

修士論文

コヒーレント光 OFDMA における
許容符号間時間差

Allowable Symbol Time Difference for Coherent Optical
OFDMA

報告者

学籍番号: 1215039

氏名: 五百藏 雅幸

指導教員

岩下 克 教授

平成 31 年 2 月 12 日

高知工科大学大学院 電子・光システム工学コース

目次

第1章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.2	研究目的	2
1.3	論文構成	2
第2章	コヒーレント光 OFDMA	3
2.1	光キャリア分配	3
2.2	IQ 変調器	4
2.2.1	マッハツェンダー型強度変調器	4
2.2.2	IQ 変調器	5
2.2.3	周波数シフタ (Frequency Shifter)	6
2.3	コヒーレント検波 (Coherent Detection)	8
2.3.1	バランスト受信器	9
2.3.2	光ヘテロダイン検波 (Optical Heterodyne Detection)	10
2.3.3	光ホモダイン検波 (Optical Homodyne Detection)	11
2.3.4	光イントラダイン検波 (Optical Intradyne Detection)	12
第3章	直交周波数分割多重 (OFDM)	14
3.1	原理	14
3.2	ガードインターバル(GI : Guard Interval)	16
3.3	直交周波数分割多元接続 (OFDMA)	17
3.4	光直交周波数分割多重 (Optical OFDM)	17
3.4.1	FFT ベース光 OFDM (FFT-based Optical OFDM)	17
3.4.2	全光 OFDM (All-Optical OFDM)	18
3.4.3	電気・光 OFDM (Electro-Optical OFDM) 方式	19
3.5	シミュレーション	20
3.5.1	変調速度と線幅の関係	21
3.5.2	光位相雑音と信号の劣化度	22
3.5.3	ガードインターバル挿入による劣化度	23
3.5.4	ガードインターバルによる許容符号間時間差	24
第4章	実験構成・結果	25
4.1	光 SSB 周波数シフタ	25
4.1.1	実験構成	25
4.1.2	実験結果	26
4.1.3	生成光キャリアの特性実験	26
4.1.4	測定結果	27
4.2	コヒーレント光 OFDMA	27
4.2.1	実験構成 (GI なし)	27
4.2.2	復調プログラム	28
4.2.3	実験結果	29
4.2.4	実験構成 (GI あり)	31
4.2.5	実験結果	31
第5章	結論	33

第1章 序論

1.1 研究背景

近年、光回線を用いた 4K・8K 放送、第 5 世代移動通信システム等の超高速通信技術の発展により、今後、ネットワーク上を流れるインターネットトラフィックが総務省の調査によると急激に増加すると考えられている[1][2]。この問題に対応するために、光ファイバ通信における伝送容量の拡大が必要である。伝送容量の拡大方法として、マルチコアファイバ(MCF: Multi-Core Fiber)やマルチモードファイバ(MMF: Multi-Mode Fiber)を用いる方法もあるが、設備コストが高くなる。そのため、既存のシングルモードファイバ(SMF: Single-Mode Fiber)網を活用し、限られた光帯域で高効率・大容量通信システムが求められている。現在、光アクセスネットワーク(PON: Passive Optical Network)で利用されている時分割多重(TDM: Optical Time Division Multiplexing)や周波数分割多重(FDM: Frequency Division Multiplexing)では図 1(a)に示すスペクトルようにガードバンドの挿入により周波数利用効率が低く、伝送容量の拡大に限界がある。そこで、研究されている技術として、図 1(b)に示す直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)がある[3][4][5]。

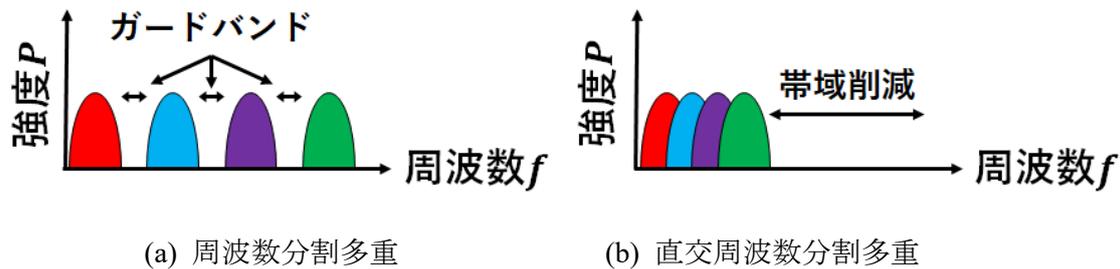


図 1 FDM と OFDM の比較

OFDM 技術は、高速データを複数のサブキャリアを用いて、低速データで並列伝送する特徴があり、無線通信では、地上デジタル放送や無線 LAN 等の身近な通信機器に使用されており、技術が確立している。光通信では OFDM 技術は研究段階であり、実用化には至っていない。しかし、図 2 に示す OFDM-PON が実用化されることで、従来の FDM に比較して、光帯域を有効に利用でき、収容できる ONU (Optical Network Unit) 数の拡大が期待できる[6][7]。しかし、OFDM-PON における ONU から OLT (Optical Line Terminal) への上り信号に直交周波数分割多元接続 (OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access) を適用する場合に、各 ONU 間の周波数間隔制御や波長分散による遅延差が信号品質の劣化に大きく影響を与える。また、使用する半導体レーザーの線幅により変調速度が制限される。

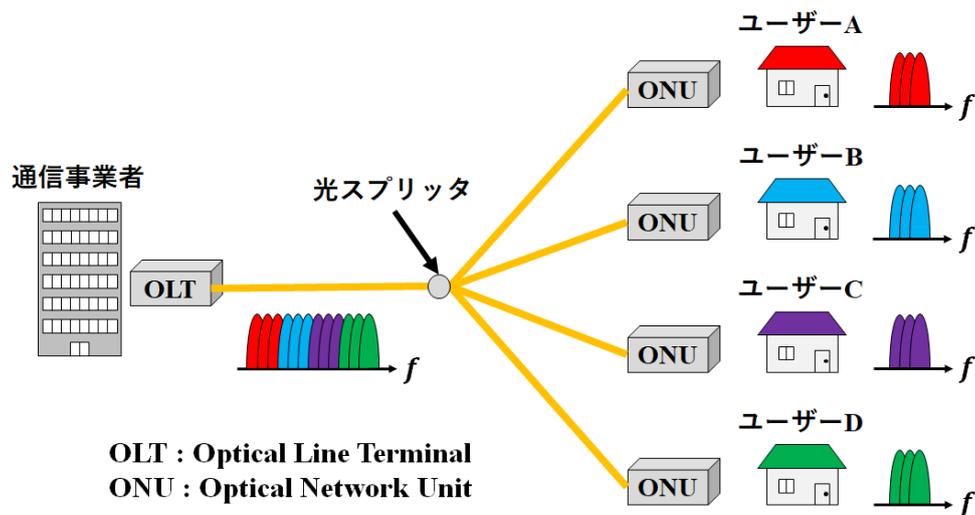


図 2 OFDM-PON

1.2 研究目的

本研究では、OFDM-PON の上り回線にコヒーレント光 OFDMA を適用した際に問題となる各ユーザー間の周波数間隔の制御と遅延差による伝送信号の劣化について検討する。具体的には、ユーザー間の周波数間隔制御に関しては現状の技術では、正確な周波数を各 ONU で生成することは困難であるため、OLT から基準光キャリアを各 ONU へ分配し、各 ONU 内の周波数シフタでの周波数制御を検討する。また、各 ONU から OLT への上り信号における波長分散や処理時間のバラつきによる遅延差を吸収するため、光領域でガードインターバル (GI : Guard Interval) を設けて吸収することを検討する。以上の内容をシミュレーションと実験で確認する。

1.3 論文構成

本論文は、5章で構成させている。2章では、提案コヒーレント OFDMA を実現するための構成要素を説明する。3章では、無線領域と光領域の OFDM 技術とシミュレーションした結果について説明する。4章では、光 SSB 周波数シフタと光 OFDMA の実験方法と結果について説明する。5章では、本研究結果についてのまとめを述べる。

第2章 コヒーレント光 OFDMA

今回の研究で提案するコヒーレント光 OFDMA を図 3 に示す。

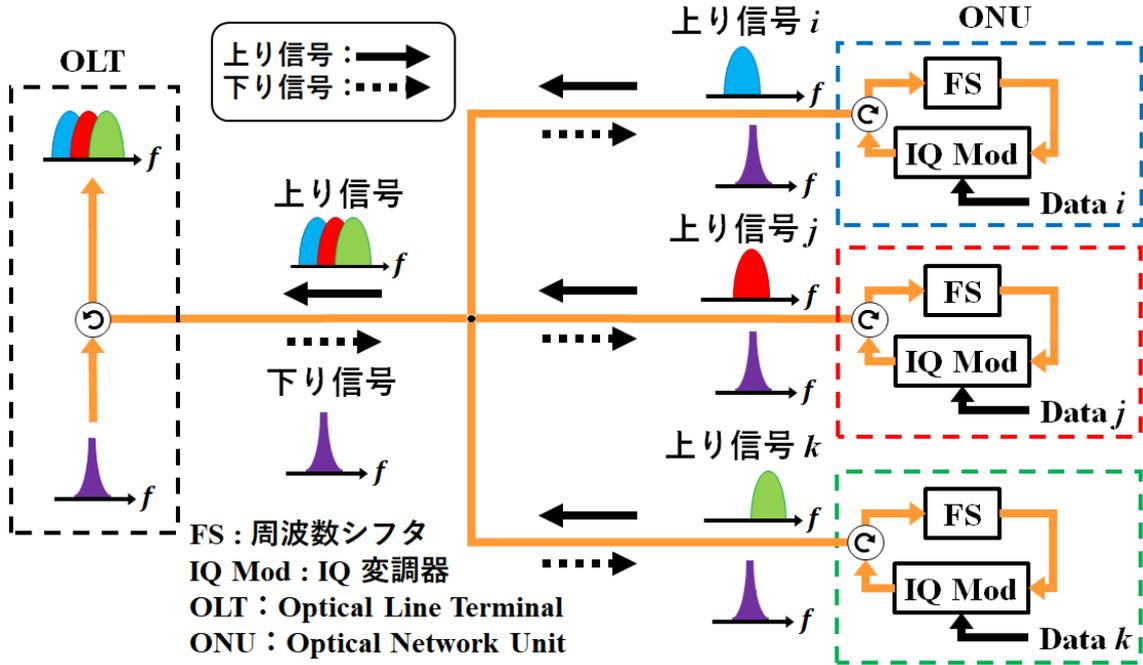


図 3 コヒーレント光 OFDMA

図 3 に示すように、OFDM-PON システムにおける上り信号にコヒーレント光 OFDMA を適用した構成である。本システムでは、各 ONU 間の周波数制御のために、OLT から基準光キャリアを分配する。各 ONU に分配された基準光キャリアを周波数シフタ (FS) で光キャリア間隔を制御する。分配された光キャリアを IQ 変調器で変調して、送出することで光 OFDMA を実現できる。各 ONU からの光信号に波長分散等による遅延差は変調する際にガードインターバル (GI) を挿入することで、遅延差を吸収することができる。GI 挿入は、OFDM シンボルに GI を設けたシンボル周期で光キャリアを変調することで、GI を付加した OFDM 信号と同じ状態である。伝送された光 OFDMA 信号は OLT 内の局部発振光と合波し、コヒーレント検波する構成である。

2.1 光キャリア分配

OFDM-PON において、各 ONU に半導体レーザーを配置し、個々の半導体レーザーを条件に適した周波数に制御することは難しい。光キャリアにおける 1 [MHz] の変化を温度で制御するには、1/10000 [°C] 単位での制御が必要である。そのため、本研究では図 4 に示すように基準光キャリアを各 ONU へ分配することで半導体レーザーを配置する必要性がなくなる。また、基準となる光キャリアを周波数シフタだけで各 ONU に適した周波数に制御できる利点がある。

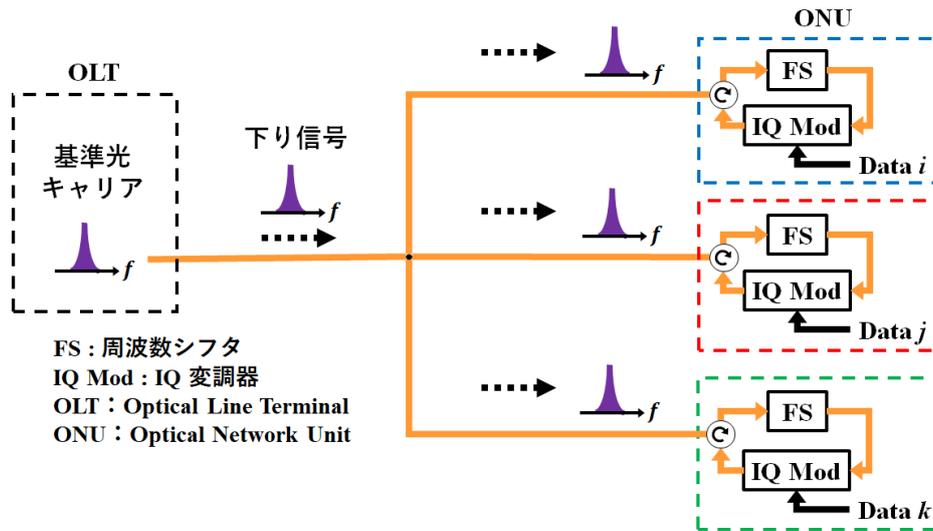
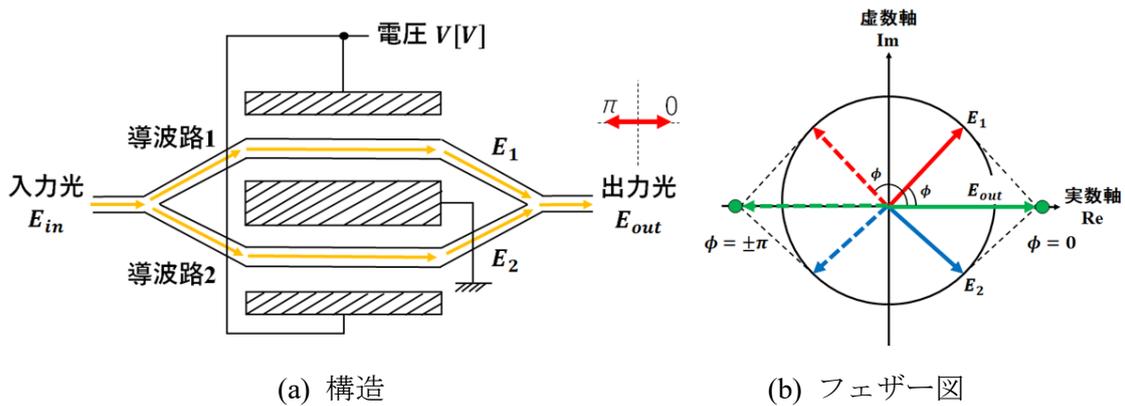


図 4 光キャリア分配

2.2 IQ 変調器

2.2.1 マッハツェンダー型強度変調器

マッハツェンダー型強度変調器とは、ニオブ酸リチウム結晶のポッケルス効果による屈折率変化を用いた光変調器である。変調器は2つの位相変調器で構成されており、図5(a)に示す。変調器に入力された入力光は、Y分岐で2つに分配され、それぞれ位相変調され、Y分岐で合波された光が出力される。変調器の原理を具体的に考えるため、入力光の電界 E_{in} を以下のように仮定する。



(a) 構造

(b) フェザー図

図 5 マッハツェンダー型強度変調器

$$E_{in} = \sqrt{P_s} e^{j(2\pi f_s t + \theta)} \quad (2-1)$$

ここで、 P_s は入力光の電力、 f_s は角周波数、 θ は位相雑音である。マッハツェンダー型強度変調器では、印加電圧により位相差 ϕ が与えられる。ここで、導波路1側には $+V$ が加えられて $+\phi(V)$ の位相が与えられ、導波路2側には導波路1側と逆向きに V が加えられて $-\phi(V)$ の位相が与えられる。よって、導波路1の電界 E_1 と導波路2の電界 E_2 は、

$$E_1 = \frac{\sqrt{P_s}}{\sqrt{2}} e^{j(\omega_s t + \theta + \phi(V))} \quad (2-2)$$

$$E_2 = \frac{\sqrt{P_s}}{\sqrt{2}} e^{j(\omega_s t + \theta - \phi(V))} \quad (2-2)$$

となる。電界 E_1, E_2 を合波するとき損失の影響で $1/\sqrt{2}$ され、出力光の電界 E_{out} は、

$$\begin{aligned} E_{out} &= \text{Re} \left[\frac{\sqrt{P_s}}{2} e^{j(\omega_s t + \theta + \phi(V))} + \frac{\sqrt{P_s}}{2} e^{j(\omega_s t + \theta - \phi(V))} \right] \\ &= \text{Re} \left[\frac{\sqrt{P_s}}{2} e^{j(\omega_s t + \theta)} \cdot e^{j(\phi(V) - \phi(V))} \right] \\ &= \sqrt{P_s} \cos(\omega_s t + \theta) \cos \phi(V) \end{aligned} \quad (2-3)$$

となる。マッハツェンダー型強度変調器の出力をフェザー図で表現すると以下の図 5(b) のようになる。フェザー図より、出力光の電界 E_{out} は電界 E_1 と電界 E_2 のベクトル和で表現される。プッシュプル駆動の場合は、与えられる位相差 ϕ が変化しても出力電界 E_{out} は常に実数軸に存在するため、位相が連続的に変化しない。しかし、片側駆動では、出力電界 E_{out} は位相 $\phi/2$ となり、与えられる位相差 ϕ の変化に対して出力電界の位相が連続的に変化する。光変調器では、位相が連続的に変化しないプッシュプル駆動が適している。よって、出力光の電界 E_{out} の実部の符号が反転する位相差 $\phi(V)$ は、

$$\phi = \frac{n\pi}{2} \quad (2-4)$$

である。よって、位相差 ϕ が式(2-20)の条件の場合に位相が反転し、このときの電圧を半波長電圧 $V_\pi[V]$ という。マッハツェンダー型強度変調器は BPSK (Binary Phase Shift Keying) 変調器として、使用することができる。印加電圧により与える位相 $\phi(V) = 0, \pi$ にすると、出力光は以下のようになる。

$$E_{out} = \sqrt{P_s} \cos(\omega_s t + \theta) \quad (\phi(V) = 0 \text{ のとき}) \quad (2-5)$$

$$E_{out} = -\sqrt{P_s} \cos(\omega_s t + \theta) \quad (\phi(V) = \pi \text{ のとき}) \quad (2-6)$$

よって、マッハツェンダー型強度変調器を BPSK 変調器として使用できる。

2.2.2 IQ 変調器

IQ 変調器とは、図 6 に示すようにマッハツェンダー型強度変調器を二つ用いた構成であり、QPSK 変調器として使用される。QPSK 変調を例に IQ 変調器の原理を説明する。変調器内の導波路 1 側では、2.4.1 で説明したマッハツェンダー型強度変調器で強度変調される。同様に、導波路 2 側も強度変調される。各変調器の出力光は以下のようになる。

$$\begin{aligned} E_1 &= \sqrt{P_s} \cos(\omega t + \theta) \cos \phi(V_1) \\ &= \pm \sqrt{P_s} \cos(\omega t + \theta) \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} E_2 &= \sqrt{P_s} \cos(\omega t + \theta) \cos \phi(V_2) \\ &= \pm \sqrt{P_s} \cos(\omega t + \theta) \end{aligned} \quad (2.8)$$

ここで、与えられる位相差 ϕ は $\phi(V_1) = 0, \pi$ 、 $\phi(V_2) = 0, \pi$ である。また、導波路 2 側の

電界 E_2 は電圧 V_3 により、 $\pi/2$ の位相差が与えられて、

$$\dot{E}_2 = \pm\sqrt{P_s} \sin(\omega t + \theta) \quad (2.9)$$

となる。よって、IQ 変調器の出力電界 E_{out} は電界 E_1, \dot{E}_2 を合波した電界であり、以下のようになる。

$$E_{out} = \pm\frac{\sqrt{P_s}}{\sqrt{2}} \cos(\omega t + \theta) \pm \frac{\sqrt{P_s}}{\sqrt{2}} \sin(\omega t + \theta) \quad (2-10)$$

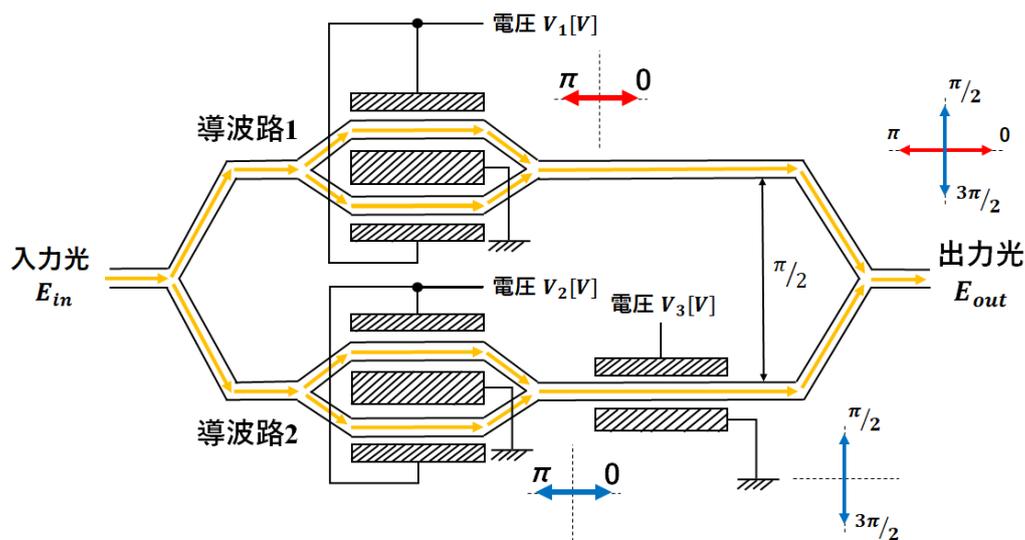


図 6 IQ 変調器

以上のように、IQ 変調器を QPSK 変調器として使用することができる。

2.2.3 周波数シフタ (Frequency Shifter)

光 OFDMA を実現するためには、各 ONU 間の周波数位置が直交する必要がある。本研究では、OLT から分配された基準光キャリアを各 ONU 内の周波数シフタで必要な周波数成分を持つ光キャリアに変換する。周波数シフタとして、光 SSB (Single Side-Band) 変調器を使用した。光 SSB 変調器の下側帯波又は上側帯波を選択して抽出できる波長変換特性を用いた。光 SSB 変調器は、図 7 に示す構造であり、無変調の光搬送波を任意の周波数だけシフトする波長変換の特性を持つ。光 SSB 変調器に 90 度位相が異なる正弦波とバイアス電圧を加えることで位相変調を行い、バイアス電圧を制御することで搬送波と一方の側帯波を抑圧することができる。この効果を利用することで、入力光キャリアを周波数シフトする光 SSB 周波数シフタとして利用可能である。

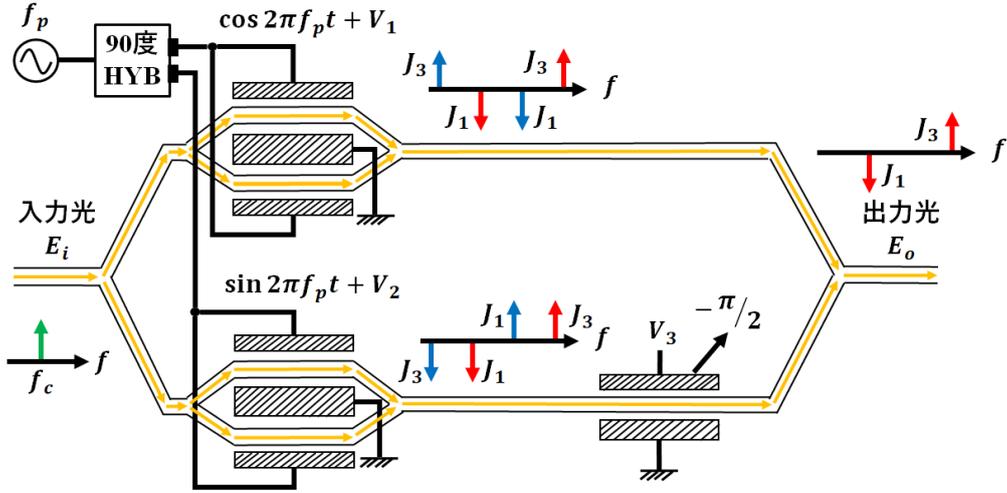


図7 光SSB変調器の構造

光SSB変調器に入力する光キャリア E_i を、

$$E_i = \sqrt{P_i} e^{j2\pi f_c t} \quad (2-11)$$

と仮定する。ここで、 P_i は光キャリアの光強度、 f_c は光キャリアの周波数を示す。光SSB変調器には、周波数 f_p の90度位相の異なる正弦波 $\cos 2\pi f_p t$ 、 $\sin 2\pi f_p t$ を入力する。バイアス電圧 V_3 により、位相差 $-\pi/2$ を与える。各Portに入力された正弦波により位相変調された光の電界は、

$$E_1 = \frac{\sqrt{P_i}}{2} \cos(2\pi f_c t + m \cos 2\pi f_p t) \quad (2-12)$$

$$E_2 = \frac{\sqrt{P_i}}{2} \cos(2\pi f_c t - m \cos 2\pi f_p t) \quad (2-13)$$

$$E_3 = \frac{\sqrt{P_i}}{2} \sin(2\pi f_c t + m \sin 2\pi f_p t) \quad (2-14)$$

$$E_4 = -\frac{\sqrt{P_i}}{2} \sin(\omega_c t - m \sin \omega_p t) \quad (2-15)$$

と表現できる。ここで、 m は変調度を示す。式(2-12)から式(2-15)をフーリエ級数の形に展開するために、第一種ベッセル関数を用いる。以下に展開するために必要な3つの第一種ベッセル関数の式を示す。

$$\cos(m \sin 2\pi f_p t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cos(2n\pi f_p t) \quad (2-16)$$

$$\sin(m \sin 2\pi f_p t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \sin(2n\pi f_p t) \quad (2-17)$$

$$J_{-n}(m) = (-1)^n J_n(m) \quad (2-18)$$

以上、3つの第一種ベッセル関数の性質を適用すると、

$$E_1 = \frac{\sqrt{P_i}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cos \left\{ (2\pi f_c + 2n\pi f_p)t + \frac{n\pi}{2} \right\} \quad (2-19)$$

$$E_2 = \frac{\sqrt{P_i}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cos \left\{ (2\pi f_c - 2n\pi f_p)t - \frac{n\pi}{2} \right\} \quad (2-20)$$

$$E_3 = \frac{\sqrt{P_i}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \sin(2\pi f_c + 2n\pi f_p)t \quad (2-21)$$

$$E_4 = -\frac{\sqrt{P_i}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \sin(2\pi f_c - 2n\pi f_p)t \quad (2-22)$$

と書き直すことができる。Port.1 と Port.2 の光が合波されて変調光 E_{o1} を出力し、

$$E_{o1} = \frac{\sqrt{P_i}}{2} \left[-J_1(m) \{ \sin 2\pi(f_c - f_p)t + \sin 2\pi(f_c + f_p)t \} \right. \\ \left. + J_3(m) \{ \sin 2\pi(f_c - 3f_p)t + \sin 2\pi(f_c + 3f_p)t \} \right] \quad (2-23)$$

となる。また、Port.3 と Port.4 の光が合波されて変調光 E_{o2} を出力し、

$$E_{o2} = \frac{\sqrt{P_i}}{2} \left[-J_1(m) \{ \sin 2\pi(f_c - f_p)t - \sin 2\pi(f_c + f_p)t \} \right. \\ \left. - J_3(m) \{ \sin 2\pi(f_c - 3f_p)t - \sin 2\pi(f_c + 3f_p)t \} \right] \quad (2-24)$$

となる。よって、光 SSB 周波数シフトの出力 E_{LSB} は各導波路の光を合波することで、

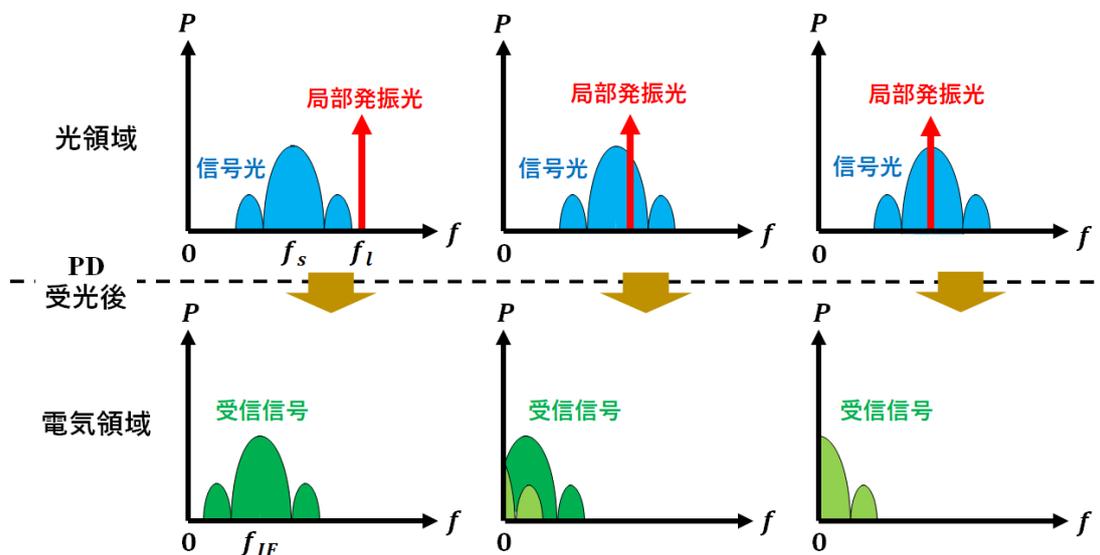
$$E_o = \frac{\sqrt{P_i}}{2} \left[-J_1(m) \sin 2\pi(f_c - f_p)t + J_3(m) \sin 2\pi(f_c + 3f_p)t \right] \quad (2-25)$$

となる。ここで、ベッセル関数 J_3 は非常に小さいため、下側帯波に周波数シフトした光キャリアを取得できる。

2.3 コヒーレント検波 (Coherent Detection)

コヒーレント検波とは、伝送された信号光と受信器内の局部発振光の干渉を用いた方法である。利点として、局部発振光の光電力を大きくすることにより受信器の熱雑音が無視できショット雑音限界と呼ばれる究極の受信感度が得られる。また、光領域の電界が電気領域にそのまま周波数変換されるため、光ファイバ伝送中に生じた波長分散や非線形効果による劣化等を補償できる。劣化補償は受光後の電気回路によるデジタル信号処理により可能である。そして、振幅情報に加えて位相情報も扱えるため、BPSK (Binary Phase Shift Keying) や QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 等の多相化や 16QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation) や 64QAM (64 Quadrature Amplitude Modulation) 多値化が実現でき大容量化が可能になった。問題として、受信感度が信号光の偏波に依存する欠点があるが、偏波ダイバーシティを導入することで偏波依存性を改善できる。検波方式には、信号光と局部発振光の周波数関係で光ヘテロダイン検波、光イントラダイン検波、光ホモダイン検波の3種類に分類できる[8]-[10]。縦軸を強度 P 、横軸を周波数 f で示した各種検波方式のスペクトルを図 8 に示す。ここで、 f_s は信号光の周波数、 f_l は局部発振光の周波数、 f_{IF} はフォトダイオード (PD : Photodiode) 受光後

の中間周波数である。図 8 より、必要な電気領域の帯域が一番狭い検波方式は、光ホモダイン検波方式であり、伝送速度の半分の帯域でよい。逆に帯域が一番広い検波方式は、光ヘテロダイン検波方式であり、最低でも伝送速度に等しい帯域が必要になる。よって、帯域が必要な帯域が小さいホモダイン検波の方がデジタル信号処理における負荷が小さくすむ。



(a) 光ヘテロダイン検波 (b) 光イントラダイン検波 (c) 光ホモダイン検波

図 8 各検波方式の受光前後のスペクトル

2.3.1 バランスド受信器

コヒーレント検波で受信する場合には、バランスド受信器が使用される。バランスド受信器の出力は 2 つの PD の差動出力として出力する。バランスド受信器の構成を図 9 に示す。

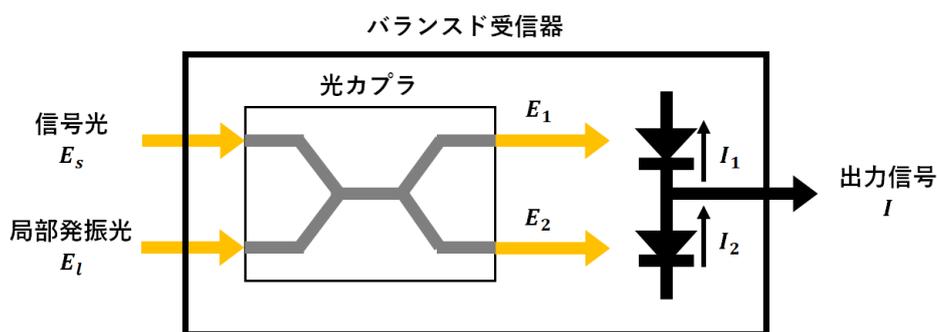


図 9 バランスド受信器

図 9 に示すように、光カプラと 2 つ PD で構成されており、光カプラで合波した光の出力を PD で受光し、差信号として取り出す構成である。数式的にバランスド受信器の構成を考えるために、入力する信号光 E_s と局部発振光 E_l を以下のように仮定する。

$$E_s = \sqrt{P_s} e^{j(2\pi f_s t + \phi)} \quad (2-26)$$

$$E_l = \sqrt{P_l} e^{j2\pi f_l t} \quad (2-27)$$

ここで、 P_s は信号光の強度、 f_s は信号の周波数、 φ は変調信号成分、 P_l は局部発振光の強度、 f_l は局部発振光の周波数である。入力された信号光 E_s と局部発振光 E_l は光カップラで合波され、出力光 E_1, E_2 を出力する。

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s + jE_l) = \frac{\sqrt{P_s}}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi f_s t + \varphi)} + j \frac{\sqrt{P_l}}{\sqrt{2}} e^{j2\pi f_l t} \quad (2-28)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(jE_s + E_l) = j \frac{\sqrt{P_s}}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi f_s t + \varphi)} + \frac{\sqrt{P_l}}{\sqrt{2}} e^{j2\pi f_l t} \quad (2-29)$$

出力光 E_1, E_2 はそれぞれ、PDで二乗検波され、出力電流 I_1, I_2 が流れる。

$$I_1 = R|E_1|^2 = R \left[\frac{P_s}{2} + \frac{P_l}{2} + \sqrt{P_s P_l} \cos\{2\pi(f_s - f_l)t + \varphi\} \right] \quad (2-30)$$

$$I_2 = R|E_2|^2 = R \left[\frac{P_s}{2} + \frac{P_l}{2} - \sqrt{P_s P_l} \cos\{2\pi(f_s - f_l)t + \varphi\} \right] \quad (2-31)$$

ここで、 $R = \eta e \lambda / hc$ は感度であり、 h はプランク定数、 c は光速、 η は量子効率、 e は電子の電荷、 λ は波長である。式(2-30)と式(2-31)の第一項と第二項は信号電力と局部発振光電力であり、第三項が信号成分である。よって、バランスド受信器の出力電流 I は、それぞれのPDの出力電流 I_1, I_2 の差が出力される。

$$\begin{aligned} I &= I_1 - I_2 \\ &= 2R\sqrt{P_s P_l} \cos\{2\pi(f_s - f_l)t + \varphi\} \end{aligned} \quad (2-32)$$

以上のように、バランスド受信器に入力した信号光と局部発振光の周波数差として、信号成分を取り出すことができる。

2.3.2 光ヘテロダイン検波 (Optical Heterodyne Detection)

光ヘテロダイン検波とは、図10に示すように信号光の周波数 f_s と局部発振光の周波数 f_l の周波数条件 $f_s \neq f_l$ で、信号光と局部発振光の偏波を偏波制御器(PC: Polarization Controller)で一致させた状態で干渉させることで中間周波数の位置に信号成分が生じる。この光をPDで二乗検波することで電気的領域でも中間周波数として抽出できる。

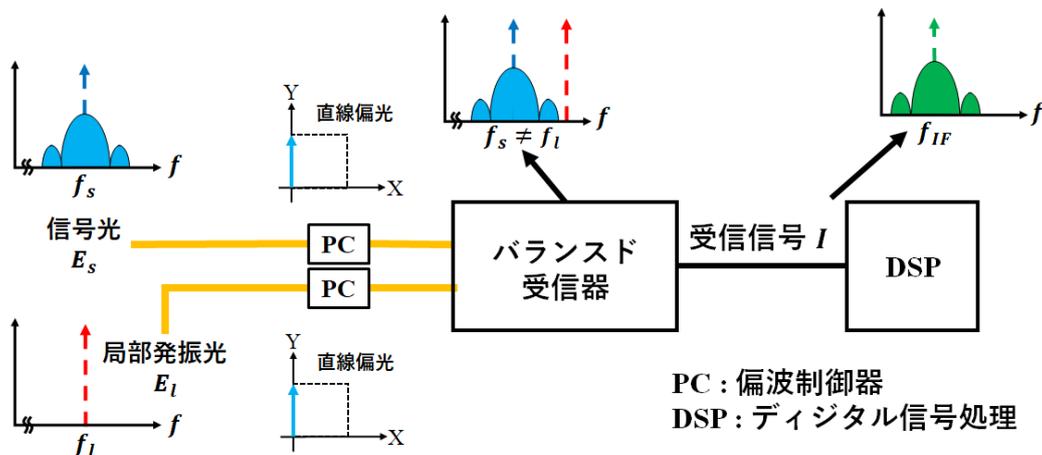


図10 光ヘテロダイン検波

光ヘテロダイン検波では、電氣的領域での帯域幅が伝送速度より広くなるため、電気回路への負担が大きく、高速化に限界がある。原理を式で表現するために、信号光 E_s と局部発振光 E_l を以下のように仮定する。

$$E_s = \sqrt{P_s} e^{j(2\pi f_s t + \varphi + \theta_s)} \quad (2-33)$$

$$E_l = \sqrt{P_l} e^{j(2\pi f_l t + \theta_l)} \quad (2-34)$$

ここで、 P_s は信号光の光強度、 P_l は局部発振光の光強度、 φ は変調成分、 θ_s, θ_l は位相雑音成分である。信号光と局部発振光の偏波を PC（偏波制御器）で一致させた状態でバランスド受信器に入力することで、受信信号 I が得られる。

$$I = 2R\sqrt{P_s P_l} \cos\{2\pi(f_s - f_l)t + \varphi + (\theta_s - \theta_l)\} \quad (2-35)$$

式(2-35)より、信号成分が中間周波数成分として得られていることが分かる。復調処理としては、中間周波数だけ周波数シフトし、ベースバンド移行にした信号を位相同期回路（PLL: Phase Locked Loop）で位相同期を行うことで、変調成分 φ を復調することができる。

2.3.3 光ホモダイン検波（Optical Homodyne Detection）

光ホモダイン検波とは、図 11 に示すように信号光の周波数 f_s と局部発振光の周波数 f_l の周波数条件 $f_s = f_l$ を満たす場合であり、光 PLL（OPLL : Optical Phase Locked Loop）により局部発振光を制御して条件を満たす状態を作っている。

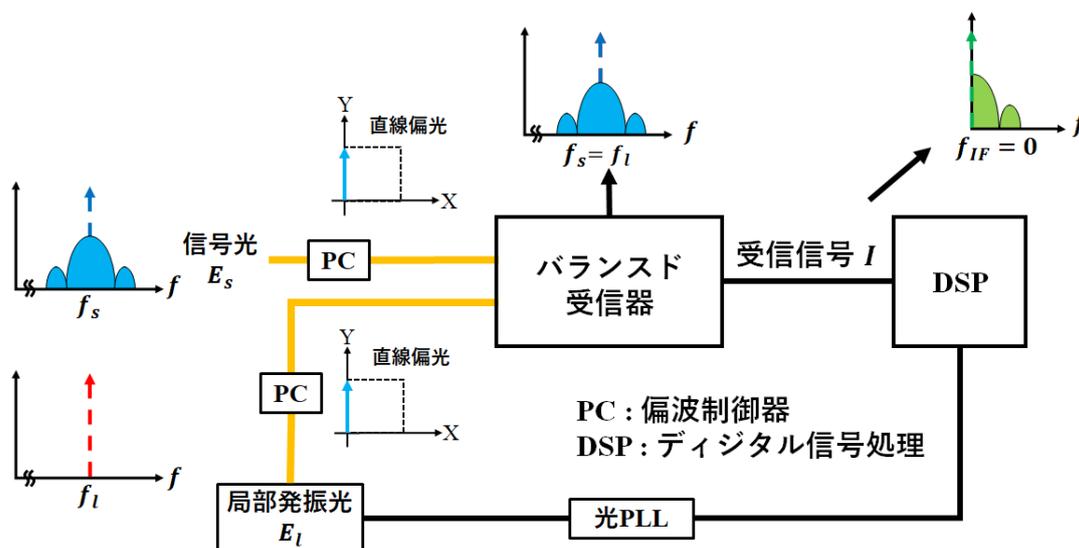


図 11 光ホモダイン検波

光ホモダイン検波では、信号光と局部発振光の周波数と位相が光 PLL（Optical Phase Locked Loop）により一致していることで、PD で二乗検波した際に必要な帯域幅が光ヘテロダイン検波の半分になるため高速化が可能であり、電気回路の負担も小さい。また、受信感度3[dB]増加するため高感度受信が可能である。しかし、実現するために位相雑音の少ない狭線幅の半導体レーザーと光 PLL が必要である。光ホモダイン検波で得られる受信信号 I は以下ようになる。

$$I = 2R\sqrt{P_s P_l} \cos \varphi \quad (2-36)$$

式(2-36)より、信号光と局部発振光の周波数が完全に一致しているため、検波によって得られる電気信号 I は変調成分 φ だけ含んでいる。よって、ベースバンド信号を直接取得できる検波方式である。

2.3.4 光イントラダイン検波 (Optical Intradynne Detection)

前節で説明したように光ホモダイン検波は位相雑音の少ない狭い線幅の半導体レーザーと光 PLL が必要であるため、実際に実現することが難しい。そこで、考案されたのが光 PLL を使用しない光イントラダイン検波である。信号光の周波数 f_s と局部発振光の周波数 f_l を周波数条件 $f_s \cong f_l$ の状態、90 度位相差の異なる 2 つの信号 (I 信号と Q 信号) を電気領域で合成する方式である。また、電気領域における必要な帯域幅が伝送速度とほぼ同じであるため高速伝送ができる利点がある。90 度位相差の異なる電気信号 (I 信号と Q 信号) を取得するために、光 90 度ハイブリット (90 degree Optical Hybrids) 又は 4×4MMI (Multi Mode Interference) カプラを使用する 2 種類の方法がある。今回は、図 12 に示すように光 90 度ハイブリットによる方法を説明する。

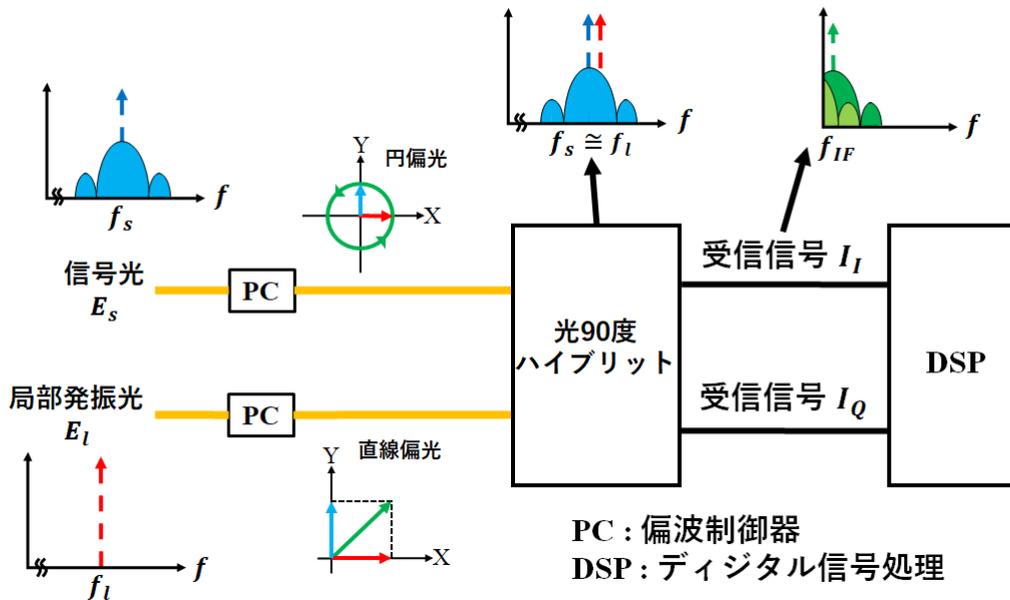


図 12 光イントラダイン検波

入力する信号光を円偏波、局部発振光を 45 度直線偏波に偏波制御すると、

$$E_s = \left[\frac{\sqrt{P_s}}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi f_s t + \varphi + \theta_s)}, \mp j \frac{\sqrt{P_s}}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi f_s t + \varphi + \theta_s)} \right] \quad (2-37)$$

$$E_l = \left[\frac{\sqrt{P_l}}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi f_l t + \theta_l)}, \frac{\sqrt{P_l}}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi f_l t + \theta_l)} \right] \quad (2-38)$$

となる。ここで、信号光 (円偏波) は X・Y 成分で位相差が 90 度異なり、式(2-37)の Y 成分の $\pm j$ 項は回転方向を示し、 $+j$ は右回り円偏波、 $-j$ は左回り円偏波である。局部発振光 (45 度直線偏波) は X・Y 成分は同位相である。

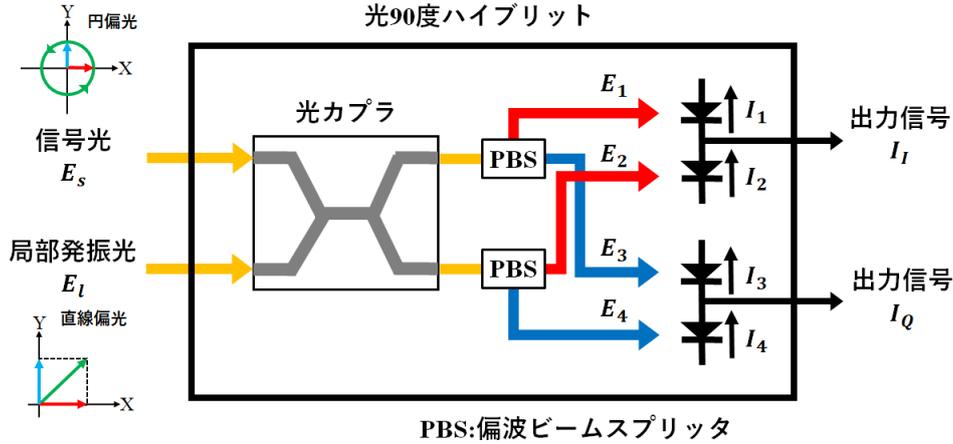


図 13 光 90 度ハイブリットの構成

図 13 に示す光 90 度ハイブリット内では、信号光と局部発振光が光カプラで合波され、出力光は偏波ビームスプリッタ (PBS : Polarizing Beam Splitter) で水平成分 E_1, E_2 と垂直成分 E_3, E_4 の光に分離される。分離された光はそれぞれ PD で二乗検波することで、電流 I_1, I_2, I_3, I_4 が取得でき、以下のようなになる。

$$I_1 = R \left[\frac{P_s}{4} + \frac{P_l}{4} + \frac{\sqrt{P_s P_l}}{2} \cos\{2\pi(f_s - f_l)t + \varphi + (\theta_s - \theta_l)\} \right] \quad (2-39)$$

$$I_2 = R \left[\frac{P_s}{4} + \frac{P_l}{4} - \frac{\sqrt{P_s P_l}}{2} \cos\{2\pi(f_s - f_l)t + \varphi + (\theta_s - \theta_l)\} \right] \quad (2-40)$$

$$I_3 = R \left[\frac{P_s}{4} + \frac{P_l}{4} \mp \frac{\sqrt{P_s P_l}}{2} \sin\{2\pi(f_s - f_l)t + \varphi + (\theta_s - \theta_l)\} \right] \quad (2-41)$$

$$I_4 = R \left[\frac{P_s}{4} + \frac{P_l}{4} \pm \frac{\sqrt{P_s P_l}}{2} \sin\{2\pi(f_s - f_l)t + \varphi + (\theta_s - \theta_l)\} \right] \quad (2-42)$$

よって、I 信号と Q 信号は以下のようなになる。

$$I_I = R\sqrt{P_s P_l} \cos\{2\pi(f_s - f_l)t + \varphi + (\theta_s - \theta_l)\} \quad (2-43)$$

$$I_Q = \mp R\sqrt{P_s P_l} \sin\{2\pi(f_s - f_l)t + \varphi + (\theta_s - \theta_l)\} \quad (2-44)$$

式(2-43)と式(2-44)の信号をデジタル信号処理により、複素化 $I + jQ$ とすると、

$$\begin{aligned} I &= I_I + jI_Q \\ &= R\sqrt{P_s P_l} e^{\mp j\{2\pi(f_s - f_l)t + \varphi + (\theta_s - \theta_l)\}} \end{aligned} \quad (2-45)$$

となる。復調処理は光ヘテロダイン検波と同様に処理が可能である。

第3章 直交周波数分割多重 (OFDM)

3.1 原理

伝送容量の拡大と帯域の利用効率を向上させる多重化技術として、直交周波数分割多重 (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) がある。従来の時分割多重 (TDM : Time Division Multiplexing) や周波数分割多重 (FDM : Frequency Division Multiplexing) に比較して周波数利用効率が高く、マルチパスによるフェージングに強い特性を持つ。そのため、現在のデジタル通信において重要な技術である。また、地上デジタル放送や無線 LAN の下り信号に使用されている。具体的には、複数のサブキャリアで伝送するマルチキャリア方式であり、隣接するサブキャリア間に直交関係が成り立つ。サブキャリアのスペクトルの電力密度が零の点に別のサブキャリアを配置することで、互いに干渉しない状態となる。基底帯域における OFDM 信号は以下のように表現できる。

$$S(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t} \quad (3-1)$$

ここで、 N はサブキャリア数、 f_0 はサブキャリア間隔、 $d_n (= a_n + jb_n)$ は n 番目のデータシンボルである。サブキャリア間隔は送信シンボル長 $T = 1/f_0$ で決まる。 n 番目のデータシンボル d_n は、BPSK、QPSK 等の変調方式によるデータシンボルであり、複素数表現される。サブキャリア数が $N = 8$ とした場合の信号波形とスペクトルを図 14 に示す。

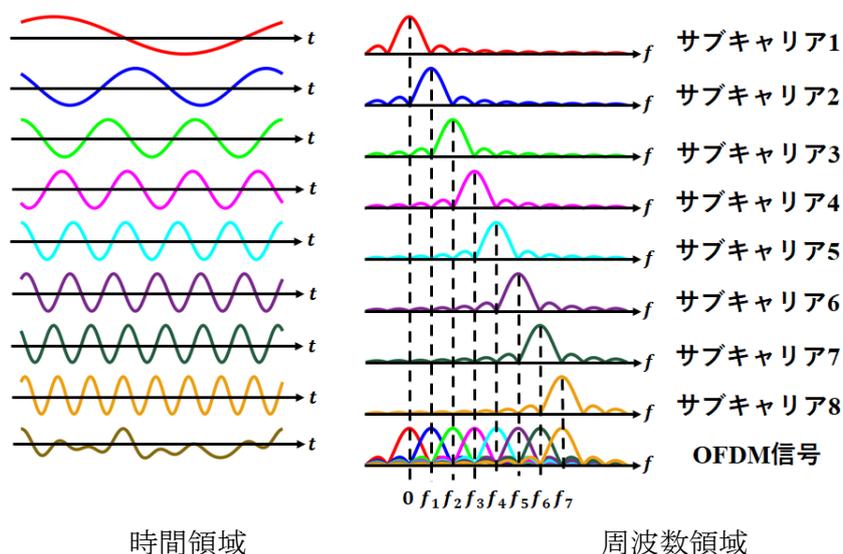
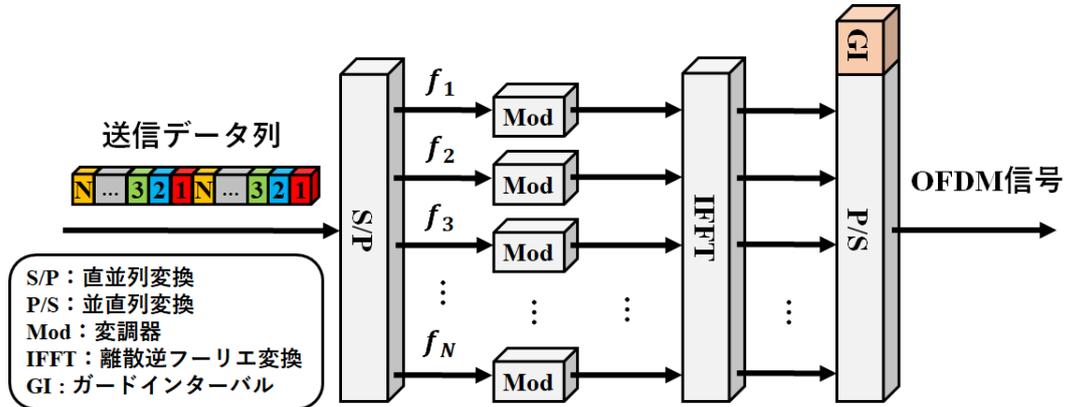


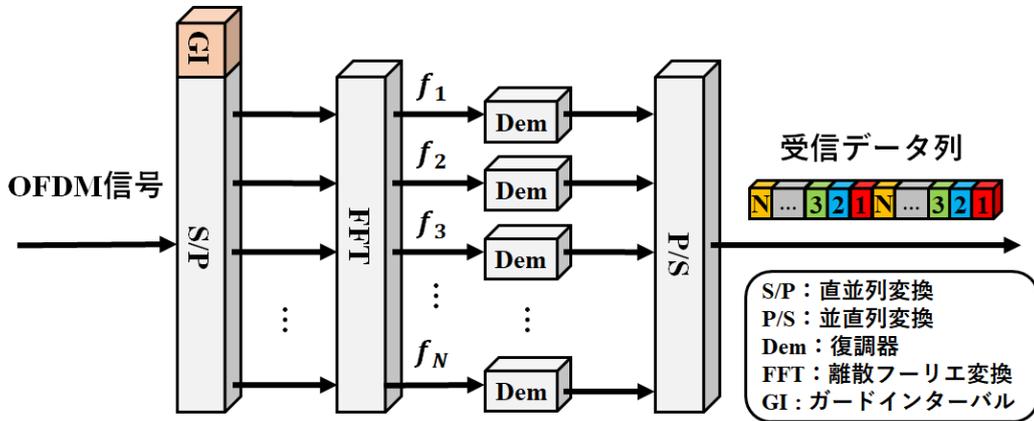
図 14 基底帯域における信号波形とスペクトル

式(3-1)から原理的には、 N 個変調器で変調した信号を合波することで生成できる。しかし、サブキャリアの数だけ変調器を用意し、各変調器間の周波数関係を制御するとすると、回路規模が大きくなり、コストが高くなる問題がある。そこで、フーリエ変換(FFT : Fast Fourier Transform)を用いた OFDM システムが考案された。図 15(a)送信器の構成、

(b)受信器の構成を示す。



(a) 送信器



(b) 受信器

図 15 OFDM システム

送信器では、図 15(a)に示すように送信データを直並列 (S/P) 変換で各サブキャリアに分配し、各変調器で変調する。変調された信号を逆フーリエ変換 (IFFT : Inverse Fast Fourier Transform) により時間領域の信号に変換し、並直列 (P/S) 変換で連続信号に変換する構成である。数式で表現と、式(3-1)の基底帯域の OFDM 信号を標本化周期 $1/Nf_0$ で標本化した形で表現できる。

$$S\left(\frac{k}{Nf_0}\right) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (3-2)$$

ここで、標本化は 1Symbol の区間で行われ、 N 個の標本値が得られ、 k は N 個の標本値の k 番目を示す。式(3-2)の OFDM 信号にマルチパス干渉による遅延を補償するガードインターバル (GI : Guard Interval) として、OFDM 信号の後半の一部を先頭にコピーする形で付加する。以上のように、OFDM 信号を生成できる構成になっている。よって、サブキャリアの数だけ変調器を必要としない送信器を実現できる。伝送された OFDM 信号の受信器は、図 15(b)に示すように受信 OFDM 信号に付加された GI を除去する。除去し

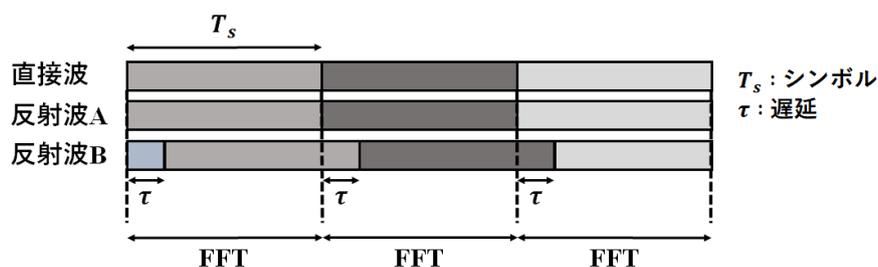
た信号をフーリエ変換し、復調器で復調することで受信データが取得できる。数式で表現すると、式(3-2)の GI を除去した OFDM 信号を 1 シンボル区間でフーリエ変換(FFT)する形で表現できる。

$$d_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S\left(\frac{k}{Nf_0}\right) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (3-3)$$

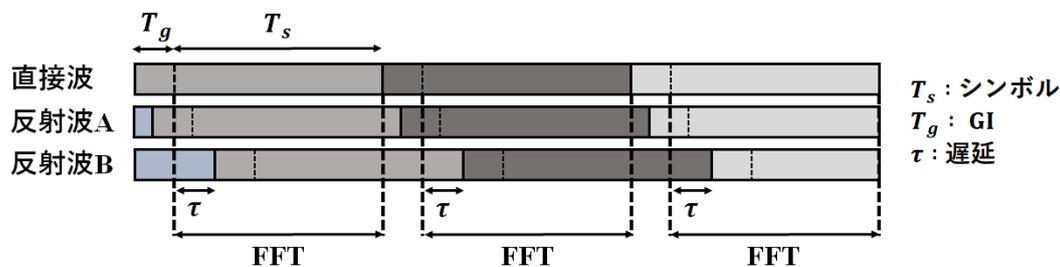
よって、フーリエ変換により N 個のサブキャリアの情報を同時に復調できるため、処理工程が簡単である。

3.2 ガードインターバル(GI : Guard Interval)

デジタル伝送における伝送信号の劣化要因としてマルチパスによる符号間干渉がある。マルチパスとは、送信信号は受信器に直接伝搬される直接波と施設やビル等に反射して伝搬される反射波があり、直接波と反射波の間に遅延が生じ、符号間干渉の要因となる現象である。具体的には、図 16(a)のように、直接波と反射波 A の間には遅延(τ)がないため、フーリエ変換することで復調ができる。しかし、直接波と反射波 B の間には遅延(τ)があるため、符号間干渉が生じ、信号品質が劣化する。そこで、図 16(b)のようにシンボルの先頭に GI を付加する。GI はシンボルの後半部分の一部を先頭にコピーする形である。GI を付加することで、遅延差を吸収し、符号間干渉を改善できる。具体的には、直接波と反射波 A の間の遅延は GI 期間($T_g \geq \tau$)内のため、符号間干渉の影響なく復調ができる。しかし、直接波と反射波 B の間の遅延は GI 期間($T_g \leq \tau$)を超えているため、符号間干渉の影響により信号が劣化する。以上のように、GI の挿入により、符号間の遅延による干渉を補償できる技術である。



(a) GI なしの場合



(b) GI ありの場合

図 16 ガードインターバルの効果

3.3 直交周波数分割多元接続 (OFDMA)

1つの伝送路を複数のユーザーで共有することを多元接続といい、伝送路を効率よく利用する重要な伝送技術である。代表的な多元接続として、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) 及び符号分割多元接続 (CDMA : Code Division Multiple Access) がある。利用可能な帯域を有効活用し、伝送容量の拡大が期待される技術として、図 17 に示す直交周波数分割多元接続 (OFDMA : Orthogonal Frequency Division Multiple Access) がある。OFDMA は各ユーザーに直交条件が成り立つように帯域を割り当てることで、ユーザーから基地局への上り信号に適用できる。従来までの FDMA と比較して、余った帯域を新しいユーザー又はサービスに充てることができる。具体的に使用されている物として、モバイル WiMAX の上り・下り信号や LTE (Long Term Evolution) の下り信号等の携帯電話の通信技術に使用されている。

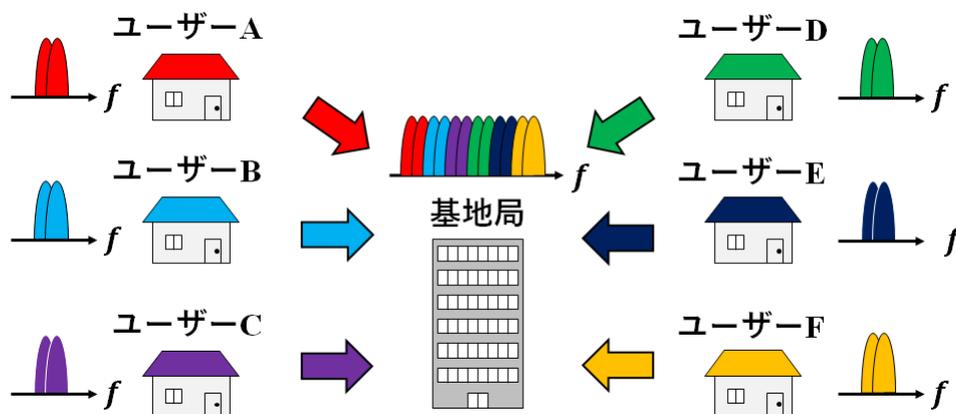


図 17 OFDMA

3.4 光直交周波数分割多重 (Optical OFDM)

光 OFDM はサブキャリア間の直交性を利用したマルチキャリア伝送である。光通信において、光ファイバ伝送中の波長分散への対策や周波数利用効率の向上を目的に研究されている。光 OFDM 信号の生成方法としては、FFT ベース光 OFDM、全光 OFDM、電気光 OFDM の 3 種類あり、直接検波またはコヒーレント検波により受信ができる [11][12]。

3.4.1 FFT ベース光 OFDM (FFT-based Optical OFDM)

FFT ベース光 OFDM は、図 18(a)に示すように、デジタル信号処理(DSP)で OFDM 信号を生成する。生成した OFDM 信号で光強度変調器に入力した光キャリアを強度変調し、光フィルタ (OBPF) で取り出す方法である。生成された光 OFDM 信号は、図 18(b)に示すように受信側では直接検波して検出する。デジタル信号処理により、サブキャリア数を 1000 単位で生成でき、低ビットレートのサブキャリアが多重化されることで矩形なスペクトルを生成できる。また、全光 OFDM と比較して、ガードインターバル

(GI)を一括して挿入できる利点がある。しかし、伝送容量はデジタル信号処理の処理速度により制限される欠点がある。

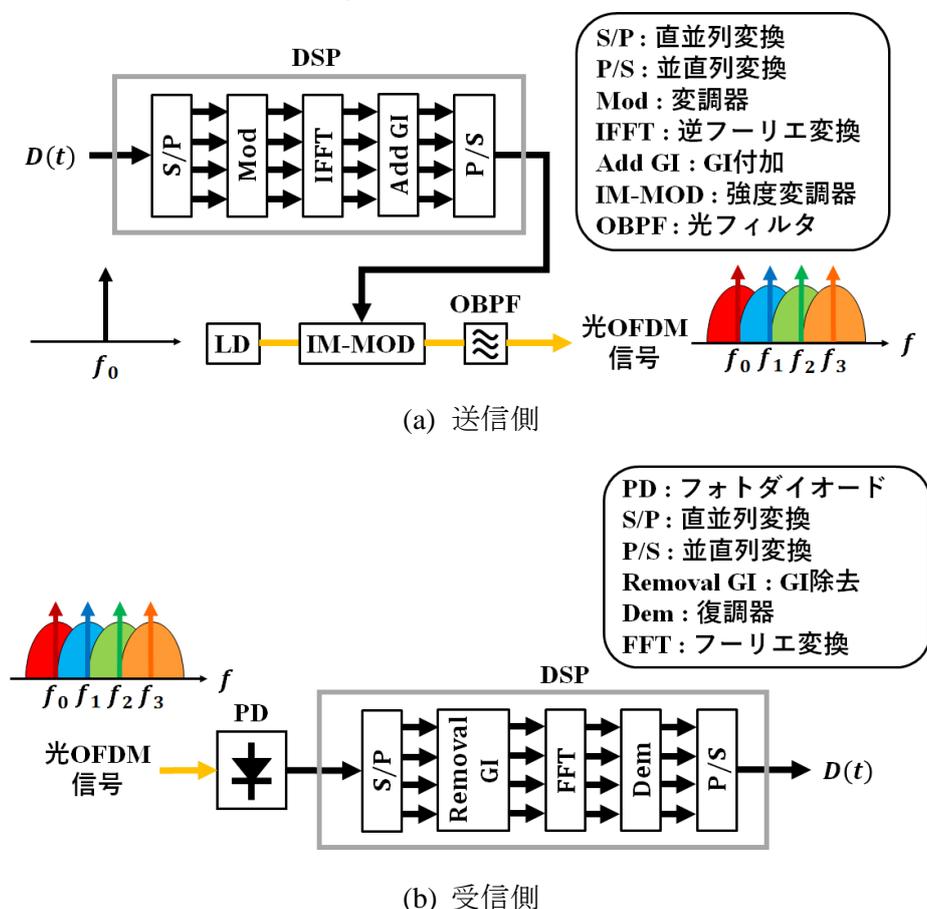


図 18 FFT ベース光 OFDM の構成

3.4.2 全光 OFDM (All-Optical OFDM)

全光 OFDM は、FFT ベース光 OFDM と違い、各 IQ 変調器で変調された光を合波器で合成する方式であり、伝送容量の拡大が可能な変調方式である。全光 OFDM の構成を図 19 に示す。半導体レーザーの光キャリアをマルチキャリア発生器により複数のサブキャリアを生成し、各 IQ 変調に光フィルタ(OBPF)で分配する。分配された光キャリアを IQ 変調器で変調し、合波することで光 OFDM 信号が得られる。

$$S_o = \sum_{n=1}^N (S_I(t) + jS_Q(t)) e^{j2\pi f_n t} \quad (3-6)$$

ここで、 $S_I(t), S_Q(t)$ は IQ 変調器への入力信号、 f_n は n 番目の入力光キャリアの周波数、 N はサブキャリア数である。生成された光 OFDM 信号は、受信器ではコヒーレント検波して検出する。以上のように、FFT ベース光 OFDM より大容量化が可能であるが、1つの半導体レーザーから生成できるサブキャリアに制限がある。また、各 IQ 変調器を同期する必要があり、ガードインターバルを個々に挿入しなければならない欠点がある。

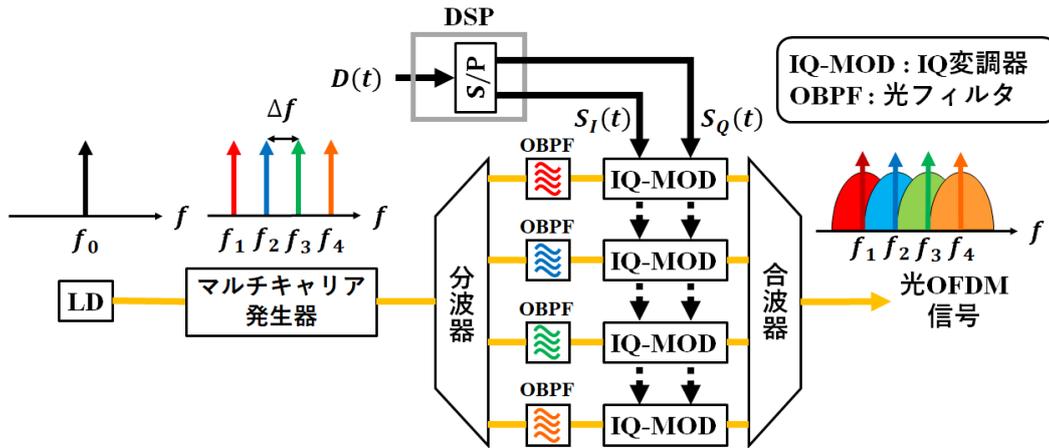


図 19 全光 OFDM の構成

3.4.3 電気・光 OFDM (Electro-Optical OFDM) 方式

電気・光 OFDM の構成は図 20(b)に示すように、FFT ベース光 OFDM と全光 OFDM の要素を合わせた構成であり、入力光キャリアを IQ 変調器でデジタル信号処理した電気信号で変調する構成である。IQ 変調器に入力する電気信号 $S_I(t), S_Q(t)$ は図 20(a)に示す信号処理した信号であり、以下のように表される。

$$S_I(t) = \{D_1(t) + D_2(t)\} \cos 2\pi \frac{\Delta f}{2} t \quad (3-7)$$

$$S_Q(t) = \{D_1(t) - D_2(t)\} \sin 2\pi \frac{\Delta f}{2} t \quad (3-8)$$

ここで、 $D_1(t), D_2(t)$ はデータパターン列、 Δf はサブキャリア間隔である。マルチキャリア発生器で生成したサブキャリアを光フィルタで各 IQ 変調に分配する。IQ 変調器に入力した光キャリアを入力信号 $S_I(t), S_Q(t)$ で変調することで得られる光信号は、

$$\begin{aligned} S_o(t) &= \sum_{n=1}^N (S_I(t) + jS_Q(t)) e^{j2\pi f_n t} \\ &= \sum_{n=1}^N \left[D_1(t) \cos \left(2\pi f_0 + \frac{\Delta f}{2} \right) t + D_2(t) \cos \left(2\pi f_0 - \frac{\Delta f}{2} \right) t \right] \end{aligned} \quad (3-9)$$

となる。ここで、 f_n は n 番目の入力光キャリアの周波数、 N はサブキャリア数である。全光 OFDM と同じように合波器で合波することで光 OFDM 信号が得られる。生成された光 OFDM 信号は、受信器ではコヒーレント検波して検出する。電気・光 OFDM では、単一サブキャリアで 2 サブキャリアの OFDM 信号を生成することができ、全光 OFDM の 2 倍の伝送容量を実現できる。しかし、全光 OFDM と同様に IQ 変調器間の同期、ガードインターバルの挿入に問題がある。

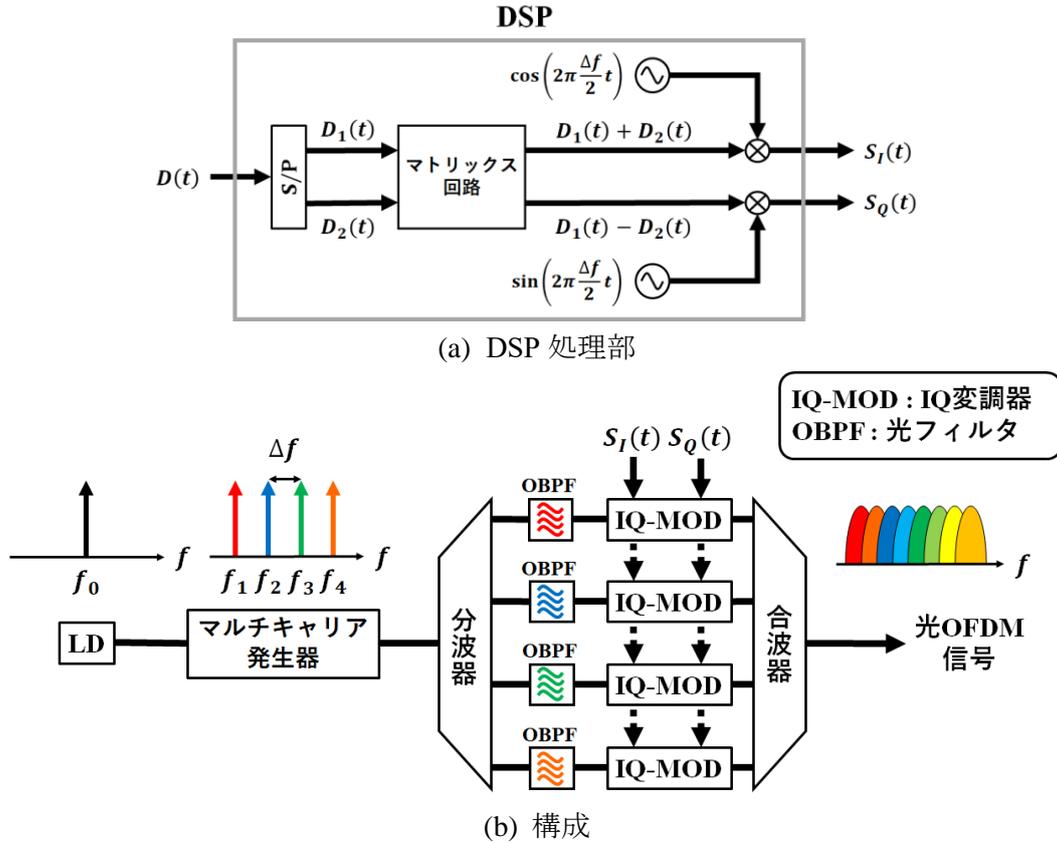


図 20 電気・光 OFDM

3.5 シミュレーション

第1章で述べたコヒーレント光 OFDMA における問題と解決策を実験的に確認する前に MATLAB によるシミュレーションを行う。シミュレーションにおける信号は以下のように作成した。チャンネル 1 (CH.1) の電界、チャンネル 2 (CH.2) の電界、光 OFDMA 信号の電界及び局部発振光の電界を以下のように定義した。

$$E_1 = \sqrt{P_s} e^{j(2\pi f_1 t + \varphi_1 + \theta_1)} \quad (3-10)$$

$$E_2 = \sqrt{P_s} e^{j(2\pi f_2 t + \varphi_2 + \theta_2)} \quad (3-11)$$

$$E_{OFDM} = \sqrt{P_s} \{ e^{j(2\pi f_1 t + \varphi_1 + \theta_1)} + e^{j(2\pi f_2 t + \varphi_2 + \theta_2)} \} \quad (3-12)$$

$$E_l = \sqrt{P_l} e^{j(2\pi f_l t + \theta_l)} \quad (3-13)$$

ここで、 P_s は信号強度[W]、 f_1, f_2, f_l は各サブキャリアの周波数、 $\theta_1, \theta_2, \theta_l$ は位相雑音である。位相雑音 $\theta_1, \theta_2, \theta_l$ は半導体レーザーの線幅による位相雑音を以下のように定義した。

$$\theta(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (3-14)$$

ここで、 x はサンプル番号、 σ^2 は分散値、 μ は平均値である。分散値 σ_v^2 は、

$$\sigma_v^2 = \Delta\nu \cdot \tau \quad (3-15)$$

となり、 $\Delta\nu$ は半導体レーザーの線幅[Hz]、 τ はサンプル間隔[s]を示す。光 OFDM 信号をバランスド受信器で受信した場合の信号電流 I 、ショット雑音の分散値 σ_{sh}^2 及び熱雑音の

分散値 σ_{th}^2 を以下のように定義した。

$$I = R \left[\sqrt{P_s P_l} \{ \cos\{2\pi(f_1 - f_l)t + \varphi_1 + (\theta_1 - \theta_l)\} + \cos\{2\pi(f_2 - f_l)t + \varphi_2 + (\theta_2 - \theta_l)\} \} \right] \text{ [A]} \quad (3-16)$$

$$\sigma_{sh}^2 = 2eR \left(P_s + \frac{P_l}{2} \right) B \text{ [A}^2\text{]} \quad (3-17)$$

$$\sigma_{th}^2 = N_{PD}^2 B \text{ [A}^2\text{]} \quad (3-18)$$

ここで、 $R = \eta e \lambda / hc$ は感度であり、 h はプランク定数、 c は光速、 η は量子効率、 e は電子の電荷、 λ は波長である。以上の値から受信信号 I_s [A]は、以下のように定義した。

$$I_s(x) = I(x) + \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_{sh}^2 + \sigma_{th}^2)}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2(\sigma_{sh}^2 + \sigma_{th}^2)}} \quad (3-19)$$

以上の受信信号をシミュレーションで使用した。

3.5.1 変調速度と線幅の関係

光 OFDM には、高速データを低速データで並列伝送する特徴がある。しかし、光変調器で変調する場合、半導体レーザーの線幅の位相雑音の影響を受け、変調信号が劣化する問題がある。そこで、QPSK 変調における変調速度[Symbol/s]と線幅 $\Delta\nu$ [Hz]の関係をシミュレーションする。半導体レーザーの線幅 $\Delta\nu$ [Hz]を変調速度[Symbol/s]で規格化した規格化線幅 ν [Hz/Symbol]と EVM (Error Vector Magnitude) [dB]の関係を図 21 に示す。

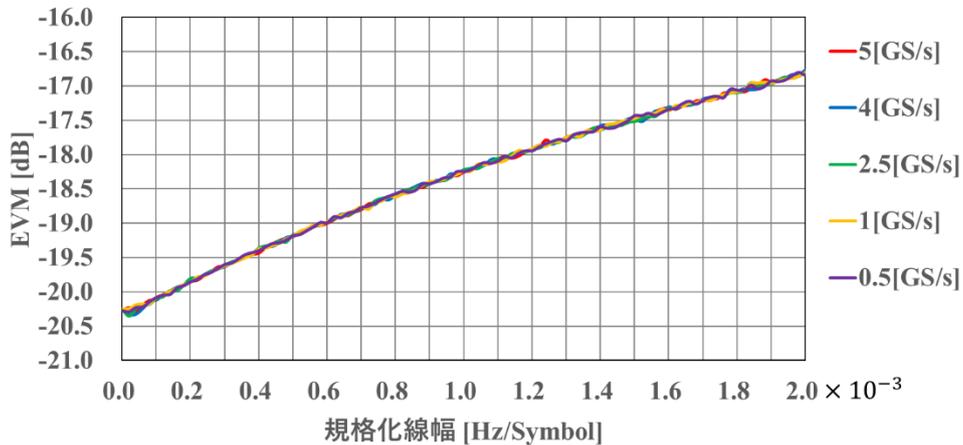
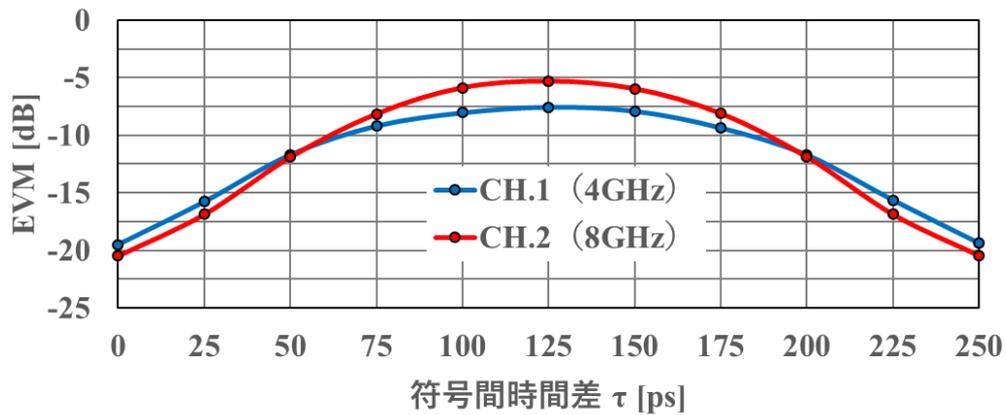


図 21 線幅と EVM の関係

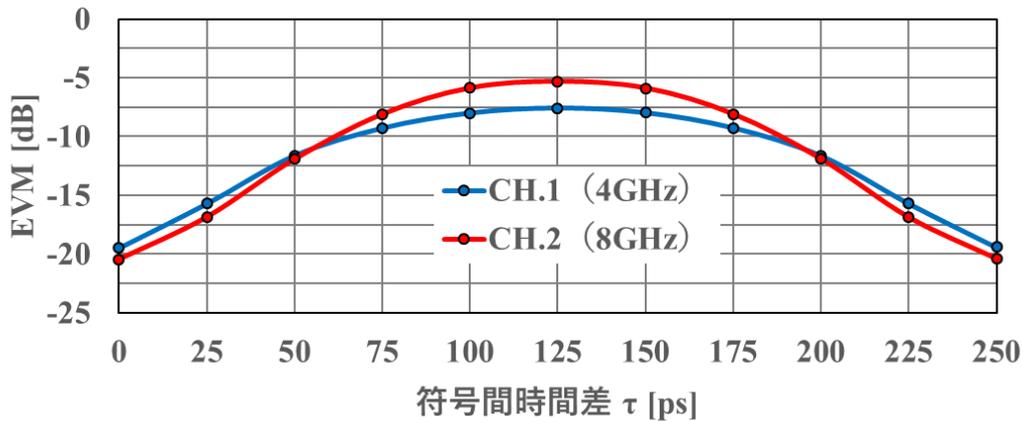
図 21 にシミュレーション結果より、変調速度[GSymbol/s]が低い場合に要求される線幅 $\Delta\nu$ [Hz]が狭くなる。規格化周波数 0.4×10^{-3} [Hz/Symbol]の場合に要求される線幅を比較する。5[GSymbol/s]の場合の要求線幅は $\nu_5 = 2$ [MHz]であり、1[GSymbol/s]の場合の要求線幅は $\nu_1 = 400$ [kHz]となる。変調速度[GSymbol/s]が低くなると、要求される線幅 $\Delta\nu$ [Hz]が狭くなることが分かる。よって、光 OFDM 伝送で使用可能なサブキャリア数は使用する半導体レーザーの線幅 $\Delta\nu$ [Hz]に制限される。

3.5.2 光位相雑音と信号の劣化度

OFDM-PONにおいて、OLTと各ONU間の距離長は必ず同じではないため、入力光キャリアの光位相雑音及び受信時の2チャンネルの符号開始位置も異なる。そこで、光OFDM信号を形成するサブキャリア間の光位相雑音が同じ場合と異なる場合における信号の劣化度をシミュレーションにより確認する。また、シミュレーション結果を2チャンネル間の符号開始位置の時間差を表す符号間時間差で表現した。4[GHz]と8[GHz]の2サブキャリアを変調速度4[GSymbol/s]でQPSK変調した信号に、半導体レーザーの線幅 $\Delta\nu = 1.5$ [MHz]とランダム関数で作成した光位相雑音を付加した信号を合成してOFDM信号を生成した。シミュレーション結果を図22に示す。



(a) 光位相雑音が等しい場合



(b) 光位相雑音が異なる場合

図22 光位相雑音によるEVM

図22(a)及び(b)に示す結果より、光OFDMAにおける光位相雑音の違いは復調した信号に影響を及ぼさなかった。光位相雑音の異なる光OFDMA信号をフーリエ変換で復調しているため、光位相雑音が平均化されて影響がなかったと考える。よって、光OFDMAに光位相雑音の違いは伝送信号に影響を与えないと考える。

3.5.3 ガードインターバル挿入による劣化度

光 OFDM 伝送では、各 ONU 内の処理時間のバラつきと光ファイバ伝送中の波長分散によりチャンネル間に遅延差が生じ、受信側で復調した際に信号が劣化する。そこで、遅延差を吸収するために、ガードインターバル(GI)が用いられる。光 OFDM 信号に挿入した GI は復調時に除去されるため、GI 挿入量が長くなると劣化する問題がある。そこで、OFDM 信号に挿入する GI の長さ τ [s]と劣化度をシミュレーションする。OFDM 信号は5[GHz]と10[GHz]のサブキャリアを変調速度5[GSymbol/s]で QPSK 変調した信号である。この OFDM を標準化周波数40[GS/s]で標準化した場合、情報シンボル1Symbol当たり 8 個のデータが得られる想定で行う。この場合に挿入可能な GI はデータ 1 個当たりの時間25[ps]である。情報シンボルに GI を挿入するイメージ図を図 23 に示す。

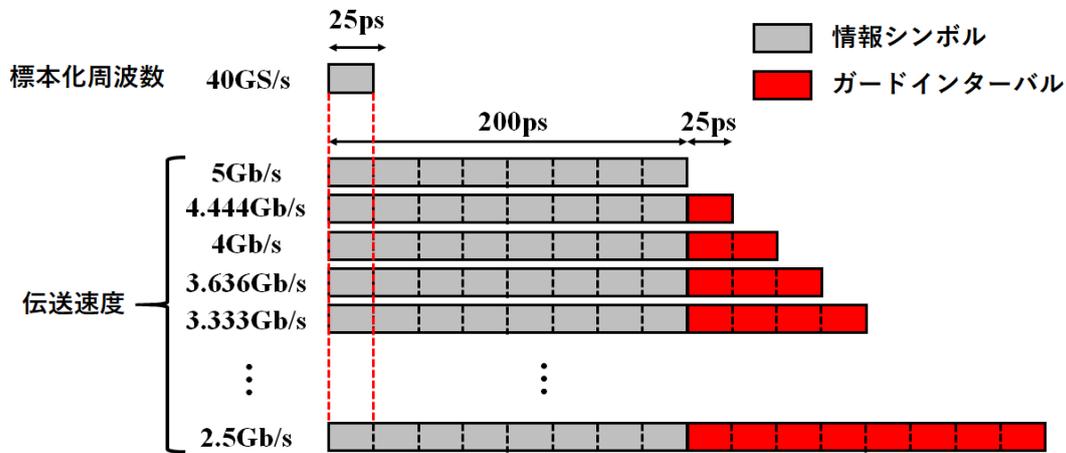


図 23 GI 挿入のイメージ図

シミュレーションとしては、GI の挿入量を $T_g = 0$ [ps]から $T_g = 200$ [ps]まで変化させた場合の信号の劣化度を確認する。劣化度は $T_g = 0$ [ps]の場合の EVM を、GI を挿入した場合と同じ EVM を得るために必要な信号電力と $T_g = 0$ [ps]の場合の信号電力の差である。シミュレーション結果を図 24 に示す。

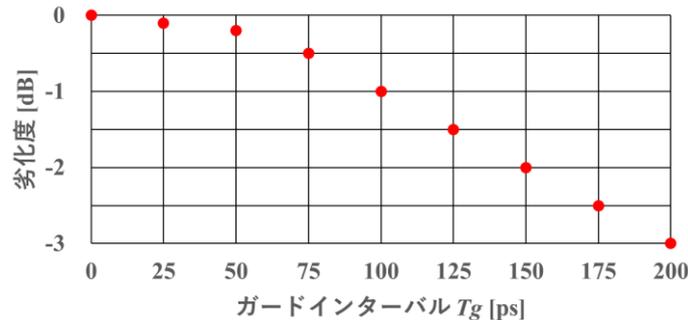
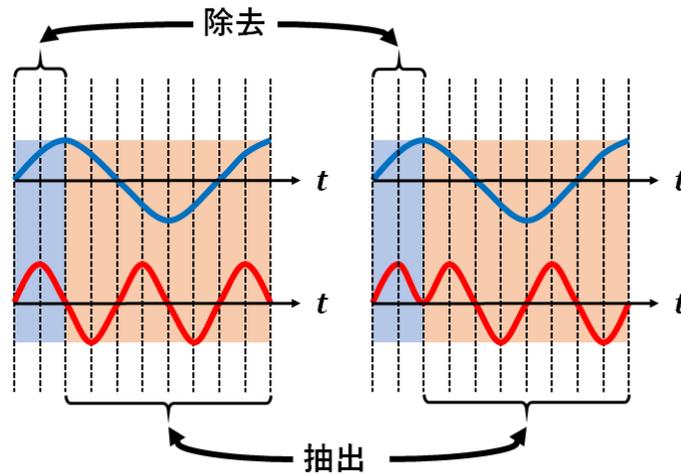


図 24 ガードインターバル(GI)と劣化度

図 24 より、GI の挿入量を増加させるとともに、復調した際の信号が劣化する。また、GI を OFDM 信号の長さと同じ長さ挿入すると3[dB]劣化する。よって、光 OFDM 伝送における GI 挿入は最低限に留めるべきだと考えられる。

3.5.4 ガードインターバルによる許容符号間時間差

光 OFDM 伝送では、各 ONU 内の処理時間のバラつきと波長分散によるチャンネル間の遅延差を GI で吸収している。挿入する GI の量に応じて、遅延差の吸収量は異なる。図 24(a)に GI を挿入した 2 チャンネルの信号を示し、橙色の部分抽出する情報で青色部分が GI として除去する。図 25(a)は符号間時間差がない理想状態である。図 25(b)は(a)と比較して符号間時間差がある状態あり、その時間差が GI として除去する期間内であるため、符号間時間差を GI が吸収している状態である。



(a) 符号間時間差なし (b) 符号間時間差あり

図 25 GI による吸収

そこで、GI の挿入量により、吸収できる遅延差をシミュレーションし、許容符号間時間差を確認する。シミュレーション結果を図 26 に示す。

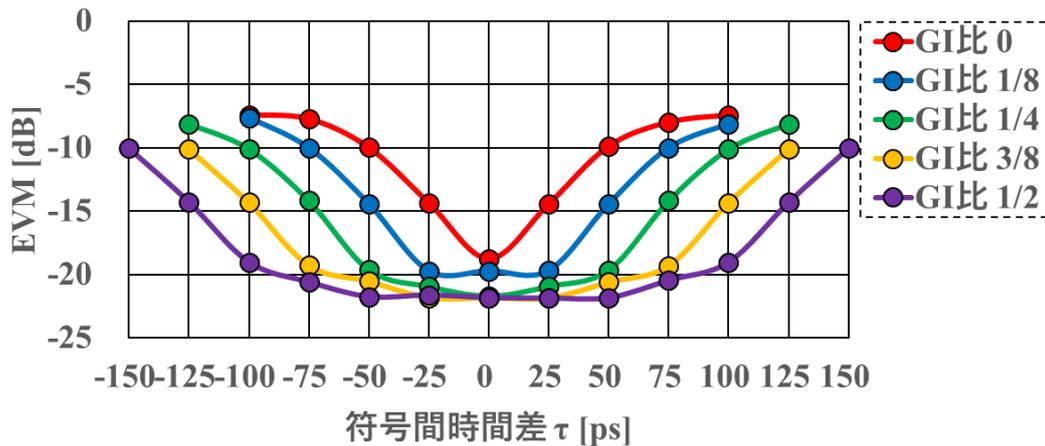


図 26 符号時間差と EVM の関係

図 26 より、EVM が急激に変化する符号間時間差は挿入する GI 期間を超えた場合であり、GI 期間内では、EVM は一定値であった。よって、GI 挿入で許容できる符号間時間差は GI 期間内と考えられる。

第4章 実験構成・結果

4.1 光 SSB 周波数シフタ

4.1.1 実験構成

2.3.1 で説明した光 SSB 周波数シフタを用いて、基準光キャリアから変調速度に大きさに等しい周波数だけ周波数シフトした光キャリアを生成できるかを実験的に確認した。実験系を図 27 に示す。発振器から出力した正弦波は周波数 $f_s = 5$ [GHz]、振幅 $P = 20$ [dBm]である。90 度ハイブリットに通した正弦波を光 SSB 変調器に入力し、側帯波を発生させた。基準光キャリアより -5 [GHz]の下側帯波を抽出できるように、搬送波と上側帯波を抑圧するために、バイアス電圧 V_1, V_2, V_3 を調整した。

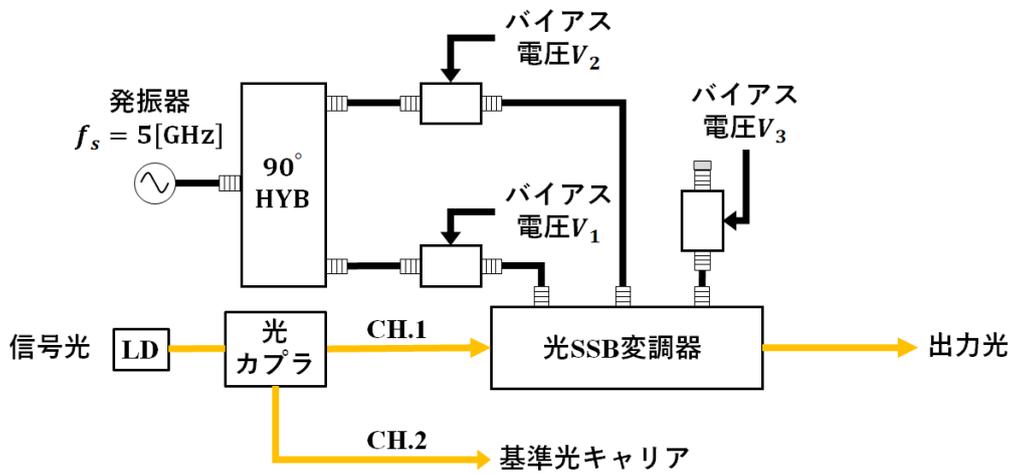


図 27 光 SSB 周波数シフタの構成

光 SSB 変調器の出力は、図 28 に示す光ヘテロダイン観測系で観測した。搬送波を 7.5 [GHz]、下側帯波を 2.5 [GHz]及び上側帯波を 12.5 [GHz]の位置で観測できるように、局部発振光の周波数を調整した。

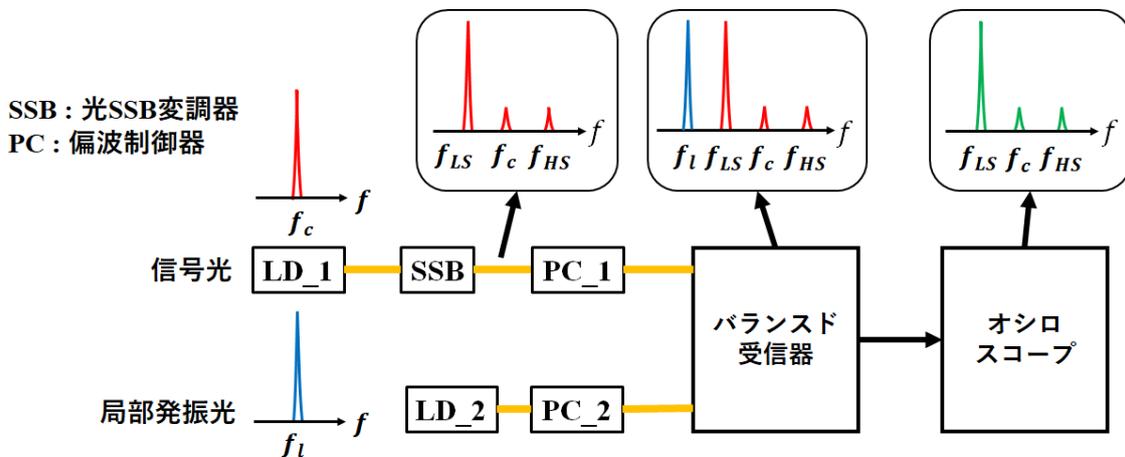


図 28 光ヘテロダイン観測系

4.1.2 実験結果

光 SSB 周波数シフタの出力光をオシロスコープで観測した結果を図 29 に示す。

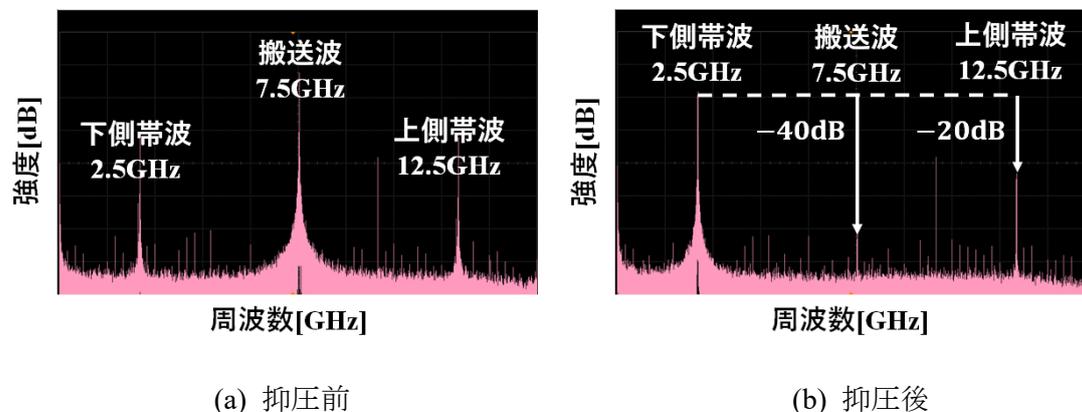


図 29 オシロスコープ画面

図 29(a)に示すように、抑圧前の基準光キャリアは入力された正弦波により、搬送波成分より ± 5 [GHz]の位置に上側帯波と下側帯波が発生している。この光キャリアを抑圧すると、図 29(b)に示すように、下側帯波を基準に搬送波を -30 [dB]、上側帯波 -20 [dB]抑圧できた。

4.1.3 生成光キャリアの特性実験

光 SSB 変調器で生成した光キャリアが QPSK 変調器への入力光として使用可能であるかを確認する。下側帯波を基準に光 SSB 変調器で抑圧された搬送波と上側帯波の抑圧レベルがどの程度であれば、影響を与えないかを図 30 に示す実験系で測定する。QPSK 信号は $f_{IF} = 7.5$ [GHz]の位置で光ヘテロダイン検波し、受信信号をオシロスコープ内の MATLAB の復調プログラムで復調する。実験としては、光 SSB 変調器で取り出した下側帯波を QPSK 変調器に入力し、変調した信号光強度を ATT (減衰器) で、 $P_s = -15$ [dBm]~ -30 [dBm]まで変化させた場合の EVM を測定した。また、上側帯波は -20 [dB]抑圧した状態とし、搬送波の抑圧比 -10 [dB]、 -20 [dB]及び -30 [dB]の場合を測定した。そして、光 SSB 変調器に入力する前の光キャリアで変調した場合と比較した。

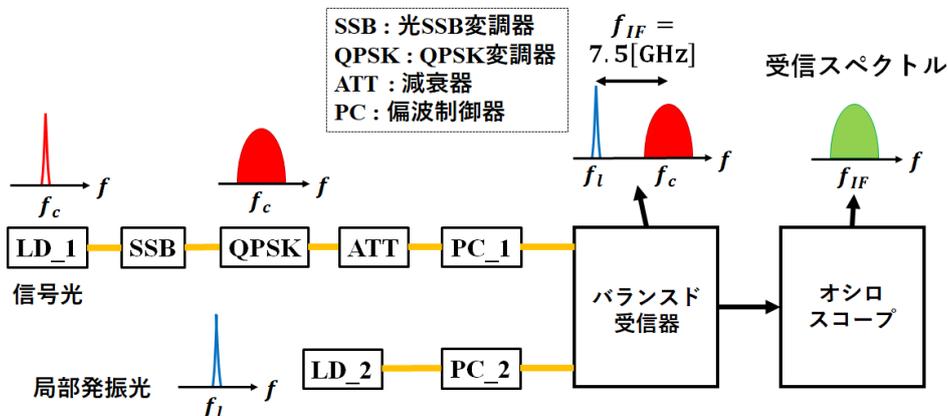


図 30 実験系

4.1.4 測定結果

光 SSB 変調器の抑圧比の変化による信号光強度と EVM の測定結果を図 31(a)に示す。また、抑圧比-30[dB]信号光強度が-15[dBm]の場合のアイパターン、コンスタレーション及び受信スペクトルを図 31(b)に示す。

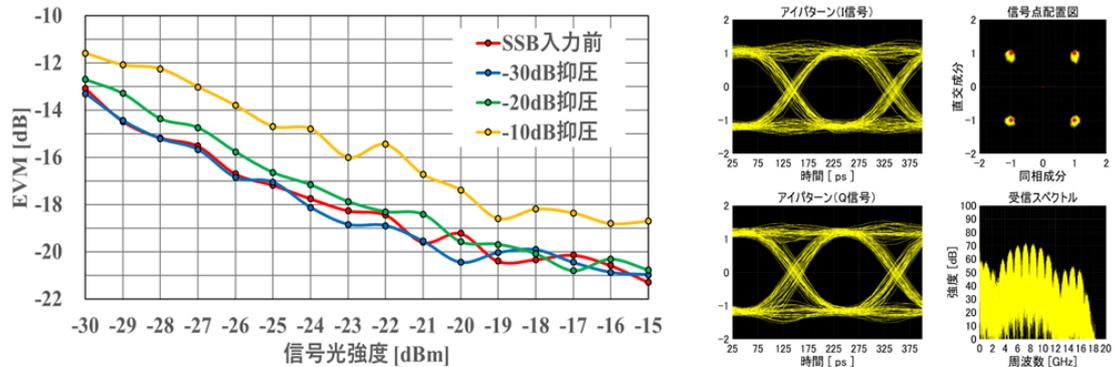


図 30 復調結果

図 31(a)より、搬送波の下側帯波に対する抑圧比-30[dB]と-20[dB]では、光 SSB 変調器に入力する前の光キャリアとほとんど同じ特性を示した。搬送波の抑圧比-10[dB]では、変調した下側帯波が搬送波の影響を受け、EVM が劣化した。また、搬送波の影響で下側帯波の信号を復調した際に EVM の値が不安定であった。図 31(b)より、アイパターンは目が開き、コンスタレーションは 4 点に配置されていた。

4.2 コヒーレント光 OFDMA

4.2.1 実験構成 (GI なし)

本節では、GI なしの 2 チャンネルの光 OFDMA の実験を説明する。本実験では、GI なしの光 OFDMA を生成する光キャリアの光位相雑音チャンネル間で同じ場合と異なる場合で復調した信号に影響を与えるかを確認する。実験系は図 32 の構成になり、信号光を光カプラ(OC)で CH.1 と CH.2 に分配する。CH.2 に分配された光キャリアは QPSK 変調器₂に直接供給する。CH.1 に分配された光キャリアは光 SSB 周波数シフタで-4[GHz]だけ周波数シフトさせ、QPSK 変調器₁に供給する。各光キャリアは変調速度4[GSymbol/s]の疑似ランダム信号 ($2^7 - 1$) で QPSK 変調され、光カプラで合波することで光 OFDMA 信号を生成できる。伝送された光 OFDMA 信号は、CH.1 が4[GHz]、CH.2 が8[GHz]の位置で光ヘテロダイン検波される。バランスド受信器から得られた受信信号は標本化周波数40[GS/s]で標本化され、MATLAB で作成した復調プログラムで復調する。光位相雑音による影響を確認するために、光カプラから QPSK 変調器まで光ファイバ長を変化させた。光位相雑音と同じ場合は、CH.1 と CH.2 の距離長が同じである。光位相雑音が異なる場合は、CH.2 を CH.1 より1[km]延長した場合である。コヒーレンス長より長くすることで、CH.1 と CH.2 に供給される光キャリアは干渉しないため、異なる光キャリアと仮定できる。そのため、実験で使用した半導体レーザーの線幅が約 1.5[MHz]であるため、コヒーレンス長を算出すると約133[m]となる。光ファイバを

1[km]延長すれば、コヒーレンス長を超えるため、供給される光キャリアは異なる光位相雑音と考えることができる。測定内容は、光位相雑音の違いによる符号間時間差によるビット誤り率と EVM を測定した。

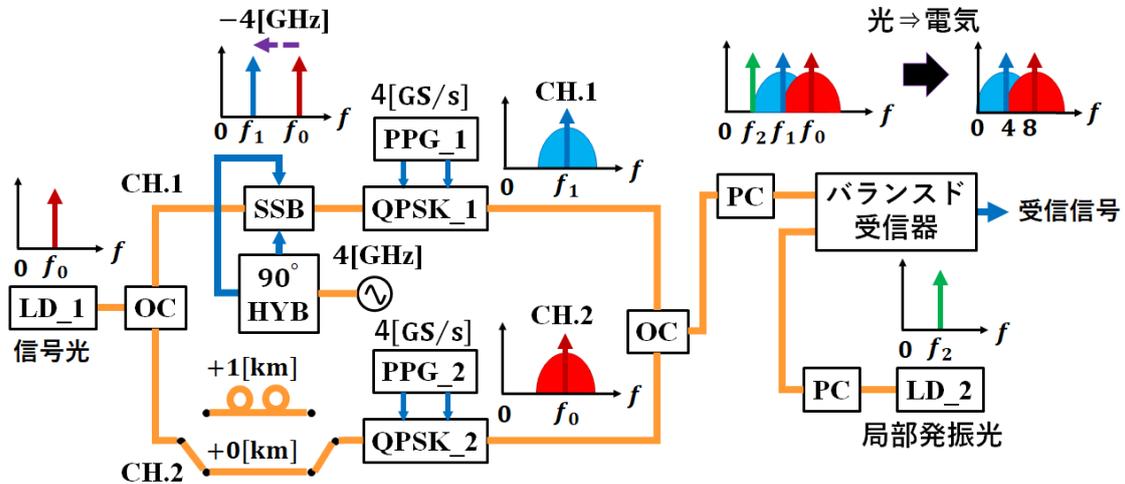


図 32 GI なし光 OFDMA の実験系

4.2.2 復調プログラム

光 OFDMA 復調プログラムのブロック図を図 33 に示す。

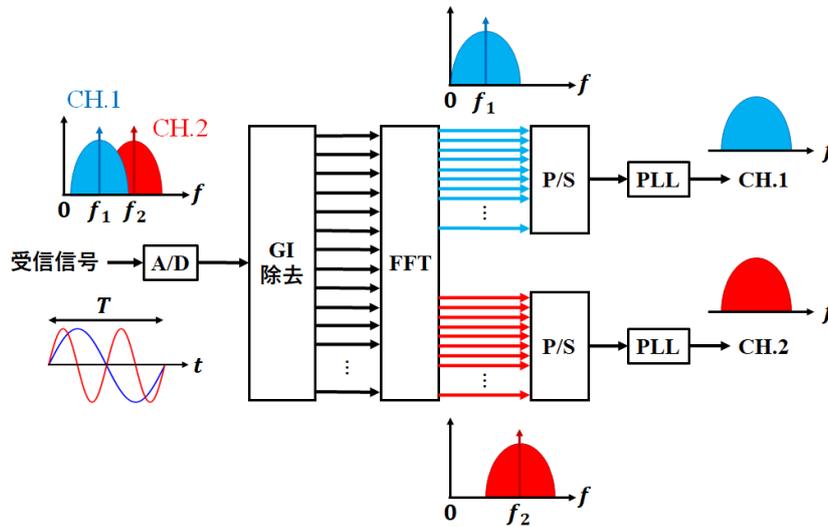


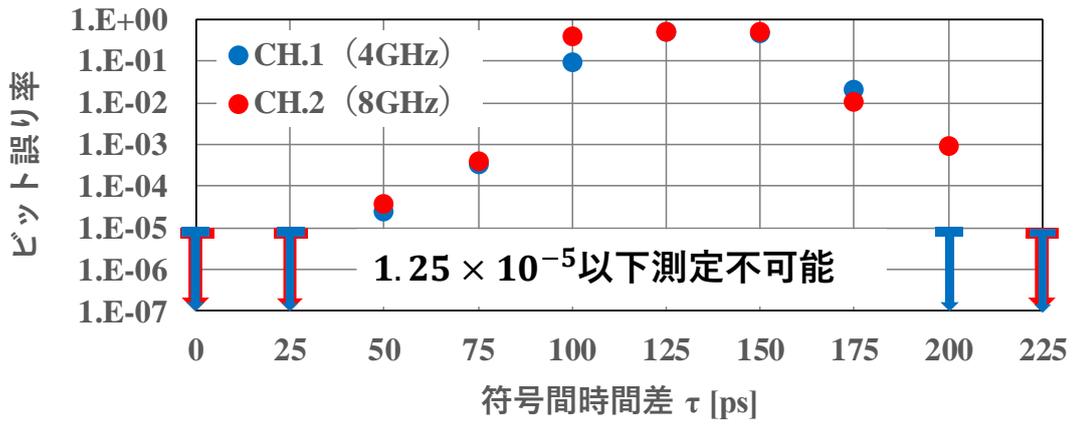
図 33 復調プログラムのブロック図

受信信号は、A/D 変換器により、アナログ信号からデジタル信号に変換される。ガードインターバル(GI)が挿入されている場合は GI を除去する。1Symbol毎にフーリエ変換(FFT)を行い、チャンネル 1(CH.1)とチャンネル 2(CH.2)の信号をそれぞれ取り出し、P/S 変換器で連続信号に変換する。これにより、多重化されていた信号から分離することができる。それぞれのチャンネルの信号を位相同期回路(PLL)で位相同期を行うことで復調ができる。

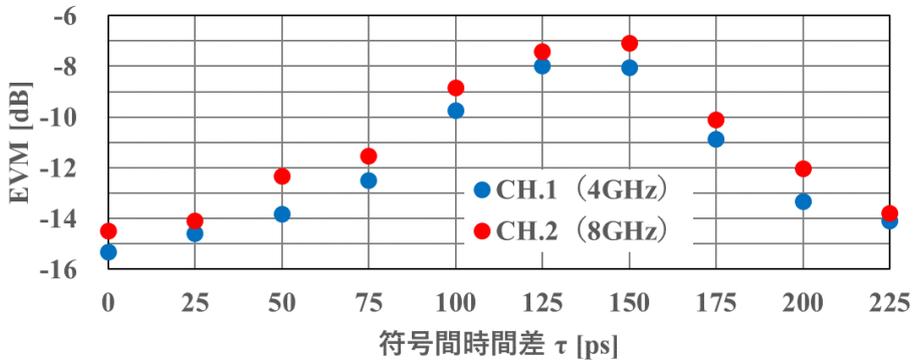
4.2.3 実験結果

(A) 距離長が同じ場合

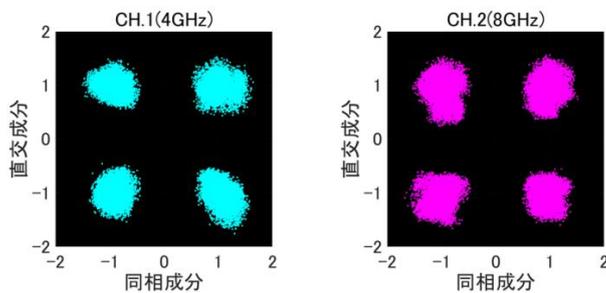
2チャンネル間の光位相雑音が同じ場合の実験結果を図 34(a)にビット誤り率、(b)に EVM 及び(c)に符号間時間差 $\tau = 0$ [ps]の場合のコンスタレーションを示す。測定結果より、2チャンネル間の符号間時間差0[ps]の場合にビット誤り率と EVM が一番小さく、信号が劣化していない。GI を挿入していないため、符号間時間差0[ps]以外の場合では、ビット誤り率と EVM が悪くなった。



(a) ビット誤り率



(b) EVM

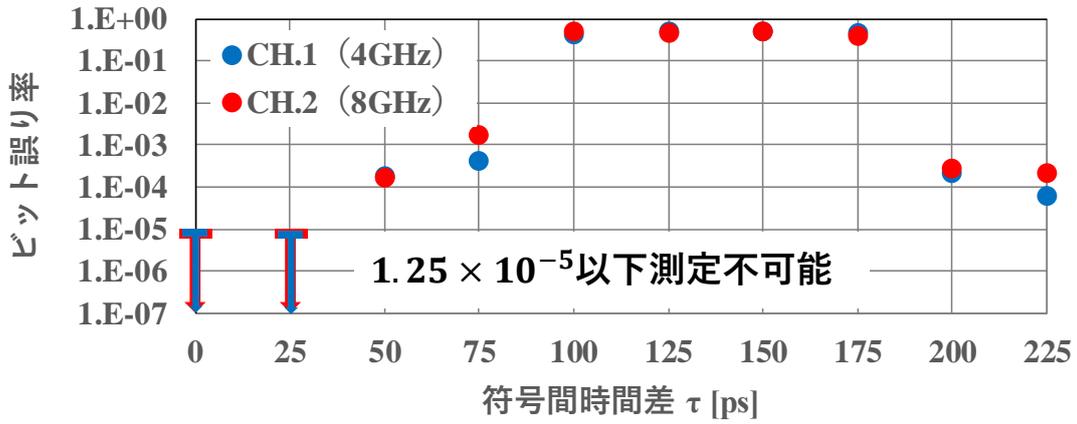


(c) コンスタレーション ($\tau = 0$ の場合)

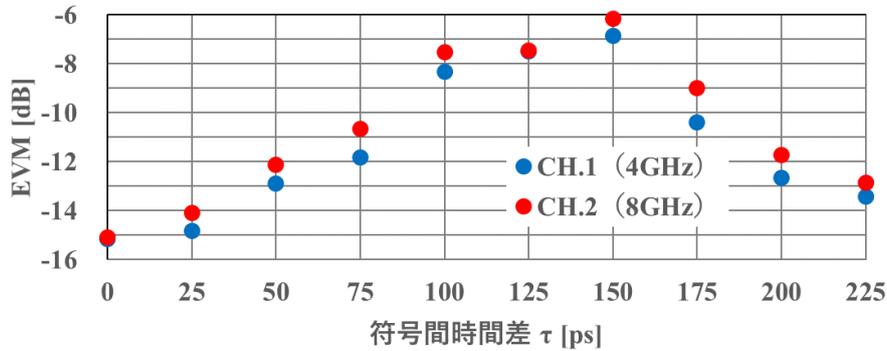
図 34 測定結果 (距離長が等しい場合)

(B) 距離長が異なる場合

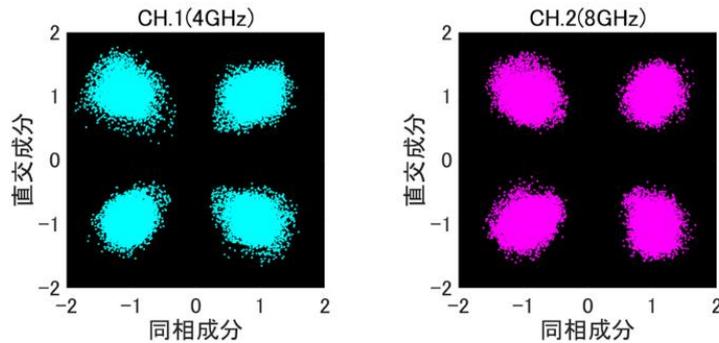
2チャンネル間の光位相雑音が異なる場合の実験結果を図 35(a)にビット誤り率、(b)に EVM 及び(c)に符号間時間差 $\tau = 0$ [ps]の場合のコンスタレーションを示す。測定結果より、2チャンネル間の符号間時間差0[ps]の場合にビット誤り率と EVM が一番小さく、信号が劣化していない。GI 未挿入のため、符号間時間差0[ps]以外の場合では、ビット誤り率と EVM が悪くなった。よって、GI なしの光 OFDMA の許容符号間時間差は0[ps]と考える。



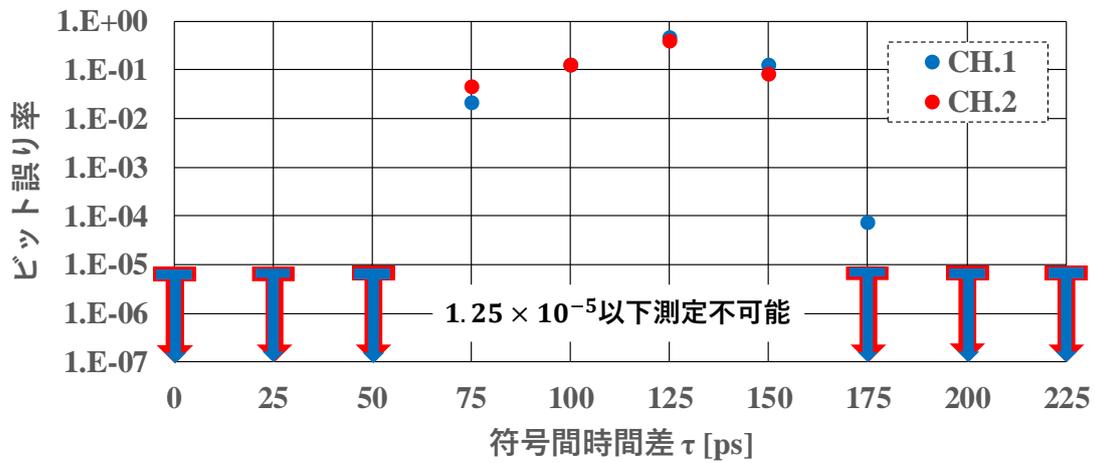
(a) 符号間時間差とビット誤り率



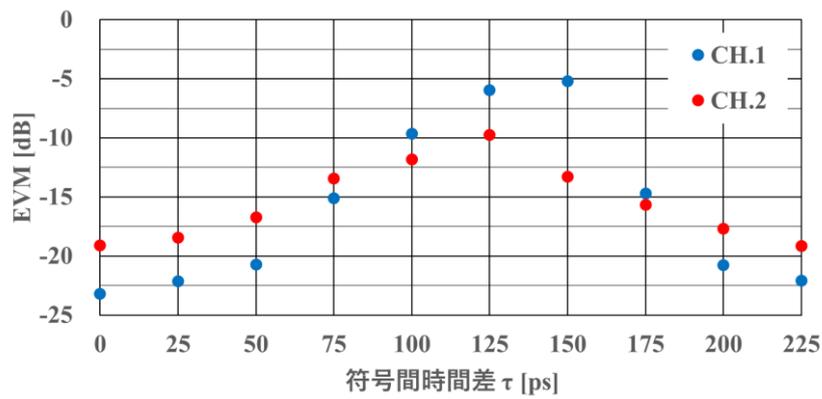
(b) 符号間時間差と EVM



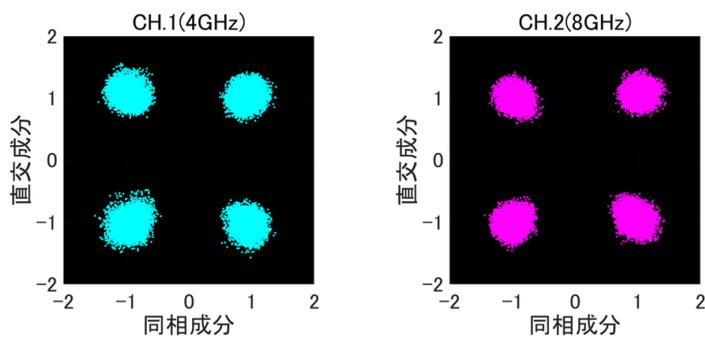
(c) コンスタレーション ($\tau = 0$ の場合)



(a) 符号間時間差とビット誤り率



(b) 符号間時間差と EVM



(c) コンステレーション ($\tau = 0$ の場合)

図 37 測定結果

第5章 結論

本研究では、OFDM-PON システムにおける上り信号にコヒーレント光 OFDMA の適用した場合に問題となる各 ONU 間の周波数間隔制御と波長分散による遅延差の解決を研究した。各 ONU 間の周波数間隔制御に光キャリア分配と光 SSB 周波数シフタを用い、波長分散による遅延差にガードインターバル(GI)を用いて問題解決を行った。

1. 光 SSB 周波数シフタ

光 SSB 変調器を周波数シフタとして利用可能である。また、光 SSB 周波数シフタに入力する正弦波の周波数とバイアス電圧を調整することで任意の周波数だけシフトした光キャリアを生成することが可能である。生成した光キャリアは利用側帯波以外の搬送波と側帯波を $-20[\text{dB}]$ 以上抑圧することで、光 SSB 周波数シフタに入力する前の光キャリアと同じ特性を示す。

2. 光 OFDMA

ガードインターバル (GI) を用いない光 OFDMA は変調器間を同期し、2 チャンネル間に符号間時間差が零の場合に信号劣化がない。しかし、2 チャンネル間に遅延差が生ずると符号間干渉の影響を受け、信号が劣化する。また、各変調器に供給する光キャリアの光位相雑音が異なる場合の特性は供給する光キャリアの光位相雑音が同じ場合と同じである。

ガードインターバル (GI) を用いる OFDMA は GI の長さ以内の遅延差であれば、符号間干渉の影響を改善できる。よって、光 OFDMA に GI を挿入することで、許容可能な符号間遅延差は GI の長さに等しいと考える。

光キャリア分配、光 SSB 周波数シフタ及びガードインターバル(GI)の 3 つの要素を用いることで、OFDM-PON における上り回線に提案したコヒーレント光 OFDMA を実現できる。

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結果(2018年5月分)”, 総務省総合通信基盤局電気通信事業部データ通信課, 2018年8月14日, http://www.soumu.go.jp/main_content/000568818.pdf
- [2] 将来のネットワークインフラに関する研究会, “将来のネットワークインフラに関する研究会 報告書 ~未来社会を支えるペタビット級ネットワーク~”, 総務省, 平成29年7月, http://www.soumu.go.jp/main_content/000496762.pdf
- [3] Kai Habel, *et al.*, “100G OFDM-PON for Converged 5G Networks: From Concept to Real-Time Prototype”, OFC 2017
- [4] Neda Cvijetic, *et al.*, “Coherent 40Gb/s OFDMA-PON for Long-Reach (100km) High-Split Ratio (>1:64) Optical Access/Metro Networks”, OFC/NFOEC Technical Digest, 2012 OSA
- [5] Yuki Yoshida, *et al.*, “3×ONU No-Guard-Band Coherent OFDMA-PON Uplink Demonstration Using a Real-Time Transmitter With a Free-Running 100-kHz-Linewidth ECL”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 33, No.8, pp.1666-1674, April 15 2015
- [6] 岡本 聡, 関井 貴大, 伊佐治 義大, 佐藤 丈博, 山中 直明, “エラスティック光アグリゲーションネットワーク (EλAN) における光アドホックネットワーク実現のためのリモート ONU の提案”, 信学技報, IEICE Technical Report, PN2015-120, 2016年3月, pp 99-105
- [7] 岡本 聡, “多様なサービスやネットワーク構成を実現する伸縮自在光メトロ・アクセス融合型アグリゲーションネットワーク技術-エラスティックλアグリゲーションネットワーク-”, 信学技報, IEICE Technical Report, CS2012-96, 2013年1月
- [8] 乗松 誠司, “ デジタル位相変調光通信における光ホモダイン検波方式に関する研究 “, 1997年3月 , pp.1-36
- [9] 岩下 克 “ コヒーレント光通信技術の進展 “ 光学, Vo. 38, No.5, pp.238-245, 2009
- [10] Sadakuni Shimada, “Coherent Lightwave Communications Technology”, 1995年, pp13-82
- [11] Akihide Sano, *et al.*, “No-Guard-Interval Coherent Optical OFDM for 100-Gb/s Long-Haul WDM Transmission”, *J. Lightw. Technol.*, Vol. 27, No. 16, pp.3705-3713, August 2009
- [12] T. Kobayashi, *et al.*, “Electro-optically multiplexed 110 Gbit/s optical OFDM signal transmission over 80 km SMF without dispersion compensation”, *Electron. Lett.*, Vol. 44, No. 3, January 2008.

学会発表

[1] 五百藏 雅幸, 小林 弘和, 岩下 克, “QPSK デジタルコヒーレント伝送システムにおける信号品質モニタの検討”, 平成 28 年度電気関係学会四国支部連合大会, 12-26, 2016 年 9 月 17 日

[2] 五百藏 雅幸, 小林 弘和, 岩下 克, “光キャリア分配と SSB 周波数シフタを用いたコヒーレント光 OFDMA”, 平成 30 年度電気関係学会四国支部連合大会,

謝辞

本研究を進めるにあたり、終始多大なご助言とご指導を賜りました、高知工科大学システム工学群電子系 教授 岩下 克先生、准教授 小林 弘和先生、准教授 田上 周路先生に心から敬意を表し感謝いたします。大島 浄司氏、高嶋 悟氏、さらに研究室の皆様にも感謝いたします。

平成 31 年 2 月 12 日 (火)