

光媒体網の保守運用に求められる光計測技術に関する研究

メタデータ	言語: jpn 出版者: 公開日: 2015-08-07 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 井上, 雅晶 メールアドレス: 所属:
URL	http://hdl.handle.net/10291/17462

明治大学大学院 理工学研究科

2014年度

博士学位請求論文

光媒体網の保守運用に求められる光計測技術に関する研究

Optical Measurement Technology for

Maintenance and Management in Optical Fiber Network

学位請求者

井上 雅晶

第1章 緒論.....	1
1.1. はじめに.....	1
1.2. 研究の背景.....	1
1.2.1 光媒体網の発展と現状.....	1
1.2.2 保守運用業務の課題.....	9
1.3. 本研究の目的と本論文の構成.....	15
参考文献.....	17
第2章 線路計測技術の高度化.....	19
2.1. 緒言.....	19
2.2. 光媒体網の線路計測試験.....	19
2.2.1 高分解能線路計測技術 –C-OFDR 法–.....	19
2.2.2 C-OFDR 試験の距離分解能とレーザ線幅の関係.....	22
2.2.3 従来のレーザ線幅評価法と前提条件.....	27
2.3. スペックル統計解析を用いたレーザコヒーレンス度評価.....	29
2.3.1 レーザのコヒーレンス度 γ の定義.....	29
2.3.2 光強度相関解析の基本原理解 – γ^4+1 の導出–.....	31
2.3.3 光電界相関解析の基本原理解 – γ^2 の導出–.....	35
2.3.4 狭線幅レーザのコヒーレンス度評価.....	37
2.3.4.1 光強度相関解析を用いた半導体レーザの評価.....	37
2.3.4.2 光電界相関解析を用いた最先端ファイバレーザの評価.....	44
2.3.4.3 マツハツェンダー干渉計を用いた参照実験.....	51
2.3.4.4 SMF の機械的振動の影響.....	51
2.3.5 システム簡略化.....	54
2.3.5.1 標準的な光変調器の適用.....	54
2.3.5.2 光増幅器の測定結果への影響.....	58
2.4. 結論.....	62
参考文献.....	63

第 3 章 伝搬遅延量調整・計測を用いた光媒体切替工事の無瞬断化	66
3.1. 緒言	66
3.2. 無瞬断光媒体切替技術の基本原理と要素技術 - 迂回路を用いた信号二重化 -	67
3.2.1 信号二重化時のビート干渉低減	70
3.2.2 迂回路の伝搬遅延量調整	70
3.2.2.1 バッファ型電気遅延ライン (BDL) 方式	72
3.2.2.2 通信品質評価 (BER 測定)	75
3.2.3 二重化光線路の伝搬遅延差計測	77
3.2.3.1 伝搬遅延差計測に要する試験光の入射方式	78
3.2.3.2 粗計測：パルスパターンとの相関解析	81
3.2.3.3 微計測：パルス信号の位相差検出	88
3.2.3.4 位相検出器の温度特性	93
3.2.3.5 微計測における負荷率が計測精度に及ぼす影響評価	95
3.2.3.6 ONU 上り信号の試験光への適用性	99
3.3. 装置試作	100
3.3.1 粗計測信号処理部の小型化・高速化	100
3.3.2 装置サイズ	105
3.3.3 ユーザインターフェース	106
3.4. 無瞬断切替作業手順	114
3.4.1 作業手順の考案	114
3.4.2 作業手順の検証	119
3.5. 結論	125
参考文献	127
第 4 章 光計測を用いた光設備 DB の正確化	129
4.1. 緒言	129
4.2. 光学的評価による特徴点抽出	129
4.2.1 偏光評価	129
4.2.2 温度変化評価	133
4.3. 特徴点 (BFS マーカ) 付与による光設備識別技術	139
4.4. 特徴点と地図照合自動表示	142

4.5. 結論	146
参考文献	147
第5章 総括	148
5.1. 得られた成果のまとめ	148
5.2. 今後の課題と展望	151
研究発表リスト	152
謝辞	159

※第3章の光媒体切替工事の無瞬断化は2016年度の実用化を目指し、研究開発を進めている。

第1章 緒論

1.1. はじめに

情報通信技術（ICT）は組織や個人の経済活動からの依存度の高まりを受けて、大容量かつ低コスト化が求められている。インターネットを利用した通信用途として電子メールの送受信やホームページの閲覧が当たり前となり、近年はネットショッピング等の商品取引やネットバンキング・ネットトレードの金融取引、ラジオ・テレビなどの音声・動画配信サービスなど多様化している[1]。また、スマートフォンの登場により、これらの利用がより簡便となったため通信需要は大幅に増大している。

光ファイバを用いた光通信技術は高速・大容量な情報伝送が可能であり、インターネット接続サービスを利用するサービス加入者と通信局をつなぐアクセスネットワークや通信局同士を接続する中継網などの固定回線に適用されている。また、携帯電話の無線基地局とつなぐモバイルバックホールにも利用されている。したがって、検索エンジンや電子商取引、映像配信などの社会経済活動を下支えしている光通信を提供する光媒体網は社会インフラとして重要性が高まっているといえる。

1.2. 研究の背景

1.2.1 光媒体網の発展と現状

1970年代の光ファイバの発明から、光ファイバの低損失化、通信用半導体レーザーの開発、光アンプ開発と進み、光ファイバ通信の運用が実現した。光ファイバ通信は電波や銅線などを用いた電気通信に比べ、優れた特質を有する。主な優位点を以下に示す[2]。

(1) 低い伝送損失

同軸ケーブルを用いて情報伝送を行う場合、おおよそ 1 dB/km の減衰量となり、 3 km の伝送距離で信号電力が半分 (3 dB) となる。また、電波の減衰量は距離の2乗に比例して大きくなり、数十 cm 程度で信号電力が半分となる。一方、 1550 nm 帯域で使用されるシングルモード光ファイバの伝送損失は一般的に 0.2 dB/km 以下であり[3-5]、光強度が半分 (3 dB) 減衰する伝送距離は 15 km となる。つまり、電波や同軸ケーブルを用いた電気通信に比べて優れた伝送性能を有することとなる。また、通信局間の中継網など 40 km 以上の長距離を情報伝

送する場合、光通信と同軸ケーブルを用いた電気通信の信号強度はそれぞれ 1/6 以下と 1/1000 以下となり光ファイバを用いた光通信が優位であるのが明らかである。

(II) 広い周波数範囲

電気通信及び光通信も共に電磁波を用いて、データ情報を含む周波数を高い周波数の電磁波に重畳させることで情報を伝送する。データ情報を載せるための高周波の電磁波を搬送波という。図 1.1 に電磁波の用途を示す[6]。携帯電話やラジオでは 10 GHz 以下の搬送波周波数に過ぎないが、光ファイバや可視光を用いた光通信に利用される搬送波の周波数は 100 ~ 300 THz と高いことがわかる。データ情報の信号周波数は搬送波周波数を超えられないことから、より高い搬送波周波数を利用できる光通信は大容量な高速伝送が可能である。

(III) 絶縁特性

電波や銅線・同軸ケーブルを通して電気信号を伝搬する電気通信は、周囲の電磁波の影響を受けて信号が劣化する。光通信で用いられる光ファイバは主に石英ガラス (SiO_2) で構成されており、絶縁媒体である。このため、銅線（電話線）のような漏話がなく、ほかの機器に影響を与えないことから、高品質な通信を実現する。加えて、光ファイバを伝搬する信号は電磁誘導や家電製品、携帯電話から発せられる外部の電氣的な影響を受けない利点もある。

(IV) 細径かつ軽量

一般的な光ファイバは髪の毛のように細く、直径 125 μm 、コアの部分は 10~50 μm で、被覆を含めても 250 μm 程度である[7]。これは同軸ケーブルと比較して、約 1/30 の細さである。また、重さも 1/10 程度と軽量である。したがって、従来と同程度の重さでケーブル内の光ファイバの収容率を 10 倍以上向上させ、さらに細径化を達成する。

高速・大容量化に適した高品質・高信頼な光ファイバ通信が実現したことに加え、加入者と通信局を結ぶアクセスネットワークではメタル設備より優位な経済性や安価な料金の光サービスの登場によってアクセス系光通信 (FTTH :Fiber To The Home) の加入者数は 2013 年度末で 2,535 万人を達し、一貫して純増している (図 1.2) [8, 9]。2004 年度末の契約者数の約 289 万契約に対して、2013 年度末では約 2,535 万契約と 9 年間で約 9 倍に増加している。さらに、光通信は携帯電話の無線基地局をつなぐモバイルバックホールにも利用されていることから社会インフラとしての重要性が高まっているといえる。

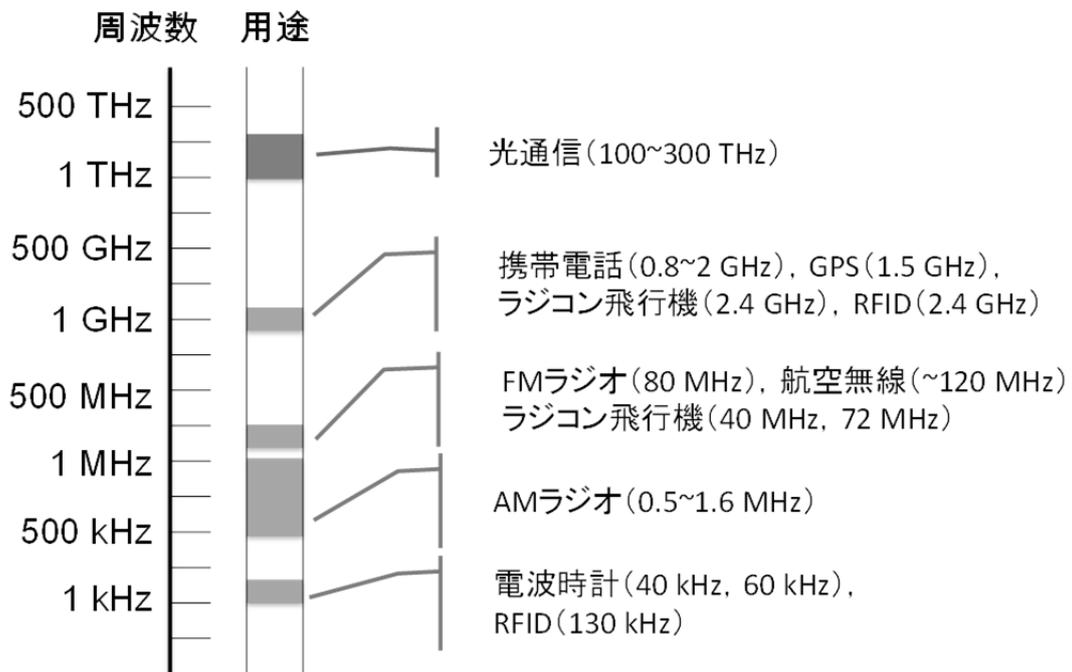


図 1.1 光と電波の周波数帯域

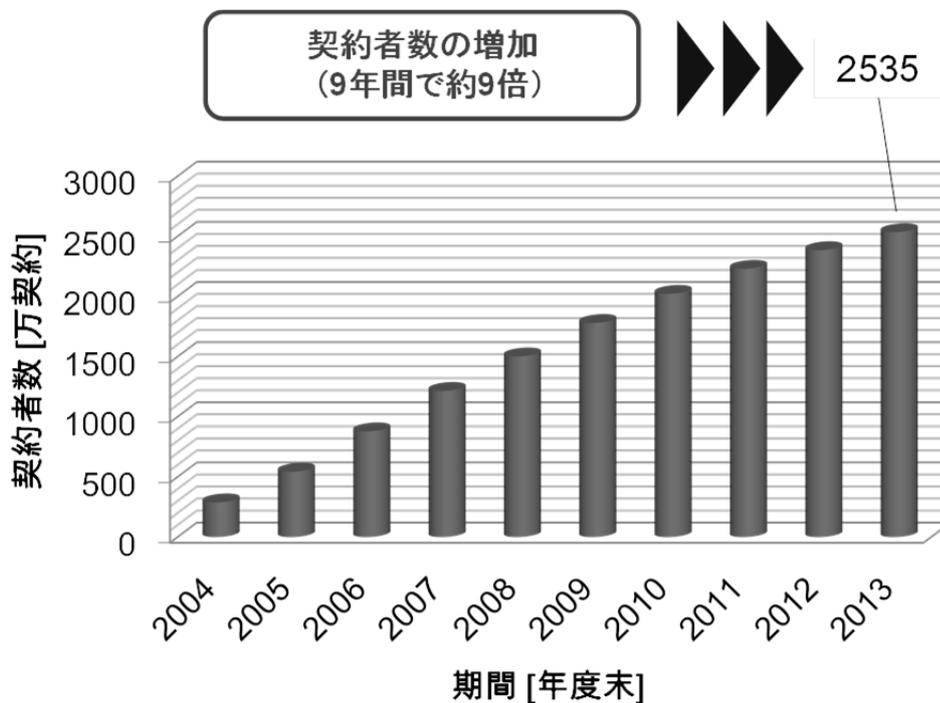


図 1.2 FTTH 契約数の推移

アクセス系光通信は加入者宅に設置している加入者側終端装置 (ONU: Optical Network Unit) から通信局に設置した局内終端装置 (OLT: Optical Line Terminal) を結ぶアクセス系光媒体網によって提供される。図 1.3 にアクセス系光媒体網の構成を示す[10]。OLT 等の伝送装置類や光試験装置 (OTM: Optical Testing Module) は統合配線モジュール (IDM: Integrated Distribution Module) に搭載され、所内及び所外光ケーブルと光配線・接続されている。OLT から送出された通信光は光ジャンパユニット及び光カプラユニットを通り、所外に敷設される地下光ケーブルへと接続する。光カプラユニットを設置することで通信を行う現用光回線への試験信号の入射や信号抽出を可能としている。光カプラユニットに任意の光回線への接続を制御するファイバセレクタ (FS: Fiber Selector) を介して OTM を接続することで、通信を維持しながら通信光の光レベルモニターや線路試験を行っている。地下光ケーブルは洞道や管路、マンホールの中に敷設され、地下光ケーブルの接続点や分配点は地下光クロージャにて保護される。地下光ケーブルを外へ引き上げる点を「き線点」といい、地下光ケーブルと架空光ケーブルを架空光クロージャ内にて接続する。架空光ケーブルは電信柱にて加入者側近くまで敷設され、ドロップケーブルにて加入者宅まで光ケーブルを引きこみ ONU へと接続する。通信局と加入者宅までの距離は 7 km 以下が 99%である[11]。

次に、アクセス系光媒体網のトポロジー (網構成) について述べる。ここでは、図 1.4 に示す SS (シングルスター)、ADS (アクティブダブルスター)、PDS (パッシブダブルスター) の各方式について述べる[12]。

(I) SS 方式

通信局と加入者の間を OLT と ONU や MC (Media Converter) で 1 芯または 2 芯方式の光ファイバによって 1 対 1 で結ぶ網構成を SS (シングルスター) 方式として知られている。SS 方式は、1 回線を加入者専用とするため帯域独占により常に契約した伝送速度の利用が約束されている。また、他の加入者へ信号が流ることがないためセキュリティ性は高い。設備構築費用が高いため主な加入者はビジネスユーザである。

(II) ADS 方式

加入者宅側に光信号を電気信号に変換する機能を持つ RT: Remote Terminal を設置し、通信局と RT を光ファイバで接続し、RT から複数の加入者までをメタルケーブルで配線する網構成を ADS (アクティブダブルスター) 方式という。この方式の特徴は、マンション等に既に敷設されている電話線を有効に利用できる点である。しかし、RT は電源を要するため加入者側に通信機械室を設ける必要がある。

(III) PDS 方式

通信局内の OLT と加入者宅に設置している ONU の間に電源不要な光スプリッタを設置し、OLT から光スプリッタまでの光ファイバを複数の加入者で共有し 1 対多接続を可能にする網構成を PDS (パッシブダブルスター) 方式という。別名「PON」(Passive Optical Network) と呼ばれている。この方式は、設備構築費用を大幅に抑えることができ、一般ユーザに広く利用されている。但し、1 回線の帯域を占有できる SS 方式と比べて、常に回線上限の伝送速度を利用できるわけではないため、利用できる伝送速度はベストエフォートとなる。

アクセス系光通信は種々の光設備を用いて加入者に適した形態となって構築されている。前述の通り、光通信の加入者数は増大しており膨大な光設備によって光通信は維持されている。加入者数の増加につれて光媒体網を構築する膨大な設備量の管理が求められる。一方で、膨大な光設備を保守運用する作業員数は「団塊世代の退職」及び「少子高齢化」により減少が想定される。図 1.5 に NTT 東西の人員推移を、図 1.6 に NTT 東西グループ会社の年齢構成を示す[13]。図から 2009 年度末から 2014 年度末までの 5 年間で約 3 割の人数減である。従業員数の減少に伴い保守運用作業員も減少する。また、図 1.6 から作業員の減少傾向は減少幅を年々拡大しつつ続くことが想定される。したがって、光設備を保守運用する作業員が大幅に減少する状況で増加し続ける光設備を維持しなければならない。

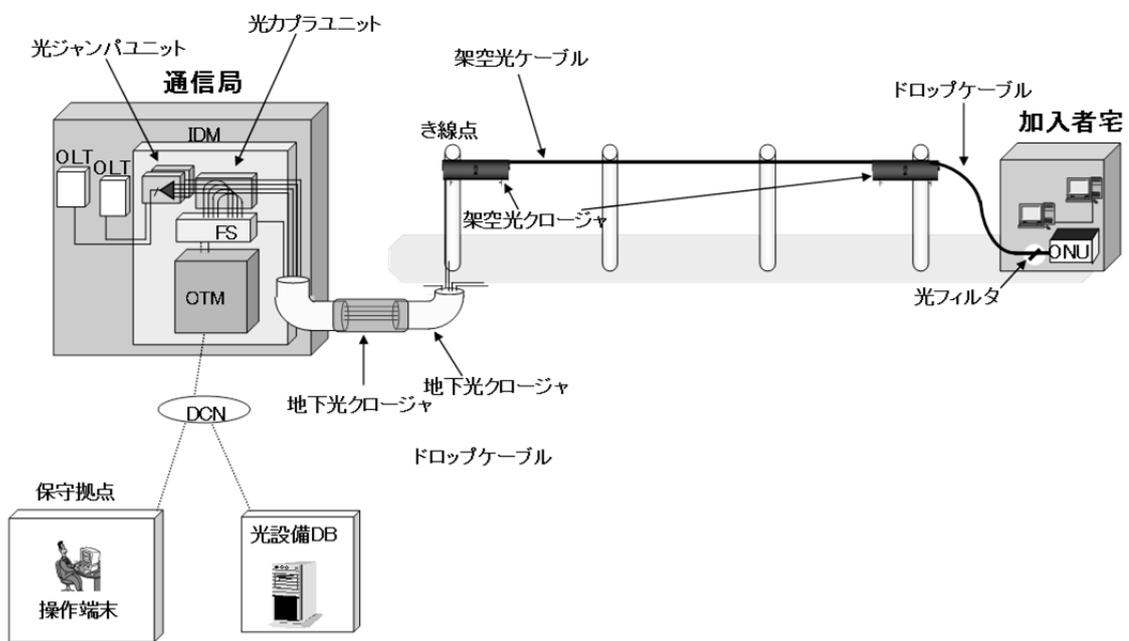


図 1.3 アクセス系光媒体網の構成

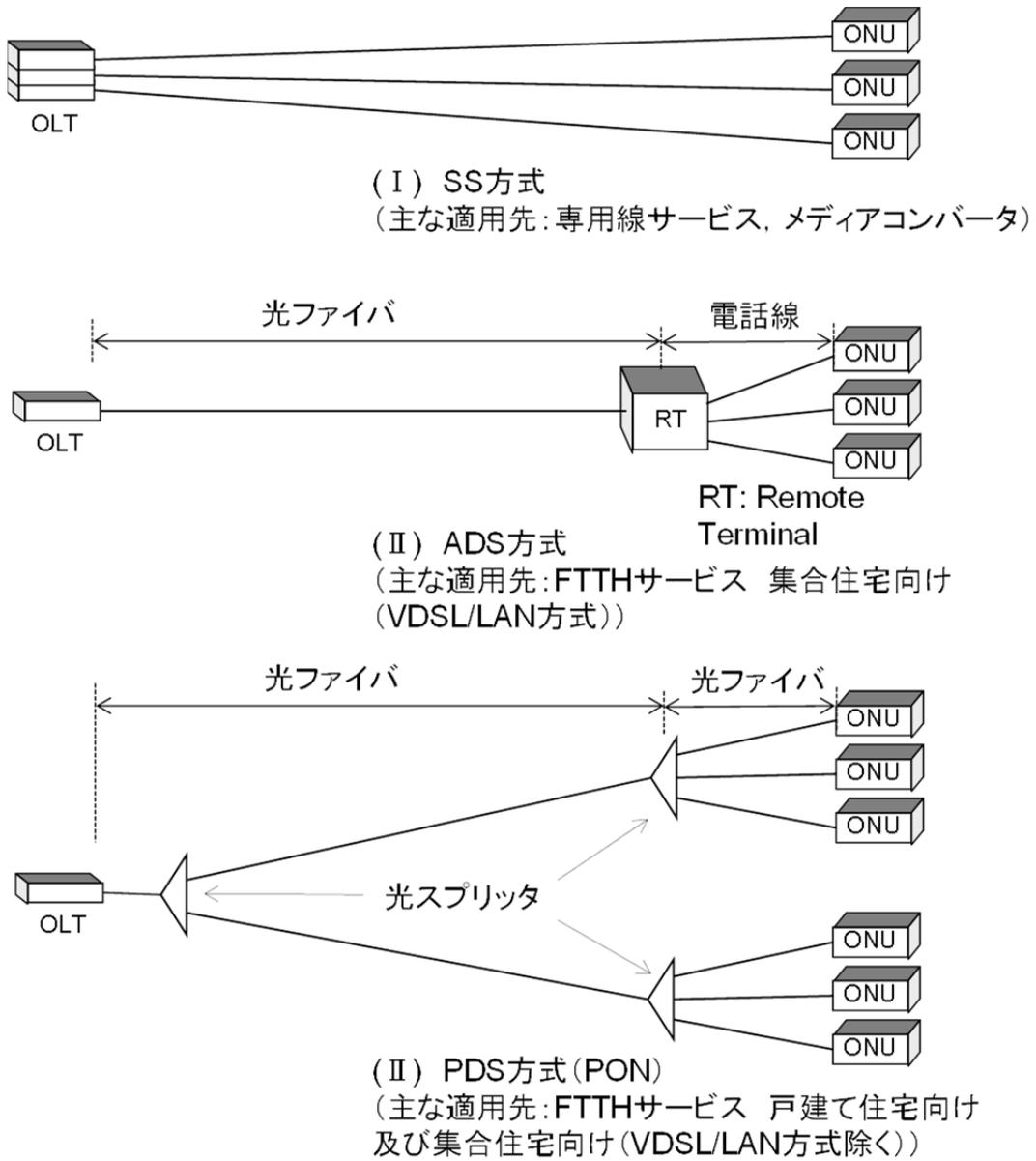


図 1.4 アクセス系光媒体網のトポロジー(網構成)

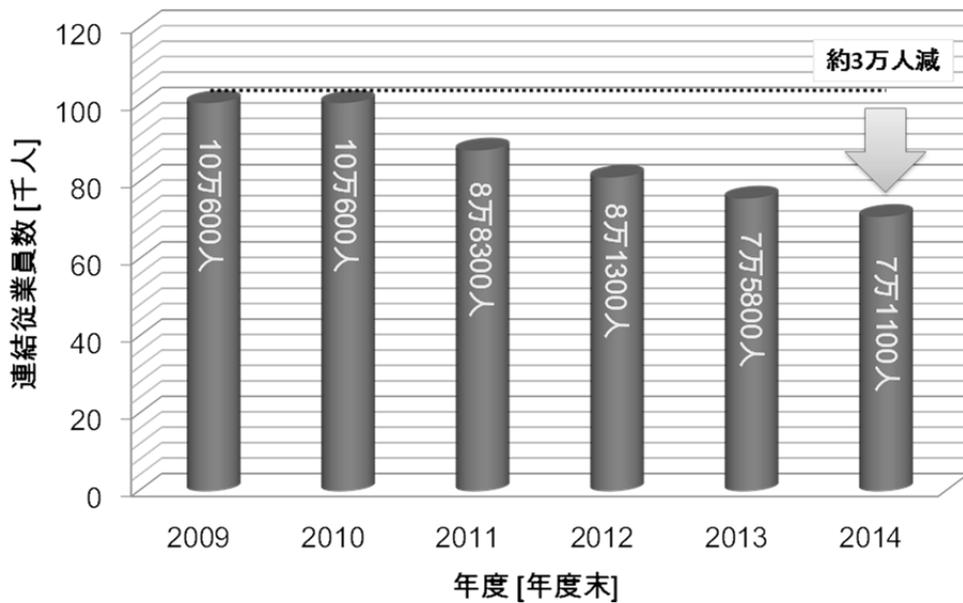
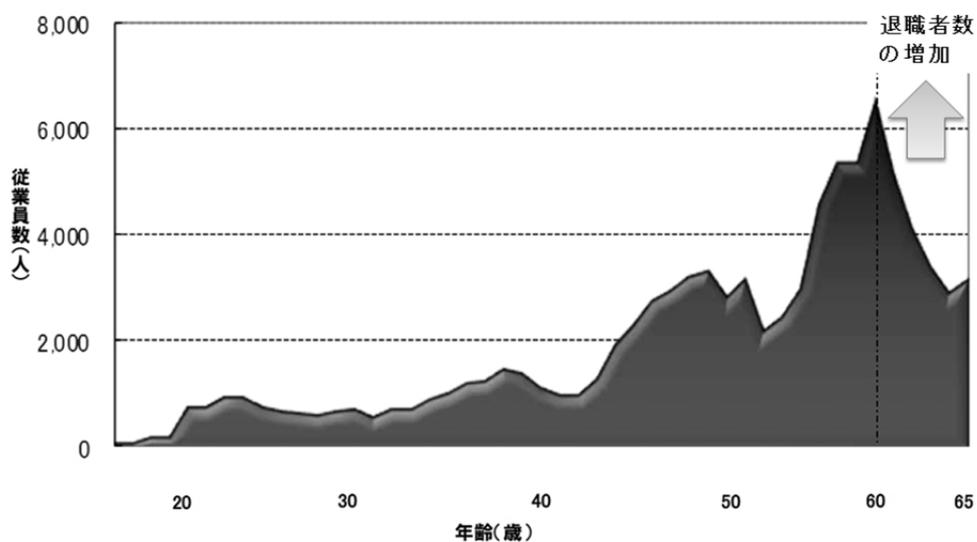


図 1.5 NTT 東西の人員推移



(注) 東OS会社等の従業員数には、都道府県総合会社(NTT東日本-東京等)、NTT-ME及UNTT東日本ソリューションズの人員が含まれております。
 西OS会社等の従業員数には、NTTビジネスソリューションズ、NTTマーケティングアクト、NTTネオमित、NTTフィールドテクノ及UNTTビジネスアシエ西日本の人員が含まれております。
 また、OS会社等従業員数には、60歳超の契約社員が含まれております。

出展：NTT IR プレゼンテーション (2014年11月)

図 1.6 NTT 東西グループ会社の年齢構成

1.2.2 保守運用業務の課題

1.2.1 項で述べたとおり，将来の光媒体網の保守運用業務に関わる作業者の減少が想定される中，増加し続ける光設備を維持する技術は必要といえる．特に，加入者からの故障申告時に，故障箇所を特定するため通信局から光パルス試験でどの設備で故障しているか検出する「線路計測業務」や，道路の拡張工事や橋の架け替え工事等に伴い光ケーブルのルートを変更する支障移転工事，需要増に伴う地下や架空区間の光ケーブル増設が必要となった際，管路や電柱等基盤設備の有効活用を目的とした多心光ケーブルへの集約等，使用する光ファイバを変更する「光媒体切替業務」，電柱やマンホール，光ケーブル種別などの光設備情報を管理する「光設備 DB (Data Base) 管理業務」は各々問題を抱えている（図 1.7）．以下に主な問題を示す．

- ・従来の線路計測技術では近い区間内の反射点や接続点などの区別が困難．
- ・光ケーブルルートの切替時，通信断の発生．
- ・光設備 DB の登録情報と実際の光設備情報の不一致．

線路計測業務は光媒体の故障発生時，通信局内に設置している OTM（Optical Testing Module）の機能の一つである OTDR（Optical Time Domain Reflectometry）[14]を用いて通信を維持した状態で光媒体長手方向の反射点や損失点の測定が行なわれる[15, 16]．OTDR は光パルスを光ファイバへ入射し，光ファイバ長手方向の各点で反射された後方散乱光の内，レイリー後方散乱光強度の距離分布を解析する．距離分解能は光パルス幅によって決定され，一般的に数メートル程度である．そのため近い距離の反射点や損失点は区別できない（図 1.8）．マンホール同士が近接していた場合，どちらのマンホール内の光クロージャが故障しているか決定できないため修理作業にやり直しが生じる恐れがある．

光媒体切替業務は，光ケーブルルートを変更する際，加入者が利用しているサービスに中断が生じることから，保守運用作業者は加入者と工事日程調整に稼働を要する（図 1.9）．特に，専用線やビジネス向けイーサ接続サービスなどのビジネスネットワークで通信断を生じる工事は加入者との調整が困難なため，作業日が限定され，その上，作業時間が深夜・早朝帯となる．また，複数の加入者との調整の結果，1 日で行えていた業務を複数日に分割するケースも発生している．

光媒体網の故障点特定の精度は，OTDR の損失点と設備 DB，地図情報の照合精度に依存する．OTDR 波形と設備 DB が不一致で照合が困難な例を図 1.10 に示す．図内上部に OTDR 波形を示し，記号①から⑩は下部の設備 DB から算出して設備ビルからの距離を OTDR 波形上に示

したものである。ここで、図中②，③，⑤，⑨の箇所は，設備 DB 上で接続点の記録があるが，OTDR 結果では反射や接続損失が観測されていない。また，図中④，⑥，⑩の箇所は記録してある距離の値と OTDR 波形の特徴点に誤差が生じている箇所が存在する。光ケーブルを敷設する際に束ねられた光ケーブルや光クロージャ内部の接続トレイに収納されているファイバ余長で実際の光ファイバ長は DB 上に記録された光ファイバ長より長く，OTDR 波形の特徴点の距離と地図上の距離に誤差を生じさせ，故障点を特定するため，幾度も異なるマンホールを開ける必要が生じる。これより，修理工事が複数日に及び，道路工事の許可の再申請など，様々な業務に支障が生じる。

上記の問題を解決することで線路計測や光媒体切替，光設備 DB 管理の保守運用業務の効率化・正確化を目指す。そのためには，高分解能に反射点や損失点を判別する「線路計測技術の高度化」や加入者が利用中のサービスへの影響を極小化する「伝搬遅延量調整・計測を用いた光媒体切替工事の無瞬断化」，光設備情報と実設備を紐づける「光計測を用いた光設備 DB の正確化」を具体的な目標とした。

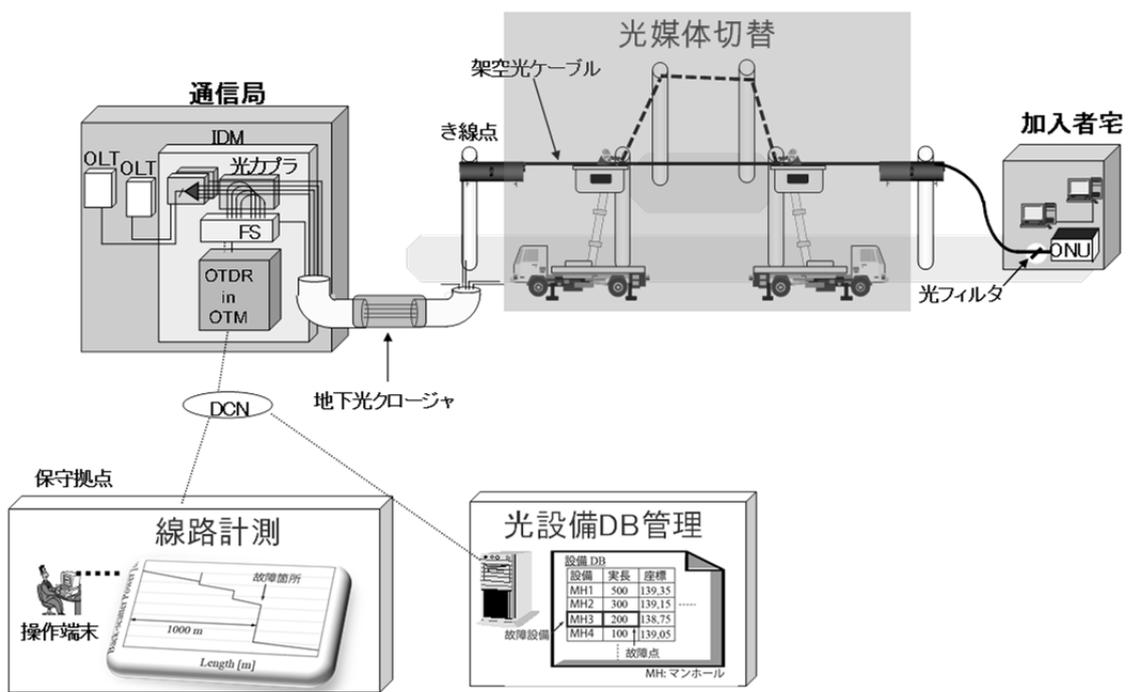


図 1.7 光媒体網の保守運用業務の例

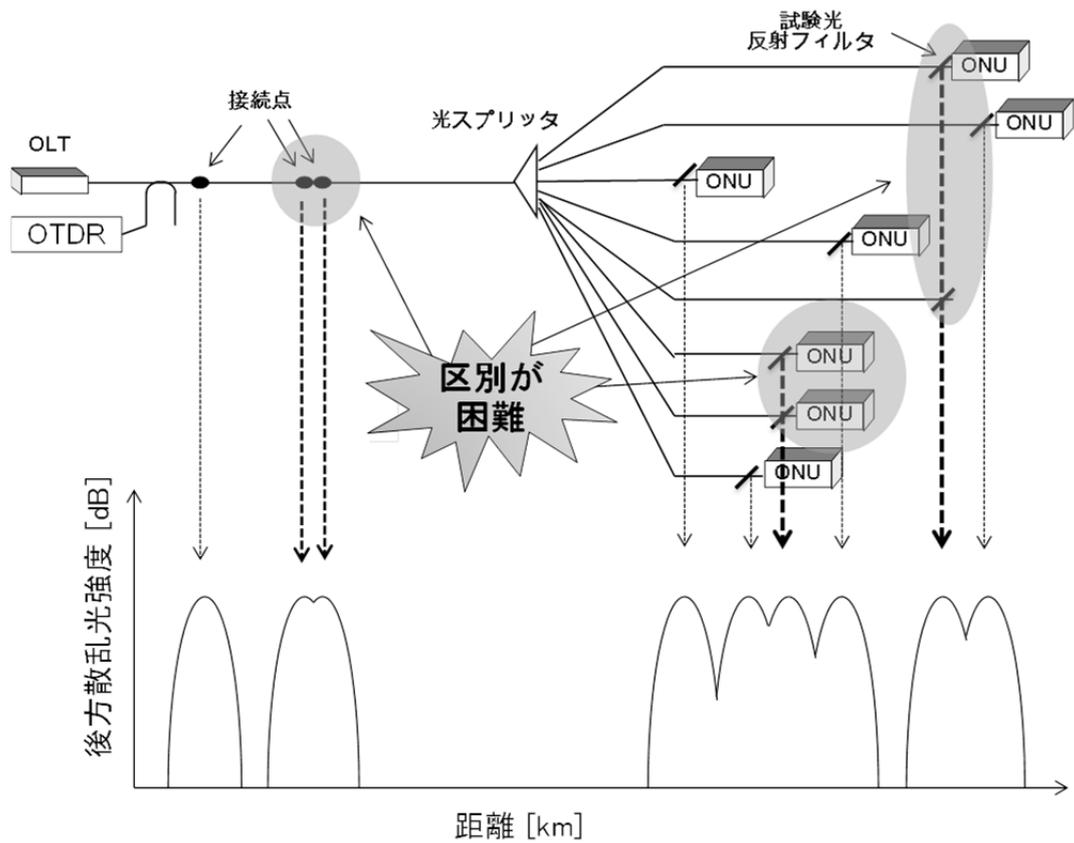


図 1.8 線路計測業務の問題

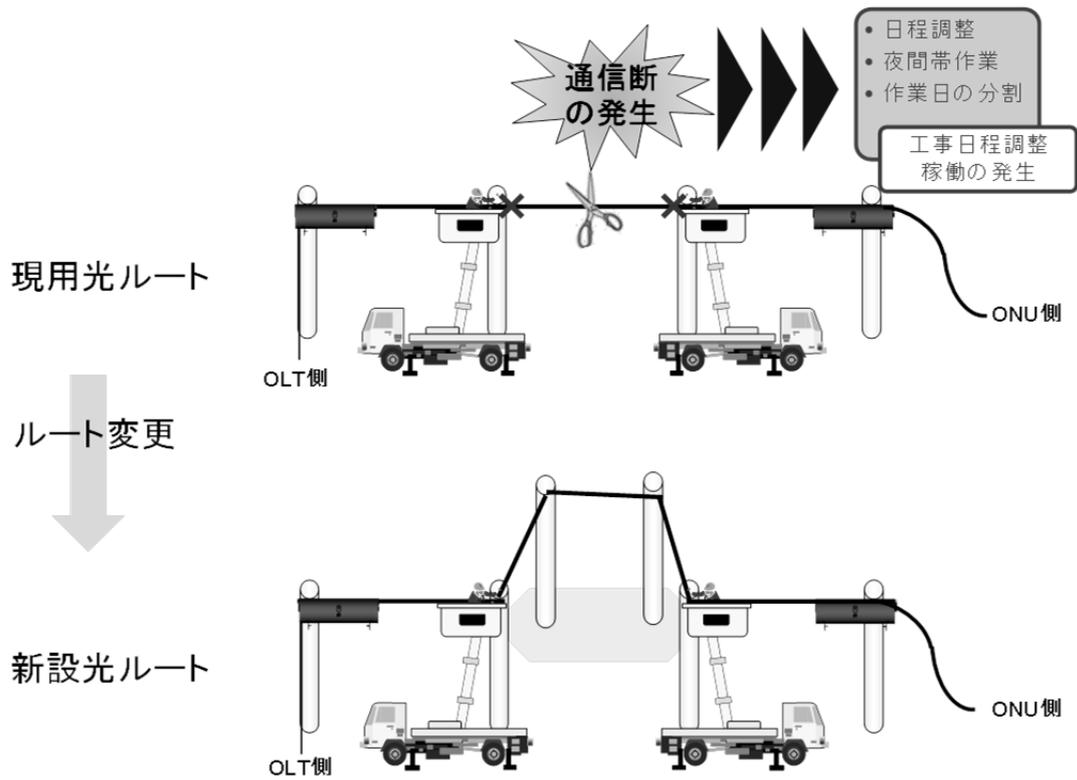


図 1.9 光媒体切替業務の問題

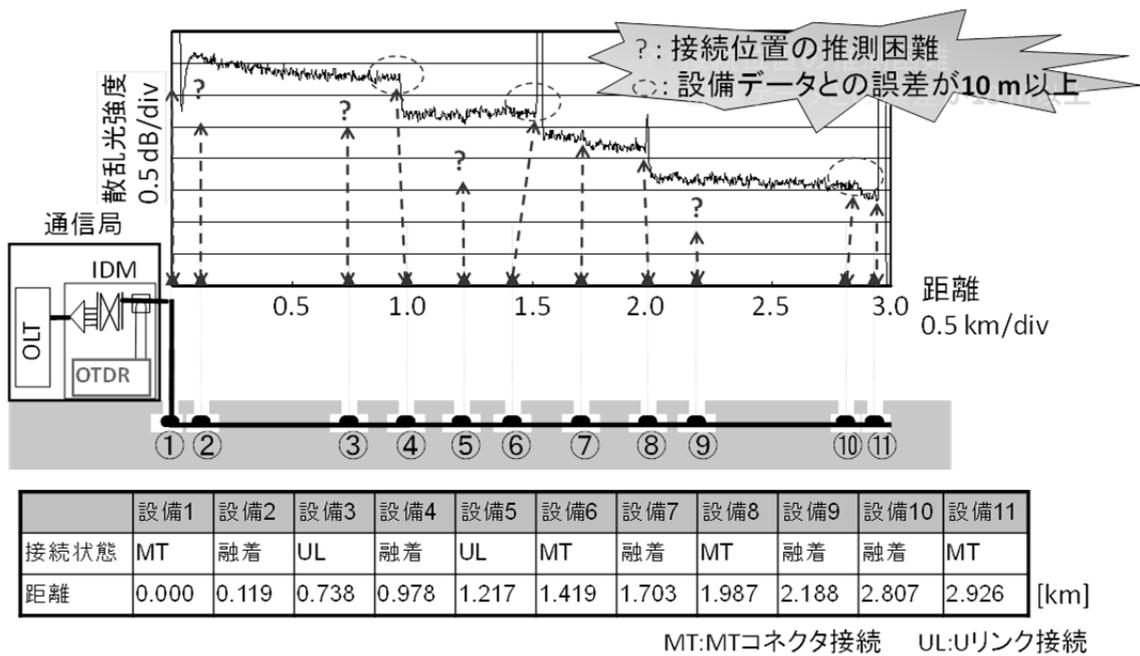


図 1.10 光設備 DB 管理業務の問題

1.3. 本研究の目的と本論文の構成

本研究の目的は、社会インフラとして信頼性の高い光通信の提供につながる光媒体網の保守運用業務の効率化・正確化を達成することにある。本論文では、線路計測・光媒体切替・光設備 DB 管理の保守運用業務の向上に資する先駆的研究について述べる。

図 1.11 に本論文の構成を示す。第 1 章の緒論で光ファイバネットワークの現状を説明し、保守運用業務の線路計測・光媒体切替・光設備 DB 管理の問題点を述べ、本研究の目的を示す。第 2 章では、効率的な線路試験を実施するための高分解能計測技術について述べ、分解能を決定するレーザ線幅の評価法について革新的な評価方法を提案する。第 3 章では、効率的な切替工事に資する無瞬断切替技術の実現を目指し、信号二重化にて切替工事の無瞬断化を実現する方式について新たな迂回路の伝搬遅延量調整技術及び二重化光線路の伝搬遅延差計測技術を提案する。そして、装置試作による作業性の格段な向上・切替手順策定も含めた技術面・運用面の両側面から述べる。第 4 章では、光計測試験によって光ファイバネットワークを構築する光設備の自動 DB 化、設備 DB の自動修正の実現性について報告する。第 5 章の総括では、各章の検討内容を要約するとともに、今後の展望を示す。

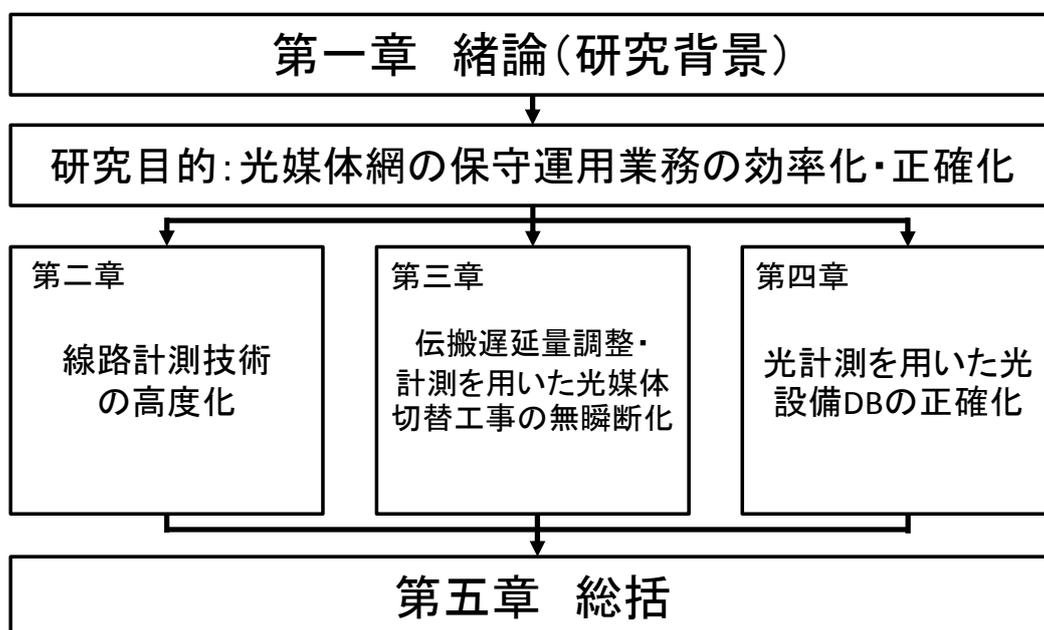


図 1.11 本論文の構成

参考文献

- [1] 総務省（編），“平成 25 年版情報通信白書”，ぎょうせい, 2013.
- [2] 情報通信研究機構，“光ネットワーク技術のすべて”，日本実業出版社, pp. 24-29, 2005.
- [3] T. Miya, Y. Suematsu, T. Hosaka and T. Miyashita, “Ultimate low-loss single-mode fibre at 1.55 μm ”, Electron. Lett., vol. 15, no. 4 , pp. 106-108, 1979.
- [4] T. Kato, M. Hirano, M. Onishi and M. Nishimura, “Ultra-low nonlinearity low-loss pure silica core fibre for long-haul WDM transmission”, Electron. Lett., vol.35, no.19, pp.1615-1617 1999.
- [5] 布目智宏, 遠藤祥, 平松和也, 杉本泰子, 松尾昌一郎, 内山圭祐, 横田和宏, “低曲げ損失光ファイバ FutureGuide[®]-BIS-B”, フジクラ技報, 第 117 号, pp.5-10, 2009.
- [6] 山下真司, “イラスト・図解 光ファイバ通信の仕組みがわかる本”, 技術評論社, pp. 28-29, 2002.
- [7] “Characteristics of a single-mode optical fibre and cable”, ITU-T Recommendation G.652, Nov. 2009.
- [8] 総務省報道発表資料: “電気通信サービスの契約数及びシェアに関する四半期データの公表（平成 25 年度第 4 四半期（3 月末））”,
http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01kiban04_02000081.html
- [9] 総務省報道発表資料: “ブロードバンドサービスの契約数等（平成 21 年 3 月末）”,
http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/14885.html
- [10] 有居正仁, 東裕司, 榎本圭高, 鈴木勝晶, 荒木則幸, 宇留野重則, 渡邊常一, “拡大する光アクセス網を支える光媒体網運用技術”, NTT 技術ジャーナル, vol. 18, no. 12 , pp. 58-61, 2006.
- [11] 玉木規夫, 三鬼準基, 雲崎清美, 渡辺隆市, “TCM/TDMA パッシブダブルスター方式における光伝送系の設計”, 電子情報通信学会論文誌 B, J82-B(12), 2266-2274, 1999.
- [12] 米元保, 園部正博, 木上祐司, 長谷川幸夫, 三浦重宏, “大量開通・即応化に向けた光配線法”, NTT 技術ジャーナル, vol. 18, no. 12 , pp. 48-52, 2006.
- [13] NTT IR プレゼンテーション（2014 年 11 月）,
http://www.ntt.co.jp/ir/library/presentation/2014/roadshow_1411.pdf
- [14] 佐藤泰史, 江間伸明, 播磨洋介, 佐藤直人, “光ファイバの敷設・保守用新型 OTDR AQ7260 シリーズ”, 横河技報, vol. 49, no. 2 , pp. 55-58, 2005.
- [15] N. Tomita, H. Takasugi, N. Atobe, I. Nakamura, F. Takaesu, and S. Takashima, “Design and Performance of a Novel Automatic Fiber Line Testing System With OTDR for Optical Subscriber Loops”, J. Lightwave Technol., vol. 12, no. 5 , pp. 717-726, 1994.
- [16] N. Nakano, H. Izumita, T. Inoue, Y. Enomoto, N. Araki, and N. Tomita, “Maintenance Method Using

1650-nm Wavelength Band for Optical Fiber Cable Networks”, J. Lightwave Technol., vol. 19, no. 10 , pp. 1513-1520, 2001.

第2章 線路計測技術の高度化

2.1. 緒言

故障修理箇所特定の作業のやり直しを防ぐため、高分解能に反射点や損失点を判別する線路計測技術が求められていることを第1章で示した。従来の遠隔光試験に採用されている光パルス試験（OTDR）の高分解能化を行うためには光パルス幅を小さくすればよい。しかしながら、小さいパルス幅は高分解能であるが光強度が低くなるため長距離測定に向かない。

第2章では、コヒーレント光周波数領域反射測定法（C-OFDR: Coherent Optical Frequency Domain Reflectometry）を用いた高分解能線路計測技術について述べる。まずはC-OFDR法の測定原理を説明する。次に、C-OFDR法の距離分解能を決定するパラメータの1つであるレーザの線幅について、従来の評価法の原理及び測定法の課題を述べる。そして、スペckル統計解析を用いた新しい線幅評価方法について理論解析ならびに実測を行う。

2.2. 光媒体網の線路計測試験

2.2.1 高分解能線路計測技術 —C-OFDR法—

C-OFDRは1981年にUlrich[1]やMacDonaldら[2, 3]により光ファイバ長手方向の後方散乱波形の解析に用いられ、日本では大越ら[4]によって反射波形が理論的に解析されている。C-OFDRを用いた測定は、OTDRと同様に光ファイバ中に発生する損失や反射を光ファイバ片端から計測することが可能であり、且つ、 μm オーダーの分解能の達成が報告されていること[5, 6]からOTDRに代わる高分解能測定を実現する測定技術として知られている。また、近年では光ファイバ中の局所的なファイバ長変化の測定による温度・歪計測[7, 8]や偏波状態の計測[9]に応用されている。

C-OFDRの基本原理について述べる。図2.1にC-OFDRの基本構成とレーザ光周波数の掃引波形を示す。光周波数を時間 t に対して直線的に周波数掃引されたレーザ光 $E(t)$ を、

$$E(t) = E_0 e^{j\{\omega_0 t + \pi g t^2 + \theta(t)\}} \quad , \quad (2.1)$$

とする。但し、 E_0 は振幅、 ω_0 は中心角周波数、 g は周波数掃引速度 [Hz/s]、 $\theta(t)$ はレーザ位相雑音を表す確率変数である。

レーザ光 $E(t)$ は参照光と試験光に分岐され、試験光は被測定光ファイバ (FUT: Fiber Under Test) に入射する。遅延時間 τ として、FUT 長手方向で後方散乱された反射光 $E(t - \tau)$ は参照光とヘテロダイン検波することで後方散乱光と参照光のビート (差周波) 信号 $I_\tau(t)$ となる、

$$I_\tau(t) = E(t)E^*(t - \tau) \propto e^{j\{2\pi g\tau t + \theta(t) - \theta(t - \tau) + C\}} \quad (2.2)$$

ここで C は定数項である。*は複素共役を示す。

ビート信号 $I_\tau(t)$ をフーリエ変換にて周波数解析した信号 $f(\tau)$ は、

$$f(\tau) = \int e^{j\{2\pi g\tau t + \theta(t) - \theta(t - \tau) + C\}} \cdot e^{-j2\pi f t} dt = \int e^{j\{2\pi(g\tau - f)t + \theta(t) - \theta(t - \tau) + C\}} dt \quad (2.3)$$

となる。遅延時間 τ がレーザのコヒーレンス時間より十分に短ければ $\theta(t)$ と $\theta(t - \tau)$ は同じとみなされ位相雑音の影響は小さい。フーリエ変換されたビート信号の2乗値 $|r_\tau f(\tau)|^2$ は、即ち、反射点 τ における後方散乱光のパワースペクトルを示す (r_τ は反射点 τ のレイリー反射係数であり、ランダムな値をとる確率変数)。ビート信号の周波数はFUT長手方向の距離に比例するため、周波数解析を用いることで片端からの後方散乱光強度の分布測定が可能である。このとき、周波数解析時の周波数分解能を上げることにより数十マイクロメートルオーダーの距離分解能が可能である。よって、メートルオーダーの分解能であるOTDRに対して、光ファイバからの後方散乱光の測定を優れた空間分解能で測定可能な点がC-OFDRの特徴である。

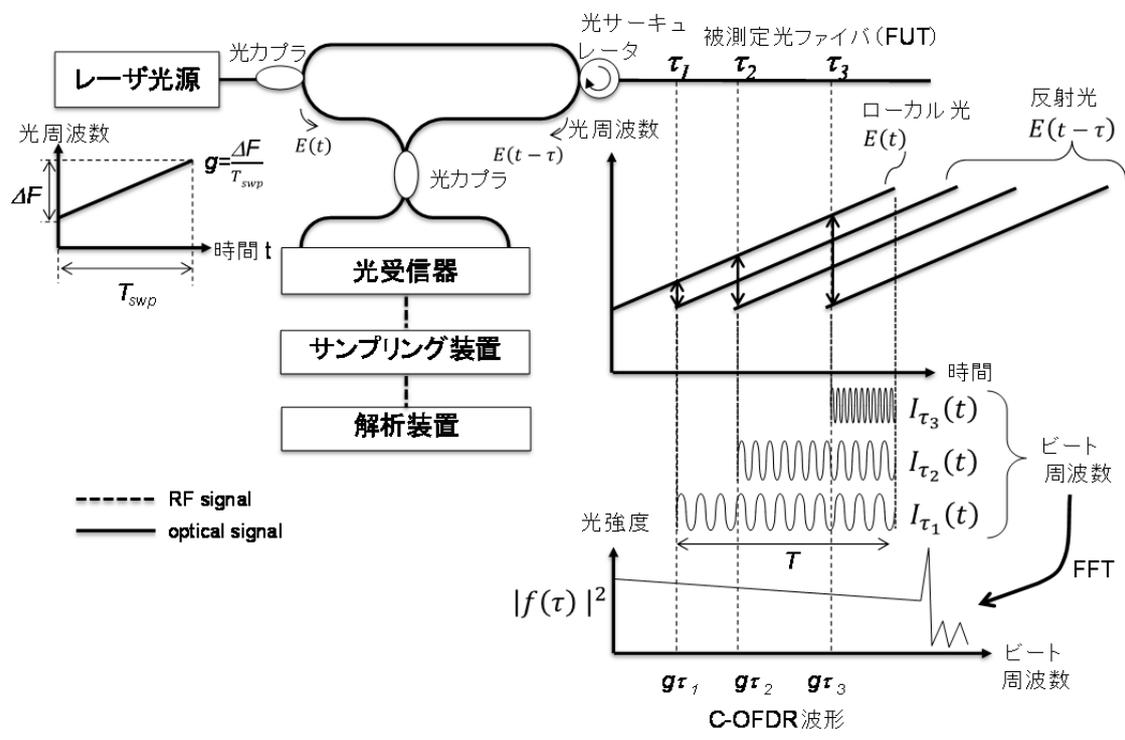


図 2.1 C-OFDR の基本構成とレーザ光周波数の掃引波形

2.2.2 C-OFDR 試験の距離分解能とレーザ線幅の関係

FUT 内のある地点 τ までのファイバ長 l_τ は周波数掃引速度 g 、光ファイバの屈折率 n および光速 c ビート周波数 $g\tau$ を用いて以下のように換算することで求まる、

$$l_\tau = \frac{c}{2ng} \cdot g\tau \quad . \quad (2.4)$$

このとき距離分解能 Δl はビート周波数の周波数分解能 $\Delta g\tau$ にて決定される。周波数分解能 $\Delta g\tau$ はフーリエ変換前のビート信号の集録時間 T の逆数で表されるため、

$$\Delta l = \frac{c}{2ng} \cdot \frac{1}{T} \quad , \quad (2.5)$$

となる。ビート信号の最大集録時間は周波数掃引時間 T_{swp} であるため、式 (2.5) は下記となる、

$$\Delta l_{min} = \frac{c}{2ng} \cdot \frac{1}{T_{swp}} \quad . \quad (2.6)$$

このように C-OFDR 距離分解能を求めるには周波数掃引速度 g が一定であること（周波数掃引が線形）であることが前提となる。ここで、 $g = \Delta F/T_{swp}$ であることから、式 (2.6) は以下に変形できる、

$$\Delta l_{min} = \frac{c}{2n \cdot \Delta F} \quad . \quad (2.7)$$

但し、 ΔF は周波数掃引幅[Hz]である。

(2.7) 式よりフーリエ変換後で得られた周波数情報を距離情報に変換する際に距離分解能を決定するパラメータが周波数掃引時間 T_{swp} から周波数掃引幅 ΔF に変わる。つまり、C-OFDR は周波数掃引幅 ΔF を広くすることで高い空間分解能の距離測定が可能である。しかしながら、周波数を線形に掃引できる時間はレーザ光源のコヒーレンス時間で制限される[10]。コヒーレンス時間を超えた場合、中心周波数に位相雑音を重ねること（式 (2.3) の位相雑音の項が $\theta(t) - \theta(t - \tau) \neq 0$ ）でビート周波数が拡がり、距離分解能が劣化する（図 2.2）。C-OFDR 測定を行い、位相雑音の挙動を調べた結果を図 2.3 に示す。用いた半導体レーザのコヒーレンス長 314.4 m に対して光路長を 180, 400, 4000 m に換えて測定した。光路長がレーザのコヒーレンス

長(コヒーレンス時間にレーザ光波長の群速度を乗じた長さの尺度)を超えない場合(図 2.3 (a)), 位相雑音の強度は低く, 反射点を観測できる. 光路長がコヒーレンス長と同程度の場合(図 2.3 (b)), 位相雑音の強度が増大し, 十分長くなると位相雑音の強度が反射点を覆い, 形状がローレンツ型となることがわかる(図 2.3 (c)). この結果からコヒーレンス長を超える距離では, C-OFDR 固有の高分解能を維持できない

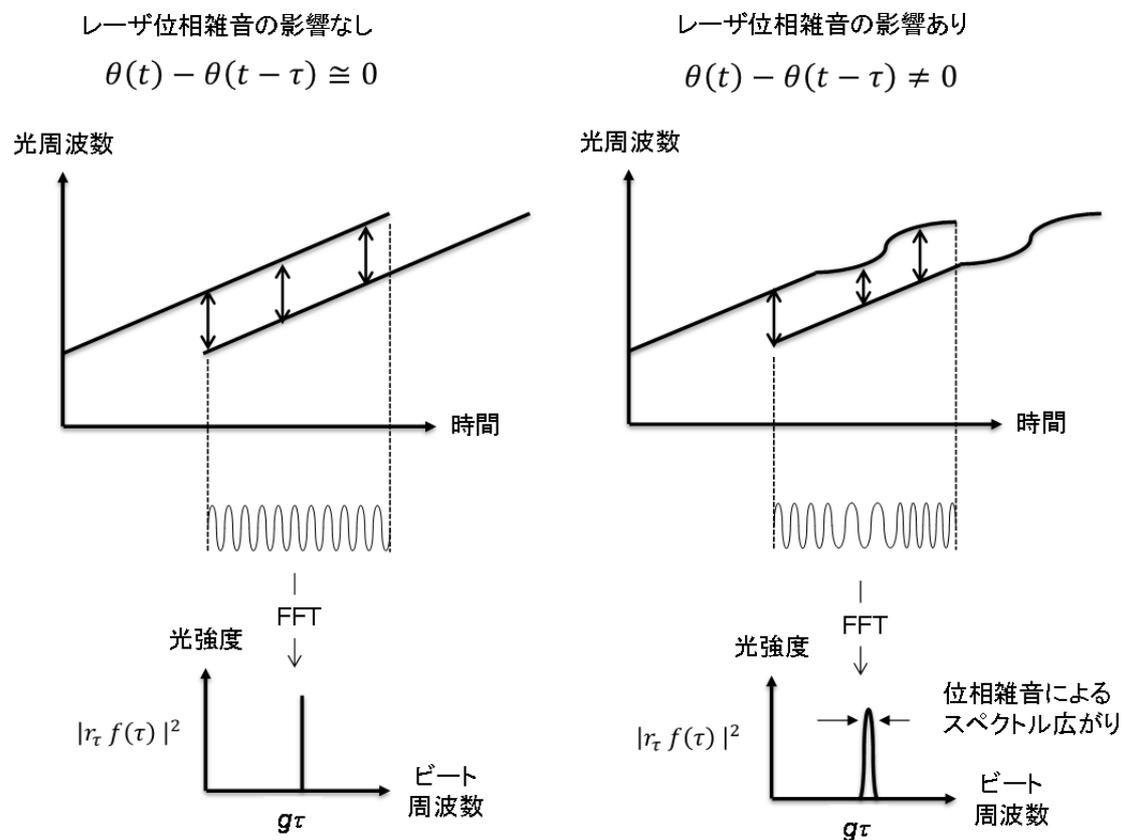


図 2.2 スペクトル密度と位相雑音

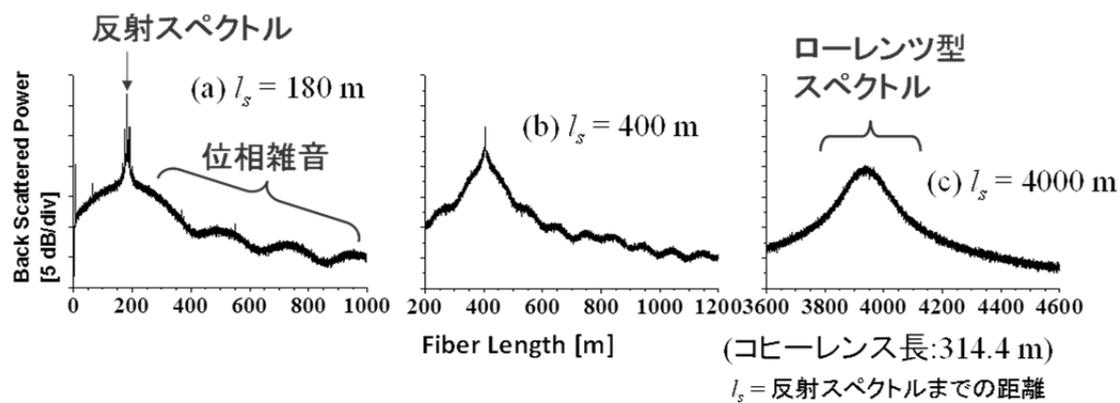


図 2.3 位相雑音の遷移

コヒーレンス長を超える測定距離について、ビート周波数の位相雑音を信号処理で補償した高分解能かつ長距離測定が可能な位相雑音補償（PNC: Phase-Noise Compensated）OFDR 法が報告されている[11]。この方法は被測定光ファイバと別系統で光ファイバを参照干渉計として準備し、最適な補償点は参照干渉計の伝搬遅延量の整数倍となる条件の下、演算処理によって位相雑音の項のみを抽出して補償している。図 2.4(a), (b)に PNC-OFDR 波形及び C-OFDR 波形をそれぞれ示す。図 2.4 (c), (d)は 2 km 地点の光コネクタ開放端の反射波形を示している。結果より、位相雑音の増加によって 60.4 m まで拡大した反射スペクトル幅が位相雑音補償技術の適用によって 10 cm の分解能で反射点の半値全幅の検出が可能となる。しかしながら、参照干渉計の伝搬遅延量はコヒーレンス時間以内である必要があるため、レーザ光の位相雑音特性を正確に把握する必要がある。

レーザ光の位相雑音はレーザ光の特性を示すスペクトル線幅を決定する。したがって、レーザ線幅のスペクトル拡がり把握することは C-OFDR の距離分解能や位相雑音補償にて用いる参照干渉計の伝搬遅延量を決定する上で重要である。

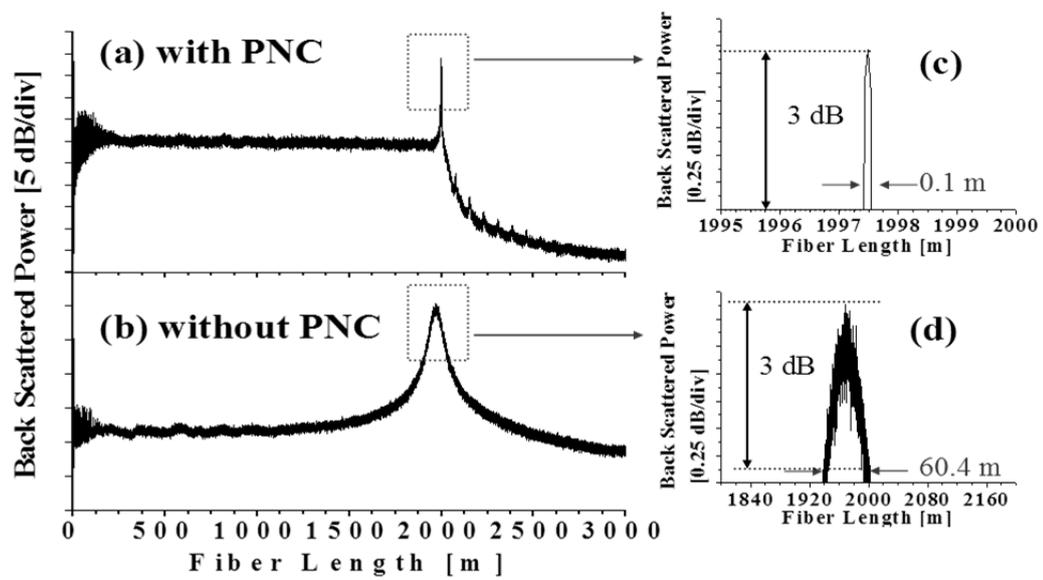


图 2.4 位相雜音補償(PNC)OFDR 波形

2.2.3 従来のレーザ線幅評価法と前提条件

一般的なレーザ線幅測定法として自己遅延ヘテロダイン法（DSHM：Delay Self-Heterodyne Method）[12]が利用されている。図 2.5 に自己遅延ヘテロダイン法の構成例を示す。DSHM はレーザ光を二つに分割し、片方のレーザ光に遅延を付与し、もう一方のレーザ光とのビートスペクトル形状をローレンツ型と仮定することでレーザ線幅を推定することができる。DSHM を利用してレーザ線幅を推定するためには下記の前提条件を満たす必要がある[13]。

- (1) ビートスペクトル形状がローレンツ型である。
- (2) SN 比が十分高い。 （SN：Signal to Noise）
- (3) 遅延ファイバの伝搬遅延量がレーザ光のコヒーレンス時間より十分長い。

前提条件 (1) と (2) に関して、C-OFDR で一般的に利用される半導体レーザやファイバーレーザのビートスペクトル形状はローレンツ型に限らずガウシアン型においても推定できる[12]、また、SN 比はスペクトルのピークと雑音レベルの強度比が 13 dB 以上であればよい。

前提条件 (3) について、理想的な測定を行う場合は無限に長い光ファイバが必要である。有限の場合は過去の報告[14, 15]から、レーザ線幅の推定にはレーザのコヒーレンス時間の数十倍の遅延量が必要とされるが、スペクトルが狭線幅なほど必要とされる遅延量は増加する。近年、狭線幅レーザは線路計測の他に、コヒーレント光通信や光干渉計測など様々な用途のため開発が進められており、それらの幾つかにおいては kHz オーダーの狭線幅を有するレーザが求められている。しかし、そのような狭線幅レーザのスペクトル形状を評価することは大きい遅延量を用意する必要があり系が大掛かりとなる。一方で、ファイバーレーザで遅延量の増加によるスペクトル線幅の拡大が報告されており[16]、DSHM では十分な遅延量が必要だが何が十分かは難しい議論である。

近年、独立した 2 つのレーザ電界のビート信号からレーザスペクトルを解析する技術も提案されているが 2 台のレーザの同一性が前提となる[17]。

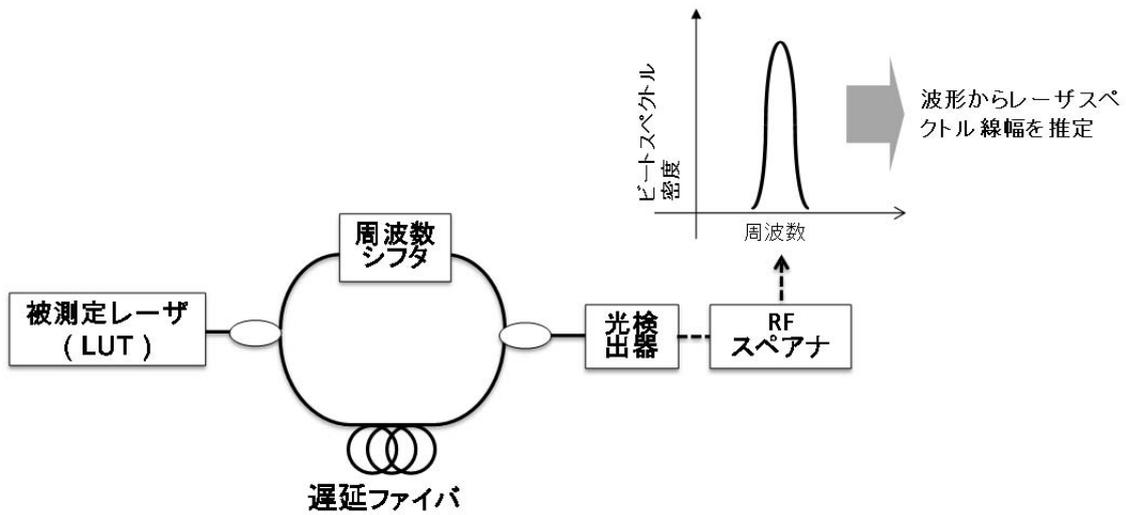


図 2.5 マツハ・ツェンダー干渉計を利用した自己遅延ヘテロダイン法の構成例

2.3. スペックル統計解析を用いたレーザコヒーレンス度評価

本節では、狭線幅を有するレーザのスペクトル形状やコヒーレンス特性を測定するため、遅延時間を関数としたコヒーレンス度を測定する新しい手法を提案する。この方法は光ファイバのレイリースペックル反射測定[18]を用いて、独立したスペックルパターンの相互相関解析からレーザ固有のコヒーレンス度を算出する。また、レーザスペクトル形状が左右対称の仮定の下、コヒーレンス度のフーリエ変換はレーザスペクトル形状を表すことを示す。

2.3.1 レーザのコヒーレンス度 γ の定義

図 2.6 に Michelson 干渉計によるコヒーレンス度 (DOC: Degree of Coherence) 測定を示す。光源から出力されたレーザ光は半透鏡に入射する。入射した光の一部は可動鏡へ向かい、他は固定鏡へ向かう。可動鏡及び固定鏡で反射された光は半透鏡で合わさり検出器にて受光される。可動鏡を移動させて遅延時間 τ を付与すると、検出器上の光は干渉縞を示す。干渉縞は遅延時間が大きくなるにつれて強度が徐々に低下する。これはレーザ光の位相雑音が増加したことで合波した光の干渉が弱め合う方向に働くからである。合波した光の周波数成分を自己相関関数 $\int a(t)a(t-\tau)dt$ で表し、コヒーレンス度 γ と等しいと定義する、

$$\gamma(\tau) \equiv \int a(t)a^*(t-\tau)dt \quad . \quad (2.8)$$

ここで、 $a(t) = e^{j\theta(t)}$ 、 $a(t-\tau) = e^{j\theta(t-\tau)}$ 、 $\theta(t)$: レーザ光の位相雑音、 $*$: 複素共役である。また、コヒーレンス度の性質は以下のとおりである[19]、

$$\gamma(0) = 1 \text{ 及び } |\gamma(\tau)| \leq 1 \quad . \quad (2.9)$$

つまり、遅延時間が”0”付近では、レーザの位相雑音は生じていないため干渉縞の強度が高く、遅延時間 τ が増加するに従い、レーザの位相雑音も増加して干渉縞の強度の絶対値は 1 から 0 に向かって低下することを意味する。

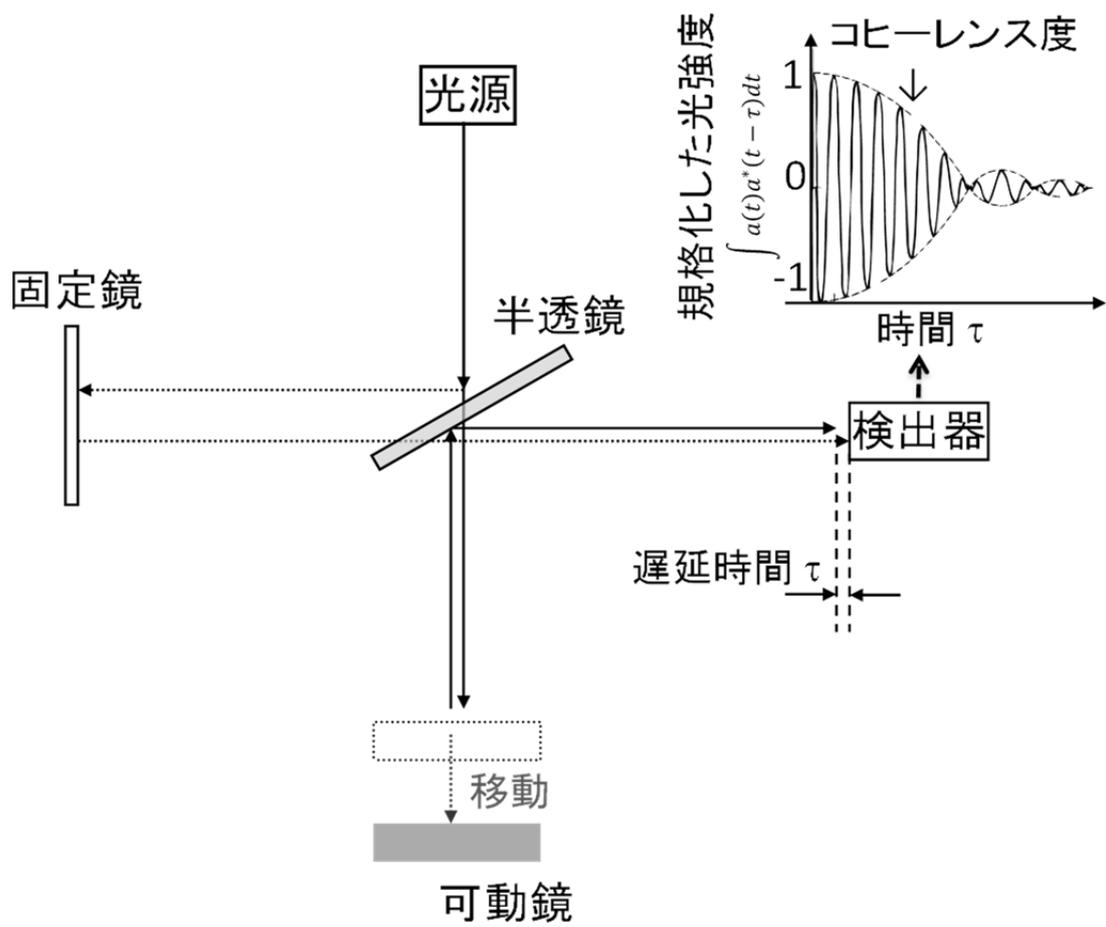


図 2.6 Michelson 干渉計によるコヒーレンス度測定

2.3.2 光強度相関解析の基本原理 $-|\gamma|^4+1$ の導出

測定系の基本構成を図 2.7 に示す. 測定系は C-OFDR[1, 20]をベースとした. 被測定レーザ (LUT: Laser Under Test) から系へレーザ光 (被測定光) を入射し, 外部変調器によって周波数を線形掃引し, 掃引された被測定光を用いてレイリー後方散乱分布を測定した. ここで, 仮に $E_q(t)$ を掃引時間 T_{swp} の被測定光の電界強度とする (但し, q は光波の測定番号). 往復時間の遅延点 τ_i 上で生じた後方散乱光 $E_q(t - \tau_i)$ はプローブ光 $E_q(t)$ と合波し, ビート信号 $E_q(t)E_q^*(t - \tau_i)$ となる. その結果, 式 (2.3) より反射分布がビート信号の強度スペクトルから以下のように得られる,

$$f_q(\tau_i) = \int a_q(t)a_q^*(t - \tau_i)e^{j2\pi(g\tau_i - f)t} dt \quad . \quad (2.10)$$

(但し, τ_i はスペクトル中心からの時間, g は周波数掃引速度 [Hz/s], f は周波数 [Hz], $a_q(t) = e^{j\theta_q(t)}$ 及び $a_q(t) = e^{j\theta_q(t - \tau)}$ は測定 q の位相雑音) ところで, 信号がエルゴード性を有するとすれば, 時間平均とアンサンブル平均は等しくなり, コヒーレンス度は式 (2.8) を変形し次式のように定義する,

$$\gamma(\tau) \equiv \overline{a_q(t)a_q^*(t - \tau)} \quad , \quad (2.11)$$

ここで $\overline{\quad}$ はアンサンブル平均を示す. レイリー散乱の 1 次元モデルに従って, 特定の遅延点 τ で観測された後方散乱光強度 $P_q(\tau)$ は散乱中心の様々な反射の合計となる[19]:

$$P_q(\tau) = \left| \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_i^N f_q(\tau_i)r(\tau_i) \right|^2 \quad . \quad (2.12)$$

(但し, $r(\tau_i)$ はレイリー散乱の複素ランダム反射, N は反射点の個数) .

$f_q(\tau_i)$ の DC 成分は $a_q(t)a_q^*(t - \tau_i)$ の時間平均であるので, エルゴード性を有する信号である仮定のもと, それはアンサンブル平均 $\overline{a_q(t)a_q^*(t - \tau_i)}$ ($\equiv \gamma(\tau)$) と等しくなる. したがって, $f_q(\tau_i)$ は 相関部と無相関部に分けることができる,

$$f_q(\tau_i) = \gamma(\tau) + n_q(\tau_i) \quad . \quad (2.13)$$

(但し, $n_q(\tau_i)$ はランダム複素数)

式(2.13)を式(2.12)に代入し、 τ 近辺について $\gamma(\tau)$ は一定($=\gamma$) とすると、 $n_q(\tau_i) = n_{q,i}$ および $r(\tau_i) = r_i$ に置き換えて次式を得る、

$$\begin{aligned} P_q(\tau) &= \frac{1}{N} \sum_i^N \sum_j^N f_q(\tau_i) r(\tau_i) f_q^*(\tau_j) r(\tau_j) \\ &= \frac{1}{N} \sum_i^N \sum_j^N (\gamma + n_{q,i})(\gamma^* + n_{q,j}^*) r_i r_j^* \end{aligned} \quad (2.14)$$

同様に、 s 回目に測定した異なる後方散乱光強度 $P_s(\tau)$ も得て、2つの測定波形の間の相関を解析する。ここで、 $n_{q,i}$ のランダム性から $\overline{n_{q,i}} = 0$ と想定し、 $n_{q,i}$ と $n_{s,i}$ ($q \neq s$)及び r_i と r_j ($i \neq j$)は統計的に互いに独立と仮定するとクロネッカーのデルタ関数を用いて以下の式が成り立つ。

$$n_{a,i} n_{b,i}^* \cong \delta_{ab} \overline{n^2} \quad , \quad (2.15)$$

$$\overline{r_a r_b^*} = \delta_{ab} \overline{r^2} \quad , \quad (2.16)$$

但し、

$$\delta_{ab} = \begin{cases} 1 & (a = b) \\ 0 & (a \neq b) \end{cases} \quad .$$

上記式を用いて、2つの測定波形 ($P_q(\tau)$ と $P_s(\tau)$) の間の相関は以下のように表せる。

$$\begin{aligned} \overline{P_q(\tau) \cdot P_s(\tau)} &= \frac{1}{N^2} \sum_i^N \sum_j^N \sum_k^N \sum_l^N \overline{(\gamma + n_{q,i})(\gamma^* + n_{q,j}^*)(\gamma + n_{s,k})(\gamma^* + n_{s,l}^*) r_i r_j^* r_k r_l^*} \\ &= (2\gamma\gamma^* \overline{\gamma^* \gamma^*} + 2\gamma\gamma^* \overline{n n^*} + (\overline{n n^*})^2) \overline{r^2 r^2} \\ &= (\gamma^4 + 1) \overline{r^2 r^2} \end{aligned} \quad (2.17)$$

(但し、 $\gamma^2 + \overline{n^2} = 1$ (エネルギー保存則))

$\overline{P_q(\tau)} = \overline{P_s(\tau)} = \gamma^2 \overline{r^2} + \overline{n^2 r^2} = \overline{r^2}$ を用いると、式 (2.17) から以下の式を導出することができる、

$$\frac{\overline{P_q(\tau) \cdot P_s(\tau)}}{\overline{P_q(\tau)} \cdot \overline{P_s(\tau)}} = |\gamma(\tau)|^4 + 1 \quad . \quad (2.18)$$

上記式は遅延 τ におけるコヒーレンス度の絶対値を示す。

この方法によって単一の被測定レーザで用意した遅延量以内のコヒーレンス度を正確に把握できる。

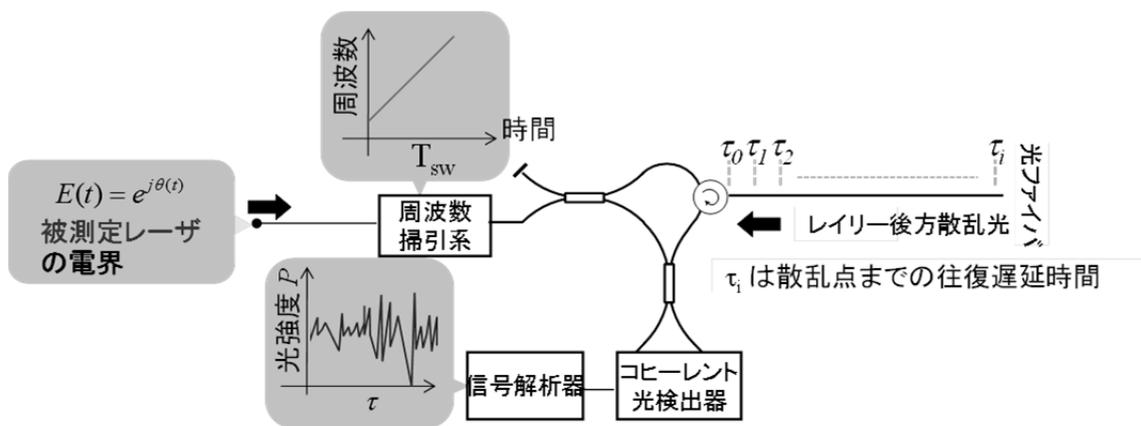


図 2.7 コヒーレンス度測定の基本構成(C-OFDR 系)

2.3.3 光電界相関解析の基本原理 – $|\gamma|^2$ の導出–

フーリエ分光法[21-23]は赤外分光解析で特に強力なツールとして扱える。スペクトル診断の種類の中で、分解能は最大遅延量、つまり干渉計の大きさによって決まる。狭線幅レーザにフーリエ分光法を適用しようとするすると装置規模が大きくなり負担となる。2.3.2.1 では2つの後方散乱光強度の相互相関解析からコヒーレンス度を導出した。

本目では、数百 μs （光ファイバ長に換算して数 km）の広い遅延範囲におけるコヒーレンス度の長さを評価するフーリエスペクトル解析法について述べる。光のコヒーレンスに直接関係する現象としてレーザのスペックルはよく知られている[24-27]。一般的に、C-OFDR 測定で得られるビート信号の強度スペクトルなどのスペックルパターンはコヒーレンス作用からなるため、スペックルのコントラストをモニタリングすることでコヒーレンス度を測定できる[28, 29]。

光電界相関解析によるコヒーレンス度の導出について 2.3.2.1 と同様に図 2.7 を用いて述べる。被測定レーザ（LUT）から出射されたレーザ光は C-OFDR の光源として用いられ、光ファイバ中の散乱点までの往復時間もしくは距離の関数として光ファイバ中のレイリー後方散乱光として観測される。光ファイバは単一モード光ファイバ（SMF: Single Mode Fiber）を用いた LUT の直線周波数掃引は外部単側波帯（SSB）変調器の変調側波帯の掃引で行った。ここで、変調光 $a_q(t)e^{j\{\omega_0 t + \pi g t^2\}}$ が SMF へ入力する。但し、 ω_0 は中心角周波数、 g は周波数掃引速度 [Hz/s]、 $a_q(t) = e^{j\theta_q(t)}$ はレーザ光のコヒーレンスを劣化させる要因である位相雑音である。光ファイバ中の往復時間 τ_i における単一反射点は後方散乱光と参照光のビート信号のフーリエ変換スペクトル $f_{q,\tau_i}(g\tau)$ として検出される。 τ 点で観測されるスペックルの電界振幅 $e_q(\tau)$ はランダムではなく時間的に不変な散乱係数 $r(\tau_i)$ で重み付けされたスペクトル $f_{q,\tau_i}(g\tau)$ の重ね合わせである。ここで、 τ_i は τ 近辺の部分的な散乱点を示す[18]。2.3.2. では取得した電界振幅の 2 乗を光強度として解析に用いている。

異なる独立した同一測定が可能だとすれば、添え字“ q ”が“ s ”に表される。唯一の違いは $a_q(t) = e^{j\theta_q(t)}$ と $a_s(t) = e^{j\theta_s(t)}$ で表される試験光の位相雑音である。2 つのレーザ光は同一の波として変調され、スペックル振幅 $e_{(q,s)}(\tau)$ は同一のランダム係数 $r(\tau_i)$ による $f_{(q,s),\tau_i}(g\tau)$ の重ね合わせである。それゆえ、これらの相関 $\overline{e_q(\tau)e_s^*(\tau)}$ は $f_{q,\tau_i}(g\tau)$ と $f_{s,\tau_i}(g\tau)$ の間もしくはパーセバルの定理によるこれらの逆フーリエ変換の間を直接評価する。したがって、下記式が得られる。

$$\overline{e_q(\tau)e_s^*(\tau)} = e^{j(\omega_q - \omega_s)\tau} \int_0^T a_q(t)a_q^*(t-\tau)a_s(t)a_s^*(t-\tau) dt \quad (2.19)$$

最後の式では τ_i 近辺の相関は一定との仮定の下 τ_i を τ へ置換した。集録時間 T がコヒーレンス時間と比較して十分長いのであれば、時間平均とアンサンブル平均は等しくなり独立した q 回と s 回の処理結果は各々の平均の結果と等しい。それ故、

$$\overline{e_q(\tau)e_s^*(\tau)} = e^{j(\omega_q - \omega_s)\tau} \cdot |\gamma(\tau)|^2 \quad , \quad (2.20)$$

となり、2回の測定の中心周波数が同じであれば、 $\overline{e_q(\tau)e_s^*(\tau)}$ は実数となることがわかる。

ここで、式 (2.8) から $\gamma(\tau) \equiv \int a_{q,s}(t)a_{q,s}^*(t-\tau) dt$ がコヒーレンス度であるので、式 (2.20) からコヒーレンス度の長さの二乗を求めることができる。

光強度の相関は式 (2.18) から、

$$\overline{P_q(\tau) \cdot P_s(\tau)} = \overline{|e_q(\tau)|^2 |e_s(\tau)|^2} = |\gamma(\tau)|^4 + 1 \quad , \quad (2.21)$$

と導出され、光電界相関法及び光強度相関法の両手法はコヒーレンス度を等しく解析可能であり共に有効な手段である。

2.3.4 狭線幅レーザーのコヒーレンス度評価

2.3.2 及び 2.3.3. で述べた理論を実験にて検証した結果を述べる.

2.3.4.1 光強度相関解析を用いた半導体レーザーの評価

被測定レーザーとして中心波長 1.55 μm の 2 種類の半導体レーザーを用意した (表 2.1). LUT(I) は NEL (NLK1C6DAAA), LUT(II) は Rio (RIO0194-1-01-1) である. 事前に 80 km の DSHM を用いてスペクトルの半値半幅 (HWHM: Half Width at Half Maximum) を推定した (結果は表 2.1 に記載).

図 2.8 に用いた実験系を示す. 周波数掃引部は単側波帯 (SSB) 変調器 (住友大阪セメント社製) 及び周波数掃引 RF シンセサイザ (Agilent E8257D) を用いて掃引した[30]. 周波数掃引 RF シンセサイザから 5.5 GHz から 6.5 GHz にランプ掃引して出力された信号は 3 つの周波数通倍器を用いて高周波 (44 GHz – 52 GHz) の信号となり, 40 GHz の局発信号とミキシングすることで周波数掃引幅を 8 GHz まで拡大した. 周波数掃引幅の拡大は高分解能な反射計測を可能にし, 式(2.7)から距離分解能は 12.5 mm となる (時間に換算すると 0.125 ns). 掃引時間をそれぞれ 16 及び 64 ms と設定することで周波数掃引速度は 500 GHz/s 及び 125 GHz/s を使用した. SSB 変調器にて変調された被測定光のスペクトルの +1 次の側波帯と他の側波帯との抑圧比はおよそ 20 dB である. 干渉計は光カプラ (2 個) とサーキュレータで構成され 2 km のシングルモード光ファイバ (往復遅延時間: 20 μs) へ掃引した被測定光を入射し, 後方散乱光を受け取る. 音響雑音の影響を防ぐため, 光ファイバは防音箱内に設置した. 実験系における偏波の影響は, 光信号を S 波及び P 波の偏光方向毎に分離する特徴を持つ偏波ダイバーシティ構成を適用することで偏光成分毎に信号検出することで無視できる. 後方散乱光はバランス光検出器 (New Focus TM 1617-AC-FC) で検出し, 電気フィルターを通した後 1 GHz サンプリングが可能な 8 bit A/D コンバータ (NI PXI-5154) で信号を抽出した. この信号は信号処理部 (PC) でコヒーレンス度の解析に用いられる.

$P_q(\tau)$ 及び $P_s(\tau)$ の後方散乱光強度分布を図 2.9 に示す. グラフはコヒーレンス時間以内と以遠の 2 つの遅延範囲を示している. グラフの縦軸は線形で表示しており, プロット間隔は 125 ps である. 図 2.9 (a) が示すように, コヒーレンス時間以内において $P_q(\tau)$ と $P_s(\tau)$ の後方散乱光強度パターンに強い相関がみられる. 一方で, 図 2.9 (b) に示す 2 つのパターンは異なる. これらの特徴は光強度相関から $|\gamma(\tau)|^{4+1}$ の式を導出した理論から理解できる.

これらのスペckル強度揺らぎから遅延 τ 周辺の $P_q(\tau)$ と $P_s(\tau)$ の信号データを 125 ns 区間ごとに 1000 ポイント抽出し、相互相関を計算した。結果を図 2.10 に示す。図から、 $P_q(\tau)$ と $P_s(\tau)$ の相関値は 1 と 2 の間でプロットされているのがわかる。これはコヒーレンス度が $0 \leq |\gamma(\tau)| \leq 1$ であることを考えると、式 (2.18) の右辺は $1 \leq |\gamma(\tau)|^4 + 1 \leq 2$ となり整合する。次に、 $|\gamma(\tau)|^4 + 1$ から $|\gamma(\tau)|$ を算出した。 $|\gamma(\tau)|$ は 100 回加算平均した。この結果を図 2.11 に示す。図 2.11 (a)及び (b)はそれぞれ $T=16$ ms と $T=64$ ms の結果である。2つのグラフの間には明確な相違は見られない。計測した $|\gamma(\tau)|$ は τ が増加するにつれて従い単調に減少し、 $|\gamma(\tau)| \cong 1/e$ の時の τ はコヒーレンス時間を示唆している。この結果は LUT (II)は LUT (I)よりもコヒーレンス時間が長いことを示し、この特徴は LUT (II)が狭い線幅を示した DSHM 結果と良く一致する。

表 2.1 被測定レーザ

	3 dB width of beat spectra ($\Delta\nu$)*	Estimated HWHM (Lorentzian) $\Delta\nu/4$	Estimated HWHM (Gaussian) $\Delta\nu/2\sqrt{2}$
(I) NEL LD NLK1C6DAAA	670 kHz	170 kHz	235 kHz
(II) Rio LD RIO0194-1-01-1	110 kHz	30 kHz	40 kHz

* Measured by delayed self-heterodyne method with 80 km delay fiber

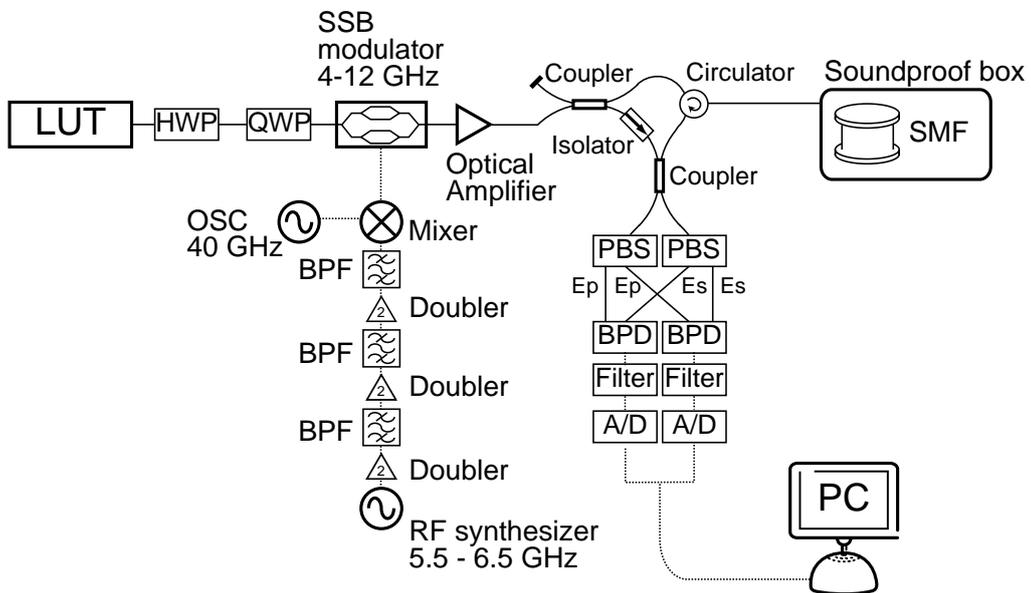


図 2.8 コヒーレンス度評価系

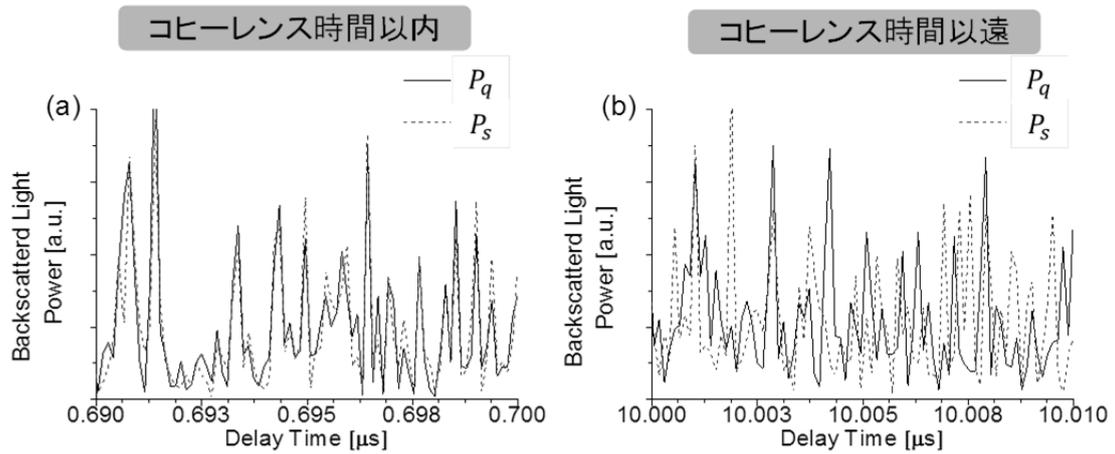


図 2.9 C-OFDR 測定結果(Rio LD)
 (a)コヒーレンス時間以内, (b)コヒーレンス時間以遠

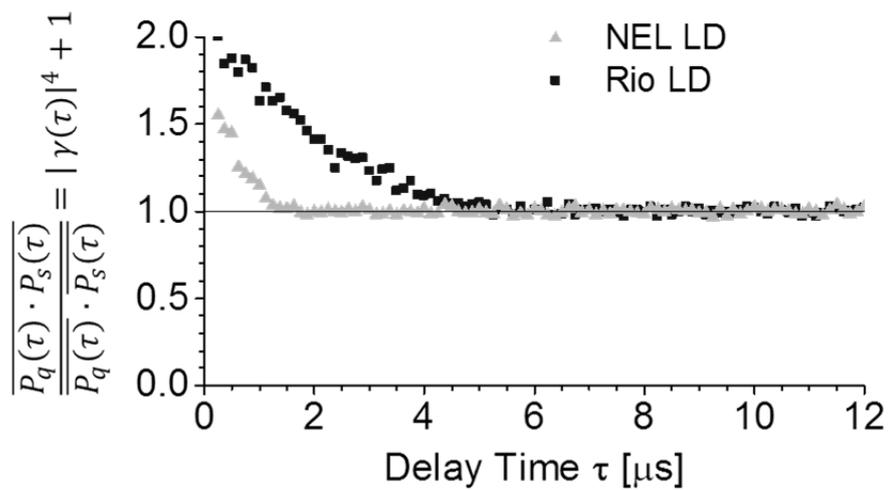


図 2.10 $P_q(\tau)$ と $P_s(\tau)$ の相関解析

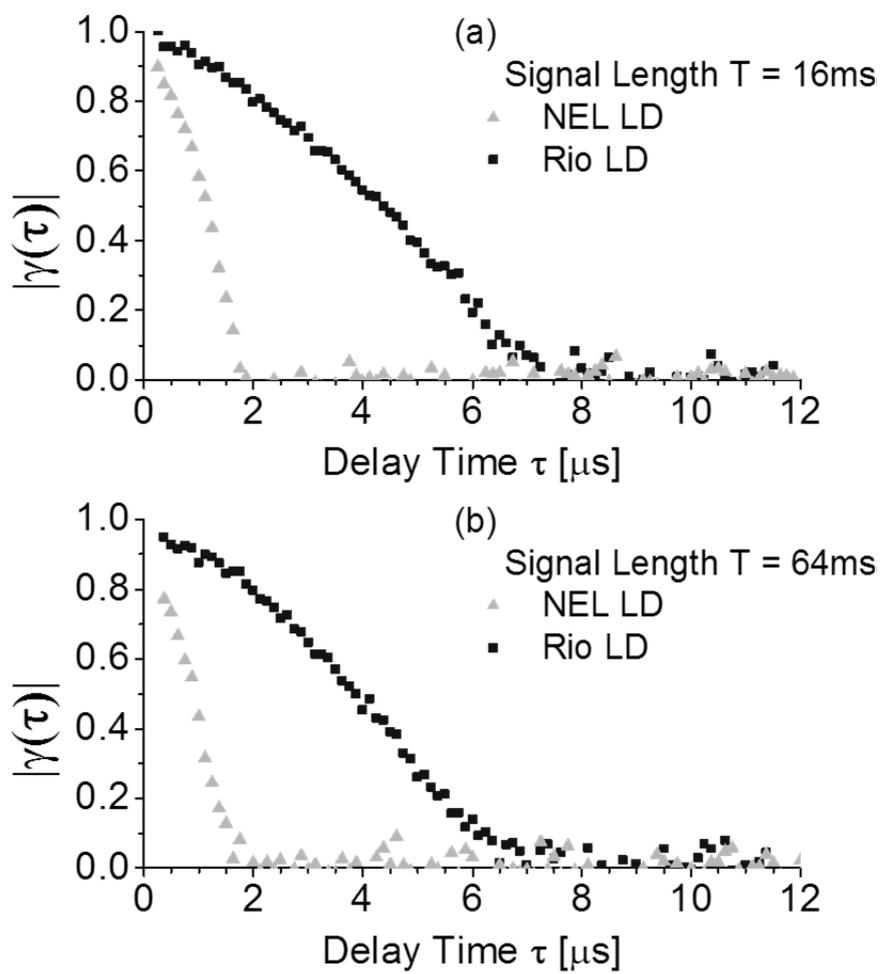


図 2.11 半導体レーザのコヒーレンス度結果

測定したコヒーレンス度のプロット形状はパワースペクトル形状の情報を含む。これらのコヒーレンス度のプロット形状が上に凸状であることはスペクトルがローレンチアンよりもガウシアン形状であることを示唆する。また、コヒーレンス度はパワースペクトル密度 $S(\nu)$ においてウィナー-ヒンチンの定理[31]に従ってフーリエ変換対の関係にある、

$$S(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(\tau) e^{j2\pi\nu\tau} d\tau \quad . \quad (2.22)$$

もしスペクトルが左右対称と仮定すると、この定理は以下の式に修正できる、

$$S(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} |\gamma(\tau)| e^{j2\pi\nu\tau} d\tau \quad . \quad (2.23)$$

上記式より、コヒーレンス度からレーザのスペクトル形状を推定することが可能になる。

図 2.12 に図 2.11 (a)中の $|\gamma(\tau)|$ のフーリエ変換スペクトルを示す。もしパワースペクトル密度が対称形状であるとすれば、図 2.12 (a)と(b)中のパワースペクトル密度の半値半幅 (HWHM: Half Width at Half Maximum) はガウシアンフィッティングの後 260 kHz 及び 58 kHz となる。LUT (I) のスペクトル幅はガウシアン形状を仮定した DSHM 結果と実験的に良く一致する。一方で、LUT (II)において、約 1.5 倍の差異が見られる。値の不一致として考えられる要因として、16~64 ms の掃引時間のスペクトルを観測しているのに対して DSHM は 0.4 ms (80 km 光ファイバ) の遅延時間のピートを観測していることが挙げられる。もし、信号が遅い周波数ドリフトを含むとすれば、上記の不一致は許容できる。

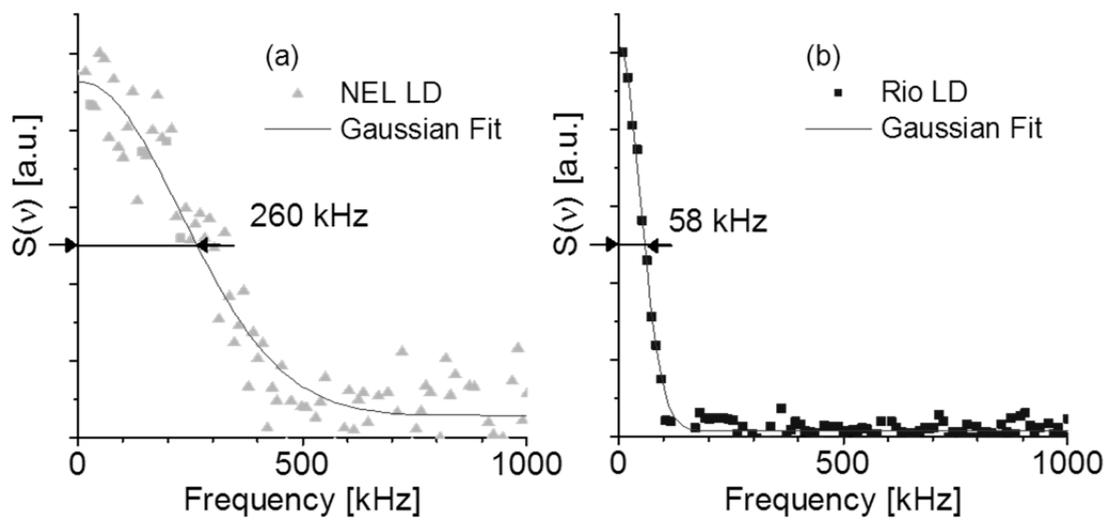


図 2.12 コヒーレンス度のフーリエ変換スペクトル

2.3.4.2 光電界相関解析を用いた最先端ファイバレーザの評価

本目では、被測定レーザ (LUT) として波長 $1.55 \mu\text{m}$ の 2 つのファイバレーザと 1 つの半導体レーザを用意した。LUT#1 は NKT Photonics 社製 Koheras E15, LUT#2 は Orbits 社製 Lightwave Eternal, LUT#3 は 2.3.4.1 の LUT(II) で用いた RIO PLANEX (RIO0194-1-01-1) を比較のため評価した。実験系は図 2.8 と同じである。掃引幅 $\Delta F = gT$ を決定する周波数掃引速度 g 及び集録時間 T はフレキシブルに選択可能であるが次の条件を満たす必要がある。第一に、集録時間 T は想定しているコヒーレンス時間より十分に長い必要がある。これは全ての位相揺らぎを集録時間内に含めるためである。本目では、幾つかの集録時間 T_s にて実験を実施し、十分なランダム化を想定される値を調査した。第二に、取得したスペックル相関の範囲内においてコヒーレンス度 (DOC) は一定であることが要求される。反射計の遅延分解能 $\Delta\tau$ は式 (2.7) で示した通り、周波数掃引幅の逆数 $\Delta\tau = 1/\Delta F$ に制限される。サンプル数 N を用いると相関を得られる範囲は $N\Delta\tau$ となり、この範囲内で DOC を一定にするため LUT のスペクトル幅 $\Delta\nu$ は $1/N\Delta\tau$ より小さい必要がある。ここで、 $\Delta F > N\Delta\nu$ が要求条件となる。したがって、電気変調器によって実行される掃引の場合、掃引幅は測定することが可能な最大スペクトル幅を制限する。

LUT の出力強度は概ね 10 dBm とした。SSB 変調器による損失は約 -19 dB であり、光増幅器は SMF への入射端にて約 6 dBm の光強度を得るために用いた。C-OFDR の SN 比は 40 km 地点にておよそ 25 dB である。

測定は毎回 0.2 秒で実施し、取得したスペックルパターンの連続した 1 組は相関解析にて用いられる。散乱光の X と Y 偏波は偏波ダイバーシティにて取得され、スペックル相関はジョーンズベクトルの内積を用いて解析された、

$$\overline{\vec{e}_q(\tau) \cdot \vec{e}_s^*(\tau)} = \overline{e_q^{(x)}(\tau)e_s^{(x)*}(\tau)_q + e_q^{(y)}(\tau)e_s^{(y)*}(\tau)_q} \quad . \quad (2.24)$$

実験的に 3 つの LUT を検証した。図 2.13 にレーザの想定したコヒーレンス時間 τ_c よりも短い遅延と長い遅延箇所にて観測した反射スペックルの例を示す。利用した SMF は非偏波保持タイプであり、偏波ダイバーシティは偏波ビームスプリッタを用いて構成した。散乱光の強度プロットは X 及び Y 偏波の平方和とする。1 回目 (q -th) 測定の結果を青実線で示し、赤破線は同じ LUT にて連続で行った 2 回目 (s -th) 測定を示す。図中に示す通り、 $\tau < \tau_c$ の時、 $e_q(\tau)$ と $e_s(\tau)$ の強度及び位相の揺らぎは一致していることがわかる (図 2.13 左列)。一方で、 $\tau > \tau_c$ の時、相関が完全に失われている (図 2.13 右列)。この性質は実験で用いた全ての LUT で観測され、理論

的解析によって正確に予測されている。

3つのLUTに関する相関結果 $\overline{e_q(\tau)e_s^*(\tau)}$ を図2.14に示す。相関の実部と虚部を図2.14(a)中に表す。これらの相関の値は理論的に実数であるが、図に示すように実際の値は複素数となり周期的な振動を含む。この振動は2つの測定 $e_{q,s}(\tau)$ の間に生じたレーザ中心周波数の変動もしくはファイバ温度変化によるものと想定される。複素数の絶対値はこれらの実部及び虚部から計算される(図2.14(b))、ここで絶対値はDOCの二乗を示す。3つの同様の条件下で測定した結果をLUT#1(黄緑及び青、茶)及びLUT#2(赤及び緑、紫)についてプロットした。LUT#3の結果は図2.14(c)にプロットした(スケールを拡大して示す)。これらのDOC曲線は遅延に比例して単調に減少するが、減少率はLUT毎に唯一とわかる。また、 $\tau=0$ では値は1近傍を示し、コヒーレンス度の特性($0 \leq |\gamma(\tau)| \leq 1$)と一致する。

$\overline{e_q(\tau)e_s^*(\tau)}$ の平方根を取得することで、コヒーレンス度の長さを得られる。Wiener-Khinchinの定理から式(2.23)を利用して、パワースペクトルの偶関数情報を得ることができる(DOCの位相情報が欠如するため奇関数情報はわからない)。これにより、取得したスペクトル形状を図2.15に描く。測定は0.2 s毎に行われ、連続したスペックルグラフはそれらの相関を検証した。測定を通して同一のLUTに関する観測されたスペクトルの偏差は重大ではないとわかる。LUT#1からLUT#3における半値全幅(FWHM: Full-Widths at Half-Maximum)は各々約6 kHz及び約10 kHz、約120 kHz(2.3.4.1の結果と同じ)であった。

コヒーレンス時間以内 コヒーレンス時間以遠

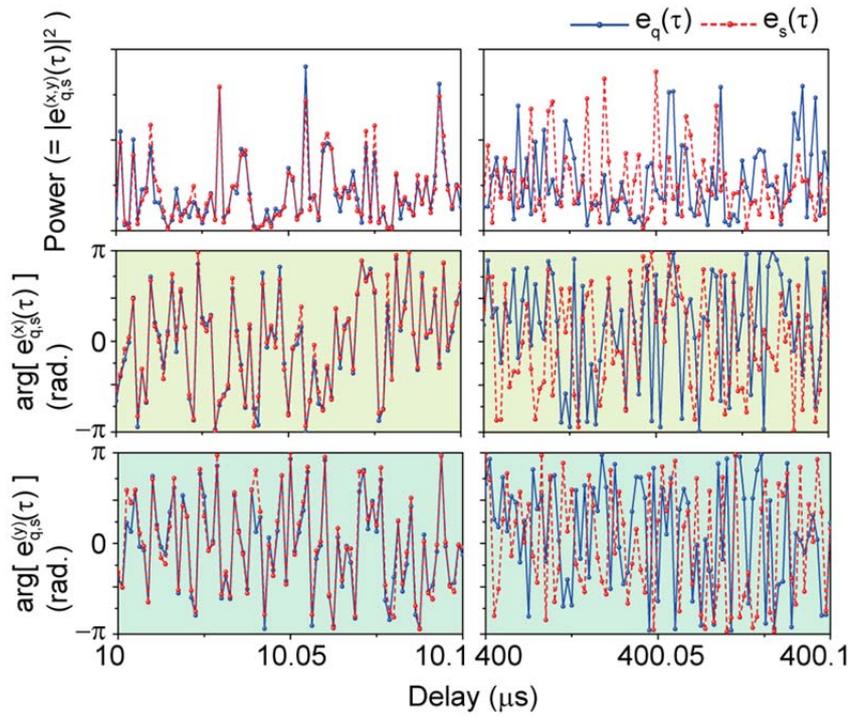


図 2.13 コヒーレンス時間以内及び以遠における C-OFDR 波形(FUT#1)
 (上段:パワースペクトル, 中段:X 偏波の位相, 下段:Y 偏波の位相)

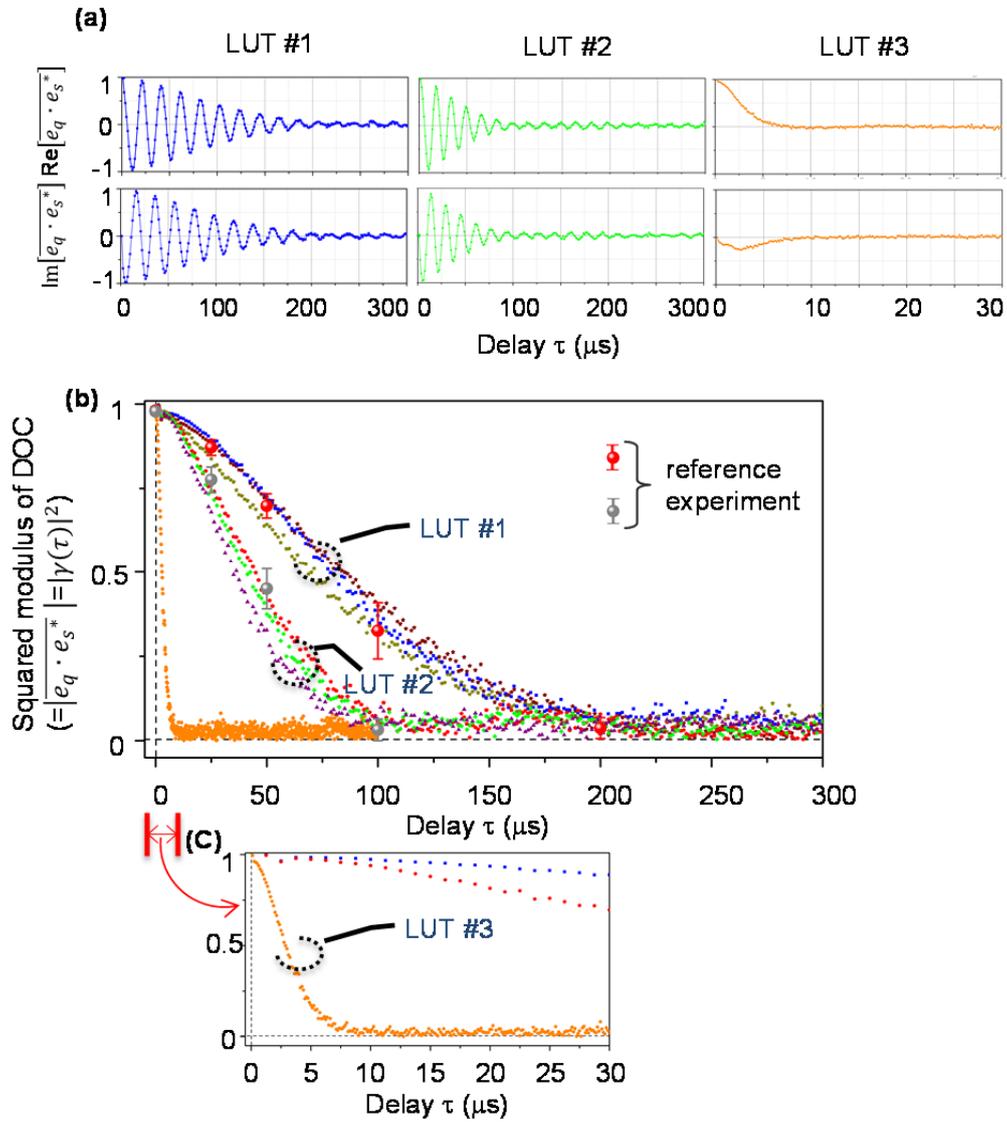


図 2.14 (a) 3つの LUT における相関結果 $\overline{e_q(\tau)e_s^*(\tau)}$ の実部及び虚部. 1つの相関の値に利用された遅延範囲 $N=1000$. (b) 実部及び虚部から得られた DOC の絶対値の二乗. (c) (b) の拡大図

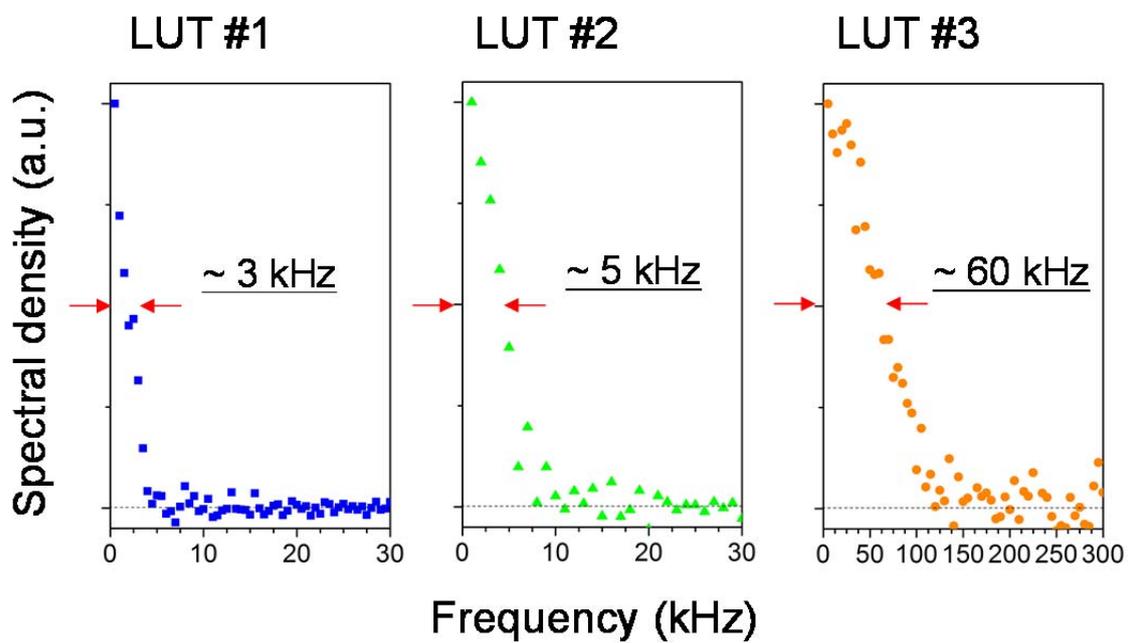


図 2.15 測定された LUT のスペクトルプロファイル. パワースペクトル密度は図 2.14 に示した DOC を用いて Wiener-Khinchin の定理から取得

測定結果のサンプリング時間 T の依存性を検証するため、複数の T に関するデータを収録した(図 2.16). 3つの LUT の中で最も長いコヒーレンス時間を有すると想定される LUT#1 を詳細に観測した傾向として、積分時間 T が短いと全ての実験にて取得した $\overline{e_q(\tau)e_s^*(\tau)}$ 曲線に屈曲な揺らぎが現れる. 理論的考察に述べた通り、観測された揺らぎは起こりうる全てのランダム事象を含めるのに不十分なサンプリング時間であった結果と推測する. そのような場合、光はとても長い遅延においても時々コヒーレントのように思われるが、その地点における干渉は消失している可能性があり、このケースは独立した事象に左右される.

次に、LUT#1 を計測したスペックル $e_q(\tau)$ と $e_s(\tau)$ を式(2.20)の通りに解析し、位相項 $(\omega_q - \omega_s)\tau$ を求めた(図 2.17). 位相項 $(\omega_q - \omega_s)\tau$ は遅延時間に対して線形に変化していることがわかる. これは、 $e_q(\tau)$ と $e_s(\tau)$ でレーザの中心周波数が異なることを示している. ここで、 $(\omega_q - \omega_s)\tau$ が 2π 変化する時の遅延時間からレーザの中心周波数の変化量を求めると約 50 kHz となる. したがって、測定間隔 0.2 ms の間にレーザの中心周波数は約 50 kHz ドリフトしているとわかる.

上記に述べた通り、スペックルの複素電界からコヒーレンス度を解析することで数百 μs の長い遅延時間範囲のフーリエスペクトル測定が可能となった. 従来の自己遅延ヘテロダイン法では有限な遅延時間を用いたビートスペクトルのみしか観測できず、測定結果に曖昧さを含んでいた. スペックル統計解析法は用意した遅延時間の範囲内であればコヒーレンス度を一意に測定可能であり狭線幅レーザ評価法として非常に有用である.

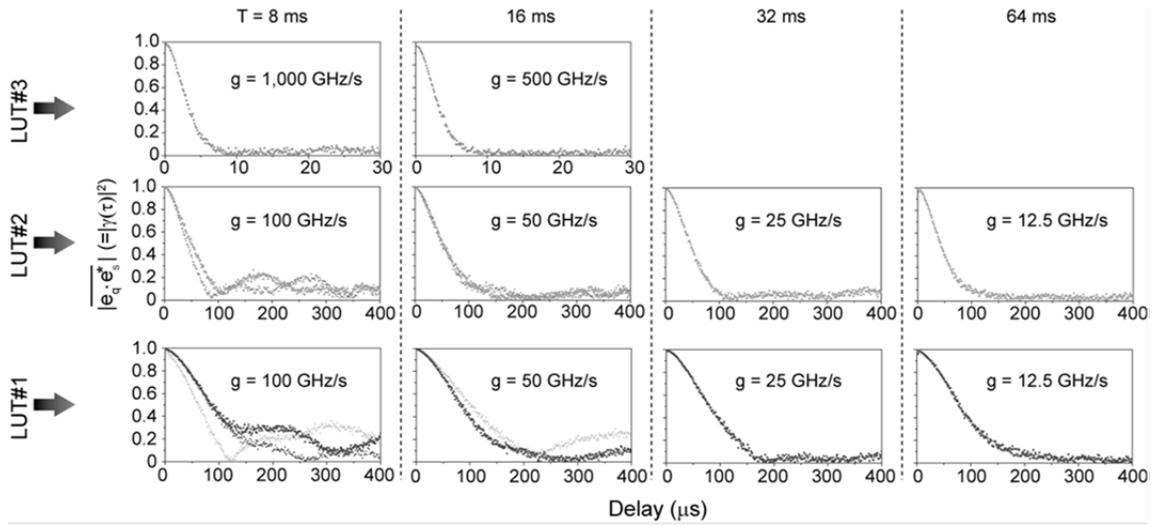


図 2.16 異なる掃引時間で観測したコヒーレンス度の長さの二乗

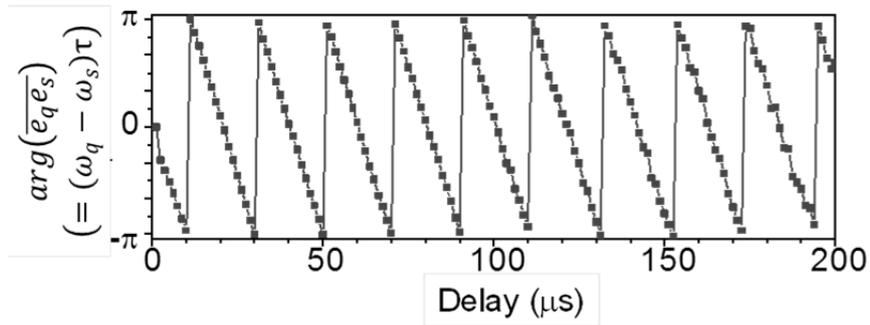


図 2.17 LUT#1 の相関結果 $e_q(\tau)e_s^*(\tau)$ の位相項 $(\omega_q - \omega_s)\tau$

2.3.4.3 マッハツェンダー干渉計を用いた参照実験

測定結果の信頼性を検証するため、固定遅延を付与したマッハツェンダー干渉計を用いて参照実験を行った。図 2.18 に固定遅延量を付与したマッハツェンダー干渉計を用いたレーザの位相雑音を評価するためにの参照実験系を示す。LUT から送出された連続光は二分岐され、一方は SMF を通り遅延量 τ が付与され、AC 結合光検出器の直流成分を区別するため音響光学周波数シフタ (AOFS: Acousto-Optical Frequency Shifter) によって $\Delta\omega_0$ だけ周波数シフトされた。2つのビームはコンスタレーションダイアグラムを作り出すため 90° ハイブリッドにて合波された。変調周波数及びレーザの線形ドリフトの影響は信号処理によって除去した後、遅延量 0 及び ~ 25 , ~ 50 , ~ 100 , $\sim 200 \mu\text{s}$ の固定遅延の位相分散 $\sigma(\tau)^2$ を評価した。DOC は下記式によって推定される、

$$|\gamma(\tau)|^2 = e^{-\sigma(\tau)^2} \quad . \quad (2.25)$$

0 及び ~ 25 , ~ 50 , ~ 100 , $\sim 200 \mu\text{s}$ の遅延量における位相誤差分散を取得することで図 2.14 (b) の赤色及び灰色のバー内に指し示す通り LUT#1 及び LUT#2 の DOC の解析を可能とした。集録時間は 64 ms である。結果より、スペckル相関解析にて得られた結果とよく一致していることが明白である。これより、提案手法は kHz 線幅レーザの DOC を明確に測定できるといえる。

2.3.4.4 SMF の機械的振動の影響

ここではコヒーレンス度の過小評価に繋がる SMF の機械的振動の影響について述べる。防音箱内に設置した同一の 40 km ファイバ長 (遅延量: $\sim 200 \mu\text{s}$) の SMF の機械的振動に起因した位相分散を検証した (図 2.19)。音響計を用いて測定した音圧密度の強度は防音箱外ではおおよそ 58 dB (16 mPa)、防音箱内では 54 dB (10 mPa) であった。コンスタレーションの広がりには LUT の位相揺らぎによって生じたものより十分小さいことがわかる。同じ 40 km ファイバ長 (遅延量: $\sim 200 \mu\text{s}$) の SMF は干渉計の両方のファイバに割り入れられ、2つの SMF の振動は非相関と仮定の下、一つの SMF に生じた分散は $\sim 0.1 \text{ rad}^2$ と推定される。これは $|\gamma(\tau)|^2 \cong 0.95$ に相当するのに対して、同様の遅延量にて観測された DOC はほとんど除外された。したがって、DOC はわずかに過小評価されるが影響は重大でないといえる。

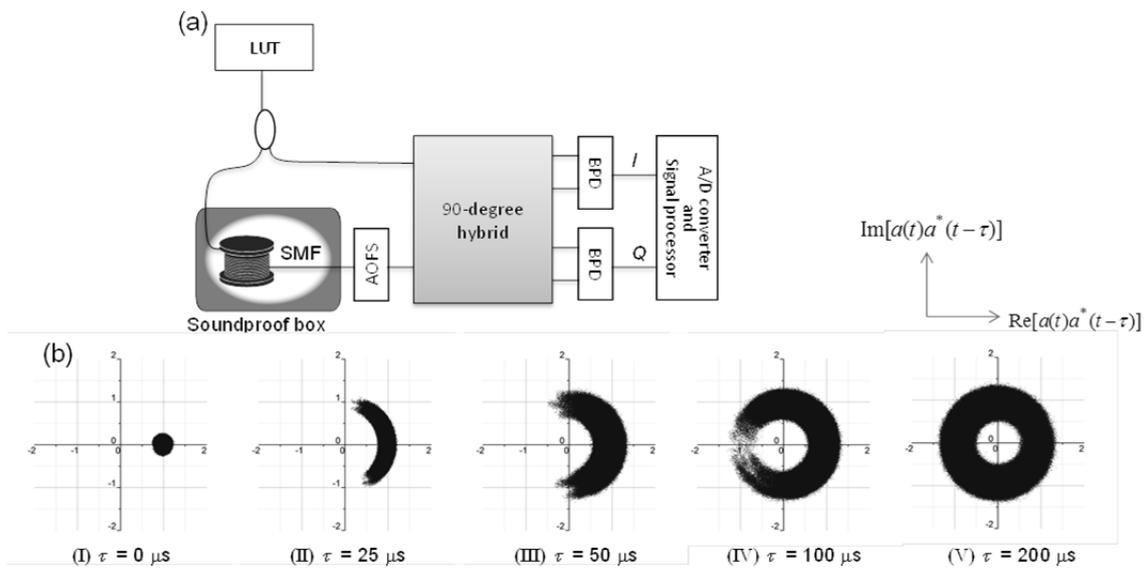


図 2.18 固定遅延量を付与したマツハツエンダー干渉計をベースとした一般的な参照実験. (a) 音響光学周波数シフタ(AOFS)により AC 結合光検出器の利用が可能. 固定的な周波数成分は信号処理にて除去. (b) LUT#1 の遅延量 0 及び ~25, ~50, ~100, ~200 μs の固定遅延における位相雑音の自己相関の取得から, DOC を $|\gamma(\tau)|^2 = e^{-\sigma(\tau)^2}$ にて解析. $|\gamma(\tau)|^2$ はそれぞれ 1.0 及び 0.85, 0.7, 0.4, 0.08

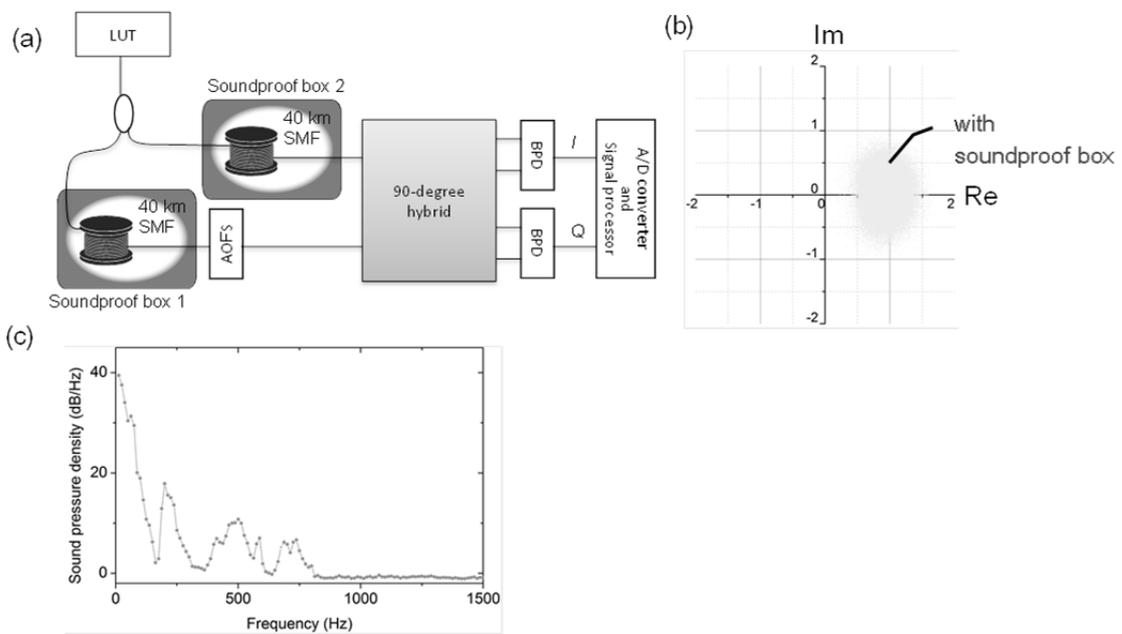


図 2.19 SMF の機械的振動の影響を検証する実験系. (a) 干渉計の両パスに同一の 40 km 長(遅延量: $\sim 200 \mu\text{m}$) の SMF を割り入れ. 2 つの SMF は互いに異なる防音箱内に設置. (b) 観測されたコンスタレーションダイアグラム. 相当する $|\gamma(\tau)|^2$ は 0.95. (c) 防音箱内の音圧密度

2.3.5 システム簡略化

2.3.5.1 標準的な光変調器の適用

2.3.4 項にてレイリースペckル解析を用いて狭線幅レーザのコヒーレンス度 (DOC) を用意した遅延量内にて正確に評価できることを示した。このとき、単側波帯 (SSB) 変調器を用いた C-OFDR にてレイリースペckルを測定した。この方法によって単一の被測定レーザにて用意した遅延量におけるコヒーレンス度を正確に把握できるが、SSB 変調器による挿入損失や接続損失に起因した光強度損失が生じる。本目では C-OFDR の系に一般的な位相変調器を適用し、SSB 変調器より大きい側波帯生成効率である両側波帯を発生させる。このとき、2.3.3 に示したスペckル相関解析法を修正することで一般的な位相変調器を適用した系にてコヒーレンス度 (DOC) を評価することが可能であることを述べる。

外部周波数掃引を適用した C-OFDR システムを図 2.20 に示す。被測定レーザ (LUT) から放出されたレーザ光は一般的な位相変調器に入力する。位相変調器は周波数掃引速度 $\pm g$ にて線形にレーザ光を変調し、光キャリアは逆方向に掃引する +1 次 と -1 次の側波帯変調される。変調された光はシングルモードファイバ (SMF) に入力され、SMF 長手方向の後方レイリー散乱光を測定可能である。光キャリアの +1 次側波帯を考えれば、SMF 内の遅延 τ 地点の後方レイリー散乱光の信号と参照信号とのビート信号の光電流は、

$$I^{(+)}(\tau) = e^{j\{2\pi g\tau t + \theta(t) - \theta(t-\tau) + \omega_0 t - \pi g \tau^2\}} + C.C. \quad (2.26)$$

ここで、 ω_0 は中心周波数、 $\theta(t)$ は時間 t における位相雑音のランダム変動である。C.C. は第 1 項の複素共役である。

同様に、光キャリアの -1 次側波帯のビート信号は下記通りに発生する。

$$I^{(-)}(\tau) = e^{j\{-2\pi g\tau t + \theta(t) - \theta(t-\tau) + \omega_0 t + \pi g \tau^2\}} + C.C. \quad (2.27)$$

図 2.20 に示す通り、+1 次 と -1 次側波帯を同時に検出した際、ビート信号の合計 $I^{(+)}(\tau) + I^{(-)}(\tau)$ が測定される。C-OFDR ではビート信号の合計のフーリエ変換が各遅延 τ 上の反射波形を示すので、

$$F[I^{(+)}(\tau) + I^{(-)}(\tau)] \quad , \quad (2.28)$$

ここで、 F はフーリエ変換を意味する。

DOC を評価するため、2 回(q -th と s -th)測定を実施し、2 つのスペックル分布を取得する。SSB 変調器を用いた従来の C-OFDR 構成では、式 (2.20) に示した通り 2 つのスペックルパターンの相関 $e_q(\tau)$ と $e_s(\tau)$ は DOC の長さの二乗に等しい、

$$\begin{aligned} \overline{e_q^{(+)}(\tau)e_s^{(+)*}(\tau)} &= \int F[I_q^{(+)}(\tau)]F[I_s^{(+)*}(\tau)] d\tau \\ &= |\gamma(\tau)|^2 e^{j\Delta\omega_0\tau} \end{aligned} \quad . \quad (2.29)$$

ここで、 $\overline{\quad}$ はアンサンブル平均を示し、 $\Delta\omega_0$ は q 回と s 回の測定における中心角周波数の差 $\Delta\omega_0 = \Delta\omega_{0,s} - \Delta\omega_{0,q}$ 、または q 回と s 回の測定の間で光ファイバの伸長によって生じた位相回転と定義する。 $|\gamma(\tau)|^2$ は DOC の長さの二乗である。両方の側波帯は同時に検出された時、スペックル相関 $e_{q,s}^{(\pm)}(\tau)$ は以下の式によって得られる、

$$\begin{aligned} \overline{e_q^{(\pm)}(\tau)e_s^{(\pm)*}(\tau)} &= \int \left\{ F[I_q^{(+)}(\tau)]F[I_s^{(+)*}(\tau)] + F[I_q^{(+)}(\tau)]F[I_s^{(-)*}(\tau)] \right. \\ &\quad \left. + F[I_q^{(-)}(\tau)]F[I_s^{(+)*}(\tau)] + F[I_q^{(-)}(\tau)]F[I_s^{(-)*}(\tau)] \right\} d\tau \end{aligned} \quad . \quad (2.30)$$

また、簡単な数学により、

$$\int F[I_q^{(+)}(\tau)]F[I_s^{(+)*}(\tau)] d\tau = |\gamma(\tau)|^2 e^{j\Delta\omega_0\tau} \quad ,$$

$$\int F[I_q^{(-)}(\tau)]F[I_s^{(-)*}(\tau)] d\tau = |\gamma(\tau)|^2 e^{-j\Delta\omega_0\tau} \quad ,$$

$$\int F[I_q^{(+)}(\tau)]F[I_s^{(-)*}(\tau)] d\tau = 0 \quad ,$$

$$\int F[I_q^{(-)}(\tau)]F[I_s^{(+)*}(\tau)] d\tau = 0 \quad ,$$

が得られる. $\int F[I_q^{(+)}(\tau)]F[I_s^{(-)*}(\tau)] d\tau$ と $\int F[I_q^{(-)}(\tau)]F[I_s^{(+)*}(\tau)]$ の零値は異なる側波帯の次元 (+1 次と-1 次) のスペクトル間では重ならないことによる.

したがって, 式 (2.30) は,

$$\overline{e_q^{(\pm)}(\tau)e_s^{(\pm)*}(\tau)} = |\gamma(\tau)|^2 \cos \Delta\omega_0\tau \quad (= X) \quad . \quad (2.31)$$

と書くことができる. これより, $\overline{e_q^{(\pm)}(\tau)e_s^{(\pm)*}(\tau)}$ は常に実数であり虚部は零とわかる.

次に, 図 2.20 に示した 90° ハイブリットを用いることで $\pi/2$ 異なるビート信号 $d_{q,s}^{(\pm)}(\tau)$ を集録し, 直交経路からスペクトル振幅 $d_q^{(\pm)}(\tau)$ と $d_s^{(\pm)}(\tau)$ を観測する. これにより, $e_q^{(\pm)}(\tau)$ と $d_s^{(\pm)}(\tau)$ の間の相関を試験し, 以下を得る,

$$\overline{e_q^{(\pm)}(\tau)d_s^{(\pm)*}(\tau)} = |\gamma(\tau)|^2 \sin \Delta\omega_0\tau \quad (= Y) \quad . \quad (2.32)$$

この相関においても実数となり虚部は零となる. 式 (2.31) と式 (2.32) から, 下記式を得ることができる,

$$|\gamma(\tau)|^2 = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad . \quad (2.33)$$

この結果から遅延 τ 毎の DOC の長さの二乗を評価することが可能となる.

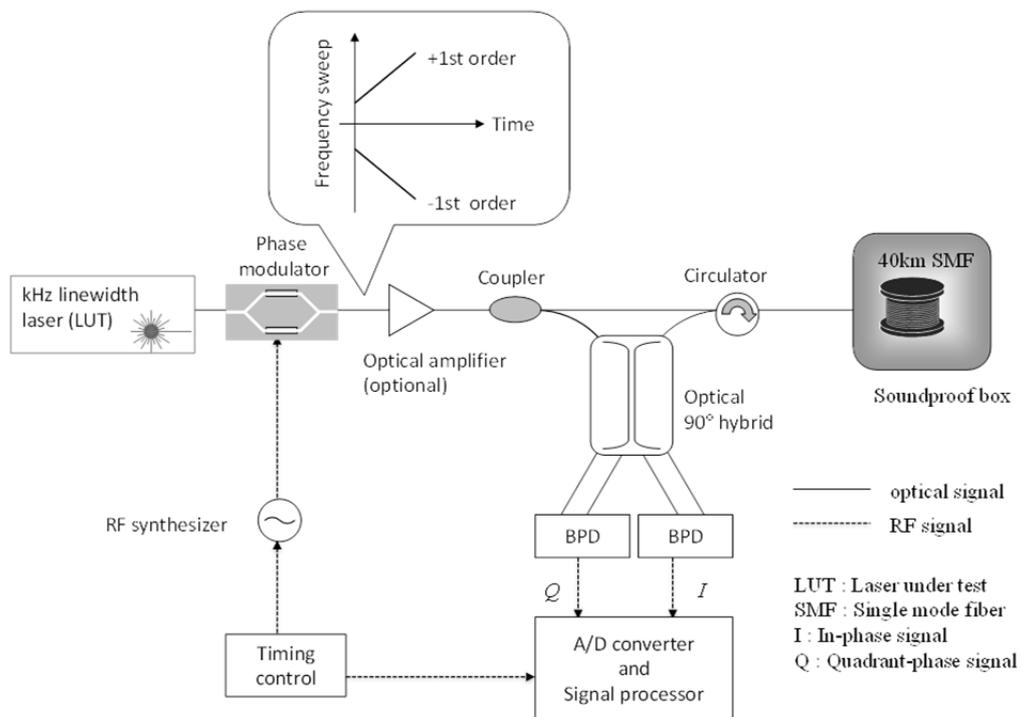


図 2.20 一般的な位相変調器(両側波帯変調器)を用いたコヒーレンス度測定系

2.3.5.2 光増幅器の測定結果への影響

SSB 変調器によって失った光強度を回復するために光増幅器を用いている。本目では光増幅によるレーザ線幅への影響を調査した。被測定レーザ (LUT) として波長 $1.55 \mu\text{m}$, 出力 10 dBm で動作したファイバーレーザ (NKT Photonics Koheras E15) を準備した (2.3.4 の LUT#1 と同一)。C-OFDR システムは標準な両側波帯 (DSB) 変調器 (住友大阪セメント社製 TMXH 1.5-10-ADC) を用いた直線周波数掃引と同相 (I) 成分と I と 90° 位相が異なる直交 (Q) 成分を検出するために利用した 90° ハイブリッド以外は 2.3.4 で利用した系と同じである。レーザ光は位相変調器によって周波数掃引された後, 上下の側波帯がともに光ファイバへ入射し, それらの散乱光は一括して受信される。周波数掃引速度 g 及び掃引時間 T はそれぞれ 10 GHz/s と 0.08 s である。位相変調器の挿入損失は 6 GHz にて $\sim -8 \text{ dB}$ であった。これは 2.3.4 で利用した SSB 変調器より約 11 dB 低い値である (図 2.21)。変調された光の 40 km SMF へ入力した光強度は光増幅せずにおよそ -1 dBm だった。SMF は音響雑音を低減するため簡単な防音箱内に設置した。音圧密度の振幅は実験室内の防音箱外で大体 58 dB (16 mPa), 防音箱内で大体 54 dB (10 mPa) であった。C-OFDR システムの参照光としてレーザ光を利用し, 遅延 τ の関数として SMF 長手方向の後方レイリー散乱光強度の実部を観測した。2 つの同一測定 (q 回と s 回) は 0.2 s 毎に実施した。2 つの測定における 1 つの DOC の長さの二乗 $|\gamma(\tau)|^2$ は式 (2.31) から (2.33) を用いて, 遅延範囲におけるパターンのサンプル数は $N=1000$ として評価した。

図 2.22 (a) に図 2.14 (b) で示した SSB-OFDR にて測定した $e_q^{(+)}(\tau)$ と $e_s^{(+)}(\tau)$ の間の相関の実部及び虚部を示す。図が示す通り, 相関値は複素数であり実部及び虚部に周期的な揺らぎがみられる。一方で, 標準的な位相変調器による DSB-OFDR を用いた $e_q^{(\pm)}(\tau)$ と $e_s^{(\pm)}(\tau)$ ($e_q^{(\pm)}(\tau)$ と $d_s^{(\pm)}(\tau)$) の間の相関は図 2.22 (b) と (c) に示す通りに測定された。 $e_q^{(\pm)}(\tau)$ と $e_s^{(\pm)}(\tau)$ ($e_q^{(\pm)}(\tau)$ と $d_s^{(\pm)}(\tau)$) の間の相関結果は, 実部に周期的な揺らぎのパターンが示され, 式 (2.31) と (2.32) と一致する。この変動は互いに $\pi/2$ 位相が異なる一方で, 理論で述べた通りに虚部に特徴的な値はみられない。

2 回のスペックル波形のレーザ中心周波数が同じ場合, この相関に含まれる揺らぎのパターンは式 (2.33) を用いて取り除くことが可能である。算出した DOC の長さの二乗を図 2.23 に示す。青四角及び赤三角は光増幅有無の DOC の長さの二乗をプロットしている。光増幅器として Thorlabs 社製 Model AMP-FL8011-CB を利用して SMF へ入力する光強度を約 -1 から 6 dBm へ増幅した。遅延量に比例したコヒーレンス度は同じとわかる。したがって, 本手法において kHz 線幅レーザの評価では光増幅に起因したレーザ線幅への影響は重大でないことがわかる。

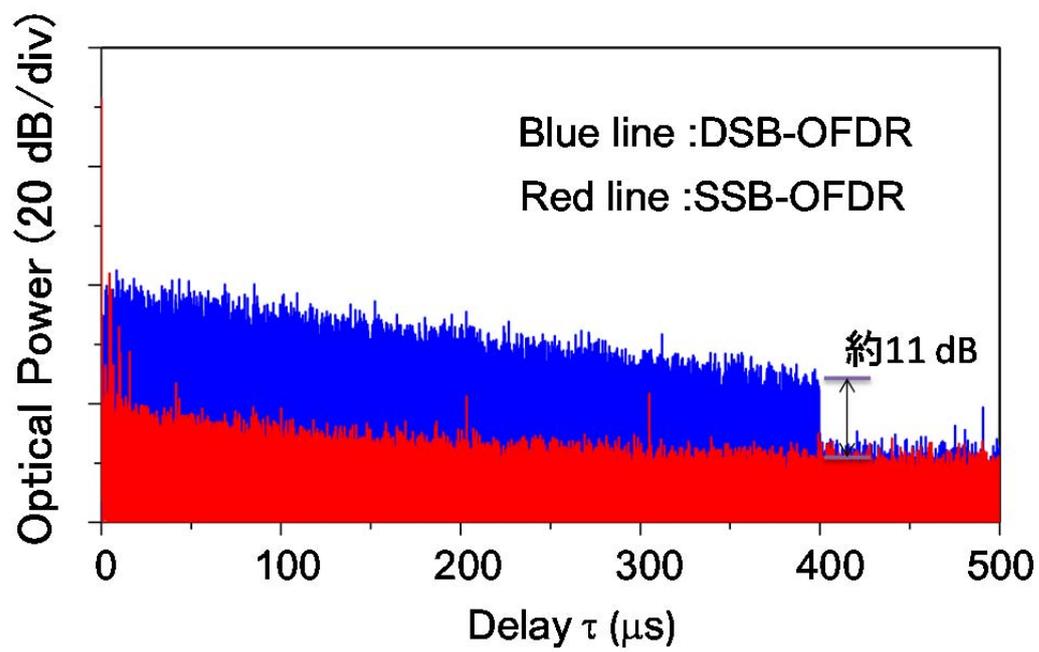


図 2.21 DSB-OFDR 波形と SSB-OFDR 波形の比較

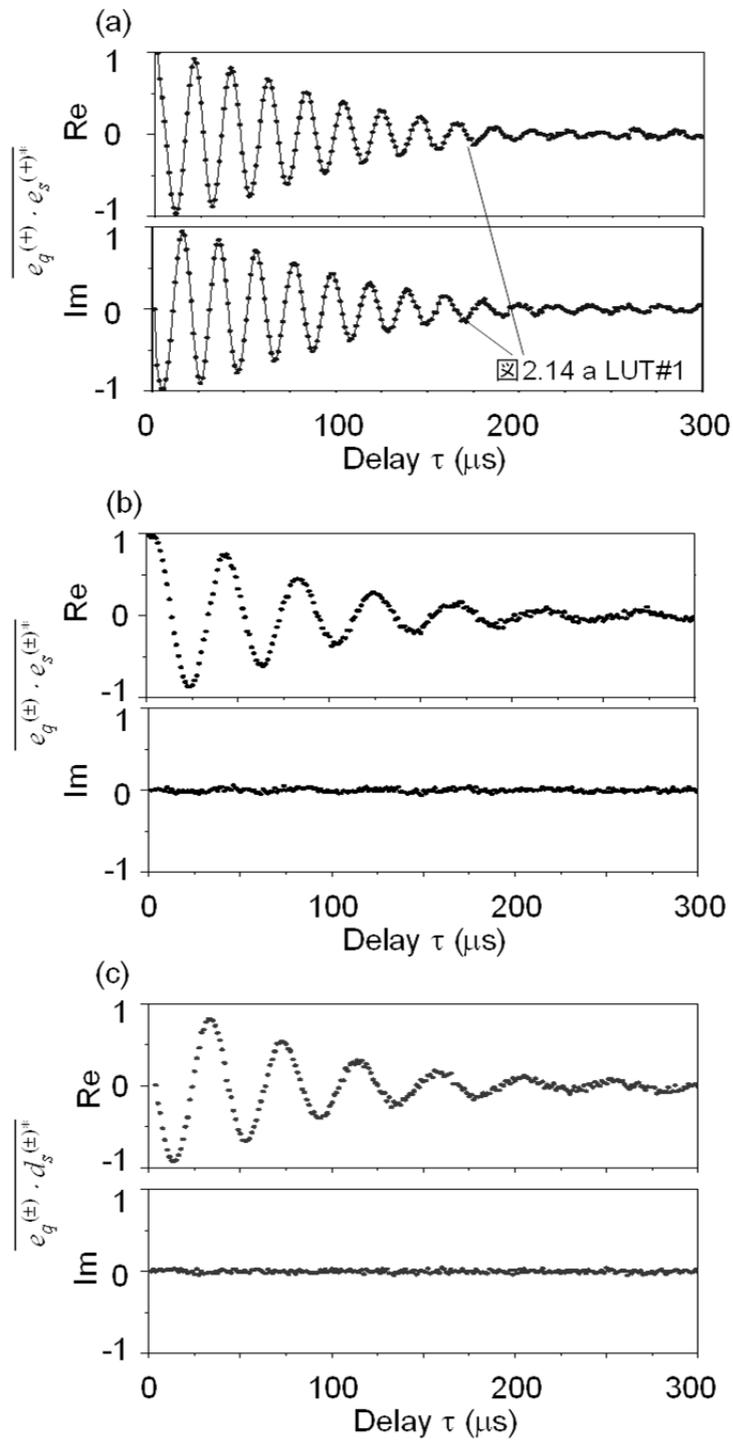


図 2.22 スペックルパターンの相関の実部及び虚部. (a) $e_q^{(+)}(\tau)$ と $e_s^{(+)}(\tau)$ の相関結果, (b) $e_q^{(\pm)}(\tau)$ と $e_s^{(\pm)}(\tau)$ の相関結果, (c) $e_q^{(\pm)}(\tau)$ と $d_s^{(\pm)}(\tau)$ の相関結果

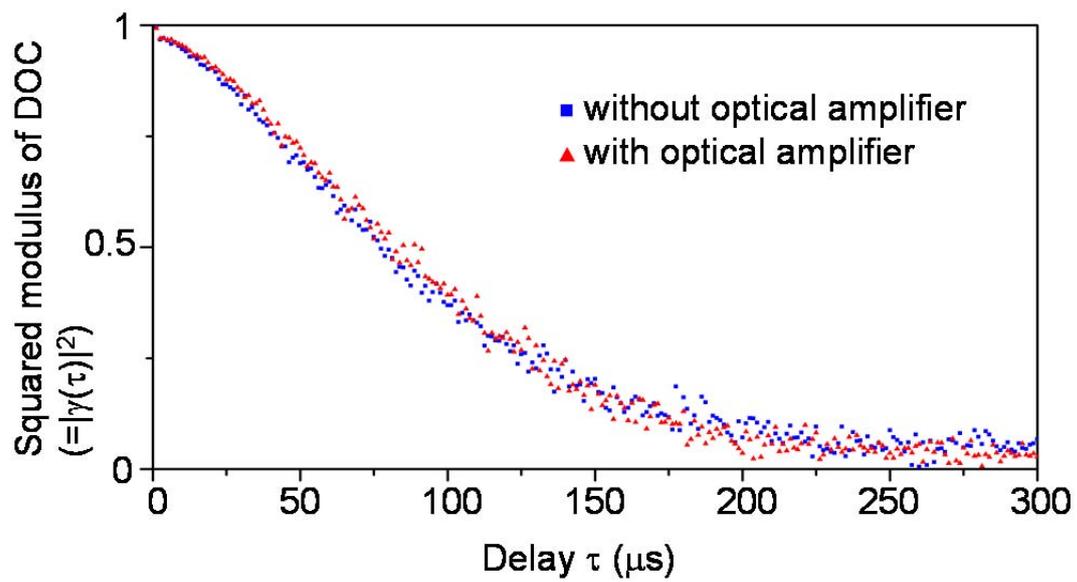


図 2.23 光増幅有無における DOC の長さの二乗
 (図 2.22 (b)と(c)から複素振幅を再構築して取得)

2.4. 結論

第2章では、光媒体網の高分解能計測が可能な C-OFDR 法について、距離分解能を決定するパラメータの一つであるレーザのコヒーレンス度、または、レーザ線幅を正確に評価する新たな方法について述べた。

C-OFDR 法を用いて取得したスペックルの光強度の相互相関がコヒーレンス度の絶対値 ($|\gamma|$) を含む項 ($|\gamma|^{4+1}$) となる理論式を導出した。実際に2つの C-OFDR 波形を集録し、相互相関にて統計解析した実験結果は理論式と極めて良い一致を示した。コヒーレンス度は Wiener-Khinchin の定理からパワースペクトル密度とフーリエ変換の関係であることから、パワースペクトル密度が左右対称である仮定の下、レーザ線幅を測定した。

また、スペックルの複素電界の相互相関がコヒーレンス度の長さの二乗 ($|\gamma|^2$) となる理論式を導出した。スペックルの複素電界からコヒーレンス度を解析することで数百 μs の長い遅延時間範囲のフーリエスペクトル測定が可能となり、kHz レベルのスペクトルプロファイルの測定に成功した。従来の自己遅延ヘテロダイン法では有限な遅延時間を用いたビートスペクトルのみしか観測できず、測定結果に曖昧さを含んでいた。スペックル統計解析法は用意した遅延時間の範囲内であればコヒーレンス度を一意に測定可能であり狭線幅レーザ評価法として非常に有用である。

さらに、C-OFDR 系を構成する光部品の一つである光変調器を単側波帯 (SSB) 変調器から一般的な両側波帯 (DSB) 変調器へ取り替えて系構成の簡易化を図った。一般的な DSB 変調器を用いた場合、スペックルの複素電界からコヒーレンス度を導出する解析理論を修正することでコヒーレンス度が評価できる。DSB 変調器は SSB 変調器より挿入損失値が低減され、光増幅器の適用無しでより簡易な系にて kHz レーザの評価が可能となった。加えて、kHz 線幅レーザのコヒーレンス度評価では光増幅器の影響は重大ではないことが明らかになった。

上記より、スペクトルプロファイルが左右対称の仮定の下、単一レーザにて kHz オーダーの狭線幅レーザの線幅評価を確立した。本方法は C-OFDR 法の測定距離及び距離分解能を決定する上で重要なレーザのコヒーレンス特性を評価する新たな手法となる。C-OFDR による線路計測の実現によって光ファイバ長手方向の反射点及び損失点を高分解能で計測可能となり、故障修理箇所の正確な特定に寄与する。

参考文献

- [1] W. Eickhoff and R. Ulrich, "Optical Frequency Domain Reflectometry in Single-Mode Fibers", *Appl. Phys. Lett.* vol. 39, no. 9, 693, 1981.
- [2] R. I. MacDonald, "Frequency Domain Optical Reflectometer", *Appl. Opt.* vol. 20, 1840, 1981.
- [3] R. I. MacDonald and H. Ahlers, "Swept wavelength reflectometer for integrated-optic measurements", *Appl. Opt.*, vol. 26, pp. 114- 117, 1987.
- [4] H. Ghafoori-Shiraz and T. Okoshi, "Optical-Fiber Diagnosis Using Optical-Frequency-Domain Reflectometry", *Opt. Lett.* vol. 10, pp. 160, 1985.
- [5] U. Glombitza and E. Brinkmeyer, "Coherent Frequency-Domain Reflectometry for Characterization of Single-Mode Integrated-Optical Waveguides", *J. Lightwave Technol.*, vol. 11, no. 8, pp. 1377, 1993.
- [6] B. Soller, D. Gifford, M. Wolfe, and M. Froggatt, "High resolution optical frequency domain reflectometry for characterization of components and assemblies", *Opt. Express*, vol. 13, no. 2, pp. 666-674, 2005.
- [7] D. Gifford, B. Soller, M. Wolfe, and M. Froggatt, "Distributed fiber-optic temperature sensing using Rayleigh backscatter", in *Proceedings of 31st European Conference on Optical Communication (ECOC 2005)*, pp. 511-512, Sept. 2005.
- [8] M. Froggatt and J. Moore, "High-spatial-resolution distributed strain measurement in optical fiber with Rayleigh scatter", *Appl. Opt.* vol. 37, no. 10, pp. 1735-1740, 1998.
- [9] B. Huttner, J. Reece, N. Gisin, R. Passy, and J. P. von der Wei, "Local Birefringence Measurements in Single-Mode Fibers with Coherent Optical Frequency-Domain Reflectometry", *IEEE Photon. Technol.*, vol. 10, no. 10, pp. 1458-1460, 1998.
- [10] S. Venkatesh and W.V. Sorin, "Phase noise considerations in coherent optical FMCW reflectometry", *J. Lightwave Technol.*, vol. 11, no. 10, pp. 1694-1700, 1993.
- [11] F. Xinyu, Y. Koshikiya, and F. Ito, "Phase-Noise-Compensated Optical Frequency-Domain Reflectometry", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 45, no. 6, pp. 594-602, 2009.
- [12] T. Okoshi, K. Kikuchi, and A. Nakayama, "Novel method for high resolution measurement of laser output spectrum", *Electron. Lett.*, vol. 16, no. 16, pp. 630-631, 1980.
- [13] 松本 弘一, "光測定器ガイド", オプトロニクス社, pp. 72-76, 2004.
- [14] L. Richter, H. Mandelberg, M. Kruger, and P. McGrath, "Linewidth determination from self-heterodyne measurements with subcoherence delay times", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 22, no. 11, pp. 2070-2074, 1986.

- [15] S. A. Havestad, Y. Xie, A. B. Sahin, Z. Pan, A. E. Willner, and B. Fischer, "Delayed self-heterodyne interferometer measurements of narrow linewidth fiber lasers" in Proceedings of lasers and Electro-Optics 2000 (CLEO 2000), pp. 310-311, May 2000.
- [16] P. Horak and W. H. Loh, "On the delayed self-heterodyne interferometric technique for determining the linewidth of fiber lasers", *Opt. Exp.*, vol. 14, no. 9, pp. 3923-3928, 2006.
- [17] K. Kikuchi, "Characterization of semiconductor-laser phase noise and estimation of bit-error rate performance with low-speed offline digital coherent receivers", *Opt. Exp.*, vol. 20, no. 5, pp. 5291-5302, 2012.
- [18] P. Healey, "Fading in heterodyne OTDR", *Electron. Lett.*, vol. 20, no. 1, pp. 30-32, 1984.
- [19] J. W. Goodman, "Statistical Optics", in Wiley-Interscience, NJ & Oxford, 2000.
- [20] K. Tsuji, K. Shimizu, T. Horiguchi, and Y. Koyamada, "Coherent optical frequency domain reflectometry using phase-decorrelated reflected and reference lightwaves", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 15, no. 7, pp. 1102-1109, 1997.
- [21] P. Fellgett, "Thesis", in University of Cambridge, 1951.
- [22] P. L. Richards, "High-resolution Fourier transform spectroscopy in the far-infrared", *J. Opt. Soc. Am.*, vol. 54, no. 12, pp. 1474-1484, 1964.
- [23] J. Connes and P. Connes, "Near-infrared planetary spectra by Fourier spectroscopy. I. Instruments and results", *J. Opt. Soc. Am.* vol. 56, no. 7, pp. 896-910, 1966.
- [24] J. D. Rigden and E. I. Gordon, "The granularity of scattered optical maser light", *Proc. IRE* vol. 50, pp. 2367, 1962.
- [25] B. M. Oliver, "Sparkling spots and random diffraction", *Proc. IEEE*, vol. 51, no. 1, pp. 220-221, 1963.
- [26] J. W. Goodman, "Speckle phenomena in optics", in Roberts and Company, Englewood, 2007.
- [27] J. C. Dainty, "Some statistical properties of random speckle patterns in coherent and partially coherent illumination", *Optica Acta*, vol. 17, no. 10, pp. 761-772, 1970.
- [28] F. M. Mottier and R. Dandliker, "A simple spectrum analyzer for laser light using speckles", *Optics Communications*, vol. 3, no. 5, pp. 366-368, 1971.
- [29] R. A. Dandliker and F. M. Mottier, "Determination of coherence length from speckle contrast on a rough surface", *Zeitschrift für Angewandte Mathematik und Physik (ZAMP)*, vol. 22, no. 3, pp. 369-381, 1971.
- [30] Y. Koshikiya, X. Fan, and F. Ito, "Long range and cm-level spatial resolution measurement using coherent optical frequency domain reflectometry with SSB-SC modulator and narrow linewidth fiber laser", *J. Lightwave Technol.*, vol. 26, no. 18, pp. 3287-3294, 2008.

[31] M. Born and E. Wolf, "Principles of Optics 7th edition", in Cambridge University Press, US, 1999.

第3章 伝搬遅延量調整・計測を用いた光媒体切替工事の無瞬断化

3.1. 緒言

道路の拡張工事や橋梁の架け替え工事等の光ケーブルのルートを変更を伴う支障移転工事や需要増に伴う地下や架空区間の光ケーブル増設が必要となった際の管路や電柱等基盤設備の有効活用を目的とした多心光ケーブルへの集約など、使用する光ファイバを変更する工事は光媒体切替業務とよばれている[1]。光媒体切替業務は、移転先の光ケーブルを新規に敷設後、移転元の光ファイバ（現用光線路）及び移転先の光ファイバ（新設光線路）を特定し、該当心線の切断及び移転先の光ファイバと接続する。この間、提供中のサービスに中断が生じる。近年、IP 電話や映像配信、クラウドなど様々なブロードバンドサービスの普及により光ネットワークの利用者数及び利用時間は増加していることから、以前と比較にならないくらい多くの利用者へサービス中断の影響がある。特に、専用線やイーサネットサービスなどのビジネスネットワークの通信断がサービス加入者へ与える影響は重大であることから、保守運用作業者は加入者と工事日や時間帯等の調整を行っている。また、複数の加入者と調整した結果、1日で行えていた業務を複数日に分割するケースも発生している。膨大な光設備量を背景に光媒体切替業務は増加が想定されることから、切替工事における借用調整稼働削減のため、サービスへの影響を極小化する技術の実現が求められる。

通信断時間の低減のため、通信光が流れている現用光線路とケーブル切替先の新設光線路の両端を同時に切替える光ファイバケーブル切替接続システムが開発されている[2, 3]。このシステムは切替区間の両端に同期制御下にある切替装置を設置し、接続点の MT コネクタを現用光線路から迂回光線路へソレノイドを用いてスライドさせることで 30 ms 未満のわずかな瞬断で切替作業を実現している。しかしながら、専用線など、サービス形態によってはわずかな瞬断による影響も無視できない。

第3章では切替工事時の加入者へ与える影響を極小化し、通信事業者側の工事日程調整稼働及び工事コストの大幅な削減に資する光媒体切替工事の無瞬断化に向けた取組みについて述べる。初めに伝搬遅延量調整・計測を用いた無瞬断媒体切替技術の基本原則及び基本原則を実現するための要素技術を示す。基本原則の実現のために、技術面及び運用面の観点から取組みを説明する。技術面では、提案方式の実現のため、①二重化時ビート干渉低減技術、②迂回路の伝搬遅延量調整技術、③二重化線路の伝搬遅延差計測技術の各要素技術について理論的・実験的に検証を進め

た結果を示す。運用面では、実用性を高めるための装置試作、現行設備に適した運用手順の策定、及び切替作業手順について検討内容を述べる。

3.2. 無瞬断光媒体切替技術の基本原則と要素技術 - 迂回路を用いた信号二重化 -

無瞬断光媒体切替技術の基本原則は「光線路を一時的に二重化しながら通信ルートを切り替えること」である（図 3.1）。現用光線路と同じ光路長を有する迂回光線路を接続し、通信を二重化する。これにより、迂回光線路にて通信を維持した状態で現用光線路を切断できる。現用光線路を新設光線路に置き換えた後、迂回光線路の光路長を新設光線路の光路長に一致するよう調整した上で再び通信を二重化して通信光を新設光線路へ切り戻す。以上の工程によって、光線路切替工事の無瞬断化が可能となる。詳細な無瞬断切替手順を 3.4 に後述する。

上記の基本原則を実現し、無瞬断で光線路を切替るためには、「二重化時ビート干渉低減技術」、「迂回路の伝搬遅延量調整技術」、「二重化線路の伝搬遅延差計測技術」の各要素技術が必要である（図 3.2）。本節にて各要素技術について検討する。

光線路切替工事の無瞬断化を可能にする光線路形態について述べる。通信に利用している現用光線路に迂回光線路を接続するため、光線路の上部（OLT 側）及び下部（ONU 側）に接続用の光カプラが必要となる。第 1 章にて光媒体網の構成を示した通り（図 1.3）、通信局内に現用光線路へ試験光を入力する光カプラが設置されており、上部の光カプラはこれを利用する。しかしながら、光線路下部には光入力用の光カプラは設置されていないため、新たに接続用の光カプラを設置することで現用光線路に迂回光線路を接続することが可能となる。このとき下部の光カプラ分だけ新たに挿入損失が現用線路に加わるが光線路損失が許容値を超えなければ問題ない。また、種々の網構成（図 1.4）が存在する中で、光スプリッタや RT を跨ぐ切替工事は光スプリッタや RT 下部で分岐されるため、線路の二重化は難しい。したがって、無瞬断切替技術の適用条件としては、

- ・ 通信局外に迂回路接続用の光カプラの設置
- ・ SS 方式もしくは光スプリッタ（もしくは RT）上部の光媒体 2 点間の切替

を満たす必要がある。上記条件は、将来的には光ファイバの曲げによって光を入出力する技術[4]や一対多接続の実現によって上記条件を緩和することは可能である。

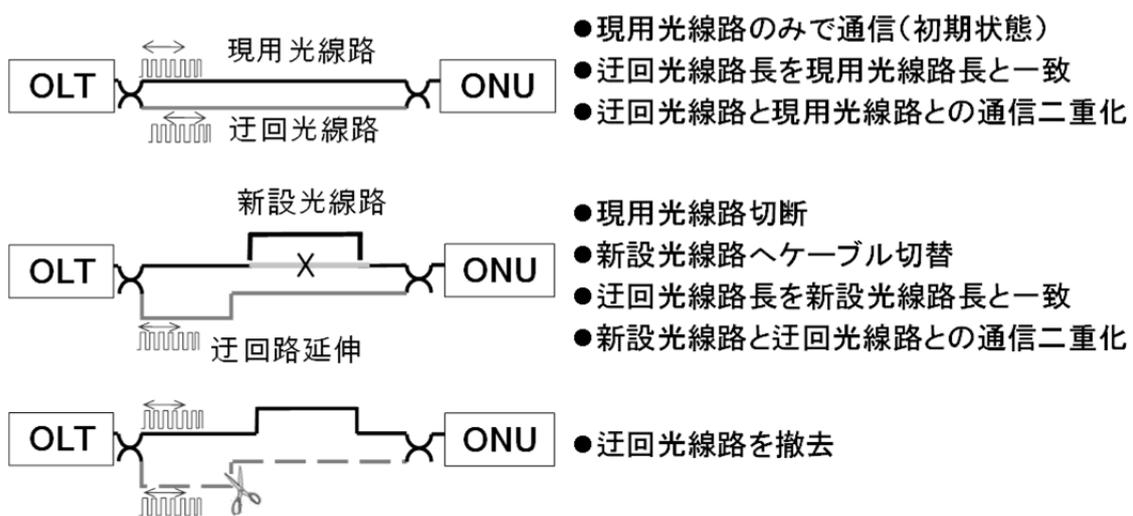


図 3.1 無瞬断光媒体切替技術の基本原則

光線路媒体無瞬断切替に必要な要素技術

- ① 干渉低減技術 ② 遅延量調整技術 ③ 遅延差計測技術

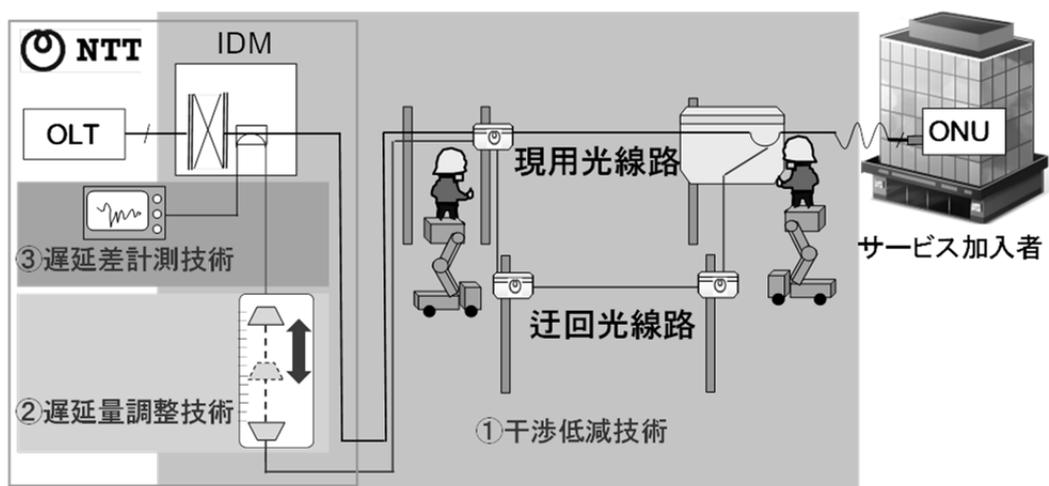


図 3.2 無瞬断光媒体切替技術の要素技術

3.2.1 信号二重化時のビート干渉低減

現用光線路と迂回光線路で通信の二重化を行う場合,それぞれの光線路を伝搬した光信号の合波時のビート干渉を低減する技術(二重化時ビート干渉低減技術)が必要である.ビート干渉の低減は上り光信号および下り光信号の波長をシフトすることで,二重化時に発生するビート干渉を受光部の帯域外に移動させる(図 3.3) [5, 6].

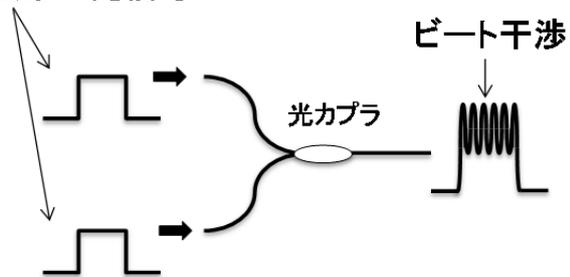
3.2.2 迂回路の伝搬遅延量調整

迂回光線路の伝搬遅延量調整技術としては,1組のレトロリフレクタの片方を可動することで空間光の光路長を調整する FSO (Free Space Optics) システムを用いた空間光学系方式[7-10],や光路長の異なる光ファイバを多段に接続し光スイッチで光路長を調整する光スイッチ方式[11-13]が提案されている. FSO システムでは,光路長の調整に時間がかかること(光路長調整速度:0.24 m/s [9])や空間光学系が大掛かりであり,実用性の点で課題がある.

上述の課題解決に向けた取り組みとして,光電変換器により電気信号に変換された信号に対して遅延量を調整する方式[14]がある.この方式は光電変換器及び固定電気遅延素子を用いて迂回路の伝搬遅延量を制御する.ビート干渉低減のための波長変換器として光トランシーバーを用いて O/E (Optical /Electronic) もしくは E/O (Electronic / Optical) 変換する.迂回光線路の光路長を変えるために必要な遅延器は光トランシーバーによって受光された後の電気段にて固定遅延素子(EDL: Electric Delay Line)を用いて遅延を制御する. EDL を用いて迂回光線路の伝搬遅延量を可変することで調整速度(23.1 m/s [15])を達成し,電気素子のため小型化が可能である.しかし,1つの遅延素子で可変できる遅延量は約 10 ns(光ファイバ長に換算すると約 2 m)と小さい.1 km 相当の遅延量を調整するためには約 500 個程 EDL を準備する必要がある.それゆえ,実用性を高めた効率的な遅延調整方式が求められる.本項では,約 487 m/s の調整速度を達成し,100 μ s の調整範囲(光ファイバ 20 km 相当)を実現するバッファ型電気遅延ライン方式について述べる.

ビート周波数 < 受光部の帯域

同一波長帯の光信号



ビート周波数 > 受光部の帯域

異なる波長の光信号

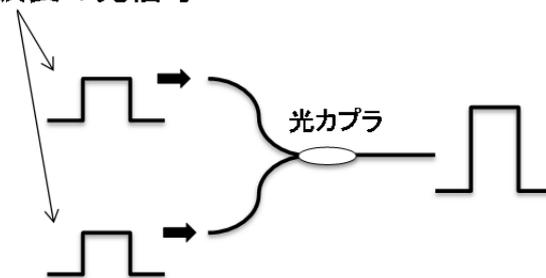


図 3.3 信号二重化時に生じるビート干渉イメージ

3.2.2.1 バッファ型電気遅延ライン (BDL) 方式

図 3.4 にリングメモリバッファを用いた遅延調整部 (BDL: Buffer-type Delay Line) を示す。以下に、BDL 型遅延量調整の原理を述べる。O/E 変換された通信光のデータ信号は BDL の物理メモリアドレスに一時的に格納され任意のアドレスからデータ信号を読み出す。読み込みアドレスと書き込みアドレスの差がデータ信号に付与する遅延量となる。例えば、読み込みアドレスを 3 から 8 ビットに変えた場合、5 ビット分の遅延が信号に付与されたことになる。遅延量調整の操作手順を図 3.5 に示す。遅延量の調整は BDL を二系統 (0 系と 1 系) 用意し [Step 1], 片系ずつ遅延量をスイッチング間隔 T_{sw} で少しずつ交互に変えながら遅延量 τ を増加する [Step 2-Step 4]。二系統の信号はマルチプレクサを通して論理和 (OR) 信号となり出力される。出力信号は信号のクロック信号を回復する機能を持つ CDR (Clock Data Recovery) で信号品質が改善される。これより、通信に影響を与えずに遅延量制御が可能となる。

上記手順の通りに 0 系と 1 系の間をスイッチング間隔 $T_{sw}=10 \mu\text{s}$ 及び $250 \mu\text{s}$ にて遅延調整した際の調整速度を評価した。遅延調整状態の信号のアイパターン (図 3.6) の目はよく開いていることから CDR による通信品質が回復していることがわかる。光電変換された信号を FPGA (XILINX 社製 XC7K70T-1FBG676C) にて遅延量 $\tau = 100 \mu\text{s}$ (光ファイバに換算すると約 20 km) を $T = 52 \text{ ps}$ 間隔で遅延量調整を行った。0 系と 1 系のスイッチング間隔 T_{sw} は $10 \mu\text{s}$ とした。この条件にて、調整時間はおよそ 41.1 s であった。これから遅延調整速度が 487 m/s と算出され、従来の調整速度 23.1 m/s [15] と比較すると 20 倍以上の速度改善を実現した。

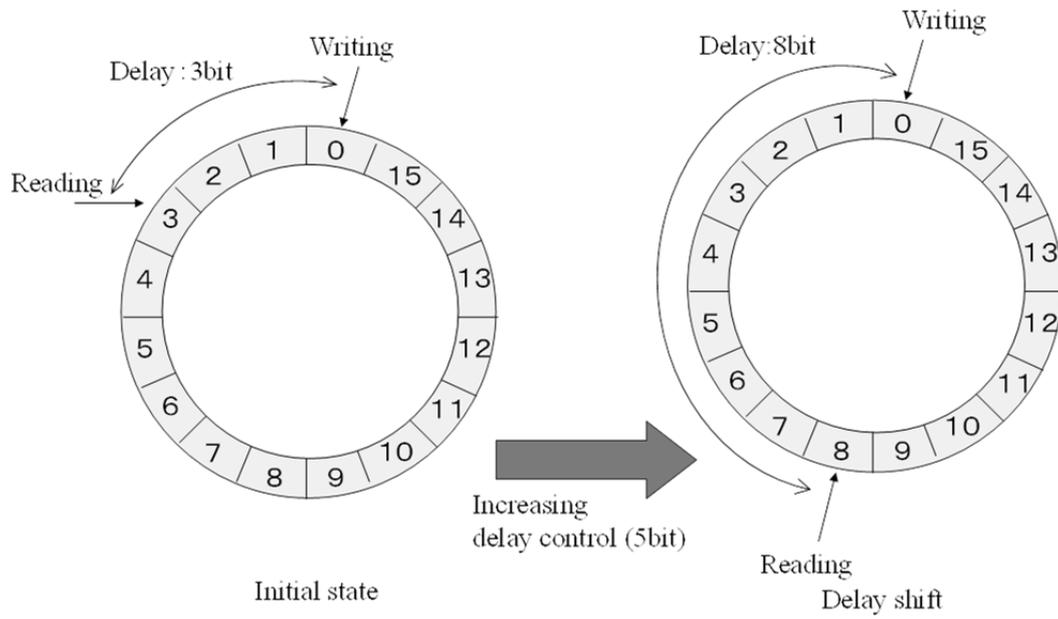


図 3.4 リングメモリバッファを用いた伝搬遅延量調整部(BDL)

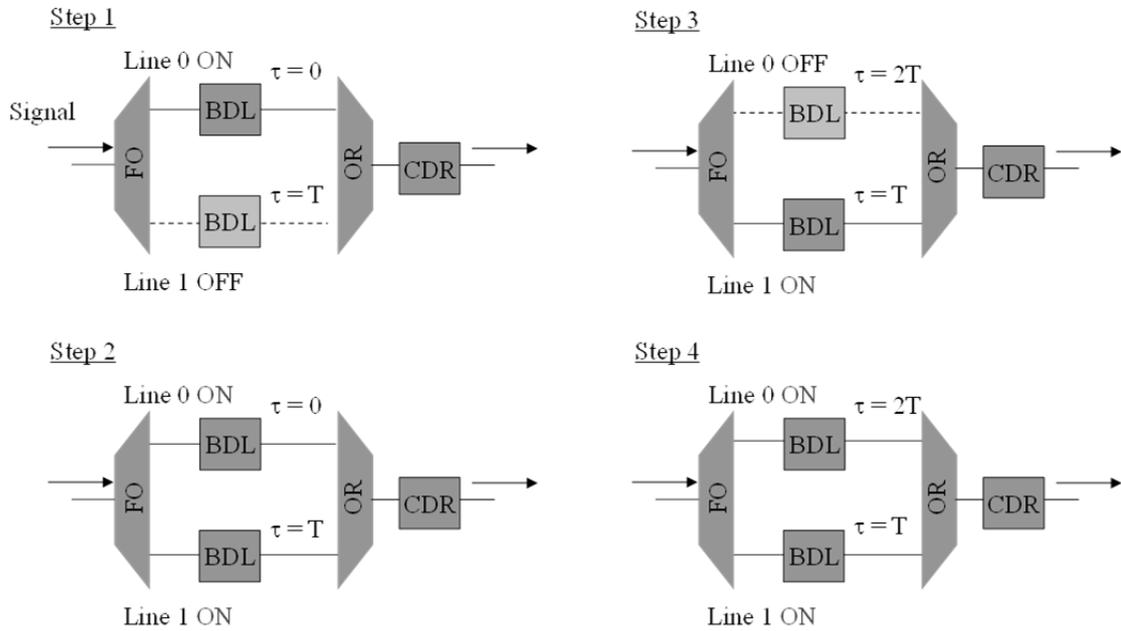


図 3.5 BDLs の操作手順

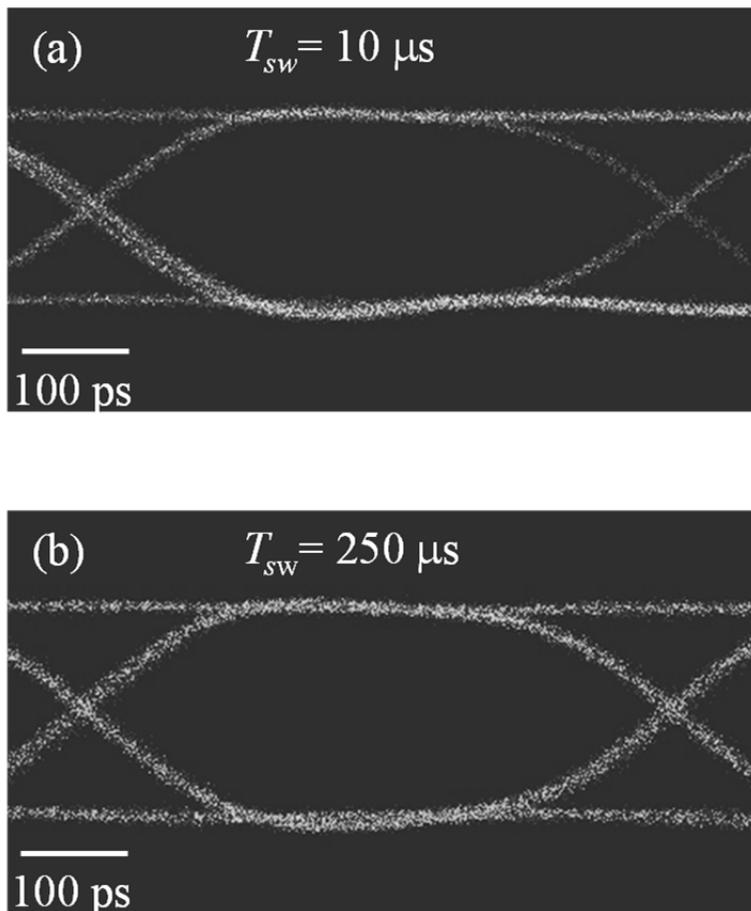


図 3.6 BDLs にて遅延調整された 1.25 Gbps 信号のアイパターン
(a) $T_{sw} = 10 \mu s$, (b) $T_{sw} = 250 \mu s$.

3.2.2.2 通信品質評価 (BER 測定)

迂回路で通信を行う際、信号は遅延調整部を中継する。遅延調整部の中継が信号の通信品質へ与える影響を検証した。基本検証系の構成を図 3.7 に示す。BDL を用いた遅延調整部及び可変光減衰器 (VOA: variable optical attenuator) を伝送速度 1.25 Gbps の専用線イーサネットの伝送装置 (OLT 及び ONU) の間に挿入した。OLT 及び ONU からの信号は波長分割多重 (WDM: Wavelength Division Multiplex) フィルタにて ONU 上り信号 (波長: 1.31 μm) と OLT 下り信号 (波長: 1.49 μm) に分波される。分波された光信号は光トランシーバー (SFP: Small Form-Factor Pluggable) で電気信号に変換された後、FPGA (Xilinx XC7K70T-2FBG676C) をベースとしたリングバッファメモリにデータ信号が格納され、遅延量が調整される。遅延調整後の電気信号は光トランシーバーで光信号に戻される。このとき、信号二重化時のビート干渉低減のため波長を 20 nm シフトする。一方で、OLT と ONU 間に Spirent 社製 TestCenter [16] を設置し、負荷率 95 %、フレームサイズ 1518 バイトの固定長の負荷を OLT 下り信号に付与して ONU 前段に設置した光減衰器 (VOA) で ONU へ入力する光強度を可変し BER (Bit Error Rate) 測定を行った。フレームデータ部に生成多項式 ($x^{23} + x^{18} + 1$) を用いて、PRBS (疑似ランダム・ビット・シーケンス) を記述した。検証では、光ファイバ 20 km 相当の遅延量である 0 ps から 100 μs の遅延範囲を 52 ps ステップで動的制御して評価した。

BDLs にて 100 μs の遅延範囲において遅延量の増減を繰返した動的状態 (○印) 及び固定遅延を付与して単純に遅延調整部を中継した静的状態 (●印) の BER 測定結果を図 3.8 に示す。スイッチング間隔 T_{sw} は 10 μs に設定した。比較のため、OLT と ONU を光ファイバで接続した状態の BER 測定結果を併せて示す (■印)。本実験において、動的及び静的状態ともに同じ受光感度を示し、乖離は 0.1 dB より小さい。各測定によって取得した $\log(\text{BER})$ s は受光パワーに比例して線形にプロットされた。リファレンス結果と比較すると、遅延調整時の BDLs を通した信号は 10^{-12} において 0.25 dB のパワーペナルティと想定され、遅延調整後段に設置した CDR によって完全に回復できていることとわかる。したがって、信号が遅延調整部を中継することによって通信品質に与える影響は重大でない。

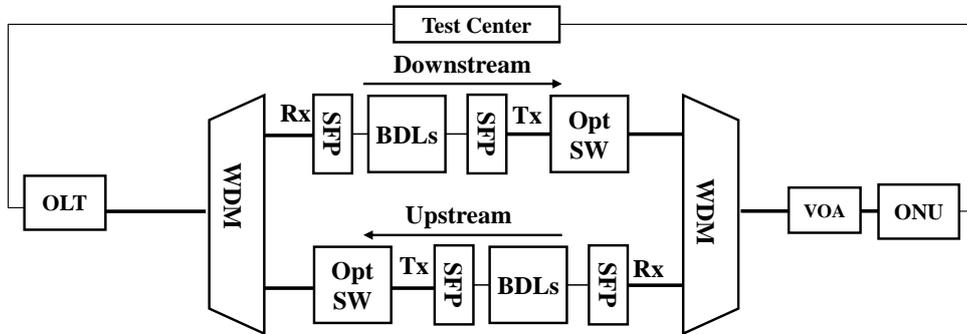


図 3.7 BER 測定の検証系. Opt SW: 光スイッチ

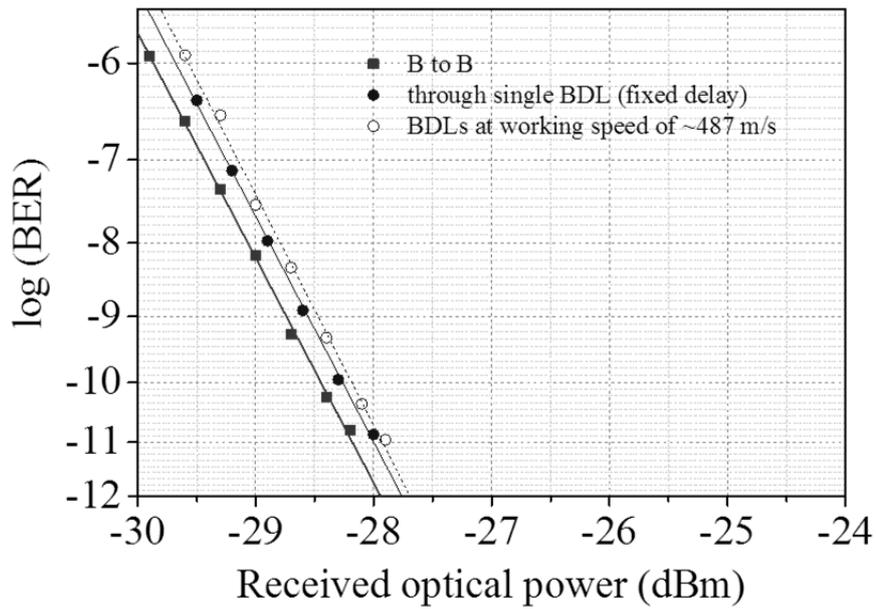


図 3.8 静的及び動的遅延調整時の BER 測定結果

3.2.3 二重化光線路の伝搬遅延差計測

伝搬遅延差計測技術では、遅延量調整方式に合わせて適した方式が提案されている。空間光学系方式や光スイッチ方式では光パルス試験器（OTDR: Optical Time Domain Reflectometry）を用いて現用及び迂回光線路の光路長差を約 1 m 精度で計測し、パルス光が合波した際のビート干渉の周波数から mm 精度で光路長差を計測する方式が提案されている[12]。一方、光電変換型可変電気遅延器方式においては、現用光線路と迂回光線路の光信号に波長差があるため、ビート干渉波形を計測できない。

光電変換型可変電気遅延器方式にて二重化光線路の伝搬遅延一致を判定する方式として、クロック・データ再生回路（CDR: Clock Data Recovery）を用いて二重化した信号の健全性を測ることによって遅延差の有無を判別する方法がある[17]。この方式は二重化光線路の下部から試験光を入射し、上部にて試験光の合波信号と CDR 内部のクロック信号との同期判定を行う。伝搬遅延差が零の場合、合波信号と CDR クロック信号は同期しており、伝搬遅延差が生じている場合は非同期となる。現用及び迂回線路信号の同期もしくは非同期の判定を迂回光線路へ付与している遅延量を可変しながら行うことで伝搬遅延差の有無を推定する。ビート干渉低減及び効率的な伝搬遅延量調整、装置サイズの観点から光電変換型可変遅延器方式の適用が現状有望と我々は考えている。しかしながら、CDR を用いた伝搬遅延差計測方法は、伝送路の長さに比例して可変する遅延量は増加するため、伝送路が長い程測定に時間を要する。また、同期時間の中間値を伝搬遅延差と推定していることから 57 ps 程度の誤差が生じる。1.25 Gbps のビジネスイーサにおいて伝送路二重化時にビット誤り及びフレーム落ちが生じない伝搬遅延差は 100 ps（光路長に換算すると 2 cm）[14]以下であり、許容範囲である。しかし、遅延調整による調整誤差や現用及び迂回線路信号の光強度差による測定誤差の拡大などシステム全体に生じる測定誤差を考慮すると、許容範囲を超える可能性がある。そのため、今後さらに高い計測精度が要求される。したがって、光電変換型可変電気遅延器方式における伝搬遅延差計測部において、「測定時間の短縮」、「計測精度の向上」の二つが重要な課題として挙げられる。

本項では、現用光線路と迂回光線路の伝搬遅延差 100 ps 以内の高精度な計測を目標にした計測方式について述べる。

3.2.3.1 伝搬遅延差計測に要する試験光の入射方式

二重化光線路の伝搬遅延差を計測するため、通信品質に影響を与えない波長の試験光(例えば、保守波長帯：1650 nm)を、現用及び迂回光線路へ入射する。ここでは、試験光入射方式として、入射場所及び信号パターンから、加入者側光カプラ設置方式、通信局内光カプラ設置方式、遅延量調整部搭載方式およびONU信号方式が考えられる。これら4つの方式について、作業性、光損失要因及び運用性の観点から試験光の入射方式について検討を行った(表3.1)。下記に詳細を述べる。

加入者側光カプラ設置方式では試験光光源を加入者側光カプラへ設置し、OLT側に向けて試験光を送出する。光カプラにて分岐された試験光は迂回光線路の遅延量調整部にて試験光と異なる保守波長帯(試験光波長1650 nmの場合、例えば1655 nm)へ波長変換され、通信局内光カプラで試験光と合波される。合波された信号は通信局内光カプラに設置した遅延差計測部で受光する。受光した信号を現用及び迂回光線路信号と波長分離することで現用線路信号と迂回線路信号の伝搬遅延差を測定する。この方式は試験光光源を新たに用意することで、パルスパターンは任意に生成可能である。また、光損失要因としては伝送路損失や光カプラの挿入損失が挙げられ、試験光光源と遅延差計測部の間と試験光光源と遅延量調整部の間でそれぞれ光損失量は異なる。試験光光源からOLTまでの光損失量を算出すると、通信局内及び加入者側光カプラの分岐比をそれぞれ2:8及び1:1とした場合、伝送路損失：16 dB(20 km伝送路のワーストケースを想定)、通信局内光カプラの挿入損失：約7 dB、加入者側光カプラの挿入損失：約3 dBと想定され、合計約26 dBとなる。一方で、試験光光源から遅延量調整部までの光損失量は通信局内光カプラの挿入損失が除かれ、約19 dBとなる。この試験光強度の低下は光源の光出力レベルを増加するか、遅延差計測部及び遅延量調整部の受光感度を上げることで許容できる。しかしながら、加入者側光カプラに試験光光源を設置する作業が新たに発生する。

通信局内光カプラ設置方式では試験光光源を通信局内光カプラである試験ポートへ設置し、ONU側に向けて試験光を送出する。ONU側の試験光反射フィルタで反射した試験光は加入者側光カプラにて二分岐され、一方は切替機にて波長変換された後、通信局内の光カプラにてもう一方の試験光と合波する。合波信号は通信局内光カプラに設置した遅延差計測部で受光する。加入者側光カプラ設置方式と比較し、試験光光源を通信局内光カプラから送出的ため作業箇所は通信局内のみでよい(任意のパルスパターン生成可)。しかしながら、反射した試験光を利用するため、加入者側光カプラ設置方式に比べ、光損失量の最悪値は大きい(試験光光源～遅延差計測部：約52 dB、試験光光源～遅延量調整部：約45 dB)。

遅延量調整部搭載方式では試験光光源を遅延量調部に設置し、ONU 側に向けて試験光を送出し、ONU 側の試験光反射フィルタで反射して返ってきた試験光と遅延量調部へ戻り波長変換された試験光との合波信号を通信局内光カプラに設置した遅延差計測部で受光する。この方式は通信局内光カプラ設置方式より通信局内光カプラ分のみ試験光の光損失量の最悪値は小さい(試験光光源～遅延差計測部：約 45 dB, 試験光光源～遅延量調整部：約 35 dB)。

ONU 信号方式は ONU からの上り信号光と遅延量調整部にて保守波長帯へ波長変換された上り信号の合波信号を通信局内光カプラ設置の遅延差計測部にて受光する。既に設置されている ONU 信号を試験光として用いるため、新たに試験光光源を設置する必要はない。また、光損失量の最悪値は加入者側光カプラ設置方式と同じである(試験光光源～遅延量計測部：約 26 dB, 試験光光源～遅延量調整部：約 19 dB)。信号のパルスパターンは制御できないが試験光への適用は可能と想定している(詳細を 3.2.3.6 に後述する)。

上記の他、OLT 信号を試験光とした方式も考えられる。この場合、切替機を加入者側光カプラ近辺の屋外に設置する必要がある。屋外環境では温度変化が切替機へ与える影響が懸念され、また、雨天時に利用できる工夫が装置へ必要となる。

本章では、屋内環境下の作業のみで測定が可能であり、試験光の光損失量が小さい ONU 信号方式を用いる。

表 3.1 試験光の入射方式の比較

考案方式	概要	模擬図※1	作業性	光損失要因※2	運用性
加入者側光カプラ設置方式	試験光光源を加入者側光カプラへ設置し、OLT側に向けて試験光を送出し、通信局内カプラに設置した遅延差計測部で受光		× 加入者側に試験光光源を設置する作業が発生	○ 伝送路損失、通信局内及び加入者側光カプラの挿入損失(約26dB)	◎ 試験光が常に送出されていれば、常に測定可能(任意のパルスパターンの生成可)
通信局内光カプラ設置方式	試験光光源を通信局内光カプラにある試験ポートへ設置し、ONU側に向けて試験光を送出し、ONU側の試験光反射フィルタで反射して返ってきた試験光を通信局内カプラに設置した遅延差計測部で受光		○ 通信局内作業のみ	× 伝送路損失(往復分)、通信局内及び加入者側光カプラの挿入損失(往復分)(約52dB)	◎ 試験光が常に送出されていれば、常に測定可能(任意のパルスパターンの生成可)
遅延量調整部搭載方式	試験光光源を遅延量調整部に設置し、ONU側に向けて試験光を送出し、ONU側の試験光反射フィルタで反射して返ってきた試験光を通信局内光カプラに設置した遅延差計測部で受光		○ 通信局内作業のみ	△ 伝送路損失(往復分)、通信局内光カプラの挿入損失、加入者側光カプラの挿入損失(往復分)(約45dB)	◎ 試験光が常に送出されていれば、常に測定可能(任意のパルスパターンの生成可)
ONU信号方式	ONUからの上り信号光を通信局内光カプラに設置した遅延差計測部で受光		◎ 通信局内作業のみ	○ 伝送路損失、通信局内及び加入者側光カプラの挿入損失(約26dB)	○ ONUの電源断時以外は適用可能(符号化信号を利用)

※1 遅延量調整部は波長変換部を含む

※2 試験光光源～遅延差計測部の光損失要因

(試験光光源～遅延量調整部の場合、通信局光カプラの挿入損失分を除く)

3.2.3.2 粗計測：パルスパターンの相関解析

本目は、現用光線路及び迂回光線路を伝搬する試験光信号のランダムパルス列の類似性（相関性）から伝搬遅延差を計測する方式について述べる。図 3.9 に測定系の基本構成を示す。はじめに、現用及び迂回光線路を伝搬する信号の取得方法について述べる。波長 λ_{up} で出射された ONU 上り信号は加入者側光カプラにて二分岐され、OLT へ向かい現用光線路を伝搬する（以下、現用線路信号とする）。もう一方で、分岐された ONU 上り信号は迂回光線路を伝搬し、波長変換部にて波長 λ_{up} から試験光波長 λ_{meas} へ波長変換される（以下、迂回線路信号とする）。通信局内光カプラにて合波された波長 λ_{up} と波長 λ_{meas} の現用及び迂回線路信号は WDM（Wavelength Division Multiplexing）カプラにて波長ごとに信号を分離し各々光電変換された後、A/D 変換器にて集録される。集録された現用及び迂回線路信号は信号処理部にて相関解析される。

次に、相関解析の方法について述べる。現用線路信号 $f(t)$ と迂回線路信号 $g(t)$ の類似性の度合いを表す相関係数 ψ は二つの信号の共分散 σ_{fg} を各々の標準偏差 σ_f 、 σ_g で正規化したものとして次式で定義される、

$$\begin{aligned}\psi &= \frac{\sigma_{fg}}{\sigma_f \cdot \sigma_g} \\ &= \frac{\overline{(f(t) - \bar{f}(t))(g(t - \tau) - \bar{g}(t - \tau))}}{\sqrt{\overline{(f(t) - \bar{f}(t))^2} \cdot \overline{(g(t - \tau) - \bar{g}(t - \tau))^2}}}\end{aligned}\quad (3.1)$$

ここで、 $\sigma_{fg} = \overline{(f(t) - \bar{f}(t))(g(t - \tau) - \bar{g}(t - \tau))}$ 、 $\sigma_f = \sqrt{\overline{(f(t) - \bar{f}(t))^2}}$ 、 $\sigma_g = \sqrt{\overline{(g(t - \tau) - \bar{g}(t - \tau))^2}}$ 、であり、 τ は遅延時間、 $\bar{\quad}$ は時間平均を示す。

集録した $f(t)$ 及び $g(t - \tau)$ の振幅を-1 から 1 の間で正規化した場合、 $\bar{f}(t) = \bar{g}(t - \tau) = 0$ 、 $\sigma_f = \sigma_g = 1$ となり、正規化された現用及び迂回線路信号を $f_N(t)$ 、 $g_N(t)$ とすると式(3.1)式は以下となる、

$$\psi = \overline{f_N(t)g_N(t - \tau)}\quad (3.2)$$

相関係数の値には $-1 \leq \psi \leq 1$ の性質があり、 $\psi=1$ に近い程類似性の度合いが高い（相関がある）。したがって、信号処理部にて τ を可変して、 τ が”1”となる時の τ が伝搬遅延差 τ_d を表す。 τ_d の正負によって、現用光線路に対する迂回光線路の長短を判別できる。この時、計測分解能は信号の集録に用いた A/D 変換器のサンプリング分解能に等しい。

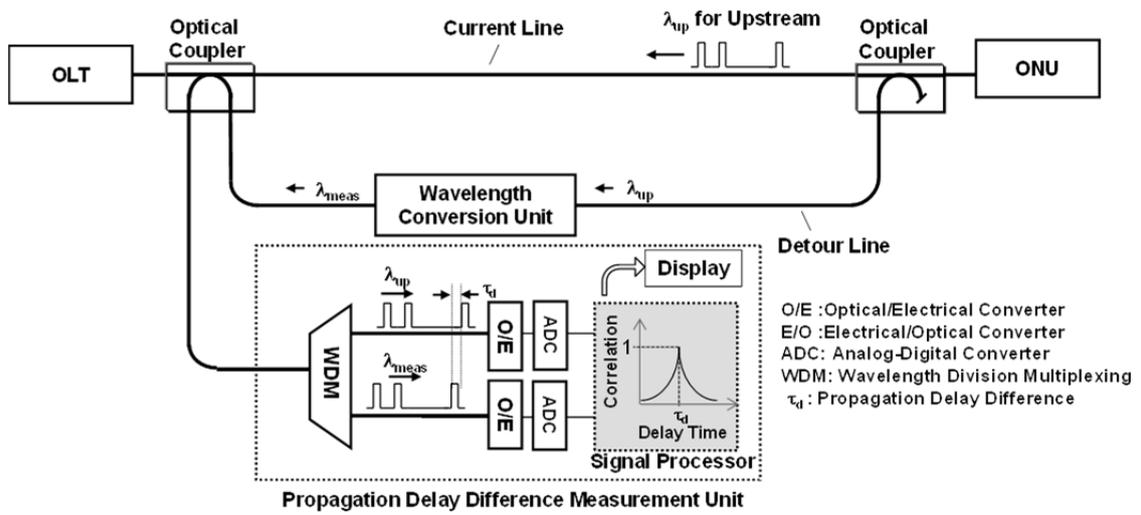


図 3.9 パルス相関解析を用いた伝搬遅延差計測系の基本構成

実験系を図 3.10 に示す。試験光は伝送速度が 1.25 Gbps の波長 1310 nm の ONU 上り信号を用いた。OLT と ONU 間の通信は通信負荷を制御できる Spirent 社製 TestCenter を用いて負荷率 95 % 以上に設定した。送信フレームサイズは 1518 バイトの固定長である。生成多項式 ($x^{23} + x^{18} + 1$) を用いて、フレームデータ部に PRBS (疑似ランダム・ビット・シーケンス) を記述した。受光器は光トランシーバ (SFP : Small Form-Factor Pluggable) を採用した。SFP の最小受光感度及び OLT からの光出力は各々 -35 dBm と -5.2 dBm であり、ダイナミックレンジは 29.8 dB となる。したがって、ONU 上り信号を試験光として用いた場合の光損失量の最悪値 (約 26 dB) を許容する。波長変換部では SFP を用いた O/E,E/O 変換にて 1310 nm の迂回線路信号を 1650 nm へ波長変換している。O/E,E/O 変換に要する時間は約 5.125 ns である (使用温度 0°C~80°C 間は一定)。波長変換部において、一度光信号を電気信号に変換するので EDL または BDL を SFP 間に設置することで遅延調整が可能である。ここでは電気遅延素子として可変域 約 20 ns (光ファイバ長 約 4 m に相当)、分解能 10 ps、信号帯域 1.5 GHz の半導体可変遅延素子 (Micrel 社製 SY89295U) の 2 段接続を用いた [17]。可変域外の調整は光路長が既知である光ファイバにて調整を行う。1650 nm に波長変換された迂回線路信号は通信局内光カプラにて 1310 nm の現用線路信号と合波し、WDM カプラにて波長毎に信号を分波し光電変換される。光電変換された現用及び迂回線路信号は二分岐され、一方は A/D 変換器 (Tektronix 社製 : DPO7104) で集録される。プロット点間隔は 0.4 ns、集録データ数は 40000 である。集録された信号を用いて相関解析される。

A/D 変換器で集録された現用線路信号及び迂回線路信号を図 3.11 (a) に示す。測定は予め現用及び迂回光線路の伝搬遅延を一致させた後、迂回光線路にシングルモード光ファイバ (SMF) を割り入れ、遅延量を付与した。割り入れた SMF の長さは波長 1310 nm 光源の OTDR で計測したところ 989.552 m (4974.76 ns) である。そのため、迂回線路信号と比較して現用線路信号は遅れている。これら信号の相関値を、式(3.2)を用いて計算した結果を図 3.11 (b) に示す。結果から、-8000 ~ 8000 ns の間において 1 を示す相関値は 1 つであり、通信負荷時において試験光のパルスパターンランダム性は十分であることがわかる。相関値 1 (つまり、現用及び迂回光線路信号のパルス列が一致) の時の遅延時間は -4974.4 ns を示し、これは伝搬遅延差を示す。符号の正負は現用光線路に対する迂回光線路の長短を意味する。遅延時間の符号が正の場合は現用光線路に対して迂回光線路が長く、負の場合は短い。上記の場合は、現用光線路に対して迂回光線路は 4974.4 ns (994.88 m) 短いことを意味する。測定結果と OTDR 結果 (4974.76 ns) を比較し、乖離は計測分解能 (0.4 ns) 以内であることから伝搬遅延差を正常に計測できたといえる。

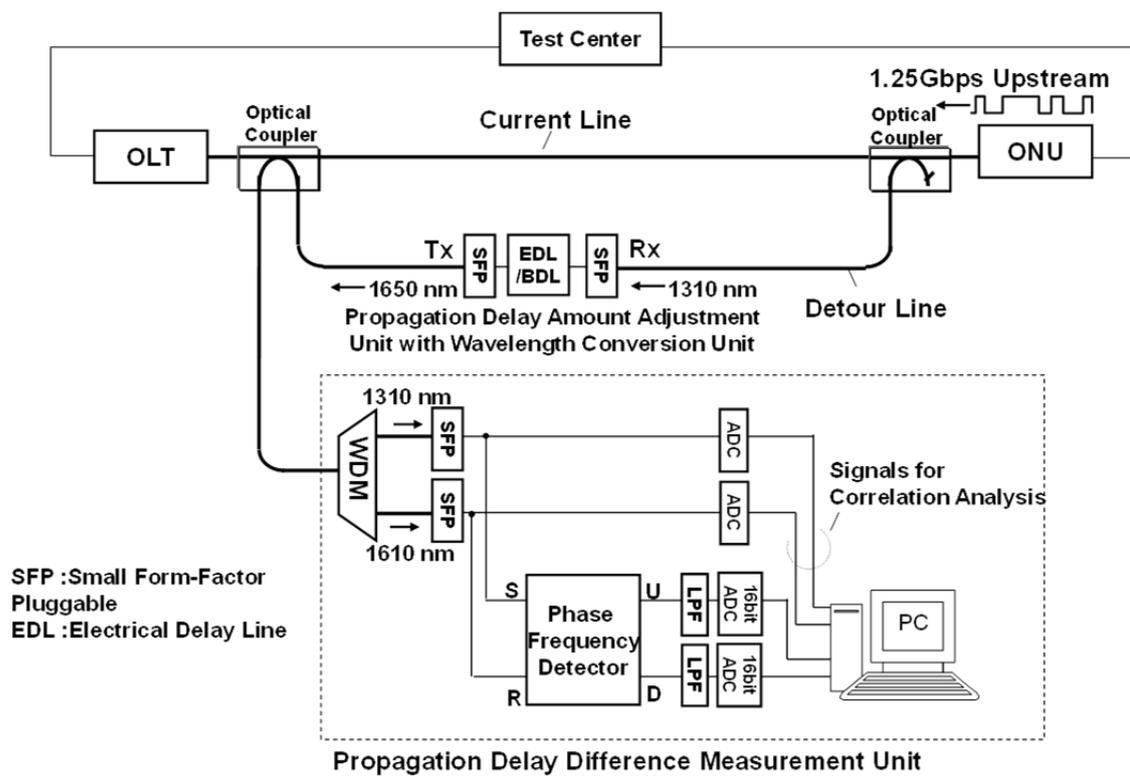


図 3.10 伝搬遅延差計測に用いる実験系の構成

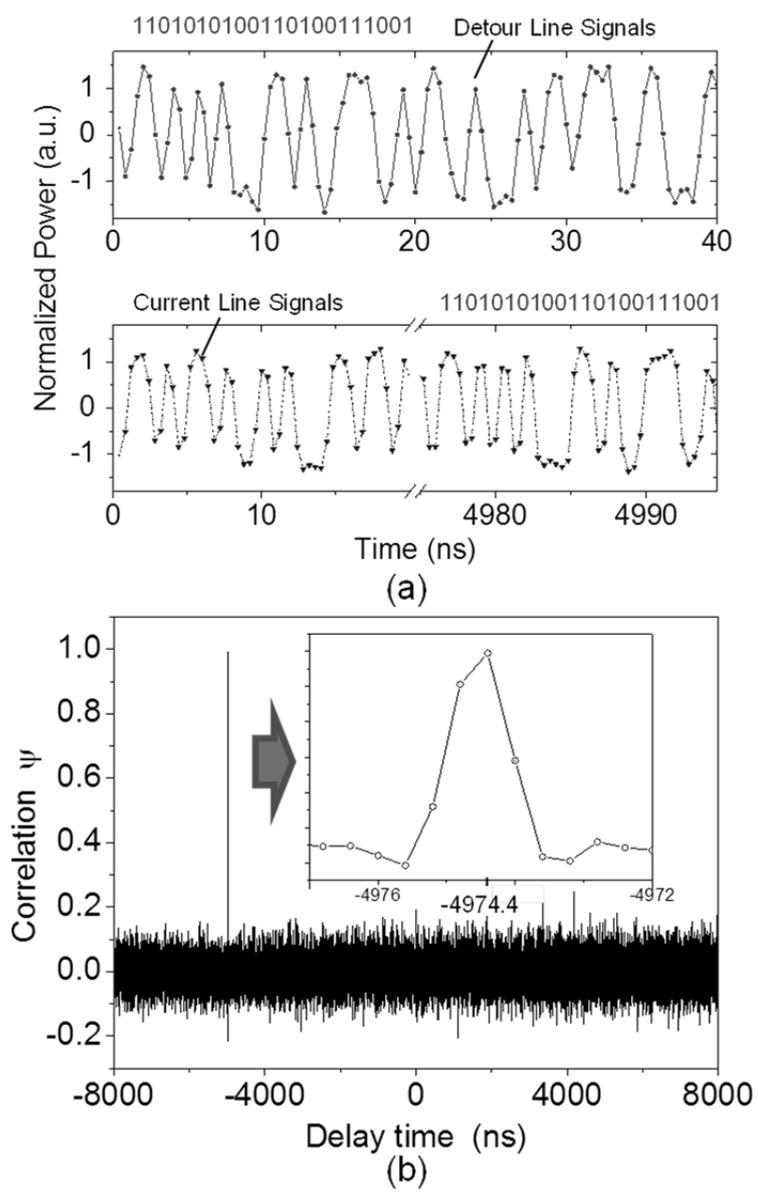


図 3.11 粗計測:(a) 現用及び迂回線路信号, (b) 相関結果

図 3.12 は通信負荷を付与しない場合の ONU 上り信号を用いた相関結果である。無負荷時において OLT-ONU 間で定期的に流れている OAM フレーム (ETHER CC) を用いて測定した。OAM フレームは 100 ms 以上の周期で散発に流れている。本実験で用いた A/D 変換器では 0.016 ms の集録時間しかないことから、確実に OAM フレームを捕獲するためフレーム先頭情報 (プリアンブル) を確認することでビットストリームを捕捉可能なフレームキャプチャ装置を A/D 変換器の代わりに用いた。集録した信号は 20000 点であり、OAM フレームの先頭から 409.6 ns の区間を $f_N(t)$ と定めて式(3.2)の通りに相関値を算出した。プロット点間隔は 0.8 ns である。結果から、-8000 ~ 8000 ns の間において負荷時と同様に相関値が 1 を示す遅延時間は唯一である。したがって、無負荷時においても OAM フレームを捕獲することでランダムパターンを取得し相関結果から伝搬遅延差を計測できることがわかる。OAM フレームは伝送装置毎に周期性を設定することができ、設定された周期以内の伝搬遅延差ならば相関値は唯一である。例えば、100 ms の周期であれば、計測可能範囲は正負 1000 km 以内となる。

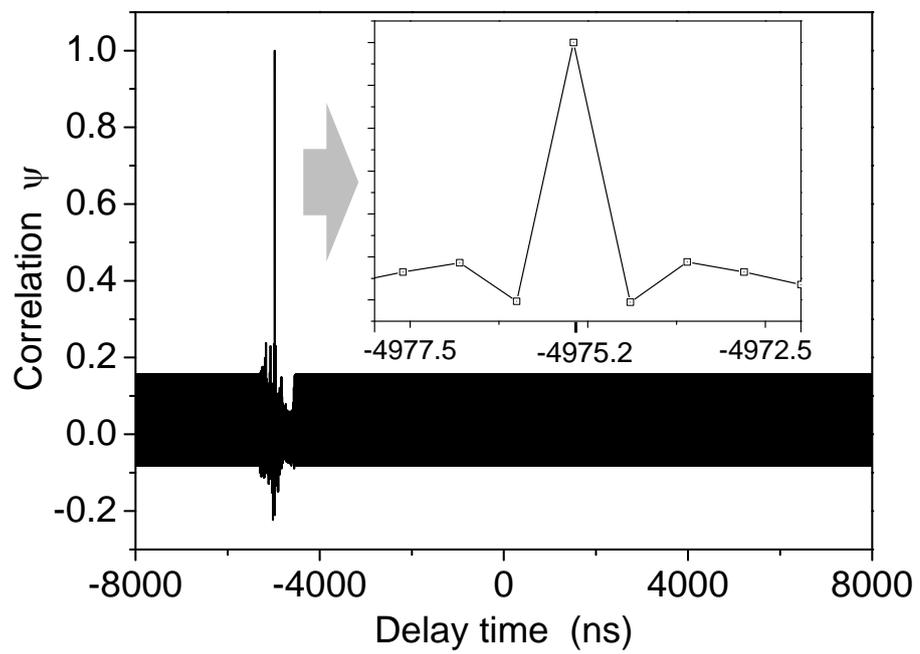


図 3.12 無負荷時の相関結果. 平均時間 409.6 ns.

3.2.3.3 微計測：パルス信号の位相差検出

3.2.3.2 にて述べたパルス列の相関にて広範囲に伝搬遅延差を測定するためには集録時間を長く設定すればよい。しかし、サンプリング分解能が一定とすると集録時間に比例して集録データ数は増加する。例えば、100 ps 分解能で光路長 20 km 分の伝搬遅延差(0.1 ms)を計測する場合、10 G サンプリングで 200 万点の現用及び迂回線路信号のそれぞれを一度に集録する必要がある。A/D 変換器によっては一度に集録できるデータ数に限界があるため、集録時間を長くする場合はサンプリング分解能を低く設定し、集録点数を減らす必要がある。このとき計測分解能も低くなる。

本目では、伝搬遅延差が試験光パルス幅以内である条件下で信号の位相差を検出することで高分解能に伝搬遅延差を計測する方法について述べる。図 3.13 に位相検出器を適用した場合の系の基本構成を示す（破線以外は図 3.9 と同様である）。計測部にて光電変換された現用及び迂回線路信号は、それぞれ位相検出器に入力される。位相検出器は入力信号の遅延差に比例したパルス信号を出力する特徴を持つ。位相検出器へ入力した現用及び迂回線路信号は、信号間の位相差に応じて、伝搬遅延差に比例したパルス幅を U もしくは D 端子から出力する。出力された信号からローパスフィルタを用いて直流成分を抽出し、得られた直流電圧差 ΔV_{U-D} は伝搬遅延差を直接反映する（図 3.14）。ここで、直流電圧差 ΔV_{U-D} は伝搬遅延差 τ_d に対して線形に増加することから伝搬遅延差 τ_d と直流電圧差 ΔV_{U-D} は以下の関係式となる、

$$\tau_d = \frac{T_p}{\Delta V_m} \cdot \Delta V_{U-D} \quad (T_p \geq \tau_d \geq -T_p) \quad . \quad (3.3)$$

（但し、 T_p は試験光のパルス幅、 ΔV_m は ΔV_{U-D} の最大値）

上式より、計測精度は直流電圧差 ΔV_{U-D} の測定精度に依存するため、A/D 変換器の垂直分解能を高くすることで伝搬遅延差の計測分解能を向上できる。

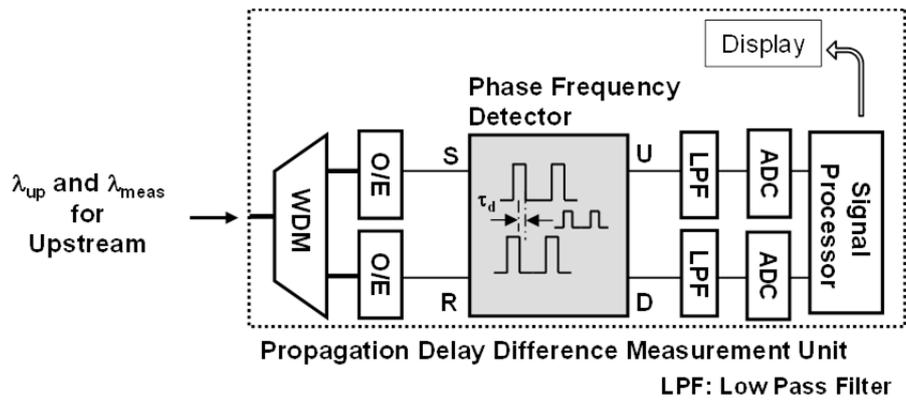


図 3.13 デジタル位相検出器を用いた伝搬遅延差計測系の基本構成
(破線部内以外は図 3.9 と同じ)

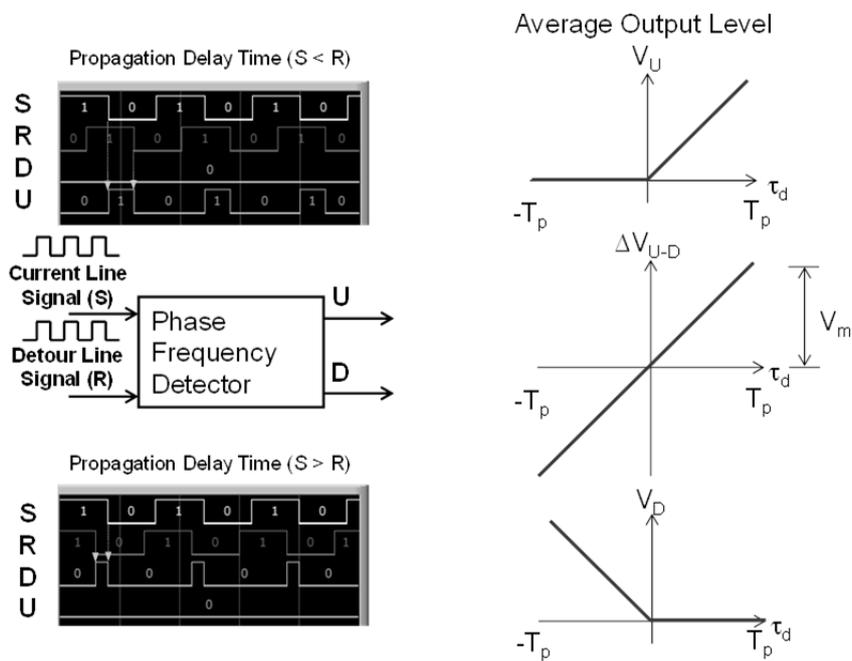


図 3.14 デジタル位相検出器の動作原理

迂回光線路に試験光パルスの±1bit分の範囲の遅延差（試験光パルス幅が0.8 nsの場合、-0.8～0.8 ns）の遅延差を付与して位相検出器を用いて計測を行った。図3.10の実験系において、光電変換後に分岐されたもう一方の現用及び迂回線路信号は、位相検出器（On Semiconductor社製MC100EP40）へ各々入力する。位相検出器のU及びD端子から出力される信号はローパスフィルタにて直流成分を抽出される。ローパスフィルタは抵抗とコンデンサからなる簡単なRCローパスフィルタ（RC-LPF）を採用した。RC-LPFの伝達関数 $|H(f)|$ は次式で定義される、

$$|H(f)| = \frac{1/RC}{\sqrt{(1/RC)^2 + (2\pi f)^2}} \quad (3.4)$$

今回、 $R=500 \Omega$, $C=100 \text{ nF}$ でフィルタを設計した。このときの伝達関数 $|H(f)|$ の計算値を図3.15に示す。図より、1.25 GbpsのONU上り信号に含まれる周波数成分（125～625 MHz）にて>45 dB減である。RC-LPFによって抽出された直流成分は垂直分解能16bitを有するA/D変換器（TURTLE社製：TUSB-0216ADMZ）を用いて2.5 MHzのサンプリング率にて集録された。集録時間は80 msである。集録されたU及びDの直流電圧信号はPCにて電圧差を計算し、式(3.3)から伝搬遅延差を測定する。

迂回光線路に遅延量-0.3もしくは0.3 nsを付与した時の位相検出器の出力からローパスフィルタにて直流成分を抽出した結果を図3.16に示す。結果から、U及びD端子からの直流電圧成分が良く抽出されているのがわかる。80 ms間における標準偏差（信頼度99%）は<0.00115 Vであった。また、伝搬遅延差によってU及びD端子からの直流電圧値は変化した。図3.17に伝搬遅延差 τ_d に対する位相検出器出力の直流電圧差 ΔV_{U-D} のプロットを示す（四角印）。各プロットには、U及びD端子のベース電圧の差や温度変化による電圧変動が生じるため、各プロットには補正值0.00343 Vを加えている。図中の実線は、式(3.3)から計算した値である。（ $T_p=0.8 \text{ ns}$, $\Delta V_m=0.247 \text{ V}$ として計算）。結果から、直流電圧差 ΔV_{U-D} は理論通りに線形に変化し、計算値と概ね一致した。計測精度は標準偏差<0.00115 Vより約3.7 ps（約0.74 mm）とわかる。以上より、位相差の直流電圧成分を取得することで伝搬遅延差 τ_d を高精度に求めることが可能である。

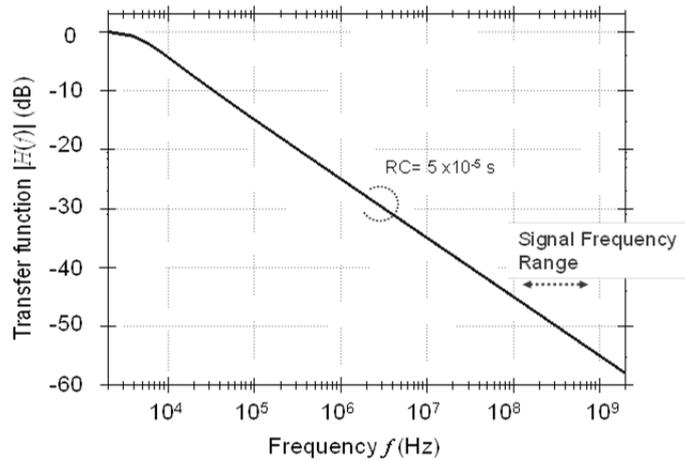


図 3.15 RC ローパスフィルタの伝達関数($RC = 5 \times 10^{-5} \text{ s}$)

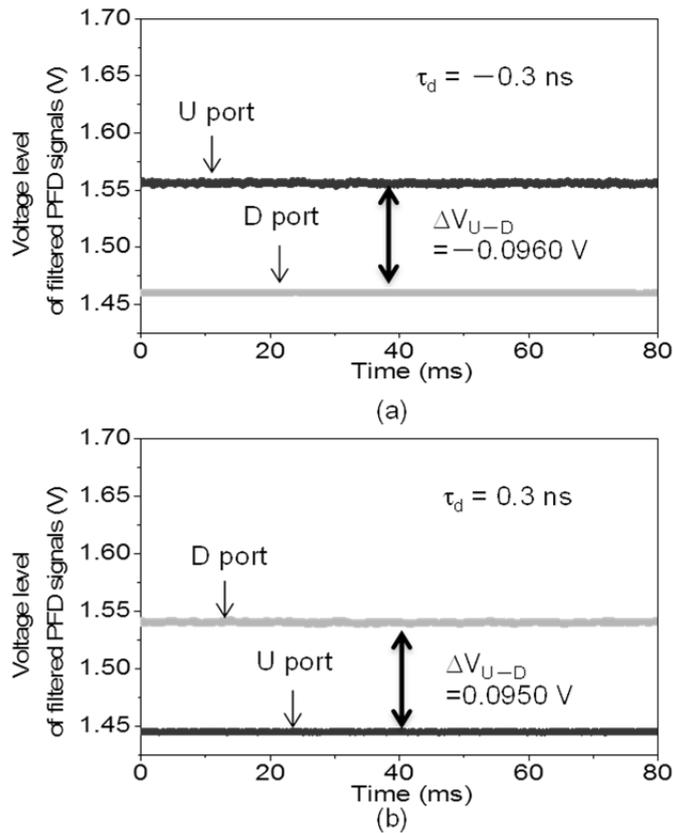


図 3.16 微計測:出力信号の直流成分

(a) $\tau_d = -0.3 \text{ ns}$, (b) $\tau_d = 0.3 \text{ ns}$. τ_d : 伝搬遅延差

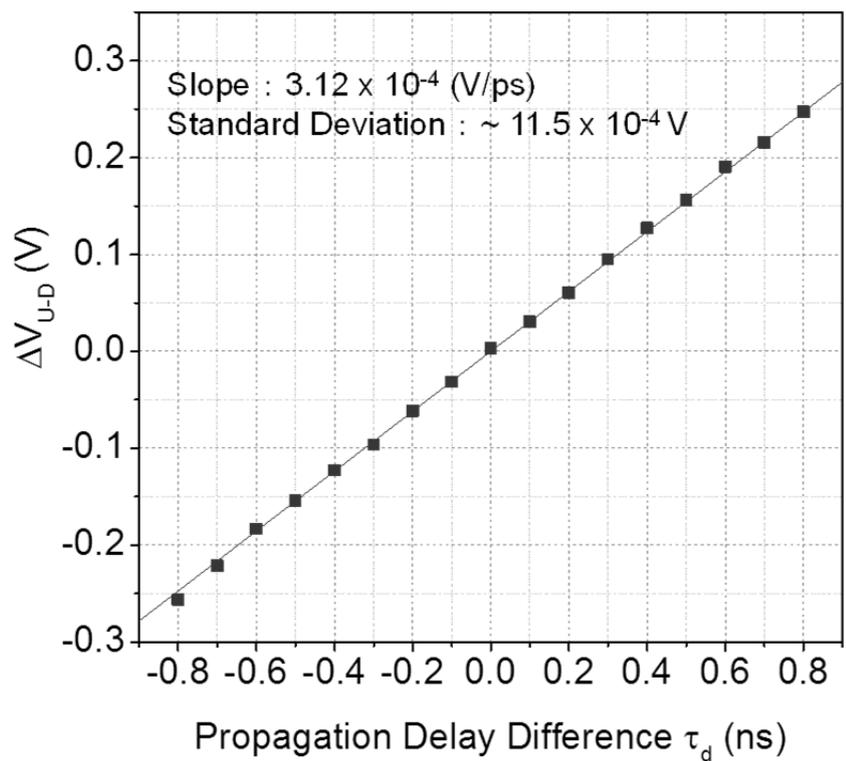


図 3.17 伝搬遅延差 τ_d vs PFD 出力の直流電圧差 ΔV_{U-D}

3.2.3.4 位相検出器の温度特性

位相検出器の温度特性について述べる。位相検出器を恒温槽に設置した状態で、現用及び迂回光線路の伝搬遅延量を一致し、恒温槽内部の温度を 0°C ～ 40°C まで 1°C ずつ変化させ、通信無負荷時の位相検出器出力の直流電圧差 ΔV_{U-D} を測定した。測定結果を図 3.18 に示す。図から 0°C ～ 40°C の範囲では概ね線形に ΔV_{U-D} は変換している。伝送速度 1.25 Gbps の通信の場合、二重化時の伝搬遅延差の許容誤差範囲 100 ps に収めるために許容できる温度変化は $\pm 10^{\circ}\text{C}$ とわかる。したがって、精確に伝搬遅延差を計測するために位相検出器の設置環境の温度を安定にするか、温度モニタリングして計測結果へフィードバックした温度キャリブレーションを行う必要がある。

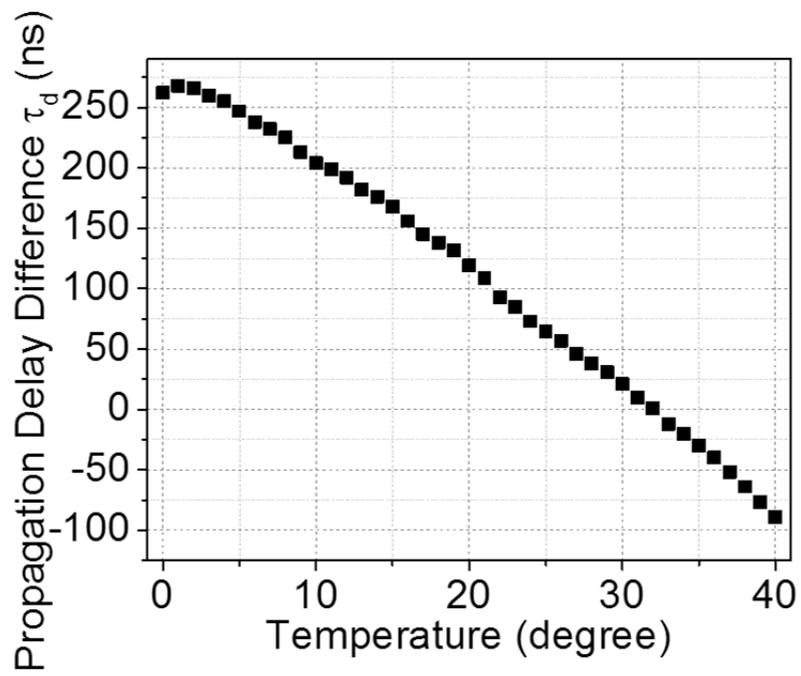


図 3.18 位相検出部の温度特性

3.2.3.5 微計測における負荷率が計測精度に及ぼす影響評価

信号位相差から伝搬遅延差を計測する方法は入力パルス信号の±1 bit 分の範囲において測定可能である。ONU 上り信号を試験光として用いる場合、通信の伝送速度によって計測範囲は変わる。前目では伝送速度 1.25 Gbps ($T_p = 0.8$ ns.) と設定した理論及び実験結果を示した。本目では伝送速度を 125 Mbps に変えた場合について、通信負荷有無の影響について述べる。ONU から送出される通信信号は受信 (OLT) 側でクロック信号を抽出するために同じビットパターンが連続しないように符号化されている。符号化は伝送速度毎に設定されており、125 Mbps は 100BASE-X 規格によって符号化されている[19]。

表 3.2 に 125 Mbps の 4B/5B 符号化による NRZI (Non Return to Zero Inversion) 変換表を示す。表から通信無負荷 (アイドル) 時は 4B/5B された "11111" が NRZI 変換によって "10101" のビットパターンが伝送機器から光信号として出力される。一方で、通信負荷時のランダム信号は変換表の網掛け部からわかるように、"1" のビットパターンの内 "1" が 2 つもしくは 3 つ連続される割合は 16/23 である。したがって、ランダム時はおよそ 7 割の "1" の信号パターンは "11" もしくは "111" として連続出力され、試験光のパルス幅は 16 ns から 24 ns とみなされる。パルス幅を 2 倍とした場合、位相検出器の出力信号のデューティ比も 2 倍となり、位相検出器出力の直流成分はアイドル時より半減する。したがって、通信負荷時の PFD 出力の直流電圧差 ΔV_{U-D} の最大値 ΔV_m は負荷率によって可変し、

$$\begin{aligned}\Delta V_m &= (1 - \alpha)\Delta V_{m,0} + \alpha \left((1 - \beta)\Delta V_{m,0} + \frac{1}{2}\beta\Delta V_{m,0} \right) \\ &= \Delta V_{m,0} - \frac{1}{2}\alpha\beta\Delta V_{m,0}\end{aligned}\quad (3.5)$$

となる。但し、ここで $\Delta V_{m,0}$ は無負荷時の ΔV_{U-D} の最大値、 α は通信負荷の割合、 β は符号化によるパルス連続の割合を示す。式 (3.5) の上段の第一項目はアイドル信号成分の ΔV_{U-D} を、第二項目はランダム信号成分の ΔV_{U-D} をそれぞれ示す。

表 3.2 4B/5B 符号化された信号の NRZI 変換表

4 B →	1 1 1 1	1 1 1 0	アイドル(無負荷)
5 B →	1 1 1 0 1	1 1 1 0 0	1 1 1 1 1
NRZI →	1 0 1 1 0	1 0 1 1 1	1 0 1 0 1
	0 0 1 0	0 0 0 1	
	1 0 1 0 0	0 1 0 0 1	
	1 1 0 0 0	0 1 1 1 0	
	1 0 0 1	1 0 0 0	
	1 0 0 1 1	1 0 0 1 0	
	1 1 1 0 1	1 1 1 0 0	
	1 1 0 1	0 1 1 0	
	1 1 0 1 1	0 1 1 1 0	
	1 0 0 1 0	0 1 0 1 1	
	0 0 0 0	0 1 0 0	
	1 1 1 1 0	0 1 0 1 0	
	1 0 1 0 0	0 1 1 0 0	
	0 1 1 1	1 0 1 1	
	0 1 1 1 1	1 0 1 1 1	
	0 1 0 1 0	1 1 0 1 0	
	0 0 1 1	0 1 0 1	
	1 0 1 0 1	0 1 0 1 1	
	1 1 0 0 1	0 1 1 0 1	
	1 0 1 0	1 1 0 0	
	1 0 1 1 0	1 1 0 1 0	
	1 1 0 1 1	1 0 0 1 1	

図 3.19 に通信負荷時の 125 Mbps の ONU 上り信号を入力した位相検出器出力を示す。信号符号化により、通信負荷時のパルス幅は 2 倍とみなされ、通信負荷時の位相検出器出力のデューティ比は通信無負荷時の 2 倍を示した。次に、図 3.20 に伝送速度が 125 Mbps (パルス幅: 8 ns) の ONU 上り信号を試験光として用いた場合の伝搬遅延差 τ_d に対する位相検出器出力の直流電圧差 ΔV_{U-D} のプロットを示す。測定は、伝搬遅延差を-8 ns から 8 ns から 0.4 ns 毎に可変して付与した。また、TestCenter にて通信負荷率を 20%, 40%, 60%, 80%, 100%に可変して PFD 出力の直流電圧差 ΔV_{U-D} を測定した。送信フレームサイズは 1518 バイトの固定長である。各負荷率毎に $\tau_d=0$ の時に $\Delta V_{U-D}=0$ となるように補正した。測定結果から、負荷率によって信号パターンにランダム成分が増加することでグラフの傾きは小さくなっていることがわかる。図中の実線は $\Delta V_{m,0}$ を 0.428, β を表 3.2 から 16/23 として、式 (3.3) 及び式 (3.5) で計算した結果である。実験値と理論値はよく一致したことから、通信負荷有無によって位相検出器出力のデューティ比が変わることで直流電圧成分が変動することがわかる。

上記結果から、通信負荷率によって傾きが変わるため微計測の計測精度が劣化する。ここで、通信無負荷時の傾きを利用して伝搬遅延差を計測した場合、通信負荷が 100%であった場合は最大 2.5 ns の誤差が生じる。この誤差は繰り返し計測・遅延量調整することで伝搬遅延差は零に向けて収束するので通信負荷が伝搬遅延差に及ぼす影響は許容できる。

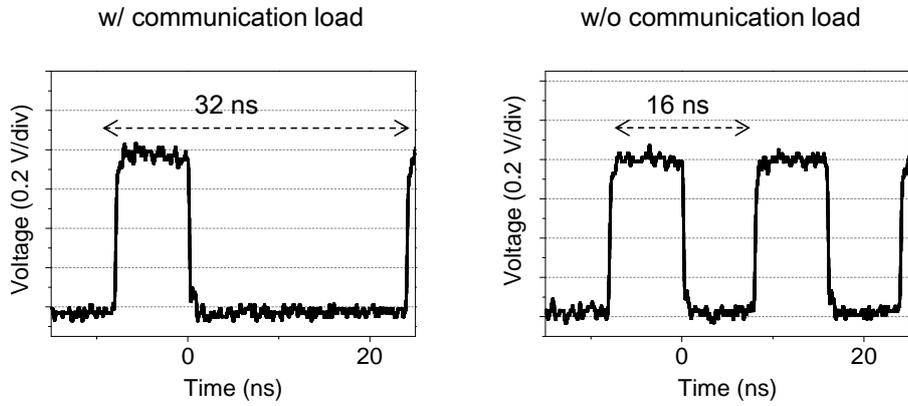


図 3.19 通信負荷有無時の位相検出器出力の比較

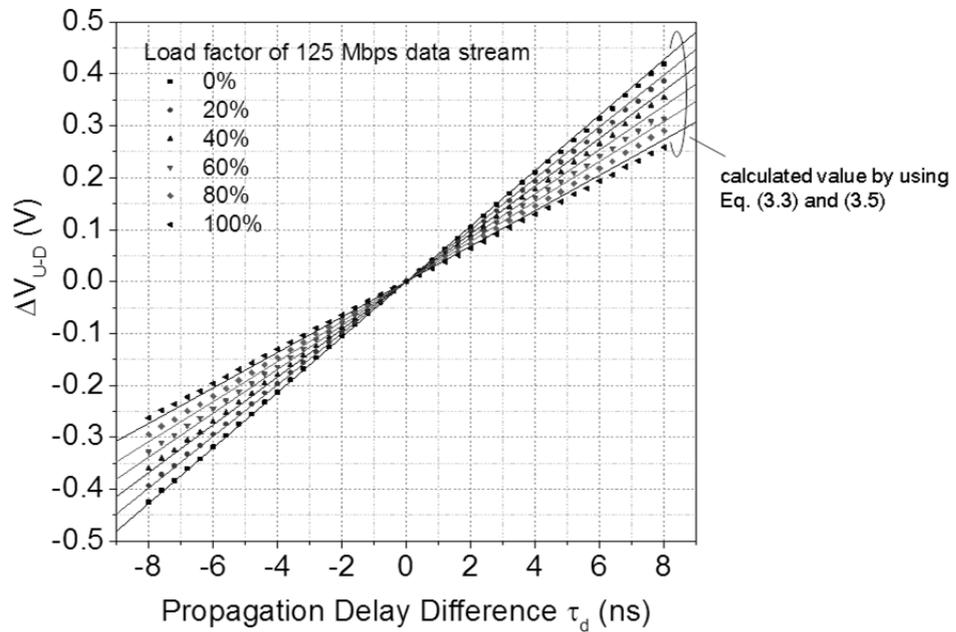


図 3.20 125Mbps 符号化信号(4B/5B, NRZI 変換)を入力した位相検出器の出力直流成分 ΔV_{U-D} の通信負荷率依存性 $T_P = 8$ ns.

3.2.3.6 ONU 上り信号の試験光への適用性

伝搬遅延差計測において試験光のパルスパターンは重要なファクターであり、遅延差を正確に測定するためには試験光のパルスパターンに以下の条件が要求される、

- (1) パルス列の十分なランダム性.
- (2) 周波数成分の下限が既知である.

(1) の条件は相関解析を用いた粗計測において、現用及び迂回光線路信号のパルス列の類似性を唯一にするため、ランダムパターンが必要である。一方で、位相検出器を用いた方法（微計測）ではローパスフィルタにて安定した直流電圧成分を取得する必要があるため、ランダムなパルス信号の周波数はローパスフィルタの遮断周波数より高い必要がある。そのため、信号周波数の最小値を把握する必要がある（条件 (2)）。

ONU と OLT は通信下にあるため、ONU 信号のパルスパターンは任意に生成することはできない。しかしながら、OLT-ONU が通信中（負荷時）の場合、伝送信号のパルスパターンはランダム性を有していると想定される。このとき、パターンの完全一致を意味する相関係数 $\Psi = 1$ が唯一であれば、伝搬遅延差 τ_d を正確に測定できる。通信の無負荷時はサイクリックパターンの信号（アイドル信号）が ONU から送出される。この時は、OLT の保守機能（Ethernet OAM）を用いて特定のランダムパターンを含む信号（保守フレーム）を ONU から送出する。官公庁や法人向け光サービスであるビジネスイーサでは回線の常時監視により、ONU と OLT 間にて OAM フレーム（Ether CC）が定期的に送出されている。したがって、無負荷時においてもランダムパターンを含む信号を取得することができる。条件 (2) については、信号の符号化により 0,1 が連続できる最大個数が定められているため、最小信号周波数は推定可能である。例えば、1.25 Gbps の ONU 上り信号が 8B/10B 変換されている場合、0 と 1 の最大連続個数が 5 個のため[19]、最小信号周波数は 125 MHz (250 Mbps) となる（125 Mbps の場合は表 3.2 に記載の通り、3 個以下のため約 20.8 MHz (41.7 Mbps) となる）。推定した値からローパスフィルタの遮断周波数を適切に設計することで条件 (2) を満足できる。したがって、ONU 信号はランダム性を有するとみなし、信号周波数の最小値を正確に把握することで粗計測及び微計測の両方式において試験光として適用可能となる。

3.3. 装置試作

本節では、事業導入に向けた運用面における評価を行うため、3.2 節で述べた「二重化時の干渉低減技術」及び「迂回路の遅延量調整技術」、「二重化光線路の伝搬遅延差計測技術」の各要素技術を筐体化した装置試作について述べる。試作コンセプトは「小型かつ簡便な操作」とし、現場作業者が扱い易いよう実用的性能に重点を置いた。

3.3.1 粗計測信号処理部の小型化・高速化

3.2.3.2 にて正規化された現用線路信号を $f_N(t)$ 及び迂回線路信号 $g_N(t)$ のパルス列の相関係数を計算し、相関がある($\psi = 1$)時の遅延時間 τ_d を伝搬遅延差として測定する基本原理を述べた。1.25 Gbps や 125 Mbps の高速な通信サービスにおいてパルス列を取得するには高いサンプリングレートを有する A/D 変換器及び信号解析部が必要であり、装置規模が大きい。また、パルスパターンをずらして相関解析を繰返し行うため伝搬遅延差が大きい程解析に時間を要する。20 km の伝送距離にて実用的な計測速度を達成するため、本項では、現用及び迂回線路信号の“0”と“1”の bit 列に対して信号処理することで信号解析部の小型化・高速化を検討した。伝搬遅延差が 1 bit 以内の場合、位相検出器を用いて信号位相差から高精度に遅延差を計測できる。

図 3.8 の相関解析に用いた部分を修正した実験系を図 3.21 に示す。修正部分は A/D 変換器と比較器及び S/P 変換器との交換（網掛け部分）である。SFP にて光電変換された現用及び迂回線路信号は FPGA（XILINX 社製 XC7K70T-1FBG676C, size:27 x 27 mm）にて“0”と“1”のデジタルデータとしてシリアル-パラレル変換（S/P）され並列演算処理にて解析される。FPGA にて相関解析を行い、現用及び迂回線路信号のデジタルパターンの相関がある時の遅延時間を伝搬遅延差として値を PC に表示する。次に、計測誤差について述べる。FPGA 内のパラレルデータが非同期であるため信号集録のタイミングがずれて最大 1 クロック分（16 ns）の計測誤差が生じる（図 3.22）。このクロックズレは ONU 信号が符号化されていることを利用し、現用及び迂回線路信号の和信号の復号可否によって補正する（図 3.23）。現用及び迂回線路信号のクロック信号の位相差を一致させ、和信号が復号化できればパラレルデータの信号は同期しているとみなすことができる。これにより、計測分解能は 1 bit となる。

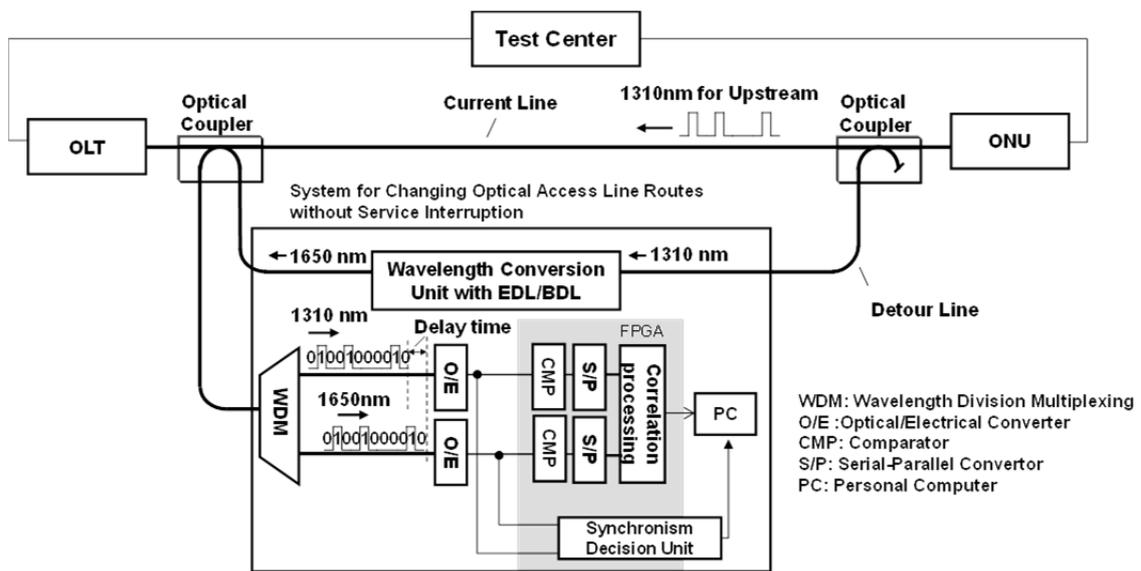
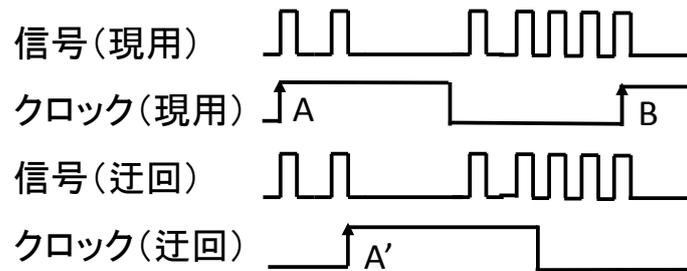


图 3.21 実験系



クロックの位相一致は二通り. (AとA', BとA')

図 3.22 クロック非同期による bit ズレ

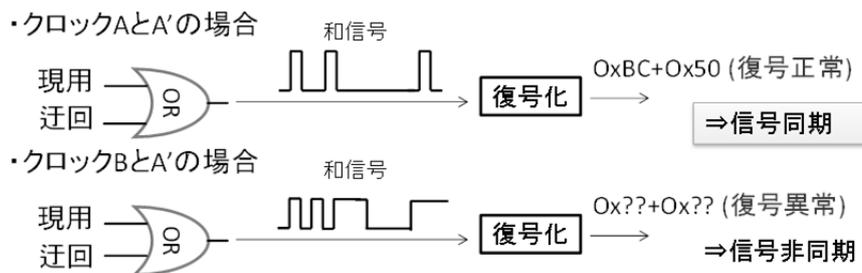


図 3.23 和信号の復号判定

現用または迂回光線路に光ファイバにて0, 16, 32 cmと5, 10, 20 km相当の遅延量を付与して測定した。付与した光ファイバは OTDR や C-OFDR にて遅延量を測定した (表 3.3 上段 A~F)。図 3.24 に FPGA のデジタルデータを抽出し (250 kbit), CPU (Intel Core i7-3770) で相関を計算した結果を示す。付与した光ファイバ遅延量それぞれに対する相関係数 $\rho=1$ の遅延時間から現用光線路に対する迂回光線路の伝搬遅延差が求まる。このとき演算処理に最大 230 s 要した。同様の計算を FPGA 内にて並列演算処理した場合, 演算処理時間は < 10 s である。この計測結果 (表 3.3 下段) と付与した光ファイバ遅延量 (表 3.3 上段) との乖離は計測分解能以下であることから, およそ 20 km までの伝搬遅延差を正常に計測し, 計測速度及び実用性を向上させた。

表 3.3 付与した遅延量と測定結果の比較

	A	B	C	D	E	F
光ファイバ遅延量 [ns]	0	0.75	1.51	24691.03	49362.56	98552.63
測定結果 [ns] (FPGAの計算時間: <10 s)	0	0.8	1.6	24691.2	49363.2	98552.0

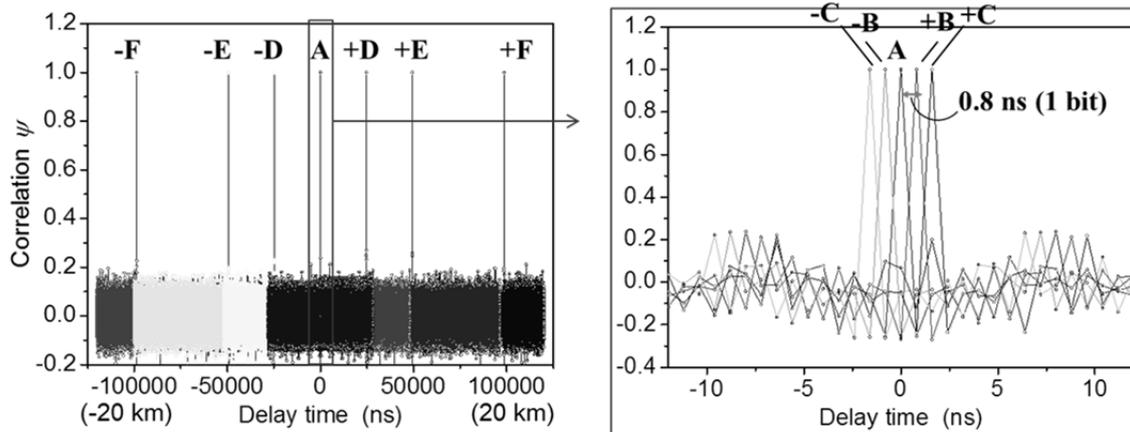


図 3.24 遅延時間 vs 相関係数. (相関係数 1 の遅延時間が現用光線路に対する迂回光線路の伝搬遅延差を示す.)

3.3.2 装置サイズ

装置サイズは作業者にとって可搬性及び作業性の観点から重要なポイントである。図 3.25 に試作した無瞬断切替機の遷移を示す。遅延量調整部及び遅延差計測部の主な装置仕様を下記に示す。

・遅延量調整部

項目	仕様
波長	1.31,1.49,1.55,1.65 μm
伝送速度	1.25 Gbps, 125 Mbps
最大延伸量	100 μs 以上
調整分解能	≤ 51 ps
系統数	2
制御方式	P C

・遅延差計測部

項目	仕様	備考
波長	1.31,1.65 μm	受光のみ
伝送速度	1.25 Gbps, 125 Mbps	
遅延範囲	100 μs 以上	
計測分解能	< 10 ps	相関法+位相検出法
計測精度	< 100 ps	
制御方式	P C	

装置サイズは遅延量調整の方式によってサイズは変化し、光電変換方式に変わることによって現実的な装置サイズに近づいた。試作した BDL 型光電変換方式の装置サイズは 14 L であり、EDL 型光電変換方式の装置サイズ 186 L と比較して約 90 % のダウンサイジングを達成した。これは多くの EDL 素子を FPGA へ置換し、電気部品を基盤化することで実現した。これにより、作業者一人で作業が可能となり実用性が格段に向上した。

試作装置は連続 8 時間において安定に動作し、切替業務の 1 日の作業に無瞬断切替機の適用は十分可能である。但し、信号の光電変換や遅延量調整によって切替機内部の固定遅延量が存在

する。遅延量調整部は遅延を付与する機能を有するので、切替機を設置する迂回光線路は無瞬断切替機の固定遅延量分だけ現用光線路より短い迂回光線路の選定が条件である。

3.3.3 ユーザーインターフェース

試作した無瞬断切替機の制御端末のグラフィックユーザーインターフェース (GUI) を C# で作成し、実装した (図 3.26-3.30)。作業者は GUI を用いてワンクリックアクションにて操作を行う。各画面には作業の工程や説明を表示して現状を確認しながら操作できるように設計した。初期設定や詳細な設定確認は調整モードとして別に設けた (図 3.31)。これより、作業者にスキルを要さず作業を実施することが可能となり、実用性を大幅に向上させた。

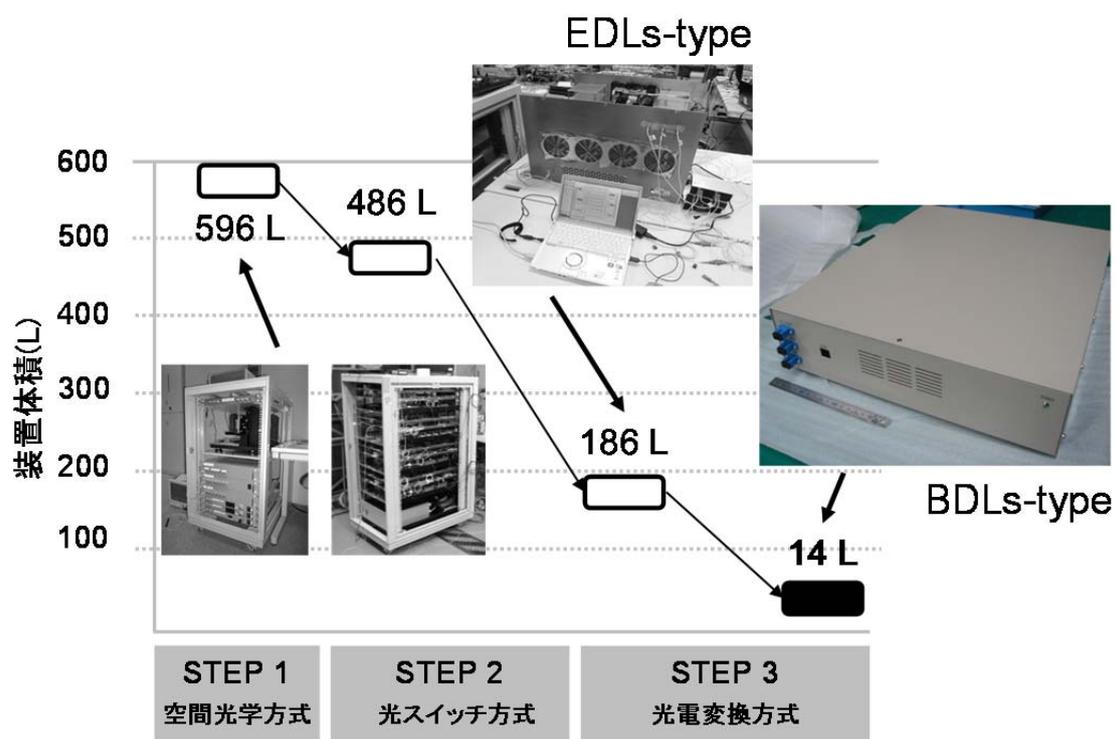


図 3.25 試作装置サイズの遷移

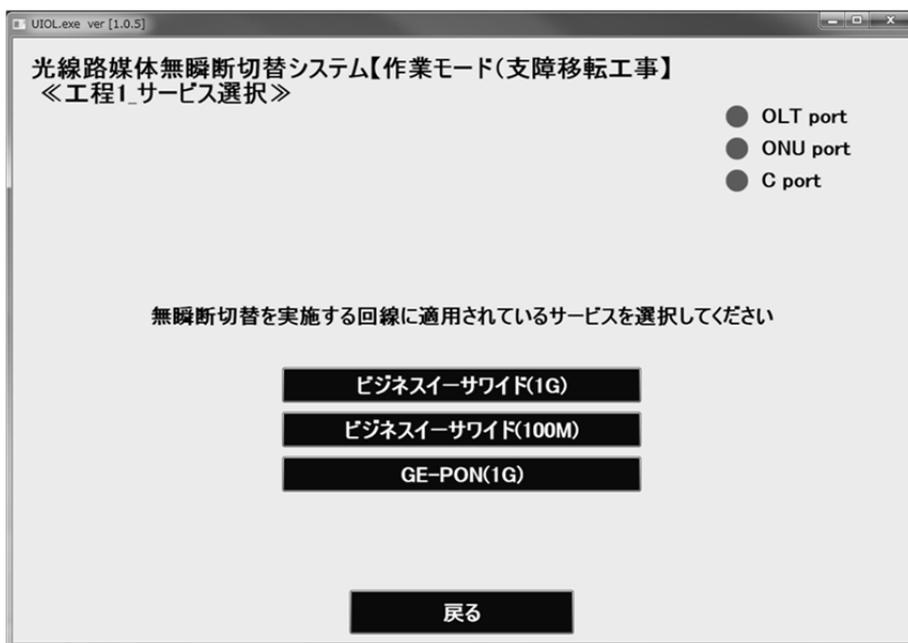
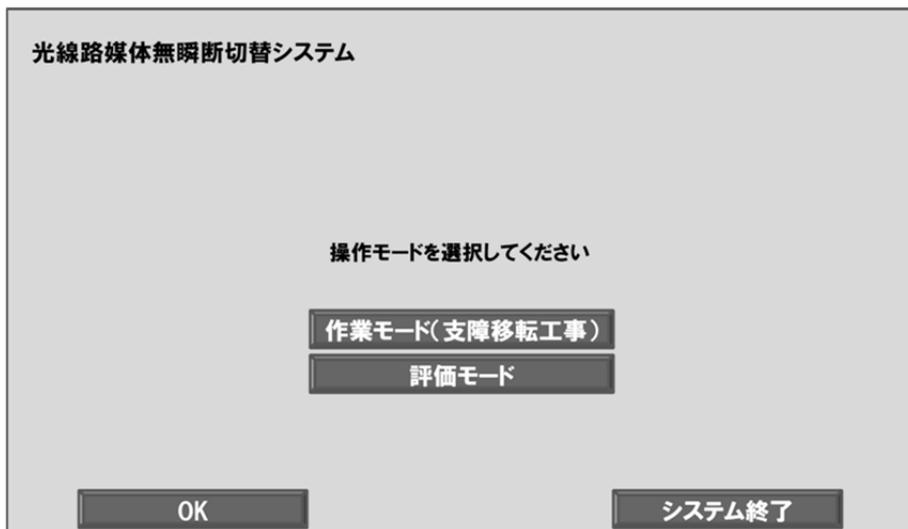


図 3.26 GUI画面(1/5)

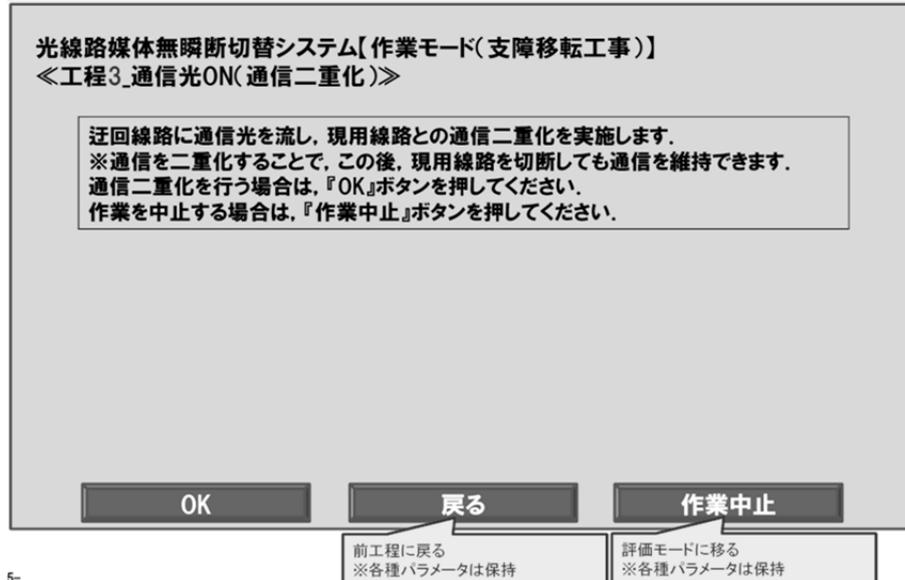
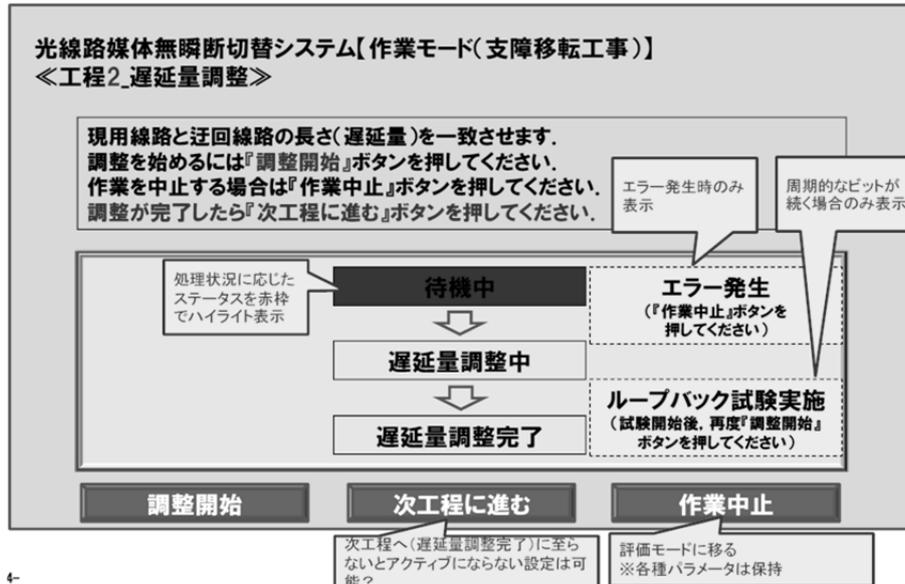
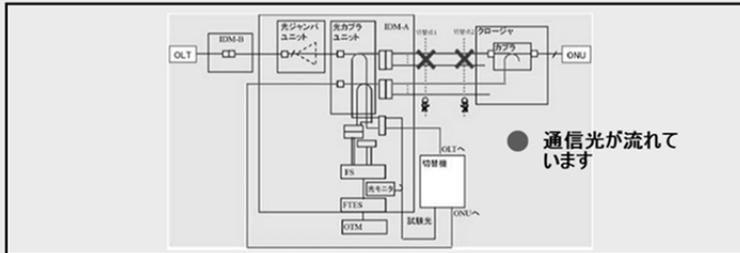


図 3.27 GUI 画面(2/5)

光線路媒体無瞬断切替システム【作業モード(支障移転工事)】
 <<工程4_現用線路切断>>

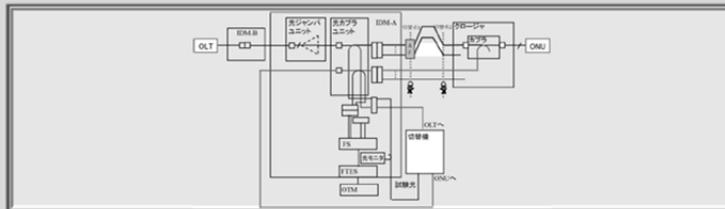
現用線路を切断してください。
 作業完了したら『OK』ボタンを押してください。
 作業を中止する場合は『作業中止』ボタンを押してください。



OK 戻る 作業中止

光線路媒体無瞬断切替システム【作業モード(支障移転工事)】
 <<工程5_新設線路+波長変換アクティブフィルタ接続>>

新設線路への接続を実施してください。切替点1については、必ず『波長変換アクティブフィルタ』を挿入してください(融着接続はしないでください)。
 作業完了したら『OK』ボタンを押してください。
 作業を中止する場合は『作業中止』ボタンを押してください。



OK 戻る 作業中止

前工程に戻る ※各種パラメータは保持 評価モードに移る ※各種パラメータは保持

図 3.28 GUI画面(3/5)

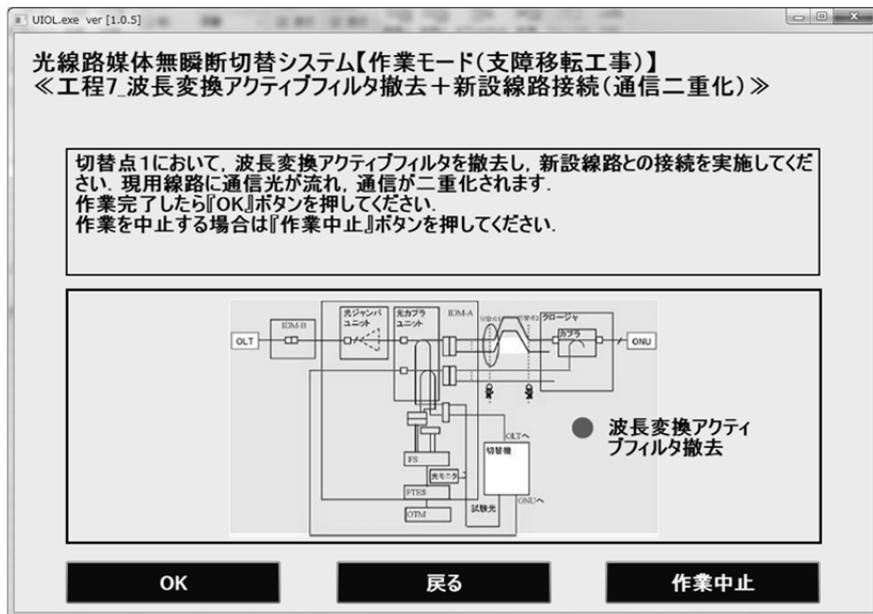
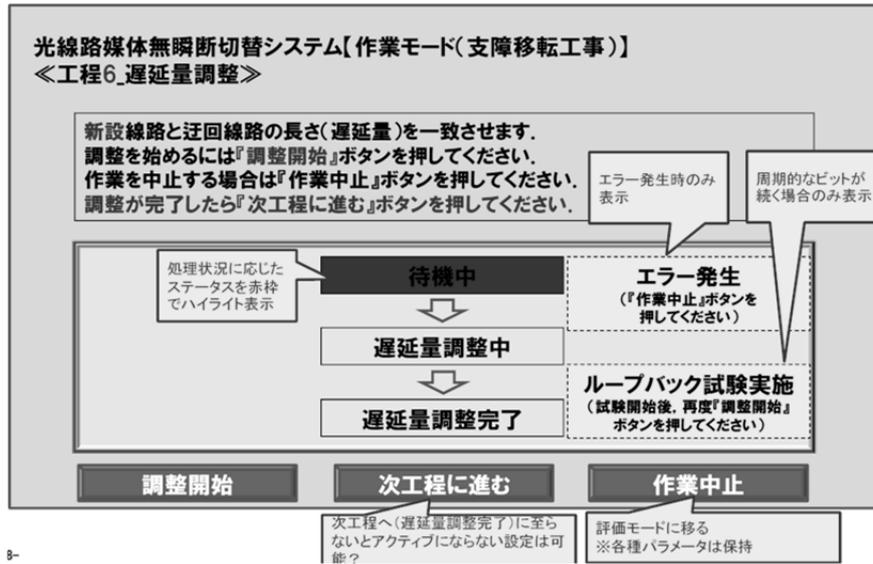


図 3.29 GUI 画面(4/5)

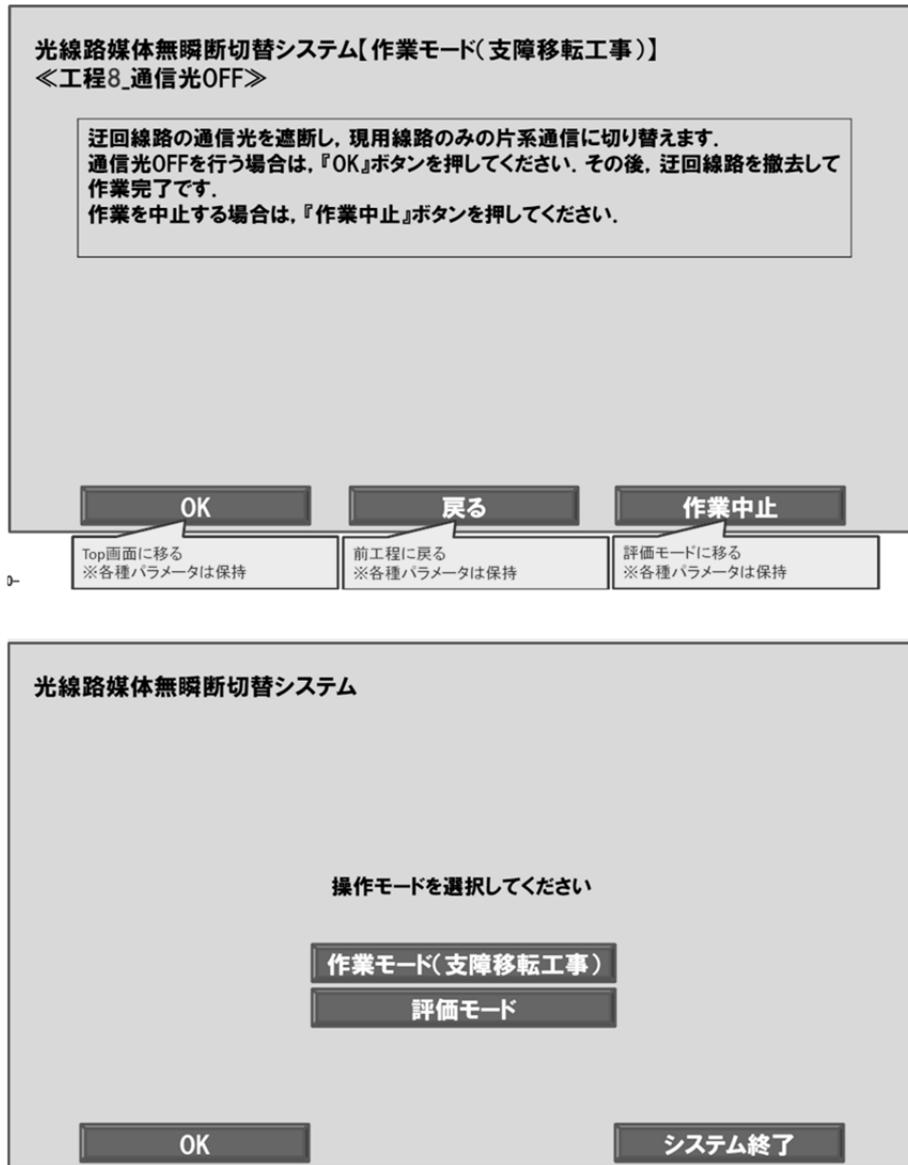


図 3.30 GUI 画面(5/5)

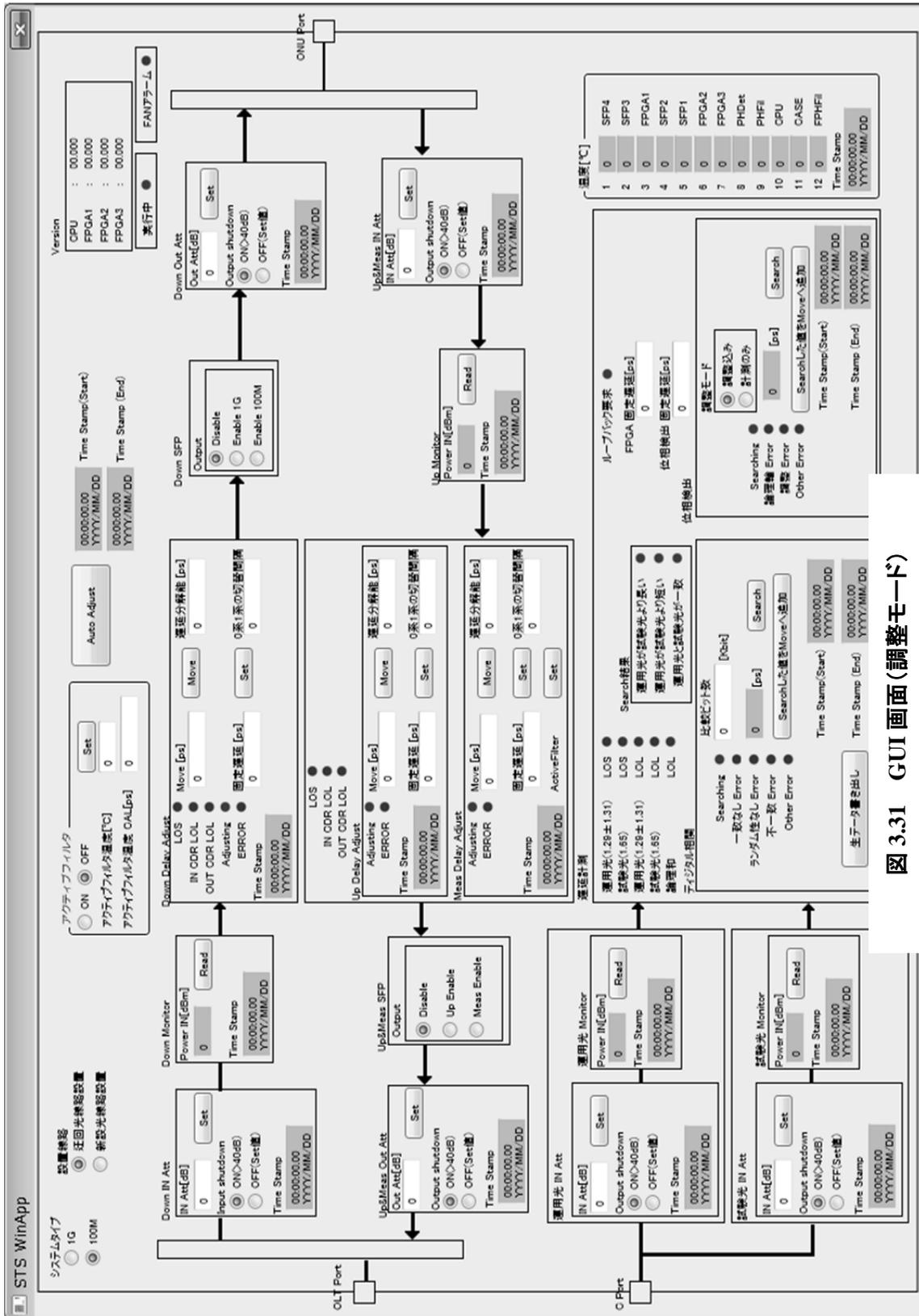


図 3.31 GUI 画面 (調整モード)

3.4. 無瞬断切替作業手順

3.4.1 作業手順の考案

本節では、無瞬断切替手順を述べる。対象となる光ケーブルの切替作業は、以下の作業手順(1)～(11)で進められる。(図 3.32, 図 3.33)。

初期状態

OLT (Optical Line Terminal)と ONU (Optical Network Unit)を現用光線路に接続して通信を行っている状態を初期状態とする。OLT 信号の波長を λ_{down} , ONU 信号の波長を λ_{up} とする。予め、光線路の加入者側に光カプラを設置する。通信局内側の光カプラは局内の試験光入力用光カプラを用いる。OLT 及び ONU の前段には試験光遮断フィルタが設置されている。

手順 1: 事前準備

加入者側と通信局内側の光カプラの間に無瞬断切替機の伝搬遅延量調整部及び迂回光線路を設置する。通信局内側の光カプラの OLT 側に伝搬遅延差計測部を設置する。伝搬遅延量調整部は遅延量を付与する機能を持つため、迂回光線路の伝搬遅延量を減らすことはできない。したがって、用意する迂回光線路は切替機が有する固定遅延量だけ現用光線路より短い光線路を選定する。(予め、加入者側光カプラの現用光線路側ポートに余長ファイバを割り入れることで迂回光線路長より現用光線路長を長くすることが可能である)。

手順 2: 現用光線路の確認及び線路長測定

切替対象の現用光線路であることを確認するため、通信局内側光カプラの試験光入力用ポートから心線対照光を入力する。光線路下部では心線対照用受信部を用いて心線対照光を検出することで切替対象の光線路と確認する。次に、心線対照光源を光パルス試験器に置き換えて現用光線路の線路長を測定する。

手順 3: 迂回光線路の確認及び線路長測定

手順 2 と同様に迂回光線路の心線対照試験及び線路長測定を行う。

手順 4: 二重化光線路の遅延差計測及び迂回光線路の遅延量調整

伝搬遅延量調整部にて迂回光線路を伝搬する上り信号の波長を通信に影響を与えない試験光波長 (λ_{meas}) へ波長変換し、現用と迂回光線路の伝搬遅延差を計測する。次に、現用光線路と同じ伝搬遅延時間となるように迂回光線路の遅延量を調整する。

手順 5: 信号二重化及び現用光線路の切断

迂回光線路を伝搬する上り信号の波長を通信用波長 (λ_{up}) に戻し、現用及び迂回光線路信号を二重化する。このとき、ビート干渉が生じない程度に現用光線路信号の波長に対して迂回光線路信号の波長をシフトする。波長シフトすることで現用及び迂回光線路を伝搬する光の群速度に乖離が生じる。この乖離は手順 2, 3 で測定した現用及び迂回光線路の線路長と信号波長から校正值を計算し補正する。現用光線路の切断後、迂回光線路を伝搬する信号を用いて通信を行う。

手順 6: 新設光線路の接続及び線路長測定, WCAF 接続

現用光線路の切断間に新設光線路を構築し、線路長を測定する。切断箇所にてテープ光ファイバにて接続を可能とし、信号の波長を試験光波長に変換する波長変換アクティブフィルタ (WCAF: Wavelength Conversion Active Filter) (図 3.34) を設置する。

手順 7: 二重化光線路の遅延差計測及び迂回光線路の遅延量調整

手順 4 と同様に、迂回及び新設光線路の伝搬遅延差を計測し、新設光線路と同じ伝搬遅延時間となるように迂回光線路の遅延量を調整する。このとき、計測した伝搬遅延差の値から予め測定しておいた WCAF の固定遅延量及び手順 6 にて測定した線路長から算出した波長シフト分の校正值を除いた値を調整する。

手順 8: 信号二重化及び迂回光線路の通信切断

WCAF を撤去・切断箇所を融着し、迂回と新設光線路信号を二重化する。切替機からの信号出力を停止する。

手順 9: 正常性確認試験

新設光線路を伝搬し、OLT 及び ONU へ受光する光信号を所内及び所外の光カプラを介してモニタリングし、受光レベル差が正常であることを確認する。

手順 10: 空き光線路の切替

迂回光線路の切替及び正常性確認試験を実施する。このとき、所外光カプラに接続した迂回光線路を所外光カプラ下部と接続する (下部延ばし)。

手順 11: 撤去作業

無瞬断切替機を撤去する。

信号を二重化し無瞬断でケーブルルートの切替を行う上で現用 (もしくは新設) 光線路と同じ伝搬遅延を有する迂回光線路の構築 (手順 4,7) が重要である。本論文に記載の伝搬遅延差計測及び伝搬遅延量調整技術を用いることで二重化光線路間の伝搬遅延差を正確に一致できる。

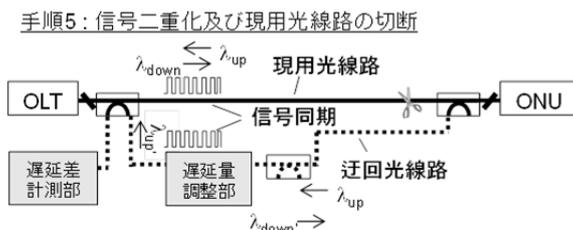
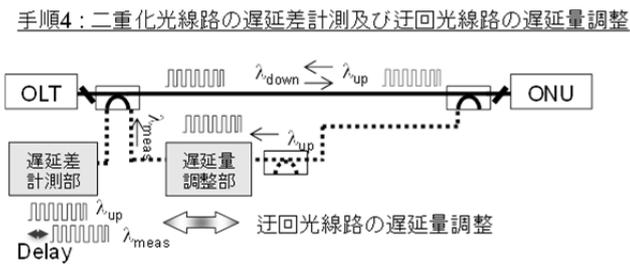
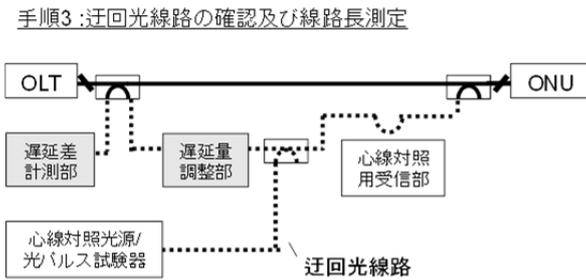
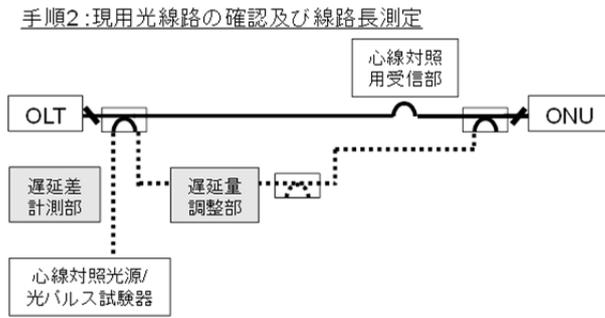
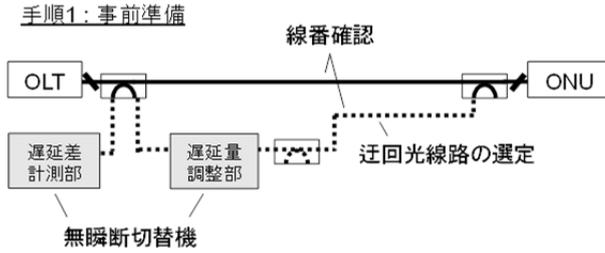
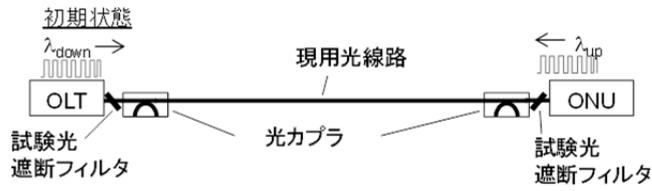
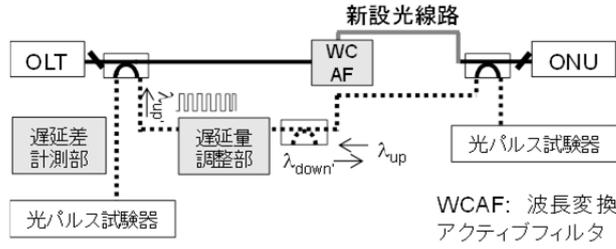
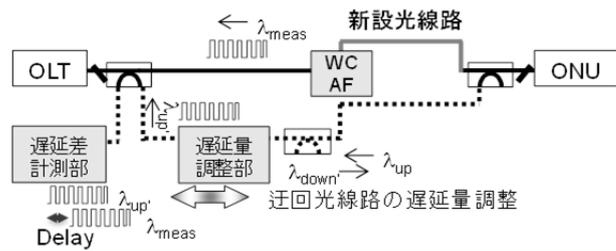


図 3.32 無瞬断切替作業手順
(初期状態～現用と迂回の二重化・現用切断)

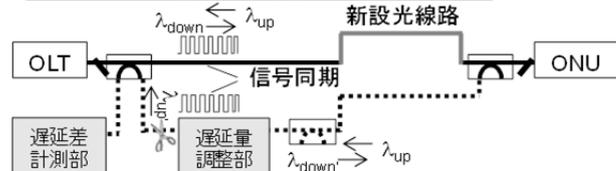
手順6: 新設光線路の接続及び線路長測定, WCAF接続



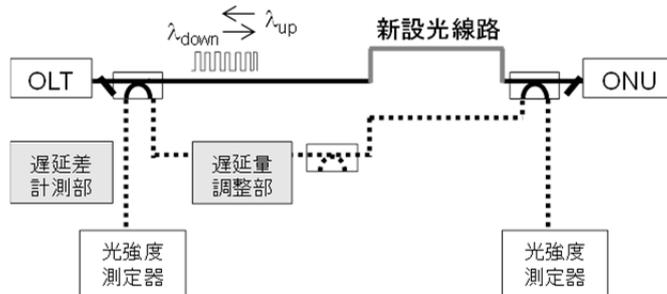
手順7: 二重化光線路の遅延差計測及び迂回光線路の遅延量調整



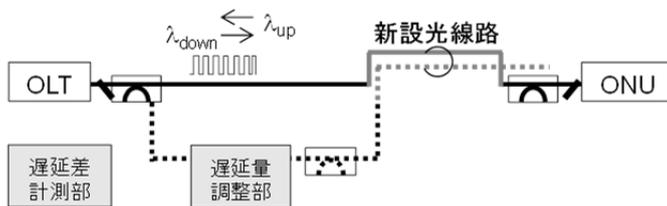
手順8: 信号二重化及び迂回光線路の通信切断



手順9: 正常性確認試験



手順10: 空き光線路の切替



手順11: 撤去作業

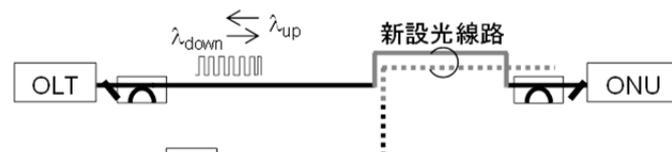


図 3.33 無瞬断切替作業手順
(新設と迂回の二重化～撤去作業)

波長変換部 前面



波長変換部 側面

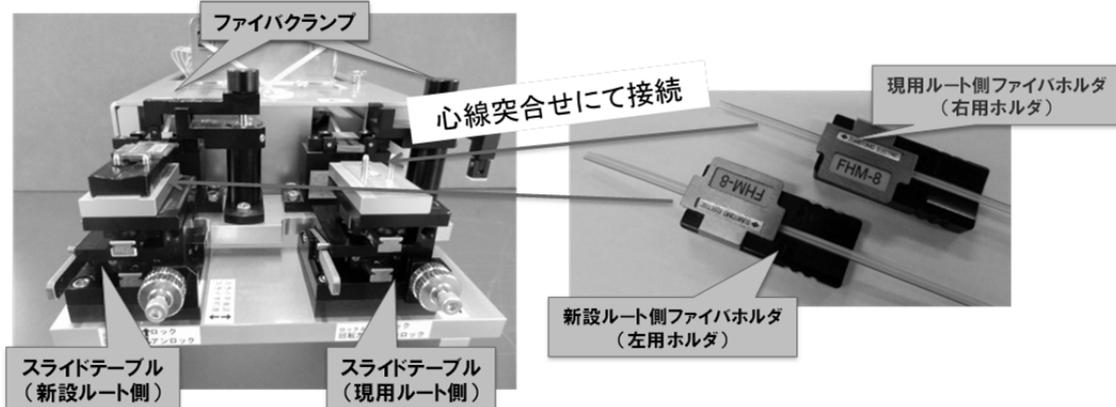


図 3.34 試作した波長変換アクティブフィルタ
スライドテーブルにてテープ光ファイバを設置,
端面接続にて任意の一芯の波長を変換.

3.4.2 作業手順の検証

3.4.1 にて考案した手順において所外光カプラ設置済みの SS 方式における光ケーブルルートの切替業務の無瞬断化が可能となる。本項では現場導入を意識し、従来の切替業務に無瞬断切替技術を適用した場合の作業手順について検証した。図 3.35 に構築した検証系を示す。通信局内の切替対象の OLT の後段に設置している所内光カプラの試験光ポートに試作した無瞬断切替機を接続し（所内作業点 A）、用意した迂回路と接続する。現用光線路と迂回光線路は所外模擬設備内に予め設置している所外光カプラ（所外作業点 D）を介して ONU へ接続する。これで、光媒体における二重化が完了となる。このとき、通信は現用光線路を用いて行われおり、迂回光線路は無瞬断切替機内にある光スイッチにて信号を遮断している。検証のため、所外模擬設備内に切替用の光クロージャを光ケーブル上部（所外作業点 B）と下部（所外作業点 C）に設置し、クロージャ間を通して現用光線路の新設光線路への切替作業を実施した。検証には実サービス（ビジネスイーサワイド 100M [20]）を用いて行った。切替作業は実際の通信建設作業者が行い、サービス影響と作業性を評価した。作業手順フローを図 3.36-3.38 に示す。作業手順フローは 3.4.1 に述べた通り、作業手順に従来切替作業で行う光ファイバに曲げを加えることで心線確認を行う心線対照[21]及び切替作業が正常に完了したことを確認する正常性確認の工程を含む。ここで、切替後の光線路の正常性を OLT 及び ONU へ受光する光信号を所内及び所外の光カプラを介してモニタリングし、受光レベル差が正常であることを確認した。また、TestCenter を用いてビットエラー及びフレームドロップをモニタリングし伝送品質を評価した。また、従来の切替業務と作業時間を比較した。検証の結果、作業手順フローの通り実施することで、ビットエラー及びフレームドロップが発生することなく現用光線路から新設光線路へ切り替えた。作業に要した時間を、作業手順毎に図 3.39 に示す。初見での作業ではあるが、作業時間は従来の 8 倍以上となり、作業時間の短縮化が課題として浮き彫りになった。手順の中で特に WCAF 接続に多くの時間を要した。作業へのヒアリングから、突合せ時の心線合わせ及びコネクタ挿抜に時間を要していることがわかった。これは、テープ光ファイバと WCAF の突合せ接続の作業性を向上することで時間短縮が見込まれる。また、心線対照も作業時間が大幅に増加しているのは作業不慣れや逐次作業が原因と想定される。今後は、作業工程の並列化・簡略化及び講習による作業習熟度の向上によって作業時間の短縮化をねらう。また、作業者の手順誤りを防止するフルプルーフ強化も併せて行う。

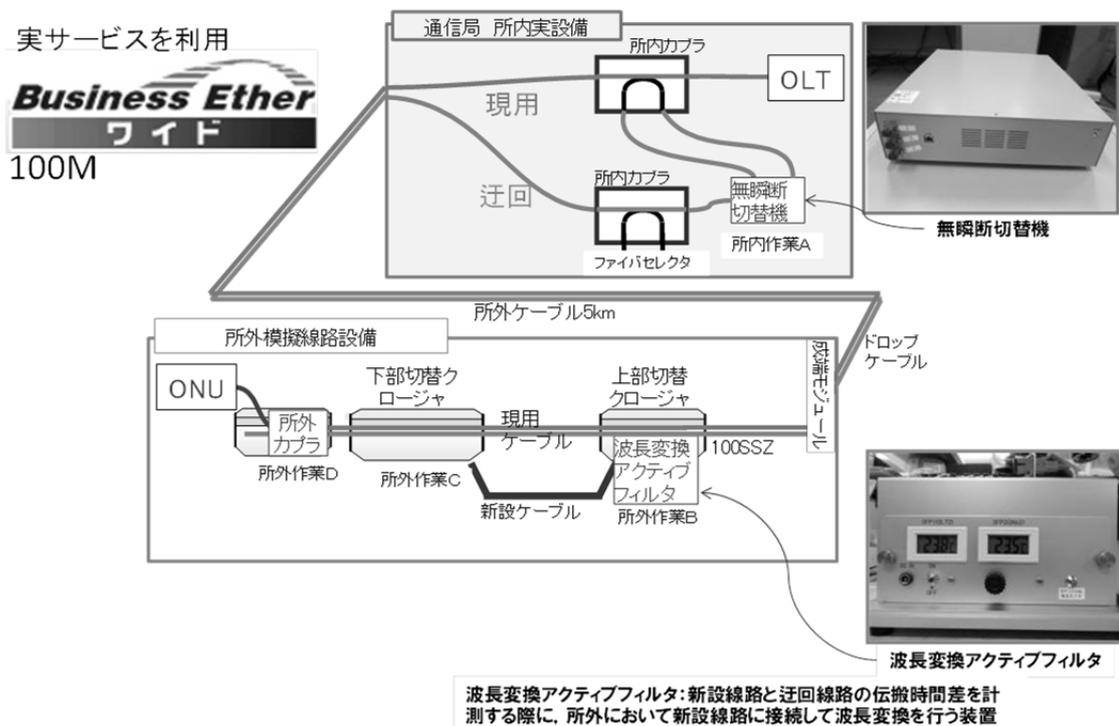


図 3.35 手順検証の為の検証系. 所内実設備, 所外模擬設備, 実際の作業による手順検証

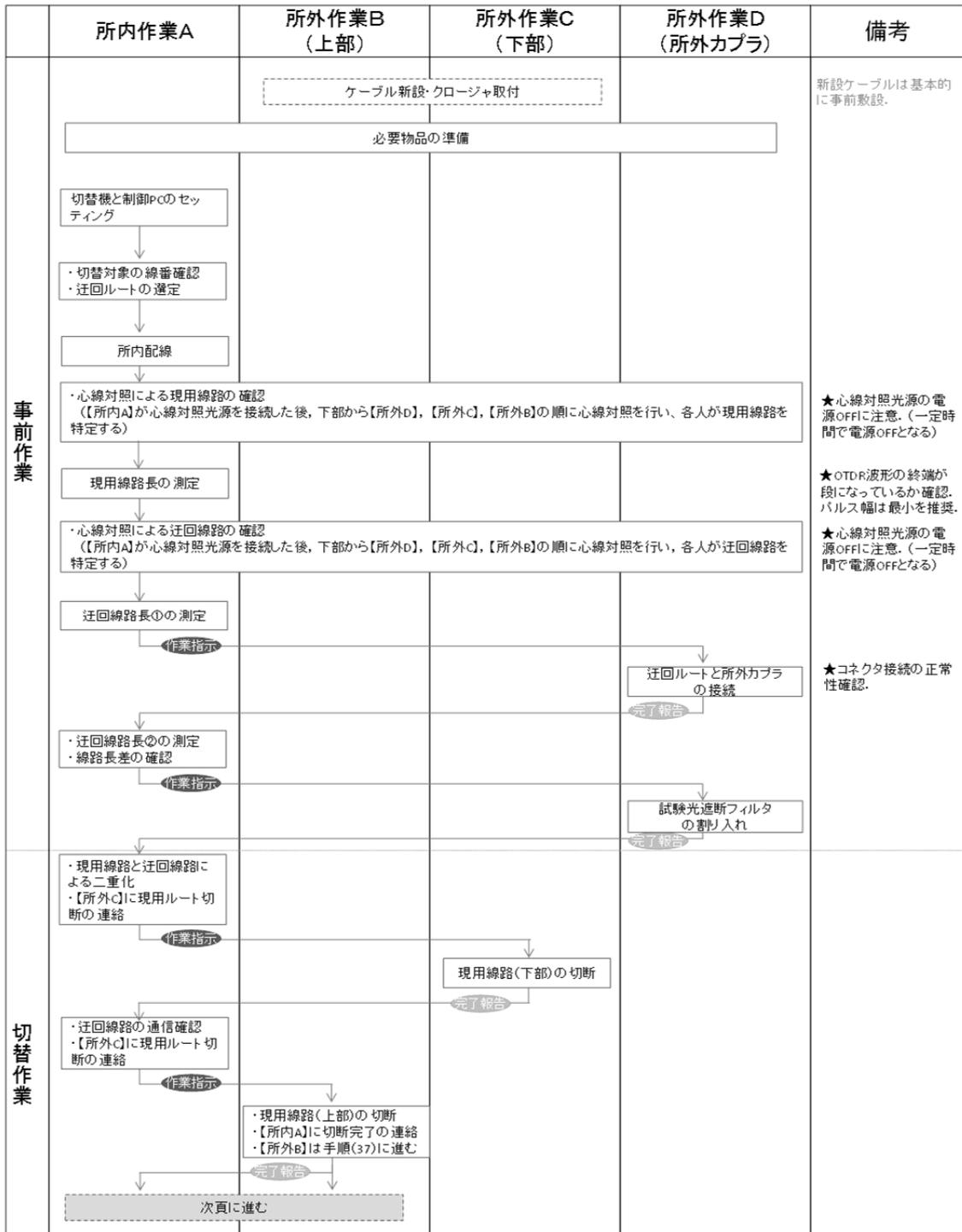
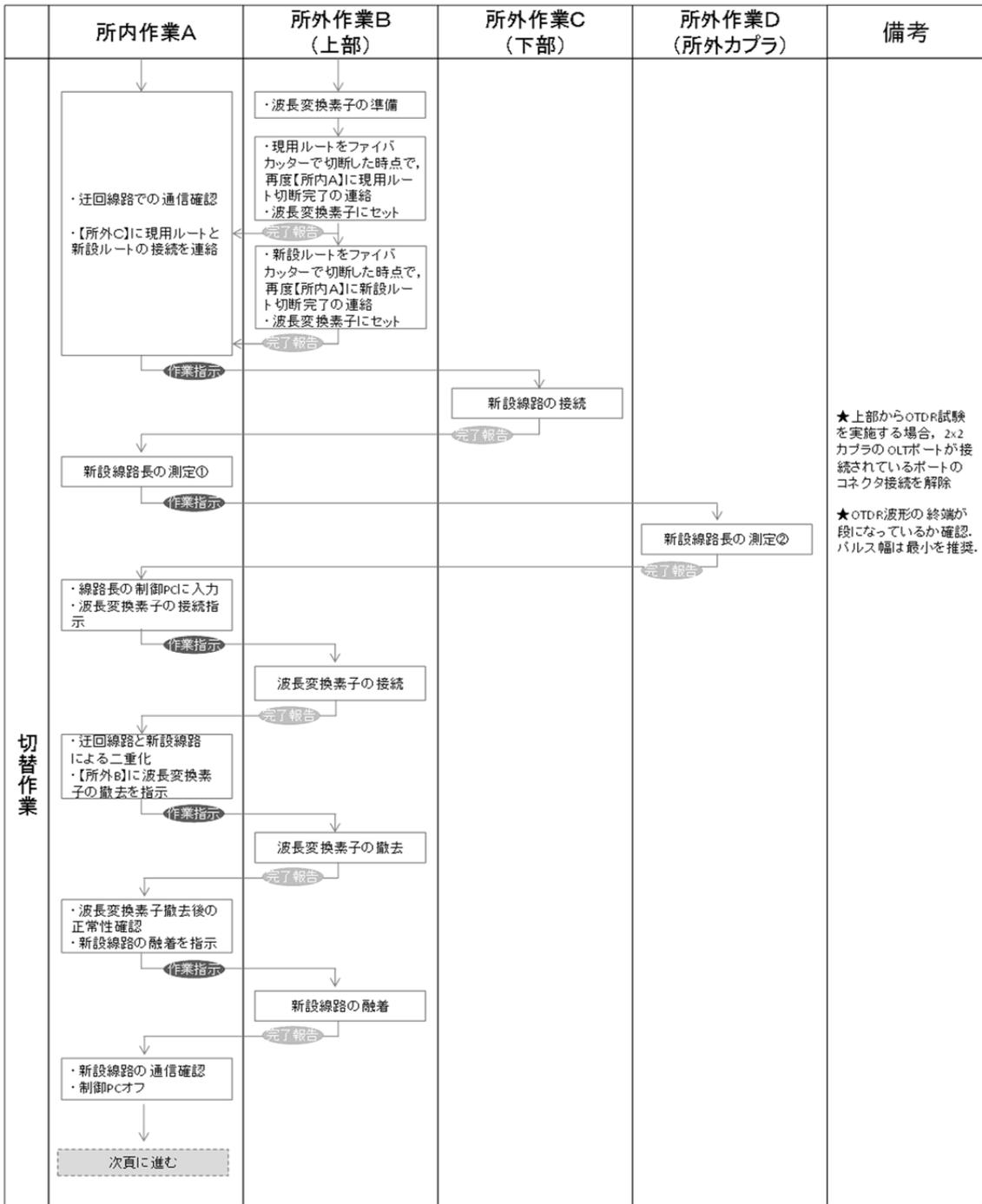


図 3.36 作業手順フロー(1/3)



★上部からOTDR試験を実施する場合、2x2カブラのOLTポートが接続されているポートのコネクタ接続を解除

★OTDR波形の終端が段になっているか確認。パルス幅は最小を推奨。

図 3.37 作業手順フロー(2/3)

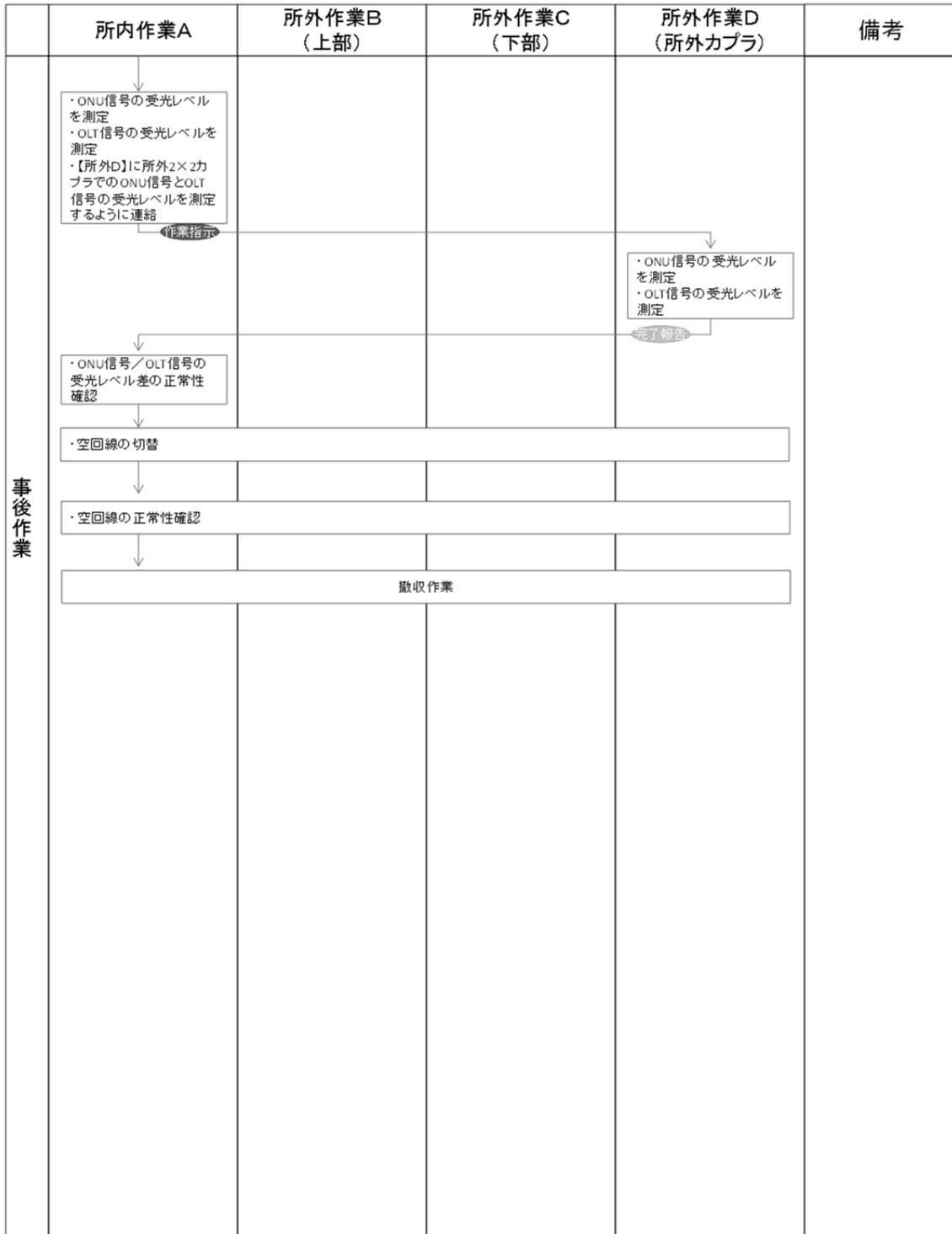


図 3.38 作業手順フロー(3/3)

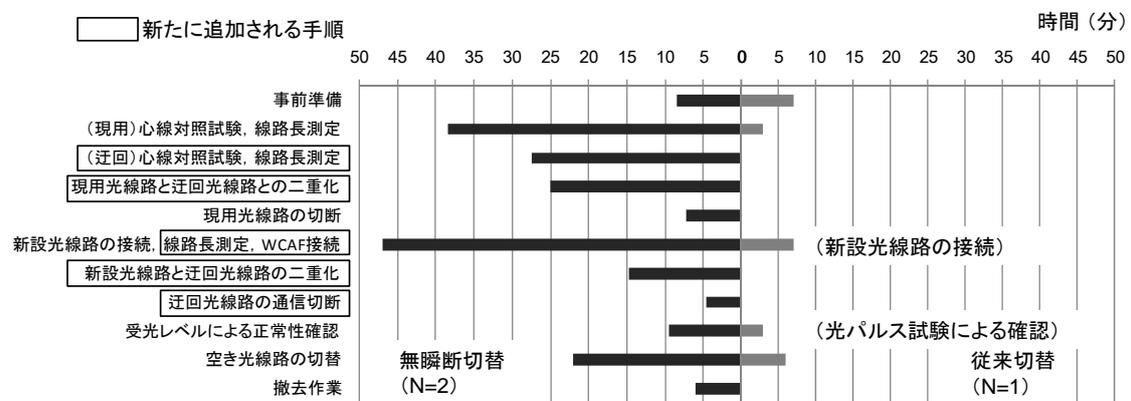


図 3.39 無瞬断切替作業と従来切替作業に要する作業時間の比較

3.5. 結論

第 3 章では、従来の通信断を伴う光ケーブルルートの切替業務に対して、通信に利用している現用光線路に同じ伝搬遅延を有する迂回光線路を設けて信号を一時的に二重化することで切替工事の無瞬断化を可能とする基本原理を示し、基本原理を実現するための要素技術である伝搬遅延量調整・計測技術について述べた。

迂回路の伝搬遅延量調整技術については、一度光信号を電気信号に変換し、電気遅延素子にて伝搬遅延量を調整する光電変換方式を提案した。バッファメモリ型電気遅延方式 (BDL) では一時的にリングメモリバッファへ信号を保管することで約 487 m/s の調整速度と光路長 20 km 分の遅延量調整範囲を実現した。リングメモリバッファ後段に CDR (Clock Data Recovery) にて品質回復することで BDLs を中継した信号と BDLs を中継しないリファレンス信号と比較してビット誤り率 10^{-12} 以下を 0.25 dB のパワーペナルティにて達成し、高い通信品質を維持しながら遅延量を調整できることを示した。

二重化線路の伝搬遅延差計測技術は、粗計測及び微計測の異なる計測手法の組合せを検討した。粗計測は、現用及び迂回線路信号のパルス列の相関解析を用いることで大遅延差を計測可能とし、光ファイバ 20 km 分の伝搬遅延差を 0.8 ns (光路長に換算すると 16 cm) 分解能で計測した。微計測は、現用と迂回線路信号の位相差を検出することで計測範囲は試験光信号のパルス幅以内と限定されるが約 3.7 ps (約 0.74 mm) の高分解能で伝搬遅延差を計測できることを示した。計測に用いる試験光はサービス加入者宅内に設置している伝送装置である ONU (Optical Network Unit) の光信号を作業性・光損失量の観点から採用した。粗計測及び微計測の両手法を併用して伝搬遅延差を計測することで 1.25 Gbps の専用線光サービスの光ケーブル切替工事の無瞬断化で許容される遅延量 100 ps (2 cm) 以内に現用及び迂回光線路の伝搬遅延差を正確に調整できることを示した。

また、事業導入を見据えた運用方式の確立を目指し、要素技術を集約し筐体化の試作を実施した。装置サイズは 14 L となり旧試作機の 186 L と比較して 90 % 以上のダウンサイジングを実現した。これにより実用性が格段に向上した。さらに、作業手順について、従来工法への伝搬遅延量・調整技術の適用及び各種試験工程を加えた作業手順を考案した。実際の通信建設作業員及び実サービス、所内実設備にて作業手順を評価し、作業手順書を用いることで実作業員による無瞬断切替工事が可能であることが実証された。今後は、手順の効率化・並列化による作業時間の短縮化・作業手順の誤り防止が重要な課題である。

伝搬遅延量調整・計測技術を用いた光ケーブル切替工事の無瞬断化の実現は、計画的な光ファイバケーブル切替工事の実施を可能にする。例えば、お客様との調整の結果、複数日で実施していた工事日程を集約できることや夜間帯に行われていた工事を昼間帯に移すことで作業者の稼働確保を容易にし、効率的な工事によって工事コストを削減する。また、お客様との調整そのものが不要となり借用調整にかかる稼働削減につながる。光ネットワークを構築する光設備数は膨大であり光ケーブルルートの切替工事が増加していることから切替工事の無瞬断化は保守運用業務の効率化に貢献する。

参考文献

- [1] 藏谷涉, 寫津聡志, 榎本圭高, “通信モニタ技術を用いた光線路切替工事の効率化”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 111, no. 298, OFT2011-54, pp. 37-42, 2011年11月.
- [2] I. Watanabe, H. Saito, H. Kobayashi, and S. Takashima, “Subscriber optical fiber cable transfer splicing using mechanically transferable connectors”, IEEE J. Lightwave Technol., vol.10, no.6, pp.720-727, 1992.
- [3] K. Tanaka, M. Zaima, M. Tachikura, and M. Nakamura, “Downsized and enhanced optical fiber cable transfer splicing system”, in Proceedings of 51st International Wire and Cable Symposium (51st IWCS), pp. 680-686, Nov. 2002.
- [4] 本田奈月, 川野友祐, 廣田栄伸, 真保誠, 真鍋哲也, 東裕司, “ローカル光入出力技術を用いた光線路切替方式の基本検討”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 112, no. 261, OFT2012-40, pp. 43-46, 2012年10月.
- [5] 田中郁昭, 吉田耕一, 納戸一貴, 真鍋哲也, 東裕司, “サービス無瞬断光線路切替技術の信頼性向上”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 110, no. 177, OFT2010-18, pp.11-16, 2010年8月.
- [6] K. Tanaka, T. Tsujimura, K. Yoshida, K. Katayama, Y. Azuma, and M Shimizu, “Frame-loss-free Line Switching Method for In-service Optical Access Network using Interferometry Line Length Measurement”, in Proceedings of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference 2009 (OFC2009), paper PDPD6, Mar. 2009.
- [7] K. Yoshida, K.Tanaka, and T.Tsujimura, “Robotic Waveguide by Free Space Optics”, Adv. Mechatron., pp.207 -222, 2011.
- [8] 吉田耕一, 辻村健, 白木和之, 三川泉, “単一モード光ファイバ伝送への光空間通信の適用性に関する検討”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 106, no. 350, OFT2006-41, pp.5-10, 2006年11月.
- [9] 東裕司, 田中郁昭, 吉田耕一, 片山和典, 辻村健, 清水正利, “光アクセス媒体切り替え方式の基礎検討”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 108, no. 310, OFT2008-52, pp. 27-31, 2008年11月.
- [10] 片山和典, 田中郁昭, 吉田耕一, 辻村健, 東裕司, 清水正利, “イーサ光アクセスシステムにおけるエラーフリー光線路切替方法の検討”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 109, no. 59, OFT2009-10, 2009年5月.
- [11] 納戸一貴, 田中郁昭, 片山和典, 真鍋哲也, 東裕司, “サービス無瞬断切替技術における光スイッチを用いた光路長調整技術の検討”, 電子情報通信学会論文誌 B, vol. J96-B, no.3, pp.292-300, 2013.

- [12] K. Tanaka, T. Tsujimura, K. Yoshida, K. Katayama, Y. Azuma, and M. Shimizu, “Frame-Loss-Free Optical Line Switching System for In-Service Optical Network”, IEEE J. Lightwave Technol., Vol. 28, No. 4, pp. 539-546, 2010.
- [13] 吉田耕一, 田中郁昭, 納戸一貴, 真鍋哲也, 東裕司, “偏波保持光スイッチによるサービス無瞬断光媒体切替技術の検討”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 110, no. 436, OFT2010-67, pp. 21-26, 2011年2月.
- [14] 真鍋哲也, 納戸一貴, 片山和典, 井上雅晶, 東裕司, “可変電気遅延器を用いた光線路無瞬断切替システムの基本検討”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 112, no. 311, OFT2012-46, pp. 23-26, 2012年11月.
- [15] T. Manabe, K. Noto, M. Inoue, K. Katayama, N. Honda, and Yuji Azuma, “System for changing optical access line routes without service interruption using photoelectric converters and electric variable delay lines”, in Proceedings of International Wire & Cable Symposium (IWCS 2013), pp. 35-40, Nov. 2013.
- [16] Spirent Communications, “Spirent TestCenter”, http://www.spirent.com/Ethernet_Testing/Software/TestCenter, referenced in Jul. 2013
- [17] 真鍋哲也, 納戸一貴, 川野友裕, 本田奈月, 東裕司, “光線路無瞬断切替のための光電変換を用いた伝送路二重化の検討”, 電子情報通信学会 2012年総合大会講演論文集, B-10-18, 2012.
- [18] 片山和典, 納戸一貴, 井上雅晶, 真鍋哲也, 東裕司, “光線路無瞬断切替システムにおけるハイブリッド遅延調整方式に関する検討”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 112, no. 403, OFT2012-60, pp. 43-46, 2013年1月.
- [19] 石田修, “10 ギガビット Ethernet 教科書”, インプレス, pp. 112-127, 2005.
- [20] NTT 西日本, “Business Ether ワイド”, <https://www.ntt-west.co.jp/solution/solution/category/wide/>, referenced in Dec. 2014.
- [21] 鈴木勝晶, 山本素, 夏目新, “R15 心線に対応した光ファイバ心線対照技術”, NTT 技術ジャーナル, vol. 19, no. 4, pp. 54-55, 2007.

第4章 光計測を用いた光設備 DB の正確化

4.1. 緒言

第4章では、光媒体網の保守作業時において、現場作業者が光ケーブル等の屋外設備の現況や故障位置を正確かつ速やかに掌握するため、光設備の現況を通信局内から遠隔で識別する技術の実現性について述べる。偏波や歪み、温度変化の光学パラメータから得られる光学的特徴点を示し、対応する光設備を結び付けることで、地図上に故障点や光設備を表示する。また、光学的特徴点を付与することでより正確に設備識別可能な手法について述べる。

4.2. 光学的評価による特徴点抽出

正確な設備データベース（以下、設備 DB とする）を構築するためには、リアルタイムに設備状態を取得できる技術が必要である。本章では、光ファイバ中を伝搬する光によって生ずる後方散乱光の変化から光ファイバ長手方向の偏光や歪み、温度変化、反射・損失をハイブリッドに計測し、各パラメータの光学的な物理量の変化からリアルタイムに詳細な光ファイバ状態を検出する実現性について述べる。また、光学パラメータの特徴点を組み合わせることで、光クロージャや光ケーブルの種別、コネクタ接続部、曲げ部、ケーブル敷設環境の地下または架空の判別などを識別可能とするアルゴリズムを示す。

現行法では光設備の反射点や損失点のみを検出し、光設備の接続部と識別している。光媒体網は接続部の収容やケーブル構造等により様々な曲げを多く有している。また、敷設環境は光ケーブルに温度変化を生じさせる。これらを偏光やブリルアン散乱光の変化として検出することで光設備のリアルタイム測定を行う。

4.2.1 偏光評価

光クロージャの光ファイバ接続点では接続点を含む余長光ファイバを丸めて収納部に収容しており、このような収容部では曲げによる応力によって、光ファイバ中の偏光が旋光する。この旋光によって生ずるレイリー散乱光の周期的な強度変化を検出することで収容部の位置特定が可能となる。以下に偏光強度 I を求める計算式を示す。

$$|I| = I_0 \sin^2(2\theta) \cdot \sin^2(\beta \cdot l) \quad , \quad (4.1)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot C_b \cdot \tau \quad , \quad (4.2)$$

$$\tau = \tau_{bend} = \frac{C_f}{\pi} \cdot \left(\frac{d}{D} \right)^2 \quad . \quad (4.3)$$

但し、 β : 複屈折率 [rad/m], I_0 : 入射強度 [dBm], θ : 入射角 [rad], l : 光ファイバ長 [m], λ : 測定波長 [m], C_b : 光弾性係数 [m²/N], τ : 応力 [N], d : クラッド径 [m], C_f : 光ファイバ特性定数 (4.39 x 10⁵ rad/m) [1], D : 曲げ直径 [m].

I は長手方向の散乱光パワーで、 $l = \frac{\pi}{\beta}$ の周期で強度は変化する。 β は曲げ応力 τ_{bend} によって決定され、曲げ直径 D が小さいと複屈折率が大きくなり偏光強度の周期が短くなる。

次に、SMF および HAF (Hole Assisted Fiber) についての曲げ径による偏光強度の周期性を確認し、理論値と比較した。本測定で用いた実験系を図 4.1 に示す。実験はレーザ波長を掃引することで長手方向の散乱光強度を検出する C-OFDR (Coherent - Optical Frequency Domain Reflectometry) に SMF もしくは HAF を直径 20 から 60 mm に可変して曲げ部を付与した。C-OFDR 測定器内部で偏波スプリッタにより散乱光を S 波と P 波に分離してそれぞれ測定した。距離分解能は 0.1 mm である。直径 30 mm の曲げ部を測定した結果を図 4.2 に示す。測定結果から、C-OFDR 波形で曲げ付与部の周期的な偏光強度変化を観測した。SMF と HAF の偏光強度変化周期はそれぞれ 0.386 m, 0.373 m とほぼ等しいことを確認した。次に、偏光強度変化周期と曲げ直径の関係を測定し (図 4.3), 実験値と理論値がほぼ一致することを確認した。したがって、偏光強度変化周期を測定することで光ファイバ収容状態をセンチオーダーの精度で検出が可能といえる。SMF では収容部において $D > 60$ mm だが、将来収容径の異なる設備が HAF の適用等によって発生すれば、これを光試験によって検出することも可能である。また、偏光強度変化周期をフーリエ解析にて周波数ピークとして検出することで機械的処理や統計処理が容易になり、重畳している偏光強度変化周期も選別できる[2].

以上より、光ファイバ線路に存在する曲げ部を検出し、ファイバ収容部と識別することで損失が微小な接続点の検出が可能となる。

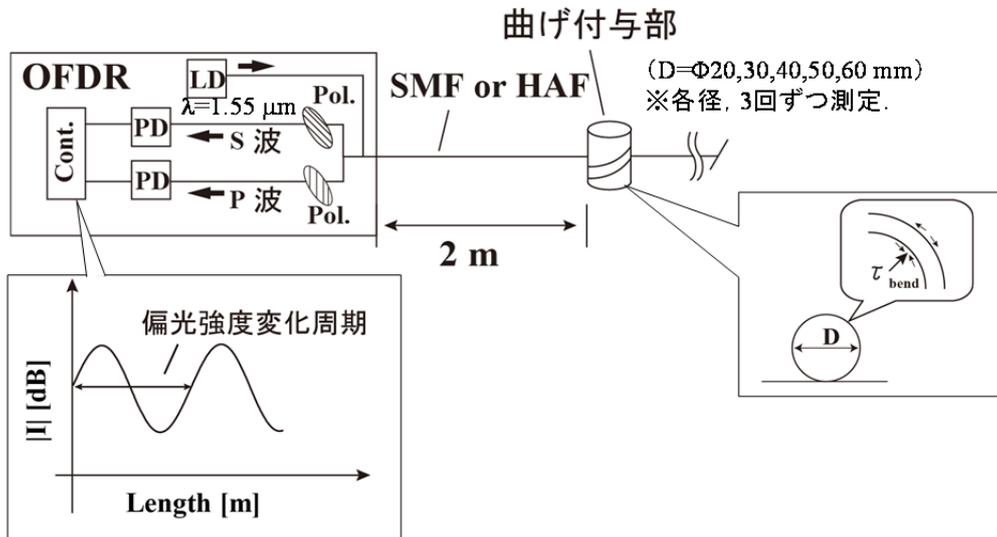


図 4.1 偏光強度測定系

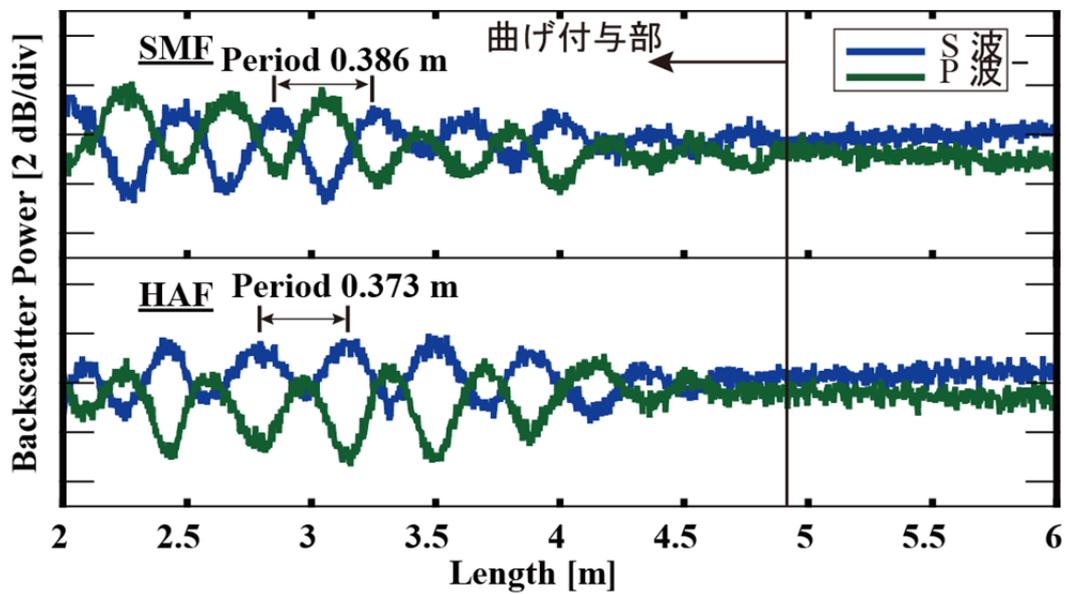


図 4.2 曲げ箇所(直径 30 mm)における OFDR 測定結果

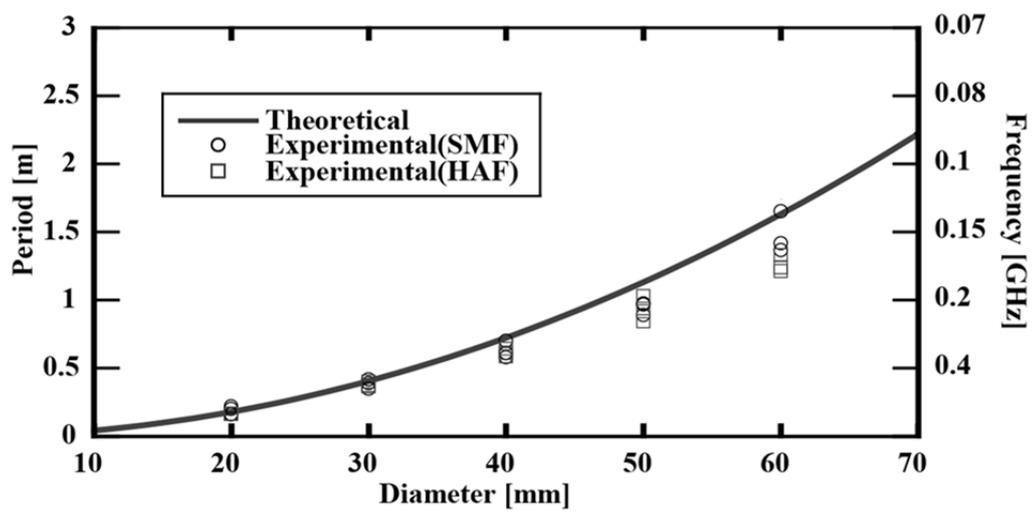


図 4.3 偏光強度変化周期と曲げ直径の関係

4.2.2 温度変化評価

地下光ケーブルが敷設される洞道内は日照の影響を受けにくく 1 日の温度変化の変化幅は小さい。一方で、架空光ケーブルが敷設される外気の温度は日射量に依存し、1 日周期で地下環境よりも大きい温度変化を繰り返す。温度変化を光ファイバ中の後方散乱光の計測によって取得できることは公知だが、ここでは、光ケーブル温度の 1 日の変化幅を検出することで敷設環境が地下または架空であるかを識別する技術の実現性について述べる。光ファイバ中の光波散乱は入射した光波長に対して同等の波長を有するレイリー散乱光や、個体の光学的振動により発生するラマン散乱、長波長の音響フォノンによって形成された周期的弾性歪みによって屈折率が変調された結果生じるブリルアン散乱が発生している。光ファイバからの散乱光スペクトルを図 4.4 に示す。ラマン散乱光は 50 nm のスペクトル幅、入射光に対して約 100 nm (1.5 THz) の周波数変化を伴い、レイリー散乱光に対して 30 dB 程微弱な信号である。ラマン散乱光は温度によって散乱光強度が変化する特徴を持つため、光ファイバをセンサとした温度分布計測に用いられる[3]。また、ブリルアン散乱は入射光に対して 50 MHz のスペクトル幅、0.1 nm (10 GHz) の周波数変化を伴い、レイリー散乱光に対して 15 dB 程微弱な光強度の散乱光であり、温度・歪みに依存して散乱光周波数シフトが変換することを利用して同じく温度分布計測に用いられる[4]。ここでは、光ファイバ中の温度変化をリアルタイム検出する方法として、ブリルアン散乱光の周波数シフト(Brillouin Frequency Shift : BFS)を用いて温度変化を測定する。

温度 T に対するブリルアン周波数シフト ν の変化の計算式を次式に表す[5]、

$$T[\text{度}] = \nu / 1.08 \quad [\text{MHz}] \quad (4.4)$$

敷設環境に対する温度変化を計測するため図 4.5 の実験系により 8 月～1 月の 1 時間ごとのブリルアン周波数シフトを測定した。実験は光ケーブル長手方向のブリルアン散乱光を測定する BOTDR (Brillouin OTDR) に地下光ケーブルと架空光ケーブルを含む光線路を接続し、パルス幅 100 ns の試験光を用いた。図 4.6 に光ケーブル長手方向の温度変化を測定した BOTDR 結果の時間経過を示す。400 m までの地下ケーブルでは温度変化は小さく、ほぼ一定の温度で推移していることを確認した。地下光ケーブルの 300 m 地点と架空光ケーブルの 520 m 地点の温度変化を晴天と雨天で比較したグラフを図 4.7 に示す。架空光ケーブルの温度変化の変化幅は雨天より晴天の方が大きく、天候の影響を受けやすい事を BFS 測定から確認した。続いて、光ケーブル敷設環境を温度変化により識別可能であるか検討するため、夏から冬の間の地下光ケーブルおよび架空光ケーブルの 1 日の温度変化を変化幅ごとにカウントしたグラフを図 4.8 に示す。このグラフから地下光ケーブルの温度変化が一定の変化幅以内であることを確認した。架空光ケーブルの

温度変化幅分布は一定値以上の幅広い温度変化幅をもち、変化幅に適切な閾値を設定することで光ケーブルの敷設環境を地下または架空と判別することが可能である。

以上により、光ケーブル温度変化の時間経過を観測する事で光ケーブルの敷設環境を地下または架空判定する手法および閾値となる温度変化幅を示した。これにより、地下光ケーブルと架空光ケーブルの境目である き線点を特定し、き線点を基準として設備 DB の距離補正も可能となる。

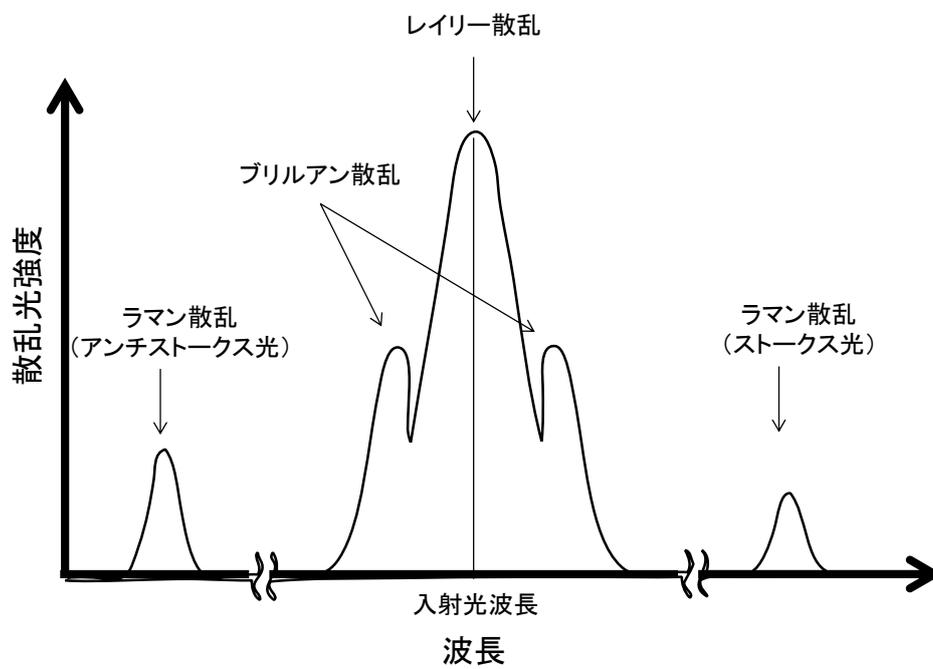


図 4.4 光ファイバ中の散乱光

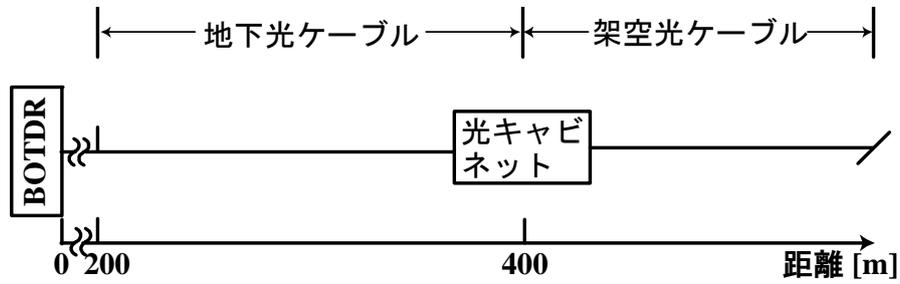


図 4.5 温度変化測定系

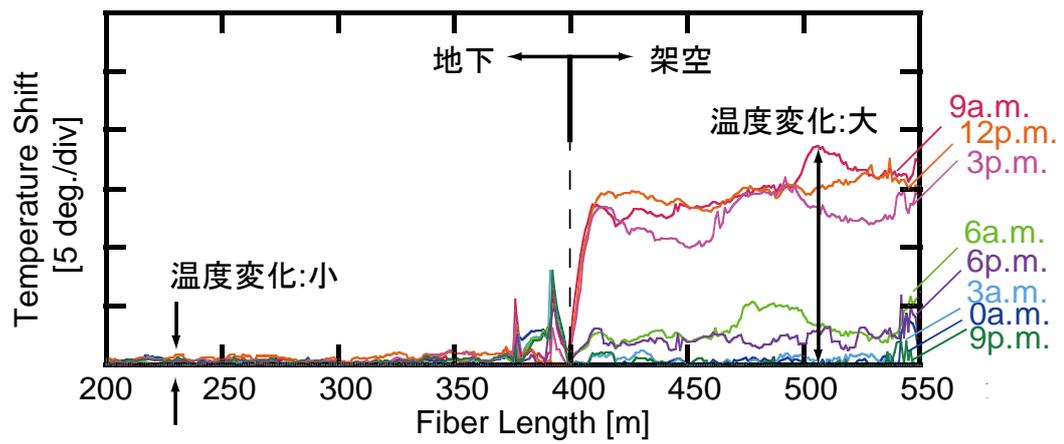


図 4.6 BOTDR 測定結果(8月の晴天日)

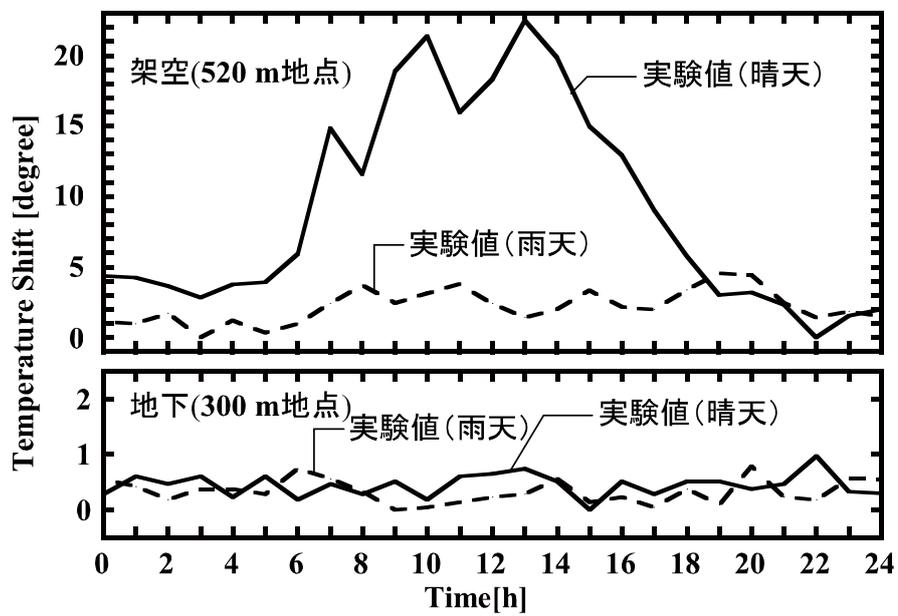


図 4.7 晴天及び雨天時の光ケーブル温度変化グラフ

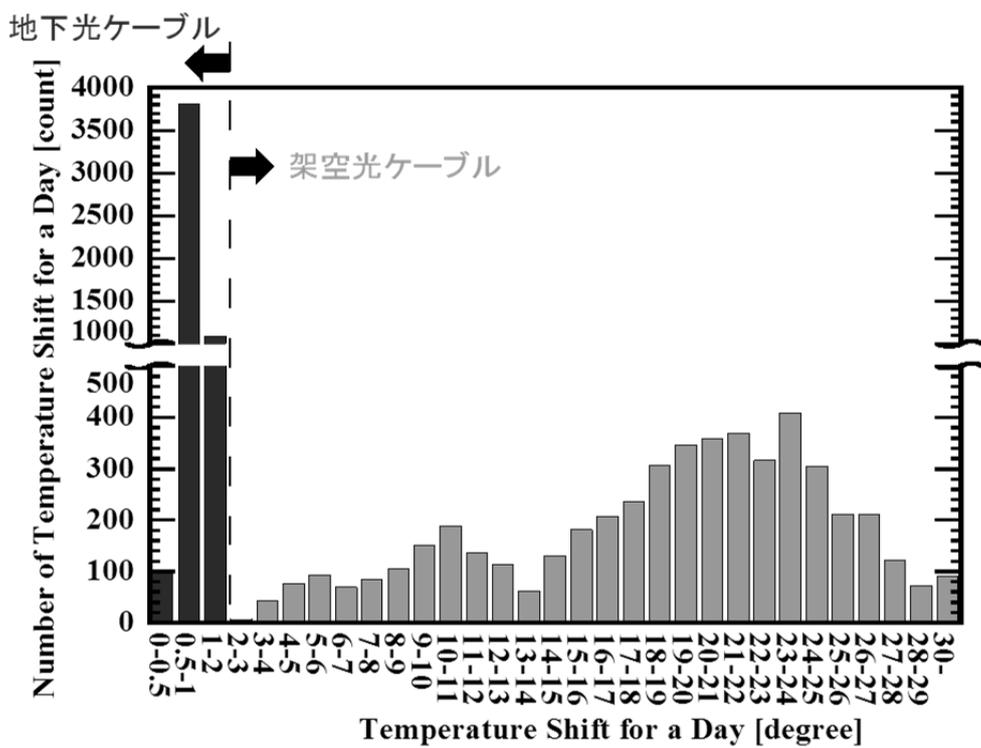


図 4.8 光ケーブル温度変化の变化幅分布

4.3. 特徴点 (BFS マーカ) 付与による光設備識別技術

より高精度な検出や情報を付与するために、特徴点をマーキングする手段を検討した。ブリルアン散乱を付与した光ファイバは、単純な光ファイバ形状であり、接続方法も従来ファイバと同等なため、光ファイバ線路に容易に適用可能である。BOTDR を用いた光位置マーカの検出条件として、長手方向の周波数変化測定の際の距離分解能は試験光パルス幅によって制限され、ブリルアン散乱の周波数シフト変化による歪検出が最小分解能 1 m であるという報告が以前にされている[4]。ここで、あらかじめマーカ間の距離と BFS を十分に設計すれば、SMF からのブリルアン散乱光と分離することで、1 m 以下の光位置マーカであっても有無を検出することが可能である。

実験系を図 4.9 に示す。試験光は 1.65 μm レーザを用いた。光ファイバケーブルは SMF (BFS : 10.180 GHz) と光位置マーカ (BFS : 9.735 GHz) を用い、20 m の SMF の間に 200, 100, 50, 25, 12, 8.5, 5.5 cm の光位置マーカを挟みこみ光ファイバ遠端は終端処理を行った。

図 4.10 に、従来の OTDR によりパルス幅 20 ns, 平均化回数 2^{16} で測定した結果を示す。1.1 km 先に融着接点による損失が発生しているが、遠端以外での反射は見られない。図 4.11 に同線路を B-OTDR で測定し、BFS=9.735 GHz の後方散乱光を抽出した波形を示す。測定条件はパルス幅 20 ns, 平均化回数 2^{10} である。波形は 1.1 km から 20 m 間隔で徐々に小さくなるピークを 7 本検出した。これらは空間分解能よりもマーカ長が短い場合の各光位置マーカでの散乱光であり、マーカ長に対する散乱光強度の減少は、

$$P_l = P_0 + 5 \log \left(\frac{n}{c} \cdot \frac{l}{pw} \right) \quad , \quad (4.5)$$

と表せる。ここで、 P_l =ブリルアン散乱光強度 [dBm], $P_0=l \geq c/n \cdot pw$ での散乱光強度 [dBm], n =群屈折率, c =光速度 [m/s], l =光位置マーカ長 [m], pw =パルス幅 [s]と各々表す。

以上の結果から、光位置マーカの有効長がセンチオーダーまで検出可能であることを示した。これにより、光位置マーカに異なる BFS を割り付けた光ファイバ多種類を用い、周波数シフトを割り付けることで、マーカの位置と固有の周波数情報を識別できる[6]。さらに位置情報など多くの情報を光学的に付与することが可能と考えられる。

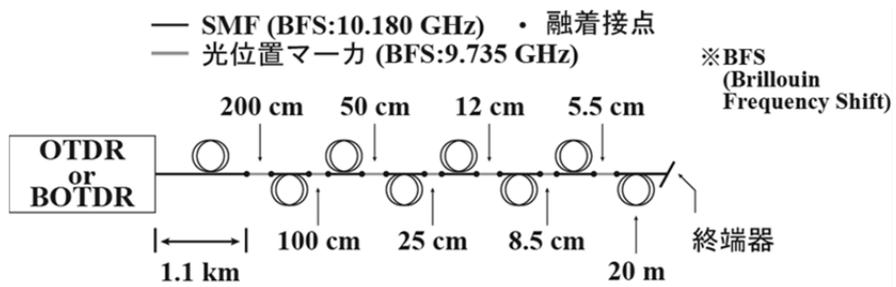


図 4.9 光位置マーカの実験系

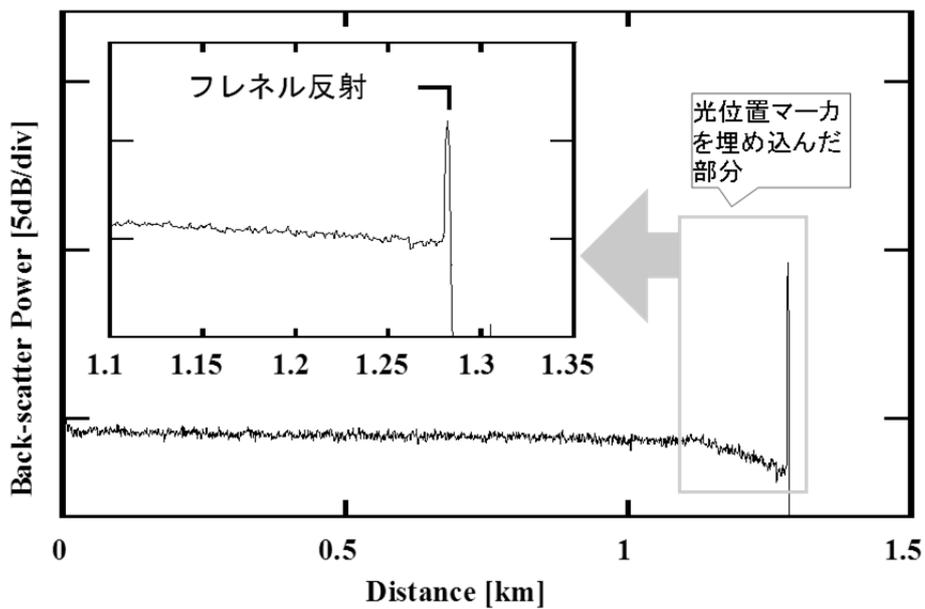


図 4.10 光位置マーカを含むファイバ系の OTDR 測定結果

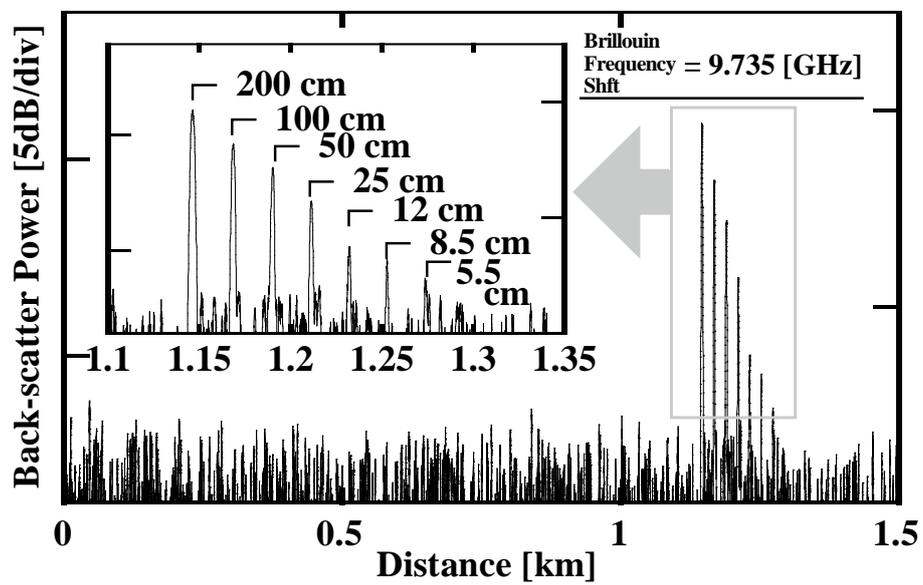


図 4.11 光位置マーカを含むファイバ系の BOTDR 測定結果

4.4. 特徴点と地図照合自動表示

個々に識別した光設備情報を正確に管理するため、複雑な測定結果を自動的に地図へ反映する技術が望まれる。本節では、地図表示に必要となる光学パラメータを検討し、地図表示イメージを作成することを検討した。

4.2 および 4.3 に示した光設備識別技術によって識別した光設備を、ユーザに高度なスキルを要求することなく効果的に伝える手段として、市販 GIS (Geographic Information System : 地理情報システム) ソフトを用いた光設備の地図表示技術[7]を応用する。図 4.12 には従来法である OTDR 波形と設備 DB に記録されている座標情報を突合し、地図上に表示させた光設備マップであり、計測した損失点情報よりケーブル接続点のみが示される。このケーブル接続点はケーブル束箇所や縦系によるずれを考慮していないため、実際の接続箇所と乖離する。

次に、偏光強度波形と温度変化波形の特徴点から光設備を識別した光設備マップを図 4.13 に示す。偏光強度波形の周期からファイバ収容部を特定し、ファイバ収容部を損失点や反射点と組み合わせることで光クロージャと判定する。また、温度変化幅から光ケーブルを地下または架空を判別し、光クロージャが地下ケーブルに位置している場合は地下光クロージャ、地下ケーブルと架空ケーブルのき線点に位置している場合は光キャビネットと判別する。さらに、温度変化波形から識別した き線点の反射点を規準として損失点の距離情報を補正する。

さらに将来的には、測定装置の性能向上や識別アルゴリズムの高度化によって識別できる光設備の拡張をねらう。識別可能設備が拡張された際の光設備の地図イメージを図 4.14 に示す。偏光強度変化周期の識別精度が向上した場合、光ケーブル内テープ心線の撚り状態を検出し、その周期に応じて 400 心光ケーブルや 100 心光ケーブルのケーブル種別を特定する。また、温度変化検出精度を向上することで、地下や架空に含まれている管路やマンホールなどの温度変化幅を解析して、これらを特定する。なお解析結果が複数設備に該当する場合は、識別精度の不確かさを識別率 (%)として示す。さらに、識別率の低い設備に光位置マーカを用いて特徴点を付与することで識別率を改善する。

光設備識別結果と地図情報を照合し、設備情報を視覚化することで故障修理作業者に特別な技術を要求することなく扱うことを可能とする。得られた光設備の情報は設備 DB として蓄積し、既存の設備 DB を補完する。これにより、OTDR 結果との不整合を修正することができ、設備 DB の保守コスト削減が可能となる。



図 4.12 従来の光設備マップイメージ
(OTDR 波形と座標情報(設備 DB)を突合)



図 4.13 本検討を踏まえた光設備マップイメージ
 (偏光及び温度変化の特徴点から設備を識別)



図 4.14 将来の光設備マップイメージ
 (光学的評価の測定精度向上によって識別設備を拡張)

4.5. 結論

第 4 章では、偏波や歪み、温度変化、周波数変化、損失の光学パラメータから得られる特徴点と光設備を結び付けることで、地図上に故障点や光設備を表示する技術を提案した。

光媒体網に生じる複屈折や温度変化を計測することで光ファイバ収容部や光ケーブル敷設環境を検出するための光学パラメータの特徴点を示し、識別アルゴリズムを示した。また、特徴点を付与する技術を検討し光位置マーカの設計について述べた。さらに、光設備の把握や故障点の特定を容易に識別できる光設備の地図表示を行った。

以上の技術から得られた光設備の情報を設備 DB として蓄積することで、自動かつ正確な DB を構築・修正を可能とする。

参考文献

- [1] 松本隆男, 長瀬亮, 加納晴生, “光ファイバ型無限回転波長素子の提案と光波技術への応用”, 電子情報通信学会論文誌 C, vol. J70-C, no.7, pp.1021-1030, 1987.
- [2] 井上雅晶, 本田奈月, 荒木則幸, 東裕司, “光ファイバ曲げ収容部における偏光強度の周期性の解析”, 電子情報通信学会 2009 年総合大会講演論文集, B-10-22, 2009.
- [3] J. Dakin, D. Pratt, G. Bibby, and J. Ross, “Distributed optical fibre Raman temperature sensor using a semiconductor light source and detector”, Electron. Lett., vol. 21, no. 13, pp. 569-570, 1985.
- [4] T. Kurashima, M. Tateda, T. Horiguchi, and Y. Koyamada, “Performance improvement of a combined OTDR for distributed strain and loss measurement by randomizing the reference light polarization state”, IEEE Photonics Technol. Lett., vol. 9, no. 3, pp. 360–362, 1997.
- [5] H. Izumita, T. Horiguchi, and T. Kurashima, “Distributed Sensing Techniques Using Brillouin Scattering” in Proceedings of 12th International Conference on Optical Fiber Sensors (OFS-12), paper OWD1, 1997.
- [6] 本田奈月, 井上雅晶, 荒木則幸, 東裕司, “多値ブリルアン周波数シフトを用いた光 ID による設備識別技術”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 109, no. 255, OFT2009-33, pp. 1-5, 2009 年 10 月.
- [7] 山崎泰司, 瀬川信博, 田中宏司, 岡澤毅, 石田直之, 岸本敏明, ” 通信設備の地震時機能性評価技術の開発”, NTT 技術ジャーナル, vol. 21, no.8 , pp. 75-78, 2009.

第5章 総括

5.1. 得られた成果のまとめ

本研究では、社会インフラとして信頼性の高い光通信の提供につながる光媒体網の保守運用業務の効率化・正確化のための、光計測技術について、以下の内容を明らかにした。

第1章では、光媒体網の特徴を示し光通信の社会インフラとしての位置付けが高まりについて述べた。また、アクセス系光媒体網のトポロジー（網構成）について述べ、膨大な光設備によって光媒体網は構成されており、また、光設備を保守運用する作業員数は「団塊世代の退職」及び「少子高齢化」により減少が想定されることを示した。増加し続ける光設備を維持する技術の現場導入は必要であることを述べ、保守運用業務が抱えている問題を示した。問題解決のため、高分解能に反射点や損失点を判別する「線路計測技術の高度化」や加入者が利用中のサービスへの影響を極小化する「伝搬遅延量調整・計測を用いた光媒体切替工事の無瞬断化」、登録された光設備情報を修正する「光計測を用いた光設備 DB の正確化」を光計測の観点から課題形成した。

第2章では、光媒体網の高分解能計測が可能な C-OFDR 法について、距離分解能を決定するパラメータの一つであるレーザのコヒーレンス度、または、レーザ線幅を正確に評価する新たな方法について述べた。

C-OFDR 法を用いて取得したスペckルの光強度の相互相関がコヒーレンス度の絶対値 ($|γ|$) を含む項 ($|γ|^{4+1}$) となる理論式を導出した。実際に2つの C-OFDR 波形を集録し、相互相関にて統計解析した実験結果は理論式と極めて良い一致を示した。コヒーレンス度は Wiener-Khinchin の定理からパワースペクトル密度とフーリエ変換の関係であることから、パワースペクトル密度が左右対称である仮定の下、レーザ線幅を測定した。

また、スペckルの複素電界の相互相関がコヒーレンス度の長さの二乗 ($|γ|^2$) となる理論式を導出した。スペckルの複素電界からコヒーレンス度を解析することで数百 μs の長い遅延時間範囲のフーリエスペクトル測定が可能となり、kHz レベルのスペクトルプロファイルの測定に成功した。従来の自己遅延ヘテロダイン法では有限な遅延時間を用いたビートスペクトルのみしか観測できず、測定結果に曖昧さを含んでいた。スペckル統計解析法は用意した遅延時間の範囲内であればコヒーレンス度を一意に測定可能であり狭線幅レーザ評価法として非常に有用である。

さらに、C-OFDR 系を構成する光部品の一つである光変調器を単側波帯(SSB)変調器から一般

的な両側波帯(DSB)変調器へ取り替えて系構成の簡易化を図った。一般的な DSB 変調器を用いた場合、スペックルの複素電界からコヒーレンス度を導出する解析理論を修正することでコヒーレンス度が評価できる。DSB 変調器は SSB 変調器より挿入損失値が低減され、光増幅器の適用無しでより簡易な系にて kHz レーザの評価が可能となった。加えて、kHz 線幅レーザのコヒーレンス度評価では光増幅器の影響は重大ではないことが明らかになった。

上記より、スペクトルプロファイルが左右対称の仮定の下、単一レーザにて kHz オーダーの狭線幅レーザの線幅評価を確立した。本方法は C-OFDR 法の距離分解能を決定する上で重要なレーザのコヒーレンス特性を評価する新たな手法として高分解能な線路計測技術の確立に寄与する。

第 3 章では、従来の通信断を伴う光ケーブルルートの切替業務に対して、通信に利用している現用光線路に同じ伝搬遅延を有する迂回光線路を設けて信号を一時的に二重化することで切替工事の無瞬断化を可能とする基本原理を示し、基本原理を実現するための要素技術である伝搬遅延量調整・計測技術について述べた。

迂回路の伝搬遅延量調整技術については、一度光信号を電気信号に変換し、電気遅延素子にて伝搬遅延量を調整する光電変換方式を提案した。バッファメモリ型電気遅延方式(BDL)では一時的にリングメモリバッファへ信号を保管することで約 487 m/s の調整速度と光路長 20 km 分の遅延量調整範囲を実現した。リングメモリバッファ後段に CDR(Clock Data Recovery)にて品質回復することで BDLs を中継した信号と BDLs を中継しないリファレンス信号と比較してビット誤り率 10^{-12} 以下を 0.25 dB のパワーペナルティにて達成し、高い通信品質を維持しながら遅延量を調整できることを示した。

二重化線路の伝搬遅延差計測技術は、粗計測及び微計測の異なる計測手法の組合せを検討した。粗計測は、現用及び迂回線路信号のパルス列の相関解析を用いることで大遅延差を計測可能とし、光ファイバ 20 km 分の伝搬遅延差を 0.8 ns(光路長に換算すると 16 cm)分解能で計測した。微計測は、現用と迂回線路信号の位相差を検出することで計測範囲は試験光信号のパルス幅以内と限定されるが約 3.7 ps (約 0.74 mm) の高分解能で伝搬遅延差を計測できることを示した。計測に用いる試験光はサービス加入者宅内に設置している伝送装置である ONU の光信号を作業性・光損失量の観点から採用した。粗計測及び微計測の両手法を併用して伝搬遅延差を計測することで 1.25 Gbps の専用線光サービスの光ケーブル切替工事の無瞬断化で許容される遅延量 100 ps (2 cm)以内に現用及び迂回光線路の伝搬遅延差を正確に調整できることを示した。

また、事業導入を見据えた運用方式の確立を目指し、要素技術を集約し筐体化の試作を実施した。装置サイズは 14 L となり旧試作機の 186 L と比較して 90 %以上のダウンサイジングを実現した。これにより実用性が格段に向上した。さらに、作業手順について、従来工法への伝搬遅

延量・調整技術の適用及び各種試験工程を加えた作業手順を考案した。伝搬遅延量・調整技術を適用することによって作業時間が従来の10倍以上かかるが、作業手順書を用いることで実業者による無瞬断切替工事が可能であることが実証された。今後は、手順の効率化・並列化による作業時間の短縮化・作業手順の誤り防止が重要な課題である。

伝搬遅延量調整・計測技術を用いた光ケーブル切替工事の無瞬断化の実現は、計画的な光ファイバケーブル切替工事の実施を可能にする。例えば、お客様との調整の結果、複数日で実施していた工事日程を集約できることや夜間帯に行われていた工事を昼間帯に移すことで作業者の稼働確保を容易にし、効率的な工事によって工事コストを削減する。また、お客様との調整そのものが不要となり借用調整にかかる稼働削減につながる。光ネットワークを構築する光設備数は膨大であり光ケーブルルートの切替工事が増加していることから切替工事の無瞬断化は保守運用業務の効率化に貢献する。

第4章では、偏波や歪み、温度変化、周波数変化、損失の光学パラメータから得られる特徴点と光設備を結び付けることで、地図上に故障点や光設備を表示する技術を提案した。また、得られた光設備情報を設備DBに反映することで設備DB補完技術としての利用性について述べた。

光媒体網に生じる複屈折や温度変化を計測することで光ファイバ収容部、光ケーブル敷設環境を検出するための光学パラメータの特徴点を示し、識別アルゴリズムを示した。また、特徴点を付与する技術を検討し光位置マーカの設計について述べた。さらに、光設備の把握や故障点の特定を容易に識別できる光設備の地図表示を行った。

以上の技術から得られた光設備の情報を設備DBとして蓄積することで、自動かつ正確なDBを構築・修正を可能とする。

本研究による高分解能に反射点や損失点を判別する「線路計測技術の高度化」や加入者が利用中のサービスへの影響を極小化する「伝搬遅延量調整・計測を用いた光媒体切替工事の無瞬断化」、光学的特徴点と光設備を紐づける「光計測を用いた光設備DBの正確化」を実現することで今後も増大するアクセス系光媒体網の支障移転工事、保守業務を、通信に影響を与えることなく限られた人数で経済的かつ安全に行い、光媒体網の保守運用業務の効率化・正確化へ寄与する。これは組織や個人の経済活動を下支えする社会インフラの一つとして位置付けられる光通信サービスを、低コストかつ高信頼性で提供し続けることにつながる。

5.2. 今後の課題と展望

本研究により、保守運用業務を効率化・正確化する高分解能線路計測技術及び無瞬断媒体切替技術、光設備識別技術が示された。各技術における今後の課題について述べる。

線路計測技術の高度化のためには、C-OFDR の測定距離の長距離化が課題である。本論文にてレーザのコヒーレンス度を正確に把握することで距離分解能の劣化度合いの推定から測定距離を定めることが可能である。高コヒーレンスなレーザの登場によって長距離測定が実現する。また、位相雑音補償 OFDR を確立することで距離分解能の劣化を補償することが可能である。位相雑音補償 OFDR は位相雑音補償に演算処理に時間がかかるので GPU や FPGA による並列演算処理によって実用的な測定時間が期待される。

伝搬遅延量調整・計測を用いた光媒体切替工事の無瞬断化を実現するために、さらに実用性の向上が課題である。実用性を高めるため、作業時間の短縮化及び手順誤りを防ぐフルプルーフ強化が必須である。作業手順を並列化することで作業時間の短縮化が図れる。また、PON 方式など適用方式を拡大することで切替作業の無瞬断化のメリットを大きくする。

光計測を用いた光設備 DB の正確化を達成するために、偏光強度変化周期の高感度検出法および設備毎の温度変化の詳細な解析が必要である。また、光ファイバ曲げ部の歪み箇所の特徴点検出および原理確認によりケーブル種別の特定や管路、マンホールなどの識別可能設備を拡張する。測定器は C-OFDR が有望と考えており、C-OFDR の長距離測定及び温度・歪みの区別が望まれる。また、多くの光学的特徴点を収集することで設備識別の精度を向上させる。さらに、光設備の光学写真や 3D 映像を地図上に表示させる手法や得られた光設備の種別情報を既存の設備 DB へ補完する方式の確立が求められる。

上記の課題を解決することによって保守運用業務の効率化・正確化に貢献し、高い信頼性の光通信サービスを提供し続けることで社会全体の発展につながることを祈り、本論文の結びとする。

研究発表リスト

学術論文誌

1. M. Inoue, Y. Koshikiya, X. Fan, and F. Ito, “Coherence characterization of narrow-linewidth beam by C-OFDR based Rayleigh speckle analysis”, *OPTICS EXPRESS*, Vol. 19, No. 21, pp. 19790-19796, October 2011.
2. M. Inoue, F. Ito, X. Fan, and Y. Koshikiya, “Very long range quasi-Fourier spectroscopy for narrowband lasers”, *OPTICS EXPRESS*, Vol. 20, No. 26, pp. B566-B573, December 2012.
3. M. Inoue, and F. Ito, “A Novel Speckle Analysis Scheme for Coherence Measurement Using a Standard Phase Modulator”, *IEEE Photonic Technol. Lett.*, Vol. 26, No. 3, pp. 278-280, February 2014.
4. M. Inoue, H. Sugimoto, M. Tajima, Y. Ohshita, and A. Ogura, “Microscopic and spectroscopic mapping of dislocation-related photoluminescence in multicrystalline silicon wafers”, *J. Mater. Sci. Mater. Electron.*, 19, S132–S134, February 2008.

共著

1. F. Ito, M. Inoue, and T. Okamoto, “Verification of laser phase error measurement by using speckle analysis in coherent fiber reflectometry”, *IEEE Photonic Technol. Lett.*, Vol. 25, No. 9-12, pp. 1084-1086, May 2013.

国際会議

1. M. Inoue, K. Noto, K. Okamoto, K. Katayama, and T. Manabe, “Dynamic Delay Adjustment Characterization using Buffer-type Delay Line for Changing Optical Access Line Routes without Service Interruption”, in *2014 OptoElectronics and Communication Conference /Australian Conference on Optical Fibre Technology (OECC/ACOFT)*, pp. 878-880, July 2014.
2. M. Inoue, T. Manabe, K. Noto, K. Katayama, N. Honda, and Yuji Azuma, “High-resolution Delay Measurement between Duplicated Transmission Lines”, in *18th OptoElectronics and Communications Conference / Photonics in Switching 2013 (OECC/PS2013)*, TuPT-7, July 2013.
3. M. Inoue, F. Ito, X. Fan, and Y. Koshikiya, “Coherence Characterization of kHz-linewidth Laser by Fibre Speckle Analysis”, in *38 th European Conference on Optical Communication (ECOC2012)*, P1.10, Sept 2012.
4. M. Inoue, N. Honda, N. Araki, K. Enbutsu, and Y. Azuma, “Dynamic Birefringence Induced Extensional Stress in Curled Hole-Assisted Fiber”, in *Optical Fiber Communication Conference*

(OFC 2010), OWS1, March 2010.

共著

1. T. Manabe, K. Noto, M. Inoue, K. Katayama, N. Honda, and Yuji Azuma, “System for changing optical access line routes without service interruption using photoelectric converters and electric variable delay lines”, in *International Wire & Cable Symposium (IWCS 2013)*, pp. 35-40, November 2013.
2. T. Okamoto, M. Inoue, F. Ito, “Characterization of laser phase noise using parallel linear optical sampling”, in *38 th European Conference on Optical Communication (ECOC2012)*, We.3.E.6., September 2012.
3. F. Ito, M. Inoue, X. Fan, and Y. Koshikiya, “Reflectometric degree of coherence analysis of narrow linewidth laser at continuous delay”, in *Optical Fiber Communication Conference (OFC 2012)*, JW2A.22, March 2012.
4. N. Honda, M. Inoue, N. Araki, and Y. Azuma, “New Optical Fibre Line Testing System Function for Facility Location and Identification Using Multivalued Brillouin Frequency Shift Assigned Fibre”, in *35 th European Conference on Optical Communication (ECOC2009)*, P6.02, September 2009.
5. N. Honda, M. Inoue, N. Araki, and Y. Azuma, “New Optical Fiber Line Testing System Function for Highly Accurate Facility Location Using Brillouin Frequency Shift Assigned Optical Fiber”, in *Optical Fiber Communication Conference (OFC 2009)*, OWU3, March 2009.

国内学会発表（研究会）

1. 井上雅晶, 清倉孝規, 廣田栄伸, 川野友裕, 片山和典, 岡本圭司, 真鍋哲也, “光媒体切替工事の無瞬断化に向けた工法検証”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 114, no. 452, OFT2014-70, pp. 71-76, 2015年2月.
2. 井上雅晶, 真鍋哲也, 納戸一貴, 本田奈月, 片山和典, “パルス相関解析と位相検出器を用いる二重化伝送路間の広範囲・高精度な遅延差計測”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 113, no. 183, OFT2013-16, pp. 17-20, 2013年8月.
3. 井上雅晶, 伊藤文彦, “ファイバスペckル解析を用いた kHz 線幅レーザのコヒーレンス評価”, 光通信システム研究会, P-11, 2012年12月.
4. 井上雅晶, ファン シンユウ, 古敷谷優介, 伊藤文彦, “後方散乱スペckル解析による kHz 線幅レーザのコヒーレンス評価”, 第49回光波センシング技術研究会, LST49-16, 2012年6月.
5. 井上雅晶, 古敷谷優介, ファンシンユウ, 伊藤文彦, “スペckル統計解析を用いた狭線幅レ

ーザのコヒーレンス度評価”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 111, no. 298, OFT2011-47, pp.1-4, 2011 年 11 月.

6. 井上雅晶, 本田奈月, 荒木則幸, 東裕司, “偏光強度解析による光ファイバ収納部の検出技術”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 110, no. 58, OFT2010-1, pp.1-5, 2010 年 5 月.

共著

1. 岡本圭司, 井上雅晶, 片山和典, 真鍋哲也, “光線路無瞬断切替における時間遅延キャリブレーションの検討”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 113, no. 306, OFT2013-41, pp. 25-30, 2013 年 11 月.
2. 岡本達也, 井上雅晶, 伊藤文彦, “並列線形光サンプリング法を用いた低雑音レーザの位相雑音解析”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 112, no. 403, OFT2012-65, pp. 63-66, 2013 年 1 月.
3. 片山和典, 納戸一貴, 井上雅晶, 真鍋哲也, 東裕司, “光線路無瞬断切替システムにおけるハイブリッド遅延調整方式に関する検討”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 112, no. 403, OFT2012-60, pp. 43-46, 2013 年 1 月.
4. 岡本達也, 井上雅晶, 伊藤文彦, “並列線形光サンプリング法によるレーザの位相雑音解析”, 光通信システム研究会, •P-10, 2012 年 12 月.
5. 真鍋哲也, 納戸一貴, 片山和典, 井上雅晶, 東裕司, “可変電気遅延器を用いた光線路無瞬断切替システムの基本検討”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 112, no. 311, OFT2012-46, pp. 23-26, 2012 年 11 月.
6. 納戸一貴, 井上雅晶, 本田奈月, 片山和典, 真鍋哲也, 東裕司, “光スイッチによるサービス無瞬断切替技術の検討”, 電子情報通信学会 信学技報, vol. 112, no. 261, OFT2012-41, pp. 47-50, 2012 年 10 月.
7. 本田奈月, 井上雅晶, 荒木則幸, 東裕司, “ブリルアン周波数シフトを割り付けた光位置マーカによる高精度設備識別方法”, 電子情報通信学会信学技報, vol. 108, no. 310, OFT2008-68, pp. 107-111, 2008 年 11 月.

国内学会発表 (電子情報通信学会: 総合大会・ソサイエティ大会)

1. 井上雅晶, 古敷谷優介, 片山和典, 岡本圭司, 真鍋哲也, “光媒体切替工事の無瞬断化における計測精度に及ぼす通信負荷率変動の影響評価”, 2015 年電子情報通信学会総合大会, B-10-8, 2015.
2. 井上雅晶, 岡本圭司, 片山和典, 真鍋哲也, “無瞬断切替技術におけるバッファ型遅延調整部の通信品質評価”, 2014 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-8, 2014.

3. 井上雅晶, 岡本圭司, 片山和典, 真鍋哲也, 納戸一貴, “光線路無瞬断切替技術における計測信号処理部の小型化・高速化”, 2014 年電子情報通信学会総合大会, B-10-17, 2014.
4. 井上雅晶, 真鍋哲也, 納戸一貴, 片山和典, 本田奈月, “二重化伝送路間の遅延差計測における ONU 上り信号の試験光への適用”, 2013 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-20, 2013.
5. 井上雅晶, 真鍋哲也, 納戸一貴, 片山和典, 本田奈月, 東裕司, “位相検出器を用いた二重化伝送路間の遅延検出”, 2013 年電子情報通信学会総合大会, B-10-13, 2013.
6. 井上雅晶, 伊藤文彦, “DSB-OFDR によるスペckル統計解析を用いたレーザのコヒーレンス特性評価”, 2012 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-4-21, 2012.
7. 井上雅晶, 伊藤文彦, “ファイバスペckル解析による kHz 線幅レーザの自己参照スペckル測定”, 2012 年電子情報通信学会総合大会, B-13-35, 2012.
8. 井上雅晶, ファンシンユウ, 古敷谷優介, 伊藤文彦, “C-OFDR による後方散乱統計解析を用いたレーザのコヒーレンス評価”, 2011 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-19, 2011.
9. 井上雅晶, ファンシンユウ, 古敷谷優介, 荒木則幸, 伊藤文彦, “半導体レーザを光源に用いた OFDR 測定における位相雑音補償技術の適用検討”, 2011 年電子情報通信学会総合大会, B-13-40, 2011.
10. 井上雅晶, ファンシンユウ, 荒木則幸, 伊藤文彦, “光カールコードの偏波モード分散 (PMD) 計測”, 2010 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-13-43, 2010.
11. 井上雅晶, 本田奈月, 荒木則幸, 東裕司, “光ケーブル敷設環境を識別する温度変化閾値の検討”, 2010 年電子情報通信学会総合大会, B-10-15, 2010.
12. 井上雅晶, 本田奈月, 荒木則幸, 東裕司, “カールコードにおける偏光強度周期の伸長依存性”, 2009 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-7, 2009.
13. 井上雅晶, 本田奈月, 荒木則幸, 東裕司, “光ファイバ曲げ収容部における偏光強度の周期性の解析”, 2009 年電子情報通信学会総合大会, B-10-22, 2009.
14. 井上雅晶, 本田奈月, 荒木則幸, 東裕司, “ブリルアン周波数シフトを用いた光位置マーカの適用検討”, 2008 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-13, 2008.

共著

1. 納戸一貴, 井上雅晶, 本田奈月, 片山和典, 真鍋哲也, 東裕司, “遅延量調整技術における許容遅延量差に関する考察”, 2013 年電子情報通信学会総合大会, B-10-14, 2013.
2. 真鍋哲也, 納戸一貴, 片山和典, 本田奈月, 井上雅晶, 東裕司, “光線路無瞬断切替システムの固定伝搬遅延最小化の検討”, 2013 年電子情報通信学会総合大会, B-10-12, 2013.

3. 岡本達也, 井上雅晶, 伊藤文彦, “並列線形光サンプリング法によるレーザの位相雑音解析”, 2012年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-92, 2012.
4. 本田奈月, 井上雅晶, 荒木則幸, 東裕司, “ブリルアン散乱光モニタによる心線対照方法”, 2010年電子情報通信学会総合大会, B-10-24, 2010.
5. 本田奈月, 井上雅晶, 荒木則幸, 東裕司, “ブリルアン周波数シフトを用いた光 ID による設備識別方法”, 2009年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-5, 2009.
6. 本田奈月, 井上雅晶, 荒木則幸, 東裕司, “ブリルアン周波数シフトを用いた光位置マーカの設計”, 2009年電子情報通信学会総合大会, B-10-1, 2009.
7. 本田奈月, 井上雅晶, 荒木則幸, 東裕司, “ブリルアン周波数シフトを割り付けた光位置マーカによる高精度設備識別方法”, 2008年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-12, 2008.

特許

1. 特許番号: 5613371, 出願番号: 特願 2008-312537, 発明者: 井上雅晶, 本田奈月, 荒木則幸, 東裕司, 発明の名称: 「光ファイバ心線対照用試験方法及び装置並びにシステム」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日: 2008/12/8
2. 特許番号: 5128519, 出願番号: 特願 2009-41139, 発明者: 井上雅晶, 本田奈月, 荒木則幸, 東裕司, 発明の名称: 「光設備識別方法及び装置」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日: 2009/2/24
3. 特許番号: 5298043, 出願番号: 特願 2010-30559, 発明者: 井上雅晶, 本田奈月, 荒木則幸, 東裕司, 発明の名称: 「光ケーブル敷設環境測定方法、光ケーブル敷設環境測定装置及び光ケーブル敷設環境測定システム」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日: 2010/2/15
4. 特許番号: 5514503, 出願番号: 特願 2011-97259, 発明者: 井上雅晶, 本田奈月, 荒木則幸, 東裕司, 発明の名称: 「偏光強度測定装置及び偏光強度測定方法」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日: 2009/10/16
5. 特許番号: 5371933, 出願番号: 特願 2010-259156, 発明者: 井上雅晶, 伊藤文彦, 古敷谷優介, ファンシンユウ, 発明の名称: 「レーザ光測定方法及びその測定装置」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日: 2010/11/19
6. 特許番号: 5514751, 出願番号: 特願 2011-16583, 発明者: 井上雅晶, 古敷谷優介, ファンシンユウ, 荒木則幸, 伊藤文彦, 発明の名称: 「光アクセス設備管理方法及び光アクセス設備管理システム」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日: 2011/1/28
7. 特許番号: 5470320, 出願番号: 特願 2011-97259, 発明者: 井上雅晶, 伊藤文彦, 発明の名称: 「レーザ光コヒーレンス長測定方法及び測定装置」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日: 2011/1/28

日:2011/4/25

8. 特許番号: 5613627, 出願番号: 特願 2011-138394, 発明者: 井上雅晶, 古敷谷優介, ファン・シンユウ, 伊藤文彦, 発明の名称:「レーザ光コヒーレンス関数測定方法及び測定装置」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日:2011/6/22
9. 公開番号: 特開 2013-152118, 出願番号: 特願 2012-12319, 発明者: 井上雅晶, 伊藤文彦, 古敷谷優介, ファン・シンユウ, 発明の名称:「レーザ光特性測定方法及び測定装置」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日:2012/1/24
10. 公開番号: 特開 2014- 115158, 出願番号: 特願 2012- 268591, 発明者: 井上雅晶, 納戸一貴, 片山和典, 真鍋哲也, 東裕司, 発明の名称:「二重化光線路の光路遅延測定方法とその測定装置」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日:2012/12/7
11. 公開番号: 特開 2014- 163746, 出願番号: 特願 2012- 33465, 発明者: 井上雅晶, 真鍋哲也, 納戸一貴, 本田奈月, 片山和典, 発明の名称:「二重化光線路の光路遅延測定方法とその測定装置」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日:2013/2/22
12. 公開番号: 特開 2014- 216710, 出願番号: 特願 2013- 90450, 発明者: 井上雅晶, 真鍋哲也, 納戸一貴, 本田奈月, 片山和典, 発明の名称:「二重化光線路の光路遅延測定方法とその測定装置」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日:2013/4/23

共願

1. 特許番号: 5303406, 出願番号: 特願 2009-202818, 発明者: 本田奈月, 井上雅晶, 荒木則幸, 東裕司, 発明の名称:「光設備識別方法及びシステム」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日: 2009/9/2
2. 公開番号: 特開 2014-96750, 出願番号: 特願 2012-248268, 発明者: 真鍋哲也, 納戸一貴, 井上雅晶, 片山和典, 東裕司, 発明の名称:「可変遅延装置および可変遅延設定方法」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日:2012/11/12
3. 公開番号: 特開 2014-99680, 出願番号: 特願 2012-249123, 発明者: 納戸一貴, 井上雅晶, 片山和典, 真鍋哲也, 東裕司, 発明の名称:「離散的な光路長調整装置及び離散的な光路長調整方法」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日:2012/11/13
4. 公開番号: 特開 2014-107612, 出願番号: 特願 2012-257339, 発明者: 納戸一貴, 井上雅晶, 片山和典, 真鍋哲也, 東裕司, 発明の名称:「離散的な光路長調整装置及び離散的な光路長調整方法」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日:2012/11/26
5. 公開番号: 特開 2014-212376, 出願番号: 特願 2013-86405, 発明者: 納戸一貴, 井上雅晶, 本田奈月, 片山和典, 真鍋哲也, 発明の名称:「可変遅延装置及びその遅延量調整方法」, 出願人: 日本電信電話株式会社, 出願日:2013/4/17

6. 公開番号：特開 2014- 212391, 出願番号：特願 2013-86609, 発明者：納戸一貴, 井上雅晶, 本田奈月, 片山和典, 真鍋哲也, 発明の名称：「可変遅延装置及びその遅延量調整方法」, 出願人：日本電信電話株式会社, 出願日:2013/4/17
7. 公開番号：特開 2014- 212471, 出願番号：特願 2013-88184, 発明者：納戸一貴, 真鍋哲也, 本田奈月, 片山和典, 井上雅晶, 発明の名称：「光通信線路切替装置、光通信線路切替方法及び光信号パワー調整方法」, 出願人：日本電信電話株式会社, 出願日:2013/4/19
8. 公開番号：特開 2014- 216662, 出願番号：特願 2013-89643, 発明者：納戸一貴, 井上雅晶, 本田奈月, 片山和典, 真鍋哲也, 発明の名称：「光通信線路切替装置及びその光波長調整方法」, 出願人：日本電信電話株式会社, 出願日:2013/4/22
9. 公開番号：特開 2014- 219622, 出願番号：特願 2013-100082, 発明者：納戸一貴, 真鍋哲也, 本田奈月, 片山和典, 井上雅晶, 発明の名称：「通信光遮断フィルタ着脱装置とその着脱方法」, 出願人：日本電信電話株式会社, 出願日:2013/5/10

謝辞

本論文をまとめるにあたり、懇切なるご指導並びにご教示を賜りました明治大学理工学部 井家哲史教授に謹んで感謝の意を表します。また、本論文の学位審査の副査を引き受けてくださった、同大学 中村守里也准教授には有益な御討論、ご教授を頂き深く感謝致します。また、本論文をまとめる際、様々な場面で御助言及び御支援くださりました、同大学 小椋厚志教授に謹んで感謝の意を表します。

本研究は、日本電信電話株式会社 アクセスサービスシステム研究所において行われたものであり、本研究を進める機会を与えて下さった、NTT インフラネット株式会社 佐久田浩司代表取締役社長（元 NTT アクセスサービスシステム研究所所長）、池野通建株式会社 作山裕樹代表取締役社長（元 NTT アクセスサービスシステム研究所所長）、一般社団法人 情報通信エンジニアリング協会 久保園浩明専務理事（元 NTT アクセスサービスシステム研究所所長）、天野博史 NTT アクセスサービスシステム研究所長に深く感謝致します。

本研究を進めるにあたっては、NTT アクセスサービスシステム研究所の諸兄をはじめとして、多くの方々のご助力とご討論を頂きました。特に、NTT-AT テクノコミュニケーションズ 清水正利事業本部長（元 アクセスメディアプロジェクト部長）、早稲田大学 坪川信教授（元 アクセスメディアプロジェクト部長）、NTT-AT 富田茂ビジネスユニット長（元 アクセスメディアプロジェクト部長）、NTT-AT 東裕司主幹担当部長（元 アクセスメディアプロジェクト部長）、白木和之アクセスメディアプロジェクト部長には多くのご指導をいただきました。

島根大学 伊藤文彦教授（元 媒体設備運用グループリーダー）には光計測学における理論面での、上海交通大学 ファンシンユウ教授には実験面でのご指導及びご助言を頂きました。真鍋哲也主幹研究員（媒体設備保守グループリーダー兼媒体設備運用グループリーダー）、片山和典主幹研究員、清倉孝規主任研究員、古敷谷優介主任研究員、橋本貴明社員、伊藤浩明開発員、NTT 東日本 納戸一貴社員には装置試作及び無瞬断切替作業手順の策定及び検証を共に進めて頂き、その中で多くの激励とご助言を頂きました。NTT 西日本 本田奈月担当課長、荒木則幸主任研究員には、直接の指導者として全般にわたってご指導頂きました。榎本圭高主任研究員には本論文をまとめる際にご理解ご助力頂きました。ここに厚く御礼申し上げます。

また、装置試作に多大なご協力を頂いた、住友電気工業株式会社の関係各位様、作業性評価に御支援頂きました NTT フィールドテクノ関西支店テクノセンタの関係各位様に厚く御礼申し上げます。

最後に、本研究の遂行・論文の執筆にあたり支えて頂いた家族に深く感謝致します。