4-2 60GHz帯光ファイバ無線システムにおける光ヘテロダイン検波法

4-2 A Novel Optical Heterodyne Detection Technique for 60-GHz-Band Radio-on-Fiber Systems

久利敏明　北山研一
Toshiaki KURI and Ken-ichi KITAYAMA

要旨

ミリ波帯光ファイバ無線システムにおける光ヘテロダイン検波方式を新たに提案する。提案検波方式で特徴的なのはデュアルモード発振の局部参照光を用いていることである。デュアルモード局部発振光は信号光との間で特別な周波数制御を行っていないが、提案検波方式はレーザの位相雑音に原理的に不感応となる。信号光のうち復調に必要な二つの成分のみが局部発振光によって取り出されるので、例え受信信号光が両側波帯（DSB）信号形式であっても、提案方式では理論的に光ファイバの分散の影響を受けない。システム性能の限界について理論的に導出するとともに、155.52Mb/sの差動位相シフトキーイング（DPSK）信号形式をもつ59.6GHz光ファイバ無線信号を25kmの単一モード光ファイバ（SMF）の伝送を行い、光ヘテロダイン検波した実験において良好な通信品質が得られた結果について述べる。

A novel method for optical heterodyne detection in millimeter-wave-band radio-on-fiber systems is described. The key to detection is to use a remote dual-mode local light. Although the light is free-running, our method is in principle free from laser phase noise. This method is also theoretically immune from the fiber-dispersion effect, because only two components of the optical signal are selected out by the local light to demodulate themselves. This immunity persists even if the transmitted optical signal is in the double-sideband format. We derive the theoretical limit of the system performance and experimentally demonstrate a 25-km-long fiber-optic transmission and the optical heterodyne detection of a 59.6-GHz radio-on-fiber signal using 155.52-Mb/s DPSK-formatted data.

[キーワード]
光ヘテロダイン検波，デュアルモード局部発振光，光ファイバ無線，光ファイバ分散，レーザ位相雑音
Optical heterodyne detection, Dual-mode local light, Radio-on-fiber, Optical fiber dispersion, Laser phase noise

1　はじめに

将来のマイクロ波帯／ミリ波帯光ファイバ無線システムにおいて、外部変調方式は最も簡易なアンテナ基地局（BS）を構成し、結果として低コストなシステム構成を与える最良の解となるであろう[1]。我々はこれまで、60GHz 帯電界吸収型光変調器（EAM）を用いたミリ波帯光ファイバ無線においてのダウンリンクシステムとアップリンクシステムを報告してきた[2][3]。良好な通信品質を保つのに十分な光受信電力を得るために、光伝送路上での光増幅器の使用は必須となっている。しかしながら、光ファイバ無線に代表されるようなアナログ光通信システムにおいては、光増幅器からの自然放出光（ASE）雑音は光増幅器を通過するごとに蓄積していき、も

はや取り除くことができない。したがって、光雑音は光検波信号に致命的な影響を与え、結果としてシステム性能の劣化につながる。ところで、局部発振光を用いたコヒーレント光検波方式はショット雑音限界下で直接検波方式より良好な特性が得られることが理論的にも証明されている[4]。そのため、コヒーレント光検波方式を用いることによって、ASE雑音源である光増幅器を光伝送路上から取り除けることが期待できる。コヒーレント光検波方式では通常、レーザの有する位相雑音と偏光軸不整合がシステム性能劣化の原因となる。偏光軸不整合については、光ファイバ通信システムにおける共通の問題であるので、ここではレーザ位相雑音に不感応な光ヘテロダイン検波方式に議論を絞ることにする。

本稿では、60GHz帯光ファイバ無線における新たな光ヘテロダイン検波方式を提案する。提案検波方式では、60GHz帯光ファイバ無線信号を光ヘテロダイン検波するのにデュアルモード発振の局部発振光が使われる。これによって、提案検波方式のシステム性能は送信光用レーザの位相雑音だけでなく、局部発振光用レーザの位相雑音にも全く影響を受けないことを特徴としている。信号光のうち復調に必要な二つの成分のみが局部発振光によって取り出されるので、たとえ受信信号光が両側波帯(DSB)信号形式であっても、提案検波方式では通常問題となる光ファイバの分散にも影響を理論的に受けない。これまでにもファイバ分散の影響を軽減したシステム[5][6]はいくつか提案されているが、それらはASE雑音の問題までも解決するものではなかった。本稿ではまず、提案検波方式の原理を数式を用いて明らかにするとともに、システムの性能限界について理論解析を行う。提案検波方式の原理を検証するために、155.52Mb/sの差動位相シフトキーイング(DPSK)信号形式で変調された59.6GHz光ファイバ無線信号を25kmの標準単一モード光ファイバ(SMF)上を伝送させ、光ヘテロダイン検波する実験を行う。その結果、レーザの位相雑音と光ファイバ分散の影響を受けないことが実証され、良好な通信品質も得られたことを示す。

2 提案法の原理

2.1 信号の数学的記述

図1に、本稿で提案する光ヘテロダイン検波方式の基本的なブロック図を示す。送信機は単一モード光源、光外部変調器、電気変調器から成り、そして、光ヘテロダイン受信機はデュアルモード局部発振光源、光結合器、光検波器(PD)、位相雑音除去(PNC)回路、電気復調器で構成される。

単一モード光源から発振される光搬送波は、E_{c1}、f_{c1}、$\phi_{c1}(t)$をそれぞれ、光搬送波の振幅、中心周波数、位相雑音項とすると次のように書ける。

$$e_{c1}(t) = E_{c1} \cdot \exp\{j\varphi_{c1}(t)\} \quad (1)$$

$$\varphi_{c1}(t) = 2\pi f_{c1} t + \phi_{c1}(t) \quad (2)$$

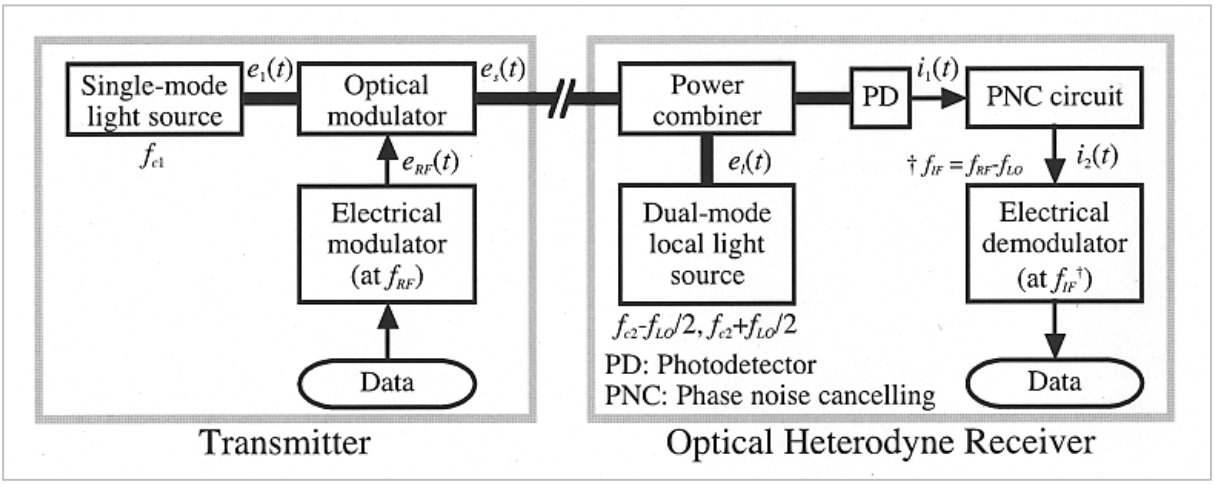

図1 提案光ヘテロダイン検波法のブロック図

同様に、電波帯（RF）信号 $e_{RF}(t)$ は、V_{RF}、f_{RF}、$\theta(t)$ をそれぞれ、RF信号の振幅、搬送波周波数、位相変調項とすると次のように書ける。

$$e_{RF}(t) = V_{RF} \cdot \exp\{j\varphi_{RF}(t)\} \quad (3)$$
$$\varphi_{RF}(t) = 2\pi f_{RF} t + \theta(t) \quad (4)$$

送信機において、光搬送波 $e_{c1}(t)$ はRF信号 $e_{RF}(t)$ で変調され、光ファイバ無線信号となる。光ファイバの分散の影響を考慮すると、長さLの光ファイバを伝搬後の光ファイバ無線信号は次のようになる。

$$\begin{aligned} e_s(t,L) &= \mathrm{MOD}[e_{RF}(t)] \cdot e_{c1}(t) \cdot e^{-j\beta(f)\cdot L} \\ &= E_{c1} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \cdot e^{j\varphi_{s,n}(t,L)} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{s,n}(t,L) &= \varphi_{c1}(t) + n\varphi_{RF}(t) - \beta(f)\cdot L \\ &\simeq 2\pi(f_{c1} + nf_{RF})(t - \beta_1 L) \\ &\quad + n\theta(t - \beta_1 L) + \phi_{c1}(t - \beta_1 L) \\ &\quad - \frac{1}{2}\beta_2 (2\pi n f_{RF})^2 \cdot L \\ &\quad + (2\pi f_{c1}\cdot\beta_1 - \beta_0)\cdot L \end{aligned} \quad (6)$$

$\beta(f)$ は光ファイバの伝搬係数であり、

$$\beta(f) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\beta_i}{i!}\{2\pi(f - f_{c1})\}^i \quad (7)$$

$$\begin{aligned} &\simeq \beta_0 + \beta_1 2\pi(f - f_{c1}) \\ &\quad + \frac{1}{2}\beta_2\{2\pi(f - f_{c1})\}^2 \end{aligned} \quad (8)$$

のように近似できる[7]。

なお、$\beta_1 L$は群遅延時間を表し、また、β_2は分散Dに関する項で次式の関係がある。

$$\beta_2 = -\frac{\lambda^2}{2\pi c}\cdot D. \quad (9)$$

ここで、λとcはそれぞれ、光ファイバ伝送路上での波長と真空中の光速を表す。式(6)において、最後の項は一定で時間に対して独立である。また、最後から2番目の項は光ファイバの分散の影響を表している。MOD[•]は光変調器の応答関数を表しており、強度変調、光位相変調、光周波数変調などの光変調方式に依存し、a_nはMOD[•]をf_{RF}でフーリエ展開したときの係数を表ものとする。例えば、強度変調において変調度がm_{IF}が十分小さいとき、フーリエ係数は次のように表すことができる[8]。

$$a_0 \simeq \sqrt{\frac{1}{2}}\left[1 - \left(\frac{m_{IM}}{4}\right)^2\right] \quad (10)$$

$$a_{\pm n} \simeq (-1)^{n-1}\sqrt{\frac{1}{2}}\frac{(2n-3)!!}{n!}\left(\frac{m_{IM}}{4}\right)^n \quad \text{for } n \neq 0 \quad (11)$$

ここで、$(2n+1)!! \equiv 1\cdot 3\cdots(2n+1)$、$(2n)!! \equiv 2\cdot 4\cdots(2n)$、$0!! \equiv (-1)!! \equiv 1$の関係がある。導出の詳細は付録Aを参照されたい[8]。RF信号の振幅が十分小さいとき（$V_{RF} \ll 1$）、光ファイバ無線信号 $e_s(t)$ は次のように近似される。

$$\begin{aligned} e_s(t,L) &\simeq E_{c1}\cdot a_{-1}\cdot e^{j\varphi_{s,-1}(t,L)} \\ &\quad + E_{c1}\cdot a_0 \cdot e^{j\varphi_{s,0}(t,L)} \\ &\quad + E_{c1}\cdot a_1 \cdot e^{j\varphi_{s,1}(t,L)} \end{aligned} \quad (12)$$

光ヘテロダイン受信機では、光ファイバ無線信号 $e_s(t, L)$ を検波するために、モード間隔 f_{LO} のデュアルモード局部発振光が使用される。以下では、二つのモード間隔は十分に安定しているものと仮定する。このときデュアルモード局部発振光 $e_l(t)$ は、E_{c2}、f_{c2}、$\phi_{c2}(t)$ をそれぞれ、デュアルモード局部発振光の振幅、中心周波数、位相雑音項とすると次のように書ける。

$$\begin{aligned} e_l(t) &= \sqrt{\frac{1}{2}}E_{c2}\cdot\exp\{j\varphi_{l-}(t)\} \\ &\quad + \sqrt{\frac{1}{2}}E_{c2}\cdot\exp\{j\varphi_{l+}(t)\} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\varphi_{l-}(t) = 2\pi\left(f_{c2} - \frac{f_{LO}}{2}\right)t + \phi_{c2}(t) \quad (14)$$

$$\varphi_{l+}(t) = 2\pi\left(f_{c2} + \frac{f_{LO}}{2}\right)t + \phi_{c2}(t) \quad (15)$$

図2に示すように、受信された光ファイバ無線信号 $e_s(t, L)$ はこのデュアルモード局部発振光 $e_l(t)$ と光結合器によって電力混合され、PDの自乗応

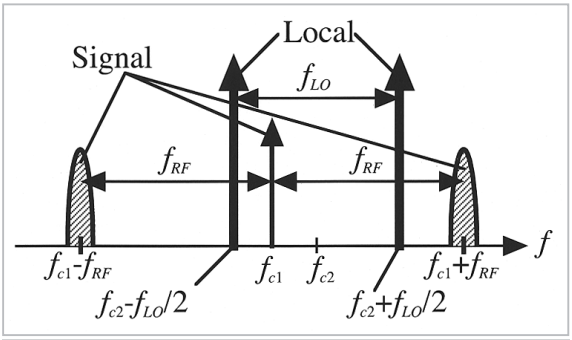

図2　信号 $e_s(t)$ と局部発振光 $e_l(t)$ のスペクトル図

答特性によって光ヘテロダイン検波される。光ファイバ無線信号と局部発振光の偏光は一致するよう制御されていると仮定すると、光検波信号は次のようになる。

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \mathcal{R}\sqrt{2P_{c1}P_{c2}}a_0 e^{j(\varphi_{s,0}(t,L)-\varphi_{l-}(t))} \\ &\quad +\mathcal{R}\sqrt{2P_{c1}P_{c2}}a_1 e^{j(\varphi_{s,1}(t,L)-\varphi_{l+}(t))} \\ &\quad +\mathcal{R}\sqrt{2P_{c1}P_{c2}}a_0 e^{j(\varphi_{l+}(t)-\varphi_{s,0}(t,L))} \\ &\quad +\mathcal{R}\sqrt{2P_{c1}P_{c2}}a_{-1} e^{j(\varphi_{l-}(t)-\varphi_{s,-1}(t,L))} \\ &\quad +\cdots \end{aligned} \tag{16}$$

上式において、P_{c1}とP_{c2}はそれぞれ、信号光と局部発振光の受信電力であり、実効光検波面積Aと波動インピーダンスZ_wを用いて次式で与えられる[9]。

$$P_{c1} = \int_A \frac{|e_{c1}(t)|^2}{2Z_w}dA \tag{17}$$

$$P_{c2} = \int_A \frac{|e_{c2}(t)|^2}{2Z_w}dA \tag{18}$$

$\mathcal{R}$はPDの応答係数を表す。以下では、

$$\begin{aligned} &\varphi_{s,0}(t,L)-\varphi_{l-}(t) \\ &= 2\pi\left(\Delta f+\frac{f_{LO}}{2}\right)(t-\beta_1 L) \\ &\quad +\Delta\phi_c(t,L) \\ &\quad +\left\{2\pi\left(\Delta f+\frac{f_{LO}}{2}\right)\beta_1-\beta_0\right\}\cdot L \end{aligned} \tag{19}$$

$$\begin{aligned} &\varphi_{s,1}(t,L)-\varphi_{l+}(t) \\ &= 2\pi\left(\Delta f+f_{RF}-\frac{f_{LO}}{2}\right)(t-\beta_1 L) \\ &\quad +\theta(t-\beta_1 L)+\Delta\phi_c(t,L) \\ &\quad -\frac{1}{2}\beta_2(2\pi f_{RF})^2\cdot L \\ &\quad +\left\{2\pi\left(\Delta f+f_{RF}-\frac{f_{LO}}{2}\right)\beta_1 \right. \\ &\quad \left. -\beta_0\right\}\cdot L \end{aligned} \tag{20}$$

の二つの項に焦点を絞って議論する。ここで、Δfと$\Delta\phi_c(t,L)$はそれぞれ、次式で定義される。

$$\Delta f \equiv f_{c1}-f_{c2} \tag{21}$$

$$\Delta\phi_c(t,L) \equiv \phi_{c1}(t-\beta_1 L)-\phi_{c2}(t) \tag{22}$$

さて、PNCは図3に示すように、(a)電気自乗器よる方法(PNC$_1$)と(b)電気乗積器による方法(PNC$_2$)[10]の二つの構成法が考えられる。図3(a)では、PNC$_1$内のBPF$_{11}$は$\Delta f+f_{LO}/2$と$\Delta f+f_{RF}-f_{LO}/2$の二つの周波数成分を同時に取り出す。二つの周波数成分は、電気自乗器とBPF$_{12}$によってダウンコンバートされ、次式の差周波成分f_{IF}[$\equiv f_{RF}-f_{LO}$]を持つ信号$i_2(t)$が取り出される。

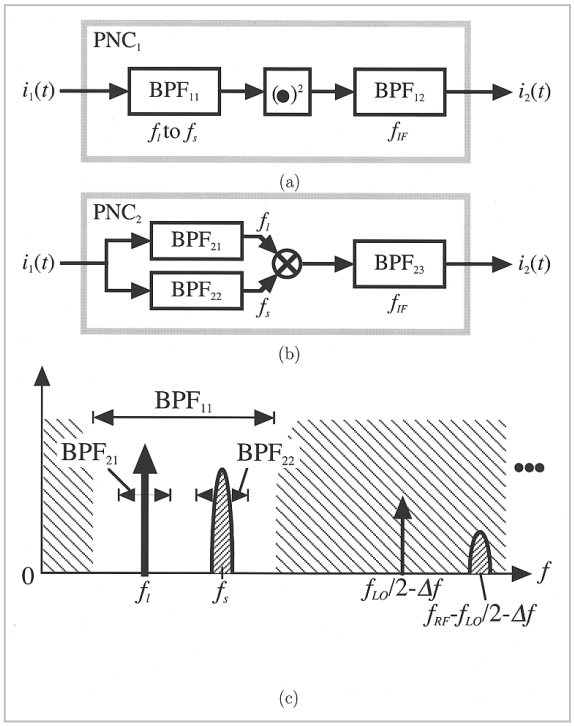

図3 (a)自乗検波作用によるPNC構成図(PNC$_1$)、(b)乗積器によるPNC構成図(PNC$_2$)、(c)光検波信号とBPF$_{11}$、BPF$_{21}$、BPF$_{22}$

$$i_2(t) \propto \frac{1}{2}\mathcal{R}^2 P_{c1}P_{c2}a_0 a_1 e^{j\varphi_{IF}(t,L)} \tag{23}$$

$$\begin{aligned} \varphi_{IF}(t,L) &= \{\varphi_{s,1}(t,L)-\varphi_{l+}(t)\} \\ &\quad -\{\varphi_{s,0}(t,L)-\varphi_{l-}(t)\} \\ &= 2\pi f_{IF}(t-\beta_1 L)+\theta(t-\beta_1 L) \\ &\quad -\{\beta_0-2\pi f_{IF}\beta_1 \\ &\quad +\frac{1}{2}\beta_2(2\pi f_{RF})^2\}\cdot L \end{aligned} \tag{24}$$

一方、PNC$_2$では図3(b)に示されるように、まず、BPF$_{21}$とBPF$_{22}$によってそれぞれ、$\Delta f+f_{LO}/2$と$\Delta f+f_{RF}-f_{LO}/2$の周波数成分が取り出される。取り出された信号は電気乗積器でお互いに乗積され、BPF$_{23}$によってf_{IF}[$\equiv f_{RF}-f_{LO}$]にダウンコンバートされた信号$i_2(t)$が取り出される。ここで、BPF$_{23}$はBPF$_{12}$と同一のものである。この場合、$i_2(t)$は式(23)で振幅を半分にしたものとなる。図3(c)に示すように、BPF$_{11}$、BPF$_{21}$、BPF$_{22}$の帯域に違いがあるため、PNC$_1$とPNC$_2$には自乗器若しくは乗積器へ入力される雑音量の違いがある。これは自乗後もしくは乗積後の雑音×雑音の量

に違いを生み、PNC_1の方がPNC_2よりも多くの雑音を発生する。しかしながら、信号対雑音電力比（SNR）が比較的高い実際の場合には、雑音×雑音は通常無視できるので、PNC_1とPNC_2の性能はほぼ同等となる。

以上から、次に示す特徴が引き出される。まず第一に、式(23)と(24)にレーザの位相雑音が残っていないことである。これは、提案検波方式が位相雑音に対して原理的に不感応であることを示している。第二に、式(24)の最後の項は光ファイバ長Lだけの位相遅延を表しており一定であることである。もしRF信号がDPSK形式であれば、片方の側帯波と搬送波のみを復調に用いているので、光ファイバ分散の影響を全く受けない。したがって、提案検波方式は光単側波帯（SSB）信号伝送[2]と同じ効果がある。第三に、復調に用いられる光ファイバ無線信号中の所望成分は光領域でなく電気領域で取り出されていることである。最近の波長分割多重技術の発展によってレーザの周波数安定度と波長制御が進歩してきているため、提案検波方式では、局部発振光と電気フィルタをうまく組み合わせて使うことによって、光ファイバ無線信号中の所望成分のみを精度良く取り出すことができる。

2.2 システム性能の理論解析

本節では、提案検波方式における$i_2(t)$のSNRを導出する。前節に示したように、提案検波方式では光ファイバの分散の影響を受けないので、以下では$\beta(f)$に関する項を省略する。

データは重畳せず（$\theta(t)\equiv 0$）、光ファイバ無線信号と局部発振光の実成分を次のように書くことにする。

$$s(t) = a_s\cdot\cos\left(2\pi\left(\Delta f+f_{RF}-\frac{f_{LO}}{2}\right)t+\Delta\phi(t)\right) \quad (25)$$

$$l(t) = a_l\cdot\cos\left(2\pi\left(\Delta f+\frac{f_{LO}}{2}\right)t+\Delta\phi(t)\right) \quad (26)$$

$$a_s = \frac{1}{2}\mathcal{R}\sqrt{2P_{c1}P_{c2}}\cdot a_1 \quad (27)$$

$$a_l = \frac{1}{2}\mathcal{R}\sqrt{2P_{c1}P_{c2}}\cdot a_0 \quad (28)$$

ショット雑音が支配的なとき、雑音スペクトル密度ηは一般的に次式で与えられる。

$$\eta = \frac{1}{4}e\mathcal{R}P_{c2}\left(1+\frac{1}{2}\frac{P_{c1}}{P_{c2}}\right) \quad (29)$$

もし、乗積器への入力が最適な帯域制限が施されていたとすると、SNRは次のようになる（付録Bを参照）。

$$\frac{S}{N} = \frac{\alpha P_{c1}}{B_{IF}}\cdot\frac{a_0^2a_1^2}{a_0^2+a_1^2}\cdot\frac{1}{2\left(1+\frac{1}{2}\frac{P_{c1}}{P_{c2}}\right)} \quad (30)$$

ここで、α [$=R/e$]はPDの感度を表す。ショット雑音限界下（$P_{c2}\gg P_{c1}$）では、SNRは理論限界値となり次式となる。

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{2}\cdot\frac{\alpha P_{c1}}{B_{IF}}\cdot\frac{a_0^2a_1^2}{a_0^2+a_1^2} \quad (31)$$

対照方式として、図4に示す強度変調／直接検波（IM/DD）方式[2]について考える。光ファイバ無線信号は、図1(a)に示した送信機で生成されたものとする。データが重畳されていない場合（$\theta(t)\equiv 0$）、光SSBフィルタ後の二つの光信号成分は

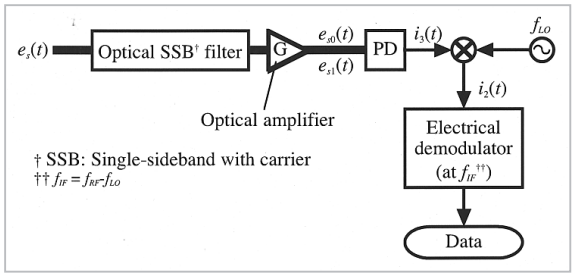

図4 対照IM/DD方式の受信系のブロック図

$$e_{s1}(t) = \sqrt{G}E_{c1}a_1\cdot e^{j(\varphi_{c1}(t)+2\pi f_{RF}t)} \quad (32)$$

$$e_{s0}(t) = \sqrt{G}E_{c1}a_0\cdot e^{j\varphi_{c1}(t)} \quad (33)$$

と書ける。ここで、Gは自然放出係数n_{sp}に依存した光増幅器の増幅係数である[7]。光検波後、f_{RF}の信号$i_3(t)$は次のように表される。

$$i_3(t) = 2\mathcal{R}GP_{c1}a_0a_1\cdot e^{j2\pi f_{RF}t}. \quad (34)$$

f_{LO}のミリ波局部発振器とミリ波乗積器を使ってダウンコンバートすることにより、式(23)と同じ所望信号$i_2(t)$が現れる。もし、ダウンコンバータが理想的な特性を有する（雑音指数がゼロ）とすると、対照方式の$i_2(t)$のSNRは次式で表される（付録C参照）。

$$\frac{S}{N} = \frac{\alpha P_{c1}}{B_{IF}} \cdot \frac{a_0^2 a_1^2}{a_0^2 + a_1^2} \cdot \frac{1}{2n_{sp}\left(1 - \frac{1}{G}\right)} \quad (35)$$

さらに、光増幅器の増幅度Gが十分大きいとき($G \gg 1$)、SNRは理論限界を与え、次式となる。

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{2n_{sp}} \cdot \frac{\alpha P_{c1}}{B_{IF}} \cdot \frac{a_0^2 a_1^2}{a_0^2 + a_1^2} \quad (36)$$

式(31)と式(36)を比べるとわかるように、提案検波方式のSNRの方が対照方式よりn_{sp}分だけ良好である。ここで、n_{sp}が、光伝送路上で蓄積してシステム性能を劣化させるASE雑音を表していることに注意されたい。

3 実験

3.1 装置

提案検波方式の原理を確かめるために、図5に示す装置を用いて検証実験を行った。図5に示すように、光学系は、分布帰還型(DFB)半導体レーザ(LD_1)、60GHz帯電界吸収型変調器(EAM)[2]、3dB光結合器、波長可変半導体レーザ(LD_2)、二つの偏波コントローラ(PC)、$LiNO_3$変調器(EOM)、エルビウム添加光ファイバ増幅器(EDFA)、光アイソレータ、光検波器(PD)から成る。自乗器を用いたPNCは、二つの電気増幅器と電気乗積器(RF、LO、IFの帯域はぞれぞれ、5－18GHz、5－18GHz、DC－3GHz)で構成した。

まず、59.6GHz($=f_{RF}$)のミリ波搬送波は155.52Mb/s(PRBS=$2^{23}-1$)でDPSK変調される(RF信号)。光搬送波(f_{c1})はEAMを用いて生成したRF信号で変調され、光ファイバ無線信号となる。デュアルモード局部発振光は、別の光搬送波(f_{c2})を28.5GHz[$=f_{LO}/2$]のミリ波正弦波で搬送波抑圧の両側波帯変調(DCバイアスはV_π)を施すことによって得た。EDFAは局部発振光のみを増幅するために使われた。受信した光ファイバ無線信号はデュアルモード局部発振光と3dB光結合器で混合され、PDで光ヘテロダイン検波される。PNCではまず、入力された光検波信号はDC－26.5GHzの帯域を持つ最初の電気増幅器で増幅され、二等分されてから、それぞれが電気乗積器のRFポートとLOポートに入力される。ここで、この電気乗積器のRFポートとLOポートには同じ信号が入力されているため、自乗器として動作していることに注意されたい。乗積後、IFポートから出力された信号は、2－4GHzの帯域を持つもう一つの電気増幅器で増幅される。最後に、2.6GHz[$=f_{IF}$]にある所望のIF信号は、もとのデータとクロックを取り出すため、DPSK検波器で復調される。

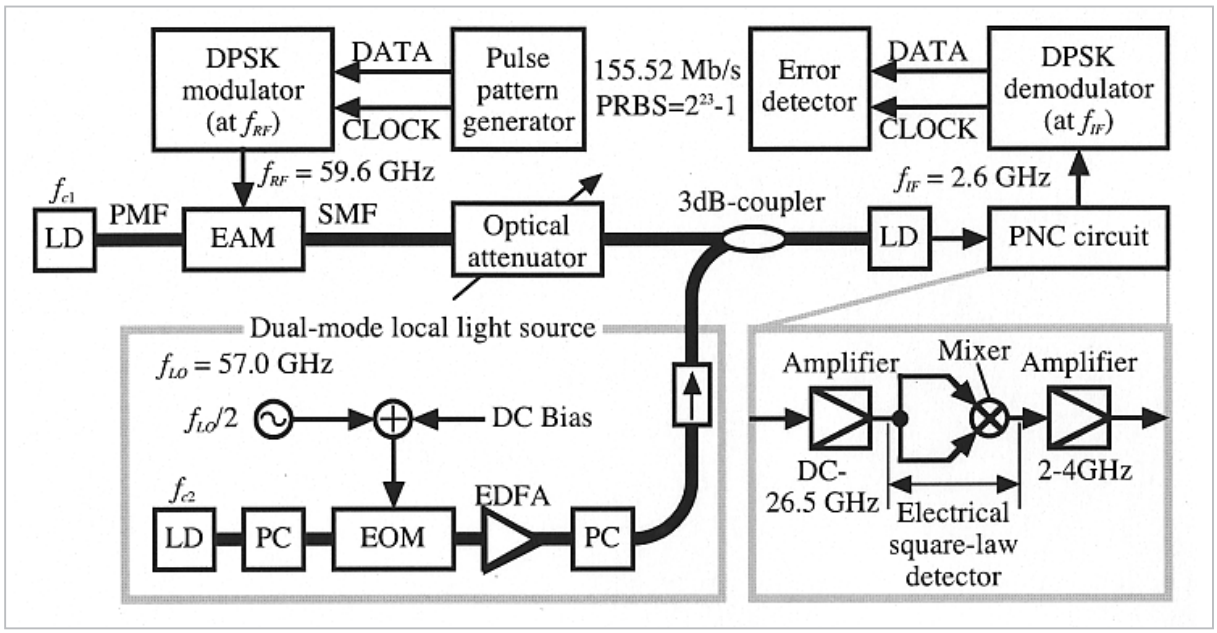

図5 実験装置構成図

3.2 結果

測定した光スペクトルを図6に示す。太線と細線はそれぞれ、PD直前に測定された光ファイバ無線信号とデュアルモード局部発振光のスペクトルを表す。LD_1とLD_2の波長はぞれぞれ、1550.27nm［$=c/f_{c1}$］と1550.17nm［$=c/f_{c2}$］であった。EAM（バイアス点は－1.5V）とEOM（バイアス点は1.5V）の光挿入損失はそれぞれ、11dBと25dBであった。EAMに入力されたf_{RF}のRF電力は6dBmであり、これは強度変調度およそ44%に相当する。デュアルモード局部発振光で光搬送波が抑圧されきれず残っているが、実験で使用されたf_{c1}のf_{c2}の設定値では、残留搬送波の影響は景の電気フィルタ（DPSK復調器内）によって容易に除去可能であった。

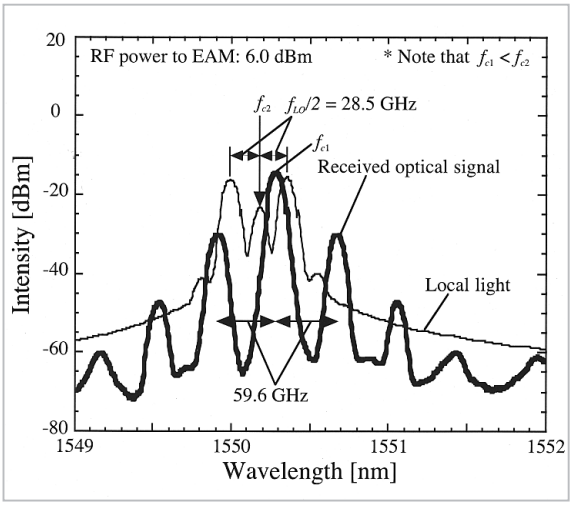

図6 測定された光スペクトル

次に電気乗積器前後での光検波信号のスペクトル測定を行った。図7に示すように、光検波信号は、12.4GHz［$=\Delta f+f_{LO}/2$］、15.0GHz［$=\Delta f+f_{RF}-f_{LO}/2$］、16.2GHz［$=-\Delta f$］にそれぞれ現れた。ここで、$f_{c1} < f_{c2}$であることに注意されたい。測定されたスペクトル線幅から容易に分かるように、LD_1とLD_2からの位相雑音が観測された。これはLD_1とLD_2との間で特別な周波数制御を行っていないためである。しかしながら、図7（b）に示すように、2.6GHzのIF信号は非常に安定していた。LD_1とLD_2のスペクトル線幅はそれぞれ5MHzと100kHzであったにも関わず、観測されたスペクトル線幅は30Hz以下であり、SSB位相雑音も10kHz離調で－73dBc/Hzというきわめて良好な値が得られた。以上により、位相雑音除去回路の効果が実証された。

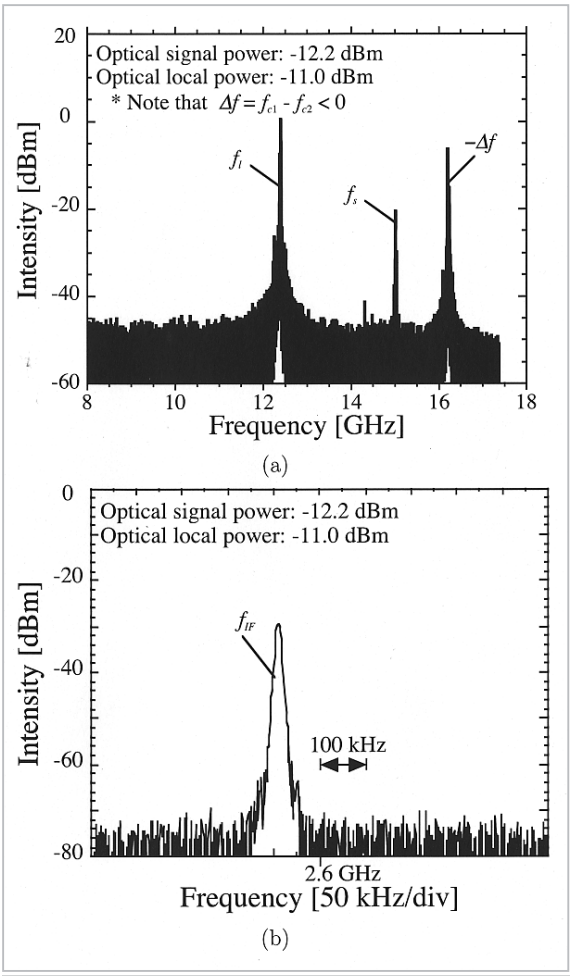

図7 （a）電気乗積器前と（b）電気乗積器後の測定された信号のスペクトル

通信品質について調べるため、BERについても測定を行った。図8（a）は、25kmのSMF伝送前と伝送後について、PDに入力される信号光電力を関数としたBERを示している。PDに入力されるデュアルモード局部発振光の電力は－10.0dBmであった。また、EAMに入力されるRF信号電力は6.3dBmであった。図8（a）からわかるように、受信電力－16.0dBmで10^{-9}を得ることができた。SMF伝送前と比べると、わずかなパワーペナルティが観測されたが、これは偏波がうまく整合していなかったためと考えられる。RF電力が5.5dBm以下の時には、観測領域内でBERに飽和が現れ始めた。これは、局部発振光の増幅のために用いたEDFAからのASE雑音の影響であると考えられるが、大きな問題で

はなく、良好な品質のデュアルモード局部発振光を用いれば解決される。良好な発振特性を持つものとして、本稿で用いたデュアルモード局部発振光の発生法以外に、2モード分布帰還型モード同期LD[11]や2モード注入同期ファブリペローLD[12]などが有力な候補としてあげられる。図8(b)は、25kmのSMF伝送前と伝送後について、EAMに入力されるRF電力を関数としたBERを示している。PDに入力される信号光電力が−16.0dBmに固定された。10^{-9}のBERを得るために必要な最小RF電力は、25kmのSMF伝送後の場合、6.3dBmであった。SMF伝送前と比べても、著しいパワーペナルティは認められなかった。以上により，提案検波方式を用いることによって、十分良好な通信品質も得られることが分かった。

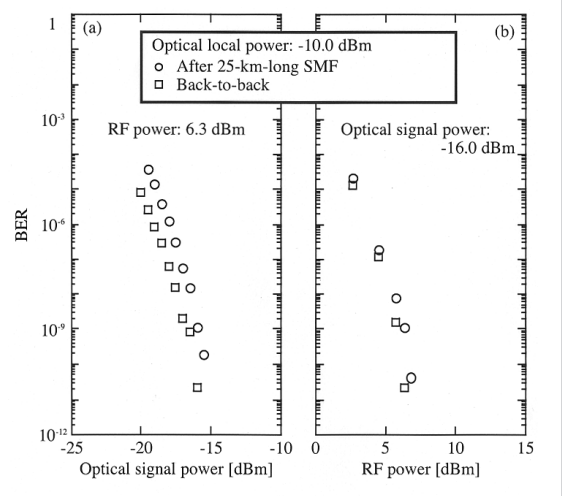

図8 (a)光受信電力と(b)RF電力に対するBER特性

4 まとめ

60GHz帯光ファイバ無線システムにおける新たな光ヘテロダイン検波方式を提案した。提案検波方式は、受信した光ファイバ無線信号をデュアルモードの局部発振光を用いて光ヘテロダイン検波するところに特徴がある。提案検波方式の動作原理について数式表現を用いて理論的に示した。ここでは、特別な周波数制御を行っていない送信光用レーザと局部発振光用レーザを用いているにも関わらず、原理的に位相雑音の影響を全く受けないことが証明された。加えて、単側波帯成分と搬送波成分の二つの信号光成分のみを取り出して復調しているので、受信信号光がDSB形式であっても理論的に光ファイバの分散の影響も受けないことが証明された。また、システムの性能限界についても理論解析を行った結果、光増幅器を用いたIM/DD方式と比べると、提案検波方式を用いたシステムの方が良好であることが証明された。提案検波方式を検証するために、155.52Mb/sのDPSK形式のデータを有する59.6GHz光ファイバ無線信号の伝送実験を行った結果、25kmのSMF伝送後でも、レーザの位相雑音と光ファイバの分散の影響を受けることなく、良好なBER特性を得ることができた。

参考文献

1 K. Kitayama, "Architectural considerations of finber-radio millimeterwave wireless access systems," *Fiber and Integrated Optics*, vol. 19, pp. 167-186, 2000.

2 T. Kuri, K. Kitayama, A. Stöhr, and Y. Ogawa, "Fiber-optic millimeter-wave downlink system using 60 GHz-band external modulation," *J. Lightwave Technol.*, vol. 17, no. 5, pp. 799-806, May 1999.

3 T. Kuri, K. Kitayama, and Y. Ogawa, "Fiber-optic millimeter-wave uplink system incorporating remotely fed 60-GHz-band optical pilot tone," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 47, no. 7, pp. 1332-1337, July 1999.

4 T. Okoshi, K. Emura, K. Kikuchi, and R. Th. Kersten, "Computation of bit-error-rate of various heterodyne and coherent-type optical communications schemes," *J. Opt. Commun.*, vol. 2, no. 3, pp. 89-96, Sep. 1981.

5 D. Novak, Z. Ahmed, G. H. Smith, and H. F. Liu, "Techniques for millimeter-wave optical fiber transmission systems (invited)," in *Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP '97) Technol. Dig*., Duisbrug, Germany, TH1-3, sEP. 1997, PP. 39-42.

6 R.-P. Braun, G. Grosskopf, D. Rohde, and F. Schmidt, "Fiber optic millimeter-wave generation and bandwidth efficient data transmission for broadband mobile 18-20 and 60 GHz-band communications," in *Topical Meeting on Microwave Photonics (MW'97) Technol. Dig*., Duisbrug, Germany, FR2-5, Sep. 1997, pp. 235-238.

7 G. P. Agrawal, *Nonlinear optics, Second Edition*, Secs. 2 to 4, Academic pRESS, 1995.

8 M. Suzuki, Y. Noda, and Y. Kushio, "Characterization of a dynamic" spectral width of an lnGaAsP/InP electroabsorption light modulator," *Trans. IEICE*, vol. E69, no. 4, pp. 395-398, Apr. 1986.

9 R. M. Gagliardi and S. Karp, *Optical communications, Second Edition*, Sec. 1, John Wiley & Sons, lnc., 1995.

10 R. Gross, R. Olshansky, and M. Shumidt, "Coherent FM-SCM system using DFB lasers and a phase noise cancelling circuit," I*EEE Photon. Technol, Lett*., vol. 2, no. 1, pp. 66-68, Jan. 1988.

11 T. Ohno, S. Fukushima, Y. Doi, Y. Muramoto, and Y. Matsuoka, "Application of uni-travelling-carrire waveguide photodiode in base stgations of a millimeter-wave fiber-radio system," in *Technical Dig. MWP'99*, Melbourne, Australia, F-10.2, pp. 253-256, Nov. 1999.

12 M. Ogusu, K. Inagaki, and Y. Mizuguchi, "60 GHz-band millimeter-wave generation and ASK date transmission using 2-mode injection-locking of a Fabry-Perot slave laser," in *Technical* Dig. TSMMW2000, Yokosuka, Japan, P-12, pp. 181-184, Mar 2000.

13 K. Shimoda, H. Takahashi, and C. H. Townes, "Fluctuation in amplification of quanta with application to maser amplifiers," *J. Phys. Soc. Japan*, vol. 12, no. 6, pp 686-700, June 1957.

14 H. Ishio, K. Nakagawa, M. Nakazawa, K. Aida, and K. Hagimoto, *Optical amplifier and its applications*, Sec. 2, Ohm, 1992 (in Japanese).

15 S. Betti, G. D. Marchis, and E. Iannone, *Coherent optical communications systems*, Sec. 4, John Wiley & Sons, 1995.

付録

A　強度変調器のフーリエ係数の導出

強度変調を行った場合、V_{RF}の関数としての変調度m_{IF}を用いてMOD［$e_{RF}(t)$］は次のように表すことができる[8]。

$$\begin{aligned}&\mathrm{MOD}\,[e_{RF}(t)]\\ &= \left[\frac{1}{2}\{1+m_{IM}\cdot\cos\varphi_{RF}(t)\}\right]^{\gamma}\\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn\phi_{RF}(t)}\end{aligned} \tag{A1}$$

ここで、γは光変調器のチャープパラメータα_cを用いて

$$\gamma = \frac{1+j\alpha_c}{2} \tag{A2}$$

で表されるものとする。二項定理を用いてMOD［$e_{RF}(t)$］のフーリエ展開を行うと、フーリエ係数a_nは次のようになる。

$$\begin{aligned}a_{\pm n} &= \frac{1}{2^{\gamma}}\sum_{s=0}^{\infty}\frac{\Gamma(\gamma+1)}{(s+n)!s!\Gamma(\gamma-2s-n+1)}\\ &\quad\cdot\left(\frac{m_{IF}}{2}\right)^{2s+n}\end{aligned} \tag{A3}$$

ここで、$\Gamma(\bullet)$はガンマ関数であり、次式で与えられる。

$$\Gamma(z+1) = z\cdot\Gamma(z) \tag{A4}$$

チャープを無視できる場合（$\alpha=0$）、a_nは次のように簡単化できる。

$$\begin{aligned}a_{\pm n} &= \sqrt{\frac{1}{2}}\left[(-1)^{n-1}\sum_{l=0}^{\infty} m_{IM}^{2l+n}\right.\\ &\quad\left.\cdot\frac{(2\cdot(2l+n)-3)!!}{4^{2l+n}\cdot l!(l+n)!}\right]\end{aligned} \tag{A5}$$

上式において、$(2n+1)!!\equiv 1\cdot 3\cdots(2n+1)$、$(2n)!!\equiv 2\cdot 4\cdots(2n)$、$0!!\equiv(-1)!!\equiv 1$、$(-2n-1)!!\equiv(-1)^n/(2n-1)!!$であり、自然数$n$についての次の関係式を用いた。

$$\Gamma\left(n+\frac{1}{2}\right) = \frac{(2n-1)!!\sqrt{\pi}}{2^n} \tag{A6}$$

もしm_{IF}が十分小さいとき、フーリエ係数a_nは次のように近似できる。

$$a_0 \simeq \sqrt{\frac{1}{2}}\left[1-\left(\frac{m_{IM}}{4}\right)^2\right] \tag{A7}$$

$$a_{\pm n} \simeq (-1)^{n-1}\sqrt{\frac{1}{2}}\frac{(2n-3)!!}{n!}\left(\frac{m_{IM}}{4}\right)^n \quad \text{for } n\neq 0 \tag{A8}$$

これまでの理論計算を検証するため、一例として、次式で表されるm_{IF}=1におけるa_nの解析解$\hat{a}_n$と比較してみよう。

$$\sqrt{1+\cos\phi_{RF}(t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty}\hat{a}_n\cdot e^{jn\phi_{RF}(t)} \tag{A9}$$

$$\hat{a}_{\pm n} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\frac{(-1)^{n-1}}{4n^2-1} \tag{A10}$$

数値解析的にa_nは解析解$\hat{a}_n$に近づくことが容易に検証することができる。

B　提案検波法におけるSNRの導出

光検波された信号成分と参照成分は式(25)から式(28)で与えられる。光検波器出力の雑音電力スペクトル密度はηは、R［$=e\cdot\alpha$］を光検波器の応答係数とすると、次式で与えられる。

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{1}{4}\left[e\mathcal{R}\left(\frac{P_{c1}}{2}+P_{c2}\right)\right.\\ &\quad\left.+eI_D+\frac{2kT}{R_L}\right],\end{aligned} \tag{A11}$$

上式は白色ガウス雑音であることを仮定しており、順に、信号光ショット雑音、局部発振光ショット雑音、光検波器暗電流(I_D)、熱雑音($2k_BT/R_L$)で構成されている。ここで、k_B、T、R_Lはそれぞれ、ボルツマン定数、絶対温度、負荷抵抗値である。ショット雑音が支配的なとき、雑音電力スペクトル密度はηは次のように近似できる。

$$\eta \simeq \frac{1}{4}e\mathcal{R}P_{c2}\left(1+\frac{1}{2}\frac{P_{c1}}{P_{c2}}\right) \tag{A12}$$

$s(t)$、$l(t)$、$n(t)$はお互いに統計的に独立で、平均はゼロであると仮定できる。PNC_1の自乗検波作用により、自己相関は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}&\mathrm{E}\left[\{s(t+\tau)+l(t+\tau)+n(t+\tau)\}^2\right.\\ &\qquad\left.\cdot\{s(t)+l(t)+n(t)\}^2\right]\\ &= R_{s^2,s^2}(\tau)+2R_{s,s}(0)\cdot R_{l,l}(0)+R_{l^2,l^2}(\tau)\\ &\quad+2\{R_{s,s}(0)+R_{l,l}(0)\}\cdot R_{n,n}(0)+R_{n^2,n^2}(\tau)\\ &\quad+4R_{s,s}(\tau)\cdot R_{l,l}(\tau)\\ &\quad+4\{R_{s,s}(\tau)+R_{l,l}(\tau)\}\cdot R_{n,n}(\tau)\end{aligned} \tag{A13}$$

ここで、E[●]は集合平均を表し、$Rx,y(\tau)$は次式で定義される$x(t+\tau)$と$y(t)$の相関関数を表す。

$$R_{x,y}(\tau) = \mathsf{E}[x(t+\tau)\cdot y(t)] \tag{A14}$$

$R_{n^2,n^2}(\tau)$は$4\{R_{s,s}(\tau)+R_{l,l}(\tau)\}\cdot R_{n,n}(\tau)$に比べて十分小さくなるので無視できる。この場合、注目すべき項は$4R_{s,s}(\tau)\cdot R_{l,l}(\tau)$と$4\{R_{s,s}(\tau)+R_{l,l}(\tau)\}\cdot R_{n,n}(\tau)$であり、計算の結果、次式が得られる。

$$\begin{aligned} &R_{s,s}(\tau)\cdot R_{l,l}(\tau) \\ &= \frac{1}{2}\left(\frac{1}{2}a_s a_l\right)^2\cdot[\cos(2\pi f_{IF}\tau) \\ &\quad +\cos(2\pi(2\Delta f+f_{RF})\tau \\ &\quad +2(\Delta\phi(t+\tau)-\Delta\phi(t)))] \end{aligned} \tag{A15}$$

$$\begin{aligned} &\{R_{s,s}(\tau)+R_{l,l}(\tau)\}\cdot R_{n,n}(\tau) \\ &= \frac{1}{2}(a_s^2+a_l^2)\cdot\eta\cdot\delta(\tau) \end{aligned} \tag{A16}$$

ここで、δ（●）はデルタ関数である。以上より、ショット雑音限界下において、提案検波法のSNRは

$$\begin{aligned} \frac{S}{N} &\simeq \frac{4\cdot\frac{1}{2}\left(\frac{1}{2}a_s a_l\right)^2}{4\cdot\frac{1}{2}(a_s^2+a_l^2)\,\eta\cdot 2B_{IF}} \\ &= \frac{\alpha P_{c1}}{B_{IF}}\cdot\frac{a_0^2a_1^2}{a_0^2+a_1^2}\cdot\frac{1}{4\left(1+\frac{1}{2}\frac{P_{c1}}{P_{c2}}\right)} \end{aligned} \tag{A17}$$

となる。ここで、B_{IF}はBPF$_{12}$の帯域幅を表す。もし、乗積器入力の信号帯域が最適に帯域制限されていたとすると、雑音電力は半分となる。したがって、SNRはさらに改善され、次のように書き直すことができる。

$$\frac{S}{N} = \frac{\alpha P_{c1}}{B_{IF}}\cdot\frac{a_0^2a_1^2}{a_0^2+a_1^2}\cdot\frac{1}{2\left(1+\frac{1}{2}\frac{P_{c1}}{P_{c2}}\right)} \tag{A18}$$

さらに、局部発振光ショット雑音限界下（$P_{c2}\gg P_{c1}$）であるとすると、SNRは理論限界値となり、次式で与えられる。

$$\frac{S}{N} \le \frac{1}{2}\cdot\frac{\alpha P_{c1}}{B_{IF}}\cdot\frac{a_0^2a_1^2}{a_0^2+a_1^2}. \tag{A19}$$

同様にして、PNC$_2$に対するSNRを導くことができ、結果として同じSNRの理論限界値が得られる。

C　IM/DD方式におけるSNRの導出

データで変調されていない場合（$\theta(t)\equiv 0$）の式(32)と式(33)で表される信号を考える。このとき、光検波信号は式(34)で与えられ、信号電力P_sは次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{1}{2}|i_3(t)|^2\cdot R_L \\ &= 2(\mathcal{R}GP_{c1}a_0a_1)^2\cdot R_L \end{aligned} \tag{A20}$$

ここで、Gは雑音指数n_{sp}を持つ光増幅器の増幅係数であり、R_Lは負荷抵抗値を表している。一方、光検波器からの雑音は次式で与えられる。[13] [14] [15]

$$\begin{aligned} P_n &= \Big[e\mathcal{R}GP_{c1}(a_0^2+a_1^2) \\ &\quad +eI_D+e^2\eta_q(G-1)n_{sp}m_t\Delta f \\ &\quad +2eG(G-1)n_{sp}\mathcal{R}P_{c1}(a_0^2+a_1^2) \\ &\quad +e^2\eta_q(G-1)^2n_{sp}^2m_t\Delta f+\frac{2kT}{R_L}\Big] \\ &\quad\cdot 2B_{IF}R_L \end{aligned} \tag{A21}$$

上式の括弧内は順に、信号光ショット雑音、光検波器暗電流、ASEショット雑音、信号×ASE雑音、ASE × ASE雑音、相対強度雑音である。信号光ショット雑音が支配的なとき、P_nは次式のように近似できる。

$$\begin{aligned} P_n &\simeq 2eG(G-1)n_{sp}\mathcal{R}P_{c1}(a_0^2+a_1^2) \\ &\quad\cdot 2B_{IF}R_L \end{aligned} \tag{A22}$$

以上より、IM/DD方式のSNRは次のように表すことができる。

$$\begin{aligned} \frac{S}{N} &= \frac{P_s}{P_n} \\ &\simeq \frac{\alpha P_{c1}}{B_{IF}}\cdot\frac{a_0^2a_1^2}{a_0^2+a_1^2} \\ &\quad\cdot\frac{1}{2n_{sp}\left(1-\frac{1}{G}\right)}. \end{aligned} \tag{A23}$$

光増幅器の増幅係数が他の雑音を抑圧する程度に十分大きいとき（$G\gg 1$）、SNRは理論限界値となり、次式で与えられる。

$$\frac{S}{N} \le \frac{1}{2n_{sp}}\cdot\frac{\alpha P_{c1}}{B_{IF}}\cdot\frac{a_0^2a_1^2}{a_0^2+a_1^2} \tag{A24}$$

久利敏明（くり としあき）
基礎先端部門光エレクトロニクスグループ主任研究員　博士（工学）
光通信システム

北山研一（きたやま けんいち）
大阪大学大学院工学研究科教授　工学博士
フォトニックネットワーク