

修士論文

マルチモード光ファイバを用いたモードフォーミングネットワーク
におけるフィードバック制御
Feedback Control in Multi-Mode Fiber
Mode-Forming Networks

報告者

学籍番号 : 1215041
氏名 : 大島 浄司

指導教員

岩下 克 教授

平成 31 年 2 月 12 日

高知工科大学 電子・光システム工学コース

目次

第1章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.2	研究内容・目的	3
1.3	論文構成	3
第2章	モードフォーミングネットワーク	4
2.1	モード分割多重方式	4
2.2	MIMO 方式	4
2.3	MIMO 処理による受信信号分離 (ZF 法)	5
2.4	フレーム同期	7
2.5	モードフォーミング技術	8
第3章	モードフォーミングネットワークのフィードバック制御	10
3.1	2×2 伝送における送信信号へのフィードバック制御理論	10
3.2	2×2 伝送におけるクロス成分のフィードバック制御理論	12
第4章	2×2 伝送における伝送系の制御実験	15
4.1	2×2 伝送実験構成	15
4.2	実験における制御アルゴリズムと初期設定	17
4.3	送信信号の制御結果	19
第5章	2×2 伝送におけるアクセス系の制御実験	23
5.1	3 値信号を用いたチャネル行列推定	23
5.2	3 値信号を用いたチャネル行列推定結果	25
5.3	PSK 信号を用いたチャネル行列推定	26
5.4	PSK 信号を用いたチャネル行列推定結果	28
第6章	結論	29
	参考文献	30
	学会発表	31
	謝辞	32

第1章 序論

1.1 研究背景

光ファイバを用いる FTTH (Fiber To The Home) によるブロードバンド化やスマートフォンの利用増加により, SNS, 動画コンテンツサービス, ネットショッピング等が人々の生活に浸透し, ライフスタイルが変革し始めた. それに伴い, インターネットトラフィックは図 1.1 に示すように年々著しく増加しており, 2020 年代には 200Tbps を越えるダウンロードトラフィックが予想されているため, 近い将来に基幹通信網の飽和が懸念されている[1], [2]. それに対応するために, バックボーンネットワークの高速化・大容量化が望まれる.

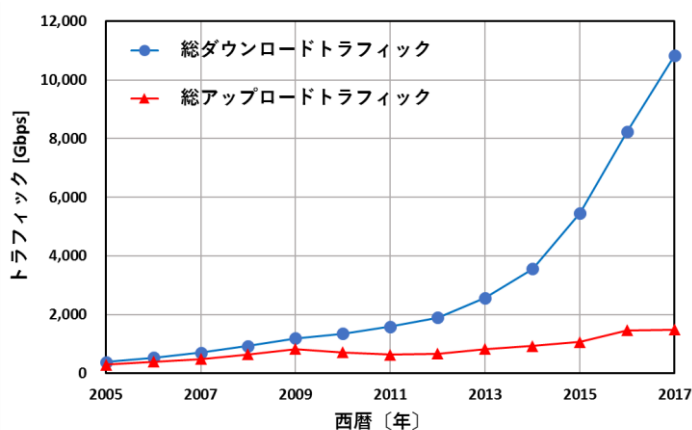


図 1.1 インターネットトラフィック

現在のシングルモード光ファイバ (SMF : Single Mode Fiber) を用いた大容量化のための多重方式として, 時分割多重や波長分割多重等が使われている. しかし, シングルモード光ファイバは, 光が通るコア径が $10\mu\text{m}$ 程度と非常に細いため, 非線形効果が生じやすく, 入射光強度の制限もあり, これらの多重方式では限界がある. さらに, 光ファイバ・ケーブルに収納可能な光ファイバの本数や光ファイバ・ケーブル自体を収納するスペースにも上限がある[3]. そのため, 1本あたりの光ファイバでより大容量の情報を伝送することが望まれる. さらなる大容量化を行うために, マルチコアファイバ (MCF : Multi Core Fiber) やマルチモード光ファイバ (MMF : Multi Mode Fiber), フューモード (数モード) ファイバ

(FMF : Few Mode Fiber) を用いた空間分割多重伝送やモード分割多重伝送といった新たな多重方式の研究が盛んに行われてきている[5][5]. MCF は1つのクラッド中に複数のコアを配置した光ファイバで, コアごとにそれぞれのデータを送ることで伝送容量を増やすことが可能である. MCFのコアの配置間隔を狭くしたりクラッド外径を大きくしたりすることで, コアを多く入れることができ, 伝送容量を増やすことが可能になる. しかし, コアの配置間隔を狭くすれば, あるコアの信号光が別のコアへ漏れ込んでしまうため, 伝送品質を劣

化させてしまう。そのため、一定以上の間隔を空けてコアを配置する必要がある。また、クラッド外径を大きくすれば、既存の製造設備や接続治具等を変更する必要がある。そのため、既存の設備を有効活用できる国際規格に準拠したクラッド径で製造することが望まれるといった欠点がある[7][8]。MMFはSMFよりもコア径が大きいため、複数のモードと呼ばれる光の通り道が存在し、複数の情報を同時に伝搬させることができる。さらに、許容光パワーもシングルモード光ファイバよりも大きいため、通信容量はシングルモード光ファイバよりも大きい。しかし、マルチモード光ファイバは各々のモードで伝搬遅延時間が異なるため、モード分散の影響が大きくなり、現状の方式では高速通信には適さない。また、ファイバ内で光信号が混じり合うため、受信時に信号を分離することが困難であった[7][9]。その一方で、マルチモード光ファイバの中でもモードの数が数種類であるフューモードファイバがある。これは、同一のコア内に複数の伝搬モードを導波させることにより、空間利用効率を高めることができる[9]。また、フューモードファイバは標準的なマルチモード光ファイバに比べて、モード結合が容易であり、長距離であっても損失および分散特性を変化させることなく伝送できる[10]。これらの観点からフューモードファイバを伝送路として用いた研究が盛んに行われている[11]。

通信事業者のビルとユーザ宅の間をアクセス区間といい、アクセス区間を構成する光伝送システムを総称して光アクセスシステムと呼ぶ。光アクセスシステムには通信事業者とユーザを1対多に接続する受動光ネットワーク（PON：Passive Optical Network）システムがある。PONシステムは図 1.2 に示すように、通信事業者側の光加入者終端装置（OLT：Optical Line Terminal）と複数のユーザ側の光回線終端装置（ONU：Optical Network Unit）とが受動光部品である光分配器（光スプリッタ、光カップラ）と光ファイバから構成された光アクセスシステムである。PONシステムは、日本ではNTTのBフレッツやKDDIのauひかりなどが光アクセスシステムとして普及している。一方、欧米でも主力光アクセスシステムとしてPONシステムが導入されている[10]。

PONシステムにおいて、OLTからの光信号は光スプリッタを介してすべてのONUに送信される。各ONUは、受信した光信号の中から、自分宛の光信号のみを受信し、他のONU宛の信号は破棄している。しかし、あるユーザが自身のONUを故意に操作することで、他のONU宛の信号を受信することも可能である。信号自体は暗号化されているが、これは第三者による信号の盗聴、解読の恐れがあるため、セキュリティ上非常に危険である[11]。そのため、所望のONUのみに所望の信号が送信されることが望まれる。

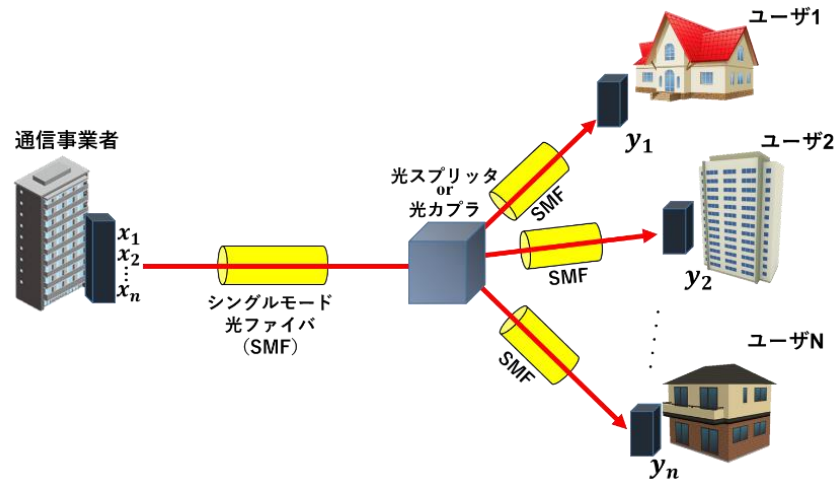


図 1.2 PON システムの構成

本研究室では、シングルモード光ファイバを用いた多重方式での限界を打破するための新たな多重方式として、マルチモード光ファイバを用いたモード分割多重方式による通信の大容量化の検討を行っている。また、マルチモード光ファイバの複数のモードと受信信号を分離する手段として既存の MIMO (Multi Input Multi Output) 方式を利用することで、この通信方式を実現できる。MIMO 処理技術を光ファイバに応用した例としては MIMO 偏波多重などがある[12].

1.2 研究内容・目的

本研究では、所望の ONU のみに所望の信号を送信する方法として、無線通信において、電波の振幅と位相を操作することによって特定の端末が信号を受信するビームフォーミング技術をマルチモード光ファイバに応用した「モードフォーミング」を用いる[13][14].

このモードフォーミングの伝送実験として、送受信が 2×2 の場合で実験を行い、2ch 同時に所望の信号が所望の受信ポートのみに送信し続けるように制御を行う。

1.3 論文構成

本論文は、5章に分けて構成されている。第2章では、モードフォーミングネットワークについて述べる。第3章では、モードフォーミングネットワークにおけるフィードバック制御の理論を述べる。第4章では、伝送系における信号制御の原理、実験系、及び実験結果について述べ、第5章では、アクセス系における信号制御の原理、及び実験結果について述べる。第6章では、本研究の結論を述べる。

第2章 モードフォーミングネットワーク

本章では、マルチモード光ファイバを用いたモードフォーミングネットワーク、及びモードフォーミングネットワークに関わる諸所の技術や理論について述べる。

2.1 モード分割多重方式

モード分割多重方式 (MDM : Mode Division Multiplexing) は、図 2.1 に示すように、マルチモード光ファイバが持つ複数のモードにそれぞれのチャンネルを割り当てることで多重化を行う方式である。この方式は、光の励振、分離、制御を可能としており、理論的な伝送容量としては、モードあたりの伝送容量にモードの数を乗じた値となり、光ファイバ通信の伝送容量の大幅な拡大を可能としている。

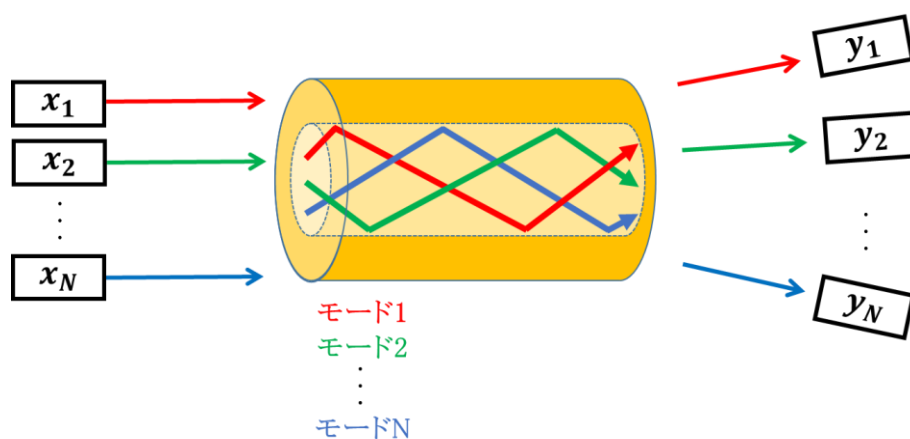


図 2.1 モード分割多重伝送方式

2.2 MIMO 方式

MIMO (Multi Input Multi Output) は、多入力・多出力システムの総称である。無線通信において、送信側と受信側の両方に複数のアンテナを用いることにより、高速・大容量の情報伝送を行う技術のことである。MIMO は、各アンテナで異なるデータを送信し、受信時に合成することで擬似的に広帯域を実現する。これによって、通信の大容量化を実現している。理論上ではアンテナを 2 本にすれば帯域が 2 倍に増えたことと同じ効果が得られる。また、複数のアンテナから複数の経路を通して電波が届くことで、レイリーフェージングが発生する障害物が多い環境下での送受信が安定し、通信状況を大幅に改善する効果も得られる。

図 2.2 に MIMO を表現するためのシステムモデルを示す。基地局の N 個の送信アンテナより N 個の信号を送信することを考える。受信側のアンテナ数を M 個とすると、送信信号 $\mathbf{X}(t)$ 、受信信号 $\mathbf{Y}(t)$ 、雑音 $\mathbf{N}(t)$ はそれぞれ

$$\mathbf{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T \quad (2.1)$$

$$\mathbf{Y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T \quad (2.2)$$

$$\mathbf{N}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T \quad (2.3)$$

となり、受信信号 $\mathbf{Y}(t)$ は、式 (2.1) - (2.2), 及び伝搬チャネル行列 \mathbf{H} を用いて

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \dots & h_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

と表わすことができる。

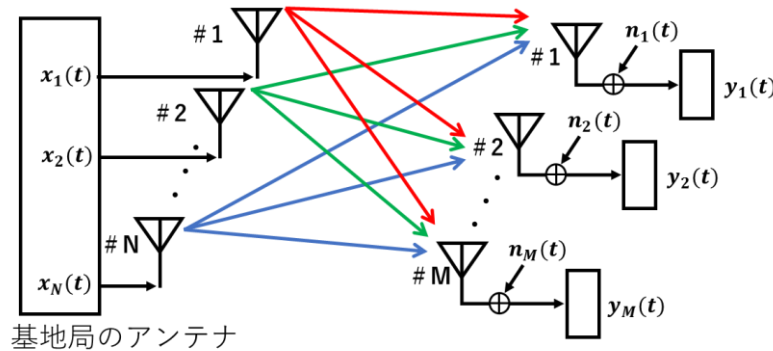


図 2.2 MIMO 方式

通常、MIMO は無線での運用が主であるが、本研究では光ファイバに応用することで情報伝送を高速・大容量化を検討している。

2.3 MIMO 処理による受信信号分離 (ZF 法)

入り混じった受信信号について考える。式 (2.4) で示されるように、受信信号 $\mathbf{Y}(t)$, 及び伝搬チャネル行列 \mathbf{H} を用いて送信信号 $\mathbf{X}(t)$ を推定することができる。受信信号分離の手法として、ZF (Zero Forcing) を用いる。ZF は受信信号 $\mathbf{Y}(t)$ に伝搬チャネル行列 \mathbf{H} の逆行列 \mathbf{H}^{-1} を左から乗算することで実現できる。

式 (2.4) において、送信・受信ポートがともに 2 c h の場合のマルチモード光ファイバ中を伝搬する信号の線形変換を図 2.3 に示す。受信信号 $\mathbf{Y} = [y_1, y_2]^T$ は、送信信号 $\mathbf{X} = [x_1, x_2]^T$ とマルチモード光ファイバ内の伝送路係数を示すチャネル行列 \mathbf{H} の積であるため

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (2.6)$$

となる。成分毎に書けば、

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$y_1 = h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + n_1 \quad (2.8)$$

$$y_2 = h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + n_2 \quad (2.9)$$

となる．ここで，雑音 \mathbf{N} は信号電力より十分に小さいと仮定すると，式 (2.6)，(2.8)，(2.9) は

$$\mathbf{Y} \approx \mathbf{H} \cdot \mathbf{X} \quad (2.10)$$

$$y_1 \approx h_{11}x_1 + h_{12}x_2 \quad (2.11)$$

$$y_2 \approx h_{21}x_1 + h_{22}x_2 \quad (2.12)$$

と近似できる[15] [16].

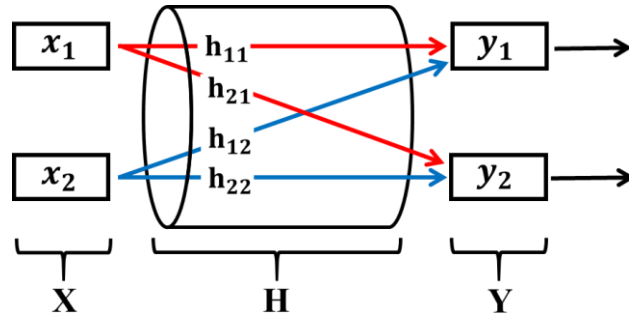


図 2.3 2×2 伝送の線形変換

本研究では，MIMO 方式を光ファイバに用いるために，図 2.4 に示す MIMO 処理を行い，複数の信号を分離させている．フォトダイオードで受光した信号を復調処理し，その信号を 2.4 節で述べるフレーム同期にかけて，トレーニングパターンを取得し，パターン処理でチャンネル行列 \mathbf{H} を求める． \mathbf{H} を逆行列化し，ヒルベルト変換して復調処理をした受信信号 \mathbf{Y} と掛け合わせることで，送信信号 \mathbf{X} を取り出すことができる．この手法は，伝送路は周波数領域で伝達関数であるため信号が線形的に変化することを利用している． \mathbf{H} に逆行列が存在すれば，それを式 (2.10) において左側から掛けることで，送信信号 \mathbf{X} は

$$\mathbf{X} = \mathbf{H}^{-1} \cdot \mathbf{Y} \quad (2.13)$$

となる．この方法により，MIMO 処理として，複数のモードが混ざり合った信号を分離することが可能である．ただし， \mathbf{H} が逆行列を持たない，すなわち

$$|\mathbf{H}| = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21} = 0 \quad (2.14)$$

となる時、受信不定となり、再送信を要求する必要がある。

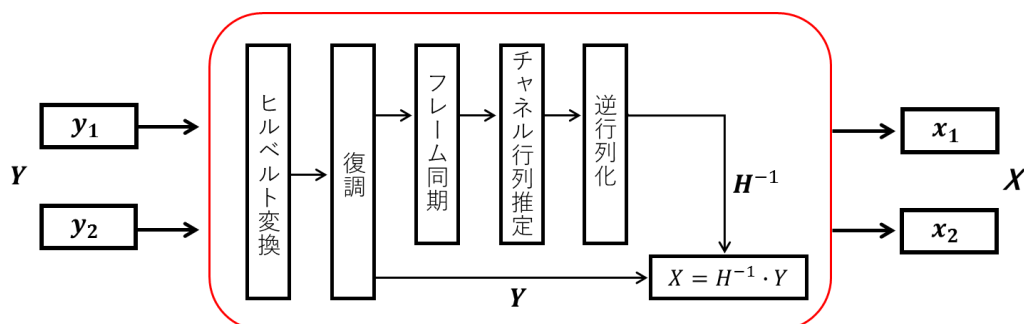


図 2.4 MIMO 処理

2.4 フレーム同期

MIMO 処理を行うにあたって、チャンネル行列 \mathbf{H} の導出が必要である。各受信ポートにおける受信信号は、異なる遅延が施されており、その受信信号の遅延をなくし、信号の開始位置をそろえる操作を行う必要がある。これをフレーム同期と呼ぶ。フレーム同期を行う前操作として送信信号には、既知の信号であるトレーニングパルス \mathbf{S} を図 2.5 に示すように付与している。受信信号 \mathbf{Y} は、トレーニングパルス列のみで考えると

$$\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} s_{y1} \\ s_{y2} \\ \vdots \\ s_{ym} \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

と表され、

$$\mathbf{Y} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{H} \quad (2.16)$$

となる。この時、受信側において \mathbf{S} 、及び \mathbf{Y} が既知であるので、式 (2.16) の両辺の左側から \mathbf{S} の逆行列を施すことにより

$$\mathbf{H} = \mathbf{S}^{-1} \cdot \mathbf{Y} \quad (2.17)$$

と線形的に \mathbf{H} を求めることが可能である。ただし、受信ポートごとに \mathbf{Y} の位置が異なるため、開始位置を合わせるためにトレーニングパルス列と受信信号とで相互相関をとることで s_{y1} , s_{y2} , ..., s_{ym} の開始位置を求めることが可能である。これによって、受信信号の同期をとることで、チャンネル行列 \mathbf{H} を導出することが可能である。

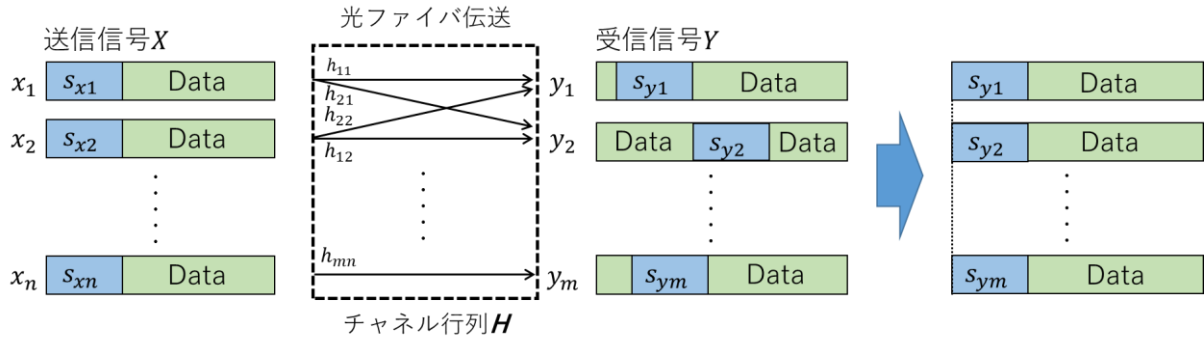


図 2.5 トレーニングパターン

2.5 モードフォーミング技術

無線通信において、電波を細く絞ることによって特定の方向に向けて集中的に発射するビームフォーミング技術がある。複数のアンテナから出すそれぞれの電波の電力や位相を制御することで特定の地点ではそれぞれの電波が掛け合わされることで最適化された感度の電波を受信することが可能となる。このビームフォーミング技術をマルチモード光ファイバ

(MMF) に応用したものがモードフォーミング技術である。図 2.6 に送信・受信が 2×2 の場合で送信信号を制御し、所望のポートのみに所望の信号を送信する様子を示す。2つの送信信号をそれぞれ振幅と位相を制御した後、重ね合わせて MMF に入射させる。入射された信号は、それぞれの送信信号と干渉・結合され、異なる損失、および遅延で MMF 内の異なる経路（モード）を伝搬する。所望の受信ポートには2つの信号が強めあうことで得られ、それ以外の受信ポートでは弱めあうことで信号を得ることができない。図 2.7 に副搬送波多重 (SCM: Sub Carrier Multiplexing) された送信信号の光搬送波と副搬送波の関係を示す。図 2.7 (a) では所望の受信ポートには2つの送信信号が強めあう形で合波することで所望の信号を得ることができる。一方、図 2.7 (b) では所望でない受信ポートには2つの送信信号が弱めあう形で合波することで所望でない信号を得ることができない。

送信したい対象と干渉の対象を選択する手法は無線通信におけるビームフォーミング技術とあまり変わらない。しかし、無線通信では電波に信号を乗せ、自由空間中に放出するが、本研究では光に信号を乗せ、光ファイバ中を伝搬させているため伝送方式が異なる。本研究ではフォトダイオードによって光信号を電気信号に変換する必要がある。これにより、ビームフォーミングでは線形的に受信できたが、モードフォーミングではフォトダイオードの自乗検波により非線形的に受信されるため、不要な成分の除去を行う必要がある [13]。

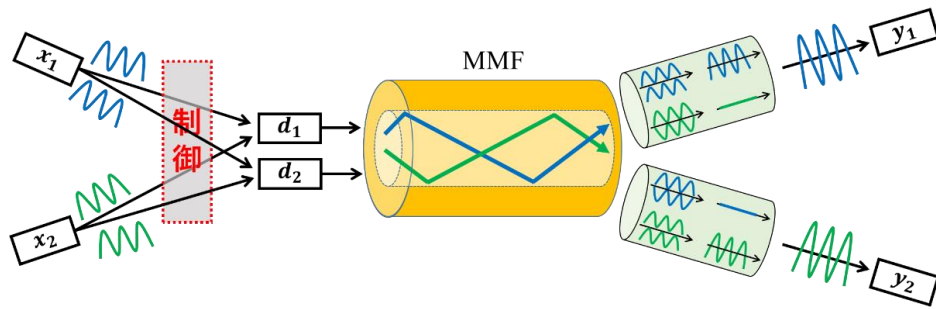
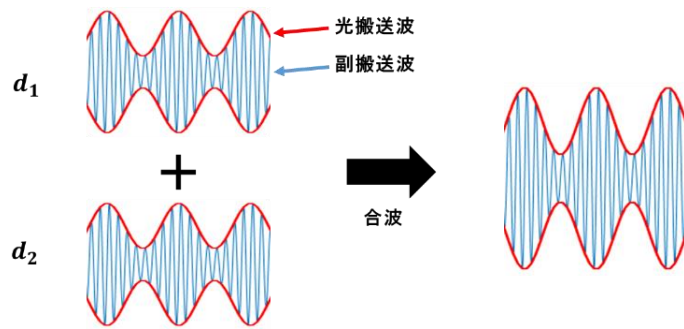
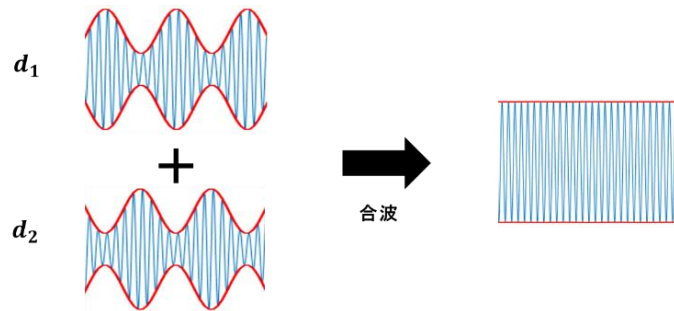


図 2.6 モードフォーミング



(a) 所望の信号 (強め合い)



(b) 所望でない信号 (弱め合い)

図 2.7 モードフォーミングによる光搬送波と副搬送波の関係

第3章 モードフォーミングネットワークのフィードバック制御

本章では、マルチモード光ファイバを用いたモードフォーミングネットワークにおけるフィードバック制御の理論について述べる。

3.1 2 × 2 伝送における送信信号へのフィードバック制御理論

図 3.1 に送信・受信共に 2ch の 2×2 の場合についての信号制御の原理を示す。2つの異なる送信信号を重み行列の経路を伝搬させた後、変調器で変調し、カップラで合波させている。合波させた信号はマルチモード光ファイバに伝搬させ、再びカップラで分配し、フォトダイオードで電気信号に戻した後、2つの受信器でそれぞれ受信している。また、図 3.2 に図 3.1 の信号伝搬の経路を示す。左側は送信機、中央は変調器、右は受信機を表している。

送信信号を $\mathbf{X} = [x_1, x_2]^T$ ，制御として与える重み行列を $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix}$ ，MMF の伝送路係

数を示すチャネル行列を $\mathbf{H}_{MMF} = \begin{bmatrix} h_{M11} & h_{M12} \\ h_{M21} & h_{M22} \end{bmatrix}$ ，受信信号を $\mathbf{Y} = [y_1, y_2]^T$ とする。図 3.2

において、赤線は送信信号 x_1 がそれぞれの変調器を介して受信機 y_1 へ到達する時の経路を示している。また、青線は送信信号 x_2 がそれぞれの変調器を介して受信機 y_1 へ到達する時の経路を示している。

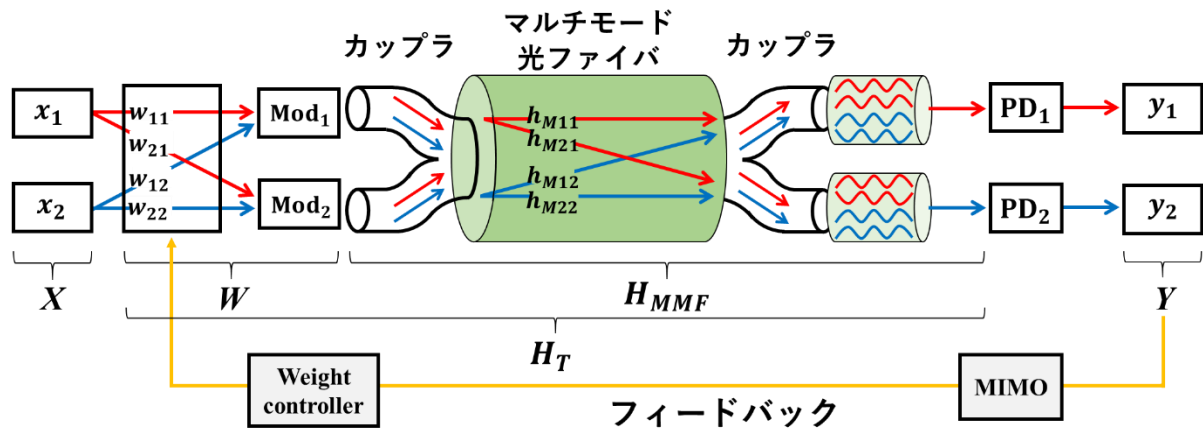


図 3.1 2×2 伝送における信号制御原理

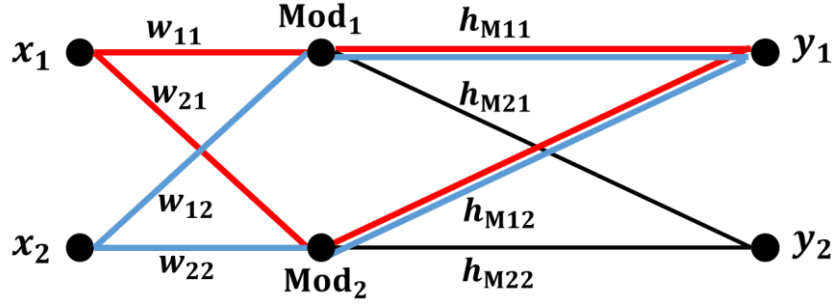


図 3.2 2×2 伝送における信号の経路図

受信信号 Y は

$$Y = H_{MMF} \cdot W \cdot X \quad (3.1)$$

で与えられる．これを成分毎に書けば，

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{M11} & h_{M12} \\ h_{M21} & h_{M22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$y_1 = (h_{M11}w_{11} + h_{M12}w_{21})x_1 + (h_{M21}w_{12} + h_{M22}w_{22})x_2 \quad (3.3)$$

$$y_2 = (h_{M21}w_{11} + h_{M22}w_{21})x_1 + (h_{M11}w_{12} + h_{M12}w_{22})x_2 \quad (3.4)$$

となる．ここで，式 (3.1) において，MIMO 処理によって求まるシステム系全体の推定行列 H_T は

$$H_T = H_{MMF} \cdot W \quad (3.5)$$

となり，MMF のチャネル行列 H_{MMF} は

$$H_{MMF} = H_T \cdot W^{-1} \quad (3.6)$$

となる． H_{MMF} が逆行列をもつ時、 $W = H_{MMF}^{-1}$ とすると，式 (3.1) は

$$\begin{aligned} Y &= H_{MMF} \cdot H_{MMF}^{-1} \cdot X \\ &= E \cdot X \\ &= X \end{aligned} \quad (3.7)$$

となり，送信ポート x_1 の信号は受信ポート y_1 のみに，送信ポート x_2 の信号は受信ポート y_2 のみに送信される．ここで， E は 2 次の単位行列である．このことから，式 (3.3) の第 2 項と式 (3.4) の第 1 項をゼロとすれば，それぞれ

$$h_{M11}w_{12} + h_{M12}w_{22} = 0$$

$$\frac{w_{12}}{w_{22}} = -\frac{h_{M12}}{h_{M11}} \quad (3.8)$$

$$h_{M21}w_{11} + h_{M22}w_{21} = 0$$

$$\frac{w_{21}}{w_{11}} = -\frac{h_{M21}}{h_{M22}} \quad (3.9)$$

となる。この式から、 w_{12} に対する w_{22} の比が $-\frac{h_{M12}}{h_{M11}}$ 、 w_{21} に対する w_{11} の比が $-\frac{h_{M21}}{h_{M22}}$ となるように重み行列 W を算出し、フィードバックにより送信信号に与えればよい。

3.2 2 × 2 伝送におけるクロス成分のフィードバック制御理論

本節では3.1節における重み行列 W のクロス成分である w_{12} 、及び w_{21} のみを制御する場合の理論を述べる。便宜上 w_{11} 、及び w_{22} 成分は重み付けをしないため一定と仮定する。図3.1に示すように、制御を行う w_{12} 、及び w_{21} 成分にはそれぞれ通過する電気信号の電圧の位相を制御する Delay と電圧の振幅を制御する ATT (Attenuator) の2つのパラメータを与えることで所望の受信ポートのみに所望の信号を送信できるように制御を行う。

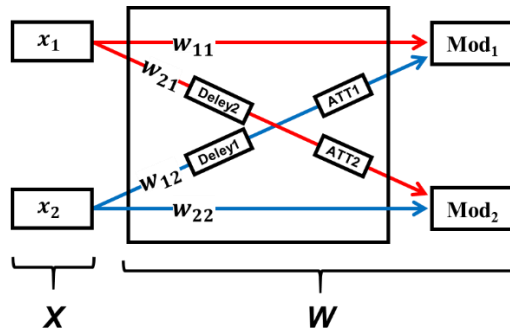


図 3.1 重み行列の制御構成

2つの ATT (ATT1, ATT2) と2つの Delay (Delay1, Delay2) に任意の初期値を与えて、そのときの W の初期値 W_0 を測定し、設定しておくことで、式 (3.6) からフィードバックを行うために必要な H_{MMF} を算出することができる。 w_{12} における Delay1 と ATT1 の制御値は式 (3.8) を用いて、次の式から算出した。

$$Delay1 = \frac{T}{2\pi} \arg \left(-\frac{h_{M12}}{h_{M11}} \right) \quad (3.10)$$

$$ATT1 = -20 \log_{10} \left| -\frac{h_{M12}}{h_{M11}} \right| \quad (3.11)$$

ここで、式 (3.10) の T は搬送波の周期で、 \arg はラジアン単位の位相角である。また、式 (3.11) について、これから求まる ATT の値と実際に ATT の素子に付与する値は異符号であるため、マイナスを付与した。同様に、 w_{21} における $Delay2$ と $ATT2$ の制御値は式 (3.9) より

$$Delay2 = \frac{T}{2\pi} \arg \left(-\frac{h_{M21}}{h_{M22}} \right) \quad (3.12)$$

$$ATT2 = -20 \log_{10} \left| -\frac{h_{M21}}{h_{M22}} \right| \quad (3.13)$$

となる。しかし、使用している信号の $Delay$ と ATT を制御する素子の特性、変調器の特性や2つ変調器の光電力の差、及び車が地面を走行する際に地面下に敷設されている光ファイバに加わる振動といった外的要因や光の状態等によって伝送路の状態が時々刻々と変化する。車が地面を走行する際には 8Hz 程度の振動が地面に生じる[17][17]。制御を行う重み行列の

初期値を $\mathbf{W}_o = \begin{bmatrix} w_{o11} & w_{o12} \\ w_{o21} & w_{o22} \end{bmatrix}$ とし、式 (3.8), (3.9) をそれぞれ変形すると

$$w_{o12} = -\frac{h_{M12}}{h_{M11}} w_{o22} \quad (3.14)$$

$$w_{o21} = -\frac{h_{M21}}{h_{M22}} w_{o11} \quad (3.15)$$

となる。さらに、式 (3.10), (3.11) をそれぞれ変形すると

$$-\frac{h_{M12}}{h_{M11}} = e^{j2\pi \frac{Delay1}{T}} \quad (3.16)$$

$$-\frac{h_{M12}}{h_{M11}} = 10^{-\frac{ATT1}{20}} \quad (3.17)$$

となる。これらを用いて、制御として与える推定値に対する MIMO 処理によって求まる計算値で相対を取った。2つの $Delay$ ($Delay1$, $Delay2$) と ATT ($ATT1$, $ATT2$) の初期値をそれぞれ $Delay1_o$, $Delay2_o$, $ATT1_o$, $ATT2_o$, \mathbf{W} の w_{12} 成分に与える制御値を w'_{12} , w_{21} 成分に与える制御値を w'_{21} とすると

$$w'_{12} : 10^{-\frac{ATT1_o}{20}} e^{j2\pi \frac{Delay1_o}{T}} = -\frac{h_{12}}{h_{11}} w_{22} : w_{12}$$

$$w'_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}} \frac{w_{22}}{w_{12}} 10^{-\frac{ATT1_o}{20}} e^{j2\pi \frac{Delay1_o}{T}} \quad (3.18)$$

$$w'_{21} : 10^{-\frac{ATT2_0}{20}} e^{j2\pi\frac{Delay2_0}{T}} = -\frac{h_{21}}{h_{22}} w_{11} : w_{21}$$

$$w'_{21} = -\frac{h_{21}}{h_{22}} \frac{w_{11}}{w_{21}} 10^{-\frac{ATT2_0}{20}} e^{j2\pi\frac{Delay2_0}{T}} \quad (3.19)$$

となり，1回目のフィードバックにおいて2つのDelay ($Delay1_1$, $Delay2_2$) とATT ($ATT1_1$, $ATT2_1$) に

$$Delay1_1 = \frac{1}{2\pi} \arg(w'_{12}) \quad (3.20)$$

$$Delay2_1 = \frac{1}{2\pi} \arg(w'_{21}) \quad (3.21)$$

$$ATT1_1 = -20 \log_{10} |w'_{12}| \quad (3.22)$$

$$ATT2_1 = -20 \log_{10} |w'_{21}| \quad (3.23)$$

を与えることで，フィードバックを行う。

伝送路の状態は時々刻々と変化する．そのため，その変化に対応させるように，連続フィードバック制御で安定化を図る必要がある． w'_{12} ，及び w'_{21} 成分は重み行列の初期値 \mathbf{W}_o を基準とし，2つのDelay ($Delay1$, $Delay2$) とATT ($ATT1$, $ATT2$) の初期値 $Delay1_o$, $Delay2_o$, $ATT1_o$, $ATT2_o$ を基準にした値を設定する．N回目のフィードバックで設定する重み行列の w'_{N12} ，及び w'_{N21} 成分はN回目のDelayとATTの値 ($Delay1_N$, $Delay2_N$, $ATT1_N$, $ATT2_N$) と式 (3.16), (3.17) を用いてそれぞれ

$$w'_{N12} = w_{o12} 10^{-\frac{ATT1_o - ATT1_N}{20}} e^{-j2\pi\frac{Delay1_o - Delay1_N}{T}} \quad (3.24)$$

$$w'_{N21} = w_{o21} 10^{-\frac{ATT2_o - ATT2_N}{20}} e^{-j2\pi\frac{Delay2_o - Delay2_N}{T}} \quad (3.25)$$

となる．また， w'_{11} ，及び w'_{22} 成分については制御を付与しないため，初期値から変化しないと仮定するとN回目の重み行列 \mathbf{W}_N は

$$\mathbf{W}_N = \begin{bmatrix} w_{o11} & w'_{N12} \\ w'_{N21} & w_{o22} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

となる．

第4章 2×2 伝送における伝送系の制御実験

本章では、2×2 伝送における送信信号の伝送系におけるフィードバック制御の構成と結果を示す。

4.1 2×2 伝送実験構成

図 4.1 に 2×2 伝送のモードフォーミングネットワークの実験構成を示す。送信・受信共に 2ch にし、1GHz の副搬送波を 100M[bps] で BPSK (Binary Phase Shift Keying) 変調した。送信機として使用したパルスパターンジェネレータ (PPG : Pulse Pattern Generator) は、2ch 分の送信信号を同期させるため、1 台のみで使用した。送信信号としては、擬似ランダムデータ列である 7 段の M 系列で 1 と -1 の 2 値の信号を使用した。PPG の信号を 2 分岐させることで 2ch 分の送信信号を実現させ、実験を行った。また、2ch 分の送信信号を MIMO 処理上で区別するため、一方の信号はそのままの状態では x_1 とし、他方の信号は伝送路を延長させた。それにより、 x_1 の信号に対して 3bit 遅延させ、その信号を x_2 とした。それぞれの信号は 2 分岐させ、それぞれ一方の信号のみを位相調整器 (PS : Phase Shifter) とアッテネータで信号の位相 (Delay) と振幅の減衰値 (ATT) をそれぞれ制御した。PS の制御範囲は、搬送波が 1GHz であることから周期が 1ns であるため、 $-0.5\text{ns} \sim +0.5\text{ns}$ とし、ATT の制御範囲は、使用した素子が持つ特性上最大値が 15.5dB であるため、 $0\text{dB} \sim 15.5\text{dB}$ とした。また、0.5dB 刻みでしか制御ができないため、0.5dB 単位になるように四捨五入を行った。その後、3bit 遅延させた他方の信号と加算させ、それぞれの信号をデュアル駆動ニオブ酸リチウム (LN : LiNbO_3) マッハツェンダ変調器 (MOD : Modulator) でそれぞれ光搬送波と副搬送波を有する光振幅変調信号に変換した。本実験において、MMF 内での信号同士の干渉を避けるため、波長の異なる 2 種類 (1547.75nm, 1552.48nm) の DFB (Distributed FeedBack) 型半導体レーザを使用した。

2 つの変調器で変調されたそれぞれの信号は、モード依存性のあるフェーズド型の MMF カップラ (GI-OC : Graded Index – Optical Coupler) で合波させ、その信号を 1km の GI 型のマルチモード光ファイバ (MMF) に伝搬させた。そして、再び同様の MMF カップラで 2 つに分岐させ、それぞれの信号をフォトダイオード (PD : Photo Diode) で受信し、A/D 変換を行った。信号は、MathWorks 社の MATLAB を内蔵させたオシロスコープで受信し、その受信データから、3.1 項で述べた MIMO 処理から算出したチャネル行列をもとに信号の制御を行う位相と振幅の制御値 ($Delay_1$, $Delay_2$, ATT_1 , ATT_2) を算出し、これらの制御値をオシロスコープに接続した Arduino にシリアル通信で送信した。ATT の制御範囲は、 $0\text{dB} \sim 15.5\text{dB}$ であるため、それ以外の範囲、すなわち $ATT < 0[\text{dB}]$, $15.5[\text{dB}] < ATT$ になった場合は制御不能になってしまう。そこで、 $ATT < 0[\text{dB}]$ の場合は $ATT=0[\text{dB}]$, $15.5[\text{dB}] < ATT$ の場合は $ATT=15.5[\text{dB}]$ となるように端数処理を行った。Arduino は、オシロスコープから受け取った Delay と ATT の制御値を電気信号に変換し、 $Delay_1$, $Delay_2$, ATT_1 , ATT_2 にそれぞれ付与することで送信信号の制御を行った。その後、フィードバックによって得られた受信

信号を復調した．また，それと同時に受信信号を MIMO 処理し，重み行列を算出した後，フィードバックを行った．このプロセスを連続で行うことで，所望の信号を所望の受信ポートのみに送り続けるように制御を行った．

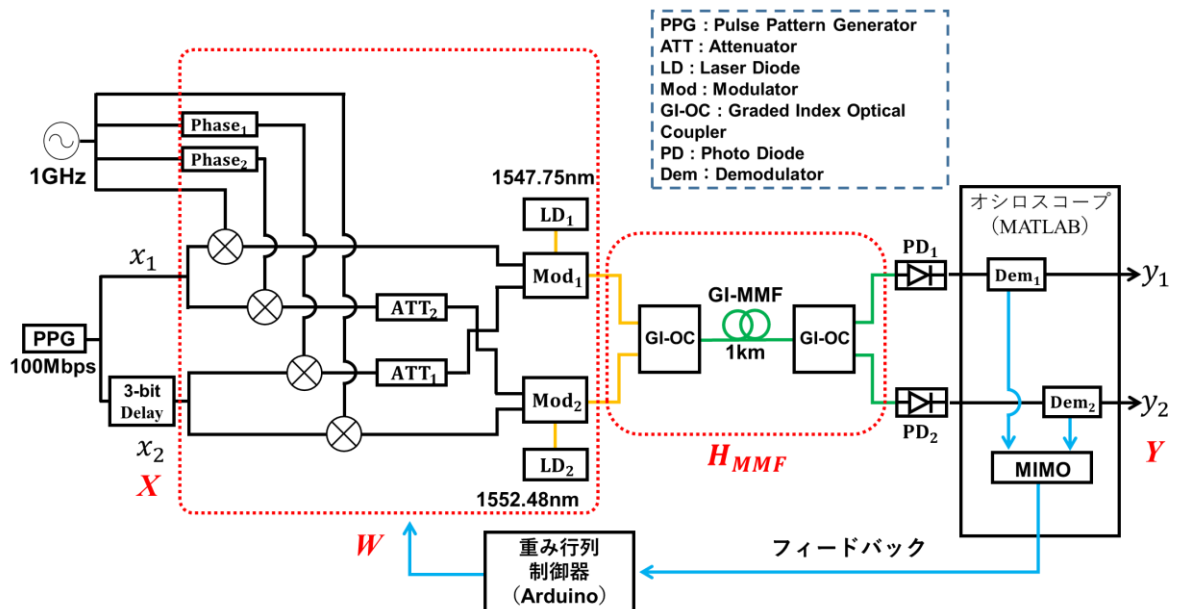


図 4.1 2×2 伝送における実験構成 (黄線は SMF, 緑線は MMF)

図 4.2 図 4.2 に MMF に外的要因を与えない場合に，約 0.7 秒おきに 60 秒間 MIMO 処理によって求まるシステム系全体の推定行列 H_T の各要素の振幅を示す．MMF に外的要因を与えない場合， H_T の各 4 つの成分は安定的であった．

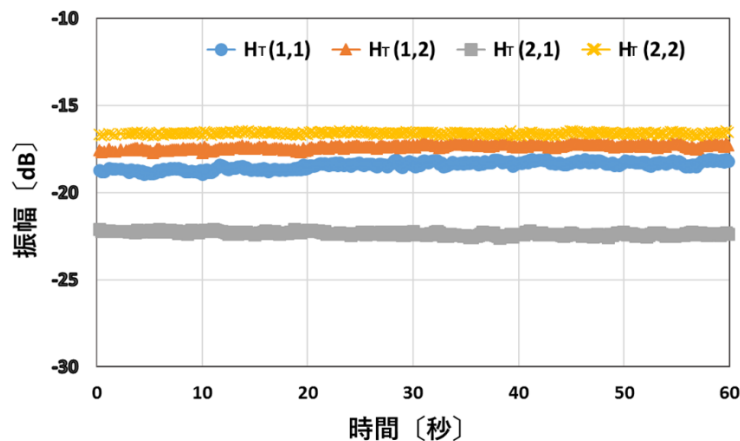


図 4.2 MMF に振動が加わらない場合の MMF のチャンネル行列時間依存性

図 4.3 に MMF に外的要因として MMF を 60 秒間に定期的に 3 回手で振り続けた場合に，MIMO 処理によって求まるシステム系全体の推定行列 H_T の各成分の振幅を示す．MMF に外的要因を与えた場合， H_T の各 4 つの成分は振っている間変動していた．これより，外的

な要因により H_T は変動していることがわかるが、フィードバック制御間隔が長いため、より早く処理を行う必要がある。

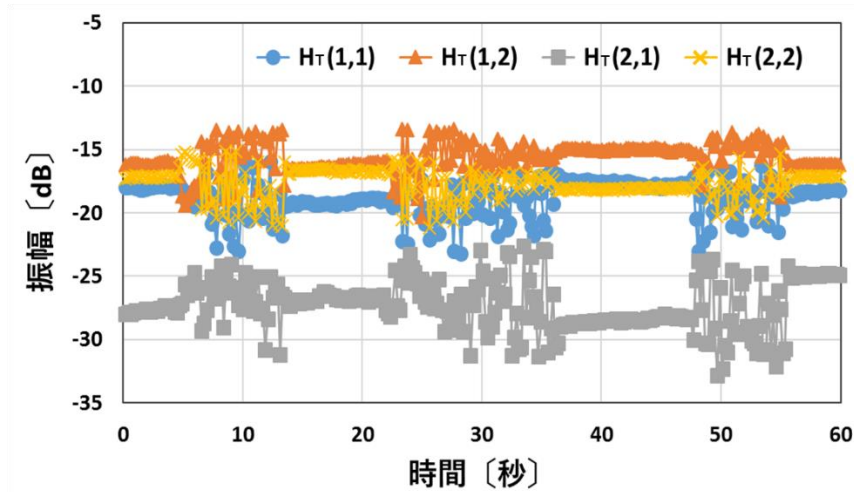


図 4.3 MMF に振動が加わった場合の MMF のチャンネル行列時間依存性

4.2 実験における制御アルゴリズムと初期設定

図 4.4 に送信信号のフィードバック制御アルゴリズムを示す。式 (3.6) からシステム系全体の推定行列 H_T と重み行列 W が分かれば、MMF のチャンネル行列 H_{MMF} が求まる。そのため、初期設定 W_o を測定するにあたり、図 4.5 に示すように図 4.1 から MMF と GI-OC を取り除いた実験系を用いた。これに 2 つの Delay ($Delay1$, $Delay2$) と ATT ($ATT1$, $ATT2$) に初期値 $Delay1_o$, $Delay2_o$, $ATT1_o$, $ATT2_o$ を与えることで、受信信号の MIMO 処理により求まるチャンネル行列 H_T は $H_T = W_o$ となるので、これより W_o の初期値を得た。ATT の初期設定として 10dB を付与し、Delay の初期設定として -0.2ns を付与した。すなわち

$$\begin{bmatrix} ATT1_o & Delay1_o \\ ATT2_o & Delay2_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10 & -0.2 \\ 10 & -0.2 \end{bmatrix} \text{ とした。その後、図 4.1 に示す実験系にもどすために}$$

MMF、及び GI-OC を取り付け、2 つの Delay ($Delay1$, $Delay2$) と ATT ($ATT1$, $ATT2$) に初期値 $Delay1_o$, $Delay2_o$, $ATT1_o$, $ATT2_o$ を与え、受信信号の MIMO 処理から得られる H_T と初期値として設定した W_o を用いて式 (3.6) から H_{MMF} を算出した。そして、式 (3.18), (3.19) から重み行列に設定すべき値を算出した後、式 (3.20) - (3.23) から ATT と Delay の値に変換した。ただし、ATT が制御範囲外の場合は端数処理を行った。そして、フィードバック経路を通じてオシロスコープより Arduino にシリアル通信で $Delay1$, $Delay2$, $ATT1$, $ATT2$ の値を渡し、その値に応じた制御信号を Arduino から出力し、ATT と Delay を制御した。2 回目以降のフィードバックは 3.2 節で述べた式を用いて行った。

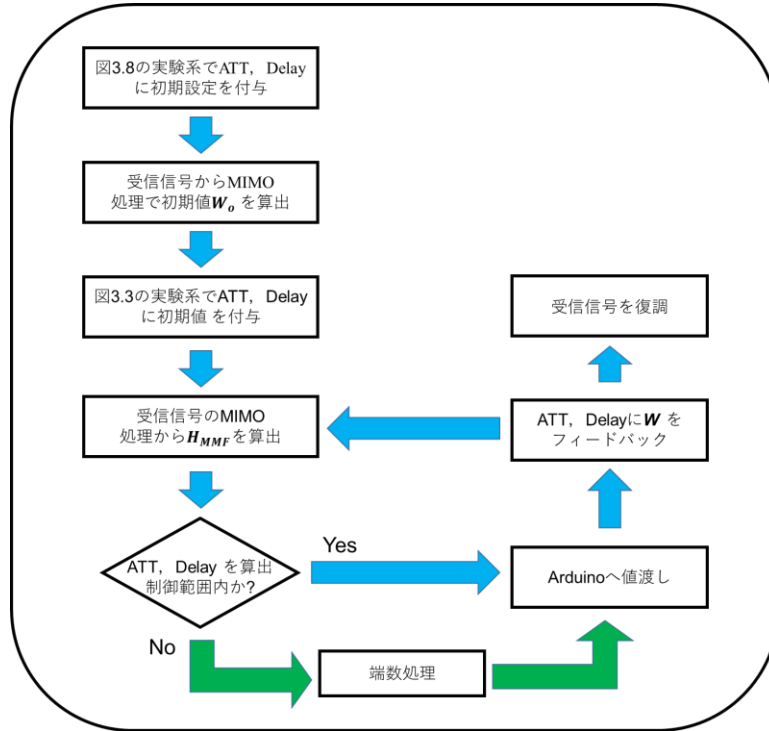


図 4.4 送信信号の制御アルゴリズム

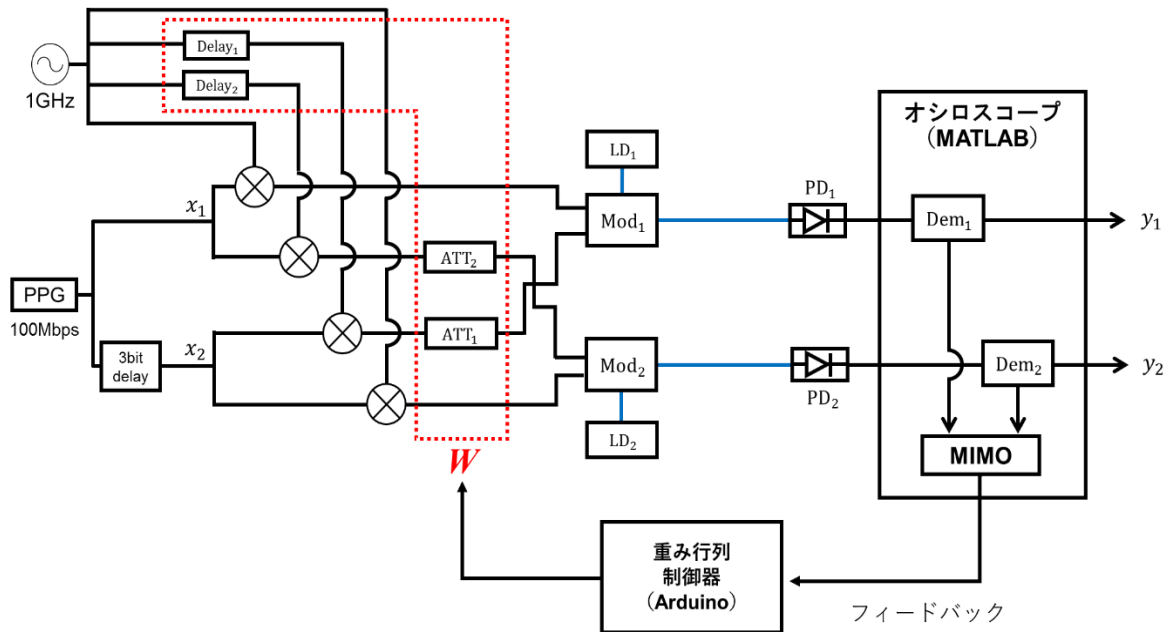


図 4.5 2×2 伝送における MMF なしの実験構成 (青線は SMF)

4.3 送信信号の制御結果

図 4.6 にフィードバック制御を約 0.7 秒間隔で 60 秒間行い，MIMO 処理によって算出したシステム全体のチャンネル行列 H_T の各成分の振幅を示す．6 秒を過ぎ始めてから受信ポート y_1 は送信信号 x_1 を，受信ポート y_2 は送信信号 x_2 を受信しており，所望でないクロス成分の信号が所望の信号に対して 20dB 以上小さく、信号が所望の受信ポートに送信されていた．図 4.7 に各クロス成分に与えたそれぞれの ATT，図 4.8 に各クロス成分に与えたそれぞれの Delay，図 4.9 に ATT と Delay より求めた重み行列 W の推定値をそれぞれ示す．フィードバック制御を開始してから数秒はわずかに変動していたが，ATT と Delay の値が一定の値に落ち着き，安定状態になった．また，重み行列 W に関して， w_{11} ，及び w_{22} は制御をしていないため，変動しないと仮定した．そのため，値は常に同じ値になる．図 4.10 に式 3.6 より求まるマルチモード光ファイバのチャンネル行列 H_{MMF} の各成分の振幅を示す．フィードバック開始から数秒間は図 4.7 から分かるように ATT1 が制御範囲を越えていた．そのため， H_{MMF} が大きく変動していた．

表 4.1 フィードバック前，フィードバック開始から 6 秒後，30 秒後，60 秒後の受信信号を復調した時のアイパターン，コンスタレーション，及び送信信号との相関を示す．相関は，受信信号が送信信号と相似性を測定し，送信信号と一致した時にピークが現れる．送信信号は一方の信号 x_2 が他方の信号 x_1 より 3bit 遅延を掛けているため相関から区別をつけることが可能である．フィードバックを開始する前は，両方の受信ポートに信号 x_1 と信号 x_2 の 2 種類の信号が入り混じっていたため，アイパターン・コンスタレーションも 2 種類の信号が入り混じっていた．相関からも両方の受信ポートで信号 x_1 ， x_2 のピークが現れていることがわかる．一方フィードバック開始から 6 秒後，30 秒後，及び 60 秒後に関して，送信信号 x_1 は受信ポート y_1 に送信され，送信信号 x_2 は受信ポート y_2 に送信されていた．

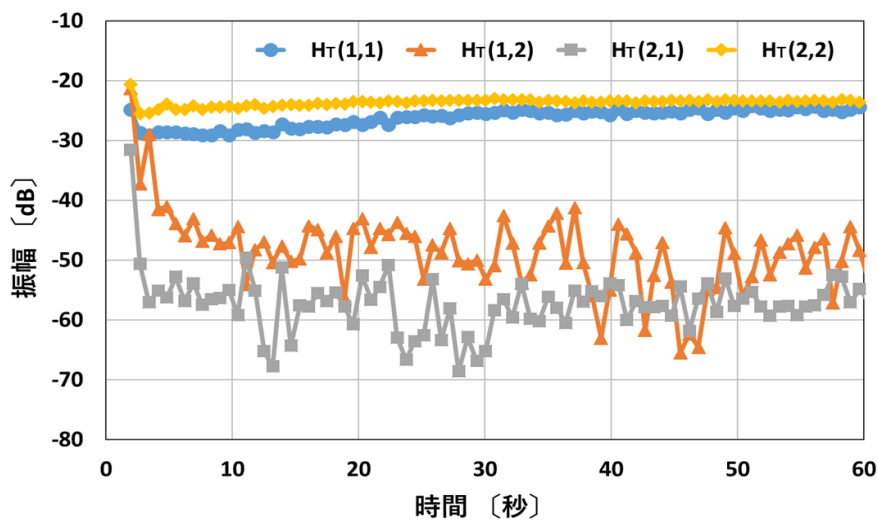


図 4.6 H_T の各成分の振幅

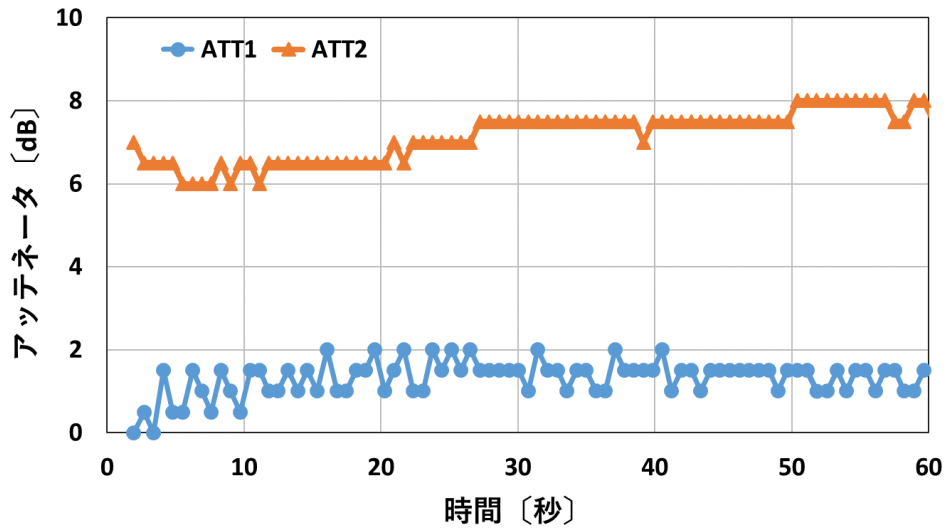


図 4.7 重み行列の ATT の制御値

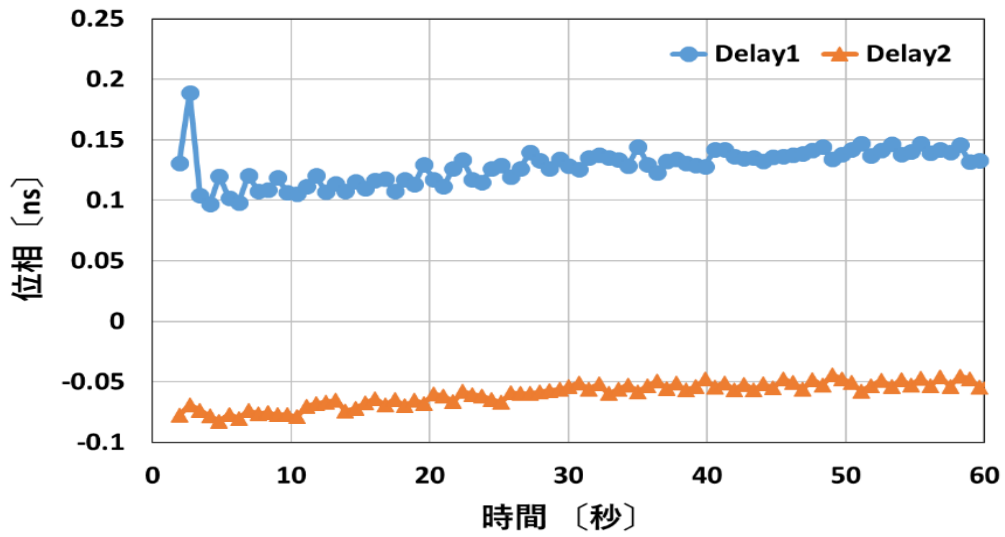


図 4.8 重み行列の Delay の制御値

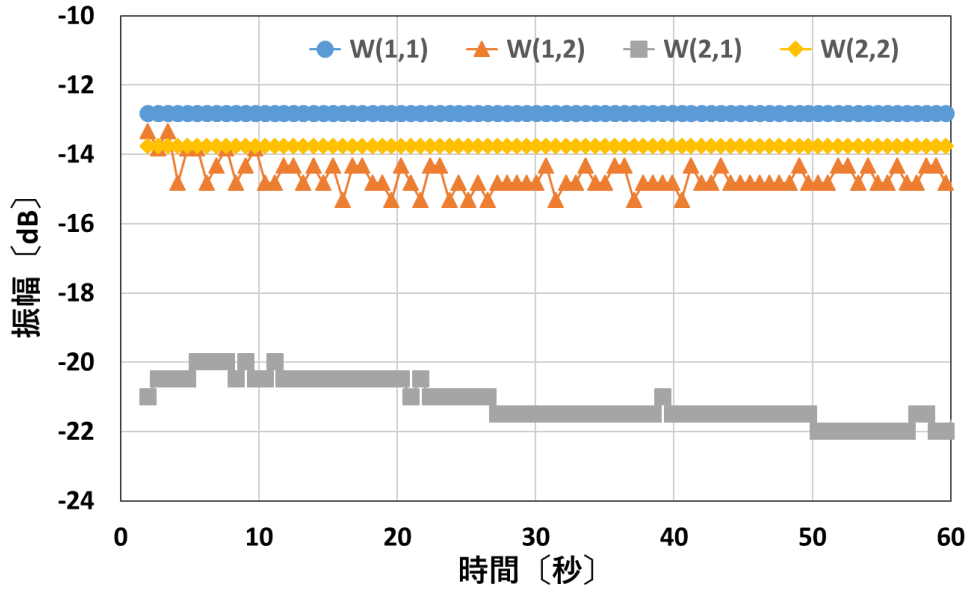


図 4.9 重み行列の各成分の振幅

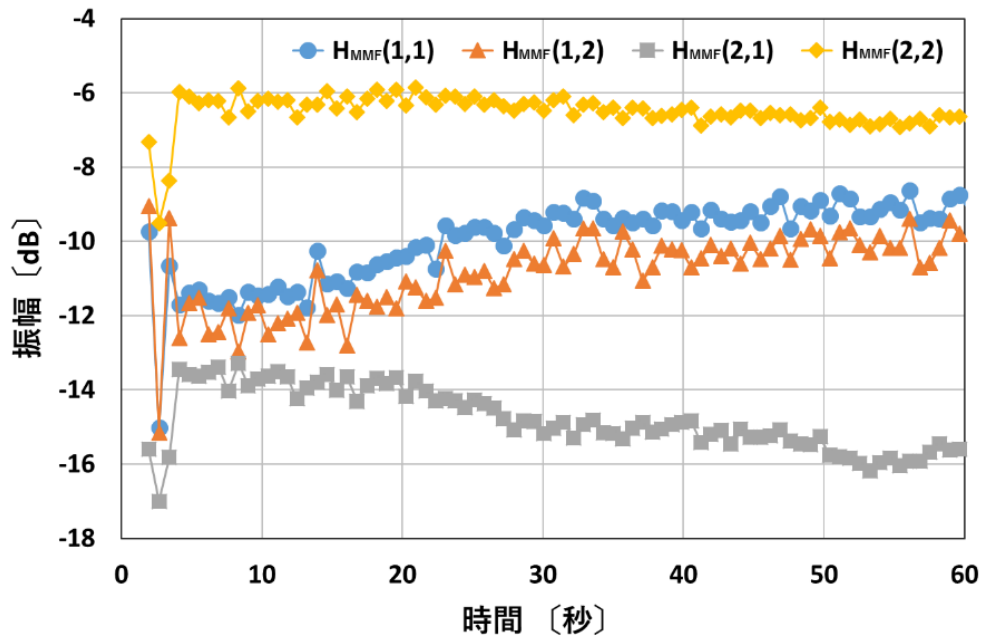
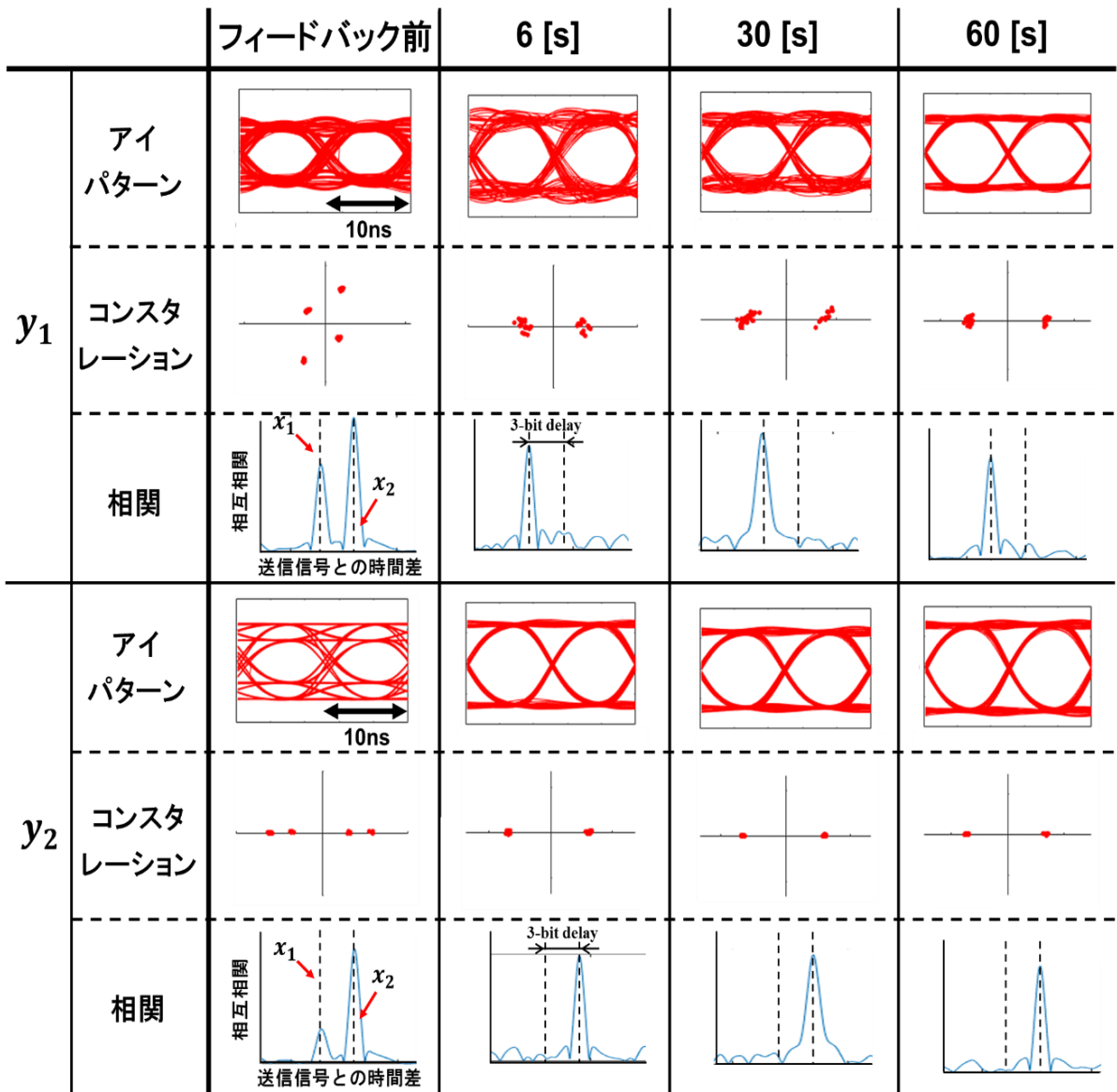


図 4.10 H_{MMF} の各成分の振幅

表 4.1 フィードバック前, 6 秒後, 30 秒後, 60 秒後における受信信号の評価

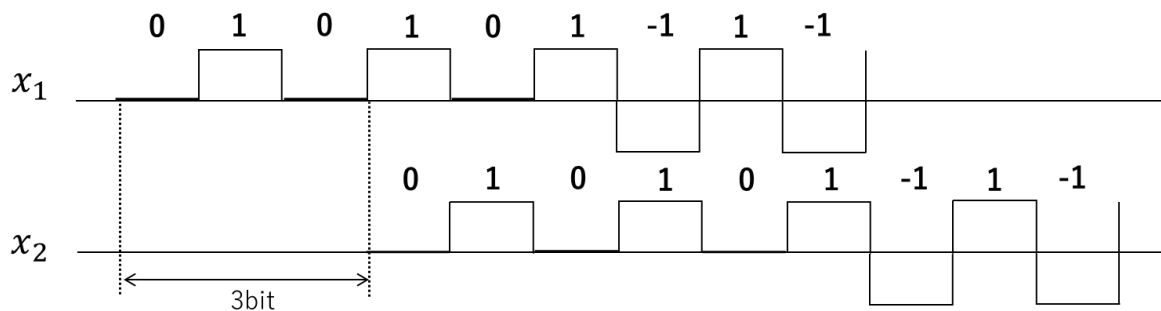


第5章 2 × 2 伝送におけるアクセス系の制御実験

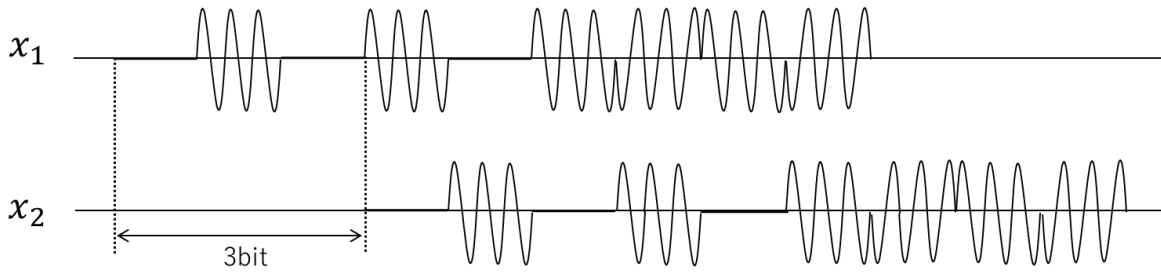
本章では、2×2 伝送における送信信号のアクセス系におけるフィードバック制御の理論と結果を示す。

5.1 3 値信号を用いたチャネル行列推定

3.1 節では受信信号の同期の取りやすさや連続フィードバックの実現可能か否かを検証するために、受信ポート y_1 、及び y_2 を同じ場所にして行った。しかし、現実の光アクセスシステムは各ユーザ宅 (ONU) の場所が異なる。従って、システム全体のチャネル行列 \mathbf{H}_T を別の手法で算出する必要がある。3.1 節ではトレーニング信号として擬似ランダムデータ列である7段のM系列で'-1'と'1'の2値の信号を使用し、システム全体のチャネル行列 \mathbf{H}_T を算出した。本節ではトレーニング信号として'0'と'1'の2値の連続信号を使用し、データ信号として擬似ランダムデータ列である9段のM系列で'-1'と'1'の2値の信号を使用し、'-1'と'0'と'1'の3値を使用した。また、2種類の送信信号は一方の信号 x_2 を他方の信号 x_1 より3bit遅延させることで実現させた。 \mathbf{H}_T は'0'と'1'のトレーニング信号から算出する。式(3.14) - (3.15)で示したように、 y_1 から h_{T11} 、及び h_{T12} を得ることができ、 y_2 から h_{T21} 、及び h_{T22} を得ることができる。図5.1(a)にNational Instruments社のLabVIEWで生成するパルスパターンを示す。トレーニング信号として{0 1}の2bitを1セットとして20セット送信した後、データ信号として'-1'と'1'の9段のM系列信号(511bit)を送信した。図5.1(b)にLabVIEWから出力されたパルスパターンを1GHzの搬送波で乗算した信号を示す。'0'と'1'で構成されたトレーニング信号はOOK(On-Off Keying)変調した信号となり、'-1'と'1'で構成されたデータ信号はPSK変調した信号となる。



(a)LabVIEWからの送信信号



(b)変調した送信信号

図 5.1 送信信号のパターン

図 5.2 に x_1 と x_2 の{0 1}のトレーニング信号部分を合波して得られる波形を示す. x_1 と x_2 の信号は3bit 遅延しているため x_1 が'1'の時は x_2 が'0', x_1 が'0'の時は x_2 が'1'となり, 重ね合わせるとすべてのビットが'1'となる. また, 2つの受信ポート y_1 , y_2 について, 式(3.14) - (3.15) から

$$y_1 = h_{11}x_1 + h_{12}x_2$$

$$\begin{cases} x_1 = 1, x_2 = 0 \Rightarrow y_1 = h_{11} \\ x_1 = 0, x_2 = 1 \Rightarrow y_1 = h_{12} \end{cases} \quad (5.1)$$

$$y_2 = h_{21}x_1 + h_{22}x_2$$

$$\begin{cases} x_1 = 1, x_2 = 0 \Rightarrow y_2 = h_{21} \\ x_1 = 0, x_2 = 1 \Rightarrow y_2 = h_{22} \end{cases} \quad (5.2)$$

となり, y_1 から \mathbf{H}_T の h_{T11} , 及び h_{T12} を, y_2 から \mathbf{H}_T の h_{T21} , 及び h_{T22} を得ることができる. これより各受信ポートで得られる4つのパラメータを送信側に返すことで \mathbf{H}_T を生成することが可能となり, 3.1-3.2節で述べたフィードバック制御を行うことが可能となる.

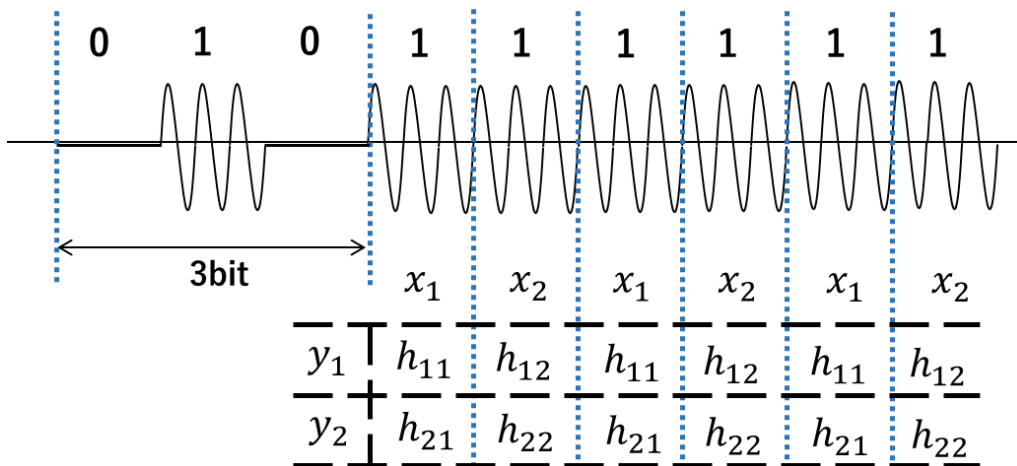


図 5.2 x_1 と x_2 のトレーニング信号部を重ね合わせた波形

図 5.3 に 3 値を用いた 2×2 伝送のモードフォーミングネットワークの実験構成を示す. 実験構成自体は図 4.1 と変わらないが, パルスパターンジェネレータ (PPG) からは 2 値しか出力ができなかったため, LabVIEW を用いて 3 値の信号を生成した. 受信側では送信信号と相関を取ることで $\{0, 1\}$ のトレーニング信号の位置情報を得て, 各受信ポートからチャンネル行列 \mathbf{H}_T のパラメータを得た. その後, \mathbf{H}_T を生成して式 (3.16) から送信信号 \mathbf{X} を得られるかどうかを行った. なお, \mathbf{H}_T の評価として \mathbf{H}_T の最大特異値と最小特異値の比で条件数を求めた. すなわち, \mathbf{H}_T の条件数 $\kappa(\mathbf{H}_T)$ は

$$\kappa(\mathbf{H}_T) = \|\mathbf{H}_T\| \cdot \|\mathbf{H}_T^{-1}\| \quad (5.3)$$

とした. $\kappa(\mathbf{H}_T)$ が最小値が 1 で, 小さければ小さいほど良条件となり, フィードバック制御を行う際の計算の精度や正しさを評価できる.

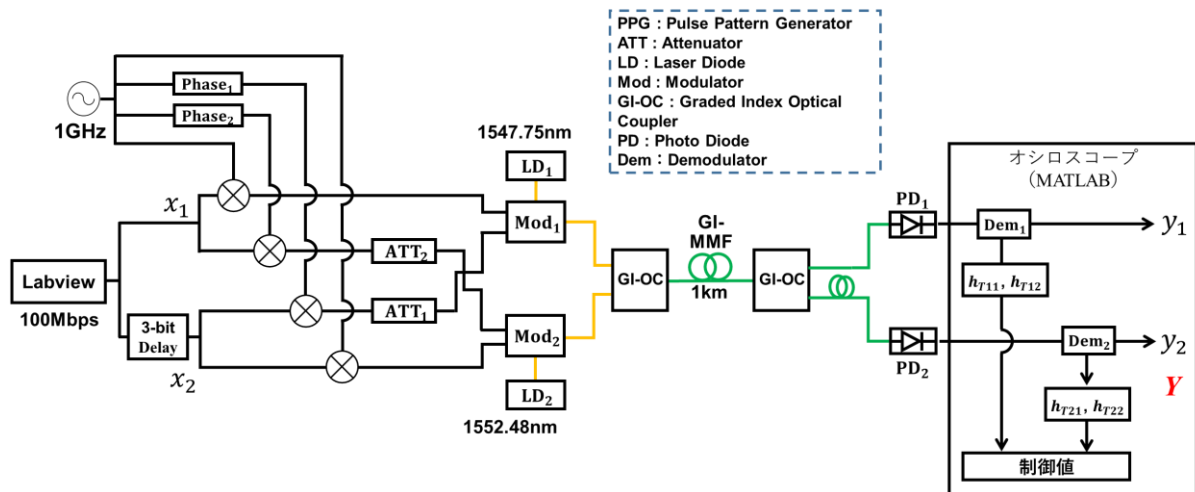


図 5.3 3 値信号を用いた 2×2 伝送における実験構成

5.2 3 値信号を用いたチャンネル行列推定結果

表 5.1 に重み行列の Delay1 と Delay2 に -0.2ns を, (ATT1, ATT2) に (0dB, 0dB), (0dB, 15dB), (10dB, 10dB), (15dB, 0dB), (15dB, 15dB) をそれぞれ付与したときに得られたチャンネル行列 \mathbf{H}_T の条件数 $\kappa(\mathbf{H}_T)$ を示す. また, 表 5.1 の代表として, 図 5.4 に重み行列の Delay1 と Delay2 に -0.2ns を, ATT1 に 15dB, ATT2 に 0dB を付与したときに得られた送信信号 \mathbf{X} のアイパターンとコンスタレーションを示す. アイパターンとコンスタレーションから x_1 , 及び x_2 が正しく得られており, 条件数の小ささからチャンネル行列 \mathbf{H}_T は正しいと考えられる

表 5.1 各 ATT を変えたことによるチャネル行列の条件数

ATT1[dB]	ATT2[dB]	条件数
0	0	4.08
0	15	5.58
10	10	4.41
15	0	4.18
15	15	3.71

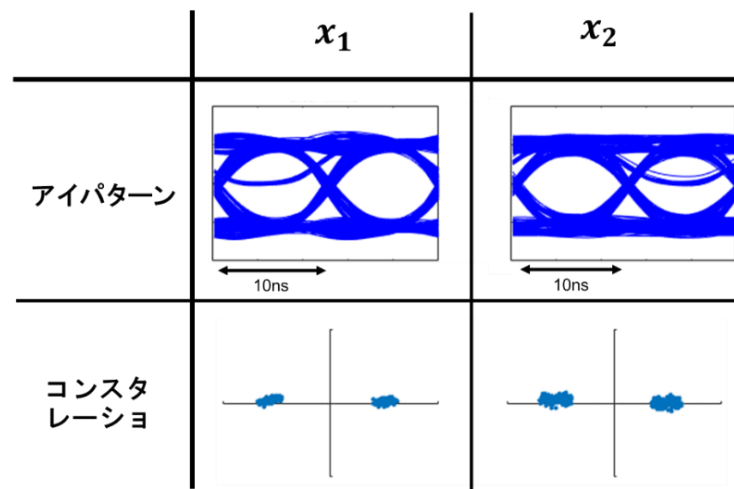


図 5.4 ATT1=15dB, ATT2=0dB としたときの MIMO 処理後の信号

5.3 PSK 信号を用いたチャネル行列推定

ASK 信号は'0'と'1'のユークリッド距離が短いため, S/N が低いという欠点がある. そこで, ユークリッド距離が長い PSK 信号よりチャネル行列を推定することが望まれる. 2つの送信信号を異なるトレーニング信号にすれば, 図 5.5 に示すような $\{x_1, x_2\}$ が $\{-1, -1\}$, $\{-1, 1\}$, $\{1, -1\}$, $\{1, 1\}$ の 4 通りのパターンが出てくる. その中から, 連続する $\{1, 1\}$ と $\{1, -1\}$ の組み合わせを利用する.

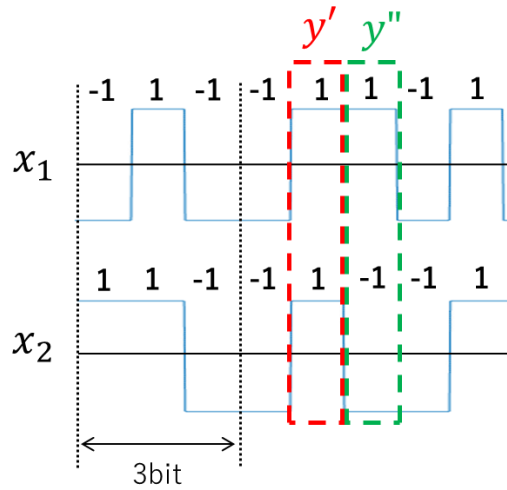


図 5.5 x_1 と x_2 のトレーニング信号波形

$\{x_1, x_2\}=\{1, 1\}$ の場合, 式 (2.11), 及び式 (2.12) より

$$y'_1 = h_{11} + h_{12} \quad (5.4)$$

$$y'_2 = h_{21} + h_{22} \quad (5.5)$$

となる. また, $\{x_1, x_2\}=\{1, -1\}$ の場合, 式 (2.11), 及び式 (2.12) より

$$y''_1 = h_{11} - h_{12} \quad (5.6)$$

$$y''_2 = h_{21} - h_{22} \quad (5.7)$$

となる. これら式 (5.4) - (5.7) より四則演算を行うことにより

$$h_{11} = \frac{y'_1 + y''_1}{2} \quad (5.8)$$

$$h_{12} = \frac{y'_1 - y''_1}{2} \quad (5.9)$$

$$h_{21} = \frac{y'_2 + y''_2}{2} \quad (5.10)$$

$$h_{22} = \frac{y'_2 - y''_2}{2} \quad (5.11)$$

となり, 各受信ポートチャンネル行列のパラメータを得て集めることで, チャンネル行列を推定することが可能である.

5.4 PSK 信号を用いたチャネル行列推定結果

図 5.6 に PSK 信号から得られたチャネル行列を用いてフィードバック制御を約 0.7 秒間隔で 30 秒間行い, MIMO 処理によって算出したシステム全体のチャネル行列 H_T の振幅を示す. 6 秒を過ぎ始めてから受信ポート y_1 は送信信号 x_1 を, 受信ポート y_2 は送信信号 x_2 を受信しており, 所望でないクロス成分の信号が所望の信号に対して 20dB 以上小さく, 信号が所望の受信ポートに送信されていた. しかし, チャネル行列の推定に使用するビット数が 6 つと母体数が少なかったため, 2.4 節で述べたフレーム同期を用いたチャネル行列推定よりは精度が落ちていた.

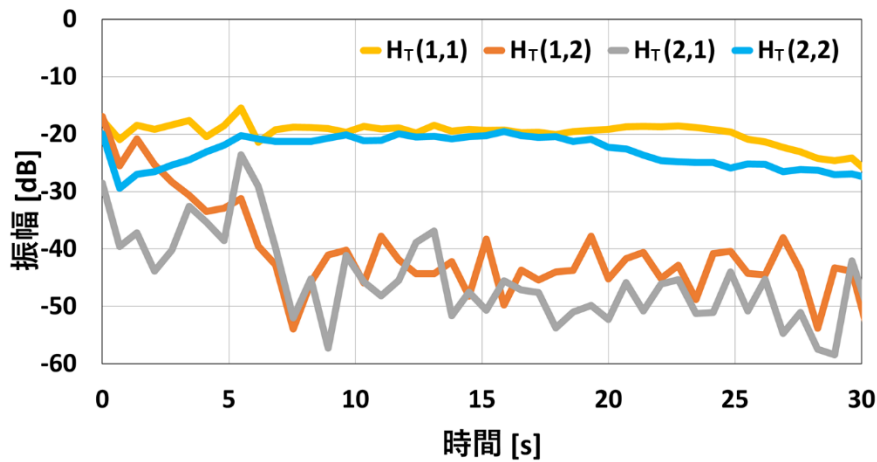


図 5.6 H_T の各成分の振幅

第6章 結論

本章では、マルチモード光ファイバを用いたモードフォーミングネットワークにおける送信信号のフィードバック制御の結果についてまとめる。

現在の光アクセスネットワークにおけるセキュリティ上の問題を解決する手段として、マルチモード光ファイバに無線通信のビームフォーミング技術を応用することで、所望の受信ポートのみに所望の信号を送信するモードフォーミングの実証実験を行った。方法としては、各受信ポートの受信信号から送信信号に付与すべき制御値を算出し、送信信号に付与した。送信・受信が 2×2 の場合で行い、所望の信号が所望のポートのみに送信され続けるように送信信号の制御を行った。

(i)モードフォーミングができるかどうかを実証するために、2つの受信ポートは同じ場所にして行った。送信信号は7段のM系列で'-1'と'1'の2値信号をトレーニング信号として使用し、チャンネル行列を算出した。送信信号へのフィードバック制御は0.7秒間隔で60秒間行った。その結果、所望の信号が所望の受信ポートのみに送り続けることができた。

(ii)通常、光アクセスシステムについて各ONUは異なる位置にある。そのため、各ONUから信号の伝搬定数を示すチャンネル行列のパラメータを算出してOLT側で各パラメータを集めることでチャンネル行列を生成することができる。その前段階として、チャンネル行列の精度や正しさを知ることとし、送信信号の制御値が3パターンの場合で行った。その結果、受信信号とチャンネル行列から算出された受信信号のアイパターンやコンスタレーションの状態や条件数の程度からチャンネル行列は概ね正しいと考えられる。しかし、ASK信号はPSK信号よりユークリッド距離が短いため、S/Nが悪い傾向にある。PSK信号からチャンネル行列を推定する方式ではフレーム同期を用いたチャンネル行列推定より精度は劣るが、フィードバック制御を行うことができた。

マルチモード光ファイバを用いたモードフォーミングネットワークにより、モードの多重化と安定的な分離技術を用いた光アクセスシステムの実現可能性を示した。これにより、1本のマルチモード光ファイバでシングルモード光ファイバ複数本分の通信容量をもたらす次世代の光通信システムの世界を拓いた。

参考文献

- [1] 総務省, 我が国のインターネットにおけるトラフィックの集計・試算
http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/02kiban04_04000225.html, 平成 31 年 1 月 15 日
アクセス.
- [2] T. Morioka, "New generation optical infrastructure technologies: "EXAT initiative" towards 2020 and beyond," Proceedings of OECC, FT4 (2009)
- [3] NTT 持株会社ニュースリリース, "世界最高密度の光ファイバを実情に耐えうる信頼性での実現, 2016 年 5 月 16 日
<http://www.ntt.co.jp/news2016/1605/160516a.html>, 平成 31 年 1 月 17 日アクセス.
- [4] Y. Kokubun, M. Koshiba, "Novel multi-core fibers for mode division multiplexing: proposal and design principle," IEICE Electronics Express, Vol. 6, No. 8, pp.522-528, 2009
- [5] F. Parmigiani, Y. Jung, L. Gruner-Nielsen, T. Geisler, P. Petropoulos, and D. J. Richardson, "Elliptical Core Few Mode Fibers for Multiple-Input Multiple Output-Free Space Division Multiplexing Transmission," IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 29, Issue. 21, pp.1764-1767, 2017
- [6] 小野浩孝, 「空間分割多重光増幅基盤技術」, 『NTT 技術ジャーナル』, pp.23-27, Mar 2017
- [7] 白木和之, 「光ファイバ・ケーブル技術における研究開発の動向」, 『NTT 技術ジャーナル』, pp.59-63, Dec 2015.
- [8] 坂本泰志, 松井隆, 青笹真一, 辻川恭三, 中島和秀, 「世界最高密度の光ファイバを実用に耐え得る信頼性で実現」, 『NTT 技術ジャーナル』, pp.44-47, Nov 2016.
- [9] M. Bigot-Astruc, D. Boivin et al., "Design and Fabrication of Weakly-Coupled Few-Modes Fibers," IEEE Summer Topical Meeting Series, pp.189-190, July 9-11, 2012
- [10] 「技術基礎講座【GE-PON 技術】」, 『NTT 技術ジャーナル』, pp.71-74, Aug 2005.
- [11] M. P. Fok et al., "Optical Layer Security in Fiber-Optic Networks" IEEE Trans. on Information Forensics Security, vol.6, No3, pp.725-736, September (2011)
- [12] C. Xia, Neng Bai, Ibrahim Ozdur, Zhou, and Guifang Li, "Supermode for Optical Transmission," Optics Express, vol.19, no. 17, pp. 16653-16664, 2011
- [13] 森住祐紀, "マルチモード光ファイバ分配ネットワークにおける搬送波信号を用いた出力ポート選択の特性評価," 高知工科大学 2017 年度 修士課程 修士論文
<https://www.kochi-tech.ac.jp/library/internal/ron/pdf/2016/03/20/1195057.pdf>, 平成 29 年 2 月.
- [14] 西森友康, "マルチモード光ファイバを用いたモード分割多重伝送変調方式," 高知工科大学 2014 年度 大学院修士課程 修士論文
<http://www.kochi-tech.ac.jp/library/ron/2013/g27/M/1165055.pdf>, 平成 26 年 2 月.
- [15] 府川和彦, 「MIMO 技術の数学的解説」, 『映像情報メディア学会誌』, pp.6-10, Vol. 70, No. 1, 2016.

- [16] 博士（工学）西森健太郎，“マルチユーザ MIMO の基礎,” pp.34-40, コロナ社, 2014.
- [17] 株式会社クレアリア, “道路交通振動の実態調査・評価及び対策”,
<http://www.crearia.co.jp/project/pdf/douro001.pdf>,

学会発表

筆頭学会発表

- [1] 大島 浄司 森住 祐紀 田尻 博士 小林 弘和 岩下 克 “マルチモード光ファイバを用いたモードフォーミングネットワークの検討” 平成 28 年度電気関係学会四国支部連合大会, 12-25, 平成 28 年 9 月 17 日
- [2] 大島 浄司 森住 祐紀 小林 弘和 岩下 克 “マルチモード光ファイバを用いたアクセス系における信号制御” OPE 研究会 2017 年度 4 月研究会, P1-09, 平成 29 年 4 月 20 日
- [3] Joji Oshima, Bishal Poudel, Hirokazu Kobayashi, Katsushi Iwashita, "Continuous Control in Multi-Mode Fiber Mode-Forming Networks," *Asia Communications and Photonics Conference 2017*, Guangzhou, China, paper Su2A.37, November 10-13, 2017

共著学会発表

- [1] Bishal Poudel, Joji Oshima, Yuki Morizumi, Hirokazu Kobayashi, Katsushi Iwashita, "Passive Optical Delivering Network using Conventional Graded-index Multi-mode Fiber with Mode Division Multiplexing and Sub-Carrier Multiplexing," *2017 Opto-Electronics and Communications Conference and Photonics Global Conference*, Singapore, oral 3-1k-5, July 31-August 4, 2017
- [2] Bishal Poudel, Joji Oshima, Hirokazu Kobayashi, Katsushi Iwashita, "Deep-learning neural network for MIMO detection in a mode-division multiplexed optical transmission system," *SPIE OPTO 2019*, San Francisco, United States, 10947-12, February 2-7, 2019

謝辞

本研究を進めるにあたり、幾度となく熱烈な指導・ご鞭撻を賜わり、担当していただいた高知工科大学システム工学群教授 岩下 克 先生に心から敬意を表し、厚く御礼申し上げます。

また、日常の議論を交わしながら、幾度となく貴重な知識や示唆をいただいた高知工科大学システム工学群准教授 小林 弘和 先生に心から敬意を表し、厚く御礼申し上げます。

さらに、ご多忙にも関わらず副査を快諾してくださいました高知工科大学システム工学群准教授 田上 周路 先生に心から敬意を表し、厚く御礼申し上げます。

そして、共同研究にあたり、多くのご指摘を下さいました岩下・小林研究室 工学部博士課程 Bishal Poudel 氏に深く感謝いたします。本当にお世話になりました。

また、3年半の間共に苦しみを分かち合い、私を支えてくださった同研究室 修士課程の五百蔵 雅幸 氏、高嶋 悟 氏に深く感謝いたします。同じく、同権吸湿 修士課程の小林 健輔 氏、同研究室 学士課程の 小野 一成 氏、上山 峻央 氏、川邊 智弘 氏、楠瀬 康夫 氏、原 英之 氏、原田 龍一 氏、山西 俊輝 氏、横川 恒助 氏、斎藤 嶺 氏に感謝いたします。

最後に、この場には書ききれない大学生活を通じて私を支えて下さったすべての方々へ、この場をお借りしまして心から感謝申し上げます。

2019年2月12日(火) 大島 浄司