



Title	光波面制御に基づく空間モード変換技術に関する研究
Author(s)	前田, 智弘
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(情報科学)
Dissertation Number	甲第14132号
Issue Date	2020-03-25
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k14132
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/78542
Type	doctoral thesis
File Information	Tomohiro_Maeda.pdf



博士論文

光波面制御に基づく空間モード変換技術に関する研究

Study on Spatial Mode Conversion Technique Based on Optical Wavefront Control

北海道大学 大学院情報科学研究科

前田 智弘

目次

第 1 章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.2	研究目的	3
1.3	本論文の構成	3
	参考文献	4
第 2 章	空間分割多重伝送と空間モード変換	11
2.1	はじめに	11
2.2	空間分割多重伝送	12
2.2.1	空間分割多重伝送の分類と特徴	12
2.2.2	空間分割多重伝送に必要とされる要素技術	14
2.3	空間モード変換技術	15
2.3.1	空間モード変換技術の分類と特徴	15
2.4	まとめ	18
	参考文献	18
第 3 章	光波面制御技術	23
3.1	はじめに	23
3.1.1	光複素振幅	24
3.2	光波面を計測する技術	25
3.2.1	位相シフトデジタルホログラフィ	25
3.2.2	フーリエ変換法	29
3.2.3	フーリエ反復位相回復法	30
3.3	光波面を変調する技術	32
3.3.1	軸外計算機合成ホログラム	32
3.3.2	二重位相ホログラム	35
3.3.3	デュアルフェーズモジュレーション	37
3.3.4	空間クロスモジュレーション	39
3.4	まとめ	40
	参考文献	40
第 4 章	デュアルフェーズモジュレーションの空間モード変換への適用	43
4.1	はじめに	43

4.2	DPM による空間モード変換	44
4.3	特性解析	47
4.3.1	入力ビーム径の最適化	47
4.3.2	変調解像度依存性	50
4.4	変調器から生じる不要 0 次光の低減	55
4.4.1	不要 0 次光の原因と変調に与える影響	55
4.4.2	実験による検証	56
4.5	原理実証実験	58
4.5.1	実験概要	58
4.5.2	実験光学系	58
4.5.3	ピクセルマッチング	60
4.5.4	光学収差の補償	60
4.5.5	不要 0 次光低減の効果	61
4.5.6	従来法との性能比較	62
4.6	まとめ	64
	参考文献	65
第 5 章	波面重ね合わせ法による空間モード変換の高効率化	67
5.1	はじめに	67
5.2	強度分布の変調による損失	67
5.3	波面重ね合わせ法の基本原理	68
5.3.1	正弦波モデルによる原理の説明	68
5.3.2	空間モード変換における波面重ね合わせ法	70
5.3.3	波面重ね合わせ状態の導出	71
5.4	数値解析	72
5.4.1	原理の実証	72
5.4.2	入力ビーム径の最適化とモード多重数依存性の評価	76
5.5	原理実証実験	81
5.5.1	実験概要	81
5.5.2	実験光学系	82
5.5.3	実験結果	84
5.6	まとめ	87
	参考文献	87
第 6 章	反復空間クロスモジュレーションの空間モード変換への適用	89
6.1	はじめに	89
6.2	反復空間クロスモジュレーション	90
6.2.1	任意の入力強度分布に適応した反復計算アルゴリズム	91
6.3	特性解析	93
6.3.1	変調性能の入力ビーム径依存性	93
6.3.2	空間モード変換性能のダミー領域サイズ依存性	96
6.4	原理実証実験	97

6.4.1	実験概要	97
6.4.2	実験光学系	98
6.4.3	離散フーリエ変換と光学フーリエ変換の対応付け	99
6.4.4	実験結果	100
6.5	まとめ	102
	参考文献	103
第 7 章	結論と今後の課題	105
	謝辞	107
	研究業績	109

目次

2.1	空間分割多重伝送の伝送形態	12
2.2	空間モード変換技術の分類と特徴	17
3.1	光波の空間的および時間的な変化	24
3.2	時間分割法による位相シフト干渉縞の取得	27
3.3	空間分割法による位相シフト干渉縞の取得	28
3.4	ダイバーシティ法による位相シフト干渉縞の取得	28
3.5	偏光制御によって生じる位相シフト	29
3.6	フーリエ変換法による波面再生	30
3.7	干渉縞の空間周波数スペクトル	30
3.8	フーリエ反復位相回復法	31
3.9	軸外計算機合成ホログラムによる波面変調	32
3.10	ブレード格子の位相深さと 0 次光および +1 次光への回折効率の関係	34
3.11	位相変調による軸外計算機合成ホログラムから生じた回折光の空間スペクトル分布	35
3.12	二重位相ホログラムによる波面変調	36
3.13	二重位相ホログラムで用いるチェッカーボードパターン	36
3.14	位相ベクトルの加算による複素振幅の表現	37
3.15	デュアルフェーズモジュレーションによる波面変調	38
3.16	デュアルフェーズモジュレーションにおける変調効率のビームスプリッタ分光比 依存性	39
3.17	空間クロスモジュレーションによる波面変調	40
4.1	各手法における光学系の構成と変調分布の比較	45
4.2	反射型素子を用いた場合の光学系	46
4.3	入力光に傾斜角を与えた場合に生じる位相変調歪みの概念図	47
4.4	入力ビーム径と変調後の強度分布の関係	47
4.5	解析で変換目標とする 6 モードファイバ中の各導波モード	48
4.6	6 モードファイバ中の LP_{02} を目標とした変換における入力ビーム径と各導波モード に対する結合効率の関係	49
4.7	各変換目標に対する入力ビーム径依存性	50
4.8	各手法における変換性能の面方向解像度依存性	52
4.9	面方向解像度依存性まとめ	53
4.10	各手法における変換性能の変調階調数依存性	54

4.11	変調階調数依存性まとめ	55
4.12	デュアルフェーズモジュレーションにおける不要 0 次光の低減効果を確認するための光学系	57
4.13	干渉による不要 0 次光の強度分布の変化	57
4.14	デュアルフェーズモジュレーションによる空間モード変換の原理実証のための実験光学系	59
4.15	変調器と撮像素子との画素の対応関係	60
4.16	光学収差の補償	61
4.17	位相シフト量ごとの変換後の強度および位相分布	62
4.18	与えた光路長差と変換性能の関係	62
4.19	変換後の強度および位相分布	63
4.20	各変換目標に対するクロストークの最大値	64
4.21	各変換目標に対する挿入損失	64
5.1	強度分布の変調によって生じる損失	68
5.2	均一な振幅から正弦波状の振幅を得るための複素振幅変調	69
5.3	方形波における波面重ね合わせ状態の概念図	70
5.4	空間モードにおける波面重ね合わせ法	71
5.5	解析で変換目標とする空間モード	73
5.6	解析モデル	73
5.7	数値解析により得られた複素振幅分布（変換目標：LP _{11e} ）	74
5.8	従来法の出力と波面重ね合わせ法による出力に含まれる変換目標成分の断面強度プロファイル	75
5.9	各変換目標に対して生じた最大クロストーク	75
5.10	各変換目標に対する挿入損失	76
5.11	強度変調の量子化と変換性能との関係の概念図	76
5.12	各手法に対する入力ビーム径と LP _{11o} を変換目標としたときの各導波モードへの結合効率の関係	78
5.13	各手法、各ファイバに対する変換目標毎の最適入力ビーム径	79
5.14	ファイバの導波モード数に対する変換後の強度分布の比較（変換目標：LP _{11o} ）	80
5.15	ファイバごとの全変換目標に対する最大クロストーク	81
5.16	ファイバごとの全変換目標に対する最大の挿入損失	81
5.17	波面重ね合わせ法の原理実証のための実験光学系	83
5.18	変調パターンに与える傾斜位相パターンの折り返し周期と空間周波数面における不要 0 次光との距離の関係	84
5.19	計測された複素振幅分布	85
5.20	各変換目標に対するクロストークの最大値	86
5.21	各変換目標に対する挿入損失	86
6.1	SCM による再生強度分布と変調解像度	89
6.2	従来の反復計算アルゴリズムの動作フロー	90
6.3	物体面画像領域の波面と PSLM 面の強度分布の収束の様子	91

6.4	ガウシアン分布の強度が入力したときの再生像	91
6.5	提案する反復計算アルゴリズムの動作フロー	92
6.6	任意の画像を入力強度分布としたときの収束の様子	93
6.7	数値解析モデル	94
6.8	所望とする強度および位相分布	95
6.9	変調性能の入力ビーム径依存性	95
6.10	入力ビーム径と変調後の強度分布の関係	96
6.11	ダミー領域サイズに対する反復計算の効果比較	97
6.12	実験に用いた拡散板プロファイル	98
6.13	実験光学系	99
6.14	解析と実光学系におけるフーリエ変換の対応関係	100
6.15	変調後の複素振幅分布	101
6.16	各変換目標に対する挿入損失	102
6.17	各変換目標に対する最大クロストークの推定値	102

表目次

4.1	解析パラメータ	49
5.1	解析パラメータ	73
5.2	ファイバパラメータ	77
6.1	入力ビーム径依存性を評価するための解析パラメータ	95
6.2	ダミー領域サイズ依存性を評価するための解析パラメータ	96

1

序論

1.1 研究背景

1966 年の Cao による通信用光ファイバの発明以降，情報通信に関連する技術の発展は目覚ましく，高度に発展を続ける情報化社会の成長を支えてきた．光ファイバ通信に関する研究の黎明期には，ファイバ内の不純物に起因する損失が実用化を阻んでいたが，1970 年に低損失な光ファイバの製造が可能となった [1] こと，そして，同時期に波長 $0.85\ \mu\text{m}$ の半導体レーザの室温連続発振に成功した [2] ことを契機に，安定的に大容量の通信を行うことができる技術として関心を高めてきた．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 $1.3\ \mu\text{m}$ [3]， $1.55\ \mu\text{m}$ [4] と変化し，1980 年代から 90 年代にかけて開発されたエルビウム添加光ファイバ増幅器（erbium doped fiber amplifier : EDFA）[5, 6] や波長分割多重（wavelength-division multiplexing : WDM）方式 [7, 8] などの技術革新もあり伝送距離や伝送容量は飛躍的に向上した．90 年代に差し掛かってからも，直交周波数分割多重（orthogonal frequency division multiplexing : OFDM）や Nyquist 多重化などによるスペクトル効率の向上 [9–12] や，デジタルコヒーレント光伝送による信号の多値化 [13, 14] 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．

伝送容量の飛躍的な向上の一方で，ここ数十年に亘る我々を取り巻く情報化社会の発展もまた劇的である．私見になるが，著者が小学校に在学していた 2000 年前後では，パーソナルコンピュータを持たない家庭も多かった．高等学校に進学した 2006 年には携帯電話は広く普及し始めていたが，その用途は電子メールや簡単なウェブブラウザの閲覧がほとんどであった．そこから更に 10 年が経ち，大学院博士後期課程に進むころには，日本国民の 75% 近くがスマートフォンを保有 [15] しており，その用途も動画の閲覧や 3D ゲームなど，大規模な通信を必要とするものが多い．この劇的な変化は日本国内だけでなく，世界的にも生じており，全世界における通信トラフィックの総量はここ数年でも年率約 25% で指数関数的な増大を続けている [16]．今後の通信トラフィックの推移については，Cisco Systems 社によって以下のように述べられている [16]．まず，接続台数の観点からは，途上国における通信機器の普及やコネクテッドカーに代表される IoT（internet of things）社会の発展などにより，インターネット接続機器の数が大幅に増加することが見込まれている．次に，コンテンツ別にみると，2017 年現在において通信トラフィックの約 75% を占めているインターネットビデオなどの動画コンテンツについては，4K や 8K といった超画質映像コンテンツの増加に伴いさらに多くのトラフィックが発生すると見込まれている．これらの要因により，ここ数年と同等の成長率で今後も通信トラフィックは増大し続けていくことが予測されている．また，情報化社会の発展は，クラウドサービスの普及によって規模が増大しているデータセンタにお

いてもトラフィックの増大をもたらしている [17].

このような社会の変化に対し、光ファイバ通信システムの更なる伝送容量拡大は必要不可欠である。しかしながら、伝送容量を拡大するために多重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。ファイバ中で生じる非線形光学効果はパルスの歪みや他の波長チャンネルへ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よばれ、現行システムで利用されているシングルモードファイバ (single-mode fiber : SMF) では、約 100 Tbit/s が理論的な容量限界とされている [18, 19]。一方で、データセンタでは、保守性やコストの観点からファイバ敷設本数の増大が問題となっており、ファイバ 1 本あたりの伝送容量を経済的に増大可能な技術が求められている。すなわち、今後の情報化社会の発展を支えていくには、光ファイバ通信システムにおける伝送容量を拡大する新技術の開拓が必要不可欠であり、これを実現するために盛んに研究開発が行われている。日本国内でも、2008 年に独立行政法人情報通信研究機構が主導となり「光通信インフラの飛躍的な高度化に関する研究会」、通称 EXAT (extremely advanced transmission) 研究会が発足し、「3 つのマルチ (3M) 技術」という達成目標を掲げた。3M は、マルチレベル変調、マルチコアファイバ、マルチモード制御を指し、それぞれの技術革新により 10 Pbit/s を超える伝送容量の実現を目指すというものである。中でも、マルチコアファイバ (multi-core fiber : MCF) やマルチモードファイバ (multi-mode fiber : MMF) による新たな多重化技術は空間分割多重 (space-division multiplexing : SDM) [20–24] と呼ばれ、EXAT 研究会発足から 10 年以上たった現在では伝送容量拡大のための方法論としては主流となっている。SDM の中でも空間モードによる多重化を特にモード分割多重 (mode-division multiplexing : MDM) [21] と呼び、伝送には MMF の中でも導波モードの数を 10 個程度に抑えた数モードファイバ (few-mode fiber : FMF) [25–27] が主に利用される。SDM による伝送容量の拡大については、2012 年に情報通信研究機構により SMF の限界とされていた 100 Tbit/s を超える 109 Tbit/s の伝送容量が 7 コアファイバを用いることで実現 [28] されて以来、この「100 Tbit/s の壁」を大きく超えるような実験結果が数多く報告されている [29–33]。近年では、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 [34–41]。本論文執筆時である 2020 年 2 月現在では、2017 年に KDDI 総合研究所によって報告された 6 モード 19 コアファイバを用いた 10.16 Pbit/s [40, 41]、そして 2020 年 3 月に情報通信研究機構によって報告される予定である 38 コア 3 モードファイバを用いた 10.66 Pbit/s [42] と、10 Pbit/s を超える伝送容量が実現されている。これらの伝送実験はいずれも、EXAT 研究会が目標として掲げた 3M の融合によって 10 Pbit/s を達成したものである。今後の更なる伝送容量の拡大に向けては、3M の各要素について発展が望まれるが、空間多重数については 36 モード多重伝送 [43] や 100 コアファイバ [44] など、各要素で高密度な多重化を実現する技術が検討されている。多値数の観点からは、直交振幅変調 (quadrature amplitude modulation : QAM) 信号の確率分布を整形する確率的整形により非線形光学効果を緩和することで、4096 値もの多値変調信号の伝送が報告されている [45, 46]。

MDM 伝送において、送受信端で従来のシステムと接続することを想定すると、従来のシステムを構築する SMF 中の基本モードと、多重伝送に用いられる FMF 中の各導波モードとを相互に変換する空間モード変換技術が必要となる。空間モードを変換する代表的な技術としては、ファイバ間に自由空間領域を設けて光波面を変調する方式 [47–52] と、平面光波回路などの導波路中で生じる波動の結合を利用した方式 [53–57] が挙げられる。平面光波回路では極めて高い効率で空間モード

の変換が実現できるが、構造上の問題により取り扱うことができる空間モード数について拡張が困難である。一方で、自由空間型の素子では極めて自由度の高い変調を与えることが可能であり、理想的にはあらゆる空間モードを制御対象とすることが可能である。したがって、高密度な MDM 伝送の実現には、自由空間型の空間モード制御技術の採用が望ましい。ただし、文献 [41] においてモード多重数が 6 に留まっていることからわかるように、それぞれが空間的な重なりを有する空間モードを安定的に制御することは難しく、高密度 MDM 伝送を実現するためには信号処理技術やファイバ製造技術の進歩もまた必要不可欠である。

1.2 研究目的

光波の空間的な振幅及び位相を制御する技術は、これまでに生体計測システムにおける光学収差 [58] や天体望遠鏡における大気揺らぎの補償 [59]、光メモリにおける信号生成や検出 [60, 61]、三次元物体の形状計測 [62]、ホログラフィックディスプレイ [63] など様々な分野に応用されてきた。この光波面制御技術を SDM 伝送の実現に向けた最も重要な要素技術の一つである空間モード変換へと応用する取り組みは以前より盛んに行われており、自由空間で制御することによる構成の自由度および拡張性の高さから多くの空間チャネル数を取り扱う高密度 SDM への適用が期待されている。空間モード変換技術に求められる性能としては、消費電力の観点からは効率が、チャネル間の干渉を抑制するためには変換精度がそれぞれ重要である。しかしながら、これまでに提案されている自由空間型の空間モード変換技術では、効率と精度の両立は実現されていない。特に効率については、多くの手法で平面光波回路など導波路型の空間モード変換技術と比較して大幅に劣っており、実用化に向けては性能向上が必要不可欠である。そこで本研究では、自由空間における光波面制御技術を利用した空間モード変換技術の性能向上を目的とする。まず、デジタル光位相共役を高精度に実現するために提案されたデュアルフェーズモジュレーション (dual-phase modulation : DPM) [64] を空間モード変換へと応用する。次に、光波面の重ね合わせによって生じる空間的な波形変化を利用して、変調の出力に含まれる変換目標成分の増加を可能とする波面重ね合わせ法を提案する。最後に、高効率に光波面変調が可能な空間クロスモジュレーション (spatial cross modulation : SCM) [65] に着目し、計算アルゴリズムの改良により変調精度の向上を行う。

1.3 本論文の構成

本論文は、これまで空間モード変換に適用されていなかった新しい光波面変調技術を導入し、さらにその変換性能の向上を行ったものである。各章の要旨を以下に示す。

- **第 2 章** まず、SDM 伝送が必要となる背景として、従来システムにおける伝送容量飽和の可能性について述べ、SDM 伝送の実現に向けて検討されている複数の実装形態についてそれぞれの特徴を述べる。次に、伝送に必要な要素技術について、その概要と要求される機能を述べる。最後に、本論文で主に扱う空間モード変換技術について、これまでに提案されている技術の概要と特徴を述べる。
- **第 3 章** 最初に、Maxwell 方程式から導かれる光波の電界振幅を複素数で表現する複素振幅表現について述べる。次に、光波面を計測する技術、変調する技術のそれぞれについて、これまでに提案されている代表的な手法を取り上げて動作原理と特徴を述べる。加えて、光波面を変調する技術については、次章以降で取り扱う DPM と SCM についても述べる。

- **第4章** 高精度な光波面変調が可能な DPM を利用した空間モード変換技術を提案する。DPM を空間モード変換へと応用するにあたり、最初に、所望の光波面を生成するのに必要とされる変調器の位相変調量を算出する数式の改良を行う。次に、入力ビーム径や変調解像度に対する変換性能の依存性を数値解析により評価し、DPM に要求される光学系の構成条件を明らかにする。更に、変調器から生じる不要 0 次光の影響を、DPM を構成する干渉計の調整によって低減する試みについて述べる。2 光路間の光路長差の調整により出力に現れる不要 0 次光の強度が変動することを確認し、空間モード変換に与える影響を評価する。最後に、空間モード変換の実験を行う。実験では、変調後の波面を計測し、FMF の各導波モードに対する結合効率を算出することにより、擬似的にクロストークおよび挿入損失を評価する。さらに、実験結果を 3 種の従来法と比較することで、提案手法の優位性を実証する。
- **第5章** 空間モード間の波面の重ね合わせにより生じる空間的な波形変化を利用することで、従来の波面変調による空間モード変換よりも高効率な変換を精度の低下無く実現する波面重ね合わせ法を提案する。本手法では、変調の出力波面を、変換目標とする空間モードと、結合先である FMF における放射モードによって構成される波面重ね合わせ状態として与えることで、通常よりも効率的に出力波面に変換目標成分を含ませることができる。本章では、まず、波面重ね合わせ状態が通常よりも多くの目標成分を出力に与える理由を説明し、空間モード変換において波面変調の出力分布となる波面重ね合わせ状態の導出法を示す。次に、数値解析により変換目標ごとに最適な入力ビーム径を導出し、モード多重数依存性を評価することで、本手法が高密度 MDM 伝送においても有効であることを示す。最後に、空間モード変換の実験を行う。実験では、変調後の波面からクロストークと挿入損失を評価し、変換目標の波面を出力する従来の場合と比べて同程度の精度で高効率な空間モード変換が可能であることを実証する。
- **第6章** 高効率を特徴とする光波面変調技術である SCM の空間モード変換への応用を検討する。まず、反復計算により変調精度を向上した反復空間クロスモジュレーション (iterative SCM : ISCM) に着目し、空間モード変換へと適用するための新たな反復計算アルゴリズムを提案する。次に、数値解析により、提案するアルゴリズムが任意の入力強度分布に対して動作することを示す。最後に、空間モード変換の実験を行う。実験では、変調後の波面からクロストークおよび挿入損失を評価し、実験結果を反復計算を行わない通常の SCM、従来のアルゴリズムによる ISCM と比較することにより、提案するアルゴリズムを導入することにより空間モード変換の精度向上が可能であることを実証する。
- **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] F. P. Kapron, D. B. Keck, and R. D. Maurer, "RADIATION LOSSES IN GLASS OPTICAL WAVEGUIDES," Appl. Phys. Lett. **17**, 423–425 (1970).
- [2] I. Hayashi, M. B. Panish, P. W. Foy, and S. Sumski, "JUNCTION LASERS WHICH OPERATE CONTINUOUSLY AT ROOM TEMPERATURE," Appl. Phys. Lett. **17**, 109–111 (1970).
- [3] M. Kawachi, A. Kawana, and T. Miyashita, "Low-Loss single-mode fibre at the material-

- dispersion-free wavelength of 1.27 μm ,” *Electron. Lett.* **13**, 442–443 (1977).
- [4] T. Miya, Y. Terunuma, T. Hosaka, and T. Miyashita, “Ultimate low-loss single-mode fibre at 1.55 μm ,” *Electron. Lett.* **15**, 106–108 (1979).
- [5] M. Nakazawa, Y. Kimura, and K. Suzuki, “Efficient Er^{3+} -doped optical fiber amplifier pumped by a 1.48 μm InGaAsP laser diode,” *Appl. Phys. Lett.* **54**, 295–297 (1989).
- [6] R. J. Mears, L. Reekie, I. M. Jauncey, and D. N. Payne, “Low-noise erbium-doped fibre amplifier operating at 1.54 μm ,” *Electron. Lett.* **23**, 1026–1028 (1987).
- [7] C. A. Brackett, “Dense wavelength division multiplexing networks: principles and applications,” *IEEE J. on Sel. Areas Commun.* **8**, 948–964 (1990).
- [8] H. Takahashi, S. Suzuki, K. Kato, and I. Nishi, “Arrayed-waveguide grating for wavelength division multi/demultiplexer with nanometre resolution,” *Electron. Lett.* **26**, 87–88 (1990).
- [9] W. Shieh and C. Athaudage, “Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing,” *Electron. Lett.* **42**, 587–589 (2006).
- [10] I. B. Djordjevic and B. Vasic, “Orthogonal frequency division multiplexing for high-speed optical transmission,” *Opt. Express* **14**, 3767–3775 (2006).
- [11] 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,” *Opt. Express* **20**, 317–337 (2012).
- [12] 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,” in *2012 Optical Fiber Communication Conference and Exposition / National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2012)*.
- [13] M. Nakazawa, M. Yoshida, K. Kasai, and J. Hongou, “20 msymbol/s, 64 and 128 QAM coherent optical transmission over 525km using heterodyne detection with frequency-stabilised laser,” *Electron. Lett.* **42**, 710–712 (2006).
- [14] S. J. Savory, G. Gavioli, V. Mikhailov, R. I. Killey, and P. Bayvel, “Ultra Long-Haul QPSK Transmission using a Digital Coherent Receiver,” in *IEEE/LEOS Summer Topical Meetings 2007*.
- [15] 総務省, “平成 30 年度版 情報通信白書,” <http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/h30/html/nd252110.html>, 2020 年 2 月 14 日閲覧.
- [16] Cisco Systems G.K., “Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2017–2022 White Paper,” <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-738429.html>, 2020 年 2 月 14 日閲覧.
- [17] Cisco Systems G.K., “Cisco Global Cloud Index: Forecast and Methodology, 2016–2021 White Paper,” <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/global-cloud-index-gci/white-paper-c11-738085.html>, 2020 年 2 月 14 日閲覧.
- [18] R. Essiambre and R. W. Tkach, “Capacity Trends and Limits of Optical Communication Networks,” *Proc. IEEE* **100**, 1035–1055 (2012).
- [19] M. Secondini and E. Forestieri, “The limits of the nonlinear Shannon limit,” in *2016 Optical Fiber Communication Conference and Exhibition (OFC 2016)*.
- [20] D. J. Richardson, J. M. Fini, and L. E. Nelson, “Space-division multiplexing in optical fibres,”

- Nat. Photonics **7**, 354–362 (2013).
- [21] S. Berdagué and P. Facq, “Mode division multiplexing in optical fibers,” Appl. Opt. **21**, 1950–1955 (1982).
 - [22] H. R. Stuart, “Dispersive Multiplexing in Multimode Optical Fiber,” Science. **289**, 281–283 (2000).
 - [23] G. Li, N. Bai, N. Zhao, and C. Xia, “Space-division multiplexing: the next frontier in optical communication,” Adv. Opt. Photon. **6**, 413–487 (2014).
 - [24] K. Saitoh and S. Matsuo, “Multicore Fiber Technology,” J. Light. Technol. **34**, 55–66 (2016).
 - [25] P. Sillard, M. Bigot-Astruc, and D. Molin, “Few-Mode Fibers for Mode-Division-Multiplexed Systems,” J. Light. Technol. **32**, 2824–2829 (2014).
 - [26] T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Few-Mode Fibers Supporting More Than Two LP Modes For Mode-Division-Multiplexed Transmission With MIMO DSP,” J. Light. Technol. **32**, 2468–2479 (2014).
 - [27] L. Gruner-Nielsen, Y. Sun, J. W. Nicholson, D. Jakobsen, K. G. Jespersen, R. Lingle, and B. Palsdottir, “Few Mode Transmission Fiber With Low DGD, Low Mode Coupling, and Low Loss,” J. Light. Technol. **30**, 3693–3698 (2012).
 - [28] J. Sakaguchi, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, T. Hayashi, T. Taru, T. Kobayashi, and M. Watanabe, “109-Tb/s ($7 \times 97 \times 172$ -Gb/s SDM/WDM/PDM) QPSK transmission through 16.8-km homogeneous multi-core fiber,” in *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition / National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2011)*.
 - [29] B. J. Puttnam, R. S. Luís, W. Klaus, J. Sakaguchi, J.-D. Mendinueta, Y. Awaji, N. Wada, Y. Tamura, T. Hayashi, M. Hirano, and J. Marciante, “2.15 Pb/s transmission using a 22 core homogeneous single-mode multi-core fiber and wideband optical comb,” in *41st European Conference on Optical Communication (ECOC 2015)*.
 - [30] J. Sakaguchi, B. J. Puttnam, W. Klaus, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, K. Imamura, H. Inaba, K. Mukasa, R. Sugizaki, T. Kobayashi, and M. Watanabe, “19-core fiber transmission of $19 \times 100 \times 172$ -Gb/s SDM-WDM-PDM-QPSK signals at 305Tb/s,” in *2012 Optical Fiber Communication Conference and Exposition / National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2012)*.
 - [31] Y. Wakayama, D. Soma, S. Beppu, S. Sumita, K. Igarashi, and T. Tsuritani, “266.1-Tbit/s Transmission Over 90.4-km 6-Mode Fiber With Inline Dual C+L-Band 6-Mode EDFA,” J. Light. Technol. **37**, 404–410 (2019).
 - [32] D. Soma, S. Beppu, Y. Wakayama, K. Igarashi, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki, “257-Tbit/s Weakly Coupled 10-Mode C + L-Band WDM Transmission,” J. Light. Technol. **36**, 1375–1381 (2018).
 - [33] J. van Weerdenburg, R. Ryf, J. C. Alvarado-Zacarias, R. A. Alvarez-Aguirre, N. K. Fontaine, H. Chen, R. Amezcua-Correa, Y. Sun, L. Grüner-Nielsen, R. V. Jensen, R. Lingle, T. Koonen, and C. Okonkwo, “138-Tb/s Mode- and Wavelength-Multiplexed Transmission Over Six-Mode Graded-Index Fiber,” J. Light. Technol. **36**, 1369–1374 (2018).
 - [34] K. Igarashi, D. Soma, Y. Wakayama, K. Takeshima, Y. Kawaguchi, N. Yoshikane, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki, “Ultra-dense spatial-division-multiplexed optical fiber transmission over 6-mode 19-core fibers,” Opt. Express **24**, 10213–10231 (2016).

- [35] T. Mizuno, T. Kobayashi, H. Takara, A. Sano, H. Kawakami, T. Nakagawa, Y. Miyamoto, Y. Abe, T. Goh, M. Oguma, T. Sakamoto, Y. Sasaki, I. Ishida, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, and T. Morioka, “12-core $\times$ 3-mode dense space division multiplexed transmission over 40 km employing multi-carrier signals with parallel MIMO equalization,” in *2014 Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC 2014)*.
- [36] J. Sakaguchi, W. Klaus, J.-D. Mendinueta, B. J. Puttnam, R. S. Luis, Y. Awaji, N. Wada, T. Hayashi, T. Nakanishi, T. Watanabe, Y. Kokubun, T. Takahata, and T. Kobayashi, “Realizing a 36-core, 3-mode fiber with 108 spatial channels,” in *2015 Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC 2015)*.
- [37] K. Shibahara, D. Lee, T. Kobayashi, T. Mizuno, H. Takara, A. Sano, H. Kawakami, Y. Miyamoto, H. Ono, M. Oguma, Y. Abe, T. Matsui, R. Fukumoto, Y. Amma, T. Hosokawa, S. Matsuo, K. Saitoh, M. Yamada, and T. Morioka, “Dense SDM (12-Core $\times$ 3-Mode) Transmission Over 527 km With 33.2-ns Mode-Dispersion Employing Low-Complexity Parallel MIMO Frequency-Domain Equalization,” *J. Light. Technol.* **34**, 196–204 (2016).
- [38] D. Soma, K. Igarashi, Y. Wakayama, K. Takeshima, Y. Kawaguchi, N. Yoshikane, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki, “2.05 Peta-bit/s super-nyquist-WDM SDM transmission using 9.8-km 6-mode 19-core fiber in full C band,” in *41st European Conference on Optical Communication (ECOC 2015)*.
- [39] R. S. Luís, G. Rademacher, B. J. Puttnam, T. A. Eriksson, H. Furukawa, A. Ross-Adams, S. Gross, M. Withford, N. Riesen, Y. Sasaki, K. Saitoh, K. Aikawa, Y. Awaji, and N. Wada, “1.2 Pb/s Throughput Transmission Using a 160 μ m Cladding, 4-Core, 3-Mode Fiber,” *J. Light. Technol.* **37**, 1798–1804 (2019).
- [40] D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, S. Sumita, T. Tsuritani, T. Hayashi, T. Nagashima, M. Suzuki, H. Takahashi, K. Igarashi, I. Morita, and M. Suzuki, “10.16 Peta-bit/s Dense SDM/WDM transmission over Low-DMD 6-Mode 19-Core Fibre Across C+L Band,” in *43rd European Conference on Optical Communication (ECOC 2017)*.
- [41] D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, S. Sumita, T. Tsuritani, T. Hayashi, T. Nagashima, M. Suzuki, M. Yoshida, K. Kasai, M. Nakazawa, H. Takahashi, K. Igarashi, I. Morita, and M. Suzuki, “10.16-Peta-B/s Dense SDM/WDM Transmission Over 6-Mode 19-Core Fiber Across the C+L Band,” *J. Light. Technol.* **36**, 1362–1368 (2018).
- [42] 国立研究開発法人 情報通信研究機構 プレスリリース, “38 コア・3 モードの光ファイバ伝送で、容量と周波数利用効率の世界記録を達成～データセンター等における短距離大容量伝送システムの可能性を示す～,” <https://www.nict.go.jp/press/2020/01/21-1.html>, 2020 年 2 月 14 日閲覧.
- [43] R. Ryf, N. K. Fontaine, H. Chen, S. Wittek, J. Li, J. C. Alvarado-Zacarias, R. Amezcua-Correa, J. E. Antonio-Lopez, M. Capuzzo, R. Kopf, A. Tate, H. Safar, C. Bolle, D. T. Neilson, E. Burrows, K. Kim, M. Bigot-Astruc, F. Achten, P. Sillard, A. Amezcua-Correa, J. Du, Z. He, and J. Carpenter, “Mode-Multiplexed Transmission Over 36 Spatial Modes of a Graded-Index Multimode Fiber,” in *44th European Conference on Optical Communication (ECOC 2018)*.
- [44] K. Mukasa, “100-core fibers,” in *24th OptoElectronics and Communications Conference / International Conference on Photonics in Switching and Computing (OECC/PSC 2019)*.

- [45] X. Chen, S. Chandrasekhar, J. Cho, and P. Winzer, “Transmission of 30-GBd polarization-multiplexed probabilistically shaped 4096-QAM over 50.9-km SSMF,” *Opt. Express* **27**, 29916–29923 (2019).
- [46] S. L. Olsson, J. Cho, S. Chandrasekhar, X. Chen, P. J. Winzer, and S. Makovejs, “Probabilistically shaped PDM 4096-QAM transmission over up to 200 km of fiber using standard intradyne detection,” *Opt. Express* **26**, 4522–4530 (2018).
- [47] S. Schwartz, M. Golub, and S. Ruschin, “Diffractive optical elements for mode-division multiplexing of temporal signals with the aid of Laguerre-Gaussian modes,” *Appl. Opt.* **52**, 2659–2669 (2013).
- [48] S. Schwartz, M. A. Golub, and S. Ruschin, “Computer-generated holograms for fiber optical communication with spatial-division multiplexing,” *Appl. Opt.* **56**, A31–A40 (2017).
- [49] K. Igarashi, D. Souma, T. Tsuritani, and I. Morita, “Performance evaluation of selective mode conversion based on phase plates for a 10-mode fiber,” *Opt. Express* **22**, 20881–20893 (2014).
- [50] J. von Hoyningen-Huene, R. Ryf, and P. Winzer, “LCoS-based mode shaper for few-mode fiber,” *Opt. Express* **21**, 18097–18110 (2013).
- [51] W. Q. Thornburg, B. J. Corrado, and X. D. Zhu, “Selective launching of higher-order modes into an optical fiber with an optical phase shifter,” *Opt. Lett.* **19**, 454–456 (1994).
- [52] F. Dubois, P. Emplit, and O. Hugon, “Selective mode excitation in graded-index multimode fiber by a computer-generated optical mask,” *Opt. Lett.* **19**, 433–435 (1994).
- [53] W. V. Sorin, B. Y. Kim, and H. J. Shaw, “Highly selective evanescent modal filter for two-mode optical fibers,” *Opt. Lett.* **11**, 581–583 (1986).
- [54] H. Kubota, M. Oguma, and H. Takara, “Three-mode multi/demultiplexing experiment using PLC mode multiplexer and its application to 2+1 mode bi-directional optical communication,” *IEICE Electron. Express* **10**, 20130205 (2013).
- [55] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, M. Koshiha, and F. Yamamoto, “Two-mode PLC-based mode multi/demultiplexer for mode and wavelength division multiplexed transmission,” *Opt. Express* **21**, 25752–25760 (2013).
- [56] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, M. Koshiha, and F. Yamamoto, “Mode multi/demultiplexing with parallel waveguide for mode division multiplexed transmission,” *Opt. Express* **22**, 29321–29330 (2014).
- [57] K. Saitoh, T. Uematsu, N. Hanzawa, Y. Ishizaka, K. Masumoto, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, and F. Yamamoto, “PLC-based LP11 mode rotator for mode-division multiplexing transmission,” *Opt. Express* **22**, 19117–19130 (2014).
- [58] M. J. Booth, “Adaptive optical microscopy: the ongoing quest for a perfect image,” *Light. Sci. & Appl.* **3**, e165 (2014).
- [59] 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. Soc.* **458**, 2–55 (2016).
- [60] T. Nobukawa and T. Nomura, “Multilevel recording of complex amplitude data pages in a holographic data storage system using digital holography,” *Opt. Express* **24**, 21001–21011 (2016).
- [61] A. Okamoto, K. Kunori, M. Takabayashi, A. Tomita, and K. Sato, “Holographic diversity interfer-

- ometry for optical storage,” *Opt. Express* **19**, 13436–13444 (2011).
- [62] W. Lohry, V. Chen, and S. Zhang, “Absolute three-dimensional shape measurement using coded fringe patterns without phase unwrapping or projector calibration,” *Opt. Express* **22**, 1287–1301 (2014).
- [63] X. Sang, X. Gao, X. Yu, S. Xing, Y. Li, and Y. Wu, “Interactive floating full-parallax digital three-dimensional light-field display based on wavefront recomposing,” *Opt. Express* **26**, 8883–8889 (2018).
- [64] 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* **22**, 11918–11929 (2014).
- [65] A. Shibukawa, A. Okamoto, M. Takabayashi, and A. Tomita, “Spatial cross modulation method using a random diffuser and phase-only spatial light modulator for constructing arbitrary complex fields,” *Opt. Express* **22**, 3968–3982 (2014).

2

空間分割多重伝送と空間モード変換

2.1 はじめに

1970 年台に低損失なシングルモードファイバ（single-mode fiber : SMF）を安定的に製造できるようになったことにより、国内外で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た。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）や、波長分割多重（wavelength division multiplexing : WDM）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、1989 年に初めて敷設された太平洋横断光ファイバケーブルではファイバ 1 本あたり 280 Mbit/s（TPC-3）であったのに対して 2016 年には 10 Tbit/s（FASTER）と、30 年程度の歴史で実に 6 桁以上もの伝送容量拡大を実現してきた [1]。しかしながら、光ファイバの伝送容量には理論的に限界が存在することが知られており、現行の信号多重化方式ではこれまでと同等のペースでの伝送容量拡大は見込めないとされている。

Shannon–Hartley の定理 [2] より導かれる伝送容量の最大理論値 C は以下の式で表される。

$$C = B \log_2(1 + S/N) \quad (2.1)$$

ここで、 B は帯域、 S/N は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。この式からは信号パワーを増大することで無制限に伝送容量の拡大が可能のように思えるが、光ファイバ通信では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 10 THz を全て利用した場合では 100 Tbit/s 程度とされている。2019 年現在、インターネット上の通信トラフィックは年率約 26% の割合で増加を続けており、今後も同様のペースで増加すると仮定すると、2020 年代後半にはファイバ 1 本あたり 1 Pbit/s 級の伝送システムを構築する必要がある。そこで、SMF が抱える容量限界の打破を目的として、空間分割多重（space division multiplexing : SDM）技術に関する研究が盛んに行われている。本章では、まず、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、要素技術の中でも本論文で主に取り扱う空間モード変換技術について、いくつか例を挙げてその特徴を説明する。

2.2 空間分割多重伝送

SDM 伝送はこれまでに導入されている時間，偏波，波長，位相の自由度に加えて，新たに空間の自由度を多重化に活用した技術である．伝送媒体としては，従来の SMF に代わり伝送コアを複数有するマルチコアファイバ（multi core fiber：MCF）や複数の空間モードが伝搬可能なマルチモードファイバ（multi-mode fiber：MMF），もしくは数モードファイバ（few-mode fiber：FMF）が利用される．SDM はこれまで利用されてきた直交軸による多重化との併用も可能であることから，理論的には空間の自由度分だけ周波数利用効率を倍増することができる．以降では，SDM の実現のために検討されている伝送形態について，それぞれの特徴や伝送システムを構成する要素技術への要求などを述べる．

2.2.1 空間分割多重伝送の分類と特徴

SDM については，図 2.1 に示すように，利用するファイバの構造や信号処理の方式などの観点から複数の伝送形態が検討されている．なお，広義では SMF の本数を増やすことによる容量拡大も SDM として扱う場合があるが，海底ケーブルなどへの採用の観点からは製造コストが問題となり，データセンタではそもそもファイバ本数の増大による敷設面積が問題となっていることから，ここでは割愛する．

ファイバ種類	空間チャンネル間結合性	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 (数モードファイバ)	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 2.1 空間分割多重伝送の伝送形態．数モードマルチコアファイバの結合性については，コア間は無結合であることを前提として空間モード間の結合性について取り上げている

非結合型 MCF [3] 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、各コアを完全に独立したチャ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。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 [4] 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、複数のコアを接近させて配置することでエネルギー遷移を許容した伝送方式が結合型 MCF による SDM [5,6] である。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。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 は特にモード分割多重伝送 (mode-division multiplexing : 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。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ため、以下では各伝送形態についてそれぞれ述べる。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。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 信号処理を行い結合を解く必要がある。ここで、MIMO 信号処理の負荷は導波モード間の伝搬定数差に起因するモード間群遅延 (differential mode delay : DMD) に依存することから、DMD の小さいグレーテッドインデックス型の FMF が主に用いられる。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 LP_{11e} と LP_{11o} のような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。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 [7,8] も可能である。この場合は LP_{11e} と LP_{11o} の間の縮退も解かれることから、MIMO 信号処理を一切要さずに全空間チャネルを完全に独立したチャネルとして処理することができる。ただし、この方式

ではモード間クロストークを抑圧可能な伝送距離は更に短く 0.5 km 程度となる。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ンネルを有することから高密度な SDM の実現が期待される。

近年では、複数の導波モードを有するコアを複数配置した数モードマルチコアファイバ (few-mode multi-core fiber : FM-MCF) を用いた伝送実験の結果が数多く報告されている。この方式もまた、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ンネル数やコア配置によってさまざまなファイバが検討されている。1 本の光ファイバによる伝送容量については、2017 年に KDDI 総合研究所による 10.16 Pbit/s [9] や 2020 年 3 月に報告予定である情報通信機構による 10.66 Pbit/s [10] など、10 Pbit/s を超えるような伝送実験の結果が報告されており、それぞれ 6 モード 19 コアファイバおよび 38 コア 3 モードファイバを用いた 114 空間多重により、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。このようにコアによる多重化と空間モードによる多重化を組み合わせることで伝送容量を拡大していく方向性は、伝送容量の拡大を目的とした研究領域においては近年のトレンドとなっており、KDDI 総合研究所や情報通信研究機構以外にも日本電信電話などが積極的に取り組んでいる。各社ないし機構で盛んに取り組まれている FM-MCF による SDM 伝送は飛躍的な伝送容量の拡大が可能であるが、これらのファイバのほとんどはクラッド径が標準 SMF の 125 μm (標準外径) に対して 200 μm を超えるようなものが多く、商用導入に向けては標準外径のクラッド内にどれだけ空間チャンネルを詰め込むかが課題となる。現在では、標準外径を有するファイバによる伝送では、KDDI 総合研究所の 10 モード弱結合 FMF による 257 Tbit/s [11]、標準外径に近いものと情報通信研究機構の 3 モード 4 コアファイバによる 1.2 Pbit/s [12] などが達成されている。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、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。

2.2.2 空間分割多重伝送に必要とされる要素技術

続いて、SDM 伝送に必要とされる要素技術について述べる。まず、いずれの伝送形態においても、SDM ファイバの両端には空間チャンネル数分の SMF が存在し、各 SMF と各空間チャンネルを対応付ける合分波素子が必要となる。MCF に対する合分波素子は特に FI/FO (fun-in fun-out) デバイスと呼ばれ、レンズにより各コアの空間位置を伝搬角度に変換して分離する方式 [13] やテーパ形状を持たせたファイバや光導波路により各コアの間隔を拡大 (縮小) する方式 [14] などが提案されている。FMF に対しては、モード合分波器 (mode MUX/DEMUX) と呼ばれる素子として位相板や LCOS、光導波路など様々な素子によるものが提案されている。モード MUX は通常、空間的なモードパターンを変換するモード変換器と、各変換後の光波を共通の FMF へと結合するビーム結合器によって構成される。空間モード変換器はそれぞれ固有の電界振幅分布を有する空間モードを相互に変換する装置であり、これを実現するための技術については次節で詳細に述べる。ビーム結合器については、通常、ハーフミラーなどのビームスプリッタ (BS) を介して 2 つのビームを結合する操作を繰り返すことで実現される。しかし、このとき使用されない BS のポートから出力される光は失われるため、全空間チャンネルで損失が等しくなるような構成をとった場合であってもモード多重数 M に対して $10\log_{10}(M)$ dB の損失を生じる。変換と結合を個別に行うモード MUX においては、この損失を低減することが最大の課題であり、損失低減に向けて空間モードの分布対照性を

利用した干渉計ベースのビーム結合器などが提案されている [15]。モード MUX をモード DEMUX として用いる場合は、FMF から出力した光波を M 個の複製に分離し、それぞれに対して空間モード変換を与えることで SMF へと結合する。また、変換と結合を一括で行う素子についても様々な方式が検討されているが、クロストーク特性と効率、モード数に対する拡張性の全てを満足することは難しい。

強結合型の SDM ファイバを利用する場合など、各空間チャンネル間に結合が生じることを想定した伝送形態においては、受信端に結合を解くための MIMO 信号処理が必要となる。しかしながら、空間チャンネル数が増大するとリアルタイムでの MIMO 信号処理が難しくなる。現実的な MIMO チャンネル数は偏波モードを含めて 6 程度とされており [16]、多くの高密度 SDM の伝送実験では MIMO 処理はオフラインで行われている。リアルタイム処理の実現に向けては回路規模の縮小が課題となるほか、空間チャンネル間に生じる MDL や増幅利得差、DMD など伝搬特性の差は MIMO 信号処理の負荷を増大するため、これらを低減するための技術もまた必要となる。MDL や増幅利得差の補償については LCOS を用いたパワー等化技術 [17] が、DMD の低減については中継の度にチャンネルの切り替えを行う技術 [18, 19] や負の DMD を有するファイバを利用する技術 [20] などがそれぞれ提案されている。他にも、中継点などにおいて空間チャンネルを混合させることで伝送特性を均一化するモードスクランブラ [21, 22] が提案されている。

いずれの伝送形態においても、長距離伝送システムに採用することを考慮すると光増幅器が必要不可欠である。合分波素子を介して各空間チャンネルごとにそれぞれ EDFA を用意することも可能であるが、中継機器のサイズや合分波により生じる損失やクロストークを考慮すると、全空間チャンネルを一括で増幅する増幅器が望ましい。マルチコア光増幅器では、コアごとにポンプ光を入力する方式だけでなく、クラッドからポンプ光を入力して全コアを一括で増幅する方式などが検討されている [23]。クラッド一括励起型の増幅器では、コアごとの利得制御が困難であるが、部品点数を大幅に削減できるメリットがある。マルチモード光増幅器においても同様に空間チャンネルごとの利得制御が課題とされており、利得を等化する手段としてポンプ光のパワー分布や添加不純物の分布を最適化する技術が提案されている [24, 25]。

上記に加えて、将来的なアクセス網への SDM の導入を想定し、WDM ネットワークにおける波長選択スイッチ (wavelength-selective switch : WSS) や再構成可能アドドロップ多重化装置 (reconfigurable optical add/drop multiplexer : ROADM) などのノード技術を SDM チャンネルに対して実現する技術 [26–28] もまた検討されている。

2.3 空間モード変換技術

モード分割多重伝送システムにおける重要な構成要素であるモード合分波器を構築するためには空間モード変換技術の確立が必要不可欠であり、これまでに多種多様な手法が検討されている。本節では、これまでに提案されている空間モード変換技術の分類と特徴を述べる。

2.3.1 空間モード変換技術の分類と特徴

空間モード変換技術に求められる性能としては、効率、精度、コスト、拡張性などが挙げられる。これらのうち、変換精度、すなわちクロストーク性能については、利用する FMF の結合性によって要求される機能が異なる。強結合型の伝送システムにおいては、出力端で MIMO 信号処理が与えられるため、必ずしも各 SMF から出力した光がそれぞれ異なる空間モードの電界分布を有して FMF

に接続される必要はなく、ファイバ結合時の空間的な直交状態が重要となる。一方で、弱結合型や非結合型では、MIMO 信号処理が与えられない空間チャネル間のクロストークはそのまま信号品質の劣化に繋がることから、モード変換器の出力には各導波モードの電界分布が正確に表れていることが望ましい。MIMO の要/不要の境界となるクロストーク閾値については信号に与える変調方式によって異なり、文献 [29] では偏波多重 QPSK 信号に対して 0.5 dB の OSNR (optical signal-to-noise ratio) ペナルティを与える値として -17 dB が、文献 [30] では偏波多重 QPSK, 16QAM, 32QAM 信号に対する 0.3 dB の Q 値ペナルティを与える値としてそれぞれ -18 dB, -25 dB, 29 dB が、文献 [31] では単一偏波 QPSK, 16QAM, 64QAM 信号に対する 1 dB の OSNR ペナルティを生じる値としてそれぞれ -16 dB, -24 dB, -32 dB が閾値として挙げられている。ただし、弱結合 MDM においては、これらの値は空間モードの変換時だけでなく、ビーム結合・分離や伝搬中、接続時などに生じるクロストークなどを含めた総クロストークに対する閾値となるため、空間モード変換技術単体に求められるクロストーク性能はより厳しくなることに注意が必要である。強結合 MDM においては、伝送中に生じる空間モードの結合は MIMO 信号処理により補償されるが、空間モード変換の出力同士が上記の閾値を満たすほどの直交性を有している必要がある。

図 2.2 にこれまでに提案されている空間モード変換技術の分類を示す。ここで、ステップ数とは基本モードから FMF の導波モードへと電界振幅が変化するまでの変調の回数を表す。フォトニックランタン [32–34] や平面光波回路, MPLC (multi-plane light conversion) [35], 体積ホログラム [36, 37] はそれ自体が結合器としての機能も有しており、単体でモード MUX/DEMUX として動作する。フォトニックランタンは MCF における FI/FO デバイスのようにテーパ形状を持たせた 3 次元構造導波路であり、テーパ中でコアが物理的に結合することによりモード MUX が構成される。フォトニックランタンは比較的高効率かつ拡張性も高いが、出力される電界分布を理想的な空間モードと一致させることは難しいことから、利用は強結合型のシステムに限定される。平面光波回路 [38–42] は、平面導波路中で生じる波動の結合を利用して空間モードの変換および結合を行う。このとき、各空間モード間の実効屈折率差により単位長さあたりの結合の度合いは空間モード毎に異なるため、相互作用長を適切に設計することにより極めて高効率なモード MUX を構築することができる。導波路本体は非常に小型でファイバとの接続も容易であることから集積性に優れるが、導波路は 2 次元平面上に構成されるため高次の空間モードの取り扱いが難しく、拡張性が課題となっている。

自由空間型のデバイスは SMF と FMF との間に自由空間を伝搬する領域を介し、自由空間上で電界分布の変調を与える。電界分布の変調は位相板 [43, 44] や計算機合成ホログラム (computer-generated hologram : CGH) [45–48] などによって実現され、自由空間上では自由度の高い変調を与えることができることから、高精度な変換が可能である。ここで、空間モードは空間フーリエ変換前後で分布を保存するという特性があり、SMF 端面と変調素子、そして FMF 端面の位置関係は結像面とフーリエ面のどちらでも問題ない。加えて、この手法は光学系の構成に対する自由度が高く、モード多重数に対する拡張性も高い。ただし、位相板では電界の位相分布のみを変調することになるため、出力は導波モードと完全には整合せず、 LP_{01} と LP_{02} など、特定の関係にある導波モード間ではクロストークを生じる。一方で、CGH では、出力に導波モードの正確な電界分布を与えることが可能であるが、通常、CGH では不要な回折光を多く生じることから高い効率は得られない。また、2.2.2 節で述べたように、自由空間上でのビームの結合など損失の要因が多く、フォトニックランタンや光導波路のような高効率な変換は難しい。MPLC は上記のデバイスと同様、ファイバ間に自由空間領域を設けて空間的な変調を与える素子である。このとき、位相分布の変調と空間伝搬を

手法	概念図	ステップ数	外部結合器
フォトニック ランタン		連続	不要
平面光波回路		連続	不要
位相板		1	要
CGH		1	要
MPLC		$2M + 1$	不要
体積ホログラム		連続	不要

図 2.2 空間モード変換技術の分類と特徴. MPLC のステップ数はモード多重数 M に依存する

交互に繰り返すことにより徐々に分布を変化させ、最終的に電界分布が変換された状態で各 SMF からの光が結合される. MPLC については既に商用化もされており、比較的高い精度かつ低損失なモード MUX/DEMUX であることから、近年の伝送実験ではしばしば採用されている. ここで、与えられる位相変調のパターンは焼きなまし法などの最適化手法により設計されるが、変換精度は個別に変換を行うデバイスには劣り、モード多重数の増加に対しては、与える変調回数の増加や変調精度の低下などが懸念される. 体積ホログラムによるモード MUX/DEMUX (volume holographic

mode multi/demultiplexer : VHDM) は、サブミリメートル程度の厚さの媒質に記録された体積ホログラム（微細な三次元屈折率分布）による Bragg 回折を利用する。この媒質に記録されたホログラムには、角度の異なる複数の平面波と FMF の各導波モードとが対応付けられており、対応する角度で SMF からの出射光を入力することで回折を生じ、選択的に空間モードの変換と結合が行われる。VHDM については、現状では回折効率の低さが課題とされているが、拡張性が高いうえ小型かつ安価なモード MUX/DEMUX を構築できることから、ホログラム記録条件の最適化などにより効率の向上が達成されれば MPLC に対抗し得る可能性を有している。

2.4 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。そして、SDM 伝送の実現に必要な不可欠ないくつかの要素技術を挙げ、中でも MDM 伝送の根幹をなすモード MUX/DEMUX を構築するための空間モード変換技術について、要求される性能の観点から各手法の特徴を述べた。SDM 伝送に関する今後の研究の方向性としては、MIMO 信号処理の性能向上や負荷の低減、もしくは弱結合 FMF による伝送距離の伸長や多重数の拡張などが考えられる。また、モード MUX/DEMUX については、効率と精度、そして拡張性の全てを兼ね備えたデバイスはいまだ実現されておらず、今後の発展が必要不可欠である。

参考文献

- [1] 鈴木 正敏, 森田 逸郎, 秋葉 重幸, 長距離光ファイバ通信システム (株式会社オプトロニクス社, 2019).
- [2] C. E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," *Bell Syst. Tech. J.* **27**, 379–423 (1948).
- [3] T. Hayashi, T. Taru, O. Shimakawa, T. Sasaki, and E. Sasaoka, "Uncoupled multi-core fiber enhancing signal-to-noise ratio," *Opt. Express* **20**, B94–B103 (2012).
- [4] K. Takenaga, Y. Arakawa, S. Tanigawa, N. Guan, S. Matsuo, K. Saitoh, and M. Koshiba, "Reduction of crosstalk by trench-assisted multi-core fiber," in *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition / National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2011)*.
- [5] T. Hayashi, R. Ryf, N. K. Fontaine, C. Xia, S. Randel, R. Essiambre, P. J. Winzer, and T. Sasaki, "Coupled-core multi-core fibers: High-spatial-density optical transmission fibers with low differential modal properties," in *41st European Conference on Optical Communication (ECOC 2015)*.
- [6] T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, and K. Nakajima, "Coupled single-mode multi-core fiber design for long-haul MIMO transmission system," in *2017 Optical Fiber Communication Conference and Exhibition (OFC 2017)*.
- [7] G. Milione, E. Ip, Y. Huang, P. Ji, Ting Wang, Ming-Jung Li, J. Stone, and Gaozhu Peng, "1.2-Tb/s MIMO-less transmission over 1 km of four-core elliptical-core few-mode fiber with 125- μ m diameter cladding," in *21st OptoElectronics and Communications Conference / International Conference on Photonics in Switching (OECC/PS 2016)*.

- [8] S. LaRochelle, A. Corsi, R. M. Nejad, L. Wang, X. Guan, J. . Chang, J. Lin, and L. A. Rusch, “Optical fiber designs for MIMO-less SDM,” in *2018 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO 2018)*.
- [9] D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, S. Sumita, T. Tsuritani, T. Hayashi, T. Nagashima, M. Suzuki, H. Takahashi, K. Igarashi, I. Morita, and M. Suzuki, “10.16 Peta-bit/s Dense SDM/WDM transmission over Low-DMD 6-Mode 19-Core Fibre Across C+L Band,” in *43rd European Conference on Optical Communication (ECOC 2017)*.
- [10] 国立研究開発法人 情報通信研究機構 プレスリリース, “38 コア・3 モードの光ファイバ伝送で、容量と周波数利用効率の世界記録を達成～データセンター等における短距離大容量伝送システムの可能性を示す～,” <https://www.nict.go.jp/press/2020/01/21-1.html>, 2020 年 2 月 14 日閲覧.
- [11] D. Soma, S. Beppu, Y. Wakayama, K. Igarashi, T. Tsuritani, I. Morita, and M. Suzuki, “257-Tbit/s Weakly Coupled 10-Mode C + L-Band WDM Transmission,” *J. Light. Technol.* **36**, 1375–1381 (2018).
- [12] R. S. Luís, G. Rademacher, B. J. Puttnam, T. A. Eriksson, H. Furukawa, A. Ross-Adams, S. Gross, M. Withford, N. Riesen, Y. Sasaki, K. Saitoh, K. Aikawa, Y. Awaji, and N. Wada, “1.2 Pb/s Throughput Transmission Using a 160 μm Cladding, 4-Core, 3-Mode Fiber,” *J. Light. Technol.* **37**, 1798–1804 (2019).
- [13] Y. Tottori, T. Kobayashi, and M. Watanabe, “Low Loss Optical Connection Module for Seven-Core Multicore Fiber and Seven Single-Mode Fibers,” *IEEE Photonics Technol. Lett.* **24**, 1926–1928 (2012).
- [14] B. Zhu, T. F. Taunay, M. F. Yan, J. M. Fini, M. Fishteyn, E. M. Monberg, and F. V. Dimarcello, “Seven-core multicore fiber transmissions for passive optical network,” *Opt. Express* **18**, 11117–11122 (2010).
- [15] K. Igarashi, D. Souma, K. Takeshima, and T. Tsuritani, “Selective mode multiplexer based on phase plates and Mach-Zehnder interferometer with image inversion function,” *Opt. Express* **23**, 183–194 (2015).
- [16] R. Ryf, N. K. Fontaine, M. A. Mestre, S. Randel, X. Palou, C. Bolle, A. H. Gnauck, S. Chandrasekhar, X. Liu, B. Guan, R.-J. Essiambre, P. J. Winzer, S. G. Leon-Saval, J. Bland-Hawthorn, R. Delbue, P. Pupalais, A. Sureka, Y. Sun, L. Grüner-Nielsen, R. V. Jensen, and R. Lingle, “12×12 MIMO Transmission over 130-km Few-Mode Fiber,” in *Frontiers in Optics 2012 / Laser Science XXVIII (FiO/LS 2012)*.
- [17] M. Blau, I. Weiss, J. Gerufi, D. Sinefeld, M. Bin-Nun, R. Lingle, L. Grüner-Nielsen, and D. M. Marom, “Variable optical attenuator and dynamic mode group equalizer for few mode fibers,” *Opt. Express* **22**, 30520–30527 (2014).
- [18] T. Mizuno, K. Shibahara, H. Ono, and Y. Miyamoto, “Long-Distance PDM-32QAM 3-Mode Fibre Transmission Over 1000 km Using Hybrid Multicore EDFA/Raman Repeated Amplification with Cyclic Mode Permutation,” in *44th European Conference on Optical Communication (ECOC 2018)*.
- [19] Y. Wakayama, D. Soma, K. Igarashi, H. Taga, and T. Tsuritani, “Intermediate mode interchange for reduction of differential mode-group delay in weakly-coupled 6-mode fiber transmission line,”

- in *2016 Optical Fiber Communication Conference and Exhibition (OFC 2016)*.
- [20] T. Sakamoto, T. Mori, T. Yamamoto, and S. Tomita, "Differential Mode Delay Managed Transmission Line for WDM-MIMO System Using Multi-Step Index Fiber," *J. Light. Technol.* **30**, 2783–2787 (2012).
 - [21] J. Li, N. K. Fontaine, H. Chen, R. Ryf, M. Cappuzzo, R. Kopf, A. Tate, H. Safar, C. Bolle, D. T. Neilson, E. Burrows, K. W. Kim, P. Sillard, F. Achten, J. Du, Z. He, M. Bigot, A. Amezcua-Correa, R. A. Correa, and J. Carpenter, "Design and Demonstration of Mode Scrambler Supporting 10 Modes Using Multiplane Light Conversion," in *44th European Conference on Optical Communication (ECOC 2018)*.
 - [22] M. Blau, M. Rosenfeld, J. C. A. Zacaria, R. A. Correa, and D. M. Marom, "Mode-group mixing device via complex phase masks printed on fiber tip," in *2017 International Conference on Optical MEMS and Nanophotonics (OMN 2017)*.
 - [23] K. S. Abedin, T. F. Taunay, M. Fishteyn, D. J. DiGiovanni, V. Supradeepa, J. M. Fini, M. F. Yan, B. Zhu, E. M. Monberg, and F. Dimarcello, "Cladding-pumped erbium-doped multicore fiber amplifier," *Opt. Express* **20**, 20191–20200 (2012).
 - [24] E. Ip, Ming-Jun Li, K. Bennett, A. Korolev, K. Koreshkov, W. Wood, C. Montero, and J. Liñares, "Experimental characterization of a ring-profile few-mode erbium-doped fiber amplifier enabling gain equalization," in *2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition / National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2013)*.
 - [25] S. Alam, Y. Jung, Z. Li, A. Dhar, J. K. Sahu, F. Poletti, and D. J. Richardson, "Modal gain equalization in a few moded Erbium-doped fiber amplifier," in *2012 IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series*.
 - [26] M. D. Feuer, L. E. Nelson, K. Abedin, X. Zhou, T. F. Taunay, J. F. Fini, B. Zhu, R. Isaac, R. Harel, G. Cohen, and D. M. Marom, "ROADM system for space division multiplexing with spatial superchannels," in *2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition / National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2013)*.
 - [27] B. Shariati, D. Klonidis, I. Tomkos, D. Marom, M. Blau, S. Ben-Ezra, M. Gerola, D. Siracusa, J. Macdonald, N. Psaila, C. Sanchez-Costa, A. Ellis, J. Ferran, and F. Jimenez, "Realizing Spectrally-Spatially Flexible Optical Networks," *IEEE Photonics Soc. News Lett.* (2017).
 - [28] N. Nemoto, Y. Ikuma, K. Suzuki, O. Moriwaki, T. Watanabe, M. Itoh, and T. Takahashi, "8×8 wavelength cross connect with add/drop ports integrated in spatial and planar optical circuit," in *41st European Conference on Optical Communication (ECOC 2015)*.
 - [29] F. Ferreira, D. van den Borne, H. Silva, and P. Monteiro, "Crosstalk optimization of phase masks for mode multiplexing in few mode fibers," in *2012 Optical Fiber Communication Conference and Exposition / National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2012)*.
 - [30] A. Sano, H. Takara, T. Kobayashi, and Y. Miyamoto, "Crosstalk-Managed High Capacity Long Haul Multicore Fiber Transmission With Propagation-Direction Interleaving," *J. Light. Technol.* **32**, 2771–2779 (2014).
 - [31] P. J. Winzer, A. H. Gnauck, A. Konczykowska, F. Jorge, and J.-Y. Dupuy, "Penalties from In-Band Crosstalk for Advanced Optical Modulation Formats," in *37th European Conference and Exposition on Optical Communications (ECOC 2011)*.

- [32] A. M. Velazquez-Benitez, J. C. Alvarado, G. Lopez-Galmiche, J. E. Antonio-Lopez, J. Hernández-Cordero, J. Sanchez-Mondragon, P. Sillard, C. M. Okonkwo, and R. Amezcua-Correa, “Six mode selective fiber optic spatial multiplexer,” *Opt. Lett.* **40**, 1663–1666 (2015).
- [33] Z. S. Eznavah, J. E. Antonio-Lopez, J. C. A. Zacarias, A. Schülzgen, C. M. Okonkwo, and R. A. Correa, “All-fiber few-mode multicore photonic lantern mode multiplexer,” *Opt. Express* **25**, 16701–16707 (2017).
- [34] S. G. Leon-Saval, N. K. Fontaine, J. R. Salazar-Gil, B. Ercan, R. Ryf, and J. Bland-Hawthorn, “Mode-selective photonic lanterns for space-division multiplexing,” *Opt. Express* **22**, 1036–1044 (2014).
- [35] 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* **22**, 15599–15607 (2014).
- [36] S. Shimizu, A. Okamoto, F. Mizukawa, K. Ogawa, A. Tomita, T. Takahata, S. Shinada, and N. Wada, “Volume holographic spatial mode demultiplexer with a dual-wavelength method,” *Appl. Opt.* **57**, 146–153 (2018).
- [37] Y. Wakayama, A. Okamoto, K. Kawabata, A. Tomita, and K. Sato, “Mode demultiplexer using angularly multiplexed volume holograms,” *Opt. Express* **21**, 12920–12933 (2013).
- [38] W. V. Sorin, B. Y. Kim, and H. J. Shaw, “Highly selective evanescent modal filter for two-mode optical fibers,” *Opt. Lett.* **11**, 581–583 (1986).
- [39] H. Kubota, M. Oguma, and H. Takara, “Three-mode multi/demultiplexing experiment using PLC mode multiplexer and its application to 2+1 mode bi-directional optical communication,” *IEICE Electron. Express* **10**, 20130205–20130205 (2013).
- [40] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, M. Koshiba, and F. Yamamoto, “Two-mode PLC-based mode multi/demultiplexer for mode and wavelength division multiplexed transmission,” *Opt. Express* **21**, 25752–25760 (2013).
- [41] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, M. Koshiba, and F. Yamamoto, “Mode multi/demultiplexing with parallel waveguide for mode division multiplexed transmission,” *Opt. Express* **22**, 29321–29330 (2014).
- [42] K. Saitoh, T. Uematsu, N. Hanzawa, Y. Ishizaka, K. Masumoto, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, and F. Yamamoto, “PLC-based LP11 mode rotator for mode-division multiplexing transmission,” *Opt. Express* **22**, 19117–19130 (2014).
- [43] K. Igarashi, D. Souma, T. Tsuritani, and I. Morita, “Performance evaluation of selective mode conversion based on phase plates for a 10-mode fiber,” *Opt. Express* **22**, 20881–20893 (2014).
- [44] W. Q. Thornburg, B. J. Corrado, and X. D. Zhu, “Selective launching of higher-order modes into an optical fiber with an optical phase shifter,” *Opt. Lett.* **19**, 454–456 (1994).
- [45] S. Schwartz, M. Golub, and S. Ruschin, “Diffractive optical elements for mode-division multiplexing of temporal signals with the aid of Laguerre-Gaussian modes,” *Appl. Opt.* **52**, 2659–2669 (2013).
- [46] S. Schwartz, M. A. Golub, and S. Ruschin, “Computer-generated holograms for fiber optical communication with spatial-division multiplexing,” *Appl. Opt.* **56**, A31–A40 (2017).
- [47] J. von Hoyningen-Huene, R. Ryf, and P. Winzer, “LCoS-based mode shaper for few-mode fiber,”

Opt. Express **21**, 18097–18110 (2013).

- [48] F. Dubois, P. Emplit, and O. Hugon, “Selective mode excitation in graded-index multimode fiber by a computer-generated optical mask,” Opt. Lett. **19**, 433–435 (1994).

3

光波面制御技術

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。1948年に Gabor によって発明されたホログラフィは、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。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・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 [1-7] 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) [8-11] 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 [12] や光ピンセットの制御 [13] 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 [14]。一方で、光波面を計測する技術は、物体の三次元形状計測 [15] の他にも、気体の揺らぎ計測 [16] や、定量位相計測による腫瘍の検出 [17] 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 [18, 19] や、シングルショットでの光断層撮影 [20] 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 LCOS (liquid crystal on silicon) デバイス [21] や、MEMS 技術を利用した高速な変調が可能な DMD (digital micromirror device) [22] 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 [23]、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 MPLC (multi-plane light conversion) [24]、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 [25] など多種多様な素子が存在する。

本章では、まず最初に光波面制御技術を理解する上で重要な概念である光複素振幅について述べる。その後、光波面の計測技術および変調技術について、代表的な技術をいくつか挙げ、それぞれの原理と特徴を述べる。

3.1.1 光複素振幅

「光」とは、波長が 10 nm から 1 mm（周波数では約 30 PHz から約 300 GHz）程度の電磁波を指す [26]。電磁波の波動関数は Maxwell 方程式を解くことにより三角関数として得られることから、図 3.1 のように波長 λ で z 方向に真空中を進行する光の電界は、以下の式のように表される。

$$E(t, z) = A \cos(kz - \omega t + \varphi) \quad (3.1)$$

ここで、 A は波の振幅、 $k = 2\pi/\lambda$ は波数である。 ω は角周波数であり、真空中では光速 c を用いて $\omega = 2\pi c/\lambda$ となる。 φ は初期位相であり、波動の時間的・空間的な伝搬に起因しない定数である。なお、式 (3.1) の右辺については、余弦関数を正弦関数としたものや、 $A \cos(\omega t - kz + \varphi)$ のように時間変化と空間変化の項の符号を反転した表記をとる場合も有るが、初期位相をどのように定義するかによる差であり本質的な違いはない [27]。

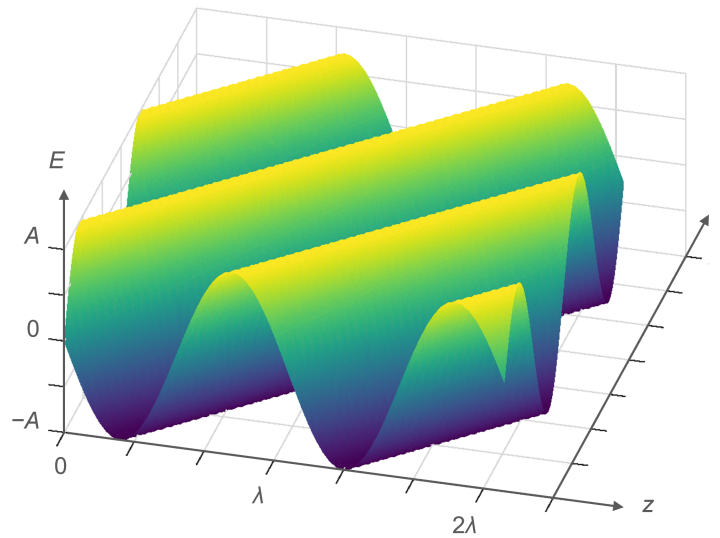


図 3.1 光波の空間的および時間的な変化

さて、波動現象の解析にあたり、式 (3.1) のような三角関数による表現を用いるよりも、次のような複素指数関数による表現（複素振幅表現）を用いた方が簡単に記述することができる場合が多い。

$$E(t, z) = A \exp[i(kz - \omega t + \varphi)] \quad (3.2)$$

ここで、 i は虚数単位である。オイラーの公式より、式 (3.1) の右辺は次のように表されることから、複素振幅表現の実部が本来の波動を表していることがわかる。

$$A \cos(kz - \omega t + \varphi) = \Re \{A \exp[i(kz - \omega t + \varphi)]\} \quad (3.3)$$

ただし、 $\Re(\bullet)$ は複素数の実部を表す。この複素振幅表現を用いると、位相を空間成分 $\exp(ikz)$ 、時間成分 $\exp(-i\omega t)$ 、初期位相 $\exp(i\varphi)$ の各成分に分離することができ、四則演算や微積分など種々の

計算が平易になる．計算の後に，最終的に得られた結果の実部をとることで実際の光波の電界振幅が与えられる．なお，以上の説明では複素振幅表現と三角関数による表現の両方で同じ文字を用いたが，厳密には，これらの表現の間には振幅値に $\sqrt{2}$ 倍の差が生じる．これは，各表現について，強度の時間平均を考えると，以下のように三角関数表現の強度が複素振幅表現に対して半分となるためである．

(複素振幅表現)

$$\begin{aligned} I &= \langle A \exp[i(kz - \omega t + \varphi)] A \exp[-i(kz - \omega t + \varphi)] \rangle \\ &= A^2 \end{aligned} \quad (3.4)$$

(三角関数表現)

$$\begin{aligned} I &= \langle [A \cos(kz - \omega t + \varphi)]^2 \rangle \\ &= \frac{A^2}{2} [1 + \langle \cos(2kz - 2\omega t + 2\varphi) \rangle] \\ &= \frac{A^2}{2} \end{aligned} \quad (3.5)$$

本論文では，特に断りがない場合は E を複素振幅， A を振幅（正の実数）， φ を位相としてそれぞれ取り扱うこととし，直交座標系における xy 平面の複素振幅分布を光波面と呼称する．このとき， z 軸の座標位置については，伝搬などを考慮するような特別な場合以外は $z = 0$ として $\exp(ikz)$ の項を無視する．また，本論文では，ヘテロダイン干渉など異なる波長の光波間に生じる相互作用を取り扱わないため，光波の二次元分布がある固定した時刻の空間分布 ($E(x, y, t = 0)$) であるとして，時間依存性の項 $\exp(i\omega t)$ もまた無視する．したがって，最終的に本論文における標準的な xy 平面上の光波面は

$$E(x, y) = A(x, y) \exp[i\varphi(x, y)] \quad (3.6)$$

と書き表される．

3.2 光波面を計測する技術

本論文の主題は光波面変調技術を用いた空間モードの変換であるため，主として取り扱うのは変調技術である．しかし，実際に運用するにあたり，変調素子が有する形状歪みや光学収差によって生じる位相歪みを補償するためには光波面を計測する技術も重要である．本節では，光波面を計測する代表的な技術として位相シフトデジタルホログラフィ（phase-shifting digital holography : PSDH），フーリエ変換法，フーリエ反復位相回復法について述べる．

3.2.1 位相シフトデジタルホログラフィ

ある複素振幅分布を有した光波（物体光） $A_o(x, y) \exp[i\varphi_o(x, y)]$ と均一な波面を有する平面波（参照光） A_r とを同軸で干渉させたとき，その干渉縞の強度分布 $I(x, y)$ は以下のように書き表される．

$$\begin{aligned} I(x, y) &= |A_o(x, y) \exp[i\varphi_o(x, y)] + A_r|^2 \\ &= A_o^2(x, y) + A_r^2 + 2A_o(x, y)A_r \cos[\varphi_o(x, y)] \end{aligned} \quad (3.7)$$

式 (3.7) の最右辺の第 3 項に注目すると，物体光の位相分布が干渉縞の強度分布に含まれていることが分かる．ただし，偶関数である $\cos$ 関数に逆余弦関数を適用しても位相値の正負を判別するこ

とができないため、1枚の干渉縞画像から直接物体光の位相分布を導出することは不可能である。そこで、PSDHでは参照光の位相値を変化させながら干渉縞画像を複数回取得することで物体光の位相を算出する。このとき取得する干渉縞画像の枚数は2から4枚程度が一般的であり、枚数に応じて異なる位相算出アルゴリズムが適用される。以下では、PSDHにおける代表的な位相算出アルゴリズムである、4ステップアルゴリズム [28] について説明する。

4ステップアルゴリズムは参照光に $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ の位相シフトを与えて取得した4枚の干渉縞画像から物体光の位相分布を導出するアルゴリズムである。ここで、各干渉縞の強度分布はそれぞれ以下のように書き表される。

$$I_1 = A_o^2 + A_r^2 + 2A_oA_r \cos \varphi_o \quad (3.8)$$

$$I_2 = A_o^2 + A_r^2 + 2A_oA_r \cos \left(\varphi_o - \frac{\pi}{2} \right) = A_o^2 + A_r^2 + 2A_oA_r \sin \varphi_o \quad (3.9)$$

$$I_3 = A_o^2 + A_r^2 + 2A_oA_r \cos (\varphi_o - \pi) = A_o^2 + A_r^2 - 2A_oA_r \cos \varphi_o \quad (3.10)$$

$$I_4 = A_o^2 + A_r^2 + 2A_oA_r \cos \left(\varphi_o - \frac{3\pi}{2} \right) = A_o^2 + A_r^2 - 2A_oA_r \sin \varphi_o \quad (3.11)$$

なお、各画素で独立に演算が行われるため、空間座標 (x, y) は省略している。上記の連立方程式を $\cos$ および $\sin$ の項についてそれぞれ整理すると、

$$A_o \cos \varphi_o = \frac{I_1 - I_3}{4A_r} \quad (3.12)$$

$$A_o \sin \varphi_o = \frac{I_2 - I_4}{4A_r} \quad (3.13)$$

が得られる。したがって、物体光の複素振幅は干渉縞強度と参照光の振幅により以下のように求められる。

$$A_o \exp(i\varphi_o) = \frac{I_1 - I_3}{4A_r} + i \frac{I_2 - I_4}{4A_r} \quad (3.14)$$

ここで、参照光が理想的な平面波である場合、振幅は空間的な分布を有さないことから、上式の A_r は定数とみなすことができる。そのため、4ステップアルゴリズムでは、4枚の干渉縞画像のみから物体光の複素振幅分布を再生することができる。

PSDHは参照光に位相シフトを与える手法によって分類される。代表的な手法としては、参照光に逐次的に位相シフトを与える時間分割法や、アレー型の位相シフト素子を用いて空間的に位相シフトを与える空間分割法が挙げられる。これらの手法では、時間分解能もしくは空間分解能を犠牲にして波面計測を実現しているが、偏光制御により時間分解能と空間分解能を両立した波面計測を実現するダイバーシティ法が提案されている。以下では、以上の3手法について動作原理、および特徴を述べる。

A. 時間分割法

時間分割法 [1] による位相シフト干渉縞取得の概念図を図 3.2 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 piezo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を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 [7] では、図 3.3 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。

C. ダイバーシティ法

ダイバーシティ法は、図 3.4 に示すホログラフィックダイバーシティ干渉法 (holographic-diversity interferometry : HDI) [5] によりそれぞれ異なる位相シフトを与えた干渉縞を複数の撮像素子で一括取得する。HDI では、物体光は 1/2 波長板 (half-wave plate : HWP) により 45° 直線偏光に、参照光は 1/4 波長板 (quarter-wave plate : QWP) により円偏光に設定されている。図 3.5 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。そのため、物体光と参照光を BS で合波したのちに偏光ビームスプリッタ (polarizing beam splitter : PBS) で分離することで、 $\pi/2$ の位相シフトを有した干渉縞が同時に生成される。また、BS で合波した際の各出力光路には π の位相差を持った干渉縞が現れることから、両出力光路に PBS を配置することで $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ 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。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が、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。

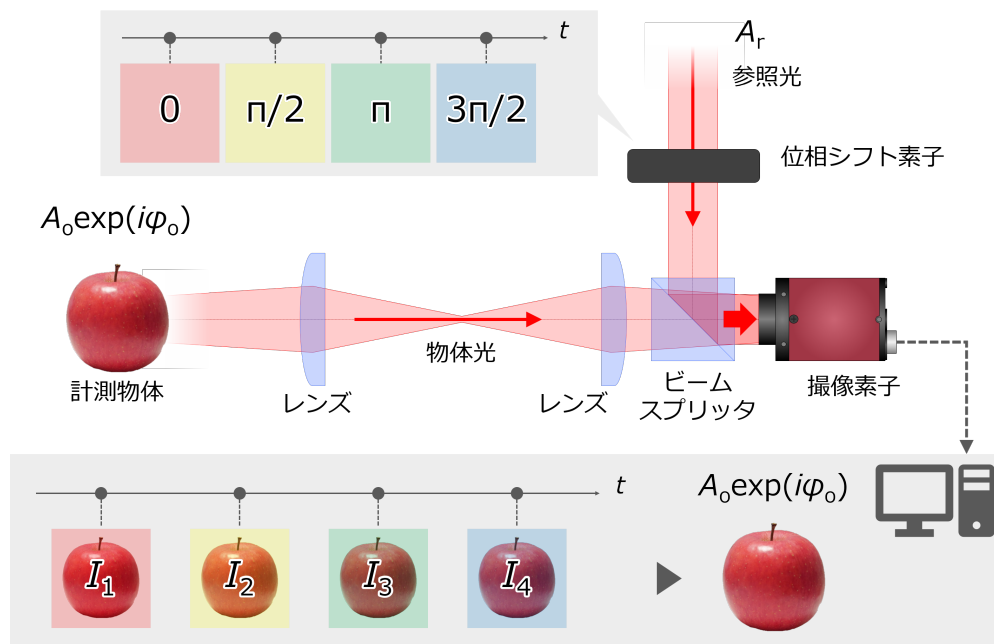


図 3.2 時間分割法による位相シフト干渉縞の取得

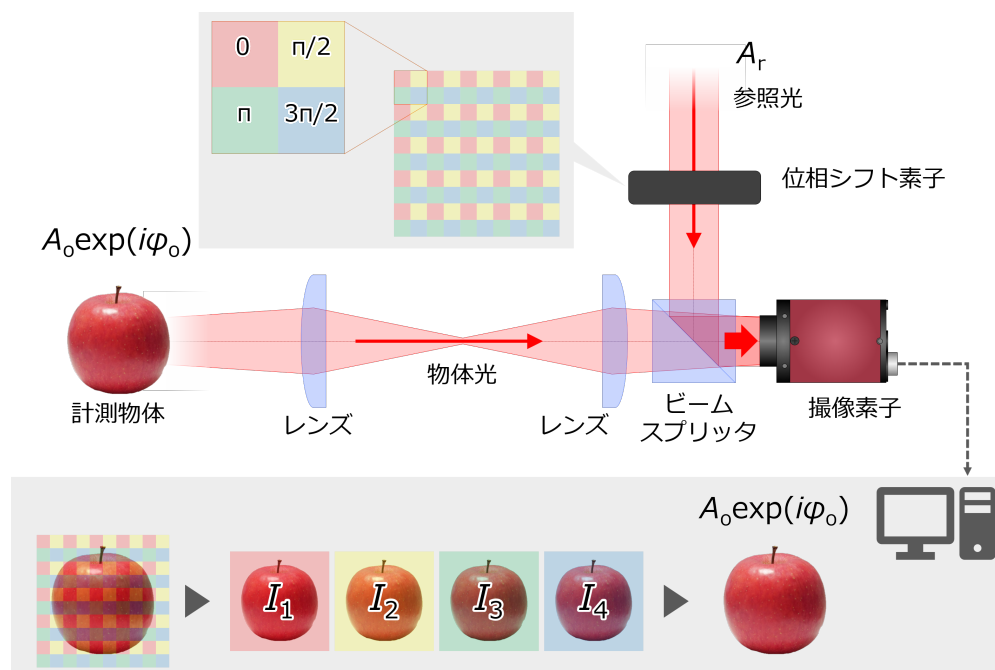


図 3.3 空間分割法による位相シフト干渉縞の取得

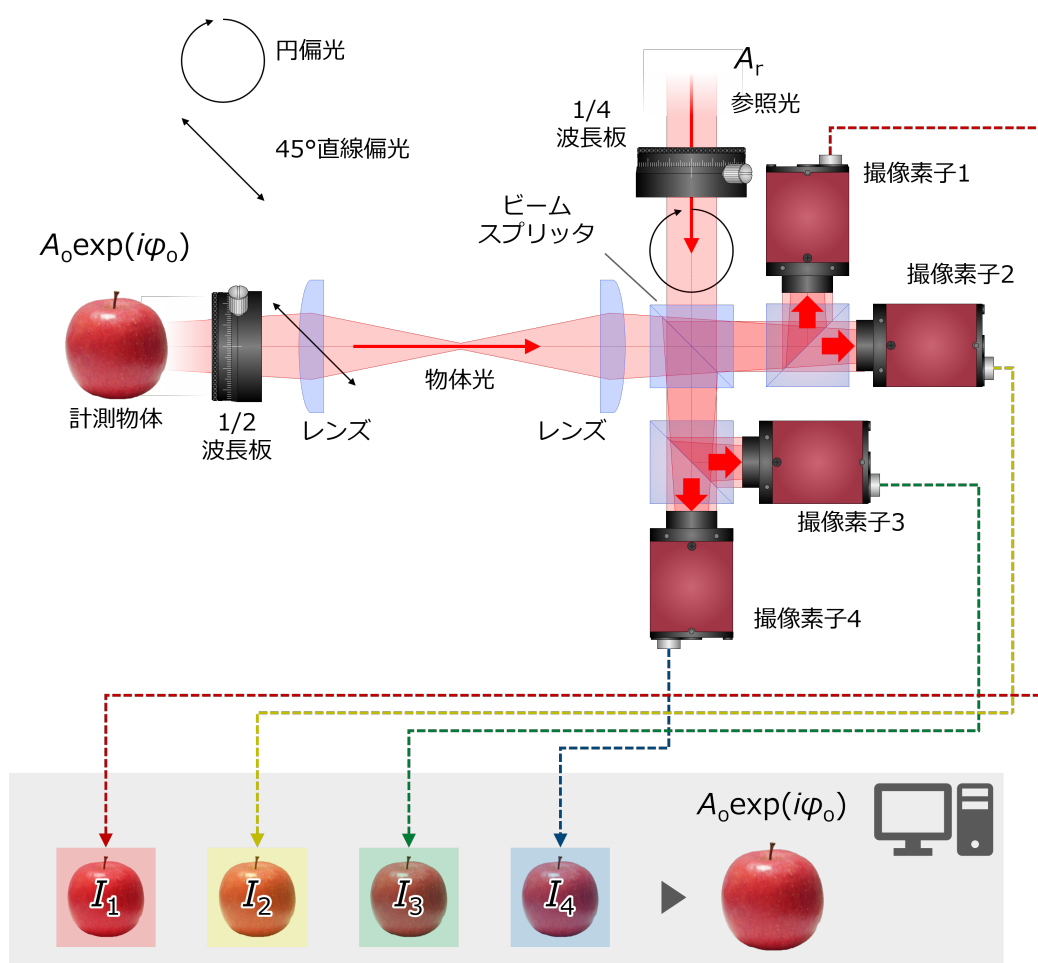


図 3.4 ダイバーシティ法による位相シフト干渉縞の取得

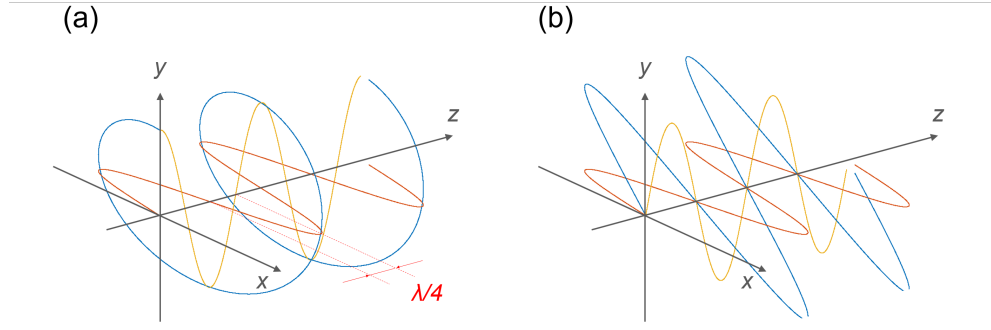


図 3.5 偏光制御によって生じる位相シフト. (a) 円偏光, (b) 45° 直線偏光

3.2.2 フーリエ変換法

フーリエ変換法 [3] は物体光と参照光の光軸間に角度をつけて干渉させた干渉縞の強度分布から物体光の波面を再生する手法である. フーリエ変換法による波面計測の概念図を図 3.6 に示す. 二光束間に与える角度差を x 軸, y 軸に対してそれぞれ θ_x , θ_y とすると, 干渉縞の強度分布は

$$I(x, y) = A_o^2(x, y) + A_r^2 + 2A_o(x, y)A_r \cos [k (x \sin \theta_x + y \sin \theta_y) + \varphi_o(x, y)] \quad (3.15)$$

という数式で表される. ここで, $k = 2\pi/\lambda$ である. 式 (3.15) の右辺第 3 項より, 干渉縞の強度分布には光軸間に与えた角度に応じた周期構造が生じていることから, 撮像素子によって取得した干渉縞画像を 2 次元フーリエ変換すると図 3.7 のような 3 つ山の 2 次元空間周波数スペクトルが得られる. これらのスペクトルのうち原点のスペクトルは式 (3.15) の右辺第 1 項, 第 2 項に起因し, その両脇のスペクトルは第 3 項に起因する成分である. ここで, スペクトルの間隔は

$$f_{x0} = \frac{\sin \theta_x}{\lambda}, \quad f_{y0} = \frac{\sin \theta_y}{\lambda} \quad (3.16)$$

で表される空間キャリア周波数によって与えられるため, (f_{x0}, f_{y0}) を中心としたバンドパスフィルタを通すことで物体光の波面情報を有した成分のみを抽出する. その後, 2 次元フーリエ逆変換することにより

$$A_o(x, y)A_r \exp \{i [2\pi (f_{x0}x + f_{y0}y) + \varphi_o(x, y)]\} \quad (3.17)$$

が得られるため, $\exp [i2\pi (f_{x0}x + f_{y0}y)]$ で除して空間キャリア周波数を取り除くことで物体光の複素振幅分布が再生される.

フーリエ変換法は二光束間に傾斜角を与えた 1 枚の干渉縞画像のみを要するため, 簡易な光学系で高速な波面計測が可能である. ただし, 干渉縞を取得する際の二光束間に与える角度差は撮像素子の空間的なサンプリング定理を満たしている必要がある. このとき, 与える角度差が小さいと空間周波数スペクトルの間隔が小さくなり, 解析処理で与えるバンドパスフィルタが再生される物体光の空間周波数成分を制限することとなるため, 物体光の高空間周波数情報を維持するためには, 極力サンプリング定理を満たす上限付近の空間キャリア周波数を与えるように光学系を設計する必要がある.

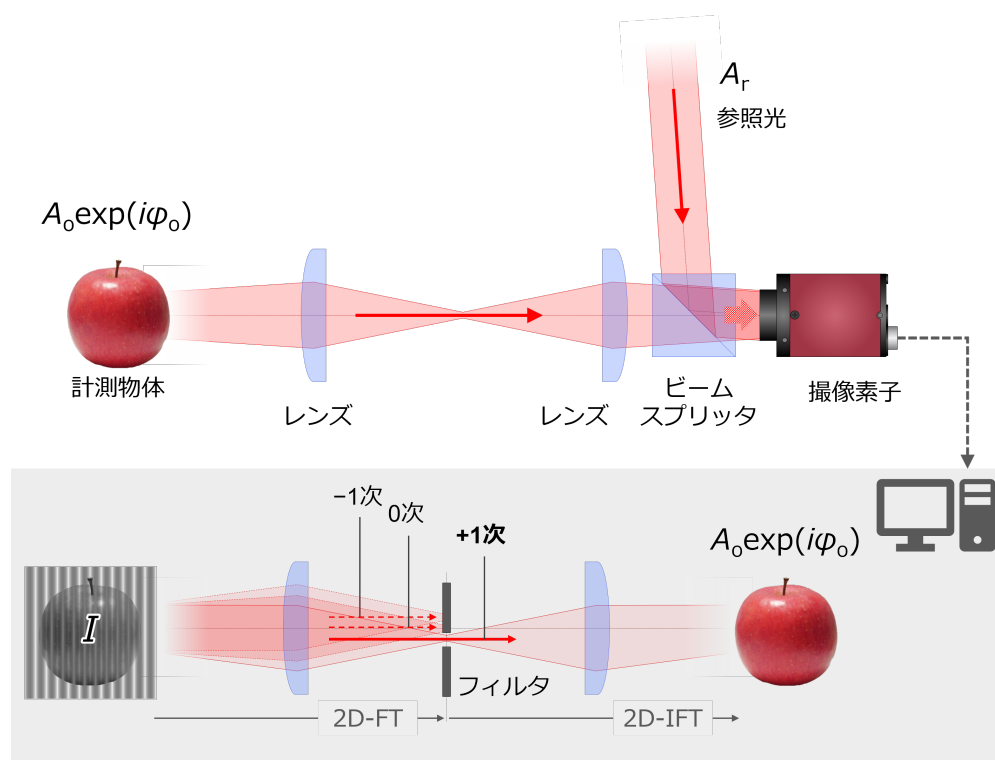


図 3.6 フーリエ変換法による波面再生

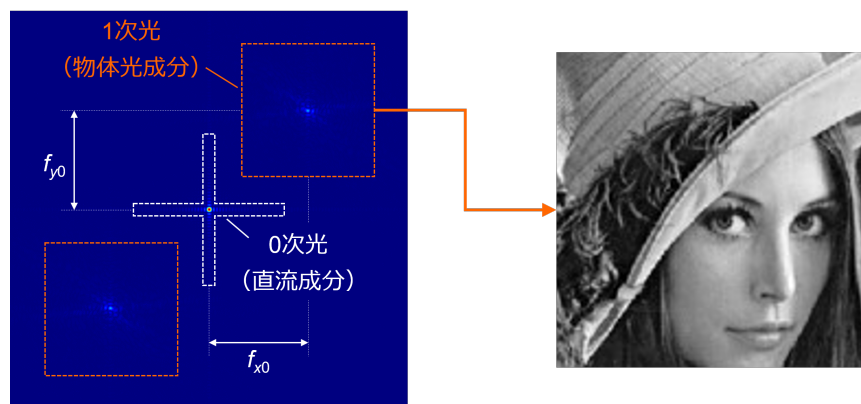


図 3.7 干渉縞の空間周波数スペクトル

3.2.3 フーリエ反復位相回復法

先述した手法はすべて物体光と参照光による干渉縞の強度分布から物体光の波面を再生する手法であったが、フーリエ反復位相回復法 [29] では異なる z 位置における物体光の強度分布を利用し、反復計算により物体光の位相分布を決定する。ここで、撮像素子を配置する z 位置は任意に設定することが可能であるが、各素子で十分に異なる強度分布取得するために一定の距離をとる必要がある。そのため、通常は撮像面間にレンズを配置して物体面とフーリエ面における強度分布を取得する。以下では、2 台の撮像素子間が光学フーリエ変換の関係にある場合について、図 3.8 を用いて反復計算の過程を説明する。まず、物体面に設置した撮像素子で取得した強度分布に対して平方根を取ることで物体光の振幅分布 $A_o(x, y)$ を求める。この振幅分布に初期位相 $\varphi_{n=0}(x, y)$ を与えるこ

とで初期波面 $A_0(x, y) \exp[i\varphi_{n=0}(x, y)]$ を得る．このとき与える初期位相が物体光の位相分布に近いほど位相回復の精度は高くなり反復回数を少なく取ることができるが，通常は物体光の位相分布は未知であるため，ランダムな位相分布を与える．この初期波面に対して2次元フーリエ変換を行うことでフーリエ面における複素振幅分布を得る．ここで，位相分布はそのままに振幅分布を実光学系上のフーリエ面で取得した強度分布から求めた振幅分布 $A_f(x, y)$ で置き換える．この振幅分布の置換操作は反復計算における拘束条件と呼ばれる．その後，2次元フーリエ逆変換することにより再び物体面における複素振幅分布を取得し，ここでも $A_0(x, y)$ による拘束条件を与える．以上の拘束条件の付与と2次元フーリエ変換（逆変換）の手順を反復することにより，取得した強度分布を物体面およびフーリエ面で有するような波面となるように物体面の位相分布が収束する．なお，強度分布を取得する二面が有限距離の自由空間伝搬の関係にある場合は，2次元フーリエ変換を角スペクトル法（angular spectrum method : ASM）[30] のような自由空間伝搬計算に置き換えることで位相回復が行われる．

このように，拘束条件を与えながら特定の処理を繰り返す操作は発明者である Gerchberg と Saxton の頭文字をとって G-S（Gerchberg-Saxton）アルゴリズム [31] と呼ばれる．G-S アルゴリズムは位相回復以外にも，回折光学素子の設計などに用いられる [32]．フーリエ反復位相回復法は物体光とコヒーレントな参照光を用意する必要が無いことから適用範囲が広い反面，反復計算に多大な時間を要する，初期位相によっては位相分布が収束しないことがある，取得強度分布に含まれるノイズが再生精度に大きく影響するなどの問題点がある．

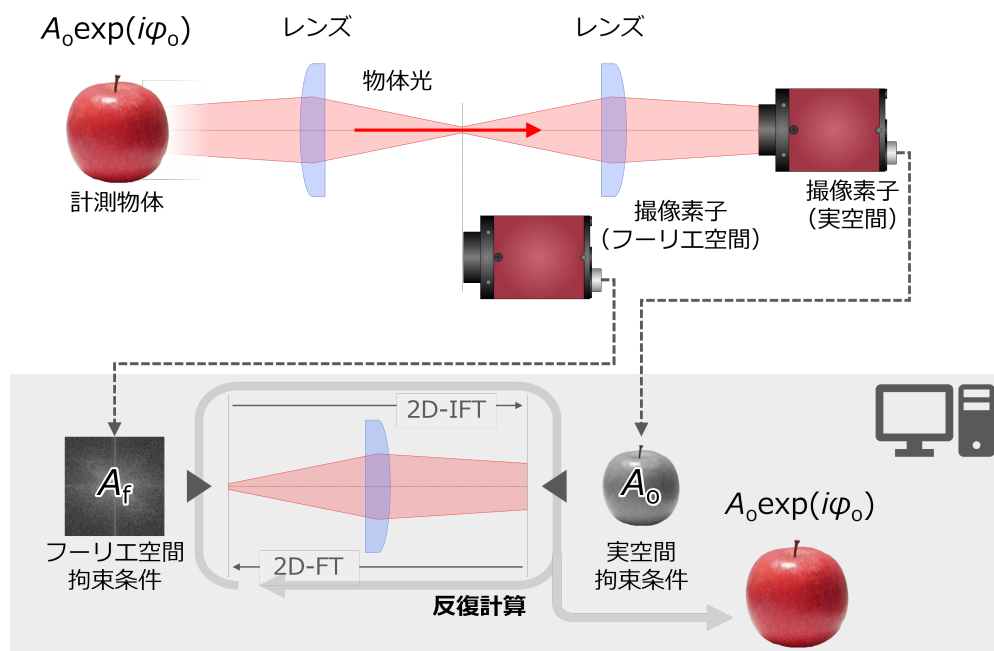


図 3.8 フーリエ反復位相回復法

3.3 光波面を変調する技術

光波面を変調する技術は Gabor により発明されたホログラフィに始まる．初期のホログラフィでは物体光と参照光の干渉縞強度分布を記録した写真乾板などに参照光を再度照射することで物体光の波面を再生していたが，干渉現象の利用や所望の波面を有する物体の用意など実験的な制約が多かった．近年では，計算機上で所望の波面をもとに設計した構造を実光学系上に再現することで任意の波面を生成する計算機合成ホログラム計算機合成ホログラム（computer-generated hologram : CGH）が登場し，再生する波面が実在する物体に制限されないなど，その自由度の高さから光波面変調技術の中核をなしている．以下では，CGH について代表的な手法である軸外 CGH と二重位相ホログラムに加えて，本論文で取り扱うデュアルフェーズモジュレーションと空間クロスモジュレーションについて述べる．

3.3.1 軸外計算機合成ホログラム

軸外 CGH では，図 3.9 に示すように，空間振幅変調器（amplitude-type SLM : ASLM）もしくは空間位相変調器（phase-type SLM : PSLM）に表示した回折格子パターンによって生じる +1 次回折光に所望の波面を有した光波が出力される．SLM からは +1 次回折光以外にも複数の回折光が生じることから，空間フィルタによって +1 次回折光のみを抽出することで所望の波面を得る．また，軸外 CGH は ASLM と PSLM のいずれによっても実現可能であり，以下ではそれぞれの場合における変調パターンと動作原理について述べる．

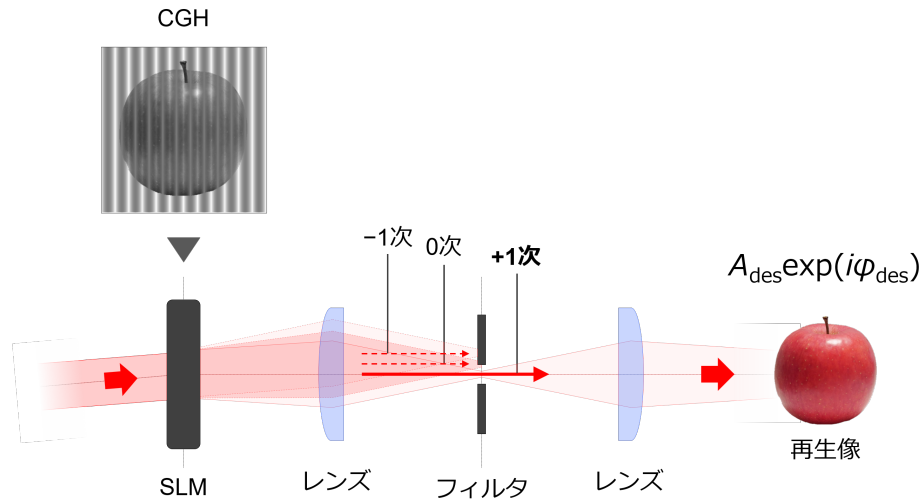


図 3.9 軸外計算機合成ホログラムによる波面変調

A. 振幅変調による軸外 CGH

振幅変調による軸外 CGH [8] では，透過率もしくは反射率分布を変調する ASLM に周期的な分布を与えて回折を生じさせ再生像を得る．ASLM に与える分布は式 (3.15) で示した干渉縞の強度分布の $\cos$ 項そのものであり， $A_{\text{des}}(x, y) \exp[i\varphi_{\text{des}}(x, y)]$ を所望の波面とした際に +1 次回折光の回折角を θ_x とすると

$$A_{\text{cgh}}(x, y) = I_{\text{bias}} + 2A_{\text{des}}(x, y) \cos[kx \sin \theta_x + \varphi_{\text{des}}(x, y)] \quad (3.18)$$

と求められる．ここで，簡単のために $\theta_{y0} = 0$ と置いた．式 (3.18) の右辺第 1 項の I_{bias} は $A_{\text{cgh}}(x, y)$ を常に正の値に取るためのバイアス項であり，

$$I_{\text{bias}} = -\min_{x,y} \{2A_{\text{des}}(x, y) \cos [kx \sin \theta_x + \varphi_{\text{des}}(x, y)]\} \quad (3.19)$$

で与えられる．また，変調素子のダイナミックレンジを最大限に活用するために，変調パターンには最大値が 1 となるように規格化処理が施される．

式 (3.18) を表示した ASLM に対して一様な振幅 A_r を有する平面波を照射すると，以下のような回折光が得られる．

$$\begin{aligned} A_{\text{cgh}}(x, y)A_r = & I_{\text{bias}}A_r + A_{\text{des}}(x, y)A_r \exp [ikx \sin \theta_x + i\varphi_{\text{des}}(x, y)] \\ & + A_{\text{des}}(x, y)A_r \exp [-ikx \sin \theta_x - i\varphi_{\text{des}}(x, y)] \end{aligned} \quad (3.20)$$

上式の右辺第 2 項より所望の波面 $A_{\text{des}} \exp [i\varphi_{\text{des}}(x, y)]$ が回折光に現れることがわかる．また，式 (3.16) より，上式の右辺は第 1 項からそれぞれ 0, f_{x0} , $-f_{x0}$ の空間キャリア周波数を有していることから 3.2.2 節のフーリエ変換法と同様， f_{x0} を中心としたバンドパスフィルタを通すことで所望の波面を抽出することができる．

振幅変調による CGH においては，液晶などの素子を用いて空間的に減衰を与えることにより振幅を変調するため，変調そのものに損失が生じる．加えて，+1 次光の回折強度は通常 0 次光よりも低く，また同程度の強度で -1 次光も生じるため，振幅変調による軸外 CGH では最終的な回折効率率は 10% 程度にとどまる．なお，入力画像の輝度値に比例して光波の強度を変調するような SLM を使用する場合は式 (3.18) を 2 乗した分布を入力画像とする必要がある点に注意しなくてはならない．

B. 位相変調による軸外 CGH

位相変調による軸外 CGH [10, 11] では，屈折率もしくは厚さの空間的な変化によって生じる位相分布に周期的な変化を与えることで回折を生じさせ再生像を得る．このとき与える周期構造によりブレード回折格子型 [11] と正弦格子型に分類されるが，ここでは回折効率が高いブレード格子型について述べる．

位相変調では，図 3.10 に示すように格子パターンの位相深さにより 0 次光と +1 次光に回折する光量比を調節することによって強度の変調が実現される．したがって，空間キャリア周波数を与えるブレード格子状位相パターン φ_{fringe} を $\sin^{-1} [A_{\text{des}}(x, y)]$ で重みづけすることにより以下のように PSLM に表示するパターンが得られる．

$$\varphi_{\text{cgh}}(x, y) = \varphi_{\text{des}}(x, y) + \varphi_{\text{fringe}} \sin^{-1} [A_{\text{des}}(x, y)] \quad (3.21)$$

ここで， $A_{\text{des}}(x, y)$ の値域は $[0, 1]$ である．式 (3.21) の分布を表示した PSLM に対して，一様な振幅 A_r を有する平面波を照射することにより，振幅変調の場合と同様 +1 次回折光に所望の波面を得ることができる．

位相変調による軸外 CGH では，変調そのものは理想的には無損失のため，振幅変調の場合よりも高い回折効率を達成することができる．また，ブレード回折格子型の CGH の場合は正弦格子型に比べて 0 次や -1 次など再生に寄与しない回折光の強度を低く抑えることができるため，比較的高い効率で波面変調が可能である．

振幅，位相変調のいずれにおいても，+1 次回折光の回折角は光源の波長 λ と表示する格子パターンの周期 d によって定まり，よく知られている回折格子の式を解くことによって以下のように求め

られる。

$$d \sin \theta = \lambda$$

$$\therefore \theta = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda}{d} \right) \quad (3.22)$$

すなわち、 d を小さく取ることによって +1 次光の回折角は大きくなり、フィルタ面における 0 次光との距離を大きく取ることができる。しかしながら、ナイキストの定理より d は表示素子のピクセルピッチの 2 倍以上は確保する必要があるうえ、 d を小さく取ると回折効率が低下する点に注意する必要がある。空間フィルタの開口サイズについては、0 次光を除去できるサイズであれば自由に設定可能であるが、再生像を構成する最大空間周波数を決定することから、他の回折光を分離可能な範囲での最大値となるように選択することが望ましい。また、CGH では SLM を回折格子として動作させることから、図 3.11 に示すように θ の整数倍の角度にも僅かに回折光が生じる。ここで、 d を SLM のピクセルピッチに対して半端な値にとると不要な回折光が生じるため、 d はピクセルピッチの整数倍に取ることが望ましい。

なお、本節では x 軸方向に格子構造を持たせた場合について述べたが、変調素子の画素配置に対して斜め方向に格子構造を持たせることも可能である。このとき、+1 次回折光の空間スペクトル分布の中心座標は x 軸と y 軸の両方がシフトした状態で得られる。変調素子の実効領域が矩形の場合、フーリエ面における 0 次光の強度分布は sinc 関数で表されることから、斜め方向に格子構造を持たせることで出力に混入する 0 次光成分を低減することができる。しかし、この場合は x 軸と y 軸の両方にエリヤシングが生じることとなり、所望の回折光に対する回折効率は低下する。

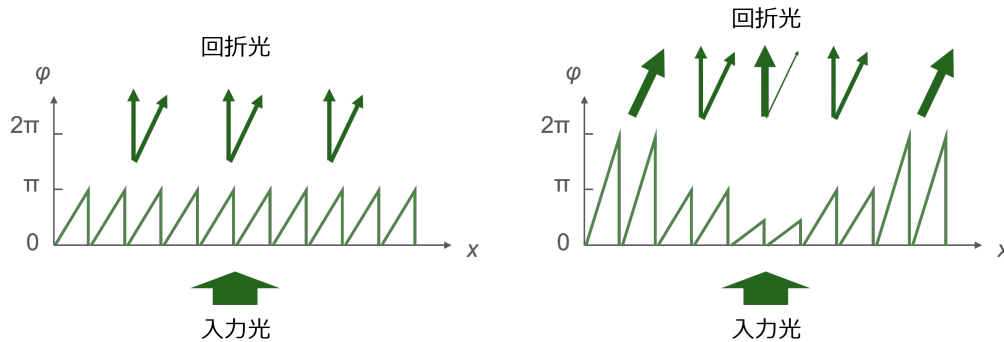


図 3.10 ブレーズド格子の位相深さと 0 次光および +1 次光への回折効率の関係

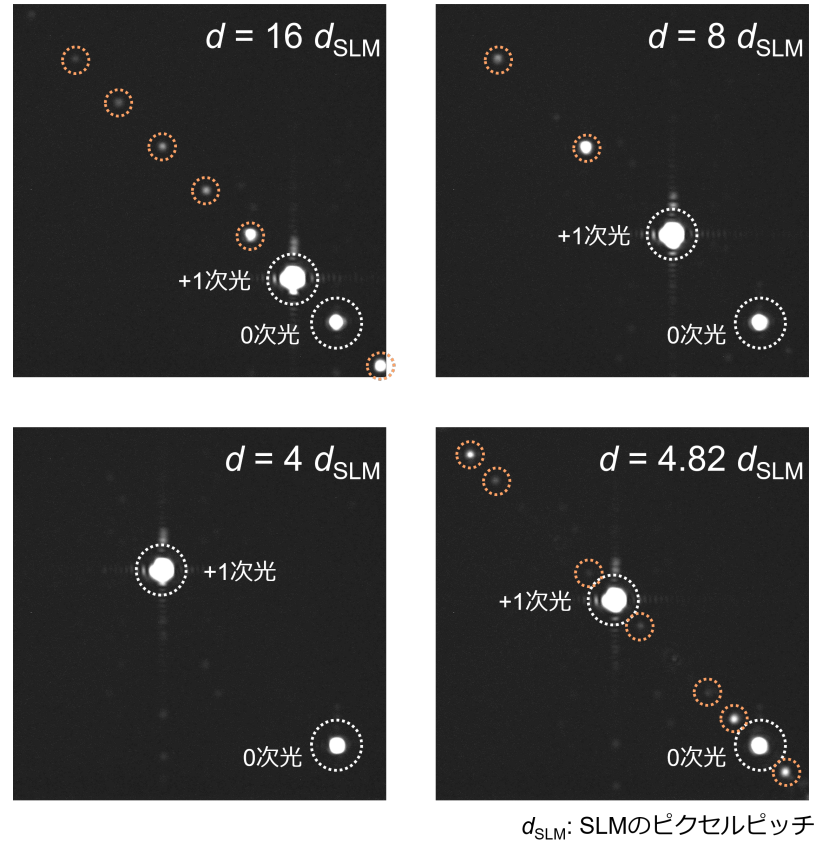


図 3.11 位相変調による軸外計算機合成ホログラムから生じた回折光の空間スペクトル分布. 異なる d によるブレースド格子パターンから得られた空間スペクトル分布を CCD で取得した

3.3.2 二重位相ホログラム

二重位相ホログラム [9] は, 先述した軸外 CGH と同様に光波の回折を利用した光波面変調技術であるが, 図 3.12 に示すように, 軸外 CGH とは対照的に 0 次光に所望の波面を有する光波が出力される. PSLM には図 3.13 のようなチェッカーボードパターンによってエンコードされた CGH が表示され, パターンのコントラストを空間的に制御することにより, 位相変調による軸外 CGH のように回折光の光量比を調節する.

PSLM に表示する分布はチェッカーボード関数

$$CB(x, y) = \begin{cases} 1 & (x + y = \text{even}) \\ -1 & (x + y = \text{odd}) \end{cases} \quad (3.23)$$

を用いて以下のように表される.

$$\varphi_{\text{dph}}(x, y) = \varphi_{\text{des}}(x, y) + CB(x, y) \cos^{-1} [A_{\text{des}}(x, y)] \quad (3.24)$$

ただし, 式 (3.23), (3.24) に限り, 空間座標 (x, y) は画素位置と対応した整数値をとるものとする. また, $A_{\text{des}}(x, y)$ の値域は $[0, 1]$ である. このとき, 式 (3.24) の右辺第 2 項は所望とする振幅 $A_{\text{des}}(x, y)$ に応じてチェッカーボードパターンの濃淡が変化している. これは, 位相変調による軸外 CGH の場合と同様, チェッカーボードパターンからの回折強度を制御することに

より強度分布が変調されることを意味しており、二重位相ホログラムでは所望の波面が0次光に出力される点が異なっている。

二重位相ホログラムでは、チェッカーボードパターンの各領域を構成する変調素子のピクセル数は任意に設定することが可能であるが、領域サイズが大きくなると不要成分を有した+1次回折光の回折角が小さくなるため、空間フィルタの開口サイズを小さくする必要がある。これにより出力光を構成する空間周波数が制限されることとなるため、通常はチェッカーボードパターンの各領域は1ピクセルで構成する。このとき、1次回折光にはSLMで表現可能な最高の空間周波数スペクトルが与えられ、空間フィルタの開口サイズを大きく取ることができることから、再生像には比較的高い空間周波数成分を持たせることができる。また、再生像の回折効率チェッカーボードパターンの細かさに依存しないため、軸外CGHと比べて高効率な変調が可能である。しかし、再生像が0次光に乗ることから、SLMの不完全性などから生じる変調と無関係な光波が出力に混入し、変調精度の低下をもたらす。この問題点については4.4.1節で詳細に述べる。

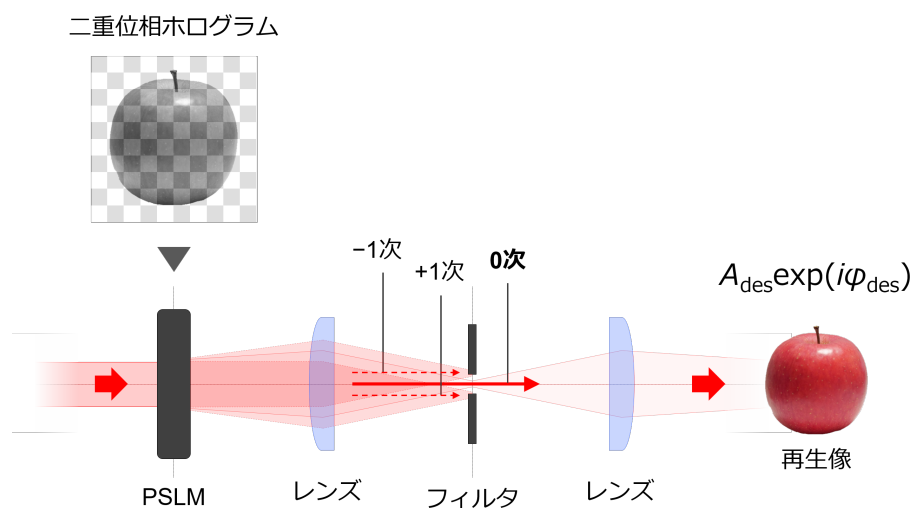


図 3.12 二重位相ホログラムによる波面変調

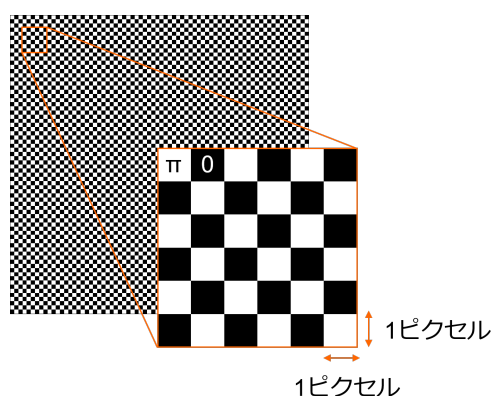


図 3.13 二重位相ホログラムで用いるチェッカーボードパターン

3.3.3 デュアルフェーズモジュレーション

図 3.14 に示すように，任意の複素数は 2 つの位相ベクトルの和の形式で表すことができ，この様子を数学的に表すと以下のようになる．

$$A \exp(i\varphi) = \exp(i\theta_1) + \exp(i\theta_2) \quad (|A| < 2) \quad (3.25)$$

デュアルフェーズモジュレーション (dual-phase modulation : DPM) [33] はこの加算処理を光学的，そして空間的に行う技術である．光学系は図 3.15 のように，2 台の反射型の PSLM とビームスプリッタ (BS) によって構成され，各 PSLM に与える位相変調量は以下の式によってそれぞれ求められる．

$$\theta_1(x, y) = \varphi_{\text{des}}(x, y) + \cos^{-1} [A_{\text{des}}(x, y)] \quad (3.26)$$

$$\theta_2(x, y) = \varphi_{\text{des}}(x, y) - \cos^{-1} [A_{\text{des}}(x, y)] \quad (3.27)$$

ここで， $A_{\text{des}}(x, y)$ の値域は $[0, 1]$ である．BS により 2 光路に分岐された入力光は各 PSLM へと入射し，それぞれ式 (4.1)，式 (4.2) による位相変調を受ける．各 PSLM による変調を受けた光波は再度 BS に入射し，干渉することで

$$\begin{aligned} E_{\text{out}}(x, y) &= \frac{1}{2} \{ \exp[i\theta_1(x, y)] + \exp[i\theta_2(x, y)] \} \\ &= A_{\text{des}}(x, y) \exp[i\varphi_{\text{des}}(x, y)] \end{aligned} \quad (3.28)$$

となり，所望の複素振幅分布を有した光波が出力として得られる．なお，BS の透過光と反射光には相対的に $\pi/2$ の位相差がつくことから，各 PSLM で変調を受けて入力方向へと戻る光波は式 (3.28) に対して π の位相差を有した状態で干渉することとなるため，

$$\begin{aligned} E_{\text{rev}}(x, y) &= \frac{1}{2} \{ \exp[i\theta_1(x, y)] + \exp[i\theta_2(x, y) + i\pi] \} \\ &= \sqrt{1 - [A_{\text{des}}(x, y)]^2} \exp[i\varphi_{\text{des}}(x, y)] \end{aligned} \quad (3.29)$$

と表される．この $E_{\text{rev}}(x, y)$ は $E_{\text{out}}(x, y)$ に対して干渉の明暗が反転した状態であり，全空間位置で $|E_{\text{out}}|^2 + |E_{\text{rev}}|^2 = 1$ が成り立つ．

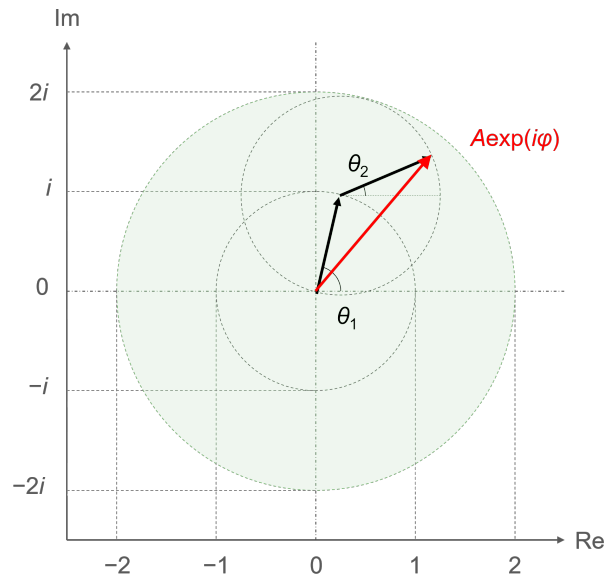


図 3.14 位相ベクトルの加算による複素振幅の表現

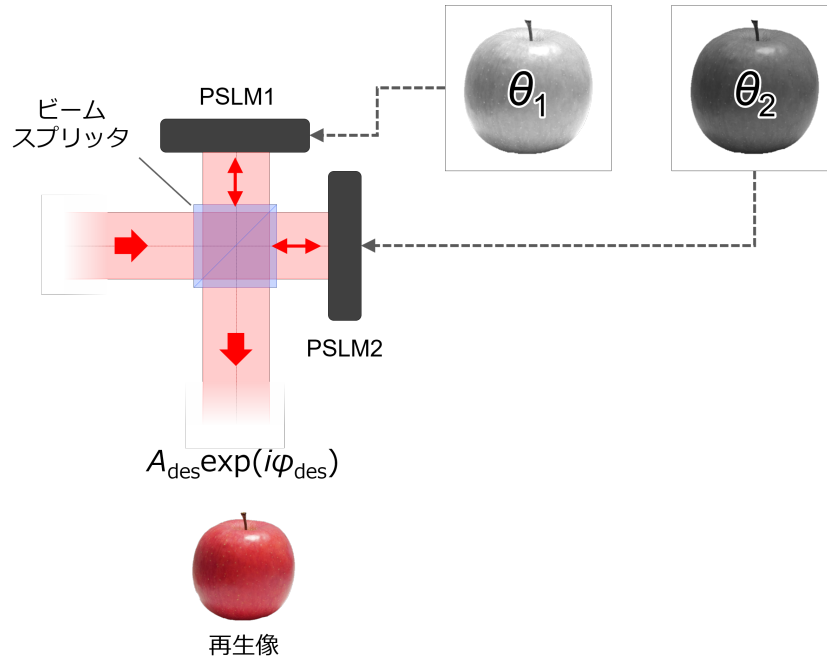


図 3.15 デュアルフェーズモジュレーションによる波面変調

軸外 CGH や二重位相ホログラムは、光波の回折を利用していることから、強度分布の変調によって生じる不要成分などが含まれる回折光を排除するために空間フィルタを要する。一方で、DPM は光波の干渉を利用しており、不要な光波成分は全て式 (3.29) として入力方向に戻ることから空間フィルタを必要としない。したがって、出力光を構成する空間周波数に制限が生じず、変調素子で表現し得る空間周波数を最大まで活用することができる。

ここまでの説明では、BS の透過率と反射率はともに 50% であることを前提としていたが、BS の透過率と反射率をそれぞれ t , r ($t + r = 1$) とした場合、各 PSLM による変調を受けた光波は

$$E_{\text{out1}}(x, y) = \frac{\sqrt{tr}}{2} \exp[i\theta_1(x, y)] \quad (3.30)$$

$$E_{\text{out2}}(x, y) = \frac{\sqrt{tr}}{2} \exp[i\theta_2(x, y)] \quad (3.31)$$

と書き表すことができる。すなわち、BS の反射と透過の光量比が 1:1 ではない場合であっても、各 PSLM で変調を受けた光波は反射と透過を 1 回ずつ経るため、出力側では同じ光量を有する。しかしながら、図 3.16 に示すように、 tr は $t = r = 0.5$ のときに最も高い値をとるため、不要な損失を避けるためには反射率と透過率が極力等しい BS の使用が望ましい。

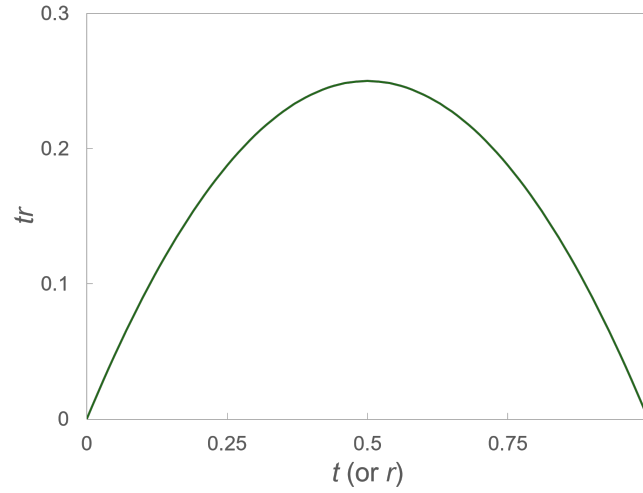


図 3.16 デュアルフェーズモジュレーションにおける変調効率のビームスプリッタ分光比依存性

3.3.4 空間クロスモジュレーション

空間クロスモジュレーション (spatial cross modulation : SCM) [34] は図 3.17 に示すように、PSLM とランダム拡散板によって波面の変調を実現する。ランダム拡散板の強度分布均一化効果と位相共役光の波面補償効果を利用しており、PSLM に表示する分布は以下のように求められる。まず、解析上で所望の振幅および位相分布を有した光波の複素振幅分布 $A_{\text{des}}(x, y) \exp[i\varphi_{\text{des}}(x, y)]$ を用意する。複素振幅分布に対して 2 次元フーリエ変換を行い、デジタル拡散板によるランダムな位相変調を与える。その後、2 次元フーリエ逆変換を行うことで、拡散光の複素振幅分布を得る。このとき、ランダム拡散板の波面拡散効果により、拡散前の振幅分布と位相分布の情報が混合され、かつ強度分布は均一化される。そのため、拡散光の位相分布の符号を反転させた位相共役分布を PSLM に表示し、均一な波面を有する平面波を照射すると、位相変調を受けた光波は計算で得られた拡散光の位相共役光としての性質を有することとなる。そのため、レンズによる光学フーリエ変換の後、解析で用いた拡散板と同一の位相変調を与える光学拡散板を再透過することにより、位相共役光が有する波面補償効果により所望の波面が再生される。

先述した CGH や DPM とは異なり、SCM では強度分布の変調が空間的な減衰ではなく伝搬効果によって生じることから、SCM は理想的には 100% の光利用効率を有する。拡散板については、光波が均一に拡散されるように拡散率を選択する必要があるが、要求される機能が波面の拡散のみのため、再生波面によらず共通化することができる。そのため、SCM で必要とされる動的デバイスは PSLM のみであり、比較的安価に高効率な波面の変調が可能である。ただし、高精度な変調には再生波面を構成する空間解像度に対して十分多くの PSLM の解像度が要求される。また、解析で用いるデジタル拡散板と実光学系上に配置する光学拡散板を一致させる必要があるため、あらかじめ設計された光学拡散板を作成する、もしくは、拡散板によって位相変調を受けた光波の位相分布を計測しておく必要がある。このときの製造もしくは計測誤差は波面再生の精度に大きく影響する。なお、計算に用いた拡散板の位相分布を PSLM に表示することにより代用することも可能であるが、この場合は静的な拡散板の代用として用いるよりも、2 台の PSLM の両方を動的デバイスとして設計した方がより高精度な変調が可能となる [35]。

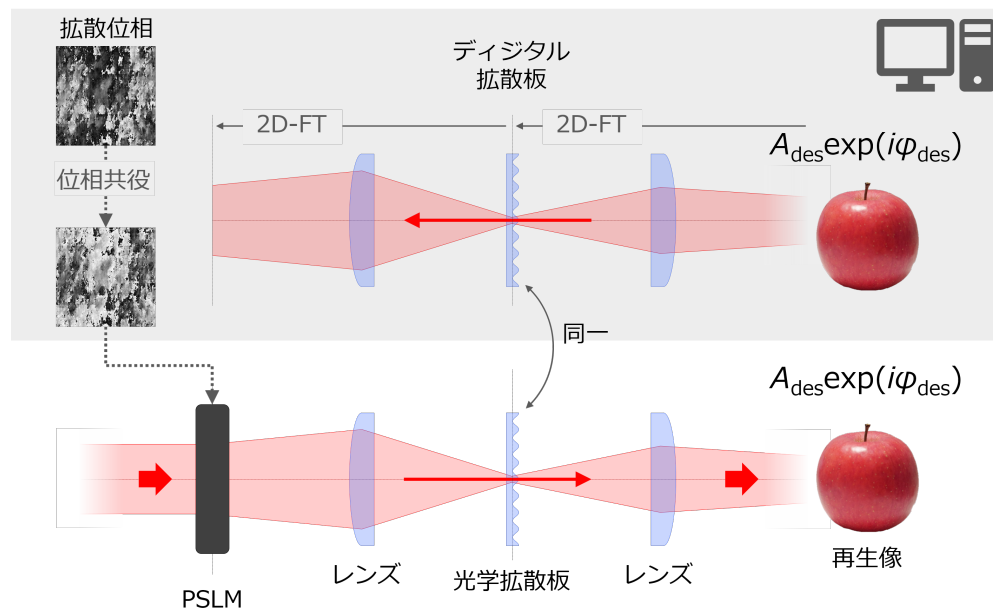


図 3.17 空間クロスモジュレーションによる波面変調

3.4 まとめ

本章では、まず、本論文で取り扱う光波面制御技術を理解する上で基礎となる光複素振幅についてその概念と数学的表現が持つ物理的意味を説明した。そして、光複素振幅の計測技術として、位相シフトデジタルホログラフィ、フーリエ変換法、フーリエ反復位相回復法についてそれぞれ動作原理と特徴を述べた。同様に、光複素振幅の変調技術について、代表的な手法として軸外CGHと二重位相ホログラム、そして本論文で取り扱うDPMとSCMについて述べた。DPMは位相変調光同士による干渉を、SCMは位相共役光の波面復元効果を利用したユニークな変調方式であり、これらを空間モード変換に導入することで変換性能の向上が期待される。

参考文献

- [1] I. Yamaguchi and T. Zhang, “Phase-shifting digital holography,” *Opt. Lett.* **22**, 1268–1270 (1997).
- [2] E. Cuche, P. Marquet, and C. Depeursinge, “Spatial filtering for zero-order and twin-image elimination in digital off-axis holography,” *Appl. Opt.* **39**, 4070–4075 (2000).
- [3] M. Takeda, H. Ina, and S. Kobayashi, “Fourier-transform method of fringe-pattern analysis for computer-based topography and interferometry,” *J. Opt. Soc. Am.* **72**, 156–160 (1982).
- [4] P. T. Samsheerali, D. Bhargab, and J. Joby, “Quantitative phase contrast imaging using common-path in-line digital holography,” *Opt. Commun.* **285**, 1062–1065 (2012).
- [5] A. Okamoto, K. Kunori, M. Takabayashi, A. Tomita, and K. Sato, “Holographic diversity interferometry for optical storage,” *Opt. Express* **19**, 13436–13444 (2011).
- [6] T. Tahara, K. Ito, M. Fujii, T. Kakue, Y. Shimozaoto, Y. Awatsuji, K. Nishio, S. Ura, T. Kubota, and O. Matoba, “Experimental demonstration of parallel two-step phase-shifting digital holography,” *Opt. Express* **18**, 18975–18980 (2010).

- [7] Y. Awatsuji, T. Koyama, T. Tahara, K. Ito, Y. Shimozaoto, A. Kaneko, K. Nishio, S. Ura, T. Kubota, and O. Matoba, “Parallel optical-path-length-shifting digital holography,” *Appl. Opt.* **48**, H160–H167 (2009).
- [8] A. J. MacGovern and J. C. Wyant, “Computer Generated Holograms for Testing Optical Elements,” *Appl. Opt.* **10**, 619–624 (1971).
- [9] 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.* **32**, 2336–2338 (2007).
- [10] C. K. Hsueh and A. A. Sawchuk, “Computer-generated double-phase holograms,” *Appl. Opt.* **17**, 3874–3883 (1978).
- [11] J. A. Davis, D. M. Cottrell, J. Campos, M. J. Yzuel, and I. Moreno, “Encoding amplitude information onto phase-only filters,” *Appl. Opt.* **38**, 5004–5013 (1999).
- [12] Y. Hayasaki, T. Sugimoto, A. Takita, and N. Nishida, “Variable holographic femtosecond laser processing by use of a spatial light modulator,” *Appl. Phys. Lett.* **87**, 031101 (2005).
- [13] B. Sun, Y. Roichman, and D. G. Grier, “Theory of holographic optical trapping,” *Opt. Express* **16**, 15765–15776 (2008).
- [14] T. A. Strasser and J. L. Wagener, “Wavelength-Selective Switches for ROADM Applications,” *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* **16**, 1150–1157 (2010).
- [15] W. Lohry, V. Chen, and S. Zhang, “Absolute three-dimensional shape measurement using coded fringe patterns without phase unwrapping or projector calibration,” *Opt. Express* **22**, 1287–1301 (2014).
- [16] Y. Awatsuji, Yexin Wang, P. Xia, and O. Matoba, “3D image reconstruction of transparent gas flow by parallel phase-shifting digital holography,” in *15th Workshop on Information Optics (WIO 2016)*.
- [17] 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* **13**, 1–10 (2018).
- [18] M. J. Booth, “Adaptive optical microscopy: the ongoing quest for a perfect image,” *Light. Sci. & Appl.* **3**, e165 (2014).
- [19] 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. Soc.* **458**, 2–55 (2016).
- [20] 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* **26**, 3779–3790 (2018).
- [21] 浜松ホトニクス株式会社, “LCOS-SLM (空間光変調器),” <https://www.hamamatsu.com/jp/ja/product/optical-components/lcos-slm/index.html>, 2020 年 2 月 14 日閲覧.
- [22] 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* **5**, 70 (2011).

- [23] J. Sun, E. Timurdogan, A. Yaacobi, E. S. Hosseini, and M. R. Watts, “Large-scale nanophotonic phased array,” *Nature* **493**, 195–199 (2013).
- [24] 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* **22**, 15599–15607 (2014).
- [25] D. Neshev and I. Aharonovich, “Optical metasurfaces: new generation building blocks for multi-functional optics,” *Light. Sci. & Appl.* **7**, 58 (2018).
- [26] 川田 善正, はじめての光学 (講談社, 2014).
- [27] E. Hecht, ヘクト光学 I—基礎と幾何光学— (丸善出版, 2002). 尾崎義治・朝倉利光 訳.
- [28] S. Mallick and D. Malacara, *Common-Path Interferometers* (John Wiley & Sons, Ltd, 2006), chap. 3, pp. 97–121.
- [29] J. N. Cederquist, J. R. Fienup, C. C. Wackerman, S. R. Robinson, and D. Kryskowski, “Wave-front phase estimation from Fourier intensity measurements,” *J. Opt. Soc. Am. A* **6**, 1020–1026 (1989).
- [30] F. Shen and A. Wang, “Fast-Fourier-transform based numerical integration method for the Rayleigh-Sommerfeld diffraction formula,” *Appl. Opt.* **45**, 1102–1110 (2006).
- [31] R. W. Gerchberg and W. O. Saxton, “A Practical Algorithm for the Determination of Phase from Image and Diffraction Plane Pictures,” *OPTIK*. **35**, 237–246 (1972).
- [32] S. Yang and H. Takajo, “Speckle Reduction of Kinoform Reconstruction Utilizing the 2π Ambiguity of Image Phase Differences,” *Opt. Rev.* **12**, 93–96 (2005).
- [33] 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* **22**, 11918–11929 (2014).
- [34] A. Shibukawa, A. Okamoto, M. Takabayashi, and A. Tomita, “Spatial cross modulation method using a random diffuser and phase-only spatial light modulator for constructing arbitrary complex fields,” *Opt. Express* **22**, 3968–3982 (2014).
- [35] A. Jesacher, C. Maurer, A. Schwaighofer, S. Bernet, and M. Ritsch-Marte, “Near-perfect hologram reconstruction with a spatial light modulator,” *Opt. Express* **16**, 2597–2603 (2008).

4

デュアルフェーズモジュレーションの 空間モード変換への適用

4.1 はじめに

第 2 章で述べたように，位相板 [1, 2] や計算機合成ホログラム (computer-generated hologram : CGH) [3-5] などによる自由空間型の空間モード変換技術では，効率と精度の両立が困難である．本章では，第 3.3.3 節で紹介したデュアルフェーズモジュレーション (dual-phase modulation : DPM) [6] を空間モード変換へと適用する試みについて述べる．DPM では高精度な光波面変調が比較的高効率に実現できることから，従来手法におけるトレードオフの緩和が期待できる．まず，数値解析により変換性能の入力ビーム径および変調解像度依存性を評価することで，空間モード変換に要求される光学系の構成条件を明らかにする．加えて，変調器から生じる光学ノイズに着目し，DPM を構成する干渉計における干渉状態の制御により光学ノイズの低減が可能であることを示す．最後に，6 モードファイバの各導波モードを変換目標とした実験を行い，得られた変調後の光波についてファイバの各導波モードに対する結合効率を算出することにより変換性能を評価する．また，DPM 以外にも位相板，軸外 CGH，二重位相ホログラムについて同様の実験を行い，その結果を比較することで DPM による空間モード変換の優位性を実証する．

4.2 DPM による空間モード変換

図 4.1 に従来法および DPM による空間モード変換における光学系の構成と位相変調型空間光変調器（phase-type spatial light modulator : PSLM）に表示する分布について比較した図を示す。3.3.3 節では、入力光が平面波である場合について DPM の動作を述べたが、モード変換では通常はシングルモードファイバ（single-mode fiber : SMF）から出射する基本モードを有した光波が入力光となる。また、通常は PSLM の画素ピッチがファイバ中の導波モードを表現するには大きすぎるため、図 4.1 のように、SMF 出射光を PSLM の変調領域を十分なビーム径で照射するように拡大し、変調後の光波は縮小した後に数モードファイバ（few-mode fiber : FMF）へと結合する。このとき、各空間モードが有するビーム径はファイバの構造や屈折率に依存するため、拡大・縮小の倍率はファイバに応じて適切に設定する必要がある。また、ファイバの導波モードは自由空間における固有モードでもあるため、自由空間伝搬やレンズによる光学フーリエ変換の前後で分布が変わることはない。そのため、図 4.1 のような単レンズによる構成ではなく、複数のレンズによる拡大・縮小光学系でも問題ない。位相板による空間モード変換では、図 4.1(a) に示すように、SMF から出射した入力光に対して変換目標である空間モードの位相分布が与えられる。このとき、位相分布の境界部において回折伝搬の効果による強度の欠損が生じるが、強度分布は入力光からほとんど変化しない。図 4.1(b) および 4.1(c) に示す CGH を基盤とした手法（軸外 CGH、二重位相ホログラム）では、回折格子パターンが PSLM に表示される。この回折格子パターンは、変換目標の波面が特定の回折光に表れるように設計されており、パターンのコントラストを空間的に変化させることで強度分布の変調を可能としている。一方で、DPM では、並列的に配置した 2 台の PSLM で与えた位相差により 2 光路間の光路長差を制御することで強度分布の変調を実現する。

本節では、まず入力光が平面波でない場合においても DPM が動作するように数式を改良する。まず、入力光が位相分布 $\varphi_{\text{in}}(x, y)$ を有する場合は、PSLM に表示する変調パターンから $\varphi_{\text{in}}(x, y)$ を差し引いた分布を表示することにより、入力光の位相を打ち消した上で位相パターンを付与することができる。続いて、従来の DPM では式 (4.1)、式 (4.2) の第 3 項 ($\pm \cos^{-1} [A_{\text{des}}(x, y)]$) で 2 光波の間の光路長差を調節することにより強度変調を行っていた。したがって、入力光が $A_{\text{in}}(x, y)$ の振幅分布を有する場合は、 $\arccos$ の引数を $A_{\text{des}}(x, y)/A_{\text{in}}(x, y)$ とすることで入力光が平面波以外の場合においても所望の波面を出力として得ることができる。以上をまとめると、式 (4.1)、式 (4.2) はそれぞれ以下のように書き直される。

$$\theta_1(x, y) = \varphi_{\text{des}}(x, y) - \varphi_{\text{in}}(x, y) + \cos^{-1} \left[\frac{A_{\text{des}}(x, y)}{A_{\text{in}}(x, y)} \right] \quad (4.1)$$

$$\theta_2(x, y) = \varphi_{\text{des}}(x, y) - \varphi_{\text{in}}(x, y) - \cos^{-1} \left[\frac{A_{\text{des}}(x, y)}{A_{\text{in}}(x, y)} \right] \quad (4.2)$$

ただし、強度分布の変調は減衰によってのみ行われるため、すべての空間位置で $A_{\text{des}}(x, y) < A_{\text{in}}(x, y)$ を満たすように $A_{\text{des}}(x, y)$ を規格化しておく必要がある。そのため、 LP_{11} のように中心部分に強度を有さない空間モードから基本モードである LP_{01} への変換については、出力として完全な LP_{01} の波面を得ることは不可能である。また、入力光が基本モードであっても、ビームの裾は強度が低いいため、動径方向に幅広い分布を有するような光波面を再生する場合は光利用効率が極めて低くなる。このような場合は、所望の波面の分布よりも十分大きくなるように入力光のビーム径を広げておく必要がある。なお、上式の第 2 項について、入力光の位相分布を $\varphi_{\text{in}}(x, y)$ と置いているが、空間モード変換の場合に入力光である SMF 出射光は位相分布を有さないため省略が可能である。

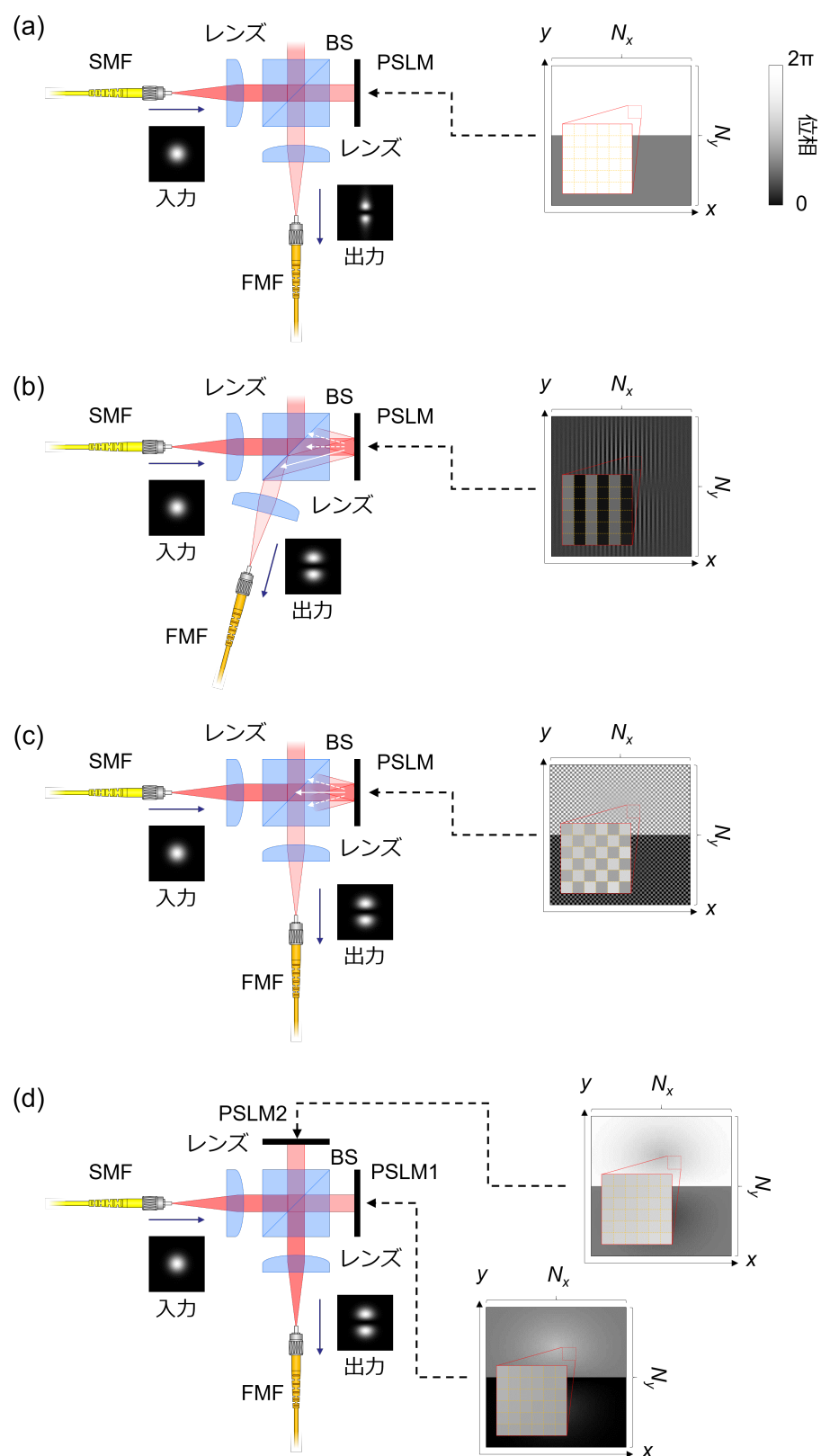


図 4.1 各手法における光学系の構成と変調分布の比較. (a) 位相板, (b) 軸外計算機合成ホログラム, (c) 二重位相ホログラム, (d) デュアルフェーズモジュレーション

また、軸外 CGH などの従来手法で LCOS (liquid crystal on silicon) デバイスのような反射型の素子を変調器として利用する場合、光学系は図 4.2 に示す 2 通りが考えられる。図 4.2(a) のようにビームスプリッタ (beam splitter : BS) を介した構成では、BS の透過光が素子に入射し、変調を受けた光波が BS によって反射した成分が出力として得られる。このとき、入力光が BS で反射した成分、そして変調を受けた光波が BS を透過する成分は出力に寄与しないため、最低でも約 6 dB の損失を生じる。一方で、図 4.2(b) のように素子表面に対して入射角 θ_{in} (> 0) を与えた構成では、入力光と変調を受けた光波との光軸間に $2\theta_{in}$ の角度差が生じるため、BS を要せずに出力光を抽出することができる。しかしながら、この場合は入射光は素子に垂直入射しないため、素子に反射防止膜が施されている場合は反射防止膜が設計通りに動作せずに不要な反射光が出力に混入する可能性がある。また、図 4.3 に示すように、変調量の境界付近において複数の画素を通過する成分が生じ、変調量が意図したものから変化することも考えられる。したがって、図 4.2(b) の構成では、高い光利用効率を得られるものの、変調精度の低下が懸念される。一方で、DPM は先述した通り 2 台の PSLM の並列配置によって構築されることから、BS によって反射・透過した光波の両方が変調に利用され、各 PSLM によって位相変調を受けた光波が干渉した結果が出力として得られる。そのため、図 4.2(a) の構成において生じていた BS に起因する損失は DPM では生じない。これは、Michelson 干渉計において建設的（もしくは破壊的）な干渉を生じるように光路長差を調節することで出力側（入力側）の光路に全エネルギーを集中することができることから理解できる。また、結果として DPM では素子への垂直入射が可能であることから図 4.2(b) の構成で懸念される変調精度の低下もまた生じない。以上より、DPM を変調に利用することで精度の低下を伴わずに高効率な空間モード変換が可能となる。

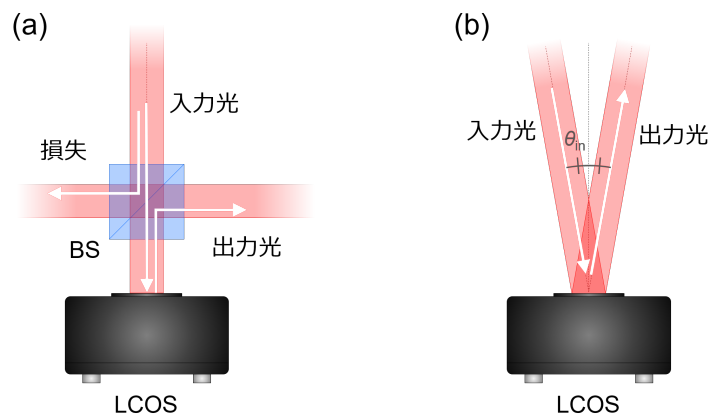


図 4.2 反射型素子を用いた場合の光学系

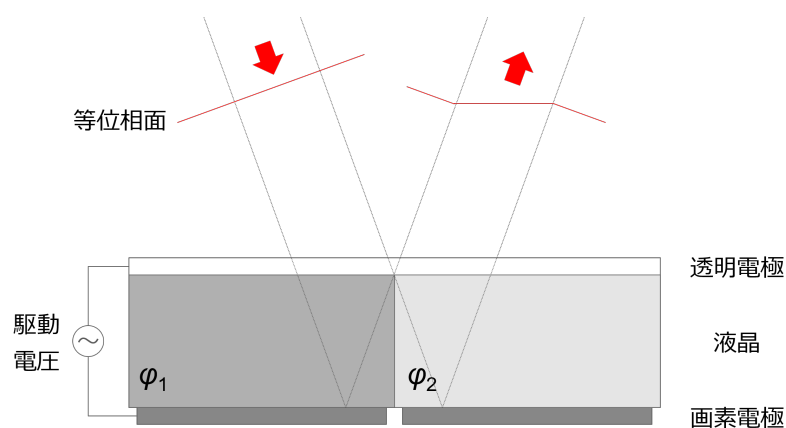


図 4.3 入力光に傾斜角を与えた場合に生じる位相変調歪みの概念図。ただし、簡単のために界面における屈折を省略している

4.3 特性解析

4.3.1 入力ビーム径の最適化

4.2 節で述べたように、DPM における強度分布の変調は干渉計の出力光量比を空間的に制御することによって実現される。このとき、吸収などの影響を無視すると、干渉計の出力強度の総和はエネルギー保存則より入力光の強度と等しくなる。そのため、各画素に対して、出力される強度は入力光の強度を上回ることができない。空間モード変換においては、入力光が基本モード、すなわちガウシアン分布に近い強度分布を有することから、図 4.4(a) のように入力ビーム径が所望とする光波に対して小さすぎる場合、入力光の裾で $A_{\text{des}}(x, y)/A_{\text{in}}(x, y)$ が最大値をとることとなり、大きな損失を生じることとなる。一方で、入力ビーム径を大きく取りすぎた場合でも、図 4.4(c) のように損失が大きくなる。そのため、モード変換の効率を最大化するためには変換目標に対して最適な入力ビーム径を把握しておく必要がある。本節では、位相板と DPM のそれぞれについて、最適な入力ビーム径を求めるための数値解析について述べる。

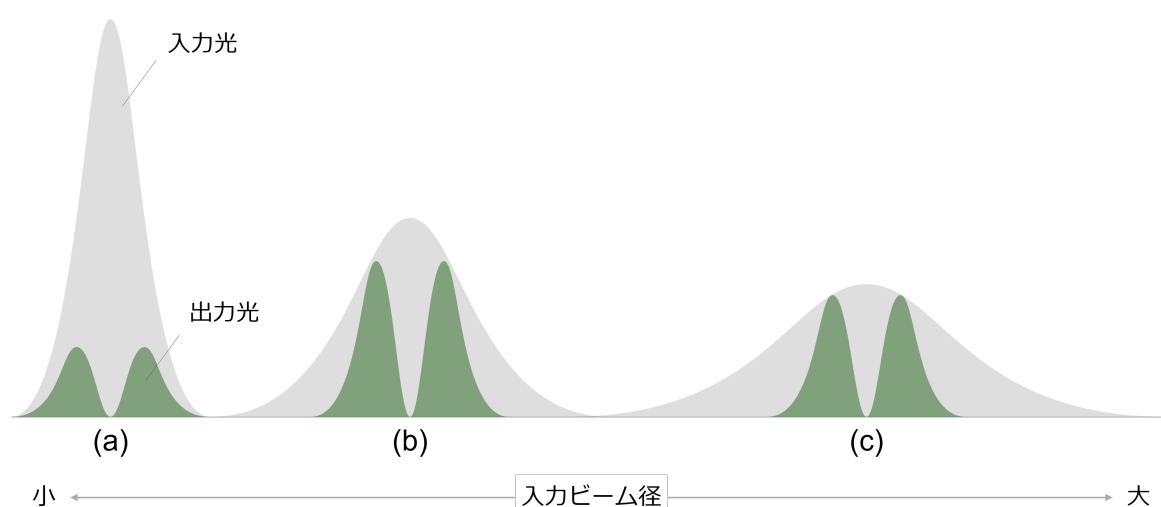


図 4.4 入力ビーム径と変調後の強度分布の関係

本解析では、入力ビーム径を 0.6 mm から 2.2 mm の範囲に亘って変化させ、位相板と DPM のそれぞれについて変換性能を評価した。数値解析のパラメータを表 4.1 に示す。変換目標は図 4.5 に示す 6 モードファイバの各導波モードとし、入力光はガウシアンビームに近似して解析を行った。解析ピッチ 10 μm 、解像度 512×512 の PSLM の利用を想定し、PSLM と FMF との間には倍率 100 倍の理想的な縮小光学系があるとした。すなわち、変調によって得られた出力分布の解析ピッチを 1/100 倍である 0.1 μm で再定義し、FMF の端面における波面とした。得られた変換後の波面から、各導波モードに対する結合効率を以下のように算出した。

$$\eta_n = \left| \sum_x \sum_y E_{\text{conv}}(x, y) \cdot P_n(x, y) \right|^2 \quad (4.3)$$

ここで、 $E_{\text{conv}}(x, y)$ と $P_n(x, y)$ は、それぞれ変換後の光波と n 番目の導波モードの複素振幅分布である。ただし、添え字 t は変換目標を意味し、入力光と $P_n(x, y)$ は強度分布の総和が 1 になるように規格化されているとする。各導波モードの複素振幅分布はコア径 12 μm 、規格化周波数 5.02 ($\lambda = 1550 \text{ nm}$) の二乗分布屈折率ファイバを想定して算出した。

図 4.6 に変換目標を LP_{02} とした際の入力ビーム径と各導波モードに対する結合効率との関係を示す。位相板による変換では、変換目標である LP_{02} に対する結合効率は全解析区間で比較的高い値をとっており、クロストークとなる LP_{01} に対する結合効率は $D_{\text{in}} = 1.23 \text{ mm}$ 付近において極小値をとっている。しかしながら、入力ビーム径が僅かでも変化すると LP_{01} に対する結合効率が急激に上昇する。一方で、DPM による変換では、ある程度入力ビーム径が大きい領域では、入力ビーム径に依らず LP_{01} に対する結合効率を -60 dB 未満に抑えることができていた。しかし、 LP_{02} に対する結合効率が極大値をとる 1.14 mm から入力ビーム径が外れたときの結合効率の低下は位相板よりも大きいものとなっている。さらに、 D_{in} が 0.8 mm 付近よりも小さいときには結合効率が急激に低下して出力が得られなくなっている。これは、先述した強度分布の変調における制約によるものであり、DPM のような複素振幅分布の変調を行う技術では、クロストークは極めて低く抑えることができるが、効率低下を避けるためには変換目標に応じて入力ビーム径を適切に選択する必要があることを意味している。したがって、位相板に対してはクロストークが最も低くなるような値が、DPM に対しては効率が最も高くなるような値がそれぞれ最適と考えられる。ここで、図 4.7 に示すように、入力ビーム径依存性は変換目標によって異なる。そのため、本章では、各変換目標に対してそれぞれ生じたクロストークもしくは損失について、その最大値が最小となるようなビーム径（位相板：0.91 mm、DPM：1.32 mm）を各手法における最適入力ビーム径と定義し、以降の解析および実験で使用した。

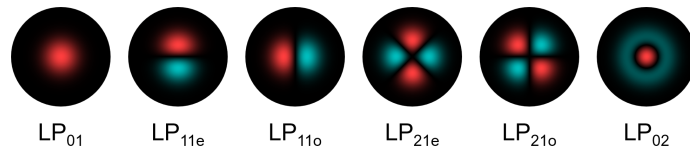


図 4.5 解析で変換目標とする 6 モードファイバ中の各導波モード

表 4.1 解析パラメータ

Wavelength	1550 nm
Input beam diameter, D_{in}	0.6–2.2 mm
Grid number, $N_x \times N_y$	512×512
Grid pitch in real space, $d_x = d_y$	$10.0 \mu\text{m}$
Phase modulation level	256
Core diameter of fiber	$12 \mu\text{m}$
Nomarlized frequency of fiber	5.022
Magnification of modal profile, M	100

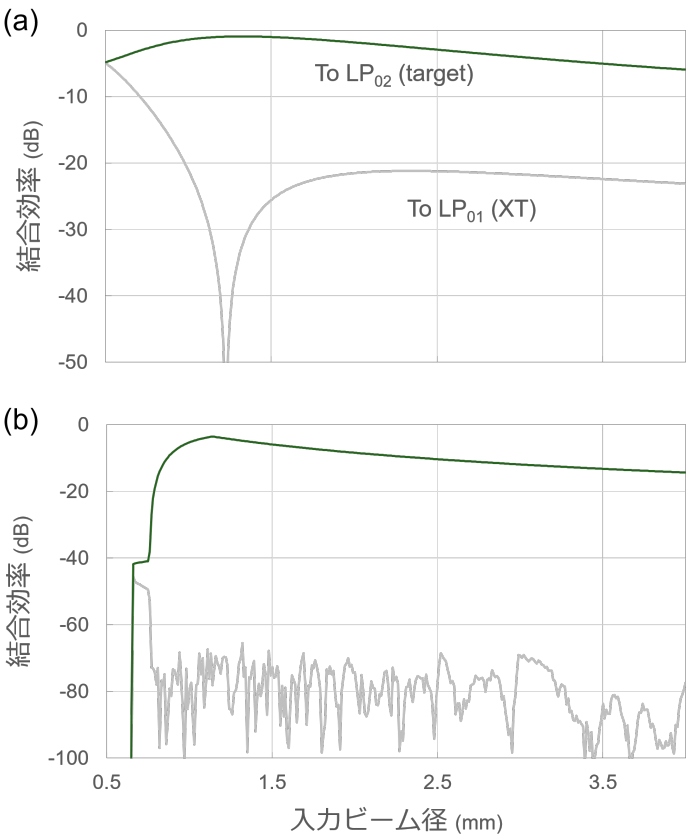


図 4.6 6 モードファイバ中の LP₀₂ を目標とした変換における入力ビーム径と各導波モードに対する結合効率の関係. (a) 位相板, (b)DPM

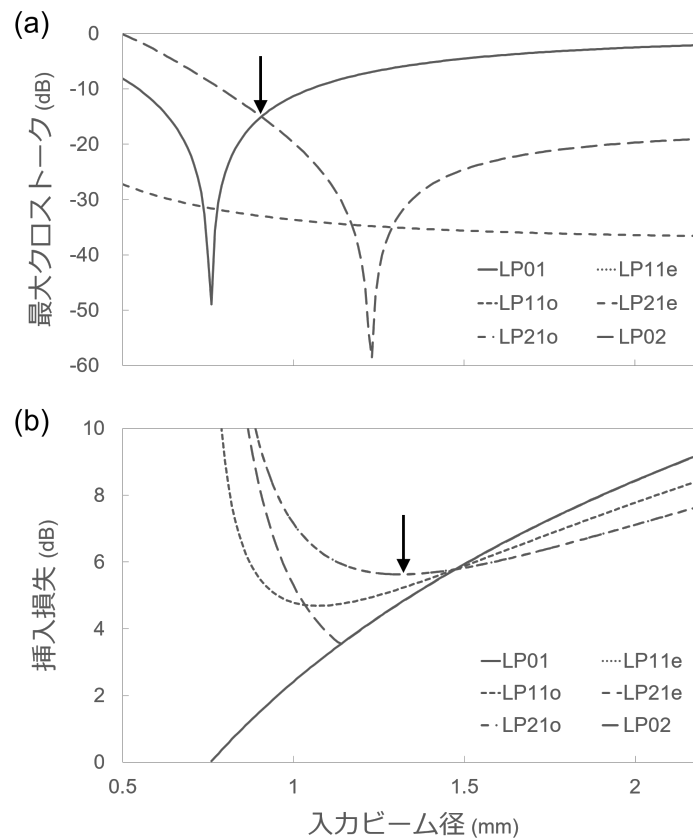


図 4.7 各変換目標に対する入力ビーム径依存性. (a) 位相板における最大クロストーク, (b) DPM における挿入損失. 各図中の矢印がそれぞれの最小値を与える

4.3.2 変調解像度依存性

現在市販されている LCOS-SLM は 100 万程度の画素を有しており, 8 bit のグレースケール画像を入力することから 2π の位相変調を 200 近い階調数で実現することができる [7]. モード分割多重伝送で用いられる LP モードは強度・位相ともに細かな空間分布は有していないため, 市販品で十分に高精度な空間モード変換が実現できる. しかし, 合分波器を構築するためには多重伝送に用いられる空間モードの数だけ変換器が必要となるため, コストや光学系規模の観点から SLM の変調領域を分割して並列的に空間モード変換を実現する構成が考えられる. このとき, 空間モード 1 つあたりに割り当てられる SLM の解像度は必然的に低くなる. また, 位相変調の階調数についても, リソグラフィなどにより作成した位相板を用いて DPM を構築する場合は, 製造性の観点からより少ない階調数での実現が望ましい. そこで, 本節では, DPM による空間モード変換の変調解像度依存性を評価した数値解析について述べる.

解析パラメータは表 4.1 とほとんど共通だが, 入力ビーム径は先の解析において各手法に対して最適化したものを用いた. SLM の面方向の解像度については 4×4 から 512×512 の範囲で, 階調数については 2 から 256 の範囲で評価した. ただし, 面方向の解像度を変化させる際には, 解析精度そのものの低下を防ぐために, 解析グリッド数自体は 512×512 で固定として SLM に与える変調画像を解像度に合わせてオーバーサンプリング処理を与えた. また, 面方向の解像度依存性を評

価するときの階調数は 256, 階調数依存性を評価するときの面方向解像度は 512×512 として解析を行った. DPM に加えて位相板と二重位相ホログラムに対しても同様の解析を行い, 6 モードファイバ中の各導波モードを目標とした変換について性能を比較した. 変換性能については, 式 (4.3) から, モード間クロストークおよび挿入損失を算出することによって評価した. まず, モード間クロストークは, 変換目標である導波モードに対する結合効率 η_t とそれ以外の導波モードに対する結合効率の比により以下のように求められる.

$$X_n = \frac{\eta_t}{\eta_n} \quad (n \neq t) \quad (4.4)$$

挿入損失については, 変換目標に対する結合効率を用いて以下のように求められる.

$$L = \frac{1}{\eta_t} \quad (4.5)$$

まず, 面方向の解像度依存性について各手法ごとに評価した結果を図 4.8 に示す. 位相板はもとより 0 と π の簡単な構造を有しているためであり, さらに解像度を増加しても性能に変化はないと考えられる. 一方で, 二重位相ホログラムや DPM では空間的に連続的な強度分布を変調することから, 解像度の増加に伴い性能が継続的に向上している. また, いずれの手法においても LP_{21e} と LP_{02} を目標とした変換について比較的高いクロストークを示している. これは, LP_{21e} は xy 平面において斜め方向に, LP_{02} は円周方向に位相の境界を有することから, 今回の解析のように変調器の画素が xy 平面の各軸方向に並ぶメッシュ構造を想定している場合は, 位相境界を正確に再現できずに大きな解析誤差を生じるためである. しかし, LP_{21e} については縮退関係にある LP_{21o} と 45° 回転対称の関係にあるため, 上記の解析誤差は本質的な変換性能を与えているとは言えない. そこで, LP_{21e} を除いた 5 モードに対する変換性能を各手法ごとに比較する. 結果は図 4.9 のように, 位相板では面方向解像度が 3 bit, すなわち 8×8 で性能が頭打ちになるのに対し, 二重位相ホログラムと DPM では解像度の増加に伴い性能が継続的に向上する. 位相板よりも優位になる解像度は 4 bit, すなわち 16×16 と得られ, LCOS-SLM が持つ解像度に対して比較的低解像であっても高い精度での空間モード変換が可能であることが分かった.

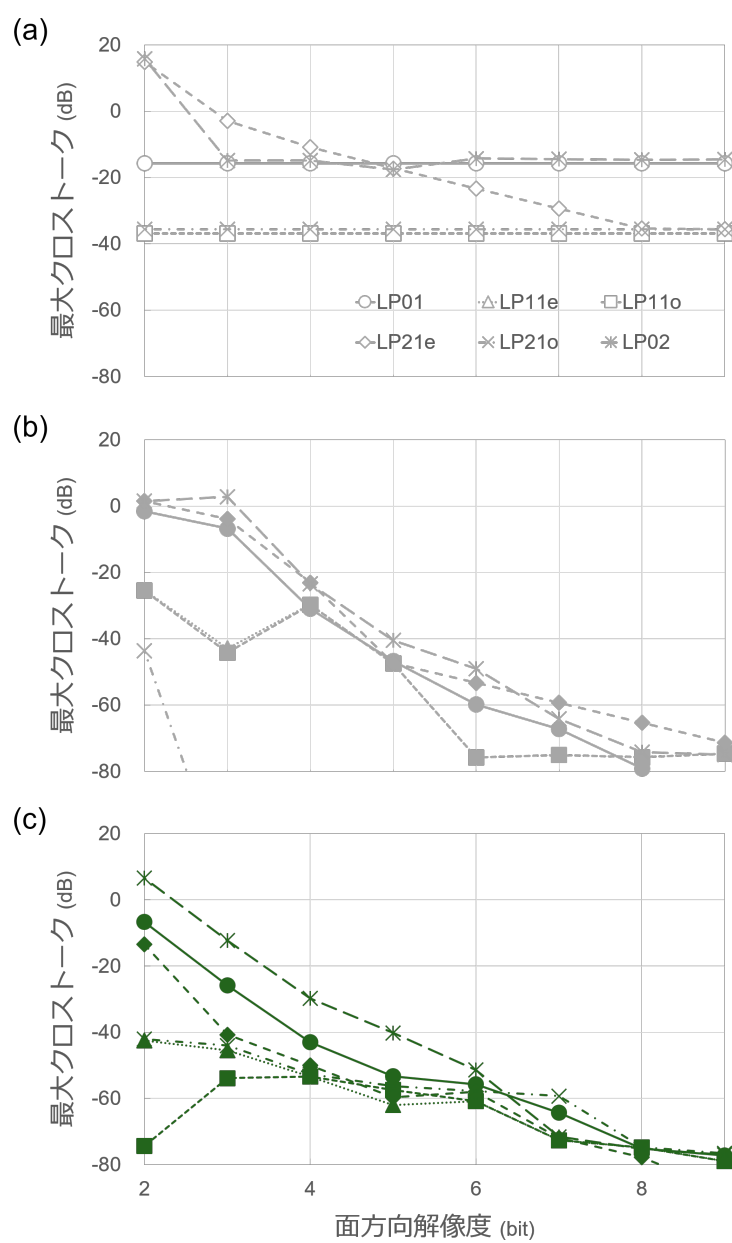


図 4.8 各手法における変換性能の面方向解像度依存性. (a) 位相板, (b) 二重位相ホログラム, (c) DPM

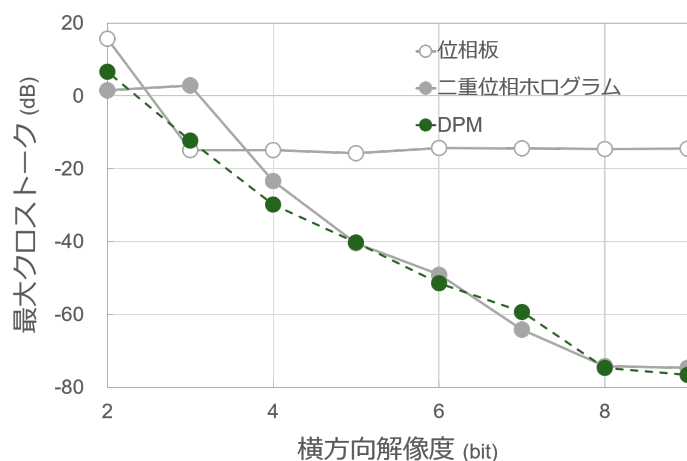


図 4.9 面方向解像度依存性まとめ．二重位相ホログラムによる結果は DPM とほとんど一致している．ただし，いずれの手法についても LP_{21c} を目標とした結果は除き，5 つの空間モードに対して得られた結果の最大値をプロットしている

続いて，階調数依存性について評価した結果を図 4.10 に示す．先ほどと同様，位相板では変調深さは 2 値で固定のため，変換性能は変調の階調数に依存しない．二重位相ホログラムと DPM では，それぞれ位相変調パターンに強度変調成分がエンコードされているため，変調の階調数が増加するに従い強度変調の精度が向上している．これらの結果を手法ごとにまとめた結果を図 4.11 に示す．図より，変換性能は位相変調の階調数が 3 bit，すなわち 8 値以上のときに位相板よりも高精度な変換を行えることが分かった．この結果も面方向解像度依存性と同様，通常の LCOS-SLM の仕様の範囲に十分収まる値であり，さらに 8 値程度であればフォトリソグラフィによる位相マスクの作製も可能であると考えられる．

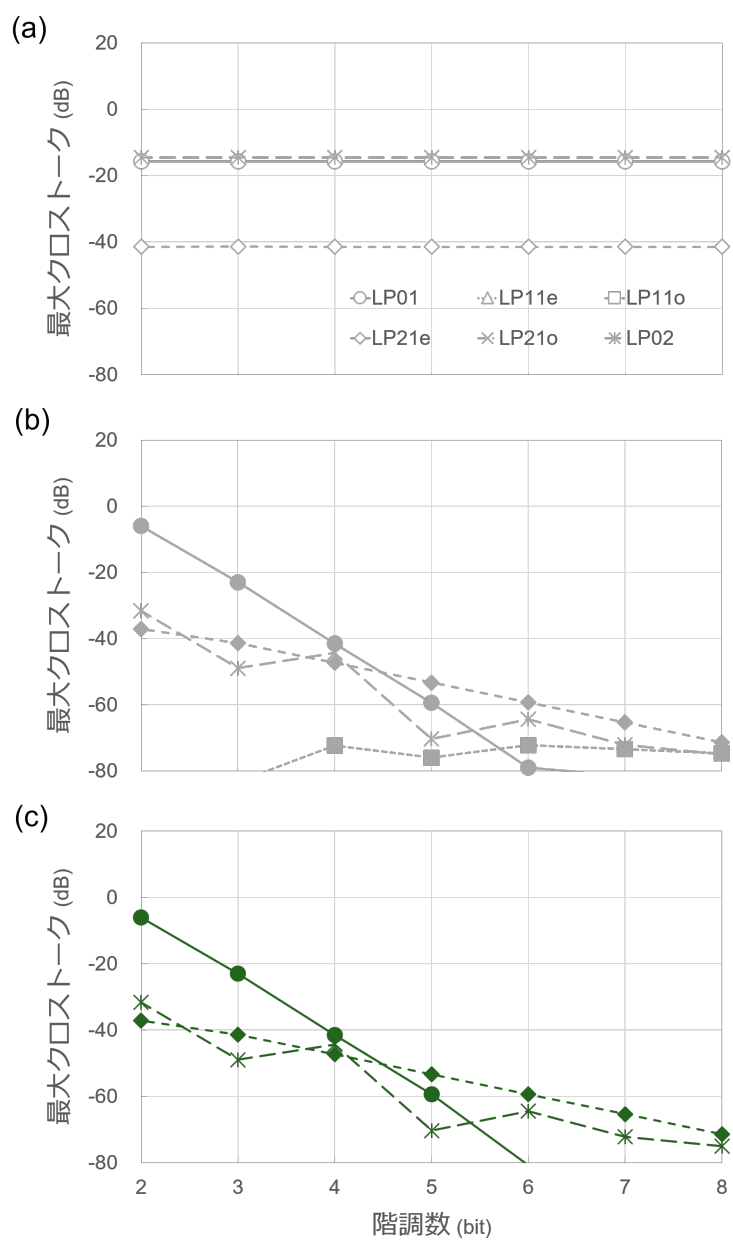


図 4.10 各手法における変換性能の変調階調数依存性. (a) 位相板, (b) 二重位相ホログラム, (c) DPM

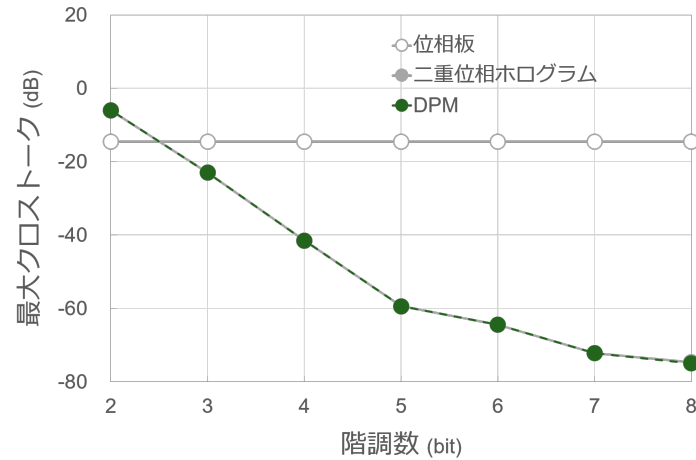


図 4.11 変調階調数依存性まとめ

4.4 変調器から生じる不要 0 次光の低減

4.4.1 不要 0 次光の原因と変調に与える影響

PSLM からは所望の変調を受けた光波に加えて変調とは無関係な光波が生じ、出力に混入することで変調精度を低下させる [8,9]。この変調とは無関係な光波は低空間周波数成分で構成され、焦点面で光軸上に強い強度ピークを与えることから、0 次光と呼ばれる。本論文では、二重位相ホログラムや DPM が 0 次光に波面を再生するため、これらと区別するために波面変調に寄与しない 0 次光を特に不要 0 次光と称することとする。不要 0 次光が発生する主な原因としては、画素電極間の間隙や表面ガラスなどの端面から生じる反射光や画素間の電極漏洩、そして変調の非線形性などが挙げられる。通常、不要 0 次光が出力に与える影響を低減するためには、PSLM に表示する変調パターンの校正 [10–13] や傾斜位相の付加による空間周波数シフトが行われる [14]。PSLM の校正では、事前に干渉や回折を利用して PSLM に表示する画像の輝度値に対して実際に光波に与えられた位相変調量の応答を測定し、得られた応答から逆算することで所望の変調量に対する表示画像の輝度値を得る方式が一般的である。校正の方法については、これまでに様々な手法が提案されているが、画素間の電界漏洩や変調の非線形性など、PSLM に表示する変調パターンに依存する要因が含まれることもあり、PSLM の校正では不要 0 次光の完全な排除は難しい。また、校正には専用の光学系を用意する必要がある場合が多く、動作環境の変化に対して動的に対応することが難しいことも問題として挙げられる。一方、空間周波数シフトによる不要 0 次光対策では、不要 0 次光がフーリエ面において光軸上に強い強度ピークを生じることを利用し、変調パターンに傾斜位相を付与することで再生波面の空間周波数をシフトさせ、フーリエ面でフィルタリングを行うことで不要 0 次光を取り除く。この手法では PSLM の校正よりも効果的に不要 0 次光を取り除くことが可能であるが、空間フィルタリングにより再生波面を構成する空間周波数が制限されるだけでなく、空間キャリア周波数が高くなるほど光利用効率の低下を引き起こす。空間モードは比較的低い空間周波数成分によって構成されることから、空間フィルタの適用自体は問題にならないが、効率の低下は望ましくない。

これらに対して、DPM では、光波の干渉を利用した不要 0 次光の低減が可能である。その根拠と

しては、まず、DPMは2台のSLMを用いるため、両方のPSLMからそれぞれ不要0次光が生じることにある。このとき、各PSLMには異なる変調パターンが表示されていることから、生じる不要0次光もまた異なる波面を有している。しかし、不要0次光はフーリエ面で光軸上に集まることから、空間的に比較的緩やかな変化をする位相分布を有していることが分かる。そのため、両PSLMから生じる不要0次光同士が破壊的干渉を起こすようにPSLM間の光路長差を調節することで、出力への不要0次光の影響を低減することができると考えられる。この方法では、PSLMに表示するパターンの校正や空間周波数シフトを要せずに、光学系の調整のみにより不要0次光の低減が可能である。加えて、動作環境の変化により不要0次光の状態が変化した場合であっても、干渉状態をイメージセンサで観測するなどして光路長差を再調整することで動的な対応が可能である。

4.4.2 実験による検証

まず、DPMによる不要0次光の低減効果を図4.12に示す光学系により確認した。光源には波長532 nmのレーザ光を用い、SMFから出射した光波を直径約1.2 mmにコリメートしてPSLMに照射した。PSLMには、図4.12中に示すような、0と π の位相変調量が交互に配置されたチェッカーボードパターンを表示する。このとき、理想的には全ての光波が1次光として回折して0次光は生じないため、フーリエ面に光彩絞りを設置して不要0次光のみを抽出する。実験では、1台のPSLMから生じる不要0次光と干渉を生じているときとを比較するために、片方のPSLMへの光路をシャッターで遮断し、1台のPSLMから生じる不要0次光の強度分布をCCDで取得した。その後、両シャッターを開放し、両方のPSLMから生じる不要0次光を干渉させ、強度分布をCCDで観測しながらPSLM2を載せた移動ステージの光軸方向のアクチュエータを操作して干渉状態を変化させた。CCDによって取得した不要0次光の強度分布と、強度値の総和から算出したパワーを図4.13に示す。各PSLM単体から生じた不要0次光の強度分布およびそのパワーより、両SLMからほぼ同程度の不要0次光が生じていることが分かる。また、干渉時の結果から、光路長差の調節により干渉状態が明確に変化しており、光路長差の調整により不要0次光の量を低減することが可能であることが分かる。ここで、PSLM1から生じた不要0次光と破壊的干渉を起こしているときの不要0次光とでパワーを比較すると、PSLMが1台のときと比べて約57%の不要0次光パワーの低減が確認された。

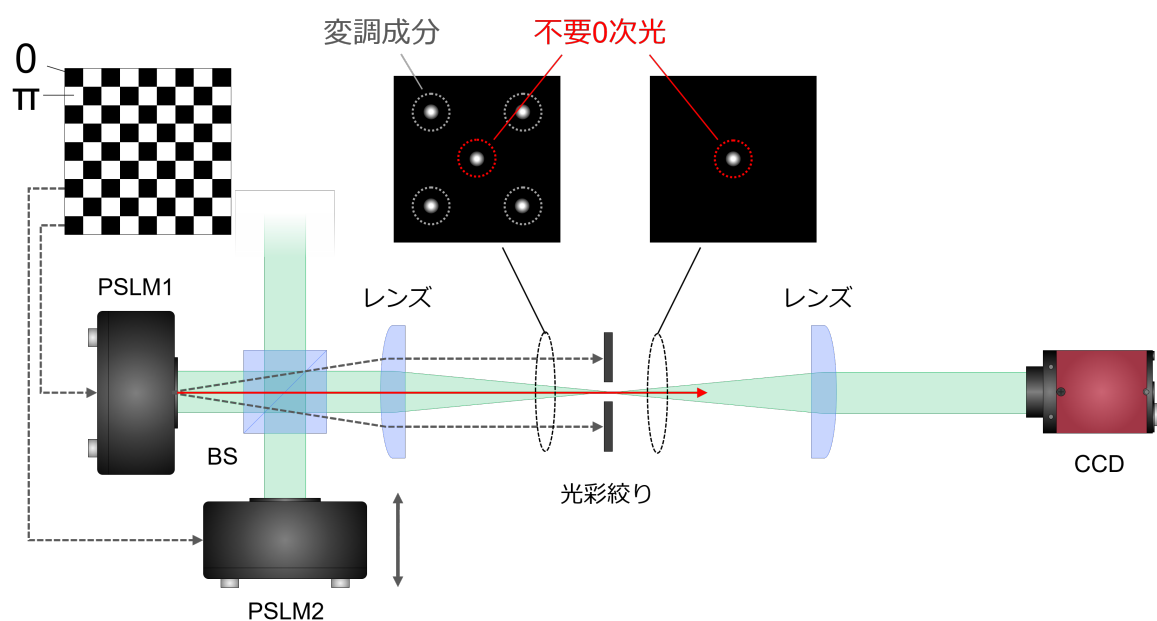


図 4.12 デュアルフェーズモジュレーションにおける不要0次光の低減効果を確認するための光学系。BS : beam splitter, PSLM : phase-type spatial light modulator, CCD : charge-coupled device

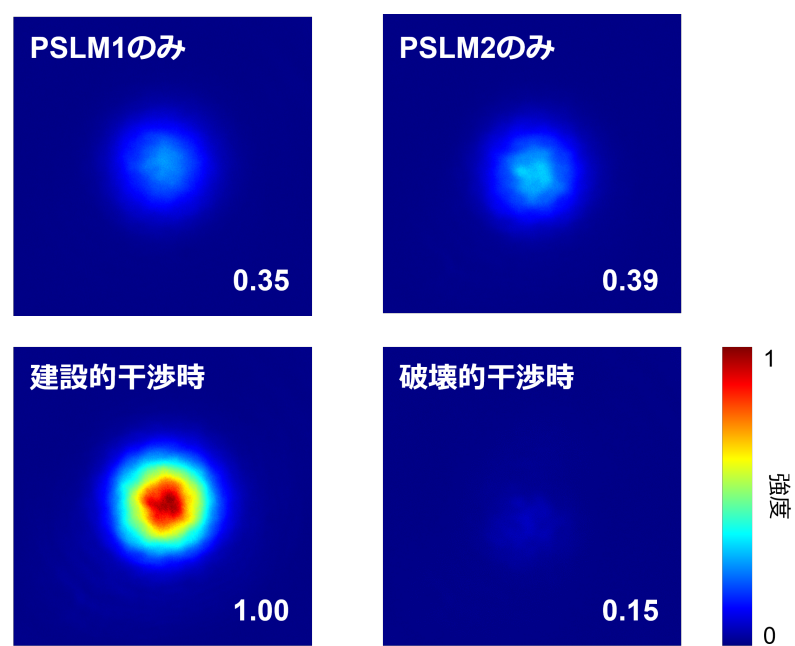


図 4.13 干渉による不要0次光の強度分布の変化。各図右下に記載している数値は建設的な干渉を起こしているときを1とした場合の各画像の輝度値の総和である

4.5 原理実証実験

4.5.1 実験概要

本実験では、SMF から出射した光波が持つ基本モードを数モードファイバの各導波モードへと変換した。変換目標は6個の導波モードを有する FMF の各導波モード (LP_{01} , LP_{11e} , LP_{11o} , LP_{21e} , LP_{21o} , LP_{02}) とし、DPM と従来法である位相板、軸外 CGH, 二重位相ホログラムとでそれぞれ実験を行いモード変換性能の比較を行った。なお、本実験では入力ビーム径が固定であるため、分布の拡大率を手法ごとに定めることで最適化している。このときの拡大率は、位相板による変調に対しては 74.1 倍、それ以外の手法に対しては 129.1 倍と与えた。これらの値は、位相板に対しては LP_{01} と LP_{02} との間に生じるクロストークが最小となる値、それ以外の手法については各変換目標に対して生じる損失の最大値が最小となる値である。ただし、ファイバ伝搬中に生じるモード結合やモード依存損失、そして合分波器に起因するクロストークなどを廃して評価するために、変換後の光波の波面を直接計測してファイバ中の各導波モードへの結合効率を算出し、MXT および挿入損失を評価した。ただし、挿入損失については、変換目標に対する結合効率と実光学系上で取得した光パワーにより以下のように算出した。

$$L_m = \frac{P_{in}}{\eta_m P_{conv}} \quad (4.6)$$

ここで、 P_{in} , P_{conv} はそれぞれ入力光と変調後の光波の光パワーである。

4.5.2 実験光学系

実験に用いた光学系を図 4.14 に示す。光源には波長 532 nm の CW レーザ (DPSS) を用い、レーザ光を SMF へと結合することで基本モードを得た。ここで、光源の波長は実験の簡単のために 532 nm を用いたが、各素子に対応するものに変更することで通信波長帯においても問題なく動作するはずである。SMF から出射した基本モードを有する光波は対物レンズ (OL) により直径約 1.2 mm でコリメートされ、半波長板 (HWP1) と偏光ビームスプリッタ (PBS) を通過して DPM を構成するビームスプリッタ (BS1) へと入力する。ここで、HWP1 で偏光方位を回転させることにより PBS の分岐比を制御することができる。BS1 を反射、透過した光波はそれぞれ PSLM1, PSLM2 による位相変調を受ける。各 PSLM に表示する画像については、 2π の位相変調を与える階調値が仕様により PSLM1 は 87, PSLM2 は 157 と与えられているため、グレースケール値をこれらに合わせて設定した。ただし、DPM 以外の手法で変換する際は、PSLM2 への光路をシャッターで遮断することで PSLM1 のみを用いた変換を行った。また、軸外 CGH に与える空間キャリア周波数は、利用する PSLM によって表現可能な最大空間周波数とした。このときの +1 次回折光の回折角は 0.76° であり、+1 次回折光が光軸上に現れるように PSLM1 を 0.76° だけ傾けて配置した。PSLM による位相変調を受けた光波は BS1 の図中下方向へと出力し、2 枚のレンズ (L1, L2) からなるリレー光学系を介して CCD に導かれる。このリレー光学系は PSLM の液晶表面が CCD の素子表面に結像するような配置となっている。PSLM と CCD を結像するレンズの間に設置されている光彩絞り (Iris) は、回折を利用する軸外 CGH と二重位相ホログラムにおいて不要な回折光を除去するために用いられ、そのときの開口の直径は約 2 mm であった。位相板と DPM による実験の際には空間フィルタリングは不要なため、開口は最大の約 22 mm まで広げることでほぼ全ての光波を通過させた。一方で、PBS を反射した光波は波面計測の際の参照光として用いるため、HWP2 で偏光方位を

4.5.3 ピクセルマッチング

本実験のように、変調を受けた波面を計測し、計測した波面を用いて変調性能を評価するような実験の場合、変調器と計測器の画素同士を対応付けるための光学設計が重要である。図 4.15 に本実験における PSLM と CCD との画素の対応関係を示す。位相変調には浜松ホトニクス製の LCOS-SLM (PSLM1 : X10468-01, PSLM2 : X12222-01) を用いており、両 PSLM ともに画素ピッチは $20 \times 20 \mu\text{m}$ 、解像度は 800×600 である。一方で、CCD は Allied Vision Technologies 製の Stingray F-125B を用いており、画素ピッチは $3.75 \times 3.75 \mu\text{m}$ 、解像度は 1280×960 である。PSLM の液晶面は 150/200 倍の縮小光学系を介して CCD に結像することから、PSLM の画素は CCD 上では $15 \times 15 \mu\text{m}$ の周期で並ぶこととなる。これは、CCD の 4×4 画素が PSLM の 1 画素に対応付けられることを意味しており、本実験では PSLM の中央 128×128 画素が CCD の中央 512×512 画素に結像するようにアライメントを行った。そして、フーリエ変換法により取得した 512×512 画素の複素振幅分布に対してビニング処理を行い、 128×128 に解像度を落としてから結合効率の算出を行った。

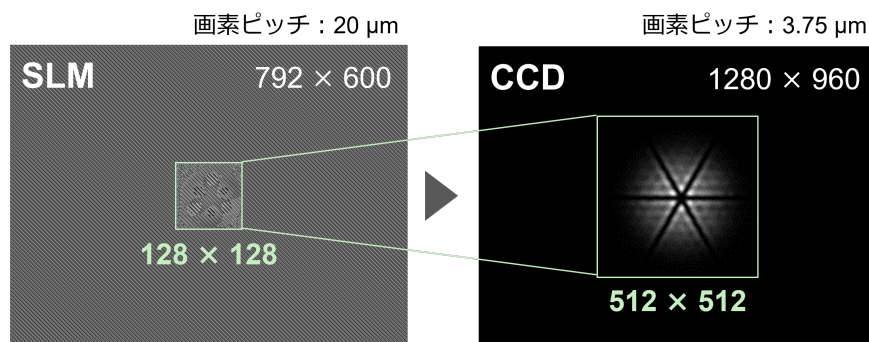


図 4.15 変調器と撮像素子との画素の対応関係

4.5.4 光学収差の補償

レンズなどの光学素子が有する収差や PSLM が有する初期形状歪みなどに起因する位相歪みは、空間モード変換における精度低下の要因となる。そのため、本実験では、空間モード変換を行う前に収差情報を取得して変調パターンに反映することで位相歪みの補償を行った。具体的な流れを以下で述べる。まず、PSLM2 への光路をシャッターで遮断し、PSLM1 に全画素が黒のブランク画像を表示した。このとき、PSLM1 を反射した光波の波面をフーリエ変換法により取得すると、光学収差や PSLM の形状歪みの情報を含んだ位相分布が得られる。この分布の符号を反転させた位相共役分布を PSLM1 に与えると、位相共役の原理により位相歪みが打ち消され、CCD 上では平面波が得られる。そのため、図 4.16 のように、変調パターンから取得した位相歪みを差し引いた分布を PSLM に表示することで、収差を補償したうえで変調を与えることができる。同様の操作を PSLM2 に対しても行うことで、DPM における光学収差の補償を行った。

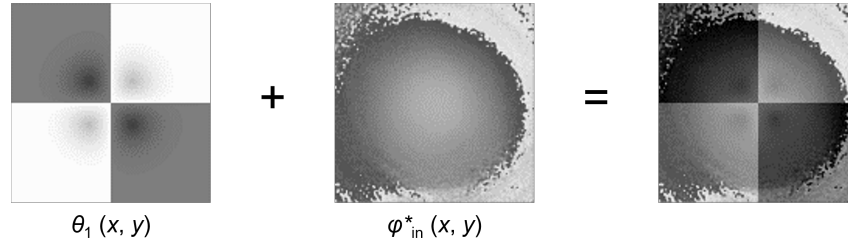


図 4.16 光学収差の補償

4.5.5 不要 0 次光低減の効果

手法ごとの変換性能の比較に先んじて、DPM が有する不要 0 次光低減効果が空間モード変換に与える影響を評価した。4.4.2 節では変調を受けた光波は全て光彩絞りにより遮断されていたが、今回は遮断せずに出力することとなるため、4.4.2 節のように単に PSLM 間の光路長差を物理的に調節するだけでは DPM の干渉状態も変化してしまう。そのため、物理的に与える光路長差 Δz に対して片方の変調パターンに $\Delta\varphi = -2\pi\Delta z/\lambda$ の位相シフトを与えることで、物理的な光路長差を相殺する必要がある。本実験では、変換目標は LP_{11e} とし、PSLM1 に表示する画像は一定のまま、PSLM2 に与える位相パターンに $-\pi$ から $\pi/4$ まで $\pi/4$ 刻みで位相シフトを与え、各パターンに対して DPM の干渉が成立するように PSLM2 を載せた移動ステージのアクチュエータを操作した。各位相シフト量に対して計測された変換後の光波の複素振幅分布を図 4.17 に示す。図 4.17 より、周囲の位相分布は大きく変化しているが、強度を有している部分の位相値についてはほとんど変化が見られない。一方で、強度分布については、与えた光路長差に応じて上下のピーク間の強度のバランスが大きく変化していることから、不要 0 次光と変調を受けた光波との干渉状態が変化していることが分かる。ピーク間の強度差が一番小さくなるのは $\Delta\varphi = -\pi/4$ のときであり、図 4.18 に示す最大 MXT も同様に $\Delta\varphi = -\pi/4$ のときに一番低い値を示した。不要 0 次光の打ち消しが生じているとき、それ以外とでは MXT に約 10 dB の差が生じていることから、モード変換において DPM による不要 0 次光の打ち消しが極めて効果的であることが言える。ここで、PSLM2 に与えた位相シフト量については、4.4.2 節で不要 0 次光同士が破壊的干渉を起こしているときの PSLM の z 位置において $\Delta\varphi = 0$ としていたが、本節の実験結果では $\Delta\varphi = -\pi/4$ のときが最良の結果を与えた。これは、不要 0 次光の原因に画素間の電界漏洩など、PSLM に表示する変調パターンに依存して変化する要因が含まれているためであり、この結果から変調パターン毎にそれぞれ適切な条件が存在することが分かる。ただし、以降の実験では、簡単のために、空間モード変換のために与える変調パターンは変換目標に対して大きな変化はないと仮定し、PSLM2 に与えるパターンに $\Delta\varphi = -\pi/4$ の位相シフトを与えて分布を生成した。

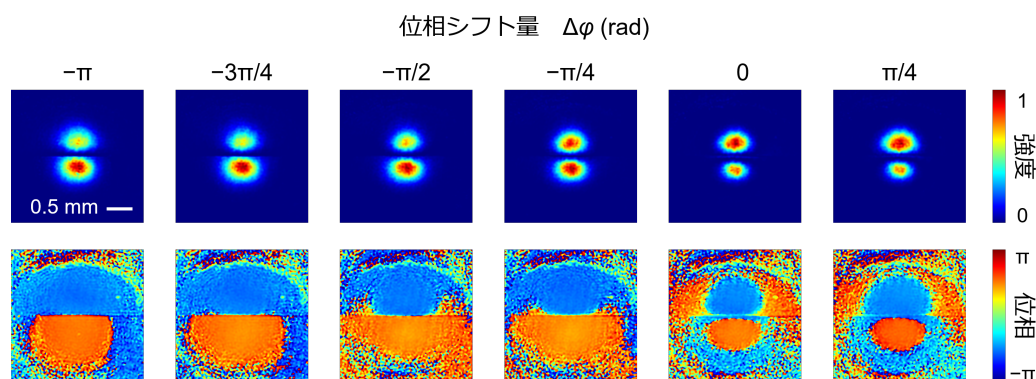


図 4.17 位相シフト量ごとの変換後の強度および位相分布

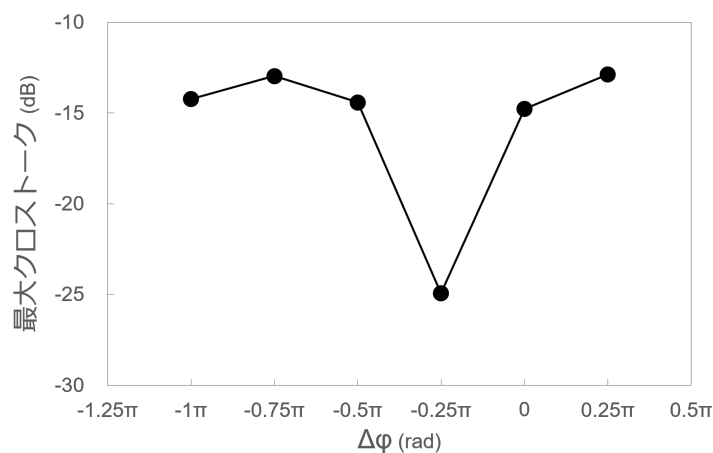


図 4.18 与えた光路長差と変換性能の関係

4.5.6 従来法との性能比較

図 4.19 に LP_{11e} を変換目標とした際の各手法による変換後の複素振幅分布と、変換目標への結合効率を示す。図 4.19(a) より、位相板による変調では、PSLM と CCD を結像するリレーレンズの開口数により位相の境界部分の強度が欠落しているが、ほぼ入力光である基本モードの強度分布が保存されている。対照的に、他の手法では複素振幅分布の変調が行われることから、図 4.19(b)–(d) では位相分布だけではなく強度分布も変調されている。加えて、各手法による結果の変換目標に対する結合効率を比較すると、軸外 CGH と DPM が最も高精度に変換目標の波面を再生していることが分かる。二重位相ホログラムでは、位相板よりは高い結合効率を示したものの、不要 0 次光が出力に混入したことにより変調精度が低下している。

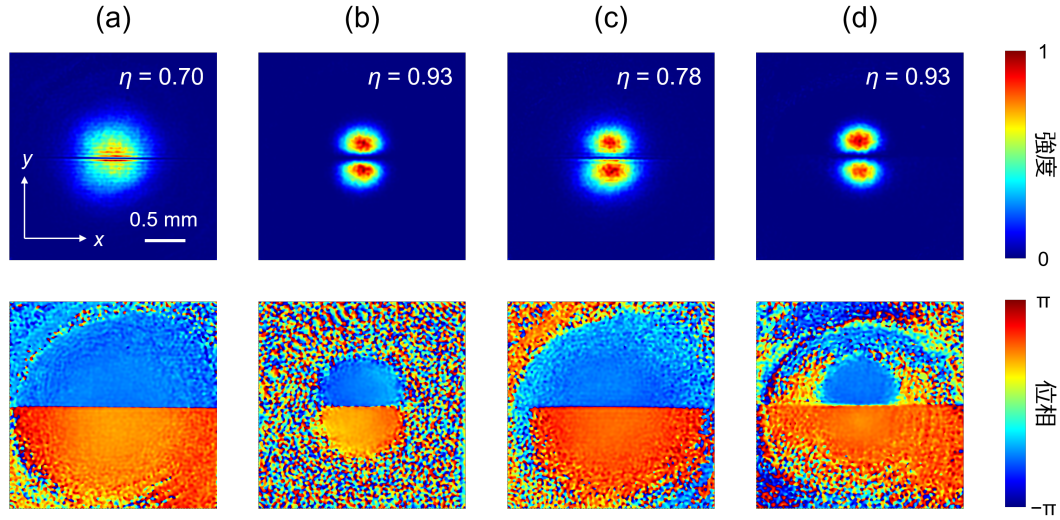


図 4.19 変換後の強度および位相分布. (a) 位相板, (b) 軸外計算機合成ホログラム, (c) 二重位相ホログラム, (d) デュアルフェーズモジュレーション

続いて、全変換目標に対して生じたクロストークと挿入損失を評価した結果について述べる。まず、図 4.20 にクロストークを評価した結果について示す。横軸は変換目標であり、縦軸は各変換目標に対して生じたクロストークの最大値を示している。位相板では、変換目標によってクロストークの値が大きく変動しており、 LP_{01} と LP_{02} を目標とした変換では -15 dB を超える値を示した。対して、軸外 CGH と DPM では全変換目標に対して -20 dB を下回る値が得られた。二重位相ホログラムでは、軸外 CGH や DPM と同様に複素振幅分布の変調を行ったにもかかわらず、全手法の中で最も高いクロストークが生じた。これは、二重位相ホログラムでは所望の光波が不要 0 次光と同軸に生じるが、DPM のように不要 0 次光を低減することができないため、出力に混入した不要 0 次光が変換精度を低下させたと考えられる。また、複素振幅変調による手法において変換精度が変換目標によって変動している理由としては、PSLM と CCD とを結像する光学系のアライメント誤差や、不要 0 次光の波面が変調パターンによって変動していることが考えられる。次に、図 4.21 に各変換目標に対して生じた挿入損失を示す。位相板と DPM では、いずれの変換目標に対しても約 10 dB と、他の手法と比べて比較的低い挿入損失を示した。一方で、軸外 CGH では所望の回折光を空間フィルタで抽出したことにより、約 18 dB と全手法の中で最も高い損失を示した。二重位相ホログラムでも空間フィルタを用いているが、所望の回折光が現れる回折光の次数が 0 次と ± 1 次とでは回折効率が異なることから、2 手法の間には大きな差が生じている。軸外 CGH の回折効率は変調パターンを生成するときに与える空間キャリア周波数を低くすることで改善が可能であるが、0 次光との角度差が小さくなることから、空間フィルタによる回折光抽出の精度が低下することが考えられる。以上の結果より、従来手法である位相板、軸外 CGH、二重位相ホログラムでは精度か効率のいずれかは低い値を示していたのに対し、DPM では高精度かつ高効率なモード変換が可能であることが実証された。

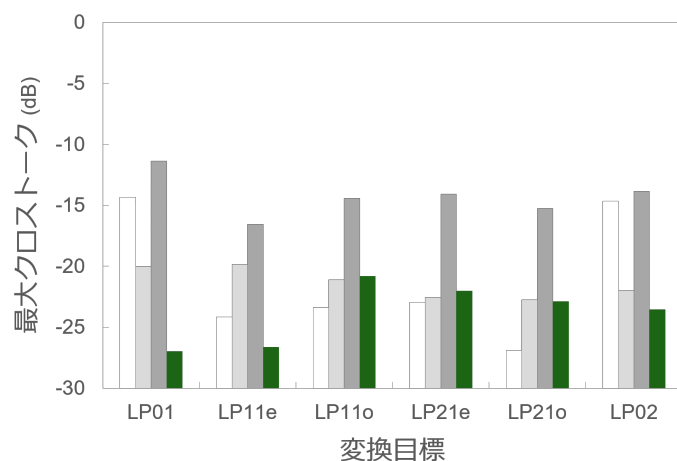


図 4.20 各変換目標に対するクロストークの最大値

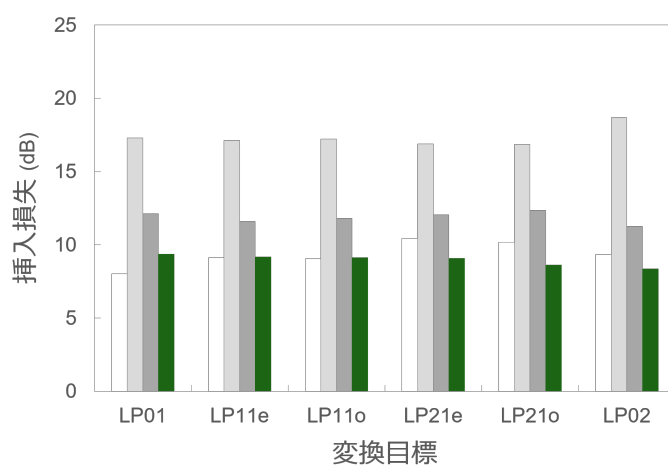


図 4.21 各変換目標に対する挿入損失

4.6 まとめ

本章では、精度の高さを特徴とする DPM を空間モード変換へと適用する取り組みについて述べた。まず、DPM を空間モード変換へと応用するにあたり、PSLM に反映する変調パターンの改良を行った。その後、入力ビーム径や変調解像度に関する特性を解析することで、DPM による空間モード変換に要求される光学系の構成条件を明らかにした。数値解析によって得られた結果より、DPM に要求される面方向解像度および変調深さはフォトリソグラフィによって製造される位相マスクでも十分に実現可能な範囲にあることがわかったため、スタティックな位相マスクの並列配置により、LCOS を利用するよりも安価に DPM の実現が可能であることが示された。さらに、SLM から生じる不要 0 次光の性質と変調に与える影響を述べ、DPM 特有の不要 0 次光低減効果について実験を通じて実証した。最後に空間モード変換に関する実験を行い、DPM と従来手法とで結果を比較することで提案手法の優位性を実証した。

DPM は 2 台の PSLM によって構成される干渉計により実現されることから、PSLM 間の位置や角度について、アライメントを慎重に行う必要がある。また、大気の揺らぎや温度変化などにより光路長差が変動した場合は光路長差の再調整が必要となるが、出力光もしくは入力側に戻ってきた光波の空間分布を観測して PSLM の位置にフィードバックを与えることで解決は可能である。

参考文献

- [1] K. Igarashi, D. Souma, T. Tsuritani, and I. Morita, “Performance evaluation of selective mode conversion based on phase plates for a 10-mode fiber,” *Opt. Express* **22**, 20881–20893 (2014).
- [2] W. Q. Thornburg, B. J. Corrado, and X. D. Zhu, “Selective launching of higher-order modes into an optical fiber with an optical phase shifter,” *Opt. Lett.* **19**, 454–456 (1994).
- [3] J. von Hoyningen-Huene, R. Ryf, and P. Winzer, “LCoS-based mode shaper for few-mode fiber,” *Opt. Express* **21**, 18097–18110 (2013).
- [4] S. Shwartz, M. A. Golub, and S. Ruschin, “Computer-generated holograms for fiber optical communication with spatial-division multiplexing,” *Appl. Opt.* **56**, A31–A40 (2017).
- [5] F. Dubois, P. Emplit, and O. Hugon, “Selective mode excitation in graded-index multimode fiber by a computer-generated optical mask,” *Opt. Lett.* **19**, 433–435 (1994).
- [6] 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* **22**, 11918–11929 (2014).
- [7] 浜松ホトニクス株式会社, “LCOS-SLM (空間光変調器),” <https://www.hamamatsu.com/jp/ja/product/optical-components/lcos-slm/index.html>, 2020 年 2 月 14 日閲覧.
- [8] D. Palima and V. R. Daria, “Holographic projection of arbitrary light patterns with a suppressed zero-order beam,” *Appl. Opt.* **46**, 4197–4201 (2007).
- [9] J. Liang, S.-Y. Wu, F. K. Fatemi, and M. F. Becker, “Suppression of the zero-order diffracted beam from a pixelated spatial light modulator by phase compression,” *Appl. Opt.* **51**, 3294–3304 (2012).
- [10] D. Engström, M. Persson, J. Bengtsson, and M. Goksör, “Calibration of spatial light modulators suffering from spatially varying phase response,” *Opt. Express* **21**, 16086–16103 (2013).
- [11] S. Reichelt, “Spatially resolved phase-response calibration of liquid-crystal-based spatial light modulators,” *Appl. Opt.* **52**, 2610–2618 (2013).
- [12] X. Xun and R. W. Cohn, “Phase calibration of spatially nonuniform spatial light modulators,” *Appl. Opt.* **43**, 6400–6406 (2004).
- [13] M. Persson, D. Engström, and M. Goksör, “Reducing the effect of pixel crosstalk in phase only spatial light modulators,” *Opt. Express* **20**, 22334–22343 (2012).
- [14] H. Zhang, J. Xie, J. Liu, and Y. Wang, “Elimination of a zero-order beam induced by a pixelated spatial light modulator for holographic projection,” *Appl. Opt.* **48**, 5834–5841 (2009).

5

波面重ね合わせ法による 空間モード変換の高効率化

5.1 はじめに

4.3 節で行った解析では、いずれの手法に対しても理想的な変調が行われることを想定していたが、デュアルフェーズモジュレーション (dual-phase modulation : DPM) [1] による光波面変調よりも位相板 [2,3] による位相のみの変調の方が効率的な空間モード変換を実現することが示されている。ここでいう理想的とは、強度分布の変調が空間的な減衰によって実現されることを前提としており、DPM で得られる変調後の強度分布は入力光の強度分布に内接するような分布となる。これは、直感的には位相変調と同等の効率が得られそうに思える。そこで、空間モード変換における挿入損失を強度変調の際に与える減衰に起因する変調損失と、変調後の光波が変換目標以外の導波モードあるいは放射モードに結合することによって生じる放射損失に分けて考える。位相板では理想的には位相分布のみが変調されるため、変調損失は生じず、挿入損失は全て放射損失であると言える。一方で、DPM などによる複素振幅変調では、出力は変換目標の波面を有していることから、理想的には放射損失は生じない。すなわち、空間的な減衰によって実現される強度変調に起因する変調損失が支配的であると言える。このとき、位相板における放射損失が複素振幅変調における変調損失よりも小さいという事実は、出力が複数の空間モード成分により構成されている状態が効率的な変換に寄与することを示唆している。そこで、本章では、自由空間型の空間モード変換技術について、強度変調による限界を超えた高効率な変換を可能とする新たな理論を提案する。以下では提案する波面重ね合わせ法の原理について説明し、数値解析および実験を通じた原理実証、性能評価を行う。

5.2 強度分布の変調による損失

光波の複素振幅分布を制御するデバイスとしては、静的な用途においては光学マスクが、動的な用途には LCOS (liquid crystal on silicon) などによる空間光変調器 (spatial light modulator : SLM) が主に用いられる。ここで、光学マスクには、フォトリソグラフィに用いられるような光波を空間的に遮断して強度分布を整形するマスクや、ガラスなど屈折率を有した媒質の厚さや屈折率に空間的な変化を与えることで位相分布を変調する位相板などが挙げられる。光学マスクや SLM などのデバイスを用いて強度分布の変調を行う場合、通常は入力光に対して空間的に減衰量を制御することにより変調が実現される。このとき、最も効率的に変調を行った場合であっても、変調器の出力直後では図 5.1 に示すように入力光に内接するような強度分布が出力として得られることとな

る。このとき、入力光から減衰された成分については全て損失となるため、基本モードのように光軸中心に強度ピークを有する入力光から高次の空間モードの強度分布を再現するためには大きな損失が生じる。ただし、図 5.1 は理想的な変調が行われた場合を表しており、実際には変調器による吸収や端面反射、開口率（フィルファクタ）に起因する損失に加え、計算機合成ホログラム（computer-generated hologram : CGH）[4,5] などでは更に回折効率がかかることになる。

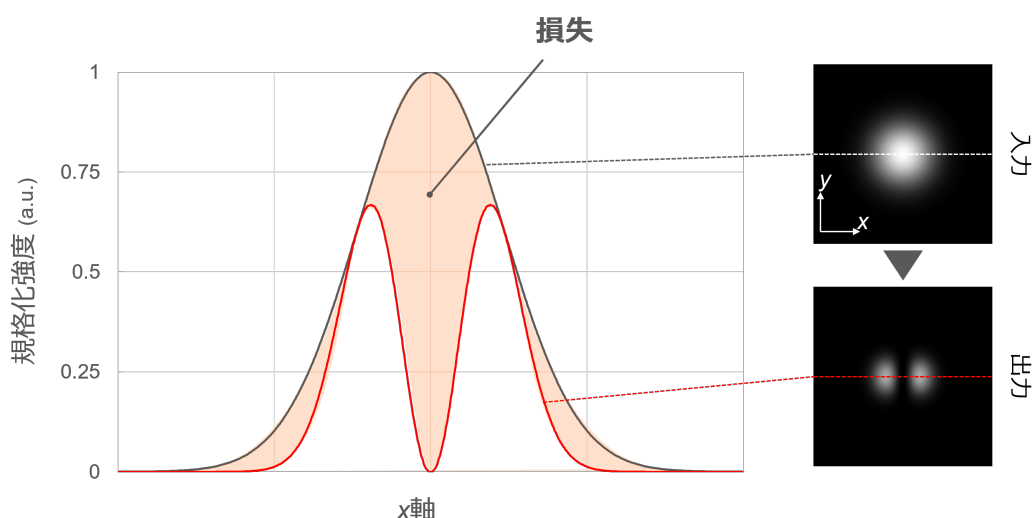


図 5.1 強度分布の変調によって生じる損失

5.3 波面重ね合わせ法の基本原理

本章で提案する波面重ね合わせ法は、複数の空間モードによる波面の重ね合わせによって生じる波面形状の変化を利用し、先述した強度変調における限界を超えた出力を得るための手法である。この手法は出力光を構成する変換目標以外の空間モード成分を除外するためにファイバ自体が有するモードフィルタ機能を活用することから、クロストークの悪化などのデメリットを生じずに光利用効率を向上することができる。以下では、波面重ね合わせ状態が強度変調における限界を超えた目標成分を内包する原理について、簡単のために 1 次元的な正弦波モデルを用いた説明を行った後に、空間モード変換の場合について原理を説明する。その後、出力光を構成する波面重ね合わせ状態を導出するための計算過程について述べる。

5.3.1 正弦波モデルによる原理の説明

本節では、図 5.2 に示すように、均一な振幅 A を有する状態から一定の周期で正弦波状に振動する分布へと変換する場合について考える。ここで、横軸はあくまで空間座標であり、時間発展は考慮していないことに注意されたい。また、ここでは強度分布と位相分布の変調がそれぞれ独立に、かつ、理想的に行われるものとする。まず、位相分布の変調について、 π の位相変調は $e^{i\pi} = -1$ より振幅の符号反転を与えることから、変換目標の周期に合わせて位相分布の変調を与えることで図 5.2(a) のような方形波状の振幅分布を得る。続いて、強度分布の変調を与えるが、5.2 節で述べたように、強度変調は減衰のみによって実現されるため、出力光の振幅は図 5.2(b) に示すように $[-A, A]$ の範囲に制限される。ここで、図 5.2(a) の分布に注目すると、この状態は反転の周期を $2L$ と置く

と次式のような周期関数として表される.

$$f(x+2L) = f(x) = \begin{cases} A & 0 < x \leq L \\ -A & L \leq x < 2L \end{cases} \quad (5.1)$$

さらに, $f(x)$ が奇関数であることから, 式 (5.1) はフーリエ級数によって以下のように表すことができる.

$$f(x) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin \frac{k\pi}{L} x \quad (5.2)$$

これは, 図 5.2(a) の振幅が図 5.3 に示すように複数の正弦波振幅の重ね合わせによって成り立っていることを示しており, この中で, 所望とする周期を持つ成分に対するフーリエ係数を求めると

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{2}{L} \int_0^L f(x) \sin \frac{\pi}{L} x dx \\ &= \frac{2A}{L} \int_0^L \sin \frac{\pi}{L} x dx \\ &= \frac{2A}{L} \left[-\frac{L}{\pi} \cos \frac{\pi}{L} x \right]_0^L \\ &= \frac{4A}{\pi} \end{aligned} \quad (5.3)$$

と得られる. ここで, フーリエ係数が A よりも大きい値をとることから, 波面重ね合わせ状態に内包されている周期 $2L$ 成分は図 5.2(b) に示す複素振幅変調による出力よりも大きな振幅を有することが分かる. この正弦波モデルにおいては, 波面重ね合わせ状態は所望とする周期 $2L$ に対して整数倍の周期 $2nL$ の正弦波のみによって構成されるため, 閾値を $2L$ から $4L$ の間に設定した低域通過フィルタを通すことにより, 式 (5.3) の係数を保った状態で周期 $2L$ の成分を抽出することができる. 以上の説明を二次元に拡張すると, ちょうど平面波から特定の空間周波数成分を有した光波に変調するような場合と対応しており, レンズと円形開口によって実現される光学低域通過フィルタを適用することによりその効果を確認できる.

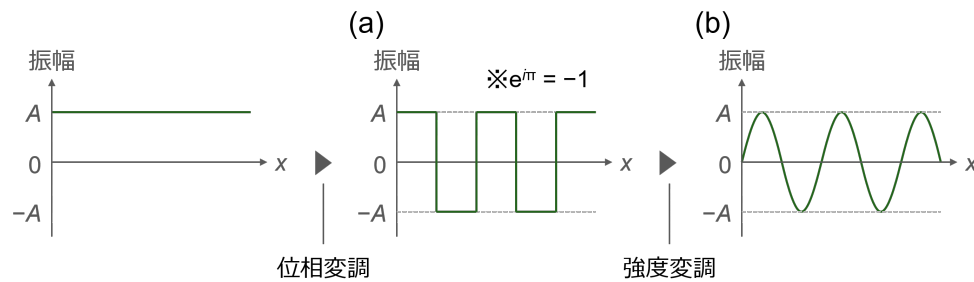


図 5.2 均一な振幅から正弦波状の振幅を得るための複素振幅変調

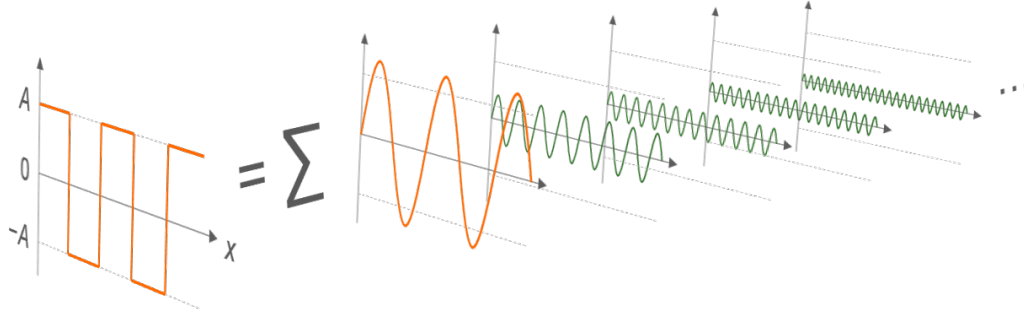


図 5.3 方形波における波面重ね合わせ状態の概念図

5.3.2 空間モード変換における波面重ね合わせ法

先で述べた波面重ね合わせ法の原理を空間モード変換へと適用する．まず，図 5.4(a) のように，基本モードを有した入力光に変換目標の位相分布を付与する．この状態は，正弦波モデルの場合と同様，変換目標を空間モード m とすると複数の空間モードの重ね合わせによって表される．

$$E_{\text{in}}(x, y) \exp[i\varphi_m(x, y)] = \sum_{k=1}^{\infty} C_k E_k(x, y) \quad (5.4)$$

ここで， $E_k(x, y)$ は空間モード k の複素振幅分布であり，各 k に対して強度の総和が 1 となるように規格化されているとする． C_k は空間モード k に対する結合係数であり，各空間モード間は直交していることから以下のように内積を計算することにより求められる．

$$C_k = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E_{\text{in}}(x, y) \exp[i\varphi_m(x, y)] E_k^*(x, y) dx dy \quad (5.5)$$

ここで， $*$ は位相共役を表す．したがって，式 (5.4) に示す複素振幅分布に含まれる変換目標成分の結合係数は，式 (5.5) において $k = t$ と置くことで求められる．導出過程は割愛するが，結果として図 5.4(b) のように入力光を上回るような振幅を有した状態で得られる．すなわち，式 (5.4) から変換目標以外の空間モード成分を取り除くことができれば，強度分布の変調による限界を超えた出力を得ることができる．

空間モードの重ね合わせ状態から特定の空間モードを抽出するためには，空間周波数に対する空間周波数フィルタのような基底に合致したフィルタを用いる必要がある．ここで，光ファイバが限られた導波モードのみを伝搬する光学素子であることを考えると，光ファイバは空間モードに対する低域通過フィルタとして動作することが分かる．このとき，ファイバがサポートする導波モード数よりも高次の空間モードについては，ファイバを伝搬することができずに放射モードとなる．したがって，波面重ね合わせ状態をそのまま MDM 伝送に利用するファイバに結合することにより，重ね合わせ状態を構成する空間モード成分のうち放射モード成分は自動的に除外される．しかし，ファイバが有する導波モード数は MDM 伝送に用いられるモード多重数で与えられることから，モードフィルタの閾値を変換器側で自由に設定することはできない．そのため，波面重ね合わせ状態を構成する空間モードの中に変換目標以外の導波モードが存在する場合は他のモードチャネルへのクロストークを生じることとなる．この状況は，ファイバが有する導波モード数が小さい場合はほとんど生じないため，3 モードなど少数の空間モードによる MDM 伝送においては，位相板などによる位相分布の変調のみでクロストークフリーな空間モード変換を行うことができる．しかし，

導波モード数が 10 を超えてくるあたりから上記によるクロストークが顕著になるため，出力に変換目標以外の導波モード成分が含まれないような波面重ね合わせ状態を考える必要がある。

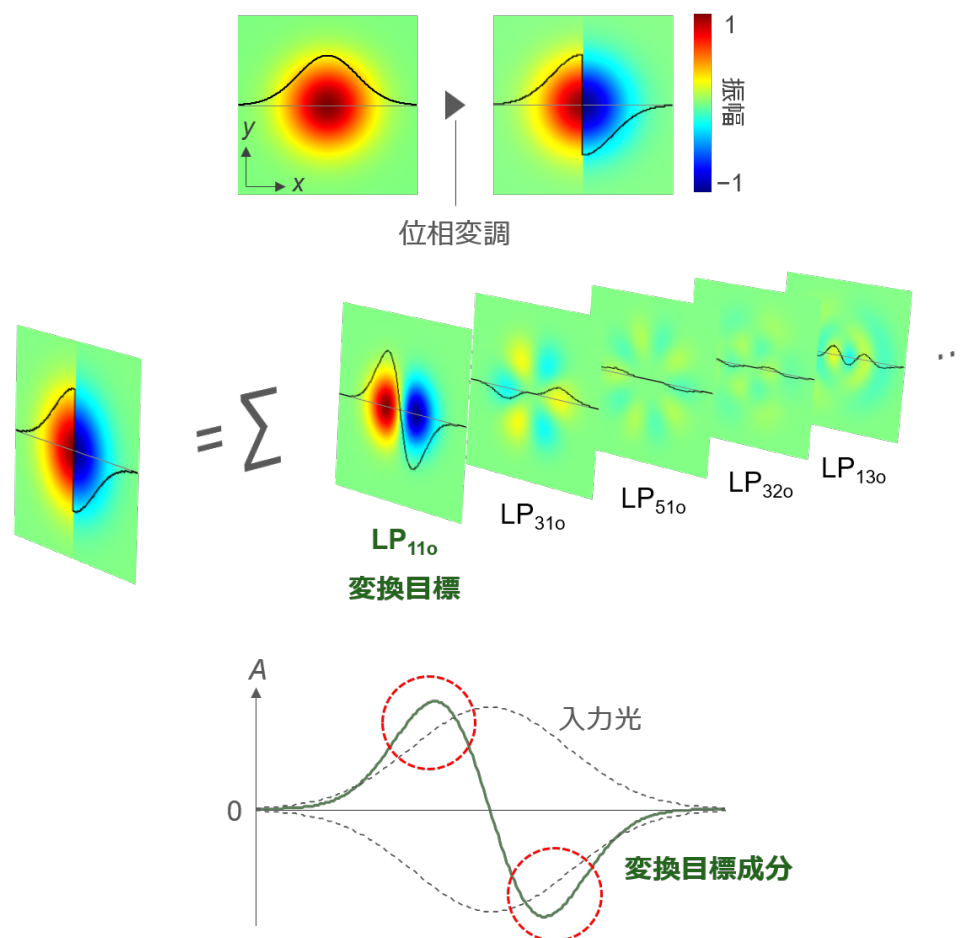


図 5.4 空間モードにおける波面重ね合わせ法

5.3.3 波面重ね合わせ状態の導出

本節では，空間モード変換においてクロストークの悪化を生じずに効率を向上するような波面重ね合わせ状態の導出について述べる．先で述べたように，複数の空間モードによる波面の重ね合わせ状態は，変換目標のみを出力するような複素振幅変調を与える場合よりも多くの変換目標成分を内包し得る．しかしながら，波面重ね合わせ状態を構成する空間モードに変換目標以外の導波モード成分が含まれている場合は MDM 伝送においてクロストークを引き起こす．以上より，クロストークの悪化を生じずに高効率化を成し遂げるための要件は次のようにまとめられる．

- 出力が変換目標と放射モードの重ね合わせにより表現される．
- 出力に含まれる変換目標成分の振幅が入力光を部分的に上回る．

これらの要求を満たすような波面重ね合わせ状態を導出するために，2 つ目の条件を満足することが前節で既に分かっている，位相分布のみを変調した状態から考え始める．この状態は式 (5.4) のように複数の空間モードの重ね合わせによって表されるが，ここで，MDM 伝送に用いるファイバの導波モード数を $N (> m)$ とおくと，式 (5.4) は以下のように導波モードと放射モードの線形和と

して書き表される．

$$E_{\text{in}}(x, y) \exp[i\varphi_m(x, y)] = \sum_{k=1}^N C_k P_k(x, y) + \sum_{k=N+1}^{\infty} C_k R_k(x, y) \quad (5.6)$$

ここで、 $P_k(x, y)$ および $R_k(x, y)$ はそれぞれ導波モードと放射モードの複素振幅分布であり、いずれも各 k に対して強度の総和が 1 となるように規格化されているとする．この中で変換目標以外の導波モード成分に対する結合係数は式 (5.5) により算出することができるため、これらを式 (5.6) から差し引くことで

$$E_{\text{ws}}(x, y) = E_{\text{in}}(x, y) \exp[i\varphi_m(x, y)] - \sum_{k=1(k \neq m)}^N C_k P_k(x, y) \quad (5.7)$$

が得られる．式 (5.7) の波面重ね合わせ状態は変換目標と放射モードのみにより構成され、かつ、変換目標成分以外の導波モード成分を含まないことから、この状態を出力とした波面変調を与えることによりクロストークの悪化を生じずに効率を向上することが可能となる．

5.4 数値解析

5.4.1 原理の実証

前節で導出した波面重ね合わせ状態により空間モード変換の効率が向上可能であることを数値解析により確認した．本解析では、変換目標を図 5.5 に示す 10 モードファイバの各導波モードとし、波面重ね合わせ法を適用した場合と変換目標成分のみを出力するような複素振幅変調を与える場合とで変換性能の比較を行った．解析パラメータは表 5.1 に示す．入力光はガウシアンビームとして近似し、複素振幅変調は強度分布と位相分布がそれぞれ独立に変調されるものとし、各変調器間の伝搬などは考慮せずに解析を行った．また、通常 LCOS などの変調器の画素ピッチは約 $10 \mu\text{m}$ と FMF の導波モードを十分な解像度で変調するには不十分なため、FMF の間には図 5.6 に示すような倍率 M の縮小光学系が配置されているものとした．ここで、縮小光学系は空間分布の大きさのみを縮小し、分布形状に変化は与えないものとした．すなわち、FMF 面における空間分布は変調後の光波の分布における解析領域のグリッド刻みを M 倍に再定義することによって取得した．得られた変換後の波面から、各導波モードに対する結合効率を以下のように算出した．

$$\eta_n = \left| \sum_x \sum_y E_{\text{conv}}(x, y) \cdot P_n(x, y) \right|^2 \quad (5.8)$$

ここで、 $E_{\text{conv}}(x, y)$ と $P_n(x, y)$ は、それぞれ変換後の光波と n 番目の導波モードの複素振幅分布である．この結合効率からクロストークと挿入損失をそれぞれ以下の式により評価した．

$$X_n = \frac{\eta_t}{\eta_n} \quad (n \neq t) \quad (5.9)$$

$$L = \frac{1}{\eta_t} \quad (5.10)$$

ただし、添え字 t は変換目標を意味し、入力光は強度の総和が 1 となるように規格化されているものとする．

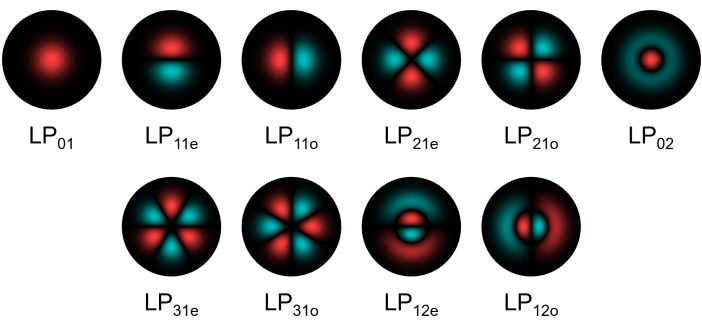


図 5.5 解析で変換目標とする空間モード

表 5.1 解析パラメータ

Wavelength	1550 nm
Grid number, $N_x \times N_y$	512×512
Grid pitch, $d_x = d_y$	$10.0 \mu\text{m}$
Magnification of reducing optical system, $1/M$	$1/100$
Intensity modulation level	256
Phase modulation level	256
Core diameter of fiber	$15 \mu\text{m}$
Normalized frequency of fiber	6.273

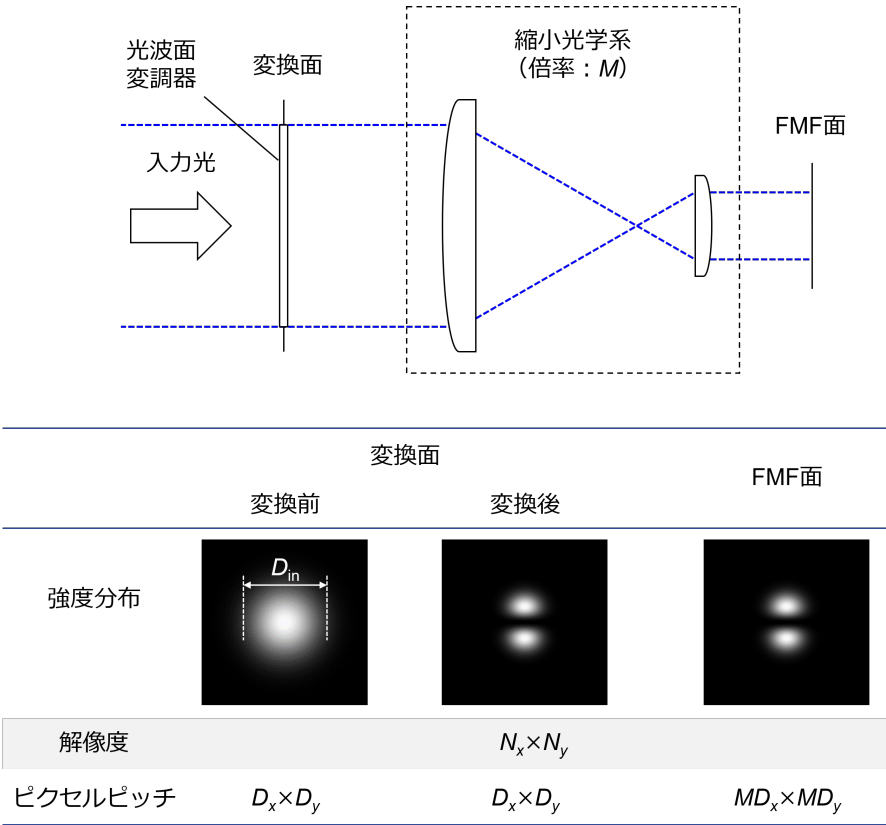


図 5.6 解析モデル

図 5.7 に解析によって得られた変調後の複素振幅分布を示す．従来法では変換目標である LP_{11e} の複素振幅分布を正確に再現しているのに対し，波面重ね合わせ法による出力は強度分布が LP_{11e} とは異なる分布として得られている．ここで，これらの出力から変換目標成分への結合係数を算出し，出力に含まれる変換目標成分の断面強度プロファイルをグラフ化したものを図 5.8 を示す．図 5.8 より，従来法では変換目標成分の強度分布は入力光の強度分布に内接するような分布として得られたが，波面重ね合わせ法ではそれを部分的に上回るような結果が得られる．これは，波面重ね合わせ法を適用することにより 5.2 節で述べた強度変調による限界を超えた出力を行えることを意味している．続いて，各変換目標に対する最大クロストーク，および，挿入損失を評価した結果を図 5.9，図 5.10 にそれぞれ示す．最大クロストークについてはいずれの手法においても -70 dB 以下と極めて低い値が得られた．このことより，波面重ね合わせ法における出力光は，変換目標以外の導波モード成分をほとんど有していないことが分かる．さらに，波面重ね合わせ法ではいずれの変換目標に対しても従来法よりも低クロストークでの変換が実現されている．これは，図 5.8 に示すように，従来法では入力光の強度分布が大きい領域に対して大きな減衰が与えられる一方，波面重ね合わせ法では全体的な減衰量は低く抑えられている．そのため，図 5.11 に示すように，強度変調のダイナミックレンジを有効に活用することができていることから従来法よりも低いクロストークでの変換が可能になると考えられる．また，挿入損失は全ての変換目標に対して従来法よりも低い値を示している．以上より，波面重ね合わせ法により従来よりも高効率な空間モード変換がクロストークの悪化を伴わずに実現されることが実証された．

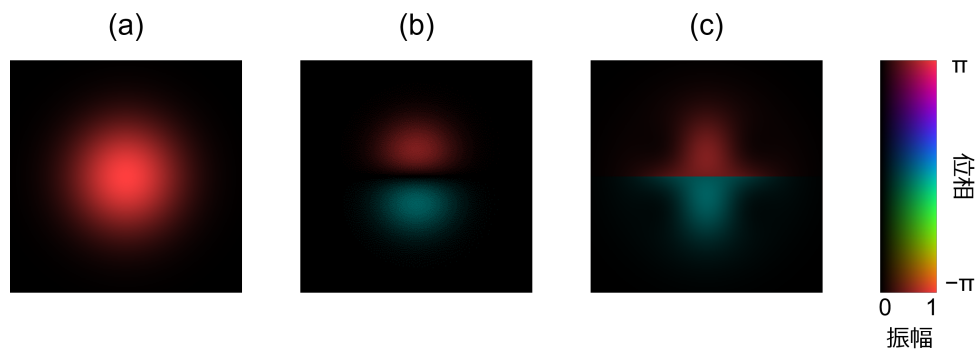


図 5.7 数値解析により得られた複素振幅分布（変換目標： LP_{11e} ）．(a) 入力光，(b) 従来の複素振幅変調による出力，(c) 波面重ね合わせ法による出力

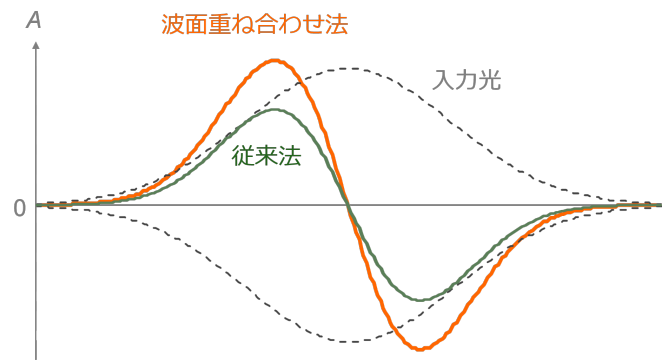


図 5.8 従来法の出力と波面重ね合わせ法による出力に含まれる変換目標成分の断面強度プロファイル

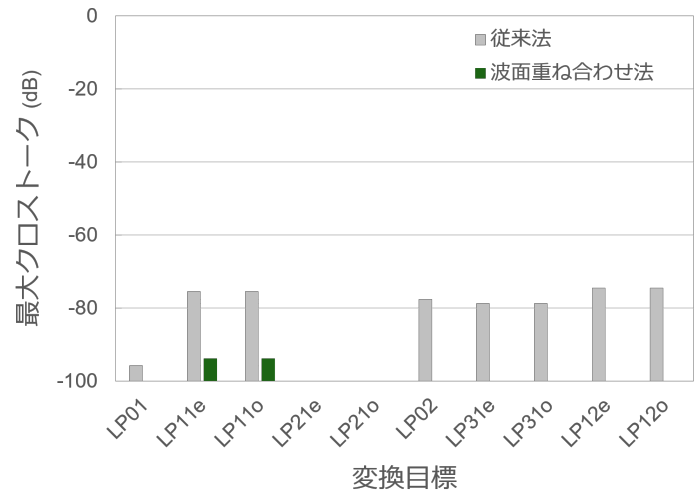


図 5.9 各変換目標に対して生じた最大クロストーク．グラフに現れていないものについては全て -100 dB 以下である

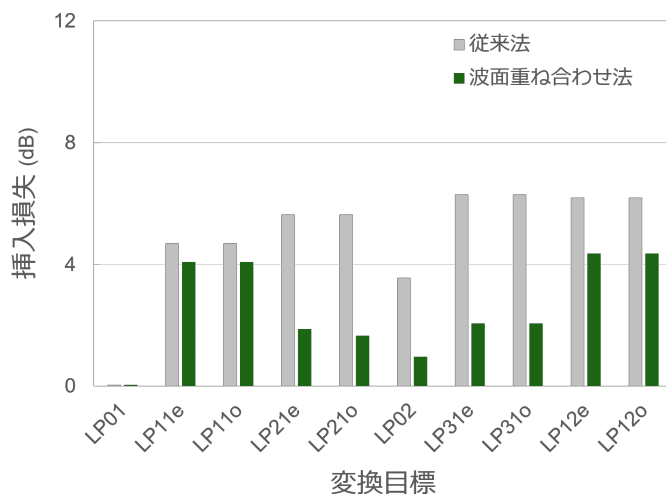


図 5.10 各変換目標に対する挿入損失

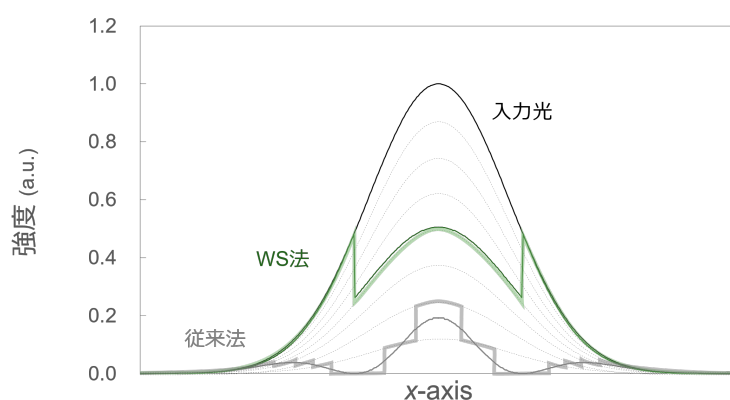


図 5.11 強度変調の量子化と変換性能との関係の概念図. 変換目標は 10 モードファイバ中の LP_{02} で, グラフの点線は 8 値の強度変調によって得られる動作曲線を, 細い実線は量子化を与えなかったときの出力強度分布, 太い半透明の実線は量子化を与えたときの出力強度分布を表す

5.4.2 入力ビーム径の最適化とモード多重数依存性の評価

次に, 4.3.1 節でも行ったように, 波面重ね合わせ法についても最適な入力ビーム径を求めるために数値解析を行った. また, 本節では, 多重伝送に利用されるモード数が 3, 6, 10, 15 のそれぞれの場合について最適な入力ビーム径を求め, 波面重ね合わせ法における変換性能のモード多重数依存性を評価した. 結果の比較のために位相変調のみを行った場合と従来手法による複素振幅変調を行った場合についても解析を行った. 解析条件やパラメータは先の解析とほとんど同様であるが, 表 5.2 に示すように, 各モード数に対してそれぞれ異なるパラメータのファイバを想定し, 入力ビーム径を変数として最大クロストークと挿入損失を評価した. ファイバのパラメータについて

は、ファイバの導波モード数を表す下式を参考に算出した。

$$N = \frac{\alpha}{2(\alpha + 2)} V^2 \quad (5.11)$$

ここで、 V はファイバの規格化周波数であり、真空中における波数 k_0 、コア半径 a 、コアおよびクラッドの屈折率 n_1 , n_2 を用いて以下の式によって表される。

$$V = k_0 a \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (5.12)$$

また、式 (5.11) 中の α は屈折率分布の次数であり、ここでは 2 乗屈折率分布のファイバを想定するため $\alpha = 2$ となり、導波モード数は $N = V^2/4$ となる。この式から所望とする導波モード数を有するファイバのパラメータを設定したが、簡単のためにコア屈折率や比屈折率差を同じものとしてコア径を変化させることで各条件のモード数を有するようなファイバとなるようにした。

表 5.2 ファイバパラメータ

Number of modes	3	6	10	15
Core diameter	8.2 μm	12.0 μm	15.0 μm	18.5 μm
Normalized frequency	3.432	5.022	6.273	7.742

図 5.12 に 10 モードファイバ中の LP_{110} を変換目標としたときの入力ビーム径と各導波モードへの結合効率の関係を示す。まず、図 5.12(a) に示すように、位相変調のみの場合は変換目標である LP_{110} 以外に LP_{310} と LP_{120} が生じており、入力ビーム径を調節したとしても、変換目標に対する結合効率との比で表されるクロストークは -10 dB 程度生じる。対して、図 5.12(b), および、5.12(c) では入力ビーム径によらず極めて低いクロストークでの変換が実現できているが、変換目標に対する結合効率は位相変調のみの場合と比べて大きく変化している。図 5.12 には示していない、他のファイバや他の空間モードを変換目標とした場合においても、入力ビーム径に対する結合効率の傾向は変わらない。そのため、以降では、位相変調のみの場合は生じるクロストークの最大値が最小となるとき、従来法および波面重ね合わせ法による複素振幅変調の場合は変換目標に対する結合効率が最大となるときをそれぞれ最適な入力ビーム径として定義する。また、各手法、各ファイバ、各変換目標に対する最適値をまとめたものを図 5.13 に示す。

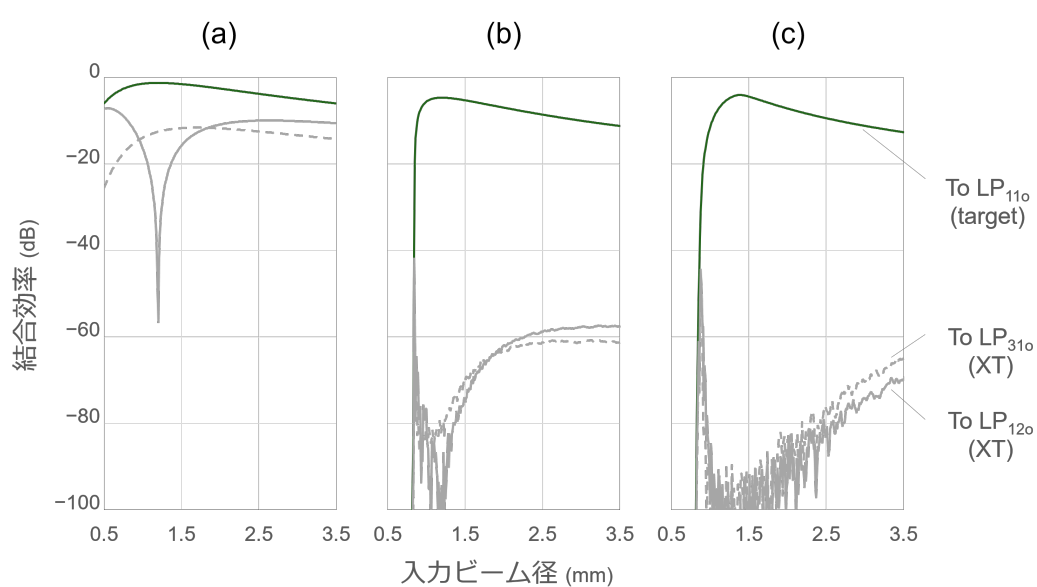


図 5.12 各手法に対する入力ビーム径と LP_{110} を変換目標としたときの各導波モードへの結合効率の関係. (a) 位相変調のみ, (b) 従来の複素振幅変調, (c) 波面重ね合わせ法による複素振幅変調

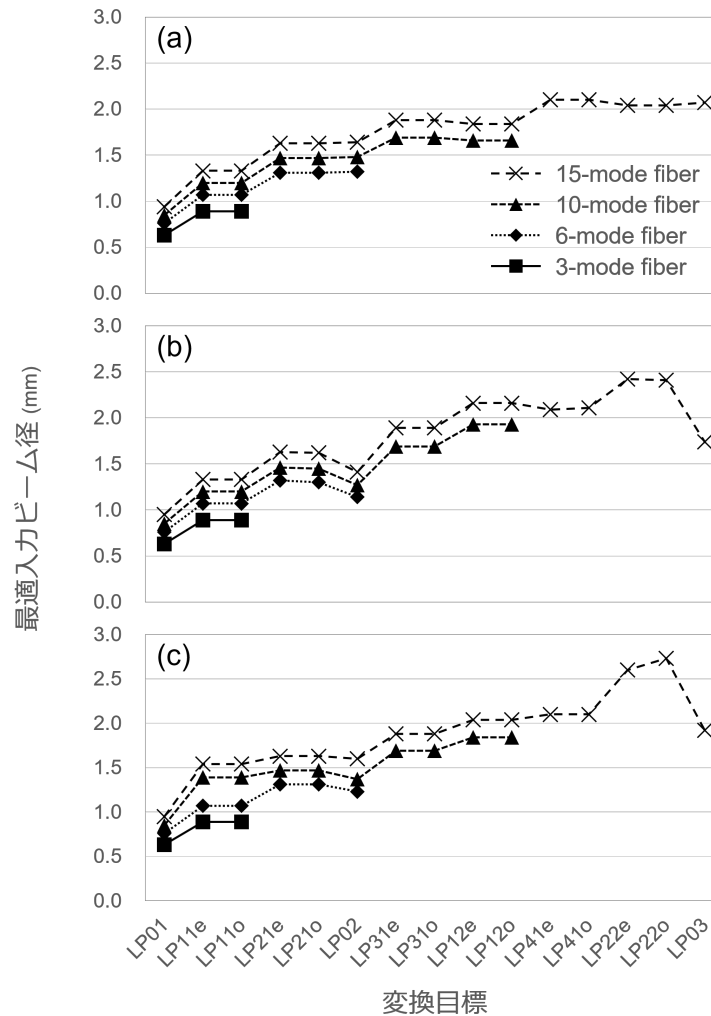


図 5.13 各手法，各ファイバに対する変換目標毎の最適入力ビーム径．(a) 位相変調のみ，(b) 従来の複素振幅変調，(c) 波面重ね合わせ法による複素振幅変調

続いて，入力ビーム径を最適化したうえで各手法の変換性能を比較する．図 5.14 に変換目標を LP_{11o} としたときの変換後の強度分布をファイバごとに示す．まず，図 5.14(a)，5.14(b) に示す従来の変換手法では，ファイバの導波モード数に係わらず，位相変調のみの場合は強度分布は入力光の強度分布が，従来の複素振幅変調では LP_{11o} の強度分布がそれぞれ現れている．一方で，波面重ね合わせ法では，出力強度は 6 モードファイバと 10 モードファイバとの間で急激に変化している．これは，10 モードファイバ以降では LP_{31o} と LP_{12o} が導波モードに含まれており，式 (5.7) の過程で差し引かれる導波モード成分が発生するためである．以降では，全変換目標に対する変換性能をファイバごとにまとめることで，導波モード数依存性を評価する．まず，図 5.15 に全変換目標について生じたクロストークの最大値をファイバごとにまとめたグラフを示す．従来の複素振幅変調と波面重ね合わせ法では導波モード数が増加した場合であっても -60 dB 以下のクロストークでの変換が実現される．ここで，いずれの導波モード数に対しても，波面重ね合わせ法の方が従来の複素振幅変調よりもクロストークが低い，これは 5.4.1 節で述べたように，波面重ね合わせ法の方が強度変調のダイナミックレンジを有効に使えているためであると考えられる．一方で，位相のみの

変調では6モードファイバでは約 -30 dB, 10モードファイバ以降では約 -10 dB と, 導波モード数が多くなるに従い急激に変換精度が低下する. 次に, 図 5.16 に同じく挿入損失についてまとめたグラフを示す. いずれの手法においても, 導波モード数が多くなるに従い損失が徐々に増大する傾向にあるが, 波面重ね合わせ法では6モードと10モードとの間で大きく損失値が変動している. これは, 図 5.14(c) のように LP_{11} を目標とした変換において出力分布が大きく変化し, 結果として損失の増大を招いたと考えられる. しかし, 15モードファイバに対しても, 従来の複素振幅変調の場合と比較して約 2.4 dB 高効率な変換が実現されている. 以上の結果から, 波面重ね合わせ法は3手法の中で最も高精度に, かつ, 比較的低損失でのモード変換が可能であることが示された. なお, 今回は15モードまでを対象に解析を行ったが, それ以降に対しても, 導波モード数の増加に従い波面重ね合わせ状態の導出過程で差し引かれるによる成分が増加することから, 変換性能は従来の複素振幅変調による変換に近づいていくことが考えられる. しかし, 式 (5.7) において $k \rightarrow \infty$ としたときによりやうく従来法と同様に変換目標のみを出力することとなるため, どれほど多くの空間モードを多重伝送に利用しようとも, 従来法を下回るような性能にはならないと考えられる.

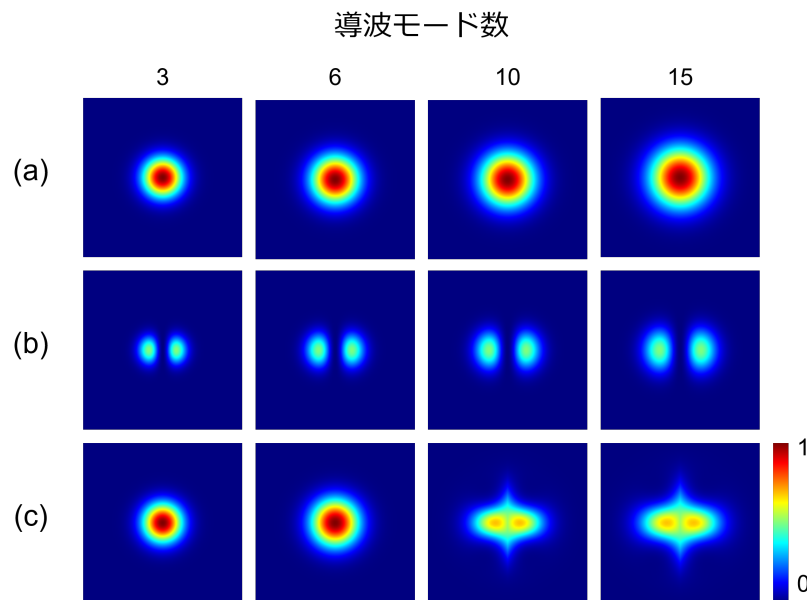


図 5.14 ファイバの導波モード数に対する変換後の強度分布の比較 (変換目標: LP_{110}). (a) 位相変調のみ, (b) 従来の複素振幅変調, (c) 波面重ね合わせ法による複素振幅変調

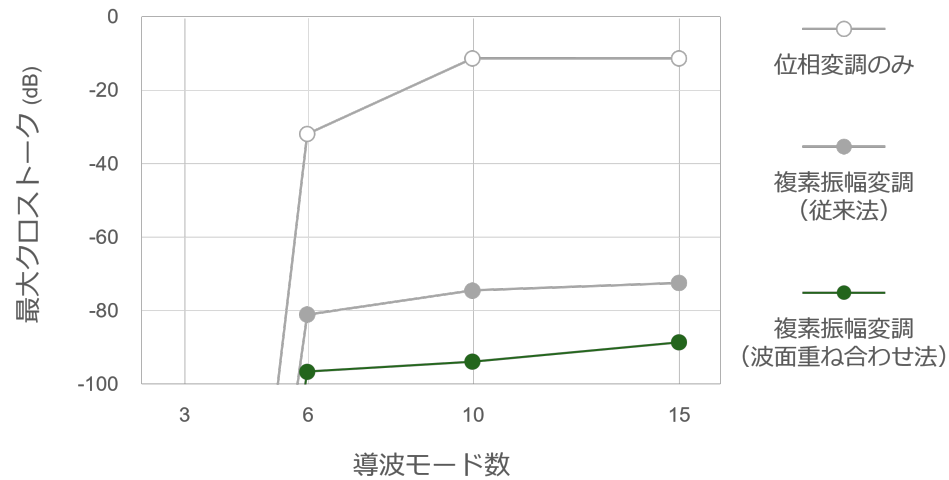


図 5.15 ファイバごとの全変換目標に対する最大クロストーク．導波モード数が 3 の場合はいずれの手法においてもクロストークは -100 dB 以下である

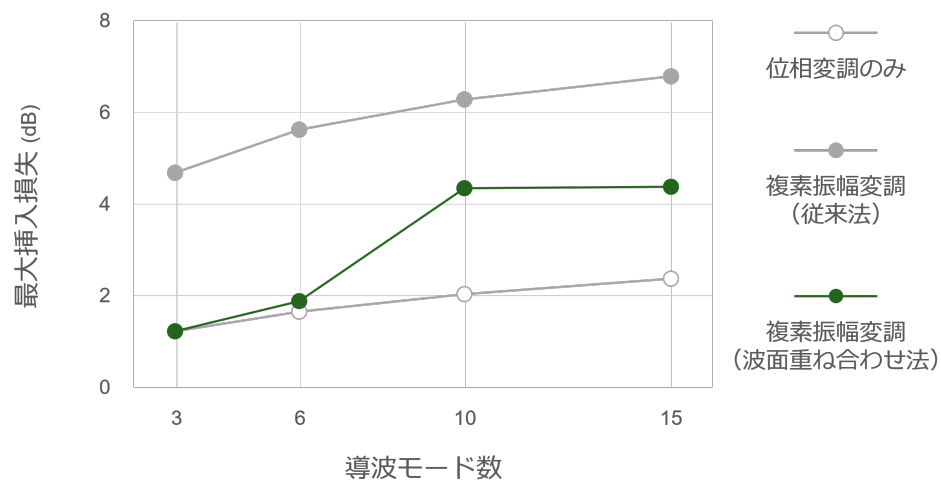


図 5.16 ファイバごとの全変換目標に対する最大の挿入損失

5.5 原理実証実験

5.5.1 実験概要

前節において数値解析による原理実証を行ったが、本節では実験により改めて性能を評価した．変換目標は 10 モードファイバの各導波モードとし、位相変調のみによる場合と従来の複素振幅変調を与えた場合についても実験を行い変換性能を比較した．本実験では、入力ビーム径が固定であるため、PSLM に与える分布の拡大率を変換目標毎に変化させることで入力ビーム径を最適化した場合と同じ状況での実験を行った．複素振幅分布の変調方式は二重位相ホログラムとし、変調パターンに傾斜位相を付加して変調光と不要 0 次光（4.4 節参照）との間に角度差を与えることで、空間

フィルタにより不要 0 次光を除去 [6] した。また、ピクセルマッチングや光学収差の補償などについては 4.5 節と同様に行った。変換性能の評価についても、4.5 節と同様にクロストークと挿入損失を算出することで行った。以下には評価指標である結合効率 η_n 、クロストーク X_n 、挿入損失 L の算出式 (4.3), (4.4), (4.6) を再掲する。

$$\eta_n = \left| \sum_x \sum_y E_{\text{conv}}(x, y) \cdot P_n(x, y) \right|^2$$

$$X_n = \frac{\eta_t}{\eta_n} \quad (t \neq n)$$

$$L = \frac{P_{\text{in}}}{\eta_t P_{\text{conv}}}$$

ここで、 $E_{\text{conv}}(x, y)$ 、 $P_n(x, y)$ はそれぞれ変換後の光波と n 番目の導波モードの複素振幅分布であり、各複素振幅分布は強度分布の総和が 1 になるように規格化されている。さらに、添え字 t は変換目標を表し、 P_{in} と P_{conv} はそれぞれ実光学系上で取得した入力光と変調後の光波の光パワーである。

5.5.2 実験光学系

実験のための光学系を図 5.17 に示す。光源には波長 532 nm の CW レーザ (DPSS) を用い、レーザ光を SMF へと結合することで基本モードを得た。ここで、4.5 節と同様、光源の波長は実験の簡単のために 532 nm を用いた。SMF から出射した基本モードを有する光波は対物レンズ (OL) により直径約 1.2 mm でコリメートされ、半波長板 (HWP1) と偏光ビームスプリッタ (PBS)、ビームスプリッタ (BS1) を通過して PSLM (phase-type spatial light modulator) を照射する。ここで、HWP1 で偏光方位を回転させることにより PBS の分岐比を制御することができる。PSLM に表示する画像については、 2π の位相変調を与える階調値が仕様により 157 と与えられているため、グレースケール値をこれに合わせて設定した。また、変調パターンには不要 0 次光を回避するために傾斜位相が付加されている。このとき、図 5.18 に示すように、与える傾斜位相パターンの折り返しの刻みによって傾斜角は変化し、傾斜角が大きいほど不要 0 次光との区別は容易だが出力される強度が低下する。本実験では、出力として得る空間モードの空間スペクトル幅は十分に狭く、折り返しの刻みが 8 ピクセル程度であっても十分にフィルタリングが可能であることから、 x 軸、 y 軸ともに 8 ピクセル刻みの傾斜位相パターンを付与し、PSLM を傾けて変調光が光軸上に現れるようにした。PSLM による位相変調を受けた光波は BS1 を反射し、2 枚のレンズ (L1, L2) からなるリレー光学系を介して CCD に導かれる。このリレー光学系は PSLM の液晶表面が CCD の素子表面に結像するような配置となっている。PSLM と CCD を結像するレンズの間に設置されている光彩絞り (Iris) は、不要 0 次光を排除するとともに、二重位相ホログラムから生じる不要な回折光を除去するために用いられる。一方で、PBS を反射した光波は波面計測の際の参照光として用いるため、HWP2 で偏光方位を 90° 回すことで変調後の光波との偏波面を一致させた。その後、ビームエキスパンダ (BE) によりビーム径を十分に広げられた後に BS2 を反射し、CCD 上で変調後の光波と干渉させた。このときの入射角には変調後の光波の入射角に対して x 軸、 y 軸ともに 3° 程度の傾斜を与えることで干渉縞を生成し、CCD で取得した干渉縞の強度分布からフーリエ変換法により変調後の波面を計測した。

挿入損失を評価するために必要となる入力光と変換後の光波の光パワーについては、それぞれ図 4.14 中の丸印をつけた箇所で測定した。また、本実験系においても 4.5 節と同様、光源と SMF の

接続は自由空間上で行われており、大気揺らぎなどの影響により SMF への結合効率が時間的に揺らいでいるため、測定される光パワーの値は 10% 程度の揺らぎを有していることから、損失値については厳密な値ではないことに注意されたい。

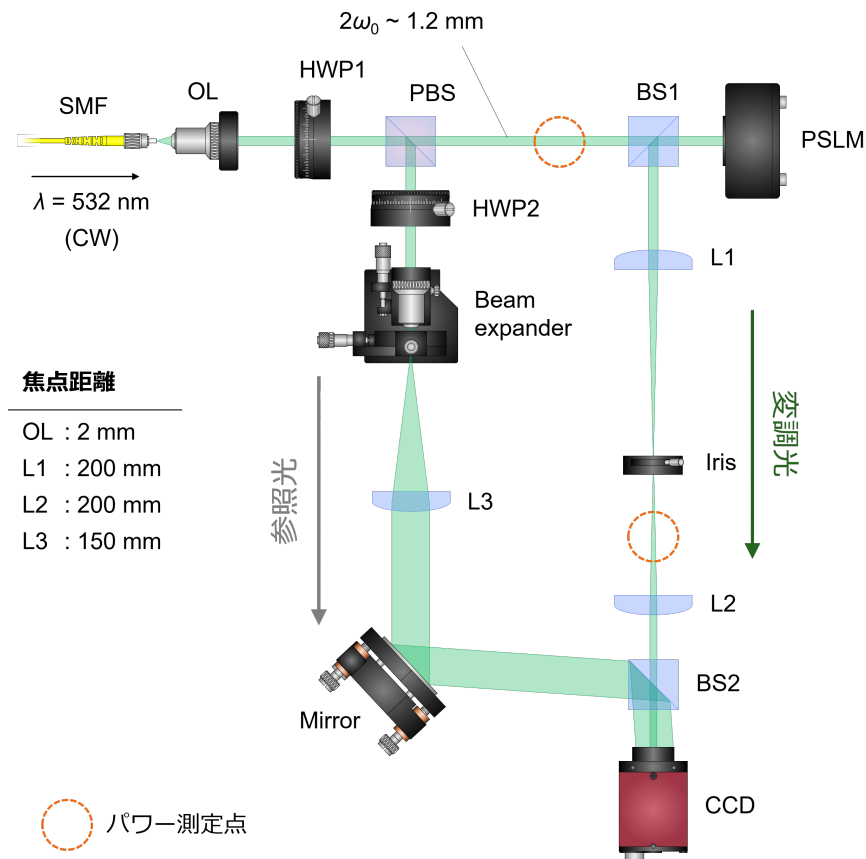


図 5.17 波面重ね合わせ法の原理実証のための実験光学系. SMF : single-mode fiber, L : lens, M : mirror, OL : objective lens, HWP : half-wave plate, BS : beam splitter, PBS : polarizing BS, PSLM : phase-type spatial light modulator, CCD : charge-coupled device

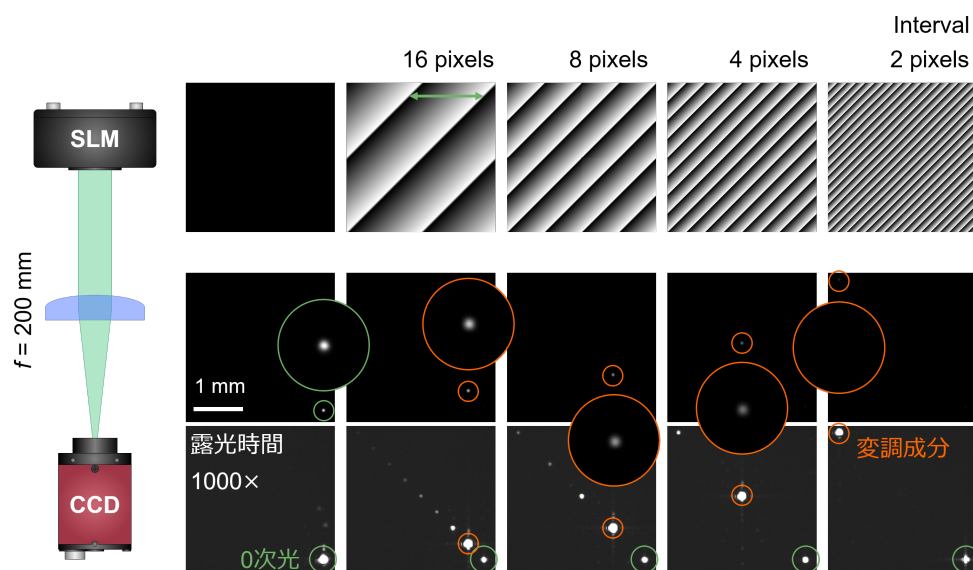


図 5.18 変調パターンに与える傾斜位相パターンの折り返し周期と空間周波数面における不要 0 次光との距離の関係

5.5.3 実験結果

図 5.19 に各手法によって変調された光波の複素振幅分布を示す。図 5.19(a) に示す位相変調のみの結果については、位相分布の境界部分で強度が欠落している以外は入力光の強度分布を維持している。また、5.19(b) に示す従来の複素振幅変調による出力は、高い精度で空間モードの波面を再生していることが分かる。一方で、図 5.19(c) に示す波面重ね合わせ法の出力分布は変換目標に応じて分布の傾向が異なっている。LP₀₁, LP_{21e}, LP_{21o}, LP_{31e}, LP_{31o} の 5 つについては、位相変調のみを与えた場合の結果とほとんど変化が見られない。これらの空間モードについては、位相分布の変調のみを与えた状態が既に他の導波モードと直交しており、(5.7) の過程で差し引かれる空間モード成分が存在しない。そのため、位相変調のみの場合と波面重ね合わせ法とでは同様の波面が出力として得られる。それ以外の導波モードを変換目標としたときの結果については、図 5.19(a) および 5.19(b) のいずれとも一致していない。しかし、得られた波面について導波モードに結合する成分のみを抽出することで 10 モードファイバへの結合をシミュレートした結果、図 5.19(d) に示すように変換目標成分のみが得られていることが確認された。

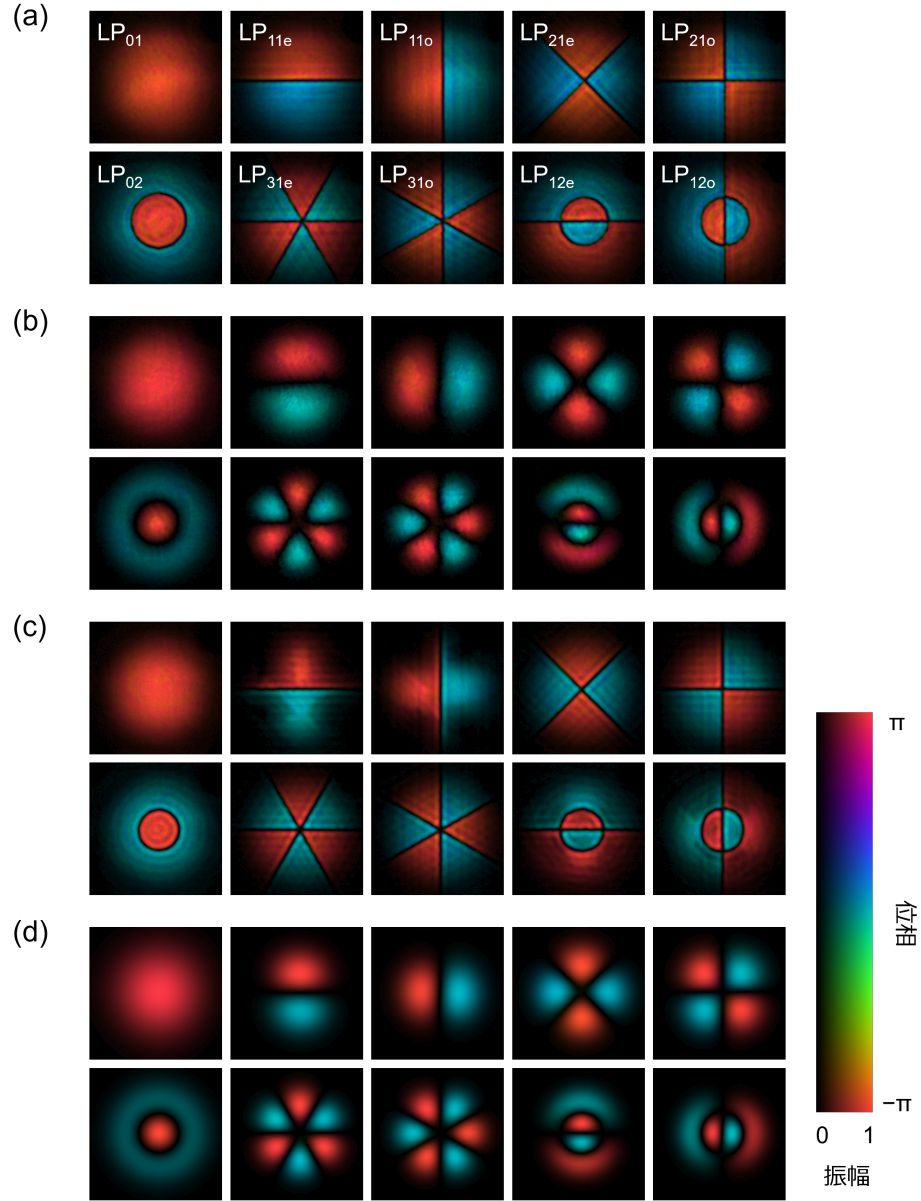


図 5.19 計測された複素振幅分布. (a) 位相変調のみ, (b) 従来の複素振幅変調, (c) 波面重ね合わせ法による複素振幅変調, (d)(c) の結果に対して導波モード成分のみを抽出した結果

続いて、全変換目標に対して生じたクロストークと挿入損失を評価した結果について述べる。まず、図 5.20 に変換目標毎に生じたクロストークの最大値を示す。位相変調のみの場合は複数の変換目標において大きなクロストークを生じているが、従来の複素振幅変調と波面重ね合わせ法では全変換目標に対して -20 dB 以下のクロストークでの変換が実現された。しかし数値解析の結果（図 5.9）と比べると大きなクロストークが生じているが、この原因については入力光が理想的なガウシアン分布となっていないことや、変調や計測の不完全性など、実験的な要因が考えられる。次に、図 5.21 に示す変換目標に対する挿入損失を示すより、 LP_{01} , LP_{21e} , LP_{21o} , LP_{31e} , LP_{31o} の 5 つの空間モードについては位相変調のみの場合と波面重ね合わせ法で同等の値が得られた。これは、先述した通り、これらの空間モードについては出力される波面が同一となるためである。それ以外の空間モードについては、位相変調のみの場合が最も効率的であるが、図 5.20 より大きなクロス

トークを生じた。波面重ね合わせ法では、いずれの変換目標に対しても従来の複素振幅変調よりも効率的な変換が実現されており、その差は平均で約 2.8 dB であった。また、挿入損失についても数値解析の結果 (5.10) と比較すると、数値解析では 0 10 dB 程度に対して実験では 8 16 dB と大幅に異なっている。これは、数値解析では吸収や端面反射などによる損失を考慮していないだけでなく、入出力パワーの計測位置間に数値解析では考慮していない BS が挿入されていることと、不要 0 次光を排除するために変調パターンに傾斜位相を付加していることが原因となっている。そこで、図 5.18 に示す傾斜位相のみを PSLM に与えたときの入出力パワー比 8.53 dB を各結果から差し引くと数値解析結果とよく一致することが分かる。以上の結果より、波面重ね合わせ法によりクロストークの悪化を伴うことなく従来の複素振幅変調よりも高効率な空間モード変換が可能であることが確認された。

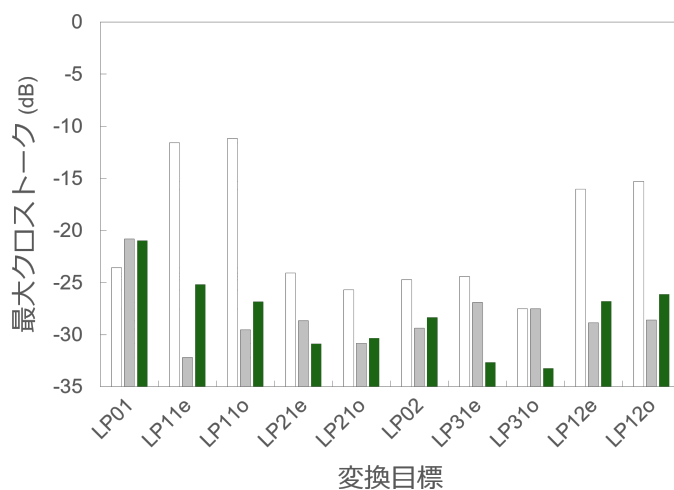


図 5.20 各変換目標に対するクロストークの最大値

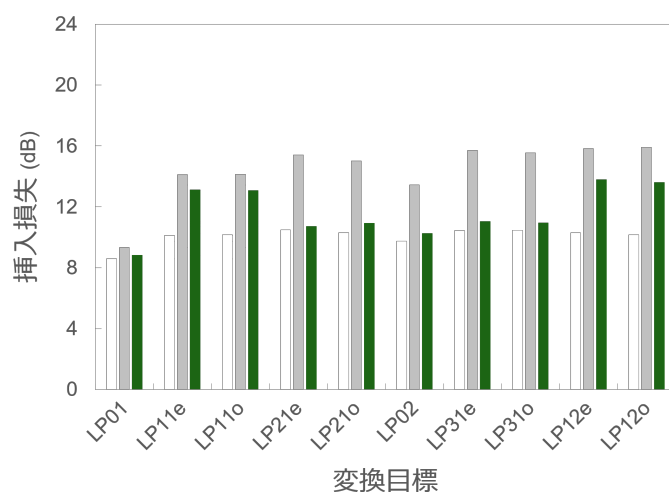


図 5.21 各変換目標に対する挿入損失

5.6 まとめ

本章では、空間モード間の波面の重ね合わせの結果生じる空間的な波形変化を利用した空間モード変換理論である波面重ね合わせ法を提案した。まず、波面重ね合わせ状態が目標とする成分を従来の限界よりも多く含み得る理屈について簡単なモデルを用いて説明した。そして、波面重ね合わせ状態の導出法について解説し、数値解析により提案手法の効果を確認した。その後、実験による原理実証を通じて提案手法を導入することにより変換目標の波面を再生する従来方式よりも高効率な空間モード変換が実現可能であることを実証した。

なお、本章では波面重ね合わせ法をモード変換へと適用した場合についてのみ取り扱ったが、基底間の重ね合わせによる波形変化が波面変調の高効率化に寄与し得るという波面重ね合わせ法の基本的な考え方は空間モード以外の基底系においても有効であると考えられる。例えば、基底として空間周波数を選択した場合は、該当するフィルタはレンズとピンホールによって構成される一般的な光学空間フィルタである。この場合に波面重ね合わせ法を適用することで、最終的に出力される空間周波数成分に制限がかかるものの、光利用効率の向上が期待できる。

参考文献

- [1] 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* **22**, 11918–11929 (2014).
- [2] K. Igarashi, D. Souma, T. Tsuritani, and I. Morita, “Performance evaluation of selective mode conversion based on phase plates for a 10-mode fiber,” *Opt. Express* **22**, 20881–20893 (2014).
- [3] W. Q. Thornburg, B. J. Corrado, and X. D. Zhu, “Selective launching of higher-order modes into an optical fiber with an optical phase shifter,” *Opt. Lett.* **19**, 454–456 (1994).
- [4] C. K. Hsueh and A. A. Sawchuk, “Computer-generated double-phase holograms,” *Appl. Opt.* **17**, 3874–3883 (1978).
- [5] S. Shwartz, M. A. Golub, and S. Ruschin, “Computer-generated holograms for fiber optical communication with spatial-division multiplexing,” *Appl. Opt.* **56**, A31–A40 (2017).
- [6] H. Zhang, J. Xie, J. Liu, and Y. Wang, “Elimination of a zero-order beam induced by a pixelated spatial light modulator for holographic projection,” *Appl. Opt.* **48**, 5834–5841 (2009).

6

反復空間クロスモジュレーションの 空間モード変換への適用

6.1 はじめに

前章までは，位相板や計算機合成ホログラム，デュアルフェーズモジュレーションなど，1 ステップでの波面変調による空間モード変換について議論してきた．これらの波面変調手法に対して，空間クロスモジュレーション（spatial cross modulation : SCM）[1] は位相変調型空間光変調器（phase-type spatial light modulator : PSLM）とランダム拡散板による位相分布の変調を直列で与える 2 ステップの波面変調技術である．SCM は光学系を構成する要素が全て位相変調素子であり，強度分布の変調に空間的な減衰を必要としないことから，極めて高い光利用効率での波面変調が可能であるが，図 6.1 に示すように，高い変調精度を実現するためには再生場の解像度に対して十分高い変調解像度が必要となる．そこで，PSLM に与える分布を導出する過程に反復計算を導入することで，比較的低い変調解像度からでも高い変調精度を実現する反復 SCM（iterative SCM : ISCM）が提案されている [2]．しかし，ISCM では PSLM に照射される入力光は均一な強度分布を有した平面波が前提となっており，基本モードを有した光波が入力光となる空間モード変換では十分な精度が得られない．

本章では，ISCM を空間モード変換へと導入するために，平面波以外の入力に対しても反復計算による効果が得られるように拘束条件を改良した反復計算アルゴリズムを提案する．以下では，従来の反復計算アルゴリズムについて動作原理を説明し，入力光を平面波に制限している要因を考察する．その後，提案アルゴリズムについて原理を説明し，数値解析によりアルゴリズム改良の効果を評価する．最後に，提案アルゴリズムを導入した ISCM による空間モード変換について実験を行い，従来のアルゴリズムと性能を比較することにより提案アルゴリズムの優位性を示す．

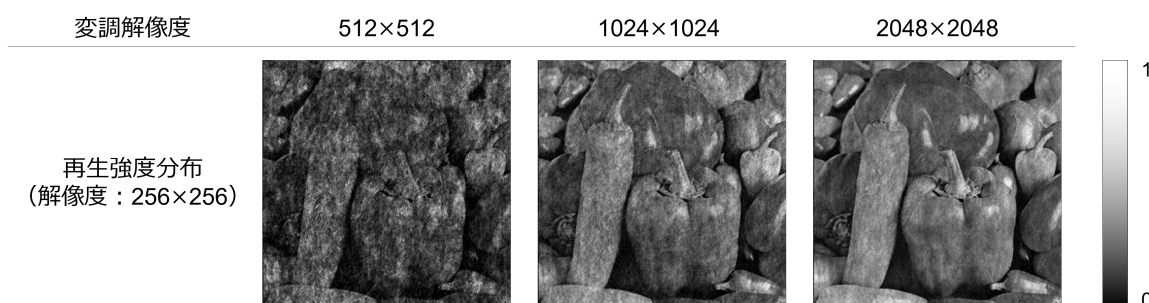


図 6.1 SCM による再生強度分布と変調解像度

6.2 反復空間クロスモジュレーション

図 6.2 に Qi らによって提案された従来の反復計算アルゴリズムの動作フローを示す．まず最初に所望とする強度および位相分布の周囲にダミーの計算領域を設ける (i)．その後，2 次元フーリエ変換を行い，拡散板の位相透過関数を乗じて再度 2 次元フーリエ変換を行う (ii)．このとき図中の PSLM 面には所望とする光波が拡散された状態が得られる．ここで，PSLM 面における拘束条件として，強度分布を均一化する (iii)．その後，位相分布の符号を反転することで位相共役状態を生成し，拡散過程を逆方向に辿る計算を行う (iv)．このとき物体面の中心部分には所望とする波面が再生されるが，完全に均一ではない拡散強度を均一化したことにより完全な位相共役過程となっていないことから，低精度な再生像が得られる．そこで，物体面における拘束条件として，この再生像の画像領域のみを所望とする分布で置き換える (v)．ダミー領域は強度，位相ともに再生像に生じたノイズを保持しており，この領域が最適化の自由度を与えることとなる．以上の (ii) から (v) の過程を繰り返すことにより，PSLM 面に均一な強度分布を有する光波が入力したときに物体面の画像領域が所望とする波面を与えるように PSLM 面の位相分布，物体面のダミー領域の波面が最適化されていく．

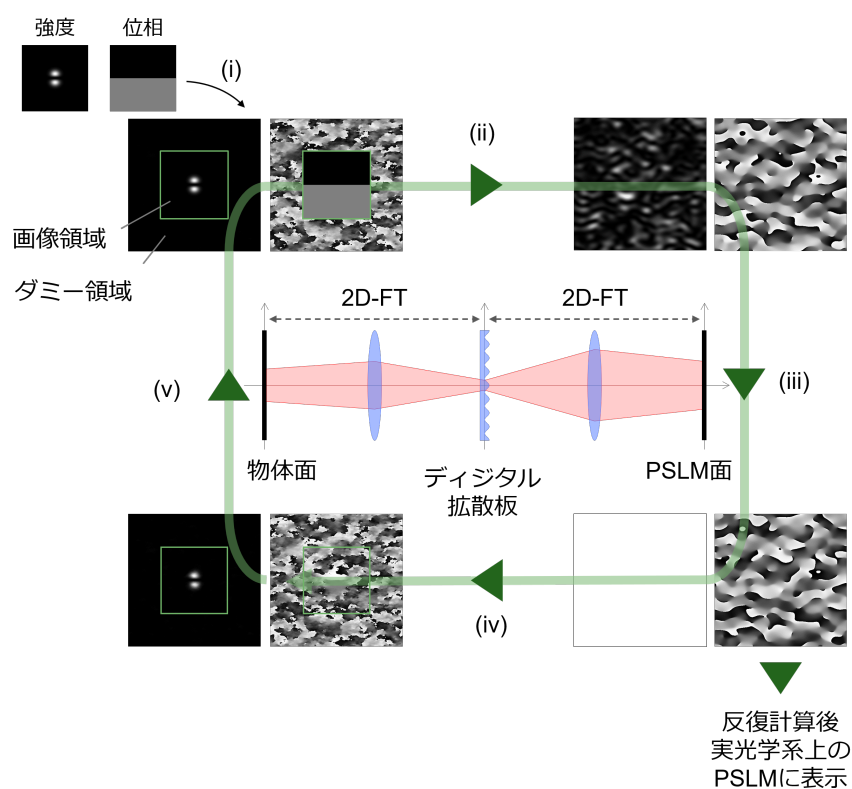


図 6.2 従来の反復計算アルゴリズムの動作フロー

図 6.3 に示すように，反復計算の回数増加に応じて再生波面と SLM 面の強度分布はいずれも拘束条件として与えたものに近づいていることが分かる．反復の効果は早い段階から現れており，30 回程度の反復で十分高精度な変調が実現できる．これは，類似する G-S（Gerchberg-Saxton）アルゴリズム [3] による位相推定などでは，初期状態としてランダムな分布を与えることが多いが，ISCM では初期状態の時点ですでにある程度所望とする結果に近い出力が得られることから，解の収束が早くなっていると考えられる．しかしながら，30 回の反復によって得られた位相分布にガウシアン

分布の強度を有する光波が入力したときの再生像は図 6.4 に示すように、反復を行わなかった場合とほとんど変わらない。空間モード変換では入力光は基本モードを有していることから、ISCM を空間モード変換へと適用しても反復計算による効果が得られず低精度な変換となってしまふ。

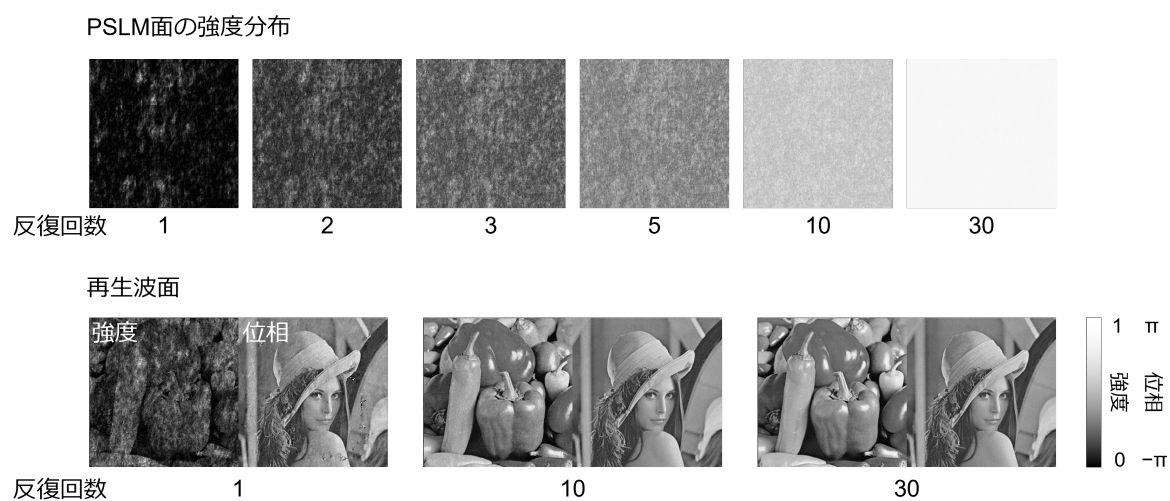


図 6.3 物体面画像領域の波面と PSLM 面の強度分布の収束の様子

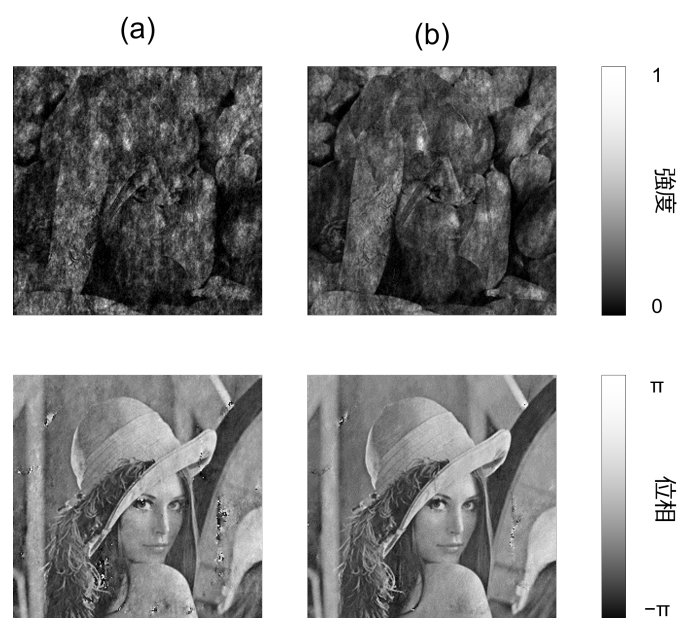


図 6.4 ガウシアン分布の強度が入力したときの再生像. (a) SCM（反復計算なし），(b) 30 回の反復計算による ISCM

6.2.1 任意の入力強度分布に適応した反復計算アルゴリズム

先で述べたように、ISCM は精度と効率の両立が可能な高いポテンシャルを有した波面変調法であるといえる。ただし、平面波が入力することが前提となっており、ガウシアンビームが入力すると精度が著しく低下してしまう。従来においても理想的な平面波を入力光として用意することは難

しく、レーザ光源やシングルモードファイバ（single-mode fiber : SMF）から出射するガウシアンビームを PSLM の変調領域に対して十分に拡大し、その中央部分の強度分布が比較的均一な領域を抽出することで擬似的な平面波を獲得してきた。空間モード変換においても入力光は SMF から生じるため、この方法は適用可能であるが、光波の一部分のみを利用することから大きな損失を生じることとなる。したがって、ISCM では、現実的には効率と精度の両立が困難であるといえる。そこで、本章では、図 6.5 に示すような新たな反復計算アルゴリズムを提案する。基本的な動作は図 6.2 と同様であるが、PSLM 面における拘束条件について、従来では強度分布を均一化していたところを入力光の強度分布で置き換えるように変更している。この変更により、指定した強度分布を有する光波が入力してきたときに所望の波面が出力として得られるように最適化が進行していく。このアルゴリズムを適用するためには事前に入力光の強度分布を把握しておく必要があるが、空間モード変換の場合は SMF のコア径や光源波長、コリメートレンズの焦点距離など光学系のパラメータから入力強度分布を算出することが可能である。また、撮像素子などにより入力光強度分布を事前を取得することができれば、ガウシアンビームだけでなく任意の入力条件に適用することが可能であり、図 6.6 に示すように、反復計算の回数増加に従って PSLM 面の強度分布が設定した強度分布へと収束していく。

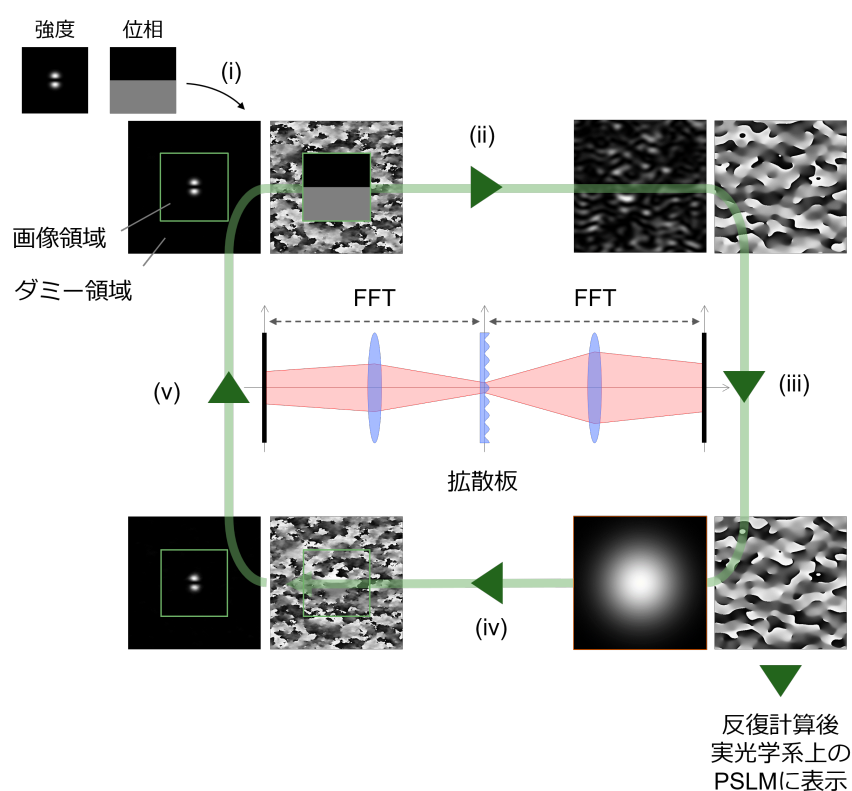


図 6.5 提案する反復計算アルゴリズムの動作フロー

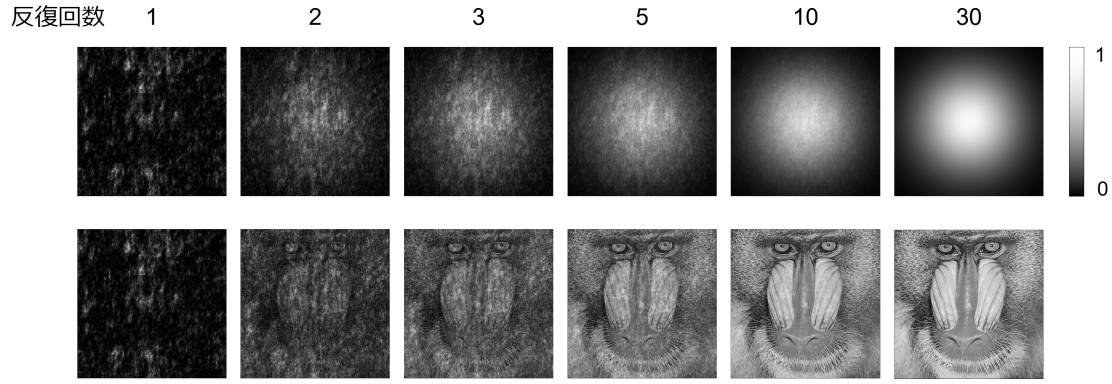


図 6.6 任意の画像を入力強度分布としたときの収束の様子

6.3 特性解析

6.3.1 変調性能の入力ビーム径依存性

先述したように，提案アルゴリズムを ISCM に導入することにより，任意の入力強度分布に対して高精度な変調が可能となる．しかしながら，ガウシアンビームが入力するとき，ビーム径が変調領域に対して極端に小さい場合は，PSLM の変調自由度が十分に使用されなくなり変調精度が低下する可能性がある．そこで，本節では，入力ビーム径を変数としたときの変調性能の変化を数値解析により評価する．解析モデルを図 6.7 に，解析パラメータを表 6.1 に示す．ここで，PSLM は理想的な変調を与えるものと仮定し，位相変調量に対する量子化は行わず，解析領域と同じ解像度での変調を与えるものとした．所望とする強度および位相分布としては，図 6.8 に示す標準画像をそれぞれ用いた．ランダム拡散板については，C 言語の標準ライブラリ関数である rand 関数を用いて，区間 $[0, 2\pi]$ の一様乱数による位相変調を与えるものとした．入力ビーム径はピーク強度の $1/e^2$ となる半径 ω を PSLM の変調領域幅の半分 $N_x D_x/2$ で規格化することにより，規格化入力ビーム径 ω_{st} を定義し，0.1 から 3.0 まで 0.1 刻みで変化させた．

変調性能は強度および位相分布として与えた画像に対する PSNR (peak signal-to-noise ratio) と光利用効率によって評価した．PSNR は以下の式によって求められる．

$$PSNR = 10 \log_{10} \left(\frac{\max [O(m, n)]^2}{\frac{1}{N_{px} N_{py}} \sum_{m=0}^{N_{px}-1} \sum_{n=0}^{N_{py}-1} |R(m, n) - O(m, n)|^2} \right) \quad (6.1)$$

ここで， $O(m, n)$ は元画像， $R(m, n)$ は再生された画像の強度および位相分布である．光利用効率については，入力光パワー P_{in} と出力光パワー P_{out} の比によって以下のように定義する．

$$\eta = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad (6.2)$$

ここで，ピーク強度 I_0 ，ビーム半径 ω のガウシアンビームの強度分布

$$I_{in}(x, y) = I_0 \exp \left[-\frac{2(x^2 + y^2)}{\omega^2} \right] \quad (6.3)$$

について，ガウス積分の公式

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-ax^2) dx = \sqrt{\frac{\pi}{a}} \quad (6.4)$$

を適用すると，強度の積分値，すなわち入力光パワーは

$$P_{\text{in}} = \frac{1}{2} \pi I_0 \omega^2 \quad (6.5)$$

と得られる．さらに，出力面における画像領域中の強度の総和に解析グリッドの面積を乗じた値より，出力光パワーを

$$P_{\text{out}} = \sum_{m=N_x/2-N_{px}/2}^{N_x/2+N_{px}/2-1} \sum_{n=N_y/2-N_{py}/2}^{N_y/2+N_{py}/2-1} I_{\text{out}}(m, n) D_x D_y \quad (6.6)$$

と求め，これらの値を式 (6.2) に代入することにより光利用効率を求めた．

解析結果を図 6.9 に示す．まず，光利用効率については， $\omega_{\text{st}} = 0.4$ で一度極小値を取った後に上昇し， $\omega_{\text{st}} = 1.1$ で最大値を取っている．その後は変調領域を照射する成分が減少することから，光利用効率は継続的に低下している． $\omega_{\text{st}} = 0.1$ で光利用効率が -6 dB となっている理由としては，図 6.10(a) に示すように，入力ビーム径が極端に小さい場合においては全く再生像が得られず，強度が解析領域全体に拡散しているためである．その後，ビーム径が大きくなるにつれて，一度画像領域の強度が低下していき， $\omega_{\text{st}} = 0.5$ を超えたあたりから所望の強度分布が画像領域に現れ始める．図 6.10 と照らし合わせて見ると， $\omega_{\text{st}} = 0.5$ 以降は PSNR が急激に向上するとともに，画像領域の強度も上昇する．この結果より，提案アルゴリズムを ISCM に適用した場合，比較的少ない変調自由度からでも所望の出力波面を得ることができるが，自由度を十分に使えているときと比べると高い効率は望めないといえる．そして， $\omega_{\text{st}} = 1.1$ では光利用効率が最大となり，PSNR の向上もほぼ平坦域に達していることから，提案アルゴリズムでは変調領域のサイズに対して約 1.1 倍のビーム径を有するガウシアンビームを入力光とすることで，効率と精度の両面で変調性能を最大化することがわかる．

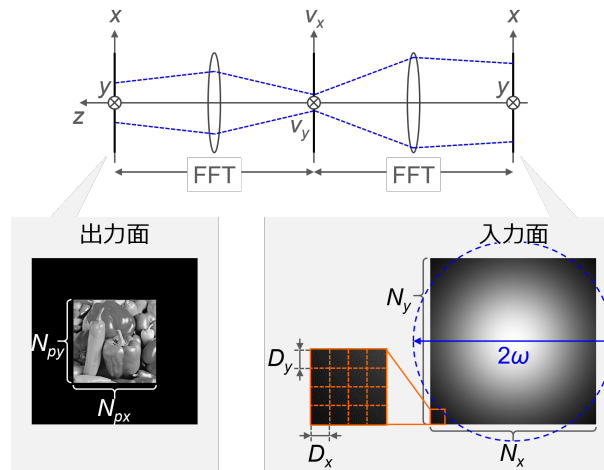


図 6.7 数値解析モデル

表 6.1 入力ビーム径依存性を評価するための解析パラメータ

Wavelength	532 nm
Normalized input beam radius, ω_{st}	0.1–3.0
Grid number, $N_x \times N_y$	512×512
Resolution of image area, $N_{px} \times N_{py}$	256×256
Resolution of diffuser	512×512
Phase modulation level of diffuser	256
Number of iteration	30

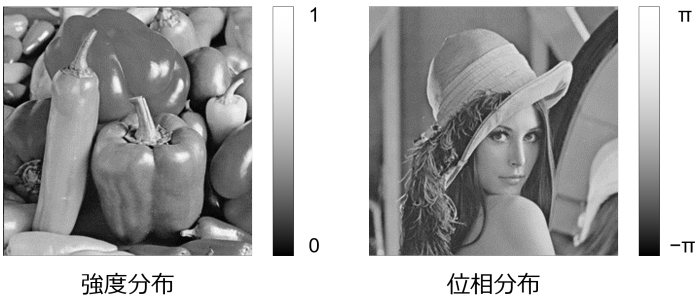


図 6.8 所望とする強度および位相分布

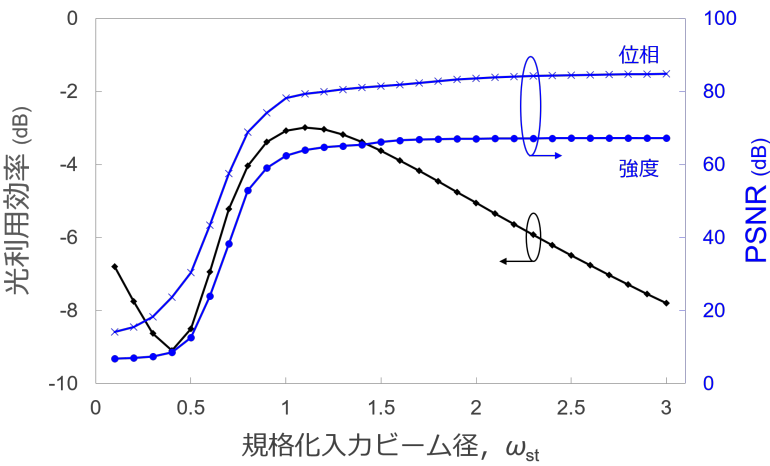


図 6.9 変調性能の入力ビーム径依存性

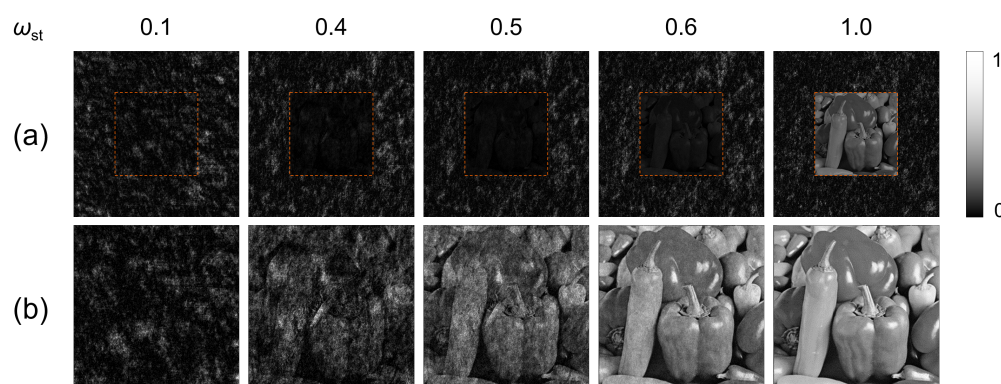


図 6.10 入力ビーム径と変調後の強度分布の関係. (a) 物体面における強度分布, (b) 画像領域を抽出した画像. (a) の橙点線は画像領域とダミー領域の境界を表す

6.3.2 空間モード変換性能のダミー領域サイズ依存性

先の解析では出力波面として二次元画像を利用していたが, 空間モード変換では所望とする出力波面は空間モードである. 空間モードは極端に高次のもの以外は光軸近傍に強度が集中していることから, 解析領域中にダミー領域が占める割合が大きくなったとしても変換性能に大きな影響は与えないと考えられる. そこで, 続いては, 画像領域の解像度を 256×256 から変化させた際の空間モード変換性能を数値解析により評価する. 解析パラメータを表 6.2 に示す. なお, 表 6.2 に示されていないものについては, 表 6.1 と同様である. 変換目標は 6 モードファイバ中の LP_{11e} とし, 各導波モードの複素振幅分布はコア径 $12 \mu\text{m}$, 規格化周波数 5.02 ($\lambda = 1550 \text{ nm}$) の二乗分布屈折率ファイバを想定して算出した. 解析領域に対するダミー領域の割合は 25%, 50%, 75% とし, それぞれの場合について反復回数に対する変換性能の変化を評価した. 変換性能については, 前章までの解析と同様, 変調後の光波の各導波モードに対する結合効率を算出することにより評価した.

解析結果を図 6.11 に示す. 図 6.11 より, いずれの場合においても反復回数の増加に従いクロストーク成分は減少しているが, その勾配をみるとダミー領域の割合が小さい方が反復計算の効果が大きく現れることがわかる. また, 変換目標に対する結合効率も僅かに変化している. 反復 30 回の場合について, ダミー領域の割合が 25% のときでは -4.1 dB であったのに対し, 75% では -2.6 dB と, 約 1.5 dB の差が生じている. 以上より, ダミー領域の割合を大きく取ることにより, 効率と精度の両方を向上することができることがわかった. ただし, ダミー領域を過剰にとると, 空間モードの外周部の強度が欠落する, ダミー領域に拡散したノイズが変換目標以外の導波モードに結合してクロストークを生じるなどが考えられるため, 注意が必要である.

表 6.2 ダミー領域サイズ依存性を評価するための解析パラメータ

Wavelength	1550 nm
Normalized input beam radius, ω_{st}	1.0
Dummy area rate, $N_{px} \times N_{py} / N_x \times N_y$	0.25, 0.50, 0.75

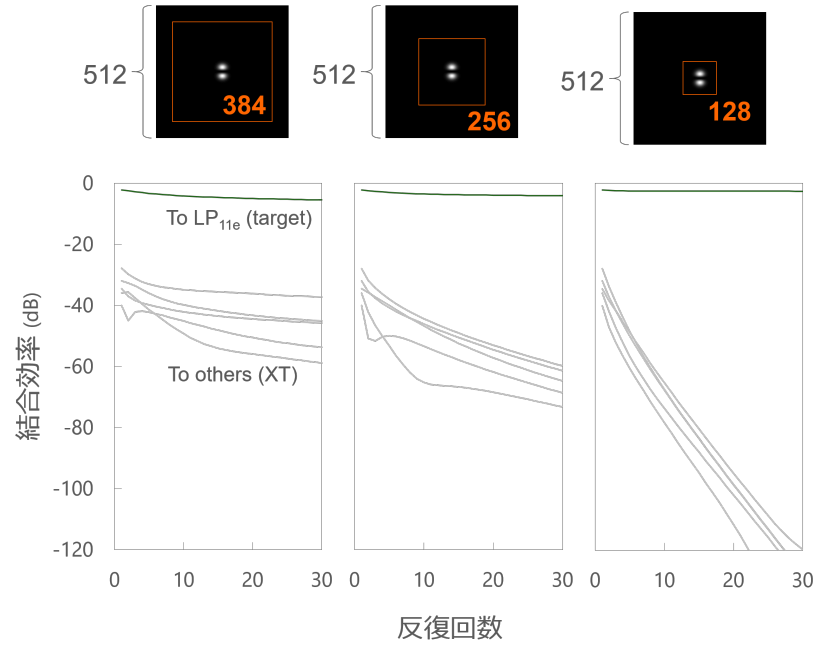


図 6.11 ダミー領域サイズに対する反復計算の効果比較

6.4 原理実証実験

6.4.1 実験概要

本実験では、提案するアルゴリズムを導入することにより ISCM による空間モード変換の精度が向上することを確認する。変換目標は 6 モードファイバの各導波モードとし、従来のアルゴリズムによって導出した変調を与えた場合とで変換性能を比較した。反復計算の回数は、6.2 節で 30 回程度で十分であることが分かっているが、いずれのアルゴリズムに対しても余裕を持たせて 50 回とした。拡散板には C 言語標準ライブラリ関数である rand 関数を用いて生成した擬似乱数による図 6.12 に示すようなランダムパターンを利用した。なお、ISCM では解析と実光学系とで同一の位相変調を与える拡散板を使用する必要があるが、ここでは解析で用いた位相変調分布を PSLM に表示することにより光学拡散板の代用とした。また、本章の実験では乱数を利用することから、拡散板を無作為に 50 枚生成し、実験結果を統計的に評価することで実験結果の平均値の区間推定を行った。

変換性能の評価については、前章までの実験と同様にクロストークと挿入損失を算出することで行った。以下には評価指標である結合効率 η_n 、クロストーク X_n 、挿入損失 L の算出式 (4.3), (4.4), (4.6) を再掲する。

$$\eta_n = \left| \sum_x \sum_y E_{\text{conv}}(x, y) \cdot P_n(x, y) \right|^2$$

$$X_n = \frac{\eta_t}{\eta_n} \quad (t \neq n)$$

$$L = \frac{P_{\text{in}}}{\eta_t P_{\text{conv}}}$$

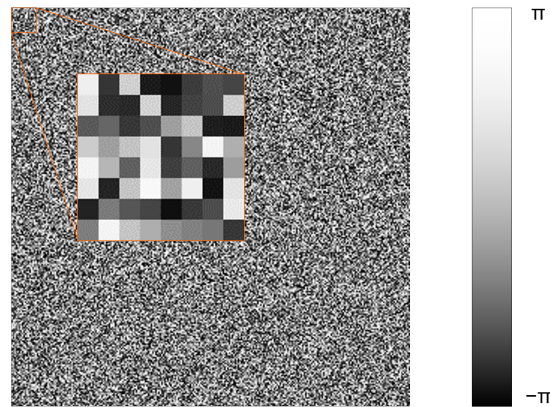


図 6.12 実験に用いた拡散板プロフィール

6.4.2 実験光学系

本実験に用いた光学系を図 6.13 に示す。光源には、前章までの実験と同様、波長 532 nm の CW レーザ (DPSS) を利用し、レーザ光を SMF に結合することで基本モードを得た。SMF 出射光は対物レンズ (OL) により直径約 1.2 mm でコリメートし、半波長板 (HWP1) と偏光ビームスプリッタ (PBS)、ビームスプリッタ (BS1) を通過して PSLM1 を照射する。PSLM1 には反復計算によって最適化された位相変調パターンが表示され、変調を受けた光波は BS1 を反射した後にレンズ (L1) による光学フーリエ変換を受けて PSLM2 を照射する。PSLM2 は反復計算に用いた拡散板の位相変調分布が反映されている。ここで、各 PSLM に表示する画像については、 2π の位相変調を与える階調値が仕様により PSLM1 が 157, PSLM2 が 87 と与えられているため、グレースケール値をこれらに合わせて設定した。PSLM2 による位相変調を受けた光波は BS2 を反射し、L2 による光学フーリエ変換を再度受けて CCD に導かれる。このとき、PSLM1 から CCD までの素子については、PSLM1 の液晶表面が CCD の素子表面に結像するような配置となっており、そのフーリエ面に PSLM2 が配置されている。PBS を反射した光波については、波面計測の際の参照光として用いるため、HWP2 で偏光方位を 90° 回すことで変調後の光波との偏波面を一致させた。その後、ビームエキスパンダ (BE) によりビーム径を十分に広げられた後に BS3 を反射し、CCD 上で変調後の光波と干渉させた。このときの入射角には変調後の光波の入射角に対して x 軸, y 軸ともに 3° 程度の傾斜を与えることで干渉縞を生成し、CCD で取得した干渉縞の強度分布からフーリエ変換法により変調後の波面を計測した。挿入損失を評価するために必要となる入力光と変換後の光波の光パワーについては、それぞれ図 4.14 中の丸印をつけた箇所にて測定した。

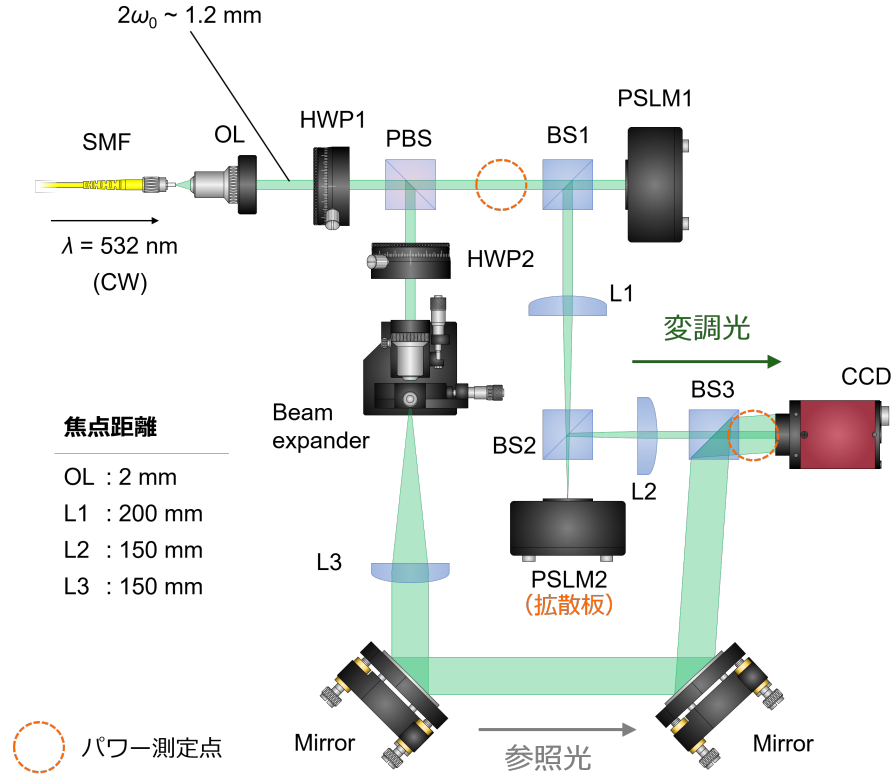


図 6.13 実験光学系

6.4.3 離散フーリエ変換と光学フーリエ変換の対応付け

前章までの実験では、PSLM や CCD は全て $4f$ 光学系によって接続されていたが、本実験では 2 台の PSLM が配置される位置はフーリエ変換の関係となる。そのため、解析上で与える離散フーリエ変換と実光学系上の光学フーリエ変換とを対応付ける必要がある。

図 6.14 に示すように、離散フーリエ変換を行うと元画像の最高空間周波数成分が解析領域の端に現れる^{*1}。実光学系上で PSLM が与える最高空間周波数成分とは、画素ピッチ d_x の 2 倍を周期とする成分であるため、 x 軸方向に対する伝搬角は

$$\theta_{\max} = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2d_x}\right) \quad (6.7)$$

となる。すなわち、焦点距離 f のレンズで光学フーリエ変換を行う場合、最高空間周波数は光軸から

$$\Delta x_{\max} = \frac{f\lambda}{2d_x} \quad (6.8)$$

だけ離れた位置に現れる。したがって、離散フーリエ変換後の分布サイズは実光学系上では

$$N_x d_{fx} = \frac{f\lambda}{d_x} \quad (6.9)$$

となることから、離散フーリエ変換後の解析グリッドの刻み幅 d_{fx} は

$$d_{fx} = \frac{f\lambda}{N_x d_x} \quad (6.10)$$

*1 PSLM の画素に対して N 倍にオーバーサンプリングしている場合、最高空間周波数成分は解析領域の端から $1/N$ の位置に現れる

と求められる^{*2}。本実験では、両 PSLM ともに画素ピッチは $20\ \mu\text{m}$ であり、使用する光源の波長は $532\ \text{nm}$ と固定されているため、PSLM の変調領域解像度を 133×133 、レンズの焦点距離を $200\ \text{mm}$ とし、PSLM2 には 2 倍にオーバーサンプリングした拡散板の位相分布を与えることにより式 (6.10) を満たす構成とした。また、前章までの実験と同様、PSLM1 と CCD との間は $3/4$ 倍の縮小光学系で接続しているため、PSLM1 の 133×133 画素は CCD 上では 532×532 画素に対応している。

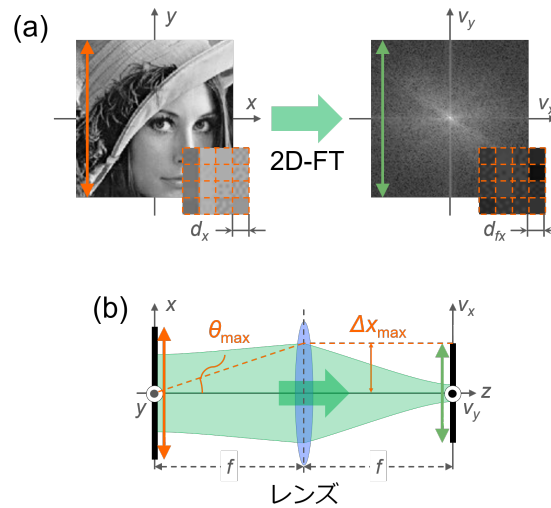


図 6.14 (a) 解析と (b) 実光学系におけるフーリエ変換の対応関係

6.4.4 実験結果

まず、1 枚目の拡散板を PSLM2 に表示したときに得られた複素振幅分布を図 6.15 に示す。各図の右上の数値はそれぞれの結果に対して生じたクロストークの最大値である。図 6.15 より、反復なしの場合や従来のアルゴリズムによる反復を行った場合では、だが、提案アルゴリズムを導入した場合であっても空間モードの分布の周囲に多くのノイズが発生しており、実際にクロストークの数値を見ても、大幅な変調精度の改善は得られなかった。次に、全変換目標に対して、1 枚目の拡散板を PSLM2 に表示したときの結合効率および入出力パワーから算出した挿入損失を図 6.16 に示す。挿入損失については、反復計算なしの場合が最も低く、反復計算を行った場合では提案するアルゴリズムの方が若干高いという結果が得られた。これは、反復計算による最適化が進行するに従い、画像領域中の忠実度をあげるために不要な成分がダミー領域に流出するためである。そのため、反復計算なしの場合が最も低損失となり、入力光強度分布を考慮している提案アルゴリズムが一番高損失となっている。なお、今回の実験系ではビームの経路を切り替えるためにビームスプリッタを数多く用いているため、ISCM にとって本質的ではない損失が多く生じている。これらの損失は透過型の SLM を用いるか、図 4.2 のようにビームスプリッタを用いない構成をとることにより解消することができるため、挿入損失については図 6.16 に示したものより 15 (ビームスプリッタを経由する回数 $\times 3$) dB は低減することが可能である。次に、50 枚の拡散板によって得られた全結果から求めた最大クロストークの平均値とその推定区間を図 6.17 に示す。クロストークについては、反復なしの場合と従来のアルゴリズムとの間にはほとんど変化がなく、提案するアルゴリズムが最も低いという結果が得られた。しかしながら、 $\text{LP}_{11\text{e}}$ など平均値の推定区間が他の手法と重なって

^{*2} ゼロパディング処理を行っている場合は、 N_x はパディング後のグリッド数となる

いるものもあり、有意な結果が得られたとは言い難い。数値解析では提案アルゴリズムと従来のアルゴリズムとの間に数 10 dB と大幅な差が生じるため、今回の実験では十分な結果が得られなかったことになる。

精度が理論値を大幅に下回った要因としては、アライメントエラーなど実光学系上における実験的な要因と、実光学系と解析との条件の不一致などが主に考えられる。まず、実験的な要因については、PSLM のアライメントエラーが最大の要因として考えられる。ISCM では PSLM と拡散板（本実験では PSLM2）とがフーリエ面に関係にある必要があるため、面方向だけでなく、光軸方向に対しても正確な位置調整が必要となる。また、今回の実験では、PSLM1 に対するフーリエ面に PSLM2 があり、第 5 章のように傾斜位相を付加して不要 0 次光を排除することができないことも変換精度低下の一因と考えられる。提案するアルゴリズムでは入力光の強度分布を利用することから、撮像素子を用いて事前に取得するか、光学系のパラメータから推定する必要がある。加えて、今回の実験では、変調領域の中心と入力光の中心が一致している保証がなかったため、CCD によって取得した入力光の強度分布に対してガウシアンフィッティングを行うことで入力光の中心座標およびビーム径を推定した。そのため、実際に PSLM1 に照射されている光波と解析で利用した強度分布との間には少なからず差が生じ、結果として変調精度を低下させていることが考えられる。また、解析では 2 次元フーリエ変換は離散的に取り扱われるため、実光学系上では生じないスペクトルの折り返しが生じることから、境界条件の設定などにより解析をより正確なものにしていく必要がある。

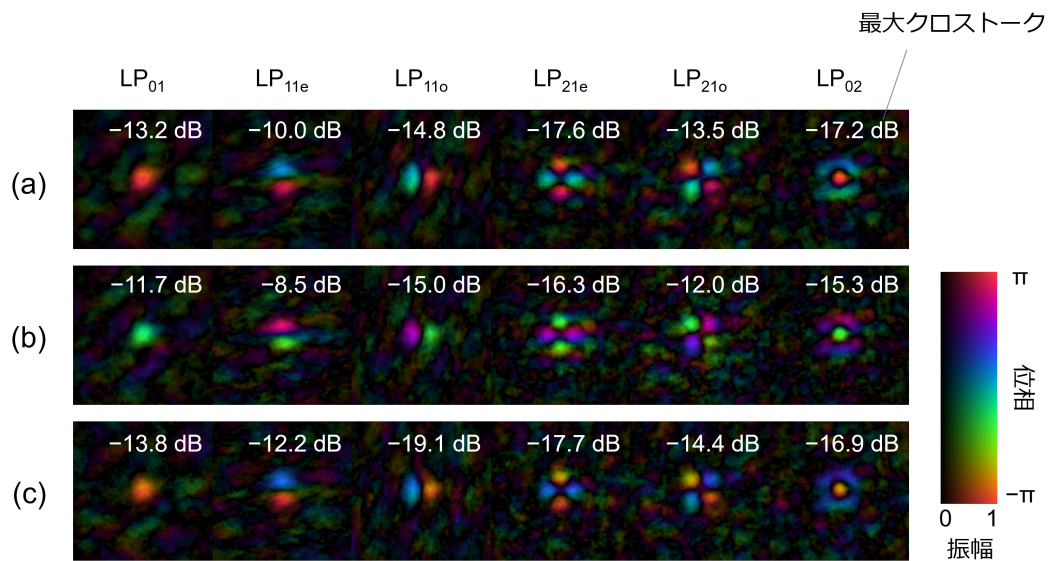


図 6.15 変調後の複素振幅分布. (a) 反復計算なし, (b) 従来のアルゴリズムによる 50 回反復, (c) 提案するアルゴリズムによる 50 回反復

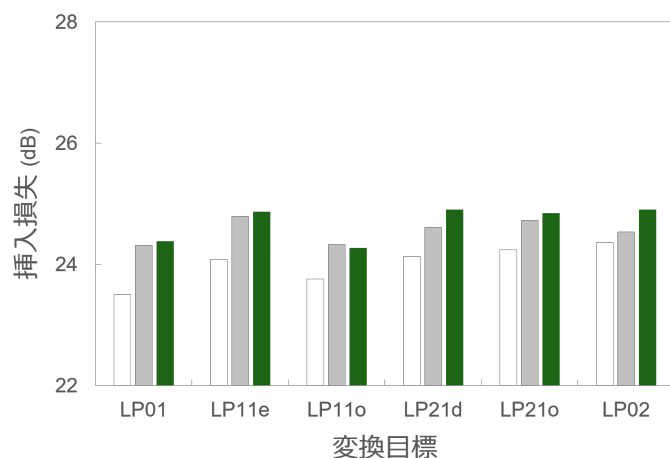


図 6.16 各変換目標に対する挿入損失

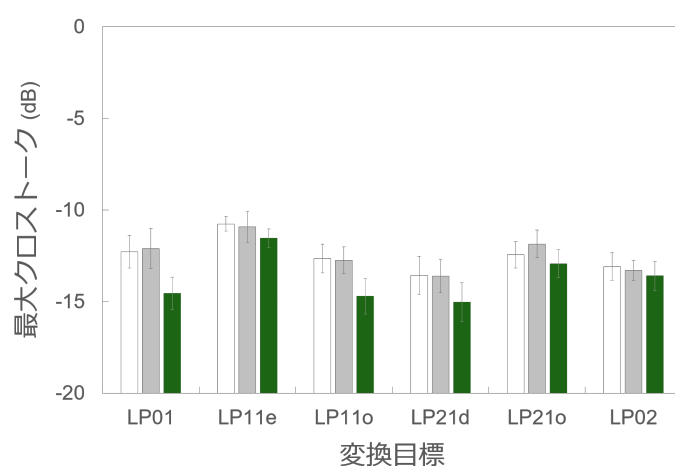


図 6.17 各変換目標に対する最大クロストークの推定値。エラーバーは標準誤差を表す

6.5 まとめ

本章では、高効率かつ高精度な波面変調が可能な ISCM を空間モード変換へと適用する取り組みについて述べた。まず最初に、基本モードを有した光波が入力する空間モード変換へと適用するにあたり、適切な拘束条件を与えるように反復計算アルゴリズムを改良した。実験では、6 モードファイバの各導波モードを目標とした空間モード変換を行い、反復なしの場合、従来のアルゴリズムおよび提案アルゴリズムによる反復計算を行った場合とでそれぞれ結果を比較した。実験の結果は、期待された精度の向上が有意には確認されなかったため、今後は光学系の調整や、解析と実光学系との条件を合わせていく作業が必要不可欠である。

ISCM による空間モード制御の今後の展開については、数モードファイバから出射するモード多重信号の分離装置としての評価を行う。計算機合成ホログラムや第 4 章で取り扱ったデュアル

フェーズモジュレーションなどは空間的に減衰を与えることで強度分布の変調を実現するため、変換器そのものがユニタリに動作しない。すなわち、高次の空間モードが入力したときに基本モードに戻ることはないため、モード分離器としての動作は期待できない。一方で、ISCMでは、ダミー領域に分布する光波が損失を生じるものの、ユニタリに近い構成であるため逆過程が成立し、分離器として動作させることも可能である。反復計算に分離過程を想定したアルゴリズムを導入することで分離器としての性能向上が見込まれる。また、今回は平坦な位相分布を有する光波が入力する場合を想定しているが、収差補正の考え方を応用して、変調画像から入力位相分布差し引くことで任意の波面を有する光波からまた別の任意の波面を有する光波へと変換が可能である。これは高次モード間の変換に使えるから、ノード技術への展開もまた期待できる。

参考文献

- [1] A. Shibukawa, A. Okamoto, M. Takabayashi, and A. Tomita, “Spatial cross modulation method using a random diffuser and phase-only spatial light modulator for constructing arbitrary complex fields,” *Opt. Express* **22**, 3968–3982 (2014).
- [2] Y. Qi, C. Chang, and J. Xia, “Accurate complex modulation by the iterative spatial cross-modulation method,” *Chin. Opt. Lett.* **15**, 020901 (2017).
- [3] R. W. Gerchberg and W. O. Saxton, “A Practical Algorithm for the Determination of Phase from Image and Diffraction Plane Pictures,” *OPTIK* **35**, 237–246 (1972).

7

結論と今後の課題

光ファイバ通信における伝送容量の拡大に向けて、信号の多重化に空間の自由度が新たに採用されることが濃厚となっていることから、光波を空間的に制御する技術の光通信における役割は今後増していくと考えられる。空間分割多重伝送を実現するために必要不可欠な空間モード変換技術については、自由度の高さから以前より自由空間上で光波面制御を与える方式が着目されてきたが、精度と効率の両立が難しいことが課題となっていた。そこで、本研究では、これまで空間モード変換へと取り入れられてこなかった比較的新しい光波面制御技術の導入やその改良により、光波面制御に基づく空間モード変換技術の性能向上に取り組んだ。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、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（space-division multiplexing : SDM）伝送について、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。そして、SDM 伝送の実現に必要な不可欠いくつかの要素技術を挙げ、中でも空間モードによる多重伝送の根幹をなすモード合分波器を構築するための空間モード変換技術について、要求される性能の観点から各手法の特徴を述べた。

第3章では、まず、本論文で取り扱う光波面制御技術を理解する上で基礎となる光複素振幅についてその概念と数学的表現が持つ物理的意味を説明した。そして、光複素振幅の計測技術として、位相シフトデジタルホログラフィ、フーリエ変換法、フーリエ反復位相回復法についてそれぞれ動作原理と特徴を述べた。同様に、光複素振幅の変調技術について、代表的な手法として軸外計算機合成ホログラムと二重位相ホログラム、そして本論文で取り扱うデュアルフェーズモジュレーション（dual-phase modulation : DPM）と空間クロスモジュレーション（spatial cross modulation : SCM）について述べた。

第4章では、精度の高さを特徴とする DPM を空間モード変換へと適用する取り組みについて述べた。まず、DPM を空間モード変換へと応用するにあたり、SLM に反映する変調パターンの改良を行った。その後、入力ビーム径や変調解像度に関する特性を解析することで、DPM による空間モード変換に要求される光学系の構成条件を明らかにした。数値解析で得られた結果より、DPM に要求される面方向解像度および変調深さはフォトリソグラフィによって製造される位相マスクでも十分に実現可能な範囲にあることがわかったため、スタティックな位相マスクの並列配置により、LCOS を利用するよりも安価に DPM の実現が期待できる。さらに、空間光変調器（spatial light modulator : SLM）から生じる不要0次光の性質と変調に与える影響を述べ、DPM 特有の不要0次光低減効果について実験を通じて実証した。最後に空間モード変換に関する実験を行い、DPM

と従来手法とで結果を比較することで提案手法の優位性を実証した。

第5章では、空間モード間の波面の重ね合わせの結果生じる空間的な波形変化を利用した空間モード変換理論である波面重ね合わせ法を提案した。まず、波面重ね合わせ状態が目標とする成分を従来の限界よりも多く含み得る理屈について簡単なモデルを用いて説明した。そして、波面重ね合わせ状態の導出法について解説し、数値解析により提案手法の効果を確認した。その後、実験による原理実証を通じて提案手法を導入することにより変換目標の波面を再生する従来方式よりも高効率な空間モード変換が実現可能であることを実証した。

第6章では、高効率な波面変調が可能な反復空間クロスモジュレーション (iterative SCM : ISCM) を空間モード変換へと適用する取り組みについて述べた。まず最初に、基本モードを有した光波が入力する空間モード変換へと ISCM を適用するにあたり、適切な拘束条件を与えるように反復計算アルゴリズムを改良した。実験では、6 モードファイバの各導波モードを目標とした空間モード変換を行い、反復なしの場合、従来のアルゴリズムおよび提案アルゴリズムによる反復計算を行った場合とでそれぞれ結果を比較した。実験の結果は、期待された精度の向上が有意には確認されなかったため、今後は光学系の調整や、解析と実光学系との条件を合わせていく作業が必要不可欠である。

なお、本論文で取り扱った空間モード変換技術は、モード分割多重伝送におけるモード合波器の要素となる技術であるため、複数の変換された光波を1本の数モードファイバに結合する合波機構が別途必要となる。現行では、位相板などによって変換された光波をハーフミラーなどのビームコンバイナで合波する構成が一般的であるが、この構成では合波のたびに3 dBの損失を生じるため、モード数 M の合波器を構築した際には最低でも $10 \log_{10} M$ (dB) の損失を生じることとなる。この損失は平面光波回路や MPLC (multi-plane light conversion) によるモード合分波器と比較したときに大きなデメリットとなることから、今後 SDM 伝送に提案手法を導入を検討するにあたっては、低損失な合波技術の確立が必要不可欠である。

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。

まずはじめに、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。深く感謝申しあげます。同じく学位論文審査の副査を担当していただきました高橋庸夫特任教授、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。また、本研究に対し積極的に有益なご意見いただき、何度も原稿等の添削や議論をして頂きました小川和久助教に感謝申し上げます。そして、指導教員である岡本淳准教授には、私が会社を辞めて進学したいと申し出た際に快く受け入れていただき、進学後も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。

次に、私が所属する光エレクトロニクス研究室を卒業し、現在各方面でご活躍されている諸先輩方にも大変お世話になりましたので、感謝を申し上げます。東海大学情報通信学部の高山佳久教授、北海道医療大学薬学部の二瓶裕之教授、山梨大学工学部の本間聡准教授、福岡大学工学部の文仙正俊教授、岐阜大学教育学部の舟越久敏准教授、東京農工大学大学院工学府の伊藤輝将特任講師、九州工業大学大学院情報工学研究院の高林正典准教授には研究に対する助言だけでなく、筆者が参加した国内外の会議において積極的に研究の議論をしていただきました。また、株式会社 KDDI 総合研究所の若山雄太氏には私が学士課程のころから実験のご指導をいただいただけでなく、博士後期課程における研究テーマには共同研究として参画していただき、非常に熱心なご指導と有益なご意見をいただきました。東京農工大学大学院工学府の松岡史晃特任助教には研究に関しては勿論のこと、研究室での過ごし方についても多くのご助言を頂きました。岡山大学薬学部の渋川敦史特任助教には私が修士課程の頃から光学素子の扱い方や解析の方法などを教えて頂き、また、研究の進め方等に関していつも親身になって相談に応じて頂きました。株式会社 KDDI 総合研究所の相馬大樹氏には、2019 年度より共同研究に参画していただき、学会原稿への添削指導や空間分割多重光通信の研究動向をご教示いただきました。アイシン精機株式会社の野澤仁氏には在学時からとてもよくしていただき、様々なことを教えていただきました。

加えて、修士課程在籍時の同期である情報通信研究機構の後藤優太氏、株式会社リコーの平崎裕貴氏、ソフトバンク株式会社の関貴久氏には、在学時はもとより、修了後も良き相談相手となっていただきましたことに深く感謝を申し上げるとともに、今後一層のご活躍をお祈りいたします。そして、スタンレー電気株式会社 в籍時の同期諸子にも、短い期間ではありましたが、社会人生活を今後の糧になる有意義なものにしていただきましたことを感謝いたします。また、修士課程在籍時より研究室の後輩諸子にも非常に多くの助力をいただきました。中でも、日本電信電話株式会社の

小田友和氏，佐久間大樹氏，清水新平氏，KDDI 株式会社の水川郁弥氏には，在学時には研究室生活を非常に楽しいものにしていただいただけでなく，修了後も本研究に対して有益なアドバイスをいただきましたことを感謝いたします。

最後に，私生活から支えてくださった両親に深謝申し上げます。

令和 2 年 3 月 25 日

北海道大学 大学院情報科学研究科

情報エレクトロニクス専攻 光エレクトロニクス研究室

前田 智弘

研究業績

1. 論文（学位論文関係）

I 査読付き学会誌等

- (1) Tomohiro Maeda, Atsushi Okamoto, Kazuhisa Ogawa, Akihisa Tomita, Yuta Wakayama, and Takehiro Tsuritani, “Mode conversion based on dual-phase modulation utilizing interference of two-phase-modulated beams,” *Optical Review*, vol. 25, no. 6, pp. 734–742, December 2018. (IF = 0.868)
- (2) Tomohiro Maeda, Atsushi Okamoto, Kazuhisa Ogawa, and Akihisa Tomita, “Wavefront superposition method for accurate and efficient mode conversion,” *Applied Optics*, vol. 58, no. 25, pp. 6899–6905, September 2019. (IF = 1.973)

II 査読付国際会議プロシーディング

- (1) Tomohiro Maeda, Atsushi Okamoto, Yuki Hirasaki, Akihisa Tomita, and Yuta Wakayama, “Holographic-Diversity Interferometry for Reference-Free Phase Detection,” 10th Conference on Lasers and Electro-Optics Pacific Rim, and 18th OptoElectronics and Communications Conference / Photonics in Switching 2013 (CLEO-PR & OECC/PS 2013), WF4-4, Kyoto, Japan, July 2013.
- (2) Tomohiro Maeda, Atsushi Okamoto, Yuki Hirasaki, Atsushi Shibukawa, and Akihisa Tomita, “Reconfigurable Spatial Mode Conversion using a Phase-Type Spatial Light Modulator,” 19th OptoElectronics and Communications Conference and 39th Australian Conference on Optical Fibre Technology 2014 (OECC/ACOFT 2014), TUPS1-38, Melbourne, Australia, July 2014.
- (3) Tomohiro Maeda, Atsushi Okamoto, Kazuhisa Ogawa, Akihisa Tomita, Yuta Wakayama, and Takehiro Tsuritani, “Selective Mode Conversion Using Dual-Phase Modulation,” 22nd Microoptics Conference (MOC2017), C-4, Tokyo, Japan, November 2017.
- (4) Tomohiro Maeda, Atsushi Okamoto, Kazuhisa Ogawa, and Akihisa Tomita, “Design of Complex Amplitude Modulation for Suppressing Optical Loss in Mode Conversion by Considering Radiation Modes,” International Workshop on Holography and Related Technologies 2017 (IWH2017), P9, Numazu, Japan, November 2017.
- (5) Tomohiro Maeda, Atsushi Okamoto, Kazuhisa Ogawa, Akihisa Tomita, Yuta Wakayama, and Takehiro Tsuritani, “Accuracy of Mode Conversion based on Dual-Phase Modulation using Two

Spatial Light Modulators,” 23rd Microoptics Conference (MOC2018), K-4, Taipei, Taiwan, October 2018.

- (6) Tomohiro Maeda, Atsushi Okamoto, Kazuhisa Ogawa, Akihisa Tomita, Yuta Wakayama, and Takehiro Tsuritani, “Highly Accurate Mode Conversion Using Iterative Spatial Cross Modulation,” 24th OptoElectronics and Communication Conference/International Conference on Photonics in Switching and Computing 2019 (OECC/PSC 2019), TuE2-4, Fukuoka, Japan, July 2019.
- (7) Tomohiro Maeda, Atsushi Okamoto, Kazuhisa Ogawa, and Akihisa Tomita, “Accurate Complex Amplitude Modulation by Iterative Spatial Cross Modulation Adapted to Arbitrary Input Intensity Distribution,” 29th International Symposium on Imaging, Sensing, and Optical Memory 2019 (ISOM’19), We-L-04, Niigata, Japan, October 2019.
- (8) Tomohiro Maeda, Atsushi Okamoto, Kazuhisa Ogawa, and Akihisa Tomita, “Experiment on Mode Conversion Based on Wavefront Superposition Method,” International Workshop on Holography and Related Technologies 2019 (IWH2019), 6p-2, Penang, Malaysia, November 2019.

2. 論文（その他）

I 査読付き学会誌等

該当なし

II 査読付国際会議プロシーディング

- (1) Yuki Hirasaki, Atsushi Okamoto, Tomohiro Maeda, Akihisa Tomita, and Yuta Wakayama, “Conversion and Extraction of Spatial Modes from a Multimode Fiber by Reference-Free Holographic Diversity Interferometry,” 10th Conference on Lasers and Electro-Optics Pacific Rim, and 18th OptoElectronics and Communications Conference / Photonics in Switching 2013 (CLEO-PR & OECC/PS 2013), MR2-6, Kyoto, Japan, July 2013.
- (2) Atsushi Okamoto, Yuki Hirasaki, Tomohiro Maeda, Akihisa Tomita, and Kunihiro Sato, “Progressive Phase Conjugation and Selective Extraction of Six Different Speckle Patterns in Multi-Mode Fiber,” 5th EOS Topical Meeting on Optical Microsystems (OpS 2013), G2-05, Capri, Italy, September 2013.
- (3) Atsushi Okamoto, Tomohiro Maeda, Yuki Hirasaki, Akihisa Tomita, and Kunihiro Sato, “Progressive phase conjugation and its application in reconfigurable spatial-mode extraction and conversion,” Proc. SPIE, SPIE Digital Library, vol. 9130, pp. 913012-1–913012-11, May 2014.
- (4) Yuki Hirasaki, Atsushi Okamoto, Tomohiro Maeda, Akihisa Tomita, and Kunihiro Sato, “Adaptive Compensation for Extraction of Spatial Modes using Progressive Phase Conjugation,” 19th OptoElectronics and Communications Conference and 39th Australian Conference on Optical Fibre Technology 2014 (OECC/ACOFT 2014), TU4B-1, Melbourne, Australia, July 2014.

- (5) Yanfeng Zhao, Atsushi Okamoto, Tomohiro Maeda, Yuki Hirasaki, Akihisa Tomita, and Masatoshi Bunsen, “Parallel and simultaneous spatial mode conversion using photorefractive crystal for photonic cross-connect,” Proc. SPIE, SPIE Digital Library, vol. 9389, pp. 93890H-1–93890H-10, February 2015.
- (6) Taijun Shiba, Atsushi Okamoto, Tomohiro Maeda, Taketoshi Takahata, Satoshi Shinada, and Naoya Wada, “Mode Selective Switch Using Volume Holograms and a Spatial Light Modulator,” 24th OptoElectronics and Communication Conference/International Conference on Photonics in Switching and Computing 2019 (OECC/PSC 2019), TuD3-2, Fukuoka, Japan, July 2019.
- (7) Satoshi Shinada, Taijun Shiba, Tomohiro Maeda, Taketoshi Takahata, Atsushi Okamoto, and Naoya Wada, “Characterization of Spatial-Mode Demultiplexer using 1550-nm-band Angularly Multiplexed Volume Holograms,” 24th OptoElectronics and Communication Conference/International Conference on Photonics in Switching and Computing 2019 (OECC/PSC 2019), ThE1-3, Fukuoka, Japan, July 2019.
- (8) Yiwo Lu, Atsushi Okamoto, Hisatoshi Funakoshi, Tomohiro Maeda, Kazuhisa Ogawa, and Akihisa Tomita, “Super-Resolution Optical Projection Using Single-Lens Spatial Cross Modulation Method,” 29th International Symposium on Imaging, Sensing, and Optical Memory 2019 (ISOM’19), We-L-03, Niigata, Japan, October 2019.

3. 講演（学位論文関係）

- (1) 前田 智弘, 岡本 淳, 富田 章久, 平崎 裕貴, “空間光変調器による位相変調を用いたリコンフィギュラブルな空間モード変換,” 第 27 回 光通信システムシンポジウム, P-22, 三島, 2013 年 12 月.
- (2) 前田 智弘, 岡本 淳, 小川 和久, 富田 章久, 若山 雄太, 釣谷 剛宏, “デュアルフェーズモジュレーションによる空間モードの選択的変換に関する実験,” 電子情報通信学会 技術研究報告, vol. 117, no. 196, OCS2017-32, pp. 51–55, 2017 年 8 月.
- (3) 前田 智弘, 岡本 淳, 小川 和久, 富田 章久, 若山 雄太, 釣谷 剛宏, “デュアルフェーズモジュレーションを利用したモード変換器における入力ビーム径の最適化,” 2018 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-15, 金沢, 2018 年 9 月.
- (4) 前田 智弘, 岡本 淳, 小川 和久, 富田 章久, “波面の重ね合わせを利用した高精度かつ低損失なモード変換,” 平成 30 年度 電気・情報関係学会北海道支部連合大会, 140, 札幌, 2018 年 10 月.
- (5) 前田 智弘, 岡本 淳, 小川 和久, 富田 章久, 若山 雄太, 釣谷 剛宏, “デュアルフェーズモジュレーションにおける破壊的干渉を利用したモード変換の精度向上,” 日本光学会年次学術講演会 Optics & Photonics Japan 2018 (OPJ2018), 31aP20, 東京, 2018 年 10 月.
- (6) 前田 智弘, 岡本 淳, 小川 和久, 富田 章久, “空間光変調器の校正による位相変調信号の生成精度向上,” 映像情報メディア学会技術報告, vol. 43, no. 5, MMS2019-21, pp. 209–213, 2019 年 2 月.

- (7) 前田 智弘, 岡本 淳, 小川 和久, 富田 章久, 相馬 大樹, 若山 雄太, 釣谷 剛宏, “反復空間クロスモジュレーションによるガウシアン分布から空間モードへの高精度な波面変換,” 2019 年第 80 回 応用物理学会秋季学術講演会, 21p-E204-5, 札幌, 2019 年 9 月.
- (8) 前田 智弘, 岡本 淳, 小川 和久, 富田 章久, “6 モードファイバへの接続を想定した波面重ね合わせ法による空間モード変換に関する実験,” 令和元年度電気・情報関係学会北海道支部連合大会, 76, 室蘭, 2019 年 11 月.
- (9) 前田 智弘, 岡本 淳, 小川 和久, 富田 章久, 相馬 大樹, 若山 雄太, 釣谷 剛宏, “反復空間クロスモジュレーションによる基本モードから高次モードへのモード変換に関する実験,” 日本光学会年次学術講演会 Optics & Photonics Japan 2019, 3pP8, 吹田, 2019 年 12 月.
- (10) 前田 智弘, “モード分割多重伝送に向けたデュアルフェーズモジュレーションによる空間モード変換,” 日本光学会年次学術講演会 Optics & Photonics Japan 2019, 3pDS3, 吹田, 2019 年 12 月.

4. 特許

本論文に関連した特許 1 件 (特願 2019-125212)

5. 受賞

- (1) 平成 30 年度 電気・情報関係学会 北海道支部連合大会 若手優秀論文発表賞, 2018 年 11 月.
- (2) 2019 年度 日本光学会奨励賞, 2019 年 12 月.

以 上