

修士論文

適応変調によるマルチユーザーMIMO 光空間多重システムの大容量化
High Capacity Multi-User MIMO Optical Spatial Multiplexing System
Using Adaptive Modulation Schemes

報告者

学籍番号: 1245061

氏名: 榎村 隼一

指導教員

岩下 克 教授

令和4年2月18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.....	1
1.2 研究内容・目的, 論文構成.....	2
第 2 章 光空間分割多重	3
2.1 活用領域.....	3
2.2 光空間分割多重方式.....	3
2.3 MIMO.....	5
2.4 MU-MIMO.....	5
2.5 ZF 法による MU-MIMO.....	6
2.6 BD 法による MU-MIMO.....	7
2.7 シミュレーション.....	9
2.7.1 OOK 変調での ZF 法, BD 法シミュレーション.....	9
2.7.2 変調方式.....	10
2.8 レイズドコサインフィルタ.....	12
第 3 章 実験構成	14
3.1 多値化.....	14
3.1.1 PAM 変調.....	14
3.1.2 サブキャリア変調.....	14
3.2 適応変調.....	15
3.3 低周波成分補償.....	15
3.4 チャネル行列測定.....	17
3.5 M 系列信号.....	18
3.6 実験系.....	18
3.7 実験装置及び測定器.....	19
3.7.1 送信器.....	19
3.7.2 受信器.....	20
3.8 基板作成.....	20
第 4 章 実験・結果	22
4.1 実験.....	22
4.1.1 OOK 変調で ZF 法と BD 法を用いた MU-MIMO.....	22
4.1.2 PAM4 変調による MU-MIMO.....	23
4.2 サブキャリア変調.....	24
4.2.1 BPSK 変調.....	24
4.2.2 QPSK 変調.....	25

4.1.3 16QAM 変調	26
4.2 適応変調	27
第5章 まとめ	29
参考文献	30
謝辞	31

第1章 序論

1.1 研究背景

情報化社会の発展によってスマートフォンのように常時インターネットに接続して通信を行う携帯端末が増えつつある。また IoT (Internet of Things) という日常の身の回りの機器をインターネットに接続し活用する手法が広まるなど、大容量な無線通信への需要が高まっている。しかし現在使用されている電波は有限であり、将来的に枯渇することが危惧されており、更なる高速化・大容量化には問題がある。

そこで電波法で規制されていない 3THz より高い周波数の電磁波である可視光や赤外線を使用することで帯域の制限を受けることなく大容量通信を行う研究が行われている[1][2]。

しかし光空間通信には送信器に使用する LED (Light Emitting Diode) や受信器に使用する PD (Photo Diode) に十分な帯域がなく高速に変調することが出来ない問題点が存在する。このため、変調速度を抑えたまま大容量光通信を行う方法として、

MIMO (multiple-input and multiple-output) 技術がある。MIMO は図 1-1 のように複数の送信器と受信器を用いて信号の干渉により通信路を増やすことで、通信容量を拡大する手法である。ここで従来の MIMO では受信側で MIMO のための処理を行うことで通信する。しかしこの手法では複数の受信器が通信したい場合、送信中は受信器 1 台が送信器を占有してしまい、他の受信機に待ち時間が発生しまう。この問題解消のためにあらかじめ送信側で端末で受信したときに信号が分離するよう送信前に信号処理を行い、それぞれの受信器に対して正しい信号が送られるように制御を行う事で複数の受信器に同時に信号を送ることができる MU-MIMO (Multi User - multiple-input and multiple-output) が提案されている。[3]

しかし、上記の手法では Wi-Fi 等の無線通信の速度に及ばない問題があり、光空間多重システムの大容量化を行うために、以前の光空間通信での MIMO で使用されていた ZF (Zero Forcing) 法に代わり、高い SNR (Signal Noise Rate) が期待できる BD (Block Diagonalization) 法や、1 シンボルで表すデータ量を増やす多値化、キャリア周波数に信号を乗せる事で高い SNR が期待できるサブキャリア変調などを使用する事で大容量化が期待できる。

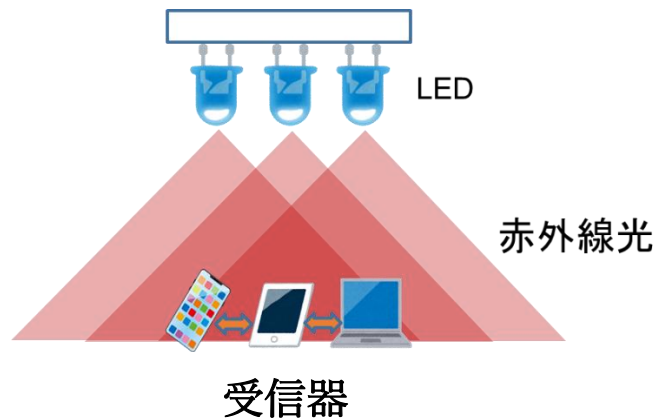


図 1-1. 空間分割多重を用いた光通信

1.2 研究内容・目的, 論文構成

本研究では, 複数の送信器を用いて光出力を制御し, 受信器の場所にそれぞれ光信号が届くようにすることで, 光空間無線分割を実現し通信の大容量化を実現することを目的とする. また, 信号を多値化することで伝送容量の大容量化を行い, 適応変調により通信距離との両立を図る.

送信 LED(light emitting diode)・受信 PD(Photo diode)を使用し 4(送信)×4(受信)MIMO を構成してプリコーディングを用いた MIMO を作成し, 信号の干渉や通信速度を確認する.

その後, MIMO の実現方法を新たに検討し, 検証する.

本論文の第 2 章では, 原理について述べる. 第 3 章では, 実験構成と器具について述べる. 第 4 章では, 実験手順と実験結果について述べる. 第 5 章では, 本研究のまとめを述べる.

第 2 章 光空間分割多重

本章では、本研究の提案方式の原理である光空間分割多重について述べる。

2.1 活用領域

本研究では会議室、リビング等の小規模な空間内にスマートフォン、タブレットなどの携帯端末が存在し、天井に複数設置された照明兼送信器から信号を送り、LAN (Local Area Network) に接続して通信を行う状況を想定する。また、送受信器間の距離は天井から卓上間の 2m 程度とする。このとき Wi-Fi 等の電波を用いた通信ではなく光空間通信を用いる。光空間通信を利用するメリットとして、電波法による制限がないため、広い帯域を自由に使用することが出来る点がある。また、室外に光が漏れないようにする事で情報漏洩を防ぐ事にもつながり、セキュリティ面でもメリットがある。一方、デメリットとして、送受信器には十分な帯域がないため、多重通信を使用しないと利用効率が低い点がある。本研究では空間多重を用いて効率を向上させる。

2.2 光空間分割多重方式

光空間通信を行う際に空間全体に同じ情報を送ってしまうと利用効率が悪く通信容量が少なくなる。このため、空間分割多重を使用して空間全体の通信容量を向上させる。

光を用いた空間分割多重通信には図 2-1 のように 2 つの方法が考えられる。

(a) は送信器に角度をつけることによって他の送信器と光が混じらないように調整し干渉を防ぐようにして信号を送る方法である。この方法では送信器での複雑な処理は必要なく信号を送ることが可能であるが、受信器では各送信器からの光が十分に分離したものである必要があり、受信器間の距離をある程度離す必要がある。

(b) は後述する MIMO と呼ばれる手法で、送信器と受信器の間の伝搬特性を測定することで、伝搬特性を打ち消す信号を作成して利用する方法である。受信後に受信器で打ち消す信号を生成する方式と、送信前に送信器で打ち消す信号を生成する方式がある。伝搬特性を測定し、打ち消す信号を生成するための処理が増えるデメリットがあるが、受信器間の距離を(a)の方法より短く出来ると考え、本研究では(b)の方法を使用した。また、後述する MU-MIMO を使用するために、送信前に送信器で打ち消す信号生成する方式を使用した。

MU-MIMO の送信から受信までの流れを図 2-2 に示す。この方式は後述する MU-MIMO を実現する方式のうち、ZF (Zero Forcing) 法と呼ばれるものである。なお、チャネル数は例として 2×2 である。あらかじめ送信器と受信器の間の伝搬特性を測定する。測定したデータをもとに送信信号に伝搬特性を打ち消すような信号を重み制御として付加する。この信号を送信し、受信器で受け取った際には 2 つの LED からの光強度が

干渉し、受信器1と2では異なる信号を受け取ることが可能になると考えられる。この際に LED からの光は発光面から広がりを持って照射され、また光を波として見たときの振幅と位相は不規則に変化するインコヒーレントである。このことから、複数の LED の光が重なる場合に照射面では干渉縞などは起こらず、強め合うのみとなる。このため、信号の最低強度が上がり、振幅が小さくなることが考えられる。

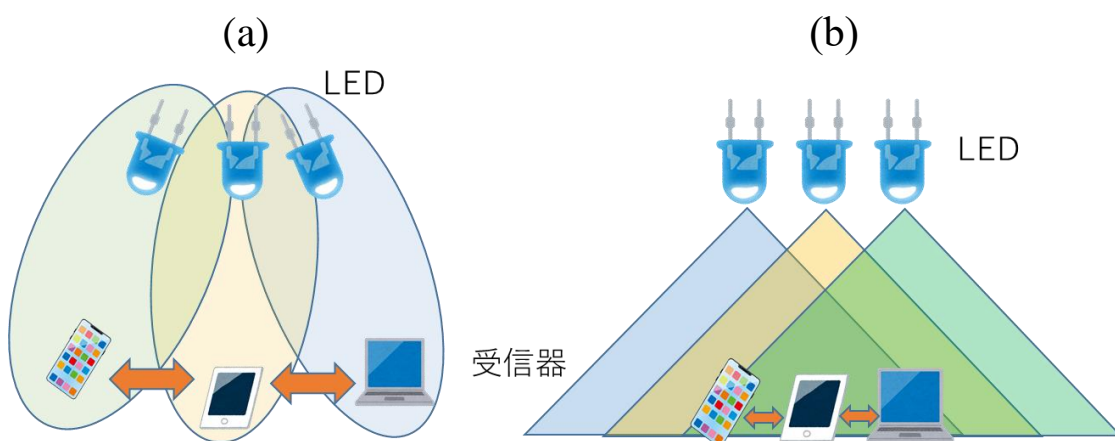


図 2-1 光空間分割多重を実現する方式

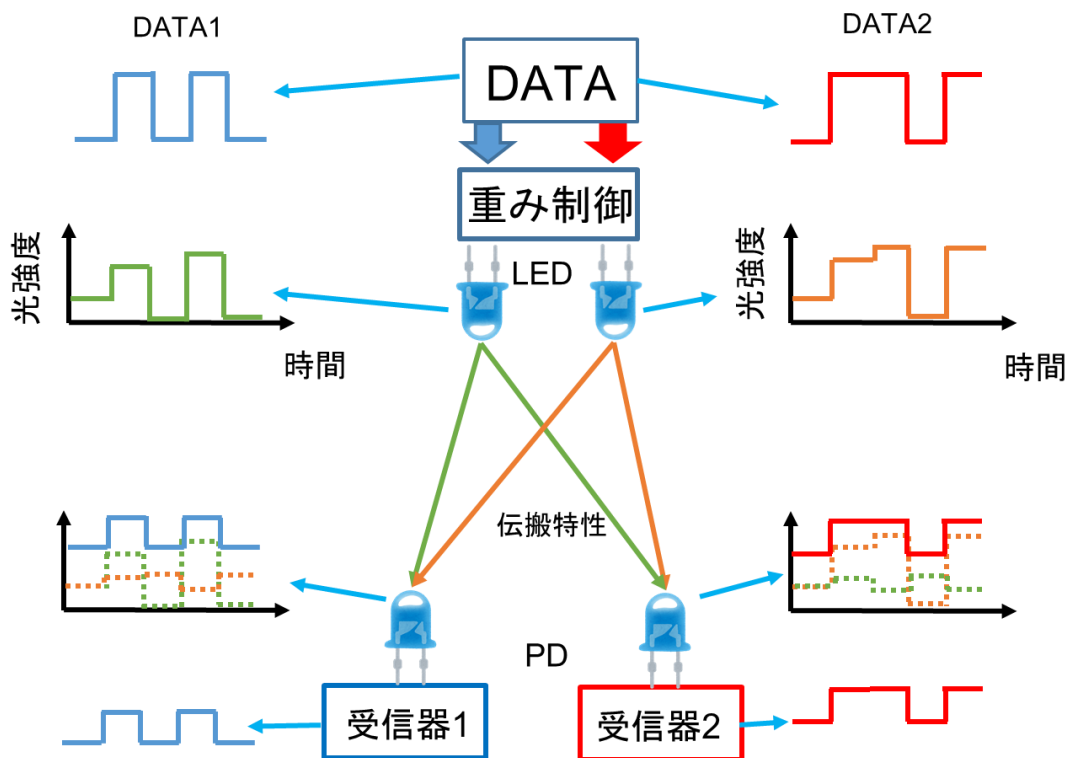


図 2-2 光空間分割多重(b)

2.3 MIMO

MIMO は「複数入力・複数出力」という意味を持っており、複数の送信器と受信器を用いて通信を行う手法である。2組の送受信器を用いて送信を行った場合に1組のみの送受信器を用いた場合に比べて理論的には2倍の容量を得ることができる。通常は Wi-Fi や携帯電話のモバイルデータ通信等の無線電波通信に用いられることが多いが[4]、本研究では光空間通信に適応して使用することにした。

2.4 MU-MIMO

MIMO では図 2-3 に示すように複数の受信器と通信する際でも、受信器 1 と通信を行っている時、送信器は受信器 1 のみしか通信できず、受信器 2 と同時に通信することは出来ない。このため、一定時間で送信先の受信器を切り替えて通信を行っている。このことから受信器が増えるほど待ち時間が多く発生する。これでは効率よく通信を行う事が出来ないため MU-MIMO(Multi User - multiple-input and multiple-output)と呼ばれる技術を導入する。図 2-3 に通常 MIMO と MU-MIMO の違いを示す。通常の MIMO では送信器が受信器以上のアンテナ (LED) を持っていたとしても受信器に搭載されているアンテナと同じ本数のアンテナ分しか MIMO のチャンネルを利用することが出来ず、送信ダイバーシティを利用するのみになる。MU-MIMO はあらかじめ送信器と受信器間の伝搬特性を測定し、この伝搬特性を打ち消す信号を送信信号に反映させるプリコーディングを行う。これにより送信された信号は受信後に分離され、同時に複数の受信器に信号を送っても混信することが無くなると考えられる。MU-MIMO を活用することにより通常の MIMO で余っていたアンテナをほかの受信器への送信に使うことができ、同時に複数の受信器に信号を送信することができる。このことによって受信器単体の速度は向上しないが、受信器が複数ある場合には全体の容量が向上し、空間帯域を有効に使用することができる。

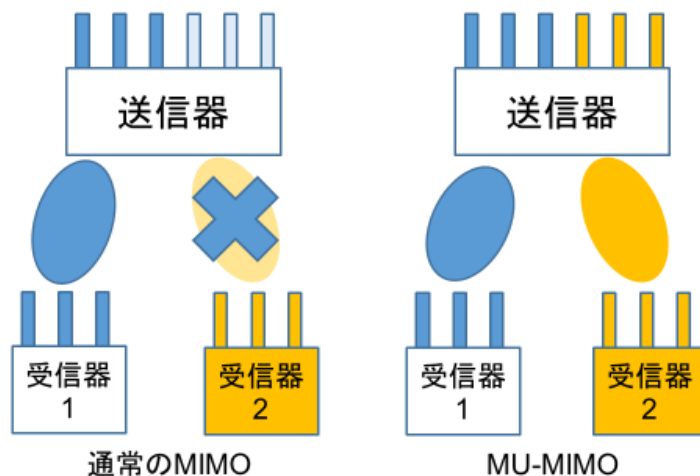


図 2-3 MU-MIMO

2.5 ZF 法による MU-MIMO

MU-MIMO を実現するための理論を述べる。この項では基本的な手法である ZF (Zero Forcing) について述べる。ZF 法は干渉を打ち消す信号を逆行列計算に求め、すべてのチャンネルに適用する手法である。

図 2-4 に $n \times m$ で表した伝搬特性の構成図を示す。左側から送信信号 \mathbf{X} 、MU-MIMO の重みを制御する \mathbf{W} 、LED と PD 間の伝搬特性であるチャンネル \mathbf{H} 、最後に受信信号 \mathbf{Y} である。このとき送信信号 \mathbf{X} は

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{pmatrix} \quad (2-1)$$

とする。

また、受信信号 \mathbf{Y} は重み制御された \mathbf{WX} となり、

$$\mathbf{Y} = \mathbf{WX} = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_m \end{pmatrix} \quad (2-2)$$

となる。

各送信器から照射された光は異なる経路を通り、各受信器に異なる減衰率で到達する。このことから送信器と受信器の間には固有の伝搬特性 \mathbf{H} が存在すると考えられる。この伝搬特性 \mathbf{H} を

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1n} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{m1} & h_{m2} & \dots & h_{mn} \end{pmatrix} \quad (2-3)$$

とおく．信号を受信した際には送信信号と伝搬特性が掛け合わさり次のようになる．また，LED のバイアス成分を \mathbf{b} と置く．

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}(\mathbf{W} + \mathbf{b}) \quad (2-4)$$

このとき受信信号 \mathbf{Y} は送信信号 \mathbf{X} と同じにしたいので \mathbf{H} を打ち消すための重み制御 \mathbf{W} を逆行列 \mathbf{H}^{-1} として計算する．ここで \mathbf{W} を

$$\mathbf{W} = \mathbf{a}_{zf} * \mathbf{H}^{-1}$$

とする． \mathbf{a}_{zf} は LED の出力振幅制御係数である．

これらの処理により受信信号は

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{H}(\mathbf{W}\mathbf{X} + \mathbf{b}) \\ &= \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{X} + \mathbf{H}\mathbf{b} = \mathbf{a}_{zf}\mathbf{X} + \mathbf{H}\mathbf{b} \end{aligned} \quad (2-5)$$

となり，受信信号 \mathbf{Y} は送信信号 \mathbf{X} と同じになる．

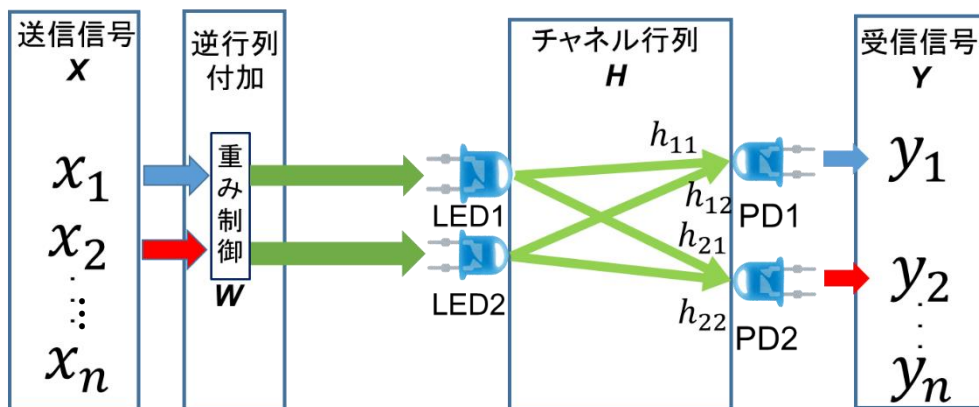


図 2-4.伝搬特性

2.6 BD 法による MU-MIMO

BD 法を用いたプリコーディング MU-MIMO の性能を評価した．

ZF 法は全ての受信器の振幅を均一になるよう重みを付与するのに対し，BD 法では特異値分解を利用したブロック対角化を行い，各ユーザーごとに重み制御を行う．ユーザー数 2，ユーザーが持つ $P D N_R$ 個での BD 法の概略を図 2-5 に示す．ZF 法と同様にチャンネル行列を測定する．ZF 法との差異は，ユーザーが複数の PD を持っており，チャンネル行列もユーザー毎に考える点である．チャンネル行列を特異値分解し，ユーザー毎のチャンネル行列 $H^{(1)}, H^{(2)}$ を作製する．このチャンネル行列を元に送信側で送りたいユーザー用の信号を送り異なるユーザーの信号は 0 になるようにする．そして受信後に

ユーザーが持っている PD 間の信号をチャンネル行列をかけることにより分離する.

$$HW = \begin{bmatrix} H^{(1)}W_{BD}^{(1)} & H^{(1)}W_{BD}^{(2)} \\ H^{(2)}W_{BD}^{(1)} & H^{(2)}W_{BD}^{(2)} \end{bmatrix} \begin{matrix} \rightarrow 0 \\ \leftarrow 0 \end{matrix} \quad (2-6)$$

N_T 個の送信 LED と N_R 個の PD があつた時, 送信信号は重み制御され, 送信器の LED から送信される. LED の光はユーザー端末の PD で受信される. 光空間通信は電力を伝達するものであり, その電力の伝搬特性は実数かつ非負の値を持つチャンネル行列 H で表される. BD 法の重み行列を求めるために, 削除された i 番目のユーザーのチャンネル行列 \tilde{H}_i を, 全チャンネル行列

$$H = [H^{(1)} H^{(2)} \dots H^{(N_U)}]^H \quad (2-7)$$

として,

$$\tilde{H}_i = [H^{(1)} H^{(2)} \dots H^{(i-1)} H^{(i+1)} \dots H^{(N_U)}]^H \quad (2-8)$$

とする. ここで N_U はユーザーの数である. 削除された i 番目のユーザーチャンネル行列 \tilde{H}_i は, 次のように特異値分解することができる.

$$\tilde{H}_i = \tilde{U}_i \begin{pmatrix} \tilde{S}_i & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{V}_s^{(i)} & \tilde{V}_n^{(i)} \end{pmatrix}^H \quad (2-9)$$

ここで,

$$\tilde{S}_i = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_i \end{pmatrix} \quad (2-10)$$

である. また, $\tilde{V}_s^{(i)}$ は最初の右特異点ベクトル, $\tilde{V}_n^{(i)}$ は最後の右特異点ベクトルである. また, i 番目のユーザーの等価チャンネル行列は

$$H_0^{(i)} \tilde{V}_n^{(i)} = U_i \begin{pmatrix} S_i & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_s^{(i)} & V_n^{(i)} \end{pmatrix}^H \quad (2-11)$$

ここで, U_i は左特異値分解である. 重み行列 W_{BD} の要素は,

$$W_{BD}^{(i)} = \tilde{V}_n^{(i)} V_s^{(i)} \quad (2-12)$$

となる. その結果, BD 法の重み行列は以下のようになる.

$$W_{BD} = a_{BD} [W_{BD}^{(1)} W_{BD}^{(2)} \dots W_{BD}^{(N_T)}] \quad (2-13)$$

ここで, a_{BD} は平均電力制御や最大電力制御などの送信電力制御係数である. 受信信号は

$$y = H(W_{BD}x + b) \quad (2-14)$$

となる。

ユーザーk に対する受信信号 $\mathbf{y}^{(k)}(\mathbf{t})$ は

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(k)}(\mathbf{t}) &= (\mathbf{V}^{(k)})^H \mathbf{H}^{(k)} (\mathbf{b} \mathbf{W}_{BD}^{(k)} \mathbf{x}^{(k)}(\mathbf{t}) + \mathbf{B}) \\ &= \mathbf{b} \mathbf{D}^{(k)} \mathbf{x}^{(k)} + (\mathbf{V}^{(k)})^H \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{B} \\ &= \mathbf{b} (\lambda^{(k)}) \mathbf{x}^{(k)} + N \end{aligned} \quad (2-15)$$

受信振幅は特異値 $\lambda^{(k)}$ に依存する。

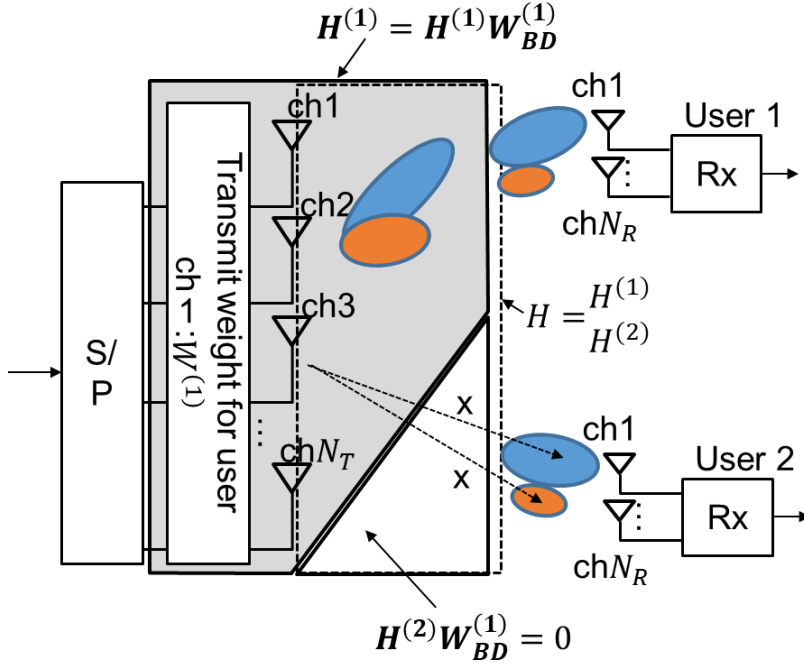


図 2-5 BD 法の概要

2.7 シミュレーション

シミュレーションを行い、MU-MIMO の変調方式による差異を確認する。

2.7.1 OOK 変調での ZF 法, BD 法シミュレーション

各受信機の性能は S/N (Signal-to-Noise Ratio) で評価され、 $S/N = S^2 / (\sigma_{PD}^2 + \sigma_{shot}^2)$ となる。S は受信信号の振幅、 σ_{PD}^2 は受信機の熱雑音と増幅器雑音、 σ_{shot}^2 は信号と干渉の光電力と背景光を含むショット雑音である。SNR が一定値以上の場合、変調方式を PAM (Pulse-Amplitude Modulation) 4 などの多値変調方式に切り替えることができる。また、サブキャリア変調を用いる場合は多値 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) を用いることができる。このときの総容量は次のように計算できる。

$$\sum_k^{N_R} \log_2(1 + SNR_k) \quad (2-17)$$

システムの性能を $N_T=4, NU=2, N_R=4, N_{R,1}=2, N_{R,2}=2$ と定数を置き、SNR と総容量で評価した。シミュレーションにおいて、LED の最大光量は制限し、主な受信機雑音は熱雑音と干渉ショット雑音としている。シミュレーションはランダムな 1000 個のチャネル行列を用いて行った。評価は S/N の累積分布で行った。SNR の結果を図 2-6(a) に示す。BD 法の第 1 固有モード (1st) は ZF 方式に比べて優れた性能を示しているが、BD 法の第 2 固有モードは ZF 方式に比べて SNR が低くなっている。これは ZF 方式が PD 間で同じ振幅となるように制御するためである。一方、BD 法では、1 つの PD が他の PD よりも優れた性能を発揮している。この結果より BD 法において、適応的な変調方式を適用すればネットワーク容量を改善できることを示している。図 2-6(b) に示すように、総容量を算出することが出来る。BD 法の方が高い総容量に分布しており、BD 法が ZF 法に比べ、伝送能力があることを示している。

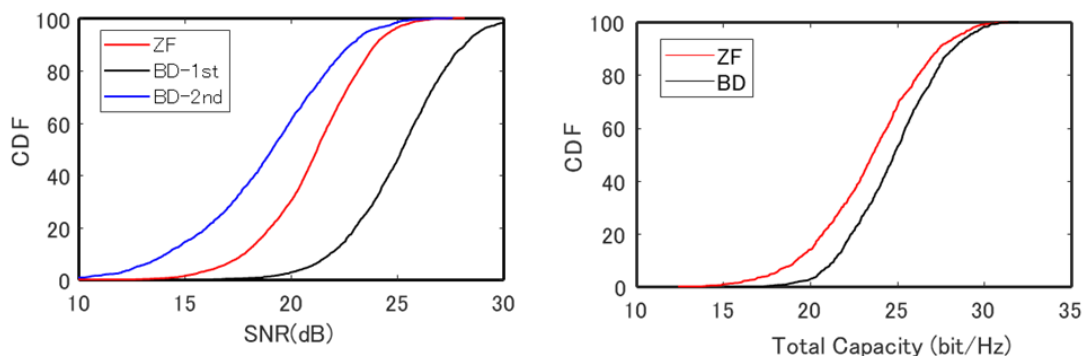


図 2-6 $N_T=4, NU=2, N_R=4, N_{R,1}=N_{R,2}=2$ の場合の SNR(a)と総容量(b)の累積分布関数
BD-1st と 2nd はチャネル行列 H の特異値分解後の第 1 および第 2 固有モード

2.7.2 変調方式

PAM の場合

M 元システムを考える

$$M = 2^m \quad (2-18)$$

ショット雑音は一定とすると

$$\sigma_{sh}^2 = 2e \frac{\eta e}{h f} P_{av} * B_0 \quad (2-19)$$

ここで、 η は量子効率、 e は電子の電荷、 h はプランク定数、 f は光の周波数、 B_0 は帯域とする。

熱雑音は一定とすると

$$\sigma_t^2 = \frac{4k_B T_b B_0}{R} \quad (2-20)$$

ここで R は抵抗, k_B はボルツマン定数, T_b は絶対温度である.
全雑音

$$\sigma^2 = \sigma_t^2 + \sigma_{sh}^2 \quad (2-21)$$

図 2-7 に非サブキャリア変調での平均受光電力 P_{av} , 最大信号振幅 P_r の取り方を示す.

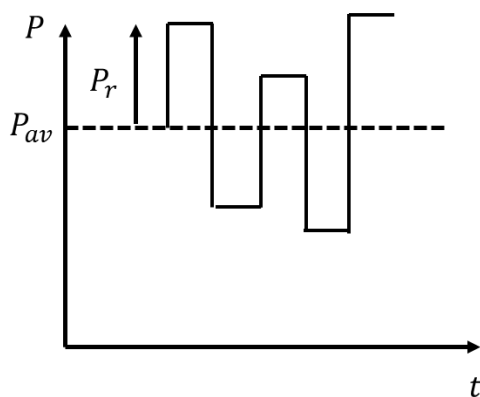


図 2-7 非サブキャリア変調での振幅, 電力

2 値の場合より信号振幅が $\frac{1}{M-1}$ になるための Q を

$$Q = \frac{Q}{M-1} \quad (2-22)$$

とする. また, シンボル誤り率 P_{es} は

$$P_{es} = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{(M-1)\sqrt{2}}\right) \quad (2-23)$$

である. ここで, erfc は誤差補間数で以下のように求められる.

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (2-24)$$

よって PAM 変調の Q は

$$Q = \frac{\eta e P_r}{\sigma} = \frac{\eta e P_r}{\sigma} \quad (2-25)$$

となる.

サブキャリア変調の場合, Q は PAM と同じ

$$Q = \frac{\eta e P_r}{h f \sigma} \quad (2-26)$$

である。2値のIM-DD(Intensity modulation-Direct detection)方式との比較のため、 $SNR = 4Q^2$ とする。図2-8にサブキャリア変調での平均受光電力 P_{av} 、最大信号振幅 P_r の取り方を示す。

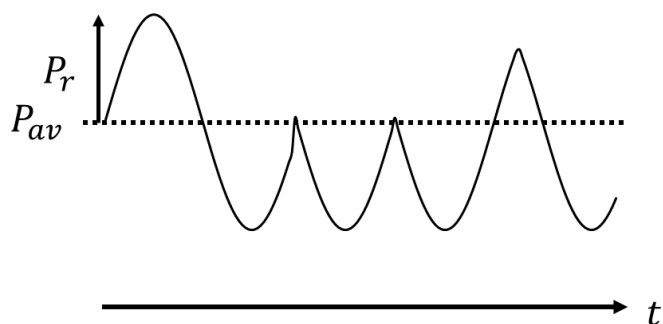


図 2-8 サブキャリア変調での振幅, 電力

BPSK の場合

$$P_{es} = P_{eb} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (2-27)$$

QPSK の場合

$$P_{es} = \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (2-28)$$

MQAM の場合

$$P_{es} = \frac{2(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{(\sqrt{M}-1)\sqrt{2}} \right) \quad (2-29)$$

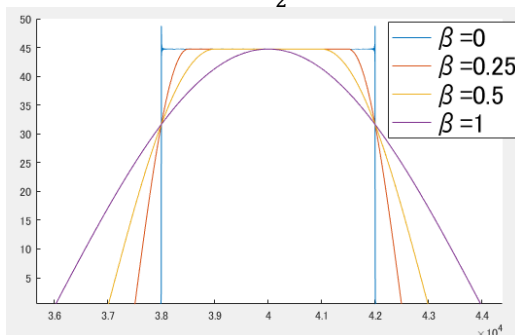
2.8 レイズドコサインフィルタ

サブキャリア変調を行うにあたって、信号をそのまま変調すると、広い帯域幅が必要となるが、送受信器の帯域制限により信号が劣化することが考えられる。このため、帯域制限の為にレイズドコサインフィルタを使用する。レイズドコサインフィルタは式(2-30)のように表される。ここで β はロールオフ値であり、帯域制限の鋭さを表している。図(2-9)はレイズドコサインフィルタの β を変え、(a)は周波数領域で表したものの、(b)は時間領域でインパルス応答を表したものである。

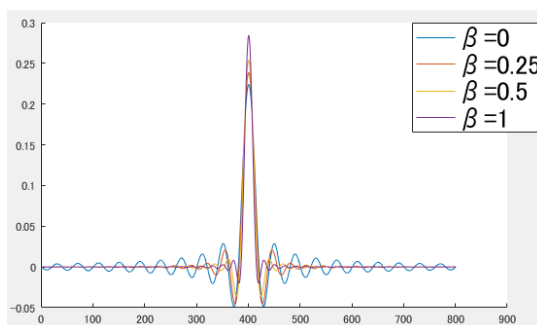
$$H(f) = \begin{cases} 1, & |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi T}{\beta} \left[|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right], & \frac{1-\beta}{2T} < |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2-30)$$

また、レイズドコサインフィルタの帯域幅 BW は式 (2-31) で表される。ここで R_s はシンボルレートである。

$$BW = \frac{R_s}{2} (\beta + 1) \quad (2-31)$$



(a)



(b)

図 2-9 レイズドコサインフィルタ

第3章 実験構成

本章では、実験構成について述べる。MIMO によるマルチユーザー化を行うにあたって、使用する LED 等の特性を測定し、送受信器の回路を作成する。

その後、 4×4 MIMO を構成し、ZF 法による MU-MIMO によって信号が復号できるか確認する。

次に、BD 法による MU-MIMO を構成し、ZF 法と比較する。

また、信号の多値化とサブキャリア変調を行い、それぞれの効果を確認する。

3.1 多値化

従来までの伝送では 1 シンボルで 1bit の情報を送っていたが、BD 法ではチャンネルにより S/N が異なる。S/N のよいチャンネルで多値化により大容量化することにより、BD 法のメリットを引き出すことができるため、多値化を検討する。

3.1.1 PAM 変調

従来の OOK (On Off Keying) 図 3-1(a) を多値化した 1 シンボル 2bit の PAM4 (4 Pulse Amplitude Modulation) 図 3-1(b) を用いて多値化を行う。

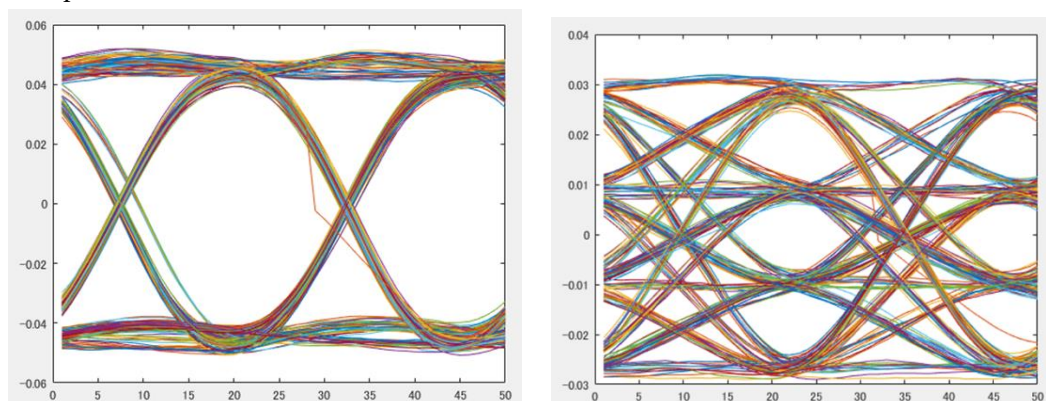


図 3-1 OOK 変調(a)と PAM4 変調(b)のアイパターン

3.1.2 サブキャリア変調

サブキャリア変調を用いた 1 シンボル 2bit の QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) を用いて多値化を行う。

更に、QPSK 図 3-2(a) に振幅変調を併せて行う 1 シンボル 4bit の 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 図 2-10(b) も使用し、特性を確認する。

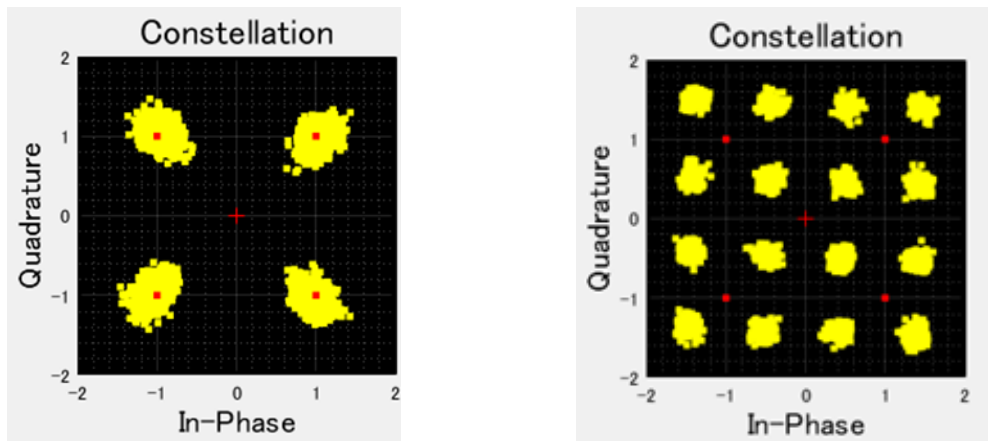


図 3-2 QPSK 変調(a)と 16QAM 変調(b)のコンスタレーション

3.2 適応変調

S/N の向上と通信容量の両立のために、適応変調を使用する。図 3-3 に概要を示す。適応変調ではチャンネル行列測定時にチャンネル行列 H を特異値分解し、特異値を取り出して対角成分を取り出した λ_i を測定し、高い λ_i である場合は 16QAM、低い場合は PQSK、更に低い場合は BPSK と変調を可変し、通信を行う。

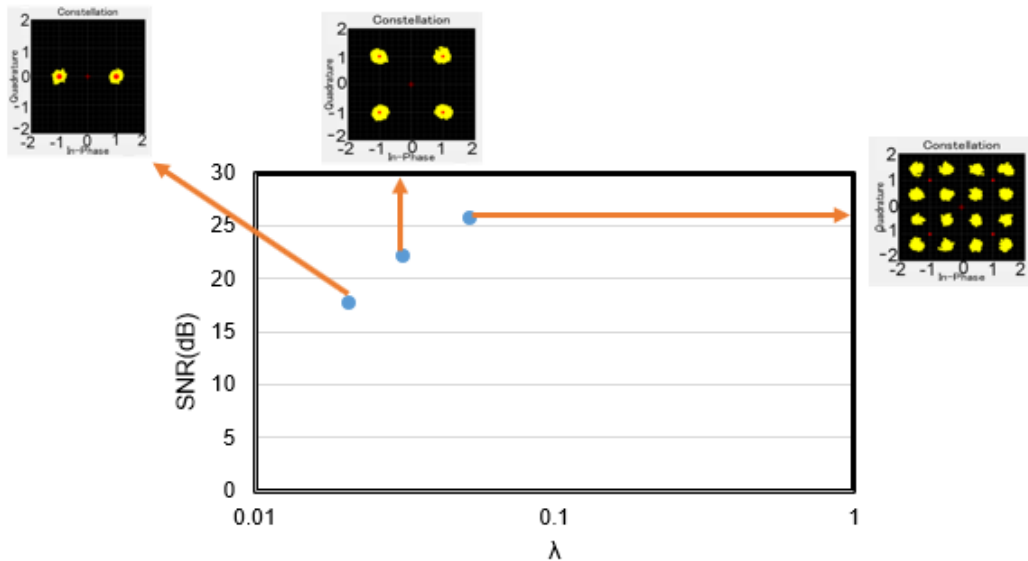


図 3-3 適応変調

3.3 低周波成分補償

使用する DAC(Digital Analog Converter) には出力にバランが搭載されており、直流成分がカットされている。このため、信号の低周波成分を補償する必要がある。補償の手法として、8B10B 符号化と低域補償フィルタを用いて、それぞれの効果を確認する。なお、サブキャリア変調は高い搬送波に信号を載せて送信する手法のため、

低域補償フィルタのみを使用した。

8B10B 符号化はブロックコーディング法の一つであり、8 ビットのデータを 10 ビットに変換して符号化する [5]。送信ビットを 8 ビット毎に区切り、3 ビット/5 ビットに分ける。この信号を変換テーブルに当てはめ、4 ビット/6 ビットの信号に変換する。これにより論理値の偏りが減り、低周波成分が減少する。

次に低域補償フィルタについて述べる。式(3-1)のような特性を持つローパスフィルタを DAC の出力信号に適用し、低域成分を補償する。この時のフィルタの周波数特性を図 3-4 に示す。ここで f_0 は限りなく大きい周波数での LF から周波数を下げ、3dB 上がったときの周波数である。

これらの低周波成分補償を行った結果を図 3-5 に示す。各補償を M 系列信号のアイパターンをオシロスコープで測定した。(a)のアイパターンが何も補償を適用していないもので、波形が乱れている。(b)は 8B10B 符号化を適用したもの、(c)は低域補償フィルタのみを適用したもの、そして(d)は全ての低周波成分補償を適用したものである。この結果から低周波成分が必要な非サブキャリア変調では 8B10B 符号化と低域補償フィルタを使用し、低周波成分が重要でないサブキャリア変調では低域補償フィルタのみを使用した。

$$LF = \frac{1 + j \frac{f}{f_0}}{j \frac{f}{f_0}} \quad (3-1)$$

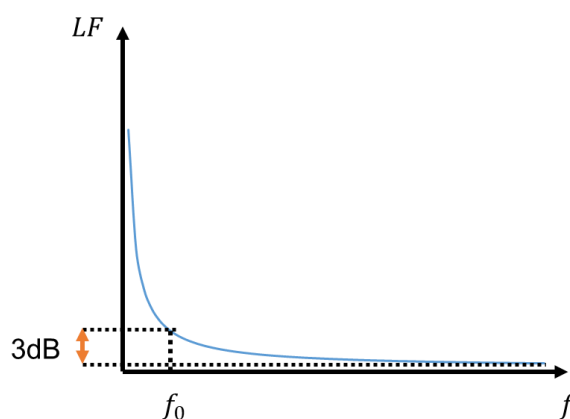
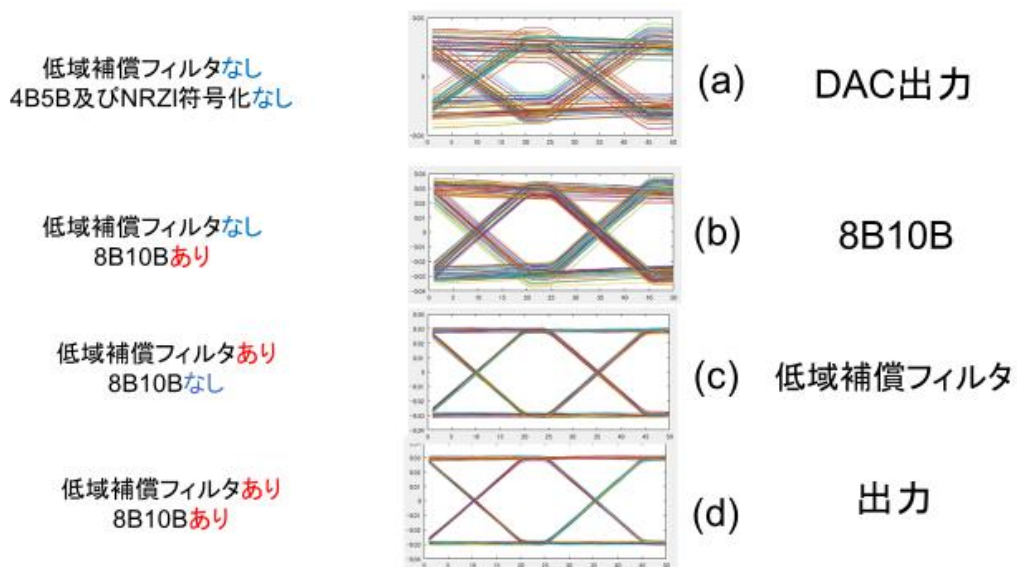


図 3-4 低域補償フィルタの周波数特性



M系列のアイパターン(DACからの出力)

図 3-5 低周波成分補償

3.4 チャネル行列測定

LED と PD 間の伝搬特性であるチャネル行列を測定する。トレーニングパターンと呼ばれるチャネル行列測定用のパターンを LED から送信し、空間を伝搬した後、PD で受信し、チャネル行列とする。トレーニングパターンは非サブキャリア変調では 0 と 1 が連続しないように作成した 16bit の行列、サブキャリア変調では 11 段の M 系列 512bit を実数 256bit、虚数 256bit に交互に割り振り複素数として使用した。非サブキャリア変調のトレーニングパターンを表 3.1 に示す。トレーニングパターンを T 、受信信号 y 、チャネル行列を H とすると、

$$y = HT \tag{3-2}$$

トレーニングパターンは既知の行列のため、逆行列を受信信号にかけると、

$$H = HTT^{-1} = yT^{-1} \tag{3-3}$$

となり、チャネル行列 H を求めることができる。

表 3.1 非サブキャリア変調のトレーニングパターン

ch1	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1
ch2	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
ch3	0	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0	1
ch4	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1

3.5 M系列信号

本実験で送信に使用するデータはM系列信号とした。M系列信号は周期信号であり、初期値が分かれば全ての周期の信号を知ることができる。また1周期内では乱数としてみることができる。周期内では0と1の割合が1ビット分を除き同じであり、直流成分を抑えることができる。これらの特徴から通信によく用いられる符号系列である[6]。

M系列を作成する手法を図3-6に示す。周期15のM系列を生成する回路である。周期 $=2^n-1$ であることから、シフトレジスタの数は4である。ここでシフトレジスタ内の初期値が同一の値であれば常に同じM系列が出力され、周期15の場合はシフトレジスタの先頭から[1001]となる。EX-ORの場所および数は原始多項式の係数になっており、出力する周期によって選択する。今回はシフトレジスタ1個目の後に設置する。あまた、本実験で使用する際には最後に0を加え、周期の数は 2^n 、つまり16とする。

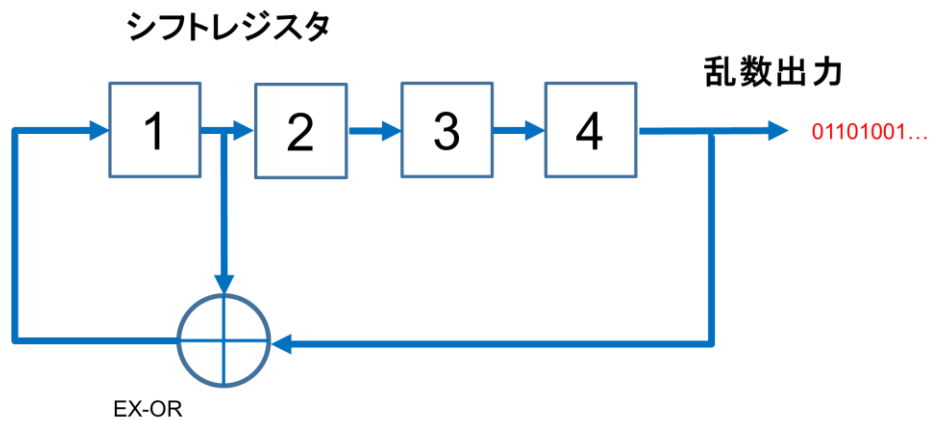


図 3-6 M系列信号生成回路

3.6 実験系

図 3-7 に本研究の実験系を示す。

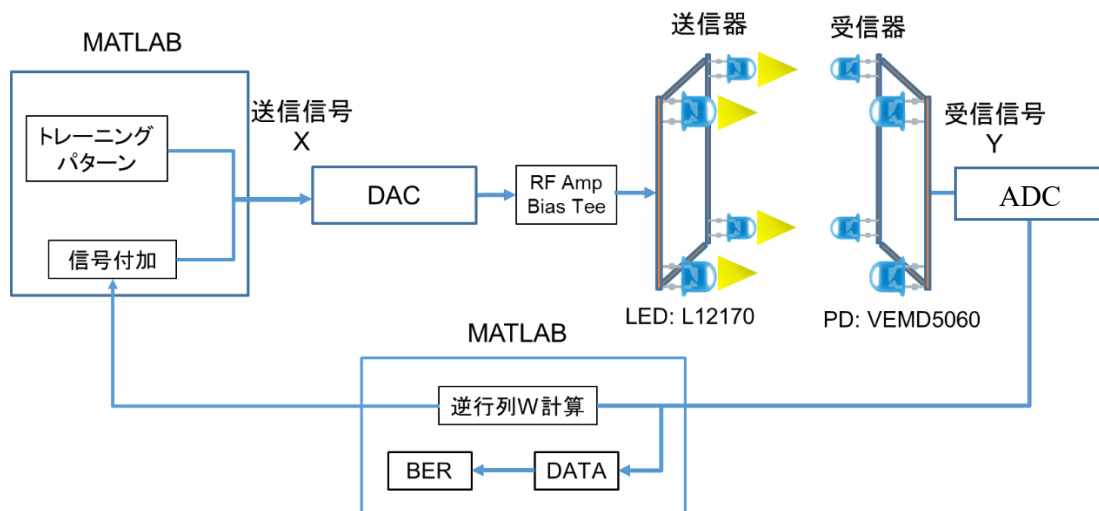


図 3-7 実験系

PC上で動作するMATLABで信号を作成する。作成した信号はPCに接続されているDACに送られアナログ信号として出力される。

DACからの信号はアンプで増幅、Bias-Tでバイアス電源と結合し、LEDから光として送信する。

送信した光信号はPDで電気信号に変換し受信する。その後ADCでデジタル信号として取り込み、接続しているPC上のMATLABでデータを処理し、BER (Bit Error Rate)等を確認する。

3.7 実験装置及び測定器

本実験で使用した実験装置及び測定器を説明する。

3.7.1 送信器

送信器を図 3-8 の回路図のように作成した。

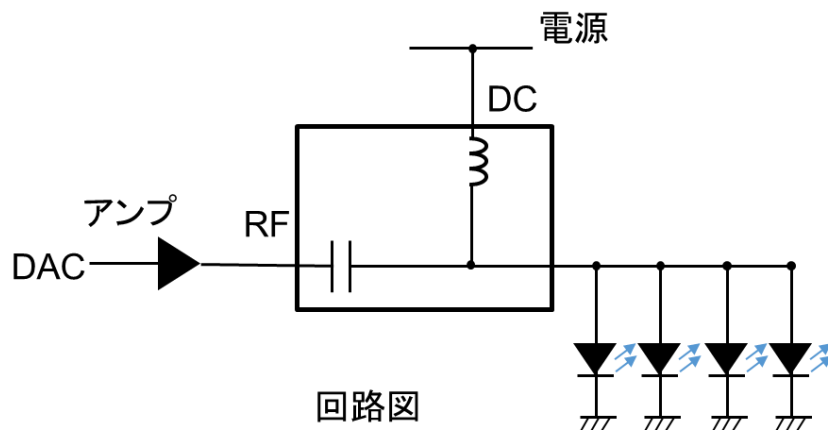


図 3-8 送信器回路図

電源には約 1.4V を使用した。発光部には浜松ホトニクス社の赤外線 LED L12170 プラスチック砲弾型(φ5 mm) ピーク波長 870 nm 定格電流 300mA 遮断周波数 40 MHz のものを 4 個並列接続し使用した。Bias-Tee は ZFBT-4R2GW+ 0.1~4200MHz を電源の DC 成分と、DAC からの RF 信号を結合するために使用した。

3.7.2 受信器

受信器は図 3-9 の回路図のように作成した。

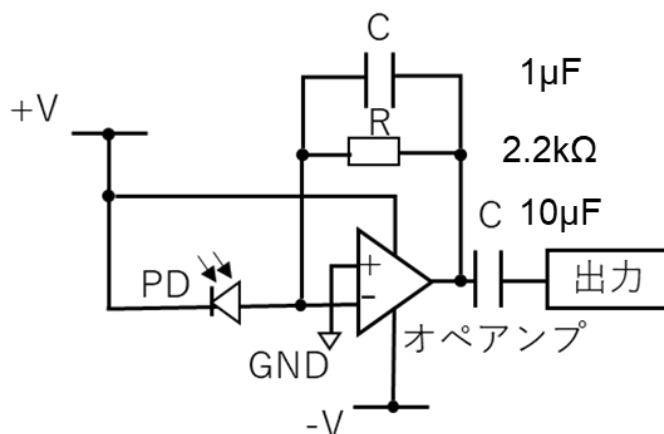


図 3-9 受信器回路図

PD には VEMD5060 ピーク波長 820nm 受光面積 7.5 mm² 半値角 ±65° を使用した。またオペアンプ OPA657 GB 積 1600MHz を用いた電流電圧変換回路を作成した。オペアンプの正電源及び PD の電源として正電源用 3 端子レギュレータを用いた+5V を、オペアンプの負電源として負電源 3 端子レギュレータを用いた-5V をそれぞれ使用した。

3.8 基板作成

受信器作成にあたり、ブレットポート上では周波数特性が悪化することが考えられる。このため基板加工機を用いて図 3-10 のように作成した。使用した加工機は LPKF 社の ProtoMat S62 である。

この基板は図 3-9 のように DAC 出力に SMA(Sub Miniature Type A) レセプタクルを使用するよう設計し一枚当たり 1ch の出力を持つものである。基板は片面のものを使用した。

回路は自動電子設計用ソフトウェアである Kicad で作成し、加工機用にファイルを出力した。その後 CAM(computer aided manufacturing)ソフトウェアである CircuitCAM で加工機にあったファイル形式に変換し、加工機制御ソフトウェア Board Master で作

成した。作成した基板にはんだで部品を設置し動作確認をして使用した。

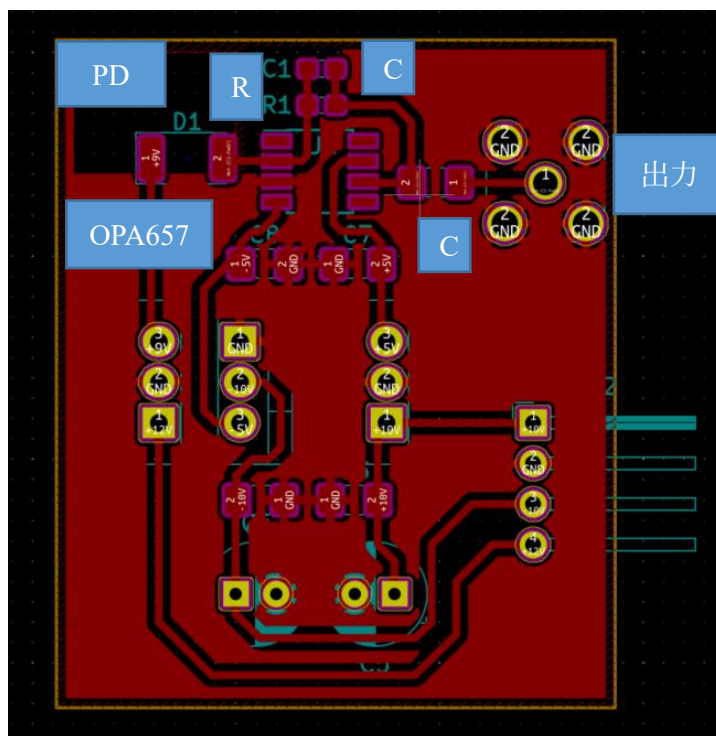


図 3-10 作成した基板の CAD

第4章 実験・結果

本章では実験手順，実験による光空間分割多重の結果を示す。

4.1 実験

プリコーディングを用いた MU-MIMO 光空間分割多重通信により以下の特性を実験により確認した。

OOK 変調により，ZF 法，BD 法の SNR の比較を行いそれぞれの特性を明確にした。

次に，PAM4 変調を行い，多値化による通信容量の増加及び，信号の劣化について確認した。

更に，サブキャリア変調を導入し，QPSK 変調，16QAM 変調を行い容量増大の可能性を示す。

4.1.1 OOK 変調で ZF 法と BD 法を用いた MU-MIMO

図 4-1 のように ZF 法と BD 法を用いた LED4 個，PD4 個の 4×4 プリコーディング MU-MIMO 構成で干渉度による BER への影響を測定した。LED，PD は 6cm 間隔で四角形上に設置した。また，LED と PD は 15~25cm の距離を開けて使用した。この距離を変える事で干渉度を変更した。図 4-2 に ZF 法と BD 法での SNR を示す。 λ_i はチャンネル行列 H を特異値分解し、特異値を取り出して対角成分を取り出したものであり，値が大きくなる程，送信パワーの重みが大きくなり，PD で受信したときの光強度が大きくなる。 λ_i が小さくなる程，ZF 法では ch1, ch2 共に SNR が悪化しているが，BD 法では ch1 は高い SNR で，ch2 は低い SNR となり，BD 法の働きにより ch1 が優先的に受信できるように制御されていることが分かる。図 4-3 に BD 法による OOK 変調での λ_i による SNR の S/N の変化を示す。 λ_i が小さくなる程 SNR が悪化していることが分かる。

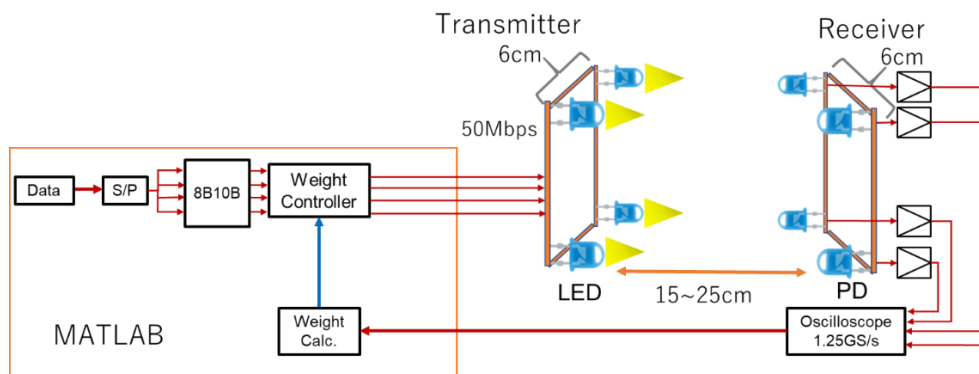


図 4-1. 4×4 MIMO 実験構成

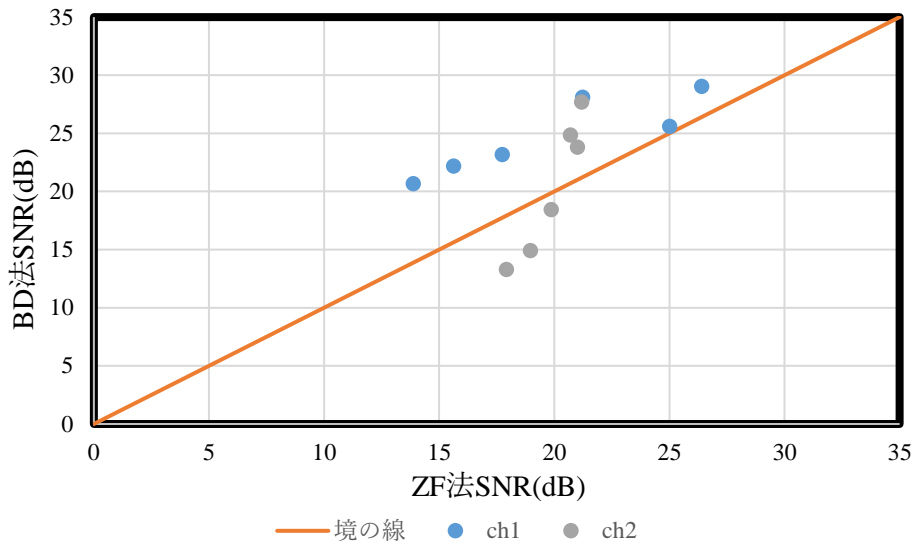


図 4-2 ZF 法と BD 法の SNR 差

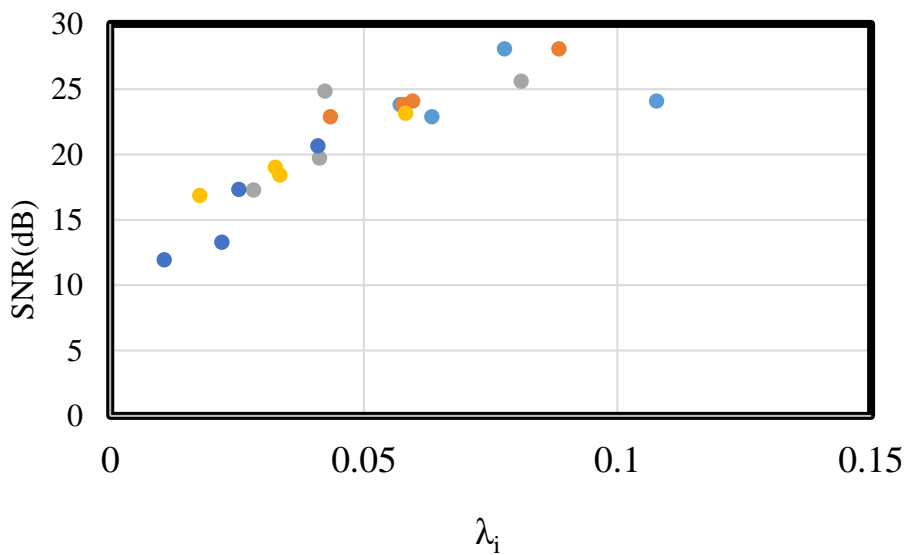


図 4-3 OOK 変調の SNR 変化

4.1.2 PAM4 変調による MU-MIMO

OOK 変調を発展させ、PAM4 変調による MU-MIMO を行った。

図 4-4 に λ_i による SNR の変化を示す。 λ_i が小さくなる程 SNR が悪化していることが分かる。

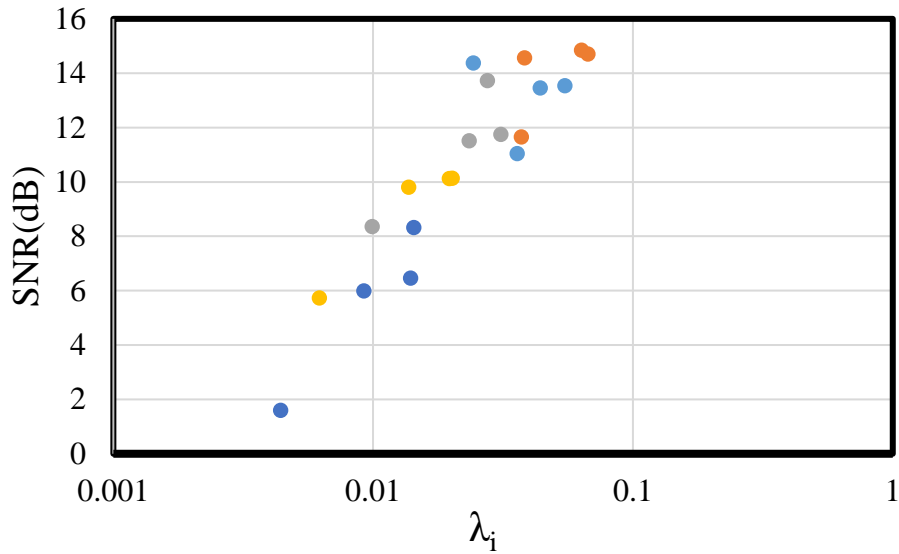


図 4-4 PAM4 変調の SNR 変化

4.2 サブキャリア変調

4.2.1 BPSK 変調

サブキャリア変調を用いた BPSK 変調による MU-MIMO を行った。復調した 4ch の信号の内、1ch のアイパターンとコンスタレーション結果を図 4-5 に示す。また、 λ_i の変化による S/N の変化を図 4-6 に示す。 λ_i が小さくなる程 SNR が悪化していることが分かる。

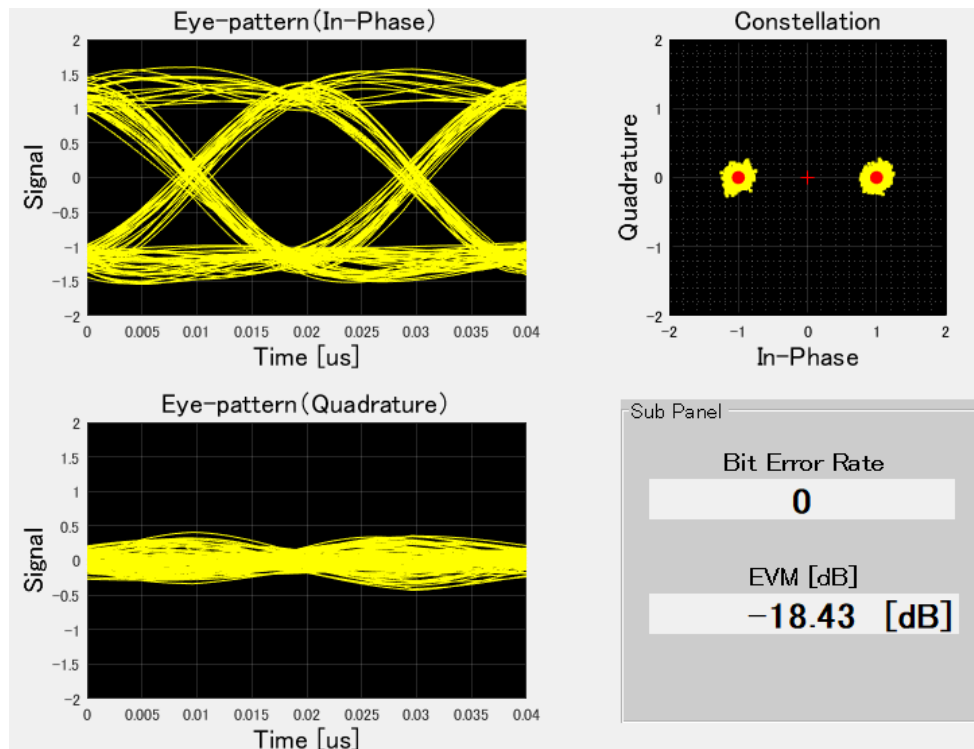


図 4-5 BPSK 変調のアイパターンとコンスタレーション

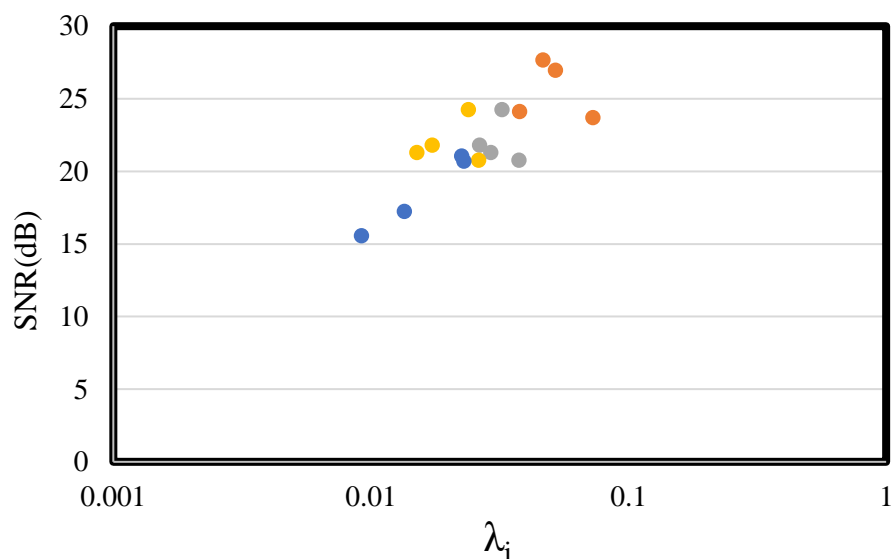


図 4-6 BPSK 変調の SNR 変化

4.2.2 QPSK 変調

サブキャリア変調を用いた QPSK 変調による MU-MIMO を行った。復調した 4ch の信号の内、1ch のアイパターンとコンスタレーション結果を図 4-7 に示す。また、 λ_i の変化による S/N の変化を図 4-8 に示す。BPSK と同様に λ_i が小さくなる程 SNR が悪化していることが分かる。

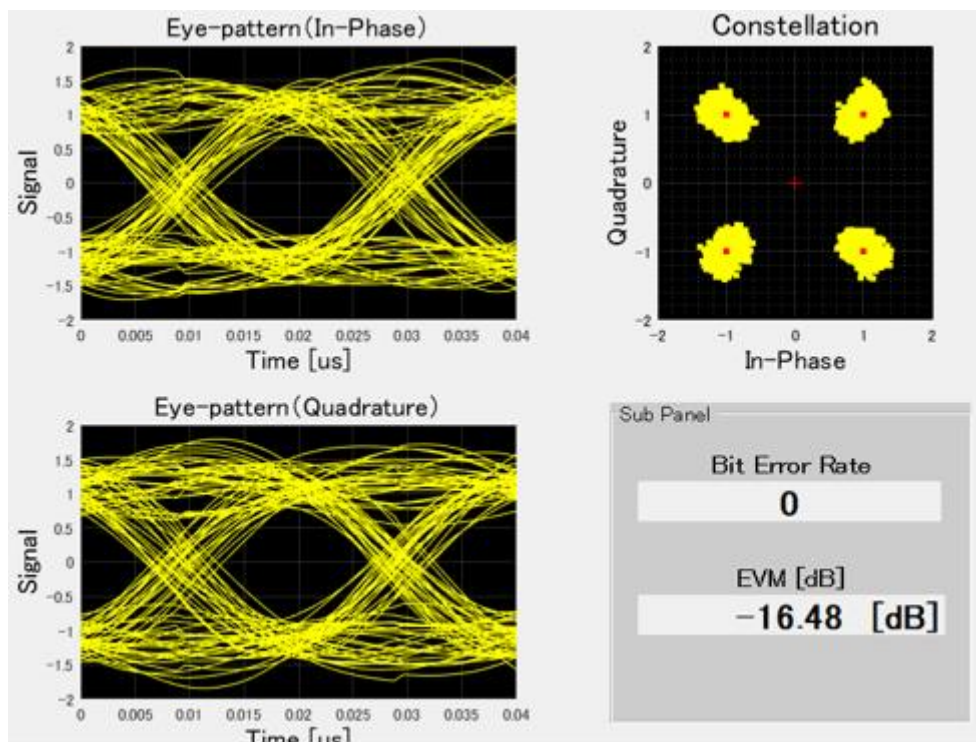


図 4-7 QPSK 変調のアイパターンとコンスタレーション

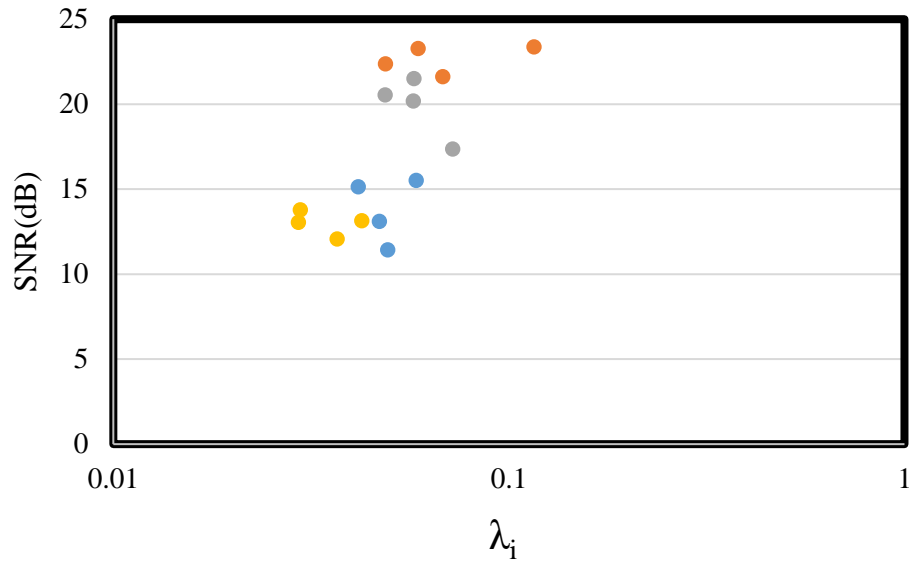


図 4-8 QPSK 変調の SNR 変化

4.1.3 16QAM 変調

サブキャリア変調を用いた 16QAM 変調による MU-MIMO を行った。復調した 4ch の信号の内、1ch のアイパターンとコンスタレーション結果を図 4-9 に示す。また、 λ_i の変化による S/N の変化を図 4-10 に示す。16QAM では、QPSK 変調などと比べ、S/N が低い傾向となった。

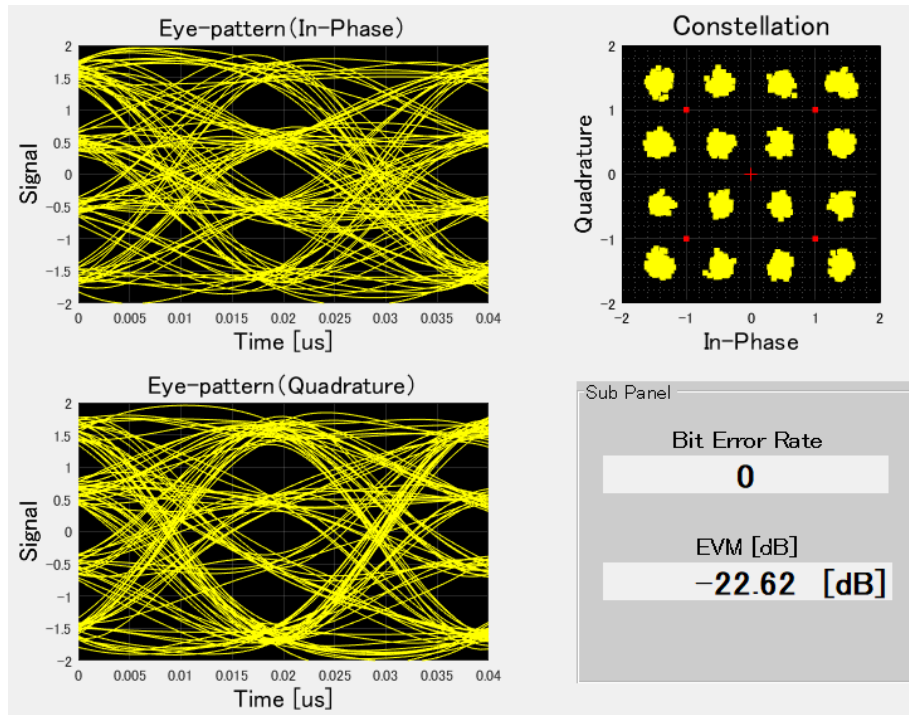


図 4-9 16QAM 変調のアイパターンとコンスタレーション

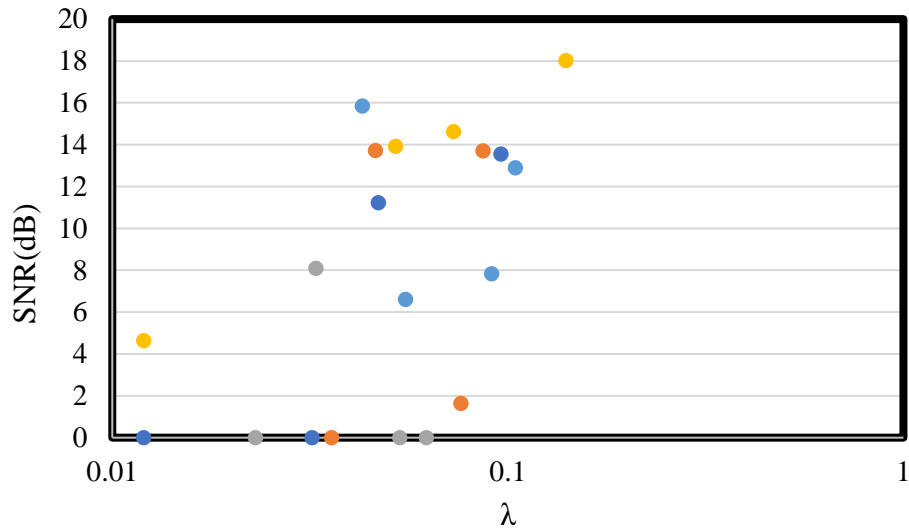


図 4-10 16QAM 変調の SNR 変化

4.2 適応変調

図 4-11 に適応変調を用いた BD 法によるサブキャリア変調を用いた MU-MIMO の結果を示す。コンスタレーションの上下に受信時の特異値 λ の値を示している。(a) は最も LED と PD を接近させ、 λ の値が大きくなる様に測定した結果である。全てのチャンネルで 16QAM 変調を行い、送信のシンボルレートが 50Mbps であることから 4ch で 800Mbps の容量が実現できている。(b) は λ の値が下がる様に LED と PD の距離を離して測定した結果で、 λ の値に応じて変調方式を変更し、1ch 16QAM 2ch QPSK 3ch QPSK 4ch BPSK とした。合計伝送容量は 450Mbps である。最後に(c)は LED と PD の距離を最も離して測定した結果で、全て BPSK 変調で送信し、合計伝送容量は 200Mbps である。

λ_1 は LED と PD 間の距離を変更する事で変化させた。 λ_1 がしきい値を下回ると変調方式を切り替わり、通信容量と S/N を両立させることができた。

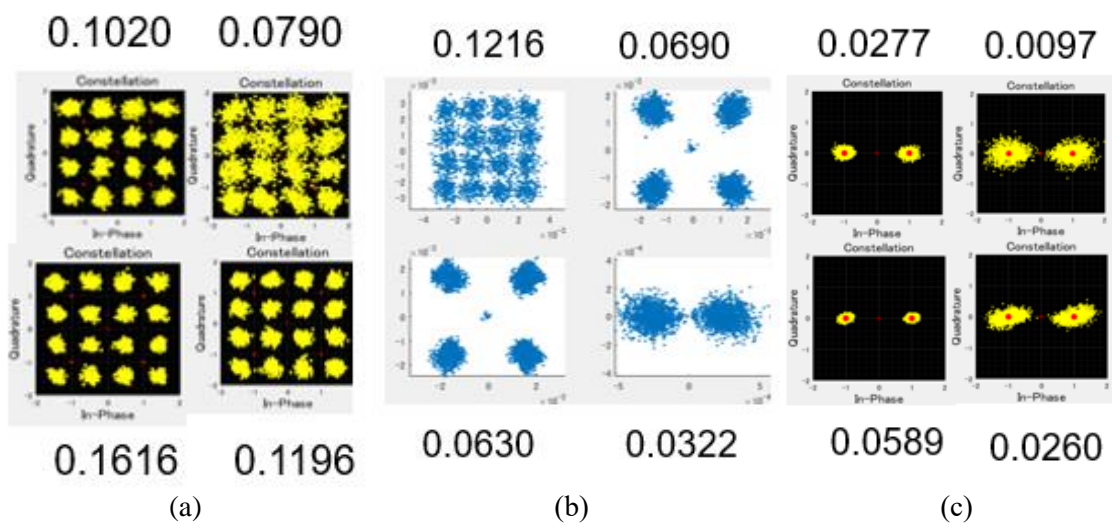


図 4-11 適応変調

第5章 まとめ

本章では、MU-MIMO 処理による LED 光空間通信の大容量化についてまとめる。

MU-MIMO にユーザー毎にチャンネル行列を求める BD 法を用いた通信を行った。

送信 LED 4ch, 受信 PD4ch で MU-MIMO を構成した。LED からの信号は 1ch 当たり 50M シンボルで送信した。また、重み行列によりチャンネル間で出力光パワーを変化させ、従来の手法である ZF 法に比べ SNR を向上させることができた。

また、サブキャリア変調を用いた通信を行い、BPSK, QPSK, 16QAM 変調を光空間で実現できることを確認した。また送受信器間の伝搬特性であるチャンネル行列を元に変調を可変させる適応変調を用いた実験を行い、200Mbps から最大 800Mbps まで通信容量が拡大する事を確認した。

今後はユーザー数を増やすなどさらなる多重通信に向けて実験を進めていく予定である。

参考文献

- [1] K. Kobayashi *et al.* "Multi-User MIMO in Visible Light Communications by Superposed Intensity Modulated Signals" WP4-A4, OECC/PSC, 2019.
- [2] H. Haas, L. Yin, Y. Wang and C. Chen, "What is LiFi?," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 6, pp. 1533-1544, 15 March 2016, doi: 10.1109/JLT.2015.2510021..
- [3] 槇村 隼一, "MIMO による光空間多重通信のマルチユーザー化", 高知工科大学 2019 年度 卒業研究報告書
- [4] J. G. Andrews *et al.*, "What Will 5G Be?," in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 6, pp. 1065-1082, June 2014, doi: 10.1109/JSAC.2014.2328098.
- [4] 久家 靖史, "光空間並列伝送信号の MIMO 処理による分離" pp.8,27-28, 高知工科大学 2016 年度 卒業研究報告書
- [5] Byte oriented DC balanced (0,4) 8B/10B partitioned block transmission code 2022/02/08 閲覧
<https://patft.uspto.gov/netacgi/nph-Parser?patentnumber=4,486,739>
- [6] 北野 克幸, "CDMA 方式における P N 符号ジェネレータの設計" pp.25-26, 高知工科大学 2000 年度 卒業研究報告書

● 学会発表

- [1] 槇村隼一, 小林健輔, 小林弘和, 岩下克, "マルチユーザ MIMO による光空間通信の大容量化," 令和 2 年度電気・電子・情報関係学会四国支部連合大会
- [2] 山本涼平, 槇村隼一, 小林弘和, 岩下克, "マルチユーザ MIMO に BD 法プリコーディングを用いた光空間多重通信," 令和 3 年度電気・電子・情報関係学会四国支部連合大会
- [3] J.Makimura, R.Yamamoto, H.Kobayashi, K.Iwashita "Multi-User MIMO Visible Light Communication Using BD Schemes With Downlink Precoding," T4A.126, ACP, 2021

謝辞

本研究に携わって進展、論文の作成などで多大なるご助力とご指導をいただきました高知工科大学 岩下 克教授に心より感謝申し上げます。またお忙しい中、副査を担当頂いた高知工科大学小林 弘和准教授、山本 真行教授にも心から敬意を表し、厚く御礼申し上げます。

最後に私を支えてくださったすべての方々へ、この場を借りまして心から感謝いたします。