

光無線副搬送波多重通信の特性評価

齋藤 史隆[†] 八嶋 弘幸[†] 中村 卓也^{††} 若森 和彦^{††} 藤田 嘉美^{†††}
黒川 敏^{††††}

[†] 埼玉大学大学院理工学研究科 〒338-8570 埼玉県さいたま市下大久保 225

^{††} 浜松ホトニクス株式会社 〒434-8601 静岡県浜松市平口 5000

^{†††} 住友電設株式会社大阪本社 〒550-8550 大阪府大阪市西区阿波座 2-1-4

^{††††} 住友電設株式会社東京本社 〒105-8516 東京都港区芝 2-2-17

E-mail: [†]{f.s,yashima}@sie.ics.saitama-u.ac.jp, ^{††}{nakamura,wakamori}@hq.hpkk.co.jp,
^{†††}fujita.yoshimi@sem.co.jp, ^{††††}kurokawa.satoshi@sem.co.jp

あらまし 本研究では、光無線通信における副搬送波多重 (Sub-Carrier Multiplexing: SCM) 通信の特性について検討する。光無線 SCM においてはレーザーダイオード (LD) を変調する入力信号のピークが大きくなり、LD の非線形特性により相互変調 (Intermodulation: IM) 雑音が発生し、伝送特性を劣化させる大きな要因になる。ここでは、3波多重したときの、IM 雑音の影響を解析する。2次、3次の IM 雑音と APD で発生するショット雑音と熱雑音を考慮し、受信信号の SN 比と誤り率を導出する。さらに SN 比を最大とするような LD の最適な動作点を求める。
キーワード 相互変調雑音、副搬送波多重、光無線通信、非線形特性

Performance Evaluation of the Atmospheric Optical Subcarrier Multiplexing Systems

Fumitaka SAITO[†], Hiroyuki YASHIMA[†], Takuya NAKAMURA^{††}, Kazuhiko
WAKAMORI^{††}, Yoshimi FUJITA^{†††}, and Satoshi KUROKAWA^{††††}

[†] Graduate School of Science and Engineering, Saitama University 225 Shimo-Okubo, Saitama-shi
Saitama 338-8570 Japan

^{††} Hamamatsu Photonics K. K. 5000 Hiraguchi, Hamamatsu-shi, Shizuoka, 435-8558 Japan

^{†††} Sumitomo Densetsu CO., LTD. 2-1-4, Awaza, Nishi-ku, Osaka-shi, Osaka, 550-8550 Japan

^{††††} Sumitomo Densetsu CO., LTD. 2-2-17, Shiba, Minato-ku, Tokyo, 105-8516 Japan

E-mail: [†]{f.s,yashima}@sie.ics.saitama-u.ac.jp, ^{††}{nakamura,wakamori}@hq.hpkk.co.jp,
^{†††}fujita.yoshimi@sem.co.jp, ^{††††}kurokawa.satoshi@sem.co.jp

Abstract The performance of the atmospheric optical subcarrier multiplex (SCM) systems is evaluated. Three binary PSK (BPSK) signals are multiplexed and modulated by laser diode (LD) operated at nonlinear region, which causes intermodulation (IM) distortion to degrade system performance. The Signal-to-Noise ratio (SNR) of the received BPSK signal is derived considering shot noise, thermal noise of avalanche photo diode (APD) and second and third order IM. The optimum amplitude of the BPSK giving maximum SNR is shown.

Key words intermodulation distortion, subcarrier multiplex, atmospheric optical communication, nonlinearity

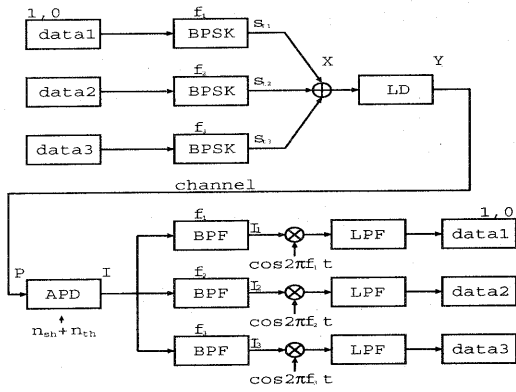


図1 光無線副搬送波多重通信システムのブロック図

Fig.1 Block diagram of the considered atmospheric optical SCM system.

1. まえがき

近年、光無線による高速通信の要求が高まっており、ビル間における光無線ネットワークの構築や、光無線による学校インターネットの構築が検討されている。光無線通信においては副搬送波多重 (Sub-Carrier Multiplexing; SCM) 通信により簡単に多重通信システムを構築することができるが、レーザダイオード (LD) の入出力特性の非線形性により相互変調 (Intermodulation; IM) 雑音が発生し、システムの諸特性が劣化するという問題点がある。

本研究では、3波多重時の光無線 SCM 通信システムにおいて発生する IM 雑音の影響について解析する。BPSK で変調された 20Mbps の信号を 40MHz ~ 200MHz 帯に 3 波を等間隔に配置し、これらを多重した信号を LD で変調する。LD の非線形性により発生する IM 雑音の周波数を求め、信号成分と IM 雑音成分のパワースペクトルを用いて各成分の電力を求める。さらに、受信信号の SN 比を求め、誤り率を導出する。BPSK の振幅と SN 比、および BPSK の振幅と誤り率の関係を示し、最適な動作点を示す。これまでの研究 [1] [2] では 3 次の IM 雑音のみが考慮されているが、周波数配置によっては本システムのように 2 次の IM 雑音も信号帯域内に入るため、2 次と 3 次の IM 雑音を考慮した 3 波多重時の光無線 SCM 通信システムの諸特性を明らかにする。

2. 光無線副搬送波多重通信

図 1 に本研究で検討する光無線副搬送波多重通信システムのブロック図を示す。送信器では、まず 1, 0 の送信データを異なる搬送波周波数 f_1, f_2, f_3 を用いてそれぞれ BPSK 変調する。振幅 A_i 、搬送波中心周波数 f_i 、位相 φ_i とすると BPSK 信号 St_i は、

$$St_i = A_i \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad (i = 1, 2, 3) \quad (1)$$

と表すことができる。ここで、

$$\varphi_i = a_i \pi \quad (a_i \text{ は送信データ } 1, 0) \quad (2)$$

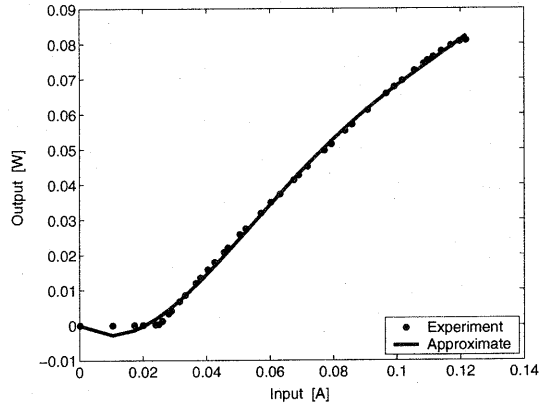


図2 LD の非線形特性

Fig.2 Nonlinear characteristic of the LD.

である。ここでは異なる 3 つの搬送波周波数で多重し送信信号とするため、3 波の合成波 St_{sum} は、

$$St_{sum} = \sum_{i=1}^3 A_i \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad (3)$$

となる。バイアス電流を d_c とすると、LD への入力信号 X は、

$$X = \sum_{i=1}^3 A_i \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) + d_c \quad (4)$$

となる。

受信器では、まず受信信号 P を APD で光電変換する。また APD ではショット雑音 n_{sh} と熱雑音 n_{th} が発生する。その後、それぞれの BPSK 信号を BPF で帯域制限し同期検波で復調する。

3. LD の入出力非線形特性と APD の特性

本章では、本研究で用いる LD の非線形特性と APD の特性について述べる。

3.1 LD の非線形特性

3.1.1 LD の非線形入出力特性

図 2 に本研究で用いる LD の非線形特性を示す。入力電流が閾値電流以下では駆動電流とともに光電力はわずかに増加するが、閾値電流を越えると、電流の値に比例し急俊に増大する。高出力レベルになると、活性層の加熱により電力飽和が起こる。

3.1.2 非線形入出力特性の近似式の導出

LD の入出力データから非線形入出力特性を 4 次式で近似する。入力を X 、出力を Y とすると 4 次の多項式は、

$$Y = k_1 X + k_2 X^2 + k_3 X^3 + k_4 X^4 \quad (5)$$

(k_1, k_2, k_3, k_4 は係数)

となる。各係数は、式 (5) と図 2 の実測値より、最小自乗法により求める。図 2 の実線は導出した係数を用いた近似特性である。また、表 1 に導出した近似式の各係数を示す。

表1 導出した近似式の各係数

k_1	-0.6
k_2	35.7
k_3	-327.0
k_4	989.1

表2 ショット雑音と熱雑音の各パラメータ

	Symbol	Value
Optical wavelength	λ	780[nm]
Optical frequency (=light speed/wavelength)	ν	3.846×10^{14} [Hz]
電荷素量	e	1.6×10^{-19} [C]
APD Quantum Efficiency	η	0.6
APD Gain	M	50
過剰雑音指数	x	0.5
プランク定数	h	6.626×10^{-34} [J · s]
ボルツマン定数	k	1.374×10^{-23} [J/K]
絶対温度	T	300[K]
負荷抵抗	R_L	240[Ω]
Bit Rate	r_b	20M[bps]
フィルタ帯域幅	B	50M[Hz]

3.2 APDによる雑音

3.2.1 ショット雑音と熱雑音

APDで発生する雑音は、ショット雑音と熱雑音とする。 P_s を平均受光電力とすると、APDのショット雑音電力 N_{sh} 、熱雑音電力 N_{th} はそれぞれ次のようになる。

$$N_{sh} = 2e \left(\frac{e\eta}{h\nu} \right) P_s M^{2+x} B$$

$$N_{th} = \frac{4kTB}{R_L} \quad (6)$$

表2に式(6)に現れる各パラメータの値を示す。

4. 相互変調雑音 (Intermodulation: IM)

SCMのような多重信号の振幅のピーク値は、多重数に比例して大きくなる。そのため、LDの非線形性の強い領域で動作することになる。このような非線形領域で動作する多重通信においては、特性の劣化要因としてIM雑音がある[4]。非線形性の影響により、出力信号に新たに入力信号の周波数成分の和や差の成分が発生する。これらの成分はIM雑音と呼ばれ干渉成分となることが知られている。信号へのIM雑音の干渉状態は、LDの非線形性、各伝送信号の周波数スペクトルとその周波数配置、そして帯域幅によって大きく左右される[5][6]。

4.1 IM雑音のスペクトル

ここでは、各IM雑音成分のスペクトルを求める。本研究では f_1, f_2, f_3 信号の中心周波数をそれぞれ70MHz, 120MHz, 170MHzとする。2次のIM雑音には、周波数成分が $f_i \pm f_j$ と $2f_i$ の2つの型があり、3次のIM雑音には、周波数成分が $f_i \pm f_j \pm f_k$ と $2f_i \pm f_j$ の2つの型がある。そのため、2次と3次のIM雑音の影響が支配的となる。4次以上の高次のIM雑音は小さいため無視する。

まず、式(4)と式(5)より周波数成分毎にまとめ、IM雑音の中心周波数と振幅値を求める。

次にIM雑音の位相から、周波数帯域幅を求める。 $f_i \pm f_j$ 型は2つの独立なBPSK信号の積により発生したIM成分であるため、そのスペクトル形状 $W_1(f)$ は、BPSK信号1波のスペクトルを $W(f)$ (中心周波数を0)とすると、

$$W_1(f) = W(f) * W(f) \quad (7)$$

(*:畳み込み)

となり、このスペクトル形状のIM雑音が、中心周波数 $f_i \pm f_j$ に発生する。また、 $2f_i$ 型はBPSK信号の自乗により生じたIM成分であるため、その位相項は $2\varphi_i = 0$ となり、正弦波となる。従って、そのスペクトル形状 $W_2(f)$ は、

$$W_2(f) = \delta(f) \quad (8)$$

となり、 $f = 2f_i$ の周波数に発生する。 $f_i \pm f_j \pm f_k$ 型は3つの独立なBPSK信号の積により生じるIM成分であるため、そのスペクトル形状 $W_3(f)$ は、

$$W_3(f) = W(f) * W(f) * W(f) \quad (9)$$

となり、このスペクトル形状のIM雑音が、中心周波数 $f_i \pm f_j \pm f_k$ に発生する。また、 $2f_i \pm f_j$ 型は位相が $2\varphi_i \pm \varphi_j = \varphi_j$ となるため、そのスペクトル形状 $W_4(f)$ はBPSK信号のスペクトルに等しく、

$$W_4(f) = W(f) \quad (10)$$

となり、このスペクトル形状のIM雑音が、中心周波数 $2f_i \pm f_j$ に発生する。

ここで、各BPSK信号の振幅 $A_i (i=1, 2, 3)$ を $A = A_1 = A_2 = A_3$ とし、 f_1, f_2, f_3 成分の信号に干渉を起こすIM雑音の周波数成分 f_{IM} 、位相 φ_{IM} 、振幅値 A_{IM} をそれぞれ表3、表4、表5に示す。

4.2 IM雑音電力

ここでは、IM雑音のスペクトルを用いて、各信号のフィルタ内に入るIM雑音電力を求める。2次のIM雑音の $f_i \pm f_j$ 型、 $2f_i$ 型のIM雑音の中心周波数をそれぞれ $(f_{IM1})_{n_1}$ 、 $(f_{IM2})_{n_2}$ 、振幅を A_{IM11} 、 A_{IM2} とし、2次のIM雑音の数をそれぞれ l_1, l_2 とすると、フィルタ帯域内に入る2次IM雑音の総電力 IM_2 は、

$$IM_2 = \sum_{n_1=1}^{l_1} \int_{f_i - \frac{B}{2}}^{f_i + \frac{B}{2}} (|A_{IM11} W_1((f_{IM1})_{n_1})|^2) df$$

$$+ \sum_{n_2=1}^{l_2} \int_{f_i - \frac{B}{2}}^{f_i + \frac{B}{2}} (|A_{IM2} W_2((f_{IM2})_{n_2})|^2) df \quad (11)$$

となる。

また3次のIM雑音の $f_i \pm f_j \pm f_k$ 型、 $2f_i \pm f_j$ 型のIM雑音の中心周波数をそれぞれ $(f_{IM11})_{n_3}$ 、 $(f_{IM21})_{n_4}$ 、振幅を A_{IM111} 、 A_{IM21} とし、3次のIM雑音の数をそれぞれ m_1 、

表3 信号 f_1 に干渉する IM 雑音

	IM の次数	周波数成分 f_{IM}	位相 φ_{IM}	振幅値 A_{IM}
f_1	2 次	$f_2 - f_1$	$\varphi_2 - \varphi_1$	$A^2(k_2 + 3d_c k_3 + 6k_4(A^2 + d_c^2))$
		$f_3 - f_2$	$\varphi_3 - \varphi_2$	$A^2(k_2 + 3d_c k_3 + 6k_4(A^2 + d_c^2))$
		$f_3 - f_1$	$\varphi_3 - \varphi_1$	$A^2(k_2 + 3d_c k_3 + 6k_4(A^2 + d_c^2))$
	3 次	$f_1 + f_2 - f_3$	$\varphi_1 + \varphi_2 - \varphi_3$	$\frac{3}{2}A^3(k_3 + 4d_c k_4)$
		$f_1 - f_2 + f_3$	$\varphi_1 - \varphi_2 + \varphi_3$	$\frac{3}{2}A^3(k_3 + 4d_c k_4)$
		$2f_2 - f_3$	φ_3	$\frac{3}{4}A^3(k_3 + 4d_c k_4)$

表4 信号 f_2 に干渉する IM 雑音

	IM の次数	周波数成分 f_{IM}	位相 φ_{IM}	振幅値 A_{IM}
f_2	2 次	$f_3 - f_1$	$\varphi_3 - \varphi_1$	$A^2(k_2 + 3d_c k_3 + 6k_4(A^2 + d_c^2))$
		$2f_1$	0	$\frac{1}{2}A^2(k_2 + 3d_c k_3 + 6k_4(A^2 + d_c^2))$
	3 次	$f_1 - f_2 + f_3$	$\varphi_1 - \varphi_2 + \varphi_3$	$\frac{3}{2}A^3(k_3 + 4d_c k_4)$

表5 信号 f_3 に干渉する IM 雑音

	IM の次数	周波数成分 f_{IM}	位相 φ_{IM}	振幅値 A_{IM}
f_3	2 次	$f_1 + f_2$	$\varphi_1 + \varphi_2$	$A^2(k_2 + 3d_c k_3 + 6k_4(A^2 + d_c^2))$
	3 次	$f_1 - f_2 + f_3$	$\varphi_1 - \varphi_2 + \varphi_3$	$\frac{3}{2}A^3(k_3 + 4d_c k_4)$
		$f_3 + f_2 - f_1$	$\varphi_3 + \varphi_2 - \varphi_1$	$\frac{3}{2}A^3(k_3 + 4d_c k_4)$
		$2f_2 - f_1$	φ_1	$\frac{3}{4}A^3(k_3 + 4d_c k_4)$

m_2 とすると、フィルタ帯域内に発生する 3 次 IM 雑音の総電力 IM_3 は、

$$IM_3 = \sum_{n_3=1}^{m_1} \int_{f_i - \frac{\omega}{2}}^{f_i + \frac{\omega}{2}} (|A_{IM111} W_3((f_{IM111})_{n_3})|^2) df + \sum_{n_4=1}^{m_2} \int_{f_i - \frac{\omega}{2}}^{f_i + \frac{\omega}{2}} (|A_{IM21} W_4((f_{IM21})_{n_4})|^2) df \quad (12)$$

となる。

5. SNR と BER の解析

バイアス電流 d_c と式 (5) より、LD の平均出力 (動作点) d は、

$$d = k_1 d_c + k_2 d_c^2 + k_3 d_c^3 + k_4 d_c^4 \quad (13)$$

となる。

APD の入力信号 P は、

$$P = \frac{P_s}{d} Y \quad (14)$$

となり、APD の出力信号電流 I は、

$$I = \frac{e\eta}{h\nu} M \frac{P_s}{d} Y \quad (15)$$

となる。

この出力信号 I を負荷抵抗で電圧に変換後、BPF で帯域制限した信号 I_i ($i = 1, 2, 3$) の SNR を求める。

BPF 通過後のそれぞれの出力 I_i は、BPSK 信号成分を Sr_i 、2 次と 3 次の IM 雑音成分を S_{IM2i} 、 S_{IM3i} ($i = 1, 2, 3$) とすると、

$$I_i = Sr_i + S_{IM2i} + S_{IM3i} + n_{sh} + n_{th} \quad (16)$$

と表される。ここで、信号成分 Sr_i は式 (5) の右辺および式 (15) より、

$$Sr_i = A(k_1 + 2d_c k_2 + \frac{3}{4}k_3(5A^2 + 4d_c^2) + k_4(15A^2 d_c + 4d_c^3)) \frac{e\eta}{h\nu} M \left(\frac{P_s}{d}\right) \times \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad (17)$$

であり、この振幅を A' とすると、

$$A' = A(k_1 + 2d_c k_2 + \frac{3}{4}k_3(5A^2 + 4d_c^2) + k_4(15A^2 d_c + 4d_c^3)) \frac{e\eta}{h\nu} M \left(\frac{P_s}{d}\right) \quad (18)$$

となり、 Sr_i の信号電力 S は振幅値 A' の 2 乗平均であるため、

$$S = \frac{1}{2} A'^2 \quad (19)$$

となる。

また、雑音電力は APD のショット雑音電力 N_{sh} と熱雑音電力 N_{th} 、2 次と 3 次の IM 雑音電力 IM_2 、 IM_3 を考慮しているため、

$$N = N_{sh} + N_{th} + IM_2 + IM_3 \quad (20)$$

となる。ここでショット雑音、熱雑音、2 次と 3 次の IM 雑音は全てガウス分布に従うものと仮定する。

式 (19)、式 (20) より SNR は、

$$SNR = \frac{1}{2} (A(k_1 + 2d_c k_2 + \frac{3}{4}k_3(5A^2 + 4d_c^2) + k_4(15A^2 d_c + 4d_c^3)) \frac{e\eta}{h\nu} M \left(\frac{P_s}{d}\right))^2 / (2e \frac{e\eta}{h\nu} P_s M^{2+x} B + \frac{4kTB}{R_L} + IM_2 + IM_3) \quad (21)$$

となり、BPSK 信号の BER (Bit Error Rate) は、

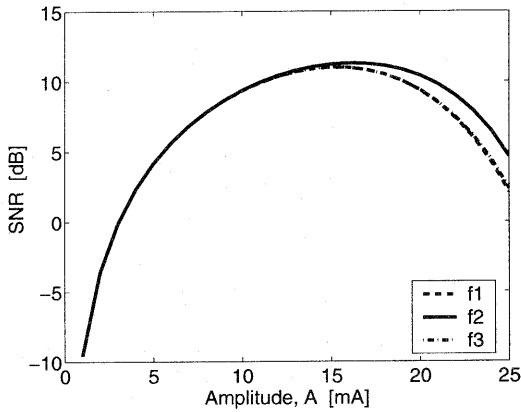


図3 $P_s = -40\text{dBm}$ のときの各信号の SNR vs A
Fig.3 SNR versus amplitude A for $P_s = -40\text{dBm}$.

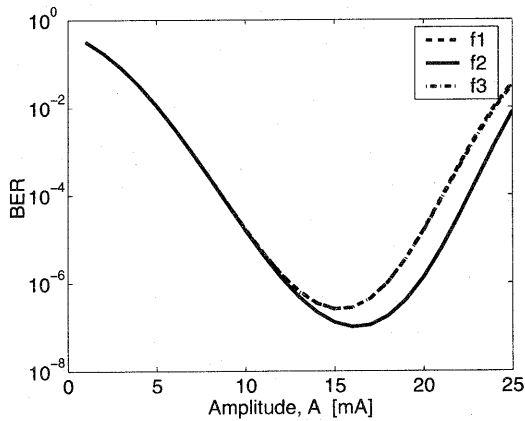


図4 $P_s = -40\text{dBm}$ のときの各信号の BER vs A
Fig.4 BER versus amplitude A for $P_s = -40\text{dBm}$.

表6 各パラメータ

Optical wavelength	$\lambda = 780[\text{nm}]$
Modulation	BPSK
Bit Rate	$r_b = 20\text{M} [\text{bps}]$
Subcarrier Frequency	$f_1 = 70\text{M}, f_2 = 120\text{M}, f_3 = 170\text{M} [\text{Hz}]$
direct current	$d_c = 60 [\text{mA}]$
Amplitude of BPSK signal	$A [\text{A}]$
Received Power	$P_s [\text{W}]$

$$BER = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{SNR}) \quad (22)$$

となる。

6. 数値結果

本章では、式 (21) と式 (22) より得られた、SNR と BER の数値結果を以下に示す。これらの計算に用いた各パラメータを表 6 に示す。

$P_s = -40\text{dBm}$ のときの各信号の SNR 対振幅 A を図 3 に、

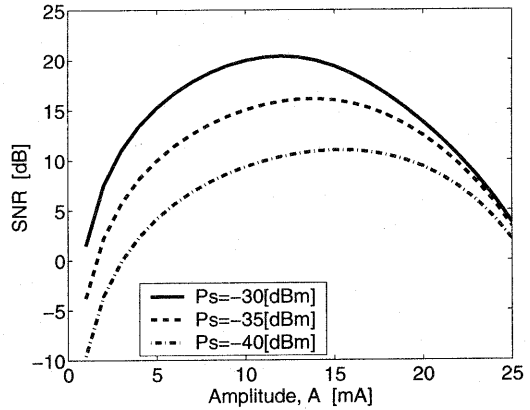


図5 信号 f_1 における SNR vs A
Fig.5 SNR vs. A for signal f_1 , $P_s = -30\text{dBm}$, -35dBm and -40dBm , respectively.

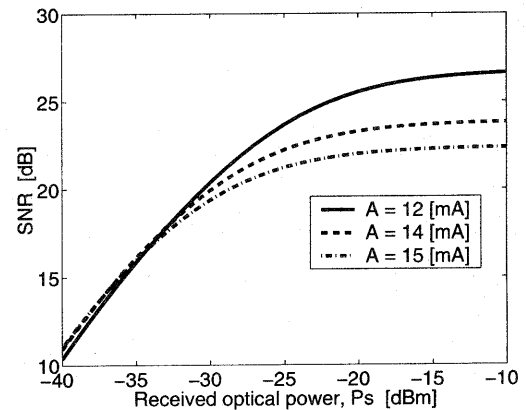


図6 $A = 12\text{mA}$, 14mA and 15mA のときの信号 f_1 における SNR vs. P_s
Fig.6 SNR vs. P_s for signal f_1 , $A = 12\text{mA}$, 14mA and 15mA , respectively.

BER 対振幅 A を図 4 に示す。振幅 A が 15mA 程度までのとき各信号の特性はほぼ等しい。 15mA を越えると、IM 雑音の影響が大きくなり、信号 f_2 に比べ信号 f_1 、信号 f_3 の特性の劣化が大きいことがわかる。最大の SNR は、信号 f_2 では、 $A = 17\text{mA}$ のとき約 11.3dB であり、信号 f_1 、信号 f_3 では、 $A = 15\text{mA}$ のとき約 11dB である。またこのとき BER はそれぞれ、約 10^{-7} 、約 5.0×10^{-7} であることがわかる。信号 f_2 と信号 f_1 、信号 f_3 の特性の差は、振幅が大きくなるにつれ広がり、 $A = 25\text{mA}$ で SNR が約 2.2dB の差がある。

最も IM 雑音の影響を強く受ける信号 f_1 における振幅 A と SNR の関係を図 5 に示す。最適動作点は、 $P_s = -40\text{dBm}$ 、 -35dBm 、 -30dBm のときそれぞれ、 $A = 15\text{mA}$ 、 14mA 、 12mA であり、このときの SNR はそれぞれ約 11dB 、 16dB 、 20dB であることがわかる。いずれの P_s においても、最適な SNR を与える最適な振幅値 A が存在する。最適動作点より振

幅が大きくなるにつれ IM 雑音の影響は顕著になる。また、 P_s が大きいほど変化が大きく、IM 雑音の影響が強いことがわかる。振幅 $A=23\text{mA}$ を越えると $P_s=-30\text{dBm}$ と -35dBm の SNR はほぼ同一となる。また、 $P_s=-40\text{dBm}$ の特性との差も 2dB 以下であることがわかる。これは、振幅が大きくなるにつれ非線形性が強く IM 雑音の影響が大きくなり、雑音電力の中で IM 雑音の占める割合が大きくなるためである。

図 6 に、図 5 で得られた信号 f_1 における最適な振幅値 $A=12\text{mA}$, 14mA , 15mA を用いたときの SNR と平均受信電力 P_s の関係を示す。 P_s が -33dBm を越えると $A=12\text{mA}$ のときに最大の SNR を得ることがわかる。 P_s が -28dBm を越えると、 $A=12\text{mA}$, 14mA , 15mA のいずれの場合でも 20dB 以上の SNR を得ることができる。

7. 結 論

本研究では光無線 SCM 通信システムの特性を解析した。40MHz ~ 200MHz 帯にそれぞれ 20Mbps の BPSK 信号 3 波を多重し送信したときの SN 比と誤り率を導出し、さらに最適動作点と、そのときの誤り率等の諸特性を求めた。また最適動作点は、平均受信電力や周波数帯によってことなる事がわかった。

謝 辞

本研究は通信・放送機構の「簡易型インターネットアクセス網構築のための技術」の委託研究で行われた。関係各位に深謝する。

文 献

- [1] W. Huang, J. Takayanagi, T. Sakanaka, and M. Nakagawa, "Atmospheric Optical Communication System Using Subcarrier PSK Modulation," IEICE Trans. Commun., vol. E76-B, no.9, Sep. 1993.
- [2] M. T. Abuelma'atti, "Carrier to Intermodulation Performance of Multiple FM/FDM Carriers Through a GaAlAs Hetrojunction Laser Diode," IEEE Trans. Commun., vol. COM-33 no.3, pp.246-248, Mar. 1985
- [3] Gross, R. and Olshansky, R., "Multichannel coherent FSK experiments using subcarrier multiplexing techniques," J. Lightwave Technol, vol. 8, pp.406-415, Mar. 1990
- [4] Daly, J.C., "Fiber optic intermodulation distortion," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-30, no.8, pp.1954-1958, Aug. 1982.
- [5] K. Kumamoto, K. Tsukamoto and S. Komaki, "Nonlinear Distortion Suppression Scheme in Optical Direct FM Radio-on-Fiber System," IEICE Trans. Commun., Vol. E84-B, no.5, May 2001
- [6] H. Yashima, I. Sasase and S. "Mori, Block Division Carrier Slot Setting for Satellite SCPC Systems," IEEE Trans. Commun., Vol.39, pp.21-24, Jan. 1991.