

周波数領域で符号化を行う光 CDMA 通信システムにおける位相変調器の変調度の影響

岡島 一平[†] 八嶋 弘幸[†]

An Effect of Degree of Modulation in Optical Frequency-Domain Encoding CDMA Communication Systems

Ippei OKAJIMA[†] and Hiroyuki YASHIMA[†]

あらまし 各ユーザに固有の符号を割り当てて多元接続を行う光 CDMA (Code-Division Multiple Access) 通信方式のうち、周波数領域で符号化、復号を行うコヒーレント超短光パルス CDMA 通信システム (FE-CDMA) では、符号化を行う位相変調器として LCM (Liquid Crystal Modulator) を用いることができる。LCM は温度の影響によって変調度が変動することがわかっているが、これまで変調度の変化がビット誤り率 (BER) に与える影響についての議論は行われていない。本論文では、FE-CDMA 通信システムにおいて、変調度が変化した際の変調度と BER の関係を解析し、諸特性を求める。その数値結果により、変調度の変化がビット誤り率に与える影響は大きく、変調度の制御がビット誤り率を低くするために重要であることを示す。

キーワード 光通信、光 CDMA システム、光周波数領域符号分割多元接続 (FE-CDMA)、液晶変調器

1. ま え が き

光通信では光ファイバを複数のユーザで共有するために、多重通信を行うのが一般的である。多重通信方式としては、時間を分割して各ユーザに割り当てる TDM (Time-Division Multiplexing)、波長を分割する WDM (Wavelength-Division Multiplexing)、各ユーザに特有の符号を割り当てる CDM (Code-Division Multiplexing) などがある。なかでも CDM を用いた多元接続である CDMA (Code-Division Multiple Access) 通信方式は、タイムスロットや波長の割当てが不要であるため、システムの構成が容易であるという長所があり、近年注目を集めている [1] ~ [17]。

光 CDMA 通信システムの一つとして、周波数領域で符号化、復号を行うコヒーレント超短光パルス CDMA 通信 (FE-CDMA : Frequency-Domain Encoding CDMA) システムがある。FE-CDMA 通信システムでは、各ユーザは固有の位相符号をもち、多重通信を可能にしている。位相マスクに入射したコヒー

レント超短光パルスはユーザ固有の位相符号により位相シフトが行われ、強度の小さい疑似雑音信号となって光ファイバに送信される [9] ~ [17]。

FE-CDMA 通信システムでは、位相マスクとして液晶変調器 LCM (Liquid Crystal Modulator) を用いることができる [11]。しかし、LCM は温度変化などの外部要因によりその変調度が変化するという特性をもっている [18]。これまでの研究では、FE-CDMA 通信システムの位相マスクの変調度は理想的なものと仮定し、解析され、ビット誤り率 (BER) は各ユーザの符号長、同時通信ユーザ数、受信側のしきい値の関数として表されていた [9] ~ [17]。

本論文では、周波数領域で符号化、復号を行う FE-CDMA 通信システムにおいて、LCM の変調度が変化したときのシステムの諸特性を、文献 [9] の解析モデルと解析手法に基づき解析する。復号後の受信光のピーク値と BER を解析的に求め、数値結果を示す。送信側の変調度が変化すると、コヒーレント超短光パルスを符号化して得られる疑似雑音信号のピーク強度が大きくなり、受信側の変調度が変化すると所望ユーザからの送信信号を復号した際、もとの強度に復元することができず、他ユーザからの干渉による影響を大きく受け、ビット誤り率が劣化することを示す。解析と数

[†] 埼玉大学工学部、情報システム工学科、さいたま市
Dept. of Information and Computer Sciences, Saitama University, Saitama-shi, 338-8570 Japan

値結果より、変調度の変化がビット誤り率に与える影響は小さくなく、ビット誤り率を小さくするためには、変調度の制御が重要であることを示す。

2. 符号化と復号

図 1 に FE-CDMA 通信システムのシステム図を示す。各ユーザの送信器 (Transmitter) ではパルス生成器 (Ultrashort Light Pulse Generator) によって、次式のようなスペクトル特性 $A(\omega)$ をもつコヒーレント超短光パルスが生成される [9]。

$$A(\omega) = \begin{cases} \frac{\sqrt{P_0}}{W}, & \text{for } -\frac{W}{2} \leq \omega \leq \frac{W}{2} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 P_0 は超短光パルスのピーク電力、 W は超短光パルスのスペクトル帯域である。パルス波形 $a(t)$ は $A(\omega)$ を逆フーリエ変換することで得られるので、次式のように表される [9]。

$$a(t) = \sqrt{P_0} \operatorname{sinc}\left(\frac{W}{2}t\right) \quad (2)$$

ここで、 $\operatorname{sinc}(x) = \sin x/x$ である。また、超短光パルスの瞬時電力は $P(t) = |a(t)|^2$ で与えられる。したがって、コヒーレント超短光パルスの持続時間を τ_c とすると、 $\tau_c \simeq 2\pi/W$ となる [9]。

パルス生成器からの出力はデータソース (Data Source) によって情報変調される。ここで、情報変調には OOK (On-Off Keying) を用い、データが “0” のときには何も送信せず、“1” のときにはパルスを通過させ、符号器 (Encoder) に送る。符号化されたパルスは光ファイバを通して送信され、その際に他ユーザの送信信号による干渉 (Multiple Access Interference) を受ける [9]。

図 2 に FE-CDMA 通信システムにおける符号器を示す。入射した超短光パルスは回折格子 (Grating) 及びレンズ (Lens) を通過した後、LCM により帯域ごとに位相シフトが行われる [11]。本論文では、ユーザ符号として M 系列を巡回シフトさせた符号系列を用いる。符号化された超短光パルスは再びレンズ、回折格子を経て、ピーク強度の小さい疑似雑音信号となり、光ファイバを通して各受信器 (Receiver) に向けて送信される [9]。ここで、符号長 N_0 のユーザ符号 $\{\varphi_n\}$ ($1 \leq n \leq N_0$) が 0 と π [rad] の 2 値から構成され、その出現確率が等しいとき、符号器の出力である疑似雑音信号の強度が最も小さくなり、理想的に符号

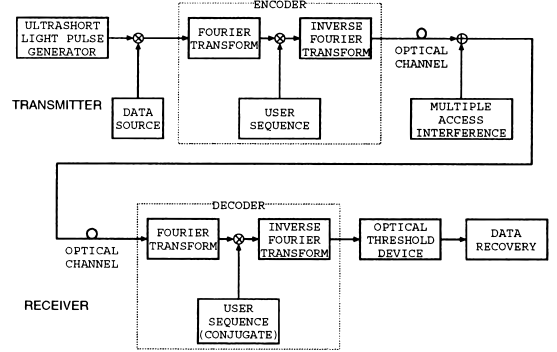


図 1 FE-CDMA 通信システムのシステム図 [9]
Fig. 1 A typical system representation of the FE-CDMA communication system.

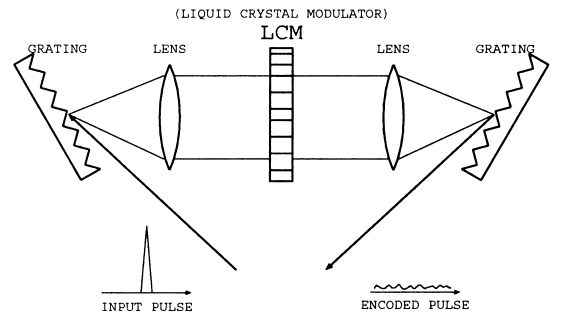


図 2 符号器の概要図 [11]
Fig. 2 A schematic illustration of the spectral encoder.

化されたといえる [9]。 M 系列は 2 値の出現確率がほぼ等しくなるので、ユーザ符号として適した符号系列といえる [19]。

図 3 (a) に式 (1) で与えられるようなコヒーレント超短光パルスのスペクトルを示す。また、(b) に 0 と π の 2 値から構成される M 系列で理想的に符号化された超短光パルスのスペクトルを示す。ここで、各チップの帯域幅は $\Omega = W/N_0$ である。

しかし、LCM は温度などの影響によってその変調度が変動することが示されている [18]。すなわち、 M 系列の要素が 0 と π ではなくることがある。図 3 (c) に、例として要素が 0 と x [rad] ($0 \leq x \leq 2\pi$) の 2 値から構成される M 系列で符号化した超短光パルスのスペクトルを示す。本論文では、 0 と x の位相シフトで符号化を行うことを $[0-x]$ 変調、 0 と y の位相シフトで復号を行うことを $[0-y]$ 復調と呼ぶ。

受信側では各復号器 (Decoder) において符号器と

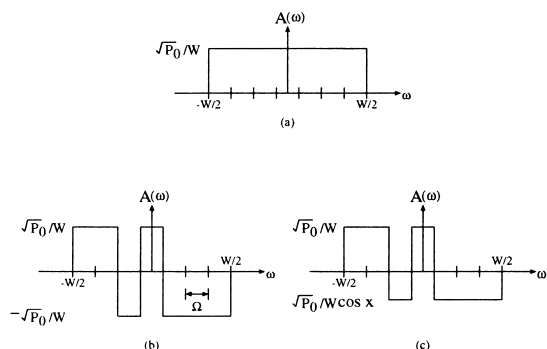


図3 (a) コヒーレント超短光パルススペクトル, (b) 変調度が理想的なときの符号化されたパルスのスペクトル, (c) 変調度が変化しときの符号化されたパルスのスペクトル

Fig. 3 (a) Spectrum for a coherent ultrashort light pulse, (b) spectrum encoded by M-sequence consisted of 0 and π , (c) spectrum encoded by M-sequence consisted of 0 and x .

同様に周波数領域で位相シフトが行われる。この際、符号器と復号器の位相マスクが複素共役である場合、すなわち所望ユーザが送信した信号を送信側と同じ変調度で復号した場合に限り、位相シフトが完全に復元されて超短光パルスが復元される。一方、他ユーザが送信した信号を復号した場合や、所望ユーザが送信した信号でも、送信側と受信側の変調度が一致しない場合には、符号器と復号器の位相マスクが複素共役とはならず、符号器で行われた位相シフトと異なる位相シフトが行われることになり、復号された信号のスペクトルは式(1)のように復元されず、復号器の出力は疑似雑音信号のままとなる。復号された超短光パルスと疑似雑音信号は光しきい値装置 (Optical Threshold Device) に入り、しきい値を超えない信号は除去される。

全ユーザ数を M とし、そのなかの h ($1 \leq h \leq M$) 番目のユーザであるユーザ h が $[0-x]$ 変調を行った超短光パルスの波形 $C_h^{(x)}(t)$ は次式のように示される。

$$C_h^{(x)}(t) = G(t) \cdot V_h^{(x)}(t) \quad (3)$$

ここで、 $G(t)$ は符号要素に依存しない持続時間 $T = \tau_c N_0 \approx 2\pi/\Omega$ の包絡信号を、 $V_h^{(x)}(t)$ は周期 T の疑似ランダム信号を示しており、それぞれ次式のように表される [9]。

$$G(t) = \text{sinc}\left(\frac{\Omega}{2}t\right) \quad (4)$$

$$V_h^{(x)}(t) = \frac{\sqrt{P_0}}{N_0} \sum_{n=-N}^N \exp\{-i(n\Omega t + \varphi_{h,n}^{(x)})\} \quad \text{for } -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (5)$$

ここで、 $\varphi_{h,n}^{(x)}$ は 0 と x で構成されるユーザ h の符号の n 番目の要素であり、 N は $N_0 = 2N + 1$ を満たす自然数である。同様に、送信側のユーザ h によって $[0-x]$ 変調、受信側のユーザ k ($1 \leq k \leq M$) によって $[0-y]$ 復調が行われた超短光パルスの波形 $C_{h,k}^{(x,y)}(t)$ は次式で表される。

$$C_{h,k}^{(x,y)}(t) = G(t) \cdot V_{h,k}^{(x,y)}(t) \quad (6)$$

ここで、 $V_{h,k}^{(x,y)}(t)$ は次式のように表される。

$$V_{h,k}^{(x,y)}(t) = \frac{\sqrt{P_0}}{N_0} \sum_{n=-N}^N \exp\{-i(n\Omega t + (\varphi_{h,n}^{(x)} - \varphi_{k,n}^{(y)}))\} \quad \text{for } -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (7)$$

ここで、 $\varphi_{k,n}^{(y)}$ は 0 と y で構成されるユーザ k の符号の n 番目の要素である。また、 $V_h^{(x)}(t)$ と同様に、 $V_{h,k}^{(x,y)}(t)$ は符号要素によって波形が変化する周期 T の疑似ランダム信号である [9]。

式(5)より、ユーザ h が $[0-x]$ 変調を行い送信した信号 $E_h(t)$ は次式のように表すことができる [9]。

$$E_h(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_j^{(h)} V_h^{(x)}(t - jT_b) \quad (8)$$

ここで、 $d_j^{(h)}$ はユーザ h の j 番目のデータで、“0”または“1”の値をとる。また、 T_b はデータ信号の送信周期である。一般的に T_b は T より大きくなる [9], [10]。ここで、 T と T_b の比を $K = T_b/T$ と定義すると、ビットレート R は次式で与えられる [9]。

$$R = \frac{1}{T_b} = \frac{1}{KN_0\tau_c} \quad (9)$$

ユーザ k が送信したデータをユーザ k が受信した信号を $E_{kk}(t)$ 、ユーザ h が送信したデータをユーザ k が受信した信号を $E_{hk}(t)$ とすると、ユーザ k の復号器からの出力 $r(t)$ は

$$r(t) = E_{kk}(t) + \sum_{h \neq k} E_{hk}(t - t'_{hk}) \quad (10)$$

となる [9] . ここで , 第 2 項は他ユーザの干渉の総和を表している . t'_{hk} は k 番目の復号器に到着するユーザ h の信号とユーザ k の信号の時間の差であり , $t'_{kk} = 0$, $t'_{hk} = jT_b$ ($j = 0, 1, 2, \dots$) と仮定する [9] . サンプルング時間を $t = 0, T_b, 2T_b, \dots, jT_b, \dots$ とすると , これらの時間における $E_{kk}(t)$ は次式のように表される .

$$E_{kk}(t) = d_j^{(k)} \frac{\sqrt{P_0}}{N_0} \sum_{n=-N}^N \exp\{-i(\varphi_{k,n}^{(x)} - \varphi_{k,n}^{(y)})\} \quad (11)$$

ここで , $\varphi_{k,n}^{(x)}$ と $\varphi_{k,n}^{(y)}$ は符号要素だけ x と y と異なり , 出現位置は一致している符号である . また , M 系列であるので , 0 と x (若しくは 0 と y) の出現回数はそれぞれおよそ $N_0/2$ とすることができる . よって , $\varphi_{k,n}^{(x)} - \varphi_{k,n}^{(y)}$ の値と出現頻度 (Frequency of Occurrence) は以下ようになる .

$$\varphi_{k,n}^{(x)} - \varphi_{k,n}^{(y)} = \begin{cases} 0 & (\text{freq.} \simeq N_0/2) \\ x - y & (\text{freq.} \simeq N_0/2) \end{cases} \quad (12)$$

よって , 式 (11) は次式のように近似することができる .

$$\begin{aligned} E_{kk}(t) &\simeq d_j^{(k)} \cdot \frac{\sqrt{P_0}}{N_0} \left(\frac{N_0}{2} e^{-i \cdot 0} + \frac{N_0}{2} e^{-i(x-y)} \right) \\ &= d_j^{(k)} \cdot \frac{\sqrt{P_0}}{2} (1 + e^{-ix} e^{iy}) \end{aligned} \quad (13)$$

また , その他の時間のときは , $d_j^{(k)}$ の値にかかわらず $E_{kk}(t) = 0$ となる . 一方 , 干渉成分である $E_{hk}(t)$ は次式のように表される .

$$E_{hk}(t) = \frac{\sqrt{P_0}}{N_0} \sum_{n=-N}^N \exp\{-i(\varphi_{h,n}^{(x)} - \varphi_{k,n}^{(y)})\} \quad (14)$$

ここで , $\varphi_{h,n}^{(x)}$ と $\varphi_{k,n}^{(y)}$ は異なる M 系列であるので , $\varphi_{h,n}^{(x)} - \varphi_{k,n}^{(y)}$ の値と出現頻度は以下ようになる .

$$\varphi_{h,n}^{(x)} - \varphi_{k,n}^{(y)} = \begin{cases} 0 & (\text{freq.} \simeq N_0/4) \\ x & (\text{freq.} \simeq N_0/4) \\ -y & (\text{freq.} \simeq N_0/4) \\ x - y & (\text{freq.} \simeq N_0/4) \end{cases} \quad (15)$$

よって , $E_{hk}(t)$ は次式のように近似できる .

$$E_{hk}(t) \simeq \frac{\sqrt{P_0}}{4} (1 + e^{-ix})(1 + e^{iy}) \quad (16)$$

所望ユーザが $[0 - x]$ 変調を行ったコヒーレント超短光パルスを $[0 - y]$ 復調した信号の強度 $I_d^{(x,y)}(t)$, 及び他ユーザが $[0 - x]$ 変調を行ったコヒーレント超短光パルスを $[0 - y]$ 復調した信号の強度 $I_u^{(x,y)}(t)$ はそれぞれ次式で表される .

$$\begin{aligned} I_d^{(x,y)}(t) &= V_{k,k}^{(x,y)}(t) V_{k,k}^{*(x,y)}(t) \\ &= \frac{P_0}{N_0^2} \sum_{n=-N}^N \sum_{m=-N}^N \exp\{-i((n-m)\Omega t \\ &\quad + (\varphi_{k,n}^{(x)} - \varphi_{k,n}^{(y)}) - (\varphi_{k,m}^{(x)} - \varphi_{k,m}^{(y)}))\} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} I_u^{(x,y)}(t) &= V_{h,k}^{(x,y)}(t) V_{h,k}^{*(x,y)}(t) \\ &= \frac{P_0}{N_0^2} \sum_{n=-N}^N \sum_{m=-N}^N \exp\{-i((n-m)\Omega t \\ &\quad + (\varphi_{h,n}^{(x)} - \varphi_{k,n}^{(y)}) - (\varphi_{h,m}^{(x)} - \varphi_{k,m}^{(y)}))\} \end{aligned} \quad (18)$$

式 (17) , (18) より , $I_d^{(x,y)}(0)$ $I_u^{(x,y)}(0)$ は以下のよう表せる .

$$\begin{aligned} I_d^{(x,y)}(0) &= E_{kk}(t) E_{kk}^*(t) \\ &\simeq \frac{P_0}{2} (1 + \cos(x - y)) \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} I_u^{(x,y)}(0) &= E_{hk}(t) E_{hk}^*(t) \\ &\simeq \frac{P_0}{4} (1 + \cos x)(1 + \cos y). \end{aligned} \quad (20)$$

図 4 (a) ~ (c) に式 (17) , (18) から得られる , 所望ユーザ及び他ユーザが $[0 - x]$ 変調を行ったコヒーレント超短光パルスを $[0 - y]$ 復調した信号の強度を示す . ここで , コヒーレント超短光パルスのピーク強度は $P_0 = 1$, ユーザ符号の符号長は $N_0 = 31$ である . (a) より , $x = y = \pi$ のとき , 理想的な符号化と復号が行われていることがわかる . しかし , (b) より一方の変調度が変化した場合は , 他ユーザからの干渉は強度が小さい疑似雑音信号のままであるが , 所望ユーザの送信信号は復号してもピーク値 P_0 を復元することができない . また , (c) より $x = y \neq \pi$ の場合には , 他ユーザからの干渉信号が弱いピーク値をもち , SNR が劣化して変調度が理想的な場合に比べてパフォーマンスが低下すると考えられる . また , 図 5 に $[0 - x]$ 変調 , $[0 - y]$ 復調が行われた所望ユーザと他ユーザが

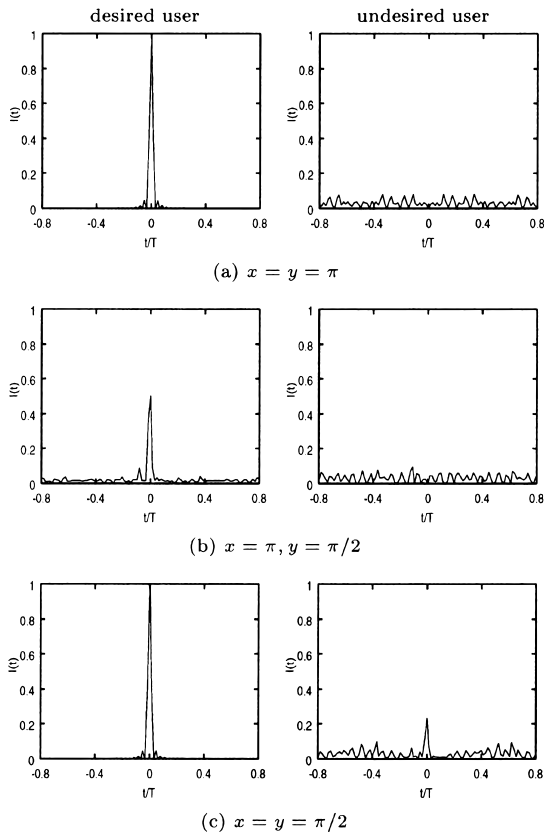


図4 $P_0 = 1$, $N_0 = 31$ において, $[0-x]$ 変調と $[0-y]$ 復調が行われた所望ユーザと他ユーザからの送信信号の強度の様子

Fig. 4 Intensity profiles of a coherent ultrashort light pulse after $[0-x]$ encoding and $[0-y]$ decoding, where $P_0 = 1$ and $N_0 = 31$. (a) $x = y = \pi$, (b) $x = \pi, y = \pi/2$, (c) $x = y = \pi/2$.

らの送信信号のピーク値を示す。理想的な変調, 復調 ($[0-\pi]$ 変調, $[0-\pi]$ 復調) が行われたとき, 所望ユーザからの信号と他ユーザからの信号のピーク値の比が最も大きく, x, y が π から変化することによって所望ユーザからの信号と他ユーザからの信号のピーク値の比は小さくなっていることから, 変調度の変化はビット誤り率に影響を与えと考えられる。

3. ビット誤り率の解析

本章では, 他ユーザからの干渉と変調度の変化を考慮に入れてビット誤り率の理論式を求める。解析にあたり, 変調度の変化によるビット誤り率の変化を明らかにするため, 変調度以外の前提条件は [9] と同時条件下で解析を行うものとする。すなわち, 各ユーザはそ

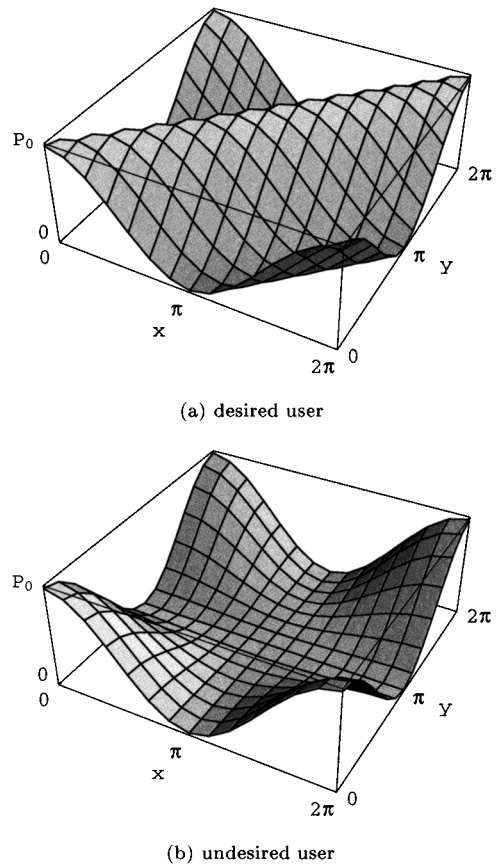


図5 $[0-x]$ 変調, $[0-y]$ 復調が行われた所望ユーザと他ユーザからの送信信号のピーク値

Fig. 5 Peak values of a coherent ultrashort light pulse after $[0-x]$ encoding and $[0-y]$ decoding. (a) Transmitted signal from desired user. (b) Transmitted signal from undesired user.

れぞれ固有のビットレートと符号をもつものと仮定し, 量子雑音や熱雑音の影響は無視する。これは, 多重度が大きくなると, 他ユーザの干渉に比べ, 量子雑音や熱雑音の影響は小さくなるからである。すなわち, ビット誤り率を劣化させる要因としては他ユーザからの干渉と変調度の変化のみを考慮するものとする。また, 超短光パルスは持続時間 τ_c , 送信周期 T_b という条件のもとで送信, 受信されるものとし, 送信データは“0”または“1”であるOOKで構成されるものとする。また, ファイバの分散の影響は補償技術により完全に補償されるものとし, 送信側の変調度が変化することは, 所望ユーザ, 他ユーザすべての変調度が同じように変化するものとする。

受信信号の判別は $I(t)$ としきい値 I_{th} を比較することで行うことができる．サンプリング時間 $t = jT_b$ における $I(t)$ の条件付き確率密度関数は次式のようになる [9]．

$$P_I(I/d_0^{(1)} = 0, l) = \frac{1}{lZ} \exp \left\{ -\frac{1}{lZ} (I + lP') \right\} \times I_0 \left(\frac{2\sqrt{lP'}}{lZ} \right) \quad (21)$$

$$P_I(I/d_0^{(1)} = 1, l) = \frac{1}{lZ} \exp \left\{ -\frac{1}{lZ} (I + lP' + P'') \right\} \times I_0 \left(\frac{2\sqrt{I(lP' + P'')}}{lZ} \right) \quad (22)$$

ここで

$$Z = \frac{P_0}{N_0} + \frac{1}{4} \left[P_0 - \frac{P_0}{N_0} \right] (1 + \cos x)(1 + \cos y) \quad (23)$$

$$P' = \frac{P_0}{4} (1 + \cos x)(1 + \cos y) \quad (24)$$

$$P'' = \frac{P_0}{2} (1 + \cos(x - y)) \quad (25)$$

である．また， $I_0(x)$ は 0 次の変形ベッセル関数であり， l ($0 \leq l \leq M-1$) はあるサンプリングの瞬間に送信を行った他ユーザの数である．したがって， l の確率密度関数は次式に示すような 2 項分布になる [9]．

$$P(l) = \binom{M-1}{l} \left(\frac{1}{2K} \right)^l \left(1 - \frac{1}{2K} \right)^{M-1-l} \quad (26)$$

OOK において，あるユーザが送信するデータの “0” と “1” の出現確率が等しいと仮定すると， l の条件付きビット誤り率 $BER(l)$ は

$$BER(l) = \frac{1}{2} [P_{01}(l) + P_{10}(l)] \quad (27)$$

となる [9]．ここで P_{01} は “0” を “1” と誤って判別する確率であり， P_{10} は “1” を “0” と誤って判別する確率である．すなわち，しきい値を I_{th} とすると

$$P_{01}(l) = \int_{I_{th}}^{\infty} P_I(I/d_0^{(1)} = 0, l) dI = Q \left(\sqrt{\frac{2lP'}{lZ}}, \sqrt{\frac{2I_{th}}{lZ}} \right) \quad (28)$$

$$P_{10}(l) = \int_0^{I_{th}} P_I(I/d_0^{(1)} = 1, l) dI = 1 - Q \left(\sqrt{\frac{2(lP' + P'')}{lZ}}, \sqrt{\frac{2I_{th}}{lZ}} \right) \quad (29)$$

となる．ここで $Q(a, b)$ は Marcum の Q 関数であり，次式のように定義される [9]．

$$Q(a, b) \equiv \int_b^{\infty} x \exp \left\{ \frac{-a^2 - x^2}{2} \right\} I_0(ax) dx \quad (30)$$

l についてのアンサンブル平均を $\langle \cdot \rangle_l$ とすると， $BER = \langle BER(l) \rangle_l$ であるから，

$$BER = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^{M-1} P(l) (P_{01}(l) + P_{10}(l)) \quad (31)$$

となる [9]．

4. 数値結果

図 6 に $N_0 = 127$ ， $M = 20$ ， $[0 - \pi]$ 変調， $[0 - x]$ 復調において $K = 10$ または $K = 100$ としたときの BER と，正規化したしきい値 I_{th}/P_0 の関係を示す．図 6 より， K が大きいほど BER 特性が優れていることがわかる．これは，式 (26) より K が大きくなると他ユーザからの干渉を受ける確率が下がるからである．また，最小 BER を与えるしきい値 I_{th}

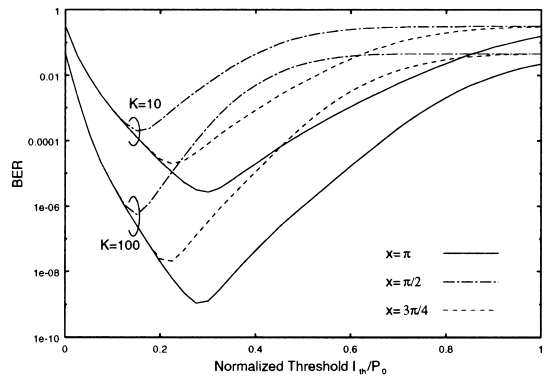


図 6 $N_0 = 127$ ， $M = 20$ ， $[0 - \pi]$ 変調， $[0 - x]$ 復調における BER と正規化したしきい値 I_{th}/P_0 の関係

Fig. 6 BER versus normalized threshold (I_{th}/P_0) for $N_0 = 127$, $M = 20$, and $[0 - \pi]$ encoding and $[0 - x]$ decoding.

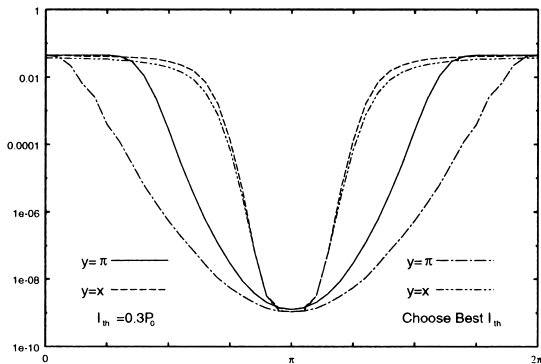


図 7 $N_0 = 127$, $K = 100$, $M = 20$, $[0-x]$ 変調, $[0-y]$ 復調における変調度 x と BER の関係

Fig. 7 BER versus the degree of modulation x for $N_0 = 127$, $K = 100$, $M = 20$, and $[0-x]$ encoding and $[0-y]$ decoding.

の値は K の値の変化にかかわらず一定であることがわかる。これは、式 (21), (22) において、確率密度関数は K に依存しないからである。 $N_0 = 127$, $M = 20$ とした場合、 $\text{BER} = 10^{-9}$ を得るためには $K = 100$ 程度に K を大きくする必要がある。よって、今後は $K = 100$ として数値計算を行うものとする。数値結果より、 $K = 100$ とすると、 $x = \pi$ のとき、 $I_{th} = 0.275P_0$ で $\text{BER} \simeq 1.10 \times 10^{-9}$ が得られる。また、 $x = 4\pi/3$ では $I_{th} = 0.225P_0$ のとき $\text{BER} \simeq 2.06 \times 10^{-8}$, $x = \pi/2$ では $I_{th} = 0.15P_0$ のとき $\text{BER} \simeq 5.48 \times 10^{-7}$ が得られる。 x の値が π から離れるに従って、BER が最小になる I_{th}/P_0 の値が小さくなり、最小 BER は劣化する。これは、 $[0-\pi]$ 変調、 $[0-x]$ 復調では所望ユーザからの送信信号を復号すると、もとのピーク値より小さいピーク値のパルスが復元され、SNR が理想的な場合に比べ劣化するためである。

図 7 に $N_0 = 127$, $K = 100$, $M = 20$, $[0-x]$ 変調、 $[0-y]$ 復調において、 $I_{th} = 0.3P_0$ と固定した場合と、BER が最小になるように I_{th} を調整した場合の変調度 x と BER の関係を示す。図 7 より、 $\text{BER} \leq 10^{-8}$ 程度におさえるためには、 $[0-x]$ 変調、 $[0-\pi]$ 復調を行った場合、 $0.8\pi \leq x \leq 1.2\pi$ (I_{th} を固定)、 $0.7\pi \leq x \leq 1.3\pi$ (I_{th} を調整) に制御する必要がある。また、 $[0-x]$ 変調、 $[0-x]$ 復調を行った場合、 I_{th} を固定する、調整するのどちらにおいてもおよそ $0.875\pi \leq x \leq 1.125\pi$ を満たす必要がある。 I_{th} を固定する、調整するにかかわらず、 $[0-x]$ 変調、 $[0-\pi]$

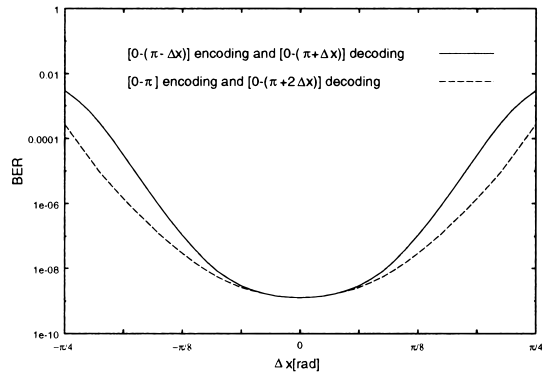


図 8 $N_0 = 127$, $K = 100$, $M = 20$, $I_{th}/P_0 = 0.3$ における、 $[0-(\pi-\Delta x)]$ 変調、 $[0-(\pi+\Delta x)]$ 復調の場合の変調度の変化 Δx と BER の関係 (実線) と $[0-\pi]$ 変調、 $[0-(\pi+2\Delta x)]$ 復調の場合の変調度の変化 Δx と BER の関係 (破線)

Fig. 8 BER versus the degree of modulation Δx for $N_0 = 127$, $K = 100$, $M = 20$, and $I_{th}/P_0 = 0.3$. $[0-(\pi-\Delta x)]$ encoding and $[0-(\pi+\Delta x)]$ decoding (solid line) and $[0-\pi]$ encoding and $[0-(\pi+2\Delta x)]$ decoding (dashed line).

復調を行った場合の BER は $[0-x]$ 変調、 $[0-x]$ 復調を行った場合の BER より優れた特性をもつ。これは、受信側の変調度が理想的な場合は、他ユーザからの干渉の影響を小さくすることができるからである。一方、 $[0-x]$ 変調、 $[0-x]$ 復調では所望ユーザからの送信信号を正しく復号できるが、同時に他ユーザからの干渉の影響をより強く受けることになる。この結果より、わずかな変調度の変化でも BER に与える影響は非常に大きいことがわかる。また、図 8 に $N_0 = 127$, $K = 100$, $M = 20$, $I_{th}/P_0 = 0.3$ における、 $[0-(\pi-\Delta x)]$ 変調、 $[0-(\pi+\Delta x)]$ 復調の場合の変調度の変化 Δx と BER の関係 (実線) と $[0-\pi]$ 変調、 $[0-(\pi+2\Delta x)]$ 復調の場合の変調度の変化 Δx と BER の関係 (破線) を示す。BER $\leq 10^{-8}$ 程度におさえるためには、 $[0-(\pi-\Delta x)]$ 変調、 $[0-(\pi+\Delta x)]$ 復調を行った場合は $-0.0875\pi \leq \Delta x \leq 0.0875\pi$ に変調度を制御しなくてはならないが、 $[0-\pi]$ 変調、 $[0-(\pi+2\Delta x)]$ 復調を行った場合には $-0.1\pi \leq \Delta x \leq 0.1\pi$ でも BER を 10^{-8} 程度におさえることができることがわかる。この結果より、符号化と復号の変調度の位相差が一定のときは、符号化のときの変調度が理想的であるほうが BER 特性が優れていることわかる。送信側と受信側の変調度が逆のときも同様の結果が得られることから、送信側あるいは受信側での位相制御を行うことが

できれば, BER を低くおさえられることがわかる.

5. む す び

本論文では, FE-CDMA 通信システムにおいて, 温度などの影響による LCM の変調度の変化に着目し, 変調度の変化が BER 特性に与える影響についての解析を行い, 理論式の導出及び数値結果を示し, その考察を行った. 変調度が変化すると, 所望ユーザからの信号のピーク値が小さくなり, 同時に他ユーザからの干渉の影響が大きくなることがわかった. 変調度の変化がわずかでも, 送信側と受信側の両方で変調度が変化すると, BER は変調度が理想の場合に比べて大きく劣化することがわかった. 一方, 送信側あるいは受信側の片方の変調度が変化した場合は, BER は劣化するが, 両方が変化した場合に比べるとその影響は小さなものであることもわかった. 多重度を上げ, 更に BER を 10^{-9} 程度の大きさにおさえるためには, 符号長を大きくするほかに変調度の制御を適切に行い, 送信側あるいは受信側のどちらかの変調度を理想に近くなるように制御する必要があることがわかった.

謝辞 LCM の温度特性などのデータを提供して下さった (株) 浜松ホトニクス的小林佑二氏に深く感謝致します. また, 本研究について有用な助言をして頂いた山梨英和大学の高原幹夫教授, 埴雅典助教授の両氏に深く感謝致します.

文 献

- [1] J.A. Salehi, "Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks - Part I: Fundamental Principles," IEEE Trans. Commun., vol.37, no.8, pp.824-833, Aug. 1989.
- [2] J.A. Salehi and C.A. Brackett, "Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks - Part II: Systems Performance Analysis," IEEE Trans. Commun., vol.37, no.8, pp.834-842, Aug. 1989.
- [3] H. Yashima, Y. Shimura, and J. Suzuki, "The Performance of Prime Code in Optical CDMA Systems," The 6th International Workshop on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, pp.148-152, Melbourne, Australia, Nov. 5-6 1998.
- [4] H.M. Kwon, "Optical Orthogonal Code-Division Multiple-Access System - Part II: Multibits/Sequence-Period OOCMA," IEEE Trans. Commun., vol.42, no.8, pp.2592-2599, Aug. 1994.
- [5] Y.L. Chang and M.E. Marhic, "Fiber-Optic Ladder Networks for Inverse Decoding Coherent CDMA," IEEE J. Lightwave Tech., vol.10, no.12, pp.1952-1962, Dec. 1992.
- [6] L. Nguyen, T. Dennis, B. Aazhang, and J.F.

- Young, "Experimental Demonstration of Bipolar Codes for Optical Spectral Amplitude CDMA Communication," IEEE J. Lightwave Tech., vol.15, no.9, pp.1647-1653, Sept. 1997.
- [7] R.M. Gagliardi, A.J. Mendez, M.R. Dale, and E. Park, "Fiber-Optic Digital Video Multiplexing Using Optical CDMA," IEEE J. Lightwave Tech., vol.11, no.1, pp.20-25, Jan. 1993.
- [8] H.M.H. Shalaby, "Performance Analysis of Optical Synchronous CDMA Communication Systems with PPM Signaling," IEEE Trans. Commun., vol.43, no.2/3/4, pp.624-634, Feb./March/April 1995.
- [9] J.A. Salehi, A.M. Weiner, and J.P. Heritage, "Coherent Ultrashort Light Pulse Code-Division Multiple Access Communication Systems," IEEE J. Lightwave Tech., vol.8, pp.478-491, March 1990.
- [10] K. Kamakura, Y. Gamachi, H. Uehara, T. Ohtsuki, and I. Sasase, "Performance Analysis of Optical Frequency-Domain Encoding CDMA Enhancement of Frequency Division Multiplexing," IEICE Trans. Commun., vol.E81-B, no.9, pp.1749-1757, Sept. 1998.
- [11] A.M. Weiner, D.E. Leaird, J.S. Patel, and J.R. Wullert II, "Programmable Shaping of Femtosecond Optical Pulses by Use of 128-Element Liquid Crystal Phase Modulator," IEEE J. Quantum Electron., vol.28, pp.908-920, April 1992.
- [12] H.P. Sardesai, C.-C. Chang, and A.M. Weiner, "A Femtosecond Code-Division Multiple-Access Communication System Test Bed," IEEE J. Lightwave Tech., vol.16, no.11, pp.1953-1964, Nov. 1998.
- [13] K. Kamakura, T. Ohtsuki, and I. Sasase, "Optical Spread Time CDMA Communication Systems with PPM Signaling," IEICE Trans. Commun., vol.E82-B, no.7, pp.1038-1047, July 1999.
- [14] C.-C. Chang, H.P. Sardesai, and A.M. Weiner, "Code-Division Multiple-Access Encoding and Decoding of Femtosecond Optical Pulses over a 2.5-km Fiber Link," IEEE Photon. Tech. Lett., vol.31, pp.171-173, 1998.
- [15] H.P. Sardesai and A.M. Weiner, "Nonlinear fibre-optic receiver for ultrashort pulse code division multiple access communications," Electron. Lett., vol.33, no.7, pp.610-611, March 1997.
- [16] D.J. Hejela and J.A. Salehi, "Limits to the Encoding and Bounds on the Performance of Coherent Ultrashort Light Pulse Code-Division Multiple-Access Systems," IEEE Trans. Commun., vol.48, no.2, pp.325-336, Feb. 1992.
- [17] M. Kavehrad and D. Zaccarin, "Optical Code-Division-Multiplexed Systems Based on Spectral Encoding of Noncoherent Sources," IEEE J. Lightwave Tech., vol.13, no.3, pp.534-545, March 1995.
- [18] Y. Kobayashi and H. Toyoda, "Development of an optical joint transform correlation system for

fingerprint recognition,” Opt. Eng., vol.38, no.7, pp.1205-1210, July 1999.

- [19] 柏木 潤, “M 系列とその応用,” センシング/認識シリーズ 8, 昭晃堂, 1996.

(平成 13 年 7 月 9 日受付, 14 年 1 月 15 日再受付)



岡島 一平 (学生員)

平 12 埼玉大・工・情報システム卒．平 14 同大学院博士前期課程了．工修．在学時，光通信方式に関する研究に従事．



八嶋 弘幸 (正員)

昭 56 慶大・工・電気卒．平 2 同大学院博士課程了．同年埼玉大助手，平 3 同助教授．この間，変復調，符号理論，光通信方式，衛星通信方式に関する研究に従事．平 6 カナダ・ビクトリア大客員研究員．工博．平 1 Society of Satellite Professionals International, Scholarship Award 受賞．情報理論とその応用学会，IEEE 各会員．