

修士論文

マルチユーザーMIMO処理による光空間多重通信の大容量化

Large-Capacity Spatial Multiplexing in Optical Communication by

Multi-User MIMO Processing

報告者

学籍番号: 1225068

氏名: 小林 健輔

指導教員

岩下 克 教授

令和2年2月10日

高知工科大学 電子・光システム工学コース

目次

第一章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的	1
1.3 論文構成	2
第二章 空間多重化	3
2.1 通信の多元接続	3
2.2 アレーアンテナ技術による空間多重化	3
2.3 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)処理による空間多重化	4
2.4 MU-MIMO(Multi-User MIMO)	5
第三章 空間多重化実現のための実験	7
3.1 実験構成と空間多重化の実現	7
3.2 大容量化への課題	9
第四章 空間多重化の大容量化	10
4.1 空間多重化の大容量化	10
4.2 受光回路	10
4.3 送信機	12
4.4 4B5B, NRZI(Non-Return-to-Zero Inverted)符号化	13
4.5 送信信号の低域補償	14
4.6 空間多重化大容量化実験の手順	17
第五章 実験と結果	18
5.1 チャネル行列 \mathbf{H} の測定と推測	18
5.2 既知の送信信号 \mathbf{S}	18
5.3 \mathbf{H} の測定と信号の送信	19
5.4 空間多重化の大容量化	22
第六章 LD による通信容量の拡大	26
6.1 LD を使用した光通信	26
6.2 LD 出射光の PD 受光面での干渉について	26
6.3 1 x 1 LD 光通信	27
第七章 考察	28
第八章 まとめ	29
謝辞	30
参考文献	30
学会発表	30
付録	31

第一章 序論

1.1 研究背景

近年、モバイル端末の増加により、WiFi や Bluetooth などの近距離無線通信が日常で広く使われるようになってきている。さらにここ数年での IoT(Internet of Things)端末の実用化と急速な普及により、無線通信を利用する端末数は今後も増加すると考えられる。無線通信の持つ課題の一つは通信容量の大容量化であり、多くのデータを同時に多数の対象に送信できることが重要な点となる。しかし電波法による使用可能周波数の制限や、増加する端末による同帯域での電波干渉などにより、通信の大容量化は困難となってきている。例えば近距離無線通信として幅広く利用されている WiFi では IEEE802.11g により各チャネル幅が 20MHz とされており、現在は複数のチャネルを束ねることで通信容量確保に対応しているが、チャネル数には上限があり束ねるごとに通信可能端末数は減少するので根本的な大容量化に対しての課題は解決していない。同帯域での電波干渉に関しては 5GHz 帯での通信が IEEE802.11a により規格化され、干渉の多い 2.4GHz 帯と分離することで対策されているが、5GHz 帯を使用する通信端末の増加には対応できていない。一方、電波と同じ電磁波である光を使用する無線通信は LiFi とされ[1]、電波法に制限されずに帯域を確保可能であり、光が照射されている範囲内のみ通信可能であることにより干渉に対応できるので、今後の近距離無線通信として注目されている。

光無線通信では送信素子として電球や蛍光灯ではなく、素子の入力信号に対する応答時間の早い LED や LD(Laser Diode)を使用する。通常、同一光源からの照射範囲内では、信号周波数と送信時間が同じ場合、単一の信号しか受信できないため、複数の端末に対して通信を行う場合は多重化、多元接続を考えなければならない。光は電波と同じ電磁波であるため、電波を利用した通信技術を応用することができる。現在、時分割多重や空間分割多重による研究が進められているが[2]、時分割多重では通信容量は端末数により小さくなり、報告されている空間分割多重化の方式では時分割多重より通信容量は 10 倍以上に大きくなっているものの、送信機の送信角度を適切に設計する必要がある。送受信機の位置の変化に対応できないことや特殊な送信機を設計する必要があるなどの問題がある。一方、電波を使用する無線通信での MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)では、複数の送受信素子を使用することで通信環境が変化しても通信容量を拡大可能であり、光通信に応用した研究例も存在する[3]。MIMO 技術を応用した空間分割多重化技術である MU-MIMO(Multi-User MIMO)では受信側端末を自由に配置可能であり、光通信に応用すれば多元接続が期待できる。

1.2 研究目的

光無線通信での空間多重化にアレーアンテナ技術が応用可能であることは部分的であるが判明している[4]。本研究ではまずアレーアンテナ技術を応用した空間多重化が 3 次元空間で有効であるか確認する。その後 MU-MIMO 技術を応用した通信により 3 次元空間で空間多重化が実現可能であるか確認する。最後に高速伝送路を用いて MU-MIMO 処理による空間多重化通信を行い通信

容量の拡大を確認する。高速伝送路での空間多重化を実現し、通信の大容量化を達成するのが本研究の目的である。

1.3 論文構成

本論文では、まず第二章で LED 光空間通信での空間多重化の原理について説明する。次に第三章で空間多重化を実現するための実験構成と実験結果について説明する。その後、第四章で空間多重化の大容量化に伴う課題について説明し、第五章では大容量化実験と結果について報告する。第六章では大容量化実験の結果について考察する。最後に第七章で送信素子に LED ではなく LD を使用した実験について記載する。

第二章 空間多重化

2.1 通信の多元接続

同じ伝送路で複数の対象に信号を送信する場合、通信の多重化、多元接続を考える必要がある。通信の多元接続には時分割多元接続(TDMA : Time Division Multiple Access)、周波数分割多元接続(FDMA : Frequency Division Multiple Access)、符号分割多元接続(CDMA : Code Division Multiple Access)などがあり、様々な通信路で使用されている。時分割多元接続は通信対象ごとに伝送路の使用時間を分けて送受信し、周波数分割多元接続では使用する信号の周波数を複数使用することで多元接続を実現する。光通信の場合は波長分割多重通信を行うことができ、波長の異なる複数の光源を使用することで通信の多重化を行う。符号分割多元接続では M 系列のような拡散符号を送信信号に乗算し、信号波形の周波数領域で分布を拡散させることで、複数の信号を扱う多元接続方式である。

これらの多元接続方式に加えて空間的な広がりを利用して、信号の到達方向や通常は余分となる干渉信号を利用して多元接続を行う空間分割多元接続(SDMA: Spatial Division Multiple Access)がある。WiFi ではビームフォーミングが採用されており、複数のアンテナからの信号の位相を変化させ信号の到達方向を制御している。

2.2 アレーアンテナ技術による空間多重化

アレーアンテナ方式では複数の送信素子に与える信号波の位相を制御することで信号光照射面上での信号光指向性を制御する。図 2.1 に実験系と実験結果を示す。通常であれば送信機を等間隔に配置している場合、照射面中央部分に信号光強度分布のピークが位置するが、信号光の位相を制御することによりピークの位置をずらすことが可能であり、照射面上にピークを複数配置することで空間多重化を実現する方式である。アレーアンテナの原理を応用しているので、使用する搬送波周波数が高いほど送信、受信素子それぞれの間隔を狭めることができ、信号光ピーク部分の位置を詳細に変化させることができる。初期実験では 2 つの送信機を用いて信号の強め合い、打ち消し合いが確認され、その後の 4 つの送信機を用いた実験で、照射面上の 4 点で信号の強め合い、打ち消し合いが確認された[4]。この際各送信機からの出射光の強度が小さいため、レンズを用いることで光を受信機に当てている。この方式を 3 次元空間で行った実験では[5]、周波数の高い信号光が微弱であることと、信号光の余分な反射により期待された結果は得られなかった。図 2.1 右下の測定結果は、本来であれば右上のシミュレーションのような分布をしているはずであるが、期待されるような結果は得られなかった。使用した受信器の構成にも問題があったと考えている。

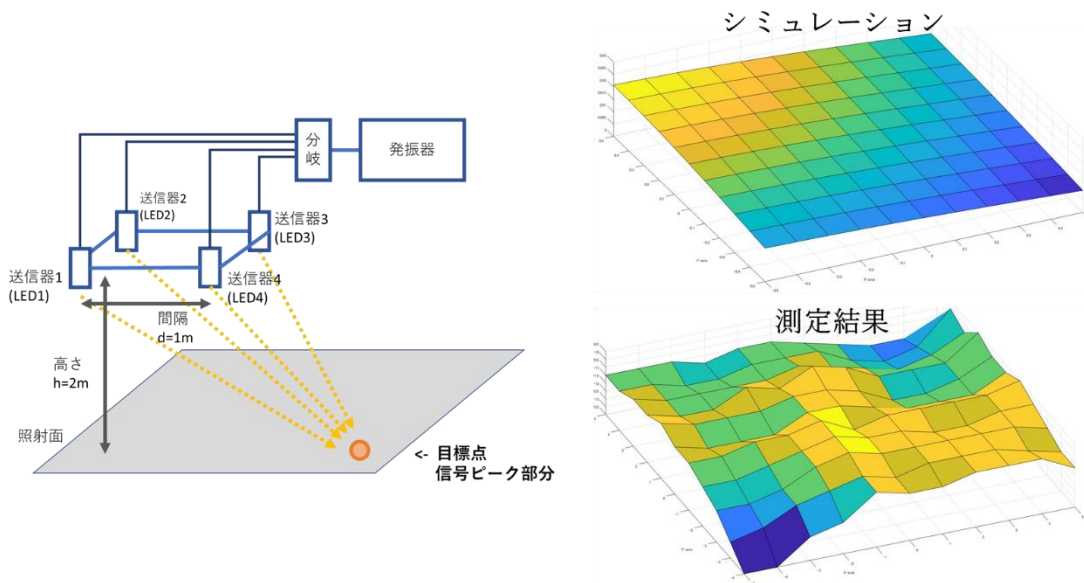


図 2.1 アレーアンテナ技術による空間多重化実験系と測定結果

2.3 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)処理による空間多重化

市販の LED 素子は周波数特性が高周波領域で悪化するので、電波での無線通信技術であるアレーアンテナ技術をそのまま応用することはできない。アレーアンテナ技術では低周波域で信号光の位相を制御することはできないためなるべく高周波域で信号波を制御するべきであるが、LED は 10MHz 辺りから周波数特性が悪化し始め、100MHz となると-3dB 帯域をかなり外れた部分となるため、高周波領域における通信での使用は困難である。

一方、同じ空間多重化技術である MIMO 方式は、複数の送受信素子を用いる点ではアレーアンテナ方式と変わらないが、送受信間で起こる信号の伝搬特性を利用して、空間多重化を実現する。光通信の場合、送信素子である LED や LD の特性は遮断周波数までフラットであるため、電波での通信で搬送波に乗算する前の信号をそのままの形で、つまりベースバンド領域での使用が可能である。

図 2.2(a)は 2x2 の MIMO 送受信系を示している。送信機から送信された信号は空間を伝搬し受信機に到達するが、送信機の指向性や伝搬中の反射などにより、受信機では余分なチャンネルの干渉信号も受信してしまう。しかし予めこの干渉信号を測定し、受信した信号に対して伝搬特性の逆の成分を乗算することで干渉信号を取り除き所望の信号のみを取り出すことができる。先行研究[3]では 4x4MIMO 送受信系にて、受信信号に MIMO 処理を行うことで送信信号を取り出し、通信容量の向上を達成している。

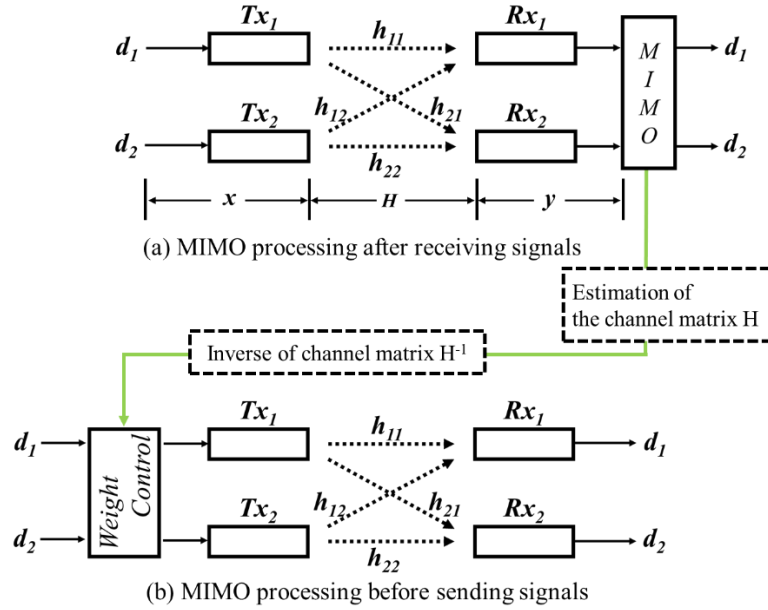


図 2.2 MIMO, MU-MIMO の送受信系

2.4 MU-MIMO(Multi-User MIMO)

MIMO では送受信は 1 対 1 となるため多元接続のためには MU-MIMO を使用する必要がある。MU-MIMO は 1 対多の通信ができるように送信信号に処理を施す。MU-MIMO では図 2.1(b)に示すように MIMO 処理を信号送信前に行うことで、空間多重化を実現する。受信機側では信号処理を行うことなく、受信信号がそのまま送信信号となる。式 2.1 に通常の MIMO 処理でのデータと受信信号の関係を示す。

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} \quad (2.1)$$

ここで \mathbf{y} は図 2.1(a)の受信機 $\mathbf{R}\mathbf{x}$ の受信信号、 \mathbf{x} は送信機 $\mathbf{T}\mathbf{x}$ の送信信号、 \mathbf{H} は伝搬状態を示すチャネル行列である。受信信号 \mathbf{y} はチャネル行列 \mathbf{H} が送信データに乗算された状態となるので、式 (2.2)に示すように、

$$\mathbf{H}^{-1}\mathbf{H}\mathbf{x} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{y} \quad (2.2)$$

左側からチャネル行列の逆行列を乗算することで、本来の送信データ \mathbf{x} を取り出すことができる。つまり受信信号に予め測定しておいたチャネル行列の逆行列を乗算することが、MIMO 処理での信号処理となる。

MU-MIMO では伝搬状態を示すチャネル行列部分を予め送信データに乘算し、その状態で伝搬させることで受信時にデータを取り出す。式(2.3)に示すように、

$$\mathbf{x} = \mathbf{w}\mathbf{d} \quad (2.3)$$

となり、送信信号 \mathbf{x} は送信データ \mathbf{d} に重み \mathbf{w} を乗算したものとなる。重み \mathbf{w} は図 2.1(b)のように送信データ \mathbf{d} と送信機の間位置する。このとき受信信号は、

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{w}\mathbf{d} \quad (2.4)$$

となる。受信時に受信データには $\mathbf{H}\mathbf{w}$ が乗算された状態となるが、重み \mathbf{w} をチャネル行列の逆行列 \mathbf{H}^{-1} として処理をすれば、伝搬時に \mathbf{H} と乗算されて受信時には送信データ \mathbf{d} が得られる。

MIMO 処理による空間多重化は受信側の複数受信素子が同じ端末に搭載されていることが前提となっている。これは MIMO 処理に各受信素子で受信した各チャネルの伝搬情報を必要とするためである。一方、MU-MIMO では受信時に処理の必要なく、受信信号が送信データとなるので、複数の受信機が同じ端末である必要は無い。このため受信機は照射空間内であれば自由に配置でき、同一照射空間内で複数の信号を扱うことができるので、空間多重化が実現できる。

第三章 空間多重化実現のための実験

3.1 実験構成と空間多重化の実現

まず MU-MIMO 処理による空間多重化が実現可能であるか調べるために低速での実験を行った。伝搬情報であるチャネル行列 H に対応する重み w を乗算することで、干渉信号を受ける環境で受信信号を取り出すことが可能であるか、実験によって明らかにする。図 3.1(a)に実験系を示す。

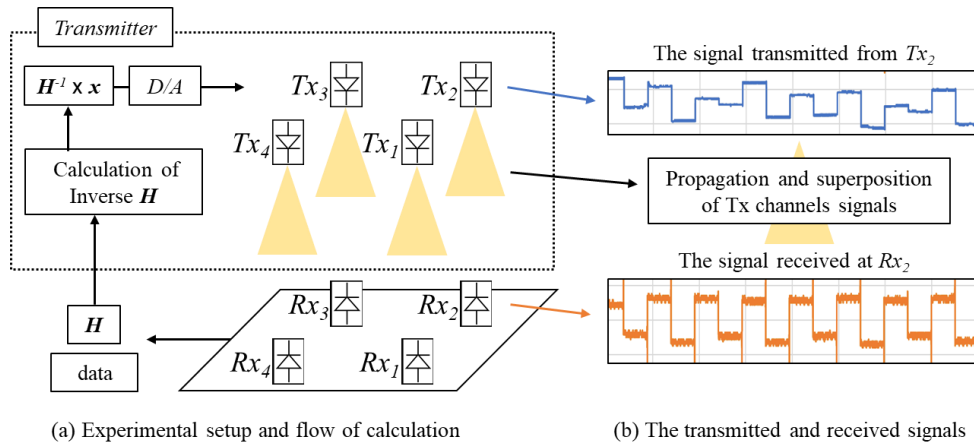


図 3.1 実験系

この実験系での通信速度は、送受信を安定させて実験を行うために、約 10bit/s となっている。送受信機の配置は固定されており、高さ方向のみ稼働可能である。信号の送受信制御には Arduino Mega を使用し、受信素子に PP703 を、その後段に OPA656 による TIA(Trans Impedance Amplifier) を使用した。さらにビットレートを広範囲で変更できるように設計したため、信号を受信素子の DC 成分の変化で取得した。このため MU-MIMO 処理は DC 成分を考慮した処理となっている。送信素子は青色 LED の KED471 を DA コンバータ DAC7614 とトランジスタ 2SC1815 により駆動した。送受信機の回路図を図 3.2 に示す。LED は光量を大きくするために送信機 1 つにつき 6 つの素子を使用している。

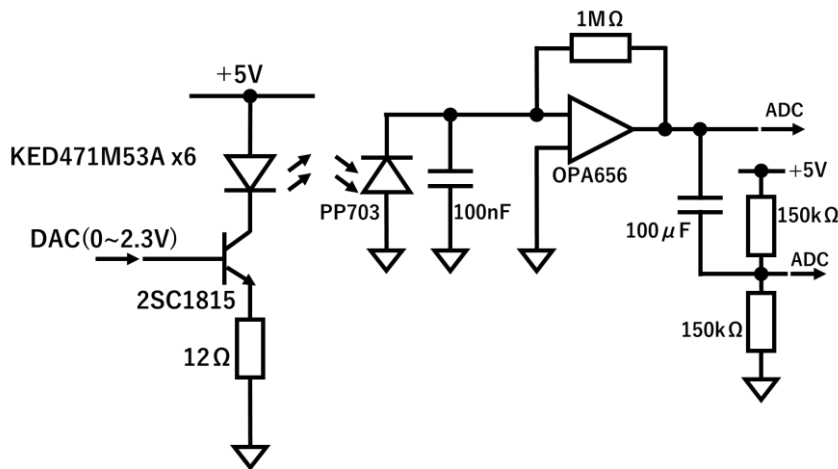


図 3.2 送受信機の回路図

図 3.1(b)はチャンネル 2 の送受信波形を測定したものであり、空間多重化の実現を示すものであ

る。送信機からは図の受信側に示しているオレンジ色の信号に MU-MIMO 処理を施した信号を送信しており、送信信号が上段の青色の信号である。この送信信号が伝搬し、受信機では他のチャネルの信号光も受光することで、オレンジ色の受信波形となる。MU-MIMO 処理を施す前の送信信号が受信機で処理することなく受信できていることから、空間多重化は実現していると言える。さらにこの実験系で測定した BER(Bit Error Rate)特性を図 3.3 に示す。

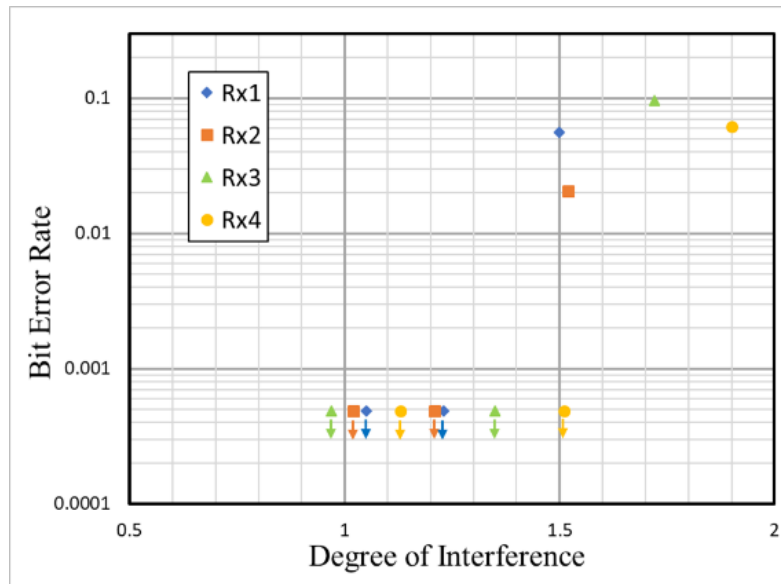


図 3.3 干渉度に対する BER

干渉度 Degree of Interference(DI)は次の式(3.1)で定義する。

$$\text{The degree of Interference} = \frac{\text{summation of other channel's optical power}}{\text{desired channel's optical power}} \quad (3.1)$$

ここで分母は自チャネルの信号光強度であり、分子は自チャネル以外の光強度の合計、つまり干渉光の強度を表している。干渉度は MIMO 処理を用いる送受信系で、BER だけでは評価できないチャネル間干渉の度合いによる光空間通信困難さを評価することができる指標である。干渉度が 1 以上で信号光より干渉光の方が強い環境となる。実験では干渉度が 1 を超える環境でもエラーフリーでそれぞれのチャネルで通信が可能であり、空間多重化が実現していることがわかる。ここで図 3.3 の下矢印はエラーが 0 であることを示している。しかし干渉度が 1.5 を超えるとエラーが発生しているため、MU-MIMO 処理による空間多重化は困難であることがわかる。干渉度は送受信機の出射角と受光角、送受信機の距離によりある程度制御することが可能である。LED を用いた光空間通信は既存の近距離無線通信と同じような環境で使用されると想定している。つまり屋外の長距離通信ではなく、室内の天井から机や人間の手元付近までの距離で光通信が行われる環境となる。この環境下であれば、送受信機を適切に設計することにより干渉度 1.5 までの状態で通信が可能であり、実用的な空間でも空間多重化を実現できると考えている。

3.2 大容量化への課題

空間多重化実現のための実験では、空間多重化を実現し、同じ照射空間内で複数の対象に信号を送信できる環境を作り出すことができたが、通信容量は低速であった。この実験系ではビットレートが可変であり、大容量化を実現するのであればビットレートを上げることで対応できるのであるが、実際にはいくつかの課題によりこの実験系でのビットレートには上限がある。課題となるのは、送受信素子の周波数特性、実験系を構成する回路の高周波域での不安定な動作、送受信距離、MU-MIMO 処理を行うプロセッサ、DA コンバータの動作速度の限界、プロセッサから DA コンバータまでの信号線の規格上の上限などである。大容量化にはこれらの課題を解決する必要があり、その内容を第四章から説明する。

第四章 空間多重化の大容量化

4.1 空間多重化の大容量化

3.1 の原理確認の実験により MU-MIMO 処理による空間多重化が実現可能であることがわかった。ただし通信速度は約 10Mbps であり、この速度では通信の課題である大容量化を実現できるとは言えない。そのため高速伝送路を用いた実験により、空間多重化を実現した上で大容量化を目指す。高速伝送路では LED と PD の周波数特性と実験系を通しての周波数範囲から、通信速度を 1 チャンネル 50Mbps として実験を行う。図 4.1 に高速伝送路での実験系を示す。

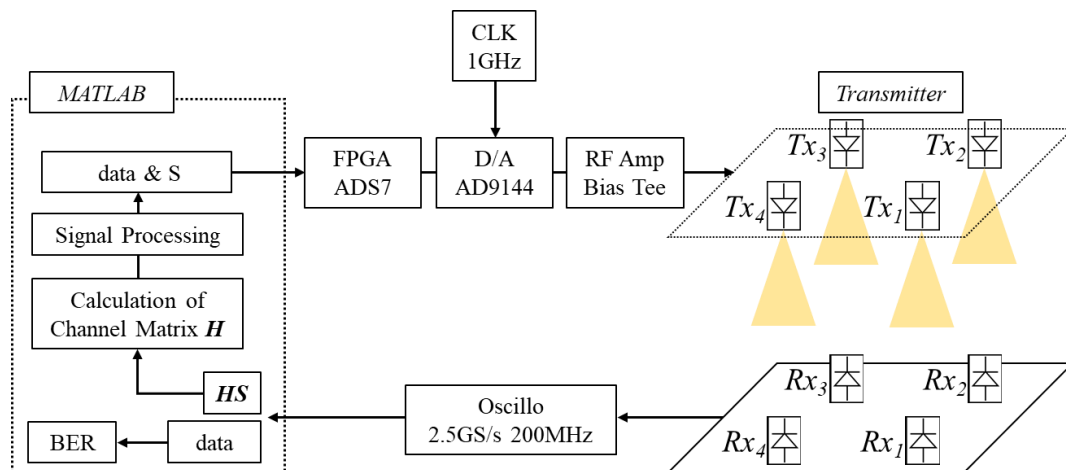


図 4.1 高速伝送路での実験系

第四章では図 4.1 の実験系で実験を行うにあたり、3-2 で説明した大容量化を実現する際の課題を解決したので、それを説明していく。

4.2 受光回路

受信機を用意するにあたりいくつかの受光素子を比較して選定を行った。データシートに記載されている特性は実際の使用時には異なる特性となることがあるため、実際に使用する回路上に素子を配置し、周波数特性を測定することにより選定を行った。表 4.1 に比較した受光素子の一覧を、図 3.4(a), (b)に使用した回路を、(c)に各受光素子の周波数特性を示す。表の遮断周波数はデータシートに記載が無いものは立ち上がり時間の逆数としている。

表 4.1 比較した受光素子一覧

受光素子名	波長範囲(nm)	受光面積(mm ²)	立ち上がり時間(ns)	遮断周波数
PP703	350 to 1100	記載なし	150	6MHz
BP104	730 to 1100	4.84	20	50MHz
SFH2440	400 to 690	7.02	90	11MHz
SFH2200	400 to 1100	7.02	40	25MHz
VEMD5060	350 to 1070	7.5	30	33MHz
S2382 (APD)	400 to 1000	0.19	記載なし	900MHz

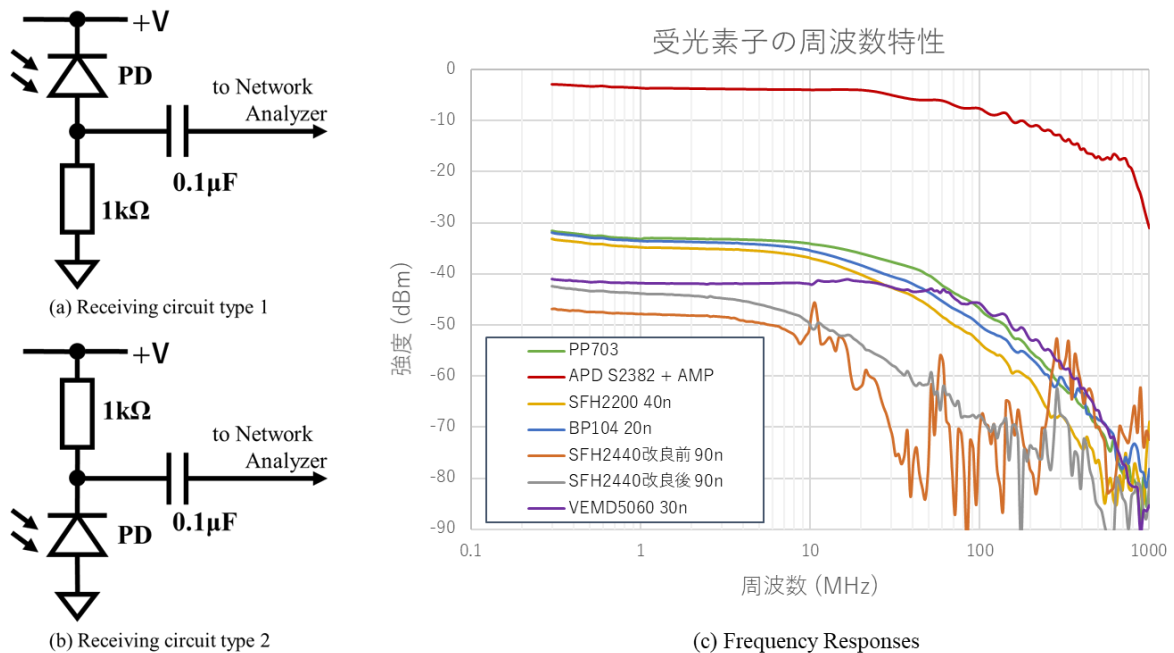


図 4.2 受信回路と周波数特性

各受光素子の特性は 50Ω系のネットワークアナライザで測定した。送信側に使用した光素子は周波数特性が PD(Photo Diode)を十分に上回っているレーザーダイオードを使用した。レーザーダイオードは各素子の受光波長に合わせて赤外と青色の 2 波長を用意した。

受信回路の構成について SFH2440 の周波数特性を元に説明する。受信機の回路は当初、図 4.1(a)を使用していた。しかし素子 SFH2440 をテストしていたところ、周波数特性がデータシート上の立ち上がり時間から推定される値より悪かったため、回路の見直しを行った。SFH2440 の立ち上がり時間から推定される遮断周波数は 11MHz であるが、図 4.2(c)の SFH2440 改良前のグラフを見ると 8MHz 辺りが -3dB 落ちる遮断周波数となっている。そのため回路を見直し、図 4.1(b)に示す回路に変更し、周波数特性は図 4.2(c)の SFH2440 改良後へと改善された。変更部分は抵抗と PD の位置である。PD の一方の端子はネットワークアナライザへと続く信号ラインとなるが、もう一方は電源ラインかグランドラインとなる。一般にグランドラインは安定しており、PD のもう一方が安定しているグランドラインに接続されているため、(b)の回路の方がより良い周波数特性となると考えられる。大容量通信の実験では図 4.2(b)の回路を使用した。

次に表 4.1 で遮断周波数が高く、図 4.2 の周波数特性もフラットな APD S2382 について説明する。APD 受信機の回路図と電気的特性を図 4.3 に示す。APD は素子に高電圧をかけ、素子内部でアバランシェ増幅を起こすことで、通常の PD では捉えられない微小な光でも電気信号に変換できるフォトダイオードである。アレーアンテナ技術による空間多重化実験の際はこの受信機を使用しており、今回の実験でも使用する予定であったが、新たに電気的特性を測定したことにより実験での使用に難があることがわかり、今回の実験では他の受光素子を使用することになった。

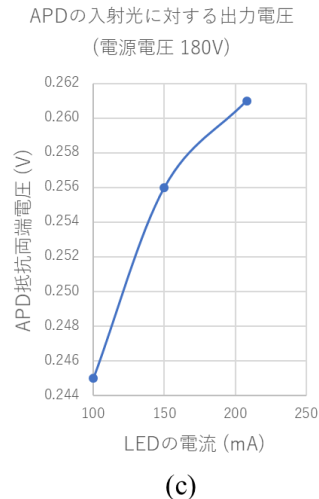
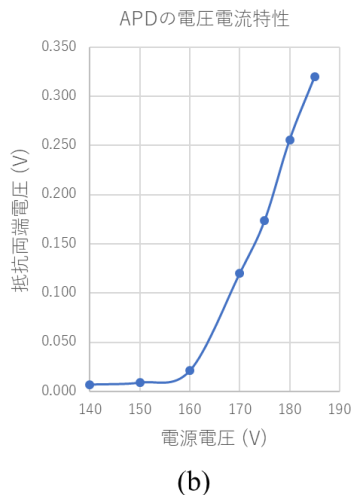
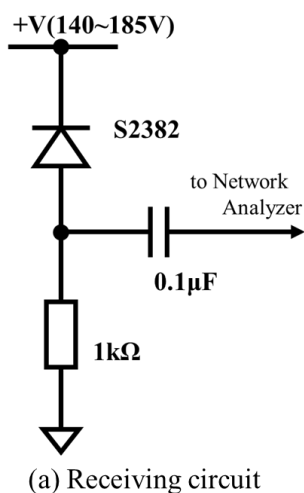


図 4.3 APD の特性

図 4.3(b)に APD を 180V で駆動した時に、10cm の距離に配置した LED の光量を変化させた時の(a)の回路上の抵抗 1k Ω 両端電圧を測定したグラフがあるが、150mA を境にグラフの傾きが変わっている。この傾きが急であればあるほど、入射した光信号を効率よく電気信号に変換できるが、入射光量が大きくなると傾きは緩やかになるので、光信号の電気信号への変換は効率が悪くなる。つまり強い光を当てて信号を送信してしまうと電気信号は弱くなってしまう。この特性のため、今回の実験では APD を受信素子として使用することを見送った。他にも高圧電源を受信素子の数だけ準備する必要があることも理由として挙げられる。図 4.3(a)の回路では、APD に流れる電流が抵抗にも流れるので、抵抗両端電圧を測定することで光信号を受信する。しかし電流が抵抗に流れることで抵抗両端電圧分、APD にかかる電圧は電源電圧から変化してしまい、その電圧により APD の増幅率が変わるので、交流信号が入力されると APD に流れる電流が交流信号の周期ごとに変化することで、より電位が不安定になる。この効果と先の特性により、アレーアンテナの実験ではどれほどの大きさかわからないが、誤差が生じたと考えられる。

4.3 送信機

使用した LED の電流電圧特性と周波数特性を図 4.4 に示す。送信素子には周波数特性の良い赤外 LED である浜松ホトニクス社の L12170 を使用した。この素子はデータシート上で 40MHz の遮断周波数と記載があり、高速応答性能の高い市販 LED である。実測でも -3dB 帯域が 40MHz ほどであり、それ以上の周波数でも振幅は落ちるものの、今回の大容量化実験での目標通信速度である 50Mbps での使用には十分に耐えうると考えられる。

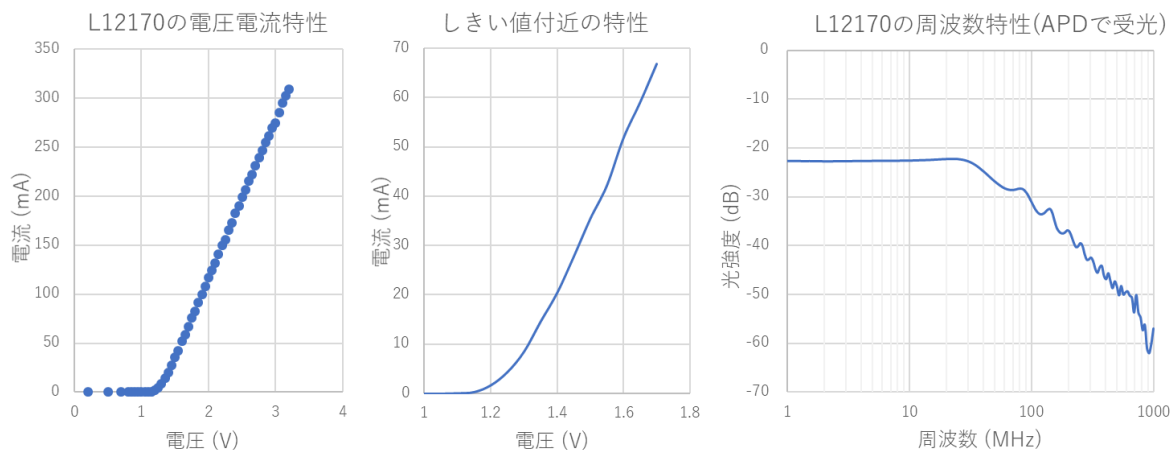


図 4.4 送信機の各特性

順方向電圧は 1.2V 付近にあり、電流は最高 300mA まで流すことができる。LED 素子は電流駆動での制御が必要であり、通常は直列に抵抗を入れることで電流を制限し発光させる。しかし高周波回路では下手に素子を増やすと特性の悪化を招くので、今回の実験では Bias Tee を使用している。図 4.5 に Bias Tee を含む送信機の回路図を示す。

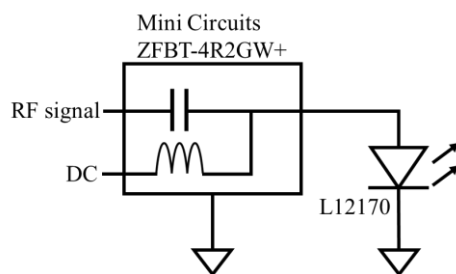


図 4.5 送信機の回路図

使用した Bias Tee は Mini Circuits の ZFBT-4R2GW+で、低周波は 0.1MHz から使用できるので、今回の実験で使用する出力信号である 50Mbps のパルスであれば問題なく使用できる。DC 端子にバイアス電圧を印加し、実験では実験用安定化電源を接続し、電流制限をかけて LED を駆動した。Bias Tee 自体は 500mA までの電流に対応しているが、今回の実験では LED の特性を考えて 200mA 付近で使用した。

4.4 4B5B, NRZI(Non-Return-to-Zero Inverted)符号化

大容量化の実験系では信号を受信する際、DC 成分ではなく AC 成分で捉えている。これは図 4.2(b)の受信機の回路図を見ればわかるが、PD の出力電流を抵抗により電圧に変換し、その変化をコンデンサを通して測定しているからである。コンデンサを通すことにより低周波域の余分な雑音を減らし、必要な信号部分を測定できるのだが、コンデンサにより低域カットのフィルタが構成されてしまう。このフィルタにより伝送路を通る信号のビット列に偏りがあると、DC 成分が変化してしまい信号のビットに歪みが発生する。この歪みをできる限り少なくするため、例えば Ethernet では 4B5B 符号化や 8B10B 符号化が使用されている。送信ビットを 4 ビット、8 ビットご

とに区切り，それぞれ同じビットが一定以上連続しないように符号化する．この符号化処理により全体での伝送容量は減少するものの，ビットの歪みを抑えることで受信時の信号波形を良質にできる．4B5B 符号化に対し，さらに NRZI 符号化を加えることで同じビットの連続をより減らすことが可能となる．NRZI 符号化では論理値 0 に対しては処理を行わないが，論理値 1 に対しては直前のビットを反転させる処理を行うことでより信号の偏りを無くすることが可能となる．図 4.6 に送信波形の符号化前と符号化後のアイパターンを示す．

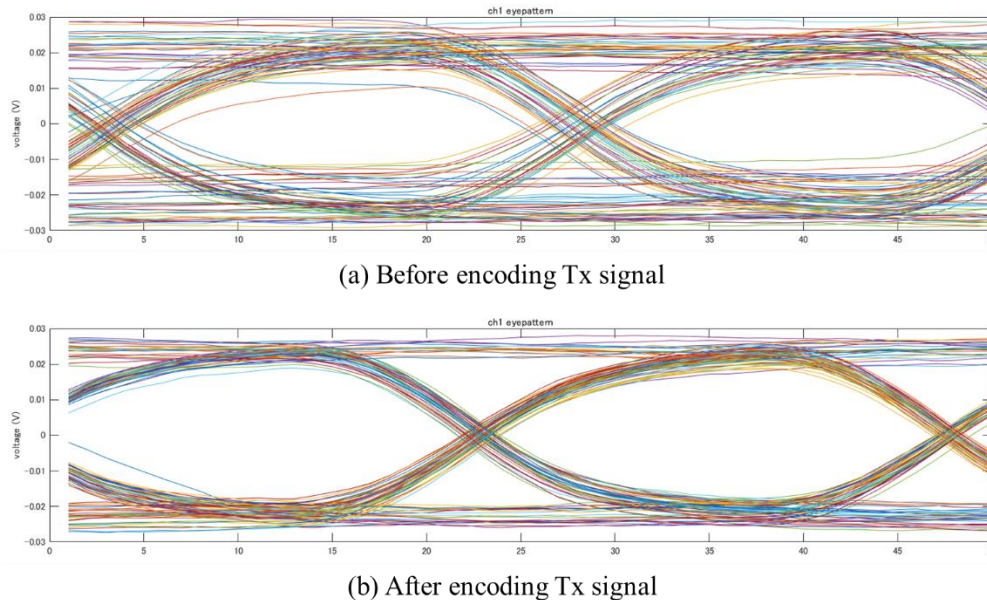


図 4.6 送信波形の符号化

送信前の波形(a)は送信信号である M 系列を 2bit 分重ね書きしたもので，ビットの上下部分がまとまらずに太くなってしまっている．つまりビットの偏りにより波形に歪みが生じている．一方，下段にある符号化した送信信号のアイパターンは，ビットの上下部分がまとまり，アイの部分がはっきりと大きくなっている．

MU-MIMO 通信ではそれぞれの送信機の出力波形はパルスであるものの 0 と 1 の連続ではなく，図 3.1(b)上段のような振幅が多値変調された波形となるため，符号化は送信機側では意味を成さない．これは符号化が 2 値状態に対してのみ可能であり，出力波形は多値を取るからである．しかし図 3.1(b)下段のように，受信機での受信波形は 0, 1 の 2 値のパルスとなるので，符号化により信号の DC 成分による歪みは軽減される．

4.5 送信信号の低域補償

実験で使用している DAC(Digital to Analog Converter)ボード AD9144 は，出力端子直前でバランを通して信号を出力している．Analog Devices から公開されている回路図[6]より，出力部分を図 4.7 に引用する．

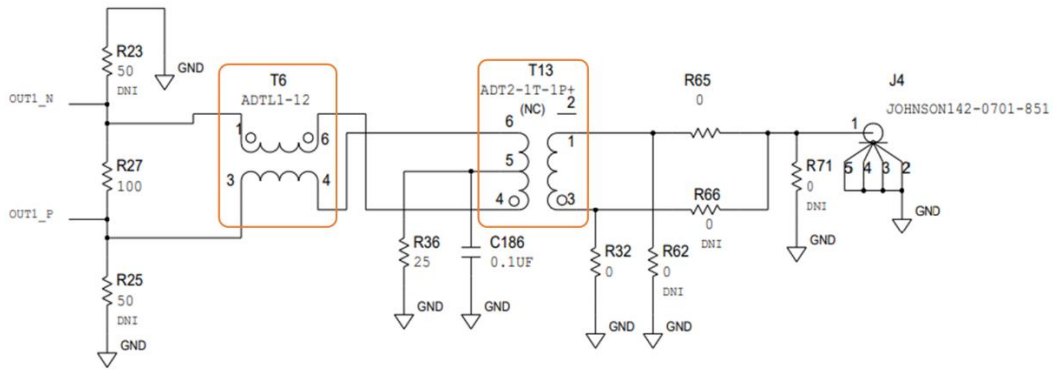


図 4.7 AD9144-FMC-EBZ の回路図

図 4.7 でオレンジ色の枠で囲っている 2 つの素子が balan であり, T6 ADTL1-12 は低域が 20MHz で, T13 ADT2-1T-1P+ は低域が 8MHz で制限されている. この balan を通過すると, 特性上低域カットになっているので信号の低域部分がカットされてしまい, 信号波形に歪みが生じる. 歪むことは予め解っており, 符号化も行っているが, そのままの出力波形の低域を補償した波形を出力すれば, 歪みをさらに低減できる. そのため実験系を通して周波数特性の測定を行った.

図 4.1 の実験系の DAC 出力部分とオシロスコープでの信号を比較することで実験系の周波数特性が測定できる. さらに DAC から出力されている信号の振幅は, 周波数によらず一定にしてあり既知のデータであるため, DAC 出力部の周波数特性も測定することができる.

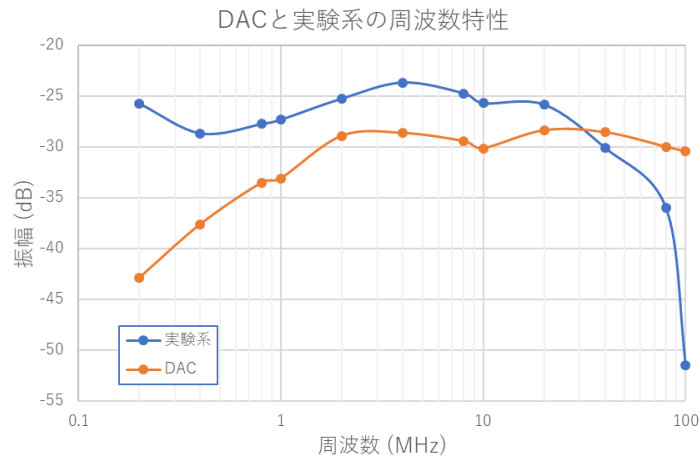


図 4.8 DAC と実験系の周波数特性

図 4.8 に DAC と実験系の周波数特性を示す. 周波数特性の測定には 200kHz から 100MHz まで 12 の周波数で測定を行った. 青色の実験系の周波数特性は, 低周波部分で形がいびつである. これは送信素子である LED の周波数特性に近い特性となっている. DAC の周波数特性は 10MHz 以上の高周波域ではほとんどフラットな特性であるが, 2MHz を下回る部分で特性が落ち始めている. これは先の DAC の回路図にある 2 つの balan により制限されていると考えられる.

DAC の周波数特性が測定できたことにより, 実験を行う際に補償すべき部分が判明したので, この特性を予め補償するフィルタを設計する. フィルタは低域部を補償し, 高域部はそのままにするので, ローパスフィルタと考えることができる. フィルタの特性は, 次の

$$LF = \frac{1 + j\frac{f}{f_0}}{j\frac{f}{f_0}} \quad (4.1)$$

式(4.1)で表すことができ、ここで f_0 はカットオフ周波数、 f は全体の周波数範囲である。この特性のフィルタを、FFT(Fast Fourier Transform)により時間軸から周波数軸に変換した送信信号に対して乗算する。FFT 処理をした送信信号は、信号に含まれる周波数成分となり、その周波数成分に対して式(4.1)のフィルタを乗算すると、低周波域が補償された周波数成分となり、IFFT(Inverse FFT)処理を施すことで時間軸成分の送信信号が完成する。

図 4.9 は後の第四章で扱う、既知の送信信号 S をフィルタ処理した受信波形である。送信信号 S は 16 ビットで構成されており、フィルタ処理をしていない出力波形のアイパターンが(a)で、低域補償フィルタ処理をした出力波形のアイパターンが(b)である。補償をしていない(a)では図の中央辺りのアイパターンがずれていることがわかる。これが低域部分の減衰により出力波形が歪んでいる部分である。一方、(b)の低域補償した後の出力波形ではアイパターンのずれはなく、低域部分の減衰を打ち消すように補償されているので、(a)に見られるような波形のずれは見られない。

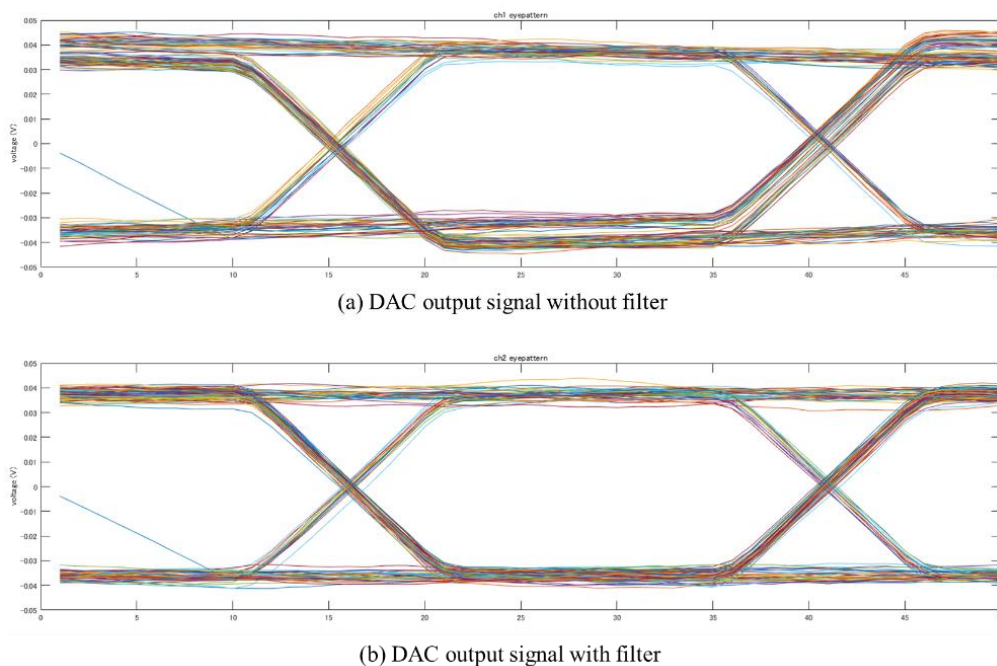


図 4.9 フィルタ処理による送信信号の変化

4B5B 符号化と NRZI 符号化はビットの連続から発生する信号の歪みを補正するものであり、この低域補償フィルタは出力側回路からの出力信号の低域成分を補償することにより信号の歪みを減らす技術である。符号化と補償フィルタの両方を利用することで、歪みの少ない出力波形を得ることができる。低域補償フィルタだけを使用することでも出力信号の歪みを減らすことはできるが、後段に続くアンプに対して、アンプの出力が飽和しない範囲で入力できる最大電圧が決まっており、同じビットの連続を一定数以下にするために符号化と併用することが必要となる。大

容量化実験では両方を利用して出力波形を得ている。今回の実験では行っていないが、受信側での同期を取る際に NRZI 符号化を行った信号を使用している場合、容易に同期を取ることができる利点もある。図 4.10 にデータが出力されるまでの処理の流れを示す。基本的に出力するデータは図 4.10 の流れにしたがって処理が施され DAC から出力される。

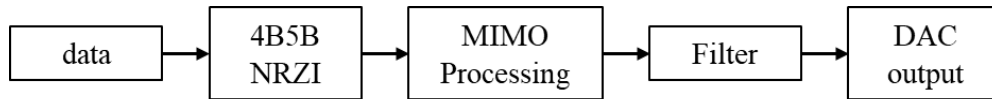


図 4.10 データ処理の流れ

4.6 空間多重化大容量化実験の手順

図 4.1 の各素子についての説明は以上であり、この項目では各素子の関係と実験の手順について説明する。実験ではデータの送受信が、干渉がある場合でも低エラーレートで行えることを確認する必要がある。MU-MIMO 処理を施すには、まず伝搬情報であるチャネル行列 \mathbf{H} が必要であるため、なにかしらの既知の信号を送信することでチャネル行列を求める。チャネル行列が求めると、その逆行列を送信データ \mathbf{d} に乗算することで、送信信号 \mathbf{y} を作り出すことができる。送信信号 \mathbf{y} が決まるとデータの送受信を複数回行い、BER を求めることができる。チャネル行列からは干渉度を求めることもできるので BER と合わせて、実験系のある状態での評価を行うことができる。送信信号は全て低域補償を施した信号を送信する。

送信信号は M 系列を 2^8 の長さに設定して各チャネルで 10 ビットずつずらして送信する。ビット長は 256 ビットとなる。M 系列の長さは通信速度 50Mbps を達成するために、余分な周波数成分が入らず、適度な長さを持つことから 256 ビットに設定している。送信信号は符号化されるため、256 ビットは符号化後には 320 ビットとなる。

第五章 実験と結果

5.1 チャネル行列 \mathbf{H} の測定と推測

MU-MIMO 通信を行うには、予めチャネル行列 \mathbf{H} を把握しておく必要がある。チャネル行列 \mathbf{H} は、既知の送信信号 \mathbf{S} を用いることで求めることができる。まず実験系を通しての MU-MIMO 処理について、式(5.1)から説明していく。

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}(\mathbf{w}\mathbf{x} + \mathbf{b}) = \mathbf{H}\mathbf{w}\mathbf{x} + \mathbf{H}\mathbf{b} \quad (5.1)$$

式(5.1)は式(2.4)とは違い、実際の実験での LED のバイアス成分を考慮した関係式となっている。ここで \mathbf{b} は LED のバイアス成分で、今回の実験では受信時に信号の DC 成分をカットしているが、送信時には LED を発光させるために一定の電圧をかけておく必要があり、その値である。この値は Bias Tee での値となり、送信信号や受信信号には現れないが、MU-MIMO 処理上では必要な値である。

式の意味は(2.4)とは変わらず、重み成分を乗算した送信信号にチャネル行列 \mathbf{H} が乗算されることで受信信号が得られる。式(5.1)を整理すると、

$$\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{b} = \mathbf{H}\mathbf{w}\mathbf{x} \quad (5.2)$$

式(5.2)となる。ここで \mathbf{x} を既知の送信信号とすると、

$$\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{H}\mathbf{b} = \mathbf{H}\mathbf{w}\mathbf{S} \quad (5.3)$$

式(5.3)のように表すことができる。ここで $\hat{\mathbf{y}}$ は測定した受信信号である。求めたいチャネル行列 \mathbf{H} は右辺の \mathbf{S} に乗算されているので、全体に右側から \mathbf{S} の逆行列を乗算することで、

$$\mathbf{H}\mathbf{w} = (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{H}\mathbf{b})\mathbf{S}^{-1} \quad (5.4)$$

式(5.4)のようにチャネル行列 \mathbf{H} と重み成分 \mathbf{w} を取り出すことができる。重み成分は単位行列として処理を行い、受信時には DC 成分カットによりバイアス成分は 0 となるので、

$$\mathbf{H} = \hat{\mathbf{y}}\mathbf{S}^{-1} \quad (5.5)$$

最終的にチャネル行列 \mathbf{H} は式(5.5)のようになる。このように既知の信号 \mathbf{S} を送信し、その受信波形からチャネル行列 \mathbf{H} を求めていく。まず次項で既知の送信信号 \mathbf{S} について説明する。

5.2 既知の送信信号 \mathbf{S}

既知の送信信号は 16 ビットで 16 パターンの信号である。実験系が 4x4 であり各送信機からの信号パターンは全部で 16 パターンとなるため、その全てを組み込んだ信号となる。表 5.1 に 16 パターンの信号を示す。ただしこの状態ではビットの連続により出力信号の波形が歪んでしまうので、表 5.2 に示すパターンに並べ替えた信号を使用する。信号のパターンはそれぞれのチャンネルで同じビットが 4 つ以上連続しないように配置されている。それぞれのチャンネルで 0 と 1 の数は変わっていない。符号化を行うことによりビットの連続を減らすこともできるが、既知の送信信号として 16 ビットで処理を行う必要がある、この \mathbf{S} に限り低域補償フィルタのみ適用して出力する。

表 5.1 16 パターンの信号

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

表 5.2 ビット連続を考慮した信号

ch1	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	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

5.3 H の測定と信号の送信

まず干渉の小さい状態で実験を行い，チャンネル行列 H を求めたので過程を説明する．MU-MIMO 処理に必要な H のために既知の送信信号 S を送信し，受信信号から H を求める．図 5.1 に ch1 の受信波形とその値を判定したグラフを示す．

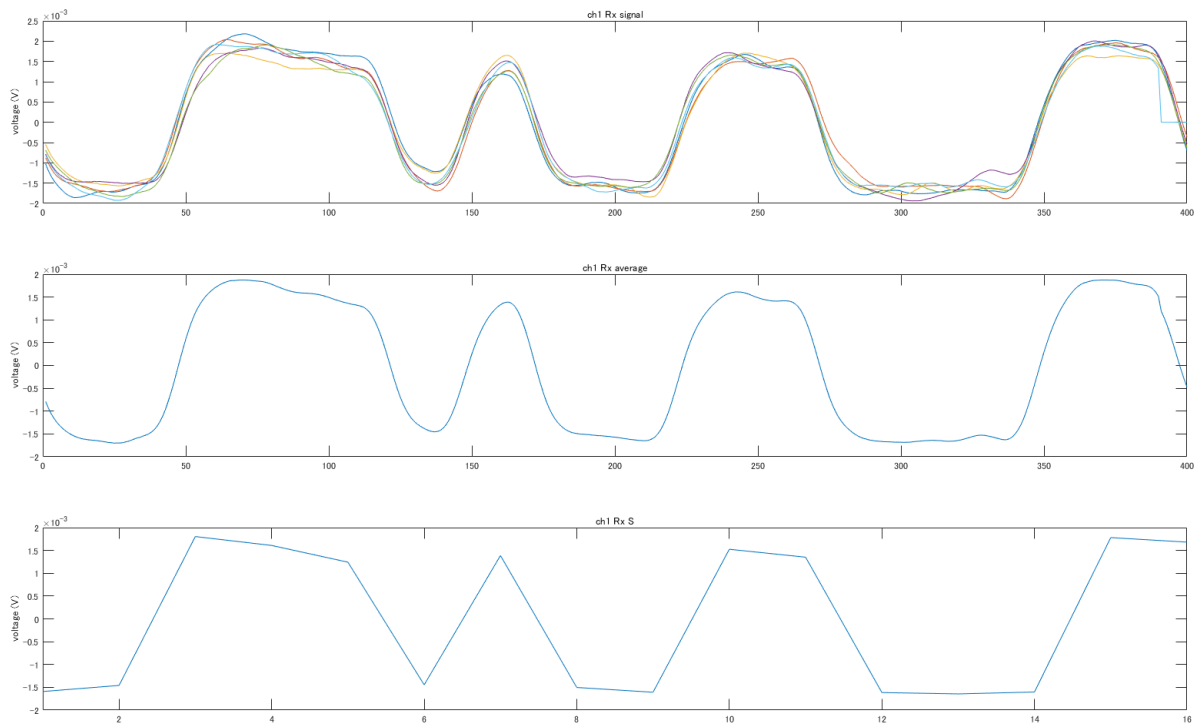


図 5.1 S の受信波形と判定

上段のグラフが ch1 の 16 ビットを重ね書きしているものであり，今回は 16x6 ビットを判定に使用している．中段は上段の値を平均した波形であり，下段は中段のビットそれぞれの中央で値を取り出した波形である．受信波形は 0, 1 の 2 値で判断するのではなく，受信した値そのものを

使用する必要があるため、下段の波形は値が一定ではない。2 値で判断すると表 5.2 の ch1 と同じ波形となり、正しく送受信できていることがわかる。

受信した信号に式(5.5)の通り、送信信号である \mathbf{S} の逆行列を乗算することで \mathbf{H} が求まる。求めた \mathbf{H} を式(5.6)に示す。表 5.3 にこの実験での干渉度を示す。

$$H = \begin{bmatrix} 0.0016 & 0.0001 & 0.0000 & 0.0001 \\ 0.0001 & 0.0013 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0007 & 0.0001 \\ 0.0001 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0014 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

表 5.3 各チャネルの干渉度

ch1	ch2	ch3	ch4
0.0864	0.0958	0.1164	0.0479

式(5.6)で 0 となっている部分は、実際にはかなり小さい値が代入されており、干渉度を MATLAB 上の計算により求めると表 5.3 の値となる。干渉度を見てわかるように、他のチャネルからの光は自身のチャネルの光の約 10 分の 1 程度となっており、干渉はほぼ無いと言える。

求めた \mathbf{H} を元に出力信号を用意し出力し、BER(Bit Error Rate)を求めた。図 5.2 に受信したデータのアイパターンを、表 5.4 に BER を、図 5.3 に ch1 の信号波形を示す。

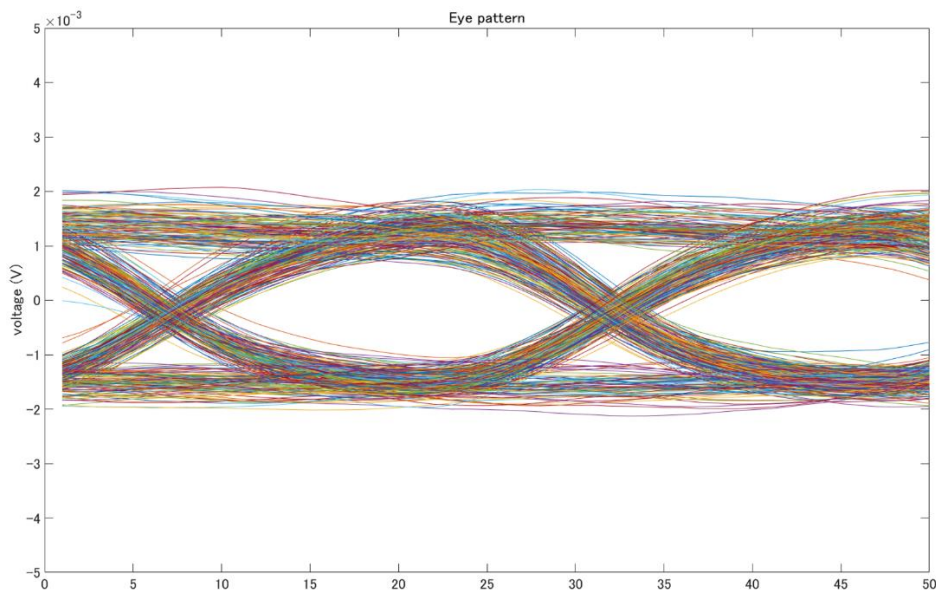


図 5.2 受信信号のアイパターン

表 5.4 BER 大容量化実験 干渉なし

チャネル	ch1	ch2	ch3	ch4
エラー数	0	0	0	0
BER	0	0	0	0

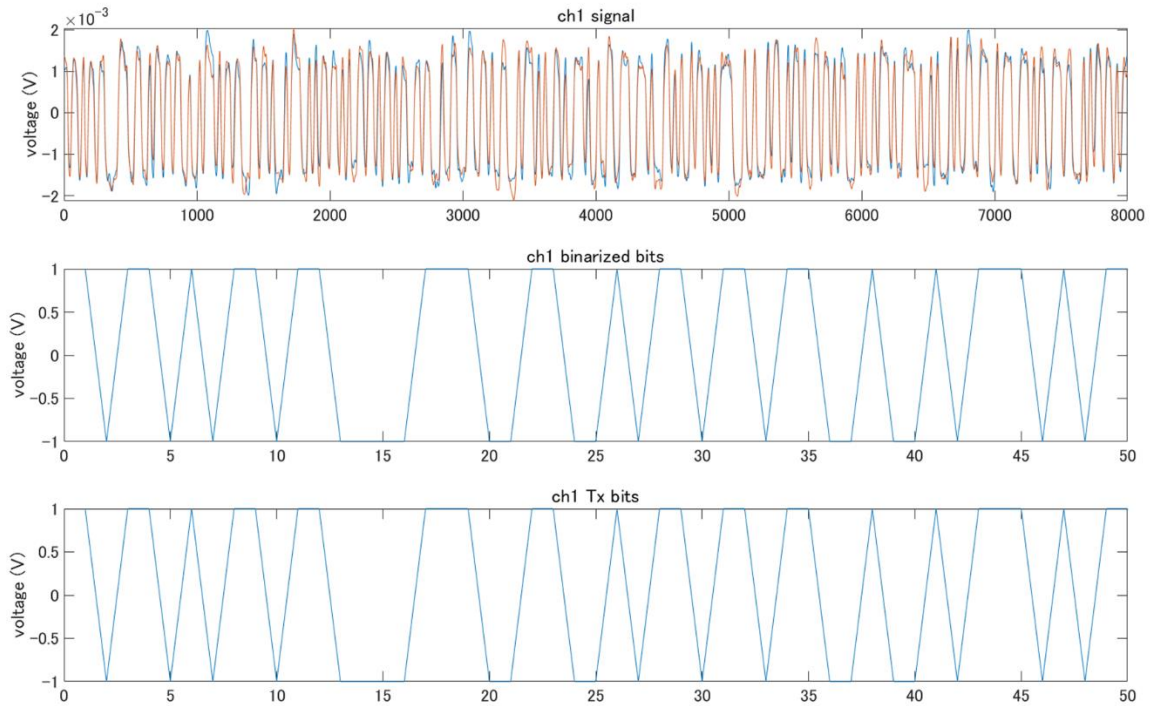


図 5.3 ch1 の波形

受信信号からビット判定と BER 測定に使用したのは 640 ビットであり，これは送信信号が 320 ビットであるので 2 周分となる．受信信号はオシロスコープから取得しているが，同じ信号の位置で波形を取得することはできないため，実験を行うたびに判定に使用できるビット数は変化する．干渉が無い環境ではエラーフリーでデータの送受信が可能であることがわかった．

チャネル行列 \mathbf{H} が求まったことにより信号を送信し，受信側で受信することができた．この流れでデータを次々に送信することで通信は可能であるが，伝搬特性の変化に対して定期的にチャネル行列 \mathbf{H} を更新する必要がある．これは式(5.4)から重み \mathbf{w} を消去せずに，

$$\mathbf{H} = \hat{\mathbf{y}}\mathbf{S}^{-1}\mathbf{w}^{-1} \quad (5.7)$$

式(5.7)のように受信信号に送信した信号の逆行列を乗算し，さらに重みの逆行列を乗算することで求まる．重み \mathbf{w} は事前に測定している \mathbf{H} により求められ送信データに乘算されているが，その後受信した信号は新たな伝搬状態であるチャネル行列 \mathbf{H}_n が乘算されているので，式(5.5)の計算により新たな \mathbf{H} を求める．

全体の流れをまとめたのが図 5.4 である．

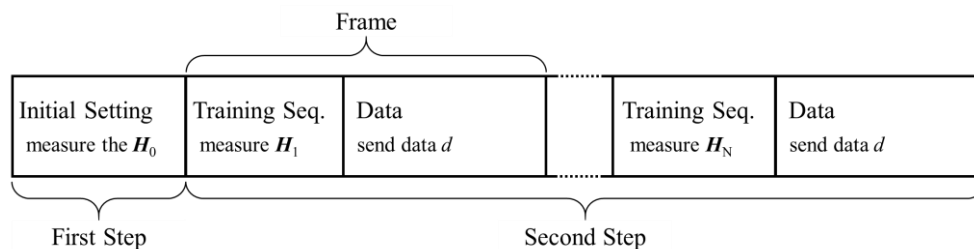


図 5.4 データ送信の流れ

ここで H_0 は最初に測定するチャンネル行列, H_1 から H_n は毎回のフレームで測定する新たなチャンネル行列である. 新たなチャンネル行列を測定すると, そのチャンネル行列を用いてデータを送信し, 次のチャンネル行列を測定するための信号も送信する. 式(5.8)に新たに求めた H を示す.

$$H = \begin{bmatrix} 0.0013 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0012 & -0.0001 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0011 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0013 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

式(5.8)の H は一度求めた H から処理を施した送信信号 wS より求めた. 以上の流れから, 干渉が無い場合ではあるがチャンネル行列を測定し, データを送信し評価することができた. 実験は送受信機の間隔が 5cm となるように配置し行った. 同じ手順で干渉がある場合にデータの送信とチャンネル行列の測定ができるかを実験により調査する. つまり空間多重化を大容量化して実現できるかを次項より説明する.

5.4 空間多重化の大容量化

5.3 で干渉の無い状態で一連の処理が可能であることがわかった. そこで空間多重化の大容量化を実現するために送受信機の配置を変更し, 干渉光が入り込むように実験系を組み直して実験を行った.

干渉のある状態での実験は 2 種類行い, 一つは MU-MIMO 処理に不備があるが出力信号の振幅は大きいものであり, もう一つは MU-MIMO 処理を適切に行い, その結果出力信号の振幅が小さくなっている部分が存在するものである. これより順に説明していくが, 事前に判明していたわけではなく, 実験を行った後に MU-MIMO 処理に不備があることが判明し, 処理を訂正して再実験を行ったのであるが, 実験結果を比較するのに丁度良くなっているので不備のある実験も説明する.

処理が不適切な実験の結果をまず説明していく. 測定したチャンネル行列を式(5.9)に, 干渉度を表 5.5 に示す.

$$H = \begin{bmatrix} 0.0010 & 0.0001 & 0.0000 & 0.0001 \\ 0.0001 & 0.0007 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0001 & 0.0006 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0005 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

表 5.5 各チャンネルの干渉度

ch1	ch2	ch3	ch4
0.2219	0.2815	0.2406	0.2310

式(5.9)の求めたチャンネル行列を用いて MU-MIMO 処理を施した信号を送信し, BER を測定したものが次の表 5.6 である.

表 5.6 BER 大容量化実験（処理不備あり，干渉あり）

チャンネル	ch1	ch2	ch3	ch4
エラー数	0	0	0	1
BER	0	0	0	0.0016

実験では干渉度が 0.25 辺りでエラーフリー，若しくは 1 ビットの誤りで通信が可能であることが判明した．この実験を行った際の H を用いて受信信号 y をシミュレーションにより求めたのでその波形を図 5.5 に示す．

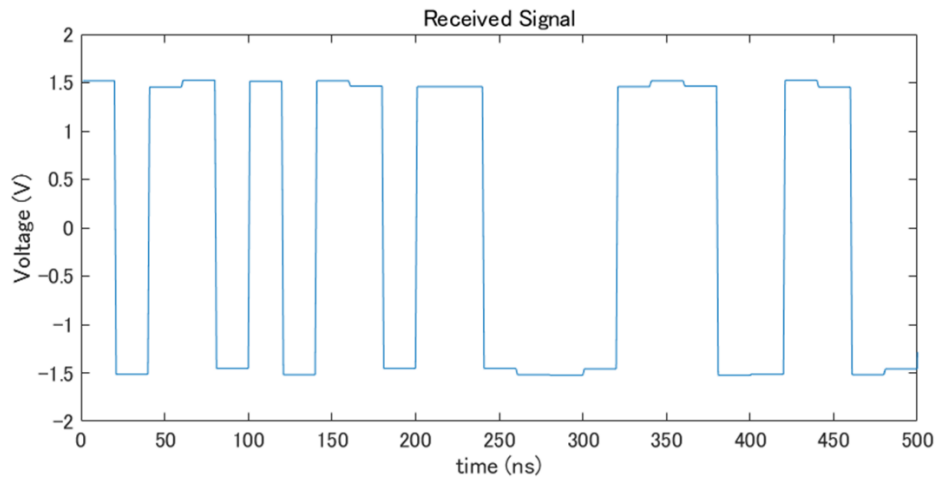


図 5.5 受信波形（処理不備あり，干渉あり，シミュレーション）

MU-MIMO 処理を施された複数の送信信号を受信すると，適切に処理が行われていれば受信波形は 2 値状態となる．しかし適切な処理が行われていない場合，図 5.5 のようにビットの判定はできるものの，波形のピーク部分の電圧は上下で 2 値状態とならない．ただし干渉度が小さい時には適切でない処理による送受信であっても，受信信号での誤差がビット判定のしきい値を上回ることは無いためエラーフリーでの通信が可能となる．ここまでの実験結果を図 5.6 に示す．

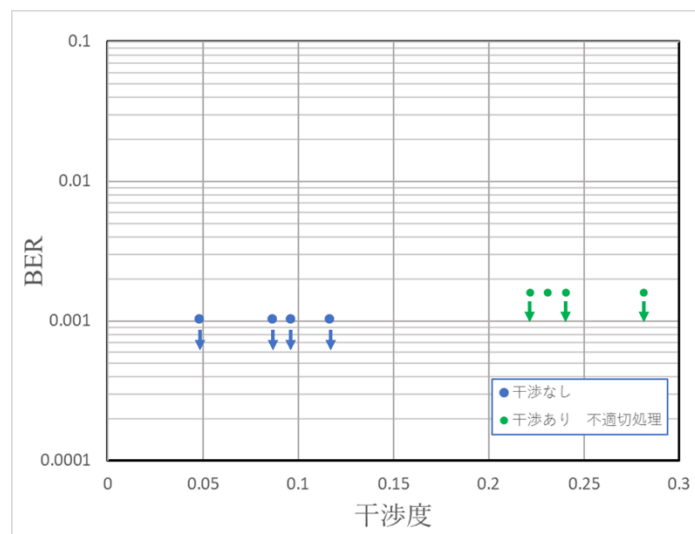


図 5.6 干渉度と BER

次に適切に MU-MIMO 処理を施した場合の実験を説明する。まず求めたチャネル行列を式 5.10 に、干渉度を表 5.7 に示す。

$$H = \begin{bmatrix} 0.0006 & 0.0001 & 0.0001 & 0.0003 \\ 0.0008 & 0.0008 & 0.0002 & 0.0001 \\ 0.0002 & 0.0003 & 0.0011 & 0.0006 \\ 0.0002 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0008 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

表 5.7 各チャネルの干渉度

ch1	ch2	ch3	ch4
0.9287	1,2621	1.0013	0.2751

式 5.10 のチャネル行列を用いて MU-MIMO 処理を適切に行い、実験で信号の送受信を行い BER の測定したものが次の表 5.8 である。

表 5.8 BER 大容量化実験（処理不備なし、干渉あり）

チャネル	ch1	ch2	ch3	ch4
エラー数	78	178	223	48
BER	0.1219	0.2781	0.3484	0.0750

図 5.7 はこの実験を通しての干渉度と BER の関係を示したグラフである。

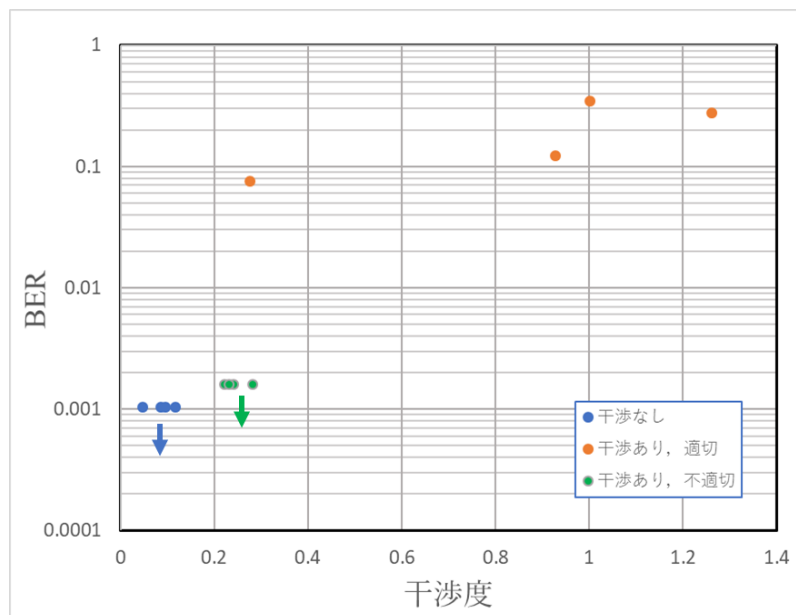


図 5.7 干渉度と BER

適切に MU-MIMO 処理を施した実験では不適切な処理の実験に比べエラーが増加した。これは DAC からの出力信号が小さくなってしまったために信号が雑音に埋もれてしまったことと、チャネル行列にばらつきがあることによると思われる。

図 5.8 に干渉のある状態での 2 つの実験での、それぞれの出力信号の一部を取り出した波形を示す。

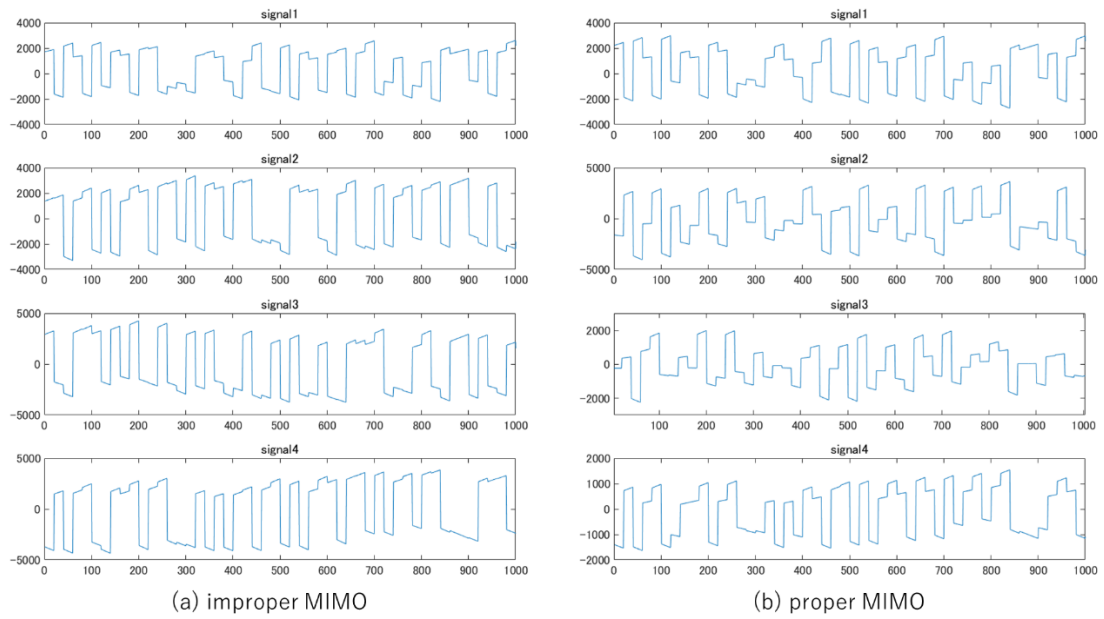


図 5.8 干渉のある状態での出力波形

図 5.8 は左が不適切な MIMO 処理の出力波形であり、右が適切な MIMO 処理を施した出力波形である。不適切な処理では図 5.5 に示したように受信波形が 2 値状態とならずにビット判定に誤りが生じる場合があるが、出力信号波形は実験系で取ることのできる最大値に近いためにノイズに対して信号の比が高くなる。一方、適切な処理を施した出力信号は、振幅が小さくなってしまいう場合があり、信号の振幅と送受信系で加わるノイズの比が小さくなる。

第六章 LD による通信容量の拡大

6.1 LD を使用した光通信

LED を使用する光通信では、周波数特性や発光効率が通信容量と通信距離を制限するパラメータとなる。実際に第五章の実験では 50Mbps の大容量通信を実現できたものの、これ以上の大容量化は LED の周波数特性上困難である。実験で使用した LED より周波数特性の優れた LED は存在するものの、発光効率が悪いため通信距離を大きくすることはできない。しかし光源に LD を使用した光通信であれば、干渉の影響を考慮する必要があるものの、周波数特性と発光効率の両方を補うことができるので、大容量な伝送が期待できる。本章では光源に LD を使用した光空間通信の実験を行うことで通信容量を拡大する。

6.2 LD 出射光の PD 受光面での干渉について

LD の光はコヒーレントな光であり、光空間通信に使用する場合は受信時の光の干渉について考慮しなければならない。そのため PD 受光面で干渉がどのような効果を及ぼすかを実験により確かめた。

実験では2つのレーザーダイオードの光の波長を同じになるように調整して光ファイバに入射した後、光カップラで結合し PD 受光面に光を照射した。光を照射しているときに PD に直列な抵抗の両端電圧を測定することで、光の干渉による効果を確認した。2つの LD の光は、LD に流す電流を制御し、スペクトルアナライザで波長を測定することで同じになるように調整した。図 6.1 に実験系の様子を示す。

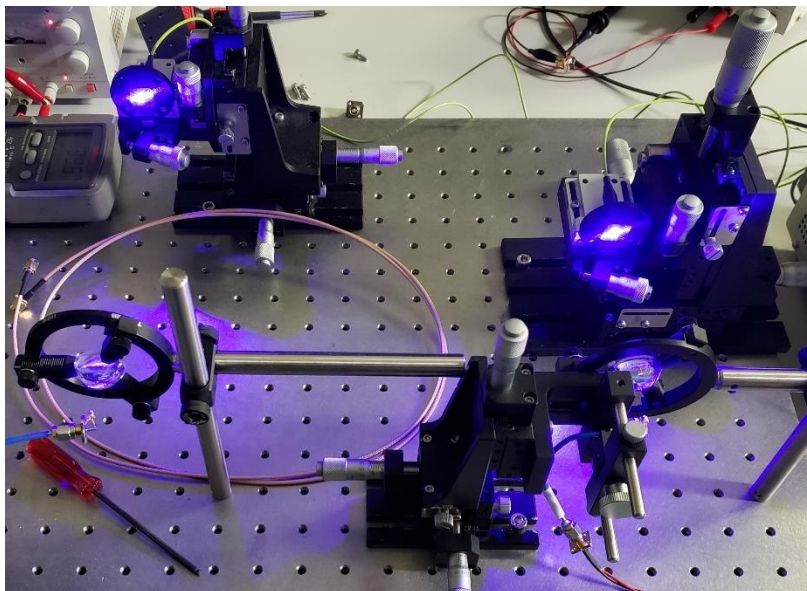


図 6.1 干渉確認の実験系

PD 受光面に 2つの LD の光を当てて実験を行い、受信機の抵抗両端電圧をオシロスコープで測定したが、干渉が原因と思われるノイズは見られなかった。

PD 受光面は LD の光で作られる干渉縞に対し、干渉縞の効果が十分小さいと言える面積を持つために干渉の影響は起きないと考えられる。より高精度な実験を行えば干渉を受光面上で観測できるかもしれないが、干渉の効果は LD の個体差により解決できるとも考えられる。この実験を行うために 2 つの LD の電流値を測定し、2 つの LD の出射光の波長を合わせるために電流値は 47mA と 64mA となっていた。今回の実験で使用した LD は特性が異なるために、異なる電流値で同じ波長となったため、特性の違う LD を使用して同じ電流を流すことで、出射光の波長を揃えずに使用することができると考えられる。

6.3 1 x 1 LD 光通信

送信機に LD を使用しデータを送受信する実験を行った。実験で得られた受信波形のアイパターンを図 6.2 に示す。

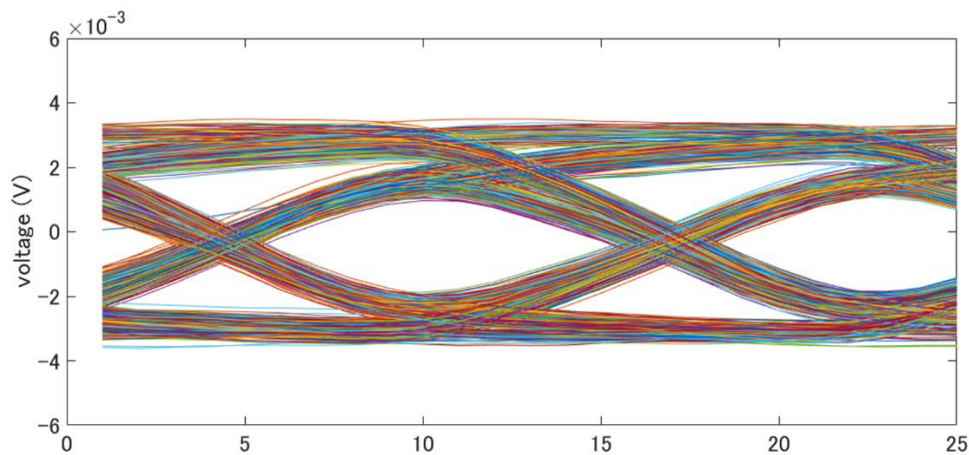


図 6.2 受信波形のアイパターン

送信信号は 100Mbps であり、LED の実験の 2 倍の通信速度となっている。送受信機の間隔は LED の実験と同じ 5cm であるが、受信波形の振幅は LED と比べて大きくなっている。さらにアイは十分に広がっており、ノイズによるビット判定への影響は少ないと考えられる。ビットの変わり目部分では波形がなめらかに変化しているが、これは受信機の帯域不足により受信波形がなまっているものである。

第七章 考察

空間多重化は原理実験で確認され、大容量化の実験では干渉の無い状態でエラーフリー、干渉があり不適切な MIMO 処理でエラーフリー、干渉があり適切な MIMO 処理ではエラーが発生した。ここでは干渉度と BER を元に空間多重化について考察する。それぞれ図 3.3 と図 5.7 から考察する。

原理確認の実験と大容量化の実験から 2 つの異なる干渉度の範囲で BER を測定することができた。原理確認の実験結果からは、干渉度が 1.5 になる辺りから BER が悪化する特性がわかり、実験が低速で雑音の少ない環境で行われたものであるため、MU-MIMO 処理による空間多重化では干渉度 1.5 辺りまで、干渉信号を含む信号から正しい送信信号を分離できると考えられる。一方、大容量化実験では、適切な処理の実験では干渉度が低く、原理確認の実験ではエラーフリーで送受信ができていた範囲でも、エラービットが出てくる。2 つの実験での違いは通信速度と送信機の光量である。違いは 2 つあるが、送信機の光量は通信速度により変化するため、干渉度と BER には送信機の光量が関係していると考えられる。送信機の光量は周波数特性と関係しており、送信素子である LED に対して入力する信号の周波数を高くするほど、出力される光信号は弱くなる。これは図 4.4 の LED の周波数特性から明らかである。そのため送信機から出力する信号の周波数が高くなるほど、つまり出力する信号のビットレートが高くなるにつれて、送信機から出力される光量は落ちる。

送信機から出力される光量が小さくなると、受信側で受信できる信号光が弱くなり、受信機が出力する電気信号の振幅は小さくなる。電気信号の振幅が小さくなると、信号を扱う経路上のノイズが信号にとって無視できなくなる。つまり SNR(Signal to Noise Ratio)が悪化するためエラーが増えてしまう。図 5.8 では干渉のある状態での 2 つの実験の出力波形を説明したが、適切な MIMO 処理を施すと信号の振幅が小さくなるために SNR が悪化し、エラーが増えてしまったと考えられる。不適切な処理では信号の振幅は大きいため SNR が適切な処理に比べて良くなり、受信波形に見られるビットの振幅差がしきい値を超えるまではエラーフリーの通信が可能となる。

SNR の値により BER が影響を受けるのは通信系では一般的であり、一般に SNR を大きくすることで BER は小さくなる。そのため受信機に入射する光の量を増やすことにより BER を小さく抑えることができると考えられる。第六章での LD の実験により、LED より光量があり周波数特性も良い LD を使用することで信号の受信波形は LED を使用した実験と比べて、ビットレートを上げてもしっかりと判定できる状態に変化した。このことから光量を稼ぐことにより通信環境は良くなることがわかる。SNR を大きくするにはノイズを小さくする方法もある。これは実験系で余分に取得してしまうノイズを減らすことで対応可能であり、付録に受信機でのノイズ低減について記載する。DAC の出力信号の振幅は後段のアンプにより制限されるため、今回の実験では 16 ビットの分解能を最大限に活かしていない。分解能を最大限に活かすためには DAC とアンプの間にアッテネータ（減衰器）を入れることで対応可能であり、この変更でより精密な MIMO 処理が可能となり SNR を改善できると考えられる。

以上のことから、空間多重化の大容量化は今回の実験では達成できなかったが、実験系で SNR を良くすることで達成可能であると考えられる。

第八章 まとめ

LEDを使用した近距離光無線通信において、アレーアンテナ技術を応用し3次元空間で空間多重化実験を行ったが、照射面上では期待した信号光の分離は確認できなかった。4x4 MU-MIMO 処理を施した実験では約 10bps の低速ながら、受信側で各チャンネルの信号が個別に得られたことから、空間多重化の原理が実現可能であることを確認した。さらに通信の課題の一つである通信容量の増加を解決するため、4x4 MU-MIMO 処理による空間多重化の大容量化実験において、干渉のない環境で1チャンネル辺り 50Mbps の高速通信をエラーフリーの状態を確認したが、干渉のある環境では MU-MIMO 処理を適切に行うことができずに BER が悪化し、空間多重化の大容量化を達成できなかった。

謝辞

本研究を進めるにあたり、多大なるご助力とご指導を頂きました主査岩下克教授、副査を担当して頂き、また様々な助言と激励をくださった小林弘和准教授、田上周路准教授に心より感謝申し上げます。

参考文献

- [1] H. Haas, *et al.* “What is LiFi?.” *J. Lightw. Technol.*, vol.34, no.6, pp.1533-1544, 2016.
- [2] Z. Chen and H. Haas, “Space division multiple access in visible light communications,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, London, U.K., Jun. 2015, pp.5115-5119.
- [3] 久家靖史, “光空間並列伝送信号の MIMO 処理による分離,” 高知工科大学 2017 年度学士課程 卒業論文
- [4] 小林健輔, “サブキャリア変調 LED による信号指向性制御,” 高知工科大学 2018 年度学士課程 卒業論文
- [5] 小林健輔, 小林弘和, 岩下克, “サブキャリア多重 LED による信号指向性制御,” 2018 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-22
- [6] Analog Devices, “AD9144-FMC-EBZ RevB Schematic.pdf,”
<https://wiki.analog.com/resources/eval/dpg/eval-ad9144>

学会発表

- [1] 小林健輔, 小林弘和, 岩下克, “サブキャリア多重 LED による信号指向性制御,” 2018 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-22
- [2] K.Kobayashi, H.Kobayashi, K.Iwashita “Multi-User MIMO in Visible Light Communications by Superposed Intensity Modulated Signals” WP4-A4, OECC/PSC, 2019.

付録

1.1 送信機のインピーダンス・マッチング

50Ω伝送系では信号の不要な反射を防ぐことで効率よく電力を伝送できる。そのため今回使用する実験系の送信機部ではスミスチャートを用いたインピーダンス・マッチングを試した。使用回路では Bias Tee の RF+DC 出力端子に直列に LED が挿入されているが、この状態でインピーダンス測定を行い、抵抗を直列に挿入することで送信機の入力インピーダンスを 50Ω に近づけていった。試した結果、直列に 54Ω の抵抗素子を付けることで、スミスチャート上での中央部分に、一部周波数帯で近づけることができた。

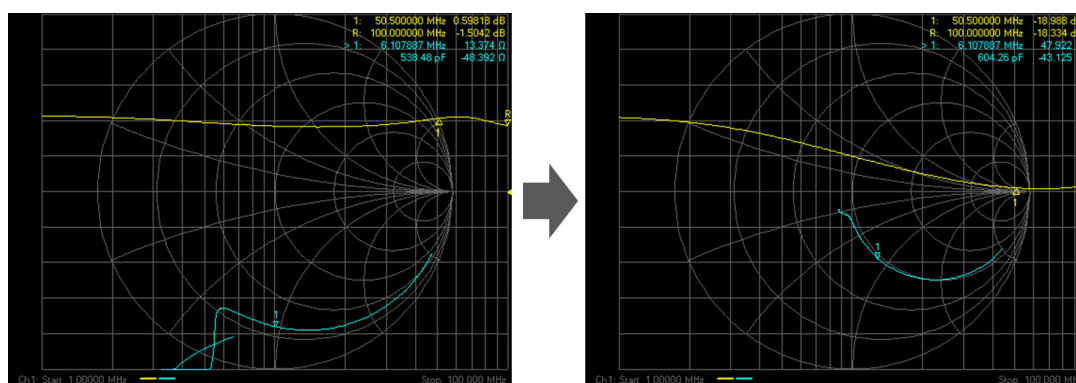


図 1.1 スミスチャート上での変化

50Ω伝送系では必要となるインピーダンス・マッチングだが、今回の実験では送信機に使用する赤外 LED は順方向電流 200mA で駆動する。このため抵抗には常時 200mA が流れ、消費電力は、 $P=VI=RI^2=2.16W$ となり、かなりの電力消費が発生する。実際にマッチングを行った後の LED を Bias Tee に接続し使用したところ、30 秒ほどで煙を出し始めた。使用する抵抗の定格電力が高い物を使用すれば燃焼は回避できるが、今回の実験ではこの電力消費に見合う抵抗を使用すると周波数特性を悪化させると判断したため、インピーダンス・マッチングを行わないこととした。

1.2 FPGA ボード ADS7 と DAC ボード AD9144 について

高速伝送実験では DAC(Digital to Analog Converter)に AD9144 を、制御用 FPGA ボードに ADS7 を使用している。実験系で送信するデータは、まず MATLAB 上でデータを作成し、FPGA ボードに送信する。この時 MATLAB のバージョンは 2017a を使用する。2019b を使用して実験を行った際にはエラーが発生した。その後 ACE(Analysis Control Evaluation)を使用し、AD9144 のクロック設定を行った後、AD9144 に 1GHz の外部クロックを信号発生器から入力することで、データを出力できる。MATLAB からデータを送信する際は、予め使用している PC のデバイスマネージャ上に ADI Development Tools が表示されており、その中に Analog Devices ADS7-V2 と High-Speed DAC USB Evaluation Board (v2)が表示されていることを確認しておく。クロックは HP 83712B Synthesized CW Generator を使用し、1GHz、-12dBm でクロックを供給している。図 1.2 に ACE での設定パラメータを示す。これ以外のパラメータでの動作は確認していない。

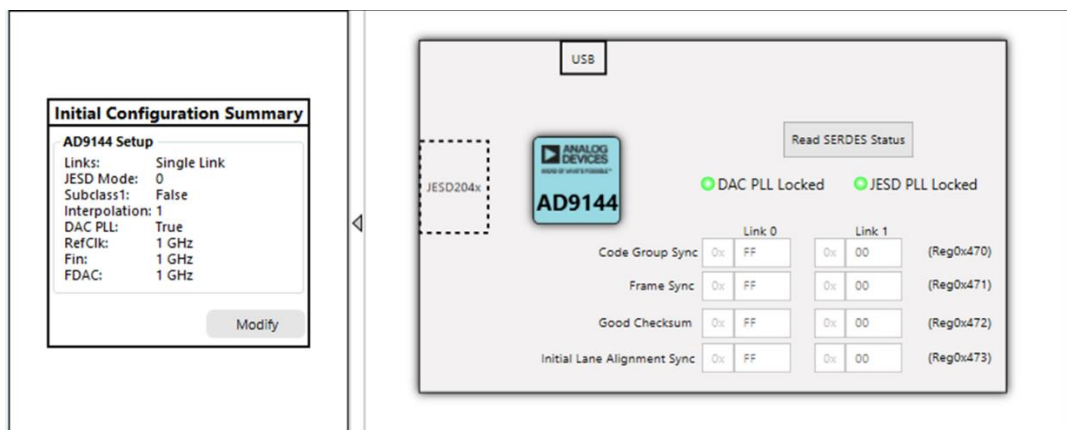


図 1.2 ACE での設定パラメータ

適切な設定パラメータを入力し ACE 上で Apply ボタンを押すと、図 1.2 右側のように 2 つの Locked が緑色に光る。MATLAB でプログラムを実行し直した後は必ず Apply を再度押さなければ、波形は出力されない。

1.3 各チャネルでの MU-MIMO 処理方法

MU-MIMO 処理とは本編にもある通り、測定した伝搬情報であるチャネル行列 H の逆行列を送信するデータに対して乗算することである。この説明では一行で終わっており乗算すれば出力信号を得ることができるように見えるが、実際には LED のバイアスを考慮した信号処理を行う必要があるのでここで詳しく説明する。5.4 で触れた、処理に不備がある実験、ではここで説明する MU-MIMO 処理の途中に不備がある状態で実験を行っている。図 1.3 に送信データの範囲変換について示す。

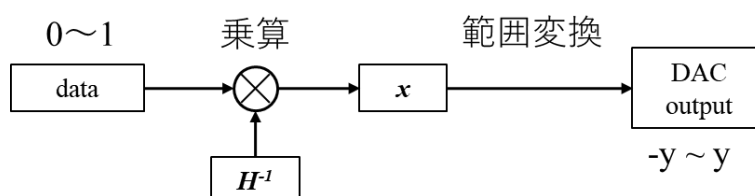


図 1.3 送信データの範囲変換

最初の送信データは 2 値状態の 0, 1 であるが、MU-MIMO 処理ではこの 2 値状態のデータを受信時に取得するために、予めチャネル行列の逆行列を乗算している。この乗算の後の信号 x は正負に様々な値を取るために、DAC が出力可能な値に変換する必要がある。手順としては負側の最大値を送信データから探し出し、その値で x を底上げすることで全ての値を正の値に変換し、その後 DAC が出力可能な最大値までに変換している。

この手順の中にある底上げと DAC が出力可能な範囲への変換の際に使用する、 x の最大、最小値の扱いが、MIMO 処理の際に重要になる点である。適切な MIMO 処理は全チャネルを通して最大最小を求め、その値を用いてそれぞれのチャネルの送信信号を作り出す。不適切な処理では各チャネルでの最大最小を求めてそれぞれで値の変換処理をするために、受信波形で信号が 2 値状態となくなる。

1.4 受信機の改良

実験で使用した受信機は本編の図 4.2 に示したものであるが、この受信機は PD から流れる電流を抵抗に流すことで電圧信号に変換しているために、信号に歪みが発生してしまう。これを解決するために受信機を改良した。改良した受信機の回路図を図 1.4 に示す。

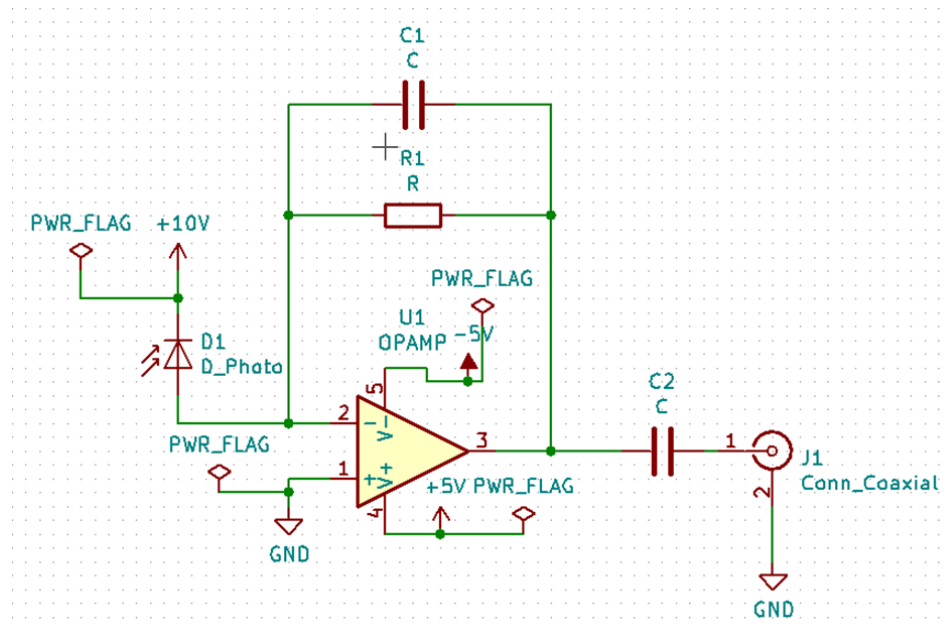


図 1.4 改良した受信機の回路図

改良した受信機はオペアンプによるトランスインピーダンスアンプ (TIA) を使用したものである。TIA では抵抗 R1 により PD の電流が増幅される。回路構成は複雑になり、オペアンプの特性も考慮する必要があるが、受信機で信号を受信する際に発生していたノイズを低減することが可能であるので、今後の実験ではこちらの回路をしようする方が良いと思われる。

オペアンプは TI の OPA657, PD は VEMD6050, 帰還部分の抵抗は 2.2k Ω , コンデンサは 4pF を使用した。図 1.5 にこの受信機の周波数特性を示す。

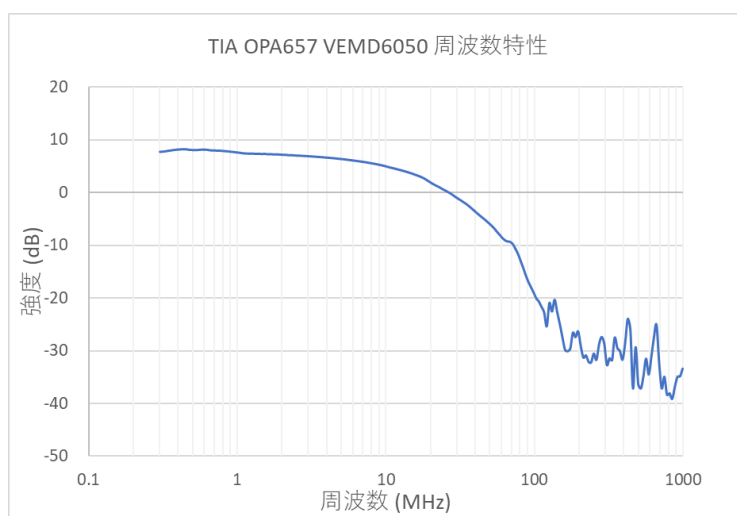


図 1.5 改良した受信機の周波数特性