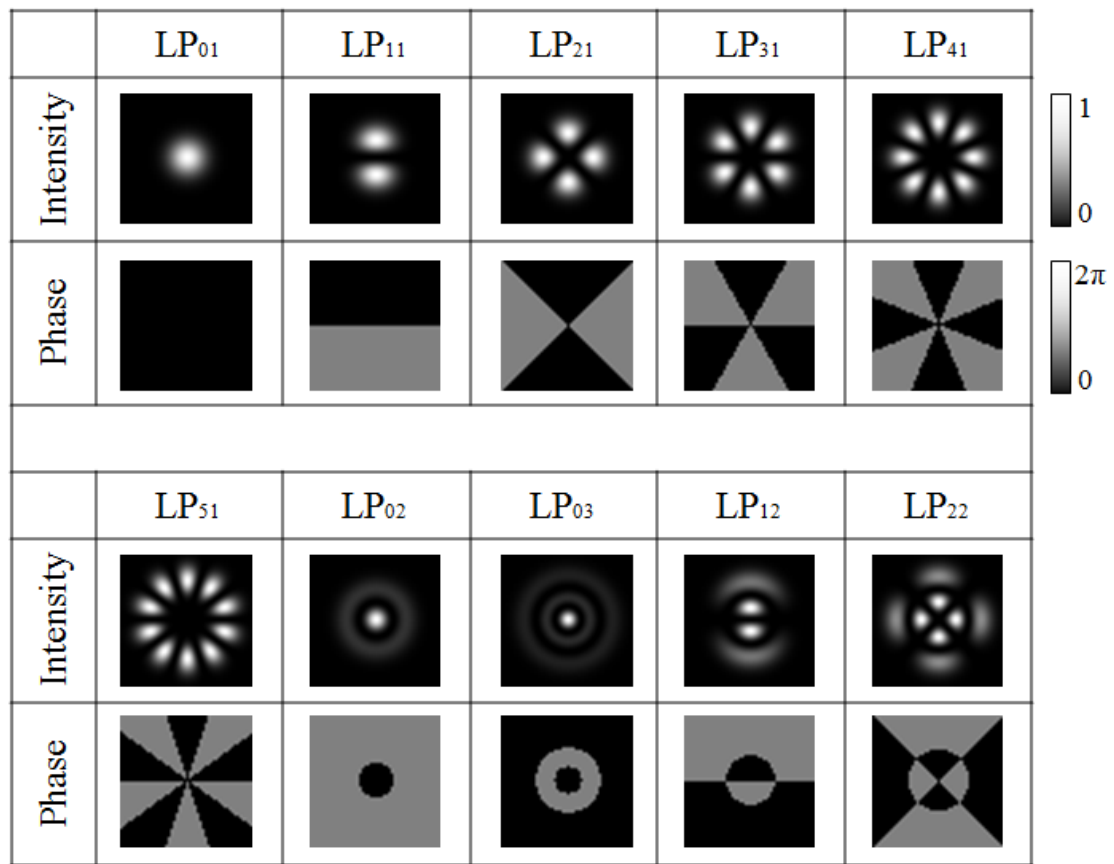


図 2.5 LP モードの強度と位相分布.

2.4 モード分割多重通信

本節では、MDM 伝送システムについて紹介する。MDM は、空間分割多重の主要な技術として、いくつかの研究で研究されている。MDM 伝送システムは、メッセージを光信号に変換する送信機、光信号を目的地まで伝送するチャネル、および受信した光信号からメッセージを抽出する受信機で構成されている。図 2.6 に FMF を用いた MDM 伝送システムの構成を示す。MDM 伝送システムの送信機では、偏波分割多重直交位相シフトキーイング (polarization-division multiplexed quadrature phase-shift keying : PDM-QPSK) [24]や偏波分割多重直交振幅変調 (PDM quadrature amplitude modulation : PDM-QAM) [25]などの多値フォーマットを用いてスペクトル効率を高めるために、入力信号を電気光学変調器で変調する。これにより、SMF から放出される基本モード (LP01) を異なる高次モードに変換し、FMF や MMF に注入する。各信号は、それぞれ独立した伝送チャネルとして各モードで変調される。この機能を持つ装置をモードマルチプレクサ (multiplexers : MUXs) [26-28]と呼ばれる。

MMF は MDM 伝送システムの伝送部分を担う。2010 年頃まで、100 モード以上を伝搬可能なコア径 $50\mu\text{m}$ ~ $62.5\mu\text{m}$ の GI-MMF が使用されていたが、これらの MMF は伝搬中のモード結合によるモードクロストーク (modal cross-talks : MXTs) が発生しやすく、長距離伝送には適さないとされていた。そのため、2011 年頃からは、伝搬可能なモード数を 3~10 モード程度に制限した FMF を使用する伝送実験が主流になっている。MXT を補償するため、多入力多出力のデジタル信号処理 (MIMO digital signal processing : MIMO-DSP) [29,30]が提案されているが、DSP の計算複雑性は DMD の量に応じて増加するため、この方法を使用する前に DMD を補償する必要がある。DMD を低減するためには、屈折率分布が異なる GI ファイバが主に使用されている。GI-FMF は、モード伝搬定数に応じて強結合 FMF と弱結合 FMF に分類される。強結合 FMF では、モード伝搬定数の差 $\Delta\beta$ が小さいため、特に $\Delta\beta$ が 1000rad/m 以下の場合にモード間の結合が頻繁に行われる。MXT を低減するためには、すべてのモード間で MIMO 処理を適用する必要があり、モード数 M に対して $2M \times 2M$ の MIMO 処理が必要となるため、モード多重数が大きくなる。一方、弱結合 FMF では、異なる LP モード間で MXT が抑制されるため、 2×2 (偏波分離) または 4×4 (偏波分離と縮退モード分離) の MIMO 処理のみが使用される。この処理では、異なる LP モード間の DMD を補償する必要がない。そのため、DSP の計算量は非常に小さくなる。しかし、長距離伝送においては、異なる LP モード間で MXT が増加するため、弱結合ファイバは適さない場合がある。この問題を解決するために、長距離伝送用にモード多重された光信号を増幅する選択的マルチモードアンプ (multi-mode Amplifier) や数モードエルビウムドープファイバアンプ (few-mode erbium-doped fiber amplifiers : FM-EDFAs) が利用されている。

MDM 伝送システムの受信機では, FMF や MMF から放出される複数の高次モードを空間的に分離し, LP01 に変換して複数の SMF に入射させ, 各チャネルを別々の検出器で検出する機能を持つ. この機能を持つ装置をモードデマルチプレクサ (demultiplexers : DEMUXs) [31,32]と呼び, MUX の逆プロセスとして機能する. 一般に, MMF や FMF 内の各 LP モードは直交しているため, 他と混ざり合うことはない. しかし, 実際には, ファイバ製造時の構造欠陥, 接続点のズレ, ファイバの曲がり, モード MUX と DEMUX 間の変換誤差など様々な要因により LP モード間で MXT が発生する. そこで, 無線通信で用いられる MIMO 技術による光 MIMO 処理を使用して MXT を補償する. MIMO 処理には, 光波の複雑な振幅情報が必要であり, 局部発振器 (local oscillator : LO) からのローカルビームと信号ビームの干渉により, 信号ビームの位相情報を検出するデジタルコヒーレント検波によって信号が検出される.

MDM 技術の実現により, 図 2.7 に示されるような空間モードを利用したフォトニックネットワークの構築が期待される. このネットワークでは, ノードでの空間モードの励起, 分離, および変換といった空間モード制御技術を駆使することで, 光信号の送り先を柔軟に制御可能である. しかし, 前述の通り空間モードは理論上独立して伝搬するものの, 実際には MMF の曲げ, 屈折率の変動, MMF 間の軸のずれなどにより空間モードが変形や回転を受け, 波面が歪むことがある. 体積ホログラムに書き込まれた媒体の屈折率は変更が難しく, または変更にかかるため, 空間モードの波面が歪んだ際の応答時間が長くなるという課題が存在する. そのため, 空間モードを用いた柔軟なフォトニックネットワークを構築するには, 空間モードを適応的に制御する技術が必要不可欠である. 本論文では, 空間モードの適応制御技術としてプログレッシブ位相共役 (Progressive Phase Conjugation : PPC) 技術を提案し, PPC を活用した空間モードの波面補償方法について提案する. これらの詳細は次章で展開する.

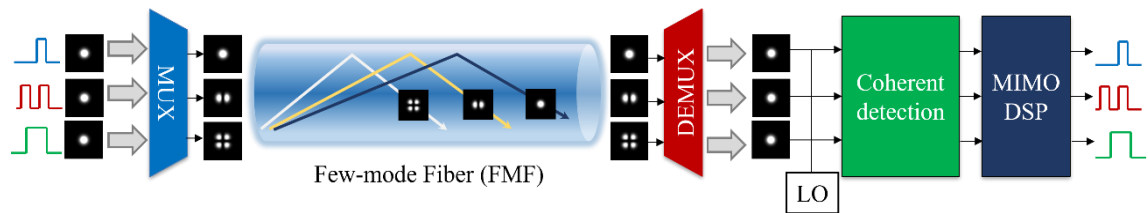


図 2.6 FMF 伝送システムの構成.

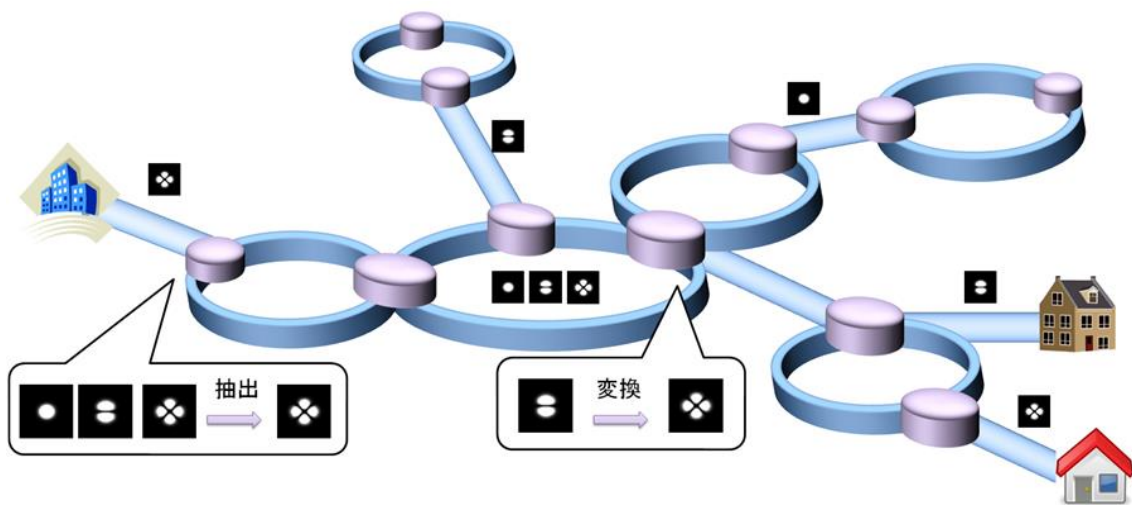


図 2.7 空間モードのフォトニックネットワーク.

2.5 モード分散

前節では、MIMO-DSP の計算コストは DMD の量に応じて増加すると述べた。DMD は、伝搬モード間の相対的な群遅延として定義され、モード分散の主な原因である[33]。図 2.8 に示すように、FMF では複数のモードが伝送されるが、各モードはそれぞれ異なる群伝送速度でファイバを伝搬するため、モードが伝送する情報がファイバの端に到達するタイミングは異なる。そのため、ファイバ内で複数のモードが伝播する光パルスは、ファイバの端で複数のパルスに分散し、情報の伝送タイミングにバラツキを生じさせることが原因で、この現象がモード分散と呼ばれる。より高い信号速度を達成しようとする、モード分散による主な影響は、符号間干渉 (Inter-symbol interference : ISI) [34]の増加である。これは、高いデータレートや長い伝送距離で特に顕著であり、様々なモードの到着時間が数十シンボルも異なる可能性がある。これは、達成可能なビット誤り率 (Bit Error Rate : BER) の低下を引き起こし、システムの全体的な性能に悪影響を与える。過去にはモード分散による ISI を緩和するために電氣的等化が使用されてきた[35]。モード分散を低減するためには、光パルスがファイバに入射する際に、所望のメインモードのみを励起することが重要である。これを実現する一つの方法は、空間光変調器 (spatial light modulator : SLM) を使用して光の電界に空間フィルタリングを行うことである。この方法は、光パルスが特定のモードに限定されるようにすることで、モード分散を著しく低減させることができる。また、光ファイバの設計を最適化することで、モード間の群速度差を最小限に抑えることも可能である。これにより、伝送距離が長くても高いデータレートを維持することができる。さらに、MIMO-DSP 技術の進化により、受信側での高度な信号処理を通じて、モード分散による影響を補償する手法が開発されている。これにより、複数のモードを効率的に利用しつつ、モード分散による負の影響を緩和することが可能になる。モード分散は、特に多モード光ファイバシステムにおいて重要な課題である。モード分散を効果的に管理し、低減することは、高いデータレートと長距離伝送の実現に不可欠である。SLM の使用、光ファイバの設計最適化、および進化する MIMO-DSP 技術は、モード分散に対処し、次世代のファイバ通信システムの性能を向上させるための重要な手段である。

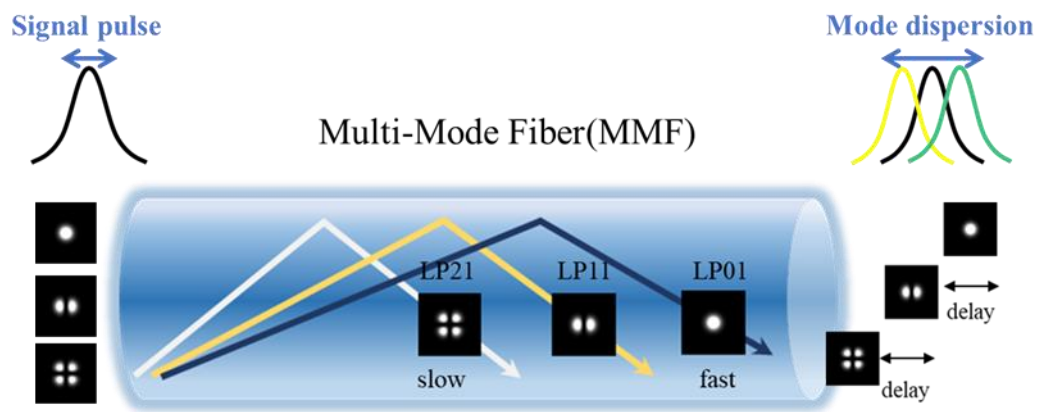


図 2.8 モード分散の概念図.

2.6 まとめ

本章では、次世代大容量光通信システムの根幹を担う多重化技術として期待されている SDM について、複数検討されている伝送形態それぞれの概要と特徴を述べた。次に、光ファイバの構造と分類を紹介した。非線形シャノン効果やファイバヒューズ現象により、SMF の容量限界に近づいているとされている。SDM 技術は、この容量限界を超えるための代替解決策として提案されており、FMF, MMF, MCF を使用した MDM とコア多重がその主要なアプローチである。これにより、コアやモードの数に比例して容量を向上させることが可能になる。最後に、本章では空間モードの概念と、MDM 伝送システムの構造と動作について詳しく説明する。群遅延、モード分散、そしてこれらの現象が MMF の長距離伝送性能に与える影響について議論する。特に、モード分散は MMF システムの重要な課題であり、異なる群伝送速度を持つ複数のモードが伝送する情報がファイバの端に異なるタイミングで到達することで生じる。これは、ISI の増加や BER の低下を引き起こし、システムの全体的な性能に悪影響を与える。モード分散を低減するための方法としては、SLM の使用、光ファイバの設計最適化、MIMO-DSP 技術の進化などがある。これらの技術により、特定のモードのみを励起し、モード間の群速度差を最小限に抑え、受信側での高度な信号処理を通じてモード分散による影響を補償することが可能になる。

本章は、光ファイバ通信技術の進化、特に SDM 技術とモード分散の課題およびその低減方法に焦点を当て、次世代のファイバ通信システムの性能向上に向けた技術的取り組みを概説している。

参考文献

- [1] Karamjit Kaur, Hardeep. “Analysis of Single-Mode Fiber Link Performance for Attenuation in Long-Haul Optical Networks,” *Journal of Optical Communications*, 2016.
- [2] André Souza, Bruno Correia, Antonio Napoli, Vittorio Curri, Nelson Costa, João Pedro, and João Pires. “Cost analysis of ultrawideband transmission in optical networks,” *Journal of Optical Communications and Networking*, 2024.
- [3] Rostami, S Makouei. “A Novel Multiclad Single Mode Optical Fibers for Broadband Optical Networks,” *Advances in Solid State Circuit Technologies*, 2010.
- [4] Govind P Agrawal, “Fiber-Optic Communication Systems,” 2002.
- [5] Marco Secondini and Enrico Forestieri. “The limits of the nonlinear Shannon limit,” *Optical Fiber Communication Conference*, 2016.
- [6] ShinIchi Todoroki. “Transient propagation mode of fiber fuse leaving no voids,” *Optics Express*, 2005.
- [7] CE Shannon. “A Mathematical Theory of Communication,” *The Bell System Technical Journal*, 1948.
- [8] Fathy M Mustafa, Mohamed M Abdelhalim, Moustafa H Aly and Tamer M Barakat. “Dispersion compensation analysis of optical fiber link using cascaded apodized FBGs hybrid with maximum time division multiplexing transmission technique,” *Optical and Quantum Electronics*, 2021.
- [9] J Crisp and B Elliott. “Introduction to fiber optics (3rd edition),” Elsevier publisher, 2005.
- [10] I Jacobs. “Optical fiber communication technology and system overview,” *Trends in Optical Fibre Metrology and Standards*, 2005.
- [11] K Saitoh and S Matsuo. “Multicore fibers for large capacity transmission,” *Nanophotonics*, 2013.
- [12] K Saitoh and S Matsuo. “Multicore fibers technology,” *J. Light. Technol*, 2016.
- [13] T Hayashi, Y Tamura, T Hasegawa, T Nakanishi, and T Taru. “Coupled multi-core optical fiber suitable for long-haul transmission,” *Sei Technical review*, 2017.
- [14] RM Kingsta and RS Selvakumari. “A review on coupled and uncoupled multicore fibers for future ultra-high capacity optical communication,” *Optik-International journal for light and electron optics*, 2019.
- [15] Garima Singh, Gurjit Kaur. “Design of 21-core trench and air-hole assisted multi-core fiber for high speed optical communication,” *Optical Engineering*, 2021.
- [16] Mingqing Zuo, Dawei Ge, Yuyang Gao, Jian Cui, Shuailuo Huang, Rui Zhou, Qiang Guo, Yin Zhang, Ding Zhang, Xinhua Xiao, Lei Shen, Dong Wang, Yunbo Li, Liuyan Han, Lei Zhang,

- Xiaobo Lan, Dechao Zhang, Han Li, Yongqi He, Zhangyuan Chen, and Juhao Li. “3-mode Real-time MDM Transmission Using Single-mode OTN Transceivers over 300 km Weakly-coupled FMF,” Optical Fiber Communication Conference, 2022.
- [17] Ruiting Cheng, Qichen He, Mingqing Zuo, Yu Yang, Chuyu Peng, Zhangyuan Chen, Yongqi He, and Juhao Li. “Low-CD weakly-coupled FMF for short-reach IM/DD MDM transmission,” Optics Express, 2023.
- [18] Alessandro Corsi, Jun Ho Chang, Leslie A. Rusch, Sophie LaRochelle. “Design of Highly Elliptical Core Ten-Mode Fiber for Space Division Multiplexing With 2×2 MIMO,” IEEE Photonics Journal, 2019.
- [19] Florence Y. M. Chan, Alan Pak Tao Lau, and Hwa-Yaw Tam. “Mode coupling dynamics and communication strategies for multi-core fiber systems,” Optics Express, 2012.
- [20] D Gloge. “Weakly guiding fibers,” Appl. Opt. 1971.
- [21] S Pillay, D Kumar, and HA A-Rashid. “Weakly guiding fibers and LP modes in circular and elliptical waveguides,” Journal of electromagnetic analysis and applications, 2013.
- [22] J Qian and W Huang. “LP modes and ideal modes on optical fiber,” J. Light. Technol. 1986.
- [23] T Yamaguchi, S Miura, and Y Kokubun. “Demonstration of true-eigenmode propagation in few-mode fibers by selective LP mode excitation and near-field observation,” IEICE Electron. Expr. 2018.
- [24] S Chandrasekhar, AH Gnauck, X Liu, PJ Winzer, Y Pan, EC Burrows, B Zhu, TF Taunay, M Fishteyn, MF Yan, JM Fini, EM Monberg, and FV Dimarcello. “WDM/SDM transmission of 10×128 -Gb/s PDM-QPSK over 2688-km 7-core fiber with a per-fiber net aggregate spectral-efficiency distance product of 40,320 kmb/s/Hz,” 37th European Conference and Exhibition on Optical Communication, 2011.
- [25] H Hu, MP Yankov, FD Ros, Y Amma, Y Sasaki, T Mizuno, Y Miyamoto, M Galili, S Forchhammer, LK Oxenlowe, and T Morioka. “Ultrahigh-spectral-efficiency WDM/SDM transmission using PDM-1024-QAM probabilistic shaping with adaptive rate,” J. Light. Technol. 2018.
- [26] K Igarashi, D Soma, K Takeshima, and T Tsuritani. “Selective mode multiplexer based on phase plates and Mach-Zehnder interferometer with image inversion function,” Opt. Express, 2015.
- [27] G Labroille, B Denolle, P Jian, P Genevaux, N Treps, and JF Morizur. “Efficient and mode selective spatial mode multiplexer based on multi-plane light conversion,” Opt. Express, 2014.
- [28] N Fontaine, R Ryf, H Chen, D Neilson, and J Carpenter. “Design of high order mode-multiplexers using multiplane light conversion,” European Conference on Optical Communication, 2017.

- [29] T Sakamoto, T Mori, T Yamamoto, and S Tomita. “Differential mode delay managed transmission line for wide-band WDM-MIMO system using multi-step index fiber,” *J. Light. Technol.*, 2012.
- [30] D Soma, Y Wakayama, K Igarashi, and T Tsuritani. “Partial MIMO-based 10-Mode-multiplexed transmission over 81km weakly-coupled few-mode fiber,” *Optical Fiber Communications Conference*, 2017.
- [31] Y Wakayama, A Okamoto, K Kawabata, A Tomita, and K Sato. “Mode demultiplexer using angularly multiplexed volume holograms,” *Opt. Express*, 2013.
- [32] K Aoki, A Okamoto, Y Wakayama, A Tomita, and S Honma. “Selective multimode excitation using volume holographic mode multiplexer,” *Opt. Lett.*, 2013.
- [33] Saleh Chebaane; Habib Fathallah; Hussein Seleem; Mohsen Machhout. “Proposed Raised Cosine FMF for Dispersion Management in Next-Generation Optical Networks,” *IEEE Photonics Journal*, 2016.
- [34] Xiaohong Zhang, Min Lin, Shalini Sharma, Shaweta Khanna, Pljonkin Anton Pavlovich. “Optical fiber deformation and vibration monitoring at distinct data rates with distinct photo-detectors devices,” *Journal of Vibroengineering*, 2021.
- [35] Alaan Ghazi, Alaa Fareed, Tendai Masunda, SA Aljunid, Syed Zulkarnain Syed Idrus, Angela Amphawan, Aras Al-dawoodi, CB M Rashidi and Ibrahim Eskandar Ibrahim Fadhel. “Spiral-Phased Laguerre-Gaussian Modes Generation in SWDM over Few Mode Fiber based on Electrical Equalization,” *Journal of Physics: Conference Series*, 2020.

第 3 章

プログレッシブ位相共役

3.1 はじめに

レーザの発明により人類がコヒーレントな光を獲得して以来，光を波として取り扱う技術が目覚ましい発展を遂げてきた．これまで数十年に渡り研究や開発が行われてきた光学素子は基本的に光の強度のみを扱うものである．それに対し，1947年に Gabor によって発見されたホログラフィは複素振幅全ての情報を透過率分布または屈折率分布としてエンコードすることができる．コヒーレント光の登場により光の干渉を記録することができるようになり，光波の完全な再生による3次元表示の実現を予感させた．このことは，これまで盛んに開発されてきた強度のみを扱う光学的なデバイス，例えば，液晶や電荷結合素子（charge-coupled device : CCD），相補型金属酸化膜半導体（Complementary Metal Oxide Semiconductor : CMOS）カメラなどをそのまま用いることで複素振幅の制御が可能であることを意味している．具体的には，4K や 8K と呼ばれるような非常に高い解像度での光学的画像処理演算，表示，取得が可能となっている[1]．このような，デジタル化されたホログラフィ技術は上記した複素振幅ベースのインターフェースとしても用いることができる．今日までに，多種多様な研究領域で光の波としての性質を制御する技術が活用されているが，近年では特に，電子的な制御により光波面を変調と計測する技術の発展が目覚ましい．撮像素子を介して計算機に取り込んだ干渉縞強度分布から波面情報を再生するデジタルホログラフィ[2-8]や，計算機上で構築したホログラムパターンを実光学系に再現し，回折により所望の波面を得る計算機合成ホログラム（computer-generated hologram : CGH）[9-12]などがその代表であり，現在までに数多くのアプリケーションが提案されている．これらの技

術を活用して光波の強度に加えて位相も制御対象とすることにより、光ディスクや光通信など光を情報のキャリアとして制御する分野において取り扱う情報量の飛躍的な拡大が実現されている。他にも、波面整形技術はレーザ加工[13]や光ピンセットの制御[14]などに活用されており、等位相面を傾けることによる方路制御は光通信網におけるスイッチとして非常に重要な役割を果たしている[15]。一方で、光波面を計測する技術は、物体の三次元形状計測[16]の他にも、気体の揺らぎ計測[17]や、定量位相計測による腫瘍の検出[18]など、強度だけでは得られなかった新たな情報の獲得を可能としている。また、変調と計測を組み合わせることにより、光学顕微鏡や望遠鏡における位相歪みの補償[19,20]や、シングルショットでの光断層撮影[21]など、既存の技術に対する高性能化や新たな機能の提供などが実現されている。波面制御を実現するデバイスについては、用途に応じて様々なものが利用されている。代表的な素子は液晶であり、光波の偏光方位の制御による強度分布の変調や、屈折率の空間的な制御による位相分布の変調などに広く用いられている。近年では、シリコン基板上に構築した CMOS 回路と液晶を組み合わせた反射型液晶プロジェクター (liquid crystal on silicon : LCOS) デバイス[22]や、微小電気機械システム (Micro Electro Mechanical Systems : MEMS) 技術を利用した高速な変調が可能なデジタルミラーデバイス (digital micromirror device : DMD) [23]などが注目されている。他にも、CGH をはじめとした回折光学素子や、導波路上で位相分布を変調する光フェーズドアレイ[24]、最適化した位相構造による変調と空間伝搬の繰り返しにより変調と合分波を同時に実現する機能を持たせた多面光波変換法 (multi-plane light conversion : MPLC) [25]、人工的に形成された波長よりも細かい微細構造に現れる負の屈折率により従来の限界を超えた波面制御を可能とする光メタサーフェス[26]など多種多様な素子が存在する。

本章では、本研究で提案するプログレッシブ位相共役を実現するために必要となる基礎理論や要素技術について述べる。以下に、各節の内容について記す。

3.2 節では、複素振幅制御及び位相共役光の生成の基礎となるホログラフィについて述べる。3.3 節では、本研究テーマの根幹を成す位相共役光学[27,28]について述べる。まず、その基本的な概念について説明する。次に、位相共役光の生成法について、純光学的手法である 4 光波混合及びデジタル的手法であるデジタル位相共役 (Digital Phase Conjugation : DPC) について述べる。3.4 節では、光波の複素振幅分布 2 次元イメージセンサ等を介してデジタルデータとして取得できるデジタルホログラフィ (Digital Holography : DH) について述べる。DH においても、これまで様々なタイプのが提案されてきたが、ここでは、本研究で実際に用いるフーリエ編解析法と位相シフトデジタルホログラフィ (Phase Shifting Digital holography : PSDH) に焦点を当てる。そして、本手法で用いるプログレッシブ位相共役 (Progressive Phase Conjugation : PPC) について述べる。

3.2 位相共役光の性質

本節では、位相共役光の性質について述べる．まず、以下の式で表される 2 つの光波が与えられる．

$$E_{in}(\mathbf{r}, t) = A_{in} \exp[i(\omega t - k_{in} z)] + c. c. \quad (3.1)$$

$$E_{out}(\mathbf{r}, t) = A_{out} \exp[i(\omega t - k_{out} z)] + c. c. \quad (3.2)$$

ここで、 A_{in} と A_{out} は振幅、 k_{in} と k_{out} は波数、 ω は周波数、 z は伝搬方向を示す．

$A_{in} = A_{out}^*$ 、 $k_{in} = -k_{out}$ を満たす場合、 E_{out} は E_{in} の位相共役光となる．このとき、次式が成り立つ．

$$E_{in}(\mathbf{r}, t) = E_{out}(\mathbf{r}, -t) \quad (3.3)$$

つまり、波面の形状は変わらず、時間軸だけが反転する．このように、波面の形状を変えずに伝搬方向だけを反転させるミラーを位相共役ミラーと呼ばれる．

具体例を図 3.1 に示す．平面波が位相物体を通過し、反射物体で反射されるとき、位相物体に入射する平面波は次式で表される．

$$O = A(x, y) \exp[i(kz - \omega t)] \quad (3.4)$$

ここで、 k は z 方向の平面波の波数である．光波が位相物体を通過するとき、それは次式で表される．

$$O' = A'(x, y) \exp[i(kz - \omega t + \varphi(x, y))] \quad (3.5)$$

ここで、 φ は位相物体によってねじられた位相である．

図 3.1 に示すように、通常の鏡の場合、入射波面の伝搬方向は鏡面によって折り返され、このときの反射光 R は次のようになる．

$$R = A(x, y) \exp[i(-kz - \omega t + \varphi(x, y))] \quad (3.6)$$

一方、 O' が位相共役鏡に入射すると、反射光は次のようになる．

$$R = A^*(x, y) \exp[-i(kz - \omega t + \varphi(x, y))] \quad (3.7)$$

反射光に関しては、波面の形状は変わらず、伝播方向だけが反転する．したがって、反射光は入射光とまったく同じ経路をたどる．この波が再び同じ位相の物体を通過すると、次のようになる．

$$R' = A^*(x, y) \exp[-i(kz - \omega t)] \quad (3.8)$$

となり、位相体の位相歪みと反射光の位相歪みが打ち消し合う。

位相共役光とは元の光波に対して、複素共役な複素振幅を持つ光波のことであり、複素振幅における空間位相分布はそのままに、進行方向を示す符号が反転した光波であると言える。このことから、位相共役光は時間反転光とも呼ばれる。

位相共役波はその時間反転性により、歪んだ波面の補償効果をもたらす。この効果を解かりやすく説明するため、図 3.1 に示すように、ミラーまたは位相共役鏡に対して光波は入射する系を考える。そして、入射波は屈折 n の物体を通過することで部分的に遅延が生じ、波面が変調される。この時、通常ミラーの場合、反射光の時間項は反転せず、そのまま反射されるため、再度同じ物体を通過することで波面の変調量は 2 倍となる。対して、位相共役光の場合、時間項が反転されるため再度同じ物体を通過することで波面の変調が相殺される。この特性を利用することで、MMF の位相歪みを除去し、空間モードの歪みを補償することができる。

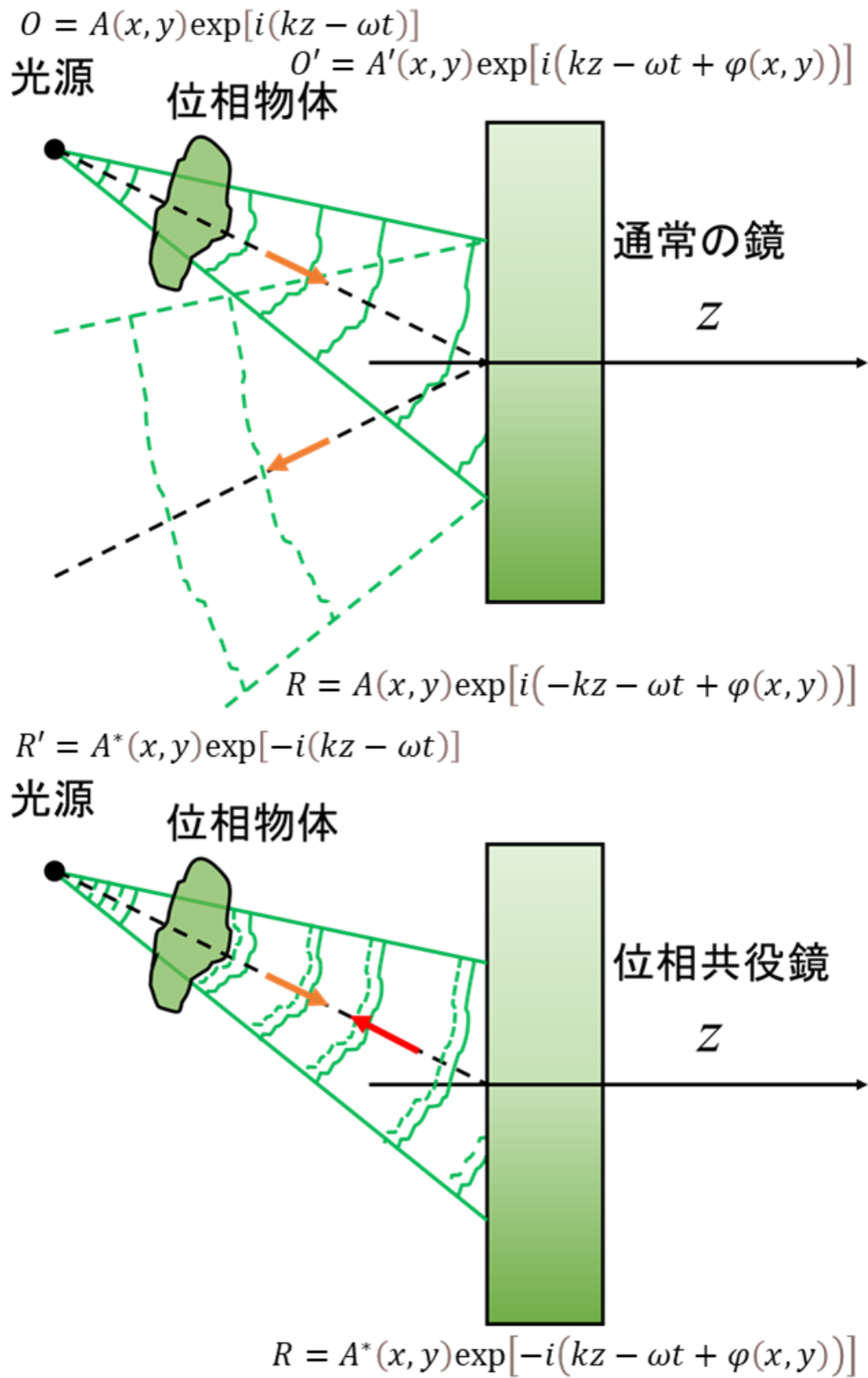


図 3.1 位相共役光の波面補償特性

3.3 位相共役光の生成

ここでは、位相共役光を生成する代表的な方法として、縮退 4 波長混合、自励式縮退 4 波長混合、デジタル光位相共役 (digital optical phase conjugation : DOPC) について簡単に説明し、その特徴を述べる。また、これらの技術を光通信に用いる場合の問題点についても明らかにする。

3.3.1 非線形光学媒質による生成

純光学的な位相共役光の生成方法として代表的な 4 光波混合[29]について述べる。図 3.2 に縮退 4 光波混合における各光波および結晶の配置を示す。この結晶は等方性媒質であるとする。以下では、縮退 4 光波混合を動的な体積ホログラムとして捉え、説明する。まず、結晶に対して同じ周波数 ω を持つ次式で示される 3 つのポンプ光をちょうど対向するように入射する。

$$\mathbf{E}_1 = \frac{1}{2} \mathbf{A}_1 \exp\{i(\omega t - \mathbf{k}_1 \times \mathbf{r})\} + c. c. \quad (3.9)$$

$$\mathbf{E}_2 = \frac{1}{2} \mathbf{A}_2 \exp\{i(\omega t - \mathbf{k}_2 \times \mathbf{r})\} + c. c. \quad (3.10)$$

$$\mathbf{E}_3 = \frac{1}{2} \mathbf{A}_3 \exp\{i(\omega t - k_3 z)\} + c. c. \quad (3.11)$$

ここで、 $\mathbf{E}_1$, $\mathbf{E}_2$, $\mathbf{E}_3$ は、それぞれ前方ポンプ光、後方ポンプ光、プローブ光と呼ばれる。前方ポンプ光と後方ポンプ光は互いに逆向きに入射する。これら 3 つの光波によって形成される非線形偏光は次式で表される。

$$\mathbf{P} = A(\mathbf{A}_1 \times \mathbf{A}_3^*)\mathbf{A}_2 + A(\mathbf{A}_2 \times \mathbf{A}_3^*)\mathbf{A}_1 + 2C(\mathbf{A}_1 \times \mathbf{A}_2)\mathbf{A}_3 \quad (3.12)$$

式 3.12 の第 1 項は、前方ポンプ光とプローブ光によって回折格子が形成され、後方ポンプ光がブラッグ回折され、新たな信号光が生成される過程を示している。生成された光波はプローブ光波長の位相共役光波である。

$$\mathbf{E}_4 = \frac{1}{2} \mathbf{A}_4 \exp\{i(\omega t + k_4 z)\} + c. c. \quad (3.13)$$

縮退 4 波混合では、非線形媒質中に回折格子を形成する必要があるが、4 波混合で使用する非線形媒質は書き換えができず、書き換えができて時間もかかる。そのため、プローブ

光が変化すると、位相共役光が生成できない、あるいは生成に時間がかかるという欠点がある。また、ポンプ光とプローブ光は干渉するため、2つの光波は高いコヒーレンスを持つ必要があるが、光通信などの光源と非線形媒質が離れている場合、ポンプ光を用意することが難しい。

図 3.3 は、自励縮退 4 波混合による位相共役光生成の概念図である。この光学系では、2枚のミラーで光共振器が構成されている。この時、非線形媒質に入射する光波はプローブ光のみである。非線形媒質に入射したプローブ光の散乱光は、光共振器によって順方向ポンプ光および逆方向ポンプ光として作用し、ポンプ光とプローブ光が回折格子を形成して、前節と同様に位相共役光を生成する。ポンプ光は自励式であるため、外部からのポンプ光を用いることなく位相共役を発生させることができる。しかし、前節と同様にプローブ光が変化したときの応答時間が長いという欠点がある。

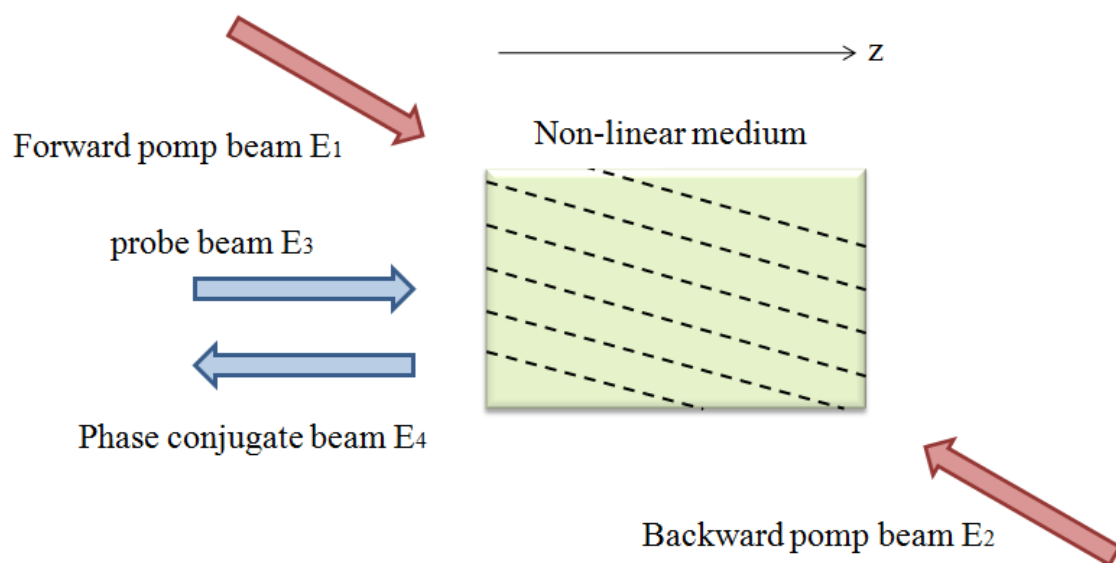


図 3.2 縮退 4 波混合による位相共役光の生成.

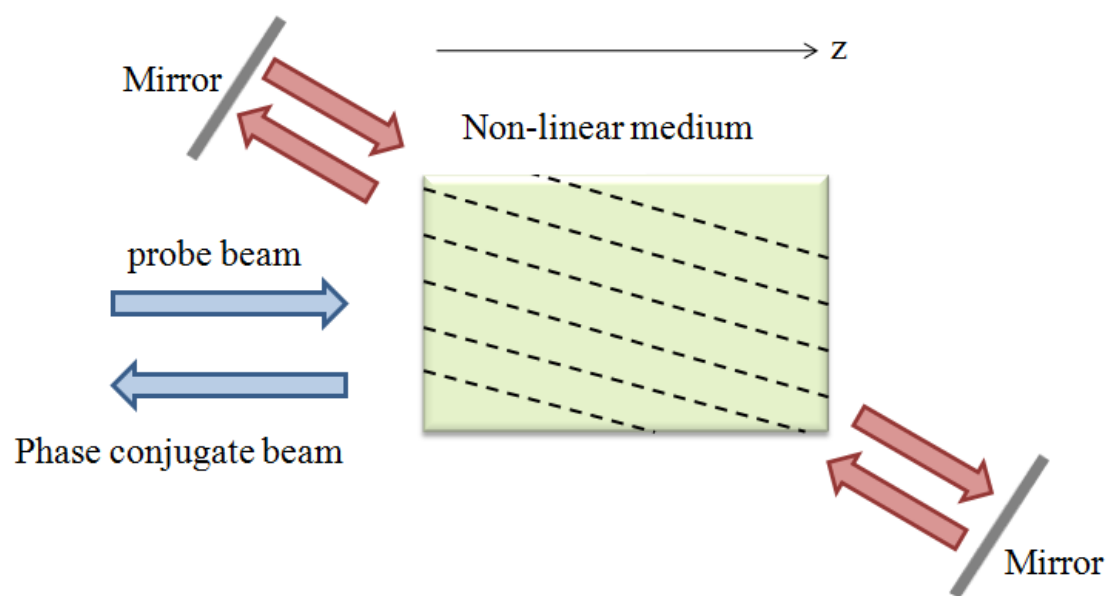


図 3.3 自励縮退 4 波混合による位相共役ビームの生成.

3.3.2 デジタル位相共役

デジタル処理によって位相共役光を生成する DPC[27,30]について述べる．図 3.4 に DPC の概念図を示す．まず，位相物体によって変調された入射光は複素振幅検出技術によってデジタルデータとして計算機に取り込まれる．具体的には，入射光は平面波である参照光と同時に 2 次元イメージセンサに入射する．この時，入射光と参照光重ね合わされた干渉縞が形成され，その強度分布が撮像される．そして，フーリエ縞解析等の複素振幅復調のためのアルゴリズムが実行され，複素振幅分布が得られる．次に，符号が反転した位相画像を位相型空間光変調器(Phase-type Spatial Light Modulator : PSLM)に表示する．そして，PSLM に計測時の参照光と同様の再生光を照射する．再生光は PSLM によって回折され，位相共役光となる．回折された位相共役光は 4 光波混合の時と同様に，再度，位相物体を通過した際に復調されて元の平面波に戻る．以上が文献[30]で示されている DPC の手順であるが，この方式では，位相共役光は，位相分布しか再現されておらず完全ではない．そこで，複素振幅生成技術によって強度と位相の両方を再現することでよりフィデリティの高い位相共役光が生成可能となる．このような複素振幅型の DPC によるフィデリティの向上は著者の研究グループによって実証と報告されている[28]．このように，DPC は前述の 4 光波混合で問題となる使用波長の制限，シビアな位相整合条件等に起因する光学的自由度の低下を克服することができる．しかし，一般的に，計算機を介すデジタル処理は高速な非線形光学媒質の反応速度と比べて遅い．これを解決するための高速な DPC システムも提案されている[31]．また，DPC は生体のイメージングへの応用に向けた研究が盛んに行われている．

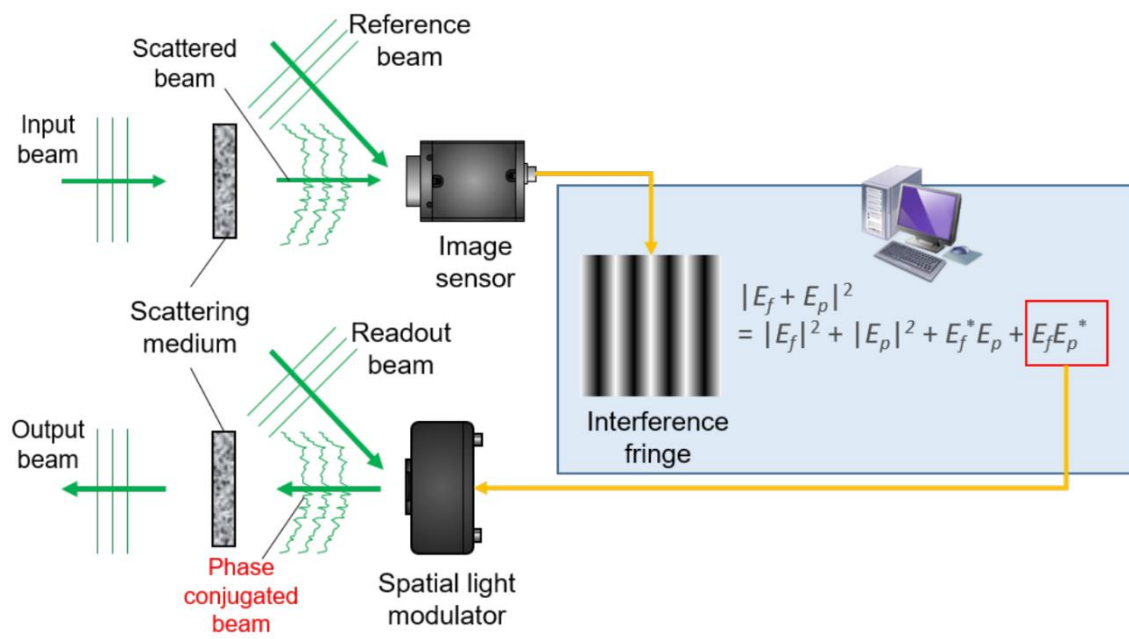


図 3.4 デジタル位相共役の概念図

3.4 複素振幅の検出

高性能な DOPC システムを実現するためには、高速でリファレンスフリーの位相検出技術を開発する必要がある。複素振幅の生成手法については計算機によって生成された所望の複素振幅を物理的な光学系上に複製するためのインターフェースである。以下では、複素振幅の検出について述べる。つまり、以下に述べる手法は、デジタルホログラフィ[32-34]を基礎とした物理的な光学系上で光学処理された複素振幅を計算機上に複製するためのインターフェースである。

3.4.1 位相シフトデジタルホログラフィ

PSDH[35,36]は位相シフト干渉[37]に基づいて、強度情報と位相情報を含む光複素振幅分布を検出する。フーリエ縞解析では、物体光と参照光を異なる角度で入射させることで、物体光と直流成分を空間的に分離した。それに対し、PSDH は物体光と参照光の間の位相差を変位させながら複数のホログラムをイメージセンサで撮像し、それらの差分をとることで直流成分を除去する。位相シフト干渉法（Phase Shift Interferometry : PSI）とは、イメージセンサ上で信号光と参照光を干渉させ、その干渉縞から位相を算出する技術である。

干渉縞の強度から位相を計算する過程は、数式を用いて以下に説明される。信号光と参照光は次の式で表される。

$$A \exp(i\phi_A) \quad (3.14)$$

$$R \exp\{i(\phi_R - \delta)\} \quad (3.15)$$

ここで、 A と R は振幅、 ϕ_A と ϕ_R は位相、 δ は位相シフトを表す。

信号光と参照光が干渉したときの強度分布 I は次のようになる。

$$\begin{aligned} I &= |A \exp(i\phi_A) + R \exp\{i(\phi_R - \delta)\}|^2 \\ &= A^2 + R^2 + A R \exp\{i(\phi_A - \phi_R + \delta)\} + A R \exp\{-i(\phi_A - \phi_R + \delta)\} \\ &= A^2 + R^2 + A R [\exp\{i(\phi_A - \phi_R + \delta)\} + \exp\{-i(\phi_A - \phi_R + \delta)\}] \end{aligned} \quad (3.16)$$

この時、オイラーの公式から

$$\exp\{i(\phi_A - \phi_R + \delta)\} + \exp\{-i(\phi_A - \phi_R + \delta)\} = 2 \cos(\phi_A - \phi_R + \delta) \quad (3.17)$$

式 3.17 を式 3.16 に代入する。

$$I = A^2 + R^2 + 2AR \cos(\phi_A - \phi_R + \delta) \quad (3.18)$$

式 3.18 から、振幅 A と位相 ϕ は強度方程式に含まれるため、干渉縞の強度を測定することで振幅と位相を求めることができる。以上が PSI による位相測定の実理である。

ここで、この複素振幅の算出法は PSDH の中で最も良く用いられる 4 ステップアルゴリズム[38]と呼ばれるものである。さらに、必要な干渉縞強度を減らした 3 ステップアルゴリズム[39]や 2 ステップアルゴリズム[40]も提案されている。一般に、必要な干渉縞が少ないほど簡易な光学系となるが計測精度は劣化する。PSDH において、位相ずれを持った複数の干渉縞を取得するための手法として時間分割法[41,42]と空間分割法[43,44]の 2 つの方法が提案されているが、時間分割法では時間的な、空間分割法では空間的な参照光の変調が必要となる。以下では、これら 2 手法の動作原理について簡単に述べる。

A. 時間分割法

時間分割法による位相シフト干渉縞取得の概念図を図 3.5 に示す。時間分割法では、電圧印加により反射面の z 位置が変化するピエゾミラーなどを利用して参照光に位相シフトを与える。このとき、1 枚の干渉縞画像を取得した後に位相変調素子进行操作して位相シフトを与え、次の干渉縞画像を取得するというサイクルを繰り返すことから、複数の干渉縞を同一時間軸上で取得することができない。したがって、時間分割法では撮像素子のサンプリングレートに対して波面計測のサンプリングレートが低くなるうえ、1 枚の干渉縞画像取得から次の取得までの間に計測対象が変化すると波面再生精度が低下する。

B. 空間分割法

空間分割法では、図 3.6 に示すようなアレー型の位相シフト素子を用いて参照光に空間的な位相シフトを与える。素子が与える位相シフト量は周期的に変化しており、撮像素子により取得した干渉縞画像から同一の位相シフト量を有した画素を抽出し、それぞれに補間処理を行うことで複数の干渉縞画像を取得する。空間分割法では、1 回の撮像で複数の干渉縞画像を同時に取得することができるため、高速な波面計測が可能であるが、補間処理を必要とすることから空間分解能が犠牲となる。また、位相シフト素子の作製精度や撮像素子とのアライメントエラーが計測性能に影響するなど、実装に向けた課題も少なくない。

近年、新しい PSDH としてダイバーシティ法[45]が提案されている。ホログラフィックダイバーシティ干渉法 (holographic-diversity interferometry : HDI) は偏光制御による位相変調を効果的に使用することで、イメージセンサの空間分解能と同等の空間分解能と複数の位相シフト干渉縞のシングルショット検出を実現する。次の節で HDI を詳しく紹介する。

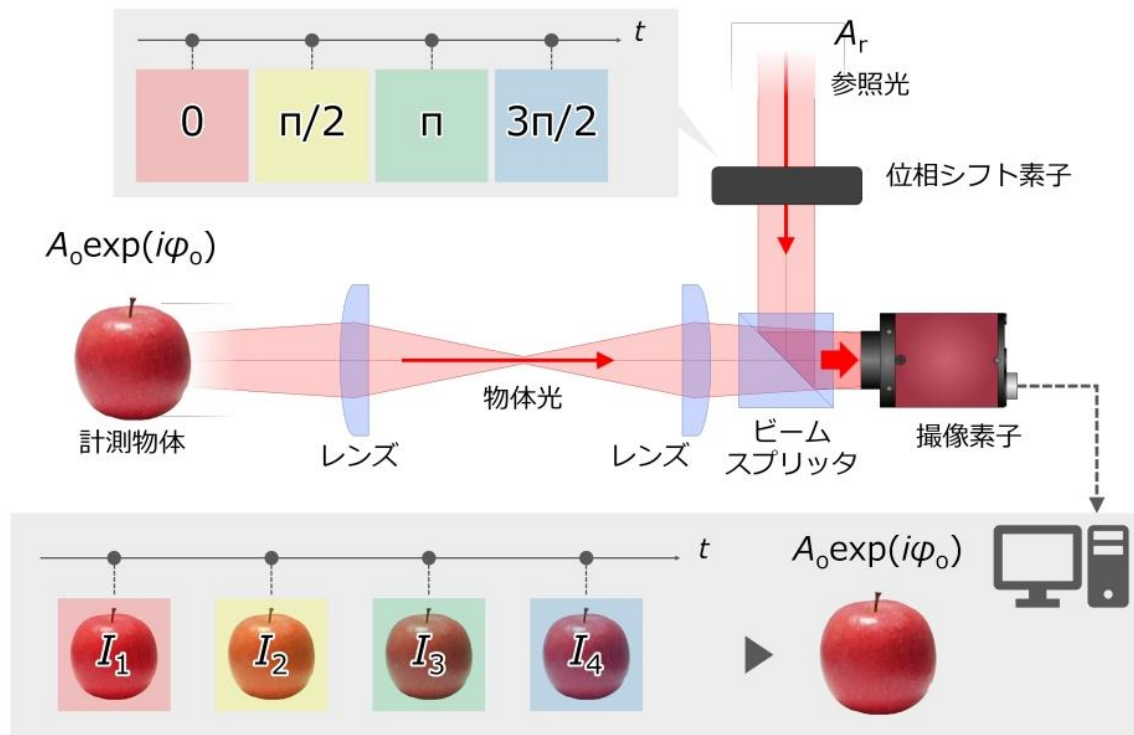


図 3.5 時間分割法による位相シフト干渉縞の取得.

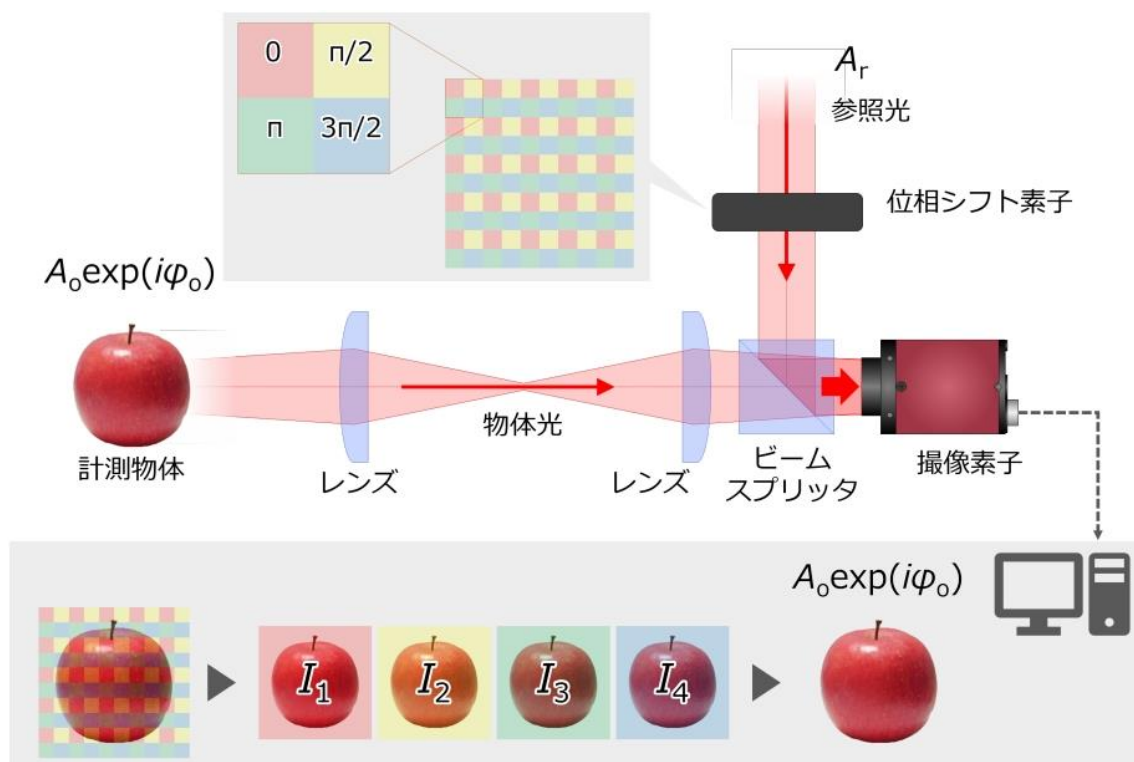


図 3.6 空間分割法による位相シフト干渉縞の取得.

3.4.2 ホログラフィックダイバーシティ干渉法

ここでは、高速と高精度な位相測定法である HDI について説明する。

ダイバーシティ法はその名のとおりに、複数の 2 次元イメージセンサを用いて複数の干渉縞を同時取得する。このため、時間分割法と同等の空間分解能かつ空間分割法と同等の時間分解能が得られる。このダイバーシティ法は HDI と呼ばれる干渉法によって実現される。HDI は、空間的に配置されたイメージャからの情報を 1 つの参照光照射によって合成し、光信号の複素振幅を再現する新しい手法である。この方法は、ハーフミラーと偏光板を用いた干渉効果を組み合わせることで、1 回の測定で信号の再構成に必要な、位相の異なる 4 つのホログラフィック干渉縞を生成することができる。HDI については、4 チャンネル法[40]と 2 チャンネル法[41]が提案されているが、ここでは簡単な光学系を用いた 2 チャンネル法について説明する。

図 3.7 に HDI の概念図を示す。HDI では、信号光は半波長板（half-wave plate : HWP）で水平方向に対して 45° に直線偏光され、参照光は 1/4 波長板（quarter-wave plate : QWP）で円偏光される。図 3.8 に示すように、 45° 直線偏光と円偏光を直交偏光成分に分解すると、いずれも振幅比は 1:1 であるが、 45° 直線偏光は同相であるのに対し、円偏光は直交偏光成分間に $\pi/2$ の位相差を有している。次に、信号光と参照光をビームスプリッタ（beam splitter : BS）で合成した後、偏光ビームスプリッタ（polarizing beam splitter : PBS）で分離する。この時、 45° 直線偏光を構成する P 偏光と S 偏光は同位相であるが、円偏光では S 偏光は P 偏光から $\pi/2$ だけずれている。PBS の透過方向（P 偏光）では位相差はないが、反射方向（S 偏光）では $\pi/2$ の位相差が生じる。このようにして、 $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ の位相シフトを有した 4 枚の干渉縞画像を同時に取得することができる。得られた干渉画像 $V_n(n=1,2,3,4)$ から、元の信号光の位相と振幅を計算アルゴリズムにより抽出する。

$$\phi(x, y) = \tan^{-1} \frac{\sum_n V_n \sin \alpha}{\sum_n V_n \cos \alpha} \quad (3.19)$$

$$A(x, y) \propto \sqrt{\left(\sum_n V_n \sin \alpha \right)^2 + \left(\sum_n V_n \cos \alpha \right)^2} \quad (3.20)$$

以上が HDI の原理である。ダイバーシティ法では時間分解能と空間分解能の両立が可能である。HDI は 4 つの撮像素子に同時に位相差のある干渉画像を生成するため、位相シフト量を空間的に分割する方法よりも高分解能で位相計測を実現できる。また、位相シフト量

を時間的に切り替える方法よりも高速に位相計測を実現できる．この計測方法を用いることで、空間モードの制御がより高速かつ高精度になる．しかし、撮像素子を複数用いることから光学系の大型化や撮像素子間のアライメント難度が高いなどの問題点がある．これらの問題点を解決する手法として 2 チャンネル HDI[46]及び 2 チャンネルアルゴリズム[47]が提案されている．2 チャンネル HDI は 2 台の撮像素子でダイバーシティ法を実現できるため、前述した問題点を緩和することができる．このように、PSDH は光複素振幅分布を高精度に測定できるため、適応光学[48,49]、表面形状計測[50,51]、光学顕微鏡[52-54]などの多くの分野で応用されている．

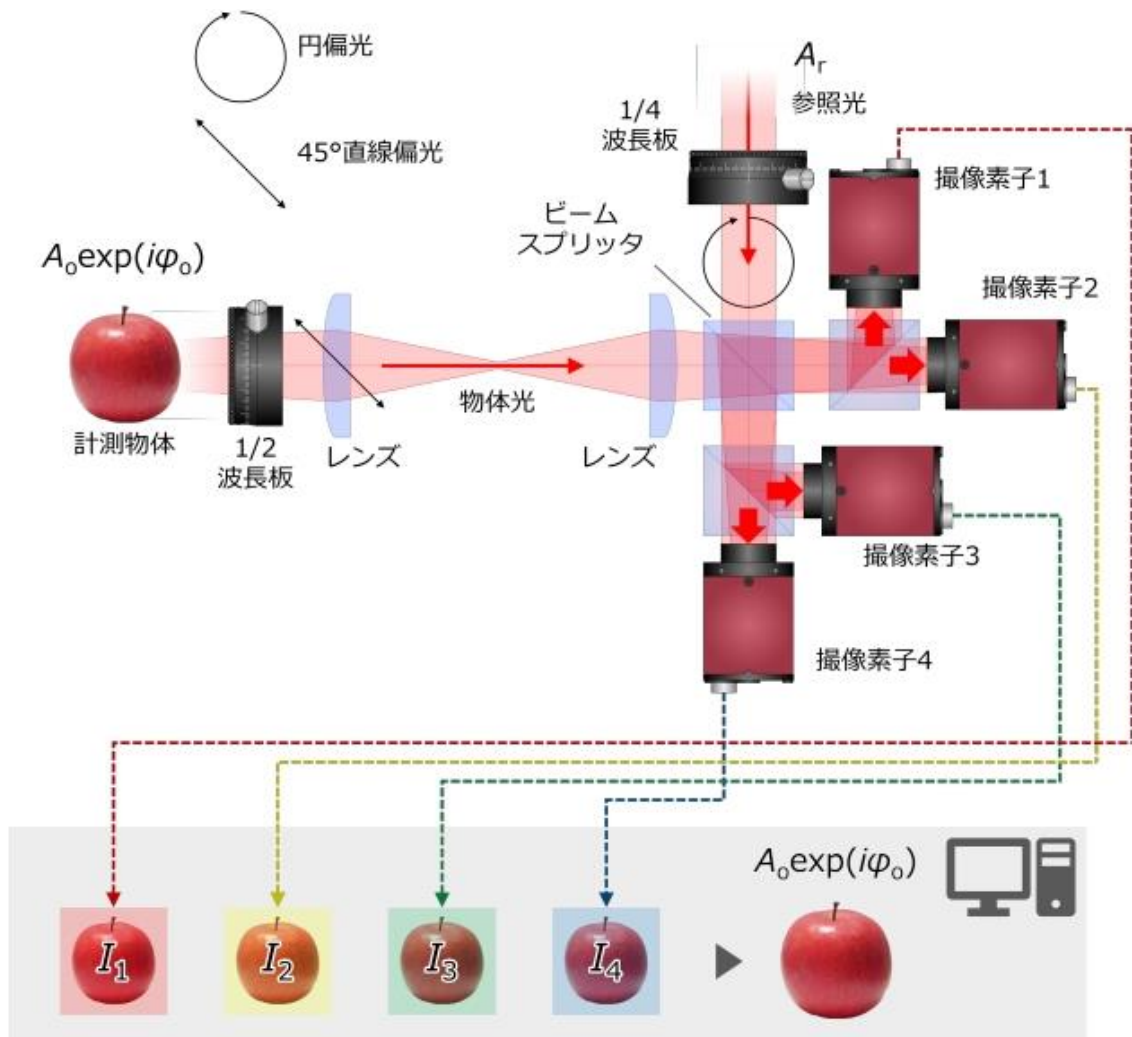
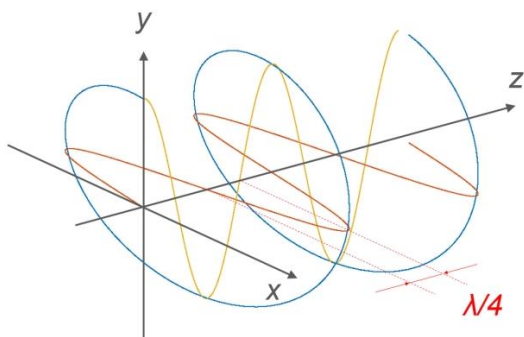


図 3.7 ダイバーシティ法による位相シフト干渉縞の取得.

(a)



(b)

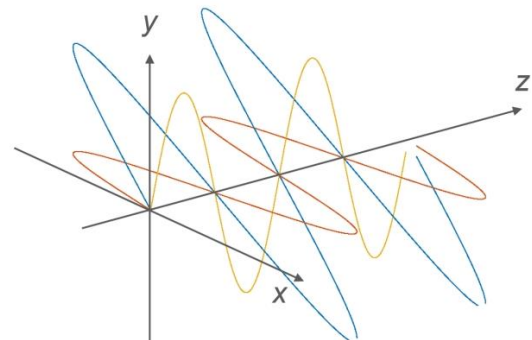


図 3.8 偏光制御によって生じる位相シフト. (a)円偏光, (b)45°直線偏光.

3.4.3 参照光不要型ホログラフィックダイバーシティ干渉法

本節では、参照光不要の位相検出を可能にする HDI の新しい構築法を提案する．光ファイバ[55-57]や大気等[58,59]の遠距離物体を介した場合，物体光との時間的なコヒーレンスが高い参照光を取得することは難しく，信号光の複素振幅分布を測定することはできない．光ファイバを伝搬した光波を検出するために，信号伝送経路とは別に参照光用の光ファイバを用いる方法[60]が提案されている．この手法は，計測システムが伝送チャネル資源を消費してしまう．そこで，この問題を解決するために参照光不要型ホログラフィックダイバーシティ干渉法（Reference-Free Holographic Diversity Interferometer : RF-HDI）[61,62]が提案されている．

図 3.9 に RF-HDI の概念図を示す．信号光は，HWP1 を通過した後，PBS1 により 2 つの光路に分割され，PBS1 と連動して分割された光波の強度比を調整する．PBS1 からの反射成分は，HWP2 によって水平方向に対して 45°に直線偏光され，L1 と L2 のレンズによって構成された 4f システムを通して 2 つの CCD イメージャに送られる．PBS1 から伝送された光波から空間フィルタを用いて直流の空間周波数成分を抽出し，抽出した成分を内部参照光として使用する．生成された内部参照光は QWP によって円偏光され，BS と PBS2 を経由して CCD イメージャに伝搬される．円偏光は直交する偏光成分で構成され，その位相差は直交するため，このシステムでは 2 つのイメージャで 90°の位相差を持つ 2 つのインターフュエログラムを同時に得ることができる．

信号光の複素振幅を検出するために，HDI 用に開発された 2 チャネルアルゴリズムを採用した．各イメージャ上の信号光と内部参照光の強度分布をキャプチャし，次のように格納する．

$$r_o = |A_{o2}|^2 / |A_{o1}|^2 \quad (3.21)$$

$$r_R = |A_{R2}|^2 / |A_{R1}|^2 \quad (3.22)$$

ここで， A_{o1} と A_{o2} は信号光の振幅， A_{R1} と A_{R2} は内部参照光の振幅，添え 1 と 2 はそれぞれ CCD1 と CCD2 を示す．

複素振幅は，2 つの干渉像，内部参照強度，式 3.21 と式 3.22 の強度比から計算される．CCD1 と CCD2 の干渉像は次のように書ける．

$$H_1 = I_1 + 2A_{o1}A_{R1} \cos \phi_1 \quad (3.23)$$

$$H_2 = I_2 + 2A_{o1}A_{R1} \sin \phi_2 \quad (3.24)$$

ここで，直流成分は次のように書かれる．

$$I_1 = [(r_O - r_R)A_{R1}^2 + I_2]/r_O \quad (3.25)$$

$$I_2 = (b - \sqrt{b^2 - ac})/a \quad (3.26)$$

ここで，

$$a = r_O^2 + r_O r_R \quad (3.27)$$

$$b = r_O r_R (r_O + r_R) A_{R1}^2 + r_O^2 r_R H_1 + r_O^2 H_2 \quad (3.28)$$

$$c = r_O^3 r_R H_1^2 - 2r_O^2 r_R (r_O - r_R) H_1 A_{R1}^2 + r_O r_R (r_O + r_R)^2 A_{R1}^4 + r_O^2 H_2^2 \quad (3.29)$$

式 3.23-式 3.29 から，信号光の複素振幅は次のように導かれる．

$$O = [H_1 - I_1 + i(H_2 - I_2)/\sqrt{r_O r_R}]/2 A_{R1} \quad (3.30)$$

強度比の条件が

$$|A_{R1}|^2/|A_{O1}|^2 > (r_O + r_R)/r_R \quad (3.31)$$

を満たす．被写体の状態変化によって内部参照強度が変動しても，再度内部参照強度を取り込むことで複素振幅 O を推定することができる．

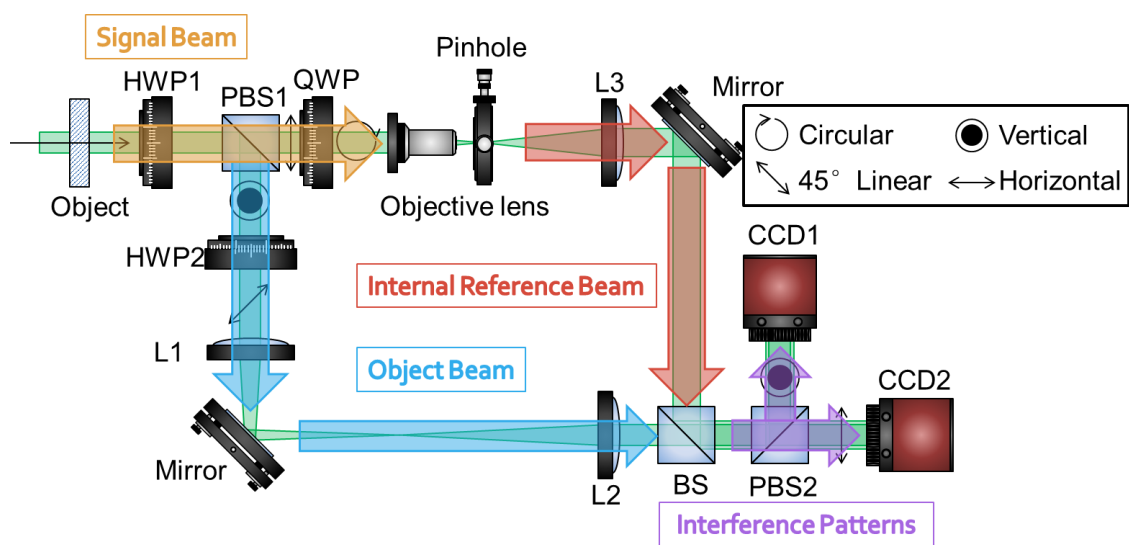


図 3.9 参照光不要型ホログラフィックダイバーシティ干渉法概念図.

3.5 プログレッシブ位相共役技術

前述した DPC では、位相物体によって変調された入射光を複素振幅検出技術によってデジタルデータとして計算機に取り込み、その共役な位相分布を SLM に表示して、光学系上に位相共役光を生成した。DPC では、入射光は平面波である参照光と同時に 2 次元イメージセンサに入射する必要がある。光ファイバや大気などの遠距離物体を介した場合、物体光との時間的なコヒーレンスが高い参照光を取得することは難しく、信号光の複素振幅分布を測定することはできない。そこで、この問題を解決するために PPC が提案されている。

図 3.10 に PPC の概念図を示す。PPC では、空間フィルタ、位相検出器、SLM を組み合わせて位相共役光を生成する。まず、信号光を BS で分割する。そして、分岐された信号光の一方から、空間フィルタを通して平面波成分を抽出する。抽出された平面波は信号光と高いコヒーレンスを持ち、平面波であるため、位相測定における参照光の要件を満たす。その結果、抽出された平面波は内部参照光として使用できる。BS によって分岐された信号光は、生成された内部参照光と干渉し、外部参照光を使用することなく、PSI を介して位相測定を行うことができる。次に、測定された位相に基づいてコンピュータ処理により位相共役分布を計算し、複素振幅生成法により SLM を用いて信号光の位相共役光を生成する。以上が PPC の動作原理である。

PPC は、DOPC のように信号光の変化に適応的に対応でき、自励縮退 4 波混合のように外部参照光を用いずに位相共役光を生成できる。このため、PPC は光通信における空間モードの変化に適応的に動作する位相共役技術を実現する。

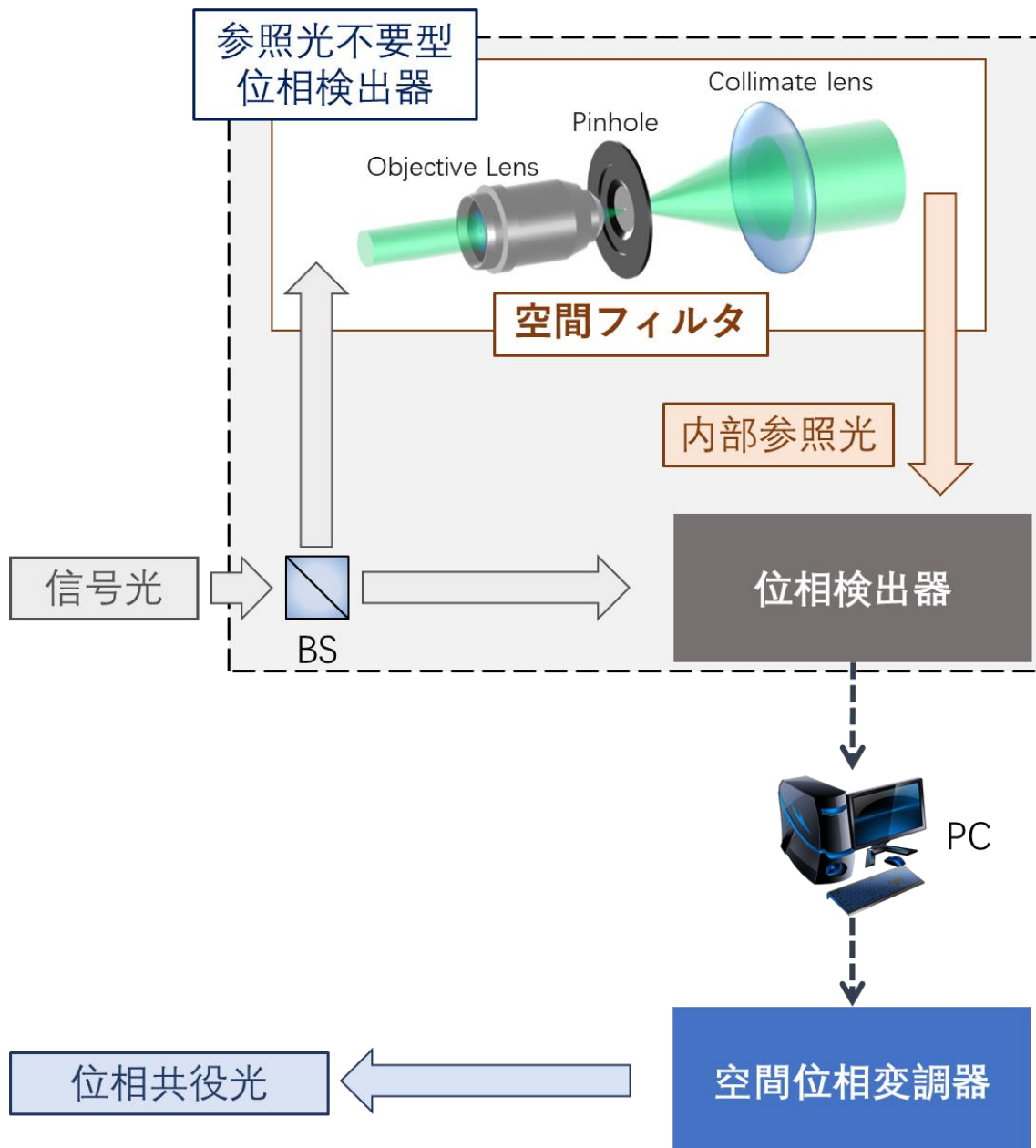


図 3.5 PPC による位相共役ビームの生成.

3.6 まとめ

本章では、本研究で提案するプログレッシブ位相共役を実現するために必要となる基礎理論や要素技術について述べた。まず、複素振幅制御と位相共役光の生成の基本となるホログラフィの基本原則について述べた。そして、複素振幅の検出技術として、位相シフトデジタルホログラフィについてその基本原則と動作について述べた。さらに、位相共役光の基本的な概念と性質について述べたのちに、位相共役光の全光学的な発生方法として、フォトリフラクティブ結晶を用いた 4 光波混合および空間光変調器と 2 次元イメージセンサを用いたデジタル位相共役の基本原則と動作について述べた。最後に、本研究で扱う PPC について述べた。次章以降、この PPC の具体的な光情報処理システムへの応用について議論する。

参考文献

- [1] <https://www.thorlabs.co.jp/>
- [2] I. Yamaguchi and T. Zhang, “Phase-shifting digital holography,” *Opt. Lett.*, 1997.
- [3] E. Cuche, P. Marquet, and C. Depeursinge, “Spatial filtering for zero-order and twin-image elimination in digital off-axis holography,” *Appl. Opt.* 2000.
- [4] M. Takeda, H. Ina, and S. Kobayashi, “Fourier-transform method of fringe-pattern analysis for computer-based topography and interferometry,” *J. Opt. Soc. Am.* 1982.
- [5] P. T. Samsheerali, D. Bhargab, and J. Joby, “Quantitative phase contrast imaging using common-path in-line digital holography,” *Opt. Commun.* 2012.
- [6] kamoto, K. Kunori, M. Takabayashi, A. Tomita, and K. Sato, “Holographic diversity interferometry for optical storage,” *Opt. Express*, 2011.
- [7] T. Tahara, K. Ito, M. Fujii, T. Kakue, Y. Shimozato, Y. Awatsuji, K. Nishio, S. Ura, T. Kubota, and O. Matoba, “Experimental demonstration of parallel two-step phase-shifting digital holography,” *Opt. Express*, 2010.
- [8] Y. Awatsuji, T. Koyama, T. Tahara, K. Ito, Y. Shimozato, A. Kaneko, K. Nishio, S. Ura, T. Kubota, and O. Matoba, “Parallel optical-path-length-shifting digital holography,” *Appl. Opt.* 2009.
- [9] A. J. MacGovern and J. C. Wyant, “Computer Generated Holograms for Testing Optical Elements,” *Appl. Opt.* 1971.
- [10] Z. Göröcs, G. Erdei, T. Sarkadi, F. Ujhelyi, J. Reményi, P. Koppa, and E. Lorincz, “Hybrid multinary modulation using a phase modulating spatial light modulator and a low-pass spatial filter,” *Opt. Lett.* 2007.
- [11] C. K. Hsueh and A. A. Sawchuk, “Computer-generated double-phase holograms,” *Appl. Opt.* 1978.
- [12] J. A. Davis, D. M. Cottrell, J. Campos, M. J. Yzuel, and I. Moreno, “Encoding amplitude information onto phase-only filters,” *Appl. Opt.* 1999.
- [13] Y. Hayasaki, T. Sugimoto, A. Takita, and N. Nishida, “Variable holographic femtosecond laser processing by use of a spatial light modulator,” *Appl. Phys. Lett.* 2005.
- [14] B. Sun, Y. Roichman, and D. G. Grier, “Theory of holographic optical trapping,” *Opt. Express* 2008.
- [15] T. A. Strasser and J. L. Wagener, “Wavelength-Selective Switches for ROADMs Applications,” *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 2010.

- [16] W. Lohry, V. Chen, and S. Zhang, “Absolute three-dimensional shape measurement using coded fringe patterns without phase unwrapping or projector calibration,” *Opt. Express*, 2014.
- [17] Y. Awatsuji, Yexin Wang, P. Xia, and O. Matoba, “3D image reconstruction of transparent gas flow by parallel phase-shifting digital holography,” *15th Workshop on Information Optics*, 2016.
- [18] M. Takabayashi, H. Majeed, A. Kajdacsy-Balla, and G. Popescu, “Disorder strength measured by quantitative phase imaging as intrinsic cancer marker in fixed tissue biopsies,” *PLOS ONE*, 2018.
- [19] M. J. Booth, “Adaptive optical microscopy: the ongoing quest for a perfect image,” *Light. Sci. & Appl.* 2014.
- [20] C. E. Rusu, M. Oguri, Y. Minowa, M. Iye, N. Inada, S. Oya, I. Kayo, Y. Hayano, M. Hattori, Y. Saito, M. Ito, T.-S. Pyo, H. Terada, H. Takami, and M. Watanabe, “Subaru Telescope adaptive optics observations of gravitationally lensed quasars in the Sloan Digital Sky Survey,” *Mon. Notices Royal Astron.* 2016.
- [21] Y. Goto, A. Okamoto, A. Shibukawa, K. Ogawa, and A. Tomita, “Virtual phase conjugation based optical tomography for single-shot three-dimensional imaging,” *Opt. Express*, 2018.
- [22] 浜松ホトニクス株式会社, “LCOS-SLM (空間光変調器),” 2020.
- [23] J. Jerome, R. C. Foehring, W. E. Armstrong, W. J. Spain, and D. H. Heck, “Parallel optical control of spatiotemporal neuronal spike activity using high-speed digital light processing,” *Front. Systems neuroscience*, 2011
- [24] J. Sun, E. Timurdogan, A. Yaacobi, E. S. Hosseini, and M. R. Watts, “Large-scale nanophotonic phased array,” *Nature*, 2013.
- [25] G. Labroille, B. Denolle, P. Jian, P. Genevaux, N. Treps, and J.-F. Morizur, “Efficient and mode selective spatial mode multiplexer based on multi-plane light conversion,” *Opt. Express*, 2014.
- [26] D. Neshev and I. Aharonovich, “Optical metasurfaces: new generation building blocks for multifunctional optics,” *Light. Sci. & Appl.* 2018.
- [27] M. Jang, H. Ruan, H. Zhou, B. Judkewitz, and C. Yang, “Method for auto-alignment of digital optical phase conjugation systems based on digital propagation,” *Opt. Express*, 2014.
- [28] A. Shibukawa, A. Okamoto, Y. Goto, S. Honma, and A. Tomita, “Digital phase conjugate mirror by parallel arrangement of two phase-only spatial light modulators,” *Opt. Express*, 2014.
- [29] R. W. Hellwarth, “Generation of time-reversed wave fronts by nonlinear refraction,” *J. Opt. Soc. Am.* 1977.
- [30] M. Cui and C. Yang, “Implementation of a digital optical phase conjugation system and its

- application to study the robustness of turbidity suppression by phase conjugation,” *Opt. Express*, 2010.
- [31] D. Wang, E. H. Zhou, J. Brake, H. Ruan, M. Jang, and C. Yang, “Focusing through dynamic tissue with millisecond digital optical phase conjugation,” *Optica*, 2015.
- [32] T. S. Huang, “Digital holography,” *Proceedings of IEEE*, 1971.
- [33] S. Grilli, P. Ferraro, S. De Nicola, A. Finizio, G. Pierattini, and R. Meucci, “Whole optical wavefields reconstruction by Digital Holography,” *Opt. Express*, 2001.
- [34] J. H. Massig, “Digital off-axis holography with a synthetic aperture,” *Opt. Lett.*, 2002.
- [35] I. Yamaguchi, and T. Zhang, “Phase-shifting digital holography,” *Opt. Lett.*, 1997.
- [36] M. Kim, “Digital Holographic Microscopy Principles,” *Techniques, and Applications*, 2011.
- [37] J. Schwider, “Phase shifting interferometry: reference phase error reduction,” *Appl. Opt.* 1989.
- [38] D. Malacara, *Optical Shop Testing II*, Third Edition, 2008.
- [39] K. Creath, “Phase-Measurement Interferometry Techniques,” *Progress in Optics E. Wolf Ed.*, Elsevier Science Publishers, Amsterdam, 1988.
- [40] X. F. Meng, L. Z. Cai, X. F. Xu, X. L. Yang, X. X. Shen, G. Y. Dong, and Y. R. Wang, “Two-step phase-shifting interferometry and its application in image encryption,” *Opt. Lett.* 2006.
- [41] J. Liu and T. C. Poon, “Two-step-only quadrature phase-shifting digital holography” *Opt. Lett.* 2009.
- [42] T. Nomura, S. Murata, E. Nitani, and T. Numata, “Phase-shifting digital holography with a phase difference between orthogonal polarizations,” *Appl. Opt.* 2006.
- [43] Y. Awatsuji, M. Sasada, and T. Kubota, “Parallel quasi-phase-shifting digital holography,” *Appl. Opt.* 2004.
- [44] Y. Awatsuji, T. Tahara, A. Kaneko, T. Koyama, K. Nishio, S. Ura, T. Kubota, and O. Matoba, “Parallel two-step phase-shifting digital holography,” *Appl. Opt.* 2008.
- [45] A. Okamoto, K. Kunori, M. Takabayashi, A. Tomita, and K. Sato, “Holographic diversity interferometry for optical storage,” *Opt. Express*, 2011.
- [46] J. Nozawa, A. Okamoto, Y. Wakayama, A. Tomita, and M. Takabayashi, “Two Channel Type Holographic Diversity Interferometry for Complex Amplitude Measurement,” *Tech. Dig. of ISOM 2012*, 2012.
- [47] J. Nozawa, A. Okamoto, A. Shibukawa, M. Takabayashi, and A. Tomita, “Two channel algorithm for single-shot, high-resolution measurement of optical wavefronts using two image sensors,” *Appl. Opt.* 2015.
- [48] M. Lin, K. Nitta, O. Matoba, and Y. Awatsuji, “Parallel phase-shifting digital holography with

- adaptive function using phase-mode spatial light modulator,” *Appl. Opt.* 2012.
- [49] M. K. Kim, “Adaptive optics by incoherent digital holography,” *Appl. Opt.* 2002.
- [50] I. Yamaguchi, T. Ida, M. Yokota, and K. Yamashita, “Surface shape measurement by phase-shifting digital holography with a wavelength shift,” *Appl. Opt.* 2006.
- [51] Y. Kikuchi, D. Barada, T. Kiire, and T. Yatagai, “Doppler phase-shifting digital holography and its application to surface shape measurement,” *Opt. Lett.* 2010.
- [52] T. Zhang, and I. Yamaguchi, “Three-dimensional microscopy with phase-shifting digital holography,” *Opt. Lett.* 1998.
- [53] B. Kemper, and G. V. Bally, “Digital holographic microscopy for live cell applications and technical inspection,” *Appl. Opt.* 2008.
- [54] T. Tahara, K. Ito, T. Kakue, M. Fujii, Y. Shimozato, Y. Awatsuji, K. Nishio, S. Ura, T. Kubota, and O. Matoba, “Parallel phase-shifting digital holographic microscopy,” *Opt. Express*, 2010.
- [55] M. Paurisse, L. L’ev’eque, M. Hanna, F. Druon, and P. Georges, “Complete measurement of fiber modal content by wavefront analysis,” *Opt. Express*, 2012.
- [56] D. R. Gray, M. N. Petrovich, S. Reza Sandoghchi, N. V. Wheeler, N. K. Baddela, G. T. Jasion, T. Bradley, D. J. Richardson, and F. Poletti, “Real-Time Modal Analysis via Wavelength-Swept Spatial and Spectral (S2) Imaging,” *IEEE Photonics Technol. Lett.* 2016.
- [57] T. D. Bradley, N. V. Wheeler, G. T. Jasion, D. Gray, J. Hayes, M. Alonso Gouveia, S. R. Sandoghchi, Y. Chen, F. Poletti, D. Richardson, and M. Petrovich, “Modal content in hypocycloid Kagome hollow core photonic crystal fibers,” *Opt. Express*, 2016.
- [58] K. Murphy, D. Burke, N. Devaney, and C. Dainty, “Experimental detection of optical vortices with a Shack-Hartmann wavefront sensor,” *Opt. Express*, 2010.
- [59] W. Liu, W. Shi, B. Wang, K. Yao, Y. Lv, J. Wang, “Free space optical communication performance analysis with focal plane based wavefront measurement,” *Opt. Comn.* 2013.
- [60] I. N. Papadopoulos, S. Farahi, C. Moser, and D. Psaltis, “Focusing and scanning light through a multimode optical fiber using digital phase conjugation,” *Opt. Express*, 2012.
- [61] T. Maeda, A. Okamoto, A. Tomita, Y. Hirasaki, Y. Wakayama, and M. Bunsen, “Holographic-Diversity Interferometry for Reference-Free Phase Detection,” in 2013 Conference on Lasers and Electro-Optics Pacific Rim, 2013.
- [62] A. Okamoto, T. Maeda, Y. Hirasaki, A. Tomita, and K. Sato, “Progressive phase conjugation and its application in reconfigurable spatial-mode extraction and conversion,” *Proc. SPIE.* 2014.

第 4 章

プログレッシブ位相共役技術を用いた空間モードの補償

4.1 はじめに

本章では、プログレッシブ位相共役 (Progressive Phase Conjugation : PPC) を用いた空間モード波面補償の動作原理とその効果について、理論的および数値解析を通じて詳細に説明する。PPC 技術は、マルチモードファイバ (multi-mode fiber : MMF) を通過する光波のモード分散を低減し、光通信システムの性能を向上させるための有効な手段として提案されている。一般に、MMF を伝搬する光波は、ファイバ内の不均一性や不完全性によってモード結合が発生し、複数の空間モードが重畳合成される。これにより、光パルスの時間的広がり (パルス幅の増加) が生じ、モード分散が引き起こされる。図 4.1(a) に示す。PPC 技術は、このモード分散を補償することを目的としている。図 4.1(b) に示すように、MMF の中継点では PPC 技術により光波の波面歪みを計測し、その位相共役光を生成し、光波のモード成分が基本波モードのみに復元されて再びファイバに戻す。全体として、高次モード成分を低く抑えることで、モード分散の低減が期待できる。近年、MMF 内の複数の空間モードをモードグループとして多重して伝送するモードグループダイバーシチ多重 (mode group diversity multiplexing : MGDM) [1,2] が研究されており、PPC を用いた方法を中継システムに適用することで、高次モード成分の影響を低減し、MGDM システムの伝送容量と信号品質を向上させることが期待できる。まずは、数値解析により、PPC 技術を用いた場合の空間モード波面補償の効果を検証した。次に、様々なモードミックスを持つ空間光波に対して PPC

技術を適用し、補償後の波面が基本モードにどの程度復元されるかを評価した。また、参照光の完全性の違いと補償効果との関係を確認した。その後、内部参照光と外部参照光を用いた場合の補償効果を実験的に評価し、内部参照光の実現可能性を確認した。

PPC 技術は、その高効率かつ高精度な空間モード補償能力により、次世代の光通信システムにおける重要な技術の一つとして位置づけられる。今後の研究開発により、さらなる性能向上や応用範囲の拡大が期待される。

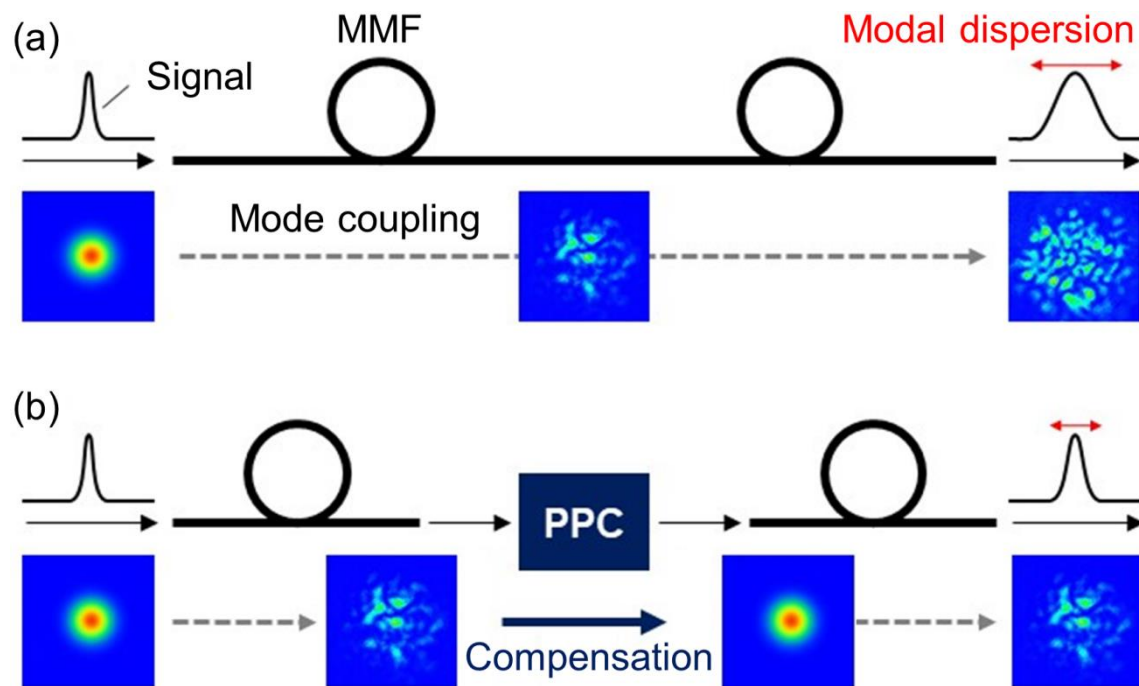


図 4.1 PPC を用いたモード補償の概念モデル.

(a) MMF ではモード分散が生じる, (b) PPC で補償してモード分散を低減する.

4.2 空間モード補償の動作原理

図 4.2 は、PPC 技術を活用した空間モード光補償技術の概念図を示している。補償プロセスは、位相測定、共役位相生成、モード補償の 3 段階に分けられる。基本モードが送信のために MMF に入る前の平面波信号光 O は、次のように示される。

$$O = A(x, y) \exp[i(kz - \omega t)] \quad (4.1)$$

ここで、 $A(x, y)$ は信号光の振幅、 k は波数である。MMF の屈折率変動と軸方向のオフセットの影響により、信号光が MMF から放射されるとき、位相分布 $\varphi(x, y)$ と振幅歪み $A'(x, y)$ が発生する。受信信号光は O' と定義され、次の式で表される。

$$O' = A'(x, y) \exp[i(kz - \omega t + \varphi(x, y))] \quad (4.2)$$

位相測定プロセスでは、信号ビーム O' はビームスプリッタ (beam splitter : BS) によって信号光経路と参照光経路の 2 つの光路に分けられる。参照光経路では、ローパス空間フィルタ (low-pass spatial filter) を通して信号光から平面波成分を抽出する。この抽出された平面波は信号光と高いコヒーレンスを持ち、平面波であるため、位相測定における参照光の要件を満たす。したがって、抽出された平面波は内部参照光として使用できる。位相測定方法は PPC 技術に制限されないが、高性能な PPC システムを実現するためには、高速な位相検出技術が必要である。本研究では、位相検出技術としてホログラフィックダイバーシティ干渉計 (holographic diversity interferometry : HDI) を採用されていた[3,4]。

信号光と生成された内部参照光は、ハーフミラー (half mirror : HM) と偏光子の組み合わせによる干渉効果を利用して、1 回の測定で信号に必要な干渉縞を再構成する。2 つのインターフェログラムを 2 つのイメージャで同時に取得し、HDI によって開発した 2 チャネルアルゴリズムを用いて信号光の複素振幅値を計算し、信号光の位相分布 $\varphi(x, y)$ を求めた。この計算プロセスは単純で、短時間で完了する。共役位相生成プロセスでは、検出された位相分布 $\varphi(x, y)$ の符号をコンピュータ演算で反転させ、位相共役分布 $-\varphi(x, y)$ を求めた。モード補償処理プロセスでは、求められた空間モードの位相共役分布 $-\varphi(x, y)$ を空間光変調器 (spatial light modulator : SLM) 上に表示する。MMF から出射された回折信号光が SLM で変調されると、元の位相分布に SLM に表示された位相共役分布を乗じることにより、回折信号光の位相分布が変換される。次のように表される。

$$O = A'(x, y) \exp[i(kz - \omega t + \varphi(x, y))] \times \exp[i(-\varphi(x, y))] \quad (4.3)$$

式(4.3)において、波面歪みは位相補償の原理によりキャンセルされ、平面波として出力される。基本モード LP01 自身は伝搬方向と直交する平面に位相分布を持たないため、位相を

除去することで SLM により変調された空間モード光を理想的な基本モードに戻すことが可能である。振幅歪みが十分に大きくない場合は、振幅歪みの影響を無視して $A' \doteq A$ と考えることができる。したがって、伝搬中のモード結合によって歪んだ MMF からの空間モード光の出力フィールドは、PPC システムによって補償することが可能である。この方式では、ファイバの屈曲によって空間モードが歪んでも、その歪みを含む位相分布を位相検波器でリアルタイムに計測し、SLM に表示される位相共役分布が時間的に変化するため、モード揺らぎを適応的に補償することができる。システムの応答速度は、位相検出器と SLM の応答速度、および検出から位相を計算するのに要する時間に依存する。実用的なアプリケーションでは、応答速度は、温度などのファイバ敷設環境の変化によって引き起こされるモード分布の変動時間よりも短くする必要がある。しかし、SLM には常に位相共役分布が表示され、PPC のモード補償は連続的に行われる。このため、モードの歪み分布が変動しても、過渡信号の補償が外れることはない。ファイバの設置環境が、例えば周囲温度などの急激な変化を経験した場合、測定速度がモード変動に追いつかず、過渡補償精度が低下する可能性がある。このような原因による通信速度の劣化を防ぐために、例えばモード分割多重 (mode-division multiplexing : MDM) 通信では光信号検出後に多入力多出力 (multi-input multi-out : MIMO) 処理を行う方法がある。実際のシステムでは、光領域でのモード補償と光検波後の電子処理を組み合わせることで、環境への影響を低減することを目指している。

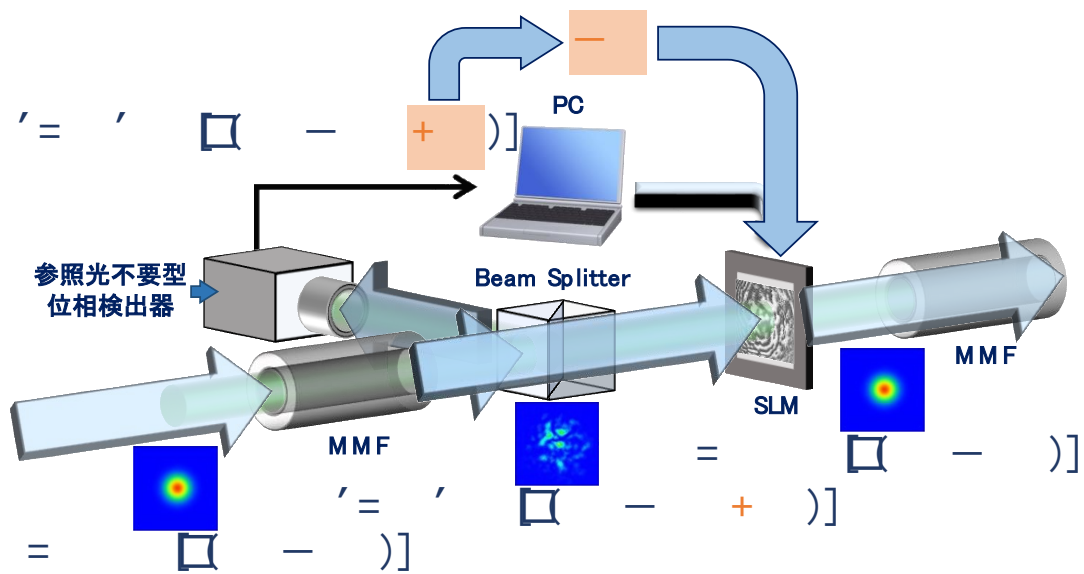


図 4.2 PPC による空間モード補償の概念図.

4.3 数値解析シミュレーション

ここでは、数値解析モデルとその計算の流れを紹介する。PPC 技術によって空間モードが効果的に補償されることが数値計算によって確認された。また、モード補償効果と混合モードの割合との関係性について解析を行う。混入する基本モードが少ないほど、モード補償効果は悪くなることが分かった。さらに、モード補償効果と空間フィルタのピンホール径との関係性について解析を行う。

4.3.1 シミュレーションモデルと計算フロー

提案された方式の基本動作を検証する目的で、PPC 技術に基づくモード補償の効果をモデル化した数値シミュレーションを実施した。シミュレーションに用いたパラメータを表 1 に示す。また、モデルと計算の流れを図 4.3 に示している。

表 1. シミュレーションに用いたパラメータ

Common parameters	
Wavelength of laser source, (nm)	1550
Zero-padding rate	2
Number of SLM pixel	256×256
Pitch of SLM pixel, (μm)	1.0
Numerical aperture of fiber	0.22
Diffusion angle by diffuser, (degree)	0.8
Gray level of SLM	256
Core diameter, (μm)	50
Collimated beam diameter, (μm)	80
Pinhole diameter, (μm)	Variable
FFT focal length of low pass filter, (mm)	300
FFT focal length of diffuser, (mm)	150

シミュレーションは、歪み情報の測定処理と位相補償処理の 2 段階に分けて行った。まず、歪み情報の測定処理プロセスにおいて、基本モード LP01 は、LP01 と高次 LP モードが重畳されたモードに変換されるという仮定する。LP01 を原始信号光とし、位相歪みとしての高次モードと比例混合して、空間モード光を生成する。これは、MMF 内のモード結合により基本モードが高次モードのチャンネルに移行する際に発生する位相歪みを模擬している。空間モード光は BS によって 2 つに分けられる。一方の部分は信号光として使用される。もう一方の部分は、レンズとピンホールから構成されるローパス空間フィルタを通過する。我々は、2 つの高速フーリエ変換 (fast Fourier transforms : FFT) と小さな円窓を用いて、2 つのレンズとピンホールからなる $4f$ システムのローパス空間フィルタを模擬した[5,6]。このローパス空間フィルタを通じて空間モード光から単一平面波の成分を内部参照光として抽出した。次に、位相に 90° を加えることで 2 つの内部参照光を生成した。これにより、HDI 法におけるビームの複素振幅の計算が容易になる。その後、分散された空間モード光と 2 つの内部参照光を重ね合わせることで、対応する 2 つのインターフェログラムを得ることができる。信号光の位相分布は、HDI 法で開発された 2 チャンネルアルゴリズムを用いて、これらのインターフェログラムから計算される。位相補償処理では、計算された位相分布の符号を反転させ、共役位相分布を生成する。この共役位相分布に分散された空間モード光を乗算し、FFT を適用することで位相歪みを除去する。このプロセスは、分散された空間モード光を SLM に照射することを模擬している。結果として、分散された空間モード光は補償され、理想的な基本モード LP01 に復元された。

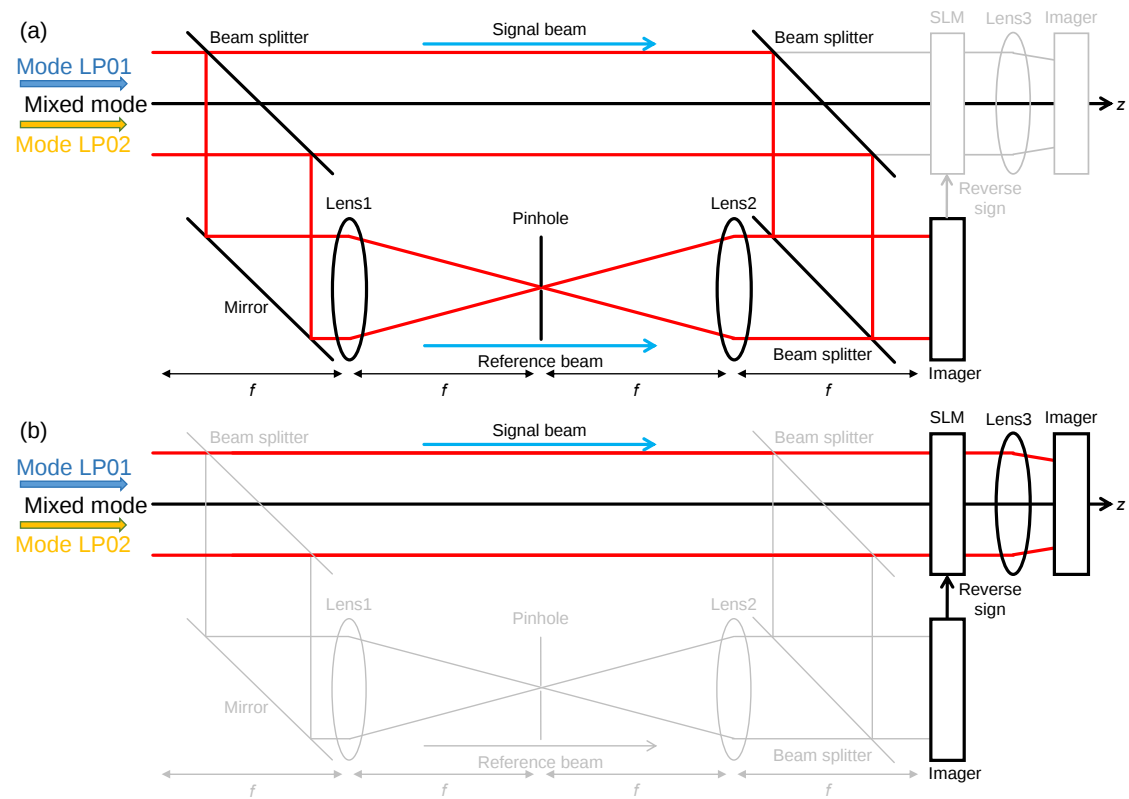


図 4.3 シミュレーションモデルとフロー.

(a) 歪み情報測定プロセス, (b) 位相補償プロセス.

4.3.2 結果と考察

図 4.4 は、シミュレーションプロセス中の各ステップ後の空間モード光の強度分布と相位分布を示している。それぞれは原始信号光 LP01, 位相歪みとしての LP02, 比例混合された空間モード光, 抽出された内部参照光 1, 内部参照光 1 に基づいて 90 度オフセットされた内部参照光 2, 信号光と内部参照光 1 との干渉によって得られた干渉縞 1, 信号光と内部参照光 2 との干渉によって得られた干渉縞 2, 二重チャネル HDI によって干渉縞 1 と干渉縞 2 から計算された相位分布, 相位分布の符号を反転させて得られた相位共役分布, 相位共役分布と空間モード光を乗算して得られた補償光である。これは, 70%の LP01 と 30%の LP21 が混合された空間モード光束のシミュレーション結果である。結果の図から, PPC による分散された空間モード光は補償され, 理想的な基本モード LP01 に復元されることが可能であることがわかる。

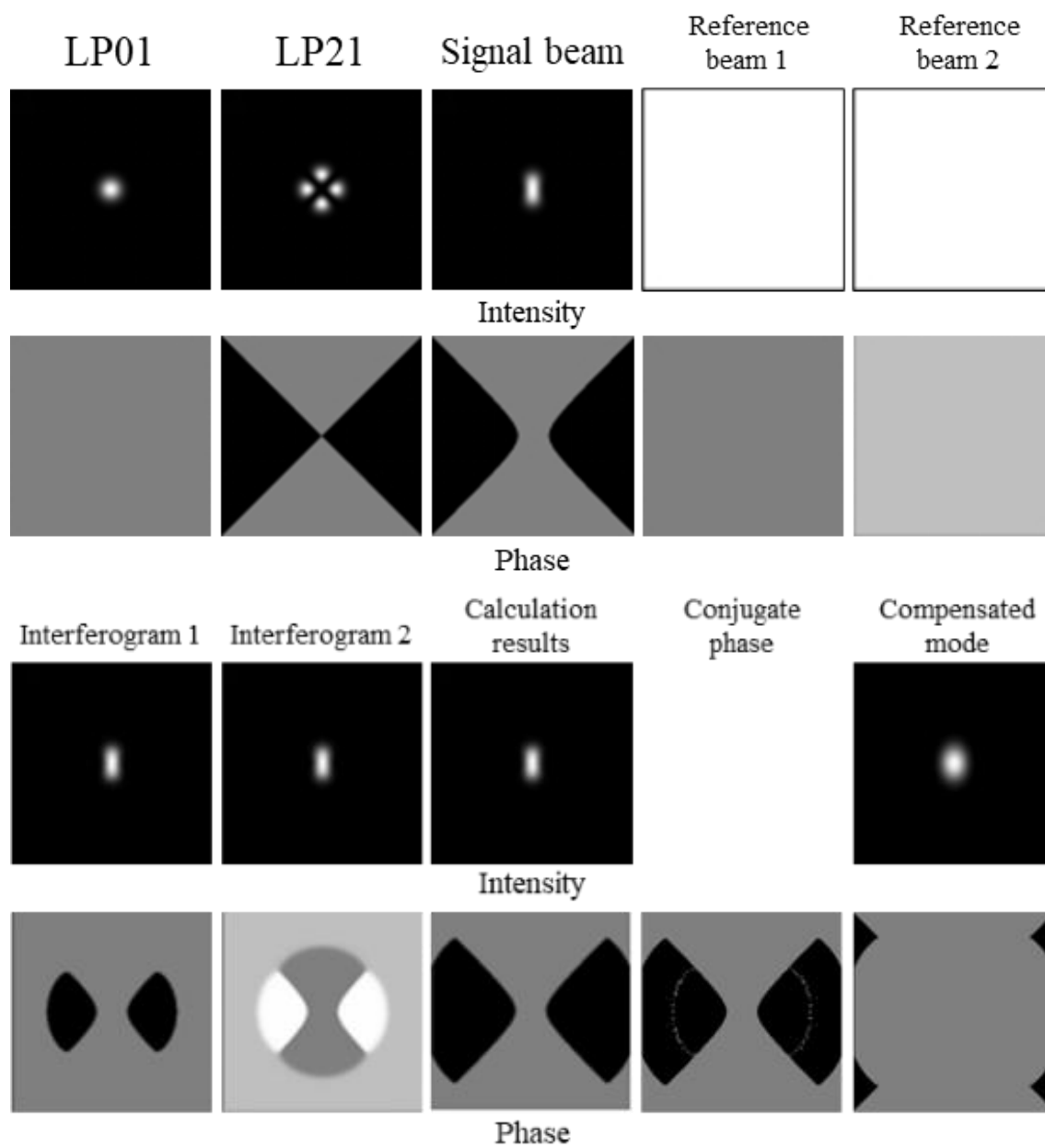


図 4.4 各ステップ後の空間モード光の強度分布と位相分布.

1 スケールのシミュレーション結果では、提案された手法の性質を適切に分析できない。様々なモードミックスを持つ空間光波に対して PPC 技術を適用し、補償後の波面が基本モードにどの程度復元されるかを評価した。ここで、基本モード LP01 と高次モード LP21 を異なるパワー比で混合し、そのパワー混合比率を変化させることにより、モード補償効果の検証を行った。ここでの混合比率は、全パワーに対する基本モードパワーの割合を指し、全パワーは基本モードのパワーと高次モードのパワーの合計で定義される。

補償後の空間モード光の複素振幅と、所望の理想モードの複素振幅との間の結合効率 (coupling efficiency: CE) を計算することにより、補償精度を評価した[7]。CE は、補償後の空間モード光 E の磁場プロファイルを所望の理想モード E_{id} 上の磁場分布を展開し、励起されるモードに対する係数の絶対値の 2 乗を取ることによって計算され、次式で与えられる。

$$CE = \left| \iint E^*(x, y) E_{id}(x, y) dx dy \right|^2 \quad (4.4)$$

ここで、*は複素共役を表す。

図 4.5 には、補償後のビーム内に含まれる LP01 モードの割合と、補償後の空間モード光の強度を示している。縦軸は含まれるモードの CE を、横軸は基本モードの混合比率を表す。空間モード光の LP01 の混合割合が減少するにつれて、補償後の空間モード光における LP01 の割合も減少し、代わりに LP02 の割合が増加する。PPC システムに入射する空間モード光に LP01 が全く含まれていない場合でも、PPC 技術は約 40% の LP01 を含むビームを復元する能力を持っている。特に、LP01 を 70% 混合した場合には、補償後の空間モード光に約 87% の LP01 が含まれていることが観測された。これにより、PPC 技術による空間モードの効果的な補償が数値解析によって実証された。基本モードの混入比率が低い場合、モード補償効果は低下する。また、MMF 内での空間モードの伝送距離が長くなるほど、PPC 技術によるモード補償効果も低下する傾向にある。

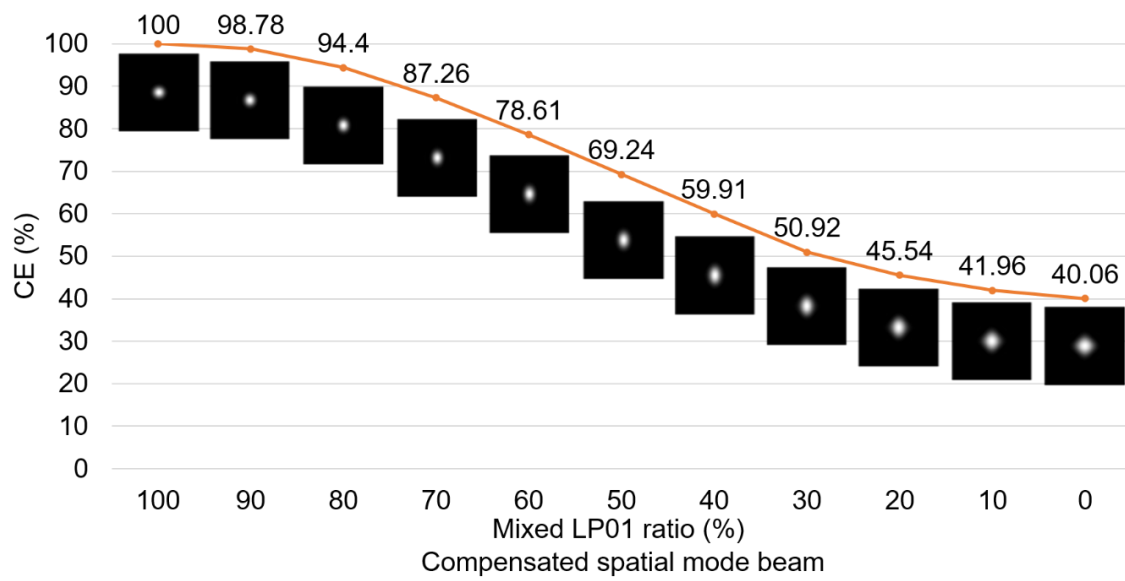


図 4.4 補償後のビーム内に含まれる LP01 の割合と基本モードの混合比率.

PPC 技術と従来のデジタル光位相共役 (digital optical phase conjugation : DOPC) 技術の主な違いは、参照光の源にある。前述の通り、PPC 技術では、ローパス空間フィルタを通して信号光から抽出される平面波を内部参照光として得ることが不可欠である。したがって、PPC 技術の補償効果は、ローパス空間フィルタを使用して得られる内部参照光の完全性に依存する。ローパス空間フィルタにおいて最も重要なパラメーターは、使用されるピンホールの直径である。従って、参照光の完全性の違いと補償効果との関係を確認する必要がある。空間フィルタのピンホールの直径を 40, 80, 120, 160 μm に設定し、外部参照光を使用した場合の補償効果をシミュレーションした。図 4.5 は、LP01 の混合比率が 80%, 60%, 40%, 20%の時の CE のシミュレーション結果を示している。結果から、信号光の平面波成分が少ない場合、ピンホール直径を小さくする必要があることがわかる。ピンホール直径が 40 μm の場合、生成された内部参照光と外部参照光の一致性の差は大きくない。しかし、この場合、空間フィルタは抽出された内部参照光の光パワーを大幅に低下させ、位相測定期間中に内部参照光束を使用して干渉縞を得るのに十分ではない可能性がある。一方、内部参照光束に十分な光パワーを得るためにピンホール直径を大きくすると、信号光の高周波成分が内部参照光に残ってしまうため、高精度の平面波成分を得ることができない。したがって、計算上の位相分布精度が不十分であるため、補償効果が低下すると結論づけられる。ピンホール直径の選択において、平面波の光パワーと高精度とのバランスをどのように取るかは、今後の研究課題である。

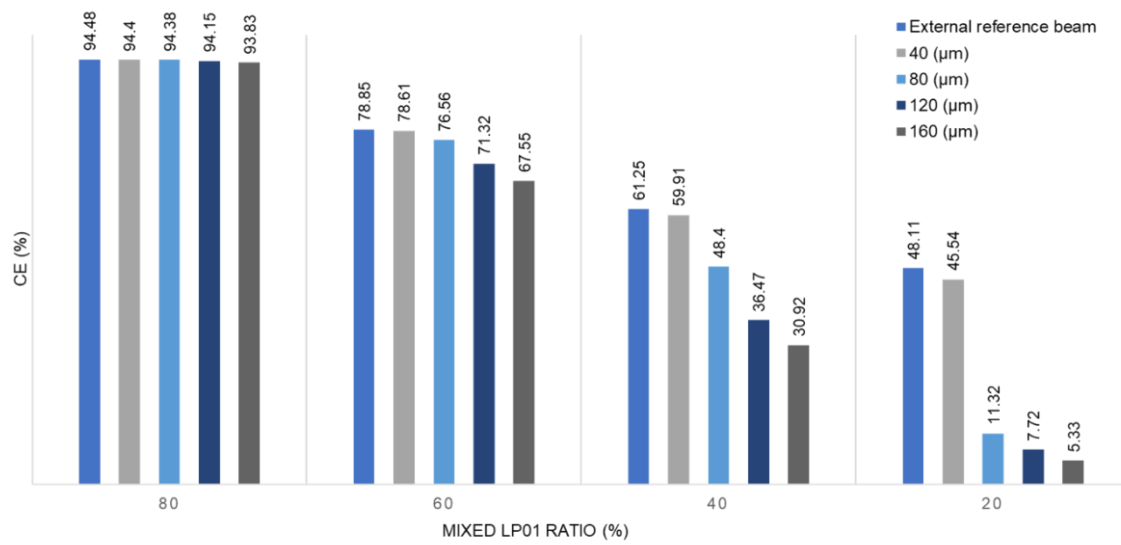


図 4.5 ピンホール直径と補償効果との関係.

最後に、前述の通り、実際の実験プロセスでは、内部参照光の光パワーと波面精度の間でバランスを取る必要がある。したがって、異なる光強度の内部参照光と補償効果との関係についても議論する必要があります。しかし、私たちのシミュレーションでは、光強度は位相計算の結果に影響を与えないため、内部参照光の光パワーが補償効果に与える影響を反映できませんでした。この観点から、内部参照光にランダムな強度ノイズを加えることで、光検出プロセス中に内部参照光の光パワーが不足している状況を模擬した。その結果は図 4.6 に示されており、信号対雑音比が約 -20 dB の周辺で性能が急速に悪化することがわかる。したがって、ノイズを -20 dB 以下に抑制する必要がある。この PPC システムを実現するために、光検出におけるノイズを低減する方法には、高感度の光検出器の使用、BS を通じて信号光と参照光の比率を調整すること、および内部参照光生成におけるピンホール直径の最適化が含まれる。

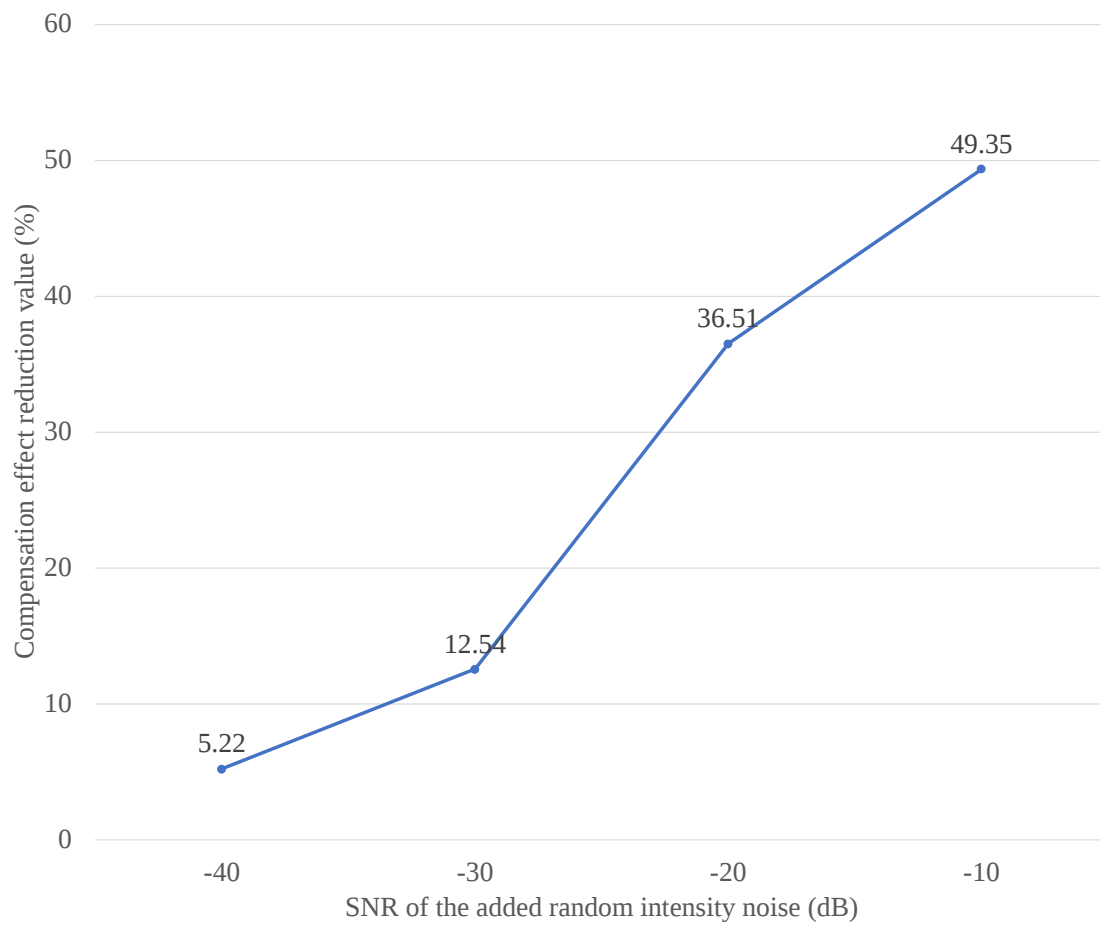


図 4.6 参照光のノイズ強度と補償効果.

4.4 実証実験

このセクションでは、PPC 技術によって空間モードが効果的に補償されることの実現可能性を検証するために行った検証実験について詳述する。まず、実験セットアップを紹介する。次に、実験手順を説明する。最後に、結果を分析する。

4.4.1 実験光学系

本節では、図 4.7 に示されるように、本研究で構築された光学システムの詳細について説明する。設計された光システムは、モード生成部、位相測定部、モード補償部の 3 つの異なるセクションから構成されている。

初期段階での信号光のモード補償の検証において、提案された PPC によりモード補償技術の実現可能性を確認することが目的とした。まず、確立された DOPC 技術を用いて、信号光の位相分布を正確に検出した。その後、空間モードの補償を行い、この技術の補償能力を検証した。

モード生成部では、レーザーエミッタによって生成されたレーザービームをフィルタリングし、平面波光源を作成した。位相型空間光変調器 1 (Phase-type Spatial Light Modulator: PSLM1) にピンホールパターンを表示し、平面波光源を変調し、変調された平面波ビームからの 1 次回折光がアイリスを通して信号光として取得した。この信号光は、レンズ 4 を通して MMF に導入された。同時に、電荷結合素子 1 (charge-coupled device: CCD1) を使用して信号光を観察し、結果を記録した。このセクションで、信号光は収束スポットを形成した。

モード補償部では、信号光が MMF を通過し、空間モードの歪みを発生させた。PSLM2 にパターンが表示されていない場合、反射面として機能した。CCD3 を使用して、拡散された信号光の振幅歪みを観察したが、この時点で信号光は収束スポットから散乱スポットに変化した。

このセクションで、偏光ビームスプリッター (polarizing beam splitter: PBS) を使用して、外部参照光として使用するための光源から平面波ビームを分離した。位相測定部では、軸外デジタルホログラフィを位相検出技術として使用した。この方法では、参照光パターン、物体光パターン、干渉縞の 3 つの要素から物体光の位相分布を計算することができる。最初に信号光を遮断し、CCD2 を使用して外部参照光を観察と記録した。その後、拡散された信号光を CCD2 に導入し、外部参照光と干渉させて干渉縞を得て、CCD2 で観察と記録した。外部参照光パターン、信号光パターン、軸外デジタルホログラフィで得られた干渉縞を解析することで、拡散された信号光の位相分布を求めることができた。その後、計算により位相共

役分布を求めた。最後に、モード補償部内で、得られた位相共役分布を PSLM2 上に表示した。MMF から出射された拡散信号光は PSLM2 で変調され、位相歪みが除去されて平面波ビームに変換された。その後、このビームはレンズ 6 を通して CCD3 に収束した。この時点で、CCD3 上の信号光は散乱スポットから収束スポットに戻った。

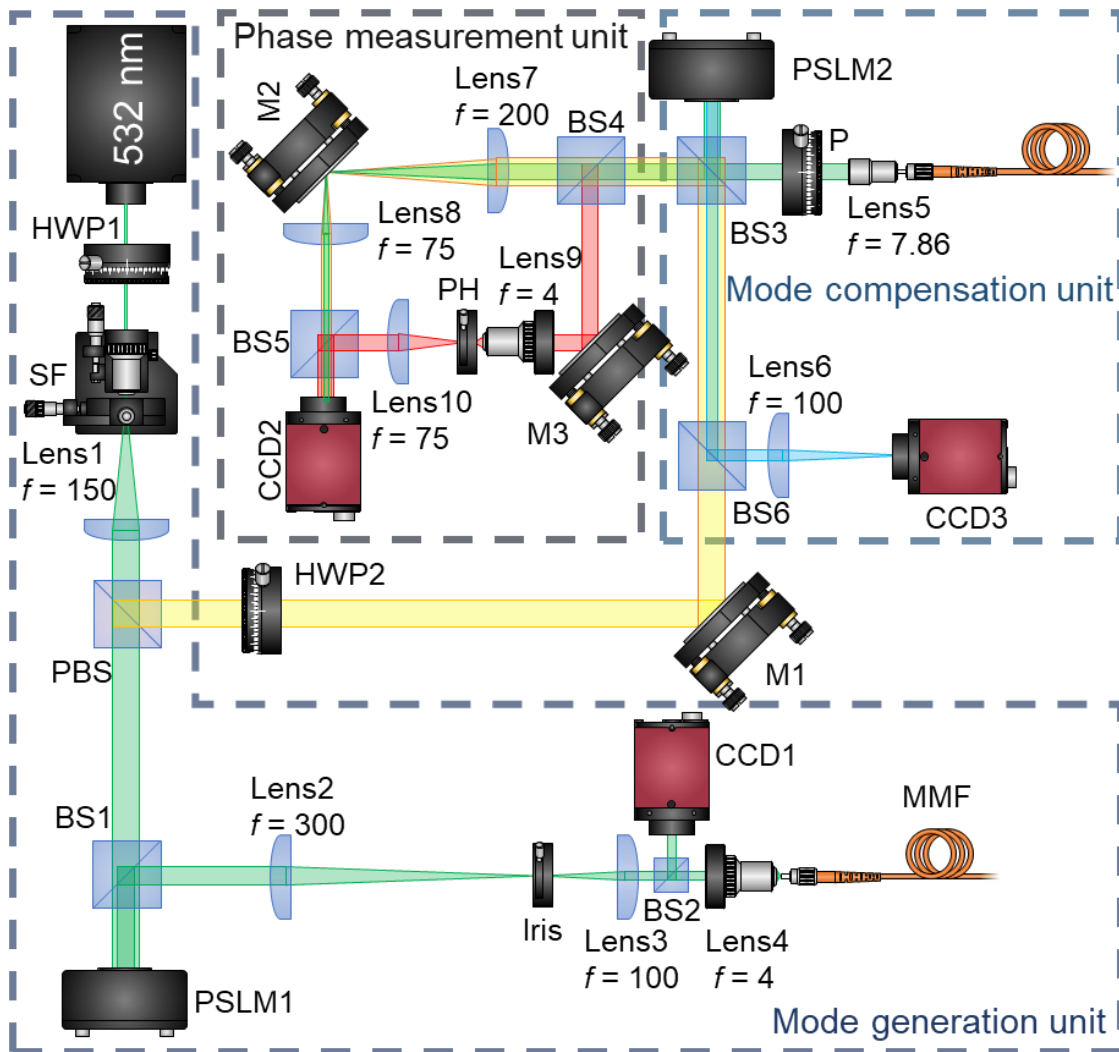


図 4.7 PPC の実験光学系.

4.4.3 結果と考察

まずは、外部参照光の場合、補償の効果を検証する実験を行った。

モード生成部では、レーザーエミッタによって生成されたレーザービームをフィルタリングし、平面波光源を作成した。PSLM1 にピンホールパターンを表示し、平面波光源を変調し、変調された平面波ビームからの 1 次回折光がアイリスを通して信号光として取得した。この信号光は、レンズ 4 を通して MMF に導入された。同時に、CCD1 を使用して信号光を観察し、結果を記録した。このセクションで、図 4.8(a)に示すように、信号光は収束スポットを形成した。

モード補償部では、信号光が MMF を通過し、空間モードの歪みを発生させた。PSLM2 にパターンが表示されていない場合、反射面として機能した。CCD3 を使用して、拡散された信号光の振幅歪みを観察したが、この時点で信号光は収束スポットから散乱スポットに変化され、その結果が図 4.8(b)に示される。

このセクションで、図 4.9 に示すように、PBS を使用して、外部参照光として使用するための光源から平面波ビームを分離した。位相測定部では、軸外デジタルホログラフィを位相検出技術として使用した。この方法では、参照光パターン、物体光パターン、干渉縞の 3 つの要素から物体光の位相分布を計算することができる。最初に、図 4.8(c)に示すように、信号光を遮断し、CCD2 を使用して外部参照光を観察と記録した。その後、拡散された信号光を CCD2 に導入し、外部参照光と干渉させて干渉縞を得て、CCD2 で観察と記録した、その結果が図 4.8(d)に示される。外部参照光パターン、信号光パターン、軸外デジタルホログラフィで得られた干渉縞を解析することで、図 4.8(e)に示すように、拡散された信号光の位相分布を求めることができた。その後、計算により位相共役分布を求めた。最後に、モード補償部内で、得られた位相共役分布を PSLM2 上に表示した。MMF から出射された拡散信号光は PSLM2 で変調され、位相歪みが除去されて平面波ビームに変換された。その後、このビームはレンズ 6 を通して CCD3 に収束した。この時点で、図 4.8(f)に示すように、CCD3 上の信号光は散乱スポットから収束スポットに戻った。これらの結果から、位相除去による空間モード補償が実際に可能であることが確認された。

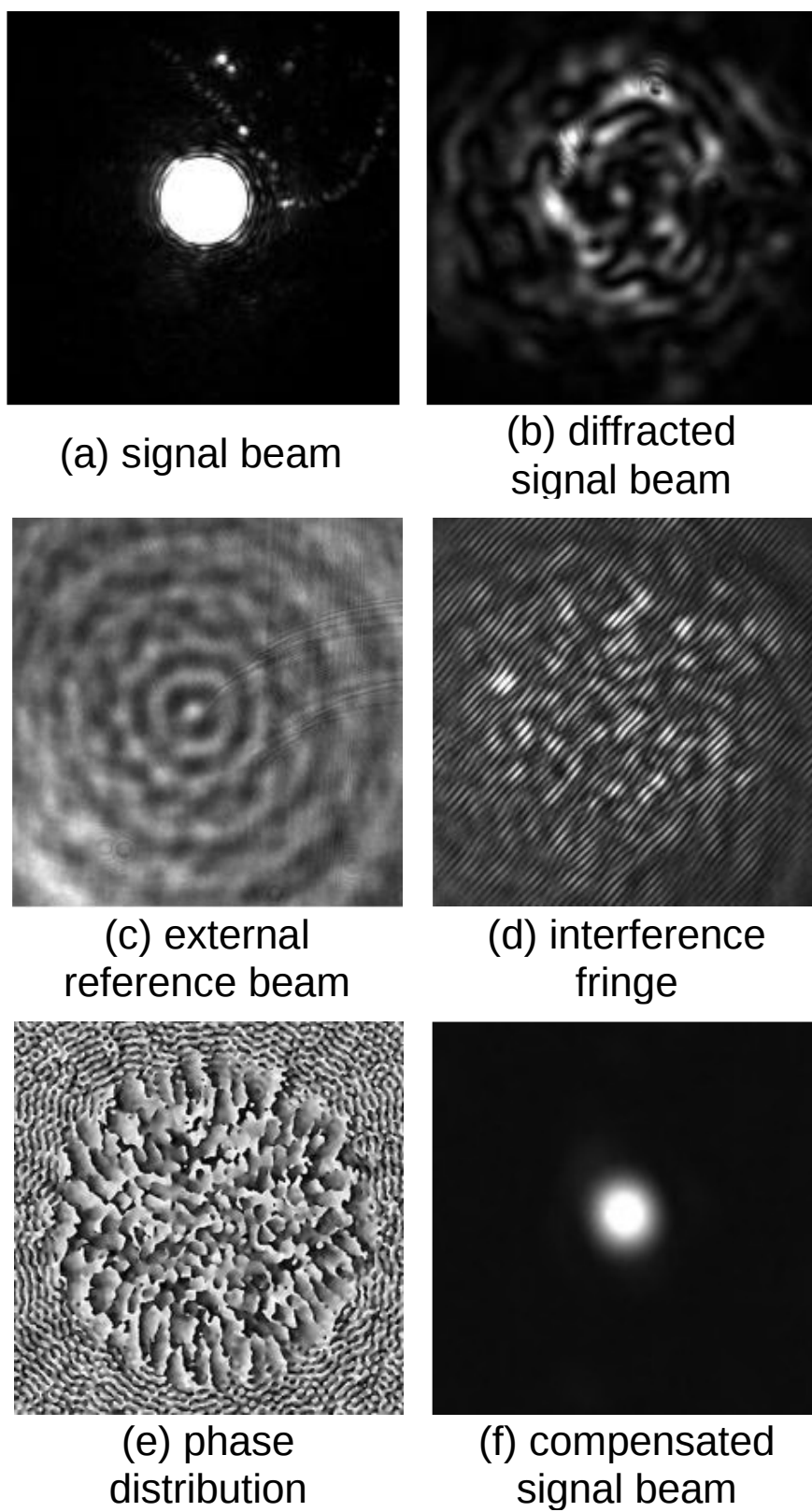


図 4.8 外部参照光の実験結果.

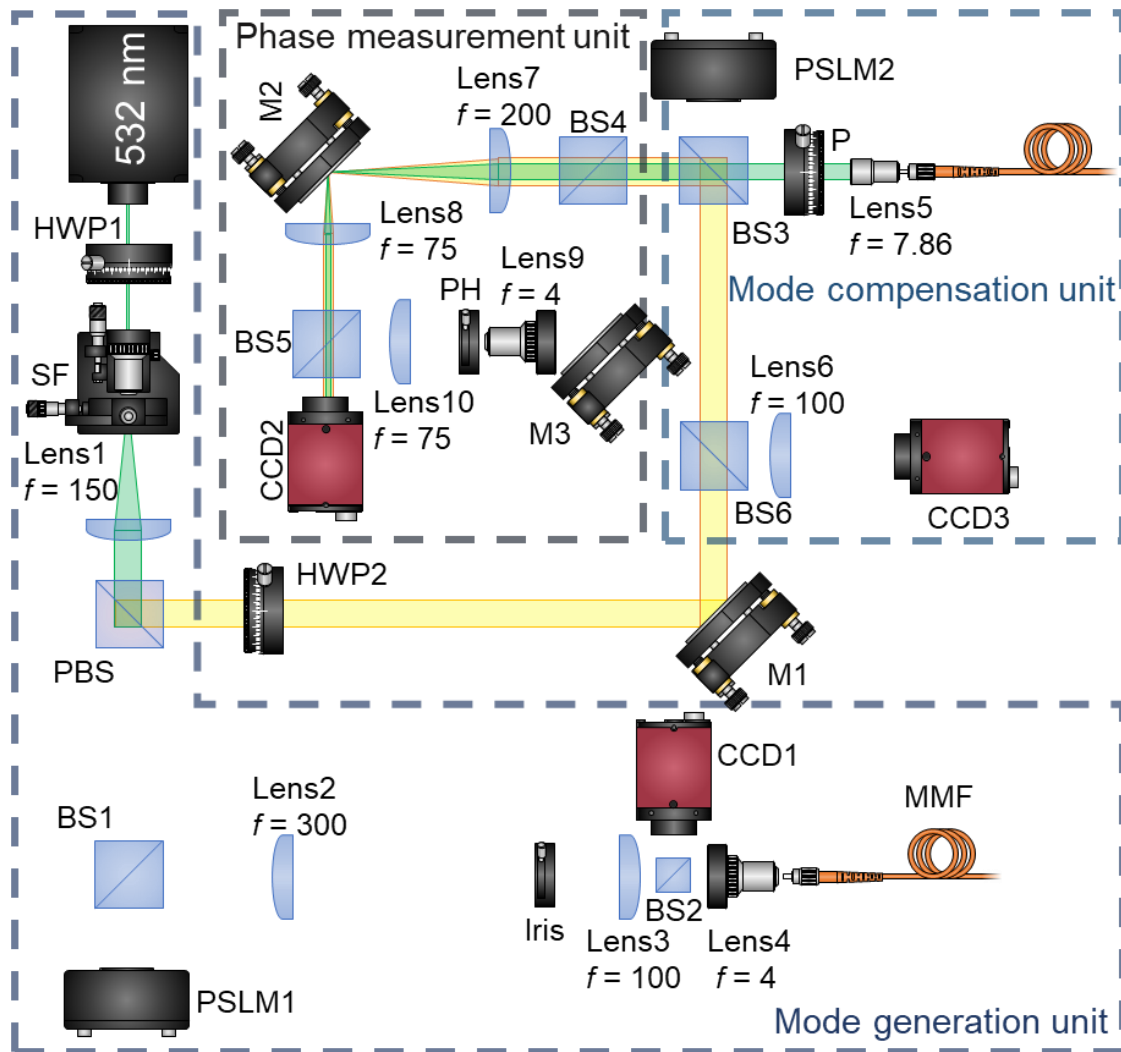


図 4.9 外部参照光として光源から平面波を分離した。

次に、PPC 技術の補償能力を検証するために、内部参照光を用いた位相検出が必要である。位相測定部内では、BS4 を用いて拡散された信号光の一部をメイン信号光から分離する。その後、図 4.10 に示すように、レンズ 9、レンズ 10、ピンホール (pinhole : PH) からなるローパス空間フィルタを用いて平面波成分を内部参照光として抽出し、CCD2 を用いて内部参照光を観測と記録する。この時の内部参照光は、同心円状に明暗のフリンジが交互に現れるパターンを示し、平面波の特性と一致していることが確認でき、参照光として有効に利用できる。上述した位相測定プロセスを繰り返すことにより、内部参照光を拡散された信号光と干渉させることができ、図 4.11(d) に示すような干渉縞を得ることができる。本手法では、内部参照光は拡散された信号光から抽出され、拡散された信号光自体の光強度は散乱されるため、ローパスフィルターのピンホールを通過できるビームはごく少数であることを強調しておきたい。その結果、得られる内部参照光の光強度は著しく低下する。このとき、内部参照光の光強度が低いため、信号光との干渉縞が十分に明瞭にならず、正確な位相分布の計算が困難になる。そこで、実験プロセスでは、オリジナルの BS4 を透過率対反射率比が 10 : 90 の BS に置き換えた。この調整により、参照光と信号光の光強度のバランスが取りやすくなり、干渉縞が明瞭になった。その後、図 4.11(e) に示すように、軸外デジタルホログラフィを用いて位相分布を計算した。最後に、モード補償部内で、得られた位相共役分布を PSLM2 に表示し、CCD3 を用いて補償された信号光を観測する。このとき、図 4.11(f) に示すように、信号光も散乱スポットから収束スポットに戻る。提案手法の精度を検証するため、第 1 ステージの外部参照光の光強度を大幅に減少させ、第 2 ステージの内部参照光の光強度と一致させた。その結果、これら 2 つのステージから得られる位相分布はほぼ同じであることがわかった。この実験は、PPC 技術による位相検出のために内部参照光を生成することの有効性と精度を強調するものであり、PPC を用いた空間モード補償の実現可能性を確認するものである。

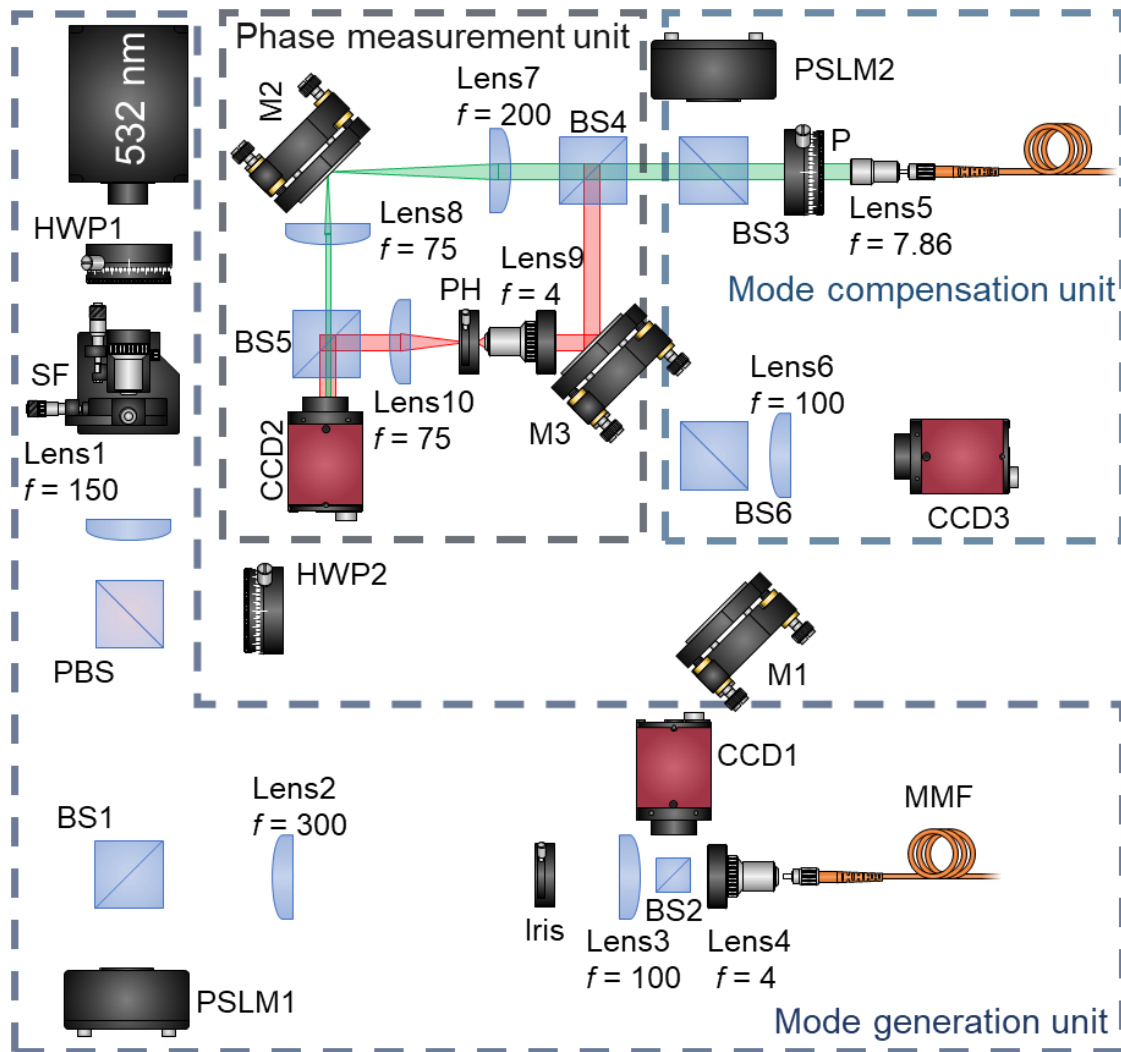


図 4.10 内部参照光として拡散された信号光から平面波を分離した。

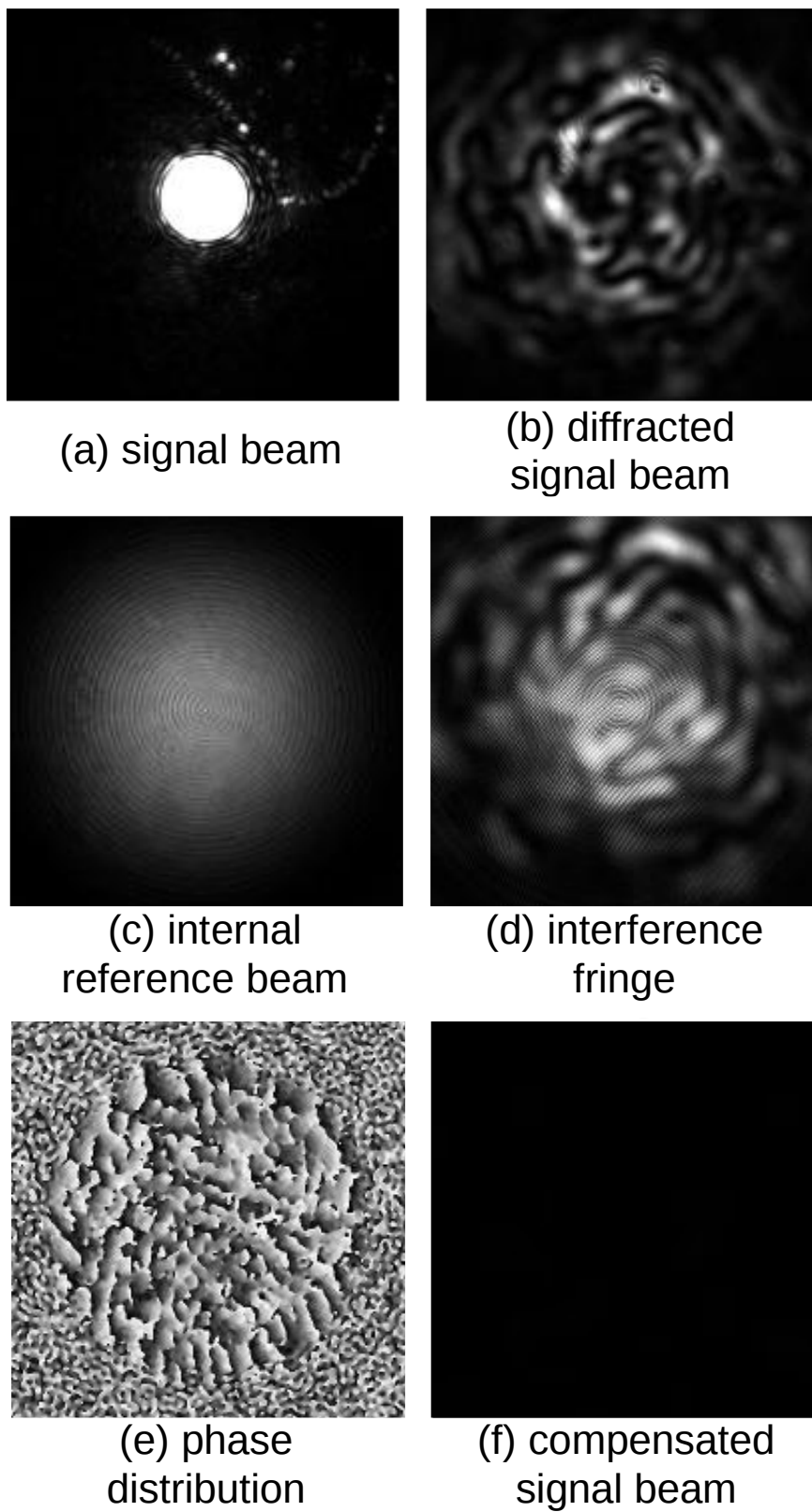


図 4.11 内部参照光の実験結果.

4.5 まとめ

本章では、プログレッシブ位相共役技術を用いた空間モード補償手法を提案し、その基本概念や動作原理とその効果について、理論的および数値解析を通じて詳細に説明する。PPC 技術は比較的高効率で高精度な空間モード補償を可能にする。高次モード成分を低く抑えることで、モード分散の低減が期待できる。次に、数値解析により、PPC 技術を用いた場合の空間モード波面補償の効果を検証した。PPC による分散された空間モード光は補償され、理想的な基本モード LP01 に復元されることが可能であることがわかる。次に、様々なモードミックスを持つ空間光波に対して PPC 技術を適用し、補償後の波面が基本モードにどの程度復元されるかを評価した。基本モードの混入比率が低い場合、モード補償効果は低下する。また、参照光の完全性の違いと補償効果との関係を確認した。計算上の位相分布精度が不十分であるため、補償効果が低下する。その後、内部参照光と外部参照光を用いた場合の補償効果を実験的に評価し、内部参照光の実現可能性を確認した。PPC 技術による位相検出のために内部参照光を生成することの有効性と精度を強調するものであり、PPC を用いた空間モード補償の実現可能性を確認し、優位性を示した。

PPC 技術は、その高効率かつ高精度な空間モード補償能力により、次世代の光通信システムにおける重要な技術の一つとして位置づけられる。今後の研究開発により、さらなる性能向上や応用範囲の拡大が期待される。

参考文献

- [1] Kaoutar Benyahya, Christian Simonneau, Amirhossein Ghazisaeidi, Nicolas Barré, Pu Jian. “Multiterabit Transmission Over OM2 Multimode Fiber With Wavelength and Mode Group Multiplexing and Direct Detection,” *Journal of Lightwave Technology*, 2018.
- [2] Feng Feng, Xuhan Guo, George SD Gordon, XQ Jin, FP Payne, Y Jung, Q Kang, S Alam, PBarua, JK Sahu, DJ Richardson, Ian H White, and Timothy D Wilkinson. “All-optical Mode-Group Division Multiplexing Over a Graded-Index Ring-Core Fiber with Single Radial Mode,” *Optical Fiber Communication Conference*, 2016.
- [3] Atsushi Okamoto, Keisuke Kunori, Masanori Takabayashi, Akihisa Tomita, and Kunihiro Sato. “Holographic diversity interferometry for optical storage,” *Optics Express*, 2011.
- [4] Yuta Goto, Atsushi Okamoto, Yuta Wakayama, Kazuhisa Ogawa, Jin Nozawa, Akihisa Tomita, and Takehiro Tsuritani. “Reference-free holographic diversity interferometry via iterative measurements for high accuracy phase detection,” *Optics Express*, 2016.
- [5] Selin Aradag, Stefan Siegel, Jürgen Seidel, Kelly Cohen, Thomas McLaughlin. “Filtered POD-based low-dimensional modeling of the 3D turbulent flow behind a circular cylinder,” *International Journal for Numerical Methods in Fluids*, 2011.
- [6] HUANG Li sheng, WANG Zhen song, ZHENG Tian yao. “A Fast Algorithm Based on FFT Used in Simulation of SAR Return Wave Signal,” *Journal of Remote Sensing*, 2004.
- [7] Toshiaki Suhara. “3.05 - Integrated Optics,” *Materials Science and Materials Engineering*, 2008.

第 5 章

拡散板による補償精度の向上

5.1 拡散チャネルの影響

前章で紹介したプログレッシブ位相共役 (Progressive Phase Conjugation : PPC) のモード補償機能を活用し, PPC を用いたモード分散の低減について提案する. 図 5.1 に示すように, 長距離マルチモードファイバ (multi-mode fiber : MMF) において基本モードが伝搬する場合, 光パルスが単一モードで出射されていたとしても, モード結合により他の高次モードと結合する傾向がある[1]. 伝送距離が長くなるにつれて, より多くの基本モードが様々な高次モードのチャネルに拡散し, 結果としてモード分散が大きくなる. このように拡散した信号光を効果的に基本モードにうまく戻すためには, PPC を適切な距離ごとに配置する必要がある. こうすることで, 空間モード光は基本モードで MMF 内を伝送し続けることができる. このプロセスを繰り返すことで, 空間モード光は常に基本モードで MMF 内を透過し, モード分散を効果的に抑制することができる.

さらに, 基本モードは LP₂₁ だけでなく, すべての高次モードのチャネルに広がる可能性がある. したがって, 基本モードが異なる高次モードを持つチャネルに広がった場合, PPC 技術によるモード補償の効果が各チャネルで異なる可能性がある. この点について, PPC 技術の適用により, 異なる高次モードチャネルにおける基本モードの拡散をどの程度効果的に抑制できるか, また, 特定のチャネルにおける補償効果の差異によって生じる可能性のある問題点について議論する必要がある.

この問題を解決するためには, PPC 技術の補償精度を向上させることが重要である. 具体的には, PPC 装置の配置間隔, 位相共役生成の精度, およびモード結合のダイナミクスを考

慮した最適化が必要である。また、異なるモードチャネル間での補償効果の均一化を図るために、PPC 技術と他のモード制御技術との組み合わせも検討されるべきだ。最終的に、PPC 技術を用いたモード分散の低減は、長距離光ファイバー通信システムにおける信号品質の向上に寄与する可能性がある。特に、高速通信や大容量データ伝送を要求される現代の通信システムにおいて、モード分散による信号劣化は重要な問題である。PPC 技術による効果的なモード補償と分散抑制は、これらの問題を解決するための有望なアプローチとなり得る。

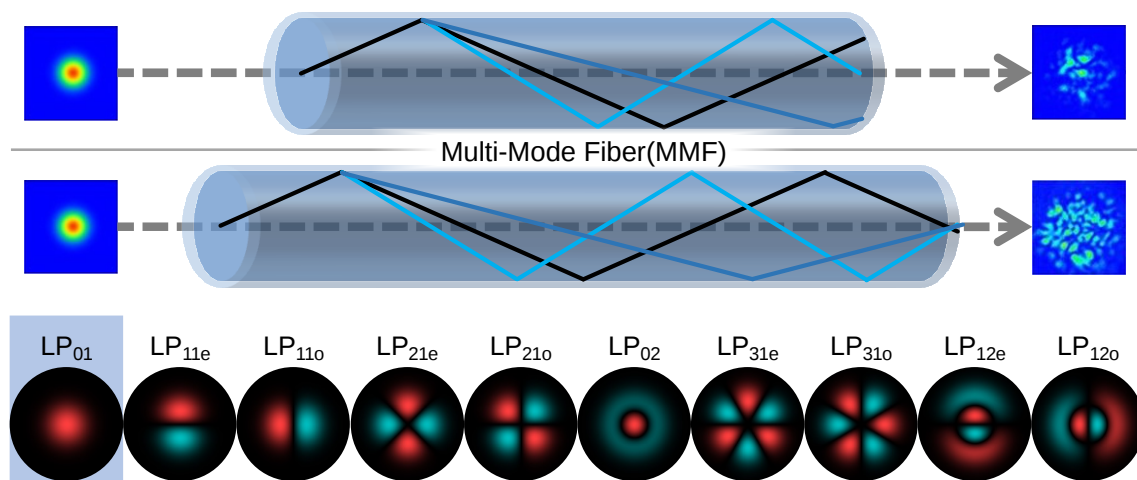


図 5.1 長距離 MMF の基本伝搬モード.

5.2 数値解析シミュレーションの結果と考察

異なる高次モードの拡散チャネルとして、LP11a, LP11b, LP21a, LP21b, LP02, LP31a, LP31b を選択した。基本モードとこれらの高次モードを同様に混合し、PPC システムを用いて分散モードを補償し、結合効率 (coupling efficiency : CE) を計算した。LP11a と LP11b, LP21a と LP21b, LP31a と LP31b については、LP モードの回転によって誘起される互いに直交する縮退モードであるため、これらのモードの a と b の補償効果は同一であると考えられる。そのため、これらは分析から除外されている。図 5.2 は、シミュレーション結果を示している。縦軸は基本モードの CE を示し、横軸は混合された基本モードの比率を示している。青、オレンジ、灰色、黄色の線はそれぞれ、LP01 と LP11, LP21, LP02, LP31 の混合モードを表している。基本モードと LP11, LP21, LP31 を混合した場合、高次モードの割合が増加するにつれて、モード補償効果は劇的に減少した。基本モードを LP31 と混合した場合の補償効果は、LP21 と混合した場合よりも著しく低いことが観察された。特に、LP01 と LP02 を 40%混合した場合、LP01 はまだ約 85%まで補償可能だったが、LP01 と LP11 を 40%混合した場合、LP01 は約 68%までしか補償できなかった。LP21 との混合では LP11 より約 8%低いだけであったが、LP01 と LP31 を 40%混合した場合、LP01 の補償率は約 45%とさらに低下した。これらの結果から、LP02 との混合時に最も高い補償効果が得られ、次いで LP11, LP21, LP31 の順に補償効果が高いことが明らかになった。このことから、LP02 を除き、拡散チャネルが基本モードのチャネルに近いほど、補償効果が高くなる傾向にあることが示された。

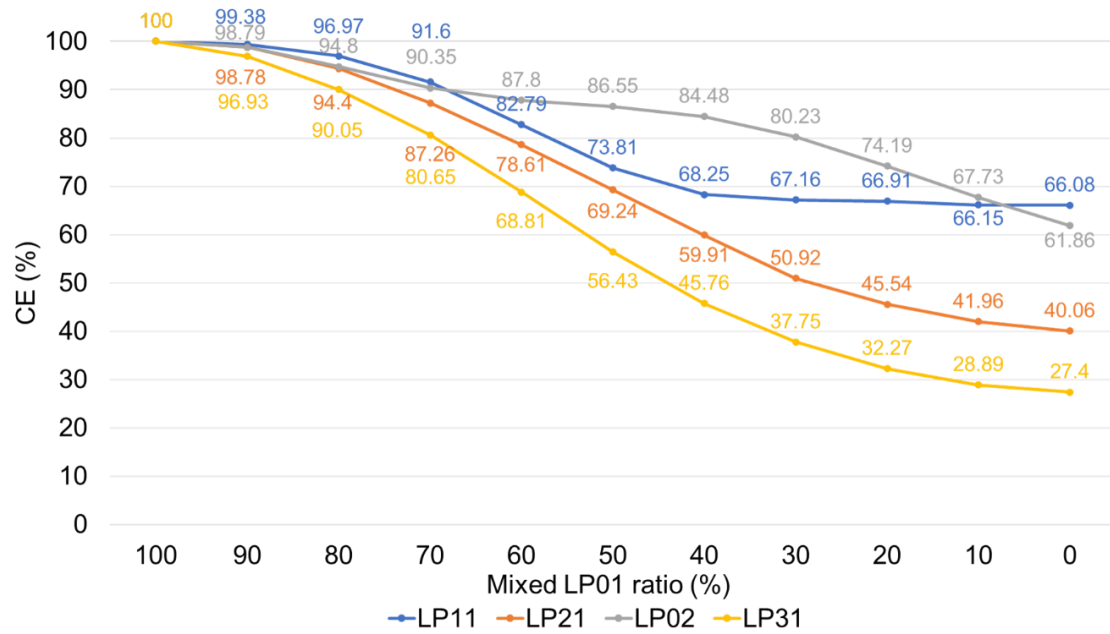


図 5.2 CE と 4 つのモード.

さらに、通常、基本モードは単一の高次モードだけでなく、複数の高次モードのチャンネルに同時に拡散する。図 5.3 に示すように、基本モードと同じ比率で 2 つの高次モードを同時に混合し、その結果を分析した。この結果から、PPC 技術が複数の高次モードを含む混合空間モード光の補償が可能であることが明らかになった。しかし、高次モードの混合比率が 50%を超える場合、補償精度は 70%以下に低下した。これは、PPC 技術が空間モードを適切に補償できる距離が限られており、期待される性能を完全には発揮できないことを示している。したがって、高次モードに対する PPC 技術の補償効果をさらに改善することが求められる。

この分析は、PPC 技術を用いたモード補償の効果を理解する上で重要な示唆を与える。特に、異なるモード間での補償効果の差異を明らかにし、PPC システムの最適化に向けた指針を提供する。将来的には、これらの知見を基に、より効率的なモード補償技術の開発が期待される。また、高次モードの特性を詳細に分析し、それぞれのモードに最適な補償戦略を立てることが、長距離光ファイバ通信システムの性能向上に寄与する。

さらに、PPC 技術の改善には、より高度な空間光変調器 (spatial light modulator : SLM) の開発や、位相補償アルゴリズムの最適化、さらには複数モードの同時補償を可能にする新しい技術の導入が必要である。また、モード分散の影響を受けやすい特定の通信波長やファイバ構造に対して、PPC 技術の適用効果を高めるための研究も重要である。これらの技術的進歩により、PPC 技術を用いたモード補償技術は、高速かつ大容量の光ファイバ通信の実現に不可欠な要素となる。

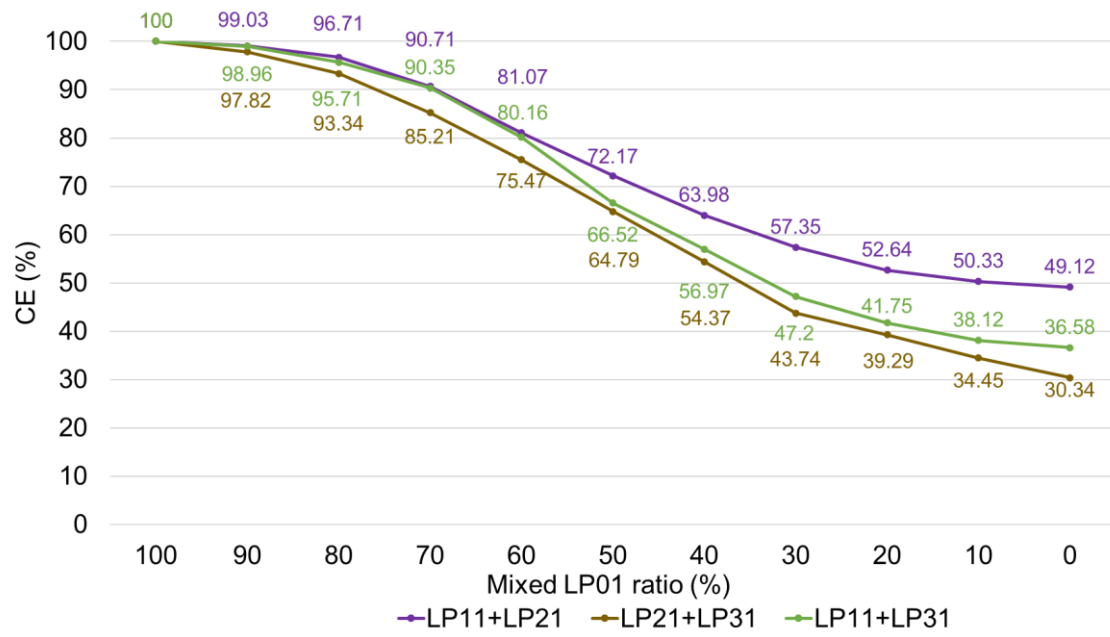


図 5.3 CE と混在する 2 つの高次モード.

上

5.3 拡散板による補償精度の向上

5.3.1 動作原理

図 5.4 は、様々な LP モードの強度分布を示している。LP_{*l,m*} の各モードの強度分布によると、方位角平面上の強度分布の変化 $l=0$ の場合には中心部に強度分布があり、 $l>1$ の場合には中心部に強度分布はない。 l が小さいモードの強度分布は中心に近く、 l が大きいモードの強度分布は外側にある。 l の次数が高いほど、モード強度分布は中心から離れ、基本モードとの強度重複は小さくなる[2]。 LP02 は中心に強度分布があり、基本モードとの強度重複量が LP01 より大きいため、LP02 の次数が LP11 より高くても、LP02 の補償効果は LP11 より優れている。したがって、PPC 技術のモード補償効果は、高次モードと基本モードの強度の重なりに依存する。PPC 技術で空間モードの位相を補償しても、中心部に強度分布がない高次モードを、中心部に強度が集中する基本モードに復元することは難しい。この補償効果の低さは、過大な振幅歪み $A(x,y)$ に起因すると考えられる。このとき、振幅歪みの影響は無視できない。そこで、この影響を排除するために、ランダムな光拡散板を追加することを提案する。図 5.5 に示すように、分散された空間モード光が PPC システムに入射する前に、ランダムな位相拡散板とレンズを追加した。この方法では、入射した空間モード光の強度分布をランダム光拡散板と光学レンズで一様に拡散する。どのようなモードであっても、拡散板を通過すれば、強度分布は面全体に一様に拡散され、面上の各場所の強度は等しくなる[3]。中心部に強度分布のない高次モードであっても、ランダム光拡散板を通過した後は中心部に強度分布が生じ、基本モードとの強度重複量が増加する。そのため、拡散された空間モードビームが再び PPC システムに入射した場合、強度の重なり量が増加するため、PPC 技術により空間モードビームをより容易に基本モードに戻すことができる。さらに、ランダム光拡散板を透過した後でも、小さなピンホールを通過させることで波面歪みを大幅に低減し、コヒーレンシーの低下による干渉計測不能の問題が生じないようにしている。また、この方法に限らず、ホログラムメモリやデジタルホログラムの分野では、ランダム拡散板を用いた信号光や参照光との干渉がしばしば見られる[4,5]。

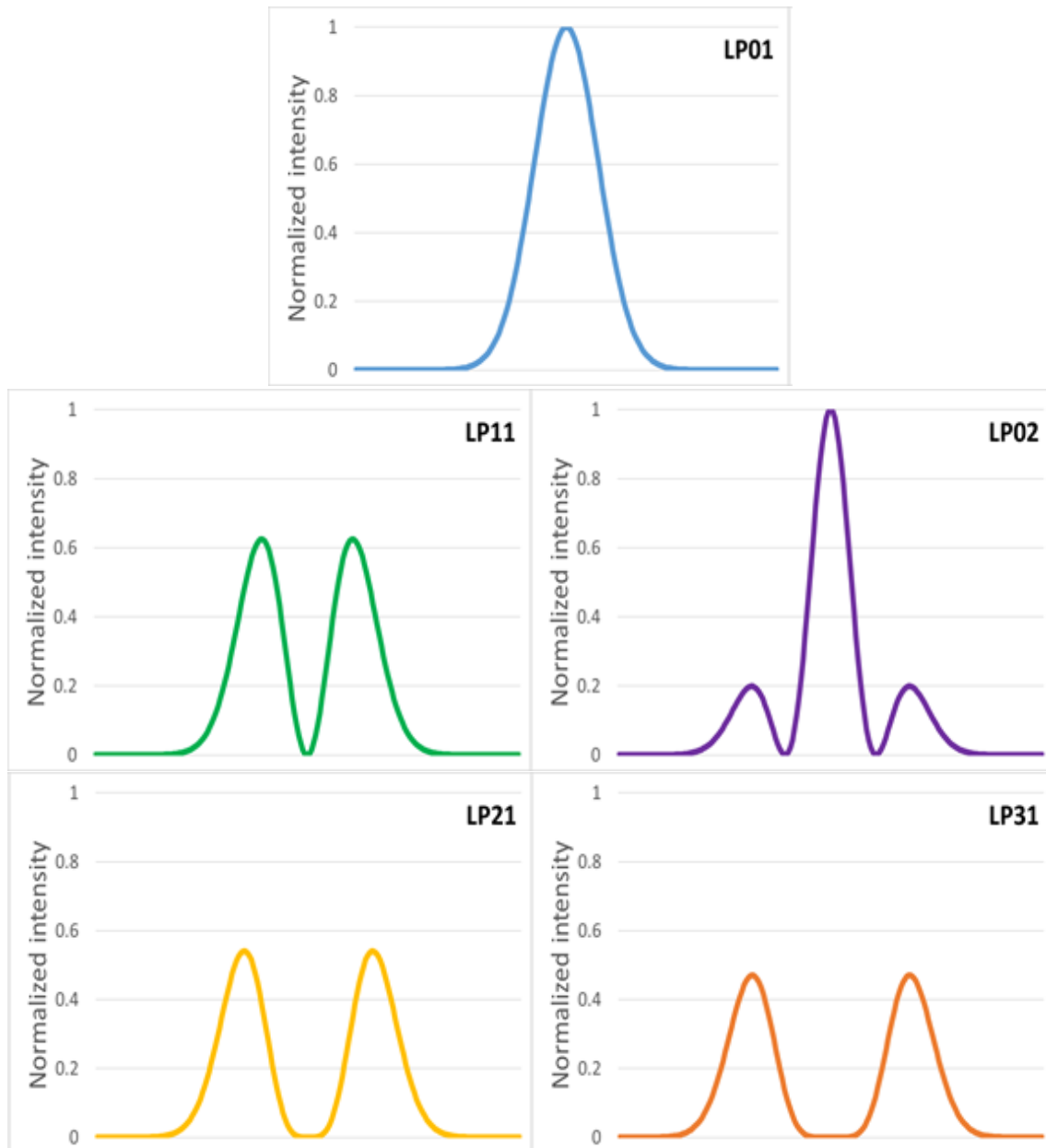


図 5.4 LP モードの強度分布.

上

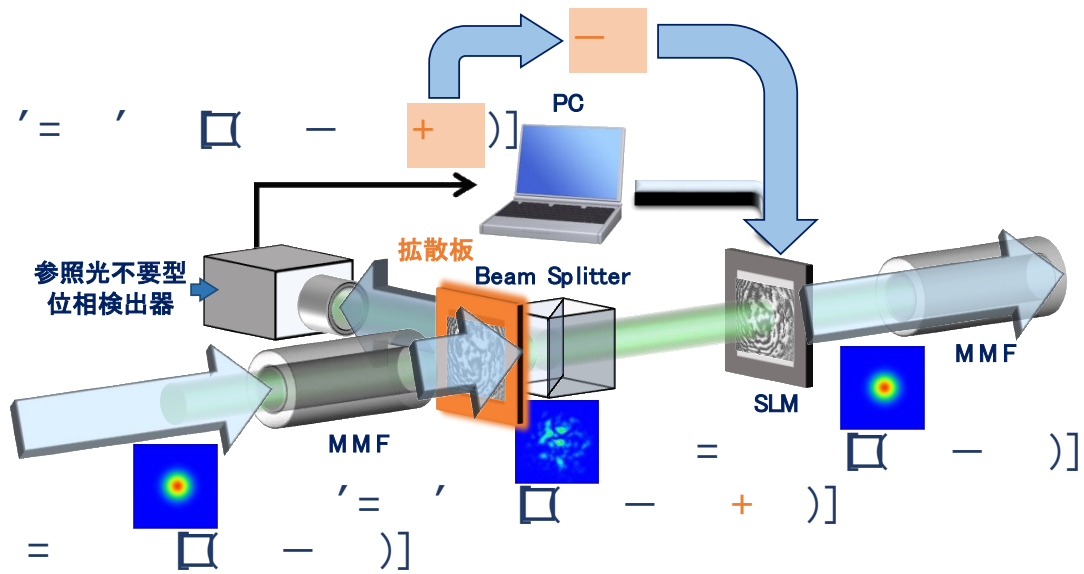


図 5.5 PPC システムに入射する前に拡散板の追加.

5.3.2 数値解析シミュレーションの結果と考察

図 5.6 に示すように、分散された空間モード光が PPC システムに入射する前に、フーリエ面にランダムな位相拡散板とレンズを追加した。

シミュレーションでは、拡散モードは、拡散比 N_{diff} [6] のランダム光拡散板を使用して、元のモードをより広い領域にわたって拡張することによって計算された。元のモードは、 $N_{dx} \times N_{dy}$ 個の SLM 画素から構成され、ランダム光拡散板は、インポートされた $N_{dx} N_{diff} \times N_{dy} N_{diff}$ 個の SLM 画素のランダムな位相分布画像から構成される。拡散比 N_{diff} は、元のモードと拡散されたモードのサイズの比として定義され、次式で計算される。

$$N_{diff} = \frac{\theta_d + \tan^{-1}(N_{dx} L_{dx} / 2L_f)}{\tan^{-1}(N_{dx} L_{dx} / 2L_f)} \quad (5.1)$$

ここで、 θ_d はランダム光拡散板の拡散角、 L_{dx} は SLM ピクセルのピッチ、 L_f はフーリエ変換レンズの焦点距離である。

空間モード光の位相は、ランダムな位相分布を付与することで変換され、その後、複素振幅が高速フーリエ変換 (fast Fourier transforms : FFT) を用いてコリメートされ、空間モード光の強度はそれに応じて変化する。次に、PPC 技術のモード補償プロセスを繰り返すことにより、ランダム光拡散板を用いた補償後の空間モード光における基本モードの割合を求めた。図 5.7 にシミュレーションの結果を示す。ランダム光拡散板を用いた場合と用いない場合の 2 つのデータ群を比較すると、ランダム光拡散板を用いることで、補償効果が大幅に向上することがわかる。特に、空間モード光の中で高次モードが占める割合が比較的大きい場合、補償効果を大幅に改善できる。60% の LP01 を様々な高次モードと混合した場合、補償精度は約 90% であった。LP01 が空間モード光に含まれない場合でも、LP11 と LP21 は LP01 を約 90% 補償でき、LP02 と LP31 は LP01 を 74% 以上補償できた。拡散板を使用しない場合に比べて、LP21 の CE は 46%、LP31 の CE は 47% 増加し、高次モードの補償精度が大幅に向上した。しかし、基本モードが空間モード光の比較的大きな部分を占めると、モード補償効果が低下する。90% の LP01 を高次モードと混合した場合、本来 LP01 は約 98% まで補償できるが、ランダム光拡散板を追加した後は約 93% までしか補償できず、補償効果は約 5% 低下した。これは、基本モードがランダム光拡散板を通過した後、中心部の強度分布が周囲に拡散するためである。中央部の強度分布はランダム光拡散板を通さない場合よりも弱く、理想基本モードとの強度重複量もランダム光拡散板を通さない場合よりも低くなるため、補償効果が悪くなる。伝送距離が長くなるほど、基本モードの信号パワーは高次モードのチャネルに移動する。したがって、長距離伝送では、ランダム光拡散板を追加することにより、モード補償の効果を大幅に改善することができる。

上

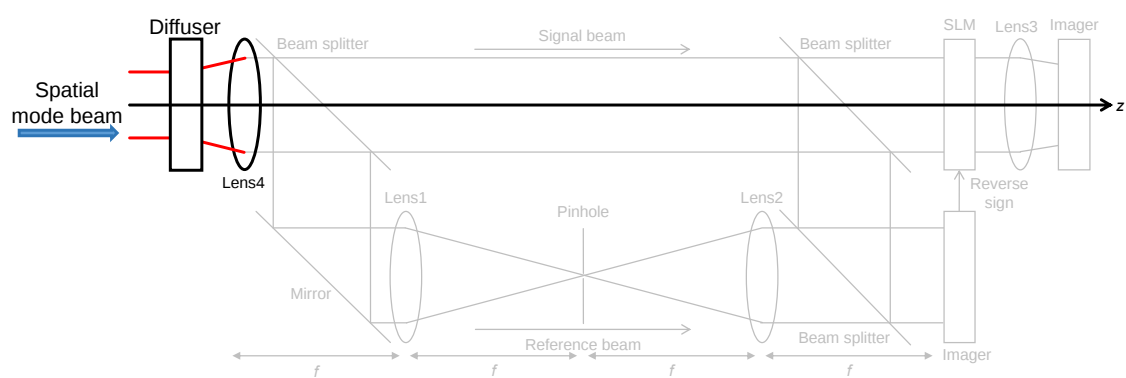
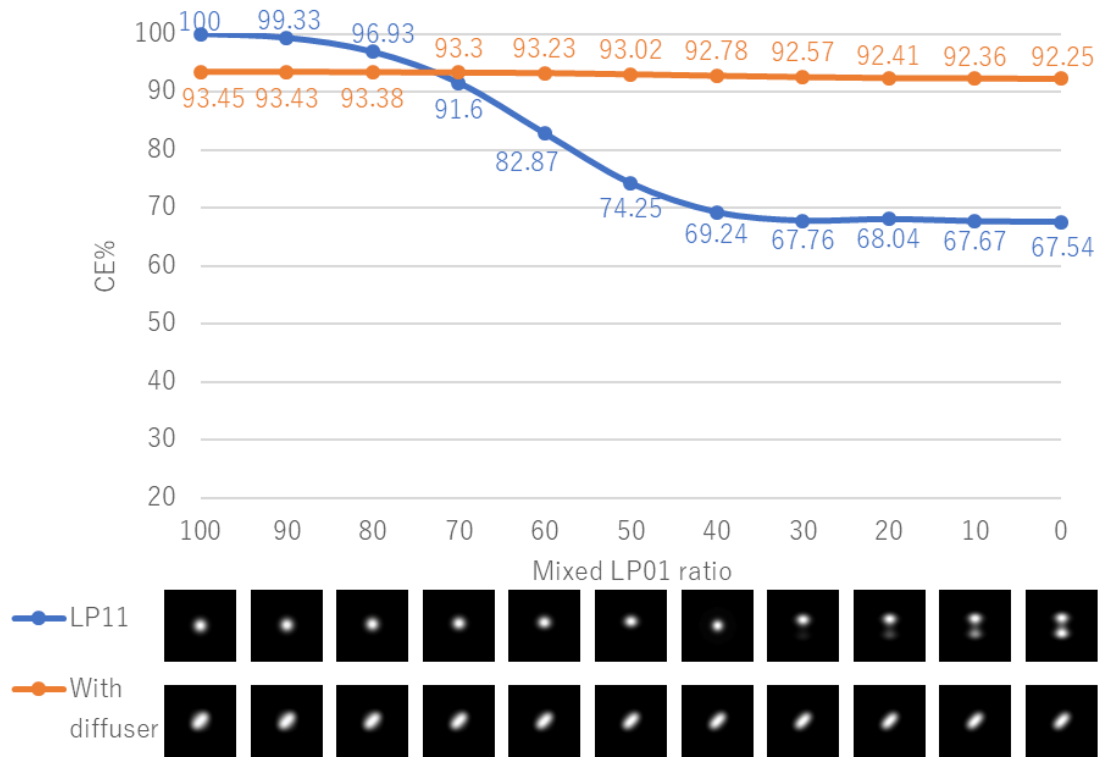
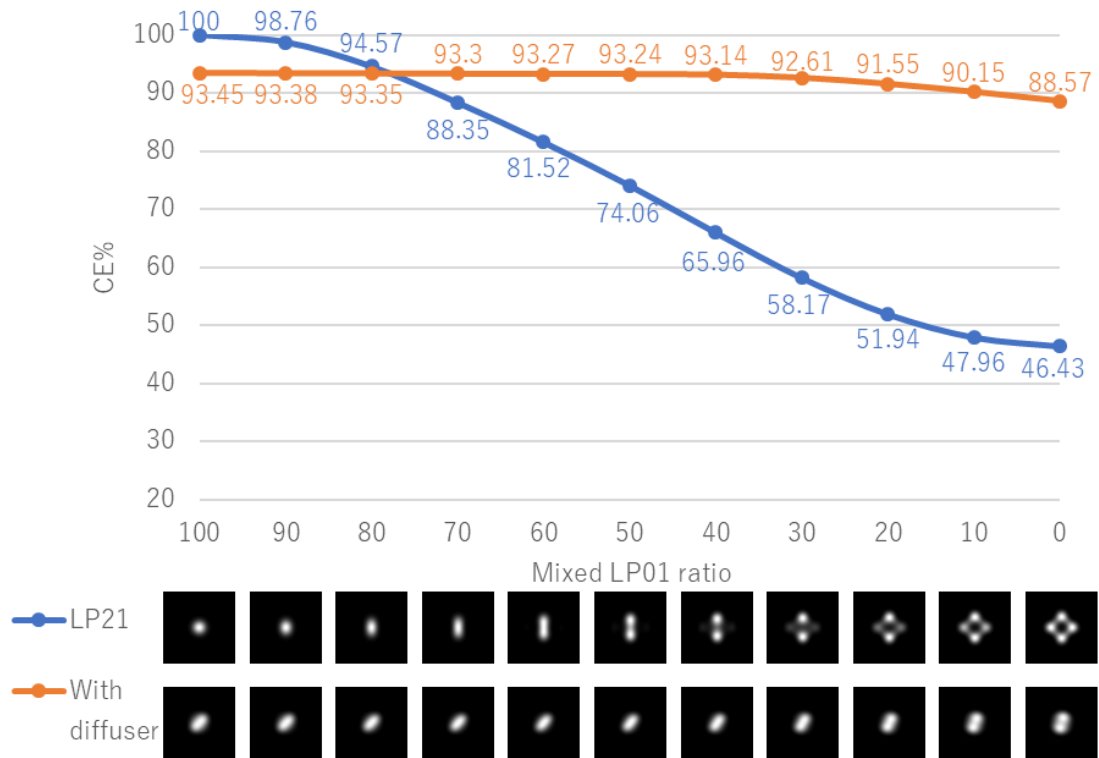


図 5.6 改良された解析モデル.

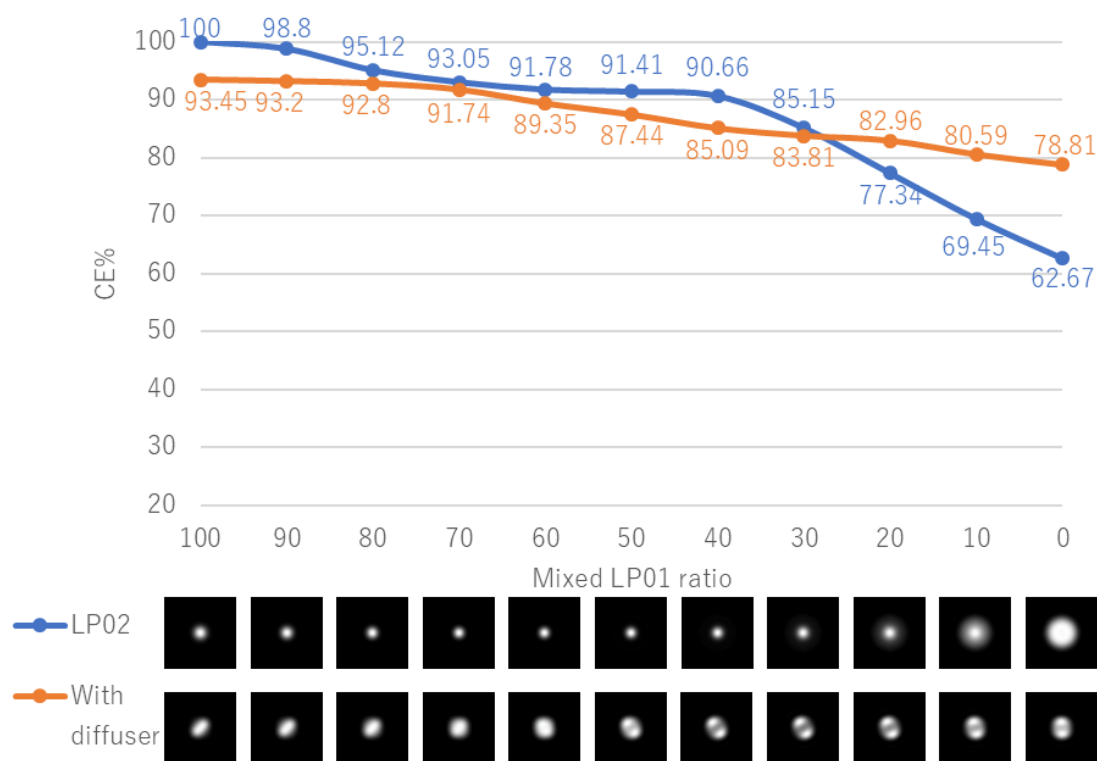


(a) CE 対混合 LP11 比,

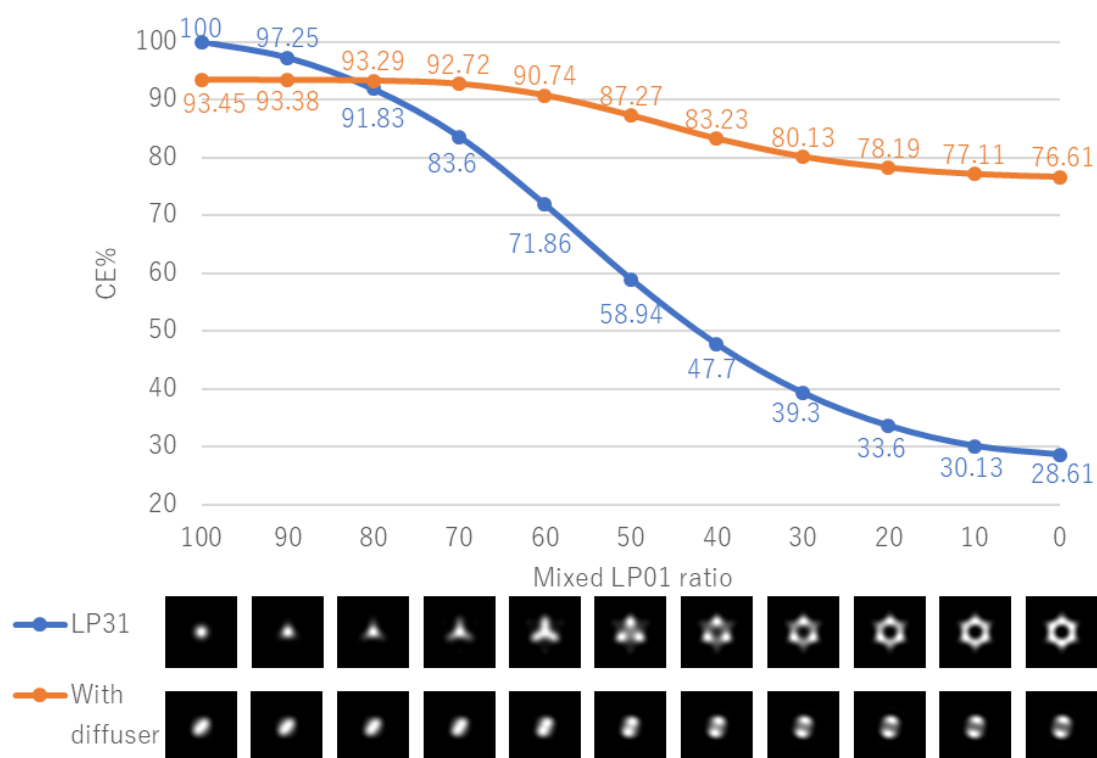


(b) CE 対混合 LP21 比,

上



(c) CE 対混合 LP02 比,



(d) CE 対混合 LP31 比,

図 5.7 拡散板を使用した場合と使用なかった場合のシミュレーション.

5.4 まとめ

本章では、拡散板によりプログレッシブ位相共役技術を用いた空間モード補償効果の改善手法を提案し、その基本概念や動作原理とその効果について、理論的および数値解析を通じて詳細に説明する。基本モードは LP21 だけでなく、すべての高次モードのチャンネルに広がる可能性がある。したがって、基本モードが異なる高次モードを持つチャンネルに広がった場合、PPC 技術によるモード補償の効果が各チャンネルで異なる可能性がある。数値解析により拡散チャンネルが補償効果に与える影響について議論した。その結果、拡散された高次モードと基本モードの強度の重なりが大きいほど、補償効果が高くなることがわかった。また、ランダム光拡散板を追加することで、高次モードの補償効果を大幅に改善できることがわかった。

上

参考文献

- [1] Qi Sui, HongYu Zhang, John D Downie, William A Wood, Jason Hurley, Snigdharaj Mishra, Alan Pak Tao Lau, Chao Lu, HwaYaw Tam, and PKA Wai. “Long-haul quasi-single-mode transmissions using few-mode fiber in presence of multi-path interference,” *Optics Express*, 2015.
- [2] FT Cheng and DE Orin. “Efficient algorithm for optimal force distribution-the compact-dual LP method,” *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 1990.
- [3] PF Gray. “A Method of Forming Optical Diffusers of Simple Known Statistical Properties,” *Optica Acta: International Journal of Optics*, 2010.
- [4] Kazusa Oe and Takanori Nomura. “Twin-image reduction method using a diffuser for phase imaging in-line digital holography,” *Applied Optics*, 2018.
- [5] WenKai Lin, LiPeng Chen, ShaoKui Zhou, TienShou Yeh, WeiChia Su. “Electrically tunable diffuser for holographic multiplexing storage,” *Optical Engineering*, 2021.
- [6] Shuanglu Zhang, Atsushi Okamoto, Taijun Shiba, Hotaka Hayashi, Kazuhisa Ogawa, Akihisa Tomita, Taketoshi Takahata, Satoshi Shinada, Yuta Goto, Naoya Wada. “Spatial mode exchange technique using volume holograms with a random optical diffuser for reduction of crosstalk,” *Optical Review*, 2021.

第 6 章

モード拡散多重通信

6.1 はじめに

モード拡散多重通信は、プログレッシブ位相共役（Progressive Phase Conjugation : PPC）を用いた空間モード補償の原理に基づく新しい多重通信方式であり，従来のモード分割多重（mode-division multiplexing : MDM）通信技術の原理とは全く異なる．PPC 技術を用いたモード拡散多重通信の概念図を図 6.1 に示す．空間モードフォトリックネットワークでは，基本モードはシングルモードファイバ（single-mode fiber : SMF）を通して伝送される．ネットワーク・ノードでは，異なる SMF から発せられた基本モードが PPC によって変調を受け，異なる拡散状態に変換され，その後マルチモードファイバ（multi-mode fiber : MMF）に注入される．信号光は MMF 内で異なる拡散状態で伝送される．MMF から出力された信号光は，レンズ変調によって基本モードに戻すことができるため，異なる SMF に再接続して伝送することができる．

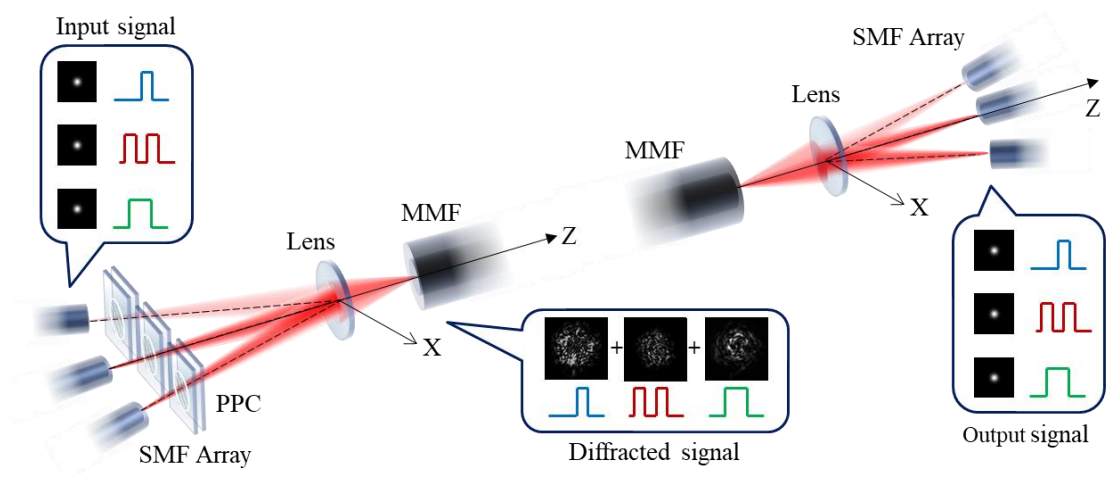


図 6.1 PPC を用いたモード拡散多重通信の概念図.

6.2 モード拡散多重通信の動作原理

図 6.2 は、モード拡散多重通信方式の実施手順を示している。この手順は、逆方向伝送事前記録プロセスとそれに続く順方向伝送復元プロセスの 2 段階に分けられる。

まず、逆方向伝送事前記録プロセスでは、伝送方向を反転させ、光源を受信端にセットし、受信端から送信端に向けて基本モード光波を放射する。パイロットビームと呼ばれる。複数のパイロットビームが受信端の MMF に発射される。これらのパイロットビームはさまざまな角度で MMF に入射されるため、MMF 内に明確な伝送チャンネルが画定される。各パイロットビームは自律的な伝送チャンネルを表す。注目すべきは、それぞれの伝送チャンネル内で、これらのパイロットビームは MMF 内で固有のモード歪みを受けることである。この現象により、送信側で MMF から放出される際の位相分布に大きな違いが生じる。PPC の空間モード補償技術により、送信端の MMF 内の各パイロットビームの位相分布を検出し、対応する位相共役分布を計算することができる。その後、空間光変調器 (spatial light modulator : SLM) を用いてパイロットビームを補償し、パイロットビームを基本モード状態に復元する。このプロセスの中心的な成果である位相共役分布は、システム全体の機能にとって最も重要であり、各位相共役分布は対応する伝送路と密接に結びついている。

第 2 段階は、順方向伝送復元プロセスである。送信端はサブネットワーク内の SMF に接続され、これらの SMF から信号光となる基本モード光波が放射される。第 1 段階で得られた位相共役分布が SLM に表示される。その後、信号光を SLM に照射することで、信号光はモード歪みを受け、拡散状態に変調される。ここで、信号光はパイロットビームに対応する位相共役光の形になる。拡散された信号光は、MMF に入射される。位相共役光の固有の特性により、拡散された信号光は MMF 内で逆変換を受ける。そのため、実際の伝送時に MMF によって生じるモード歪みは、事前に変調された信号光によって打ち消される。この結果、受信側では MMF から基本モード光波の信号光が放射される。パイロットビームの位相共役光として機能する信号光は、パイロットビームのチャンネルに沿って正確に MMF を逆方向に伝送され、入射角と同じ出射角で MMF から出射される。その結果、送信側の PPC を通して個々の信号光に異なる位相共役分布を与えることで、各信号光は MMF 内の固有の伝送路を横断し、対応する出射角で MMF から出射する。受信側では、信号光は出射角に基づいて自動的に分離され、次の伝送のために基本モードでサブネットワークの SMF に接続される。これにより、システム内のモードマルチプレクサ (multiplexer : MUX) とモードデマルチプレクサ (demultiplexer : DEMUX) が不要となる。多入力多出力 (multi-input multi-out : MIMO) 信号処理の必要性が低減する。

モード拡散多重通信技術の伝送性能を左右する最も大きな要因は、システム内で可能な

最大多重チャネル数である．そこで，多重化可能な最大チャネル数の推定とともに，システムの実現可能性を実験的に検証した．

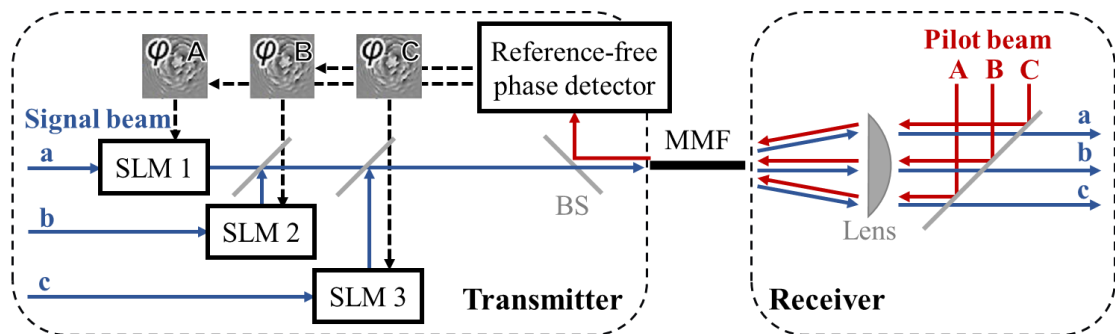


図 4 モード拡散多重通信の動作原理．

6.3 最大可能多重数

我々のモード拡散多重通信システムでは，利用可能なチャンネルの数はパイロットビームの数に依存し，各相互に干渉しないパイロットビームがチャンネルを表す．まず，できるだけ多くのチャンネルを作れるようにする．PPC を用いて効果的に補償できる信号光の最小サイズを決定した．これらのチャンネルの特性は，パイロットビームの入射角によって決まり，入射角が異なると異なるチャンネルが生成される．1つのMMFに存在しうる最大チャンネル数を決定するには，まず2つの互いに独立したチャンネル間の入射角の最小差を確認しなければならない．各パイロットビームは，受信端で固有の位相分布を生成した．隣接するパイロットビーム間の入射角が徐々に大きくなるにつれて，その位相分布の差も大きくなる．2つのチャンネル間の非干渉を保証するには，これらの2つの位相分布が十分に大きな差を示す必要がある．次に，伝送に使用できる最大入射角の範囲を確認する必要がある．そして，パイロット光に与えるピンホールパターンの位置とサイズと間隔などによる性能の変化から最大多重数を推定する．

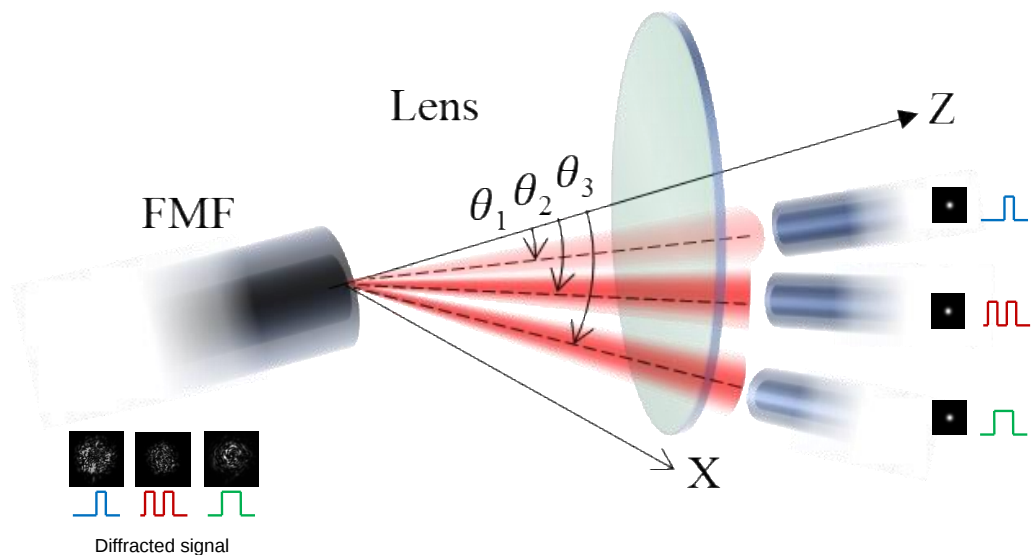


図 5 入射角とチャンネル．

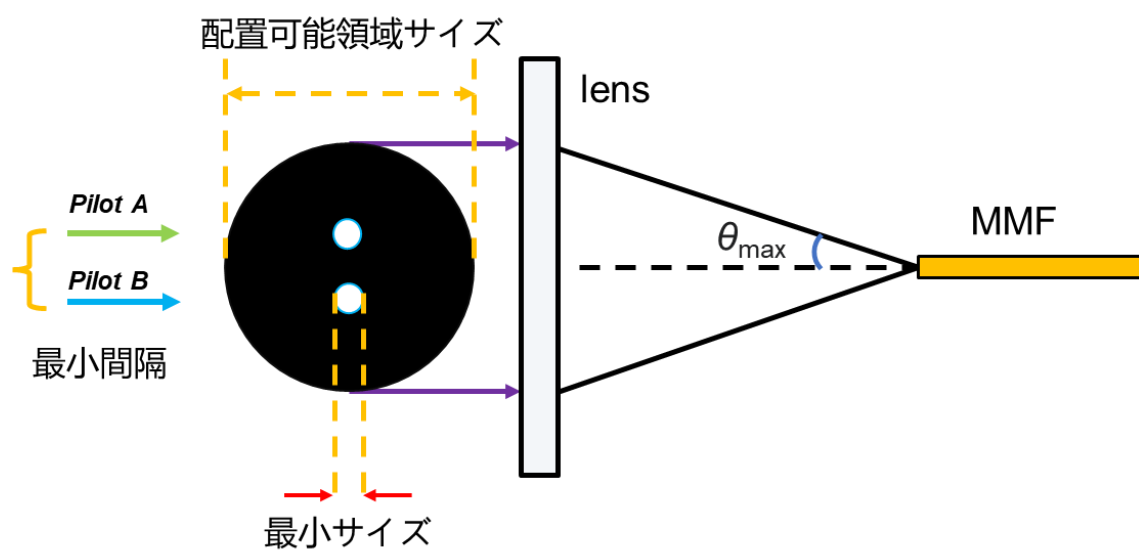


図 5 最大多重数を推定する.

6.4 実証実験

本節では、図 5 に示すように、本研究で構築した光学システムの詳細を説明する。設計された光システムは、モード生成部、位相測定部、モード補償部の 3 つの異なるセクションから構成されている。

我々の実験方式では、パイロットビームの特性を検証することで、多重可能な最大チャネル数を推定する方法を採用している。我々のモード拡散多重通信システムでは、利用可能なチャネル数はパイロットビームの数に依存し、各相互に干渉しないパイロットビームがチャネルを表す。これらのチャネルの特性はパイロットビームの入射角度によって決まり、入射角度が変わればチャネルも異なる。

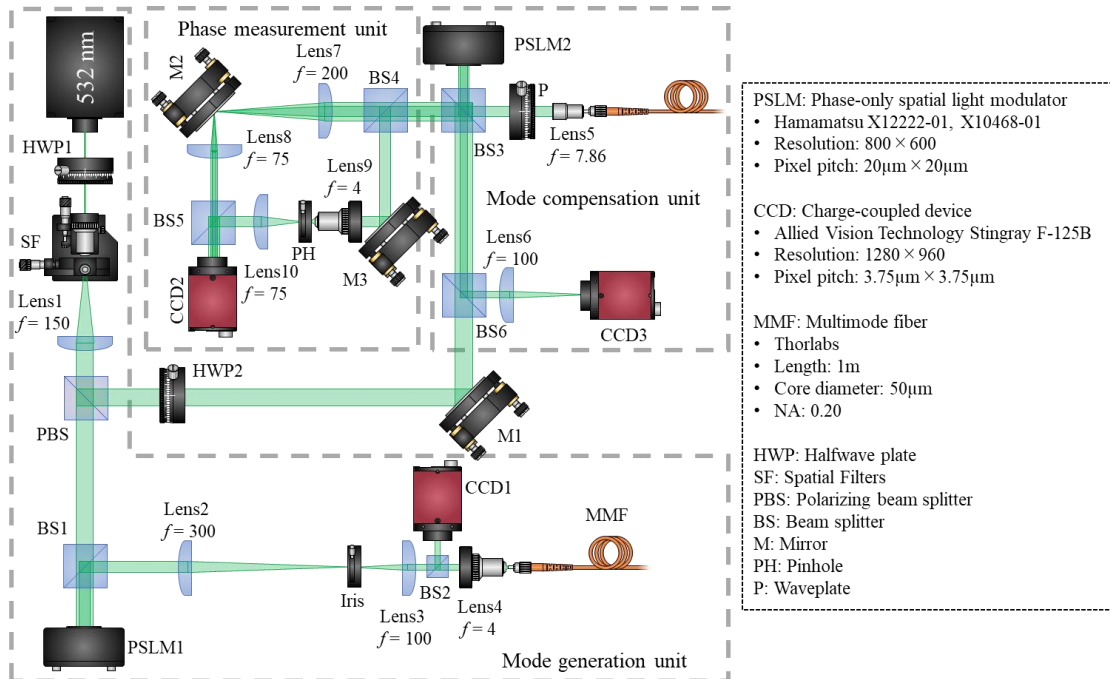


図 4 モード拡散多重通信の実験装置

6.4.1 ピンホールパターンの最小サイズ

まず, PPC を用いて効果的に補償できる信号光の最小サイズを決定した. 信号光の強度と補償光の強度を比較した. 補償光の強度が信号光の強度の 20%未満である場合, 補償は達成できないと考えた. そこで, 位相型空間光変調器 1 (Phase-type Spatial Light Modulator : PSLM1) 上のピンホールの大きさを小さくし, 補償効果を評価した. 信号光の直径は 20 ピクセル以上でなければならないと判断した.

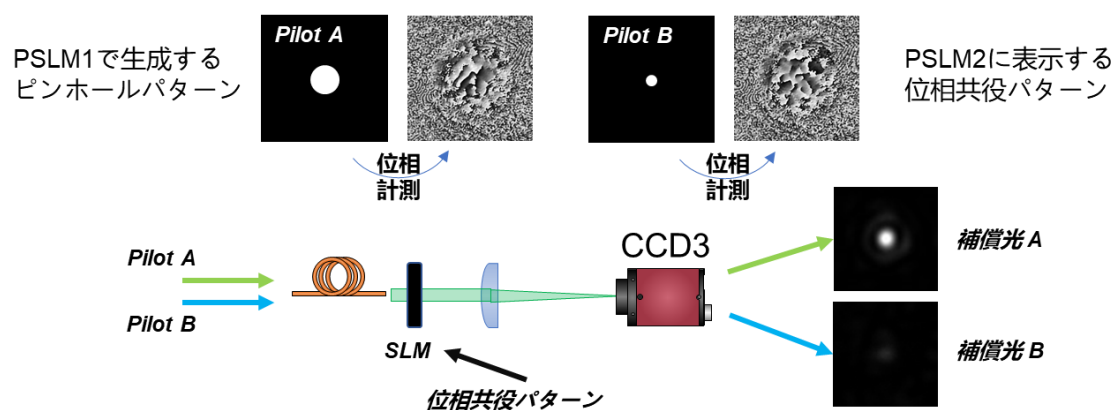


図 4 信号ビームの最小サイズ

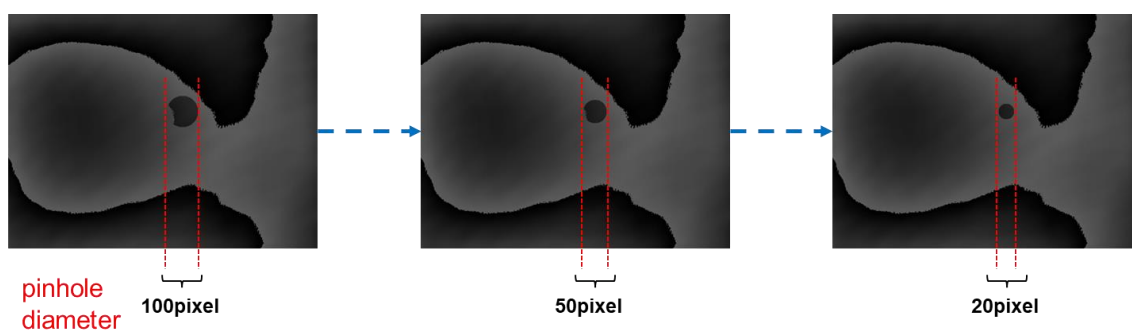


図 4 PSLM1 に表示されているさまざまなサイズのピンホールパターン.

6.4.2 ピンホールの最小間隔

1 つの MMF に存在しうる最大チャネル数を決定するためには、まず 2 つの互いに独立したチャネル間の入射角の最小差を確認する必要がある。適切な変換の後、この角度差はレンズに入射する個々の信号モード間の距離に変換される。我々の実験系では、PSLM1 にピンホールパターンを表示してパイロットビームを生成する。ピンホールパターンの位置が異なると、レンズ 4 を照射するときの位置も異なり、MMF に入射するときの入射角も異なる。その結果、システムが送信できるチャネル間の最小入射角は、PSLM1 に表示されるピンホールパターン間の距離によって決まる。個々のパイロットビームは、受信側で固有の位相分布を生成する。隣接するパイロットビーム間の入射角が徐々に大きくなると、その位相分布の差も大きくなる。2 つのチャネル間の非干渉を保証するには、これら 2 つの位相分布が十分に大きな差を示す必要がある。PSLM1 上のピンホールパターンの初期位置を設定し、パイロットビーム A を生成し、PPC を通して位相共役分布を測定と計算した。この位相共役分布を PSLM2 に表示し、電荷結合素子 3 (charge-coupled device : CCD3) に補償光 A を得た。補償光 A の光強度を測定し、記録した。その後、PSLM2 上に表示されたパイロットビーム A の位相共役分布を維持したまま、PSLM1 上のピンホールパターンの位置を垂直方向に 2 画素ずつずらしながら移動させ、複数のパイロットビーム B を生成した。CCD3 で得られた補償光 B の光強度変化を、補償光の観測が困難になるまで測定と記録した。実験結果は図 8 に示されており、補償光 A の光強度を正規化し、各補償光 B の光強度と補償光 A の光強度の比を計算した。補償効率が低いほど位相分布のずれが大きくなり、2 つのチャネル間の相互干渉の可能性が低くなる。しかし、その代償としてパイロットビーム間の距離が長くなる。パイロットビームを補償できる範囲は限られており、パイロットビーム間の距離が長くなると、利用可能なチャネル数が減少する。従って、補償効率が 10% 以下になると、パイロットビーム A の位相共役分布がパイロットビーム B の補償に使用できないほど位相差が大きくなる。したがって、2 つのパイロットビーム間の最小距離は 23 ピクセルであると結論づけられる。

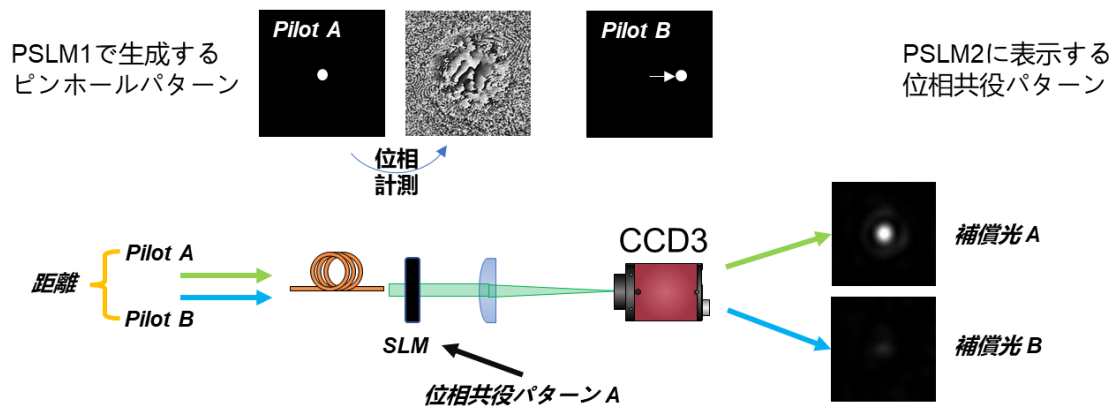


図 4 信号ビームの最小間隔

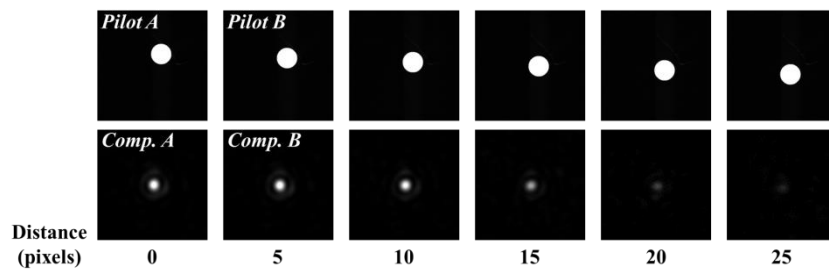


図 7. 異なる位置のパイロットビームと対応する補償ビーム

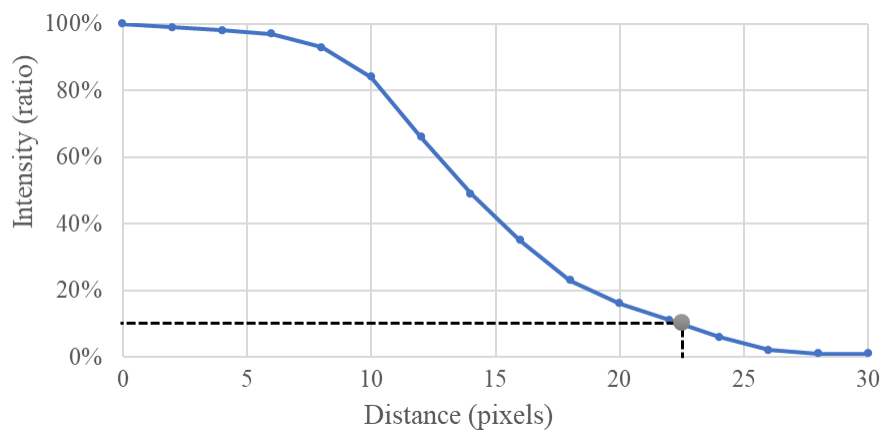


図 8. SLM1 のピンホールパターン距離とシステム補償効率の関係。

6.4.3 ピンホールの配置可能領域

次に、伝送に使用できる最大入射角の範囲を確認する必要がある。光ファイバの開口数 (numerical aperture : NA) は一定であるため、理論上の最大入射角を知ることは可能である。しかし、実際に使用できる最大入射角は、入射条件など様々な要因で理論値に達しない場合がある。そのため、実際に補償に採用できる最大入射角度を確認する必要がある。今回の実験では PSLM1 上のピンホールパターンの可動範囲に相当する。我々は、パイロットビームを移動させ、補償光の観測が困難になるまで再測定と補償を繰り返し、各位置での光強度を記録することで、数多くの検証実験を行った。図 9 に示す実験結果は、パイロットビームを 5 ピクセルごとに移動させたときの各位置での補償効率を記録したものである。ほとんどの領域で安定した補償効率を得られており、各位置での光強度の実測値には誤差があるが、この誤差は実験解析の許容範囲内であるため無視できると考え、補償効率は安定していると判断した。パイロットビームが利用可能な範囲の境界に達すると、補償効率が急激に低下することを確認し、前ステップの実験結果と合わせて、補償効率が 50% 以下になると、パイロットビームを効果的に補償できず、独立した伝送路として利用できないと判断した。従って、パイロットビームの補償可能な最大範囲は、直径 160 ピクセルの円形領域に対応するという結果とした。

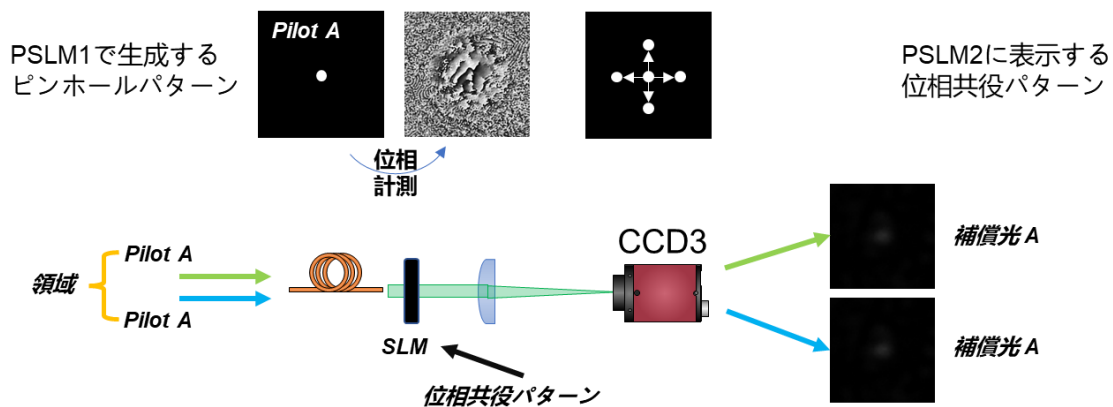


図 9. ピンホールの配置可能領域

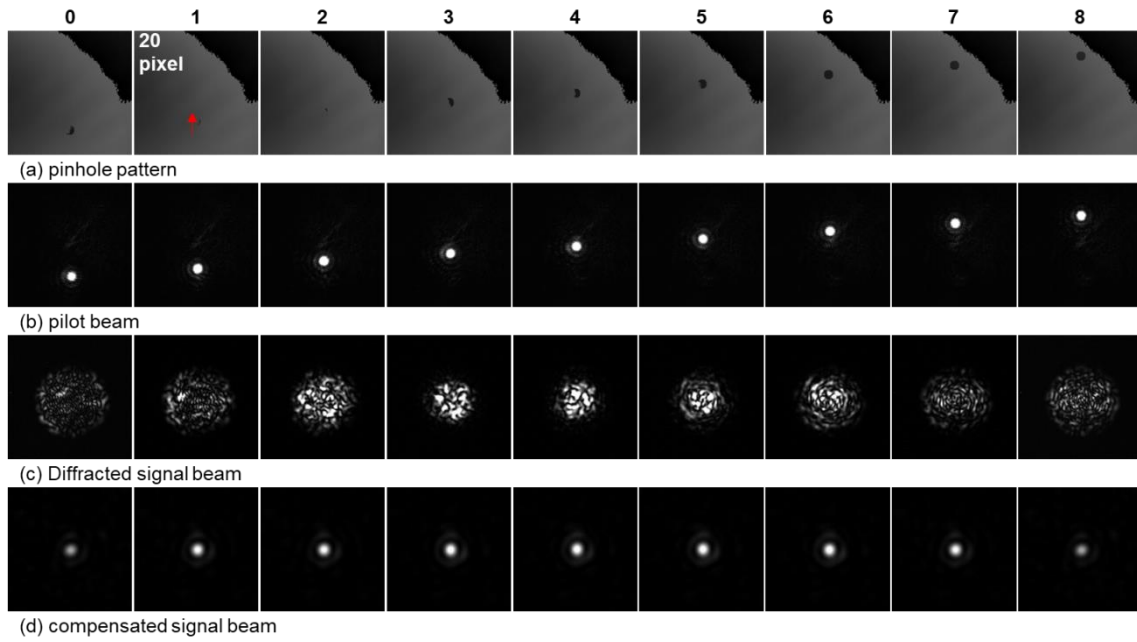


図 9. 可動パイロットビームの範囲と対応する補償ビーム

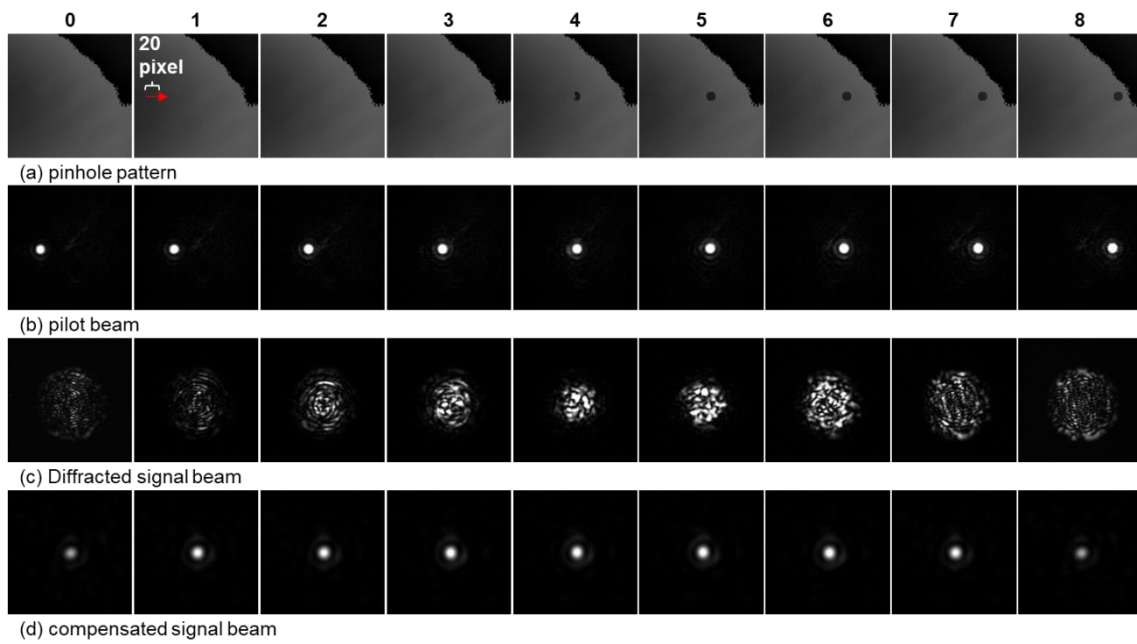


図 9. 可動パイロットビームの範囲と対応する補償ビーム.

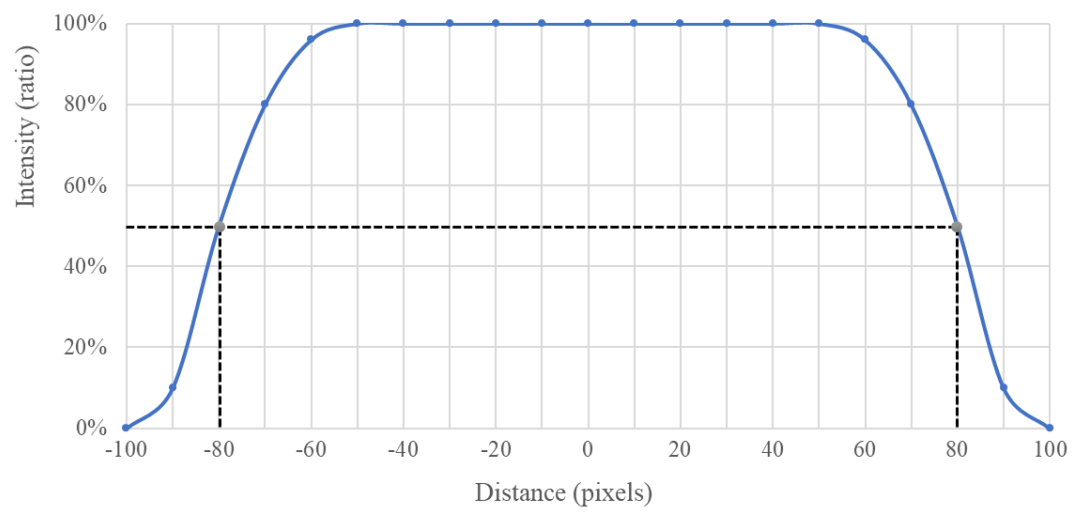


図 10. SLM1 の可動ピンホールパターン範囲とシステム補償効率の関係.

6.4.4 結果と考察

最後に、モード拡散多重通信の最大多重数を推定できる。言い換えると、直径が 160 ピクセルの大きな円内に、直径 20 ピクセルで中心間距離が 23 ピクセルの小円を配置する場合、最大で何個配置できるかを求めることになる。3 つの実験結果を組み合わせると、パイロットビームを逆方向に送信する場合、システムは同時に 37 本のパイロットビームを送信でき、分離して 37 の独立したチャネルを生成できることが推測できる。したがって、信号光を順方向に送信する場合、システムで利用できる最大チャネル数は 37 個となる。

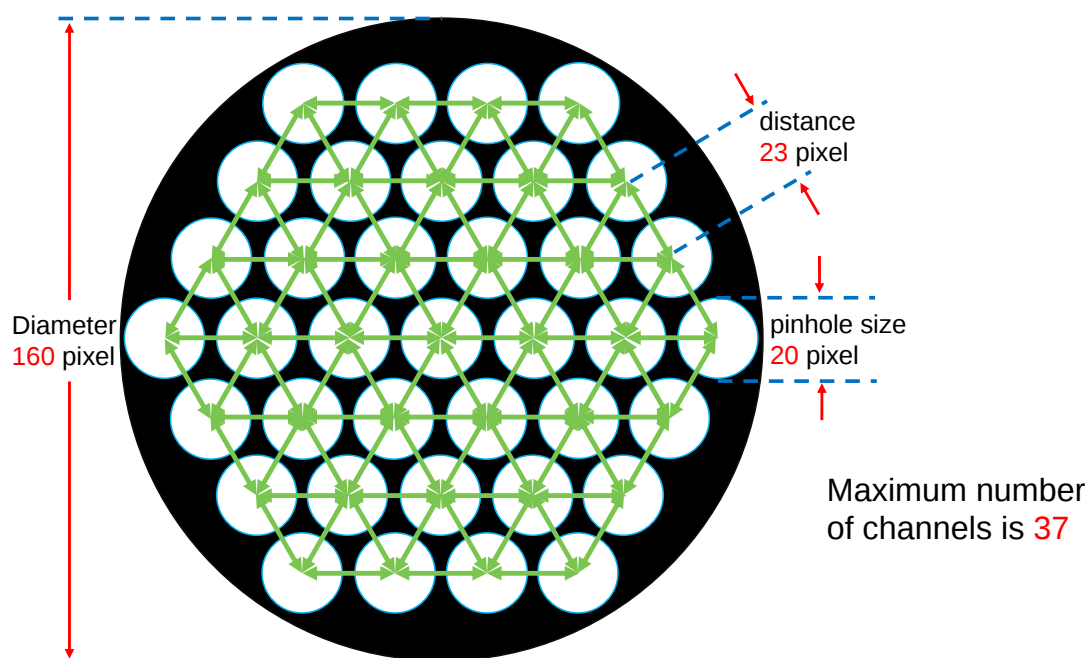


図 10. ファイバ内に配置できる最大チャネル数

6.5 逆伝搬

最後のステップは逆伝搬である。パイロットビームを前提としたこれまでの実験では、MMF 内の信号光は順方向に伝搬する。パイロットビームを順方向に透過させた場合の結果を調べるために、これまでの実験が行われてきた。順方向透過時の様々な特性を調べることで、システムの性能を評価することができる。しかし、モード拡散多重通信の実際の応用で信号伝送に使われるのは逆方向伝送である。逆方向伝送の場合、信号光は PSLM 2 で変調された後に MMF に入射するが、パイロットビームの規格に合わせて SLM で平面波の一次回折光を入射光として得れば、難しいが信号光を MMF に入射させることができる。こちらの送信側では、他の実験装置を接続する必要があるため、受信側と同様に信号光を制御することはできない。PSLM2 に位相共役分布を表示すると、信号光は散乱状態に変調された。散乱された信号光はレンズでうまく収束できず、MMF に入射することをできなかった。そのため、コア径の大きなファイバへの交換を検討している。

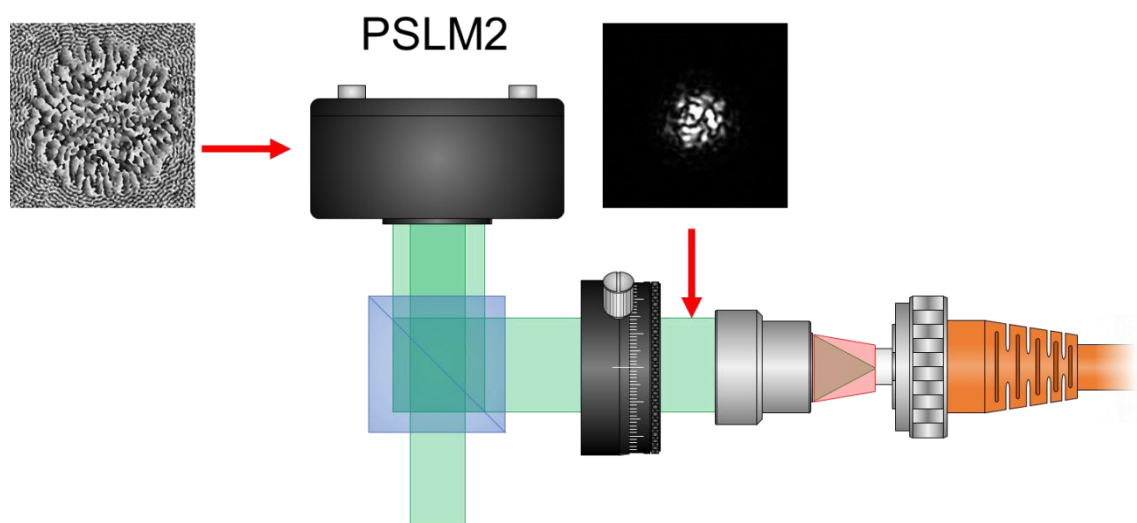


図 散乱された信号光はレンズで MMF に入射する

今回、私は 50 マイクロメートルから 400 マイクロメートルの MMF に変更し、MMF 交換後の実験結果を図に示す。逆方向に伝送すると、結合の難易度は大幅に減少し、無変調の平面波が MMF に入りやすくなった。また、拡散された信号光を MMF に導入することもこころみ、MMF の最後に結果を出すことに成功した。大口径の MMF は逆方向伝送に適していると考えている。大口径 MMF からの出射光は、順方向に透過する際に散乱が大きくなった。出射光の径が以前よりも大きくなっていることがわかる。その結果、内部参照光の抽出部分に困難が生じる。出射光が散乱しすぎて、抽出できる平面波成分がさらに少なくなり、位相検出を完了するのが難しくなった。

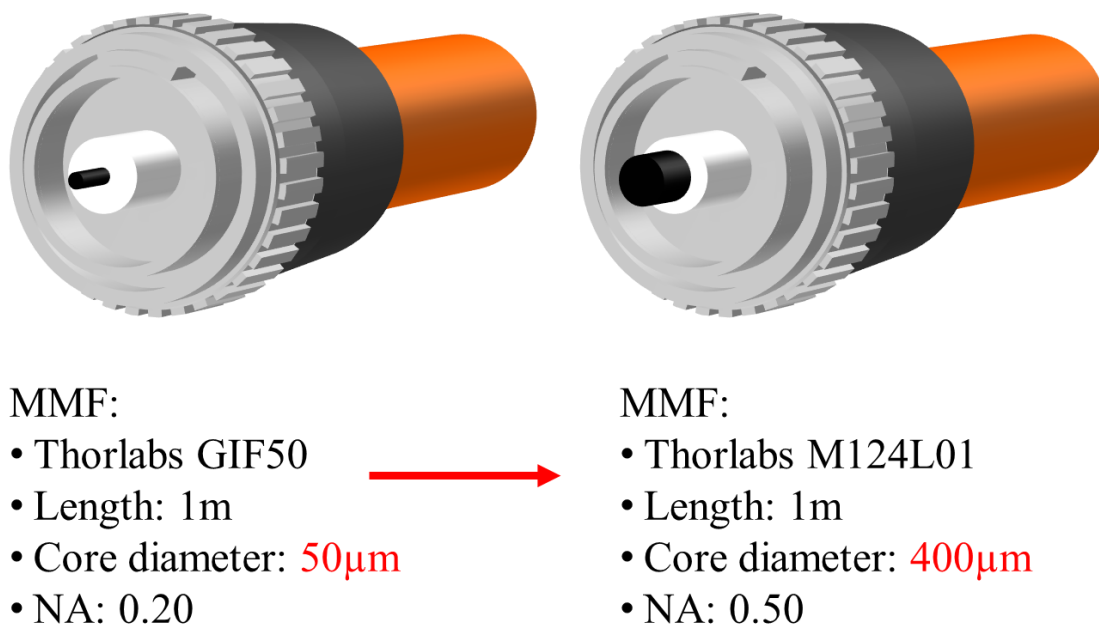


図 コア径の大きなファイバへの交換

6.6 まとめ

本章では、PPC 技術に基づくモード拡散多重通信方式を詳細に説明した。この通信方式は、PPC の空間モード補償を利用して、単一の MMF 内で複数の独立した信号チャネルを実現する。この方式では、従来の MDM 通信技術とは根本的に異なり、モード MUX や DEMUX に関連する複雑な装置や、MIMO 信号処理の必要性を大幅に低減する。実験結果によれば、この方式は最大 37 の独立したチャネルを同時に伝送できることが示された。これは、光通信システムに大容量と柔軟性を提供する。この技術革新は、将来の光通信システムの開発を強力にサポートし、高速と大容量データ伝送への応用が期待される。

参考文献

第 7 章

結論と今後の課題

近年、マルチモードファイバの一種であるフューモードファイバを用いたモード分割多重通信の研究が進められてきた。光ファイバ中の空間モードを用いて通信を行う場合、コア偏心、楕円形状、不均一な屈折率、屈曲など、ファイバ内の不完全性はモード結合を引き起こし、伝送速度の低下とクロストークをもたらす。将来的には、モード結合の問題を軽減するために、光領域でのモード補償やモード変換など、さまざまなモード制御技術の開発が必要である。現在のモード分割多重通信システムでは、光信号を受信した後、大規模な多入力多出力信号処理が必要となり、実用化の妨げとなっている。そのため、モード分割多重通信システムにおける大規模な多入力多出力信号処理への依存度を低減するための取り組みが行われている。本研究では、マルチモードファイバを用いた光通信技術の高度化を目的として、プログレッシブ位相共役技術を用いた空間モードの補償ならびにモード合分波器の不要な新たな信号の多重化方法を提案し、それらの基本動作を理論および実験により検証した。以下に各章のまとめと今後の課題について述べる。

第2章では、まず、次世代大容量光通信システムの根幹を担う多重化技術として期待されている空間分割多重について、複数検討されている伝送形態それぞれの概要と特徴を述べた。次に、光ファイバの構造と分類を紹介した。コアやモードの数に比例して容量を向上させることが可能になる。最後に、本章では空間モードの概念と、モード分割多重伝送システムの構造と動作について詳しく説明する。群遅延、モード分散、そしてこれらの現象がマルチモードファイバの長距離伝送性能に与える影響について議論する。その低減方法に焦点を当て、次世代のファイバ通信システムの性能向上に向けた技術的取り組みを概説している。

第3章では、最初に、本研究で提案するプログレッシブ位相共役を実現するために必要となる基礎理論や要素技術について述べた。まず、複素振幅制御と位相共役光の生成の基本となるホログラフィの基本原則について述べた。そして、複素振幅の検出技術として、位相シ

題

フトデジタルホログラフィについてその基本原理と動作について述べた。さらに、位相共役光の基本的な概念と性質について述べたのちに、位相共役光の全光学的な発生方法として、フォトリフラクティブ結晶を用いた 4 光波混合および空間光変調器と 2 次元イメージセンサを用いたデジタル位相共役の基本原理と動作について述べた。最後に、本研究で扱うプログレッシブ位相共役技術について述べた。次章以降、このプログレッシブ位相共役技術の具体的な光情報処理システムへの応用について議論する。

第 4 章では、まず、プログレッシブ位相共役技術を用いた空間モード補償手法を提案し、動作原理とその効果について、理論的および数値解析を通じて詳細に説明する。プログレッシブ位相共役技術は比較的高効率で高精度な空間モード補償を可能にする。高次モード成分を低く抑えることで、モード分散の低減が期待できる。まずは、数値解析により、プログレッシブ位相共役技術を用いた場合の空間モード波面補償の効果を検証した。次に、様々なモードミックスを持つ空間光波に対してプログレッシブ位相共役技術を適用し、補償後の波面が基本モードにどの程度復元されるかを評価した。また、参照光の完全性の違いと補償効果との関係を確認した。その後、内部参照光と外部参照光を用いた場合の補償効果を実験的に評価し、内部参照光の実現可能性を確認した。

第 5 章では、高次モードに対するプログレッシブ位相共役技術を用いた空間モードの補償効果を向上させる目的で、ランダム拡散板によりプログレッシブ位相共役技術を用いた空間モード補償効果の改善手法を提案し、その基本概念や動作原理とその効果について、理論的および数値解析を通じて詳細に説明する。基本モードが異なる高次モードを持つチャネルに広がった場合、プログレッシブ位相共役技術によるモード補償の効果が各チャネルで異なる可能性がある。数値解析により拡散チャネルが補償効果に与える影響について議論した。その結果、拡散された高次モードと基本モードの強度の重なりが大きいほど、補償効果が高くなることがわかった。また、ランダム光拡散板を追加することで、高次モードの補償効果を大幅に改善できることがわかった。

第 6 章では、プログレッシブ位相共役技術に基づくモード拡散多重通信方式を詳細に説明した。この通信方式は、プログレッシブ位相共役技術の空間モード補償を利用して、単一のマルチモードファイバ内で複数の独立した信号チャネルを実現する。この方式では、従来の分割多重通信技術とは根本的に異なり、モードマルチプレクサとモードデマルチプレクサに関連する複雑な装置や、大規模な多入力多出力信号処理の必要性を大幅に低減する。実験結果によれば、この方式は最大 37 の独立したチャネルを同時に伝送できることが示された。これは、光通信システムに大容量と柔軟性を提供する。この技術革新は、将来の光通信システムの開発を強力にサポートし、高速と大容量データ伝送への応用が期待される。

本研究では、信号光と干渉性のある参照光を用意できない環境でも、空間モード光の複素

振幅を計測と制御する方法として、プログレッシブ位相共役技術を提案した。また、モード分割多重通信システムで必要だったモードマルチプレクサとデマルチプレクサを不要にする、新たな多重化方式であるモード拡散多重通信を提案した。とはいえ、提案されたスキームにはまだ最適化すべき点が多い。本研究では、1つの評価ツールだけを用いてプログレッシブ位相共役技術の補償効果を評価した。数値シミュレーションの結果と合わせて、プログレッシブ位相共役技術操作の基本的な動作を確認することはできたが、この結果は、現実に信号伝送に使用する場合には十分ではない。また、拡散板によって補償効果を向上させる方式は実験的に検証されていない。従って、複数の評価方法を通じて、プログレッシブ位相共役技術操作の補償効果を実際のアプリケーションで検証することが、今後の研究の優先課題である。一方、パターン拡散多重通信におけるマヌーバーの特性は、我々のために順方向伝送によって外挿されている。理論的には逆方向送信と同じ効果が得られるが、逆方向送信による実験的確認が必要である。また、この操作によって形成されるチャネルの数は、現段階の実験で予測される数よりもはるかに多いと筆者は考えている。多重数を増やすことも今後の有望な研究テーマである。

最後に、本研究で得られた知見が光波面制御ならびに空間分割多重伝送に関連する技術の発展の一助となれば幸いである。

謝辞

本論文を執筆するにあたり，非常に多くの方のご助力をいただきました．この場を借りて感謝を申し上げます．

はじめに，北海道大学大学院情報科学研究院の教職員の方々に御礼申し上げます．学位論文審査に際して主査を担当していただきました，富田章久教授には日頃より本研究に対して多くの有益なご意見を賜りました．深く感謝申し上げます．同じく学位論文審査の副査を担当していただきました池辺将之教授には研究発表において大変有益なご意見を頂きました．ここに御礼申し上げます．そして，指導教員である岡本淳准教授には，日頃からの研究指導だけでなく，研究者として，教育者としての在り方についてもご助言頂きました．そして何よりも研究を楽しむという姿勢は私が研究者を志すきっかけとなりました．心より感謝を申し上げます．

研究業績

1. 論文（学位論文関係）

I 査読付き学会誌等

- [1] Zeyu Shen, Atsushi Okamoto, Shuanglu Zhang, Akihisa Tomita, “Spatial mode compensation technique using progressive phase conjugation”, Optical Review, Vol. 29, No. 5, pp. 440–449 (2022). (IF=1.2)

II 査読付国際会議プロシーディング

- [1] Zeyu Shen, Atsushi Okamoto, Akihisa Tomita, "Maximum multiplexing number of mode diffusion multiplex communication using progressive phase conjugation", Proc. of 33th International Symposium on Imaging, Sensing, and Optical Memory 2023 (ISOM'22), Takamatsu, Japan, November, Mo-F-02, pp. 21-22 (2023).
- [2] Zeyu Shen, Atsushi Okamoto, Akihisa Tomita, "Influence of phase accuracy on mode compensation using progressive phase conjugation", Proc. of 32th International Symposium on Imaging, Sensing, and Optical Memory 2022 (ISOM'22), Sapporo, Japan, August, P-IPDP-04 (2022).
- [3] Zeyu Shen, Atsushi Okamoto, Shuanglu Zhang, Akihisa Tomita, “Improvement of mode compensation accuracy using a random diffuser in progressive phase conjugation”, 31th International Symposium on Imaging, Sensing, and Optical Memory 2021 (ISOM'21), Japan, November, We-B-03, pp.133-134 (2021).
- [4] Zeyu Shen, Atsushi Okamoto, Shuanglu Zhang, Kazuhisa Ogawa, Akihisa Tomita, “Mode compensation using Progressive Phase Conjugation technique ” , 30th International Symposium on Imaging, Sensing, and Optical Memory 2020 (ISOM' 20), Japan, November, Mo-C-03, pp. 90-40 (2020).

績

2. 講演（学位論文関係）

- [1] 沈 澤宇, 張 霜露, 岡本 淳, 小川 和久, 富田 章久, “プログレッシブ位相共役を用いたモード補償における拡散チャネルの影響”, 日本光学会年次学術講演会 Optics & Photonics Japan 2020 (OPJ2020), 17pC07, 2020 年 11 月.
- [2] 沈 澤宇, 岡本 淳, 前田 智弘, 小川 和久, 富田 章久, “プログレッシブ位相共役技術を用いたモード分散の低減に向けた検討”, 令和元年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, 73, 室蘭, 2019 年 11 月.
- [3] 沈 澤宇, 岡本 淳, 富田 章久, “プログレッシブ位相共役技術を用いたモード拡散多重通信の最大可能多重数に関する検討”, 第 58 回応用物理学会北海道支部／第 19 回日本光学会北海道支部合同学術講演会, A-III-3, 2023 年 1 月.