

修士論文

汎用 SMF のカットオフ波長以下を用いた

柔軟なユーザ容量制御モード分割多重 OFDM 方式

Flexible User-Capacity Control in Mode-Division Multiplexing

OFDM System below Single-Mode Fiber Cutoff Wavelength

報告者

学籍番号 : 1245051

氏名 : 秋山 美穂

指導教員

岩下 克

令和 4 年 3 月 1 日

高知工科大学大学院工学研究科

基盤工学専攻電子・光工学コース

目次

第1章 序論.....	1
1.1 研究背景と目的	1
1.2 論文構成	2
第2章 波長 850nm の光を用いた光ファイバ伝送.....	3
2.1 光ファイバに生じるモード	3
2.2 光ファイバの分散特性と損失	6
2.2.1 モード分散.....	6
2.2.2 波長分散.....	7
2.2.3 波長損失.....	8
2.2.4 光ファイバの種類.....	9
2.3 光ファイバカップラ	10
2.4 光の変調と検波	12
2.5 モード分割多重伝送 OFDM 方式.....	13
2.5.1 モード分割多重伝送と MIMO 処理.....	13
2.5.2 モード分割多重伝送の重み制御.....	15
2.5.3 直交周波数分割多重(OFDM).....	17
第3章 汎用 SMF モード分割多重 OFDM 方式の実験構成	20
3.1 実験系	20
3.2 光信号の送受信機の構成と特性	21
3.2.1 送信機の構成.....	21
3.2.2 受信機の構成.....	23
3.2.3 送信機と受信機の周波数特性.....	24
第4章 汎用 SMF モード分割多重 OFDM 方式の実験結果	26
4.1 SMF の導波モード	26
4.2 ポストコーディング MIMO	26
4.3 プリコーディング MIMO	27
4.3.1 ユーザ選択.....	29
4.3.2 ユーザ容量制御.....	30
第5章 結論.....	33
参考文献.....	34

学会発表.....	35
謝辞.....	35

第1章 序論

1.1 研究背景と目的

近年コンピュータをはじめスマートフォンやタブレットが一般に普及し、SNS、動画サイト、ネットショッピング等インターネット上での利用が多くなり、第5世代移動通信システム(5G)の導入により高速大容量通信が可能となったためデータトラフィックが増加している。また、2020年以降はコロナ禍の影響によりオンライン授業、リモートワークを採用する学校や企業が急激に増えている。総務省の調査によればの図 1.1 ようにインターネット・トラフィック(アップロードとダウンロード)の総量は増加し続けている [1]。

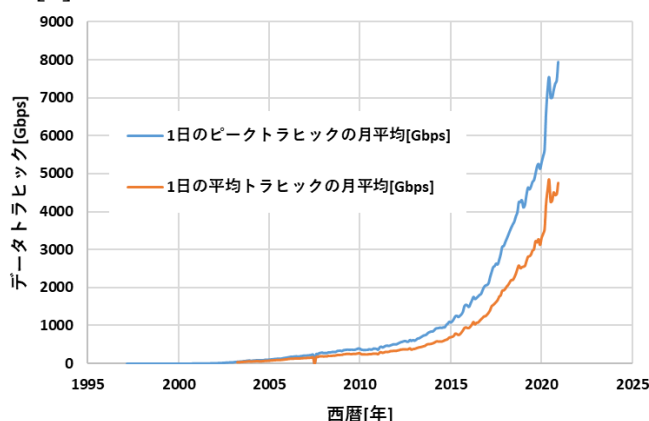


図 1.1 日本全体の一日のデータトラフィック [1]

地方公共団体でも約 51.6%がテレワークを導入しているが、テレワーク活用推進の課題として接続環境の逼迫が多く挙げられており、アクセス系の容量増加が望まれている [2]。

一般に光アクセスネットワークは、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る受動光ネットワーク(PON : Passive Optical Network)である。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、受信した光信号から自分宛の信号のみを受信し他 ONU への信号は破棄している。広く用いられている PON システムには、信号の多重化に時分割多重 (Time Division Multiplexing : TDM)技術が使われており、TDM-PON と呼ばれる。この方式では伝送量の大容量化に限界がある。

アクセス系では粗波長分割多重(CWDM : Coarse Wavelength Division Multiplexing)での大容量化が進められている。波長分割多重(WDM : Wavelength Division

Multiplexing)とは異なった複数の波長の光信号を重ねて伝送する通信方式で、光信号の波長が異なるもの同士では干渉が生じない性質を利用している。CWDMはWDMの一種で多重化の密度が低い方式である。

しかし、最近のトラフィック急増に対してさらなる大容量化が望まれる。そのため空間分割多重、モード分割多重などの研究が進められている。我々も光伝送路の大容量化のためにモード分割多重の研究を進めてきた。従来のGIファイバを用いて、さらにサブキャリア多重によりモード分割多重が可能であることを示してきた[3]。またキャリアを効率よく利用するためにユーザを選択して信号を配信するモードフォーミングネットワークも可能であることを示してきた [4] [5] [6]。

しかし、実現には新たにファイバを敷設する必要があり、費用が膨大にかかるという課題がある。ここで我々は現在の敷設してある汎用シングルモードファイバ(SMF: Single Mode Fiber)をカットオフ波長(1260nm)より短い波長で用いるとファイバ内に複数のモードが生じることを利用し、汎用SMFを用いたモード分割多重伝送を提案する。

アクセス系で使用することを考えているので伝送距離が短く、損失増加の影響を少なくすることができる。多モードになってもモード分割多重することにより帯域劣化も抑えることが可能になる。本提案ではカットオフ波長より短い波長を用いるが、そうすると波長分散が大きくなるため、それを解決するためにOFDM方式を用いる。また光ファイバ伝送に使用されているレーザを回収し新たに設置しなければならないため膨大なコストがかかるため、光源に安価なVCSELを用いることとする。以上の提案をもとに、その方式が可能かどうかを検討したのでその結果を報告する。

1.2 論文構成

本論文は、5章に分けて構成されている。第2章では波長850nmの光を用いた光ファイバ伝送について、第3章では汎用SMFを用いたモード分割多重OFDM方式の実験構成について、第4章では実験結果について、第5章本研究の成果と結論を述べる。

第2章 波長 850nm の光を用いた光ファイバ伝送

本章では波長 850nm を用いた際のシングルモードファイバ内の光モード、光ファイバカップラの働き、光の変調と検波について説明する。さらに、モード分割多重と光変調前の電気信号部分で用いる OFDM 方式についても説明する。

2.1 光ファイバに生じるモード

図 2.1 に光ファイバの構造を示す。外側から、被覆、クラッド、コアとなっている。コアとクラッドの材料には主に石英ガラスが使われている。

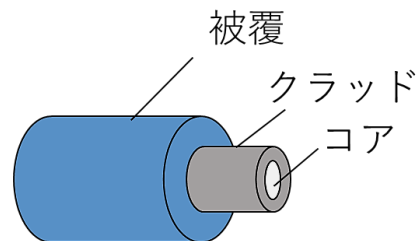


図 2.1 光ファイバの構造

光通信システムで多用されているコアの屈折率分布が一様なステップ・インデックス(SI)型光ファイバを中心にその伝搬モードについて述べる。図 2.2 のような円筒座標系を考える。コアとクラッドの屈折率 n_1 、 n_2 ($n_1 > n_2$)、コア半径を a とする。光の伝搬方向は z 軸方向である。 z 軸方向の伝搬定数を β とすると、電磁界は式(2.1)(2.2)で表せる。

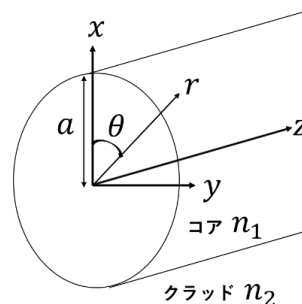


図 2.2 光ファイバの円筒座標系表示

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}(r, \theta) \exp[j(\omega t - \beta z)] \quad (2.1)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}(r, \theta) \exp[j(\omega t - \beta z)] \quad (2.2)$$

光ファイバに導波される光波は、モード(Mode)と呼ばれる光線である。各モードの電磁界を求めるための特性方程式は式(2.3)である。 J は第一種ベッセル関数、 K は第二種変形ベッセル関数であり、 ν はベッセル関数の次数であり、周方向のモード番

号を表している。 u と w は式(2.4)で与えられる。 u と w は式(2.5)の関係があり、ここで V を正規化周波数と呼び式(2.6)が得られる。

$$\left[\frac{J'_\nu}{uJ_\nu} + \frac{K'_\nu}{wK_\nu} \right] \left[\frac{J'_\nu}{uJ_\nu} + \frac{K'_\nu}{wK_\nu} \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] = v^2 \left[\frac{1}{u^2} + \frac{1}{w^2} \right] \left[\frac{1}{u^2} + \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{1}{w^2} \right] \quad (2.3)$$

$$u = a\sqrt{(n_1k)^2 - \beta^2} \quad (2.4)$$

$$w = a\sqrt{\beta^2 - (n_2k)^2}$$

$$u^2 + w^2 = a^2k^2(n_1^2 - n_2^2) = V^2 \quad (2.5)$$

$$V = \frac{2\pi}{\lambda} a \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (2.6)$$

光ファイバのモードは TE モード、TM モード、EH モード、HE モードが存在し、EH と HE モードをハイブリッドモードという。表 2.1 に各モードの詳細を示す。

表 2.1 導波モードの分類

TE モード	$E_z = 0$ となる導波モードであり電磁界成分は H_z 、 H_r 、 E_θ の三つの成分のみを有するモードであり、周方向モード番号 $\nu=0$ である。
TM モード	$H_z = 0$ となる導波モードであり電磁界成分は E_z 、 E_r 、 H_θ の三つの成分のみを有するモードであり、周方向モード番号 $\nu=0$ である。
ハイブリッドモード	$E_z = 0$ 、 $H_z = 0$ なる導波モードであり、すべての電磁界成分を有する。この場合には $\nu \geq 1$ である。このモードは HE モードと EH モードの二つに分類できる。

ここで $\nu=0$ とすると式(2.3)の右辺はゼロとなる。従ってこの場合の TE モードと TM モード特性方程式は式(2.7)(2.8)で表せる。

$$\frac{J'}{uJ_\nu} + \frac{K'}{wK_\nu} = 0 \quad \text{TE モード} \quad (2.7)$$

$$\frac{J'}{uJ_\nu} + \frac{K'}{wK_\nu} \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 = 0 \quad \text{TM モード} \quad (2.8)$$

式(2.3)に弱導波路近似 $(n_1^2 - n_2^2)/(2n_1^2) = \Delta \ll 1$ を適用すると式(2.9)のように簡単化できる。右辺が+の場合は EH モード、-の場合は HE モードに対応する。これを解くと式(2.10)(2.11)が得られる。TE、TM モードの場合は弱導波路近似を適用すると式(2.12)のように特性方程式が同じとなり、このような場合をモードが縮退しているという。

$$\left[\frac{J'}{uJ_\nu} + \frac{K'}{wK_\nu} \right] = \pm \nu \left[\frac{1}{u^2} + \frac{1}{w^2} \right] \quad \begin{array}{l} \text{EH 及び} \\ \text{HE モード} \end{array} \quad (2.9)$$

$$\frac{J_{\nu+1}(u)}{uJ_\nu(u)} = -\frac{K_{\nu+1}(w)}{wK_\nu(w)} \quad \text{EH モード} \quad (2.10)$$

$$\frac{J_{\nu+1}(u)}{uJ_\nu(u)} = \frac{K_{\nu+1}(w)}{wK_\nu(w)} \quad \text{HE モード} \quad (2.11)$$

$$\frac{J_1(u)}{uJ_0(u)} = -\frac{K_1(w)}{wK_0(w)} \quad \begin{array}{l} \text{TE, TM} \\ \text{モード} \end{array} \quad (2.12)$$

弱導波路近似の下では ν の代わりに式(2.13)のように m を決めると、特性方程式は式(2.14)のように統一的に記述できる。

$$m = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{TE, TM モード} \\ \nu + 1 & \text{EH モード} \\ \nu - 1 & \text{HE モード} \end{array} \right\} \quad (2.13)$$

$$\frac{J_m(u)}{uJ_{m-1}(u)} = -\frac{K_m(w)}{wK_{m-1}(w)} \quad (2.14)$$

つまり、式(2.14)は TE、TM、EH、HE モードはお互いに縮退したモードを持つことがわかる。この縮退したモード群を LP_{ml} モード (Linearly Polarized Mode) という。特性方程式を満たすモードがいくつか存在する場合、そのモードを縮退しているという。ここで添え字 l は、 n 次ベッセル関数 $J_n(x)$ の l 番目のゼロ点を示し、径方向のモード番号である。 m が偶数ならば偶モード、奇数ならば奇モードと呼ぶ。

導波モードは、 $kn_2 < \beta < kn_1$ の範囲の値をとり、電磁界はコア内部では振動、クラッドでは減衰する。 $\beta = kn_2(\omega = 0)$ のとき、クラッド部の電磁界は減衰しなくなる。これを遮断状態といい、この時の正規化周波数 V をカットオフ周波数 V_c という。 LP_{11} のカットオフ周波数は $V_c \cong 2.405$ であり、それより小さい V 値では伝搬モードは LP_{01} モードである基本モードのみとなりこの状態を単一モードという。波長 1310nm~1550 で使用されるとき単一モードのみを伝搬するファイバを単一モードファイバ(SMF)という。

各モードの特性方程式と式(2.5)を連立させて求めた SI 型光ファイバの LP モードの分散曲線を図 2.3 に示す。グラフの縦軸は式(2.14)で定義した正規化伝搬定数 b である。コア径は汎用 SMF(G-652)と同じ $9\mu\text{m}$ としている。カットオフ波長 1260nm より長い波長では伝搬モードは LP_{01} モードである基本モードのみとなり 1260nm 波長以下で使用するとファイバ内にモードが 2 つ以上生じる [7]。

$$b = \frac{\left(\frac{\beta}{k}\right)^2 - n_2^2}{n_1^2 - n_2^2} \quad (2.15)$$

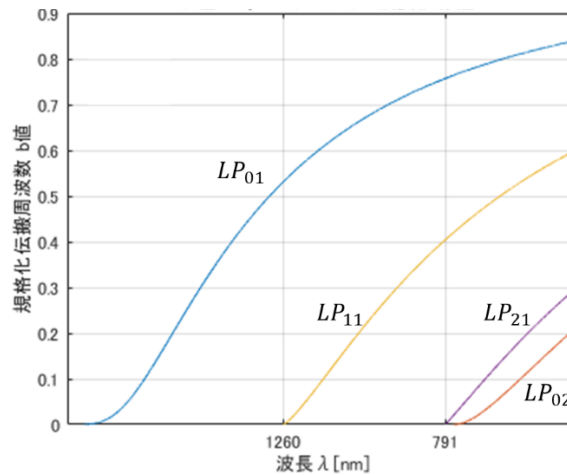


図 2.3 コア径 $a=9\mu\text{m}$ におけるモードの波長依存性

2.2 光ファイバの分散特性と損失

光通信システムでは光波の振幅や位相を変化(変調)させることで情報を伝送する。変調された光波(信号波)の伝搬速度を群速度 $v_g (= 1/(d\beta/d\omega))$ と呼び、変調波が導波路を伝搬するのにかかる単位長さ当たりの時間を群遅延 t と呼ぶ。

群速度の大きさが波長依存性を持つという性質を導波路の分散特性という。光ファイバの伝送距離や速度に制約を与える要因は、この分散による信号波の波形ひずみである。

2.2.1 モード分散

ファイバを伝搬する複数のモード間の群速度の違いにより生じる分散をモード分散という。群遅延に t に替えて真空中の光波の遅延時間で規格化したパラメータを $c \cdot t (= c/v_g)$ 、 c は真空中の光速を導入する。これは式(2.16)で表される。

$$c \cdot t = \frac{d\beta}{dk} \quad (2.16)$$

SI型光ファイバの分散曲線は図 2.3 に示したが、伝搬定数 β は b 値によって式(2.17)で表される。これを微分することで $c \cdot t$ が求まり、 k は V 値に比例するため式(2.18)のように書ける。

$$\beta = k[n_2^2 + (n_1^2 - n_2^2) \cdot b]^{\frac{1}{2}} \cong k[n_2 + (n_1 - n_2) \cdot b] \quad (2.17)$$

$$c \cdot t = \frac{d\beta}{dk} = n_2 + (n_1 - n_2) \cdot b + k(n_1 - n_2) \cdot \frac{db}{dk} \quad (2.18)$$

$$\cong n_2 + (n_1 - n_2) \frac{d(Vb)}{dV}$$

$\frac{d(Vb)}{dV}$ は規格化群遅延と呼ばれる。LPモードについて算出した規格化群遅延特性を

図 2.4 に示した。 [8]

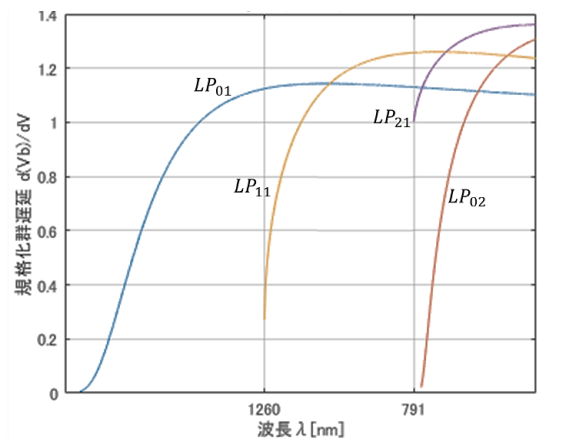


図 2.4 SI型光ファイバの規格化群遅延特性

光ファイバの導波モードがわかると、それらのモード別の $c \cdot t$ 値が算出でき、各モードの $c \cdot t$ 値差分の最大値がモード分散による光ファイバ単位長さ当たりのパルスの広がりとして算出できる。波長 850nm で生じるモードは LP_{01} と LP_{11} なので式(2.17)よりの生じる群遅延は約 1.44ps/m である。1km 伝送したとき 1.44ns の遅延が生じる。モード間の群遅延により波形の 1/3 以上ずれると大きく信号が劣化してしまうため、伝送帯域は約 230MHz に制限される。

$$\begin{aligned} \delta_{t_{Mode}} &= \delta_{(c \cdot t)} / c = (c \cdot t_{LP11} - c \cdot t_{LP01}) / c \\ &\cong (1.46097552 - 1.46054483) / c \\ &= 1.44 \times 10^{-12} \end{aligned} \quad (2.19)$$

2.2.2 波長分散

光の波長の変化に伴い光ファイバの屈折率が変化し、それにより群速度が変化して生じる分散を材料分散 σ_m という。光ファイバの全反射現象では、コアとクラッドの屈折率の差が小さいためその境界では光がクラッドへ一部染み出す。ファイバの

材料に関わらず、コアとクラッドの屈折率が異なることに起因して、光の波長の変化に対して群屈折率 N が一定でないために生じる分散を構造分散 σ_w という。材料分散と構造分散を合わせて波長分散 $\sigma (= \sigma_m + \sigma_w)$ という。群屈折率 N は式(2.20)で定義され、コアとクラッドの群屈折率は N_1 、 N_2 である。材料分散 σ_m と構造分散 σ_w は式(2.21)(2.22)である。

$$N \equiv n - \lambda \frac{dn}{d\lambda} \quad (2.20)$$

$$\sigma_m \approx \frac{1}{c} \frac{dN_1}{d\lambda} \quad (2.21)$$

$$\sigma_w = \frac{1}{c\lambda} (N_1 - N_2) \cdot V \frac{d^2(Vb)}{dV^2} \quad (2.22)$$

図 2.5 に SMF の波長分散特性を示す 850nm と 851nm の光(波長差 1nm)を 1km 伝送したときの波長分散は約 84ps である。群遅延により波形の 1/3 以上ずれると大きく信号が劣化してしまうため 1km 伝送すると帯域は約 4GHz まで制限される。

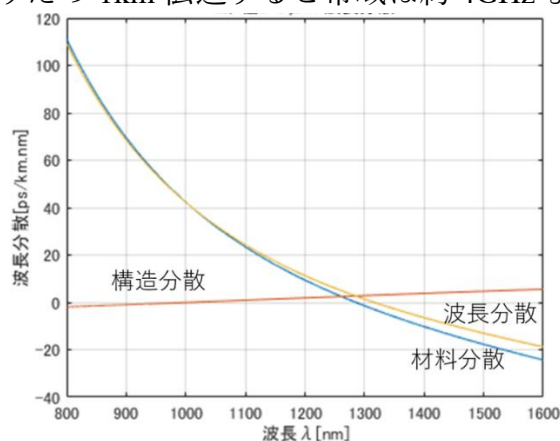


図 2.5 SMF の波長分散特性

2.2.3 波長損失

典型的な光ファイバの損失波長依存性を図 2.6 に示す。波長が 1550nm 付近ではファイバ損失が最も小さい 0.2 dB/km 程度になり、次に波長 1310nm 付近で 0.3 dB/km 程度となる。汎用 SMF では主に 1310nm と 1550nm の波長が使用される。この損失はファイバ中の OH^- による吸収、レイリー散乱、赤外線吸収が主な要因である。波長が短くなるとレイリー散乱による影響が大きくなる [8]。波長 850nm 付近での波長損失は約 3dB/km である。

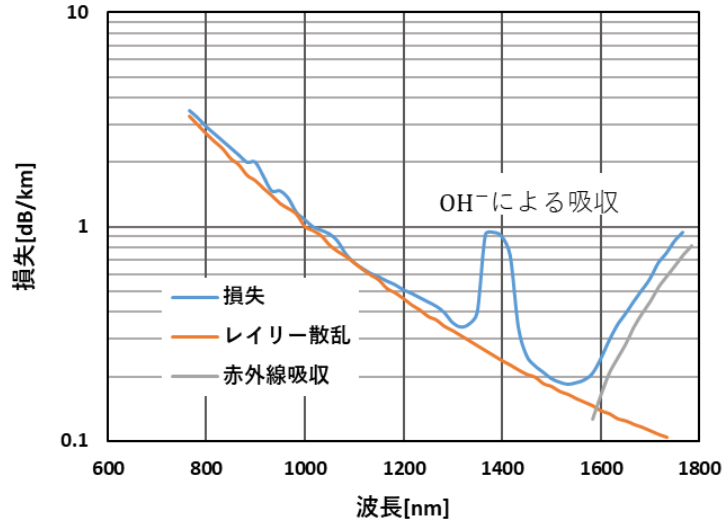
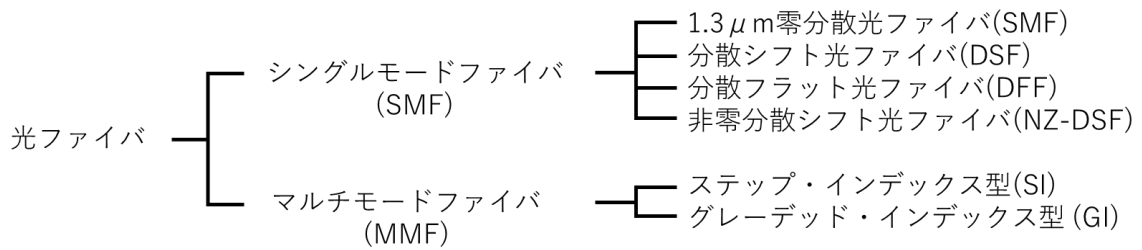


図 2.6 SMF の波長損失特性 [8]

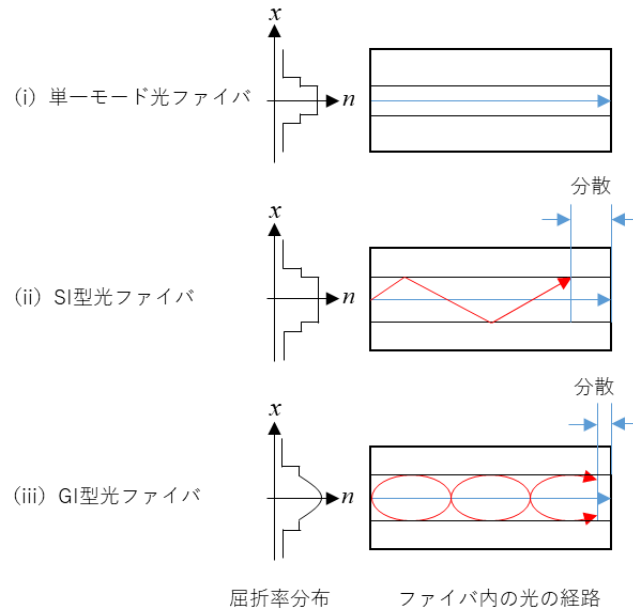
2.2.4 光ファイバの種類

光ファイバは図 2.7 (a) のような種類がある。SMF は伝送帯域が広く損失が少ないため大容量長距離伝送が可能であるが、コアの直径が約 $10\mu\text{m}$ と小さいため接続精度が要求される。1310nm に零分散波長を有する 1310nm 零分散光ファイバ (SMF)、SMF の零分散波長を 1550nm にシフトした分散シフト光ファイバ (DSF : Dispersion Shifted Fiber)、1310nm から 1550nm 帯で分散が小さい分散フラット光ファイバ (DFP : Dispersion Flat Fiber) などがある。DSF には、1550nm 帯での波長分割多重システム (WDM) に適した光ファイバとして、1550nm 帯 (1530~1565nm) でゼロ分散とならない非零分散シフト光ファイバ (NZ-DSF : Non-Zero Dispersion Shift Fiber) もある。

図 2.7 (b) にファイバの屈折率分布と光の経路を示す。マルチモード光ファイバ (MMF : Multi Mode Fiber) は主に 850nm と 1310nm 帯に使われており、伝送帯域は SMF に比べると狭く長距離伝送には使用されないが、コアの直径が $50\mu\text{m}$ または $62.5\mu\text{m}$ と大きく接続の取り扱いが容易である。2.1 節で取り上げた SI 型は屈折率が階段状に分布している。製造が簡単で安価ではあるが、大きなモード分散により、伝送帯域が狭くなるのであまり使われていない。グレーデッド・インデックス (GI) 型は屈折率が中心に向かって高くなる放物線を描く設計されており、光信号は多くの伝搬モードに広がって伝送される [7]。



(a) 光ファイバの種類



(b) 光ファイバの構造と光の伝搬経路

図 2.7 光ファイバの種類

2.3 光ファイバカップラ

光ファイバカップラは光信号の合流・分離に用いられる部品で、複数の光ファイバを加熱溶融して軸方向に延伸することで製造される。光ファイバが引き延ばされるとコアでの光の閉じ込めが弱くなり光がクラッドにまで広がって融着されたファイバの光と結合する。

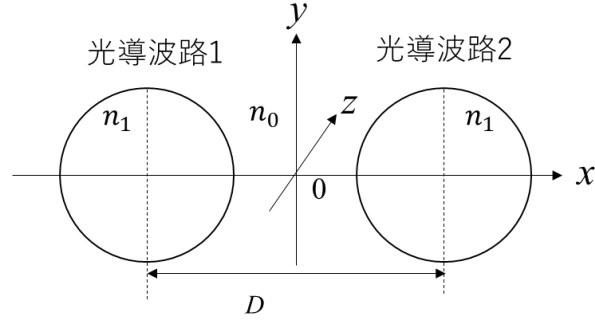


図 2.8 方向性結合光導波路

図 2.8 のように二つの光導波路を近づけた場合には各々の導波モードはたがいに結合する。結合前の光導波路の固有モードを \tilde{E}_1 、 \tilde{E}_2 、 \tilde{H}_1 、 \tilde{H}_2 、伝搬定数を β_1 、 β_2 として式(2.23)で書ける。結合後の導波路の電磁界は式(2.24)で表される。

$$\begin{cases} \tilde{E}_1 = E_1 \exp(-j\beta_1 z) \\ \tilde{H}_1 = H_1 \exp(-j\beta_1 z) \end{cases}, \begin{cases} \tilde{E}_2 = E_2 \exp(-j\beta_2 z) \\ \tilde{H}_2 = H_2 \exp(-j\beta_2 z) \end{cases} \quad (2.23)$$

$$\begin{cases} \tilde{E} = A(z)\tilde{E}_1 + B(z)\tilde{E}_2 \\ \tilde{H} = A(z)\tilde{H}_1 + B(z)\tilde{H}_2 \end{cases} \quad (2.24)$$

方向性結合器のモード結合定数 κ を、伝搬定数の差を $\delta = (\beta_2 - \beta_1)/2$ とするとモード結合方程式は式(2.25)となる。結合定数 κ は式(2.26)である。 D は二つのコアの中心間の距離、 $\Delta = (n_1^2 - n_0^2)/2n_0^2$ は比屈折率差、その他の変数は 2.1 節と同じである。

$$\begin{cases} \frac{dA}{dz} = -j\kappa B \exp(-j2\delta z) \\ \frac{dB}{dz} = -j\kappa A \exp(+j2\delta z) \end{cases} \quad (2.25)$$

$$\kappa = \frac{\sqrt{\Delta}}{a} \frac{u^2}{V^3 K_1^2(w)} \left(\frac{\pi a}{wD} \right)^{\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{w}{a} D\right) \quad (2.26)$$

光カップラには同方向光結合器と逆方向光結合器がある。本研究では構造パラメータが等しい対象構造である波長分離カップラを用いるが、これは同方向光結合器である。同方向光結合器の一般解は式(2.27)で与えられる。ここで $A(0)$ 、 $B(0)$ は導波路 1 と導波路 2 の入射光で、 $q = \sqrt{\kappa^2 + \delta^2}$ である。導波路 1 のみに光が入射された場合 ($B(0) = 0$) の導波路 1 と 2 の出力光パワー P_A 、 P_B は式(2.28)となる。

$$\begin{cases} A(z) = \left\{ \left[\cos(qz) + j \frac{\delta}{q} \sin(qz) \right] A(0) - j \frac{\kappa}{q} \sin(qz) B(0) \right\} \exp(-j\delta z) \\ B(z) = \left\{ -j \frac{\kappa}{q} \sin(qz) A(0) + \left[\cos(qz) - j \frac{\delta}{q} \sin(qz) \right] B(0) \right\} \exp(j\delta z) \end{cases} \quad (2.27)$$

$$\begin{cases} P_A = \frac{|A(z)|^2}{|A(0)|^2} = 1 - \left(\frac{\kappa}{q}\right)^2 \sin^2(qz) \\ P_B = \frac{|B(z)|^2}{|A(0)|^2} = \left(\frac{\kappa}{q}\right)^2 \sin^2 qz \end{cases} \quad (2.28)$$

$\delta = 0$ と $\delta = 2\kappa$ の場合の出射光の変化を、規格化した距離 qz の関数として図 2.9 に示す。導波路 I に入射された光が導波路 II へ移行する割合が最大となるときの z の最小値を結合長 L_c といい式(2.29)で表される。 $\delta=0$ ($\beta_1 = \beta_2$) とき光パワーの移行が 100%となる。モードによって β は異なるが、ファイバの距離は変わらないため、出口でのモードの結合効率が異なる。モードによって光強度の分配の割合が異なるため MIMO 処理で信号を分離することができる。

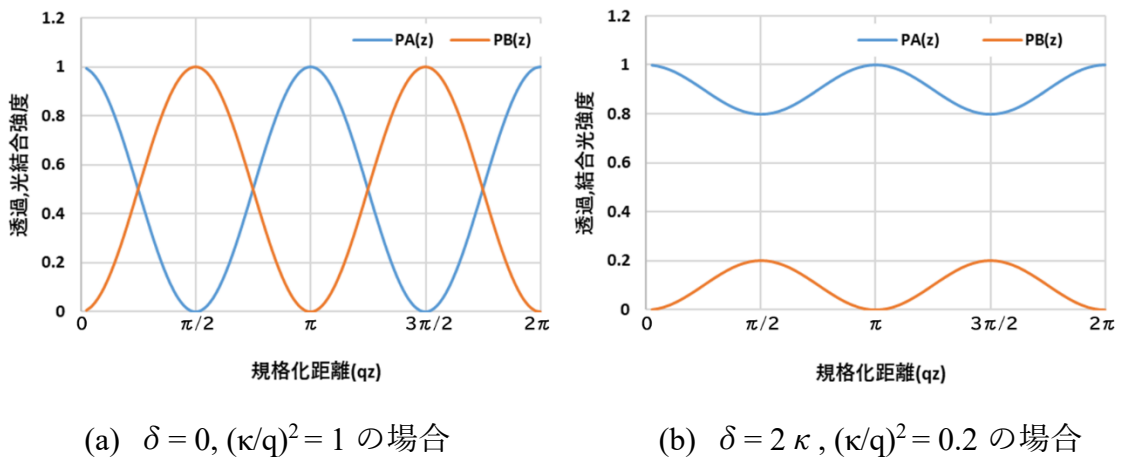


図 2.9 同方向結合導波路での光のパワーの移行の様子

$$L_c = \frac{\pi}{2q} = \frac{\pi}{2\sqrt{\kappa^2 + \delta^2}} \quad (2.29)$$

累積位相差を式(2.30)と定義するときある波長 A の光に対して $\theta = \pi$ となり、同時に波長 B の光に対して $\theta = 2\pi$ となるものを波長分離合波カップラという [9]。

$$\theta = \int_{-z_{in}}^{z_{out}} [\beta_e(z) - \beta_o(z)] dz \quad (2.30)$$

2.4 光の変調と検波

光ファイバ伝送の変調方式と検波方式について説明する。光変調とは電気信号を光信号に変換することである。光変調には直接変調と外部変調の 2 種類があるが、本研究では直接変調を使用する。

直接変調とは半導体レーザ (LD) の電流に変調した電気信号を加えて発振させる方法である。数 GHz 以上の高周波になると LD の持つチャーピング(LD の電流を高速に変動させた場合に発振波長が時間的に変化する現象)により、伝送速度が制限を受けるため高速化や長距離化は難しい。しかし、小型化ができ、電力消費が低いという特徴がある。



図 2.10 直接変調方式

光信号の検波方法は直接検波方式、ヘテロダイン検波方式、ホモダイン検波方式の3種類があるが、本研究では直接検波方式を使用する。直接検波方式では光信号を直接光検波器で受けて変調信号を復調する方式である。図 2.11 の直接検波方式を用いる。直接検波方式では光信号を直接光検波器で受けて変調信号を復調する方式である。入射光に光学フィルタを通し、入射光の光強度を受光素子で検波し、高域の雑音をフィルタで除去する。

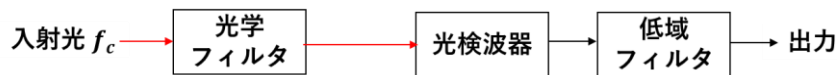


図 2.11 直接検波方式

2.5 モード分割多重伝送 OFDM 方式

モード分割多重方式に直交周波数分割多重(OFDM)を適用することで伝送路の大容量化をすることができる。その適用方法を以下に示す。

2.5.1 モード分割多重伝送と MIMO 処理

モード分割多重方式は図 2.12 のように、マルチモード光ファイバを使って複数のモードにそれぞれ信号をのせて送ることによって多重化を行う方式である。

短波長を用いることで汎用シングルモード光ファイバ内にも複数のモードが生じるため、モード分割多重を行うことができる。この方式では、モードあたりの伝送容量にモード数を乗じた量を伝送することが理論上では可能である。受信側には送信信号が混ざって届くため分離させる処理が必要となる。

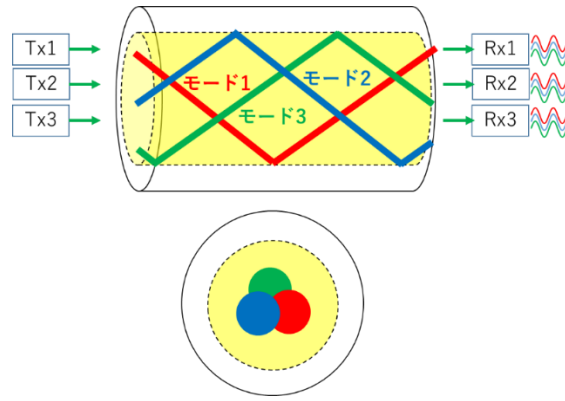


図 2.12 モード分割多重方式

2×2 の送受信系における光伝送路のモード分割多重伝送後の信号分離の方法を図 2.13 を用いて説明する。送信信号を $\mathbf{x} = (x_1, x_2)$ 、受信信号を $\mathbf{y} = (y_1, y_2)$ 、送信信号の先頭に乘せて送るトレーニングパターンを $\mathbf{s} = (s_{1(T)}, s_{2(T)}, s_{1(2T)}, s_{2(2T)} \dots)$ とする。 T は信号 1 シンボルの時間である。伝搬チャネル行列は $\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix}$ である。

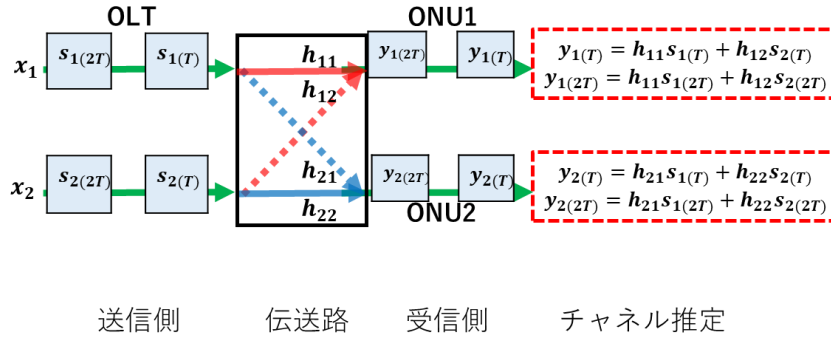
二つの送信信号はそれぞれが ONU1 と ONU2 の両方に伝搬するため、送信信号と受信信号の間には式(2.31)の関係がある。成分ごとに書き出すと(2.32)(2.33)のようになる。

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} \quad (2.31)$$

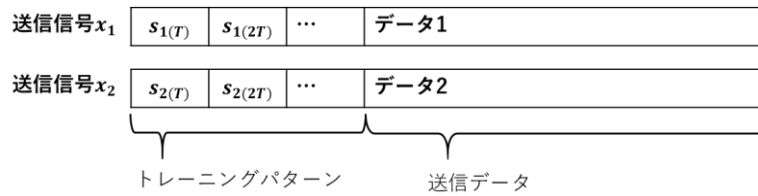
$$y_1 = h_{11}x_1 + h_{12}x_2 \quad (2.32)$$

$$y_2 = h_{21}x_1 + h_{22}x_2 \quad (2.33)$$

受信信号には不要な送信信号が入っているため信号を分離する操作が必要となる。そのための手法として無線通信における MIMO 処理手法の一つである ZF(Zero Forcing)を用いる。図 2.13(a)のように送信信号 \mathbf{x} としてトレーニングパターン \mathbf{s} を伝送する。式(2.31)~(2.33)の \mathbf{x} に \mathbf{s} を代入する。式(2.34)のように \mathbf{s} を用いて受信側で伝搬チャネル行列を計算する。受信信号に \mathbf{H} の逆行列をかけることで受信信号に含まれる不要な信号を除去し、分離することができる。受信側で信号分離をすることをポストコーディング MIMO という [10]。



(a) 送受信信号とチャネル行列の関係



(b) 送信信号

図 2.13 チャネル行列の推定

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y} &= \mathbf{H}\mathbf{s} \\
 \mathbf{H} &= \mathbf{y} \cdot \mathbf{s}^{-1}
 \end{aligned}
 \tag{2.34}$$

2.5.2 モード分割多重伝送の重み制御

無線通信において電波を特定の方向に向けて送信、または特定の方向から受信する技術をビームフォーミングといい、この技術によりアンテナの指向性を制御できる。電波を特定の方向に送信することで、高品質な信号を確実に届け、そのエリア内の他の送受信機との干渉を避けることができる。これは複数のアンテナから出すそれぞれの電波の電力と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重なることで最適化された感度の電波を受信できるようになる [10]。このビームフォーミングをマルチモード光ファイバに応用したものをモードフォーミングとしている [6]。本研究では、シングルモード光ファイバのカットオフ波長以下の光を用いて、この技術をシングルモード光ファイバに適用する。

2×2 の送受信系の場合で送信信号を制御し、特定のポートに特定の信号を送る様子を図 2.14 に示す。2つの送信信号の振幅と位相を制御した後、重ね合わせて SMF に入射する。入射された信号は、それぞれの信号で干渉・結合され、それぞれ異なる損失と遅延で SMF 内を伝搬する。各受信ポートには、そのポート宛の信号のみ増幅されて届き、他の信号は弱めあって受信されない。

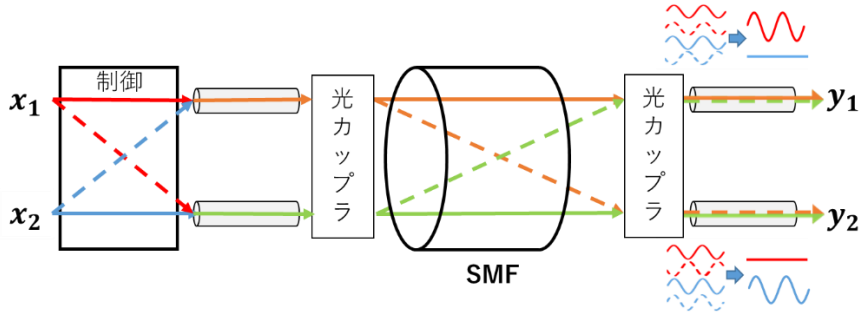


図 2.14 SMF を用いたモードフォーミング

図 2.15 に 2×2 伝送における信号の経路を示す。送信信号を x 、受信信号を y 、制御として与える重み行列を W 、伝送路のチャンネル行列を H_{SMF} とすると受信信号 Y は式(2.35)で与えられる。

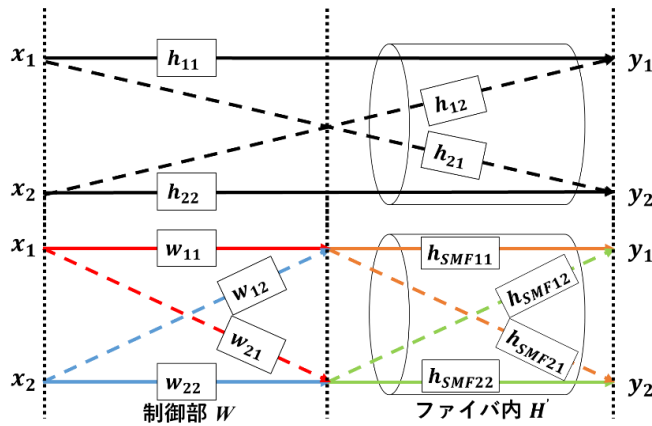


図 2.15 2×2 伝送における信号の経路

$$y = H_{SMF} \cdot Wx \quad (2.35)$$

信号を分離させるためには、重み行列 W を、式(2.36)より式(2.37)となるように制御しなければならない。

$$H = H_{SMF} \cdot W = E \quad (2.36)$$

$$W = H_{SMF}^{-1} \quad (2.37)$$

しかし重み行列 W を制御できる範囲は決まっているため実際には以下のような計算方法で制御する。まず、マルチモードファイバのチャンネル行列 H_{SMF} を式(2.38)より求める。ここで W_0 は制御値 W の初期値である。 W_0 は光変調器に依存する。モード分割多重を行う前に、送信信号を合波させずに受信し測定しておく。

$$H_{SMF} = H \cdot W_0^{-1} \quad (2.38)$$

$H_{SMF} \cdot W$ を成分で書き直すと式(2.39)のようになる。経路は図 2.16 のように表される。信号を分離させるためには h_{12} と h_{21} を小さく、 h_{11} と h_{22} を大きくしなければならない。 $H = E$ として、次のタイミングの重み行列は(2.40)で決定される [5] [6]。

h_{12} と h_{21} を大きくするよう重みを制御することで送受信ポートを入れ替えることも可能である。

$$\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{SMF11} & h_{SMF12} \\ h_{SMF21} & h_{SMF22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} h_{SMF11}w_{11} + h_{SMF12}w_{21} & h_{SMF11}w_{12} + h_{SMF12}w_{22} \\ h_{SMF21}w_{11} + h_{SMF22}w_{21} & h_{SMF21}w_{12} + h_{SMF22}w_{22} \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

$$W = H_{SMF}^{-1} \quad (2.40)$$

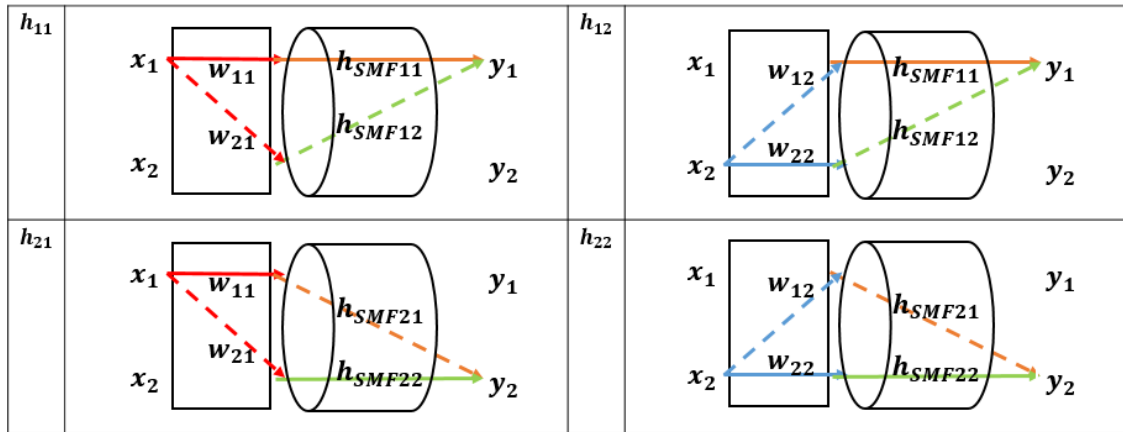


図 2.16 チャンnel行列 H の成分ごとの経路

2.5.3 直交周波数分割多重(OFDN)

OFDM は複数のサブキャリアを使用し、それぞれを異なるデータでデジタル変調して並列伝送を行う変調方式である。まず、基底帯域における OFDM 信号の表現とその生成について説明する。1 シンボル当りの基底帯域 OFDM 信号は式(2.41)によって表される。

$$S_B(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j2\pi n f_0 t} \quad (2.41)$$

N は搬送数、 f_0 は隣接するサブキャリア間隔、 D_n は n 番目のサブキャリア (周波数 $n f_0$) で伝送される複素データシンボルである。基底帯域 OFDM 信号がシンボル長 $T_e = \frac{1}{f_0}$ の間隔で伝送され、シンボル長はサブキャリア間隔によって決定される値になる。この値を用いることにより、各々のサブキャリアが直交して密に配置されるため効率の良い伝送が可能となる。図 2.17 に OFDM 信号の波形とスペクトルを示す。

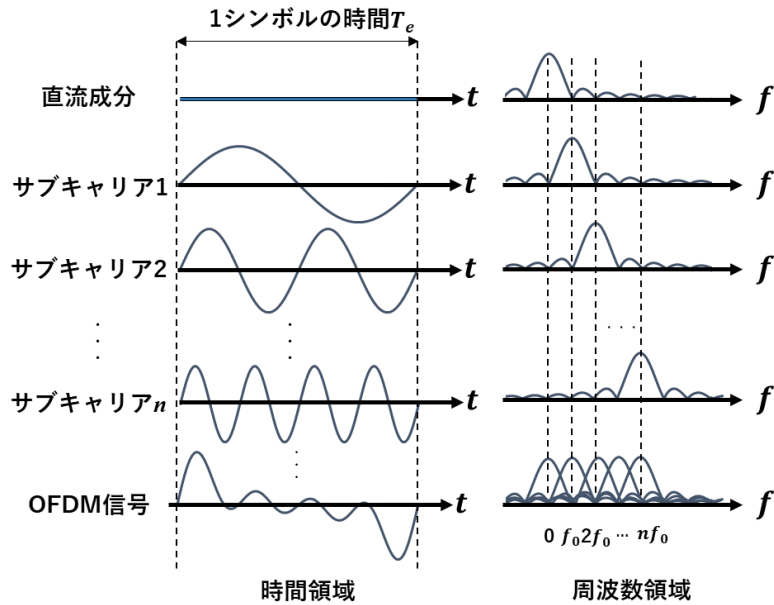


図 2.17 OFDM 信号の生成[10]

上から順に並んだ N 個の正弦波は、各々 n 番目のサブキャリアに対するデジタル変調信号である。 $n=0$ の場合を除き、各正弦波は周波数 f_0 を基準とし、その整数倍の周波数 nf_0 を持つ。周期は T_e/n となる。周波数 nf_0 の正弦波はシンボル長 T_e の区間に n 度 n 個含まれる。この関係が成立している時、各正弦波は直交しているという。全てのデジタル変調信号を足し合わせた信号が基底帯域 OFDM 信号である。

基底帯域 OFDM 信号の波形は図 2.17 の一番下に示すような波形となり、不規則に変化する信号になる。図 2.17 の場合では、サブキャリア数が少ないため正弦波の形が比較的残っている。サブキャリア数をさらに増やしていくと白色雑音に近い変化をする信号になる。

次に基底帯域 OFDM 信号 $S_B(t)$ の生成方法には DFT (Discrete Fourier Transform: 離散フーリエ変換) を用いる。

基底帯域 OFDM 信号を標本化周期 $\frac{1}{Nf_0}$ で標本化したときのサンプル $S_{B,k} = \frac{k}{Nf_0}$ は以下のように表される。ただし、標本化を行う区間は 1 シンボル区間 T_e であり、全体で N 個の標本が得られる。式(2.41)で $t = \frac{k}{Nf_0}$ として

$$S_{B,k} = S_B\left(\frac{k}{Nf_0}\right) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j\frac{2\pi n f_0 k}{Nf_0}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} D_n \left(e^{j\frac{2\pi}{N}}\right)^{nk}, (k = 0, 1, \dots, N-1) \quad (2.42)$$

式(2.42)の右辺は D_n ($n = 0, 1, \dots, N-1$) の逆離散フーリエ変換であり、標本値列 $S_{B,k}$ ($k = 0, \dots, N-1$) はシンボル列 D_n ($n = 0, \dots, N-1$) に対して逆離散フーリエ変換を適用するこ

とによって生成する。生成された標本値を標本化間隔によって連続化すれば基底帯域 OFDM 信号 $S_B(t)$ を得ることができる。基底帯域 OFDM 信号よりシンボルを抽出するには、1 シンボル分の OFDM 信号を標本化周期で標本化し、得られた N 個の標本値列に対して離散フーリエ変換を適用すればよい [11]。

図 2.18 に N チャンネルの送受信機と K 本のサブキャリアを持つ OFDM 方式をモード分割多重伝送に適用した概略図を示す。データ D は直並列変換(S/P)により N チャンネル送信機用の K サブキャリアに変換される。これらのデータは重み制御 W により重みづけされ、重みづけされた各サブキャリア信号は逆高速フーリエ変換(IFFT : Inverse Fast Fourier Transform)されて光変調器に印加される。変調された光 OFDM 信号は光カプラで結合され、SMF ファイバで伝送され、別の光カプラで再び分波され、光検波器で検波される。この検波された信号は高速フーリエ変換(FFT : Fast Fourier Transform)される。IFFT 入力から FFT 出力までの信号のチャンネル行列は H_{SMF} で表される。

送信側で分離処理を行うために、各 ONU で受信した信号からチャンネル行列を取得する。得られたチャンネル行列の要素を送信機の重み制御部にフィードバックする。これらのデータは上りデータに含まれる。重み制御部は各 ONU のチャンネル行列の要素データを収集し、総チャンネル行列 H を構築する。SMF のチャンネル行列 H_{SMF} は現在の重み行列の値を使用して $H_{SMF} = H \cdot W_{old}^{-1}$ で求められる。その後、 H_{SMF} の逆行列から新しい重み行列の値を求め、 $W_{new} = H_{SMF}^{-1}$ とする。新しい値を重みに設定することで、送信信号は異なるデータで各 ONU に配信される。重み行列の要素を変更することで、任意のサブキャリアの出力ポートを変更することができる。また、サブキャリア数を変更することで、帯域幅を制御することができる。

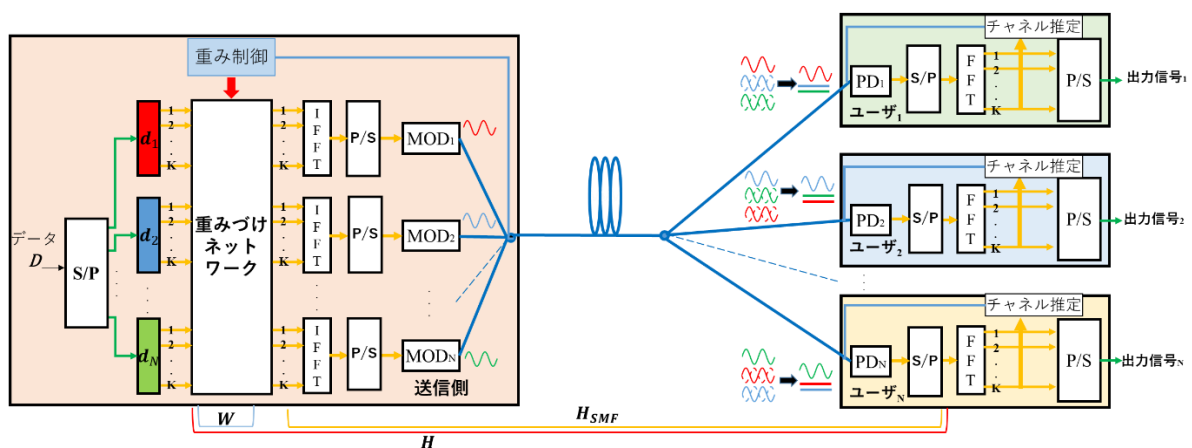


図 2.18 受信した OFDM 信号の分離処理

第3章 汎用 SMF モード分割多重 OFDM 方式の実験構成

本章では、汎用 SMF を用いたモード分割多重方式に OFDM 方式を適用した伝送実験の実験構成について述べる。

3.1 実験系

2×2 送受信、OFDM 信号のサブキャリアを 12 本使用した汎用 SMF モード分割多重 OFDM 方式の実験系を図 3.1 に示す。送信データとして 15 段の M 系列(1,-1 の値をとる擬似ランダムデータ)を使用する。このデータを 2 列に直並列変換し QPSK 信号を作成し、それを 2 分割して d_1 、 d_2 とし、12 分割して各サブキャリアに割り当てる。各サブキャリアの信号に重み行列 W をかける。実験開始時は伝送路である汎用 SMF のチャンネル行列 H_{SMF} が未知数であるので W を単位行列とする。重みづけされた信号を逆高速フーリエ変換(IFFT)により周波数領域から時間領域へ変換する。DAC(AD9174)からサンプルレート約 1.2288GSa/s、OFDM 信号のシンボルレート 76.8MHz で出力する。1 シンボル 16 サンプルである。図 3.2 のようにサブキャリアの周波数は 153.6~537.6MHz と 691.2~1075.2MHz になる。伝送量は 3.6864Gbps である。一番低域と一番高域の周波数を使用すると DAC の出力信号が大きく劣化するためこのようにする。中心の周波数にサブキャリアを置くと DAC から正しく信号が出力されないため使用しない。

DAC から出力した信号を VCSEL に送り直接変調をして、光 OFDM 信号を光ファイバに送る。光カップラで合波し、汎用 SMF で 1km 伝送した後、再び光カップラを使って分岐させた。その後 PD で光を受信し、電気信号に変えてオシロスコープにより 10GSa/s で AD 変換した。オシロスコープと DAC のデータレートが異なるためリサンプルして DAC のデータレートに合わせる。受信信号をヒルベルト変換し、サブキャリア 1(153.6MHz)の信号をベースバンドに落として、サブキャリア 1 の受信信号とトレーニングパターンの相互相関から同期を取る。シンボルごとに直並列変換(S/P)し高速フーリエ変換(FFT)して復調する。受信信号 y とトレーニングパターン s から MIMO 処理により各サブキャリアのチャンネル行列 H を求め、受信信号に y に掛け合わせ信号を分離した。

実験で求めた各サブキャリアのチャンネル行列 H を送信側へフィードバックする。前のタイミングの重み行列 W_{old} から伝送路の特性 H_{SMF} を計算し、次のタイミングの重み行列 W_{new} を決定する。

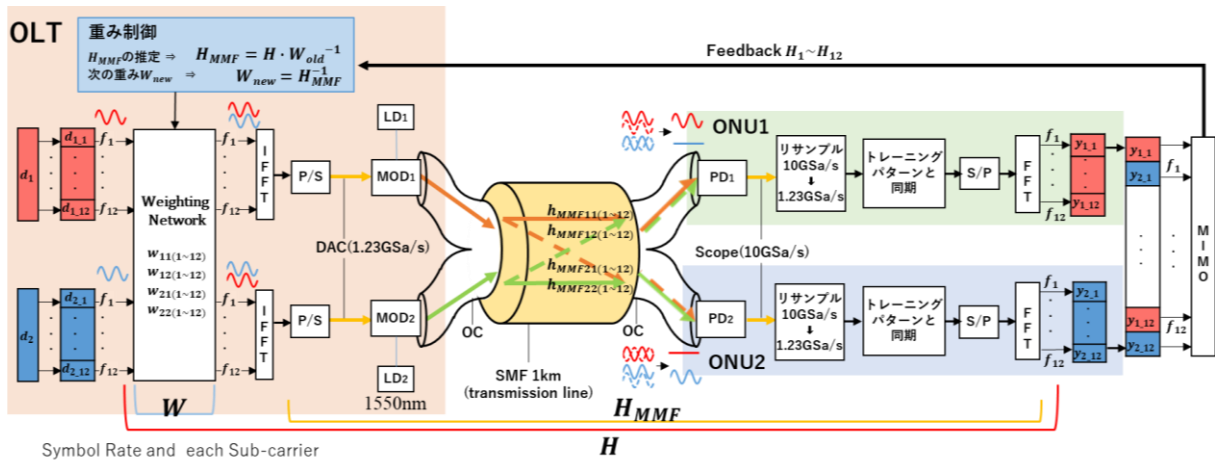


図 3.1 送受信 2×2 汎用 SMF モード分割多重 OFDM 方式の実験系

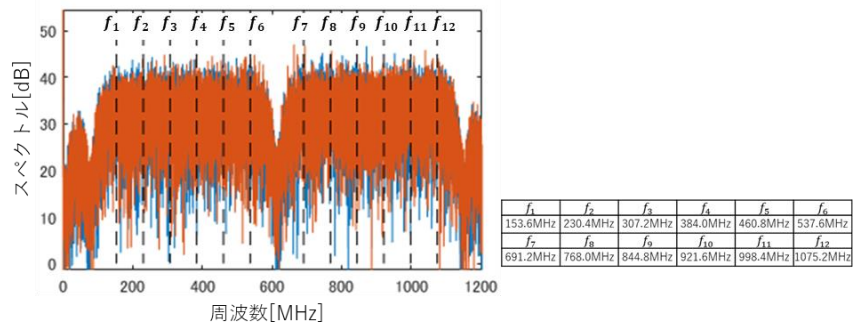


図 3.2 送信信号のスペクトル

3.2 光信号の送受信機の構成と特性

VCSEL を使用した光送信機と PD を使用した光受信機について以下に述べる。

3.2.1 送信機の構成

本研究では光源として波長 850nm 付近の垂直共振器型面発光レーザ(Vertical Cavity Surface Emitting Laser : VCSEL)を使用する。微細なレーザ光を基板の垂直方向に射出する。しきい値電流が小さいためシステムの消費電力が小さい、低電流でも高速変調が可能、温度変化に対する特性変化の幅が少なく温度制御装置が簡易化できる、大量生産に向けており比較的安価に製造が可能、など利点が多い。ギガビットイーサネットや光 LAN、レーザーマウスの光源として応用が広がっている [12]。

光変調には THORLABS 社の型番 L850VH1 の VCSEL を使用して直接変調を行った。図 3.3 に変調回路を示す。VCSEL に流せる最大電流は 3mA であるため、バイアス側から過電流が流れないように 500Ω の抵抗を挟んでいる。入力信号側には反射による波形ひずみを防ぐために 46Ω の抵抗を挟んでいる。

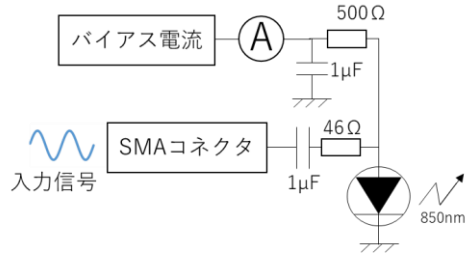


図 3.3 VCSEL の変調回路

使用した VCSEL の電流光特性を図 3.4 に示す。パワーメータを用いて測定した。直接変調する際のバイアス電流は 1.85mA とした。電流と光電力は、0.5mA 以上では線形の関係にあるので電気信号の波形がそのまま光の出力波形となる。

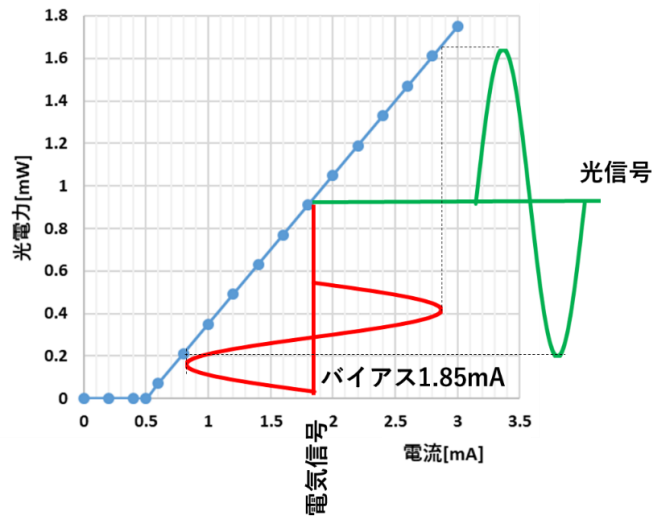


図 3.4 電流と光電力

レーザ光をファイバに結合するため図 3.5 のように球レンズを使用した。その際の結合損失は-5.21dB であった。本研究では送信側に 2 つの VCSEL を使用する。バイアス電流 1.85mA を流した時の光ファイバ結合後のスペクトルを図 3.6 に示す。VCSEL1 の波長は 852.23nm、VCSEL2 の波長は 854.83nm であった。

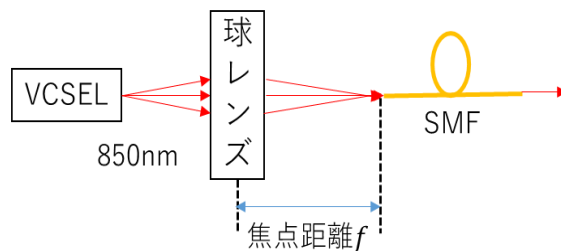


図 3.5 球レンズによる光ファイバ結合

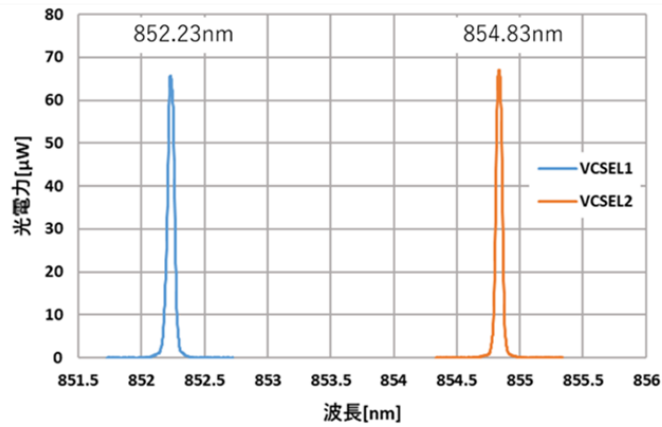


図 3.6 VCSEL のスペクトル

3.2.2 受信機の構成

受信機の PD には(株)京都セミコンダクターの型番 KPGX2GK-T を使用する。表 3.1 に電氣的・光学的特性を示す。検出波長 650~880nm、最小受信感度検-25dBm であるため VCSEL からファイバを経由して届く光に対して、波長、光パワーに余裕がある。

表 3.1 電氣的・光学的特性

動作電圧	3.3V	供給電流	42mA
検波波長	650nm~880nm	最小受信感度	-25dBm
ビットレート	2.5GHz	帯域幅	1.8GHz
差動出力電圧	160~240mV	光電変換効率	6.25kV/W

図 3.7 に受光素子(Photo Diode : PD)を用いた光検波器の回路図を示す。PD の動作電圧は 3.3V である。電源からの過電圧の印加を避けるためレギュレータを入れている。PD には+と-の出力端子があるが、+端子から出力信号を得る。差動出力電圧が 160~240mV であり、PD の出力信号が小さいため増幅器(AMP)で増幅させる。

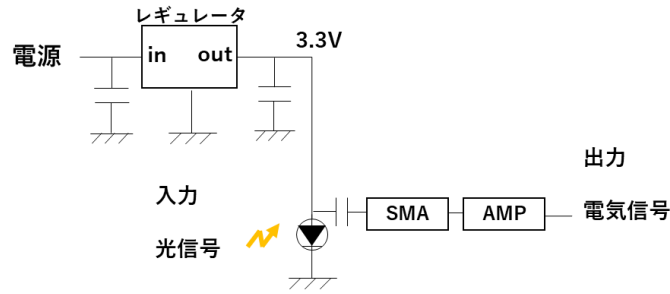


図 3.7 光検波器の回路構成

ネットワークアナライザで測定した AMP の周波数特性を図 3.8 に示す。20MHz 以下は急激に利得が低くなっている。PD の出力信号の増幅だけでなく低域の雑音を遮断する効果が得られる。

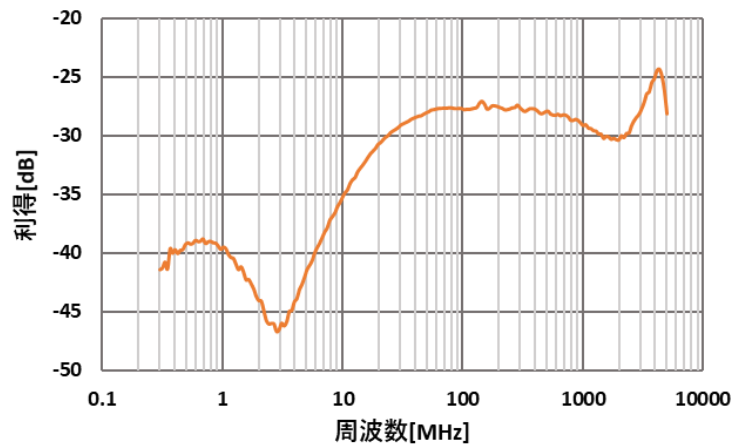


図 3.8 AMP の周波数特性

3.2.3 送信機と受信機の周波数特性

光変調器と光受信機をつないだ時の周波数特性をネットワークアナライザで測定した。図 3.9 にその特性を示す。

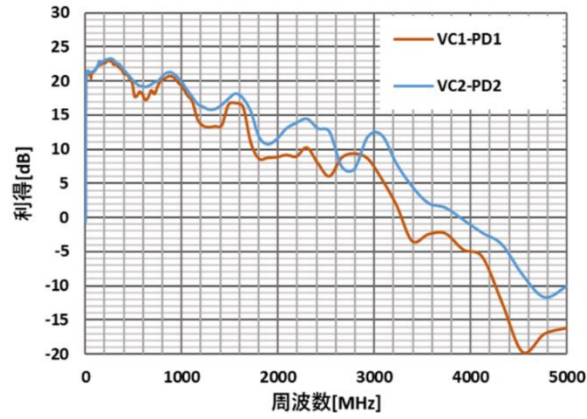


図 3.9 光変調器と光検波器の周波数特性

約 700MHz 間隔でリップルが生じている。電気の伝搬速度($c/n = 2 \times 10^8$)とリップルの周期から式より 14.3 cm の反射が起きている。この長さは受信機につけているセミリジットケーブルの長さとはほぼ同じであるので、それが原因だと考えられる。実験に使用する 1000MHz までの帯域での大きな減衰はなかった。

$$\lambda = \frac{c}{n} \cdot T = \frac{c}{n} \frac{1}{f} \tag{3.1}$$

$$= 2 \times 10^8 \times \frac{1}{700 \times 10^6} \doteq 0.143[m]$$

第4章 汎用 SMF モード分割多重 OFDM 方式の実験結果

本章では波長約 850nm を使用したとき SMF に導波されるモードの確認と前章の実験構成で行った実験の結果を述べる。

4.1 SMF の導波モード

SMF に 852.23nm の光を入力し、ファイバから出てきた光をカメラで撮影した。SMF に生じるモードのシミュレーション画像とカメラで撮影した画像を図 4.1 に示す。SMF に入射する光を短波長にすることで、ファイバ内に基本モード(LP01)を確認できた。VCSEL の光を SMF に入射するとき、直線ではなく角度をずらして入射することで高次モード(LP11)が導波されていることを確認できた。

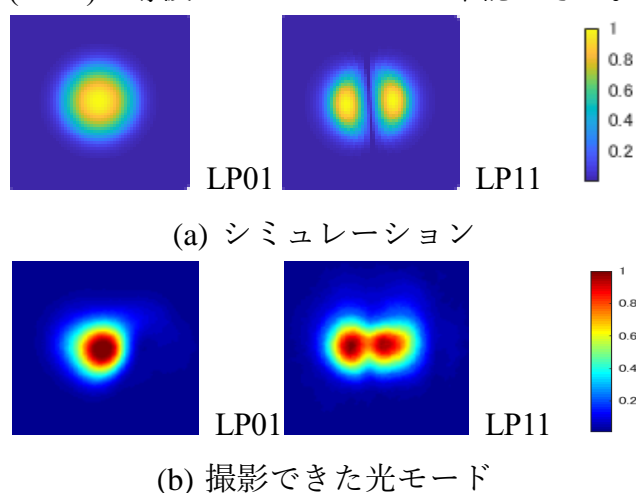


図 4.1 撮影できた光のモードとシミュレーション

先行研究では MMF を用いたモード分割多重方式による大容量化の提案をしていた [3]が、実装する際には MMF を新たに施設しなければならないという課題があった。短波長の光を用いれば、光ファイバ通信のために設置されている SMF をそのまま使用して、大容量化のためのモード分割多重を適用することができる。

4.2 ポストコーディング MIMO

PC 上で重み行列をかけずに OFDM 信号を作成して伝送実験を行った。各サブキャリアには QPSK 信号を使用した。図 2.4 に各サブキャリアの伝搬特性であるチャネル行列の各成分の大きさを示す。送信信号、受信信号、チャネル行列には示した関係がある。グラフの赤は 2つの受信信号に含まれる送信信号 x_1 の成分、青は x_2 の成分の成分を表しており、○は 2つの受信ポートに届いている不要な送信信号

の成分である。このグラフから受信側に送信信号が混ざって届いていることが確認できる。

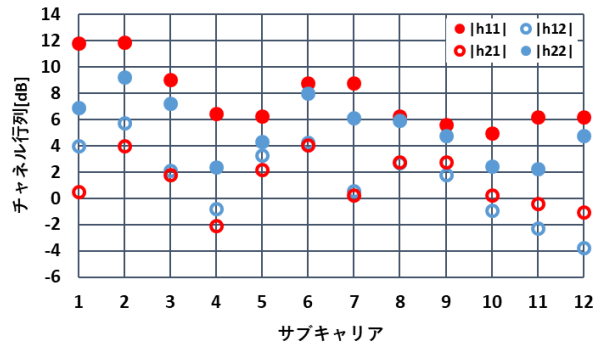


図 4.2 各サブキャリアのチャンネル行列

図 4.3 に受信側で MIMO 処理を行い復調した信号のコンスタレーションを示す。すべてのサブキャリアでビットエラーレート(BER)は 0 となった。各サブキャリアのチャンネルを推定して MIMO 処理を行うことにより信号を分離できることが確認できた。

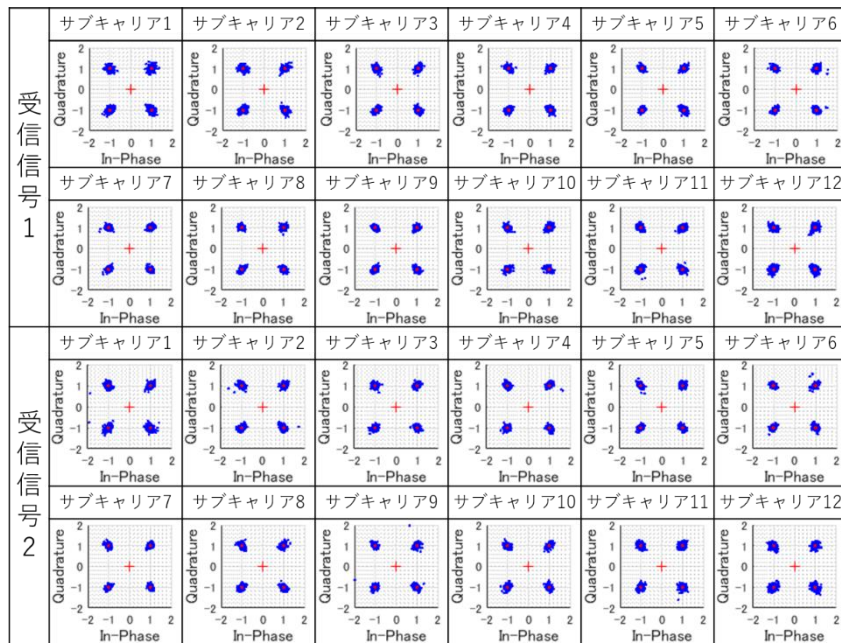


図 4.3 MIMO 処理後の各サブキャリアのコンスタレーション

4.3 プリコーディング MIMO

前節で推定したチャンネル行列をフィードバックし、送信側での重みを決定して送信信号に重み制御をかけて OFDM 信号作成して伝送実験を行った。図 4.4 にフィー

ドバック後の各サブキャリアのチャンネル行列 \mathbf{H} と、全サブキャリアのチャンネル行列の平均値の時間変化を示す。図 4.5 に各サブキャリアのコンスタレーションを示す。図 4.4(a)からフィードバック後の各サブキャリアのチャンネル行列の非対角成分が対角成分より 20dB ほど小さくなっていることが確認できた。図 4.4(b)から、1 度チャンネル行列 \mathbf{H} をフィードバックして重み \mathbf{W} を制御するとそれ以降信号は安定して分離できていることが確認できる。図 4.5 のコンスタレーションを見ても信号が分離できていることは明らかである。図 4.6 に各サブキャリアのエラー振幅ベクトル (EVM) を示す。受信信号 y_1, y_2 ともに -18 から -20dB 程度であった。

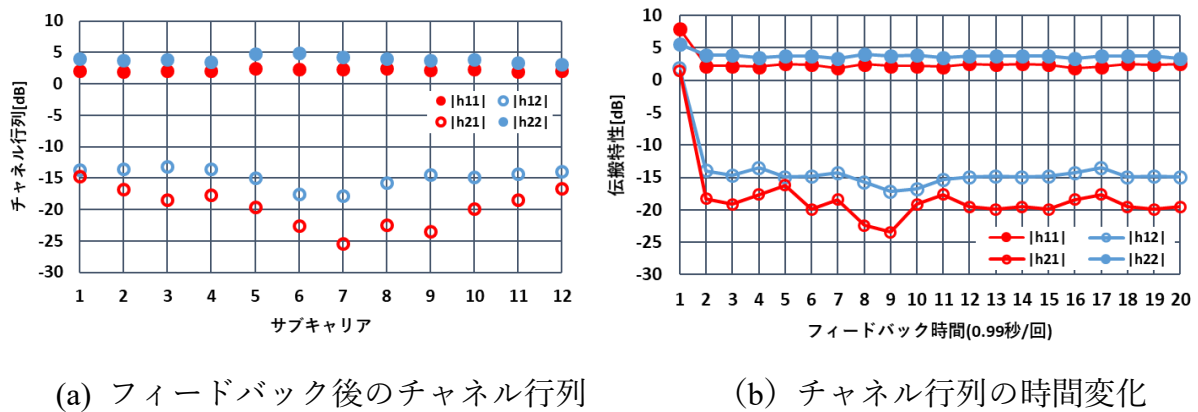


図 4.4 チャンネル行列

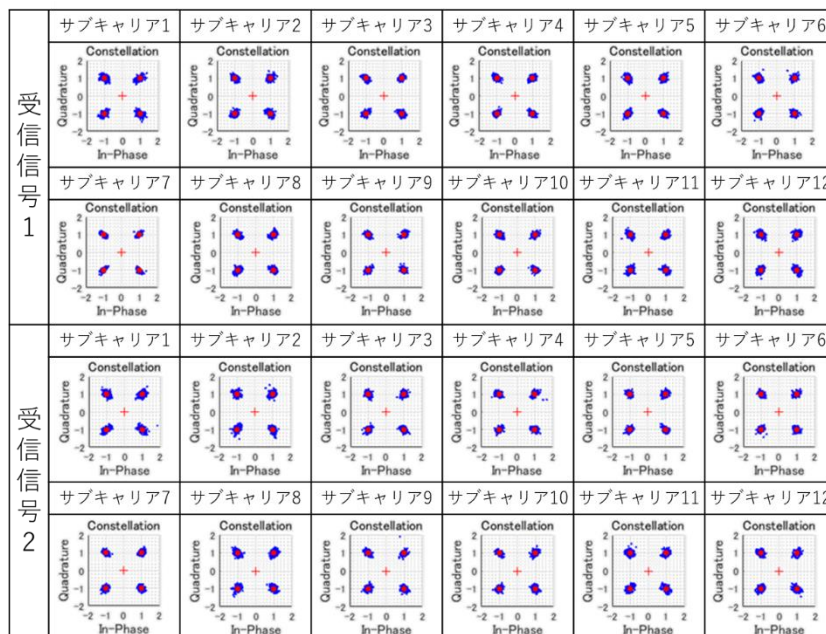


図 4.5 各サブキャリアのコンスタレーション

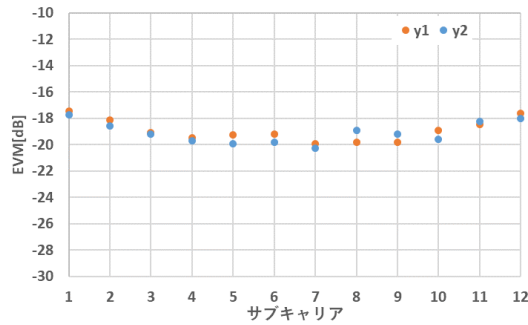


図 4.6 プリコーディング MIMO 後の各サブキャリアの EVM

OFDM 信号をモード分割多重方式で伝送し、チャンネル行列 H をフィードバックし送信信号の重みを制御することで受信ポートへ届く信号をあらかじめ分離させることが確認できた。プリコーディング MIMO を用いて受信ポートの選択をサブキャリアごとに行う「ユーザ選択」と、使用するサブキャリアを受信ポートごとに変えて容量を変える「ユーザ容量制御」を行った。

4.3.1 ユーザ選択

プリコーディング MIMO を使用して図 4.7 のように ONU1 にはデータ d_1 のサブキャリア $f_1 \sim f_6$ と d_2 の $f_7 \sim f_{12}$ のデータを送り、ONU2 にはその逆のデータを送るというような、サブキャリアごとに受信ユーザを選択する実験を行った。サブキャリア $f_7 \sim f_{12}$ では全体のチャンネル行列 H の成分である h_{12} と h_{21} を大きくする必要がある。そのため式(2.40)で決定された重み行列の成分を、 $w_{11} \leftrightarrow w_{12}$ 、 $w_{21} \leftrightarrow w_{22}$ のように入れ替えた。送信信号の d_1 には QPSK 変調を、 d_2 には BPSK 変調をかけて送信した。その結果、図 4.8 に示すように受信信号 y_1 のサブキャリア $f_1 \sim f_6$ は QPSK 変調のかかった信号 d_1 を、 $f_7 \sim f_{12}$ からは BPSK 変調のかかった信号 d_2 を得ることができた。 y_2 についても同様である。図 4.9 のサブキャリアごとのチャンネル行列 H はサブキャリア $f_7 \sim f_{12}$ では対角成分と非対角成分が入れ替わっており、受信ポートを変更できていることが確認できる。各サブキャリアの EVM を図 4.10 に示す。QPSK 信号を受信しているサブキャリアは BPSK 信号を受信しているサブキャリアよりも EVM が大きくなり、信号が劣化していた。今後 8QAM、16QAM を適用するにはコンスタレーションを小さくするための補償が必要であると考えられる。

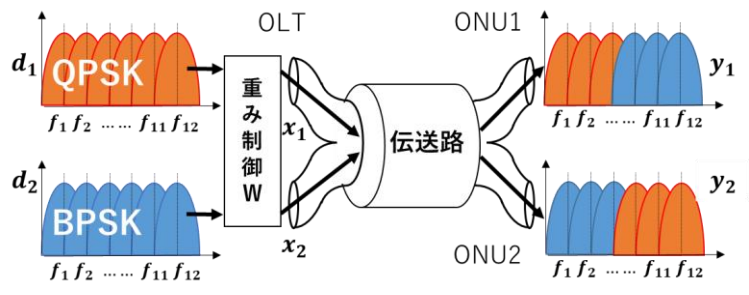


図 4.7 サブキャリアごとのユーザ制御

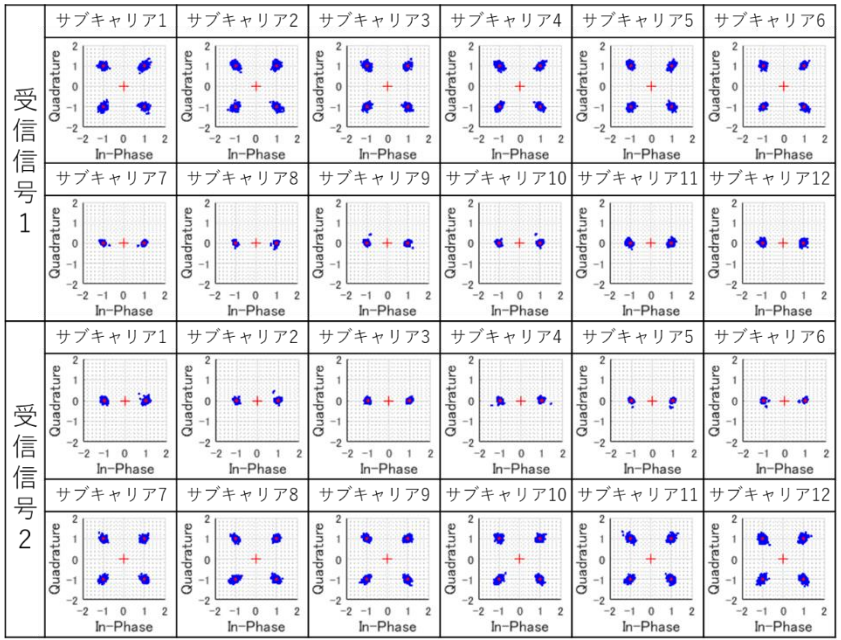


図 4.8 各サブキャリアのユーザ選択後のコンスタレーション

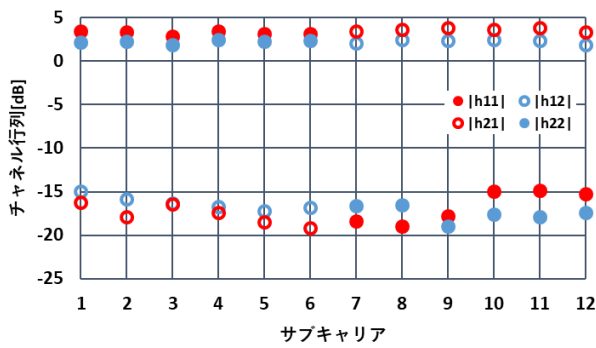


図 4.9 各サブキャリアのチャンネル行列

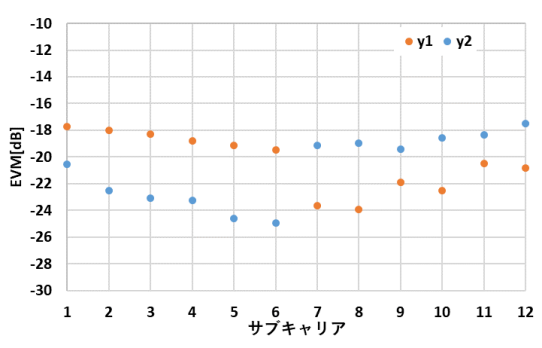


図 4.10 各サブキャリアの EVM

4.3.2 ユーザ容量制御

受信ポートごとにダウンロードするデータ量が異なる場合は、図 4.11 のようにデータ d_1 はサブキャリア $f_1 \sim f_{12}$ を使用し、 d_2 は $f_1 \sim f_6$ を使用して、サブキャリアの数を

変更することで対応が可能であるか検証する実験を行った。その結果、図 4.12 に示すように受信信号 y_1 の全てのサブキャリアから QPSK 信号を確認でき、 y_2 のサブキャリア $f_1 \sim f_6$ からは BPSK 信号を確認できた。図 4.13 のサブキャリア $f_7 \sim f_{12}$ のチャネル行列成分 h_{21} が低いことから、 d_2 がサブキャリア $f_7 \sim f_{12}$ を使用していない状態でも受信信号 y_2 には届いていないことが確認できる。各サブキャリアの EVM を図 4.14 を示す。サブキャリア $f_7 \sim f_{12}$ では d_1 のみを伝送しているため y_2 の EVM がサブキャリア $f_1 \sim f_6$ より 1dB 程度小さくなっている。

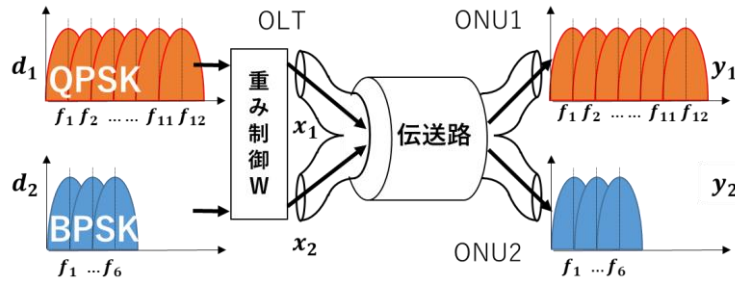


図 4.11 サブキャリアごとの容量制御

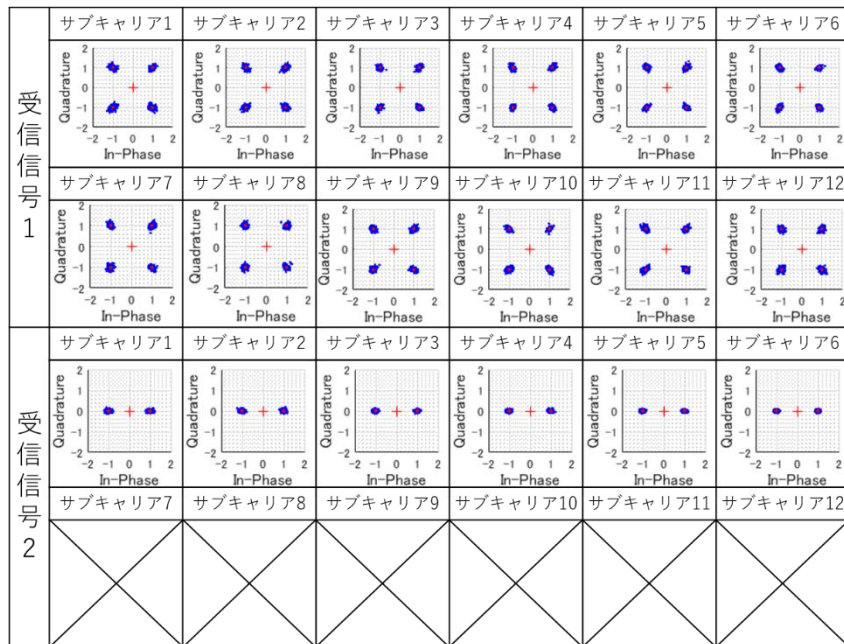


図 4.12 各サブキャリアのユーザ容量制御後のコンスタレーション

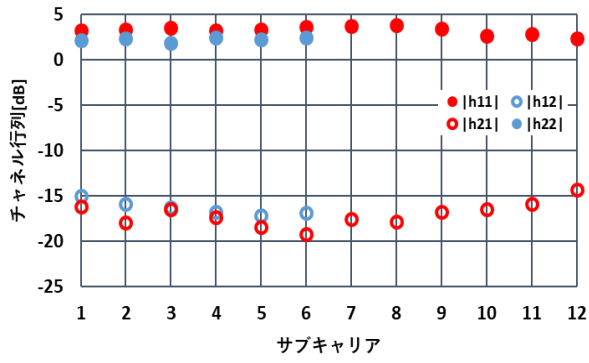


図 4.13 各サブキャリアのチャンネル行列

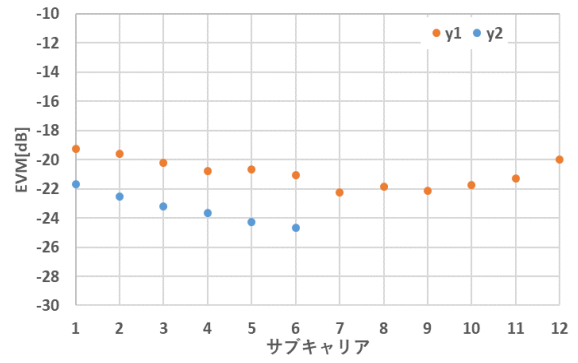


図 4.14 各サブキャリアの EVM

第5章 結論

汎用 SMF のカットオフ波長以下の光を使用すると多モードが導波されることを確認した。波長 852.23nm の VCSEL の光を汎用 SMF に入射したときの出射光をカメラで撮影した結果、LP₀₁とLP₁₁のモードが導波されていた。従って汎用 SMF を用いたモード分割多重伝送が実現可能である。

低コスト、光速変調が特徴の VCSEL を光源とし、852.23nm と 854.83nm の波長を使用して、汎用 SMF を用いたモード分割多重 OFDM 方式の伝送実験を行った。サブキャリア 12 本を使用した。サブキャリアごとにチャネル行列を推定し逆行列を受信信号に掛けるポストコーディング MIMO により、不要な信号を除去し受信信号を分離することができた。3.6864Gbps で伝送することができた。

推定したチャネル行列を送信側にフィードバックし、サブキャリアごとの送信側の重み行列と系全体のチャネル行列から SMF のチャネル行列を算出して、次のタイミングの重み行列として SMF の逆行列をかけるプリコーディング MIMO により受信信号を分離することができた。

系全体のチャネル行列の非対角成分を高くするようにプリコーディング MIMO の重み行列を制御すると送信信号は対角の受信ポートに伝送される。重み制御によりサブキャリアごとの受信ポートの変更が可能かを確かめた。高帯域のサブキャリア 6 本を対角の受信ポートに伝送するように、低帯域のサブキャリア 6 本は直進の受信ポートに伝送されるよう各サブキャリアの重み制御を行った。受信信号の高帯域のサブキャリアからは対角の送信信号が、低帯域のサブキャリアからは直進の送信信号が得られた。使用するサブキャリア数を 12 本と 6 本に送信信号ごとに変更することで受信ポートに送られる伝送量を変更することができた。

以上のことから、既存の光アクセス系において光源の波長を 850nm にすることで、汎用 SMF を用いたモード分割多重伝送 OFDM 方式の適用と柔軟なユーザ容量制御を実現することができる。

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,” https://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01kiban04_02000182.html. 2022.3.1 アクセス
- [2] 総務省, “地方公共団体におけるテレワークの取組状況調査結果の概要,” https://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01gyosei11_02000171.html. 2022.3.1 アクセス.
- [3] 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.
- [4] 森住裕紀, “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 修士課程 修士論文
- [5] B. Poudel, “Optical Multi-User MIMO for Multi-Mode Fiber Passive Optical Networks using Sub-Carrier Multiplexing,” 2019.9.
- [6] 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,” 高知工科大学 2019 年度 大学院修士課程 修士論文.
- [7] 北山研一, 光通信工学, OHM 社, 2012.
- [8] 三富修, 電気主任技術者のための光ファイバ通信技術テキスト, 日本理工出版会.
- [9] 岡本勝就, 光導波路の基礎, コロナ社, 2001.
- [10] 西森健太郎, マルチユーザ MIMO の基礎, コロナ社, 2014.
- [11] 伊丹 誠, “OFDM の基礎と応用技術,” https://www.jstage.jst.go.jp/article/essfr/1/2/1_2_2_35/_pdf. 2022.3.1 アクセス.
- [12] 宮本 智之 東京工業大学 精密工学研究所 マイクロシステム研究センター, “VCSEL 技術の現状と課題,” https://www.jstage.jst.go.jp/article/ljsj/37/9/37_649/_pdf. 2022.3.1 アクセス.
- [13] 末松安晴・伊賀健一, 光ファイバ通信入門, OHM 社, 2006.
- [14] 左貝 潤一, 光通信工学 P111-114, 共立出版株式会社, 2000.

学会発表

筆頭学会発表

- [1] 秋山美穂 小野一成 小林弘和 岩下克 “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” 令和元年度電気関係学会四国支部連合大会, 12-10, 令和元年9月21日
- [2] 秋山美穂 小野一成 小林弘和 岩下克 “OFDM 信号のモードフォーミングネットワークへの適用” 令和二年度電気関係学会四国支部連合大会, 12-15, 令和二年9月26日
- [3] Miho Akiyama, Hirokazu Kobayashi, Katsushi Iwashita, " Flexible Bandwidth Allocation using OFDM in Mode Forming Optical Access Network," 2021 Optical Fiber Communication Conference and Exhibition (OFC), San Francisco, America, paper Th1A.2, June 06-10, 2021

共著学会発表

- [1] 西森文哉 秋山美穂 濱田魁人 小林弘和 岩下克 “シングルモード光ファイバを用いた短波長モード分割多重ネットワーク” 令和三年度電気関係学会四国支部連合大会, 12-29, 令和三年9月25日
- [2] 濱田魁人 秋山美穂 小林弘和 岩下克 “シングルモード光ファイバネットワークのモード特性の検討” 令和三年度電気関係学会四国支部連合大会, 12-27, 令和三年9月25日

謝辞

本研究を行うにあたり、ご指導、ご鞭撻を賜りました、高知工科大学システム工学群 岩下克 教授、小林弘和 准教授に心から敬意を表し、厚く御礼申し上げます。

ご多忙にもかかわらず副査を引き受けてくださった高知工科大学システム工学群 田上 周路 准教授 に深くお礼を申し上げます。

最後に大学生生活を通じて私を支えてくだ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。

ともに苦しみを分かち合い私を支えてくださった同研究室の 槇村 準一 氏、森 匠平 氏 に感謝いたします。

3月1日(火) 秋山 美穂