



Title	逆散乱変換に基づく光ファイバ伝送路の異常箇所推定技術に関する研究
Author(s)	本村, 拓海
Citation	大阪大学, 2025, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.18910/103221
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

博士学位論文

逆散乱変換に基づく

光ファイバ伝送路の異常箇所推定技術に関する研究

本村 拓海

2025 年 7 月

大阪大学大学院工学研究科

電気電子情報通信工学専攻

内容梗概

本論文は、筆者が大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻在学中に行った、光ファイバ伝送路中の異常箇所推定技術に関する研究成果をまとめたものであり、以下の6章で構成される。

第1章は序論であり、本研究の研究背景として、インターネットトラフィックの増大に対応するための大容量光ファイバ伝送技術、高信頼性光ファイバネットワークを実現するための異常推定技術の必要性について述べる。まず、光ファイバの伝送容量を制限する非線形シャノン限界を打破する伝送方式として、逆散乱変換 (inverse scattering transform: IST) に基づく伝送方式が有望であることを述べる。次に、光ファイバ伝送路中の異常箇所を推定する技術として、近年盛んに研究されているデジタルコヒーレント技術を用いた手法について説明する。そして、IST に基づく伝送と異常箇所推定を同時に実現する技術の必要性について述べ、本研究の目的を示す。

第2章では、光ファイバ中を伝搬する光波の振る舞いを記述する非線形 Schrödinger 方程式およびその初期値問題の解法である IST について説明する。次に、IST の情報伝送技術への応用として、固有値変調および散乱係数 b 変調について述べる。これらをもって、第3章以降の技術提案への導入とする。

第3章は、IST を用いた異常箇所推定技術に関する章である。光ファイバ中を伝搬する光波は固有値と散乱係数 b によって特徴付けられ、それらを変化させることにより伝送中の波形変化を制御できること、および、異常な雑音が付加された場所によって固有値の挙動が変化することを示す。第3章では、離散固有値の分散と共分散を用いて異常雑音が付加された箇所を推定する手法の原理提案を行う。また、異常雑音の大きさに対する推定精度の変化や、離散固有値配置と推定精度の関係、推定に必要なパルス数に対する依存性、異常箇所に対する依存性、入射電力に対する依存性について計算機シミュレーションにより調査した結果を示す。そして、提案手法において適切な条件を用いることで、キロメートルオーダーの異常箇所の推定が可能であることを示す。

第4章は、散乱係数 b 変調信号を用いた異常箇所推定に関する章である。第3章で述べた異常箇所推定技術は、異常推定専用の光パルスを用いるため同時に情報伝送ができず、通信を遮断する必要があるという課題が残る。本章では、散乱係数 b 変調を施した光パルスを用いることで、光ファイバの非線形歪みの影響を受けない情報伝送を行いつつ、光ファイバ伝送路中の異常箇所推定が可能な技術を提案する。まず、摂動逆散乱変換によって、雑音の影響を受けたときの離散固有値の振る舞いを解析的に調査した結果について述べる。次に、制限つき散乱係数 b 変調と通常の散乱係数 b 変調の2種類の変調信号を用いた異常箇所推定手法を提案し、それらの異常箇所の推定精度について数値シミュレーションを通して明らかにする。そして、提案手法により変調信号を用いた異常箇所推定が可能なことを示す。

第5章は、光ファイバの製造工程で生じるファイバ長手方向の分散パラメータの揺らぎが、離散固有値と散乱係数 b に及ぼす影響について調査した内容に関する章である。光ファイバの分散パラメータの揺らぎに

より離散固有値や散乱係数 b が変動する場合、第 3 章および第 4 章で提案した異常箇所推定技術に影響を及ぼすと考えられる。まず、双方向光時間領域反射測定法 (bi-directional optical time domain reflectometry) を用いて、ファイバ長手方向の分散パラメータの分布を測定し、測定結果から分散分布のモデリングを行う。次に、そのモデルを用いて、分散パラメータの揺らぎが離散固有値を 1 つ有する光パルス (1-ソリトン) に及ぼす影響を、理論解析および数値シミュレーションの両面から評価する。また、離散固有値が 2 つの光パルス (2-ソリトン) や 4 つの光パルス (4-ソリトン) に対しても解析を行い、現実的な光ファイバの分散パラメータの揺らぎが離散固有値に及ぼす影響が十分に小さいことを示す。さらに、散乱係数 b に及ぼす影響についても数値シミュレーションによって評価した結果を述べる。

第 6 章では、以上の研究によって得られた成果を総括し、本論文の結論を述べる。

謝辞

本論文は、大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻博士後期課程在学中に行った研究を、三科 健 准教授の御指導のもとにまとめたものであり、本研究を遂行するにあたり、終始懇切丁寧なる御指導、御鞭撻を賜りました三科 健 准教授に謹んで深謝の意を表します。

本論文作成にあたり、有益な御指導を頂きました、大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻、丸田 章博 教授、田中 雄一 教授に深く感謝いたします。さらに、大阪大学大学院工学研究科に在学中、情報通信工学全般ならびに本研究に関して多大なる御指導、御教示を賜りました、滝根 哲哉 教授、落合 秀樹 教授、宮地 充子 教授をはじめとする大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻情報通信工学コースの諸先生方、清水 昌平 教授、駒谷 和範 教授をはじめとする大阪大学産業科学研究所の諸先生方に厚く感謝申し上げます。

さらに、本研究を進めるにあたり有益な御助言や御討論を頂いた大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻 久野 大介 助教、大阪公立大学工業高等専門学校 大橋 正治 教授、国立研究開発法人情報通信研究機構（NICT） 古川 英昭 氏をはじめとする関係者の方々に御礼申し上げます。

また、学位取得にあたり、御支援を賜りました、奈良工業高等専門学校 電気工学科、藤田 直幸 教授、小坂 洋明 教授、石飛 学 教授、芦原 佑樹 教授、大谷 真弘 准教授、三崎 雅裕 准教授、池田 陽紀 准教授、頭師 孝拓 助教、永井 歩美 助教にこの場を借りて御礼申し上げます。

本論文執筆にあたり、御協力頂いた大阪大学大学院工学研究科事務補佐員 押鐘 好美氏、日頃熱心に御協力下さいました大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻フォトリックネットワーク工学領域の皆様へ御礼申し上げます。

最後に、日頃から温かく見守り、支えてくれた家族に、心より感謝いたします。

目次

内容梗概	3
謝辞	5
第 1 章 序論	11
1.1 研究背景	11
1.1.1 光ファイバ伝送システムの大容量化と非線形シャノン限界	11
1.1.2 高信頼性光ファイバ通信ネットワークと異常箇所推定の必要性	13
1.2 本研究の目的	15
1.3 本論文の構成	16
第 2 章 非線形 Schrödinger 方程式と逆散乱変換	19
2.1 緒言	19
2.2 光ファイバ中の諸現象と非線形 Schrödinger 方程式	19
2.2.1 光ファイバ中の物理現象	19
2.2.2 非線形 Schrödinger 方程式とガイディングセンター理論	21
2.3 逆散乱変換による NLSE の初期値問題の解法	23
2.3.1 逆散乱変換の概要	23
2.3.2 逆散乱変換と NLSE の一般解	23
2.3.3 N -ソリトン解	26
2.4 逆散乱変換に基づく伝送方式	29
2.4.1 固有値変調	29
2.4.2 散乱係数 b 変調	31
2.5 結言	33
第 3 章 逆散乱変換における離散固有値を用いた異常箇所推定	35
3.1 緒言	35
3.2 虚軸対称な固有値配置を有する 2-ソリトン解	35
3.3 異常箇所推定の原理	37
3.3.1 B-to-B 構成における離散固有値の振る舞い	37
3.3.2 異常箇所推定の原理	39
3.4 離散固有値を用いた異常箇所推定の実証	40

3.4.1	異常箇所推定の手順	41
3.4.2	シミュレーションモデル	42
3.5	シミュレーション結果	44
3.5.1	原理確認	44
3.5.2	離散固有値の実部間隔依存性	44
3.5.3	異常雑音レベル依存性	46
3.5.4	パルス数依存性	47
3.5.5	異常箇所の依存性	48
3.5.6	考察	48
3.6	結言	53
第4章	散乱係数 b 変調信号を用いた異常箇所推定	55
4.1	緒言	55
4.2	散乱係数 b 変調信号による異常箇所推定	55
4.2.1	散乱係数 b 変調信号に対する雑音の影響	55
4.2.2	摂動逆散乱変換に基づく解析	56
4.3	散乱係数 b 変調信号による異常箇所推定	57
4.3.1	異常箇所推定に用いる散乱係数 b 変調	57
4.3.2	散乱係数 b 変調信号による異常箇所推定の原理	58
4.3.3	シミュレーションモデル	59
4.4	制限つき散乱係数 b 変調信号による異常箇所推定	62
4.4.1	原理確認	62
4.4.2	異常雑音レベル依存性	63
4.4.3	異常箇所の依存性	64
4.4.4	離散固有値の虚部の依存性	65
4.5	通常の散乱係数 b 変調信号による異常箇所推定	66
4.6	結言	66
第5章	光ファイバの分散揺らぎが逆散乱変換に基づく伝送方式に及ぼす影響	69
5.1	緒言	69
5.2	IST に基づく伝送方式における NZ-DSF の利用	69
5.3	分散揺らぎを考慮した理論解析	70
5.3.1	分散揺らぎを考慮した光波の発展方程式	70
5.3.2	分散揺らぎによる離散固有値の変動の理論解析	71
5.4	NZ-DSF の分散分布測定とモデル化	73
5.5	数値シミュレーション	76
5.5.1	シミュレーションモデル	76

5.5.2	1-ソリトン解に及ぼす影響	77
5.5.3	2-ソリトン解に及ぼす影響	80
5.5.4	4-ソリトン解に及ぼす影響	85
5.6	散乱係数 b に及ぼす影響	87
5.6.1	散乱係数 b に及ぼす影響の理論解析	87
5.6.2	数値シミュレーション	89
5.7	結言	93
第 6 章 結論		95
付 録 A 双方向 OTDR による分散分布測定		97
参考文献		108
略語一覧		109
本論文に関する原著論文		111

第1章 序論

1.1 研究背景

インターネット・トラフィックは絶えず増加を続けており、今後さらなる増加が見込まれている。国内のブロードバンド契約者の総ダウンロード・トラフィックは、2024年11月の時点で約38.9 Tbpsとなっており、前年の同月から12.7%増加している[1]。この背景として、インターネット利用者の急増やICTサービスおよびコンテンツ量の増大が挙げられる。国内のインターネット利用率は、2000年には37.1%であったのに対して、2024年では85.6%に達しており、2020年の新型コロナウイルスの拡大による民間企業でのテレワークの導入を背景に13~69歳での利用率は90%を超えている[1]。また、動画配信、音楽配信、電子書籍市場はいずれも成長を続けており、これらの世界市場は1803億ドル（前年比12.1%増）に達している[1]。このように増加を続けるトラフィックを収容するための大容量情報通信ネットワークインフラストラクチャが必要となる。特にデータが集約される都市間コアネットワークや大陸間海底ケーブルに用いられる長距離光ファイバ伝送システムのさらなる大容量化が求められている。

また、次世代の光ファイバ通信ネットワークには、超高速・大容量といった高度化のみならず、高信頼性を同時に実現することが求められる。この高信頼性というキーワードはBeyond 5Gが満たすべき機能として掲げられており、災害や障害時に瞬時にネットワークを復旧し、通信が途切えない堅牢な情報通信インフラストラクチャが必要とされている[2]。以下に光ファイバ伝送システムの大容量化、高信頼性に関する詳細な技術背景を述べる。

1.1.1 光ファイバ伝送システムの大容量化と非線形シャノン限界

光ファイバ伝送システムは、様々な基盤技術を導入することで、ファイバ1本あたりの伝送容量の拡大を実現してきた。1990年代以降、1本のファイバに複数の波長チャンネルを割り当てて多重化する波長分割多重(wavelength division multiplexing: WDM)方式を用いた光伝送システムの大容量化が急速に進められた。各波長チャンネルには、デジタル・データの“0”、“1”に応じて光信号の振幅を変調して通信を行う従来のオンオフキーイング(on-off keying: OOK)方式が広く導入されてきた。2000年代以降、増加するインターネット・トラフィックの需要に対応するために、多値位相シフトキーイング(phase-shift keying: PSK)方式や直交振幅変調(quadrature amplitude modulation: QAM)方式などの光搬送波の位相を変調する方式を用いて、1シンボルあたり複数ビットを送ることで高い周波数利用効率を実現する多値変調フォーマットが導入され始めた[3, 4, 5]。4値PSK(quaternary PSK: QPSK)方式は多値変調フォーマットであるため、同じ情報伝送速度(ビットレート)においては、OOKや2値PSK(binary phase-shift keying: BPSK)方式と比べてシンボル長が2倍になり信号の周波数スペクトル幅は1/2倍になるため、ファイバの分散性に

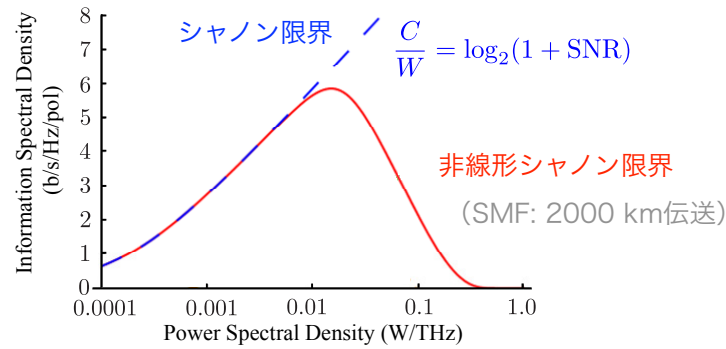


図 1.1: 非線形シャノン限界 ([7] より抜粋)

対する耐性が増加し、周波数利用効率も 2 倍になる。QAM 方式は、PSK 方式と異なり複数の振幅レベルを有するため、ファイバの非線形性に対する耐性の面で劣るが、多値度が同じ PSK 方式と比べて信号点間距離が広く、雑音耐性が向上する。実際に、QAM や PSK を用いた高速光通信システムの実用化・実証が進んでおり、25 Gbaud の偏波多重 QPSK 方式を用いた 100 Gbps 級の伝送システムの導入 [4] や 2 つの周波数サブキャリアと 25 Gbaud の偏波多重 16QAM 方式を用いた 400 Gbps 級の伝送システムのフィールド実験が報告されている [5]。今後も続くインターネット・トラフィックの増加に対応するために、さらなる多値化の研究開発が行われている。しかし、多値化に伴って雑音耐力が低下するため、伝送距離を確保するためには受信光の光信号対雑音電力比 (optical signal to noise ratio: OSNR) を向上させる必要がある。OSNR を向上させるためには、入射信号光電力を増加させる方法と光増幅器雑音を小さくする方法があるが、後者は光増幅器の性能に依存する上に理論限界が存在するため、大幅な改善は見込めない。したがって、さらに多値の変調方式を用いて伝送容量拡大を図るには、入射電力の増大が必要となる。

しかし、光ファイバに入射される光信号電力を増やすと、ファイバ中における自己位相変調 (self-phase modulation: SPM)、相互位相変調 (cross-phase modulation: XPM)、四光波混合 (four-wave mixing: FWM) などの非線形光学効果の影響が顕著に現れる。この非線形光学効果に起因する信号の歪みによって、1 本のシングルモードファイバで伝送可能な容量が制限される。この伝送容量限界のことを非線形シャノン限界と呼ぶ [6, 7] (図 1.1)。近年では、デジタル信号処理技術によって、波長分散や偏波モード分散といった線形歪みと非線形性に起因する波形歪みを同時に補償する技術が報告されている。例えば、分散性および非線形性を有する光ファイバ中を伝搬する電場の複素包絡線振幅の振る舞いを記述する非線形 Schrödinger 方程式 (nonlinear Schrödinger equation: NLSE)[8] を伝送路に沿って逆向きに積分することで、分散性および非線形性による信号歪みを受信端で補償するデジタル逆伝搬法が提案されている [9]。しかし、この方法は伝送路を多数のセクションに区切って繰り返し計算を行うため、必要とされる計算量が多く、実システムでのリアルタイム実装は困難である。そのため、デジタル逆伝搬法よりも計算量を低減した Volterra 級数展開を用いた補償法 [10] や、摂動解析と組み合わせた逆伝搬法 [11] が提案されているが、非線形歪みを完全に補償することは難しい。また、非線形補償技術は非線形シャノン限界を緩和しているものの、本質的に打破しているわけではない。

非線形シャノン限界を克服するための技術として、逆散乱変換 (inverse scattering transform: IST) に基づく情報伝送技術が注目されている。IST とは、NLSE の初期値問題を解析的に解く手法であり、光パルス

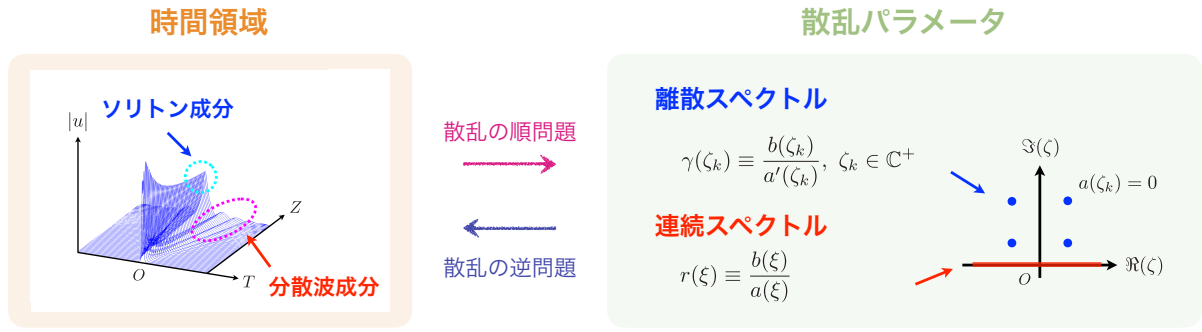


図 1.2: 逆散乱変換と散乱パラメータ

は離散スペクトルおよび連続スペクトルによって特徴づけられる [12]。図 1.2 に離散スペクトルと連続スペクトルの概念を示す。離散スペクトルは離散固有値 ζ と規格化定数 γ あるいは離散固有値に対する散乱係数 b から構成され、連続スペクトルは反射係数 r または連続固有値 ξ に対する散乱係数 b からなる。離散スペクトルはソリトンに対応しており、連続スペクトルは分散波に対応している。IST に基づく情報伝送技術の 1 つとして、固有値通信 (eigenvalue communication) がある。分散性および非線形性を有するファイバ中を伝搬する過程で光パルスの時間波形や周波数スペクトルが変化しても、光パルスの伝搬を記述する NLSE に付随する Zakharov-Shabat の散乱問題 (Zakharov-Shabat scattering problem: ZSSP) の固有値は変化しない。よって、固有値は理想的な情報キャリアといえる。固有値を用いた通信方式は 1993 年に Hasegawa らによって提案された [13]。その後、デジタルコヒーレント技術の発展により、複数固有値を用いた固有値変調 (eigenvalue modulation) が実現された [14, 15]。近年では、復調にニューラルネットワークを用いることで、4096 値固有値変調信号の 1200 km 伝送も報告されている [16]。他の IST に基づく情報伝送技術として、散乱係数 b を用いた散乱係数 b 変調 [17, 18] や、規格化定数を用いた規格化定数 γ 変調 [17] などが提案されている。これらの散乱係数 b や規格化定数 γ 、反射係数 r は、非線形歪みの影響を受けず、伝搬距離に対して線形発展となるため、受信機における復調が容易である。また、さらなる大容量化に向けて、連続スペクトルと離散スペクトルを同時に変調する全スペクトル変調 (full spectrum modulation) [19, 20, 21] が報告されている。この多重化技術は IST 独特の技術であり、従来の情報伝送方式には無い多重化技術である。IST に基づく情報伝送は、変復調アルゴリズムの計算量や WDM 方式との組合せ等の実用化の面で課題は残るものの、将来の大容量光ファイバ伝送を実現するための基盤技術になると期待されている。

1.1.2 高信頼性光ファイバ通信ネットワークと異常箇所推定の必要性

次世代の光ファイバ通信ネットワークには、超高速・大容量のみならず、災害や障害からの早期復旧を行う高信頼性が求められている [1, 22]。一般的に、光ファイバ通信ネットワークにおいて、光パス内で異常が発生すると、信号品質が大幅に劣化する。伝送速度の低下や、代替ルートの確保による一時的な復旧は可能であるが、安定した通信サービスを提供するためには、異常箇所を迅速に特定し、修復することが極めて重要である。

現行の手法では、図 1.3(a) に示す光時間領域反射測定法 (optical time domain reflectometry: OTDR)

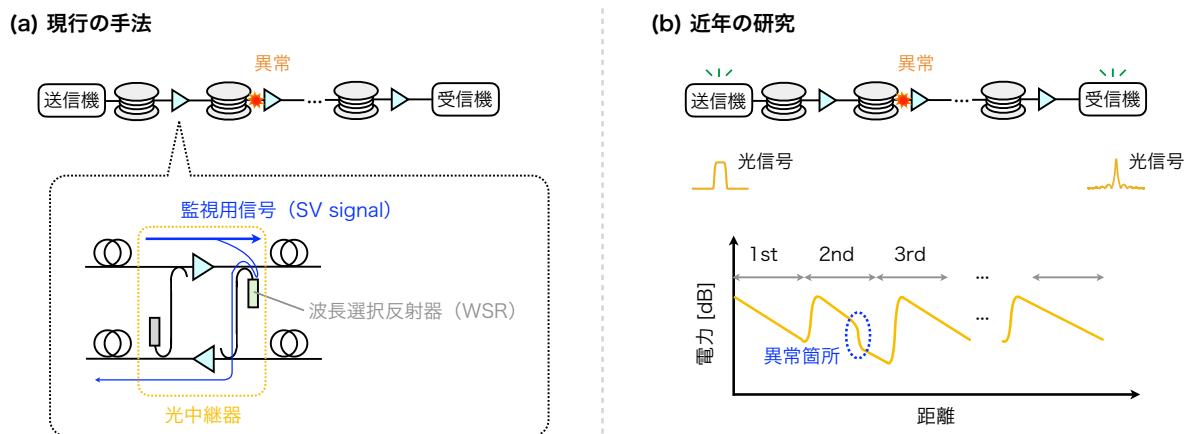


図 1.3: (a): 現行の異常箇所推定法、(b): 光ファイバ長手方向のパワー分布推定

とループバック回路を用いた異常箇所推定が主流となっている [23]。光監視装置から送信された監視信号 (supervision signal: SV signal) が光中継器に組み込まれている波長選択反射器 (wavelength selective reflector: WSR) によって反射され、反射光 (戻り光) が逆方向の光ファイバを経由して光監視装置に戻る。本手法では、ファイバ敷設時の戻り光の強度と観測値を比較することで異常状態を推定する。この手続きを送信端のスパンから順に行き、戻り光の強度が敷設時よりも小さくなったスパンで異常が生じていると判断する。しかし、この手法では、各光中継器にループバック回路を組み込む必要があり、設備投資 (capital expenditure: CAPEX) が増大する。また、ループバック回路が組み込まれていない光ファイバ伝送路の場合、専門的な知識を有する技術者を現地に派遣し、スパン毎に OTDR やスペクトルアナライザなどの専用機器を用いた測定が必要となることから [24]、運用コスト (operating expense: OPEX) が増大する。加えて、ループバック回路を備えていても、異常監視時、OTDR に使う波長帯は情報伝送に使えず、空けておく必要がある。

このような課題に対処するために、コヒーレント受信機とデジタル信号処理を用いた異常検出手法が注目されている。代表例として、光ファイバ長手方向のパワー分布推定 (power profile estimation: PPE) を紹介する (図 1.3(b))。PPE による異常損失検出は、2019 年に Tanimura らによって報告され [25]、その後、さまざまな関連研究が発表された [26, 27, 28, 29, 30]。これらの技術は、光ファイバを伝搬する光波の振る舞いを記述する NLSE を用いて、ファイバの長手方向のパワー分布を推定する技術である。これまでに、相関に基づく手法 [25, 26]、split-step 法 (split-step method: SSM) に基づく手法 [27]、Volterra 級数法に基づく手法 [28]、自己位相変調とマルチパス干渉テンプレートを用いた手法 [29]、線形最小二乗法 [30] など、様々なアプローチが報告されている。さらに、実装に向けたフィールド実証も報告されている [31]。これらの技術は、通信用のコヒーレント受信機からの情報を用いるため、OTDR などの専用機器が不要となり、CAPEX や OPEX の削減が可能である。また、監視用に特別な信号を使わず、情報信号を解析することで異常を推定できるため、光波長帯を情報伝送に効率よく利用でき、かつ常時・自動で光ファイバ伝送路を監視できる。そして、常時監視と適切な閾値およびアルゴリズムを組み合わせることで、早期の異常検出が可能となる。PPE のその他の応用として、スパンごとの波長分散マップ推定 [27]、ファイバ種の識別 [32]、フィルタ応答の測定 [33]、利得スペクトルの解析 [34]、偏波依存損失 (polarization dependent loss:

PDL) の位置推定 [35] などが提案されている。

上述のコヒーレント受信機とデジタル信号処理に基づく手法は一般的な QAM 等の信号を用いるが、IST を用いたセンシング・モニタリング技術の研究も報告されている。PPE 等の従来技術では時間領域や周波数領域で信号を解析していたが、IST を用いる手法は散乱パラメータ領域における解析を行っており、新たなアプローチといえる。このアプローチにより、従来技術よりも高精度のセンシング技術・モニタリング技術や、時間領域・周波数領域での解析では容易に検出できない事象への対応などの新しい技術の創出が期待される。先行研究では、搬送波周波数オフセット推定 [36, 37, 38] やファイバパラメータ推定 [39, 40] などの応用が報告されているが、IST を光ファイバ通信ネットワーク中の異常箇所の推定に適用した事例はこれまで報告されていない。

1.2 本研究の目的

図 1.4 に本研究の位置づけを示す。1.1.1 項で述べたように、次世代の光ファイバ通信システムでは、さらなる大容量伝送を実現するために非線形シャノン限界を打破する必要がある。そのための技術として、固有値変調 [14, 15] や散乱係数 b 変調 [17, 18] などの IST を用いた情報伝送技術が注目されている。これらの技術の実用化の課題が解決されれば、実システムへの導入が検討され、従来の QPSK や QAM 等のデジタルコヒーレント伝送方式から IST に基づく伝送方式に置き換えられると考えられる。一方、1.1.2 項で述べたように、次世代の光ファイバ通信ネットワークでは、CAPEX や OPEX の削減と高信頼性を両立するために、コヒーレント受信機とデジタル信号処理を用いた異常箇所推定技術が求められる。光ファイバ伝送システムに IST に基づく伝送方式が実装されたとき、異常箇所推定の機能のみを従来のデジタルコヒーレント伝送方式で行うことは非効率であり、異常箇所推定のために波長帯を占有することや異なる信号処理を含む送受信機を設置することとなる。柔軟なネットワーク運用や効率の良い機器構成を維持しつつ IST に基づく伝送方式に移行するためには、IST に基づく異常箇所推定技術が求められる。さらに、異常箇所推定に専用の波長チャネルや信号を用いるのではなく、IST に基づく情報伝送と異常箇所推定を同時に実現することが求められる。

異常箇所推定に関して、光ファイバ伝送路中の異常には様々なモードが考えられる。光ファイバ伝送路中の具体的な異常モードとして光ファイバの断線、異常損失、マイクロベンド損失、光ファイバの凍結と解凍 [41]、光ファイバの経年劣化によるパラメータ変化 [42]、エルビウム添加ファイバ増幅器 (erbium-doped fiber amplifier: EDFA) の経年劣化 [43, 44]、環境的要因による EDFA の雑音指数の増大などが挙げられる。光ファイバのパラメータ変化については、IST を用いた手法 [39, 40] や Koopman 演算子を用いた手法 [45] などが提案されているが、異常な EDFA の位置を推定する技術は報告されていない。そこで、本研究では EDFA の異常推定に着目する。EDFA の中の WDM カプラの前にある受動部品の経年劣化は雑音指数の増大につながる可能性が示唆されており、関連研究 [43, 44] では、EDFA の経年劣化を雑音指数の増加としてモデル化している。また、EDFA の温度変化により、EDFA で付加される ASE (amplified spontaneous emission: ASE) 雑音が増大することが知られている [46, 47]。このように、EDFA の異常検出は高信頼性光ネットワークを実現するために重要な技術となる。

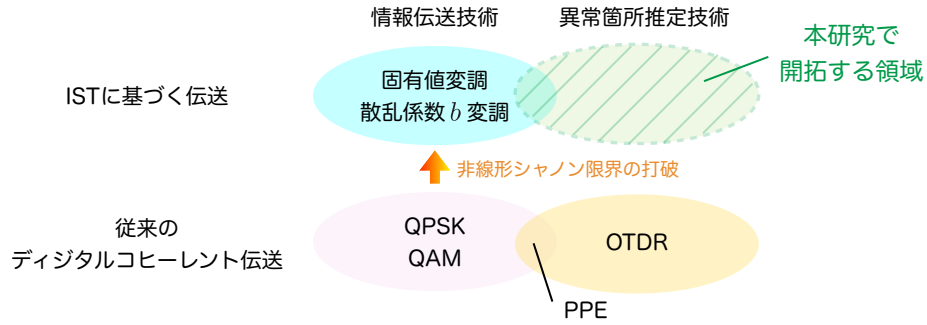


図 1.4: 本研究の位置づけ

本研究では、まず、IST における離散固有値を観測することで、経年劣化や一時的な温度変化により異常な雑音が付加される EDFA の位置を推定する技術を提案する。そして、提案手法の実現可能性と推定精度を数値シミュレーションにより評価した結果を示す。適切なパラメータを用いることで、提案手法はキロメートルオーダーの推定精度を達成し、異常な光増幅器を識別するのに十分であることを述べる。

また、次世代の光ファイバ通信ネットワークでは、変調フォーマットの変更や通信の遮断が必要となる故障を未然に防ぐために、異常の早期検出が必要となる。そのためには、インサービスでの異常箇所推定、すなわち変調信号を用いた異常箇所推定技術が必要となる。そこで、本研究では、IST に基づく伝送方式の一つである散乱係数 b 変調信号を用いた異常箇所推定技術を提案する。そして、数値シミュレーションにより、非線形シャノン限界を打破できる変調方式によるインサービスでの異常箇所推定を実証する。

さらに、実システムにおける運用を考慮し、光ファイバの製造由来の擾乱が提案手法へ与える影響について議論する。IST に基づく情報伝送技術や異常箇所推定では、光ファイバの分散パラメータが長手方向に対して一定であることを想定している。しかし、実際は製造工程において生じるコア半径や屈折率の不均一性によって、分散パラメータの揺らぎが生じる。したがって、この分散パラメータの揺らぎが情報伝送や異常箇所推定の精度に影響を及ぼす可能性がある。そこで、本研究では、IST に基づく情報伝送において有効であると考えられている非零分散シフトファイバ (non-zero dispersion shifted fiber: NZ-DSF) の長手方向の分散分布を測定し、そのモデル化を行う。そして、そのモデルの下で伝送シミュレーションを行い、離散固有値および散乱係数 b に及ぼす影響について調査する。最終的に、実用的な NZ-DSF の分散揺らぎの場合、提案手法の異常箇所推定や情報伝送に及ぼす影響は無視できることを示す。

1.3 本論文の構成

本研究では、IST を用いた異常箇所推定方法を提案し、数値シミュレーションによりその実現可能性を示す。図 1.5 に本論文の構成を示す。

第 2 章では、光ファイバ中を伝搬する光波の振る舞いを記述する NLSE について述べ、その初期値問題の解法である IST について述べる。また、IST を応用した情報伝送技術として、固有値変調と散乱係数 b 変調について説明する。

第 3 章では、IST を用いた手法として、離散固有値の分散および共分散を用いた異常箇所推定技術を提案

する。はじめに、提案手法の原理および実システムにおける手順について述べ、次に、数値シミュレーションにより原理確認を行った結果を示す。さらに、パルス数や異常箇所などのパラメータを変化させた場合の推定精度について議論し、適切なパラメータを設定することで、キロメートルオーダーの異常箇所推定が可能であることを示す。

第4章では、散乱係数 b 変調信号を用いた異常箇所推定技術を提案する。散乱係数 b 変調の方式として、制限つき散乱係数 b 変調と通常の散乱係数 b 変調の2種類の変調方式について数値シミュレーションを行い、異常箇所推定の精度について議論する。

第5章では、製造工程で生じる光ファイバの分散揺らぎが離散固有値および散乱係数 b に及ぼす影響について述べる。具体的には、ISTに基づく伝送技術において有効であると考えられているNZ-DSFの分散分布を双方向光時間領域反射測定法 (bi-directional optical time domain reflectometry) によって測定し、分散揺らぎのモデル化を行う。そのモデルを用いて、1-、2-、4-ソリトン解の離散固有値および1-ソリトン解の散乱係数 b に及ぼす影響を数値シミュレーションによって評価し、理論解析の結果と比較する。

第6章は結論であり、本研究で得られた成果について総括を行う。

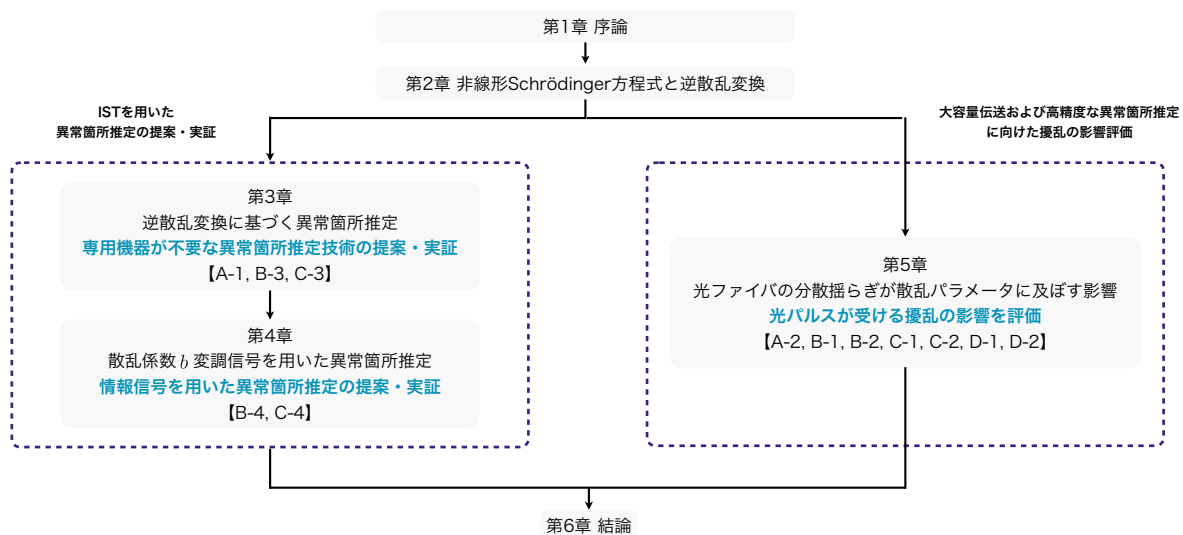


図 1.5: 本論文の構成

第2章 非線形 Schrödinger 方程式と逆散乱変換

2.1 緒言

本章では、光ファイバ中の諸現象について説明した後に、光ファイバ中を伝搬する電場の複素包絡線振幅の振る舞いを記述する方程式について述べる。実際の光ファイバ伝送路では、ファイバ損失を補償するために、光増幅器が挿入される。このことを考慮すると、電場の複素包絡線振幅は NLSE で記述できる。また、NLSE の初期値問題を解く方法である IST について述べ、その情報伝送技術への応用について紹介する。

2.2 光ファイバ中の諸現象と非線形 Schrödinger 方程式

本節では、光ファイバ内で生じる物理現象について説明し、光ファイバ中を伝搬する光波の複素包絡線振幅の発展を記述する方程式について述べる。また、ガイディングセンター理論により、その発展方程式が NLSE に帰着することを示す。

2.2.1 光ファイバ中の物理現象

光ファイバ内の光の伝搬に影響を与える主な要因として、損失、群速度分散、Kerr 非線形光学効果がある。以下では、各現象について説明する。

損失

光ファイバの損失要因は、材料固有の損失と外的要因による損失の2つに分類できる。材料固有な損失には、赤外吸収、紫外吸収といった吸収損失に加えて、Rayleigh 散乱などによる散乱損失がある。なお、散乱損失には、Brillouin 散乱や Raman 散乱も含まれるが、本論文で扱う条件下では Rayleigh 散乱に比べて微弱であるため、光ファイバの損失特性への影響は無視できると考える。外的要因として、遷移金属吸収や OH 基吸収、コアとクラッドの境界の乱れによる構造不整損失、外力の印加などによって生じる曲げ損失が挙げられる。

光ファイバ中を伝搬する光パルスの電力減衰は以下で記述される：

$$\frac{dP(z)}{dz} = -\alpha P(z) \quad (2.1)$$

ここで、 z はファイバ長手方向の伝送距離、 $P(z)$ は位置 z における光パルスの電力、 α はファイバ損失係数である。ファイバ損失係数のデシベル表記は

$$\alpha_{\text{dB}} = -\frac{10}{z} \log \left(\frac{P(z)}{P(0)} \right) \simeq 4.343\alpha \quad (2.2)$$

で表される。ここで、 $P(0)$ は $z = 0$ におけるパルスの電力である。一般に、光ファイバのデータシートに記載されているスペック値は α_{dB} である。

群速度分散

光ファイバの材料であるシリカガラス (SiO_2) の屈折率 n は波長依存性を持つ。したがって、伝搬定数 β も波長依存性を有する。光パルスが準単色光近似を満たす場合、 β の角周波数 ω の依存性は Taylor 級数の形で表せる：

$$\beta(\omega) = \frac{\omega}{c} n(\omega) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\beta_m}{m!} (\omega - \omega_0)^m = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \cdots \quad (2.3)$$

ただし、 c は真空中での光速、 ω_0 は搬送波の角周波数であり、

$$\beta_m \equiv \left. \frac{d^m \beta(\omega)}{d\omega^m} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (m = 0, 1, 2, \dots) \quad (2.4)$$

である。式 (2.3) において、 ω の 1 次の項は、群速度 v_g で移動する光パルスの群速度系に移ることで消去できる。2 次の項は、群速度 v_g が波長 λ に依存することを表しており、これを群速度分散 (group velocity dispersion: GVD) と呼ぶ。群速度分散は分散パラメータ (dispersion parameter)

$$D \equiv \left. \frac{d}{d\lambda} \frac{1}{v_g} \right|_{\lambda=\lambda_0} = -\frac{2\pi c}{\lambda_0^2} \beta_2 \quad (2.5)$$

によって特徴づけられる。ここで、 λ_0 は搬送波の波長である。実際には、緩やかに変動する複素包絡線の場合、群速度分散によるパルスの拡がりが生じ、伝搬中にパルス幅が増大する。これは、パルスの短波長成分が長波長成分に比べて遅延するためである（標準的な単一モードファイバ (standard single-mode fiber: SSMF) の場合 $D > 0$ ）。また、パルスの帯域幅 B に対して、距離 z だけ伝搬した後の全体的なパルス幅の増大は、

$$\Delta t = 2\pi|\beta_2|zB \quad (2.6)$$

と見積もれる。このように、パルス幅が拡がることから、群速度分散はシンボル間干渉 (intersymbol interference: ISI) の一因となり、伝送距離に制限を与える。したがって、式 (2.6) は伝搬距離 z に適したシンボル間隔 Δt を決定するために用いられる。群速度分散は、上述の材料分散に加えて、光ファイバの導波路構造による構造分散によっても生じる。光通信波長帯 ($1.55 \mu\text{m}$) において、SSMF の構造分散は材料分散に比べてほとんど無視できるが、非零分散シフトファイバ (non-zero dispersion-shifted fiber: NZ-DSF) 等では導波路構造を変更することで分散を制御している。また、短パルスの場合、式 (2.3) における ω の 3 次の項の影響が無視できなくなる。これは、分散スロープ (dispersion slope) S によって特徴づけられる。

Kerr 非線形性

一般に、入射信号光の電場強度が大きい場合、電気感受率 χ は入射する光の電場強度に依存する。すなわち、電気感受率は電場の関数であり、 $\chi(\mathbf{E})$ と表される。そこで、分極ベクトル \mathbf{P} を電場 \mathbf{E} を用いて次のようにべき級数の形に展開できると仮定する：

$$\mathbf{P}(t, \mathbf{x}) = \epsilon_0 [\chi^{(1)} \cdot \mathbf{E}(t, \mathbf{x}) + \chi^{(2)} : \mathbf{E}(t, \mathbf{x})\mathbf{E}(t, \mathbf{x}) + \chi^{(3)} : \mathbf{E}(t, \mathbf{x})\mathbf{E}(t, \mathbf{x})\mathbf{E}(t, \mathbf{x}) + \cdots] \quad (2.7)$$

ここで、 $\chi^{(j)}$ は電気感受率テンソルと呼ばれる $(j+1)$ 階テンソルであり、各成分は時間に依存しない物質固有の定数である。

光ファイバの材料である石英ガラスは等方性媒質であることから、 $\chi^{(2)} = 0$ となる。したがって、光ファイバ中の現象として現れる非線形光学効果の最低次の項は、電場の 3 乗に比例する項である。光ファイバ伝送において、主な非線形光学効果は Kerr 非線形性であり、これはシリカガラスの屈折率 n が光の強度に依存することに起因する。非線形性が小さいと仮定すると、電場強度に依存する屈折率は次のように表せる：

$$n = n_0 + n_2 |E|^2 \quad (2.8)$$

ここで、 n_0 は線形屈折率であり、 n_2 は非線形屈折率である。また、電場 E は伝搬方向に直交する単一偏波成分が伝搬する条件を仮定している。

電場の複素包絡線に対する発展方程式を導出する際、Kerr 非線形性を非線形係数 γ を用いて表すと便利であり、これは次のように定義される：

$$\gamma = \frac{n_2 \omega_0}{c A_{\text{eff}}} \quad (2.9)$$

ここで、 A_{eff} は実効コア断面積であり、ファイバの断面での光強度分布で決まる。Kerr 非線形性は、SPM や XPM といった位相変化を引き起こす。

2.2.2 非線形 Schrödinger 方程式とガイドイングセンター理論

ファイバ中を伝搬する電場の複素包絡線振幅 $E(t', z)$ の振る舞いは以下で記述される [8]：

$$i \frac{\partial E}{\partial z} - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E}{\partial t'^2} + \gamma |E|^2 E = -i \frac{\alpha}{2} E \quad (2.10)$$

ここで、 t' は包絡線の群速度系で測定した時間であり、群速度を v_g としたとき、物理的な時間 t と $t' = t - z/v_g$ の関係にある。左辺第 2 項は分散性、第 3 項は Kerr 非線形性を表しており、右辺はファイバ損失を表している。無損失 ($\alpha = 0$) の場合、式 (2.10) は NLSE と呼ばれる。2.3 節で述べるように、NLSE の初期値問題は IST によって解析的に解ける。

光波の発展方程式 (2.10) を正規化することを考える。以下では広く用いられている正規化方法について述べる。この方法では、最初に基準時間 t_0 を導入し、その後、距離スケール $l_0 \equiv t_0^2 / |\beta_2|$ および電力スケール $P_0 \equiv 1 / \gamma l_0$ を定義する。これらの量は、単に正規化における基準となる量であり、パルス幅、分散長、入射電力などの物理量そのものではなく、それらに關係する量である。これらを用いて、以下の正規化を

行う：

$$T \equiv \frac{t'}{t_0}, \quad Z \equiv \frac{z}{l_0}, \quad q \equiv \frac{E}{\sqrt{P_0}} \quad (2.11)$$

これらを用いて、 $\beta_2 < 0$ （異常分散）の場合に式 (2.10) を正規化すると、正規化振幅 $q(T, Z)$ の発展は

$$i \frac{\partial q}{\partial Z} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 q}{\partial T^2} + |q|^2 q = -i\Gamma q \quad (2.12)$$

で記述される。ここで、 $\Gamma \equiv \alpha l_0/2$ は正規化された損失係数である。

次に、正規化振幅 q を以下のように表すことを考える：

$$q(T, Z) = a(Z)U(T, Z) \quad (2.13)$$

ここで、 $a(Z)$ はファイバ損失による減衰を表す因子で、その発展は

$$\frac{da(Z)}{dZ} = -\Gamma a(Z), \quad a_0 \equiv a(0) \quad (2.14)$$

に従う。式 (2.12) に式 (2.13) と式 (2.14) を代入すると、

$$i \frac{\partial U}{\partial Z} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 U}{\partial T^2} + a^2(Z)|U|^2 U = 0 \quad (2.15)$$

を得る。式 (2.15) は非線形項が Z に依存しているため、非自律系の方程式である。実際の光ファイバ伝送では、光ファイバの損失を補償するために、EDFA やラマン増幅器 (Raman amplifier) などの光増幅器が挿入される。以下では、光増幅器が $z = nz_a$ ($n = 1, 2, \dots, N$) で周期的に挿入された異常分散ファイバからなる光ファイバ伝送路を考える。ここで、 $z_a \equiv Z_a/l_0$ は増幅器間隔であり、光ファイバ伝送においてスパン長と呼ばれる。 $a^2(Z)$ の単一スパンにわたる平均値が 1 と等しくなるように初期値 a_0 をおくと、

$$a_0 = \sqrt{\frac{2\Gamma Z_a}{1 - \exp(-2\Gamma Z_a)}} \quad (2.16)$$

となる。ガイディングセンター理論 [50] を適用し、 $Z_a^2 \ll 1$ を用いると、式 (2.15) は $U = e^{\phi \cdot \nabla} u$ で定義される正規化振幅 u に対する方程式に帰着する：

$$i \frac{\partial u}{\partial Z} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u}{\partial T^2} + |u|^2 u = 0 \quad (2.17)$$

ここで、 $Z_a \ll 1$ とし、 $U \simeq u$ としている。このように、損失があっても、 $Z_a \ll 1$ を満たすように増幅器を周期的に挿入することで、正規化振幅 u の発展は NLSE で記述できる。本論文では、条件 $Z_a \ll 1$ をガイディングセンター条件といい、実パラメータでは

$$z_a \ll \frac{2\pi c}{D} \frac{t_0^2}{\lambda_0^2} \quad (2.18)$$

と表される。あるいは、光ファイバの分散値、スパン長、搬送波の波長が与えられた場合、式 (2.18) は基

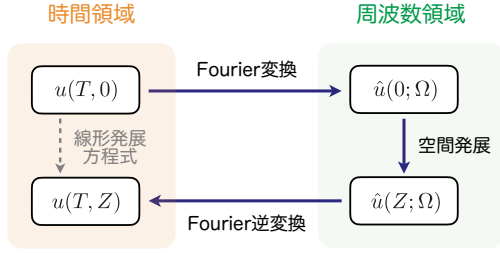


図 2.1: 線形方程式の初期値問題の解法

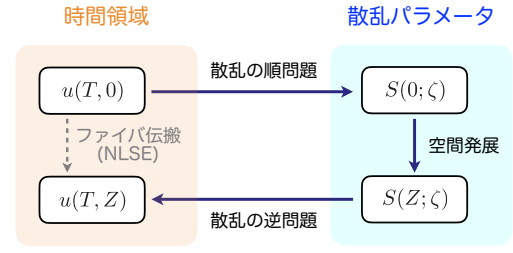


図 2.2: NLSE の初期値問題の解法

準時間 t_0 に対する制限を与える：

$$t_0 \gg \lambda_0 \sqrt{\frac{|D|z_a}{2\pi c}} \quad (2.19)$$

例えば、ファイバ種を SSMF ($D = 17$ ps/nm/km)、スパン長を $z_a = 50$ km、搬送波の波長を $\lambda_0 = 1.55$ μm とした場合、基準時間は $t_0 \gg 33$ ps を満たさなければならない。

2.3 逆散乱変換による NLSE の初期値問題の解法

次に、NLSE の初期値問題を解析的に解く手法である IST について述べる。

2.3.1 逆散乱変換の概要

まず、IST について説明する前に、Fourier 変換による線形発展方程式の初期値問題の解法について述べる。図 2.1 に示すように、初期値 $u(T, 0)$ に対して Fourier 変換を施し、 $\hat{u}(\Omega, 0)$ を求める。次に、周波数領域での空間発展を計算し、 $\hat{u}(\Omega, Z)$ を求め、Fourier 逆変換を施すことで、一般解 $u(T, Z)$ を得る。

一方、NLSE の場合、Fourier 変換によってその初期値問題を解くことはできないが、IST によって解析的に解けることが知られている。図 2.2 に IST の概要を示す。IST では、初期波形 $u(T, 0)$ を散乱の順問題によって散乱パラメータ $S(0; \zeta)$ に変換する。次にその空間発展を計算することで $S(Z; \zeta)$ を求める。それに対して散乱の逆問題を施すことで、一般解 $u(T, Z)$ を得る。このように、Fourier 変換による線形発展方程式の解法との類似性から、通信工学の分野において、IST は非線形 Fourier 変換 (nonlinear Fourier transform: NFT) と呼ばれることがある。

2.3.2 逆散乱変換と NLSE の一般解

本節では、散乱の順問題、散乱パラメータの空間発展、散乱の逆問題について述べ、その後、NLSE の解である N -ソリトン解およびその振る舞いについて述べる。

散乱の順問題

2.2.2 項で述べたように、光ファイバ中での光波の振る舞いは NLSE によって記述される。NLSE (式 (2.17)) は、固有関数 $\phi \equiv (\phi_1, \phi_2)^T$ に対する線形偏微分方程式

$$\frac{\partial \phi}{\partial T} = \begin{pmatrix} -i\zeta & u \\ -u^* & i\zeta \end{pmatrix} \phi, \quad (2.20)$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial Z} = \begin{pmatrix} -i\zeta^2 + \frac{i}{2}|u|^2 & \zeta u + \frac{i}{2}\frac{\partial u}{\partial T} \\ -\zeta u^* + \frac{i}{2}\frac{\partial u^*}{\partial T} & i\zeta^2 - \frac{i}{2}|u|^2 \end{pmatrix} \phi \quad (2.21)$$

の両立条件に等スペクトル条件 $d\zeta/dZ = 0$ を課すことで得られる [51]。ここで、 $\zeta \in \mathbb{C}$ は固有値であり、式 (2.20) および式 (2.21) は Zakharov-Shabat の散乱問題 (Zakharov-Shabat scattering problem: ZSSP) と呼ばれる。このように、非線形発展方程式が線形方程式と関係するため、NLSE は“隠れた線形性”を有すると言われる。

ここで、正規化振幅 u が $|T| \rightarrow \infty$ で任意の指数関数よりも十分速く減衰すると仮定する (消失境界条件)。この仮定は光通信で用いる光パルスに対しては保証されていると考えて良い¹。ここで、ZSSP (式 (2.20)) の固有値 $\zeta = \xi \in \mathbb{R}$ に属する固有関数として、以下の二組の固有関数を導入する：

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi \underset{T \rightarrow -\infty}{\sim} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} e^{-i\xi T} \\ \bar{\psi} \underset{T \rightarrow -\infty}{\sim} \begin{pmatrix} 0 \\ -1 \end{pmatrix} e^{i\xi T} \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} \chi \underset{T \rightarrow +\infty}{\sim} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} e^{i\xi T} \\ \bar{\chi} \underset{T \rightarrow +\infty}{\sim} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} e^{-i\xi T} \end{array} \right\} \quad (2.22)$$

これらを Jost 関数 (Jost function) といい、ZSSP (式 (2.20)) を境界条件 $\lim_{|T| \rightarrow \infty} u = 0$ のもとで解くことにより得られる。次に、散乱係数 (scattering coefficient) a, b を以下のように定義する：

$$a(\xi) \equiv W(\psi, \chi), \quad b(\xi) \equiv -W(\psi, \bar{\chi}) \quad (2.23)$$

ここで、 W はロンスキアンを表す。消失境界条件のもとでは、固有関数を複素上半平面 (\mathbb{C}^+) に解析接続可能であるので、

$$a(\zeta) = \lim_{T \rightarrow +\infty} \psi_1(T; \zeta) e^{i\zeta T}, \quad b(\zeta) = \lim_{T \rightarrow +\infty} \psi_2(T; \zeta) e^{-i\zeta T} \quad (2.24)$$

のように表せる。さらに、散乱係数を用いて反射係数 (reflection coefficient) $r(\xi)$ および規格化定数 (norming constant) $\gamma(\zeta_k)$ を

$$r(\xi) \equiv \frac{b(\xi)}{a(\xi)}, \quad \gamma(\zeta_k) \equiv \frac{b(\zeta_k)}{a'(\zeta_k)} \quad (2.25)$$

¹実際の光通信システムでは、有限のシンボル周期で光パルスを送信する。したがって、ファイバ伝搬中に分散性によるパルス拡がりが生じた場合、隣接パルスとの干渉が生じることがあるが、ここではシンボル間干渉がないことを仮定する。

のように定義する。ここで、 $\zeta_k \equiv \zeta_{\Re k} + i\zeta_{\Im k} \in \mathbb{C}^+$ は ZSSP の離散固有値 (discrete eigenvalue) であり、

$$a'(\zeta_k) \equiv \left. \frac{da(\zeta)}{d\zeta} \right|_{\zeta=\zeta_k}, \quad a(\zeta_k) = 0 \quad (2.26)$$

である。以下の集合を散乱パラメータと呼ぶ：

$$S(\zeta) \equiv \left\{ r(\xi), \{\zeta_k, \gamma(\zeta_k)\}_{k=1}^N \right\} \quad (2.27)$$

反射係数 $r(\xi)$ は連続スペクトル、 $S_d(\zeta_k) \equiv \{\zeta_k, \gamma(\zeta_k)\}_{k=1}^N$ は離散スペクトルと呼ばれる。

散乱パラメータの空間発展

散乱パラメータの空間発展は以下で与えられる [51]：

$$\begin{aligned} \zeta(Z) &= \zeta(0), \\ a(Z; \zeta) &= a(0; \zeta), \quad b(Z; \zeta) = b(0; \zeta)e^{2i\zeta^2 Z}, \\ r(Z; \xi) &= r(0; \xi)e^{2i\xi^2 Z}, \quad \gamma(Z; \zeta_k) = \gamma(0; \zeta_k)e^{2i\zeta_k^2 Z} \end{aligned} \quad (2.28)$$

以上より、ファイバ伝送によって、固有値 ζ および散乱係数 a は不変であるが、散乱係数 b 、反射係数 r 、規格化定数 γ は指数関数的に発展することがわかる。例えば、離散固有値 ζ_k に対する散乱係数 b の空間発展は、次のように書ける：

$$b(Z; \zeta_k) = b(0; \zeta_k)e^{-4\zeta_{\Re k}\zeta_{\Im k}Z}e^{2i(\zeta_{\Re k}^2 - \zeta_{\Im k}^2)Z} \quad (2.29)$$

ここで、1 つ目の指数関数は振幅の変化を表しており、2 つ目の指数関数は位相回転を表している。また、位相回転の向きは $\zeta_{\Re k}^2 - \zeta_{\Im k}^2$ によって決まる。同様のことが規格化定数 γ にもいえる。式 (2.25) と式 (2.28) より、任意の位置 Z において、 $b(Z; \zeta_k)$ と $\gamma(Z; \zeta_k)$ は単に複素定数倍の関係にあることがわかる。以下では、 $a(Z; \zeta_k)$ 、 $b(Z; \zeta_k)$ 、 $\gamma(Z; \zeta_k)$ を単に $a_k(Z)$ 、 $b_k(Z)$ 、 $\gamma_k(Z)$ と表す。

散乱の逆問題

散乱の逆問題は散乱パラメータ $S(Z; \zeta)$ を正規化振幅 $u(T, Z)$ に写像する操作である。これは、一般に Gel'fand-Levitan-Marchenko 方程式を解くことによって行われるが、固有関数の解析性が保証されている場合、Riemann-Hilbert 問題の応用に帰着する [51, 52]。すると、正規化振幅 u は以下のように書ける：

$$u(T, Z) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} r^*(Z; \xi) \chi_2^*(T, Z; \xi) e^{-i\xi T} d\xi - 2i \sum_{k=1}^N \gamma_k^*(Z) \chi_{k2}^*(T, Z) e^{-i\zeta_k^* T} \quad (2.30)$$

ここで、連続スペクトル $r(\xi)$ と離散スペクトル $S_d \equiv \{\zeta_k, \gamma_k\}_{k=1}^N$ はそれぞれ分散波成分（放射成分）と N -ソリトン解 (N -soliton solution) に対応する。NLSE の解は複素スカラー場であるため、一般的に自由度が無限大であるが、 N -ソリトン解は $\zeta_{\Re k}$ 、 $\zeta_{\Im k}$ 、 $|\gamma_k|$ 、 $\arg[\gamma_k]$ ($k = 1, 2, \dots, N$) の計 $4N$ 個の有限自由度で記

述できる。これがソリトンが粒子性をもつと言われる所以である。 N -ソリトン解に対する固有関数は

$$\begin{cases} \chi_{k1}(T, Z)e^{-i\zeta_k T} = \sum_{k=1}^N \frac{\gamma_k^*(Z)\chi_{k2}^*(T, Z)}{\zeta_k^* - \zeta} e^{-i\zeta_k^* T} \\ \chi_{k2}(T, Z)e^{-i\zeta_k T} = 1 - \sum_{k=1}^N \frac{\gamma_k^*(Z)\chi_{k1}^*(T, Z)}{\zeta_k^* - \zeta} e^{-i\zeta_k^* T} \end{cases} \quad (2.31)$$

で与えられる。上記で述べたように、散乱係数 $b_k(Z)$ は規格化定数 $\gamma_k(Z)$ と複素定数倍の関係にあるので、以下では離散スペクトルを

$$S_d(Z; \zeta_k) \equiv \{\zeta_k, b_k(Z)\}_{k=1}^N \quad (2.32)$$

で定義する。したがって、 N -ソリトン解は $\zeta_{\Re k}, \zeta_{\Im k}, |b_k|, \arg[b_k]$ ($k = 1, 2, \dots, N$) によって記述される。

2.3.3 N -ソリトン解

前節で述べたように、NLSE は離散固有値に対応したソリトン解を有し、離散固有値が N 個の場合、

$$u(T, Z) = -2i \sum_{k=1}^N \gamma_k^*(Z)\chi_{k2}^*(T, Z)e^{-i\zeta_k^* T} \quad (2.33)$$

で与えられる。本節では、 $N = 1$ および 2 の場合、すなわち 1-ソリトン解および 2-ソリトン解の振る舞いについて述べる。

1-ソリトン解

式 (2.33) において $N = 1$ とおいた場合、そのソリトン解は 1-ソリトン解と呼ばれ、 $\zeta_{\Re 1}, \zeta_{\Im 1}, |b(\zeta_1)|, \arg[b(\zeta_1)]$ の計 4 つの自由度で記述される。1-ソリトン解に対する固有関数は、式 (2.31) において $N = 1$ と置くことで次のように得られる：

$$\begin{cases} \chi_{11}(T, Z) = \frac{(\zeta_1^* - \zeta_1)\gamma_1^*(Z)e^{-i\zeta_1^* T}}{(\zeta_1 - \zeta_1^*)^2 e^{i(\zeta_1^* - \zeta_1)T} - |\gamma_1(Z)|^2 e^{-i(\zeta_1^* - \zeta_1)T}} \\ \chi_{12}(T, Z) = \frac{(\zeta_1^* - \zeta_1)^2 e^{i\zeta_1^* T}}{(\zeta_1 - \zeta_1^*)^2 e^{i(\zeta_1^* - \zeta_1)T} - |\gamma_1(Z)|^2 e^{-i(\zeta_1^* - \zeta_1)T}} \end{cases} \quad (2.34)$$

式 (2.30) において $N = 1$ とおいたものと固有関数 (式 (2.34)) より、1-ソリトン解の表式は次のようになる：

$$u(T, Z) = -\frac{2i(\zeta_1 - \zeta_1^*)^2 \gamma_1^*(Z)e^{-i(\zeta_1 + \zeta_1^*)T}}{(\zeta_1 - \zeta_1^*)^2 e^{-i(\zeta_1 - \zeta_1^*)T} - |\gamma_1(Z)|^2 e^{i(\zeta_1 - \zeta_1^*)T}} \quad (2.35)$$

ここで、散乱係数の初期値を

$$a_1 = \frac{\zeta - \zeta_1}{\zeta - \zeta_1^*}, \quad b_1(0) = e^{\ln |b_1(0)| + i\arg[b_1(0)]} \quad (2.36)$$

のように表す。ここで、

$$a'_1 = \frac{da(\zeta)}{d\zeta} \Big|_{\zeta=\zeta_1} = \frac{1}{\zeta_1 - \zeta_1^*} \quad (2.37)$$

であることを思い出すと、位置 Z における規格化定数は散乱係数を用いて

$$\gamma_1(Z) = \gamma_1(0)e^{2i\zeta_1^2 Z} = \frac{b_1(Z)}{a'_1} = (\zeta_1 - \zeta_1^*)b_1(Z) \quad (2.38)$$

のように表せる。したがって、式 (2.38) を式 (2.35) に代入すると、1-ソリトン解は散乱係数 b を用いて

$$u(T, Z) = 4i\zeta_{\Im 1}b_1^*(Z) \frac{e^{-2i\zeta_{\Re 1}T}}{e^{2\zeta_{\Im 1}T} + |b_1(Z)|^2 e^{-2\zeta_{\Im 1}T}} \quad (2.39)$$

のように表せる。これに式 (2.29) を代入すると、式 (2.39) は

$$\begin{aligned} u(T, Z) &= 2\zeta_{\Im 1} \operatorname{sech}(2\zeta_{\Im 1}T - \ln |b_1(0)| + 4\zeta_{\Re 1}\zeta_{\Im 1}Z) e^{-2i\zeta_{\Re 1}T - 2i(\zeta_{\Re 1}^2 - \zeta_{\Im 1}^2)Z + i\left(\frac{\pi}{2} - \arg[b_1(0)]\right)} \\ &= 2\zeta_{\Im 1} \operatorname{sech}(2\zeta_{\Im 1}T - \ln |b_1(Z)|) e^{-2i\zeta_{\Re 1}T - i\arg[b_1(Z)] + i\frac{\pi}{2}} \end{aligned} \quad (2.40)$$

と表せる。ただし、

$$\begin{cases} \ln |b_1(Z)| = \ln |b_1(0)| - 4\zeta_{\Re 1}\zeta_{\Im 1}Z \\ \arg[b_1(Z)] = \arg[b_1(0)] + 2(\zeta_{\Re 1}^2 - \zeta_{\Im 1}^2)Z \end{cases} \quad (2.41)$$

である。ここで、ソリトンの時間中心 $T_{c1}(Z)$ および位相 $\theta_1(Z)$ を用いて 1-ソリトン解（式 (2.40)）を

$$u(T, Z) = 2\zeta_{\Im 1} \operatorname{sech}[2\zeta_{\Im 1}(T - T_{c1}(Z))] e^{-2i\zeta_{\Re 1}T + i\theta_1(Z)} \quad (2.42)$$

のように表す。式 (2.40) と式 (2.42) を比較すると、

$$\begin{cases} T_{c1}(Z) = \frac{\ln |b_1(0)|}{2\zeta_{\Im 1}} - 2\zeta_{\Re 1}Z = \frac{\ln |b_1(Z)|}{2\zeta_{\Im 1}} \\ \theta_1(Z) = \frac{\pi}{2} - \arg[b_1(0)] - 2(\zeta_{\Re 1}^2 - \zeta_{\Im 1}^2)Z = \frac{\pi}{2} - \arg[b_1(Z)] \end{cases} \quad (2.43)$$

の関係があることがわかる。これから、散乱係数 b の振幅と位相はそれぞれ 1-ソリトン解の時間中心と位相に関係していることがわかる。さらに、離散固有値の実部 $\zeta_{\Re 1}$ は時間軸上を進む速度および中心周波数、虚部 $\zeta_{\Im 1}$ は振幅およびパルス幅の逆数（周波数スペクトル幅）に関係していることがわかる。

また、式 (2.11) を用いて実パラメータに戻すと

$$E(t, z) = \frac{2\zeta_{\Im 1}}{t_0} \sqrt{\frac{|\beta_2|}{\gamma}} \operatorname{sech}\left[\frac{2\zeta_{\Im 1}}{t_0}(t' - t_{c1}(z))\right] e^{-2i\zeta_{\Re 1}\frac{t'}{t_0} + i\theta_1(z)} \quad (2.44)$$

となる。ここで、 $t_{c1} \equiv T_{c1} \cdot t_0$ は実パラメータにおける群速度系での 1-ソリトン解の包絡線振幅 E の時間中心である。これから、ピーク電力は $\zeta_{\Im 1}^2/t_0^2$ に比例することがわかる。また、1-ソリトン解の包絡線振幅

E の半値全幅 (full width at half maximum: FWHM) は

$$t_{\text{width}} = \frac{t_0}{\zeta_{\Im 1}} \ln(\sqrt{2} + 1) \simeq 0.8814 \frac{t_0}{\zeta_{\Im 1}} \quad (2.45)$$

で与えられる。これから、パルス幅は基準時間 t_0 に比例し、離散固有値の虚部 $\zeta_{\Im 1}$ に反比例することがわかる。さらに、離散固有値を

$$\zeta_1 = \zeta_{\Re 1} + i\zeta_{\Im 1} \equiv \frac{\kappa_1 + i\eta_1}{2} \quad (2.46)$$

のように表すと、1-ソリトン解 (式 (2.42)) は

$$u(T, Z) = \eta_1 \text{sech}[\eta_1 (T - T_{c1}(Z))] e^{-i\kappa_1 T + i\theta_1(Z)} \quad (2.47)$$

と表される。すると、 κ_1 は時間軸上を進む速度および中心周波数、 η_1 は振幅およびスペクトル幅の逆数のものとなる。このように、1-ソリトン解の場合は、離散固有値を式 (2.46) のように表した方が物理的な意味を持つパラメータと直接関係するので便利である [50, 53]。

2-ソリトン解

一般に、 N -ソリトン解は、 $|Z| \rightarrow \infty$ において、 N 個の 1-ソリトン解が別々に存在しているものと近似できる [53] :

$$u(T, Z) \underset{|Z| \rightarrow \infty}{\sim} \sum_{k=1}^N u_k(T, Z) \quad (2.48)$$

ここで、 u_k は離散固有値 $\zeta_k = \zeta_{\Re k} + i\zeta_{\Im k}$ を有する 1-ソリトン解である。 $N = 2$ の場合、そのソリトン解は 2-ソリトン解 (two-soliton solution) と呼ばれ、 $|Z| \rightarrow \infty$ において 2 つの 1-ソリトン解が別々に存在しているものと近似できる :

$$u(T, Z) \underset{|Z| \rightarrow \infty}{\sim} u_1(T, Z) + u_2(T, Z) \quad (2.49)$$

ここで、 u_1 、 u_2 はそれぞれ離散固有値 $\zeta_1 = \zeta_{\Re 1} + i\zeta_{\Im 1}$ 、 $\zeta_2 = \zeta_{\Re 2} + i\zeta_{\Im 2}$ ($\zeta_{\Re 1} \neq \zeta_{\Re 2}$) を持つ 1-ソリトン解であり、ファイバ伝送に伴い、これらの成分はある点で衝突する。

次に、2 つの 1-ソリトン成分の衝突地点について述べる。1-ソリトン解の時間中心は式 (2.43) で与えられるので、2 つの 1-ソリトン成分の時間中心はそれぞれ以下のように書ける :

$$T_{c1}(Z) = \frac{\ln |b_1(0)|}{2\zeta_{\Im 1}} - 2\zeta_{\Re 1} Z, \quad T_{c2}(Z) = \frac{\ln |b_2(0)|}{2\zeta_{\Im 2}} - 2\zeta_{\Re 2} Z \quad (2.50)$$

2 つの 1-ソリトン成分が衝突するとき、それらの時間中心は一致する。そこで、衝突地点を Z_{coll} と表すと、2 つの 1-ソリトン成分が衝突する条件は $T_{c1}(Z_{\text{coll}}) = T_{c2}(Z_{\text{coll}})$ となる。したがって、以下の関係式を得る :

$$Z_{\text{coll}} = \frac{1}{4(\zeta_{\Re 2} - \zeta_{\Re 1})\zeta_{\Im 1}\zeta_{\Im 2}} (\zeta_{\Im 1} \ln |b_2(0)| - \zeta_{\Im 2} \ln |b_1(0)|) \quad (2.51)$$

以上より、2 つの 1-ソリトン成分の衝突地点は離散固有値 ζ と散乱係数 b の初期振幅によって定まり、散乱係数 b の初期位相には無関係なことがわかる。一方で、衝突地点における 2 つの 1-ソリトン成分の位相は

式 (2.43) より

$$\begin{cases} \theta_1(Z) = \frac{\pi}{2} - \arg[b_1(0)] - 2(\zeta_{\Re 1}^2 - \zeta_{\Im 1}^2)Z \\ \theta_2(Z) = \frac{\pi}{2} - \arg[b_2(0)] - 2(\zeta_{\Re 2}^2 - \zeta_{\Im 2}^2)Z \end{cases} \quad (2.52)$$

で与えられる。したがって、位相差は

$$\begin{aligned} \Delta\theta(Z) &\equiv \theta_1(Z) - \theta_2(Z) \\ &= \arg\left[\frac{b_2(0)}{b_1(0)}\right] + 2\{(\zeta_{\Re 2}^2 - \zeta_{\Re 1}^2) + (\zeta_{\Im 2}^2 - \zeta_{\Im 1}^2)\}Z \end{aligned} \quad (2.53)$$

で与えられる。

上述のように、全ての離散固有値の実部が異なる場合、 N -ソリトン解は、 $|Z| \rightarrow \infty$ で N 個の 1-ソリトン解が別々に存在しているものと近似できる。しかし、離散固有値の実部が全て等しい場合、ファイバ長手方向に対して周期的な挙動を示す。例えば、 $N = 2$ において、 $\zeta_{\Re 1} = \zeta_{\Re 2} = 0$ のとき、その正規化周期 Z_p および実パラメータでの周期 $z_p = Z_p l_0$ はそれぞれ

$$Z_p = \frac{\pi}{|\zeta_{\Im 1}^2 - \zeta_{\Im 2}^2|}, \quad z_p = \frac{t_0^2}{|\beta_2|} \frac{\pi}{|\zeta_{\Im 1}^2 - \zeta_{\Im 2}^2|} \quad (2.54)$$

で与えられる。

2.4 逆散乱変換に基づく伝送方式

第 1 章で述べたように、光ファイバの Kerr 非線形性は通信路容量に制限を与えるため、大容量化に向けて、非線形光学効果による歪みの緩和・克服が 1 つの課題となっている。前節で述べたように、光ファイバ中の光波の振る舞いは NLSE で記述され、その初期値問題は IST によって解ける。IST を用いる際に、光パルスは散乱パラメータに変換され、固有値は伝搬距離に対して不変であり、散乱係数 b の空間発展は線形方程式で記述される。この性質を応用した非線形歪みを緩和・克服する技術が提案されており、IST に基づく伝送 (IST-based transmission) や IST に基づく非線形補償 [54]、IST に基づく逆伝搬法 (IST-based back propagation)[55] などが提案されている。

IST に基づく伝送では、光パルスは IST によって散乱パラメータと一対一に対応する。すなわち、散乱パラメータを変調することでビットパターンに応じて異なる光パルスを送受信し、情報伝送が可能であることを利用している。以下では、IST に基づく伝送方式の中でも、固有値変調と散乱係数 b 変調について説明する。

2.4.1 固有値変調

IST の光ファイバ通信技術への応用は、1993 年の Hasegawa と Nyu による固有値通信に始まった [13]。固有値通信では、光波の振る舞いが NLSE に従う限り、離散固有値 ζ_k が伝送の前後で不変であるという性

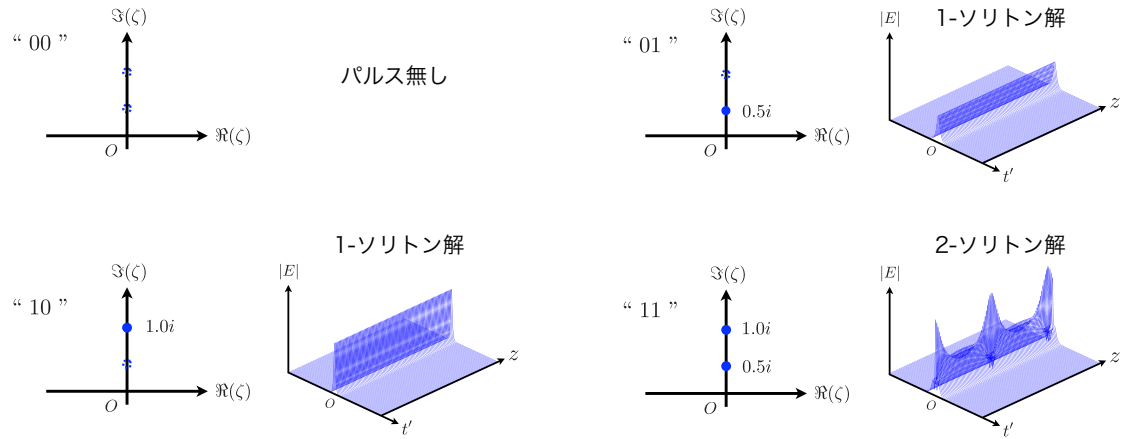


図 2.3: 固有値変調におけるオン・オフ符号化

質を用いる。1993 年当時は、デジタルコヒーレント技術がまだ登場していなかったため、Raman 効果を用いた手法が提案されていた。また、2004 年に Maruta らにより四光波混合を用いた復調方法も提案されており、実験検証も行われている [56]。

その後、デジタルコヒーレント技術の確立により、受信した電場の複素包絡線を ZSSP (式 (2.20)) に代入し、それを数値的に解くことで離散固有値の検出が可能となった。そこで、さらなる大容量化に向けて、オン・オフ符号化 (on-off encoding) を用いた固有値変調が Maruta らによって提案された [14]。パルスの振る舞いは、固有値の数およびその配置によって異なるため、複数の固有値のオン・オフ状態を用いて情報を伝送できる。

オン・オフ符号化では、複素固有値平面上の離散固有値 $\zeta_k (k = 1, 2, \dots, N)$ の有無を 1 ビットの “1” または “0” に割り当てる符号化を行い、 N 個の離散固有値のそれぞれの有無の組合わせを用いることで、 2^N 値の変調信号を実現できる。つまり、 N 個の離散固有値を用いた場合、1 シンボルあたり N ビットの情報伝送が可能である。例えば、図 2.3 に示すように、2 つの固有値を用いた場合、固有値がない状態、1 つある状態 (2 通り)、2 つある状態の 4 つの状態を作ることができ、各状態にビットパターンを割り当てることで、1 シンボルあたり 2 ビットの情報伝送が可能となる。

図 2.4 に実システムにおける固有値変調方式の変復調方法の概要を示す。図 2.4 では例として 4 つの離散固有値を用いた場合、すなわち 16 値の固有値変調を行う場合を示している。まず、送信器において、情報ビット系列から固有値パターンへの符号化を行う。次に、散乱の逆問題により、割り当てられた固有値パターンからパルスへのマッピングを行う。実装の際には、この過程は固有値パターンとそれに対応するパルス波形からなるルックアップテーブルに置き換えることで、散乱の逆問題の計算を省略できる。情報ビット系列から固有値パターンへの符号化と固有値パターンからパルス波形へのマッピングの処理が固有値変調に相当する。その後、マッピングしたパルスデータを時間領域で縦続接続し、固有値変調信号を生成する。最後に、デジタル-アナログ変換器 (digital-analog converter: DAC) を用いてアナログ信号波形に変換し、IQ 変調器を用いて送信光信号を生成する。

受信端では、一般的な 90° 光ハイブリッド・コヒーレント受信器を用いて、光信号を I/Q 成分に分離す

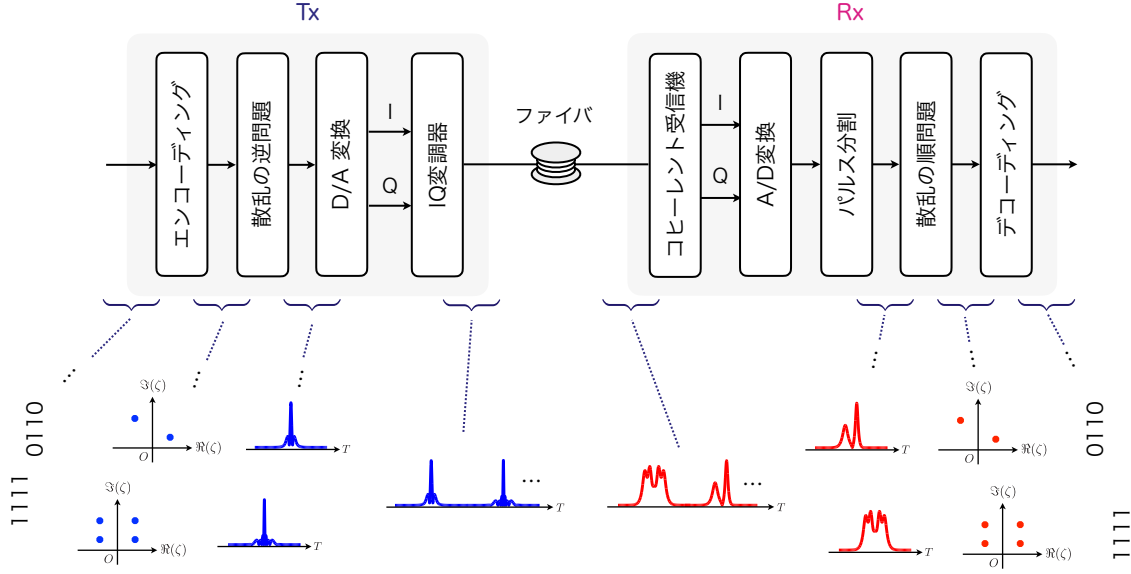


図 2.4: 固有値変調方式の変復調方法の概要

る。I/Q 成分はそれぞれ、アナログ-デジタル変換器 (analog-digital converter: ADC) を用いてデジタル信号に変換される。続いて、得られたデジタル信号波形に対して窓関数をかけてパルス波形毎に分割し、各パルス波形から離散固有値の検出を行う。離散固有値は、ZSSP (式 (2.20)) を解くことで得られる。最終的に、得られた離散固有値パターンは復号器を介して情報ビット系列に変換される。デジタル信号波形からパルス波形の切り出し、固有値の検出、および情報ビット系列への復号の処理が固有値復調に相当する。

先行研究では、固有値復調にニューラルネットワークを応用することで、4つの固有値のオン・オフ状態を用いた 16 値固有値変調信号の 3000 km 伝送実験に成功した例が報告されている [58]。また、12 個の固有値を用いた 4096 値固有値変調信号に軟判定誤り訂正を適用することで、伝送距離を 1200 km まで延伸化した例が報告されている [16]。

2.4.2 散乱係数 b 変調

散乱係数 b を変調することで情報伝送を行う方式を散乱係数 b 変調 (b -modulation) という。散乱係数 b は連続スペクトルと離散スペクトルの両方に対して定義されるため、連続スペクトルに対する散乱係数 b 変調と離散スペクトルに対する散乱係数 b 変調が考えられる。以下では、本論文で用いる離散スペクトルに対する散乱係数 b 変調について述べる。

2.3.2 項で述べたように、離散スペクトルにおける散乱係数 b は各離散固有値 ζ_k に対して定義される複素数である。したがって、各離散固有値に対する散乱係数 b の振幅と位相を独立に変調し、その組み合わせの数に対応する情報が伝送できる。例えば、2つの離散固有値に対する散乱係数 b を QPSK で変調した場合、 $4 \times 4 = 2^4$ 通りの組み合わせが考えられることから、1 シンボルあたり 4 ビットを割り当てる伝送方式となる。一般に、 N 個の離散固有値に対する散乱係数 b を M 値変調することで、 M^N 値の多値変調方式を実現

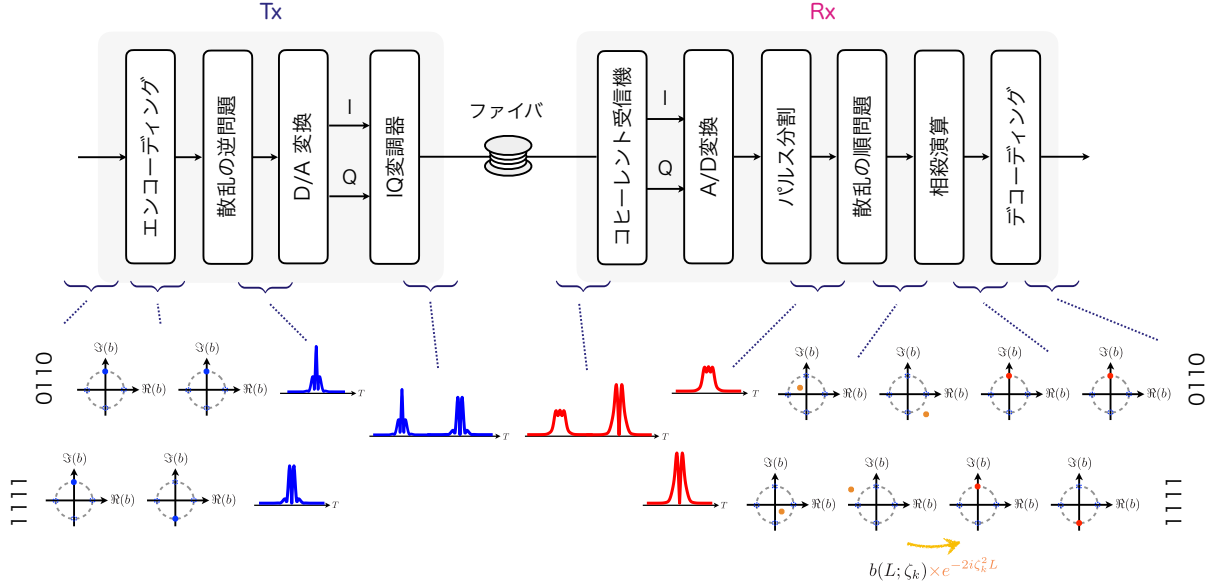


図 2.5: 散乱係数 b 変調方式の変復調方法の概要

できる。なお、2.3.3 項で述べたように、離散固有値が 1 つの場合、散乱係数 b の振幅と位相はそれぞれ 1-ソリトン解の時間中心と位相に関係するため、単に 1-ソリトン解の時間中心と位相を変調していることと等価である。

図 2.5 に実システムにおける散乱係数 b 変調方式の変復調方法の概要を示す。例として、2-ソリトン解の散乱係数 b に QPSK の信号点配置を適用した場合について説明する。固有値変調では、ビットパターンに応じて固有値の数やその配置が異なった。一方、散乱係数 b 変調では、ビットパターンによらず同じ離散固有値を用い、それに対する散乱係数 b の値の組み合わせをビットパターンによって変化させる。まず、送信器において、情報ビット系列から散乱係数 b のパターンへの符号化を行う。符号化される散乱係数 b の値として PSK や QAM といった信号点配置が用いられる [17]。次に、符号化された散乱係数 b のパターンからパルス波形へのマッピングを行う。情報ビット系列から散乱係数 b のパターンへの符号化、およびパルス波形へのマッピング処理が散乱係数 b 変調に相当する。そして、マッピングしたパルス波形データを、DAC を用いてアナログ信号波形に変換し、IQ 変調器を用いて送信光信号を生成する。

受信端では、固有値変調方式と同様に、一般的な 90° 光ハイブリッド・コヒーレント受信器を用いて、光信号を I/Q 成分に分離する。I/Q 成分はそれぞれ、ADC を用いてデジタル信号に変換される。続いて、得られたデジタル信号波形に対して窓関数をかけてパルス波形毎に分割し、各固有値に対する散乱係数 b を検出する。このとき、散乱係数 b は式 (2.28) に従う空間発展が生じているため、受信端では相殺演算 (counter operation)

$$b_k = b_k(L) e^{-2i\zeta_k^2 L} \quad (2.55)$$

を行うことで、伝送に伴う振幅変化および位相回転を補償する必要がある。ここで、 L は正規化伝送路長、 $b_k(L)$ は受信パルスから検出した離散固有値 ζ_k に対する散乱係数 b である。このように、Kerr 非線形性の存在下であっても線形補償のみで復調可能であり、非線形補償が不要なことが散乱係数 b 変調の特長であ

る。最後に、求められた散乱係数 b は復号器を介して情報ビット系列に変換される。デジタル信号波形からパルス波形の切り出し、散乱係数 b の検出、および情報ビット系列への復号の処理が散乱係数 b 復調に相当する。

なお、散乱係数 b の検出方法としては Boffeta-Osborne 法 [59] や Ablowitz-Ladik 法 [60, 61]、fast NFT [62] などが提案されているが、これらの方法は離散スペクトルの検出において不安定となることが知られている。そこで、forward-backward 法（または bi-directional アルゴリズム）[63, 64] や Fourier collocation に基づく方法 [65] が提案されている。

離散スペクトルにおける散乱係数 b と規格化定数 γ は複素定数倍の関係でしかないが、雑音耐性は散乱係数 b 変調の方が強いことが知られている [17]。また、散乱係数 b は連続固有値に対しても定義されることから、連続スペクトルにおける散乱係数 b を用いて情報伝送が可能である。ただし、このときの散乱係数 b は連続固有値 ξ に対して定義される関数である。連続スペクトルは離散スペクトルよりも多くの情報を載せることができるが、伝送に伴うパルスの拡がりによって伝送距離が制限される。なお、連続スペクトルの散乱係数 b は反射係数 r と複素定数倍の関係しかないが、離散スペクトルの場合と同様、雑音耐性に優れていることが知られている [66]。

2.3.2 項で述べたように、連続スペクトルと離散スペクトルはそれぞれ NLSE の解の分散波成分とソリトン成分に対応する。これらは独立な成分であることから、連続スペクトルと離散スペクトルを独立に変調し同時に伝送することで、さらなる大容量化が可能である。このような変調方式は全スペクトル変調 (full spectrum modulation) または統合変調 (joint modulation) と呼ばれ、幾つかの実証例が報告されている [19, 20, 21]。これは、通常の変調方式にはない多重化技術である。

2.5 結言

本章では、光ファイバ中での物理現象として、損失、群速度分散、Kerr 非線形性について説明した。また、ガイディングセンター理論を適用することにより、損失を有する光ファイバ中を伝搬する光波の振る舞いが非線形 Schrödinger 方程式で記述されることを述べた。さらに、非線形 Schrödinger 方程式の初期値問題を解析的に解く手法である逆散乱変換について述べた。最後に IST を利用した情報伝送技術である、固有値変調および散乱係数 b 変調を紹介した。

第3章 逆散乱変換における離散固有値を用いた異常箇所推定

3.1 緒言

将来の高信頼な光ファイバ通信ネットワークでは、安定したサービスの提供だけでなく、災害や障害発生時の早期復旧が求められ、早期復旧には迅速な異常発生箇所の推定が必要となる。近年、OTDR等の専用機器を用いない異常箇所推定手法として、光コヒーレント送受信系とデジタル信号処理を用いた手法がいくつか提案されている。本章では、光コヒーレント送受信系を用いた手法として、ISTにおける離散固有値の分散および共分散を用いた異常箇所推定手法を提案し、その推定精度について述べる。

3.2節では、ISTに基づく異常箇所推定に用いる2-ソリトン解の振る舞いについて述べる。3.3節では、3.2節で述べた2-ソリトン解の離散固有値への雑音の影響を、数値シミュレーションによって評価した結果について述べる。3.4節では、ISTに基づく手法として、2-ソリトン解の離散固有値の分散および共分散を用いた異常箇所推定手法を提案し、その手順とシミュレーションモデルについて述べる。3.5節では、提案手法の原理確認を行い、推定精度の向上や異常レベル（異常な雑音指数）、推定に必要なパルス数、異常箇所を変えた場合について議論する。さらに、実システムへの導入を見据えて、入射電力に対する依存性、より長いスパン長の光ファイバ伝送路への適用の可能性、インサービスでの異常箇所推定の可能性、計算量について議論する。

3.2 虚軸対称な固有値配置を有する2-ソリトン解

本節では、異常箇所推定に用いる2-ソリトン解の振る舞いについて述べる。異常箇所推定には、図3.1に示すような、複素固有値平面上において、その虚軸に対して対称に配置された2-ソリトン解を用い、2.3.3項で述べた理論を応用する。ここで、虚軸対称な2つの離散固有値を $\zeta_1 = -\delta_{\Re}/2 + i\zeta_{\Im}$ 、 $\zeta_2 = \delta_{\Re}/2 + i\zeta_{\Im}$ とし、 δ_{\Re} は実部間隔を表す。このとき、衝突地点（式(2.51)）および位相差（式(2.53)）は

$$Z_{\text{coll}} = \frac{1}{4\delta_{\Re}\zeta_{\Im}} \ln \frac{|b_2(0)|}{|b_1(0)|}, \quad (3.1)$$

$$\Delta\theta(Z) = \arg \left[\frac{b_2(0)}{b_1(0)} \right] = \text{const.} \quad (3.2)$$

となる。以上より、虚軸対称な固有値配置を有する2-ソリトン解の伝送を考えたとき、2つの1-ソリトン成分の衝突地点は散乱係数 b の初期振幅比によって決まり、位相差は伝搬距離 Z に依らず一定となることがわかる。例えば、 $|b_1(0)| = |b_2(0)|$ と置いた場合、2つの1-ソリトン成分は $Z = 0$ で衝突することがわか

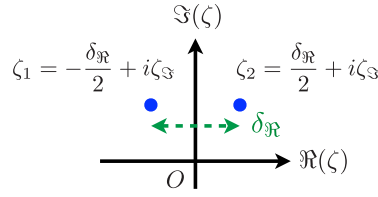


図 3.1: 異常箇所推定に用いる 2-ソリトン解の離散固有値配置

る。また、初期値の比 $b_2(0)/b_1(0)$ が実数の場合、位相差は 0 となることがわかる。

ここで、2つの散乱係数 b_1 、 b_2 に対して共通の基準値 b_0 を導入し、離散固有値 ζ_k ($k = 1, 2$) に対する散乱係数 b の初期値 $b_k(0)$ を次のように表す：

$$b_k(Z = 0; Z_{\text{offset}}) = b_0 e^{2i\zeta_k^2 Z_{\text{offset}}} \quad (k = 1, 2) \quad (3.3)$$

ここで、 Z_{offset} は距離オフセットと呼ばれるパラメータであり、 $Z = 0$ において、基準値 b_0 を式 (2.28) に従って変化させるパラメータである。すなわち、 b_0 に対して仮想距離 Z_{offset} の空間発展が施され、それによって、散乱係数 b の初期振幅および初期位相が変化する。式 (3.3) に $\zeta_1 = -\delta_{\Re}/2 + i\zeta_{\Im}$ 、 $\zeta_2 = \delta_{\Re}/2 + i\zeta_{\Im}$ を代入し、それを式 (3.1) に代入すると、虚軸対称な固有値配置を有する 2-ソリトン解の 2つの 1-ソリトン成分の衝突地点は

$$Z_{\text{coll}} = -Z_{\text{offset}} \quad (3.4)$$

で与えられる。したがって、離散固有値が虚軸対称に配置されている場合、2つの 1-ソリトン成分の衝突地点は距離オフセットによって調節できる。図 3.2 に典型的な距離オフセットにおける 2-ソリトン解の振る舞いを示す。ただし、 L は正規化ファイバ長を表している。距離オフセットが $-L \leq Z_{\text{offset}} \leq 0$ を満たす場合、2つの 1-ソリトン成分は光ファイバ伝送路上のある点で衝突する（図 3.2 (b)）。一方で、 $Z_{\text{offset}} < -L$ の場合、2つの 1-ソリトン成分は互いに近づくが、光ファイバ伝送路上で衝突することはない（図 3.2 (a)）。同様に、 $Z_{\text{offset}} > 0$ の場合、2つの 1-ソリトン成分の間隔が広がる様子が観測され、光ファイバ伝送路上で衝突しない（図 3.2 (c)）。さらに、共通の基準値 b_0 の下では、初期値の比 $b_2(0)/b_1(0) = \exp(-4\delta_{\Re}\zeta_{\Im}Z_{\text{offset}})$ は式 (3.3) で表される距離オフセットに依らず常に実数であることから、位相差は 0 となる。具体例として、 $l \equiv L \cdot l_0 = 400$ km の光ファイバ伝送路を考える。図 3.2 (a) に対応する $z_{\text{offset}} \equiv Z_{\text{offset}} \cdot l_0 = -800$ km の場合、衝突地点は $z_{\text{coll}} \equiv Z_{\text{coll}} \cdot l_0 = 800$ km となる。しかし、これは光ファイバ伝送路の長さを超えているため、実際の光ファイバ伝送路上では衝突は観測されない。図 3.2 (c) に対応する $z_{\text{offset}} \equiv Z_{\text{offset}} \cdot l_0 = 200$ km の場合、衝突地点は $z_{\text{coll}} \equiv Z_{\text{coll}} \cdot l_0 = -200$ km となる。これは $z_{\text{coll}} > 0$ を満たしていないので、光ファイバ伝送路上で衝突しない。最後に、図 3.2 (b) に対応する $z_{\text{offset}} \equiv Z_{\text{offset}} \cdot l_0 = -200$ km の場合、衝突地点は $z_{\text{coll}} \equiv Z_{\text{coll}} \cdot l_0 = 200$ km で与えられるので、光ファイバ伝送路上で衝突が観測される。

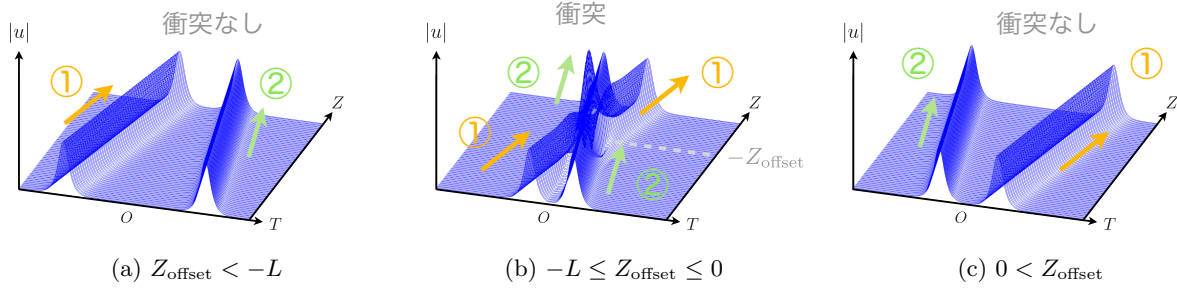


図 3.2: Z_{offset} による衝突地点の調節

3.3 異常箇所推定の原理

光ファイバ伝送路上では、光増幅器の異常などによって光パルスに過剰な雑音が付加され、それらは散乱パラメータに影響を及ぼす。1-ソリトン解の散乱パラメータに対する影響はよく知られており [50, 67, 68]、2-ソリトン解に対する影響も調査されている [69]。しかし、2-ソリトン解の離散固有値への雑音の影響の距離オフセット依存性は調査されていない。本節では、まず、back-to-back (B-to-B) 構成において、雑音が虚軸対称な固有値配置を有する 2-ソリトン解の離散固有値に及ぼす影響とその距離オフセット依存性について述べる。[68] で述べられているように、正規化振幅 u の発展は NLSE に増幅器雑音を摂動項として付加した式で記述できる。したがって、異常箇所推定に応用する上では、B-to-B 構成における離散固有値の振る舞いを理解することが有用である。

3.3.1 B-to-B 構成における離散固有値の振る舞い

異常箇所推定を行う光パルスとして、虚軸対称配置の離散固有値 $\zeta_1 = -\delta_{\mathbb{R}}/2 + i\zeta_{\mathbb{I}}$ 、 $\zeta_2 = \delta_{\mathbb{R}}/2 + i\zeta_{\mathbb{I}}$ および距離オフセットを考慮した散乱係数 b からなる離散スペクトル

$$S_d(Z; \zeta_k, Z_{\text{offset}}) = \{\zeta_k, b_k(Z; Z_{\text{offset}})\}_{k=1}^2 \quad (3.5)$$

を有する 2-ソリトン解を用いる。光パルスのスペクトルは Z_{offset} に依存することから、同じ固有値配置であっても、雑音による離散固有値の変動もまた Z_{offset} に依存すると考えられる。そこで、離散固有値に対する雑音の影響の距離オフセット依存性を、計算機シミュレーションにより調査した。

まず、送信端において、ある Z_{offset} に対して 100000 個の同一パルスを生成した。そのように生成した光パルスに雑音を付加し、B-to-B で光パルスを受信した。受信パルスの正規化振幅 u を ZSSP (式 (2.20)) に代入した後、それを解くことで離散固有値を検出し、その分散および共分散を計算した。同様の操作をさまざまな Z_{offset} に対して行い、離散固有値の分散および共分散の距離オフセット依存性を調査した。表 3.1 にシミュレーションパラメータを示す。

表 3.1: シミュレーションパラメータ

パラメータ	記号	値	単位
実部間隔	δ_{\Re}	0.5	-
虚部	ζ_{\Im}	0.5	-
散乱係数 b の基準値	b_0	$1.0i$	-
各 z_{offset} に対するパルス数	N_{pulse}	100000	-
基準時間	t_0	100	ps
雑音指数	-	5	dB
距離オフセットの範囲	z_{offset}	$-2000 \sim 2000$	km
距離オフセットの間隔	δz_{offset}	50	km
距離オフセットの数	N_{offset}	81	-

離散固有値の分散

図 3.3 (a) に離散固有値の実部および虚部の分散の距離オフセット依存性を示す。図 3.3 (a) より、 $z_{\text{offset}} = 0$ で実部および虚部の分散が最大となっていることがわかる。B-to-B 構成において、 $z_{\text{offset}} = 0$ では、2 つの 1-ソリトン成分が衝突しており、周波数スペクトル幅が最大となるときに雑音が付加される状況となる。したがって、ソリトン成分がより多くの雑音成分と周波数スペクトル上で重なることから、雑音の影響を最も受けやすく、分散が最大になったと考えられる。実部と虚部を比べると、実部の方が z_{offset} に対する分散の変動が大きい結果となった。

さらに、図 3.3(b) に実部と虚部の分散比 $F_k \equiv \text{var}[\zeta_{\Im k}] / \text{var}[\zeta_{\Re k}]$ ($k = 1, 2$) の距離オフセット依存性を示す。図 3.3 から、 $|z_{\text{offset}}|$ が増大するにつれ、分散比 F_k は 3 に漸近することがわかる。[68] で述べられているように、1-ソリトン解の固有値の実部と虚部の分散比は 3 となる。 $|z_{\text{offset}}|$ が大きい領域では、2-ソリトン解は 2 つの独立な 1-ソリトン解とみなせることから、上記の結果は妥当であるといえる。一方、 z_{offset} が 0 付近では、1-ソリトン解と異なる挙動となった。

離散固有値の共分散

図 3.4 に離散固有値の実部および虚部の共分散の距離オフセット依存性を示す。図 3.4 から、2 つの離散固有値には負の相関があることがわかる。また、 $z_{\text{offset}} = 0$ 、すなわち、2 つの 1-ソリトン成分が重畳したときに共分散は最小となり、 $|z_{\text{offset}}|$ の増大とともに共分散は 0 に漸近する。これは、 $z_{\text{offset}} = 0$ のとき、2 つの 1-ソリトン成分が時間軸上で重畳した状態で雑音が付加される状態となり、2 つの固有値の変動に顕著な相関が現れたためと考えられる。一方、 $|z_{\text{offset}}|$ が大きい領域では、2-ソリトン解は 2 つの 1-ソリトン解が別々に存在しているものと近似できることから、それらの離散固有値の変動は無相関になったと考えられる。

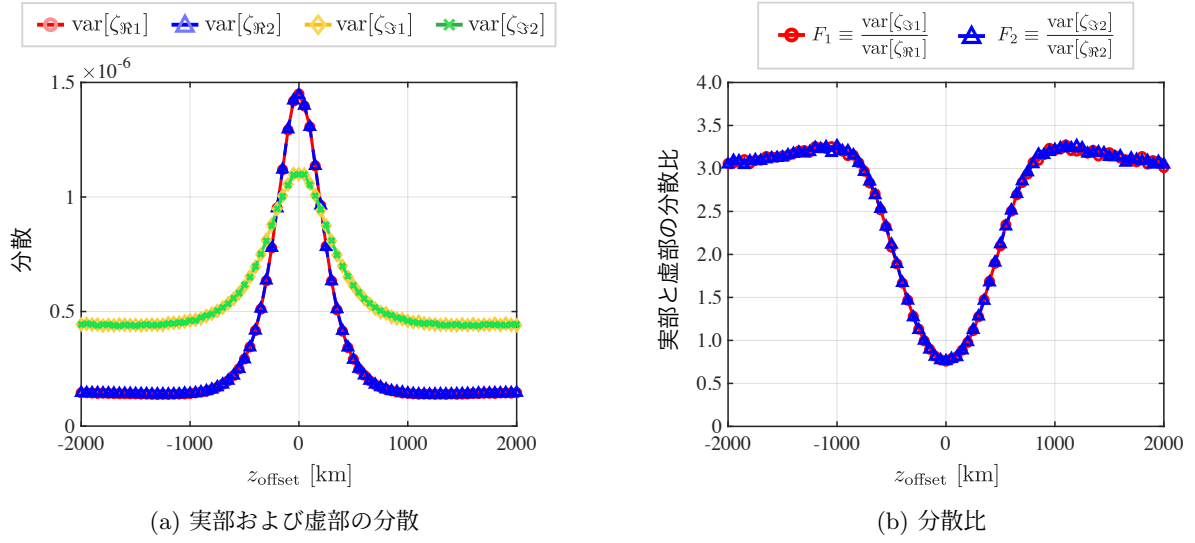


図 3.3: 離散固有値の実部および虚部の分散および分散比の距離オフセット依存性

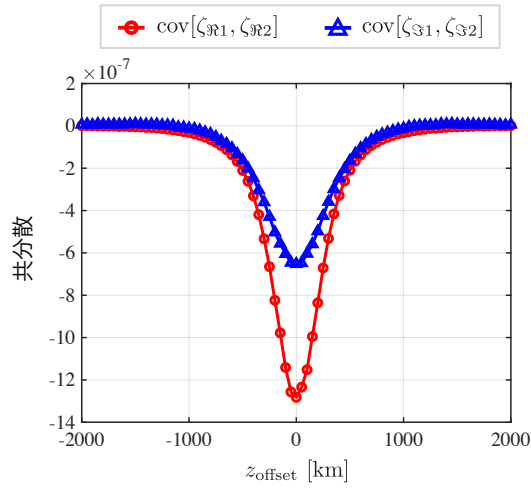
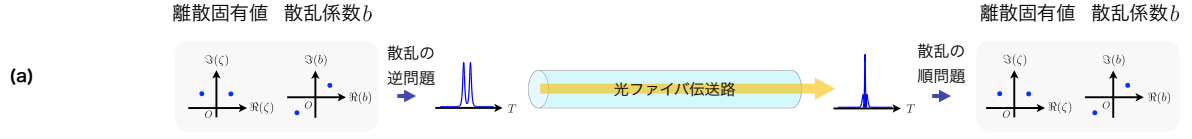


図 3.4: 離散固有値の共分散の距離オフセット依存性

3.3.2 異常箇所推定の原理

前項で述べた性質を異常な雑音が付加される光増幅器の特定に応用する。図 3.5 (a) に一般的な IST に基づく伝送方式の概略を示す。2.4 節で述べたように、送信端において、ビット列を散乱パラメータに符号化し、散乱の逆問題によって光パルスに変換する。光ファイバ伝送の後、受信端において光パルスをコヒーレント受信し、散乱の順問題によって散乱パラメータを検出する。このとき、正規化振幅 u が NLSE を満足する限り、離散固有値は不変であり、散乱係数 b は線形に発展する。しかし、実際の伝送路では、ファイバ損失を補償するために光増幅器が挿入されており、雑音が付加される。それによって、散乱パラメータの発展が式 (2.28) から逸脱する。正常な光増幅器に比べて大きな雑音が付加された場合、この異常雑音が散乱パラメータに大きく影響する。また、 $Z = Z_{\text{noise}}$ で異常な雑音が付加されるとすると、離散固有値の変動

ISTに基づく伝送方式



ISTに基づく異常箇所推定

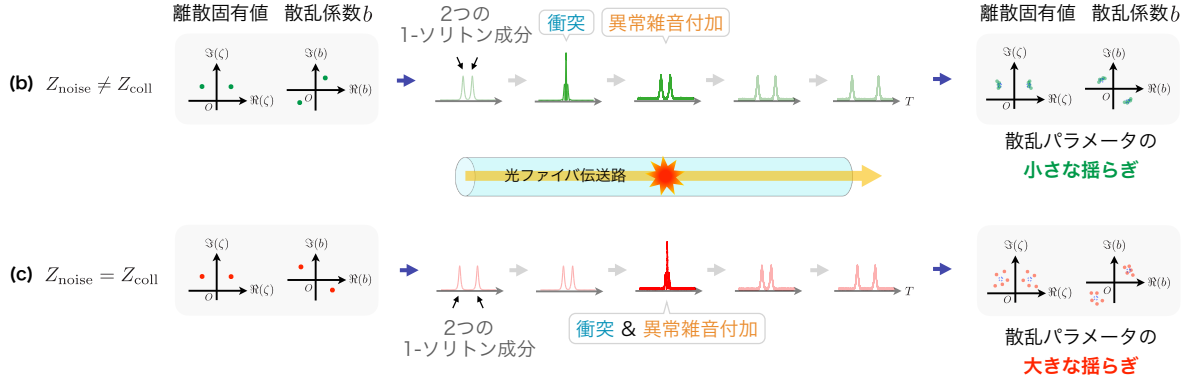


図 3.5: (a) : IST に基づく伝送方式、(b), (c): IST に基づく異常箇所推定

は Z_{noise} と距離オフセット Z_{offset} との関係に依存する。この特徴を異常箇所推定に利用する。

図 3.5 (b) および (c) に IST に基づく異常箇所推定の概念を示す。図 3.5 (b) では、異常雑音が付加される場所と 2 つの 1-ソリトン成分が衝突する場所が異なる場合を示している ($Z_{\text{noise}} \neq Z_{\text{coll}}$)。このとき、 $Z = Z_{\text{noise}}$ において、2 つの 1-ソリトン成分が時間領域で分離した状態となり、2 つの 1-ソリトン成分が別々に存在するものとみなせる。そのため、異常雑音の影響は比較的小さくなり、離散固有値の分散は小さく、また、2 つの離散固有値の変動に相関は見られない。一方、図 3.5 (c) に示すように、2 つの 1-ソリトン成分の衝突と同時に異常雑音が付加された場合 ($Z_{\text{noise}} = Z_{\text{coll}}$)、2 つの 1-ソリトン成分が重畳した状態（周波数スペクトル幅が広い状態）で大きな雑音が付加されるため、離散固有値の分散/共分散はそれぞれ最大/最小となる。したがって、さまざまな距離オフセット Z_{offset} の 2-ソリトン解を送信し、分散/共分散の距離オフセット依存性を観測し、それぞれが最大/最小となる Z_{offset} を求めることで、異常箇所が推定できる。

3.4 離散固有値を用いた異常箇所推定の実証

本節では、提案手法である離散固有値を用いた異常箇所推定の実現可能性を、数値シミュレーションを通して検証する。まず、シミュレーションモデルについて説明し、続いて、提案手法の原理確認を行った結果について述べる。さらに、推定精度の固有値配置に対する依存性や異常雑音レベル依存性、パルス数依存性、異常箇所に対する依存性について議論する。

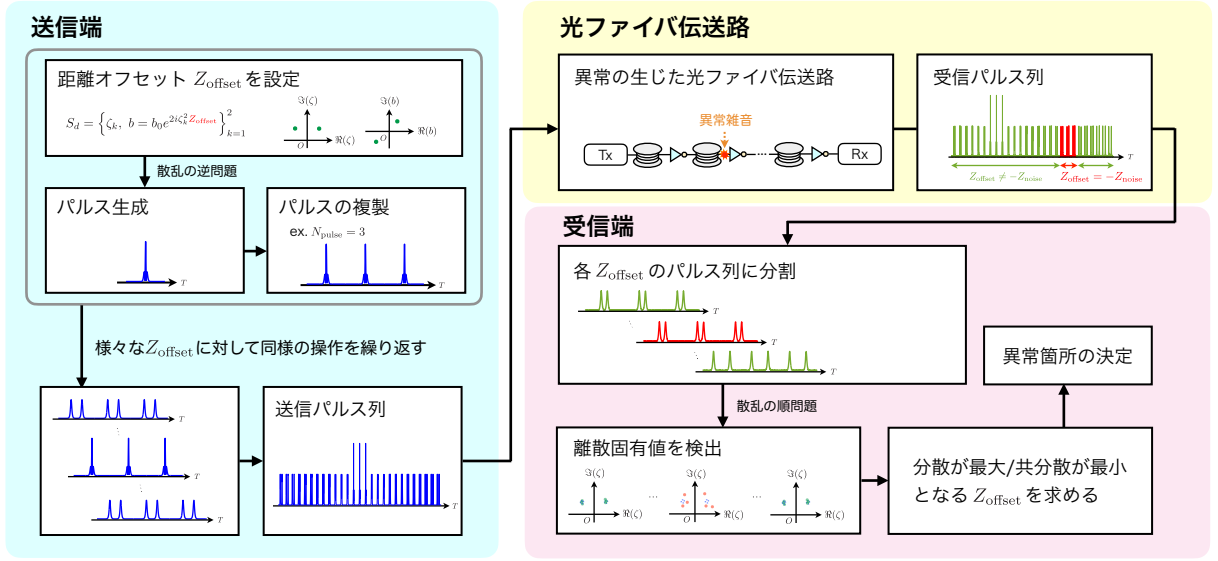


図 3.6: IST に基づく異常箇所推定の手順

3.4.1 異常箇所推定の手順

前節では、異常箇所推定方法の概要について述べたが、ここではその詳細な手順を述べる。光ファイバ伝送路上の異常箇所を見つけるためには、 $-\infty \leq z_{\text{offset}} \leq \infty$ のあらゆる距離オフセットの2-ソリトン解を送送する必要はなく、光ファイバ伝送路の長さ l に対応する距離オフセットを有する2-ソリトン解を送送すれば良い。ただし、後述のフィッティング関数を考慮し、伝送路をわずかに超える範囲で $-(l + \delta l_1) \leq z_{\text{offset}} \leq \delta l_2$ のように距離オフセットを設定する。ここで、 δl_1 および δl_2 は追加領域であり、必ずしも同じ値でなくて良い。次に、解析対象となる距離オフセット $-(l + \delta l_1) \leq z_{\text{offset}} \leq \delta l_2$ を δz_{offset} で分割することにより、離散固有値の分散と共分散を計算する距離オフセットの数 N_{offset} は有限となる。

以下では、シミュレーションの概要と図 3.6 に示す実際の手順について述べる。まず、ある距離オフセットと離散スペクトルに応じた光パルスを生成する。生成した光パルスを複製し、同じ距離オフセットを持つ N_{pulse} 個の光パルスから成る光パルス列を得る。この手順を解析する各距離オフセットについて繰り返す。パルス列を組み合わせることで、 $N_{\text{total}} = N_{\text{pulse}} \times N_{\text{offset}}$ 個の光パルスからなる全体のパルス列が得られ、それを光ファイバ伝送路に送出する。ここで、光ファイバ伝送路上の位置 $z = z_{\text{noise}}$ に異常な雑音が付加された光増幅器が存在すると仮定する。

受信側では、まず受信した波形を各距離オフセットごとのパルス列に分割する。その後、距離オフセット毎に各パルスの離散固有値を検出し、各距離オフセットに対する分散と共分散を計算する。そして、フィッティング範囲のパラメータ z_{fit} を、 $z_{\text{fit}} < \min(\delta l_1, \delta l_2)$ を満たす範囲で設定し、 $[-(l + z_{\text{fit}}), z_{\text{fit}}]$ の範囲内で離散固有値の分散および共分散の多項式によるフィッティングを行う。 $-l \leq z_{\text{offset}} < 0$ の範囲で、分散および共分散のフィッティング曲線が極大および極小となる距離オフセットを求め、それぞれの最大値および最小値をもって異常雑音が付加された箇所の推定値 $z_{\text{est}} = -z_{\text{offset}}$ とする。なお、本手順では、異常は必ず光ファイバ伝送路上 $[0, l]$ で生じるため、 $z_{\text{offset}} \leq -l$ および $z_{\text{offset}} \geq 0$ の範囲で生じた分散の極大および共

分散の極小は除外する。また、本研究では、推定距離の誤差を

$$e_{\text{est}} \equiv |z_{\text{noise}} - z_{\text{est}}| \quad (3.6)$$

と定義する。

3.4.2 シミュレーションモデル

シミュレーションモデルを図 3.7 に、標準条件でのシミュレーションに用いたパラメータを表 3.2 に示す。本節では、まず、標準条件において原理確認を行い、次に、標準条件からいくつかのパラメータを変化させてそのパラメータの依存性を調査した。送信端において、Darboux 変換 [57, 64] によって散乱パラメータからパルスを生じた。標準条件では、離散固有値 $\zeta_1 = -0.5 + 0.5i$ 、 $\zeta_2 = 0.5 + 0.5i$ 、散乱係数 b の基準値 $b_0 = 1.0i$ の 2-ソリトン解を用いた。また、基準時間 t_0 はガイディングセンター条件 (式 (2.19)) を満たすように 100 ps とし、各距離オフセットに対するパルス数は $N_{\text{pulse}} = 1000$ とした。

本研究では、伝送路長が 400 km の SSMF からなる光ファイバ伝送路を想定し、伝送路損失を補償するために、スパン長 $z_a = 50$ km おきに雑音指数 (noise figure: NF) が 5 dB の EDFA を挿入した。このとき、 $z = z_{\text{noise}}$ に位置する EDFA において、故障によって過剰な雑音が光信号に付加され、通常よりも大きな NF を持つようになる場合を想定した。ただし、提案手法の原理確認を行うために、標準条件において異常な EDFA の NF を通常の EDFA の NF に加えて 20 dB 大きくした。つまり、異常な EDFA の NF を 25 dB とした。このような光ファイバ伝送路において、電力スケール P_0 は 1.98 mW であり、2-ソリトン解からなるパルス列の光ファイバ伝送路への平均入射電力は 0.124 mW であった。光パルスの伝送解析には split-step Fourier 法 (split-step Fourier method: SSFM) [70] を用いた。受信端において、受信波形を同じ距離オフセットからなるパルス列に分割し、そのパルス列の各パルスの離散固有値を検出した。離散固有値の検出には Fourier collocation 法を用いた [57]。その後、各距離オフセットにおける離散固有値の分散および共分散を計算することで、分散および共分散の距離オフセット依存性を得た。解析の範囲は $-1000 \sim 1000$ km ($\delta l_1 = 600$ km、 $\delta l_2 = 1000$ km) とし、距離オフセット間隔 δz_{offset} は 10 km とした。本シミュレーションにおけるサンプリングレートは、パルス生成時に 320 GSa/s、離散固有値の検出時に 20 GSa/s とした。

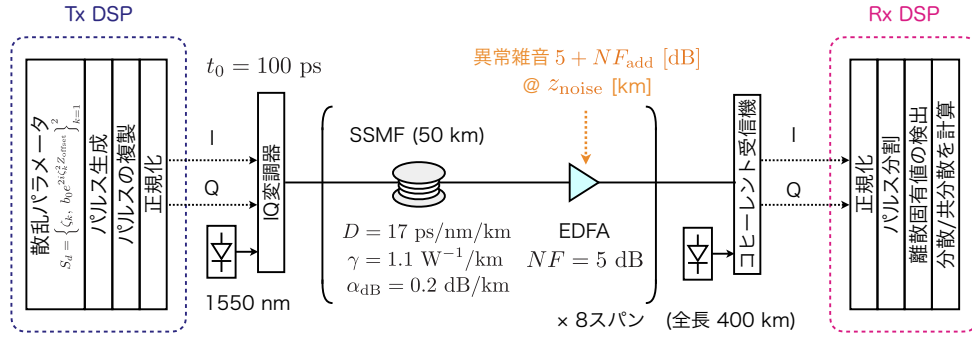


図 3.7: シミュレーションモデル

表 3.2: シミュレーションに用いたパラメータ (標準条件)

パラメータ	記号	値	単位
スパン長	z_a	50	km
スパン数	-	8	-
光ファイバ伝送路長	l	400	km
ファイバの損失係数	α_{dB}	0.20	dB/km
ファイバの分散パラメータ	D	17.0	ps/nm/km
ファイバの分散スロープ	S	0.06	ps/nm ² /km
ファイバの非線形係数	γ	1.1	W ⁻¹ /km
EDFA の雑音指数	NF	5	dB
追加の異常雑音指数	NF_{add}	20	dB
異常箇所	z_{noise}	200	km
基準時間	t_0	100	ps
電力スケール	P_0	1.98	mW
離散固有値の実部間隔	δ_{\Re}	1.0	-
離散固有値の虚部	ζ_{\Im}	0.5	-
散乱係数 b の基準値	b_0	1.0i	-
追加領域 1	δl_1	600	km
追加領域 2	δl_2	1000	km
各距離オフセットに対するパルス数	N_{pulse}	1000	-
距離オフセットの間隔	δz_{offset}	10	km
距離オフセットの数	N_{offset}	201	-
フィッティング範囲のパラメータ	z_{fit}	400	km
(正規化) 時間ウィンドウサイズ	T_w	2 ⁶	-
サンプリング点数 (パルス生成時)	M	2 ¹¹	-
サンプリング点数 (固有値検出時)	M_d	2 ⁷	-

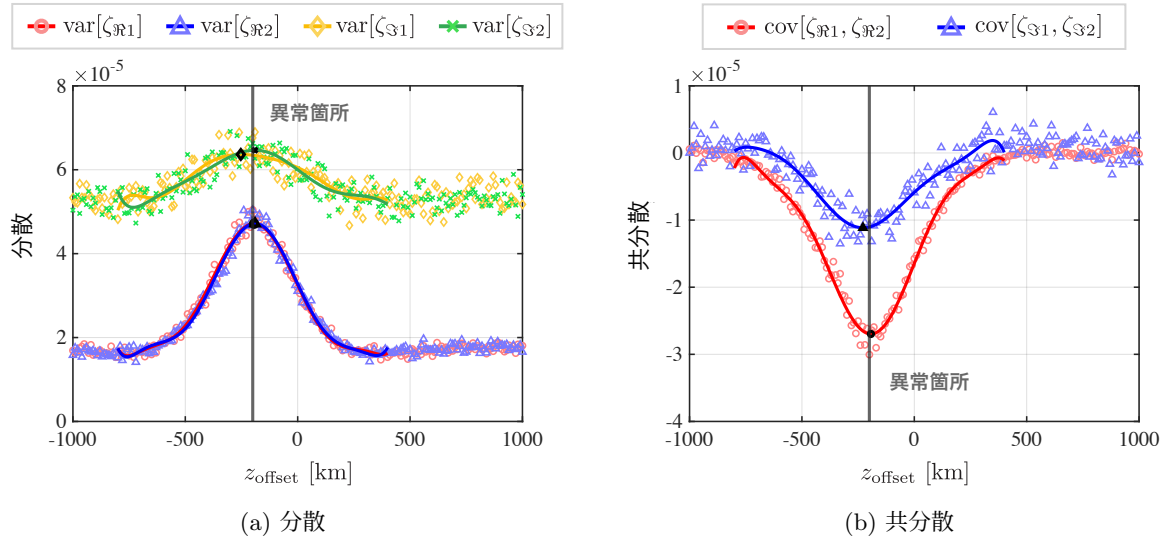


図 3.8: 標準条件下における離散固有値の (a) 分散、(b) 共分散 ($\delta_{\mathcal{R}} = 1.0$, $\zeta_{\mathcal{I}} = 0.5$)

3.5 シミュレーション結果

3.5.1 原理確認

異常箇所推定の原理確認のため、提案手法を標準条件下でシミュレーションした結果を示す。図 3.8(a) および (b) に離散固有値の分散および共分散をそれぞれ示す。なお、図 3.8 には、8 次多項式によるフィッティング曲線も同時に示している。これらのフィッティング曲線は、分散および共分散の両方の場合において、異常箇所に対応する $z_{\text{offset}} = -200$ km 付近でピークを持つ結果となり、さらに、2 つの離散固有値 ζ_1 と ζ_2 の分散は同じ傾向となった。しかし、虚部の分散および共分散は、実部の分散および共分散と比べてばらつきが大きく、ピークが不鮮明であった。表 3.3 に分散および共分散を用いたときのピーク位置と推定誤差を示す。ここで、ピーク位置は、 $-l \leq z_{\text{offset}} < 0$ の範囲において、分散および共分散のフィッティング曲線がそれぞれ最大値、最小値をとる距離オフセットの値である。実部の分散および共分散を監視することで、およそ 10 km の推定精度が達成できることが示された。一方、虚部の分散および共分散を監視した際、ピークが不鮮明になることから、推定誤差は数十 km になる場合があった。これらの結果から、異常箇所の推定には、虚部よりも実部の分散および共分散を用いる方が有効であるといえる。よって、以降の解析では離散固有値の実部の変動、すなわち、 $\text{var}[\zeta_{\mathcal{R}1}]$ 、 $\text{var}[\zeta_{\mathcal{R}2}]$ 、および $\text{cov}[\zeta_{\mathcal{R}1}, \zeta_{\mathcal{R}2}]$ に着目する。また、フィッティング関数として、より低次の 4 次や 6 次の多項式を用いた場合、距離オフセットの絶対値 $|z_{\text{offset}}|$ が大きい領域でシミュレーション結果との乖離が生じた。一方、より高次の多項式を用いた場合、8 次多項式の推定精度と大きく変わらなかった。以上の理由より、本章では、フィッティング関数として 8 次多項式を用いた。

3.5.2 離散固有値の実部間隔依存性

本節では、推定精度の改善方法について説明する。離散固有値の実部間隔 $\delta_{\mathcal{R}}$ を増加させると、時間領域で 2 つの 1-ソリトン成分が重畳する伝搬距離が短くなる。これを周波数領域で考えると、同じ伝搬距離に

表 3.3: 標準条件における推定誤差

	パラメータ	ピーク位置 [km]	推定誤差 [km]
実部	$\text{var}[\zeta_{\Re 1}]$	-194.27	5.73
	$\text{var}[\zeta_{\Re 2}]$	-189.73	10.27
	$\text{cov}[\zeta_{\Re 1}, \zeta_{\Re 2}]$	-192.96	7.04
虚部	$\text{var}[\zeta_{\Im 1}]$	-252.10	52.90
	$\text{var}[\zeta_{\Im 2}]$	-190.31	9.69
	$\text{cov}[\zeta_{\Im 1}, \zeta_{\Im 2}]$	-228.43	28.43

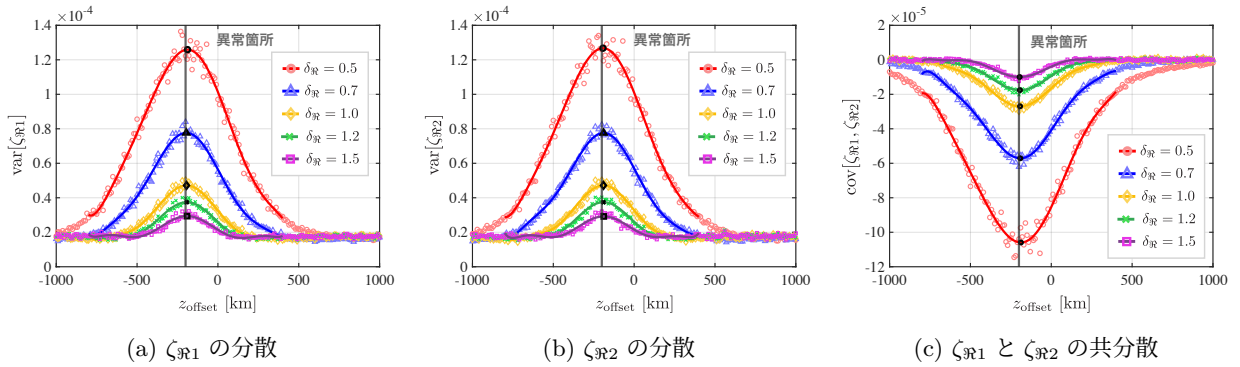


図 3.9: 実部間隔 δ_{\Re} を変化させたときの離散固有値の分散および共分散

におけるスペクトルの変化が大きくなることを意味する。その結果、理論的には δ_{\Re} を増加させることで異常箇所推定の空間分解能が向上し、推定精度の改善が見込まれる。そこで、以下では、提案手法における推定精度の実部間隔依存性を調査した。

図 3.9 に実部間隔を変化させたときの離散固有値の実部の分散と共分散を示す。 δ_{\Re} が大きい場合、 δ_{\Re} が小さいときと比べて分散のピークは小さくなった。また、山形の曲線の半値幅が狭くなっていることから、空間分解能が向上していることがわかる。これらの結果は前述の理論的な予想と一致している。

図 3.10 に実部間隔 δ_{\Re} を変化させたときの推定誤差を示す。離散固有値の分散に基づく方法では、実部間隔 δ_{\Re} を増加させることで推定精度が向上する傾向が見られた。しかし、さらに δ_{\Re} を増加させると、ある δ_{\Re} から推定精度が悪化し始めた。これは、 δ_{\Re} が大きいとき、周波数領域で 2 つの 1-ソリトン成分が十分に離れた状態となり、分散および共分散のピークが小さくなることに起因する。他の EDFA からの雑音を含むベースラインのばらつきに対してこれらのピークが小さくなり、ピーク位置が不明瞭となった結果、推定精度が悪化したと考えられる。一方、共分散に基づく方法では、予想通り、 $z_{\text{offset}} = -1000 \text{ km}, 1000 \text{ km}$ でベースラインが安定しており、 δ_{\Re} の増加に伴い、推定精度が向上した。したがって、 $\delta_{\Re} = 1.5$ という大きな実部間隔を採用した場合の共分散に基づく手法は、他の正常な EDFA からの雑音に対する耐性があり、異常箇所推定により適していると考えられる。

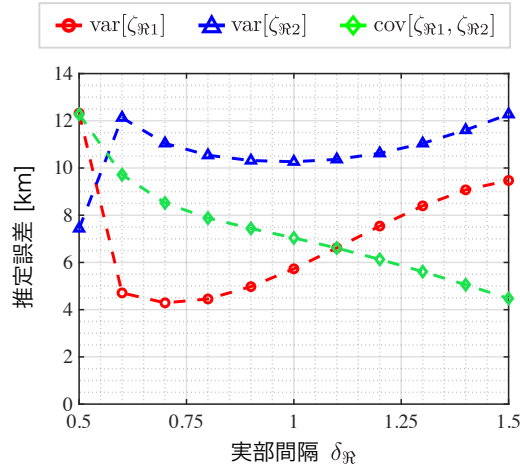


図 3.10: 推定誤差の実部間隔 δ_{\Re} 依存性

3.5.3 異常雑音レベル依存性

次世代の高信頼通信システムでは、通信状態や伝送速度に影響を与えない異常を早期に特定することが求められる。そこで、より小さな異常 NF に対する推定精度について調査した。

図 3.11 に異常な EDFA の NF を変えた場合の分散固有値の実部の分散および共分散を示す。図 3.11 から、分散・共分散ともに、NF が小さくなるほど距離オフセットに対する変化が小さくなり、ピークが不明瞭になることがわかる。異常雑音の NF を変えたときの推定誤差を図 3.12 に示す。異常な EDFA における追加の NF が 10 ~ 20 dB の範囲では、推定誤差は 10 km 未満であった。しかし、追加の NF が 5 dB 以下のとき、推定誤差が大きくなり、誤差は 10 km を上回る結果となった。このように、わずかな NF の増加を高精度で推定するには、パルス数 N_{pulse} や実部間隔 δ_{\Re} などのパラメータを調整する必要がある。

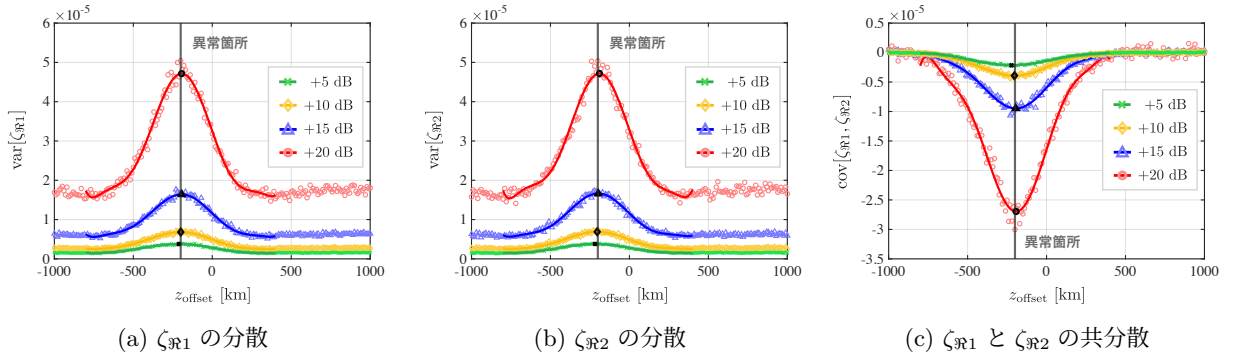


図 3.11: 異常な EDFA の NF を変えたときの分散固有値の分散および共分散

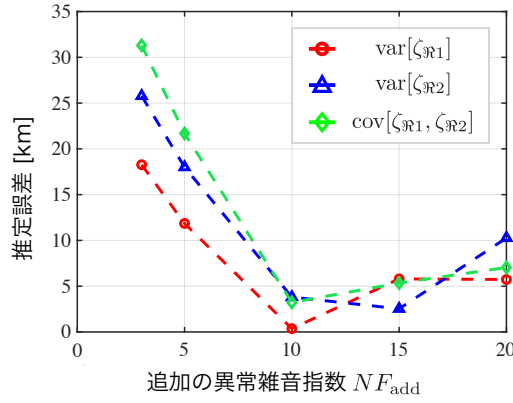


図 3.12: 推定誤差の NF 依存性

3.5.4 パルス数依存性

標準条件において距離オフセット毎のパルス数を変更し、パルス数と推定精度の関係について調査した。図 3.13 にパルス数を $N_{\text{pulse}} = 10, 100, 1000$ とした場合の離散固有値の実部の分散および共分散を示す。パルス数 N_{pulse} の増加に伴い、分散および共分散の値が一定値に収束する傾向が得られた。図 3.14 に推定誤差のパルス依存性を示す。 $\text{var}[\zeta_{R1}]$ または $\text{cov}[\zeta_{R1}, \zeta_{R2}]$ を監視した場合、パルス数が 600 以上であれば推定誤差が 10 km 以内となった。一方で、パルス数を $N_{\text{pulse}} = 1000$ より大きくとっても、推定精度にはほとんど改善が見られなかった。これらの結果から、標準条件において異常箇所を推定する際、パルス数を $N_{\text{pulse}} = 1000$ と設定すれば十分であるといえる。より小さな異常レベルの検出には、1000 パルスよりも多くのパルスを送信することで推定精度が改善すると考えられるが、その場合、送信パルス列のパルスの持続時間や固有値検出に必要な計算量が増大する懸念が生じる。

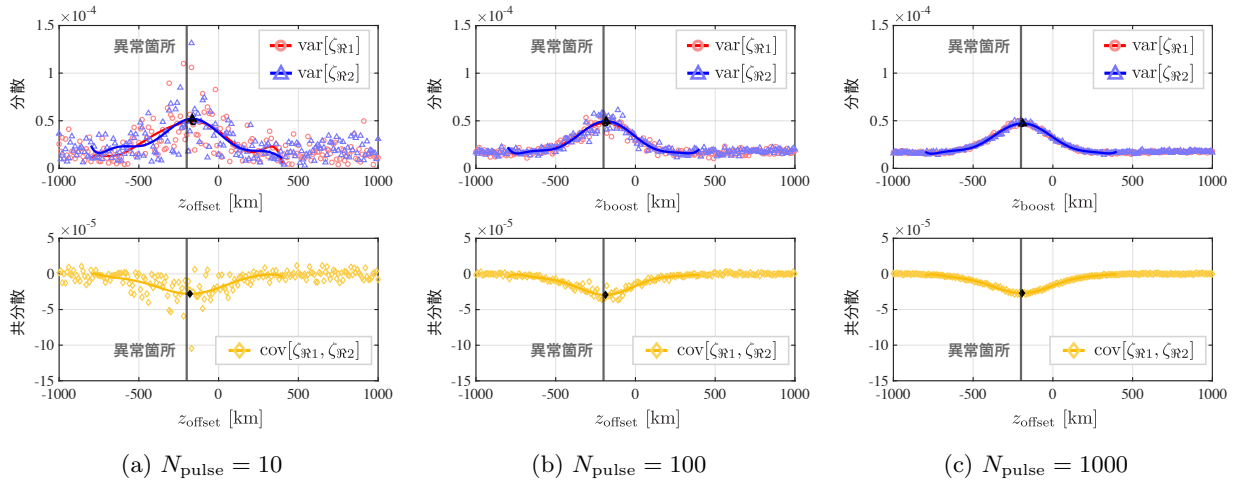


図 3.13: パルス数を変えたときの離散固有値の実部の分散および共分散

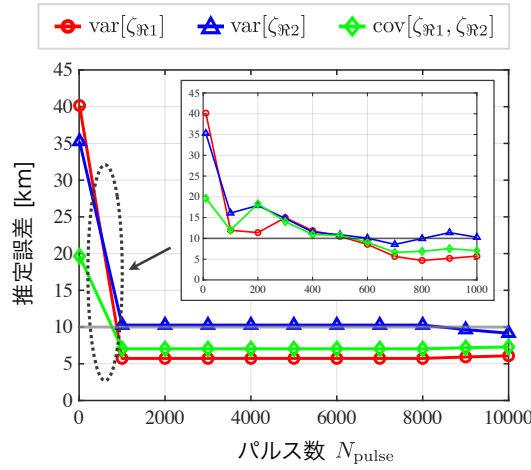


図 3.14: 推定誤差のパルス数依存性

3.5.5 異常箇所の依存性

これまでは異常箇所を $z_{\text{noise}} = 200$ km に固定して議論してきたが、本項では、任意の異常箇所に対する提案手法の適用可能性を議論する。離散固有値の実部間隔を $\delta_R = 1.5$ 、異常な EDFA における追加の NF を $NF_{\text{add}} = 15$ dB、異常箇所を $z_{\text{noise}} = 100, 200, 300$ km としてシミュレーションを行った。

図 3.15 に異常箇所を変えたときの離散固有値の実部の分散および共分散を示す。分散・共分散ともに、異常箇所の変化に伴い、ピークの位置が変化していることがわかる。異常箇所を変化させたときの推定誤差を表 3.4 にまとめる。異常箇所が変わっても、離散固有値の分散および共分散を用いる手法によって、キロメートルオーダーの異常箇所推定が可能であることが示された。

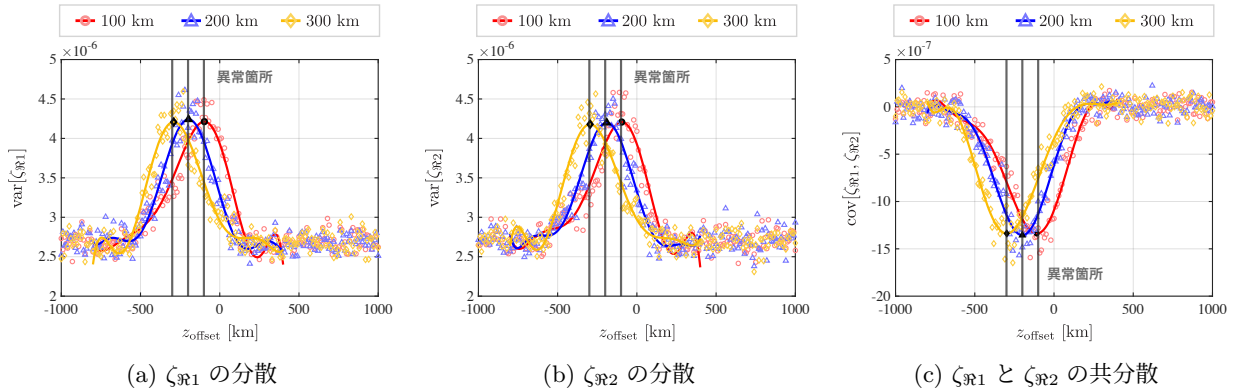


図 3.15: 異常箇所を変更したときの離散固有値の実部の分散および共分散

3.5.6 考察

前項までは、提案手法が原理的に有効であることを数値シミュレーションにより示した。本項では、提案手法の実装に関連するいくつかの課題について議論する。具体的には、入射電力のずれに対する許容度、

表 3.4: 推定誤差の異常箇所依存性

	パラメータ	100 km	200 km	300 km
推定誤差 [km]	$\text{var}[\zeta_{\Re 1}]$	2.90	3.04	9.39
	$\text{var}[\zeta_{\Re 2}]$	4.48	9.94	4.81
	$\text{cov}[\zeta_{\Re 1}, \zeta_{\Re 2}]$	9.25	0.004	2.04

異なるスパン長への適用性、情報信号との同時伝送、計算量について述べる。

複数の異常箇所の推定

これまでは、光ファイバ伝送路上に異常箇所が 1 箇所だけ存在する場合の解析結果を述べた。ここでは、提案手法による複数の異常箇所推定の可否を議論する。複数の異常箇所推定を可能にするために、分散/共分散に対するフィッティング関数の最大値/最小値に対応する距離オフセットではなく、フィッティング関数の極大点/極小点に対応する距離オフセットを求めることで異常箇所を推定する。

複数の異常箇所推定のシミュレーションモデルとして、全長 2000 km の光ファイバ伝送路上の $z_{\text{noise}} = 200$ km において $NF_{\text{add}} = 20$ dB、 $z_{\text{noise}} = 1500$ km において $NF_{\text{add}} = 10$ dB の、2 つの異常な EDFA が存在する場合を想定した。その他のパラメータは標準条件（表 3.2）と同じとした。

図 3.16 に離散固有値の分散および共分散をそれぞれ示す。図 3.16(a) において、 $z_{\text{offset}} = -2000 \sim 0$ km の範囲における $\text{var}[\zeta_{\Re 1}]$ の極大点の数は 2 つであり、異常箇所の数と一致した。それに対して、 $\text{var}[\zeta_{\Re 2}]$ の極大点の数は 3 つであり、異常箇所の数と一致しなかった。また、図 3.16(b) において、 $\text{cov}[\zeta_{\Re 1}, \zeta_{\Re 2}]$ の極小点の数は 2 つであり、異常箇所の数と一致した。表 3.5 に離散固有値の実部による極値の位置と推定誤差を示す。表 3.5 より、 NF_{add} が最も大きい異常箇所を推定することは可能だが、次に NF_{add} が大きい異常箇所は正確に推定できていないことがわかる。

また、現実には、近傍で複数の異常が発生する場合もあり、それらの異常雑音レベルがほとんど同じとなる場合が想定される。その場合、2 つの異常雑音による分散の山形の曲線が重なり、1 つの山形の曲線に見える可能性がある。したがって、複数の異常箇所推定においては、実部間隔などのパラメータの最適化が必要であると考えられる。

表 3.5: 複数の異常箇所を推定した場合の推定誤差

	パラメータ	ピーク位置 [km]	推定誤差 [km]
$z_{\text{noise}} = 200$ km	$\text{var}[\zeta_{\Re 1}]$	-186.64	13.36
	$\text{var}[\zeta_{\Re 2}]$	-190.77	9.23
	$\text{cov}[\zeta_{\Re 1}, \zeta_{\Re 2}]$	-193.44	6.56
$z_{\text{noise}} = 1500$ km	$\text{var}[\zeta_{\Im 1}]$	-1397.03	102.97
	$\text{var}[\zeta_{\Im 2}]$	-1413.10	86.90
	$\text{cov}[\zeta_{\Im 1}, \zeta_{\Im 2}]$	-1405.58	94.42

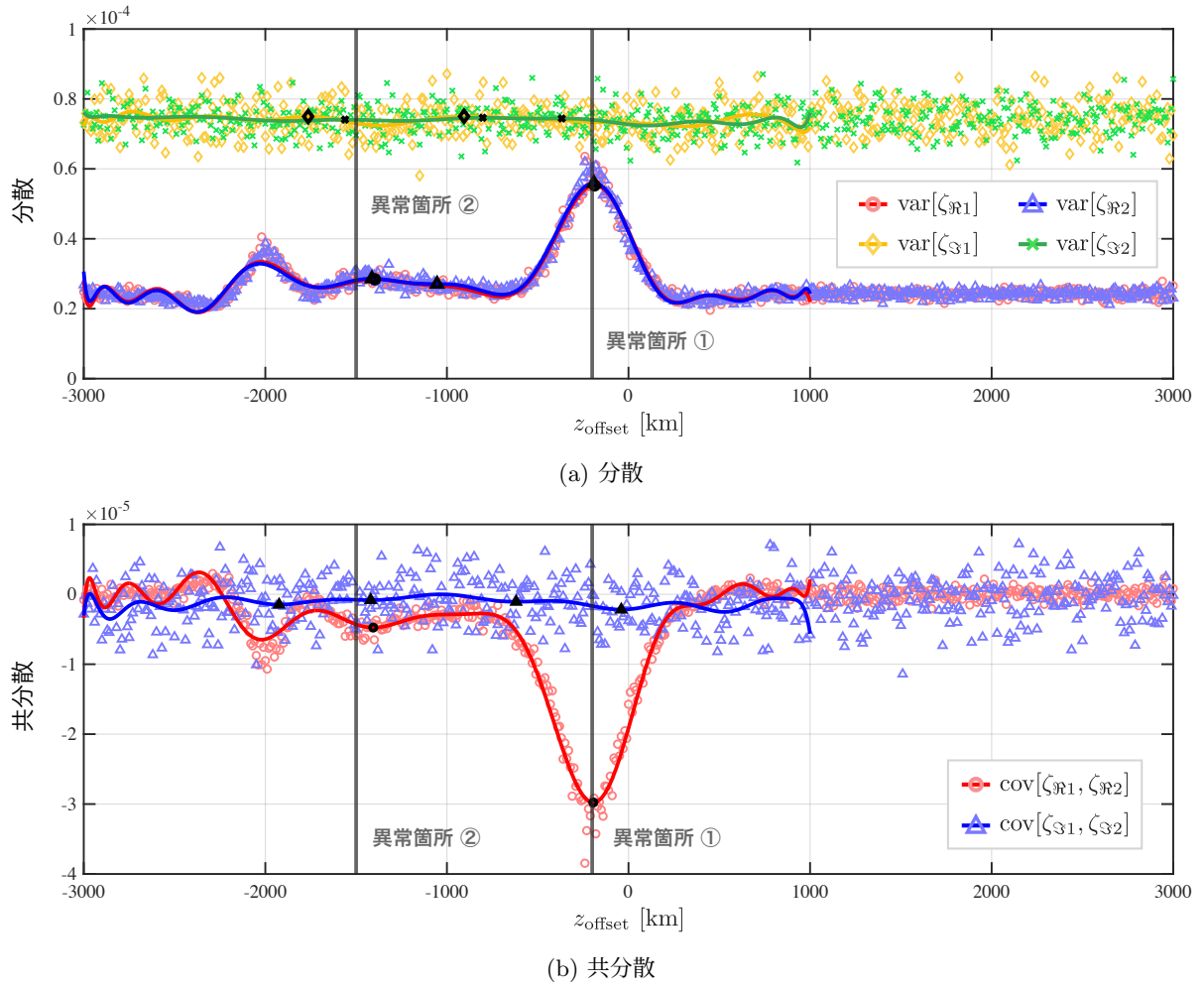


図 3.16: 複数の異常箇所を有する伝送路における離散固有値の分散と共分散

入射電力依存性

提案手法では、異常箇所を推定するために2-ソリトン解を利用する。2.2節で述べたように、正規化振幅 u は、散乱の逆問題によって散乱パラメータから生成され、複素包絡線振幅 E は電力スケール P_0 を用いて $E = \sqrt{P_0}u$ のように表される。電力スケールは距離スケール l_0 と光ファイバ伝送路の非線形係数 γ によって一意に定められるので、入射電力も一意に定まる。しかし、実際のシステムでは入射電力を精度良く制御することは困難である。以上の理由より、入射電力のずれと推定精度の関係を議論する。

2.2節で述べたように、電力スケール P_0 は入射電力と関係している。ここで、最適な入射電力とのずれを表す係数 r_p を導入し、ずれを含む電力スケールを $P \equiv r_p P_0$ とする。このとき、実際の入射電力が最適な入射電力の r_p 倍となる。

標準条件の下で、係数 r_p を変化させて数値シミュレーションを実行した。図 3.17 に推定誤差の r_p 依存性を示す。入射電力が最適値 ($r_p = 1$) から離れるにつれて、推定精度が低下していることがわかる。これは、図 3.18 に示すように、入射電力が最適値からずれている場合に、離散固有値が変化するためである。入射電力が不足している場合 ($r_p < 1$)、分散性が非線形性よりも支配的になるため、実部間隔 $\delta_{\mathcal{R}}$ が大きく

なる。一方で、入射電力が過剰な場合 ($r_p > 1$) は、 δ_{\Re} が小さくなる。このように、入射電力が最適値からずれている場合には、送信端で想定した離散固有値から変化し、式 (3.1) で述べた衝突地点が $r_p = 1$ の場合からずれること、また、2つの 1-ソリトン成分の衝突時にそれらが同相とならないことから、推定精度が悪化したと考えられる。それでもなお、 $0.8 < r_p < 1.1$ の範囲であれば推定誤差は 25 km 未満となり、異常な光増幅器を識別できる推定精度が得られた。

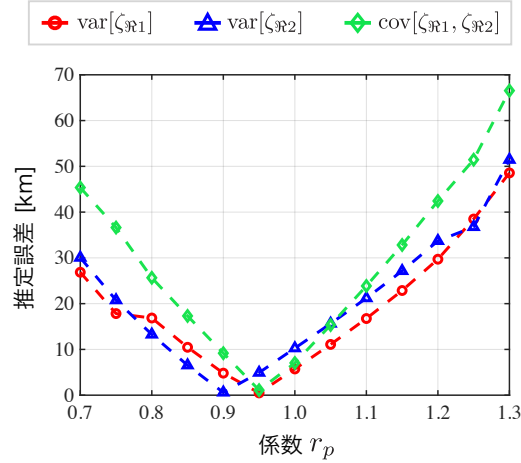


図 3.17: 入射電力依存性 ($r_p = 1.0$ が最適値)

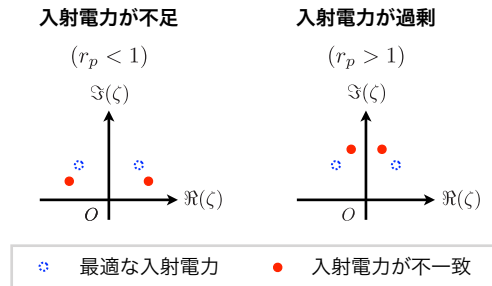


図 3.18: 入射電力が最適でない場合の離散固有値の変動

スパン長が長い伝送路への適用性

これまでの数値シミュレーションでは、スパン長 $z_a = 50$ km の光ファイバ伝送路に対して解析を行った。しかし、実際の光ファイバ伝送路のスパン長はさまざまであり、50 km よりも長いスパンの光ファイバ伝送路も敷設されている。したがって、スパン長が 50 km よりも長い場合についても検討する必要がある。

提案手法では IST を用いており、正規化振幅 u の発展が NLSE で記述されなければならない。したがって、ガイディングセンター条件 (式 (2.18)) を満たす必要がある。スパン長 50 km に対しては、基準時間 $t_0 = 100$ ps をシミュレーションで使用した。式 (2.18) および式 (2.19) を考慮すると、スパン長 z_a を 100 km に増加させた場合、 t_0 は 150 ps に増加させる必要がある。この条件下で、スパン長 $z_a = 100$ km、 $t_0 = 150$ ps の数値シミュレーションを行った。このとき、他のパラメータは表 3.2 の標準条件に設定した。本条件

において、共分散に基づく推定法を用いた際の推定精度は 61.34 km まで劣化した。これは、 t_0 が大きくなるに伴い、距離スケール l_0 も増加し、推定時の空間分解能が低下するためである。

空間分解能を改善する 1 つの方法として δ_{\Re} を増加させることが考えられるが、これは分散および共分散のピークが不明瞭になるといった問題がある。これを回避するために、スパン長 100 km に対しては、標準条件よりも離散固有値の実部間隔および虚部が大きい固有値 ($\delta_{\Re} = 1.5$ 、 $\zeta_{\Im} = 0.7$) を使用した。これによって、分散および共分散の曲線のピークが明瞭になる。この条件下では、推定誤差 3.13 km となり、異常な光増幅器を識別可能な結果が得られた。以上の結果より、伝送路に応じて適切にパラメータを設定することで、提案手法はスパン長が 100 km の光ファイバ伝送路に対しても適用可能なことが示された。

情報伝送とモニタリング信号の同時伝送

次に、モニタリング信号と情報信号の同時伝送について議論する。PPE では、情報信号を用いて異常箇所の推定が可能である。一方、OTDR では、異常箇所の推定のために波長チャンネルを占有し、他の波長チャンネルで情報を伝送する構成となる。本章では、IST に基づく異常箇所推定の提案およびその原理確認についてのみ議論しており、情報信号との同時伝送については検討していない。

提案手法によって異常箇所推定を行うためには、チャンネルを 1 つ占有するか、情報伝送を一時的に中断する必要がある。異常箇所推定と情報伝送を同時に実現する方法として、散乱係数 b 変調信号を用いる方法が考えられる。本方法については次章にて議論する。また、全スペクトル変調 [19, 20, 21] を用いることで、単一チャンネルでモニタリング信号と情報信号を同時に伝送できると考えられる。この方法では、連続スペクトルを情報信号に、離散スペクトルをモニタリング信号に用いる。IST によると、連続スペクトルと離散スペクトルは独立であるため、モニタリング信号と情報信号の伝送に伴う相互作用は生じない。

計算量

ここでは、提案手法の計算量について議論する。受信端における復調処理のサンプリング点数を M_d としたとき、離散固有値の検出に用いられる Fourier collocation 法の計算量は $O(M_d^3)$ である。3.5.4 項で述べたように、安定した推定には各 z_{offset} に対して 1000 パルス程度が必要である。これらの条件下では、現在の汎用デバイスではリアルタイム処理が困難である。そのため、現行技術においては、実際のシステムで提案手法による異常検出を 1 日数回、あるいは 1 時間に 1 回程度実行するのが現実的である。この計算量の課題に対応するため、近年、ZSSP (式 (2.20)) を高速に解くアルゴリズムが提案されている [71, 72]。これらの手法では、それぞれ計算量を $O(M_d^2)$ および $O(M_d)$ にまで低減することが可能であり、異常箇所の早期発見に寄与する可能性がある。

検出可能な異常モードと拡張性

3.3 節で述べたように、本手法は通常よりも大きな雑音が付加された位置を推定する手法である。EDFA の異常として、経年劣化により NF が劣化する事例や温度変化によって NF が変化する事例が報告されてい

る [39, 40, 46, 47]。提案手法を用いて常時モニタリングを行うことで、これらの NF 劣化を早期に検出できる。また、EDFA の直前の光コンポーネントや光コネクタで大きな損失が生じた場合、EDFA への入射電力が小さくなり、EDFA 出力で OSNR が劣化した状態（信号電力に対して通常より大きな雑音電力が付加された状態）となる。提案手法を用いれば、このような異常も検出可能である。また、ファイバの曲げ等により EDFA の前段のスパンのどこかで大きな損失が生じた場合、その後の EDFA で OSNR が劣化する状況となるため、この異常も提案手法で検出可能である。しかし、本事例において、異常損失が EDFA の直前または手前のスパン中に存在することは特定できるが、詳細な異常箇所の特定はできない。提案手法では距離オフセットに対する固有値の分散、共分散を観測するが、これは長手方向の相対的な OSNR 劣化を観測しているともいえる。事前に正常な状態の伝送路の固有値の分散、共分散特性を参照しておけば、提案手法は長手方向の OSNR や EDFA の NF の推定に拡張可能と考えられる。

従来の QAM 等の伝送方式においてコヒーレント受信機とデジタル信号処理を用いた手法では、様々な異常検出や光伝送路状態推定の応用が提案されている。光ファイバ伝送路の PPE だけでなく、光増幅器の利得スペクトルや光フィルタの中心ずれのモニタリング、PDL の位置推定、分散が異なるファイバの特定等の応用例が報告されている。IST に基づく手法において、擾乱により散乱パラメータが理論的な発展から乖離する現象をうまく用いれば、これらの異常検出・状態推定に応用可能と考えられるが、その具体的な手法の確立は今後の課題である。

本提案手法の運用方法として、コヒーレント受信機とデジタル信号処理を用いた他の異常推定手法と同様の運用例が考えられる。ここでは、次章で述べる情報伝送と異常箇所推定の両立が実現することを想定した運用例を述べる。伝送路状態（EDFA の状態）を常時モニタリングしておき、正常な状態との差異がある閾値を超えたら異常が生じたと判断する。そして、ハードウェア状態を確認することで異常箇所の詳細な故障モードを特定し、伝送速度に影響を及ぼす前に処置を行う。

3.6 結言

本研究では、光ファイバ伝送路において異常な雑音が付加された位置を識別する逆散乱変換に基づく手法を新たに提案し、提案手法の実現可能性と性能を数値シミュレーションにより調査した結果を述べた。数値シミュレーションでは、まず、標準条件下で異常箇所を 10 km 程度の精度で推定可能なことを示した。その後、適切な離散固有値の実部間隔 δ_R を選択することで推定精度が向上することを示した。また、雑音指数、パルス数、異常箇所、入射電力の依存性を調査した結果を示した。これらの結果から、離散固有値の実部を利用した推定が虚部を利用した推定より高精度に異常箇所の推定が可能になったことがわかった。特に、共分散に基づく手法が推定精度の安定性の観点から適していることがわかった。さらに、雑音指数の劣化が 5 dB 程度であっても、提案手法は異常な光増幅器の位置に関係なくキロメートルオーダーの推定精度を達成し、異常な光増幅器を識別可能なことを示した。

第4章 散乱係数 b 変調信号を用いた異常箇所推定

4.1 緒言

前章では、IST を適用する際に現れる離散固有値の分散や共分散を用いて、異常な光増幅器の位置をキロメートルオーダーで推定可能なことを示した。しかし、前章で述べた手法では、異常箇所推定のために情報信号ではなく特殊な信号を送信する必要があるため、通信を一度遮断しなければならなかった。すなわち、OTDR 等の専用機器を必要としないものの、常時光ファイバ伝送路をモニタリングしているわけではなく、伝送路モニタリングのために定期的に通信を遮断する運用となる。そのため、通信を中断することなく、情報信号を用いて異常箇所を推定することが課題として残っていた。そこで、本章では、散乱係数 b 変調信号を用いた IST に基づく異常推定という概念を提案し、情報信号を用いた異常箇所推定の実現可能性を示す。

4.2 節では、まず散乱係数 b 変調信号への雑音の影響について述べ、摂動逆散乱変換 (perturbed inverse scattering transform: P-IST) に基づく解析を行った結果を示し、散乱係数 b 変調を施したときの離散固有値の分散の特性について議論する。4.3 節では、異常箇所推定と情報伝送を同時に実現可能な散乱係数 b 変調の変調方式について説明する。4.4 節、4.5 節では、それぞれ、制限つき散乱係数 b 変調信号、通常の散乱係数 b 変調信号による異常箇所推定の伝送シミュレーションを行った結果を示す。シミュレーション結果より、提案手法において、受信側で散乱係数 b 変調の明瞭なコンステレーションダイアグラムが得られること、および、変調信号を用いてキロメートルオーダーの精度で異常箇所を推定できることを示す。

4.2 散乱係数 b 変調信号による異常箇所推定

4.2.1 散乱係数 b 変調信号に対する雑音の影響

本章においても、異常箇所推定には第3章と同様に2-ソリトン解を用いる。また、同時に情報伝送を行うために、2-ソリトン解の2つの散乱係数 b を変調することを考える。2-ソリトン解 ($N = 2$) において $\zeta_{\Re 1} \neq \zeta_{\Re 2}$ のとき、2つの1-ソリトン成分が衝突する描像となる。以下では、2つの離散固有値が $\zeta_1 = -\delta_{\Re}/2 + i\zeta_{\Im}$ 、 $\zeta_2 = \delta_{\Re}/2 + i\zeta_{\Im}$ のように複素固有値平面上で虚軸に対して対称に配置された場合に注目する。ただし、 $\delta_{\Re} \equiv |\zeta_{\Re 1} - \zeta_{\Re 2}|$ は実部間隔である。また、距離オフセット Z_{offset} を用いて、送信端 ($Z = 0$) における散乱係数 b を

$$b_k(Z = 0; Z_{\text{offset}}) = b_{k0} e^{2i\zeta_k^2 Z_{\text{offset}}} \quad (k = 1, 2) \quad (4.1)$$

のように表す。ここで、 b_{k0} は離散固有値 ζ_k に対する散乱係数 b の基準値である。以上の散乱パラメータに対して散乱の逆問題を施すことで、送信パルスを得る。第3章で述べたように、 $b_{10} = b_{20}$ のとき、2つの1-ソリトン成分は $Z = -Z_{\text{offset}}$ で衝突する。この衝突は $T = 0$ で生じ、その際、2つの1-ソリトン成分は常に同相である。本章では、散乱係数 b の基準値 b_{k0} を変調する。なお、変調方式として、PSK を採用する。したがって、 $|b_{10}| = |b_{20}|$ を満たす。このとき、2つの1-ソリトン成分の衝突地点は全ての変調信号に対して等しいが、衝突時の位相差は式 (2.53) より以下のようになる：

$$\Delta\theta = \arg \left[\frac{b_{20}}{b_{10}} \right] \quad (4.2)$$

このように、2つの1-ソリトン成分の位相差 $\Delta\theta$ は散乱係数 b の基準値の組み合わせで変化する。 $\Delta\theta = 0$ の場合、2つの1-ソリトン成分は同相で衝突する。その際、パルスは最も急峻となり、周波数スペクトル幅が最も広くなる。したがって、散乱係数 b 変調信号を用いて異常箇所推定を行う場合、散乱係数 b の基準値の組み合わせで離散固有値の分散や共分散の挙動が変化すると考えられる。

4.2.2 摂動逆散乱変換に基づく解析

光ファイバ伝送路に擾乱が存在する場合、正規化振幅 u の振る舞いは以下の方程式で記述される：

$$i \frac{\partial u}{\partial Z} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u}{\partial T^2} + |u|^2 u = i\epsilon \hat{\mathcal{R}}[u] \quad (4.3)$$

ここで、 ϵ は微小パラメータ、 $\hat{\mathcal{R}}$ は u に作用する演算子で擾乱の影響を表す。この場合、 u の初期値として NLSE (式 (2.17)) のソリトン解を与えても、離散スペクトルの発展が式 (2.28) から逸脱する。このときの離散スペクトルの変動は、P-IST によって評価できる [73]。以下では、光増幅器において付加される ASE 雑音が2-ソリトン解の離散固有値に及ぼす影響について述べる。

光パルスのスペクトルは、2-ソリトン解の2つの離散固有値がどちらも等しい場合であっても、散乱係数 b の初期値や距離オフセット Z_{offset} によって異なる。したがって、雑音による離散固有値の変動の仕方も異なると考えられる。異常箇所推定に用いる $\zeta_1 = -\delta_{\Re}/2 + i\zeta_{\Im}$ 、 $\zeta_2 = \delta_{\Re}/2 + i\zeta_{\Im}$ なる固有値配置の2-ソリトン解において、散乱係数 b_1 の基準値を $b_{10} = 1.0i$ に固定し、散乱係数 b_2 の基準値を $b_{20} = \{1.0, 1.0i, -1.0, -1.0i\}$ の4通りに変化させる場合を考える。各組み合わせに対して、距離オフセット z_{offset} を変化させたときの雑音による離散固有値の分散を P-IST によって評価した。図 4.1 に各組み合わせに対する離散固有値の分散を示す。このとき、実部間隔は $\delta_{\Re} = 1.0$ 、虚部は $\zeta_{\Im} = 0.5$ とし、距離オフセットを $z_{\text{offset}} = -1000 \sim 1000$ km の範囲で変化させて生成した2-ソリトン解に対して NF が 5 dB の ASE 雑音を付加し、B-to-B 構成で離散固有値を検出した。なお、正規化の基準時間を $t_0 = 100$ ps、電力スケールを $P_0 = 1.97$ mW とした。

図 4.1(b) に2つの1-ソリトン成分が同相の場合の結果を示す。 $z_{\text{offset}} = 0$ km、すなわち2つの1-ソリトン成分が重畳するタイミングで雑音が付加されたときに離散固有値の分散が最大となることがわかる。これは、 $z_{\text{offset}} = 0$ km のとき、2つの1-ソリトン成分が $z = 0$ km で衝突し、周波数スペクトル幅が最大となるためである。図 4.1(d) に2つの1-ソリトン成分が逆相の場合の結果を示す。この場合、分散は $z_{\text{offset}} = 0$ km 周辺でなだらかなピークとなる。図 4.1(a)、(c) はそれぞれ2つの1-ソリトン成分の位相差が $\pi/2$ 、 $-\pi/2$

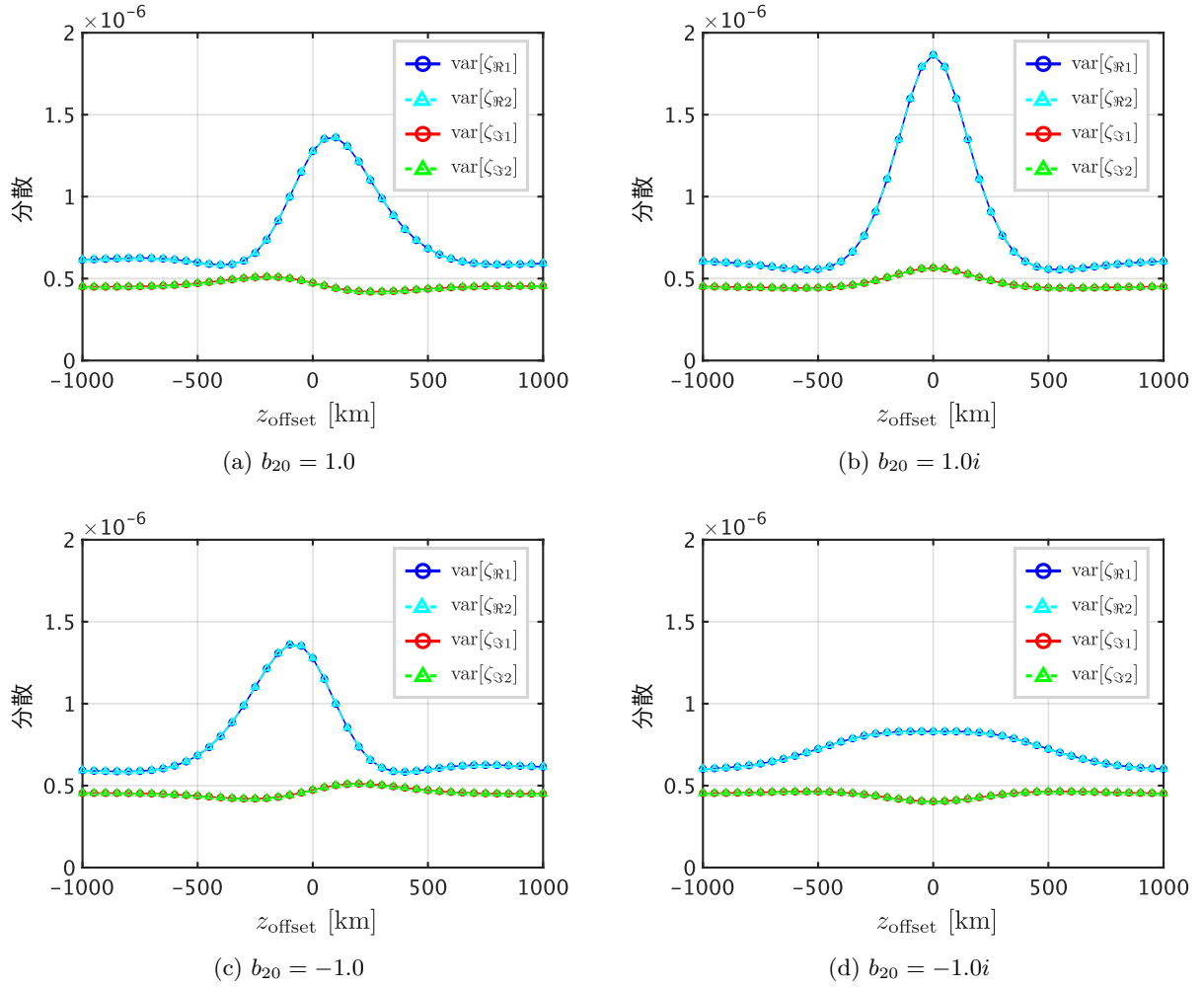


図 4.1: 散乱係数 b の各組合せにおける離散固有値の分散の距離オフセット依存性 ($b_{10} = 1.0i$ は固定)

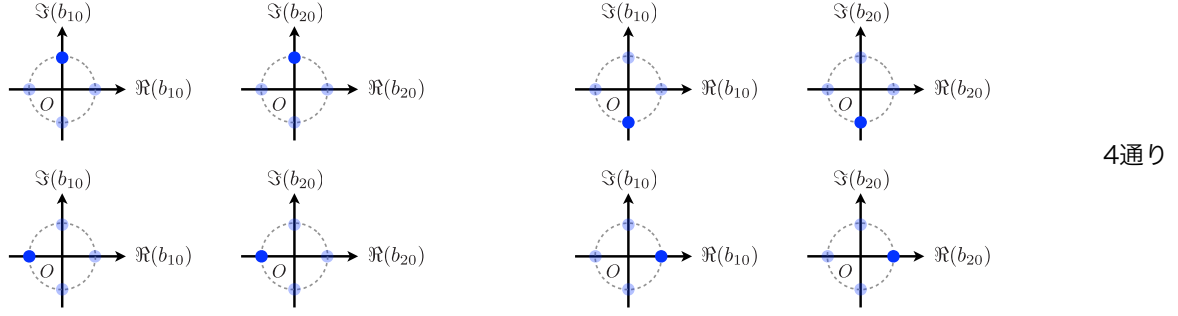
の場合の結果を表している。このとき、 $z_{\text{offset}} \neq 0$ km でピークが現れ、ピーク値が同相の場合よりも小さくなる。以上より、散乱係数 b 変調信号を用いて異常箇所推定を行うには、2つの1-ソリトン成分が同相で衝突する2-ソリトン解のみを送信する、あるいは、さまざまな位相差の2-ソリトン解を送信し、受信端で同相で衝突する2-ソリトン解のみを抽出して異常箇所を推定する必要があると予想される。これらはそれぞれ次節で述べる制限つき散乱係数 b 変調と通常の散乱係数 b 変調に対応する。

4.3 散乱係数 b 変調信号による異常箇所推定

4.3.1 異常箇所推定に用いる散乱係数 b 変調

2.4.2 項で述べたように、散乱係数 b の振幅および位相を変調する方式を散乱係数 b 変調という。本章では、2-ソリトン解の散乱係数 b 変調信号を用いて異常箇所推定を行う。そこで、図 4.2 に示す、制限つき散乱係数 b 変調と通常の散乱係数 b 変調の2種類の変調方法に着目する。ただし、第3章と同様に虚軸対称の固有値配置 $\zeta_{1,2} = \mp \delta_{\mathcal{R}}/2 + i\zeta_{\mathcal{I}}$ を用いる。異常箇所推定では、散乱係数 b の基準値 b_0 に対して式 (4.1)

制限つき散乱係数 b 変調 ($b_{10} = b_{20}$)



通常の散乱係数 b 変調

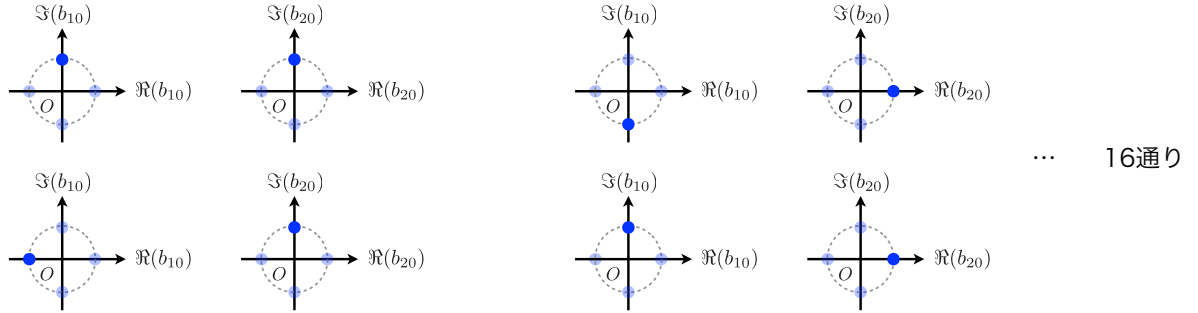


図 4.2: 2 種類の散乱係数 b 変調

の距離オフセットを施したものが初期値 $b_k(0)$ となるため、基準値 b_{k0} ($k = 1, 2$) を変調する。通常の散乱係数 b 変調では、2つの散乱係数 b の基準値 b_{10} 、 b_{20} は独立に変調され、その後、距離オフセットが施される。したがって、2つの1-ソリトン成分は同相で衝突するとは限らない。それに対して、制限つき散乱係数 b 変調では、2つの基準値 b_{10} 、 b_{20} が $b_{10} = b_{20}$ なる制約のもとで変調され、それぞれに対して距離オフセットが施される。したがって、制限つき散乱係数 b 変調では、2つの1-ソリトン成分は常に同相で衝突する。

4.3.2 散乱係数 b 変調信号による異常箇所推定の原理

第3章で示した IST に基づく異常箇所推定の概念図を図 4.3 に再掲する。送信端における離散スペクトル (式 (2.32)) は以下ようになる：

$$S_d(0; \zeta_k) = \left\{ \zeta_k, b_{k0} e^{2i\zeta_k^2 Z_{\text{offset}}} \right\}_{k=1}^2 \quad (4.4)$$

ただし、 $\zeta_1 = -\delta_{\mathbb{R}}/2 + i\zeta_{\mathbb{I}}$ 、 $\zeta_2 = \delta_{\mathbb{R}}/2 + i\zeta_{\mathbb{I}}$ であり、散乱係数 b の基準値は $b_{k0} = \{1.0, 1.0i, -1.0, -1.0i\}$ である。擾乱がない場合、理論式 (2.28) に従って距離発展した離散スペクトルが受信端で得られる。一方、擾乱がある場合、その影響で散乱パラメータの発展は式 (2.28) から外れ、理論値からの変動が生じる (図 4.3 (i))。特に、図 4.3 (ii) に示すように、2つの1-ソリトン成分が重畳するタイミングと同時に雑音が付加されると、離散固有値の分散が最大となる。異常箇所が未知の場合、複数の距離オフセット z_{offset} のパルスを送受信し、離散固有値の分散が最大あるいは共分散が最小となる距離オフセット z_{offset} を見つけ、

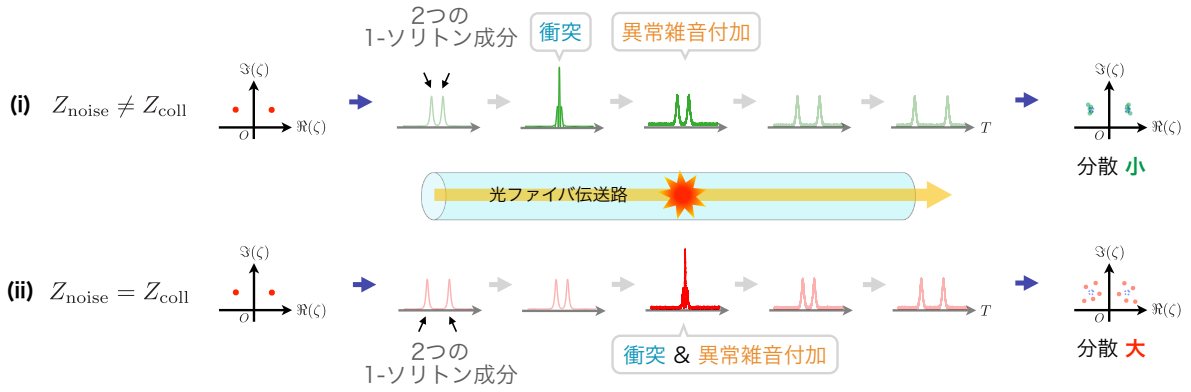


図 4.3: IST に基づく異常箇所推定

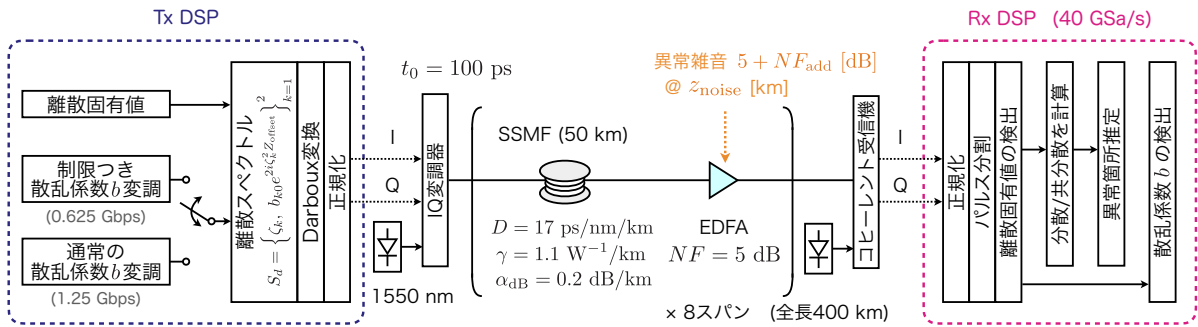


図 4.4: シミュレーションモデル

$z_{\text{est}} = -z_{\text{offset}}$ を異常箇所とする。

次に、IST を用いた情報伝送と異常箇所推定を同時に実現する方法として、分散スペクトルに対する散乱係数 b 変調を用いた異常箇所推定方法について述べる。この変調方式では、分散固有値 ζ_k に対する散乱係数 b の振幅や位相を変調することで情報を伝送する。まず、制限つき散乱係数 b 変調について述べる。この変調方式では、送信端における 2 つの散乱係数 b の基準値が等しいという制約条件 ($b_{10} = b_{20}$) を課す。これは伝送速度の低下につながるため、単に情報伝送を行う際に用いる利点はない。しかし、常に 2 つの 1-ソリトン成分が同相で衝突することから、第 3 章で述べた手法と全く同じ原理で異常箇所推定ができ、かつ、情報伝送が可能となる。一方、通常の散乱係数 b 変調では、2 つの散乱係数 b の基準値を独立に変調できる。この変調方式では、2 つの 1-ソリトン成分が常に同相とはならないため、前述したように、散乱係数 b の組み合わせによって分散固有値の分散や共分散の挙動は変わるが、2 つの散乱係数 b が同相の場合を抽出することで、第 3 章で述べた原理によって異常箇所が推定できる。本章では、制限つき、および、通常の散乱係数 b 変調の 2 つの情報伝送方式を用いたときの異常箇所の推定精度を調査した結果を述べる。

4.3.3 シミュレーションモデル

図 4.4、表 4.1 にシミュレーションモデルおよびパラメータ (標準条件) をそれぞれ示す。まず、ある距離オフセット $Z_{\text{offset}} = z_{\text{offset}}/l_0$ における手順について述べる。送信端において、2 つの分散固有値 ζ_1, ζ_2

を定め、散乱係数 b の基準値を $b_{10}, b_{20} = \{1.0, 1.0i, -1.0, -1.0i\}$ のように QPSK に変調し、それを式 (3.3) に従って距離オフセット Z_{offset} を施した散乱係数 $b_1(0), b_2(0)$ を求めた。なお、制限つき散乱係数 b 変調では常に $b_{10} = b_{20}$ が満たされている。この離散固有値と散乱係数 b からなる離散スペクトル (式 (4.4)) を入力パラメータとした。Darboux 変換によって離散スペクトルから 2-ソリトン解を生成し [64]、 t_0, l_0, P_0 を用いて正規化した。この操作を $N_{\text{pulse}} = 1000$ 回行い、得られた 2-ソリトン解を縦列接続して、1 つのパルス列とし、光ファイバ伝送路に送出した。伝送路として総距離 400 km の SSMF を想定し、スパン長 $z_a = 50$ km おきに NF が 5 dB の EDFA を挿入した。また、 $z_{\text{noise}} = 200$ km 地点にある異常な光増幅器では、 $NF_{\text{add}} = 15$ dB の追加の異常雑音を付加した。なお、パルスの伝搬解析には SSFM を用いた [70]。受信端では、コヒーレント検波ののち、 t_0, l_0, P_0 を用いて正規化し、パルス列を 1000 個のパルスに分割した。各パルスに対して、Fourier collocation 法 [65] を用いて ZSSP (式 (2.20)) を数値的に解くことで、パルス毎の離散スペクトルを検出した。ここで、受信端で散乱係数 $b_k(L)$ から基準値 b_{k0} を抽出するには、相殺演算

$$b_{k0} = b_k(L)e^{-2i\zeta_k^2(L+Z_{\text{offset}})} \quad (4.5)$$

が必要である。この演算は、ファイバ伝送と距離オフセットによる振幅変化および位相回転を相殺する。これにより、散乱係数 b の基準値 b_{k0} を検出できる。一方、離散固有値に関しては、異常箇所推定のために、実部や虚部の分散や共分散を求めておく。以上の操作を $z_{\text{offset}} = -1000 \sim 1000$ km に対して行い、各 z_{offset} でパルス列の生成、伝搬解析、復調を行った。このとき、離散固有値の分散および共分散の距離オフセット依存性が得られる。第 3 章に記載の方法と同様に、離散固有値の実部の分散/共分散の最大/最小となる距離オフセットを求めることで、異常箇所推定を行った。また、上記の条件を標準条件として、標準条件から異常雑音の NF、異常箇所、離散固有値の虚部をそれぞれ変更し、それらのパラメータ依存性を調査した。

表 4.1: シミュレーションに用いたパラメータ（標準条件）

パラメータ	記号	値	単位
スパン長	z_a	50	km
スパン数	-	8	-
光ファイバ伝送路長	l	400	km
ファイバの損失係数	α_{dB}	0.20	dB/km
ファイバの分散パラメータ	D	17.0	ps/nm/km
ファイバの分散スロープ	S	0.06	ps/nm ² /km
ファイバの非線形係数	γ	1.1	W ⁻¹ /km
EDFA の雑音指数	NF	5	dB
追加の異常雑音指数	NF_{add}	15	dB
異常箇所	z_{noise}	200	km
基準時間	t_0	100	ps
電力スケール	P_0	1.97	mW
離散固有値の実部間隔	δ_{\Re}	1.0	-
離散固有値の虚部	ζ_{\Im}	0.5	-
散乱係数 b の基準値	b_0	$\{\pm 1.0, \pm 1.0i\}$	-
追加領域 1	δl_1	600	km
追加領域 2	δl_2	1000	km
各距離オフセットに対するパルス数	N_{pulse}	1000	-
距離オフセットの間隔	δz_{offset}	10	km
距離オフセットの数	N_{offset}	201	-
フィッティング範囲のパラメータ	z_{fit}	400	km
（正規化）時間ウィンドウサイズ	T_w	2^5	-
サンプリング点数（パルス生成時）	M	2^{11}	-
ダウンサンプリング点数（固有値検出時）	M_d	2^7	-

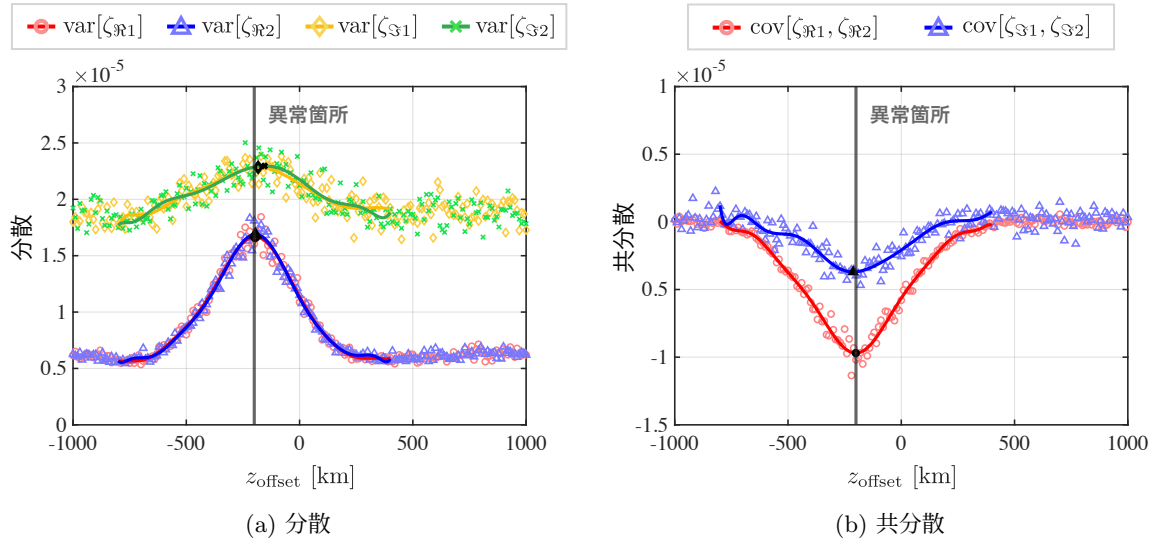


図 4.5: 標準条件下における離散固有値の (a) 分散、(b) 共分散

4.4 制限つき散乱係数 b 変調信号による異常箇所推定

本節では、制限つき散乱係数 b 変調信号を用いた異常箇所推定の原理確認および異常雑音レベル、異常箇所、離散固有値の虚部に対する依存性の調査結果について述べる。

4.4.1 原理確認

図 4.5 に各離散固有値の分散および共分散の距離オフセット依存性を示す。図中の曲線は 12 次の多項式によるフィッティング曲線を示している。なお、前章ではフィッティング関数として 8 次関数を用いていたが、本章では、通常の散乱係数 b 変調信号を用いた際に様々なピーク形状が現れると予想されるため、12 次の多項式をフィッティング関数に用いた。第 3 章の結果と同様に、制限つき散乱係数 b 変調信号を用いた場合においても、異常箇所に対応する $z_{\text{offset}} = -200$ km において、分散、共分散ともに大きなピークが観測された。表 4.2 に標準条件下における推定誤差をまとめる。表 4.2 より、離散固有値の実部の分散 $\text{var}[\zeta_{\mathcal{R}1}]$ 、 $\text{var}[\zeta_{\mathcal{R}2}]$ 、共分散 $\text{cov}[\zeta_{\mathcal{I}1}, \zeta_{\mathcal{I}2}]$ を監視したとき、キロメートルオーダーの推定精度が達成された。

図 4.6 に、受信端における散乱係数 b のコンステレーションダイアグラムを示す。図 4.6 より、制限つき散乱係数 b 変調における QPSK 信号を明瞭に区別できていることがわかる。以上の結果より、制限つき散乱係数 b 変調信号を用いた情報伝送系においても、インサービスでの異常箇所推定が可能なが原理的に示された。

表 4.2: 標準条件での推定誤差

	パラメータ	ピーク位置 [km]	推定誤差 [km]
実部	$\text{var}[\zeta_{\Re 1}]$	-196.08	3.92
	$\text{var}[\zeta_{\Re 2}]$	-194.99	5.01
	$\text{cov}[\zeta_{\Re 1}, \zeta_{\Re 2}]$	-200.79	0.791
虚部	$\text{var}[\zeta_{\Im 1}]$	-182.85	17.15
	$\text{var}[\zeta_{\Im 2}]$	-154.73	45.27
	$\text{cov}[\zeta_{\Im 1}, \zeta_{\Im 2}]$	-212.42	12.42

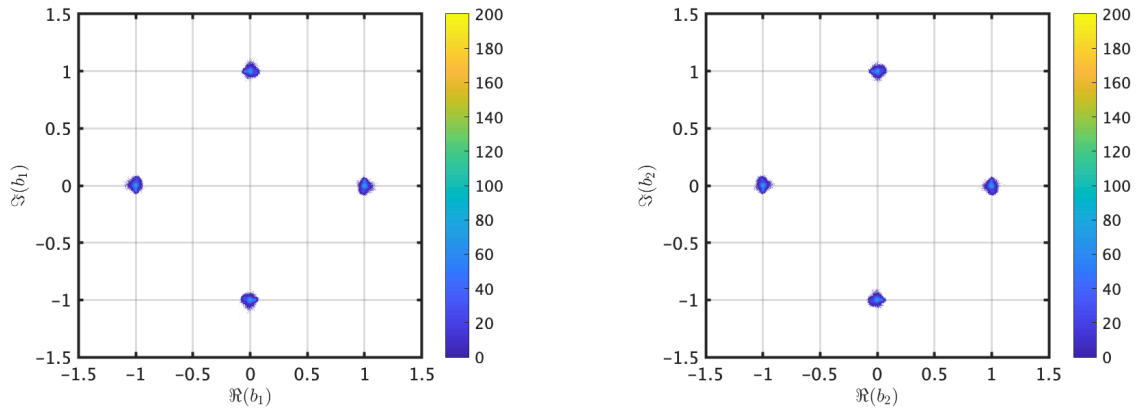


図 4.6: 制限つき散乱係数 b 変調信号のコンステレーションダイアグラム

4.4.2 異常雑音レベル依存性

次に、より小さな異常 NF に対する推定精度を調査した結果について述べる。異常な光増幅器における追加の NF を $NF_{\text{add}} = 5 \sim 15$ dB の範囲で変化させながら、離散固有値の分散および共分散を観測した。

図 4.7 に異常な EDFA の NF を変えた場合の離散固有値の実部の分散および共分散を示す。図 4.7 から、分散、共分散ともに、NF が小さくなるほど距離オフセットに対する変化が小さくなり、ピークが不明瞭になることがわかる。これは、3.5.3 項で述べた結果と同じである。表 4.3 に追加の NF を変えた際の推定誤差を示す。表 4.3 より、NF の劣化が 10 dB 程度以上であれば、散乱係数 b 変調信号の離散固有値を監視することで、キロメートルオーダーの異常箇所推定が可能であることがわかる。NF の劣化がより小さい場合、その位置を高精度で推定するためには、パルス数 N_{pulse} や実部間隔 δ_{\Re} などのパラメータを調整する必要がある。

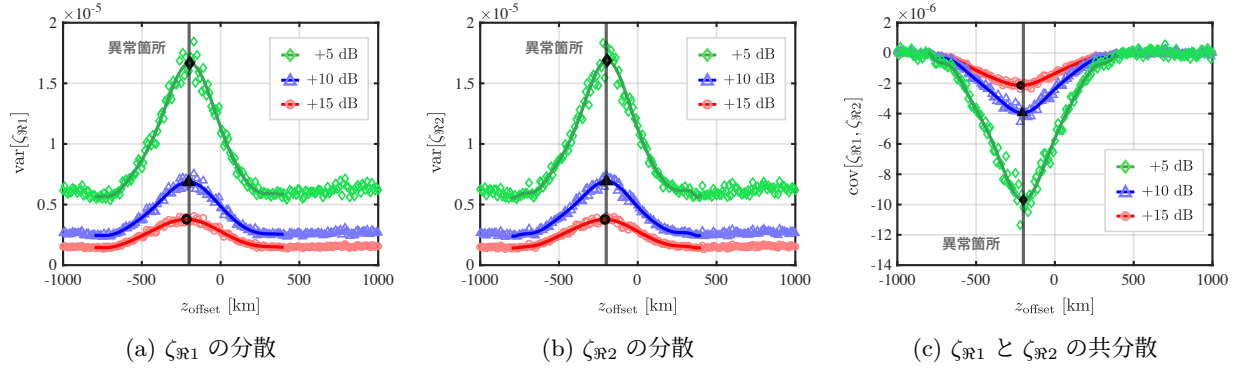


図 4.7: 追加の異常雑音指数 NF_{add} を変化させたときの離散固有値の分散および共分散

表 4.3: 追加の異常雑音指数 NF_{add} を変化させたときの推定誤差

	パラメータ	+5 dB	+10 dB	+15 dB
推定誤差 [km]	$\text{var}[\zeta_{R1}]$	17.41	3.09	3.92
	$\text{var}[\zeta_{R2}]$	8.56	1.14	5.02
	$\text{cov}[\zeta_{R1}, \zeta_{R2}]$	17.71	6.31	0.791

4.4.3 異常箇所の依存性

これまでは異常箇所を $z_{\text{noise}} = 200$ km に固定して議論してきたが、本節では、提案手法が任意の異常箇所の推定に適用可能であるかを議論する。離散固有値の実部間隔を $\delta_R = 1.0$ 、異常な EDFA における追加の NF を $NF_{\text{add}} = 15$ dB、異常箇所を $z_{\text{noise}} = 100, 200, 300$ km としてシミュレーションを行った。

図 4.8 に異常箇所を変えたときの離散固有値の実部の分散および共分散を示す。3.5.5 項と同様に、分散・共分散ともに、異常箇所の変化に伴い、ピークの位置が変化した。また、異常箇所を変化させたときの推定誤差を表 4.4 にまとめる。表 4.4 から、異常箇所が変わっても、推定誤差は 25 km 未満となり、離散固有値の分散および共分散を用いた異常箇所推定によって、異常な光増幅器の位置を特定できることが示された。

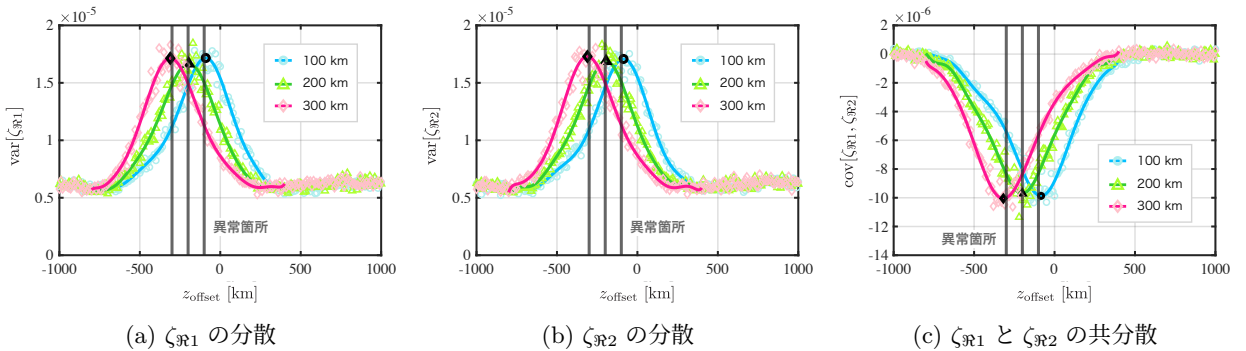


図 4.8: 異常箇所 z_{noise} を変化させたときの離散固有値の分散および共分散

表 4.4: 異常箇所 z_{noise} を変化させたときの推定誤差

	パラメータ	100 km	200 km	300 km
推定誤差 [km]	$\text{var}[\zeta_{\Re 1}]$	9.84	3.92	10.82
	$\text{var}[\zeta_{\Re 2}]$	13.60	5.01	10.76
	$\text{cov}[\zeta_{\Re 1}, \zeta_{\Re 2}]$	16.32	0.79	18.21

4.4.4 離散固有値の虚部の依存性

第3章では、推定精度の改善方法として、離散固有値の実部間隔 δ_{\Re} を増加させることを提案した。実部間隔 δ_{\Re} を大きくすることで、周波数領域では同じ伝搬距離におけるスペクトルの変化が大きくなることから、異常箇所推定の空間分解能が向上することが期待された。しかし、実部間隔の増大に伴い、分散および共分散のピーク値が小さくなることから、ある実部間隔 δ_{\Re} を境に、推定精度が悪化する結果となった。

1-ソリトン解において、離散固有値の虚部がその周波数スペクトル幅に関係していることを考慮すると、同じ実部間隔 δ_{\Re} であっても、離散固有値の虚部の値が大きいほど周波数スペクトル幅が広くなり、雑音の影響を受けやすくなると考えられる。したがって、離散固有値の虚部の増加とともに、分散および共分散のピーク値が大きくなると考えられる。本節では、離散固有値の虚部を変化させた場合の推定精度について議論する。

4.4.2 項で示したように、 $\zeta_{\Im} = 0.5$ の固有値を用いた場合、 $NF_{\text{add}} = 5$ dB までの異常を推定することは可能であるが、キロメートルオーダーの推定が実現できなかった。そこで、離散固有値の虚部を $\zeta_{\Im} = 0.5, 0.6, 0.7$ と変化させ、200 km 地点で追加の異常雑音 $NF_{\text{add}} = 5$ dB が付加される場合について数値シミュレーションを行い、推定精度改善の可否を評価した。図 4.9 に離散固有値の虚部を $\zeta_{\Im} = 0.5, 0.6, 0.7$ と変化させたときの離散固有値の分散・共分散および推定誤差を示す。図 4.9 より、離散固有値の虚部の増大に伴い、分散、共分散のピークが大きくなっていることがわかる。なお、 $z_{\text{offset}} = -400$ km 付近において分散および共分散に小さなピークが現れた。これは、受信機でダウンサンプリングを行った際に、周波数スペクトル幅に対して、固有値検出のサンプリングレートが不足したことが原因と考えられる。また、離散固有値の虚部を変化させたときの推定誤差を表 4.5 に示す。表 4.5 より、離散固有値の虚部が $\zeta_{\Im} = 0.7$ の場合、分散および共分散のいずれを用いてもキロメートルオーダーの異常箇所推定が可能であることがわかる。以上より、離散固有値の虚部を増大させることが推定精度の向上に有効であるといえる。

表 4.5: 離散固有値の虚部 ζ_{\Im} を変化させたときの推定誤差

	パラメータ	$\zeta_{\Im} = 0.5$	$\zeta_{\Im} = 0.6$	$\zeta_{\Im} = 0.7$
推定誤差 [km]	$\text{var}[\zeta_{\Re 1}]$	17.41	10.15	3.36
	$\text{var}[\zeta_{\Re 2}]$	8.56	0.402	4.45
	$\text{cov}[\zeta_{\Re 1}, \zeta_{\Re 2}]$	17.71	7.01	0.0561

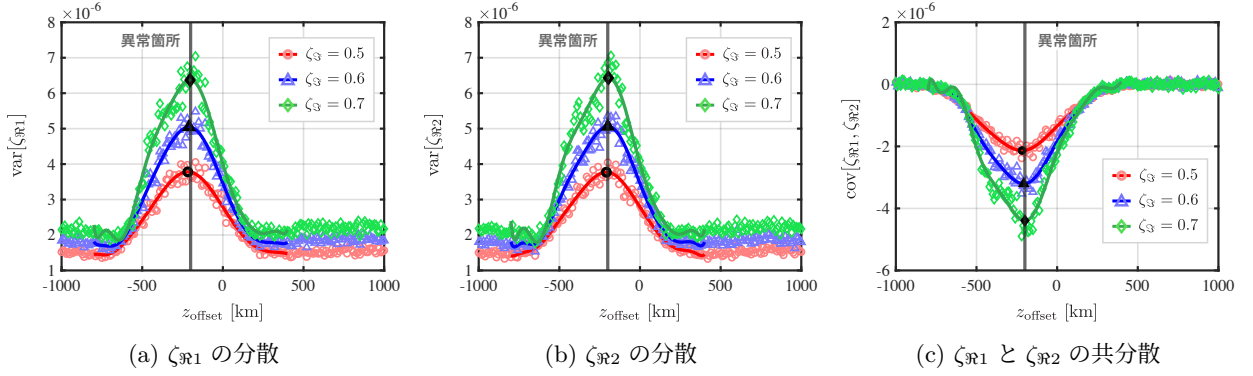


図 4.9: 離散固有値の虚部 ζ_3 を変化させたときの離散固有値の分散および共分散

4.5 通常の散乱係数 b 変調信号による異常箇所推定

本節では、通常の散乱係数 b 変調信号を用いた異常箇所推定の結果について述べる。4.3.1 項で述べたように、通常の散乱係数 b 変調では、2つの散乱係数 b の基準値 b_{10} 、 b_{20} の間に制約がないため、2つの 1-ソリトン成分が同相で衝突するとは限らない。

通常の散乱係数 b 変調信号を用いた異常箇所推定の原理確認として、各散乱係数 b を QPSK で独立に変調した。その結果、4種類の位相差の組み合わせが生じる。その他のパラメータは標準条件（表 4.1）と同じとした。図 4.10 に、各位相差における離散固有値の実部の分散および共分散の距離オフセット依存性を示す。図 4.10 より、位相差によって、ピークが現れる位置が異なることがわかる。これは、4.2.2 項で述べた P-IST に基づく解析の結果と一致する。表 4.6 に各位相差における離散固有値の分散および共分散によるピーク位置と推定誤差を示す。表 4.6 より、位相差が 0 のときにピークが $z_{\text{offset}} = 200$ km 付近に現れており、分散および共分散によってキロメートルオーダーの推定が可能であることがわかる。制限つき散乱係数 b 変調信号の場合よりも精度が悪化する場合があるが、これは、各距離オフセットに対するパルス数が $N_{\text{pulse}} = 1000$ という条件を課しているため、制限つきの場合と比べて同相のパルス数が $1/4$ になり、精度が悪化したと考えられる。したがって、制限つき散乱係数 b 変調と同等の推定精度を得るためには、推定に用いるパルス数を 4 倍にする必要がある。他の位相差の場合、P-IST の結果から予想されたように、異常箇所に対応する $z_{\text{offset}} = -200$ km 以外の地点でピークが現れており、異常箇所推定を行うことはできない。

図 4.11 に、受信端における散乱係数 b のコンステレーションダイアグラムを示す。図 4.11 より、通常の散乱係数 b 変調における QPSK 信号を明瞭に区別できていることがわかる。以上の結果より、通常の散乱係数 b 変調信号を用いた情報伝送系においても、インサースビスでの異常箇所推定が可能なが原理的に示された。

4.6 結言

本章では、IST に基づく光通信システムにおいて、散乱係数 b 変調信号を用いた異常箇所推定技術を提案し、その実現可能性と性能を数値シミュレーションにより調査した結果を述べた。数値シミュレーションでは、制限つき散乱係数 b 変調と通常の散乱係数 b 変調の 2 種類の変調方式において、標準条件下で異常箇所

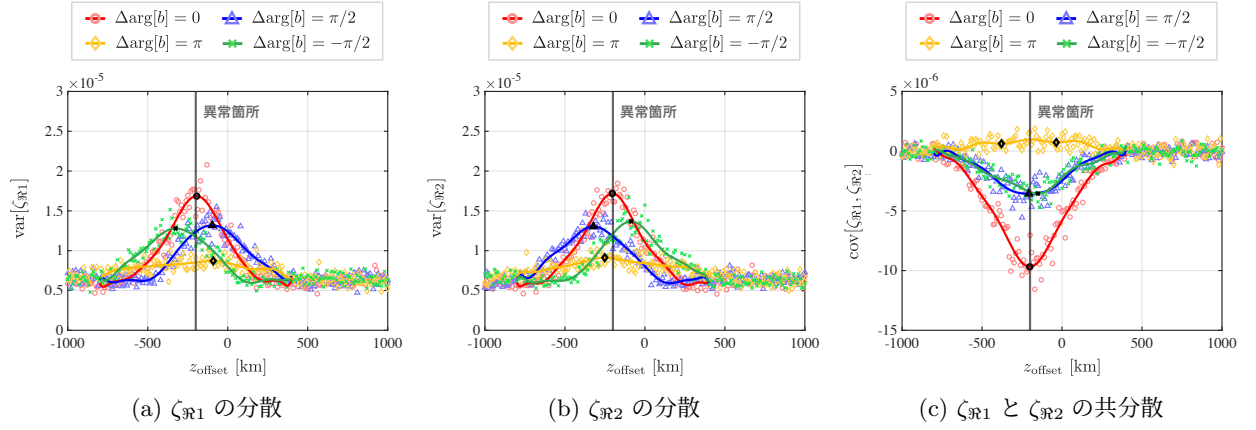


図 4.10: 通常の散乱係数 b 変調信号を用いた場合の各位相差に対する離散固有値の分散および共分散

表 4.6: 通常の散乱係数 b 変調を用いたときの推定誤差

パラメータ	位相差 [rad]	ピーク位置 [km]	推定誤差 [km]
$\text{var}[\zeta_{R1}]$	0	-194.02	5.98
	$\pi/2$	-96.38	103.62
	π	-325.98	125.98
	$-\pi/2$	-90.56	109.44
$\text{var}[\zeta_{R2}]$	0	-203.45	3.45
	$\pi/2$	-321.71	121.71
	π	-86.19	113.81
	$-\pi/2$	-250.95	50.95
$\text{cov}[\zeta_{R1}, \zeta_{R2}]$	0	-201.56	1.56
	$\pi/2$	-207.55	7.55
	π	-151.16	48.84
	$-\pi/2$	-36.13, -378.72	163.87, 178.72

をキロメートルオーダーの精度で推定可能なことを示した。また、異常箇所の依存性の調査より、提案手法は異常箇所が変わっても有効であることを示した。さらに、制限つき散乱係数 b 変調において、推定誤差の離散固有値の虚部に対する依存性を調査し、離散固有値の虚部を増大させることで推定精度の向上が期待できることを示した。以上の結果から、散乱係数 b 変調信号の離散固有値の実部の分散および共分散を利用することで、より小さな異常雑音に対して、その異常箇所の推定が可能であることを示した。

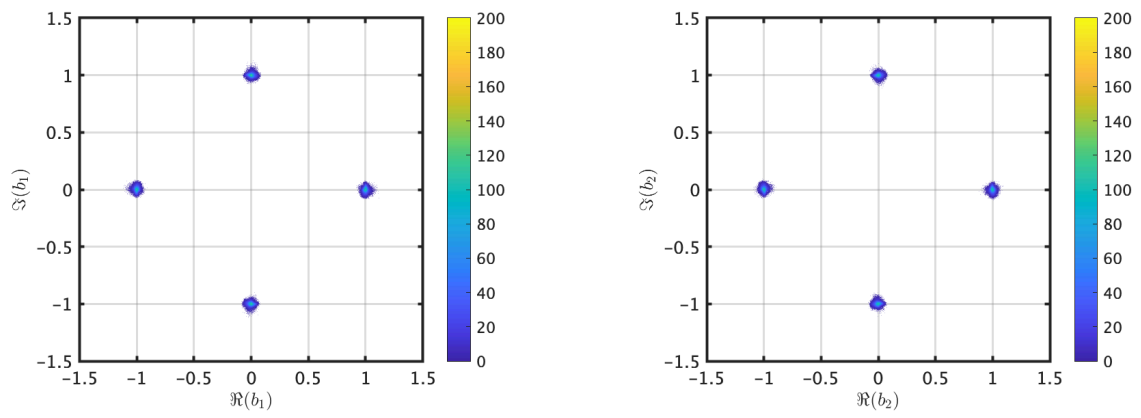


図 4.11: 通常の散乱係数 b 変調信号のコンステレーションダイアグラム

第5章 光ファイバの分散揺らぎが逆散乱変換に基づく伝送方式に及ぼす影響

5.1 緒言

現在の光ファイバ通信システムではSSMFが多く利用されているが、ISTに基づく伝送方式では、伝送速度向上のためにNZ-DSFの利用が有効であることが知られている。しかし、SSMFに比べてNZ-DSFは製造工程で生じる分散パラメータの揺らぎが大きく、離散固有値や散乱係数 b に影響を及ぼす可能性がある。本章では、光ファイバ伝送路の分散パラメータの揺らぎが離散固有値や散乱係数 b の伝送に与える影響を調査する。

まず、5.2節では、ISTに基づく伝送方式におけるNZ-DSFの有効性について述べる。5.3節では、分散パラメータの揺らぎを有する光ファイバ伝送路での1-ソリトン解の離散固有値の振る舞いを理論的に解析する。5.4節では、双方向OTDRによるNZ-DSFの分散分布の測定結果を示し、分散分布のモデル化を行う。5.5節では、モデル化に基づく数値シミュレーションを行い、分散パラメータの揺らぎが1-、2-、4-ソリトン解の離散固有値に与える影響を評価する。5.6節では、分散揺らぎが1-ソリトン解の散乱係数 b に与える影響について議論する。

5.2 ISTに基づく伝送方式におけるNZ-DSFの利用

第2章で述べたように、実パラメータにおいてガイディングセンター条件は以下で与えられる：

$$t_0 \gg \lambda_0 \sqrt{\frac{|D|z_a}{2\pi c}} \quad (5.1)$$

ここで、 λ_0 は搬送波の波長、 D はファイバ伝送路の分散パラメータ、 z_a はスパン長、 c は真空中の光速、 t_0 は正規化における基準時間である。例えば、ファイバ種をSSMF ($D = 17$ ps/nm/km)、スパン長を $z_a = 50$ km、搬送波の波長を $\lambda_0 = 1.55$ μ mとした場合、基準時間は $t_0 \gg 33$ psを満たさなければならない。固有値変調や散乱係数 b 変調において、正規化ウィンドウサイズを W と設定した場合、シンボル周期は $t_0 W$ 、シンボルレートは $1/(t_0 W)$ となる。シンボルレートを向上させることで伝送レートを上げられるが、シンボルレートはガイディングセンター条件により制限される。上記の例において、分散値が小さいNZ-DSF ($D = 4.4$ ps/nm/km)を用いることで、基準時間の条件は $t_0 \gg 16$ psまで緩和され、伝送レートを向上できる。また、実部の値を持つ離散固有値を用いた場合、伝送に伴いシンボル拡がりが生じるが、分散値が零に近いNZ-DSFを用いることでシンボル拡がりが軽減されるため、SSMFに比べて正規化ウィ

ンドウサイズを小さくできる。以上の理由から、IST に基づく伝送方式には NZ-DSF の利用が有効であるといえる。

一般的な光ファイバ伝送モデルでは、光ファイバの分散パラメータが長手方向に一定であることを想定しているが、実際には光ファイバの製造工程で生じるコア半径や屈折率のランダムな変化により、分散パラメータはある平均値の周りで揺らぐ [74]。特に、NZ-DSF 等の分散制御ファイバでは、線引き工程におけるコア径の制御が SSMF に比べて困難なことから、分散パラメータの揺らぎが大きくなると考えられている [74]。分散揺らぎを有する光ファイバ伝送路を伝搬する 1-ソリトン解のソリトンパラメータの振る舞いや、2つの 1-ソリトン解からなるパルス列のソリトンパラメータの振る舞いについては既に報告されている [75, 76]。一方で、固有値変調方式で用いられる複数の離散固有値に対応する N -ソリトン解や散乱係数 b への分散揺らぎの影響の評価は行われていない。また、先行研究ではファイバの分散揺らぎの度数分布が Gauss 分布に従うと仮定しているが、実測に基づく正当性は議論されていない。

本章では、双方向 OTDR を用いて実際の NZ-DSF の分散分布を測定し、その結果に基づいて分散分布のモデル化を行う。さらに、そのモデルに基づく数値シミュレーションにより、光ファイバの分散揺らぎが離散固有値や散乱係数 b に及ぼす影響について議論する。

5.3 分散揺らぎを考慮した理論解析

本節では、分散パラメータの揺らぎが離散固有値に及ぼす影響の理論的な解析について述べる。なお、本論文では、分散パラメータの揺らぎの影響を調査することが目的であるため、非線形係数の揺らぎやファイバ損失の影響は無視できると仮定する。

5.3.1 分散揺らぎを考慮した光波の発展方程式

光ファイバの分散パラメータが揺らぐ場合、無損失ファイバ中を伝搬する電場の複素包絡線振幅 $E(t', z)$ の振る舞いは NLSE に摂動項が付加された形で記述される：

$$i \frac{\partial E}{\partial z} - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E}{\partial t'^2} + \gamma |E|^2 E = \frac{1}{2} \Delta \beta_2(z) \frac{\partial^2 E}{\partial t'^2} \quad (5.2)$$

ここで、 $\Delta \beta_2$ は群速度分散の揺らぎである。式 (2.11) を用いて式 (5.2) を正規化すると

$$i \frac{\partial q}{\partial Z} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 q}{\partial T^2} + |q|^2 q = -\frac{1}{2} \mathcal{B}(Z) \frac{\partial^2 q}{\partial T^2} \quad (5.3)$$

となる。ここで、 $\mathcal{B}(Z)$ は正規化した分散揺らぎであり、分散パラメータの平均値 D_0 、揺らぎ $\Delta D(z)$ を用いて次のように表せる：

$$\mathcal{B}(Z) \equiv \frac{\Delta \beta_2(Z)}{|\beta_2|} = -\frac{\Delta D(Z)}{|D_0|}, \quad D_0 = -\frac{\lambda_0^2}{2\pi c} \beta_2 \quad (5.4)$$

5.3.2 分散揺らぎによる離散固有値の変動の理論解析

以下では、光ファイバの分散パラメータの揺らぎが1-ソリトン解の離散固有値に及ぼす影響を2つの異なる手法により理論的に解析する。本項では、[50]に倣って、離散固有値の表現として $\zeta = (\kappa + i\eta)/2$ を用いる。

摂動逆散乱変換に基づく離散固有値の振る舞いの解析

まず、分散パラメータの揺らぎが $|\beta(Z)| \ll 1$ を満たす場合に着目し、P-IST[50]に基づいて、1-ソリトン解の離散固有値の変動を解析する。なお、本解析では、位置 Z における正規化振幅が以下を満たすことを仮定する：

$$\begin{aligned} q(T, Z) &= \eta(Z) \operatorname{sech} \left[\eta(Z) (T - T_c(Z)) \right] e^{-i\kappa(Z)T + i\theta(Z)} \\ &= \eta(Z) \operatorname{sech} x e^{iy} \end{aligned} \quad (5.5)$$

これは、正規化振幅 q の振幅とパルス幅の積が一定となる条件（断熱条件）を満たすことを仮定している。ただし、 $x \equiv \eta(Z)(T - T_c(Z))$ 、 $y \equiv -\kappa(Z)T + \theta(Z)$ である。式(5.3)の右辺を摂動項とみなし、P-ISTを適用すると、1-ソリトン解の離散固有値の実部および虚部の空間発展は

$$\begin{cases} \frac{d\kappa}{dZ} = - \int_{-\infty}^{\infty} \Re \left(- \frac{\beta(Z)}{2} \frac{\partial^2 q}{\partial T^2} e^{-iy} \right) \operatorname{sech} x \tanh x \, dx \\ \frac{d\eta}{dZ} = \int_{-\infty}^{\infty} \Im \left(- \frac{\beta(Z)}{2} \frac{\partial^2 q}{\partial T^2} e^{-iy} \right) \operatorname{sech} x \, dx \end{cases} \quad (5.6)$$

で与えられる。式(5.5)を仮定した場合、正規化振幅の時間に関する二階微分は

$$\frac{\partial^2 q}{\partial T^2} = -\eta(Z) \left[2\eta(Z)^2 \operatorname{sech}^2 x + \kappa(Z)^2 - \eta(Z)^2 - 2i\kappa(Z)\eta(Z)\tanh x \right] \operatorname{sech} x e^{iy}$$

となるため、 $|\beta(Z)| \ll 1$ を満たす分散揺らぎに対して、1-ソリトン解の離散固有値の実部および虚部の空間発展は

$$\frac{d}{dZ} \kappa(Z) = 0, \quad \frac{d}{dZ} \eta(Z) = 0 \quad (5.7)$$

となることがわかる[75, 76]。すなわち、任意の位置 Z における離散固有値は、その初期値 $\zeta(0) = (\kappa(0) + i\eta(0))/2$ を用いて

$$\kappa(Z) = \kappa(0), \quad \eta(Z) = \eta(0) \quad (5.8)$$

と表せる。以上より、分散パラメータの平均値に対して揺らぎが十分に小さいとき、1-ソリトン解の離散固有値は不変であることがわかる。

保存量に基づく離散固有値の振る舞いの解析

上述の P-IST に基づく解析は、1-ソリトン解に対する擾乱の影響を解析的に評価する上で非常に有用である。以下では、保存則に基づいて式 (5.8) と同様の結果が得られることを示す。

まず、質量 $M(Z)$ と運動量 $P(Z)$ を次のように定義する：

$$M(Z) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} |q|^2 dT, \quad P(Z) \equiv \frac{i}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left(q \frac{\partial q^*}{\partial T} - \frac{\partial q}{\partial T} q^* \right) dT \quad (5.9)$$

以下では、これらの量が保存量であるかどうか、すなわち $\frac{dM}{dZ} = 0$ および $\frac{dP}{dZ} = 0$ が成り立つことを確認する。まず、質量の空間発展を計算すると、

$$\begin{aligned} \frac{dM(Z)}{dZ} &= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\partial q}{\partial Z} q^* + q \frac{\partial q^*}{\partial Z} \right) dT \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \left(\frac{i}{2} \frac{\partial^2 q}{\partial T^2} + i|q|^2 q + \frac{i}{2} \mathcal{B}(Z) \frac{\partial^2 q}{\partial T^2} \right) q^* + \left(-\frac{i}{2} \frac{\partial^2 q^*}{\partial T^2} - i|q|^2 q^* - \frac{1}{2} i \mathcal{B}(Z) \frac{\partial^2 q^*}{\partial T^2} \right) q \right\} dT \\ &= \frac{i}{2} (1 + \mathcal{B}(Z)) \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\partial^2 q}{\partial T^2} q^* - \frac{\partial^2 q^*}{\partial T^2} q \right) dT \\ &= 0 \end{aligned} \quad (5.10)$$

となる。ここで、2つ目の等号で式 (5.3) およびその複素共役を用いた。また、最後の等号では、部分積分を実行し、境界条件 $\lim_{|T| \rightarrow \infty} |q| = 0$ を用いた。式 (5.10) から、質量 $M(Z)$ は分散揺らぎの存在下においても保存量であることがわかる。同様に運動量の空間発展についても計算すると、

$$\begin{aligned} \frac{dP(Z)}{dZ} &= i \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\partial q}{\partial Z} \frac{\partial q^*}{\partial T} - \frac{\partial q}{\partial T} \frac{\partial q^*}{\partial Z} \right) dT \\ &= -\frac{1}{2} (1 + \mathcal{B}(Z)) \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\partial^2 q}{\partial T^2} \frac{\partial q^*}{\partial T} + \frac{\partial q}{\partial T} \frac{\partial^2 q^*}{\partial T^2} \right) dT - \int_{-\infty}^{\infty} |q|^2 \left(q \frac{\partial q^*}{\partial T} + q^* \frac{\partial q}{\partial T} \right) dT \\ &= 0 \end{aligned} \quad (5.11)$$

を得る。最後の等号では、式 (5.10) の場合と同様に、部分積分を実行し、境界条件を利用した。したがって、運動量 $P(Z)$ もまた保存量であることがわかる。以上より、分散揺らぎの存在する場合でも、質量保存則と運動量保存則が成り立つことがわかる。ここまでの議論では、正規化振幅 q が式 (5.3) に従うことと境界条件のみを用いており、 q の関数形に依らない一般的な事実である。また、P-IST の場合のように、正規化した分散揺らぎが $|\mathcal{B}| \ll 1$ を満たすという条件も課していない。

次に、分散揺らぎが $|\mathcal{B}| \ll 1$ を満たし、正規化振幅が式 (5.5) で与えられると仮定して、質量保存則および運動量保存則を具体的に計算する。式 (5.5) を式 (5.9) に代入すると、1-ソリトン解の質量および運動量は

$$M(Z) = 2\eta(Z), \quad P(Z) = -2\kappa(Z)\eta(Z) \quad (5.12)$$

となる。これを式 (5.10) と式 (5.11) に代入すると、

$$\frac{d}{dZ} \eta(Z) = 0, \quad \frac{d}{dZ} (\kappa(Z)\eta(Z)) = 0 \quad (5.13)$$

を得る。連立方程式 (5.13) を解くことで、1-ソリトン解の離散固有値が不変であることがわかる。これは、P-IST の結果（式 (5.8)）と一致する。

1-ソリトン解に対する理論解析の結果のまとめ

上記の結果より、分散揺らぎが $|\beta(Z)| \ll 1$ を満たし、式 (5.5) が成り立つ仮定のもとでは、1-ソリトン解の離散固有値が不変であることを述べた。一方、分散揺らぎが $|\beta(Z)| \ll 1$ を満たさない場合、離散固有値が変動する可能性がある。

実際には、分散パラメータは空間的に連続的に揺らぐが、後述する分散揺らぎのモデル化においては、伝送路を有限個の領域に分割し、それぞれの領域内では分散パラメータが一定であるとみなす。このとき、NZ-DSF の分散パラメータの度数分布は平均 D_0 、標準偏差 σ_D の Gauss 分布に従うと仮定する。Gauss 分布は $[-\infty, \infty]$ で定義されるため、このモデル化では $|\beta(Z)| \ll 1$ という条件は常に満たされない。しかし、 $3\sigma_D/|D_0| \ll 1$ を満たす場合、分散パラメータの 99.7% は $|\beta(Z)| \ll 1$ を満たすことから、ファイバ伝送路のほとんどの領域で $|\beta(Z)| \ll 1$ を満たしているとみなせる。次節で述べるように、NZ-DSF の標準偏差の実測値は条件 $3\sigma_D/|D_0| \ll 1$ を満たしており、理論解析と比較できる。

5.4 NZ-DSF の分散分布測定とモデル化

分散揺らぎのモデル化のため、双方向 OTDR [77, 79, 80] により、分散パラメータの平均値が $D_0 = 4.4$ ps/nm/km の NZ-DSF の分散分布を測定した。製造業において、寸法等の製造誤差は Gauss 分布に従うことが多い。したがって、コア径や屈折率の微小な揺らぎと分散揺らぎの関係が線形な関係で近似できると仮定すると、製造工程によって生じる分散揺らぎが Gauss 分布に従うと予想される。本節では、実測した分散分布に対する Gauss 近似の適用の可否および、具体的な標準偏差の値について議論する。なお、双方向 OTDR の詳細は付録 A に記述する。

表 5.1 および図 5.1 に、測定に用いた NZ-DSF の $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ におけるパラメータと、双方向 OTDR による NZ-DSF の分散分布測定の測定系をそれぞれ示す。双方向 OTDR による測定では、被測定ファイバの他に、分散値が既知の 2 本の参照ファイバ (reference fiber) を用いる [77]。また、図 5.1 に示す z_1 、 z_2 は、双方向 OTDR における参照点を表している。図 5.1 に示す測定系において、ポート 1 およびポート 2 のそれぞれから OTDR 信号を送出し、それらの後方散乱光から分散分布を測定した。

表 5.1: $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ における NZ-DSF のパラメータ

パラメータ	値	単位
ファイバ長	20	km
損失	0.202	dB/km
分散パラメータの平均値	4.4	ps/nm/km
モードフィールド径	8.4	μm

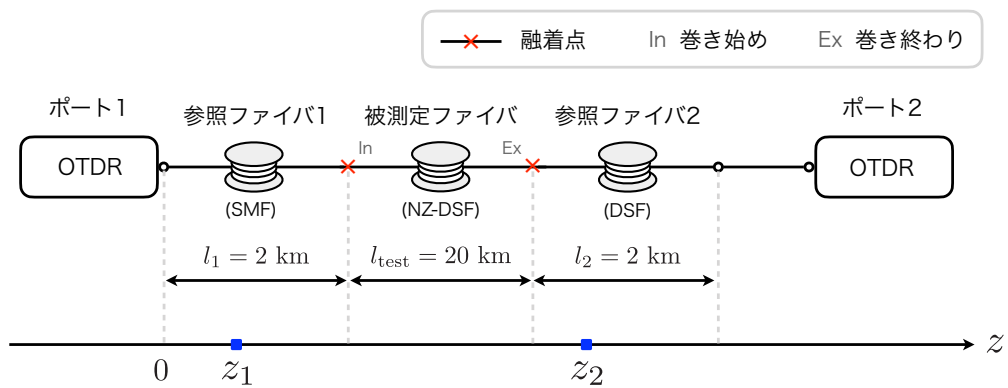
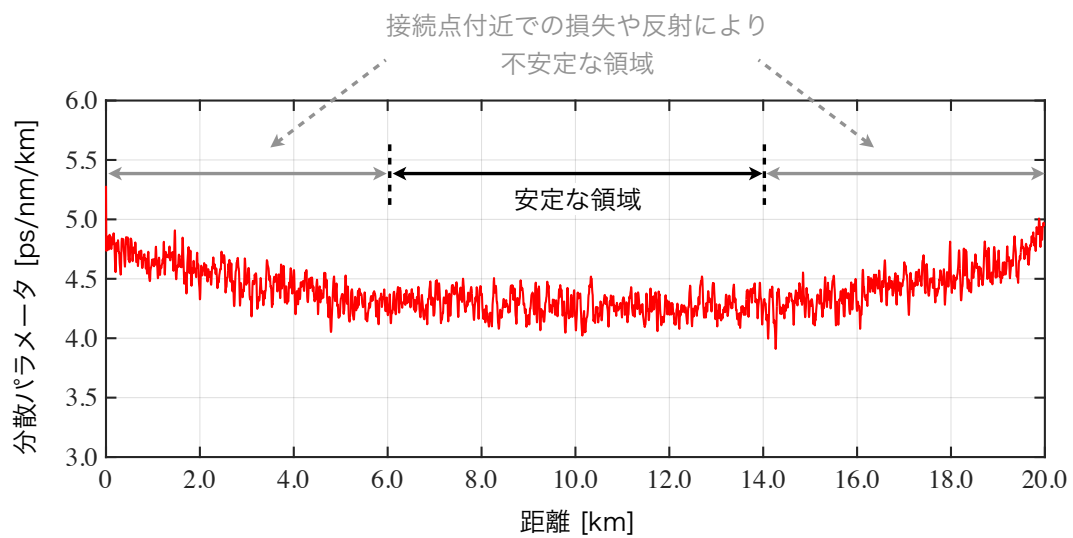
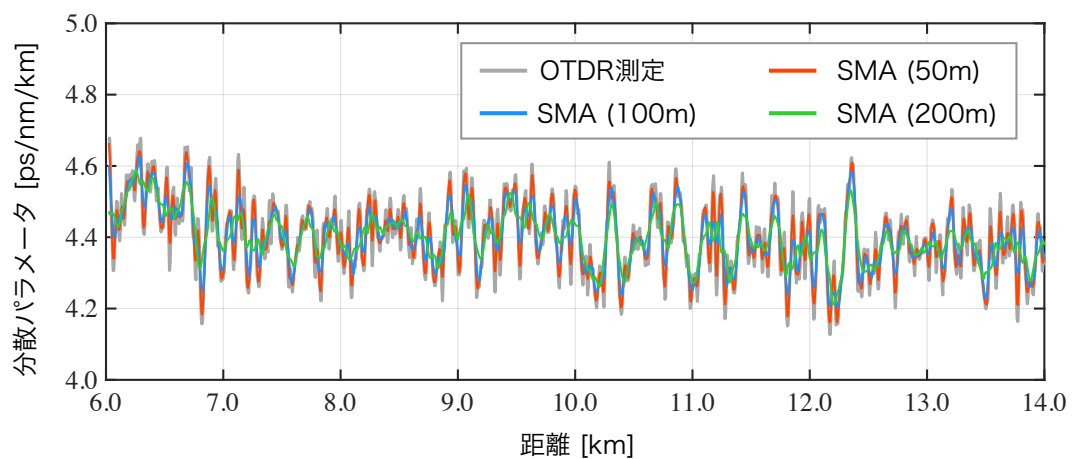


図 5.1: 双方向 OTDR による分散分布の測定系



(a) 分散分布 (全体)



(b) OTDR による測定結果とその単純移動平均の比較 (安定な領域)

図 5.2: NZ-DSF の分散分布の測定結果と単純移動平均をとった結果

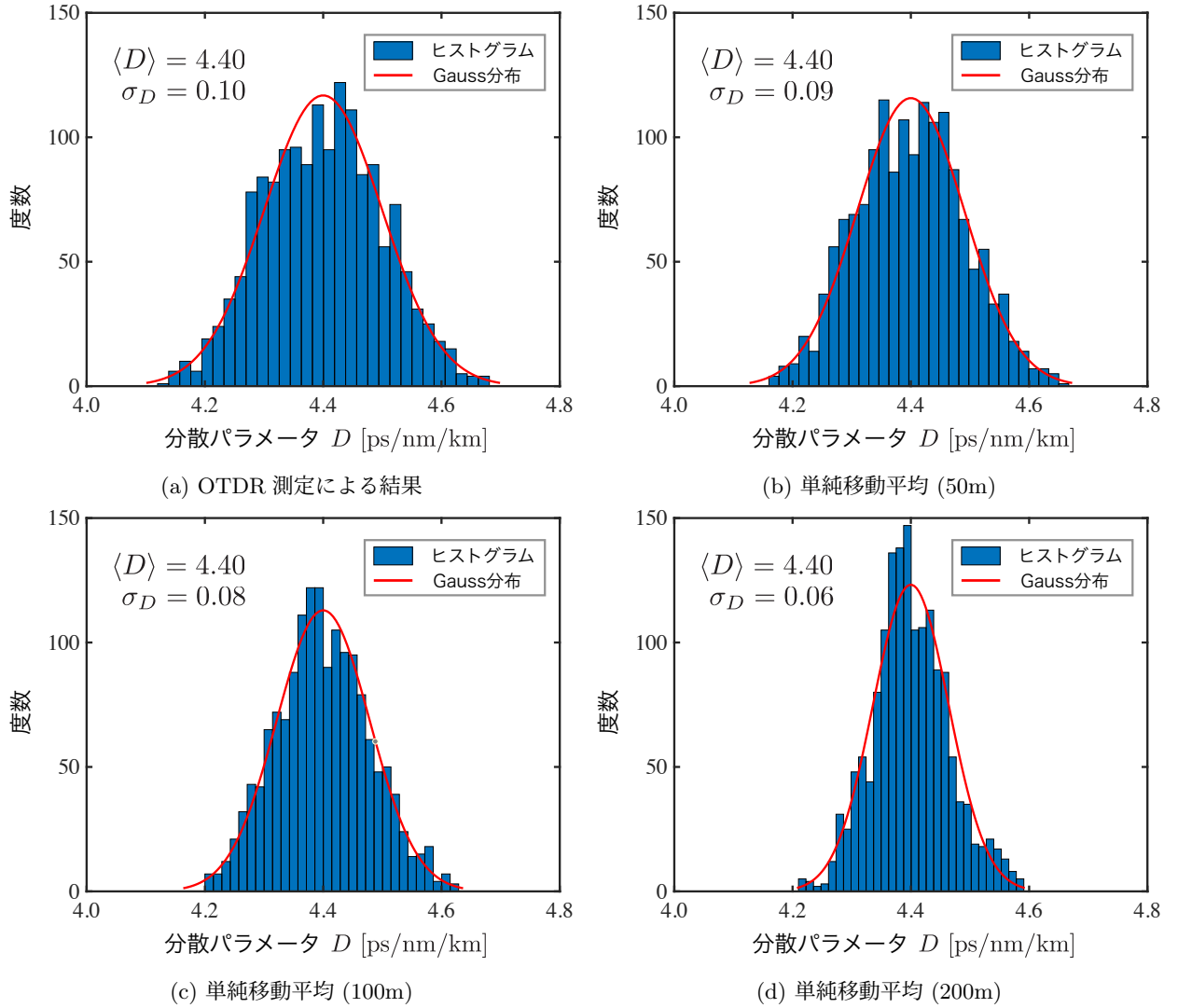


図 5.3: 分散パラメータのヒストグラム

双方向 OTDR による長手方向の分散分布測定において、パルス幅が 100 ns の光パルスを用いた。これは、空間分解能 10 m に相当する。また、平均化時間は 180 s とした。図 5.2(a) に測定した波長分散分布（全体）を示す。双方向 OTDR における 2 本の参照ファイバとして、 $D = 15.5$ ps/nm/km の SMF と $D = 0.9$ ps/nm/km の DSF を用いた。このとき、参照ファイバと被測定ファイバを融着またはコネクタによって接続する必要があるが、融着損失やコネクタ反射の影響によって、接続点付近での分散分布を正確に測定することができない。実際に、図 5.2(a) でも、0～6 km および 14～20 km の範囲でそれぞれ分散値が減少・増大し、正しく測定できていないことがわかる。そこで、図 5.2(a) において 6～14 km の安定して分散測定が行えている範囲に注目する。さらに、高周波成分を取り除くために、OTDR 測定の安定領域に対して、50、100、200 m の距離レンジで単純移動平均 (simple moving average: SMA) を計算した。図 5.2(b) に安定領域の OTDR 測定の結果および SMA 後の結果を示す。SMA を適用したとき、分散パラメータの微細な変動が平均化され、緩やかな変動となることがわかる。

図 5.3 に SMA 前後の分散パラメータのヒストグラムを示す。なお、図中の赤線は Gauss 分布によるフィッ

ティングを示している。図 5.3 より、SMA の有無に関わらず、分散パラメータの度数は Gauss 分布でよく近似できていることがわかる。また、標準偏差 σ_D は SMA の距離レンジの増大に伴って小さくなるが、平均値は不変である。以上の測定結果より、次の結論を得る：

1. NZ-DSF の分散パラメータ $D(z) = D_0 + \Delta D(z)$ の度数分布は平均値 $\langle D(z) \rangle = D_0$ 、標準偏差 σ_D の Gauss 分布で近似できる。
2. D_0 はスペック値 $D_{\text{spec}} = 4.4 \text{ ps/nm/km}$ に等しく、10 m の距離分解能の測定のもとで標準偏差は $\sigma_D \simeq 0.1 \text{ ps/nm/km}$ である。
3. Gauss 分布の標準偏差 σ_D は SMA の距離レンジの増大に伴い小さくなる。

5.5 数値シミュレーション

5.5.1 シミュレーションモデル

図 5.4 に以降の数値シミュレーションで用いるシミュレーションモデルを示す。実際の光ファイバ伝送路において、分散パラメータは空間的に連続的に変動する。ここでは、伝送路を長さ h_D の有限個の領域に分割し、それぞれの領域内で分散パラメータは一定とした。このとき、NZ-DSF の分散パラメータ $D(z) = D_0 + \Delta D(z)$ の度数分布は平均値 $\langle D(z) \rangle = D_0$ 、標準偏差 σ_D の Gauss 分布に従うと仮定した。なお、5.3 節でも述べたように、光ファイバの損失係数や非線形係数の揺らぎは無視した。

表 5.2 にシミュレーションに用いたパラメータ（標準条件）を示す。5.4 節で得られた双方向 OTDR による測定結果に基づき、NZ-DSF の分散パラメータの平均値は $D_0 = 4.4 \text{ ps/nm/km}$ 、分散揺らぎの標準偏差は $\sigma_D = 0.1 \text{ ps/nm/km}$ とした。また、分散の変動刻み h_D は、OTDR の距離分解能と同じ 10 m とした。図 5.4 に示すシミュレーションモデルに基づいて、NZ-DSF の分散パラメータの揺らぎが離散固有値に及ぼす影響を調査した。なお、ソリトン解の形状は離散固有値だけでなく散乱係数 b にも依存するが、本節では全ての離散固有値に対する散乱係数 b を $b_k = 1.0$ とした。光ファイバ伝送の数値解析には SSFM を用い [70]、ステップサイズを $\Delta z = 5 \text{ m}$ とした。受信端では、Fourier collocation 法によって受信パルスから離散固有値を検出し、理論値との差を計算することで、分散揺らぎが離散固有値に及ぼす影響を評価した。本研究では、標準条件からパラメータを変更し、標準偏差依存性、固有値依存性、伝送距離依存性、分散の変動刻み依存性、基準時間依存性を調査した。表 5.3 に解析の条件を示す。各種依存性において、変更したパラメータに対してそれぞれ 100 通りの分散分布を生成し、各分散分布に対して離散固有値の変化量を計算した。なお、固有値依存性と分散の変動刻み依存性では、変更したパラメータの各々に対して標準偏差依存性を解析している。

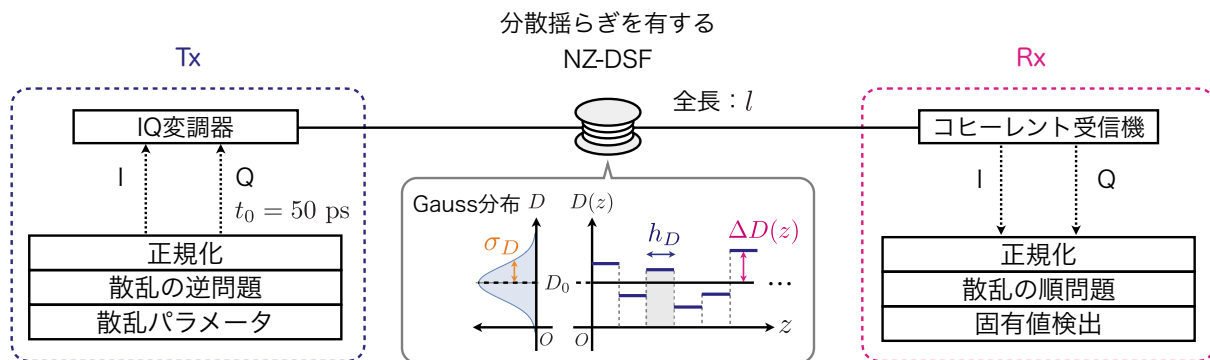


図 5.4: シミュレーションモデル

表 5.2: シミュレーションに用いたパラメータ (標準条件)

パラメータ	記号	値	単位
伝送距離	l	2000	km
ファイバの分散パラメータの平均値	D_0	4.4	ps/nm/km
標準偏差	σ_D	0.1	ps/nm/km
ファイバの損失係数	α_{dB}	0.0	dB/km
ファイバの非線形係数	γ	1.2	W^{-1}/km
基準時間	t_0	50	ps
分散の変動刻み	h_D	10	m

表 5.3: 各依存性の調査におけるシミュレーションの条件

依存性	変更するパラメータ	値の範囲
標準偏差依存性	σ_D	$10^{-2} \sim 10$ ps/nm/km
伝送距離依存性	l	$0 \sim 10000$ km
固有値依存性	ζ	-
分散の変動刻み依存性	h_D	10, 100, 1000 m
基準時間依存性	t_0	10 \sim 100 ps

5.5.2 1-ソリトン解に及ぼす影響

本項では、NZ-DSF の分散パラメータの揺らぎが 1-ソリトン解の離散固有値に及ぼす影響について議論する。

標準偏差依存性

図 5.5 に 1-ソリトン解の離散固有値の標準偏差依存性を示す。図 5.5(a) は $\zeta = 2.0i$ の 1-ソリトン解に対し、100 回の試行で検出した離散固有値の実部および虚部を重ね描きしている。図 5.5(a) より、 $\sigma_D \ll 1$ ps/nm/km の場合、1-ソリトン解の離散固有値の実部および虚部が不変であることがわかる。この結果は、

5.3.2 項で述べた理論解析と一致している。また、 σ_D の増加に伴い、虚部は減少したが、実部は不変のままであった。本結果に対する定性的な説明の概念図を図 5.6 に示す。分散揺らぎが $|\beta(Z)| \gtrsim 1$ の場合、初期波形が崩れて分散波を放出することから、正規化振幅 q はソリトン成分 q_s と分散波成分 q_c により $q = q_s + q_c$ と表される。5.3 節で述べたように、正規化振幅 q に対して質量および運動量は保存される。一方、初期の 1-ソリトン解は分散揺らぎによって崩れ、エネルギーの一部が分散波成分へと移行するため、ソリトン成分 q_s に対して質量および運動量は保存されない。ソリトンはエネルギーを分散波として放出することで振幅が減少し、それに伴って離散固有値の虚部が減少する。標準偏差 σ_D が大きくなるほど、より多くのエネルギーが分散波として放出されることから、離散固有値の虚部の変動も大きくなる。一方、分散波は対称的に放出されることから、ソリトン成分の速度は変化せず、結果として離散固有値の実部は変化しない。

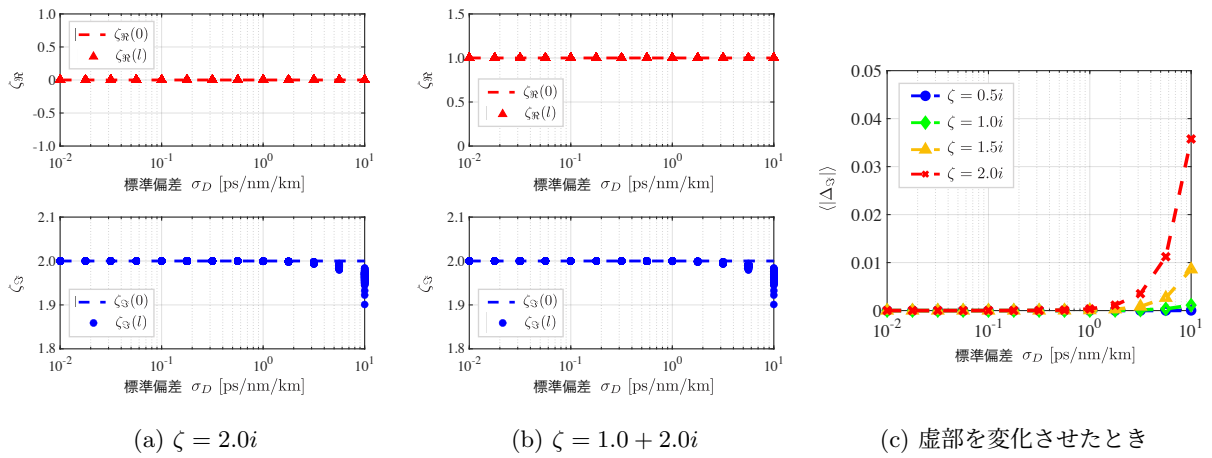


図 5.5: 1-ソリトン解の離散固有値の標準偏差 σ_D の依存性 ($l = 2000$ km、 $t_0 = 50$ ps)

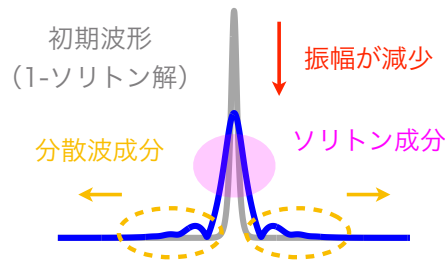


図 5.6: 1-ソリトン解の崩壊と分散波の放出の概念図

固有値依存性

これまで、 $\zeta_{\Re} = 0$ の場合、すなわち、1-ソリトン解が時間軸上を移動しない場合について議論してきた。次に、 $\zeta_{\Re} \neq 0$ の場合、すなわち、1-ソリトン解が時間軸上を移動する場合について考える。図 5.5(b) に $\zeta = 1.0 + 2.0i$ の 1-ソリトン解に対して、100 回の試行で検出された離散固有値の実部および虚部を示す。図 5.5(a) と (b) の比較により、離散固有値の振る舞いは実部 ζ_{\Re} の値には依存せず、同様の傾向が得られることがわかる。

次に、離散固有値の虚部 ζ_3 への依存性について議論する。同様の解析を、離散固有値の虚部を 0.5 から 2.0 まで変化させて行った。図 5.5(c) に虚部 ζ_3 を変化させたときの標準偏差 σ_D 依存性を示す。なお、図 5.5(c) では、100 回の解析における虚部の変動量の平均絶対誤差 $\langle |\Delta \zeta_3| \rangle \equiv \langle |\zeta_3(l) - \zeta_3(0)| \rangle$ をプロットした。図 5.5(c) から、固有値の虚部が大きくなるにつれて、その変動量も大きくなることがわかる。2.3.3 項で述べたように、1-ソリトン解の離散固有値の虚部と周波数スペクトル幅は比例する。このことから、離散固有値の虚部の増大に伴い、分散揺らぎの影響を受けやすくなったと考えられる。

伝送距離依存性

図 5.7 に 1-ソリトン解の離散固有値に対する伝送距離依存性を示す。十分に小さな分散揺らぎに対応する $\sigma_D = 0.1$ ps/nm/km の標準条件下では、 $\zeta = 2.0i$ としても、10000 km 伝送後の離散固有値の変動は無視できる結果となった。

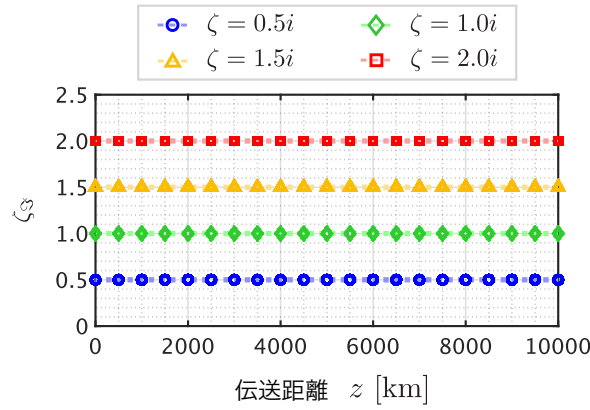


図 5.7: 1-ソリトン解の離散固有値変動の伝送距離依存性 ($\sigma_D = 0.1$ ps/nm/km, $t_0 = 50$ ps)

分散の変動刻みの依存性

次に分散の変動刻み h_D の依存性を調査した。図 5.8 に、 $h_D = 10, 100, 1000$ m における、1-ソリトン解の離散固有値の虚部の変動の標準偏差依存性を示す。図 5.8 から、分散の変動刻みが増加すると離散固有値の虚部の変動が大きくなることがわかる。これは、 h_D の増大に伴い正規化した分散の変動刻み $H_D \equiv h_D/l_0$ が大きくなるためである。1-ソリトン解は、各位置における分散値に適したソリトンを形成し、そのエネルギーの余剰分は分散波として放出される。 H_D の値が大きいとき、初期値と異なる離散固有値に対応するソリトン成分が形成されるのに十分な伝搬距離が確保されるため、固有値の変動が増加すると考えられる。したがって、 h_D が大きい場合、離散固有値はより影響を受けやすくなる。

本研究では、OTDR 測定 of 空間分解能に対応する標準条件として $h_D = 10$ m を採用した。このとき、OTDR 測定から、ファイバの標準偏差は $\sigma_D \simeq 0.1$ ps/nm/km とみなせる。しかし、5.4 節で述べたように、分散揺らぎの標準偏差 σ_D は分散分布測定の空間分解能に依存し、空間分解能が高いほど、分散パラメータの微細な変動を捉えることができる。したがって、より空間分解能が低い場合に対応する $h_D = 1000$ m の

モデルを用いた場合、分散パラメータの揺らぎの標準偏差 σ_D をより小さな値に設定すべきである。一方、高分解能に対応する $h_D = 1$ m のモデルを用いた場合、標準偏差 σ_D をより大きな値に設定する必要がある。

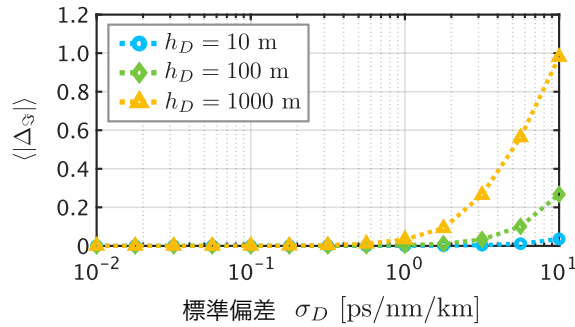


図 5.8: 1-ソリトン解の離散固有値変動の分散の変動刻みの依存性 ($\zeta = 2.0i$, $l = 2000$ km, $t_0 = 50$ ps)

基準時間依存性

さらに、基準時間 t_0 を変えた場合について議論する。2.3.3 項で述べたように、基準時間は1-ソリトン解のパルス幅と関係する。したがって、 t_0 が小さいほど周波数スペクトル幅は広くなり、分散揺らぎの影響を受けやすくなると考えられる。図 5.9 に基準時間 t_0 を変えた場合の1-ソリトン解の離散固有値の変動を示す。 $t_0 = 10 \sim 100$ ps の範囲では離散固有値は変化しなかった。したがって、 $t_0 = 10 \sim 100$ ps の範囲では、5.3.2 項で述べた理論が良い近似になっていることがわかる。

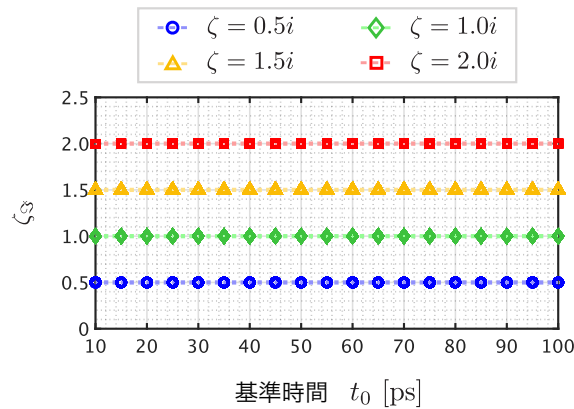


図 5.9: 1-ソリトン解の離散固有値変動の基準時間依存性 ($\sigma_D = 0.1$ ps/nm/km, $l = 2000$ km)

5.5.3 2-ソリトン解に及ぼす影響

本項では、NZ-DSF の分散パラメータの揺らぎが2-ソリトン解の離散固有値に及ぼす影響について述べる。2-ソリトン解では、さまざまな固有値配置が考えられ、分散揺らぎによる固有値の振る舞いは固有値配置によって異なると予想される。そこで、まずは、固有値配置の依存性について調査した結果について述べる。次に、IST に基づく伝送方式や異常箇所推定で用いられる固有値配置に対する標準偏差依存性の結果を

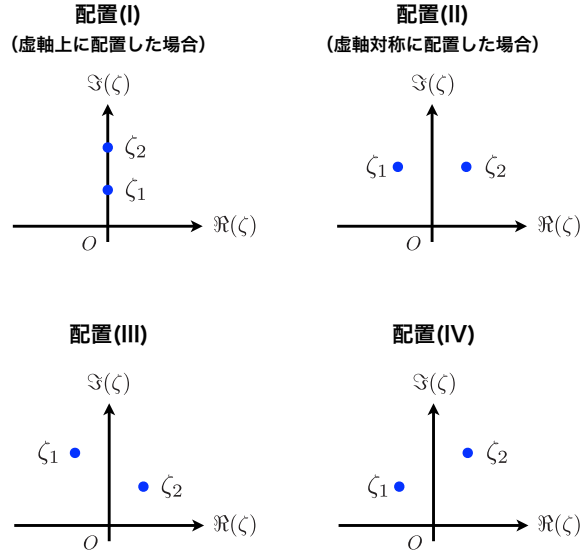


図 5.10: 2-ソリトン解に対するさまざまな固有値配置

示す。最後に、最も変動の大きかった固有値配置の 2-ソリトン解に対して、伝送距離依存性および基準時間依存性を議論する。

固有値配置の依存性

2-ソリトン解のパルス形状は 2 つの離散固有値の配置に依存するため、分散揺らぎが固有値に及ぼす影響の傾向は固有値配置に依存すると考えられる。シミュレーションにおいて、NZ-DSF のパラメータは前項と同様とした。100 通りの分散分布パターン of NZ-DSF 伝送路を準備し、図 5.10 に示す 4 通りの固有値配置の 2-ソリトン解をそれぞれ伝送路に送出した。

図 5.11 に $\sigma_D = 10$ ps/nm/km のときの各固有値配置の受信端における固有値を示す。配置 (I) の 2-ソリトン解の場合、2 つの離散固有値の実部は変化しなかった。これは、1-ソリトン解と同様に、ソリトン成分のエネルギーが対称的に分散波として放出され、ソリトン成分の速度が不変となるためである。また、一方の離散固有値の虚部が増加すると、もう一方の離散固有値の虚部は減少した。この結果は、各離散固有値に対応するソリトン成分の間でエネルギー遷移が生じたことを示している。

2.3.3 項で述べたように、配置 (II) の 2-ソリトン解では、伝搬に伴って、2 つの 1-ソリトン解が独立に存在しているものと近似できる。この固有値配置では、分散揺らぎにより固有値が実部方向に変動した。この振る舞いを定性的に説明する。一般に、ソリトンの伝搬には、光ファイバの分散性と非線形性の釣り合いを取る必要がある。しかし、分散に揺らぎがある場合、ファイバ伝送路上の各点で分散性あるいは非線形性のいずれかが優位となる。図 5.12 に配置 (II) の 2-ソリトン解において、分散性が優位な場合と非線形性が優位な場合の固有値の変化の概念図を示す。分散性が優位な場合、2 つの 1-ソリトン成分の分離が加速されるため、それらの相対速度が大きくなる。したがって、離散固有値の実部間隔 δ_R が大きくなる方向に固有値が変動する。一方、非線形性が優位な場合、2 つの 1-ソリトン成分の分離が抑制されるため、離散固有値の実部間隔 δ_R が小さくなる方向に固有値が変動する。どちらの場合も、固有値配置の対称性によ

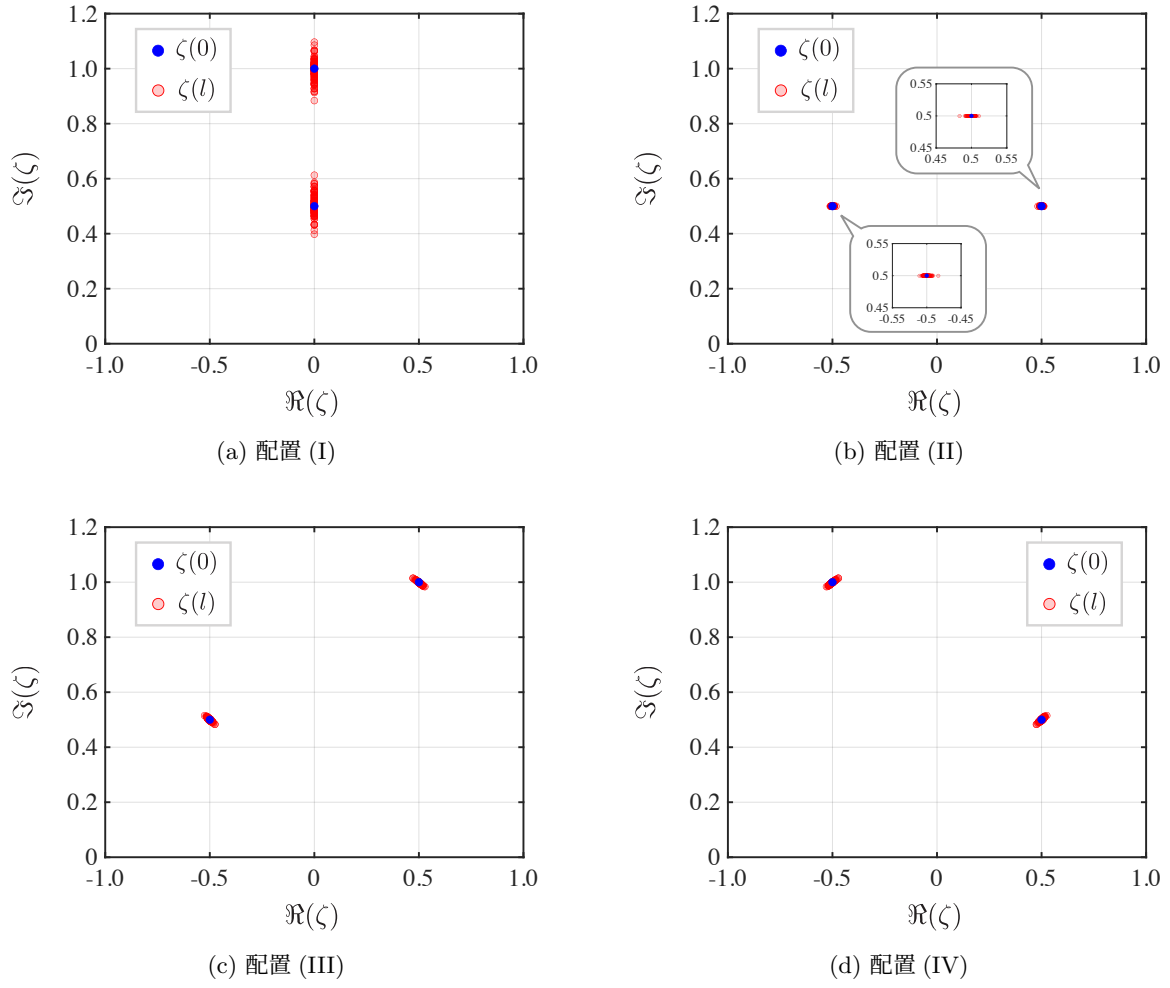


図 5.11: 各固有値配置における固有値の変動 ($\sigma_D = 10$ ps/nm/km、 $l = 2000$ km、 $t_0 = 50$ ps)

り、それぞれの 1-ソリトン成分から同量の分散波が放出されるため、固有値の実部の変化量は同じである ($|\Delta_{\Re 1}| = |\Delta_{\Re 2}|$)。また、固有値の虚部は常に同じ値 ($\Delta_{\Im 1} = \Delta_{\Im 2}$) だけ減少する。

配置 (III) と配置 (IV) の 2-ソリトン解は配置 (I) と配置 (II) の組み合わせであり、固有値は実部方向と虚部方向の両方に変動する。配置 (I) から (IV) の中で離散固有値の変化が最も大きいのは配置 (I) であり、これは 4 つの固有値配置の中で周波数スペクトル幅が最も広いためである。

標準偏差依存性

1-ソリトン解のときと同様のシミュレーションパラメータを用いて、離散固有値 $\zeta_1 = 0.5i$ 、 $\zeta_2 = 1.0i$ を有する配置 (I)、 $\zeta_1 = -0.5 + 0.5i$ 、 $\zeta_2 = 0.5 + 0.5i$ を有する配置 (II) の 2-ソリトン解について、分散揺らぎの影響を調査した。図 5.13(a) および (b) に 2-ソリトン解の離散固有値の実部および虚部の変動の標準偏差依存性を示す。なお、図 5.13 では、固有値の変動量の絶対値をプロットしており、比較対象として同じ虚部の値をもつ 1-ソリトン解に対する結果も重ね描きしている。配置 (I) の 2-ソリトン解では、実部の変動が小さく、虚部に大きな変動がみられた。一方、配置 (II) の 2-ソリトン解において、虚部の変動が小さく、

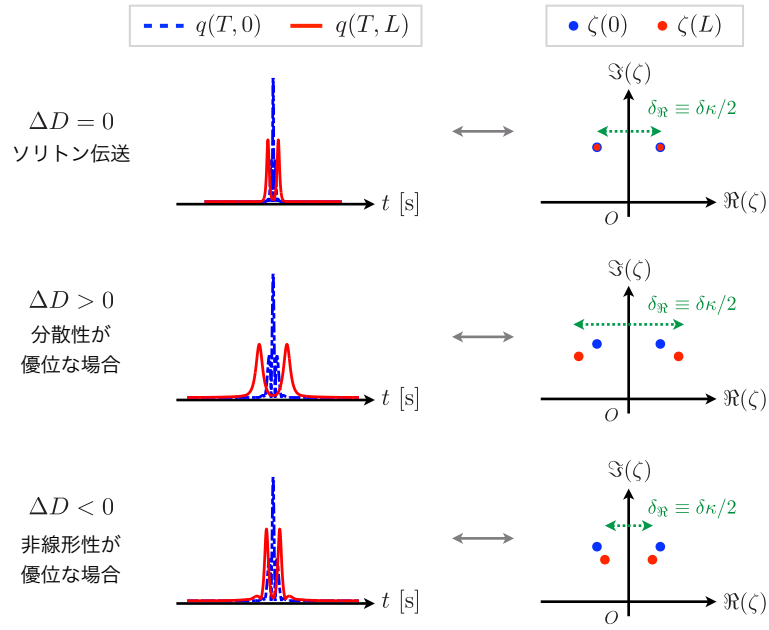


図 5.12: 分散性/非線形性が優位な場合の離散固有値の変動（配置 (II)）

実部に大きな変動が生じる。この傾向は図 5.11 に示した結果と一致している。さらに、図 5.13 より、離散固有値の虚部の値が同じであっても、2-ソリトン解の離散固有値の変動量は、1-ソリトン解の離散固有値の変動量よりも大きいことがわかる。しかしながら、現実的な標準偏差 $\sigma_D \simeq 0.1$ ps/nm/km では、2-ソリトン解の離散固有値は分散揺らぎの影響をほとんど受けないと結論づけられる。

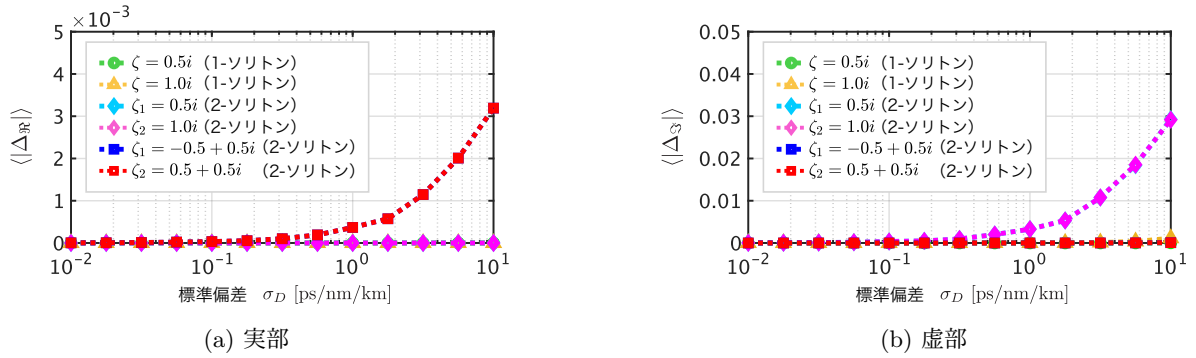


図 5.13: 2-ソリトン解の離散固有値の (a) 実部の変動、(b) 虚部の変動の標準偏差依存性 ($l = 2000$ km、 $t_0 = 50$ ps)

伝送距離および基準時間依存性

さらに、固有値の変動量が最も大きい配置 (I) の 2-ソリトン解において、離散固有値の変動の伝送距離依存性および基準時間依存性を調査した。図 5.14 に伝送距離依存性の結果を示す。図 5.14 の結果より、10000 km 伝送しても離散固有値の実部、虚部ともにそれらの変動は無視できるといえる。図 5.15 に基準時間依存性の結果を示す。図 5.15 より、2つの離散固有値の虚部は $t_0 \simeq 10$ ps でわずかに変動するが、実部は不

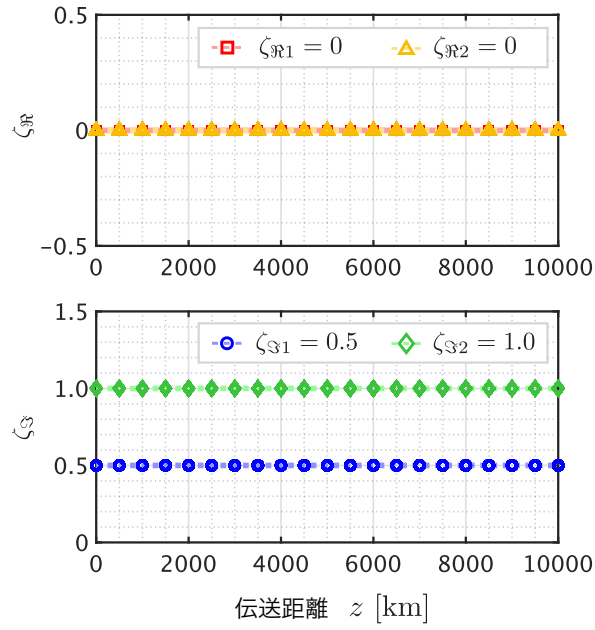


図 5.14: 2-ソリトン解の離散固有値の伝送距離依存性 (配置 (I)) ($\sigma_D = 0.1$ ps/nm/km、 $t_0 = 50$ ps)

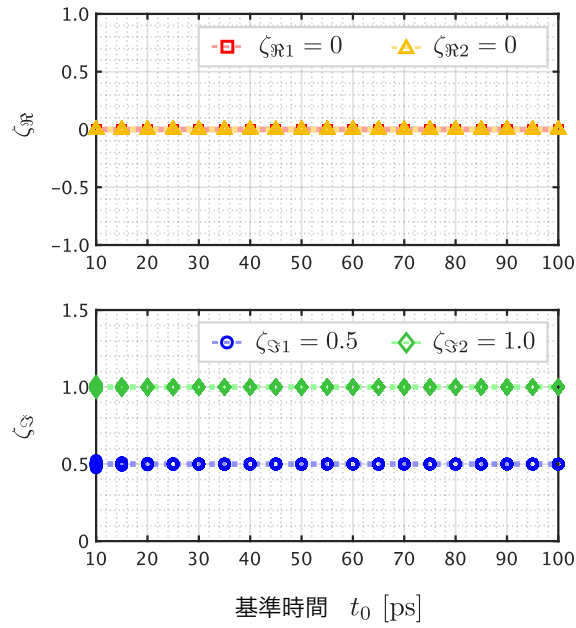


図 5.15: 2-ソリトン解の離散固有値の基準時間依存性 (配置 (I)) ($\sigma_D = 0.1$ ps/nm/km、 $l = 2000$ km)

変であることがわかる。なお、他の固有値配置の2-ソリトン解は、配置 (I) の2-ソリトン解と比較して周波数スペクトル幅が狭いため、基準時間 t_0 を 10 ps 程度としても、離散固有値の変動はより小さく、無視できると考えられる。

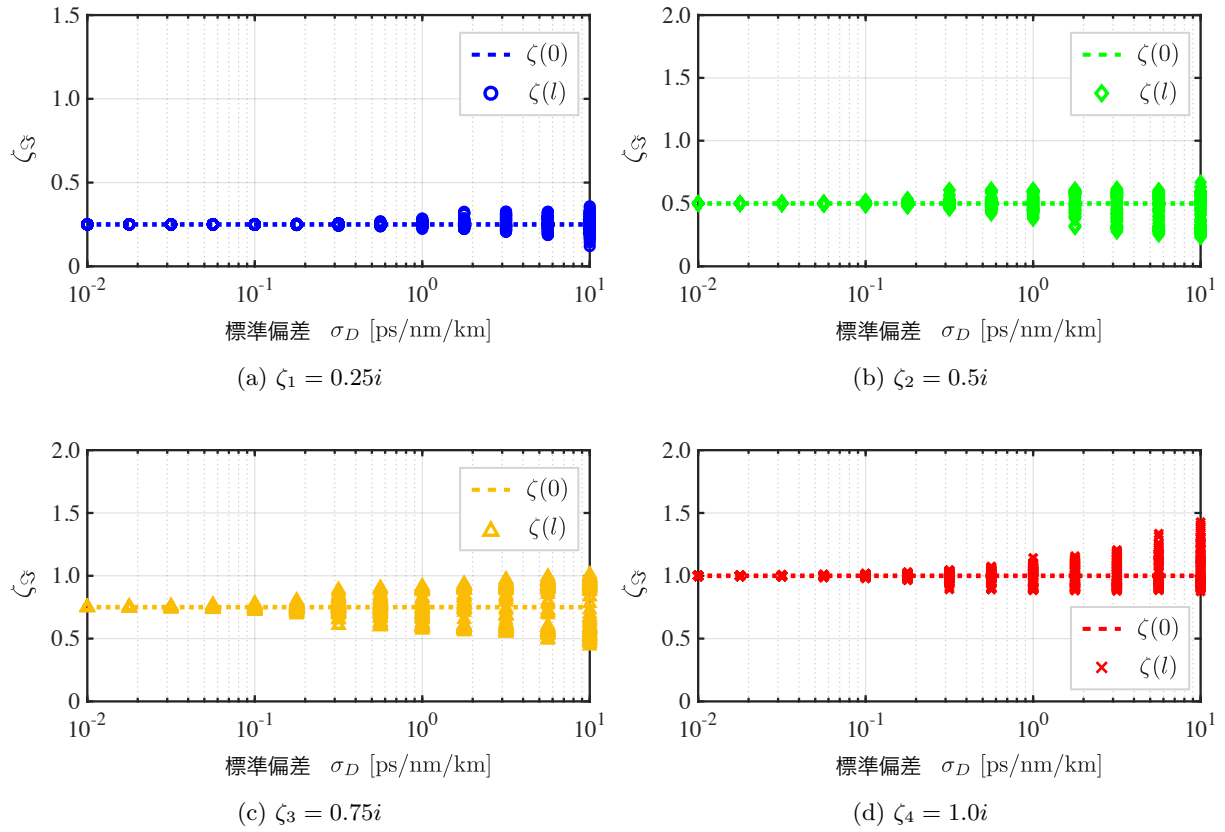


図 5.16: 4-ソリトン解の離散固有値の標準偏差依存性 ($l = 2000$ km、 $t_0 = 50$ ps)

5.5.4 4-ソリトン解に及ぼす影響

2-ソリトン解の解析結果より、離散固有値を虚軸方向に配置した場合に、その変動量が最大となることが示唆される。これは、ソリトンの周波数スペクトル幅が最も広いためである。そこで、本節では、離散固有値が $\{\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3, \zeta_4\} = \{0.25i, 0.5i, 0.75i, 1.0i\}$ のように虚軸方向に配置された4-ソリトン解に対してのみ解析を行った。この固有値配置では、固有値の虚部が実部よりも分散揺らぎの影響を受けやすいため、以降では、固有値の虚部のみに注目する。

図 5.16 に4-ソリトン解の標準偏差依存性を示す。2-ソリトン解の場合と同様に、標準偏差の増加に伴い離散固有値の変動量も増加した。さらに、4つの各固有値に対応するソリトン成分の間でエネルギーの遷移が生じるため、固有値には増加および減少の双方の挙動がみられた。また、4-ソリトン解の2000 km 伝送において、 $\sigma_D = 0.1$ ps/nm/km の場合、固有値の変動量は0.01 のオーダーとなり、2-ソリトン解の場合よりも大きくなった。これは、4-ソリトン解の周波数スペクトル幅が2-ソリトン解と比較して広くなり、分散揺らぎの影響をより強く受けたことによる。

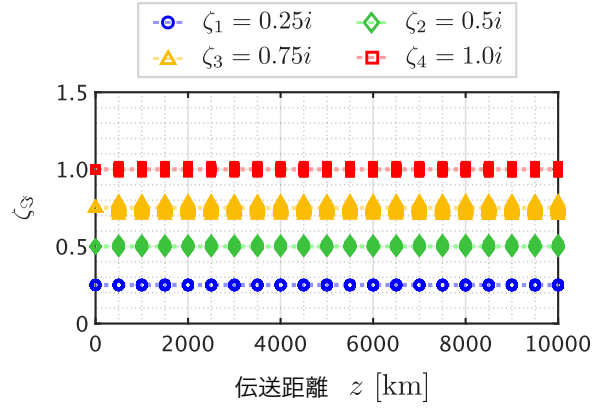


図 5.17: 4-ソリトン解の離散固有値の伝送距離依存性 ($\sigma_D = 0.1$ ps/nm/km、 $t_0 = 50$ ps)

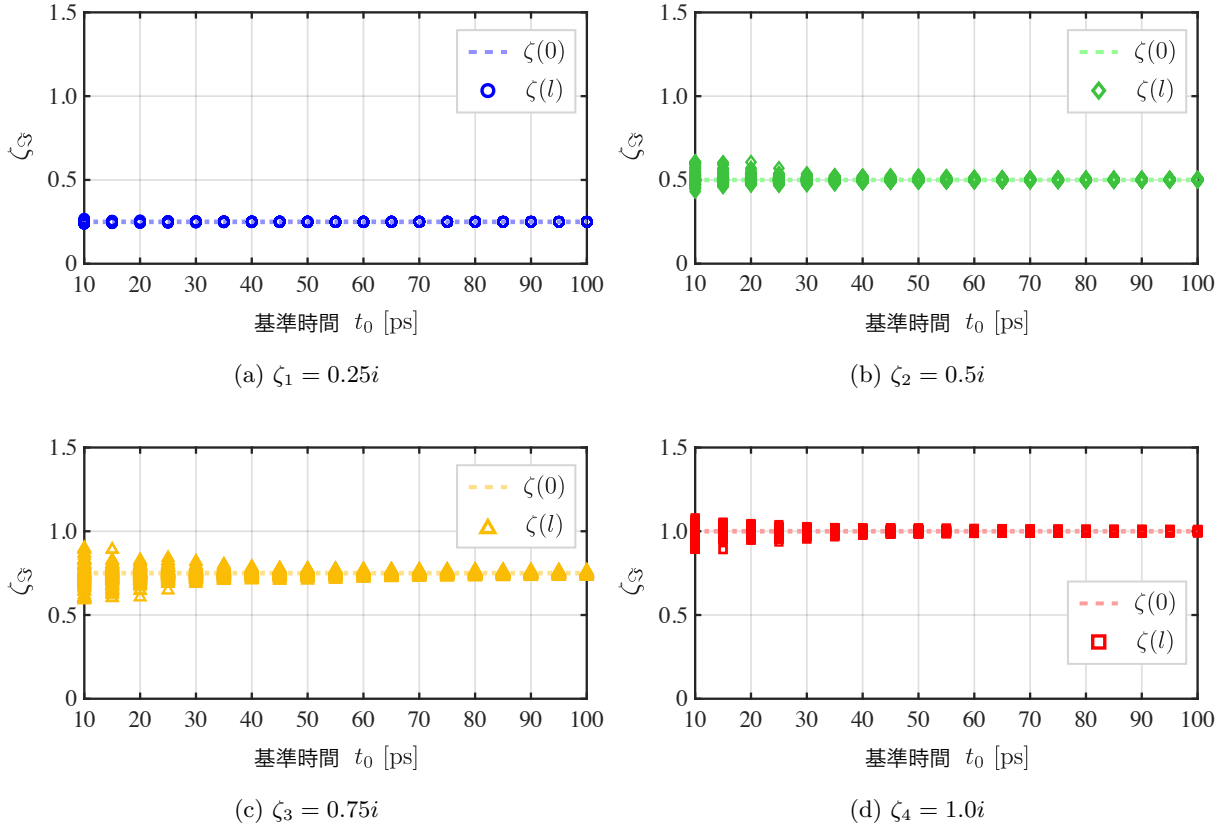


図 5.18: 4-ソリトン解の離散固有値の基準時間依存性 ($\sigma_D = 0.1$ ps/nm/km、 $l = 2000$ km)

図 5.17 に伝送距離依存性を示す。 $\sigma_D = 0.1$ ps/nm/km のとき、10000 km の伝送後においても固有値の変動は 0.01 のオーダーであり、分散揺らぎの影響は無視できるといえる。図 5.18 に基準時間依存性を示す。 $t_0 = 10$ ps のとき、4-ソリトン解の周波数スペクトル幅が $t_0 = 50$ ps のときと比べて 5 倍広くなる。したがって、分散揺らぎの影響が大きくなり、固有値がより大きく変動したと考えられる。以上より、4-ソリトン解において、長距離伝送かつ短い基準時間の場合には、分散揺らぎの影響が無視できないことが示唆される。

最後に、基準時間 t_0 と分散変動の刻み h_D の関係について述べる。5.5.2 項で議論したように、固有値の変動は h_D に依存し、正規化した分散の変動の刻みは $H_D \equiv h_D/l_0 = h_D|\beta_2|/t_0^2$ で与えられる。したがって、基準時間 t_0 を変化させることは正規化した分散の変動の刻み H_D を変えることに相当する。例えば、 t_0 を小さくした場合、 H_D が大きくなることから、初期値と異なる離散固有値に対応するソリトンを形成するのに十分な距離が確保されるため、固有値の変動が顕著になる。なお、 t_0 の変更は、実際の伝送距離 $l = 2000$ km に対する正規化伝送距離を変化させることに相当するため、注意が必要である。

5.6 散乱係数 b に及ぼす影響

前節までは分散揺らぎが離散固有値に及ぼす影響について述べた。以下では、1-ソリトン解の散乱係数 b に及ぼす影響を評価する。まず、分散揺らぎが存在する場合の散乱係数 b の挙動について理論的に解析する。次に、離散固有値の配置や、散乱係数 b の初期振幅および初期位相を変化させた際の散乱係数 b の挙動について数値シミュレーションにより調査した結果を示す。

5.6.1 散乱係数 b に及ぼす影響の理論解析

本節では、前節で述べたように分散揺らぎが $|\beta| \ll 1$ を満たし、離散固有値の変動が無視できる場合と、分散揺らぎによる離散固有値の変動量が無視できない場合について述べる。前者の場合、離散固有値のときと同様に、P-IST が適用できる [50]。一方、後者は、P-IST の適用範囲から逸脱するため、散乱係数 b の挙動を定性的に説明できるモデルを考える。以下では、これらの2つの場合における散乱係数 b の振る舞いについて理論的な解析を行う。

摂動逆散乱変換に基づく解析

5.3 節で述べた離散固有値の場合と同様に、分散揺らぎが $|\beta| \ll 1$ を満たす場合、P-IST が適用できる。このとき、1-ソリトン解の時間中心 $T_c(Z)$ および位相 $\theta(Z)$ に対する発展は以下で与えられる：

$$\begin{cases} \frac{dT_c(Z)}{dZ} = -2\zeta_{\Re}(0) \left(1 + \frac{1}{2}\beta(Z)\right) \\ \frac{d\theta(Z)}{dZ} = 2(\zeta_{\Im}(0)^2 - \zeta_{\Re}(0)^2) - 2\beta(Z)(\zeta_{\Im}(0)^2 + \zeta_{\Re}(0)^2) \end{cases} \quad (5.14)$$

なお、 $\zeta(0) = \zeta_{\Re}(0) + i\zeta_{\Im}(0)$ は送信端 ($Z = 0$) における離散固有値の初期値を表す。式 (5.14) より、1-ソリトン解の時間中心および位相は、ファイバ伝送に伴って変化し、その振る舞いは離散固有値の初期値に依存することがわかる。2.3.3 項で述べたように、1-ソリトン解の時間中心は散乱係数 b の振幅、位相は散乱係数 b の位相に関係する。したがって、式 (5.14) は、分散揺らぎによって散乱係数 b の振幅と位相が変動することを意味する ($\Delta T_c \leftrightarrow \Delta|b|$, $\Delta\theta \leftrightarrow \Delta(\arg[b])$)。また、式 (5.14) より、離散固有値の初期値の実部が $\zeta_{\Re}(0) = 0$ の場合には散乱係数 b の位相のみが変動し、振幅は不変であることがわかる。一方、 $\zeta_{\Re}(0) \neq 0$ の場合には、散乱係数 b の位相および振幅の両方が変動すると予想される。

ここで、 $B(Z)$ を確率変数とし、その相関関係が $\langle B(Z)B(Z') \rangle = B\delta(Z - Z')$ に従うと仮定する。このとき、1 ソリトン解の中心位置および位相の分散は以下のように表される：

$$\begin{cases} \text{var}[T_c(Z)] = \zeta_{\Re}(0)^2 \mathcal{B}Z = \zeta_{\Re}(0)^2 \mathcal{B} \frac{|\beta_2|}{t_0^2} z \\ \text{var}[\theta(Z)] = (\zeta_{\Im}(0)^2 + \zeta_{\Re}(0)^2) \mathcal{B}Z = (\zeta_{\Im}(0)^2 + \zeta_{\Re}(0)^2) \mathcal{B} \frac{|\beta_2|}{t_0^2} z \end{cases} \quad (5.15)$$

なお、最後の等式では式 (2.11) を用いて正規化パラメータから実パラメータへの換算を行った。式 (5.15) より、中心位置 T_c および位相 θ の分散が離散固有値だけでなく、基準時間 t_0 や伝送距離 z にも依存することがわかる。すなわち、基準時間 t_0 が小さく、ファイバ長 l が長いほど、分散パラメータの揺らぎの影響が顕著となる。表 5.4 に、1 ソリトン解に対する散乱係数 b の摂動解析の結果をまとめる。

表 5.4: 散乱係数 b に対する摂動解析の結果のまとめ (✓: 影響あり)

パラメータ	振幅 $ b $	位相 $\arg[b]$
離散固有値の初期値の虚部 $\zeta_{\Im}(0)$		✓
離散固有値の初期値の実部 $\zeta_{\Re}(0)$	✓	✓
初期振幅 $ b(0) $		
初期位相 $\arg[b(0)]$		
伝送距離 l	✓	✓
基準時間 t_0	✓	✓

分散揺らぎが大きい場合の概算

次に、分散揺らぎによる離散固有値の変動が無視できない場合の散乱係数 b の発展について述べる。本節では、擾乱による散乱係数 b の変動は離散固有値の変動によるものとみなす。したがって、以降の理論解析は厳密ではなく、概算であることに注意せねばならないが、分散揺らぎによる離散固有値の変動が無視できない領域での散乱係数 b の振る舞いを定性的に説明できる。

まず、位置 Z から微小距離 δZ だけ伝搬したときの散乱係数 b が

$$b(Z + \delta Z) = b(Z) e^{2i\zeta(Z)^2 \delta Z} \quad (5.16)$$

で書けると仮定する。ここで、 $\zeta(Z)$ は位置 Z における離散固有値であり、微小距離の間では一定であると仮定する。式 (5.16) は、散乱係数 b の発展が

$$\frac{\partial b(Z)}{\partial Z} = 2i\zeta(Z)^2 b(Z) \quad (5.17)$$

で書けることと等価である。式 (5.17) を区間 $Z \in [0, L]$ において定積分すると、

$$b(L) = b(0) \exp \left(2i \int_0^L \zeta(Z)^2 dZ \right) \quad (5.18)$$

を得る。ここで、5.5.2 項で述べたように、1-ソリトン解の場合、離散固有値の実部は不変で虚部のみが減

少することから、 $\zeta(Z) = \zeta(0) + i\Delta_{\Im}(Z)$ と表す。ここで、 $\Delta_{\Im}(Z) (\in \mathbb{R})$ は離散固有値の虚部の減少量であり、常に負値をとる。これを式 (5.18) に代入し、 $\Delta_{\Im}(Z)$ の 1 次の項までを考慮すると

$$b(L) \simeq b(0) \exp \left(2i\zeta(0)^2 L - 4\zeta(0) \int_0^L \Delta_{\Im}(Z) dZ \right) = \tilde{b}(L) \exp \left(-4\zeta(0) \int_0^L \Delta_{\Im}(Z) dZ \right) \quad (5.19)$$

となる。ここで、 $\tilde{b}(L)$ は分散揺らぎがない場合の受信端における散乱係数 b の値である。簡単のために、離散固有値の虚部が $\Delta_{\Im}(Z) = -k_{\Im}Z$ (ただし、 $k_{\Im} > 0$) のように伝送距離に対して線形に発展すると仮定する。ここで、5.5.2 項の結果より、 k_{\Im} は虚部の初期値 $\zeta_{\Im}(0)$ および分散揺らぎの標準偏差 σ_D に依存する定数である。これを式 (5.19) に代入し、 $\zeta(0) = \zeta_{\Re}(0) + i\zeta_{\Im}(0)$ を用いると、

$$b(L) = \tilde{b}(L) \exp \left(2\zeta_{\Re}(0)k_{\Im}L^2 \right) \exp \left(2i\zeta_{\Im}(0)k_{\Im}L^2 \right) \quad (5.20)$$

を得る。ここで、1 つ目の指数関数は時間ジッタに対応する振幅変動を示し、2 つ目の指数関数は正の位相回転を表している。特に、 $\zeta_{\Re}(0) = 0$ の場合は位相回転のみが生じることになる。なお、本項の冒頭でも述べた通り、本解析にはいくつかの近似や仮定が含まれており、散乱係数 b の挙動を把握するための概算であることに注意が必要である。

5.6.2 数値シミュレーション

本項では、数値シミュレーションにより、NZ-DSF の分散揺らぎが 1-ソリトン解の散乱係数 b に及ぼす影響を調査した結果を示す。シミュレーションモデルおよび標準条件は、5.5 節に記載の内容と同様とした。受信端では、forward-backward 法 [63, 64] を用いて受信パルスから散乱係数 b を検出し、相殺演算 (式 (2.55)) を施したのち、理論値との差を計算することで、分散揺らぎが散乱係数 b に及ぼす影響を評価した。

摂動解析 (式 (5.15)) の有効性を示すために、分散パラメータの揺らぎの標準偏差 σ_D を変えた際の散乱係数 b の変動量を調査した。また、式 (5.15) が離散固有値の初期値を含んでいること、および、5.5.2 節で述べたように、離散固有値の変動量はその初期値に依存していることから、離散固有値の初期値を変化させた際の散乱係数 b の変動量を調査した。さらに、2.4.2 項で述べたように、散乱係数 b 変調では、散乱係数 b の振幅と位相を変調することで情報伝送を行っていることから、散乱係数 b の初期値の依存性、すなわち初期振幅 $|b(0)|$ および初期位相 $\arg[b(0)]$ の依存性についても調査した。

標準偏差依存性

図 5.19 に離散固有値 $\zeta = 2.0i$ および散乱係数 $b = 1.0i$ に対応する 1-ソリトン解の散乱係数 b に対する標準偏差依存性を示す。図 5.19 では、100 通りの異なる分散分布のもとで試行した結果を重ね描きしている。図 5.19 より、散乱係数 b の振幅は $\sigma_D \lesssim 1.0$ ps/nm/km の分散揺らぎに対してもほとんど変動しないことがわかる。それに対し、散乱係数 b の位相の変動量は、 σ_D の増加に伴い大きくなった。これらの結果は摂動解析と一致している。ただし、現実的な標準偏差である $\sigma_D \simeq 0.1$ ps/nm/km においては、散乱係数 b の変動量は小さく、無視できることが結論づけられる。

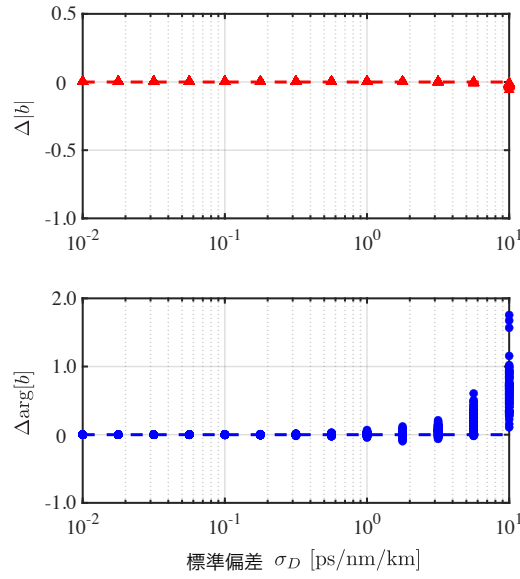


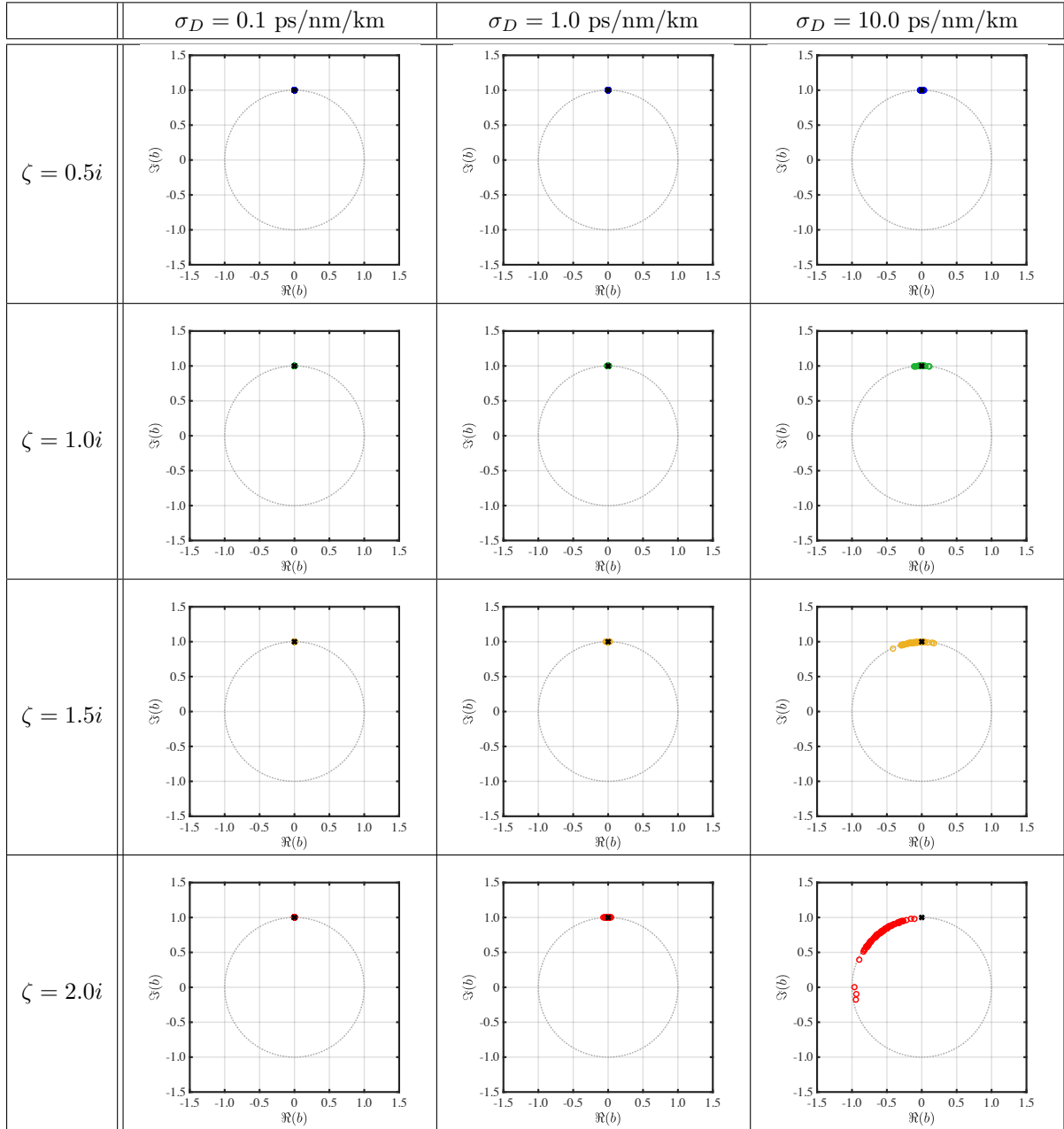
図 5.19: 散乱係数 b の振幅 $\Delta|b|$ および $\Delta\arg[b]$ の標準偏差依存性 ($l = 2000$ km, $t_0 = 50$ ps)

離散固有値の虚部依存性

散乱係数 b を $b = 1.0i$ に固定し、離散固有値を $\zeta = 0.5i, 1.0i, 1.5i, 2.0i$ と変化させたときの散乱係数 b の挙動を調査した。表 5.5 に、各離散固有値における復調後の散乱係数 b のコンステレーションダイアグラムを示す。表 5.5 から、標準偏差 σ_D の増加に伴い、散乱係数 b のばらつきが大きくなることがわかる。また、離散固有値の虚部 ζ_{\Im} が大きくなるにつれて、散乱係数 b のばらつきも増加した。これは、離散固有値の虚部の値が大きいほど周波数スペクトル幅が広くなり、分散揺らぎの影響を受けやすくなるためである。

さらに、 $\sigma_D \lesssim 1.0$ ps/nm/km の領域においては、離散固有値の値によらず、散乱係数 b の振幅は変動せず、位相方向のみに変動が生じた。この傾向は、P-IST に基づく理論解析と一致している。また、このとき、散乱係数 b は理論値に対して位相方向に対称的に分布していることが確認できる。一方、 $\zeta = 1.5i, 2.0i$ において、 $\sigma_D = 10.0$ ps/nm/km とした場合、散乱係数 b が位相方向に対称的な分布とならず、正の方向への位相回転が支配的であることがわかる。これは、式 (5.20) に示されるように、分散揺らぎによる離散固有値の変動が無視できず、その影響が散乱係数 b の変動の主たる要因であると考えられる。

表 5.5: 復調後の散乱係数 b のコンステレーションダイアグラム



離散固有値の実部依存性

次に、離散固有値の実部の依存性について考察する。式 (5.15) より、 $\zeta_{\Re}(0) \neq 0$ の場合には、1-ソリトン解の時間中心の変動、すなわち、散乱係数 b の振幅方向の変動が生じることが予想される。そこで、 $\zeta = 0.5i$ および $\zeta = 0.5 + 0.5i$ の離散固有値のそれぞれに対して散乱係数を $b = 1.0i$ とし、これらに対応する 1-ソリトン解に対して、100 通りの分散分布のもとで伝送シミュレーションを行った。

図 5.20(a) に、 $\sigma_D = 0.1 \text{ ps/nm/km}$ のときの、復調後の散乱係数 b のコンステレーションダイアグラムを示す。2 種類の固有値に対する結果を比較すると、散乱係数 b の振幅の変化は $\zeta_{\Re} \neq 0$ の場合にのみ生じることがわかる。次に、図 5.20(b) および (c) に、 $\zeta = 0.5i$ および $\zeta = 0.5 + 0.5i$ のときの相殺演算後の散

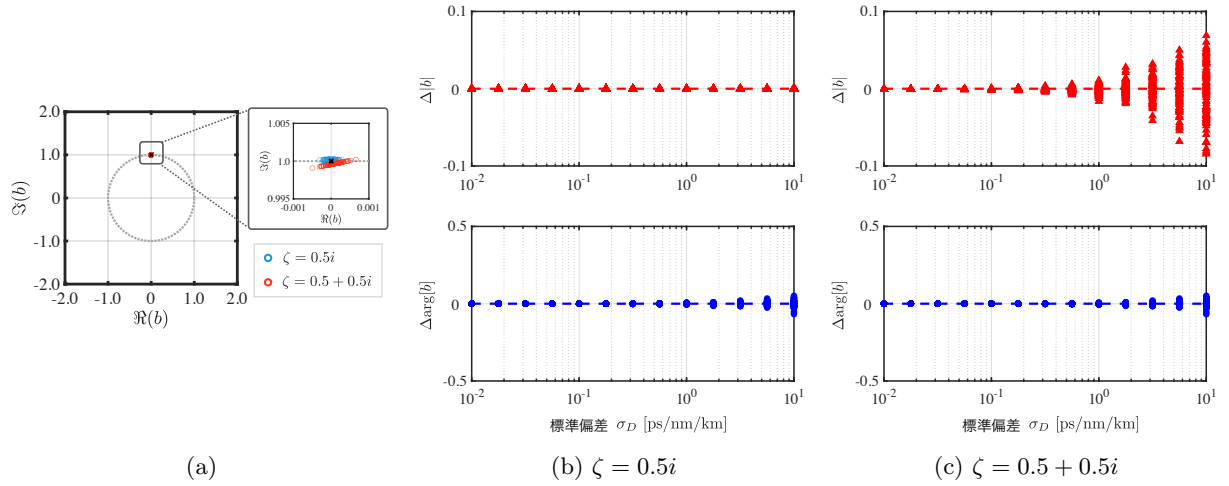


図 5.20: (a) 復調後の散乱係数 b のコンステレーションダイアグラム ($\sigma_D = 0.1$ ps/nm/km、 $l = 2000$ km、 $t_0 = 50$ ps)、(b) $\zeta = 0.5i$ および (c) $\zeta = 0.5 + 0.5i$ のときの復調後の散乱係数 b の振幅および位相の変動

乱係数 b の振幅および位相の変化量をそれぞれ示す。2つの結果を比較すると、散乱係数 b の位相の変化は離散固有値の実部の値には依存しないことがわかる。一方で、時間ジッタに対応する散乱係数 b の振幅の変化は、離散固有値の実部の値に依存することがわかる。これらの結果は、摂動解析 (式 (5.15)) および概算 (式 (5.20)) に一致している。

初期振幅依存性

散乱係数 b の初期振幅 $|b(0)|$ の依存性について述べる。送信端において、離散固有値 $\zeta = 2.0i$ に対する散乱係数を $b(0) = |b(0)|e^{i\pi/2}$ とし、振幅 $|b(0)|$ を 0.5、1.0、1.5、2.0 と変化させて調査を行った。これは、散乱係数 b に対する振幅変調 (amplitude shift keying: ASK) に相当する。摂動解析 (式 (5.14)) より、散乱係数 b の変動量は初期振幅には依存しないと予想される。

図 5.21 に、復調後の散乱係数 b のコンステレーションダイアグラムを示す。図 5.21 より、位相の変動量は初期振幅には依存せず、また $\zeta_{\Re} = 0$ であるため振幅変化が生じていないことがわかる。

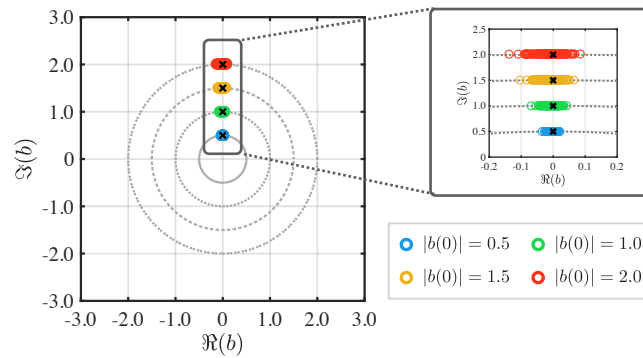


図 5.21: 初期振幅 $|b(0)|$ を変えた際のコンステレーションダイアグラム ($\sigma_D = 1.0$ ps/nm/km、 $l = 2000$ km、 $t_0 = 50$ ps)

初期位相依存性

最後に、散乱係数 b の初期位相 $\arg[b(0)]$ の依存性について議論する。送信端において、離散固有値 $\zeta = 2.0i$ に対する散乱係数を $b(0) = \{1.0, 1.0i, -1.0, -1.0i\}$ 、すなわち、初期位相が $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ となるように設定した。これは、散乱係数 b に対する QPSK 変調に相当する。摂動解析（式 (5.14)）より、散乱係数 b の変動量は初期位相に無依存であると予想される。

図 5.22 に、各初期位相における復調後の散乱係数 b のコンステレーションダイアグラムを示す。図 5.22 より、散乱係数 b の変動量は初期位相 $\arg[b(0)]$ に依存しないことがわかる。本結果は上述の摂動解析に基づく予測と一致している。

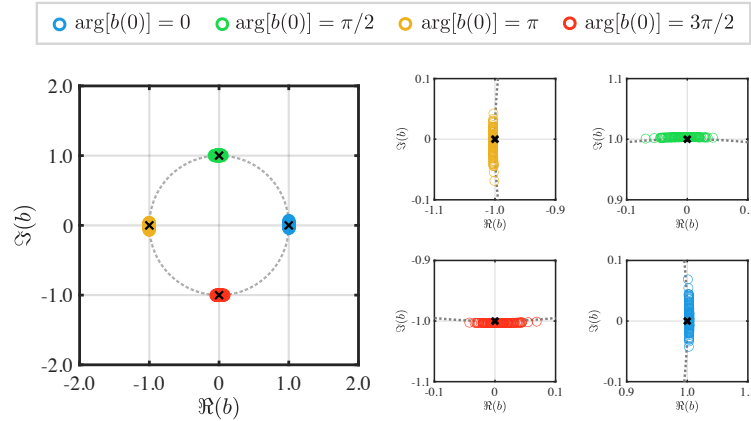


図 5.22: 初期位相 $\arg[b_0]$ を変えた際のコンステレーションダイアグラム ($\sigma_D = 1.0$ ps/nm/km、 $l = 2000$ km、 $t_0 = 50$ ps)

5.7 結言

本章では、光ファイバ伝送路の分散パラメータの揺らぎが離散固有値や散乱係数 b の伝送に及ぼす影響について述べた。まず、分散揺らぎを考慮した光波の発展方程式が、非線形 Schrödinger 方程式に摂動項を付加した形で書けることを説明し、摂動逆散乱変換および保存量に基づいて 1-ソリトン解の離散固有値の変動について議論した。次に、双方向光時間領域反射測定法を用いて非零分散シフトファイバの分散分布を測定した結果を示し、測定結果より、分散パラメータの度数分布が Gauss 分布で近似できることを示した。さらに、その測定結果に基づいて分散分布をモデル化し、分散揺らぎが離散固有値に及ぼす影響を数値シミュレーションにより調査した。具体的には、1-、2-、4-ソリトン解の伝送シミュレーションを行い、固有値配置や分散揺らぎの標準偏差、伝送距離、基準時間と固有値変動との関係について議論した。

シミュレーション結果より、2-ソリトン解の離散固有値の変動は、1-ソリトン解のそれよりも大きいことが判明した。この結果は、多値固有値伝送が 1-ソリトン解の伝送よりも分散揺らぎに敏感であることを示している。さらに、固有値の変動の方向が固有値配置に依存することを明らかにした。しかし、非零分散シフトファイバの分散揺らぎの標準偏差が 0.1 ps/nm/km 程度の場合、2-ソリトン解の伝送において、離散固

有値の変動量は十分に小さいことが結論付けられた。一方、4-ソリトン解の場合、長距離伝送および短い基準時間を用いる条件下で、分散揺らぎの影響が無視できないことを示した。

5.6 節では分散揺らぎが 1-ソリトン解の散乱係数 b に及ぼす影響について述べた。まず、分散揺らぎが存在する場合の散乱係数 b の振る舞いに対する理論解析を行い、その後、伝送シミュレーションの結果を示した。離散固有値の配置や散乱係数 b の初期振幅および初期位相を変えた場合のシミュレーション結果を示し、それらが理論解析と一致することを確認した。これらの結果から、現実的な分散揺らぎにおいては、散乱係数 b の変動量は無視できることが明らかとなった。以上より、第 4 章で述べた散乱係数 b 変調信号を用いた異常箇所推定において、分散揺らぎの影響は極めて小さく、実質的に無視できると結論づけられる。

第6章 結論

本論文では、序論において、次世代の大容量光ファイバ通信システムの基盤技術として逆散乱変換に基づく伝送方式が有望であること、および高信頼光ファイバネットワークを実現するために低コストの光ファイバ伝送路モニタリング技術・異常推定技術が求められることを述べた。さらに、逆散乱変換に基づく光伝送と伝送路の異常推定を同時に実現する技術の必要性を示した。以降の章において、逆散乱変換を用いた光ファイバ伝送路の異常箇所推定を提案し、その実現可能性を示した。具体的には、離散固有値の分散および共分散を監視することにより、光増幅器の異常を推定する技術を提案した。また、散乱係数 b 変調信号を用いることで、光増幅器異常推定と情報伝送が同時に実現可能なことを示した。本論文の主な結論は以下の通りである。

第2章では、光ファイバ中の諸現象について説明した後に、光ファイバ中を伝搬する電場の複素包絡線振幅の振る舞いを記述する非線形 Schrödinger 方程式について述べた。また、非線形 Schrödinger 方程式の初期値問題を解析的に解く手法である逆散乱変換について述べ、情報伝送技術への応用として固有値変調と散乱係数 b 変調を紹介した。

第3章では、逆散乱変換を用いて光ファイバ伝送路において異常な雑音指数を有する光増幅器の位置を推定する新たな手法を提案した。本手法では、1-ソリトン成分の衝突点に応じて2-ソリトン解の離散固有値の分散および共分散が変化することを利用し、それらの統計量を監視することで異常箇所を推定する。そして、提案手法の実現可能性と推定精度を数値シミュレーションにより評価を行った。まず、標準条件下において10 km程度の精度で異常箇所を推定可能であることを示した。さらに、離散固有値の実部間隔 δ_R を適切に選択することで推定精度が向上し、キロメートルオーダーの推定が可能となることを示した。また、雑音指数、パルス数、異常箇所、入射電力の依存性を調査し、離散固有値の実部を用いた推定が有効であること、特に共分散に基づく手法が推定精度の安定性の観点から異常箇所識別に適していることがわかった。加えて、雑音指数の劣化が5 dB程度であっても、提案手法はキロメートルオーダーの推定精度を維持し、異常な光増幅器の特定に十分な精度が得られることを確認した。さらに、異常な光増幅器の位置に依存せず、キロメートルオーダーの推定精度を維持することも示した。最後に、実システムへの適用を考慮して、入射電力のずれに対する許容度、異なるスパン長への適用性、情報信号との同時伝送の実現性、および必要な計算量について議論した。

第4章では、逆散乱変換に基づく情報伝送と異常推定を同時に実現する技術として、制限つき散乱係数 b 変調信号および通常の散乱係数 b 変調信号の2種類の変調方式を用いた手法を提案し、各手法の実現可能性と性能を計算機シミュレーションにより調査した。制限つき散乱係数 b 変調信号を用いる手法では、離散固有値の実部の分散および共分散を監視することで、キロメートルオーダーの推定精度で異常箇所推定が可能であることを示した。また、光ファイバ伝送後の明瞭なコンステレーションダイアグラムが観測され、

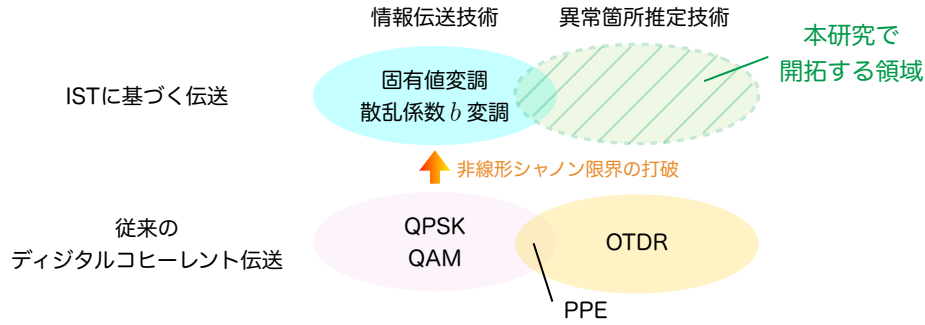


図 6.1: 本論文の目的

情報伝送が同時に実現できることを示した。通常の散乱係数 b 変調信号を用いる手法では、異常箇所の推定精度が劣化するものの、伝送速度を維持したまま異常箇所推定が可能なことを示した。

第 5 章では、光ファイバ伝送路の分散パラメータの揺らぎが離散固有値や散乱係数 b に与える影響について検討した。逆散乱変換に基づく伝送では非零分散シフトファイバの利用が有効であるが、このファイバは標準シングルモードファイバに比べて分散パラメータの揺らぎが大きくなる。そこで、第 3 章および第 4 章で述べた異常箇所推定への影響を検証するため、分散揺らぎが離散固有値および散乱係数 b に与える影響を調査した。まず、分散揺らぎを考慮した光波の発展方程式について説明し、摂動逆散乱変換および保存量に基づいて、1-ソリトンの離散固有値の変動について議論した。次に、双方向 OTDR による測定で得られた非零分散シフトファイバの分散分布の結果を示し、分散パラメータの度数分布が Gauss 分布で近似できることを述べた。この測定結果に基づき分散揺らぎを有する光ファイバ伝送路をモデル化し、1-ソリトン解、2-ソリトン解、および 4-ソリトン解のそれぞれについて伝送シミュレーションを行った。シミュレーション結果より、より周波数スペクトル幅が広がる多値固有値を有するソリトン解の伝送が、1-ソリトン解の伝送よりも分散揺らぎの影響を受けやすいことを示した。また、多値固有値を有するソリトン解において、離散固有値の変動の傾向がその初期配置に依存することを明らかにした。しかし、現実的な分散揺らぎの標準偏差のもとでは、2-ソリトン解の離散固有値の変動量は十分に小さいことが結論付けられた。したがって、2-ソリトン解を用いた異常箇所推定において、分散揺らぎの影響は十分に無視できるといえる。一方、4-ソリトン解の場合、長距離伝送および短い基準時間を用いる条件下で、分散揺らぎの影響が無視できないことを示した。

以上、提案した逆散乱変換を用いた光ファイバ伝送路の異常箇所推定が実現可能であることを示し、同時情報伝送の可能性や実システムへの適用性について述べた。図 6.1 に本論文の位置づけを再掲する。逆散乱変換に基づく伝送に関しては、これまで多くの研究が行われてきたが、光ファイバ伝送路における異常箇所の推定への応用は未開拓の領域であった。本論文では、逆散乱変換を用いた異常箇所推定と情報伝送の両立が可能であることを示した。本成果の発信することにより、本技術領域の研究開発がさらに活性化することが期待される。なお、本論文では光ファイバ増幅器の異常を対象としたが、他の様々な異常モードへの拡張が期待される。本研究の今後の課題としては、提案手法の実証実験、さらなる大容量伝送方式と異常推定の組み合わせ、異常雑音以外の異常モードへの応用などが挙げられる。最後に、本論文で得られた成果が、将来の超大容量・超高信頼光ファイバ通信ネットワークの実現に貢献することを期待する。

付 録 A 双方向 OTDR による分散分布測定

ファイバの長手方向の分散分布の測定方法として、双方向 OTDR[77] や非線形 OTDR[78] などが挙げられる。非線形 OTDR では、ファイバ中の FWM により発生するアイドラ後方散乱光を観測し、その強度変動周期から分散を求める。以下では、第 5 章において NZ-DSF の長手方向の波長分散分布の測定をする際に用いた双方向 OTDR について述べる。

波長分散は材料分散 D_m と導波路分散 D_w の和で表される：

$$D(z, \lambda) = D_m(z, \lambda) + D_w(z, \lambda) \quad (\text{A.1})$$

材料分散は、Sellmeier 関係式と比屈折率差 (relative refractive-index difference: RRID) $\Delta(z, \lambda)$ から得られ、導波路分散はモードフィールド径 (mode field diameter: MFD) の波長依存性から得られる。したがって、これらを求めるためには、屈折率差とモードフィールド径を計算する必要がある。双方向 OTDR に基づく波長分散分布測定では、測定した後方散乱光から屈折率差とモードフィールド径の長手方向の分布を求め、それらから長手方向の波長分散を算出する [77, 79, 80]。

図 A.1 に双方向 OTDR による分散分布測定の概念図を示す。OTDR 信号の光強度（通常、dB 表記される）はファイバ損失による損失依存成分とコア半径や屈折率の揺らぎなどによる構造変動成分の和で与えられる。したがって、OTDR 信号の光強度から構造変動成分を抽出しなければならない。そこで、双方向から OTDR 信号を入手し、それらの相加平均をとることで損失依存性は定数となり、OTDR 信号強度の相加平均からその定数を差し引くことで構造依存成分が抽出できる。

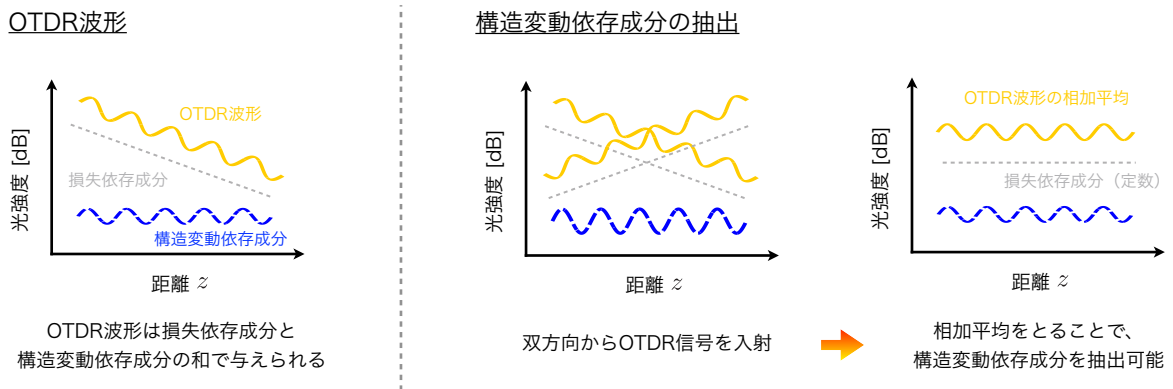


図 A.1: 双方向 OTDR による分散分布測定の原理

双方向 OTDR による分散分布の測定には、異なる 2 波長での双方向 OTDR 測定が必要である。本研究では、測定の波長として $\lambda = 1.31 \mu\text{m}$ と $1.5 \mu\text{m}$ を採用した。波長 λ の光をシングルモードファイバに入

射したとき、後方散乱光の電力 $P(z; \lambda)$ は以下で与えられる [81] :

$$P(z; \lambda) = P(0)r_s(z)B(z, \lambda) \exp \left[-2 \int_0^z \alpha(z') dz' \right] \quad (\text{A.2})$$

ここで、 $P(0)$ は入射光電力、 B は後方散乱捕獲率、 $r_s(z)$ は局所散乱係数、 $\alpha(z)$ は局所減衰率を表す。 $B(z, \lambda)$ は、コアの屈折率 n および MFD $2w(z, \lambda)$ と以下の関係で与えられる [82] :

$$B(z, \lambda) = \frac{3}{2} \left[\frac{\lambda}{2\pi n w(z, \lambda)} \right]^2 \quad (\text{A.3})$$

次に、位置 z における OTDR 信号を以下のように定義する :

$$S_1(z; \lambda) \equiv 10 \log_{10} [P_1(z; \lambda)] , \quad S_2(l - z; \lambda) \equiv 10 \log_{10} [P_2(z; \lambda)] \quad (\text{A.4})$$

ここで、 $P_i (i = 1, 2)$ は位置 z における OTDR 信号の電力である。 S_1 および S_2 はそれぞれポート 1、2 から入射された OTDR 信号を表す。 l は被測定ファイバの長さである。OTDR 波形は、損失に依存する成分と構造不均一に依存する成分からなる。 S_1 と S_2 の損失に依存する成分は、対数表示でいずれも z に対して線形な減衰を示し、 $z = l/2$ を中心に対称的であるため、それらの和は定数となる。一方で、後者はどちらの入射光に対しても同じ振る舞いを示す。そこで、これらの相加平均をとると、

$$I(z, \lambda) = \frac{S_1(z, \lambda) + S_2(z, \lambda)}{2} = 10 \log_{10} [r_s(z)B(z, \lambda)] + a_0 , \quad (\text{A.5})$$

$$a_0 \equiv 5 \log_{10}(P_{01}P_{02}) - 10 \log_{10} \left[\exp \left(\int_0^l \alpha(\tilde{z}) d\tilde{z} \right) \right] \quad (\text{A.6})$$

となる。 P_{01} と P_{02} はそれぞれの入力端における入射光電力、 a_0 は z に依存しない定数項であり、損失に依存する部分を含んでいる。この定数項は、ある位置 z_0 での値を用いて規格化することで取り除くことができる :

$$I_n(z, \lambda) \equiv I(z, \lambda) - I(z_0, \lambda) = 20 \log_{10} \left[\frac{2w(z, \lambda)}{2w(z_0, \lambda)} \right] \quad (\text{A.7})$$

ここで、 I_n の添字 n は正規化したことを表しており、 I_n は光強度の z 依存性の構造不均一に依存する成分そのものである。通常、シングルモードファイバでは、ファイバ長手方向の散乱係数 r_s の変化は、MFD の変化に比べて小さく無視できるため [81]、定数として扱う。この場合、式 (A.5) における $r_s(z)$ の影響を無視できる。すると、構造依存成分は

$$\begin{aligned} I_n(z; \lambda) &\equiv I(z; \lambda) - I(z_1; \lambda) = 20 \log_{10} \left[\frac{r_s(z)2w(z_1; \lambda)}{r_s(z_1)2w(z; \lambda)} \right] \\ &\simeq 20 \log_{10} \left[\frac{2w(z_1; \lambda)}{2w(z; \lambda)} \right] \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

で与えられる [82]。ただし、式 (A.8) では位置 $z = z_1$ における値で正規化を行なっている。前述のとおり、局所散乱係数 r_s の長手方向の変化が MFD の変化に比べて十分に小さいと仮定すると、波長 λ の信号によ

る測定で、参照ファイバ 1 の参照点 $z = z_1$ における MFD の値が与えられたとき、MFD の分布は

$$2w(z; \lambda) = 2w(z_1; \lambda) \left[\frac{2w(z_2; \lambda)}{2w(z_1; \lambda)} \right]^{\frac{I_n(z; \lambda)}{I_n(z_2; \lambda)}} \quad (\text{A.9})$$

のように表せる [77, 79, 80]。ここで、 $z = z_2$ は参照ファイバ 2 の参照点である。同様に、波長 λ の信号で測定した際の RRID Δ の分布は以下のように算出できる [80]：

$$\Delta(z; \lambda) = \Delta(z_1; \lambda) \left[\frac{\Delta(z_2; \lambda)}{\Delta(z_1; \lambda)} \right]^{\frac{I_n(z; \lambda)}{I_n(z_2; \lambda)}} \quad (\text{A.10})$$

次に、材料分散 D_m と導波路分散 D_w を計算する。これらはそれぞれ

$$\begin{cases} D_m(z, \lambda) = -\frac{\lambda}{c} \frac{\partial^2 n(z, \lambda)}{\partial \lambda^2} \\ D_w(z, \lambda) = \frac{\lambda}{2\pi^2 c n(z, \lambda)} \frac{\partial}{\partial \lambda} \left(\frac{\lambda}{w(z, \lambda)^2} \right) \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

で与えられる。なお、 c は光速である。材料分散を評価するにあたり、コア屈折率 n の波長依存性を求める必要がある。RRID が既知のとき、ドーパント濃度と Sellmeier 係数を求められる。これらを用いると、Sellmeier 関係式により波長 λ における屈折率は

$$n^2(z; \lambda) = 1 + \sum_{k=1}^3 \frac{A_k(z) \lambda^2}{\lambda^2 - B_k^2} \quad (\text{A.12})$$

で与えられる。ここで、 A_k および B_k はそれぞれ共振強度と共振周波数に関する係数である。任意の波長における屈折率 $n(z, \lambda)$ は、RRID から評価されたドーパント濃度に対応する Sellmeier 係数を式 (A.12) に代入することで得られる。材料分散は、この屈折率 n を式 (A.11) に代入することで計算できる。さらに、MFD の波長依存性から、導波路分散を求められる。モードフィールド半径 (mode field radius: MFR) w と波長の関係は経験的に以下で与えられる [83]：

$$\frac{w(z, \lambda)}{a(z)} = c_0 + c_1 \left(\frac{\lambda_c}{\lambda} \right)^{-1.5} \quad (\text{A.13})$$

ここで、 a はコア半径であり、 λ_c はカットオフ波長である。式 (A.13) より、MFR の波長依存性は

$$w(z, \lambda) = g_0(z) + g_1(z) \lambda^{1.5} \quad (\text{A.14})$$

で与えられる。係数 $g_0(z)$ および $g_1(z)$ は、式 (A.9) から得られる波長 $\lambda = 1.31$ および $1.55 \mu\text{m}$ における $w(z; \lambda)$ を、式 (A.14) に代入することで導出できる。式 (A.14) を式 (A.11) の第二式に代入することで、導波路分散は次式で見積もられる：

$$D_w(z, \lambda) = \frac{\lambda}{2\pi^2 c n(z, \lambda) w^2(z, \lambda)} \left[1 - \frac{3g_1(z)}{w(z, \lambda)} \lambda^{1.5} \right] \quad (\text{A.15})$$

式 (A.15) からわかるように、導波路分散を求めるには、係数 $g_1(z)$ を求める必要がある。 $\lambda = 1.31, 1.55 \mu\text{m}$ としたときの被測定ファイバの各位置の MFD は OTDR 波形から計算できるため、式 (A.14) で $\lambda =$

1.31, 1.55 μm とした連立方程式

$$\begin{cases} w(1.55\mu\text{m}, z) = g_0(z) + g_1(z)(1.55\mu\text{m})^{1.5} \\ w(1.31\mu\text{m}, z) = g_0(z) + g_1(z)(1.31\mu\text{m})^{1.5} \end{cases} \quad (\text{A.16})$$

を各位置で解くことにより、 $g_0(z)$ および $g_1(z)$ を得る。そのようにして得られた $g_1(z)$ と双方向 OTDR によって得られた MFD を式 (A.15) に代入すると、双方向 OTDR で測定した際の波長における導波路分散 D_m の分布を得る。

参考文献

- [1] 総務省, “令和7年版情報通信白書,” <https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/r07/pdf/index.html>. 最終アクセス日: 2025年7月16日.
- [2] 総務省 総合通信基盤局電波部電波政策課, “「Beyond 5G 推進戦略-6G へのロードマップ」の公表,” https://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01kiban09_02000364.html. 最終アクセス日: 2025年7月15日.
- [3] Y. Miyamoto and R. Kawamura, “Space Division Multiplexing Optical Transmission Technology to Support the Evolution of High-capacity Optical Transport Networks,” *NTT Technical Review*, vol.15, no.6, pp.1–7, June 2017.
- [4] E. Yamazaki, S. Yamanaka, Y. Kisaka, T. Nakagawa, K. Murata, E. Yoshida, T. Sakano, M. Tomizawa, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, J. Matsui, A. Shibayama, J. Abe, Y. Nakamura, H. Noguchi, K. Fukuchi, H. Onaka, K. Fukumitsu, K. Komaki, O. Takeuchi, Y. Sakamoto, H. Nakashima, T. Mizuochi, K. Kubo, Y. Miyata, H. Nishimoto, S. Hirano, and K. Onohara, “Fast optical channel recovery in field demonstration of 100-Gbit/s Ethernet over OTN using real-time DSP,” *OSA Optics Express*, vol.19, no.14, pp.13179–13184, June 2011.
- [5] H. Maeda, T. Kotanigawa, K. Saito, M. Yokota, S. Yamamoto, M. Suzuki, and T. Seki, “Field trial of simultaneous 100-Gbps and 400-Gbps transmission using advanced digital coherent technologies,” in *Proceedings of The Optical Fiber Communication Conference & Exhibition (OFC)*, Paper W1K.4, Anaheim, CA, Mar. 2016.
- [6] P. P. Mitra and J. B. Stark, “Nonlinear limits to the information capacity of optical fiber communications,” *Nature*, vol.411, pp.1027–1030, June 2001.
- [7] A. D. Ellis, J. Zhao, and D. Cotter, “Approaching the Non-Linear Shannon Limit,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol.28, no.4, pp.423–433, Feb. 2010.
- [8] A. Hasegawa and F. D. Tappert, “Transmission of Stationary Nonlinear Optical Pulses in Dispersive Dielectric Fibers. I. Anomalous Dispersion,” *Applied Physics Letters*, vol.23, no.3, pp.142–144, Aug. 1973.

- [9] X. Li, X. Chen, G. Goldfarb, E. Mateo, I. Kim, F. Yaman, and G. Li, “Electronic Post-Compensation of WDM Transmission Impairments Using Coherent Detection and Digital Signal Processing,” *OSA Optics Express*, vol.16, no.2, pp.880–888, Jan. 2008.
- [10] L. Liu, L. Li, Y. Huang, K. Cui, Q. Xiong, F. N. Hauske, C. Xie, and Y. Cai, “Intrachannel Nonlinearity Compensation by Inverse Volterra Series Transfer Function,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol.30, no.3, pp.310–316, Feb. 2012.
- [11] W. Yan, Z. Tao, L. Dou, L. Li, S. Oda, T. Tanimura, T. Hoshida, and J. C. Rasmussen, “Low Complexity Digital Perturbation Back-Propagation,” in *Proceedings of 37th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*, Paper Tu3.A.2, Geneva, Switzerland, Sep. 2011.
- [12] V. E. Zakharov and A. B. Shabat, “Exact theory of two-dimensional self-focusing and one-dimensional self-modulation of waves in nonlinear media,” *Journal of Experimental and Theoretical Physics*, vol.34, no.1, pp.62–69, Jan. 1972.
- [13] A. Hasegawa and T. Nyu, “Eigenvalue Communication,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol.11, no.3, pp.395–399, Mar. 1993.
- [14] H. Terauchi and A. Maruta, “Eigenvalue Modulated Optical Transmission System Based on Digital Coherent Technology,” in *Proceedings of 18th OptoElectronics and Communications Conference (OECC) and International Conference on Photonics in Switching (PSC)*, Paper WR2.5, pp.1–2, Kyoto, Japan, July 2013.
- [15] M. I. Yousefi and F. R. Kschischang, “Information transmission using the nonlinear Fourier transform, Part III: Spectrum Modulation,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.60, no.7, pp.4346–4369, July 2014.
- [16] K. Mishina, R. Harada, T. Yoshida, D. Hisano, and A. Maruta, “Long-Haul Optical-Eigenvalue Transmission Using a Neural Network Demodulator and SD-FEC,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.43, no.5, pp.1498–1511, May 2025.
- [17] T. Gui, T. H. Chan, C. Lu, A. P. T. Lau, and P. K. A. Wai, “Alternative Decoding Methods for Optical Communications Based on Nonlinear Fourier Transform,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol.35, no.8, pp.1542–1550, May 2017.
- [18] S. Wahls, “Generation of Time-Limited Signals in the Nonlinear Fourier Domain via b -Modulation,” in *Proceedings of 43rd European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Paper W.3.C.6, Gothenburg, Sweden, Sep. 2017.
- [19] V. Aref, S. T. Le, and H. Buelow, “Demonstration of Fully Nonlinear Spectrum Modulated System in the Highly Nonlinear Optical Transmission Regime,” in *Proceedings of 42nd European Conference*

- and Exhibition on Optical Communication (ECOC), Paper Th.3.B.2, Dusseldorf, Germany, Sep. 2016.
- [20] A. Vasylichenkova, J. E. Prylepsy, N. B. Chichkov, and S. K. Turitsyn, “Multieigenvalue communication paired with b-modulation,” in Proceedings of 45th European Conference on Optical Communication (ECOC), Paper W.3.A.6, Dublin, Ireland, Sep. 2019.
 - [21] S. Wahls, “Full Spectrum *b*-Modulation of Time-Limited Signals Using Linear Programming,” in Proceedings of The Optical Fiber Communication Conference & Exhibition (OFC), Paper Th2A.38, San Diego, CA, USA, Mar. 2022.
 - [22] Z. Dong, F. N. Khan, Q. Sui, K. Zhong, C. Lu, and A. P. T. Lau, “Optical performance monitoring: a review of current and future technologies,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol.34, no.2, pp.525–543, Jan. 2016.
 - [23] 電子情報通信学会, “光線路保守技術,” 電子情報通信学会「知識ベース」, 5 群, 2 編, 6 章, 2018.
 - [24] NTT 技術ジャーナル記事, “テクニカルソリューション: 光ファイバ伝送路の状態を効率的に分析する 光試験データ解析ツール,” <https://journal.ntt.co.jp/article/19811>. 最終アクセス日: 2025 年 6 月 24 日.
 - [25] T. Tanimura, K. Tajima, S. Yoshida, S. Oda, and T. Hoshida, “Experimental Demonstration of a Coherent Receiver that Visualizes Longitudinal Signal Power Profile over Multiple Spans out of Its Incoming Signal,” in Proceedings of 45th European Conference on Optical Communication (ECOC), Paper PD3.4, Dublin, Ireland, Sep. 2019.
 - [26] T. Tanimura, S. Yoshida, K. Tajima, S. Oda, and T. Hoshida, “Fiber-longitudinal anomaly position identification over multi-span transmission link out of receiver-end signals,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol.38, no.9, pp.2726–2733, May 2020.
 - [27] T. Sasai, M. Nakamura, S. Okamoto, F. Hamaoka, S. Yamamoto, E. Yamazaki, A. Matsushita, H. Nishizawa, and Y. Kisaka, “Simultaneous detection of anomaly points and fiber types in multi-span transmission links only by receiver-side digital signal processing,” in Proceedings of The Optical Fiber Communication Conference & Exhibition (OFC), Paper Th1F.1, San Diego, CA, USA, Mar. 2020.
 - [28] S. Gleb, P. Konstantin, J. Luo, and B. Zheng, “Fiber link anomaly detection and estimation based on signal nonlinearity,” in Proceedings of 47th European Conference on Optical Communication (ECOC), Paper Tu2C2.5, Bordeaux, France, Sep. 2021.
 - [29] C. Hahn, J. Chang, and Z. Jiang, “Localization of reflection induced multi-path-interference over multi-span transmission link by receiver-side digital signal processing,” in Proceedings of The Optical

- Fiber Communication Conference & Exhibition (OFC), Paper Th1C.2, San Diego, CA, USA, Mar. 2022.
- [30] T. Sasai, M. Nakamura, E. Yamazaki, S. Yamamoto, H. Nishizawa, and Y. Kisaka, “Digital longitudinal monitoring of optical fiber communication link,” *IEEE/Optica Journal of Lightwave Technology*, vol.40, no.8, pp.2390–2408, Apr. 2022.
 - [31] H. Nishizawa, G. Borraccini, T. Sasai, Y. Huang, T. Mano, K. Anazawa, M. Namiki, S. Usui, T. Matsumura, Y. Sone, Z. Wang, S. Okamoto, T. Inoue, E. Ip, A. D’Amico, T. Chen, V. Curri, T. Wang, K. Asahi, and K. Takasugi, “Semi-Automatic Line-System Provisioning with Integrated Physical-Parameter-Aware Methodology: Field Verification and Operational Feasibility,” *IEEE/Optica Journal of Optical Communications and Networking*, vol.16, no.9, pp.894–904, May 2024.
 - [32] R. Shinzaki, M. Eto, K. Tajima, K. Sone, S. Yoshida, S. Oda, I. Kim, O. Vassilieva, P. Palacharla, and T. Hoshida, “Optical Network Tomography: Demonstration of Anomaly Loss Monitoring and Fiber-Type Identification,” in *Proceedings of The Optical Fiber Communication Conference & Exhibition (OFC)*, Paper M3Z.2, San Diego, CA, USA, Mar. 2023.
 - [33] T. Sasai, M. Nakamura, E. Yamazaki, S. Yamamoto, H. Nishizawa, and Y. Kisaka, “Digital Back-propagation for Optical Path Monitoring: Loss Profile and Passband Narrowing Estimation,” in *Proceedings of 46th European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Paper Tu2D-1, Brussels, Belgium, Sep. 2020.
 - [34] T. Sasai, M. Nakamura, T. Kobayashi, H. Kawakami, E. Yamazaki, and Y. Kisaka, “Revealing Raman-amplified Power Profile and Raman Gain Spectra with Digital Backpropagation,” in *Proceedings of The Optical Fiber Communication Conference & Exhibition (OFC)*, Paper M3I.5, San Francisco, CA, USA, Mar. 2021.
 - [35] M. Eto, K. Tajima, S. Yoshida, S. Oda, and T. Hoshida, “Location-resolved PDL monitoring with Rx-side digital signal processing in multi-span optical transmission system,” in *Proceedings of The Optical Fiber Communication Conference & Exhibition (OFC)*, Paper Th1C.2, San Diego, CA, USA, Mar. 2022.
 - [36] Z. Zheng, X. Zhang, R. Yu, L. Xi, and X. Zhang, “Frequency offset estimation for nonlinear frequency division multiplexing with discrete spectrum modulation,” *OSA Optics Express*, vol.27, no.20, pp.28223–28238, Sep. 2019.
 - [37] T. Maeda, D. Hisano, Y. Yoshida, A. Maruta, and K. Mishina, “Carrier Frequency Offset Estimation in the Eigenvalue Domain,” *IEEE/Optica Journal of Lightwave Technology*, vol.41, no.21, pp.6691–6699, Nov. 2023.

- [38] T. Chino, T. Motomura, T. Maeda, A. Maruta, and K. Mishina, “Two-stage Carrier Frequency Offset Estimation Using Eigenvalue and Scattering Coefficient b in Inverse Scattering Transform,” *IEEE/Optica Journal of Lightwave Technology*, vol.43, no.14, pp.6484–6494, July 2025.
- [39] P. Koster and S. Wahls, “Dispersion and nonlinearity identification for single-mode fibers using the nonlinear Fourier transform,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol.38, no.12, pp.3242–3260, June 2020.
- [40] P. Koster, J. Koch, O. Schulz, S. Pachnicke, and S. Wahls, “Experimental validation of nonlinear Fourier transform-based Kerr-nonlinearity identification over a 1600 km SSMF link,” in *Proceedings of The Optical Fiber Communication Conference & Exhibition (OFC)*, Paper W2A.39, San Diego, CA, USA, Mar. 2022.
- [41] Technical Assistance and Support Center, NTT EAST, “Investigation on Damage to Optical Fiber Cables Caused by Freezing and Thawing of Water in a Lifting Pipe,” *NTT Technical Review*, vol.19, no.10, pp.67–71, Oct. 2021.
- [42] A. Maslo, M. Hodzic, E. Skaljo, and A. Mujcic, “Aging and Degradation of Optical Fiber Parameters in a 16 Year Long Period of Usage,” *Fiber and Integrated Optics*, vol.39, no.1, pp.39–52, Feb. 2020.
- [43] L. Rapp, “Quality surveillance algorithm for erbium-doped fiber amplifiers,” in *Proceedings of International Workshop on Design of Reliable Communication Networks (DRCN)*, pp.127–134, Naples, Italy, Oct. 2005.
- [44] L. Kruse and S. Pachnicke, “Joint QoT estimation and soft-failure localization using variational autoencoder,” *2023 International Conference on Optical Network Design and Modeling (ONDM)*, Session4-4, Coimbra, Portugal, May 2023.
- [45] S. Aamir and S. Wahls, “Fiber Parameter Identification and Monitoring Using a Koopman-Based Identification Method,” *IEEE/Optica Journal of Lightwave Technology*, vol.43, no.11, pp.5117–5128, Feb. 2025.
- [46] C. Berkdemir and S. Ozsoy, “On The Temperature-Dependent Gain and Noise Figure Analysis of C-Band High-Concentration EDFAs with the Effect of Cooperative Upconversion,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol.27, no.9, pp.1122–1127, Apr. 2009.
- [47] J. A. Bebawi, I. Kandas, M. A. El-Osairy, and M. H. Aly, “A Comprehensive Study on EDFA Characteristics: Temperature Impact,” *Applied Sciences*, vol.8, no.9, art.no.1640 (14 pages), Sep. 2018.
- [48] A. Hasegawa and Y. Kodama, “Guiding-center soliton in optical fibers,” *OSA Optics Letters*, vol.15, no.24, pp.1443–1445, Dec. 1990.

- [49] A. Hasegawa and Y. Kodama, “Guiding-center soliton,” *Physical Review Letters*, vol.66, no.2, pp.161–164, Jan. 1991.
- [50] A. Hasegawa and Y. Kodama, “Solitons in optical communications,” Oxford University Press, Clarendon Press, 1995.
- [51] M. J. Ablowitz, D. J. Kaup, A. C. Newell, and H. Segur, “The Inverse Scattering Transform-Fourier Analysis for Nonlinear Problems,” *Studies in Applied Mathematics*, vol.LIII, no.4, pp.249–315, Dec. 1974.
- [52] M. J. Ablowitz, “Nonlinear Dispersive Waves Asymptotic Analysis and Solitons,” Cambridge University Press, 2011.
- [53] T. Okamawari, A. Hasegawa, and Y. Kodama, “Analysis of soliton interactions by means of a perturbed inverse scattering transform,” *Physical Review A*, vol.51, no.4, pp.3203–3220, Apr. 1995.
- [54] E. G. Turitsyna and S. K. Turitsyn, “Digital signal processing based on inverse scattering transform,” *OSA Optics Letters*, vol.38, no.20, pp.4186–4188, Oct. 2013.
- [55] S. Wahls, S. T. Le, J. E. Prilepsky, H. V. Poor, and S. K. Turitsyn, “Digital Backpropagation in the Nonlinear Fourier Domain,” in *Proc. 2015 IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, Stockholm, Sweden, pp.445–449, Aug. 2015.
- [56] S. Oda and A. Maruta, “A novel quantization scheme by slicing supercontinuum spectrum for all-optical analog-to-digital conversion,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.17, no.2, pp.465–467, Feb. 2005.
- [57] M. I. Yousefi and F. R. Kschischang, “Information transmission using the nonlinear Fourier transform, Part II: numerical methods,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.60, no.7, pp.4329–4345, July 2014.
- [58] K. Mishina, S. Sato, Y. Yoshida, D. Hisano, and A. Maruta, “Eigenvalue-Domain Neural Network Demodulator for Eigenvalue-Modulated Signal,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol.39, no.13, pp.4307–4317, July 2021.
- [59] G. Boffetta and A. R. Osborne, “Computation of the direct scattering transform for the nonlinear Schroedinger equation,” *Journal of Computational Physics*, vol. 102, no.2, pp.252–264, Oct. 1992.
- [60] M. J. Ablowitz and J. F. Ladik, “Nonlinear differential-difference equations,” *Journal of Mathematical Physics*, vol.16, no.3, pp.598–603, Mar. 1975.
- [61] M. J. Ablowitz and J. F. Ladik, “A Nonlinear Difference Scheme and Inverse Scattering,” *Journal of Mathematical Physics*, vol.55, no.3, pp.213–229, Sep. 1976.

- [62] S. Wahls and H. V. Poor, “Fast numerical nonlinear Fourier transforms,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.61, no.12, pp.6957–6974, Dec. 2015.
- [63] S. H. Hari and R. Kschischang, “Bi-directional algorithm for computing discrete spectral amplitudes in the NFT,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol.34, no.15, pp.3529–3537, Aug. 2016.
- [64] V. Aref, “Control and Detection of Discrete Spectral Amplitudes in Nonlinear Fourier Spectrum,” arXiv:1605.06328 [math.NA], May 2016.
- [65] F. J. Garcia and V. Aref, “Statistics of the Nonlinear Discrete Spectrum of a Noisy Pulse,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol.37, no.14, pp.3563–3570, July 2019.
- [66] S. Wahls, S. Chimmalgi, and P. J. Prins, “Wiener-Hopf Method for b-Modulation,” in *Proceedings of The Optical Fiber Communication Conference & Exhibition (OFC)*, Paper W2A.50, San Diego, CA, USA, Mar. 2019.
- [67] J. P. Gordon and H. A. Haus, “Random walk of coherently amplified solitons in optical fiber transmission,” *OSA Optics Letters*, vol.11, no.10, pp.665–667, Oct. 1986.
- [68] K. Nakagawa, K. Nishino, S. Nakao, K. Mishina, and A. Maruta, “Influence of Amplified Spontaneous Emission Noise in Optical Eigenvalue Transmission System,” in *Proceedings of Opto-Electronics and Communications Conference 2024 (OECC)*, Paper #313, Melbourne, Australia, June 2024.
- [69] W. Q. Zhang, T. Gui, Q. Zhang, and C. Lu, “Correlated Eigenvalues of Multi-Soliton Optical Communications,” *Scientific Reports*, vol.9, no.6399 (17pages), Apr. 2019.
- [70] G. P. Agrawal, “Pulse propagation in fibers,” *Nonlinear Fiber Optics*, 6th Edition, pp.46-50, Academic Press, Oxford, 2019.
- [71] Y. Terashi, D. Hisano, K. Mishina, Y. Yoshida, and A. Maruta, “Multi-Eigenvalue Demodulation Using Complex Moment-Based Eigensolver and Neural Network,” *IEEE/Optica Journal of Lightwave Technology*, vol.41, no.14, pp.4713–4724, Feb. 2023.
- [72] P. Koster and S. Wahls, “Fast and Reliable Detection of Significant Solitons in Signals with Large Time-Bandwidth Products,” *IEEE/Optica Journal of Lightwave Technology*, vol.41, no.20, pp.6586–6598, June 2023.
- [73] V. I. Karpman and E. M. Maslov, “Perturbation theory for solitons,” *Journal of Experimental and Theoretical Physics*, vol.46, no.2, pp.537–559, Aug. 1977.
- [74] N. Kuwaki and M. Ohashi, “Evaluation of Longitudinal Chromatic Dispersion,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol.8, no.10, pp.1476–1481, Oct. 1990.

- [75] E. Poutrina, “Design of Modern Dispersion-Managed Lightwave Systems,” Doctoral Dissertation, University of Rochester, 2003.
- [76] F. Kh. Abdullaev, J. G. Caputo, and N. Flytzanis, “Envelope soliton propagation in media with temporally modulated dispersion,” *Physical Review E*, vol.50, no.2, pp.1552–1558, Aug. 1994.
- [77] M. Ohashi and M. Tateda, “Novel technique for measuring longitudinal chromatic dispersion distribution in single mode fibres,” *IEE Electronics Letters*, vol.29, no.5, pp.426–427, Mar. 1993.
- [78] L. F. Mollenauer, P. V. Mamyshev, and M. J. Neubelt, “Method for facile and accurate measurement of optical fiber dispersion maps,” *OSA Optics Letters*, vol.21, no.21, pp.1724–1726, Nov. 1996.
- [79] M. Ohashi, “Novel OTDR technique for measuring relative-index differences of a fiber links,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.18, no.24, pp.2584–2586, Dec. 2006.
- [80] M. Ohashi, A. Nakamura, T. Oda, K. Hayakawa, and Y. Koshikiya, “Fiber parameters and chromatic dispersion measurements for a pure silica core fiber,” *OSA Optics Express*, vol.29, no.10, pp.15078–15088, May 2021.
- [81] M. S. O’Sullivan and J. Ferner, “Interpretation of SM fiber OTDR signatures,” in *Proceedings of SPIE 0661, Optical Testing Metrology*, vol.661, pp.171–176, 1986.
- [82] E. Brinkmeyer, “Analysis of the backscattering method for single-mode optical fibers,” *OSA Journal of the Optical Society of America*, vol.70, no.8, pp.1010–1012, Aug. 1980.
- [83] D. Marcuse, “Loss Analysis of Single-Mode Fiber Splices,” *The Bell System Technical Journal*, vol.56, no.5, pp.703–718, May-June 1977.

略語一覽

略語	正式名称
ADC	Analog-Digital Converter
ASE	Amplified Spontaneous Emission
ASK	Amplitude Shift Keying
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
CAPEX	Capital Expenditure
DAC	Digital-Analog Converter
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier
FWHM	Full Width at Half Maximum
FWM	Four-Wave Mixing
GVD	Group Velocity Dispersion
ISI	Intersymbol Interference
IST	Inverse Scattering Transform
MFD	Mode Field Diameter
MFR	Mode Field Radius
NF	Noise Figure
NFT	Nonlinear Fourier Transform
NLSE	Nonlinear Schrödinger Equation
NZ-DSF	Non-Zero Dispersion-Shifted Fiber
OOK	On-Off Keying
OPEX	Operating Expense
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio
OTDR	Optical Time-Domain Reflectometry
PDL	Polarization Dependent Loss
P-IST	Perturbed Inverse Scattering Transform
PPE	Power Profile Estimation
PSK	Phase-Shift Keying

略語	正式名称
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RRID	Relative Reflective-Index Difference
SMA	Simple Moving Average
SPM	Self-Phase Modulation
SSFM	Split-Step Fourier Method
SSMF	Standard Single-Mode Fiber
WDM	Wavelength Division Multiplexing
XPM	Cross Phase Modulation
ZSSP	Zakharov-Shabat Scattering Problem

本論文に関する原著論文

A. 学術論文

- A-1. Takumi Motomura, Akihiro Maruta, Hideaki Shimpō, and Ken Mishina, “Estimation of an Abnormal Noise Location over Multi-span Optical Fiber Link Based on Nonlinear Fourier Transform,” IEEE Photonics Journal, vol.17, no.2, Art no.7200514 (14 pages), Apr. 2025.
- A-2. Takumi Motomura, Akihiro Maruta, Masaharu Ohashi, and Ken Mishina, “Effects of Dispersion Fluctuation on Multi-Eigenvalue Communication,” IEICE Transactions on Communications, vol.E108-B, no.9, Sep. 2025, Early Access (Advanced Publication).

B. 国際会議論文

- B-1. Takumi Motomura, Akihiro Maruta, and Ken Mishina, “Effects of Fluctuations in Dispersion of Transmission Lines on Optical Eigenvalue Communication,” 2023 Conference on Lasers and Electro-Optics Europe & European Quantum Electronics Conference (CLEO/Europe-EQEC 2023), Paper CI-4.3, Munich, Germany, June 2023.
- B-2. Takumi Motomura, Akihiro Maruta, and Ken Mishina, “Effects of Dispersion Fluctuation of Optical Fiber Line on the Nonlinear Fourier Coefficient b ,” The 16th Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO-PR 2024), Paper We1K-3, Incheon, Korea, Aug. 2024.
- B-3. Takumi Motomura, Hideaki Shimpō, Akihiro Maruta, and Ken Mishina, “Identification of Abnormal Noise Location Using Scattering Parameters in Nonlinear Fourier Transform,” European Conference on Optical Communications (ECOC 2024), Paper W2A.62, Frankfurt, Germany, Sep. 2024.
- B-4. Takumi Motomura, Hideaki Shimpō, Kaito Geshi, Akihiro Maruta, and Ken Mishina, “Nonlinear Fourier Transform Based Anomaly Detection with b -Modulated Signal,” 30th Optoelectronics and Communications Conference/ International Conference on Photonics in Switching and Computing 2025 (OECC/PSC 2025), Paper WB2-5, Sapporo, Japan, July 2025.

C. 国内研究会

- C-1. 本村拓海, 丸田章博, 三科健, “ファイバの分散揺らぎが光固有値伝送に及ぼす影響の調査,” 電子情報通信学会技術報告 (光通信システム研究会), vol.123, no.69, OCS2023-15, pp.40–44, 香川県 高松市, 2023 年 6 月.
- C-2. 本村拓海, 丸田章博, 大橋正治, 三科健, “多値固有値変調信号に対するファイバの分散揺らぎの影響の調査,” 電子情報通信学会技術報告 (光通信システム研究会), vol.123, no.382, OCS2023-72, pp.25–30, 沖縄県 石垣市, 2024 年 2 月.
- C-3. 本村拓海, 丸田章博, 三科健, “非線型 Fourier 変換における離散スペクトルを用いた異常雑音付加箇所推定,” 電子情報通信学会技術報告 (光通信システム研究会), vol.124, no.65, OCS2024-11, pp.11–16, 長崎県 長崎市, 2024 年 6 月.
- C-4. 本村拓海, 新歩英明, 下司海渡, 中川鴻次郎, 丸田章博, 三科健, “散乱係数 b 変調による情報伝送と異常箇所推定の提案,” 電子情報通信学会技術報告 (光通信システム研究会), vol.125, no.59, OCS2025-19, pp.44–49, 宮崎県 宮崎市, 2025 年 6 月.

D. 全国大会

- D-1. 本村拓海, 丸田章博, 三科健, “光固有値伝送における伝送路の分散揺らぎの影響,” 電子情報通信学会総合大会, B-10-20, 埼玉県 大宮市, 2023 年 3 月.
- D-2. 本村拓海, 丸田章博, 三科健, “多値固有値変調信号に対するファイバの波長分散揺らぎの影響,” レーザー学会学術講演第 44 回年次大会, G01-17a-V-02, 東京都 江東区, 2024 年 1 月.