

修士論文

LD のスペクトル拡散直接変調による

モード・フォーミング・ネットワークの実現

Implementation of Mode-Forming Network

using LD direct modulation with spread spectrum

報 告 者

学籍番号:1235117

氏名:小野 一成

指 導 教 員

岩下 克 教授

令和3年3月1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 本研究の目的.....	2
1.3 論文構成.....	3
第 2 章 本研究の提案技術	4
2.1 LD を直接変調した際の動作.....	4
2.2 変調度 m の設定	5
2.3 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.....	6
2.4 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.....	8
第 3 章 使用した LD の特性実験.....	12
3.1 使用した LD の構成及び I-L 特性.....	12
3.2 使用した LD のスペクトル幅の広がり	13
第 4 章 LD の直接変調を用いたサブキャリア多重 MIMO 伝送におけるユーザ選択.....	17
4.1 実験構成.....	17
4.2 実験における制御アルゴリズムと初期設定	18
4.3 変調度 $m=0.7\sim1.35$ の場合の実験結果	20
4.4 フィードバック制御が崩れてしまう原因の考察	23
4.5 変調度 $m=2\sim3.38$ の場合の実験結果	25
第 5 章 結論.....	30
参考文献.....	31
謝辞.....	32

第 1 章 序論

1.1 研究背景

近年、コンピュータ、スマートフォンやタブレットの普及によってスマートフォンやタブレットの普及によってインターネットの利用者数は急速に増加している。図 1.1 に総務省が発表している日本の総インターネットトラフィックを示す[1]。図 1.1 よりインターネットトラフィックは年々増加しており、特にダウンロードトラフィックに関しては急速に増加していることが分かる。特に 2020 年に関しては、新型コロナウイルスの流行によって、多くの企業がテレワークを導入したことにより、著しいダウンロードトラフィックの増加が見られる。このようなインターネットトラフィックの増加に対応するためにネットワークの大容量化が求められており、大容量化をするために光ファイバ通信における多重化技術の発展が求められている。

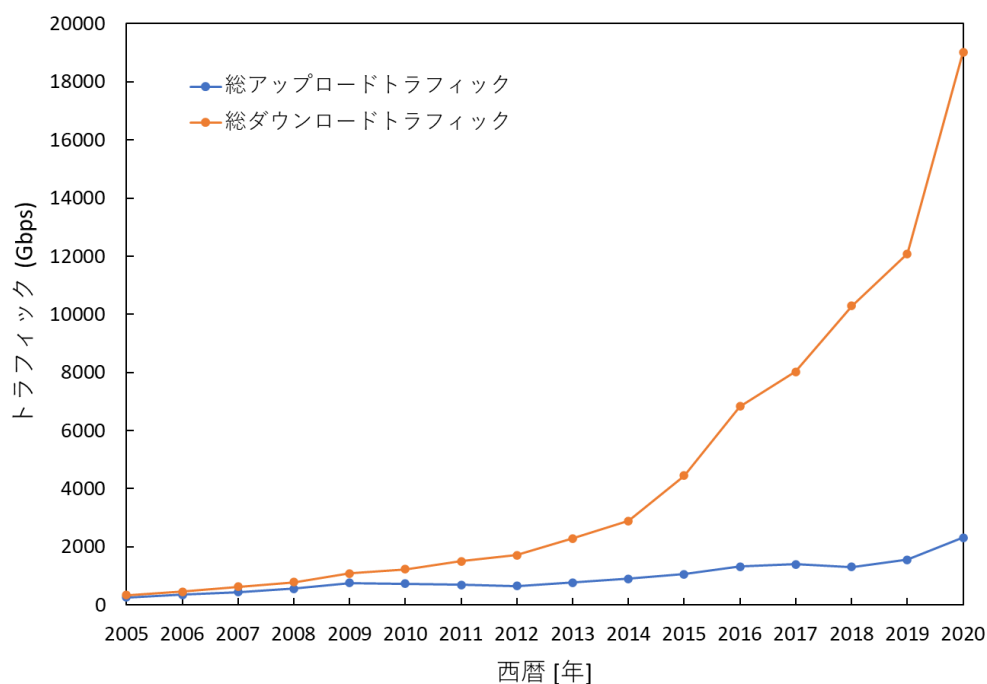


図 1.1 日本の総インターネットトラフィック

現在、光ファイバ通信において実用化されている多重化技術として、時分割多重(TDM : Time Division Multiplexing) と波長分割多重(WDM : Wavelength Division Multiplexing) がある。TDM は異なる信号を時間的に配列して送信できるように多重化する技術で、WDM は光波長の異なる光送信機を使って複数の信号を多重化する技術である。しかしこれらの技術によるネットワークの大容量化は限界が生じてきている。そのため、現在は空間分割多重(SDM : Space Division Multiplexing) という多重化技術が研究されている[2]。SDM には大きく分けて、マルチコアファイバとモード分割多重の 2 種類がある。マルチコアファイバは 1

つのクラッドの中に複数のコアを配置した光ファイバで、コアごとに別々の情報を送ることで、1本のファイバで送ることのできる伝送容量を増やすことが出来る。モード分割多重は多モード光ファイバを用いて、その中の複数のモードを利用し、各モードに信号を伝播させることで多重化するという技術である。

通信事業者のビルとユーザ宅の間の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が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。図1.2にPONシステムを示す。PONシステムは、通信事業者側の光回線終端装置(OLT : Optical Line Terminal)と光分配器(光スプリッタ、光カプラ)と光ファイバと複数のユーザ側の光回線終端装置(ONU : Optical Network Unit)で構成される。

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。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。

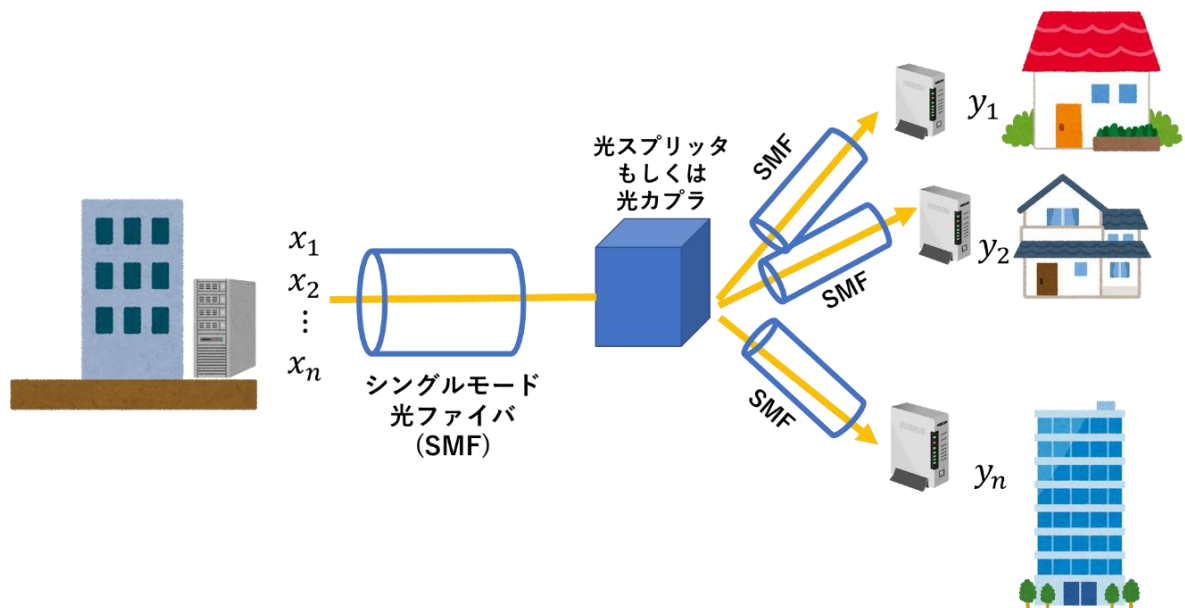


図 1.2 PON システム

1.2 本研究の目的

我々はインターネットトラフィックの大容量化を目指して、モード分割多重の実現のためサブキャリア多重 MIMO 伝送について研究している。サブキャリア多重 MIMO 伝送は一度に複数の送は一度に複数の信号を送り、復調することができるため、インターネットトラフィックの大容量化が見込めるが、安全に復調するにはさらに拡散変調という技術が必要であり、

拡散変調を実装すると実験系が複雑化し、さらにコストも増大する。

その解決策として LD におけるチャープングにより光スペクトルが広がる性質を利用することで、拡散変調を省略し、さらに元のサブキャリア多重 MIMO 伝送の単純化が出来るのではないかということを検討した。

加えて、ユーザに対して所望の信号のみを送信する方法として、無線通信における電波の振幅と位相を操作することで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する。この伝送実験として、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

本論文の第 2 章では本研究で LD の直接変調を用いた拡散変調の代用の理論とフィードバック制御によるユーザ選択の理論について述べる。第 3 章では LD のチャープングによるスペクトルの広がりについて述べる。第 4 章では実際に行った LD の直接変調を用いたサブキャリア多重 MIMO 伝送におけるユーザ選択について述べ、第 5 章では本研究の結論を述べる。

第2章 本研究の提案技術

本章では、本研究の提案技術である LD の直接変調によるスペクトル幅の拡張と MIMO 伝送における送信信号へのフィードバック制御理論について述べる。

2.1 LD を直接変調した際の動作

本研究では図 2.1 に示すように拡散変調の代わりに LD の直接変調を用いることを提案している。LD に対して電気信号による直接変調を行い、そのときの電気信号の振動が高速であれば、図 2.2 のようにバイアス電流を中心として LD に流れる電流が変化し、出射される光も振動する。このとき、キャリア密度の変動を介して、発振波長が時間的に変動し、LD から出力される光のスペクトルが広がるチャープイングという性質がある。この性質を利用して、拡散変調の代用とする。この際、LD のバイアス電流に対して、バイアス電流以上に電流が発振すれば、よりスペクトルは広がる。しかし、閾値以上に電流が発振すれば、出射される光信号は図のように歪んだ形となる。この歪みは MIMO 処理の時に悪影響を与えるが、本研究ではバンドパスフィルタ等のフィルタを通すことで対処している。

図 2.3 は通常の光信号のスペクトルと拡散変調後の光信号のスペクトルと LD で直接変調した場合の光信号のスペクトルである。通常の光信号のスペクトルと比較すると、どちらもスペクトル幅が広がっていることが分かる。

このチャープイングを利用することによって図 2.1 に示すようにサブキャリア多重伝送に必要な変調器と、拡散変調するために必要な拡散変調器を省略することが出来るのではないかとというのが本研究の提案である。

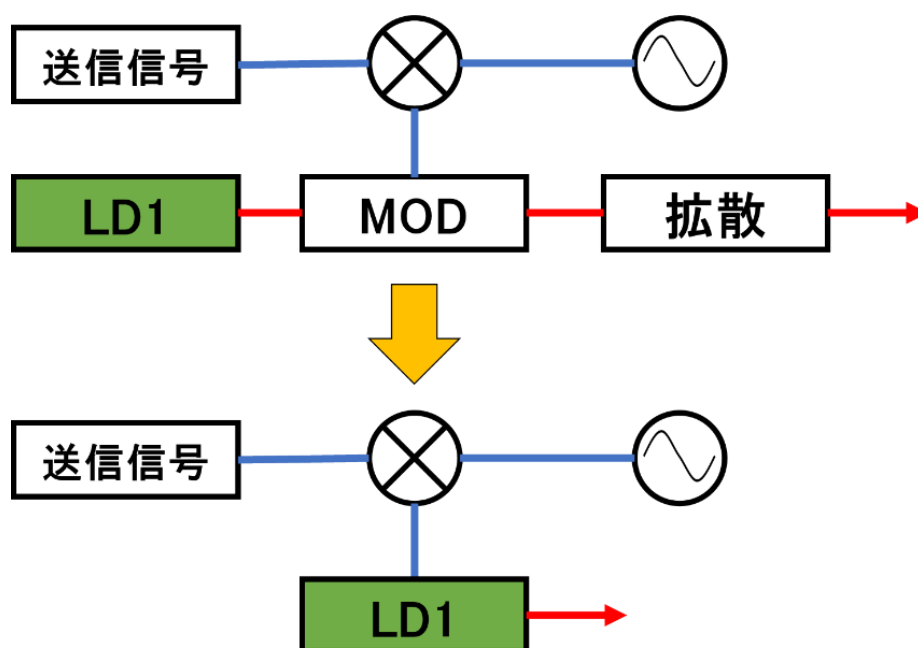


図 2.1 LD の直接変調を用いた拡散変調の代用

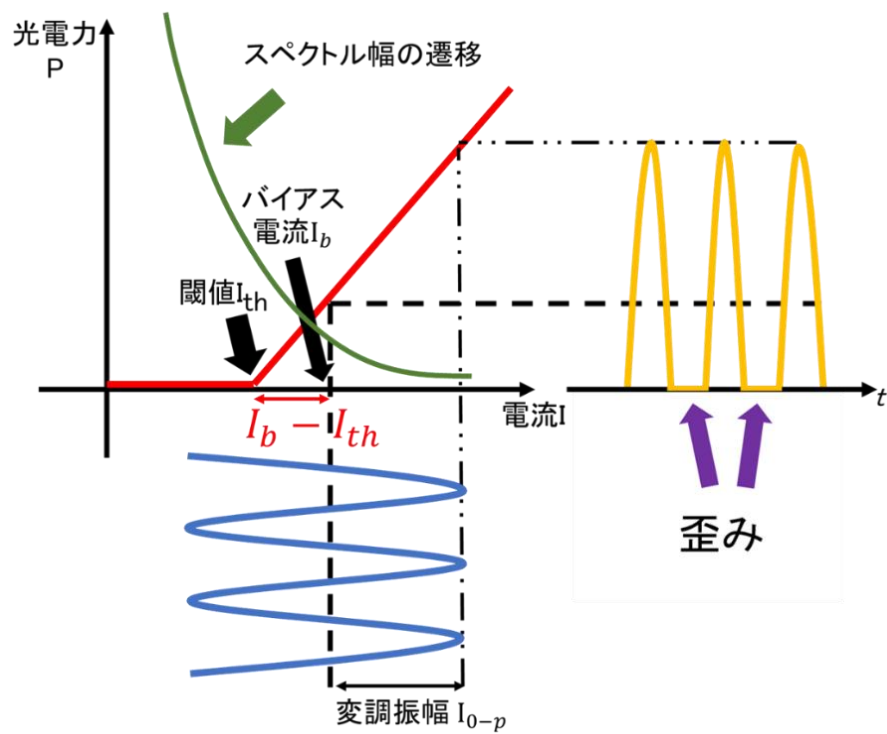


図 2.2 LD に対する直接変調を行った際の電流及び出射光の変化

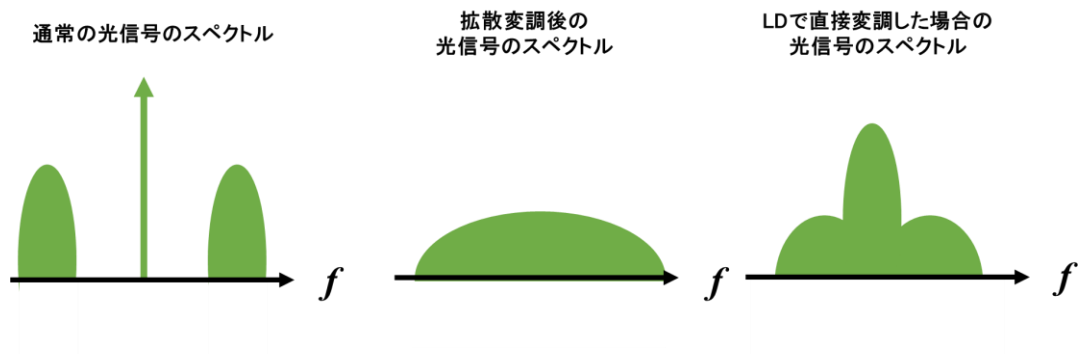


図 2.3 光スペクトルのパターン

2.2 変調度 m の設定

本実験において、どれだけの変調がかかっているかを表す指標として、変調度 m を設定した。 m はバイアス電流 I_b 、閾値 I_{th} と変調振幅 I_{0-p} を用いて、

$$m = \frac{I_{0-p}}{I_b - I_{th}} \quad (2.1)$$

と表す。この m が大きいほど、大きな変調がかかっており、スペクトルの拡散の度合いも変

わってくる。

2.3 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 2.4 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 2.5 に図 2.4 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 $X = [x_1, x_2]^T$, 制御として与える重み行列を $W = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix}$, MMF の伝送路

係数を示すチャネル行列を $H_{MMF} = \begin{bmatrix} h_{M11} & h_{M12} \\ h_{M21} & h_{M22} \end{bmatrix}$, 受信信号を $Y = [y_1, y_2]^T$ とする. 図 3.5

において、青線は送信信号 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、赤線は送信信号 x_2 がそれぞれの変調器を介して受信機 y_2 へ到達する時の経路を示している.

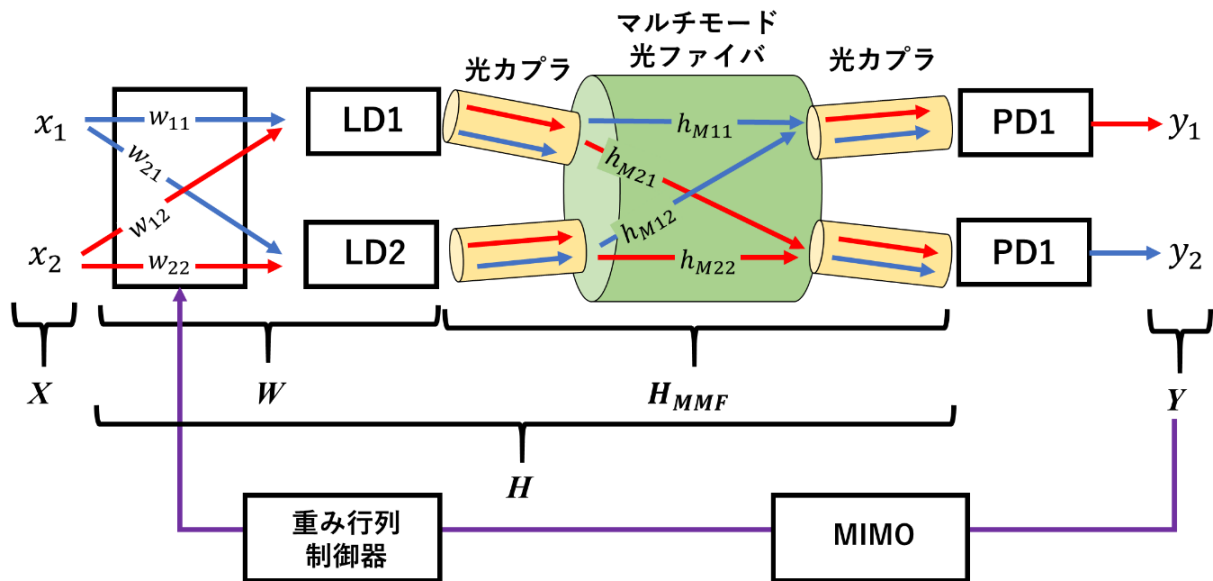


図 2.4 2×2 伝送における信号制御原理

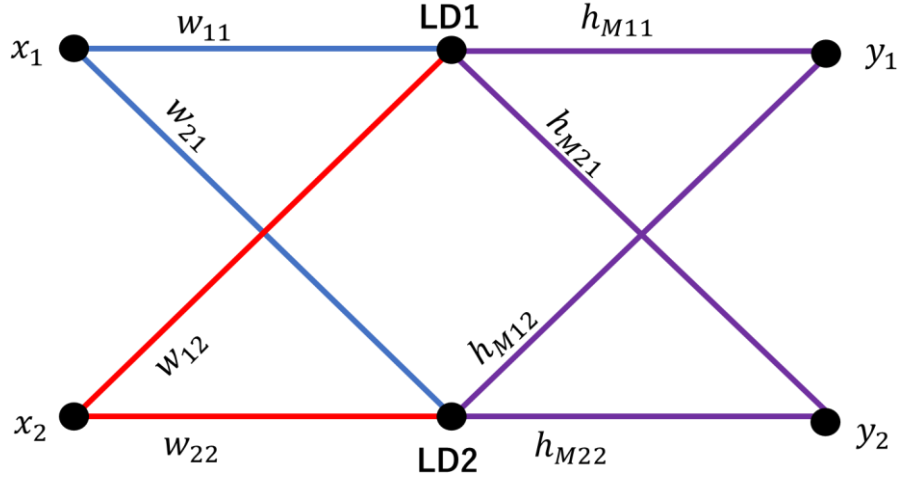


図 2.5 2×2 伝送における信号の経路図

受信信号 Y は

$$Y = H_{\text{MMF}} \cdot W \cdot X \quad (2.2)$$

で与えられる. これを成分ごとに書くと,

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{M11} & h_{M12} \\ h_{M21} & h_{M22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$y_1 = (h_{M11} w_{11} + h_{M12} w_{21}) x_1 + (h_{M11} w_{12} + h_{M12} w_{22}) x_2 \quad (2.4)$$

$$y_2 = (h_{M21} w_{11} + h_{M22} w_{21}) x_1 + (h_{M21} w_{12} + h_{M22} w_{22}) x_2 \quad (2.5)$$

となる. ここで, 式(2.2)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 は

$$H = H_{\text{MMF}} \cdot W \quad (2.6)$$

となり, MMF のチャネル行列 H_{MMF} は

$$H_{\text{MMF}} = H \cdot W^{-1} \quad (2.7)$$

となる. H_{MMF} が逆行列を持つとき, $W = H_{\text{MMF}}^{-1}$ とすると,

$$\begin{aligned} Y &= H_{\text{MMF}} \cdot H_{\text{MMF}}^{-1} \cdot X \\ &= E \cdot X \\ &= X \end{aligned} \quad (2.8)$$

となり, 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(2.4)の第 2 項と式(2.5)の第 1 項をゼロとすれば, それぞれ

$$\begin{aligned} h_{M11}w_{12}+h_{M12}w_{22}=0 \\ \frac{w_{12}}{w_{22}} = -\frac{h_{M12}}{h_{M11}} \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} h_{M21}w_{11}+h_{M22}w_{21}=0 \\ \frac{w_{21}}{w_{11}} = -\frac{h_{M21}}{h_{M22}} \end{aligned} \quad (2.10)$$

となる. これらの式より, 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 を算出することで, フィードバック制御することができる.

2.4 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

ここでは 2.4 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. w_{11} , w_{22} に関してはフィードバック中, 制御を行わないため, 一定であると仮定する. 図 2.6 に示すように制御を行う w_{12} , w_{21} 成分には通過する電気信号の位相を制御する Delay と信号の振幅を制御する 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.

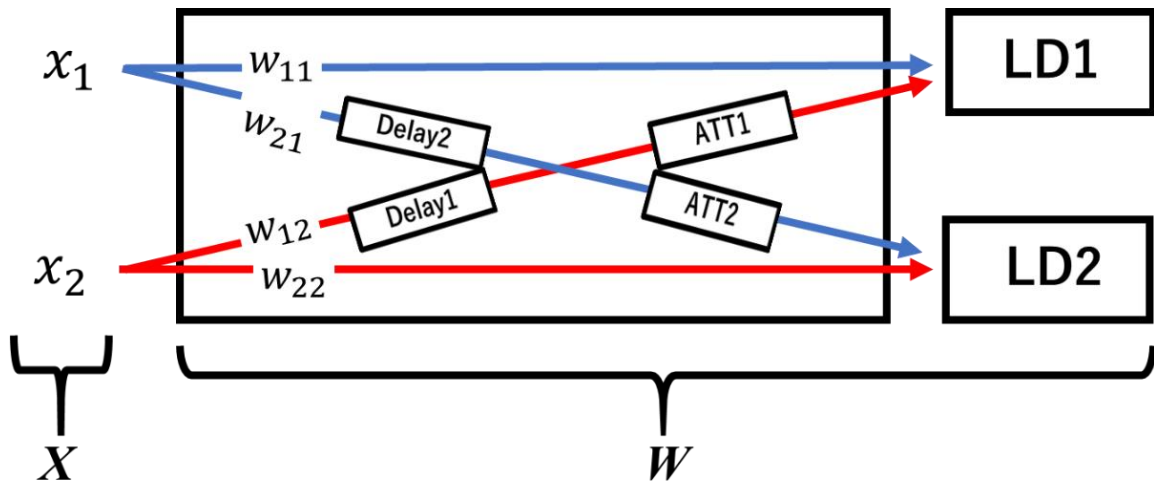


図 2.6 重み行列の制御構成

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 の初期値を測定し, 設定しておくことで, 式(2.7)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(2.9)を用いて, 次の式から算出した.

$$Delay1 = \frac{T}{2\pi} \arg \left(-\frac{h_{M12}}{h_{M11}} \right) \quad (2.11)$$

$$ATT1 = -20 \log_{10} \left| -\frac{h_{M12}}{h_{M11}} \right| \quad (2.12)$$

式の T は搬送波の周期で, $\arg$ はラジアン単位の位相角である. また式について, ATT の値と実際に ATT の素子に付与する値は減衰器であるため異符号となる. よってマイナスを付与した. 同様に,

$$Delay2 = \frac{T}{2\pi} \arg \left(-\frac{h_{M21}}{h_{M22}} \right) \quad (2.13)$$

$$ATT2 = -20 \log_{10} \left| -\frac{h_{M21}}{h_{M22}} \right| \quad (2.14)$$

となる. 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. 制御を行う重み行列の初期値を $w_o = \begin{bmatrix} w_{o11} & w_{o12} \\ w_{o21} & w_{o22} \end{bmatrix}$ とし, 式 をそれぞれ変形すると

$$w_{o12} = -\frac{h_{M12}}{h_{M11}} w_{o22} \quad (2.15)$$

$$w_{o21} = -\frac{h_{M21}}{h_{M22}} w_{o11} \quad (2.16)$$

となる. さらに, 式(2.11), (2.12)をそれぞれ変形すると

$$-\frac{h_{M12}}{h_{M11}} = e^{j2\pi \frac{Delay1}{T}} \quad (2.17)$$

$$-\frac{h_{M12}}{h_{M11}} = 10^{-\frac{ATT1}{20}} \quad (2.18)$$

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 $Delay1_o$, $Delay2_o$, $ATT1_o$, $ATT2_o$, 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

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

$$w_{12}' = -\frac{h_{12}}{h_{11}} \frac{w_{22}}{h_{11}} 10^{-\frac{ATT1_o}{20}} e^{j2\pi \frac{Delay1_o}{T}} \quad (2.19)$$

$$w_{21}' : 10^{-\frac{ATT2_o}{20}} e^{j2\pi \frac{Delay2_o}{T}} = -\frac{h_{21}}{h_{22}} w_{11} : w_{21}$$

$$w_{21}' = -\frac{h_{21}}{h_{22}} \frac{w_{11}}{h_{21}} 10^{-\frac{ATT2_o}{20}} e^{j2\pi \frac{Delay2_o}{T}} \quad (2.20)$$

となり、1回目のフィードバックにおいて2つの Delay ($Delay1_1, Delay2_1$)と ATT ($ATT1_1, ATT2_1$)に

$$Delay1_1 = \frac{1}{2\pi} \arg(w_{12}') \quad (2.21)$$

$$Delay2_1 = \frac{1}{2\pi} \arg(w_{21}') \quad (2.22)$$

$$ATT1_1 = -20 \log_{10} |w_{12}'| \quad (2.23)$$

$$ATT2_1 = -20 \log_{10} |w_{21}'| \quad (2.24)$$

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[4][5]。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 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(2.17), (2.18)を用いてそれぞれ

$$w_{N12}' = w_{o12} 10^{\frac{ATT1_o - ATT1_N}{20}} e^{-j2\pi \frac{Delay1_o - Delay1_N}{T}} \quad (2.25)$$

$$w_{N21}' = w_{o21} 10^{\frac{ATT2_o - ATT2_N}{20}} e^{-j2\pi \frac{Delay2_o - Delay2_N}{T}} \quad (2.26)$$

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 W_N は

$$W_N = \begin{bmatrix} w_{o11} & w'_{N12} \\ w'_{N21} & w_{o22} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

となる.

第 3 章 使用した LD の特性実験

本章では，使用した LD の構成及び I-L 特性を述べつつ，使用した LD のスペクトル幅の広がり方を述べる．

3.1 使用した LD の構成及び I-L 特性

本実験では NTT エレクトロニクスが開発した DFB-LD を使用した．図 3.1 に LD の構成を示す．本実験では 8 の部分から電気変調信号を注入し，光変調を行った．この時， 50Ω の抵抗を介して変調を行っているため，LD の変調振幅 I_m [mA] は，電気信号の振幅 V_m [mV] を用いて

$$I_m = V_m \div 50 \quad (3.1)$$

と表される．

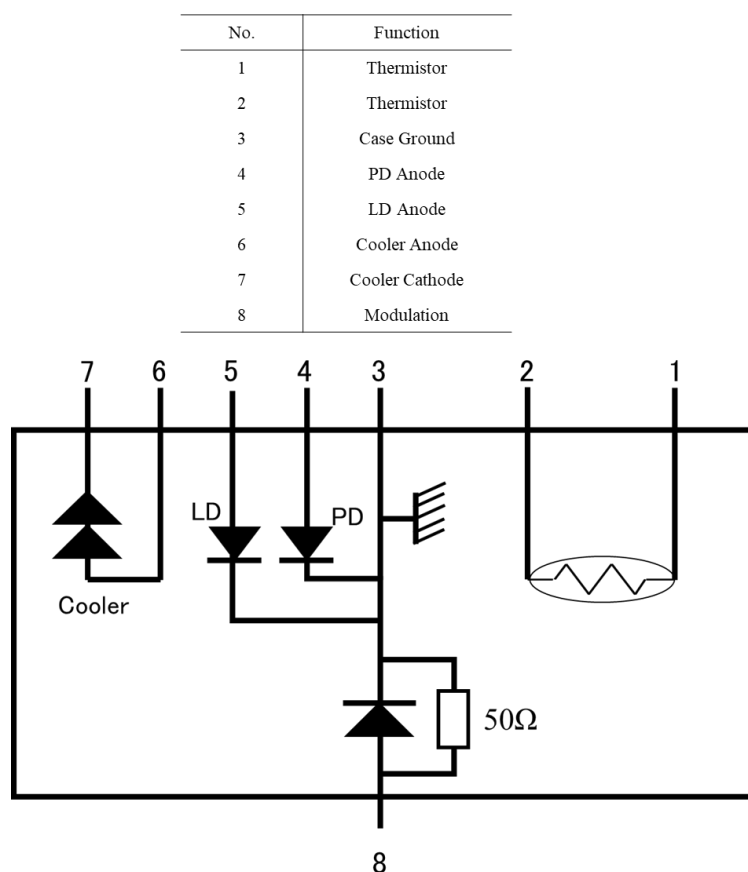


図 3.1 使用した LD の構成

図 3.2 は本研究で使用した 2 つのレーザーダイオード(LD : Laser Diode)の電流-光電力(I-L)特性である. 図より 20.00°Cのときの LD1 の閾値は 11.5mA, 20.00°Cのときの LD2 の閾値は 13mA, 11.25°Cのときの LD1 の閾値は 10mA, 23.50°Cのときの LD2 の閾値は 14mA だった. 本実験では LD1 は 11.25°C, LD2 は 23.50°Cで使用した.

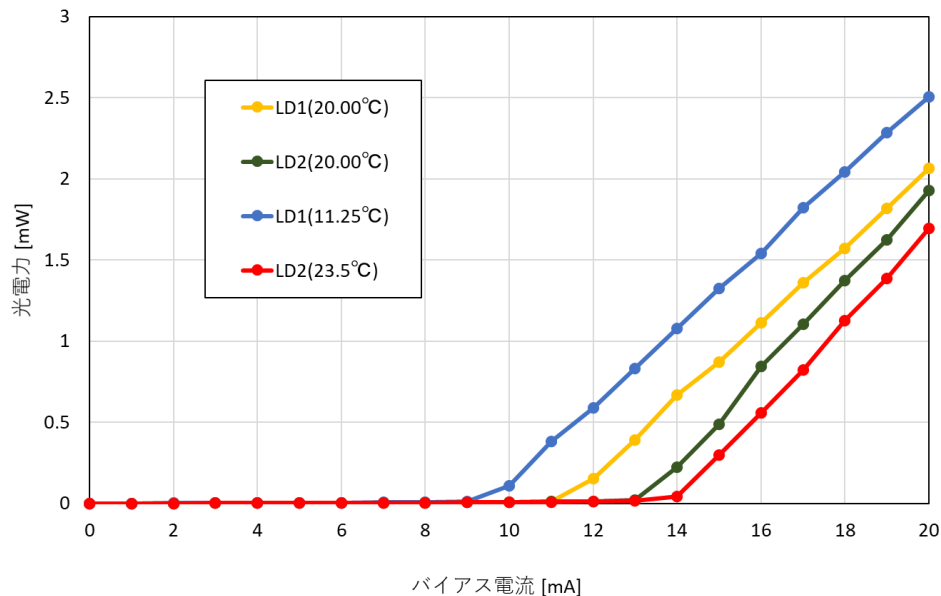


図 3.2 使用した LD の I-L 特性

3.2 使用した LD のスペクトル幅の広がり

ここでは本研究で使用した LD のスペクトル幅の広がりの特性について述べる. 図 3.3 にスペクトル幅測定時の実験構成を示す. 1GHz の副搬送波を 100Mbps の疑似ランダム信号 PRBS を 2^7-1 で BPSK (Binary Phase Shift Keying) 変調し, 波長 $1.6\mu\text{m}$ の DFB-LD を直接変調した. その後, 光信号をスペクトルアナライザに受信させ, 光スペクトルを測定した. このとき, LD1 の温度は 11.25°C , LD2 の温度は 23.5°C に設定した.

この実験を, 変調振幅を固定した場合と, バイアス電流を固定した場合の 2 パターンで行った. 変調振幅を固定した場合は, LD に注入する変調信号の振幅を 500mV_{0-p} に固定, LD には 50Ω 分の抵抗があるため, 変調振幅 I_{0-p} が 10mA で固定されたことになる. この状態で LD のバイアスを閾値より+1mA, +10mA, +20mA の 3 通りに変化させ, その時のスペクトル幅を測定した. これはすなわち変調度 m が 10, 1, 0.5 の 3 通りに変化したことを示す. バイアス電流を固定した場合は, LD のバイアスを閾値+10mA で固定した状態で, 変調振幅 I_{0-p} を 10mA, 20mA, 40mA の 3 通りに変化させ, その時のスペクトル幅を測った. これはすなわち変調度 m が 1, 2, 4 の 3 通りに変化したことを示す. そしてこれに加え, 変調信号を注入しなかった場合, すなわち変調度 $m=0$ の場合のスペクトルも測定した. その後, スペクトル幅を定量的に比較するためにスペクトルのピーク部分から 10dB 下がった部分、す

なわちピークより 10 分の 1 の大きさの部分を選定した。

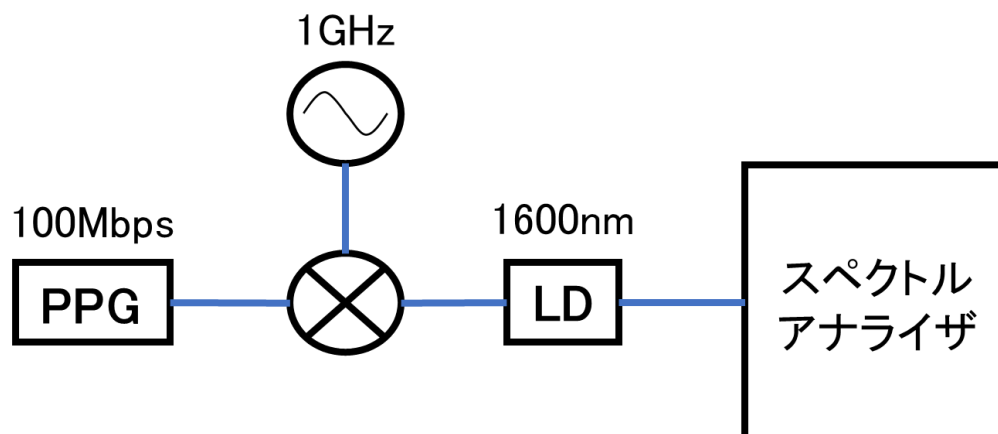


図 3.3 スペクトル幅測定時の実験構成

図 3.4 に LD1 の変調振幅を固定した場合のスペクトルの概形を、図 3.5 に LD2 の変調振幅を固定した場合のスペクトルの概形を、図 3.6 に LD1 のバイアス電流を固定した場合のスペクトルの概形を、図 3.7 に LD2 のバイアス電流を固定した場合のスペクトルの概形を示す。それぞれの図を見ると、どれも変調度が大きくなればなるほど、スペクトルの横幅が広がっていている事がわかる。

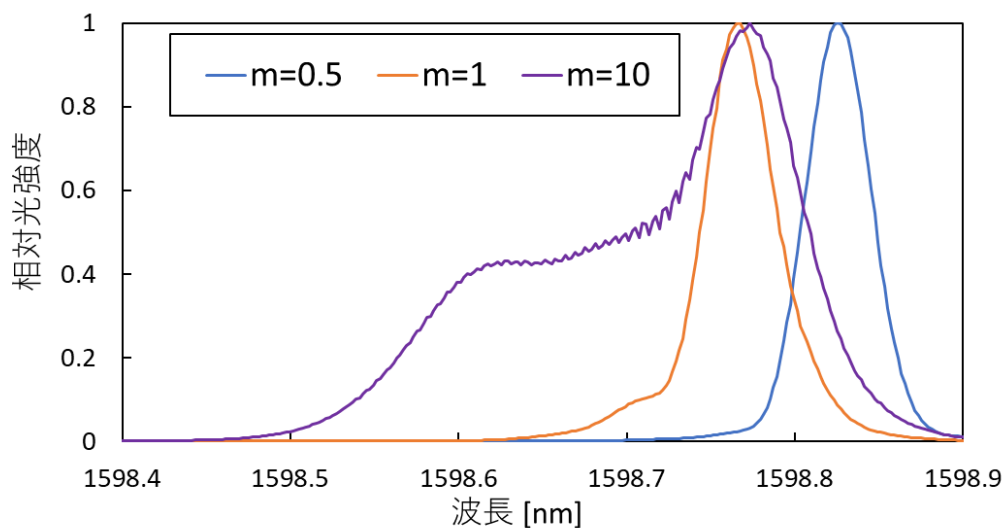


図 3.4 LD1 の変調振幅を固定した場合のスペクトルの概形

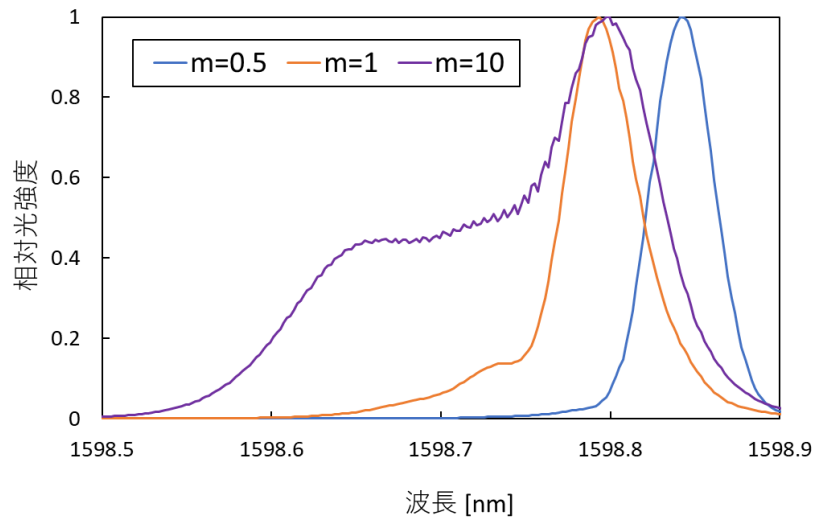


図 3.5 LD2 の変調振幅を固定した場合のスペクトルの概形

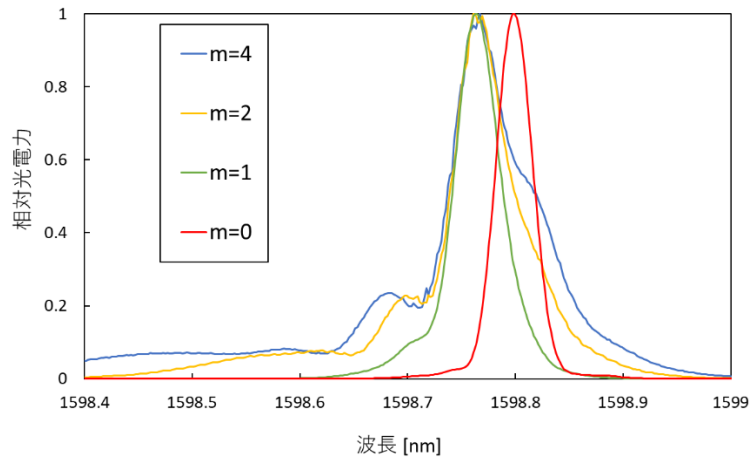


図 3.6 LD1 のバイアス電流を固定した場合のスペクトルの概形

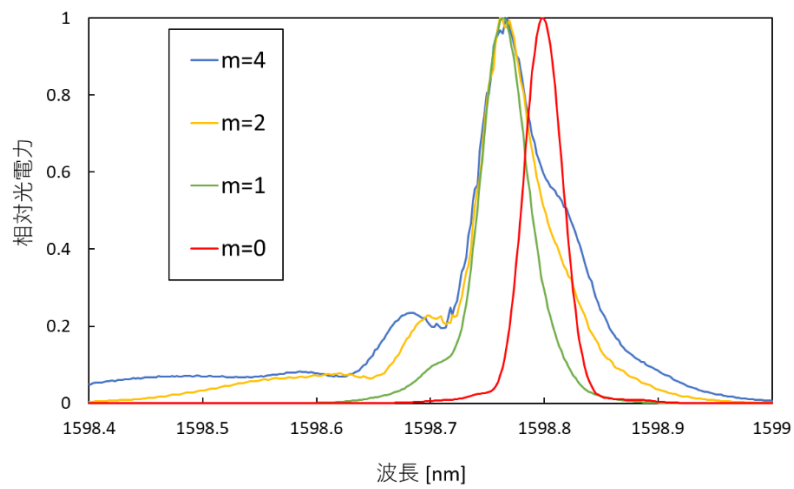


図 3.7 LD2 のバイアス電流を固定した場合のスペクトルの概形

図 3.8 に LD1 の変調度別のスペクトル幅を、図 3.9 に LD2 の変調度別のスペクトル幅を示す。これらを見ると、やはり変調度が大きくなればスペクトル幅も広がっていることが分かる。このことより、スペクトルを拡散させるためには、変調度を大きくすればよく、そのためにはバイアス電流と閾値の差を出来るだけ小さくする、または変調振幅を出来るだけ大きくすれば良い。本研究では、光信号をファイバフューズドカップラに入射し、1km の GI ファイバで伝送させた後、ファイバフューズドカップラから出射するというを行っているため、光損失が発生し、入射光に比べて、出射光が小さくなってしまう。本研究ではバイアス電流を高く設定し、変調振幅を大きくすることで、入射光の光量を確保しつつ、スペクトルが広がるようにしている。

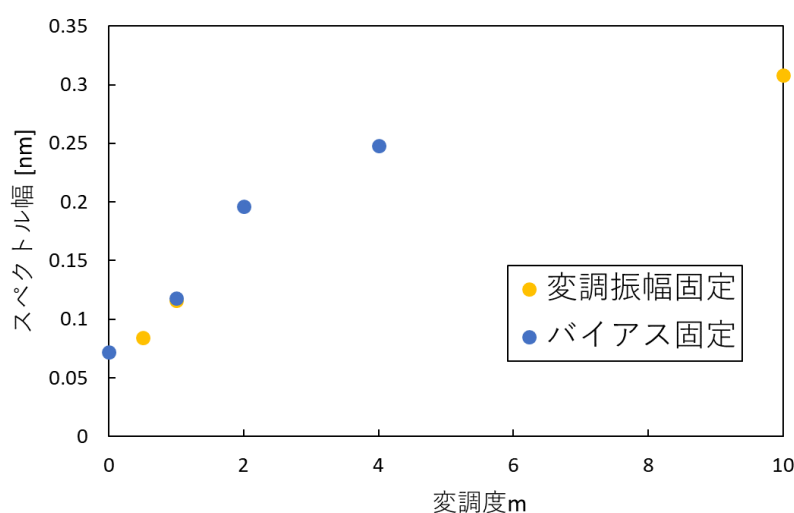


図 3.8 LD1 の変調度別のスペクトル幅

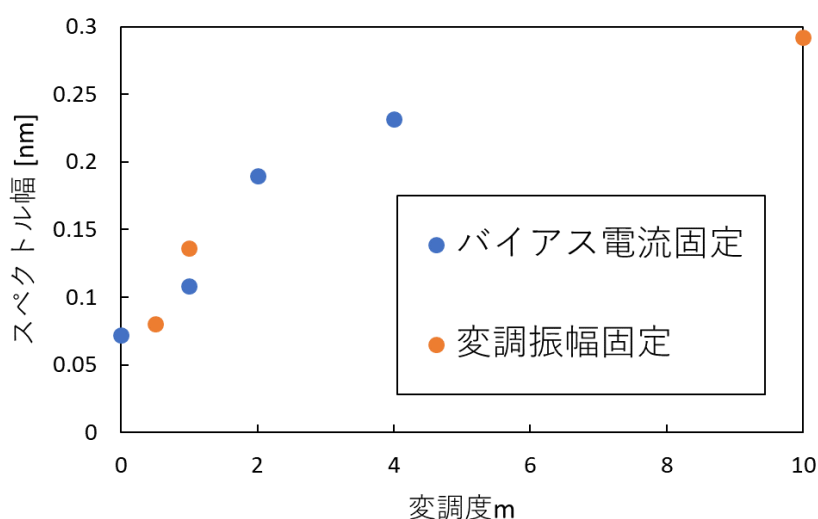


図 3.9 LD2 の変調度別のスペクトル幅

第 4 章 LD の直接変調を用いたサブキャリア多重 MIMO 伝送における

ユーザ選択

本章では、本研究で行った LD の直接変調を用いたサブキャリア多重 MIMO 伝送におけるユーザ選択について報告する。

4.1 実験構成

この実験はサブキャリア多重 MIMO 伝送における変調器の部分と拡散変調を行う過程を、LD を直接変調した際に起こる LD のチャープングを利用することで簡略化出来るのではないかという考えを基本とし、さらにフィードバック制御を行うことによって、特定のポートに特定の信号のみを送信することを目的として行った。

実験系を図 4.1 に示す。1GHz の副搬送波を 100Mbps の疑似ランダム信号 PRBS を 2^7-1 で BPSK 変調し、波長 $1.6\mu\text{m}$ の DFB-LD を直接変調した。

送信信号は MIMO 処理上で区別するため、一方の信号はそのままの状態 x_1 とし、もう一方は x_1 の信号に対して 3bit 遅延させ、 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 LD に直接変調した。LD には周波数差を固定、および閾値の固定のために Temp controller を用いており、LD1 は 11.25°C 、LD2 は 23.50°C に固定していた。LD のバイアス電流は、LD1 には閾値よりも 13mA 高い 23mA、LD2 には閾値よりも 13mA 高い 26mA を掛けた。

変調後、二つの信号をファイバフューズドカップラで合波させ、1km の GI ファイバ (OM2) で伝送し、再びファイバフューズドカップラで 2 つに分離して受光し、MIMO 処理を行って復調した。そして復調の際に算出した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 ($Delay1$, $Delay2$, $ATT1$, $ATT2$) 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、要求値が範囲外、すなわち $ATT < 0[\text{dB}]$, $15.5[\text{dB}] < ATT$ になった場合は制御不能となってしまう。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、 $Delay1$, $Delay2$, $ATT1$, $ATT2$ にそれぞれ付与することで送信信号の制御を行った。このフィードバック制御を繰り返し行うことで、特定の信号を特定の受信ポートのみに送り続けるようにした。

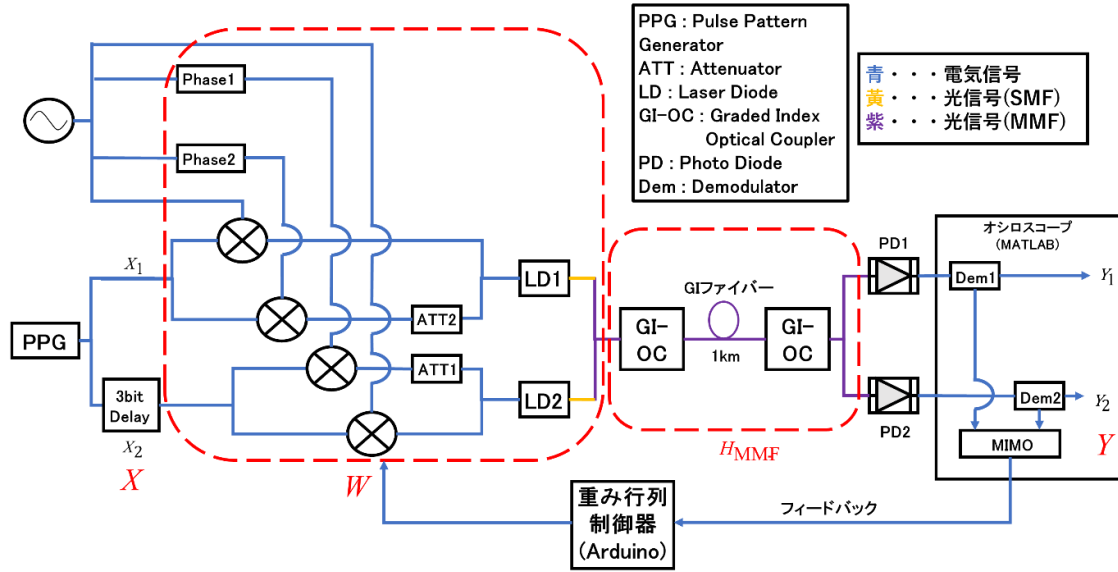


図 4.1 実験構成

4.2 実験における制御アルゴリズムと初期設定

図 4.2 にフィードバック制御アルゴリズムを示す. 式 (2.7) からシステム系全体の推定行列 H と重み行列 W が分かれば, MMF のチャンネル行 H_{MMF} 列が求まる. そのため, 初期設定 W_o を測定するにあたり, 図 4.3 に示すように, 図 4.1 における LD から先の MMF と GI-OC を取り除いた実験構成を用いた. 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 は $H=W_o$ となるので, これよりの初期値 W_o を得た. ATT の初期設定として 15dB を付与し, Delay の初期設定として 0.2ns を付与した. すなわちとした. 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 と初期値として設定した W_o を用いて式 (2.7) から H_{MMF} を算出した. そして, 式 (2.19), (2.20) から重み行列に設定すべき値を算出した後, 式 (2.21) - (2.24) 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 $ATT1$, $ATT2$, $Delay1$, $Delay2$ 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 2.3 節で述べた式を用いて行った.

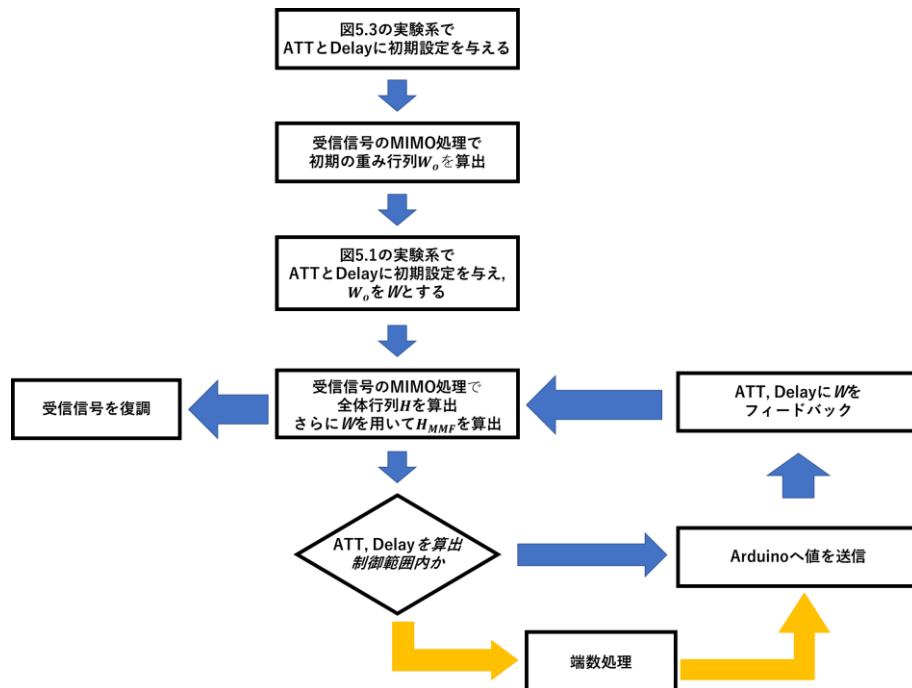


図 4.2 フィードバック制御のアルゴリズム

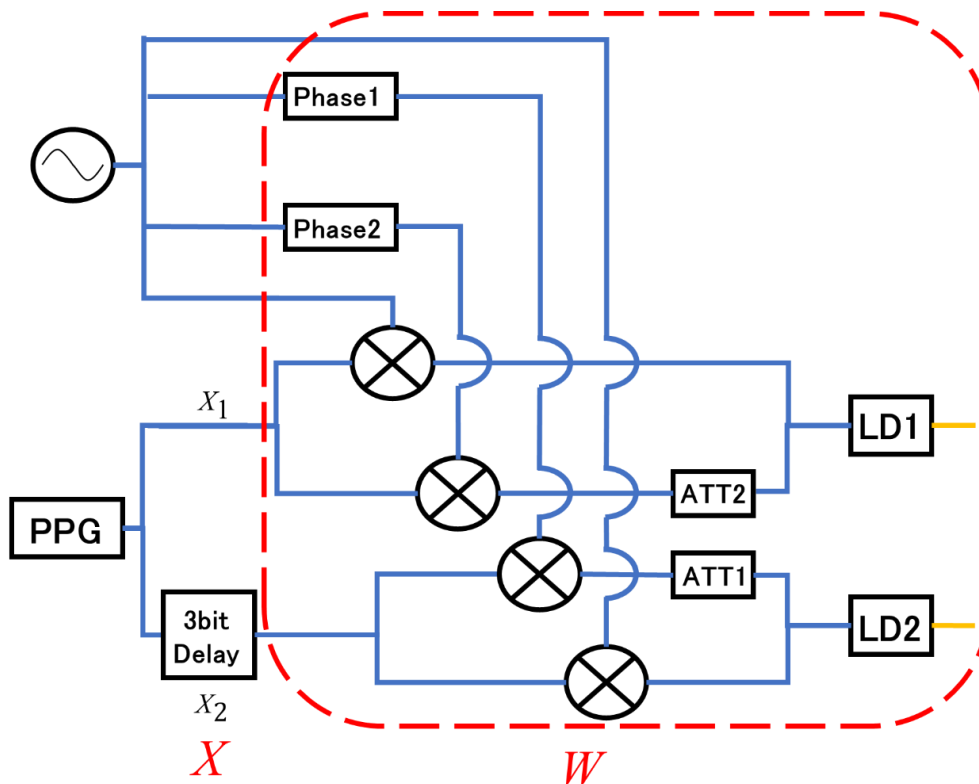


図 4.3 W_0 を測定するための実験構成

4.3 変調度 $m=0.7\sim 1.35$ の場合の実験結果

本研究において、変調度を $m=0.7\sim 1.35$ に設定した場合の実験結果を示す。この変調度が変化しているのは、フィードバック制御をする中で、アッテネータを用いて、変調信号の振幅を変化させたためである。図 4.4 に全体行列 H の各成分の振幅を示す。フィードバック開始直後は h_{12} , h_{21} の振幅は大きく下がり、 h_{11} , h_{22} は高い振幅を維持している。しかし、フィードバック 27 回目に h_{12} に大きく振幅が上がり、フィードバック制御が崩れてしまっている。これはすなわち、受信ポート 2 に関しては x_2 のみ受信しているが、受信ポート 1 に関しては x_1 だけでなく、 x_2 も受信されていることを示している。これは図 4.5 にある復調後のアイパターンにも示されている。その後も、時々フィードバックが崩れており、長時間フィードバック制御のバランスを保つことは難しいと考えられる。

図 4.6 に重み行列 ATT の制御値を、図 4.7 に重み行列 Delay を示す。ATT, Delay とともに、フィードバック制御のバランスが崩れたタイミングで要求値の変化が大きくなっていることが分かる。

図 4.8 に送信された ATT と Delay の値から算出された重み行列 W の各成分の振幅を、図 4.9 に算出されたマルチモードファイバ部分の行列 H_{MMF} の各成分の振幅を示す。 H_{MMF} の成分をみると、やはりフィードバック制御が崩れた時点で大きく振幅が変化していることが分かる。いくら時々刻々と振幅が変化するとしても、これは変化が大きすぎるため、本来の H_{MMF} の成分の値とは乖離していると考えられる。

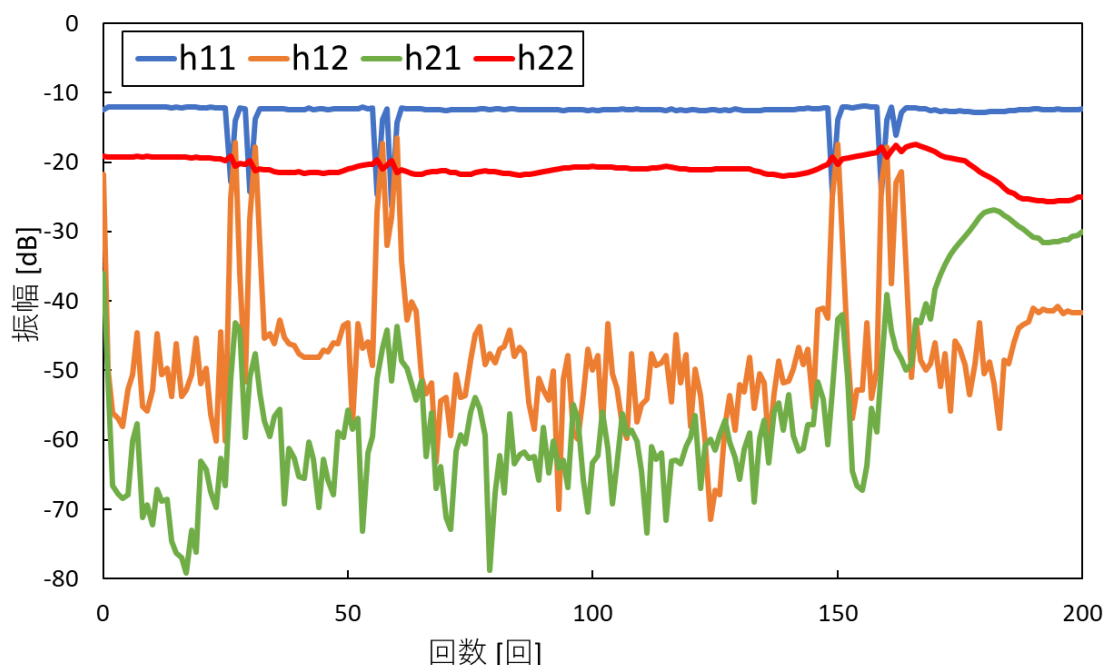


図 4.4 変調度 $m=0.7\sim 1.35$ における全体行列 H の各成分の振幅

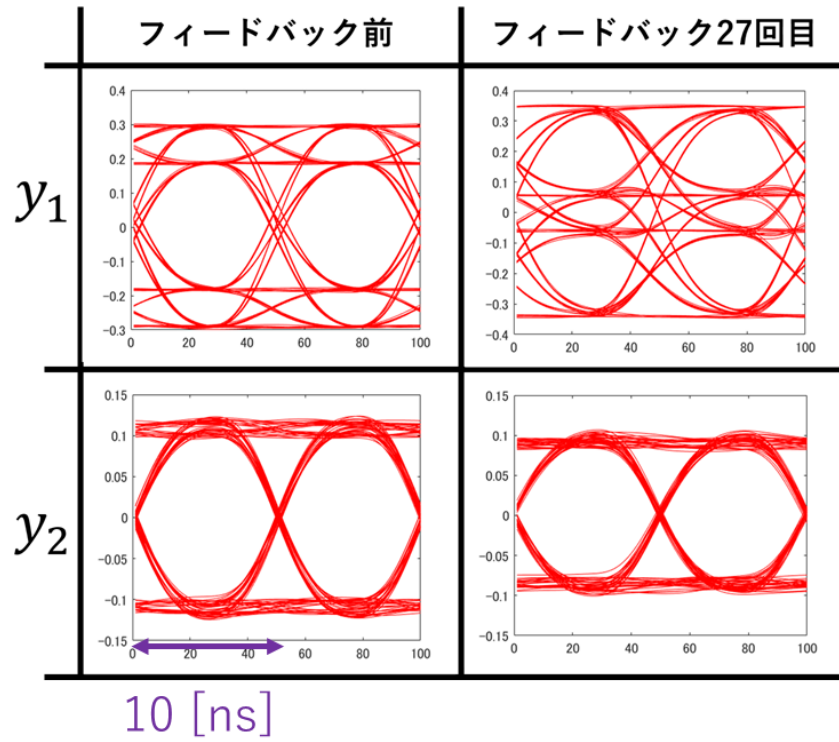


図 4.5 変調度 $m=0.7\sim 1.35$ における復調後のアイパターン

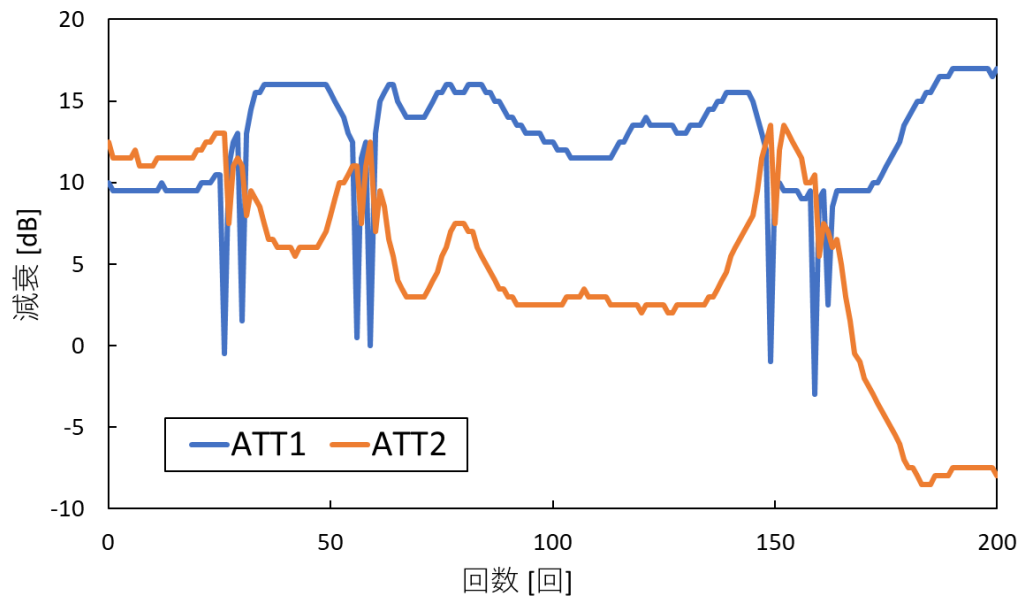


図 4.6 変調度 $m=0.7\sim 1.35$ における重み行列 ATT の制御値

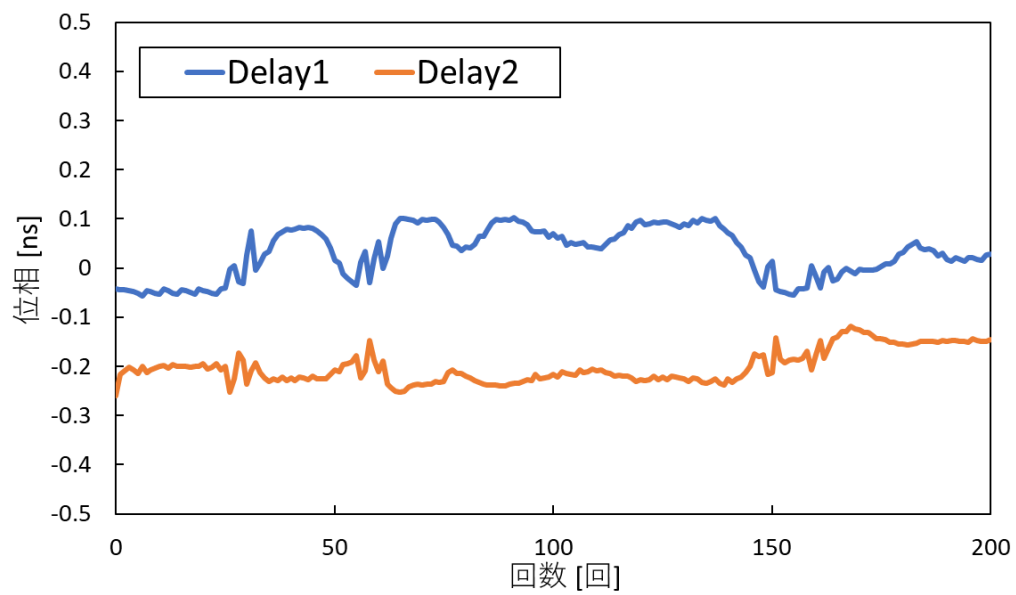


図 4.7 変調度 $m=0.7\sim 1.35$ における重み行列 Delay の制御値

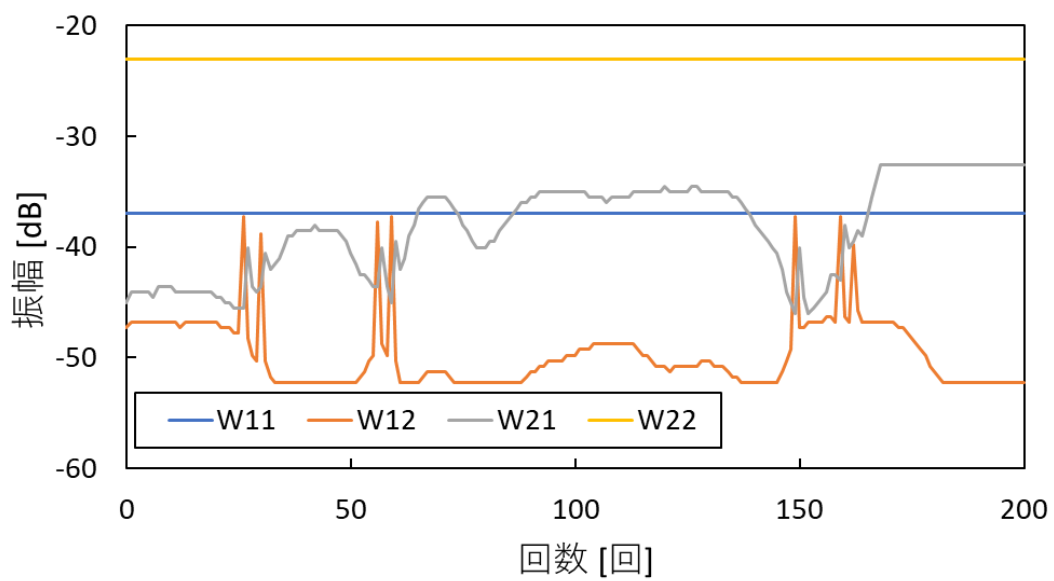


図 4.8 変調度 $m=0.7\sim 1.35$ における重み行列 W の各成分

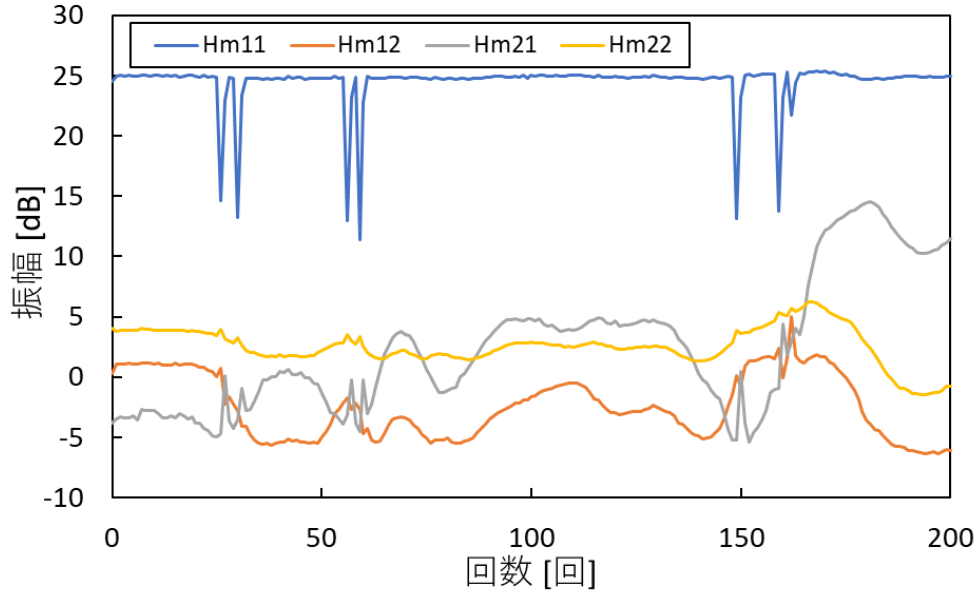


図 4.9 変調度 $m=0.7\sim1.35$ における MMF 行列 H_{MMF} の各成分の振幅

4.4 フィードバック制御が崩れてしまう原因の考察

ここでは変調度 $m=0.7\sim1.35$ の場合にフィードバック制御が崩れてしまう原因を考察する。フィードバック制御が崩れてしまう原因と考えられるのは、非線形部分を使っているため重み行列の設定値と光信号の値が違うためであること、またはスペクトルの拡散が不十分であるためであることの 2 つである。

非線形部分を使っているため重み行列の設定値と光信号の値が違うためということがどういふことかについて説明する。電気信号を光信号へと変調する際に、バイアス電流を低く設定していると、電流が発振するときに閾値より小さくなると、出射された光信号は途切れた形になる。すなわち LD に注入する電気信号と、LD から出射される光信号とでは波形の形に差異が生まれる。これによって重み行列の設定値と光信号の値に差異が生まれてしまうというわけである。

スペクトルの拡散が不十分であるというのは、変調度がまだ小さく、スペクトルの広がり狭いため、復調する際に悪影響を与えているのではないかということである。

まずは非線形部分についての特性を調べる。そのために図 4.10 のような実験系を構成した。シンセサイザから LD に 1GHz の正弦波を注入し、光信号を出射、その後 PD で受信し、電気信号に変換して、オシロスコープで受信した。そして電気信号のスペクトルを確認し、1GHz の電力を確認することで、振幅の変化を確かめた。この実験を入力信号の大きさを変化させながら行い、0dBm における電力を基準として、相対電力を求めた。また LD のバイアス電流は閾値+10mA に設定した。

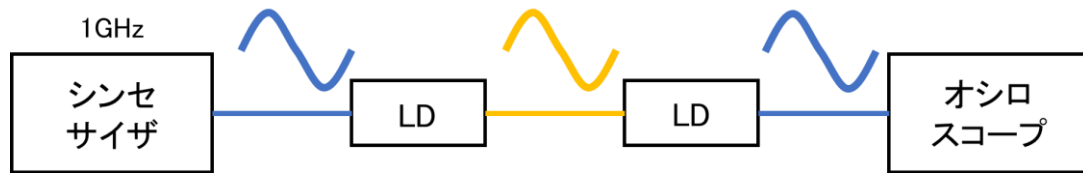


図 4.10 LD の線形性を調べるための実験系

図 4.11 は入力信号の振幅と相対電力の関係を示したものである。図より、LD1、LD2 どちらも、入力信号が 12dBm までは線形性が保たれている。しかし 12dBm を超えると、相対電力の増加が悪くなり、線形性が崩れてしまっている。これより、LD1、LD2 ともにバイアス電流を閾値+10mA で設定する場合、入力信号 12dBm 以上では非線形になることがわかった。

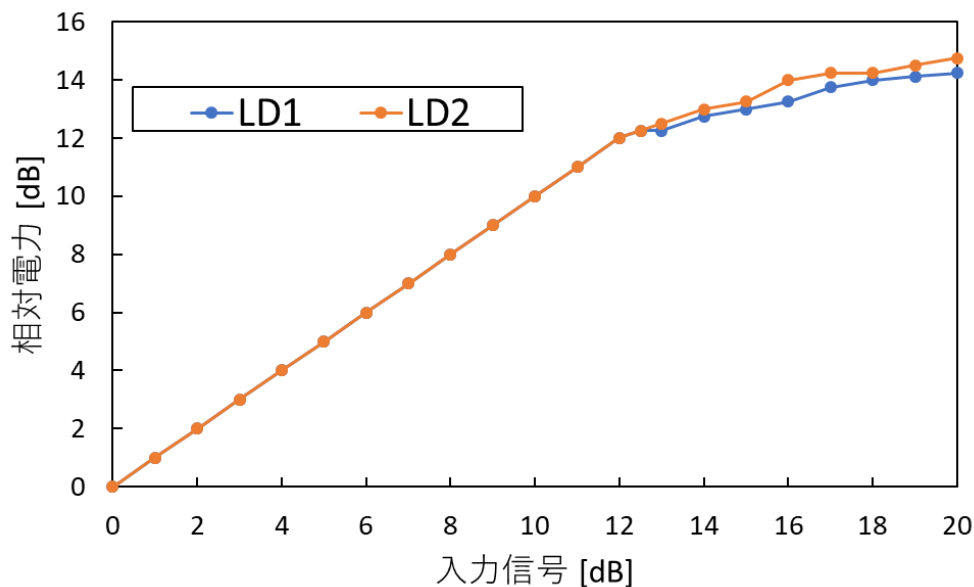


図 4.11 入力信号の振幅と相対電力の関係

しかし、この非線形性を解消するためには、変調度 m が 1 未満でなくてはならない。そしてその状態で周波数差 0GHz に設定して実験を行ったとき、MIMO 処理ができず、結局適切な ATT の値と Delay の値が送れないという問題が発生してしまった。これは変調度を下げてしまったことにより、スペクトルの拡散が弱くなり、ビートの影響が大きくなってしまったためであると考えられる。加えて、この非線形性の問題はバンドパスフィルタを通すことによって解消されるはずなので、直接的な原因ではないと考えられた。

次にスペクトルの拡散の不十分なのではないかと考え、変調度 $m=0.7\sim1.35$ における電気信号のスペクトルを調べた。図 4.12 はフィードバック前とフィードバック制御が崩れたフィードバック 27 回目における電気信号のスペクトルの概形である。図のスペクトルの 0GHz の部分を見ると、フィードバック前のスペクトルに比べて、フィードバック 27 回目のスペクトルは相対強度が上がっていることが分かる。これは自乗検波によって生まれるビートがフィードバッ

ク中に大きくなったためである。そしてビートが大きくなったということは、1GHz に発生するビートも大きくなったということであり、これによって復調の際に影響が出たのではないかと推測した。この問題の解決策として、変調度を上げることによって、スペクトルをより拡散させ、ビートを小さくすることを考えた。

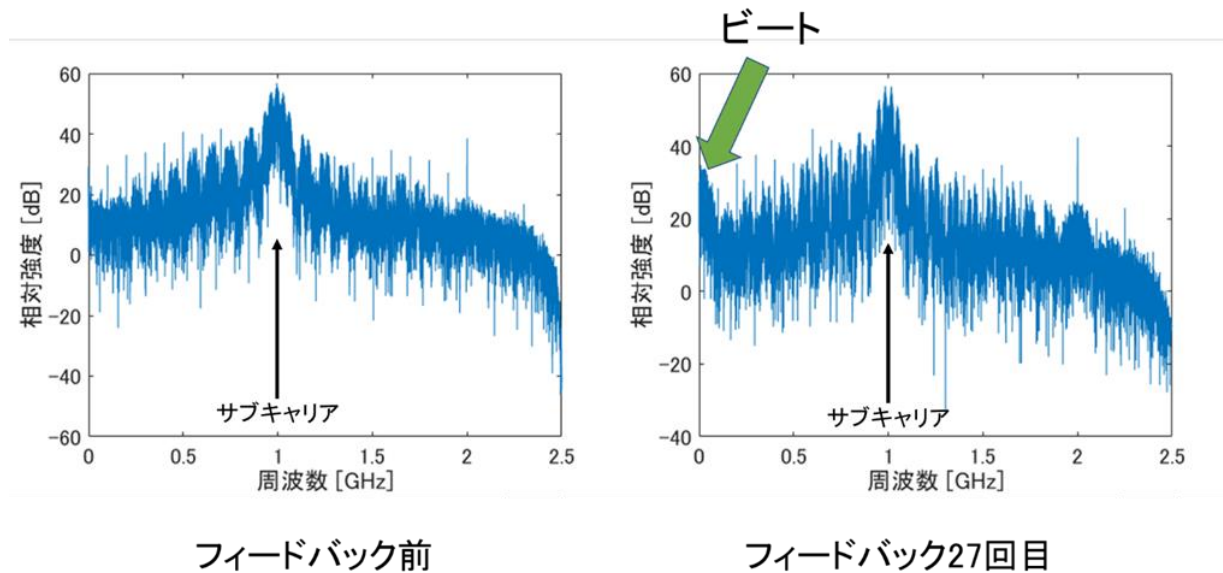


図 4.12 変調度 $m=0.7\sim1.35$ における電気信号のスペクトル

4.5 変調度 $m=2\sim3.38$ の場合の実験結果

本実験は上述のスペクトル拡散の問題を解決するために、変調信号の振幅を増加させて、変調度を上げたものである。フィードバック制御を約 2.3 秒間隔で 900 回、すなわち 30 分以上フィードバック制御を行い続けた。図 4.13 に 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 の各成分の振幅を示す。フィードバック開始直後から H_{12} , H_{21} の振幅が大きくなっていくことが分かる。一方 H_{11} , H_{22} はフィードバック開始時から一貫して高い振幅を維持している。これはすなわちフィードバック開始時は受信ポート 1 や 2 に対して、送信信号 1, 2 が混じった状態で受信されていたのが、フィードバック後は受信ポート 1 に対しては送信信号 1 が、受信ポート 2 に対しては送信信号 2 のみが送信されていることを表している。これは図 4.14 の復調後のアイパターンからも分かる。

図 4.15 に重み行列の ATT の制御値を、図 4.16 に重み行列の Delay を示す。ATT に関しては長時間のフィードバックの中で様々な値に変化しているが、全て制御範囲内に入っていた。また Delay に関しては長時間のフィードバックの中でもほとんど値が変わっておらず、こちらも制御範囲内に入っていたことが分かる。

図 4.17 に重み行列 W の各成分の振幅を、図 4.18 に MMF 行列 H_{MMF} の各成分の振幅を示す。重み行列に関しては、 W_{11} , W_{22} は制御していないため、変化はなく、 W_{12} , W_{21} に関しては ATT と Delay の変化によって振幅が変化している。MMF 行列に関しては、MMF とい

う性質上，時間経過によって少しずつ各成分の振幅が変化していることが分かる．図 4.9 の変調度 $m=0.7\sim 1.35$ における H_{MMF} と比較するとあまり振幅は変化していないが，こちらの方が本来の振幅の変化に近い．

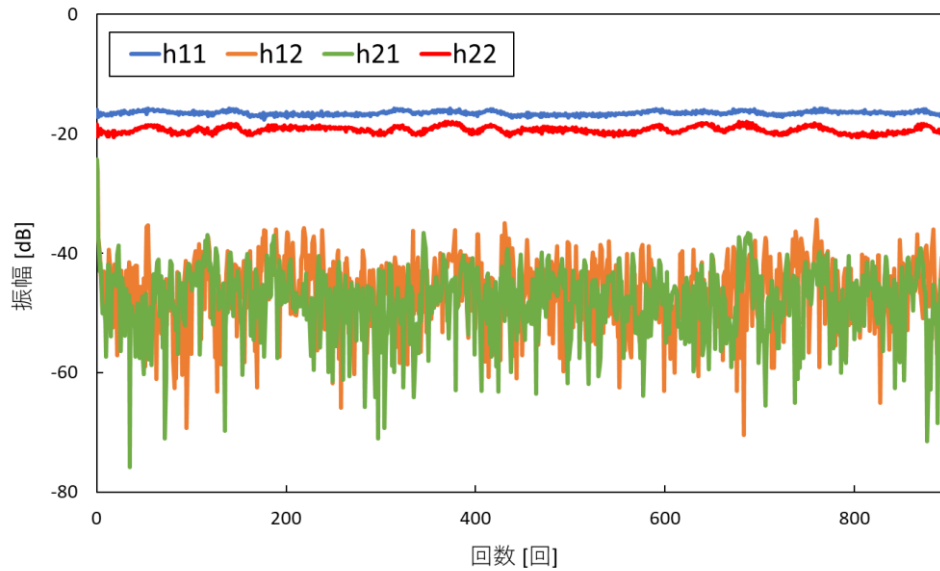


図 4.13 変調度 $m=2\sim 3.38$ における全体行列 H の各成分の振幅

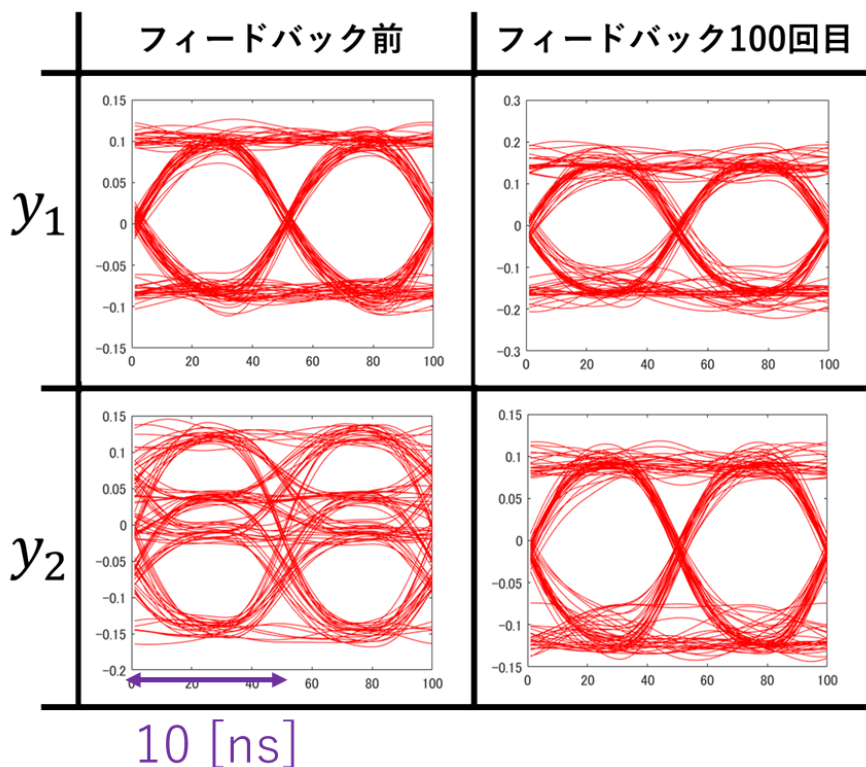


図 4.14 変調度 $m=2\sim 3.38$ における復調後のアイパターン

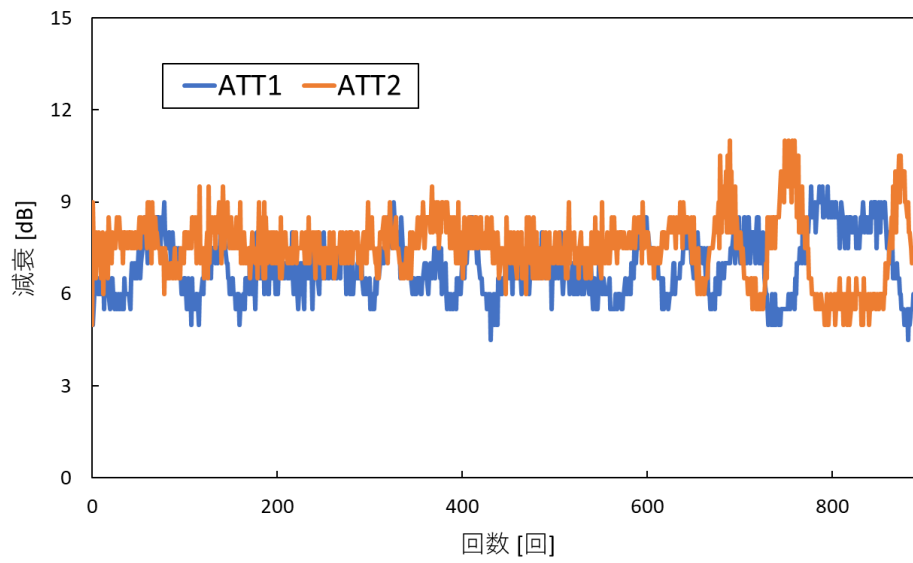


図 4.15 変調度 $m=2\sim3.38$ における重み行列の ATT の制御値

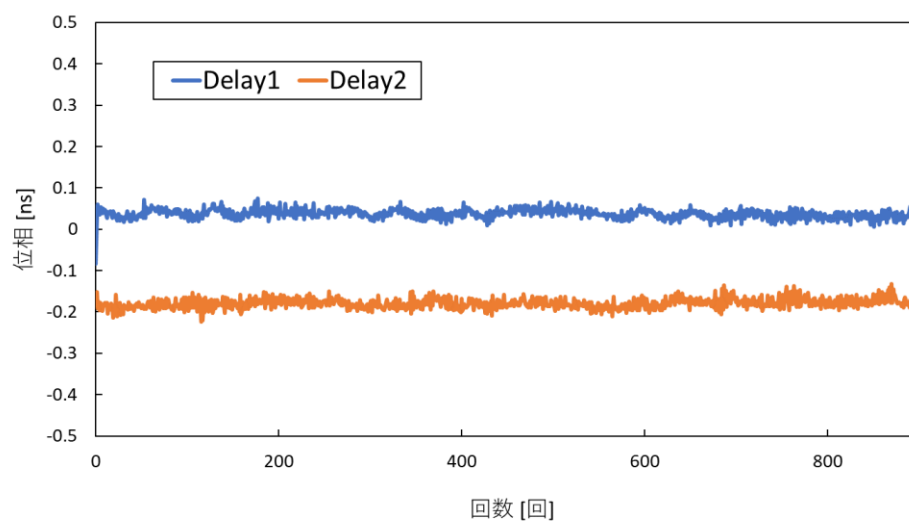


図 4.16 変調度 $m=2\sim3.38$ における重み行列の Delay の制御値

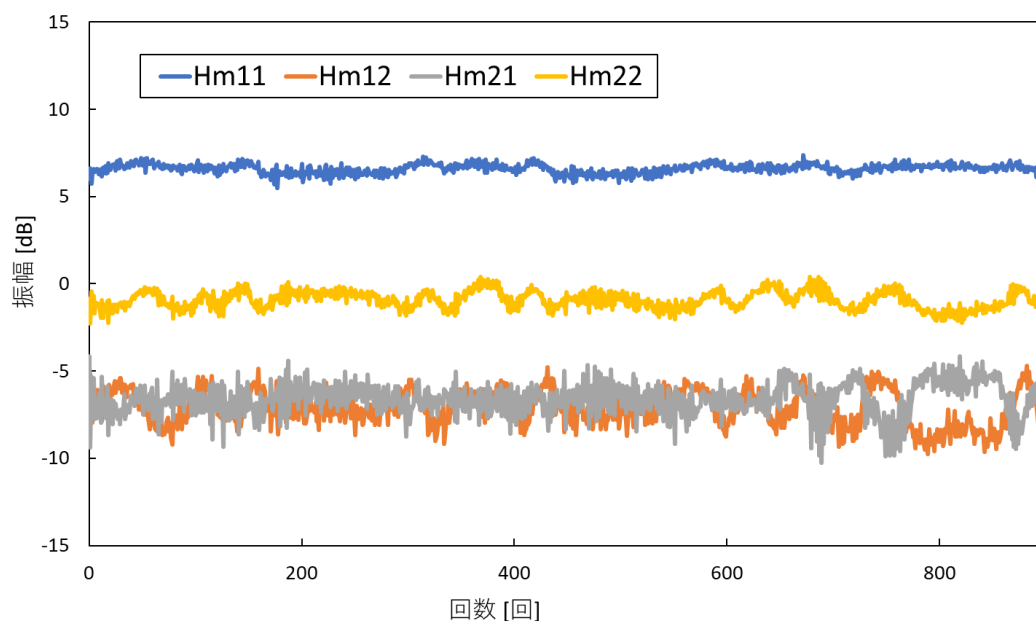


図 4.17 変調度 $m=2\sim3.38$ における重み行列 W の各成分の振幅

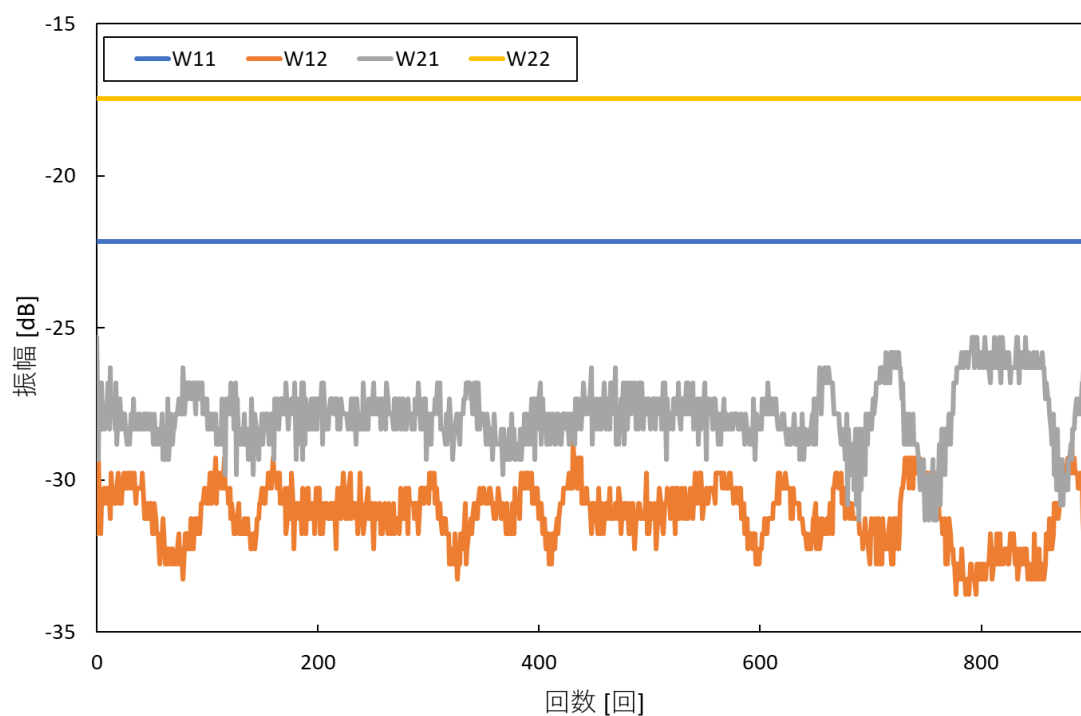


図 4.18 変調度 $m=2\sim3.38$ における MMF 行列 H_{MMF} の各成分の振幅

次に変調度を上げたことによって、どれだけスペクトル拡散の影響が出たかについて見ていく。図 4.19 は $m=2\sim3.38$ における電気信号のスペクトルである。図 4.12 と比較すると、フィードバック前の時点でスペクトルの歪みが小さく、スペクトルが平らになっていることが分かる。加えてフィードバック 100 回目のスペクトルに関して、0GHz にあるビートが図 4.12 のフィード

バック 27 回目のスペクトルのビートよりも小さく、かつ広がっている事がわかる。これより変調度を上げたことによってスペクトルが拡散され、ビートの影響が小さくなり、復調の際の影響が小さくなっていることが分かる。

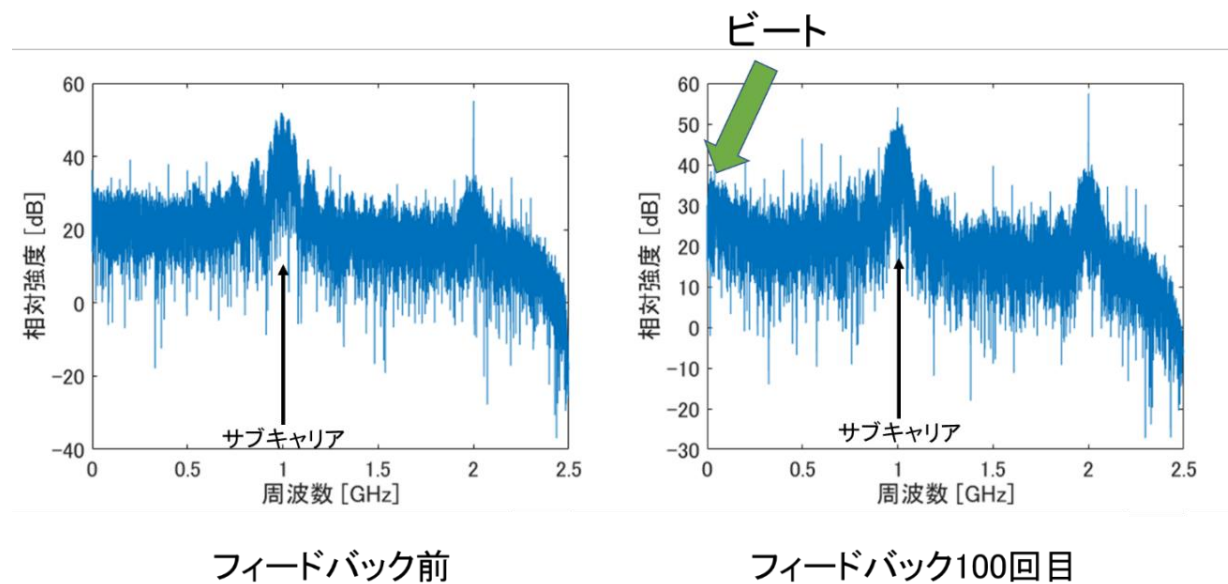


図 4.19 $m=2\sim 3.38$ における電気信号のスペクトル

第 5 章 結論

本章では, LD の直接変調を用いたサブキャリア多重 MIMO 伝送におけるユーザ選択の伝送実験の結果を述べる.

本研究では, 通信の大容量化のためのモード分割多重の実現のため, LD の直接変調による拡散変調器の省略を行った. 方法としては, LD のバイアス電流に対して, バイアス電流以上の変調振幅となるよう電気信号を注入することで, LD のチャープングを起こし, 光スペクトルの拡散を狙った. これに加えて, フィードバック制御を用いることで, 特定の信号を特定のポートにのみ送信され続けるようにした.

始めの実験では変調度を小さく設定していたため, スペクトルの拡散が小さく, ビートの影響が多くなってしまい, フィードバック制御中に制御のバランスが崩れてしまうことがあった. しかし, 変調信号の振幅をより大きくし, 変調度を上げることによって, 30 分という長時間に渡ってフィードバック制御のバランスを保ち続けることが出来た.

結果として, LD のチャープングを利用することでスペクトルを拡散させ, 長時間のフィードバック制御を行うことができた. また本研究を通して, LD の直接変調の可能性を示し, モード分割多重, モードフォーミングの研究の大きな一歩になった.

今後はより大容量化するために, OFDM、多値信号化を行う必要があると考える.

参考文献

- [1] 総務省 総合通信基盤局 電気通信事業部 データ通信課, “我が国のインターネットにおけるトラヒックの集計・試算”, https://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01kiban04_02000171.html
- [2] 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副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 年度大学院修士課程修士論文
- [3] 田尻博士, “GI 型光ファイバを用いたモード分割多重伝送信号の MIMO 技術による信号分離”, 高知工科大学 2014 年度大学学士家庭卒業研究報告書
- [4] 大島浄司 “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”, 高知工科大学 2019 年度大学院修士課程修士論文
- [5] Bishal Poudel, “Passive Optical Delivering Network Using Conventional Graded-Index Multi-Mode Fiber With Mode Division Multiplexing and Sub-Carrier Multiplexing” 高知工科大学 2018 年度大学院博士論文

謝辞

本研究に進めるにあたり、幾度となく丁寧かつ適切なご指導・ご鞭撻を賜わり、指導教員を担当して下さった高知工科大学システム工学群教授 岩下 克 先生に深くお礼を申し上げます。

また、岩下先生に並び、幾度となく鋭い指摘をして下さった高知工科大学システム工学群准教授 小林 弘和 先生に深くお礼を申し上げます。

そして、ご多忙にも関わらず副査を引き受けて下さった高知工科大学システム工学群准教授 田上 周路 先生に深くお礼を申し上げます。

最後に私を支えて下さった全ての方へ、この場を借りて心から感謝申し上げます。