

修士論文

偏波多重コヒーレント光 OFDM における
サンプリングおよびキャリア周波数同期方式

Sampling and Carrier Frequency Synchronization Methods in
Dual Polarization Optical Coherent OFDM

報告者

学籍番号: 1245063

氏名: 森 匠平

指導教員

岩下 克 教授

令和4年3月1日

高知工科大学大学院 工学研究科

基盤工学専攻 電子・光工学コース

目次

第1章 序論.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 研究目的.....	2
1.3 論文構成.....	2
第2章 直交周波数分割多重(OFDM).....	3
2.1 直交周波数分割多重.....	3
2.2 OFDM の原理.....	4
2.3 OFDM 信号の生成方法.....	4
2.4 光 OFDM.....	7
2.4.1 直接検波方式.....	7
2.7.2 コヒーレント検波方式.....	8
2.5 ガードインターバル.....	9
2.6 位相雑音.....	11
2.7 キャリア周波数オフセット.....	12
2.8 偏波多重分離.....	13
2.9 サンプリング周波数オフセット.....	14
第3章 シミュレーション.....	16
3.1 トレーニングシンボルの構成.....	16
3.2 トレーニングシンボルによる処理.....	17
3.2.1 自動周波数補正(AFC).....	17
3.2.2 偏波多重分離.....	19
3.3 OFDM 信号を用いた処理.....	20
3.3.1 GI を用いたキャリア周波数補正.....	20
3.3.2 位相雑音の補償.....	20
3.3.3 サンプリング周波数同期.....	21
3.4 シミュレーション構成.....	22
3.5 位相雑音の影響.....	24
3.6 キャリア周波数オフセット推定.....	25
3.7 サンプリング周波数オフセット推定.....	26
3.8 偏波多重分離.....	26
第4章 実験.....	28
4.1 コヒーレント光 OFDM におけるサンプリングおよびキャリア周波数同期.....	28
4.1.1 実験構成.....	28

4.1.2 実験結果.....	30
4.2 偏波多重コヒーレント光 OFDM におけるサンプリングおよびキャリア周波数同期	32
4.2.1 実験構成.....	32
4.2.2 実験結果.....	34
第 5 章 結論.....	36
参考文献.....	37
学会発表.....	37
謝辞.....	38

第 1 章 序論

1.1 研究背景

総務省によると、2021 年 5 月時点の FTTH(Fiber To The Home)、DSL(Digital Subscriber Line)、CATV(Cable TV)および FWA(Fixed Wireless Access)による総ダウンロードトラフィックは前年同月比 25.6%の増加となっており、4K、8K 放送や第 5 世代移動通信システム(5G)の普及により、今後さらなる増加が考えられる[1]。この増加に対応するため、光ファイバ伝送における伝送容量拡大が必要となる。

現在、光アクセスネットワーク(PON:Passive Optical Network)において、時分割多重(Time Division Multiplexing)技術と波長分割多重(Wavelength Division Multiplexing)を組み合わせた TWDM(Time and Wavelength Division Multiplexing)-PON システムである NG-PON2 が標準化されている[2]。この場合では図 1.1 (a)のように隣接するチャンネル間にガードバンドを設ける必要があるため、周波数利用効率が悪い。この問題を解決する技術として、直交周波数分割多重(OFDM:Orthogonal Frequency Division Multiplexing)がある[3]。OFDM 技術は 図 1.1(b)のようなスペクトルであり、無線通信分野において地上デジタル放送や無線 LAN に用いられている。OFDM 技術を光ファイバ伝送に用いることで、従来よりも光周波数帯域を有効に活用することができ、光ファイバ内の直交する偏波状態を用いて伝送する偏波多重と組み合わせることで伝送容量のさらなる拡大が期待できる。さらに、OFDM 技術によって信号のシンボルレートを低減できることから高速光信号伝送において問題となる波長分散や偏波モード分散に対する耐力を向上することができる。しかし、光ファイバ伝送中の信号の偏波状態はランダムに変化するため、伝送中に変化した偏波状態に追従して偏波分離することが必要になるのに加え、変調速度の低下によって半導体レーザーの線幅による位相雑音の影響や周波数オフセットによる影響も大きくなる。線幅の影響低減のために光 OFDM のサブキャリアの一つに無変調の信号であるパイロットシンボルを挿入し位相雑音のモニタとして使用する方法が検討されている。[4]

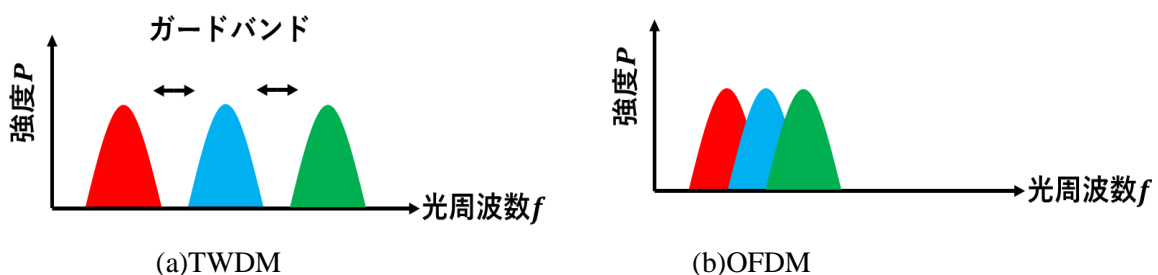


図 1.1 多重方式のスペクトル

1.2 研究目的

本研究では、偏波多重光 OFDM 伝送において情報信号にトレーニングシンボルを付加することによって受信時のタイミング同期、キャリア周波数オフセットの補正、偏波分離を行うことを研究する。さらに、情報信号の 1 シンボルごとにガードインターバルを付加することによってキャリア周波数オフセットの補正、送信 OFDM 信号のサブキャリアにパイロットシンボルを付加することで光源の位相雑音を補償し、送信機と受信機間のサンプリング周波数同期を行うことを検討する。以上の内容をシミュレーションと実験によって確認する。

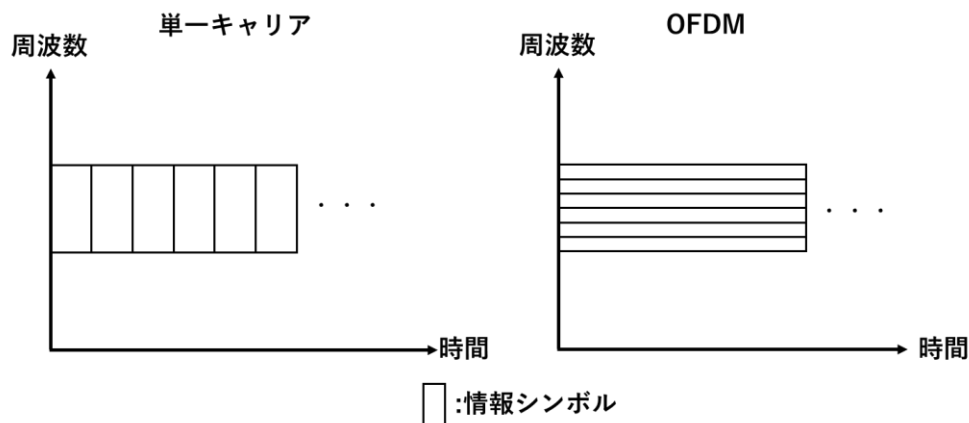
1.3 論文構成

本論文は 5 章に分けて構成されている。2 章では直交周波数分割多重(OFDM)の原理、光 OFDM を実現するための方法や関連する事象についての説明を行う。3 章では無線 LAN の規格である IEEE802.11a に用いられている信号配置のトレーニングシンボルを用いたタイミング同期、周波数オフセット補正、MIMO 処理を用いた偏波分離やガードインターバルを用いたキャリア周波数オフセット補正、パイロットシンボルを用いたサンプリング周波数同期についての説明、シミュレーションを行い、その結果について説明する。4 章ではトレーニングシンボル、ガードインターバル、パイロットシンボルを用いたサンプリングおよびキャリア周波数同期の実験方法と結果についての説明を行う。5 章では本研究のまとめを行う。

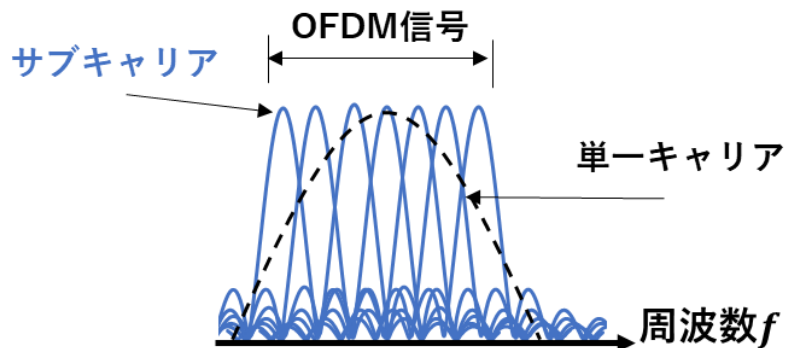
第2章 直交周波数分割多重(OFDM)

2.1 直交周波数分割多重

直交周波数分割多重(OFDM:Orthogonal Frequency Division Multiplexing)は、従来の時分割多重(TDM:Time Division Multiplexing)や周波数分割多重(FDM:Frequency Division Multiplexing)に比べ、周波数利用効率が良く、伝送容量の拡大が見込める多重技術である。単一キャリアと OFDM のシンボルの周波数と時間の関係を図 2.1 に示す。□は情報の 1 シンボルを示す。OFDM は図 2.1(a)のようにデータを単一のキャリアで高速に伝送するのではなく複数のキャリア(サブキャリア)に分配し各サブキャリアは低速だが周波数軸上で並列に伝送するマルチキャリア変調方式であり、スペクトルの形状は図 2.1(b)のように複数のサブキャリアが密に配置されている。このようにデータを複数のサブキャリアに分配して伝送することで 1 サブキャリアあたりの信号の変調速度を低くできるためマルチパスによるフェージングに強くなることから地上デジタル放送や無線 LAN に使用されている技術である。



(a) 情報シンボルの構成



(b) スペクトル形状

図 2.1 単一キャリアと OFDM

2.2 OFDM の原理

情報を搬送波に乗せる前の状態であるベースバンドにおける基底帯域 OFDM 信号は次のように表すことができる。

$$S(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t} \quad (2-1)$$

式(2-1)において、 N はサブキャリア数、 f_0 は隣接するサブキャリア間の間隔であり、送信するシンボルの長さ $T=1/f_0$ によって決まる。 $d_n(=a_n + jb_n)$ は n 番目のサブキャリアで伝送される QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)や BPSK(Binary Phase Shift Keying)などのデジタル変調方式による複素データシンボルである。図 2.2 に $N=5$ の場合の波形とスペクトルを示す。

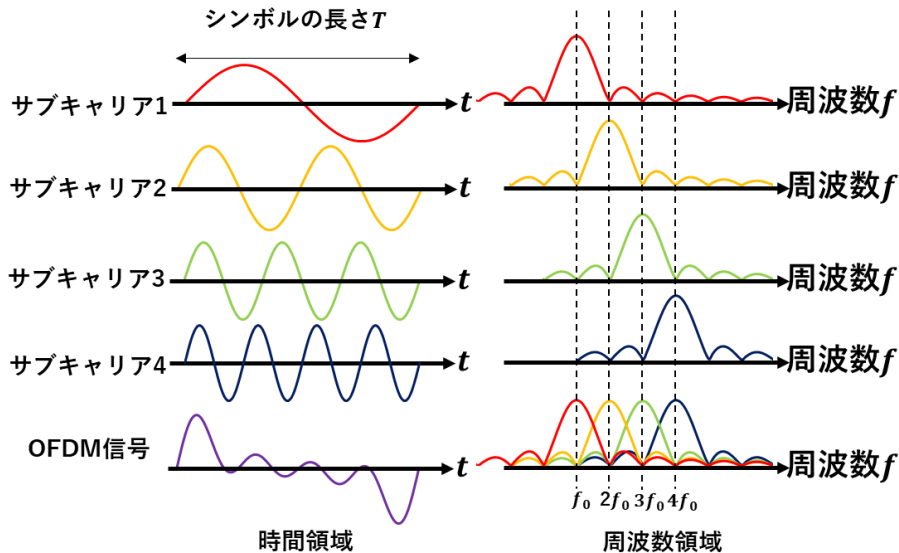


図 2.2 ベースバンド OFDM 信号の波形とスペクトル

図 2.2 のように、 $n=0$ の場合を除き、各サブキャリアは周波数 f_0 を基準としてその整数倍の周波数を持つ。周波数 nf_0 のサブキャリアの波形はシンボルの長さ T の間にちょうど n 周期含まれるようになっており、この関係が成立する時、各サブキャリアのスペクトルの電力密度がゼロとなる点に他のサブキャリアが配置されるため直交関係が成り立つ。

2.3 OFDM 信号の生成方法

式(2-1)より、 $S(t)$ は N 個のデジタル変調方式による信号の和となるため、原理的には N 個の変調器を用意し、それぞれ変調した信号を合波することで生成できるが、サブキャリアの数だけ変調器が増えコストや回路規模の問題が発生する。加えて、各変調器の

周波数間隔の制御を行うのは実際には難しい。そこで離散フーリエ変換(DFT:Discrete Fourier Transform)を用いた OFDM の変調方式が考案されている。

式(2-1)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すると次式のようになる。

$$\begin{aligned} S\left(\frac{k}{Nf_0}\right) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j\frac{2\pi n f_0}{N} k} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j\frac{2\pi n k}{N}} \end{aligned} \quad (2.2)$$

ここで、標本化は 1 シンボル区間($T=1/f_0$)で行われ、全体で N 個のサンプルが得られる。 k は N 個のサンプルの k 番目を表す($t = \frac{k}{Nf_0}$)。式(2-2)は d_n の逆離散フーリエ変換(IDFT:Inverse Discrete Fourier Transform)の形となっているため、データシンボル列 d_n に IDFT を行い生成されたサンプルを連続化することによって基底帯域 OFDM 信号を生成することができる。このことから、次式のように復調の際は基底帯域 OFDM 信号を 1 シンボル区間で標本化し、DFT を行うことによってデータシンボル d_n を取り出すことができる。

$$d_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S\left(\frac{k}{Nf_0}\right) e^{-j\frac{2\pi n k}{N}} \quad (2.3)$$

このように、OFDM 信号は IDFT、DFT によって生成、復調を行うことができるため、計算機上で複数のサブキャリアを一括して作成することができコストや回路規模、周波数間隔制御の問題が解決できる。さらに、DFT は高速フーリエ変換(FFT:Fast Fourier Transform)、IDFT は逆高速フーリエ変換(IFFT:Inverse Fast Fourier Transform)を用いることによって計算の高速化が可能である。実際に伝送する OFDM 信号は式(2-1)の基底帯域 OFDM 信号に周波数変換を行い実部を取ることで次式のようになる。

$$\begin{aligned} S_R(t) &= \text{Re}[S(t)e^{j2\pi f_c t}] \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos\{2\pi(f_c + nf_0)t\} - b_n \sin\{2\pi(f_c + nf_0)t\}] \end{aligned} \quad (2.4)$$

式(2-4)において f_c は実際に伝送する周波数帯域の基準となる周波数である。このように実際に伝送する信号は実信号であるので周波数変換後の実部のみが伝送される。 f_c は OFDM 信号の最小のサブキャリアの周波数となり、最大のサブキャリアの周波数は $f_c +$

$(N-1)f_0$ となることがわかる。次に、FFT を用いた送信機、受信機の構成を図 2.3 に示す。

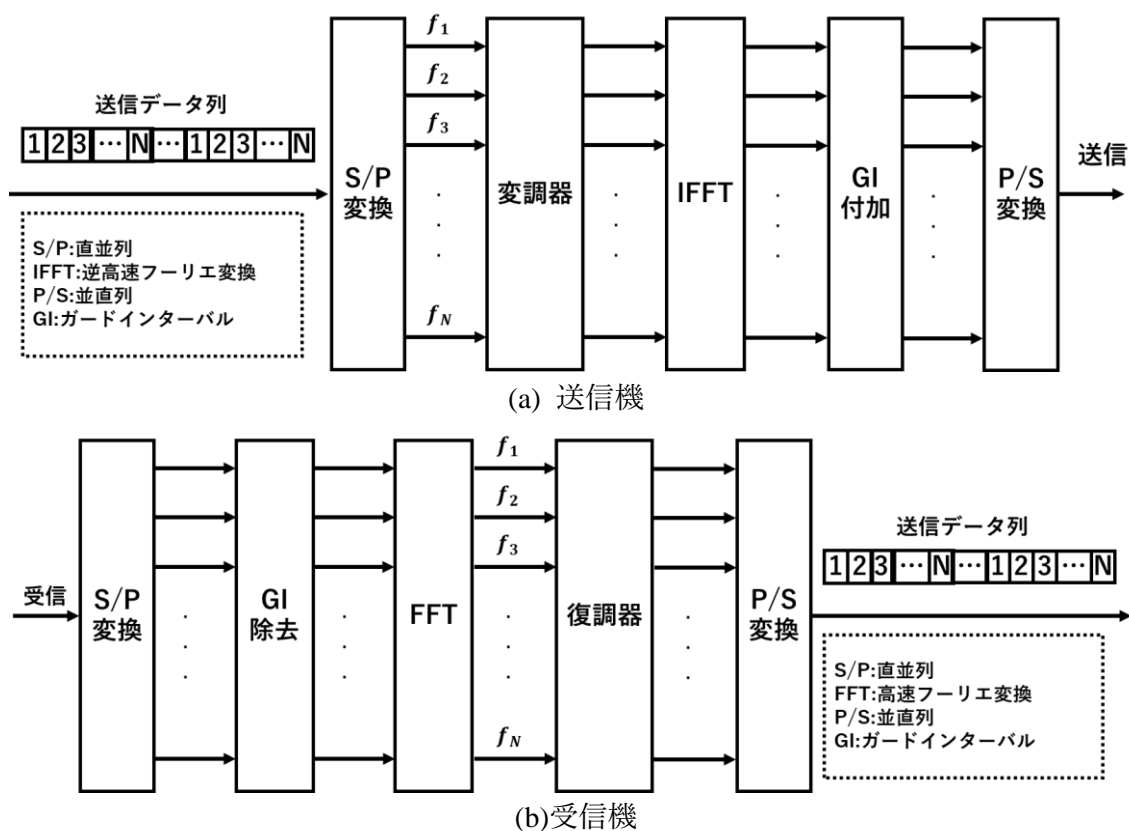


図 2.3 OFDM の送受信機の構成

図 2.3 (a)のように、送信器ではまず送信データに直並列(S/P)変換を行い、周波数($f_1 = f_0, f_2 = f_1, \dots, f_N = nf_0$)のサブキャリアに分配し、送信データの一次変調を行う(BPSK、QPSK など)。その後、IFFT により時間領域の信号に変換し、それぞれの OFDM シンボルにマルチパスによる遅延を吸収するためシンボルの後半の一部を先頭にコピーすることでガードインターバル(GI:Guard Interval)を付加する。そして、並直列(P/S)変換によって連続信号に変換し送信する。受信機では図 2.3 (b)のようにまず受信信号を S/P 変換し、各シンボルに付加された GI を除去する。その後、FFT により各サブキャリアに分配された信号を取り出し、それぞれを復調器により復調、P/S 変換することで受信データを得る。

2.4 光 OFDM

前節で説明を行った OFDM を高速光信号伝送システムに適用した光 OFDM が研究されている。光 OFDM 伝送は1サブキャリアあたりの変調速度を低くできるという OFDM の特徴から高速光信号伝送において問題となる波長分散や偏波モード分散に対する耐力が向上する。

光 OFDM の受信方式として直接検波方式と局部発振光を用いて光の強度と位相情報を検波するコヒーレント検波方式がある[5]。

2.4.1 直接検波方式

直接検波方式の光 OFDM の構成を図 2.4 に示す。直接検波方式では電気部分で OFDM 信号を生成し、その電気信号を光強度変調器に入力し信号光を強度変調することで LD の周波数の両側に光 OFDM 信号が生成される。この際、直接検波の際に生じる相互変調歪みの影響を避けるため、ガードバンドを設定する必要がある。図 2.5 に強度変調後のスペクトルと直接検波後のスペクトルを示す。図 2.5(a)のようにガードバンドを挿入しない場合では強度変調後、光 OFDM 信号が発生するがこの場合では直接検波をしたときのスペクトルに相互変調による干渉が起きてしまう。そのため図 2.5(b)のように強度変調の際、OFDM 信号の低周波部分のサブキャリアに信号を挿入しない部分(ガードバンド)を設定する。こうすることで直接検波後の相互変調による干渉を防ぐ。電気部分の構成にはキャリア信号と OFDM 信号を合わせて一括でデジタル信号処理によって信号を生成する方法やデジタル信号処理では OFDM 信号のみ生成し、OFDM 信号をガードバンドに合わせた周波数に設定した後、キャリア信号を加える方法がある。このように直接検波方式では簡単な構成で OFDM 伝送を実現できるメリットがあるが、ガードバンドを設定する必要があるため、周波数利用効率が下がる。

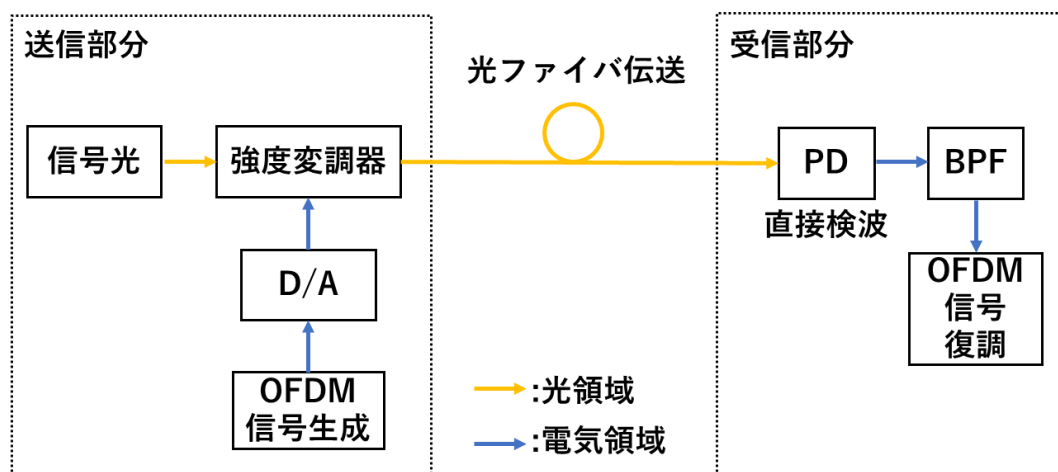
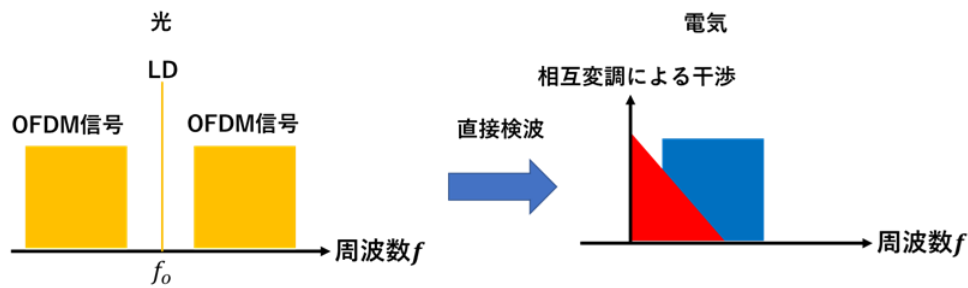
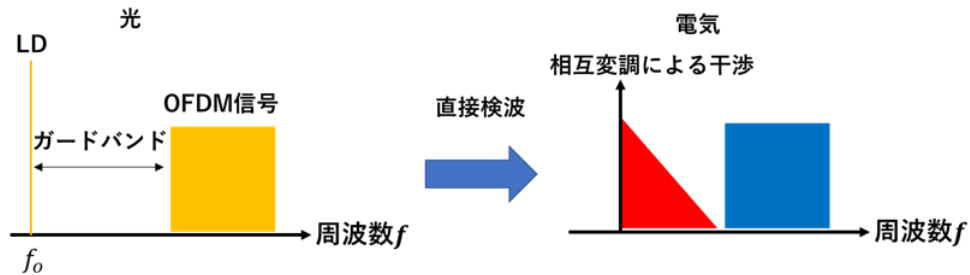


図 2.4 直接検波方式の光 OFDM の構成



(a) ガードバンドがない場合



(b) ガードバンドがある場合

図 2.5 変調後、検波後のスペクトル

2.7.2 コヒーレント検波方式

コヒーレント検波方式の光 OFDM の構成を図 2.6 に示す。コヒーレント検波方式では電気部分で OFDM 信号を生成し、生成した OFDM 信号の I チャンネルと Q チャンネルを信号光とともに光 IQ 変調器に入力し光 OFDM 信号を作成する。受信側では局部発振光と信号光との干渉を用いて、光信号を直接ベースバンドに周波数変換するホモダイン検波、または光信号を中間周波数に周波数変換するヘテロダイン検波を用いて光信号を電気信号に変換する。直接検波方式と比較してガードバンドが不要となるので周波数利用効率が良くなるが、送受の光源の波長がずれた際に生じる周波数ずれを補償しなければならない。特に、サブキャリア数が多くなる場合はサブキャリア間の周波数間隔が狭くなり、わずかな周波数ずれでも信号の劣化が発生する。

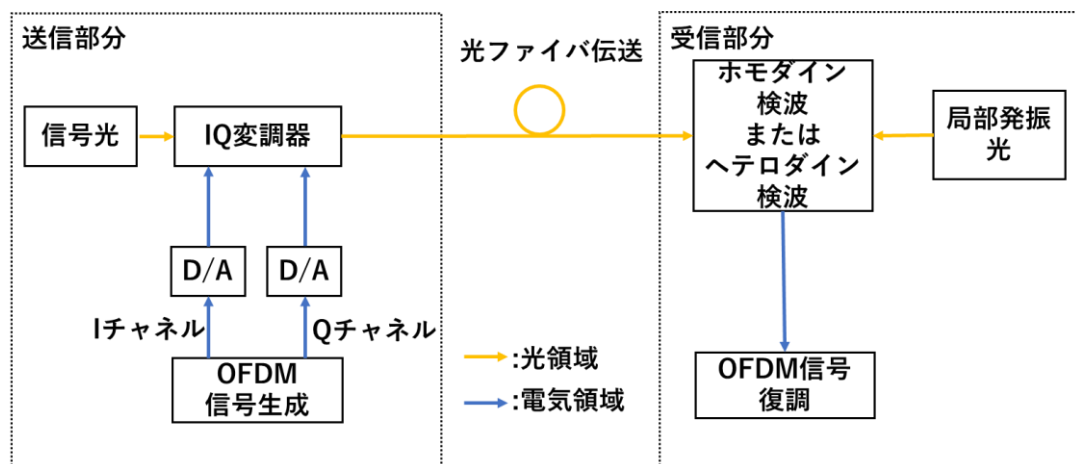


図 2.6 コヒーレント検波方式の光 OFDM の構成

2.5 ガードインターバル

無線伝送路において送信機から送信された信号が、空間中を伝搬し、直接受信機で受信される場合(直接波)と建物や山などで反射が起き、直接波と比べ伝搬距離が長くなる場合(反射波)の2つ以上となるマルチパスという現象が発生する。受信機において、直接波と反射波が同時に受信されたとき、符号間干渉が発生する。これはデジタル伝送における伝送信号の劣化の原因となる。図 2.7 に直接波と反射波の関係を示す。図 2.7(a)の場合、直接波と反射波の間に時間差 τ が存在するため、FFT を施し復調する際、符号間干渉が発生し、正しく復調することができない。そこで図 2.7 (b)のようにシンボル長 T のシンボルの後半部分を T_g の長さだけコピーし、シンボルの前半に付加する。これがガードインターバル(GI)となる。GI を挿入することにより GI が遅延を吸収し、符号間干渉を防ぐことができる。ただし、遅延の長さ τ と GI の長さ T_g の関係は $\tau < T_g$ とならなければならない。

光 OFDM では GI を波長分散の影響を抑圧するために用いる。波長分散とは光の波長によって光ファイバ中を伝搬する速度が異なるため伝搬時間に差ができる現象であり、図 2.8 のように光 OFDM 信号が波長分散の影響を受けると各サブキャリアの間に伝搬時間の差が生まれ、FFT を施す時間に収まらないサブキャリアが発生してしまう。このため GI を用いて遅延を吸収する。挿入する GI の必要量 T_g は周波数 f_0 と nf_0 のサブキャリア間の遅延時間になるため式(2-5)で表すことができる。ここで c は光速、 f_c は光 OFDM 信号の中心周波数、 D は累積波長分散値[ps/nm]、 B_d は光 OFDM 信号の帯域幅である。

$$T_g = \frac{c}{f_c^2} |D| B_d \quad (2-5)$$

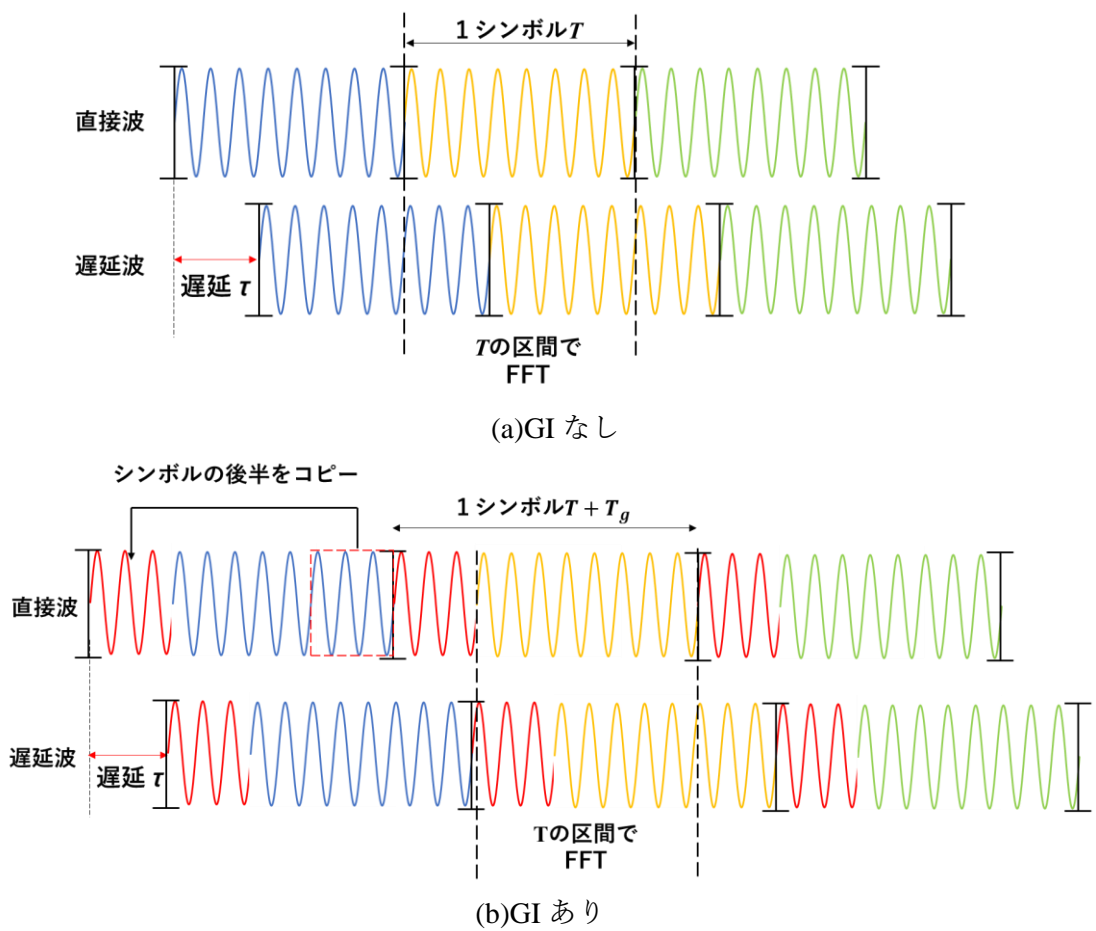


図 2.7 直接波と反射波の関係

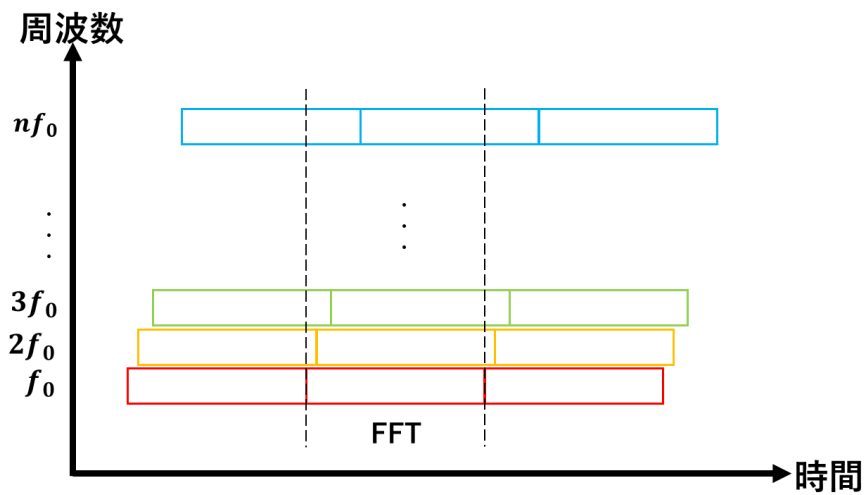


図 2.8 波長分散の影響

2.6 位相雑音

位相雑音は光ファイバ伝送において光源として用いるレーザー光に含まれ、図 2.9 のように位相が時間経過とともにランダムに拡散していくため、QPSK や BPSK などの変調された信号の位相にずれが生じ、ビット誤り率(BER:Bit Error Rate)やエラーベクトル振幅(EVM:Error Vector Magnitude)に影響を与える。図 2.10 のように、位相雑音がない場合の QPSK 信号の信号点配置図は 4 つのシンボルが識別可能だが位相雑音がある場合は信号点が位相雑音の影響で広がってしまいシンボルの識別が難しくなる。高速データを複数のサブキャリアに分割して低速で並列伝送する OFDM 伝送では 1 シンボルの時間が長くなるため位相拡散量が大きくなり、復調結果に多大な影響を与える。

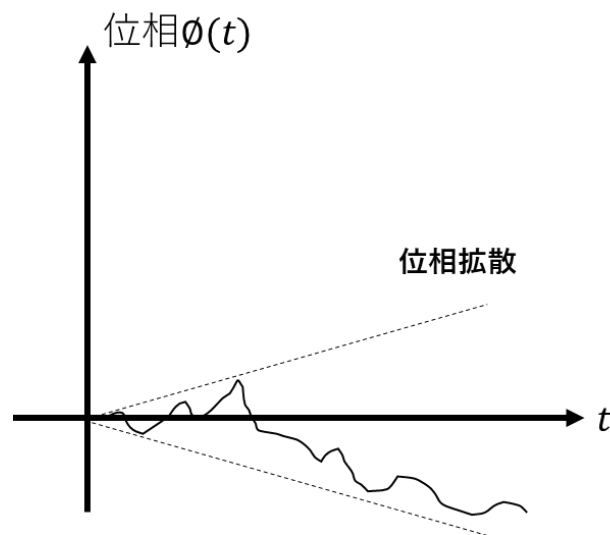


図 2.9 位相雑音の拡散

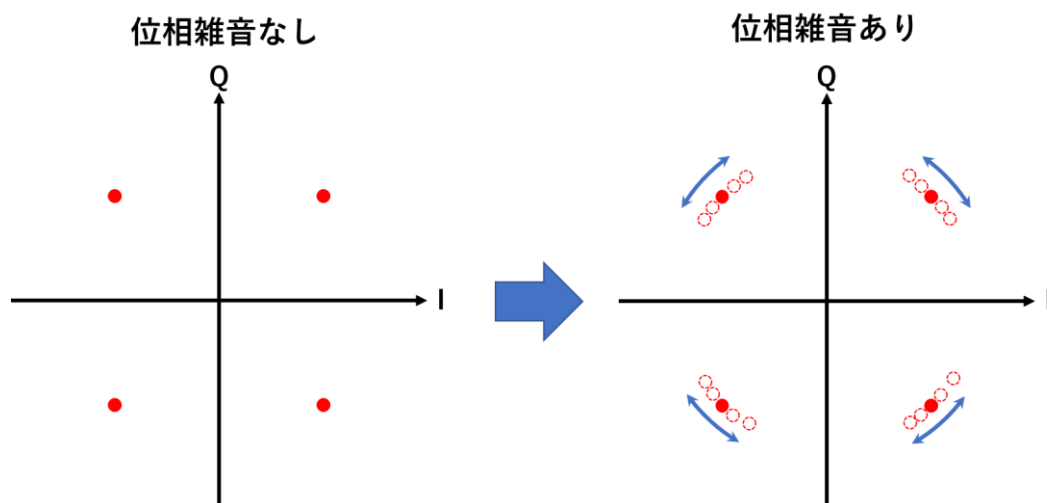


図 2.10 位相雑音の影響

2.7 キャリア周波数オフセット

コヒーレント光伝送の場合、送信機側の信号光に用いる光源と受信側の局部発振光に用いる光源は別々の光源を用いるため2つの光源の間には周波数のずれ(オフセット)が発生する。キャリア周波数オフセット Δf を含む OFDM 信号 S_{CFO} は式(2-1)から次式のよう

$$S_{CFO}(t) = S(t)e^{j2\pi\Delta ft} = e^{j2\pi\Delta ft} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t} \quad (2-6)$$

これを1シンボル区間で標本化したとき次式のようにになる。

$$S_{CFO}\left(\frac{k}{Nf_0}\right) = e^{j\frac{2\pi\Delta f}{Nf_0}k} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (2.7)$$

OFDM 信号は1シンボル区間でDFTをすることでデータシンボル d_n を取り出すがCFOが含まれる式(2-7)に対してDFTを行った場合次式のようにになる。

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_{CFO}\left(\frac{k}{Nf_0}\right) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} = e^{j\frac{2\pi\Delta f}{Nf_0}k} d_n \quad (2.8)$$

式(2.8)のようにCFOの影響を受けたOFDM信号には複素データシンボル d_n にCFOによる位相回転が発生する。CFOの影響を受けたQPSK信号の信号点配置図は図2.11のようになり4つのシンボルを表す信号点に位相回転が発生してしまいシンボルの識別が難しくなる。OFDM伝送の場合、高速データを複数のサブキャリアに分割して低速で並列伝送することでガードバンドを設定することなくサブキャリアを密に配置し、周波数利用効率をあげているが、キャリア周波数オフセットにより周波数ずれが生じると、各サブキャリア間の直交関係が乱れるため、位相回転に加えてサブキャリア間干渉(ICI:InterCarrier Interference)が発生し、復調結果(BER,EVM)に影響を与える。

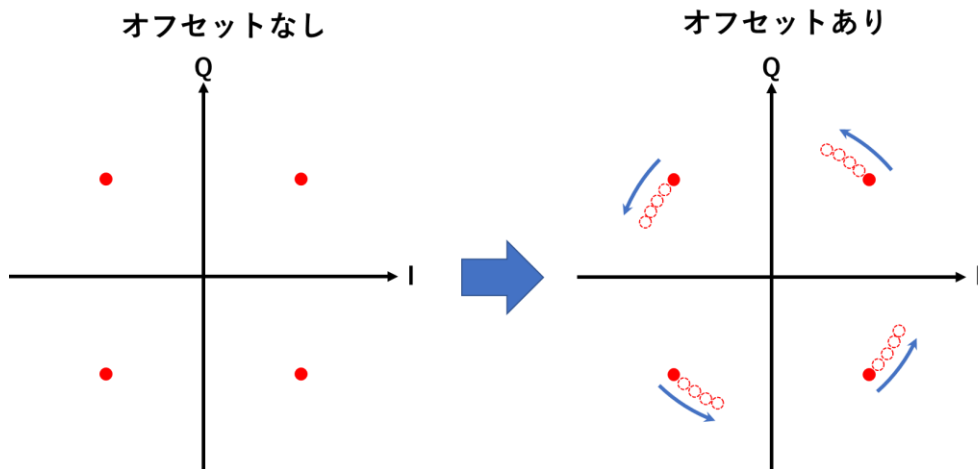


図 2.11 周波数オフセットの影響

2.8 偏波多重分離

光ファイバ内の直交する 2 つの偏波を利用することで異なる情報を伝送することができる。これを偏波多重方式と言い 1 つの偏波のみ用いる従来の方式と比べ 2 倍の情報が伝達可能となる。偏波多重方式の構成を図 2.12 に示す。図 2.12 のように X 偏波と Y 偏波で別々の信号を作成し偏波ビームスプリッタ(PBS:Polarizing Beam Splitter)によって合波することで 1 本の光ファイバで伝送する。受信側では伝送した信号光と局部発振光を PBS によって X 偏波と Y 偏波に分ける。それぞれの光の同じ偏波同士をバランスドフォトダイオード(BPD:Balanced PhotoDiode)で受光することでそれぞれの偏波に乗せた異なる信号を電気信号として得ることができる。実際は伝送中の光ファイバの振動や温度変化により偏波状態は変化する。偏波状態が変化した場合の受信信号を図 2.13 に示す。図 2.13 のように光ファイバ伝送中に光ファイバの振動や温度変化により偏波回転が発生した場合、受信信号はそれぞれにもう片方の偏波で伝送した信号が混ざってしまう復調結果が劣化してしまうため受信側で偏波回転を補正する必要がある。

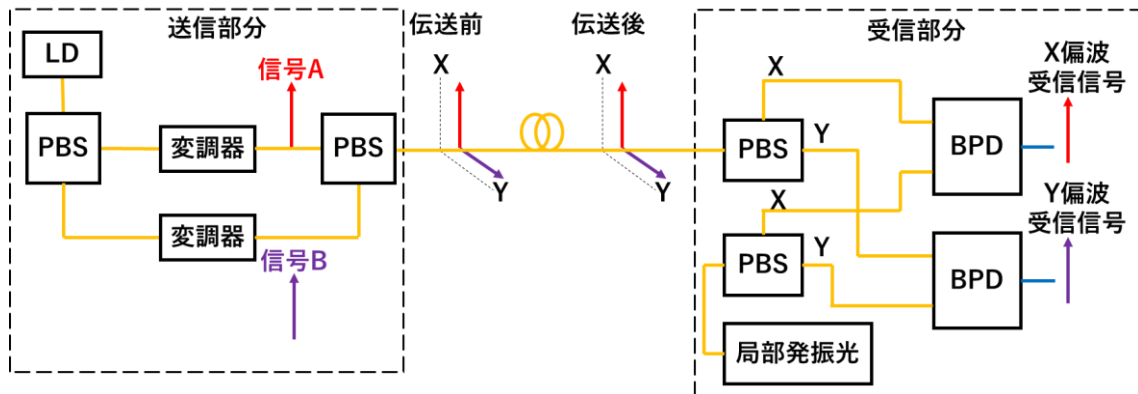


図 2.12 偏波多重方式の構成

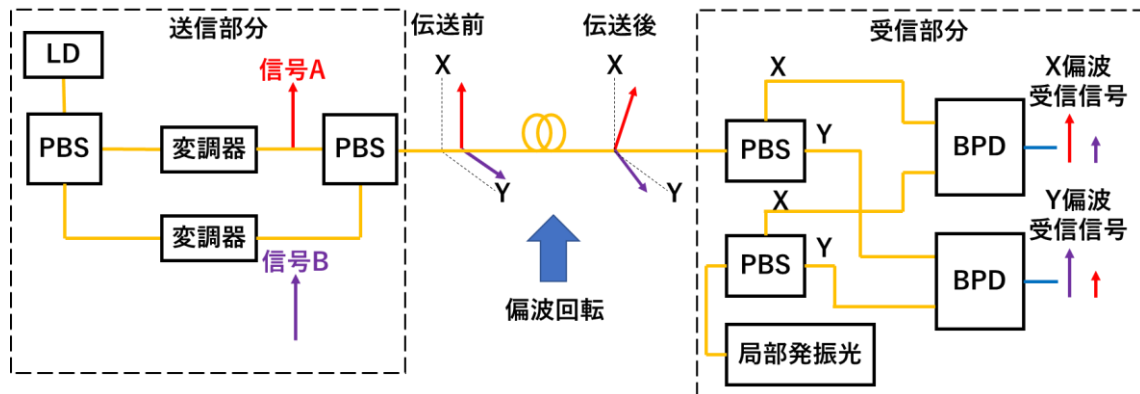


図 2.13 偏波回転が生じた場合の受信信号

2.9 サンプリング周波数オフセット

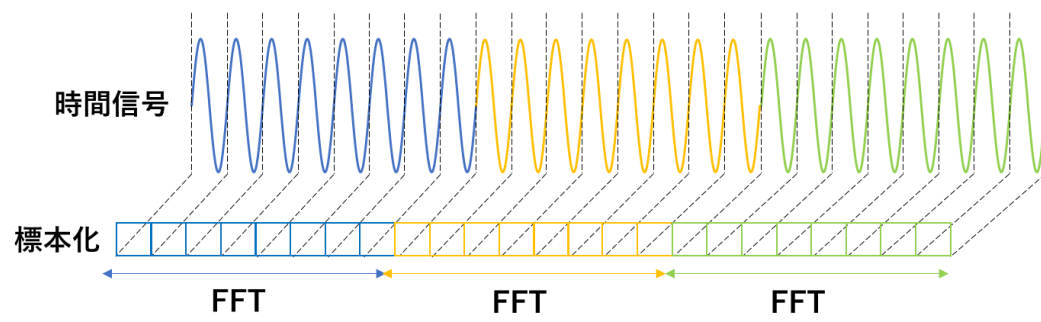
光信号の送信機と受信機との発振器周波数誤差によって受信した信号にサンプリング周波数オフセット(SFO:Sampling Frequency Offset)が発生する。式(2-1)の基底帯域 OFDM 信号の標本化の際にサンプリング周波数オフセット Δf_0 が発生した場合次式のようになる。

$$S\left\{\frac{k}{N(f_0 + \Delta f_0)}\right\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j\frac{2\pi n f_0}{N(f_0 + \Delta f_0)}k} \quad (2.9)$$

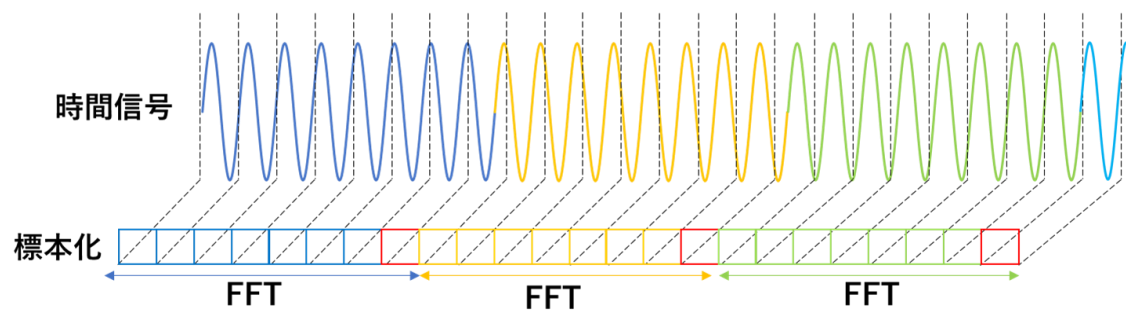
OFDM 信号は 1 シンボルごとに FFT を行うことによって各サブキャリアの信号を取り出すが式(2-9)に対し FFT を行うと次式のようになる。

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S\left\{\frac{k}{N(f_0 + \Delta f_0)}\right\} e^{-j\frac{2\pi n k}{N}} = e^{j\frac{f_0}{(f_0 + \Delta f_0)}k} d_n \quad (2.10)$$

よってサンプリング周波数オフセット Δf_0 によって位相回転が発生する。理想的に標本化された OFDM 信号は図 2.14(a)のように 1 シンボルが 1 サンプルの整数倍に収まっており 1 シンボルごとに FFT を行うことで各サブキャリアの信号を取り出すことができるが、SFO が発生した場合図 2.14(b)のようにサンプリングにずれが起き 1 シンボルが 1 サンプルの整数倍に収まらない。さらにこのずれは時間経過とともに増加していくため FFT ポイントがずれていき後半のシンボルになると FFT ポイントに隣接するシンボルが含まれるようになり FFT により取り出した信号が劣化してしまうため適宜 FFT ポイントのずれを補正することが必要となる。



(a)理想的な標本化が行われた場合



(b)SFO が起きた標本化の場合

図 2.14SFO の影響

第3章 シミュレーション

第2章で述べた位相雑音、キャリア周波数オフセット、偏波分離、サンプリング周波数オフセットについて MATLAB を用いてシミュレーションを行う。今回、図 3.1 のように送信信号は情報部分の前に既知信号であるトレーニングシンボルを付加した。トレーニングシンボルは2段階に分かれており、トレーニングシンボル①では OFDM 信号のタイミング同期、周波数オフセットの補正を行い、その後トレーニング信号②を用いて偏波分離を行う。トレーニングシンボル①は無線 LAN の規格である IEEE802.11a に用いられているトレーニング信号の信号配置を用いた。

トレーニングシンボル

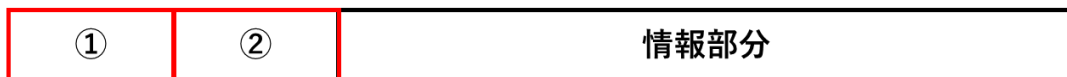
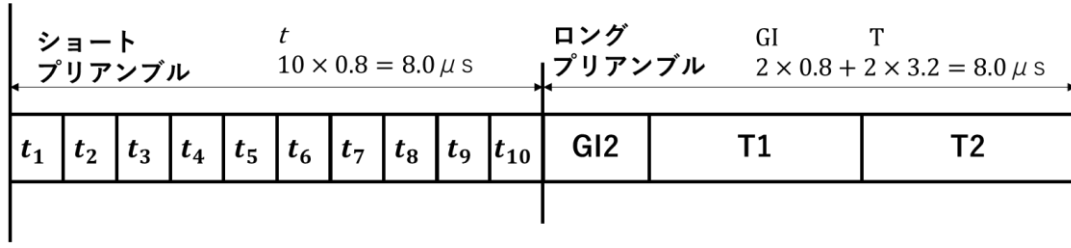


図 3.1 送信信号の構成

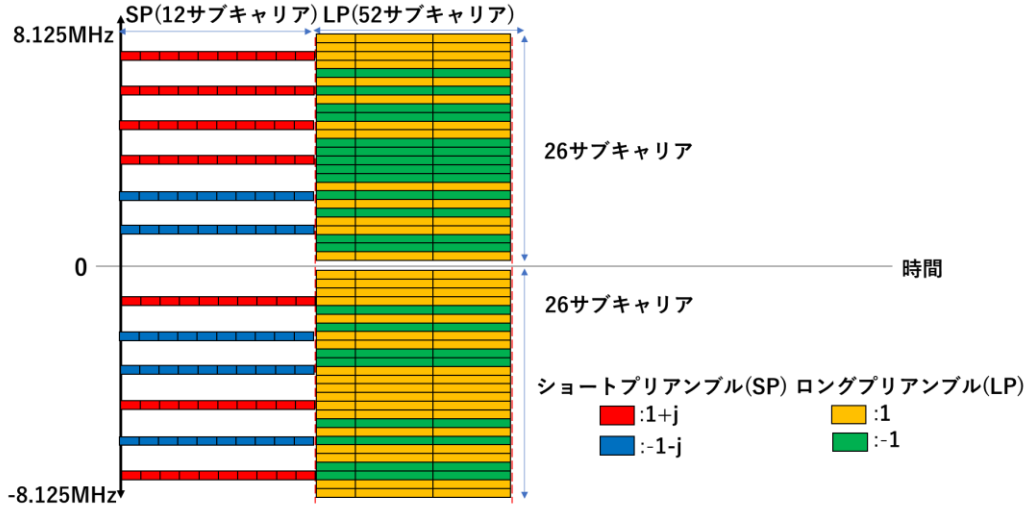
3.1 トレーニングシンボルの構成

IEEE802.11a に用いられているトレーニングシンボルの構成を図 3.2 に示す。図 3.2(a) のようにトレーニングシンボルはショートプリアンプル、ロングプリアンプルの2つの部分に分かれており、ショートプリアンプルは図 3.2(b) のように QPSK 変調された全 12 個のサブキャリアの OFDM 信号が $0.8[\mu\text{s}]$ の周期で 10 回繰り返されている。ロングプリアンプルは図 3.1(b) のように BPSK 変調された全 52 個のサブキャリアの OFDM 信号が $3.2[\mu\text{s}]$ の周期で 2 回繰り返されており、 $1.6[\mu\text{s}]$ の GI が前半に付加されている。IEEE802.11a ではショートプリアンプルを用いて信号の到来を検出し大まかなタイミング同期及びキャリア周波数オフセット補正を行い、ロングプリアンプルを用いて高精度なタイミング同期とキャリア周波数オフセット補正を行っている[6]。この構成をトレーニングシンボル①に用いて受信後の OFDM 信号のタイミング同期とキャリア周波数オフセットの補正を行う。

トレーニングシンボル②については各偏波で別々の既知の信号系列を各サブキャリアに分配した OFDM 信号であり、トレーニング信号①での処理後はこれを用いて逆行列計算からチャネル行列 \mathbf{H} を求め偏波分離を行う。



(a)時間軸上の構成



(b)周波数軸上の構成

図 3.2 トレーニング信号の構成

3.2 トレーニングシンボルによる処理

3.2.1 自動周波数補正(AFC)

キャリア周波数オフセットによる受信信号の劣化を防ぐためにトレーニングシンボルを用いて自動周波数補正(AFC:Automatic Frequency Control)を行う。AFC の大まかな流れは図 3.3 のようになる。周波数オフセットが含まれるベースバンド OFDM 信号は式 (3-1)のように表すことができる。

$$S(t - mT_s) = \sum_{l=0}^{N-1} c(m, l) e^{j2\pi l f_0 (t - mT_s)} e^{j2\pi \Delta f t} \quad (3-1)$$

ここで $c(m, l)$ は m 番目の OFDM シンボルの l 番目のサブキャリアの複素データシンボル、 T_s は GI 含む OFDM の 1 シンボルの時間、 f_0 は GI 除く OFDM の基準周波数、 Δf が周波数オフセットである。IEEE802.11a においてトレーニングシンボルと送信信号の 1 シンボルの長さの時間関係は図 3.4 のようになっており、ショートプリアンブルの 1 シンボル分($\frac{1}{4f_0}$)遅延を行うとショートプリアンブルは同じ信号の繰り返しなので式(3-2)のようになる。

$$\begin{aligned}
S\left(t - \frac{1}{4f_0}\right) &= \sum_{l=0}^{N-1} c(m, l) e^{j2\pi l f_0 \left(t - mT_s - \frac{1}{4f_0}\right)} e^{2\pi \Delta f j \left(t - \frac{1}{4f_0}\right)} \\
&= \sum_{l=0}^{N-1} c(m, l) e^{j2\pi l f_0 (t - mT_s)} e^{j2\pi \Delta f t} e^{-\frac{j\pi \Delta f}{(2f_0)}} \\
&= S(t) e^{-j\pi \Delta f / (2f_0)}
\end{aligned} \tag{3-2}$$

共役複素数をとって元の信号と乗算を行うと式(3-3)が得られる。

$$S(t) S^*\left(t - \frac{1}{4f_0}\right) = |S(t)|^2 e^{j\pi \Delta f / (2f_0)} \tag{3-3}$$

式(3-3)において 1 シンボル区間移動平均をとり偏角を求めることで式(3-4)が得られる。

$$\text{angle} \left[\int_{mT_s}^{mT_s + 1/(4f_0)} S(t) S^*\left(t - \frac{1}{4f_0}\right) dt \right] = \frac{\pi \Delta f}{2f_0} \tag{3-4}$$

angle は $[-\pi, \pi]$ の範囲で位相を検出するため、 $-\pi < \frac{\pi \Delta f}{2f_0} < \pi \rightarrow -2f_0 < \Delta f < 2f_0$ の範囲で周波数オフセットを検出することができる。ロングプリアンプルを用いた微調 AFC の場合ロングプリアンプルの 1 シンボルの長さは OFDM シンボルと同じ $\frac{1}{f_0}$ であり、1 シンボル区間移動平均後の偏角は $\frac{2\pi \Delta f}{f_0}$ となるので $-\pi < \frac{2\pi \Delta f}{f_0} < \pi \rightarrow -\frac{f_0}{2} < \Delta f < \frac{f_0}{2}$ となる。

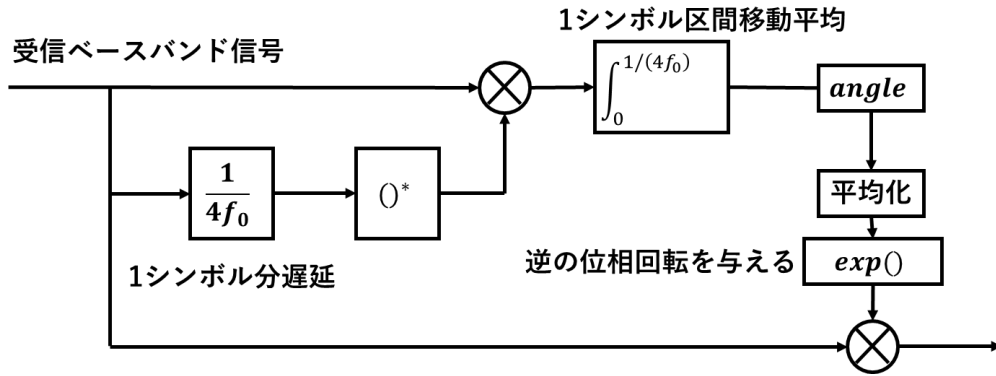


図 3.3 ショートプリアンプルを用いた AFC の流れ

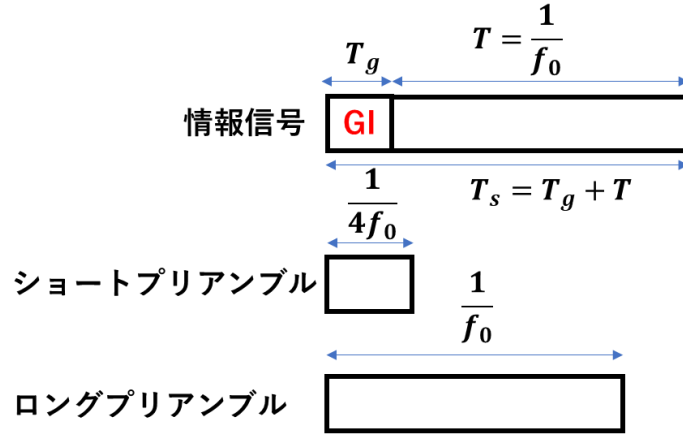


図 3.4 トレーニング信号と情報信号の 1 シンボルの長さの関係

3.2.2 偏波多重分離

光ファイバ伝送中の光は温度の変化や振動によって偏波状態が変化する。コヒーレント検波によって受光した受信信号 \mathbf{Y} 、送信信号 \mathbf{S} は以下のように表すことができる。

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_1(1) & Y_1(2) & \dots & Y_1(k) \\ Y_2(1) & Y_2(2) & \dots & Y_2(k) \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_1(1) & S_1(2) & \dots & S_1(k) \\ S_2(1) & S_2(2) & \dots & S_2(k) \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

ここで、 Y_1 、 Y_2 は長さ k の各偏波の受信信号系列、 S_1 、 S_2 は長さ k の各偏波の送信信号系列である。ファイバ伝送中の偏波の変化は以下のようなチャネル行列のように表すことができる。 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} はチャネル行列 \mathbf{H} の要素である。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

ここで受信信号 \mathbf{Y} はチャネル行列 \mathbf{H} 、送信信号 \mathbf{S} を用いて以下のように表すことができる。

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{S} \quad (3-8)$$

よってチャネル行列 \mathbf{H} は受信信号 \mathbf{Y} に送信信号 \mathbf{S} の逆行列をかけることで求めることができる。ここで送信信号 \mathbf{S} は正則行列でないため、チャネル行列は疑似逆行列を用いて以下のように表すことができる。ここで T は転置を表す。

$$\mathbf{H} = \mathbf{Y}\{(\mathbf{S}^*\mathbf{S})^{-1}\mathbf{S}^*\}^T \quad (3-9)$$

こうして求めたチャネル行列 \mathbf{H} の逆行列を受信行列 \mathbf{Y} にかけることで偏波多重分離が可能となる。ここで偏波多重分離後の信号を \mathbf{Y}' とすると

$$\mathbf{Y}' = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{Y} \quad (3-10)$$

となる。

本研究では図 3.1 に示したように情報部分の前に付加したトレーニングシンボル②を用いて偏波分離を行う。トレーニングシンボルは各サブキャリアに既知の信号系列を分配した OFDM 信号であり、各偏波に別々の信号系列を用いてチャネル行列 \mathbf{H} を求める。 \mathbf{H} はほぼ一定であるため \mathbf{H} が変化する前にトレーニングシンボルを定期的に付加することを想定し、 \mathbf{H} を測定することで偏波多重分離を行う。

3.3 OFDM 信号を用いた処理

3.3.1 GI を用いたキャリア周波数補正

ガードインターバルが OFDM 信号の後半部分のコピーであることを利用してキャリア周波数オフセットを推定することができる。キャリア周波数オフセットを含む OFDM 信号は式(3-1)で表される。OFDM 信号の 1 シンボル分($\frac{1}{f_0}$)遅延を行うと GI は OFDM 信号のコピーであるので式(3-11)のようになる。

$$\begin{aligned} s\left(t - \frac{1}{f_0}\right) &= \sum_{l=0}^{N-1} c(m, l) e^{j2\pi l f_0 \left(t - mT_s - \frac{1}{f_0}\right)} e^{j2\pi \Delta f j \left(t - \frac{1}{f_0}\right)} \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} c(m, l) e^{j2\pi l f_0 (t - mT_s)} e^{j2\pi \Delta f t} e^{-\frac{j2\pi \Delta f}{f_0}} \\ &= S(t) e^{-\frac{j2\pi \Delta f}{f_0}} \end{aligned} \quad (3-11)$$

共役複素数をとって元の信号と乗算を行うと式(3-12)が得られる。

$$S(t) S^*\left(t - \frac{1}{f_0}\right) = |S(t)|^2 e^{j2\pi \Delta f / f_0} \quad (3-12)$$

式(3-12)において GI の長さ T_g の区間移動平均をとり偏角を求めることで式(3-13)が得られ angle は $[-\pi, \pi]$ の範囲で位相を検出するため、 $-f_0/2 < \Delta f < f_0/2$ の範囲で周波数オフセットを検出することができる。

$$\text{angle} \left[\int_{mT_s}^{mT_s + T_g} S(t) S^*\left(t - \frac{1}{f_0}\right) dt \right] = \frac{2\pi \Delta f}{f_0} \quad (3-13)$$

3.3.2 位相雑音の補償

光ファイバ伝送において光源として用いるレーザー光の位相雑音を受信側で補償するため OFDM 信号のサブキャリアに図 3.5 のように無変調の信号であるパイロットシンボル(PS)を挿入する。光 OFDM 信号の全サブキャリアの信号は同様の位相雑音の影響を受けるためパイロットシンボルを位相雑音のモニタとして利用する。位相雑音補償

の流れは図 3.6 のようになっており、受信信号を FFT し、バンドパスフィルタ (BPF:Bandpass Filter)によって挿入した PS を取り出しベースバンドに移動した後、IFFT を行い複素共役の値に変換し元の信号と乗算することによって位相雑音と逆の位相回転を与えることで位相雑音の補償を行う。シミュレーションでは位相雑音は以下のように定義した。

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

式(3-14)において、 x はサンプル番号、 σ_v^2 は分散値、 μ は平均値であり、分散値 σ_v^2 は、

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

となり、式(3-15)において $\Delta\nu$ は半導体レーザーの線幅[Hz]、 τ はサンプル間隔[s]である。

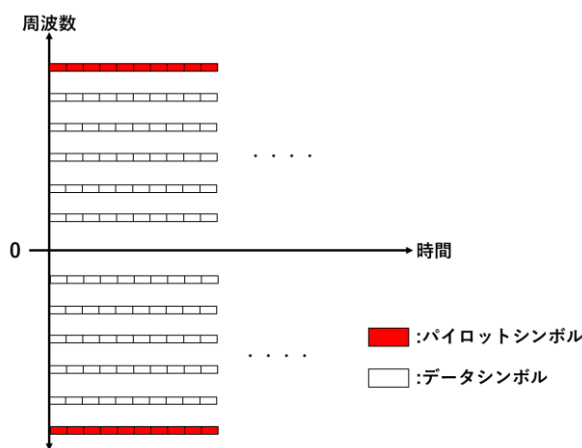


図 3.5 パイロットシンボル挿入の例

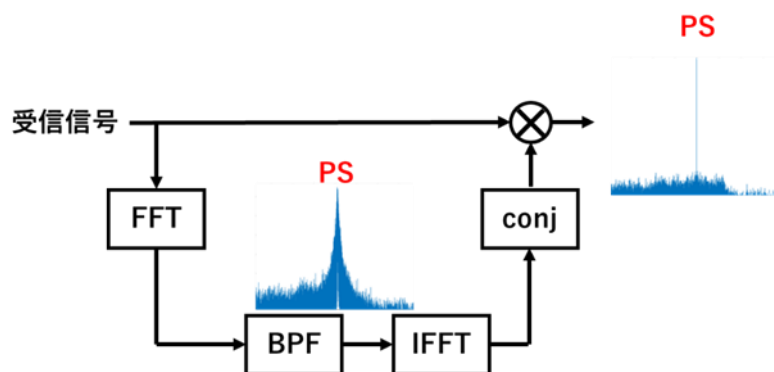


図 3.6 位相雑音補償の流れ

3.3.3 サンプリング周波数同期

MATLAB 上で作成した OFDM 信号を D/A 変換し光変調器に入力するための DAC と受信した光 OFDM 信号を A/D 変換する受信機の発振器周波数の間に誤差が生じた場合受信信号にサンプリング周波数オフセットが発生する。サンプリング周波数オフセット

が発生した OFDM 信号には ICI や FFT タイミングのずれによるシンボル間干渉が発生するため、受信側でサンプリング周波数の同期を行う必要がある。FFT 後の OFDM 信号の出力をサブキャリア番号を m 、シンボル番号を l として $X(m, l)$ と表したとき、以下の式が成り立つ。

$$\angle\{X(k, l)X^*(k-1, l)\} \simeq 2\pi \left\{ c(m, l)c^*(m-1, l) + \frac{l\Delta f_0}{f_0} + \Delta f T_s \right\} \quad (3-16)$$

式(3-16)において、 Δf_0 はサンプリング周波数オフセットである。ここで $c(m, l)$ の変調方式が BPSK 変調である場合その値は ± 1 をとるため右辺の第一項は式(3-16)から取り除くことができる。よって複数のサブキャリアにおいて式(3-16)を求めその傾きを求めることができればサンプリング周波数オフセット Δf_0 を推定することが可能となる。実際には式(3-16)の右辺には位相雑音などの雑音の影響を受けるため移動平均などの処理を用いて雑音の影響を低減する必要がある。

本研究では OFDM 信号のサブキャリアに 2 つのパイロットシンボルを挿入し 2 つのパイロットシンボルにおいての式(3-16)の計算結果の差を 1 シンボルごとに積算していきその傾きから Δf_0 を推定する。さらに積算の値から FFT ポイントのずれの量が ± 1 サンプルを超えるタイミングで FFT ポイントを逆の方向に 1 サンプル補正を行うことでシンボル間干渉による劣化を低減する。

3.4 シミュレーション構成

3.3 節で述べた AFC、位相雑音補償、偏波分離、サンプリング周波数同期について MATLAB を用いてシミュレーションを行った。シミュレーションの大まかな構成を図 3.7 に示す。各偏波の送信 OFDM 信号を作成後、作成した OFDM 信号の実部と虚部をリサンプルによって作成した OFDM 信号の 8 倍にサンプリング周波数の変換を行う。この際にサンプリング周波数オフセットを付加する。その後、実部と虚部を用いて光 OFDM 信号を作成、その際位相雑音を付加する。それぞれの信号にチャネル行列 \mathbf{H} として偏波回転を付加しそれぞれの信号を混ぜ合わせる。その後それぞれの信号をベースバンドに周波数変換を行いその際にキャリア周波数オフセットを付加する。その後復調処理を行う。作成した各偏波の信号は図 3.8 のようにキャリア周波数オフセット推定用のトレーニングシンボル①、チャネル行列推定用のトレーニングシンボル②、情報部分の 3 つの部分で構成されており、各部分の 1 シンボルのサンプル数、全シンボル数、GI 長は表 3.1 に示している。各部分のサブキャリアの構成はトレーニングシンボル①は図 3.2(b)の構成を使用し、トレーニングシンボル②は 8 つのサブキャリアに \mathbf{M} 系列で作成した QPSK 信号の系列を分配しトレーニング系列としており、各偏波で異なる系列を使用した。情報部分はトレーニングシンボル②と同様に \mathbf{M} 系列で作成した QPSK 信号を 18 個のサブキャリアに分配し、2 個のサブキャリアに位相雑音補償とサンプリング周波

数オフセット推定用に無変調の信号である PS を配置した。復調の流れは図 3.9 のようになっており、まずトレーニングシンボル①によってキャリア周波数オフセット補正を行い、次に両偏波のトレーニングシンボル②の FFT 出力からトレーニング系列を取り出しチャネル行列 H を推定しその逆行列を信号にかけることで偏波分離を行う。その後 PS を用いて位相雑音補償を行い、1 シンボルごとに GI を用いたキャリア周波数オフセットの計算を行い、情報部分の FFT を行い各サブキャリアの信号を取り出し PS からサンプリング周波数オフセットの推定を行った。その後位相同期ループ(PLL)によって位相の補正を行い EVM、BER を確認した。

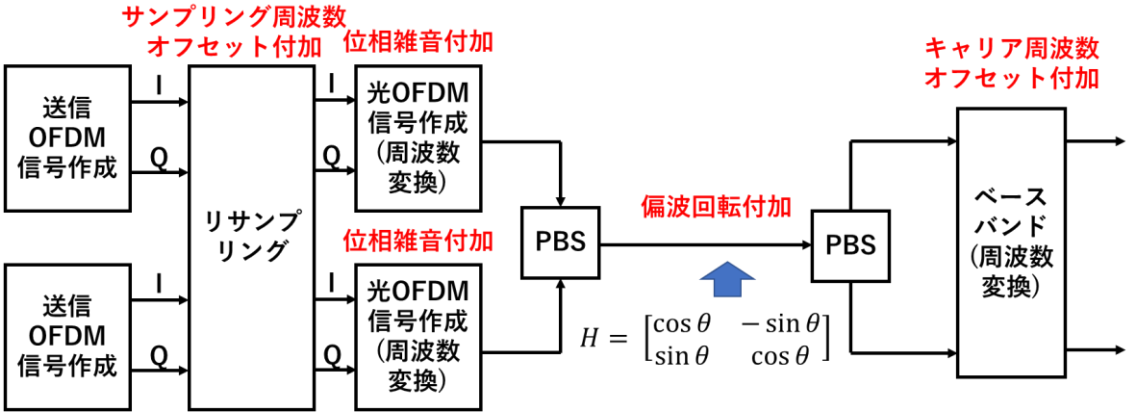


図 3.7 送信信号作成の流れ

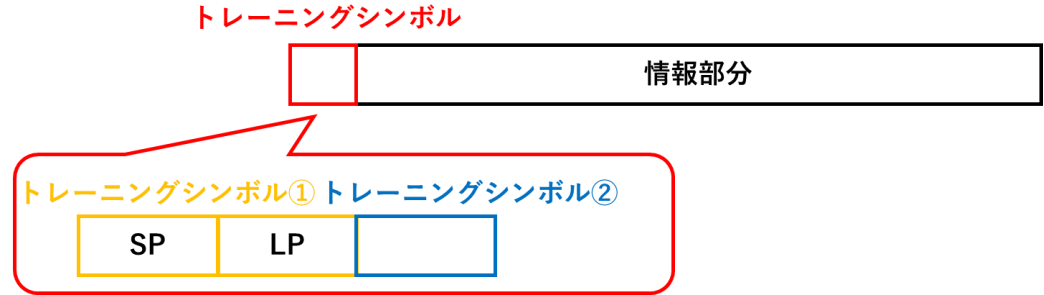


図 3.8 送信信号の構成

表 3.1 各部分のパラメータ

		1シンボルの サンプル数	サブキャリア数	GI長	全シンボル数
TS①	SP	16	12	0	10
	LP	64	52	32	2
TS②		32	8	2	8
情報信号		32	8192	2	8192

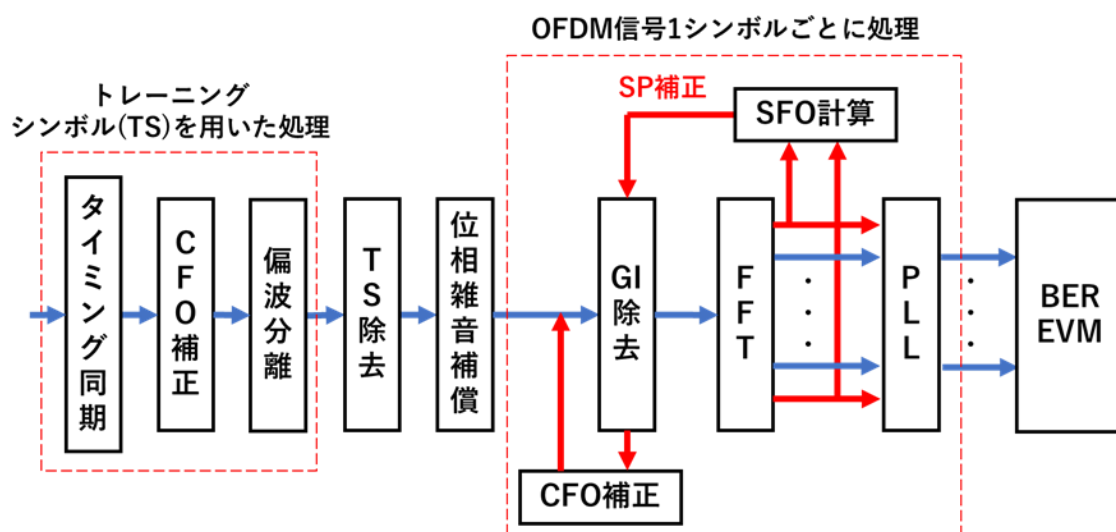


図 3.9 復調の流れ

3.5 位相雑音の影響

光 OFDM 信号は信号を多数のサブキャリアに分配しシンボルレートを低減させるため光源として用いるレーザーの線幅によって位相雑音の影響を受ける。そこでレーザーの線幅と変調速度の関係についてシミュレーションを行った。サンプリング周波数オフセット、偏波回転、キャリア周波数オフセットを付加せず、位相雑音のみを付加した光 OFDM 信号において復調処理を行い全サブキャリアの EVM の平均と線幅をシンボルレートで規格化した規格化線幅[Hz/Symbol]の関係を確認した。シンボルレートは 39.0625[MSymbol/s]、78.125[MSymbol/s]、156.25[MSymbol/s]、312.5[MSymbol/s]の場合で行った。シミュレーション結果を図 3.10 に示す。どのシンボルレートの場合でも規格化線幅が増加すると EVM の劣化が見られた。規格化線幅 0.0512 の場合シンボルレート 39.0625[MSymbol/s]ではレーザーの線幅は 2[MHz]となり、EVM が-12.1[dB]程まで劣化してしまうが、312.5[MSymbol/s]ではレーザーの線幅 16[MHz]となるため、シンボルレートの低下によりレーザーの線幅による位相雑音の影響が大きくなることが分かる。

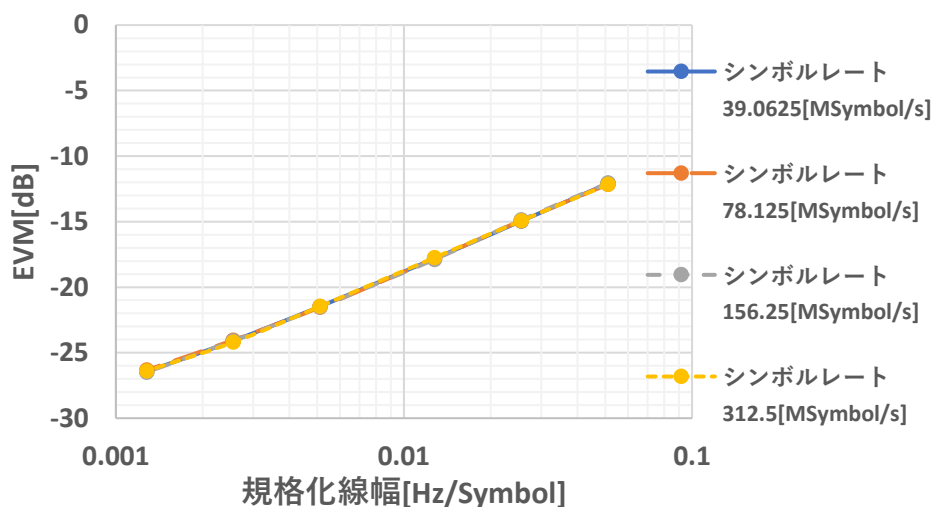


図 3.10 シンボルレートと線幅の関係

3.6 キャリア周波数オフセット推定

光 OFDM 信号におけるショートプリアンブル、ロングプリアンブルを用いた AFC においてキャリア周波数オフセットの推定に位相雑音の影響があるかシミュレーションを行って確認した。OFDM 信号のシンボルレートを 78.125 [MSymbol/s] としサンプリング周波数オフセット、偏波回転は付加せず、20 [MHz] のキャリア周波数オフセットを付加した。この時図 3.5 のトレーニングシンボルの構成よりショートプリアンブルとロングプリアンブルのシンボルレートはそれぞれ 156.25 [MSymbol/s]、39.025 [MSymbol/s] となる。規格化線幅を変化させたときの全サブキャリアの EVM の平均を図 3.11 に示す。どの規格化線幅でも図 3.10 のキャリア周波数オフセットを付加していない場合と同等の復調結果が得られた。よって位相雑音が大きくなった中でも問題なくキャリア周波数オフセットの補正を行うことができると考えられる。

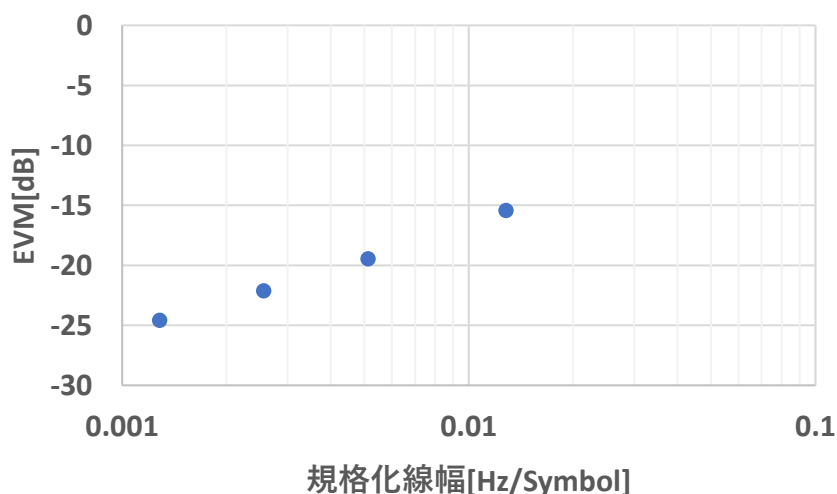


図 3.11 AFC 後の復調結果

3.7 サンプル周波数オフセット推定

光 OFDM 信号におけるサンプリング周波数周波数オフセット(SFO)の推定に位相雑音の影響があるかシミュレーションを行って確認した。シンボルレート 39.0625[MSymbol/s]の送信 OFDM 信号に対してリサンプルによって 304.4171[Hz]のサンプリング周波数オフセットを付加し、この OFDM 信号から位相雑音を付加した光 OFDM 信号を作成した。このときパイロットシンボルによる位相雑音の補償後、光 OFDM 信号の 2つのパイロットシンボルの FFT 出力に(3-16)式の計算を行い結果の差を 1 シンボルごとに積算していく。規格化線幅 0.00256、0.0128、0.0256 の場合の SFO の積算結果を図 3.12 に示す。どの線幅の場合でも SFO の積算結果はほぼ一定の傾向を示し正の傾きを持った。よって位相雑音の影響が大きくなった中でも 2つのパイロットシンボルの FFT 出力に(3-16)式の計算を行い結果の差を積算していくことでその傾きからサンプリング周波数オフセットの推定が可能であると考えられる。

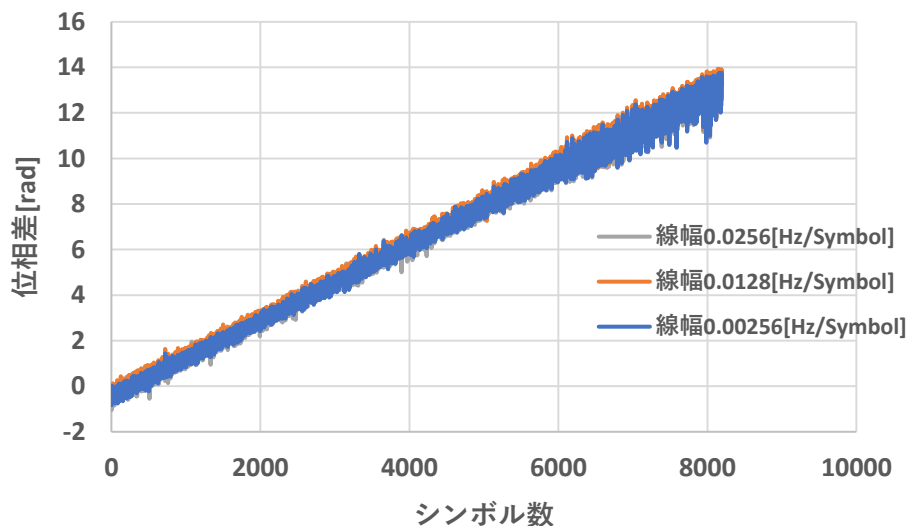


図 3.12 SFO の推定値

3.8 偏波多重分離

偏波多重光 OFDM 信号の偏波分離のためのチャネル行列推定において位相雑音の影響があるかシミュレーションを行って確認した。キャリア周波数オフセット、サンプリング周波数オフセットを付加せず、位相雑音のみを付加した光 OFDM 信号にチャネル行列 H の $\theta = \frac{\pi}{3}$ として偏波回転を加えた。その後、トレーニング信号②を用いてチャネル行列を推定し偏波分離を行い両偏波の信号の EVM の平均と求めたチャネル行列の条件数を求めた。規格化線幅を変化させた場合のシミュレーション結果を図 3.13 に示す。どの規格化線幅の場合でも条件数は 1 に近い値となり EVM の平均は 3.5 節の値と変わ

らない結果となった。よって位相雑音の影響が大きくなった場合でも問題なく偏波分離を行うことができていると考えられる。

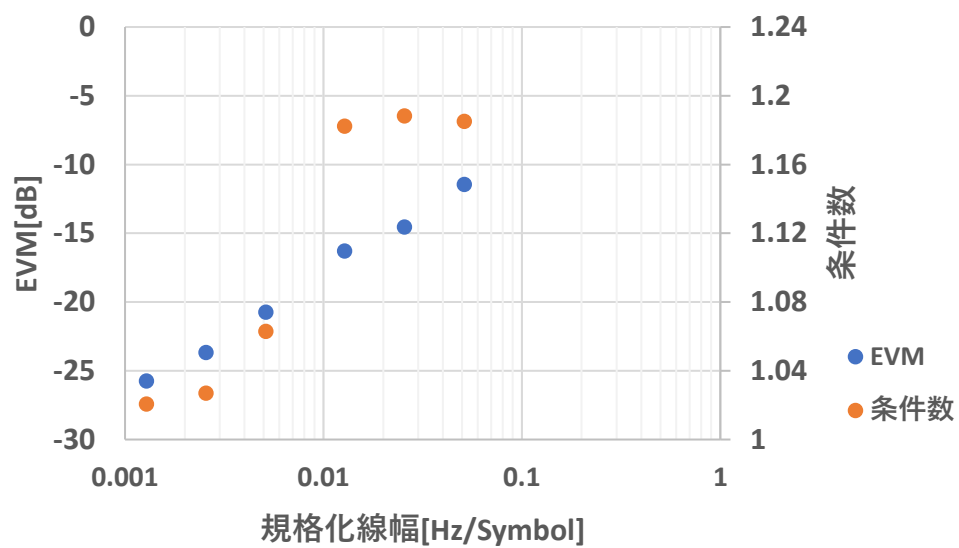


図 3.13 EVM と条件数

第 4 章 実験

4.1 コヒーレント光 OFDM におけるサンプリングおよびキャリア周波数同期

4.1.1 実験構成

本実験では光 OFDM において送信信号の前にトレーニングシンボルを付加することによって受信後のタイミング同期、キャリア周波数オフセットの補正を行った後 OFDM 信号に付加した GI を用いてトレーニングシンボルの補正後のキャリア周波数オフセット(CFO)の補正、サンプリング周波数オフセット(SFO)による FFT ポイントのずれを補正することができるか確認する。

実験構成を図 4.1 に示す。図 4.2 のようなサブキャリア構成のトレーニングシンボル①と情報部分で構成された OFDM 信号を MATLAB 上で作成し、作成した信号の実部と虚部を DAC(AD9174)によってサンプルレート 1.47456[GSample/s]で IQ 変調器に出力し IQ 変調器のバイアス調整を行うことで信号光(波長:1550[nm]、線幅 1[MHz])を変調しシンボルレート 81.92[MSymbol/s](1 シンボル当たり 18 サンプル)の光 OFDM 信号を作成する。作成した光 OFDM 信号(受信パワー:-13.5[dBm])と信号光と周波数が 2.5[GHz]離れた局部発振光(線幅 1[MHz]、パワー:+7[dBm])をバランスド受信機によって合波し、中間周波数 2.5[GHz]の位置で光ヘテロダイン検波を行った。その後サンプルレート 10[GHz]で A/D 変換を行い、受信した OFDM 信号を MATLAB で作成した復調プログラムで復調を行った。復調の流れは図 4.3 のようになっており、まず受信信号のサンプルレートを送信信号のサンプルレートの整数倍(8.84736[GSample/s])に変更する。その後中間周波数 2.5[GHz]分だけ周波数シフトを行い信号をベースバンド信号とする。そのベースバンド信号から付加したトレーニングシンボルを用いて信号のタイミング同期と大まかな CFO 補正を行う。そして受信信号からトレーニングシンボルを除去した後、OFDM 信号に挿入した PS を用いて位相雑音補償を行う。その後 OFDM 信号 1 シンボルごとに GI から式(3-13)の値を積算していくことで CFO を推定する。GI 除去後はシンボルに FFT を行い挿入した 2 つの PS において式(3-16)の値を計算しその差を積算していくことで SFO を推定する。そして推定 CFO が 1[MHz]を超えたとき信号に周波数補正をかけ、推定 SFO の値が閾値を超えた場合に FFT ポイントをずらすことで SFO による FFT ポイントのずれを補正する。こうしてすべてのシンボルに対して FFT を行い各サブキャリアの信号を取り出し、各信号に PLL によって位相同期を行い CFO の範囲を -50~50[MHz]の範囲で変化させた場合の BER、EVM を確認した。

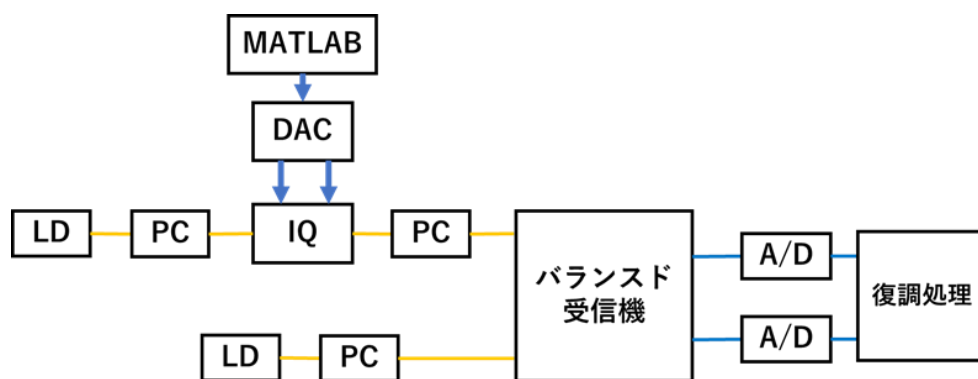


図 4.1 実験の構成

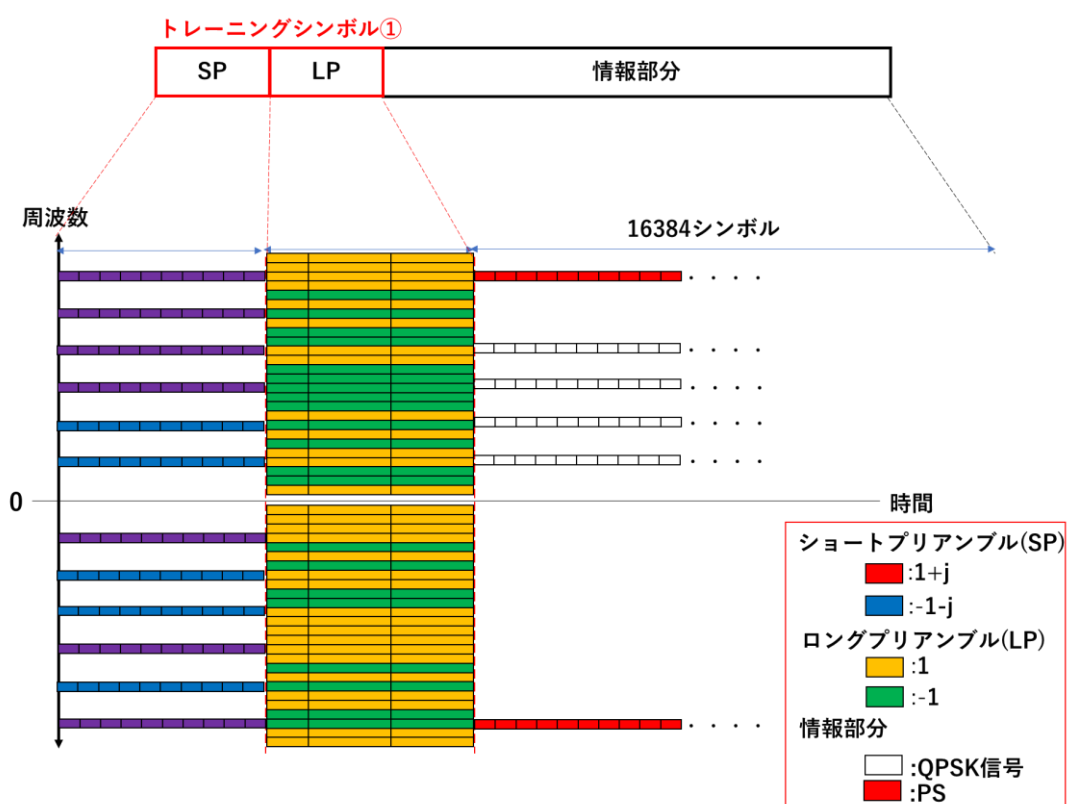


図 4.2 作成した送信信号

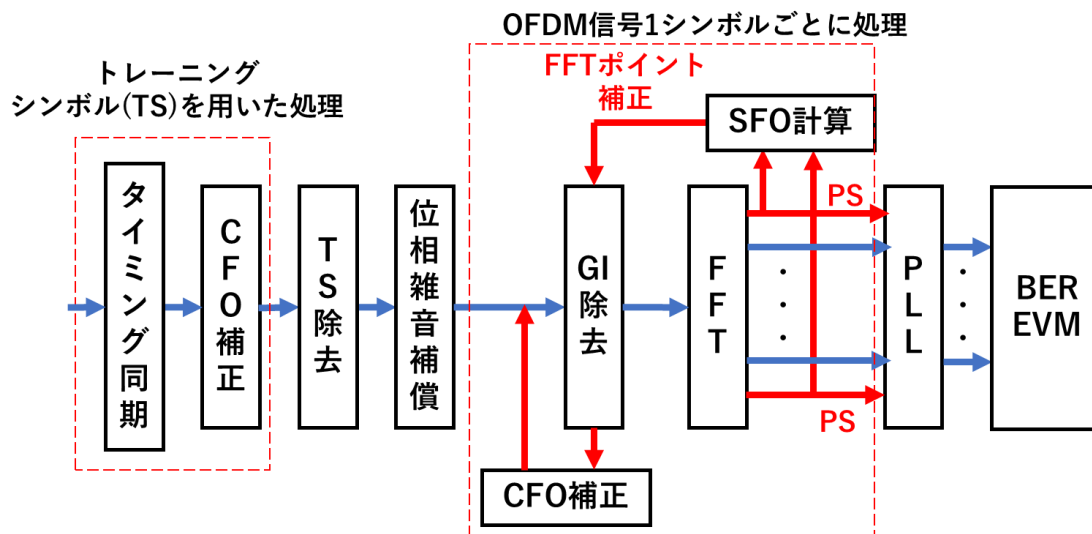


図 4.3 復調の流れ

4.1.2 実験結果

まず 2 つの PS において計算した式(3-16)の値の差を 10000 シンボル分積算した結果を図 4.4 に示す。図のように積算の結果、傾きから示しサンプリング周波数オフセットが正であるため 1 シンボルのサンプリングが想定より少なくなっており、時間経過とともに OFDM シンボルの前半部分にシンボル間干渉が発生するため FFT ポイントのずれに応じて FFT ポイントをずれの逆方向に補正する必要があるとわかる。

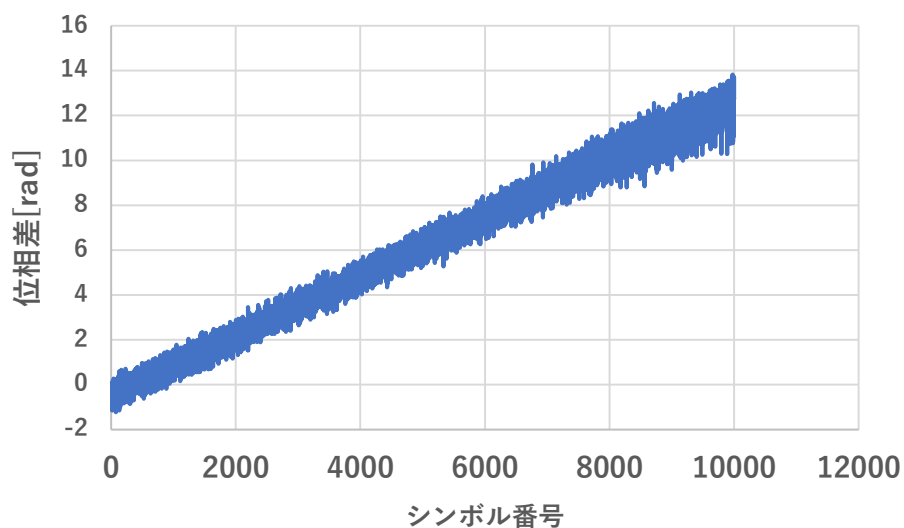


図 4.4 SFO 推定結果

次に図 4.5 に CFO0[MHz]の時の GI の位相差の積算による CFO の推定結果を示す。約 100 シンボルまでは値が乱れているがその後収束した。今回 CFO の -50~50[MHz]の範囲で GI による CFO の推定値は±1[MHz]を上回ることにはなかった。トレーニングシンボル①による CFO 補正後に CFO に大きな変動はなかったと考えられる。

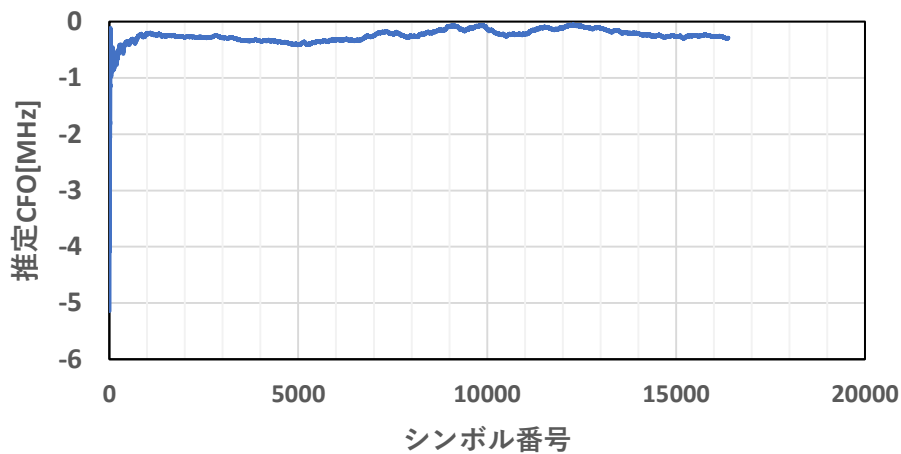


図 4.5GI による CFO の推定結果

次に、CFO の範囲を-50~50[MHz]の範囲で変化させたときの SFO による FFT ポイントの補正を行った場合と行わなかった場合の BER を図 4.6 に示す。SFO 補正なしの場合では CFO が-40~40[MHz]の範囲で BER は 7.4×10^{-3} 程となったがそれを超えると急激に劣化した。SFO 補正ありの場合では-40~40[MHz]の範囲で BER は 7.6×10^{-6} 程となり SFO 補正なしの場合と比較して大幅に改善したがこの範囲を超えると急激に劣化した。CFO の範囲を-50~50[MHz]の範囲で変化させたときのトレーニングシンボル①での推定結果を図 4.7 に示す。トレーニングシンボル①CFO の推定結果は-40~40[MHz]の範囲ではそれに近い値を示しているがそれを超えると推定結果は大きく乱れた。今回の実験で CFO 補正に用いたトレーニングシンボル①の SP のシンボルレートは 92.16[MHz] であり推定できる CFO の範囲は式(3-14)より-46.08~46.08[MHz]となるためその範囲を超える CFO を追従できなかったと考えられる。

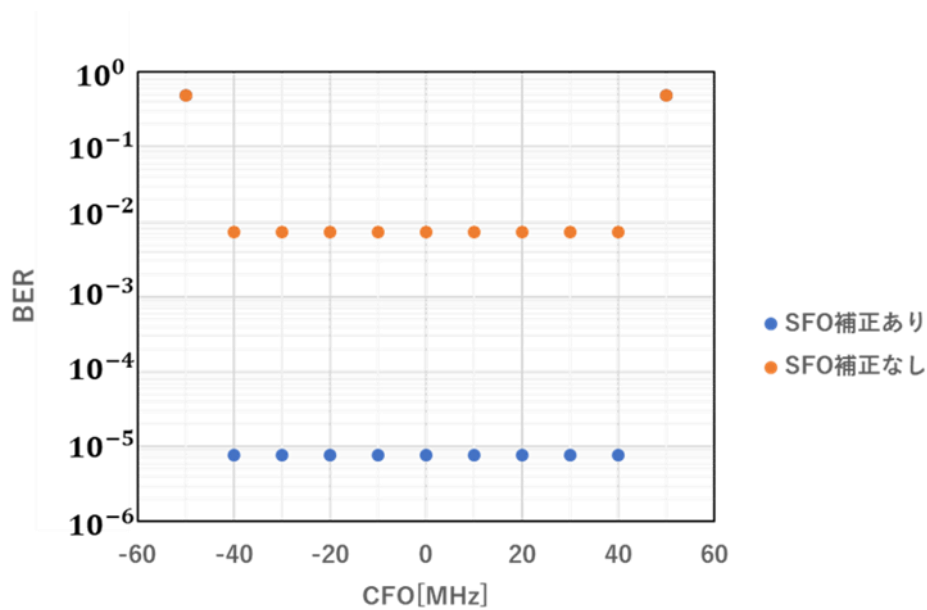


図 4.6CFO を変化させたときの BER

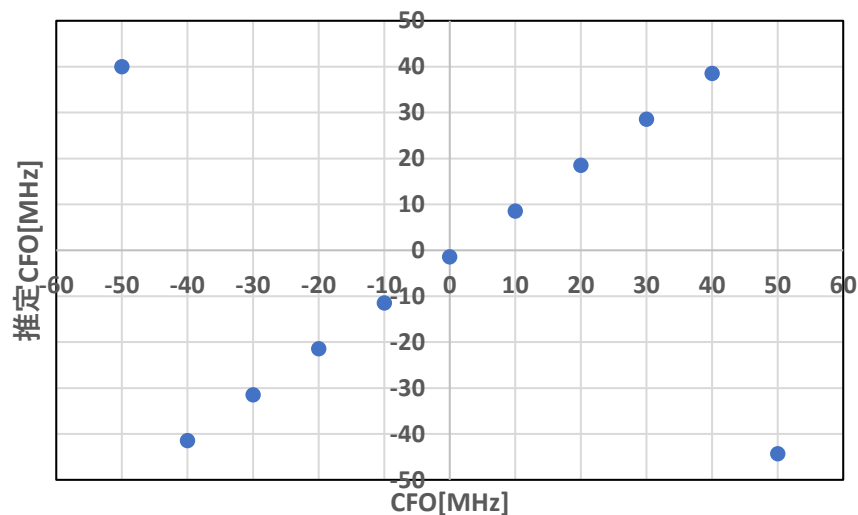


図 4.7CFO を変化させたときの推定 CFO

4.2 偏波多重コヒーレント光 OFDM におけるサンプリングおよびキャリア周波数同期

4.2.1 実験構成

本実験では偏波多重光 OFDM において送信信号の前にトレーニングシンボルを付加することによって受信後のタイミング同期、キャリア周波数オフセットの補正を行った後、偏波分離を行い OFDM 信号に付加した GI を用いてトレーニングシンボルの補正後のキャリア周波数オフセットの補正、サンプリング周波数オフセットによる FFT ポイントのずれを補正することができるか確認する。

実験構成を図 4.8 に示す。図 4.2 のトレーニングシンボル①と情報部分の間に偏波分離用のトレーニングシンボル②を追加した送信信号を MATLAB 上で作成した。偏波分離用のトレーニングシンボル②は情報部分と同じく 4 つのサブキャリアで構成される OFDM 信号 16 シンボル分とした。作成した信号の実部と虚部を DAC(AD9174)によってサンプルレート $1.47456[\text{GSample/s}]$ で IQ 変調器に出力し IQ 変調器のバイアス調整を行うことで信号光(波長: $1550[\text{nm}]$)を変調しシンボルレート $81.92[\text{MSymbol/s}]$ の光 OFDM 信号を作成する。作成した光 OFDM 信号を光カップラ(OC: Optical Coupler)によって分波しそれぞれを PC によって偏波状態を調整し、うち片方を送信 OFDM 信号の 4 シンボル分遅延させ偏波ビームスプリッタ(PBS: Polarizing Beam Splitter)で合波することで偏波多重信号を得た。その信号光と局部発振光をバランスド受信機によって合波し、中間周波数約 $2.5[\text{GHz}]$ の位置で光ヘテロダイン検波を行った。その後両偏波の信号をサンプルレート $10[\text{GHz}]$ で A/D 変換を行い、受信した OFDM 信号を MATLAB で作成した復調プログラムで復調を行った。復調の流れは図 4.9 のようになっており、まず受信信号のサンプルレートを送信信号のサンプルレートの整数倍($8.84736[\text{GSample/s}]$)に変更する。その後中間周波数 $2.5[\text{GHz}]$ 分だけ周波数シフトを行い信号をベースバンド信号とする。そして送信信号に付加したトレーニングシンボル①を用いて信号のタイミング同期と大まかな CFO 補正を行った後両偏波のトレーニングシンボル②からチャネル行列を推定し偏波分離を行った。その後両偏波の信号に対して前節と同様に 1 シンボルごとに FFT の処理を行った後各サブキャリアの信号を取り出し、PLL によって位相同期を行いそれぞれの BER、EVM を確認した。

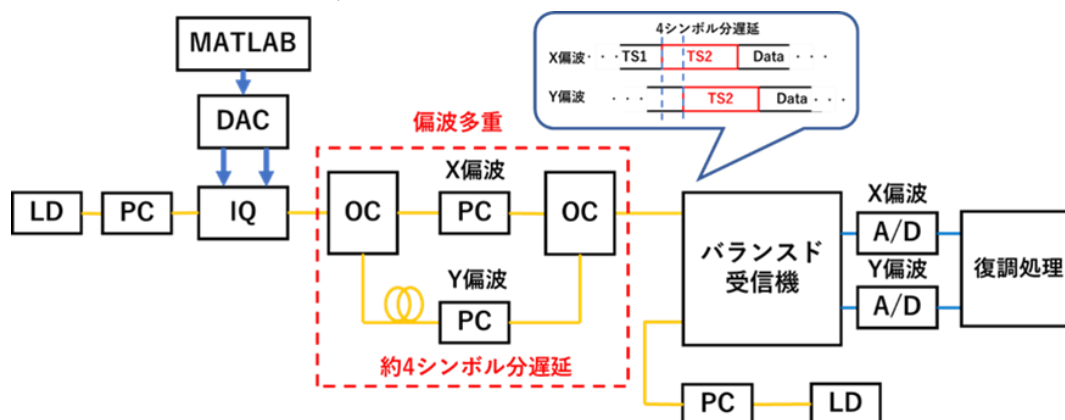


図 4.8 実験構成

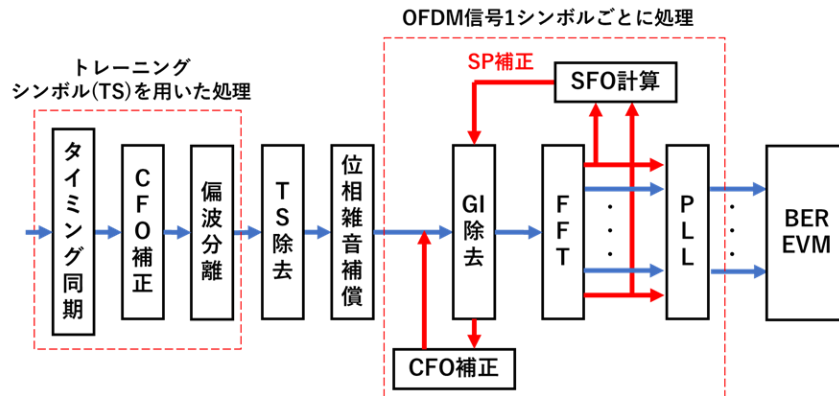


図 4.9 復調の流れ

4.2.2 実験結果

受信時の偏波状態を図 4.10 のような 2 つの偏波状態にした際に CFO の範囲を-50~50[MHz]の範囲で変化させたときの SFO による FFT ポイントの補正を行った場合と行わなかった場合の BER を図 4.11 に示す。図 4.11(a)のように 0 度直線偏波の場合に CFO の範囲を-50~50[MHz]の範囲で変化させたとき SFO 補正なしの場合では CFO が-40~40[MHz]の範囲で BER は 1.8×10^{-2} 程となったがそれを超えると急激に劣化した。SFO 補正ありの場合では-40~40[MHz]の範囲で BER は 9.5×10^{-5} 程、SFO 補正なしの場合と比較して大幅に改善したがこの範囲を超えると急激に劣化した。図 4.11(b)のように 45 度直線偏波の場合に CFO の範囲を-50~50[MHz]の範囲で変化させたとき SFO 補正なしの場合では CFO が-40~40[MHz]の範囲で BER は 1.0×10^{-2} 程となったがそれを超えると急激に劣化した。SFO 補正ありの場合では-40~40[MHz]の範囲で BER は 1×10^{-4} 程となり SFO 補正なしの場合と比較して大幅に改善したがこの範囲を超えると急激に劣化した。このように偏波多重光 OFDM 信号がどの偏波状態の場合でも偏波多重を行わなかった場合と同様に-40~40[MHz]の範囲で CFO の補正を行うことができ、FFT ポイントの補正によって SFO による劣化を低減できた。

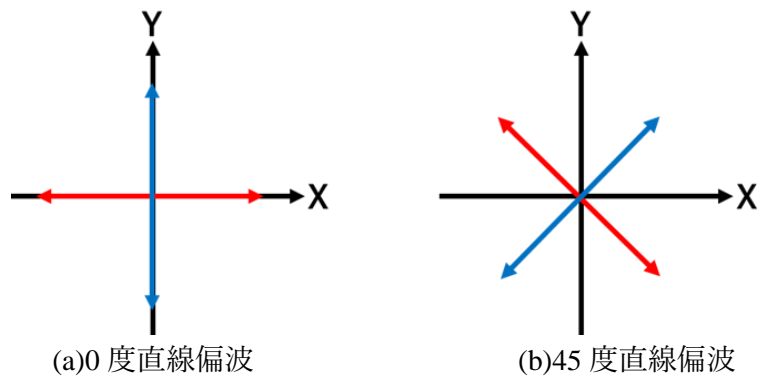
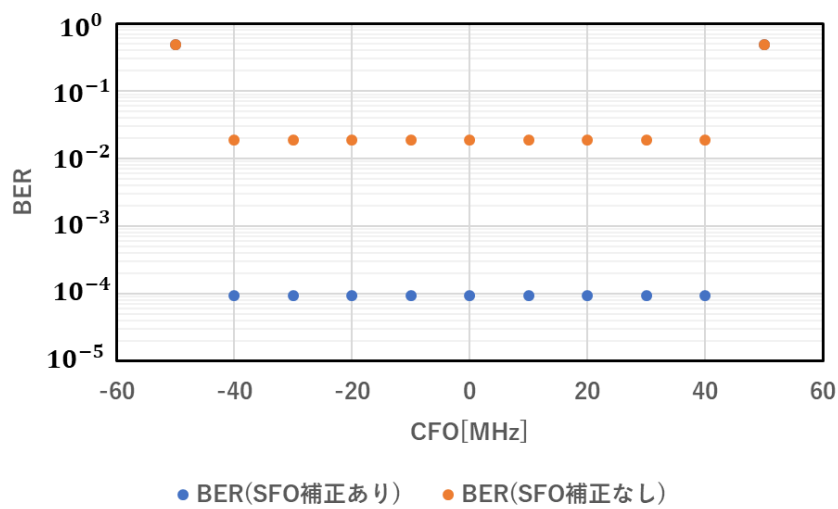
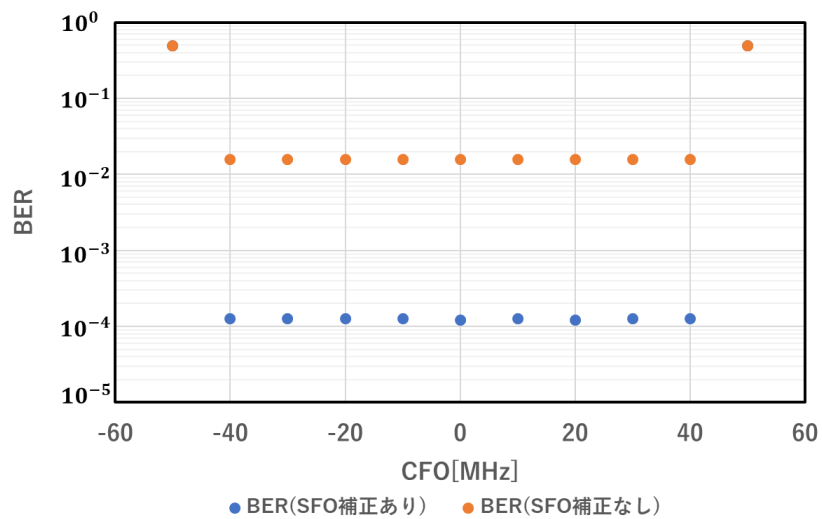


図 4.10 受信時の偏波状態



(a) 0 度直線偏波の場合



(b) 45 度直線偏波の場合

図 4.11 CFO を変化したときの BER

第 5 章 結論

本研究では、偏波多重光 OFDM 伝送において情報信号にトレーニングシンボルを付加することによって受信時のタイミング同期、キャリア周波数オフセットの補正、偏波分離を行った。さらに、情報信号の 1 シンボルごとにガードインターバルを付加することによってキャリア周波数オフセットの補正、送信 OFDM 信号のサブキャリアにパイロットシンボルを付加することで光源の位相雑音を補償し、送信機と受信機間のサンプリング周波数オフセットによる FFT ポイントのずれを補正した。

1. トレーニングシンボル

偏波多重 OFDM 伝送において情報信号に既知のトレーニング信号を連続して付加することで受信後前後のシンボルの位相差からキャリア周波数オフセットを推定することができる。推定できるキャリア周波数オフセットの範囲はそのトレーニング信号のシンボルレートに依存する。さらに各偏波に別々の系列を持つトレーニング信号を付加することで、偏波多重 OFDM 信号受信後にトレーニング信号の受信信号に送信信号の逆行列をかけることでファイバ伝送中の偏波状態の変化をチャネル行列として推定し、その逆行列を受信信号全体にかけることで偏波分離を行うことができる。

2. ガードインターバルとパイロットシンボル

OFDM 信号の 1 シンボルごとに後半部分のコピーであるガードインターバルを信号の前半に付加することで受信後コピー元との位相差からキャリア周波数オフセットを推定することができる。偏波多重 OFDM 伝送において光源として用いるレーザー光の位相雑音を OFDM 信号のサブキャリアに無変調の信号であるパイロットシンボルを付加することでパイロットシンボルを位相雑音のモニタとして利用し、受信後パイロットシンボルの複素共役を全サブキャリアの信号に乗算することによって位相雑音と逆の位相回転を与え、位相雑音の補償を行うことができる。さらに OFDM 信号を D/A 変換し光変調器に入力するための DAC と受信した偏波多重光 OFDM 信号を A/D 変換する受信機の発振器周波数の間に誤差が生じた場合に起こるサンプリング周波数オフセットをパイロットシンボルの前後のシンボルの位相差から推定し、FFT ポイントのずれを補償することでシンボル間干渉の影響を低減することができる。

参考文献

- [1] 総務省,“我が国のインターネットにおけるトラフィック集計・試算(2021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,2021年7月21日,
https://www.soumu.go.jp/main_content/000761096.pdf
- [2] 胡間遼,可児淳一,浅香航太,鈴木謙一,“PON システムのさらなる高速化に関する
標準化動向”NTT 技術ジャーナル,8,pp.51-53,2017
- [3] Akihide Sano, Eiichi Yamada, Hiroji Masuda, Etsushi Yamazaki, Takayuki Kobayashi, Eiji
Yoshida, Yutaka Miyamoto, Riichi Kudo, Koichi Ishihara, Yasushi Takatori, “No-Guard-Interval
Coherent Optical OFDM for 100-Gb/s Long-Haul WDM Transmission”, Journal of Lightwave
Technology, Vol.27, No.16, August 15, 2009
- [4] Saleh Hussin, Kisanapong Puntari, Reinhold Noé, “Performance Analysis of RF-Pilot Phase
Noise Compensation Techniques in Coherent Optical OFDM Systems”, 2012 17th European
Conference on Networks and Optical Communications
- [5] 服部武, “OFDM/OFDMA 教科書”, 株式会社インプレス R&D, pp.369-371, 2008 年 9 月 21
日
- [6] 松江英明, MATLAB/Simulink によるモデルベースデザイン手法を用いた高速追従機
能付き OFDM 変復調システムの設計法, 通信ソサイエティマガジン, 2010, No13, p.48-p62

学会発表

森匠平, 小林弘和, 岩下克” 差動符号化を用いたコヒーレント光 OFDM における位相雑
音の補償”, 令和 2 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、高知工科大学大学院電子・光工学コース 岩下克教授に心から感謝申し上げます。お忙しい中、本研究の副査を担当してくださいました小林弘和准教授、綿森道夫准教授に心から敬意を表し、厚くお礼を申し上げます。

3年間共に研究を行って来た、岩下・小林研究室同期の槇村隼一氏、秋山美穂氏に感謝致します。同じく研究室の、鈴木健人氏、畑聡之氏、についても深く感謝の意を表します。

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申し上げます。