

拡張プライム系列符号と EWO 干渉除去方式を用いた 可視光 CDM 伝送実験システム

A Visible-Light CDM Experimental System with an EWO Interference Canceller Using Modified Prime Sequence Codes

河本 椋, 中村 信也, 松嶋 智子, 宮崎 真一郎, 大村 光徳, 山崎 彰一郎

Ryo Kawamoto, Shinya Nakamura, Tomoko K. Matsushima,
Shinichiro Miyazaki, Kotoku Omura and Shoichiro Yamasaki

Visible-light communication systems are suitable to realize secure indoor networks. In this paper, a visible-light CDM experimental system developed by the authors with an FPGA and white LEDs is reported. The developed system adopts EWO signaling scheme as an MUI canceller. The signature codes can be selected from MPSCs and inverted MPSCs with a code length of 16. It has five channels on each of which 31.25kHz MIDI data spread with a code sequence is transmitted. The experimental system has five LEDs to transmit coded sequences with a chip rate of 500kcps. Multiplexed optical signal sequence is received by the receiver and decoded by each of five EWO decoders. It has been shown that the average light intensity of the system employing an inverted MPSC with a length of q^2 is, theoretically, $q - 1$ times as high as that of the system employing a non-inverted MPSC with the same length. It is shown that experimental results about light intensity obtained with the developed system agree well with the theoretical results.

Keywords: Optical CDM, MPSC, MUI Canceller, FPGA, Experimental System

1. はじめに

近年、発光ダイオード (Light Emitting Diode: LED) の発光効率の急速な向上により、屋内の照明機器や屋外の交通信号機等の光源として可視光 LED が広く利用されるようになった^[1]。LED は、蛍光灯等の従来の光源に比べて高速な変調が可能であるため、照明や信号機にデータ通信機能を付加する可視光通信が注目されている。可視光通信は、医療機器等の電子機器に影響を与える周波数の電磁波をほとんど発生しないため、電波による無線通信機器の使用が適切でない場所においても利用することができる。また、光の届く範囲、すなわち通信可能領域を限定しやすく、漏えいの少ない安全な通信を実現しやすいという利点がある。

本研究では、照明機器に多チャンネル通信機能を付加することを目的として、白色 LED を用いた光符号分割多重 (Code Division Multiplexing: CDM) 伝送実験システムを構築する。本研究で開発する光 CDM 伝送実験システムでは、5 チャンネルの MIDI (Musical Instrument Digital Interface) 信号を拡張プライム系列符号 (Modified Prime Sequence Code: MPSC) ^[2-4]で拡散符号化し、5 個の白色 LED を用いて多重伝送する。MPSC は直交符号ではないが、適切な干渉除去方式を用いることで多重ユーザ干渉 (Multi-User Interference: MUI) を完全に除去することが

報告されている^[5]。開発する実験システムでは、干渉除去方式として等重み直交 (Equal-Weight Orthogonal: EWO) 方式^[6,7]を採用する。符号化器、復号器等のデジタル処理部は、VHDL (VHSIC Hardware Description Language) で記述し、FPGA (Field-Programmable Gate Array) で実現する。また、照明としての明るさを向上させるため、MPSC の各チップの 1 と 0 を入れ替えた反転 MPSC^[8,9]も拡散符号として利用できるようにする。

これまでも白色 LED を用いた CDM 伝送実験システムが開発されているが、そのシステムでは各チャンネルのデータを拡散符号化後に論理和 (logical disjunction, OR) 回路で二値化して一つの LED で伝送するものであった^[10]。多重化信号を二値化すると干渉信号に関する情報が欠落し、復号時に MUI を正しく除去することができず、伝送品質が劣化する。今回開発したシステムはチャンネル数と同じ数の LED を持ち、拡散符号化された各チャンネルの信号をそれぞれの LED で伝送するものである。各 LED から出力される信号は、空間で多重化され、多値信号として復号器に入力されるため、MUI を完全に除去することができる。また、既存の実験システムに比べて、装置全体を小型化し、調整が容易で動作が安定するように実装を行った。本稿では、この実験システムの構成を説明するとともに、実験システムを用いた伝送実験の結果と理論解析の結果を比較し考察する。

2. 可視光多チャネル通信技術

2.1 可視光通信技術

現在, 照明機器で使われている可視光 LED のデータ変調速度は数 M から数十 Mbps が達成されており, 今後さらに高速になることが予想されている. また, 受光デバイスの pin フォトダイオード (Photodiode: PD) やアバランシェフォトダイオード (Avalanche photodiode: APD) は, ギガヘルツ程度までの光強度変調信号を検出することができる. 受光デバイスとしてスマートフォン等に搭載されているイメージセンサを用いた場合でも, 受光データの読み出し方式によっては, 最大で数 Mbps の光信号を受信できることが報告されている^[1].

可視光通信の変調方式には, OOK (On-Off Keying), PAM (Pulse Amplitude Modulation), PPM (Pulse Position Modulation), PWM (Pulse Width Modulation) 等がある. 複数のチャネルを同時に伝送する方式としては, CDM の他に, 時間分割多重 (Time Division Multiplexing: TDM), 波長分割多重 (Wavelength Division Multiplexing: WDM) 等の多重化方式がある. 通常, LED 照明では複数の LED 光源を同時に発光させるため, それぞれの LED に異なる拡散系列を割り当て空間光で多重化する CDM は, 比較的容易に実現することが可能である. また, WDM の一種であるが, 可視光通信の場合には色多重 (Color Division Multiplexing) と呼ばれる方式があり, 通常, 受信機側に複数の色フィルタが必要になる. 一般に, 符号で拡散と分離を行う CDM は, 色多重方式に比べてチャネル数を増やすことが容易で, 受信機に色フィルタが不要であるという利点がある.

2.2 MPSC を用いた同期光 CDM システム

同期 CDM により多重化を行う場合には, 拡散符号として直交符号を用いることで, MUI をキャンセルすることができる. しかし, 強度変調を行う光通信の場合, 拡散符号に単極性の符号を用いる必要があり, 直交符号では符号語数と符号重みをともに大きくすることができないという問題がある. そこで, 直交符号ではないがグループ単位で特殊な相関特性を持つ拡散符号を干渉キャンセラと組み合わせて用いることで MUI を除去する方式が提案されている^[5]. ここでは, 拡散符号として MPSC を用い, 干渉キャンセラとして EWO 方式を用いる CDM システムを考える.

MPSC は二元符号であるが, MPS (Modified Prime Sequence) と呼ばれるガロア体 $GF(q)$ の符号から変換されて作られる^[2-4]. $GF(q)$ は素体でも拡大体でもよく, $q = p^m$ (p は素数, m は正整数) である. MPS の第 i グループの第 j 符号語 $c^*_{i,j}$ は, 以下の式で生成される^[4].

$$c^*_{i,j} = x_i(0,1,\alpha,\dots,\alpha^{q-2}) + y_j(1,1,1,\dots,1). \quad (1)$$

ここで, α は $GF(q)$ の原始元, $i, j = 0, 1, \dots, q-1$ である.

表 1 符号長 16 の MPSC と反転 MPSC

$c_{i,j}$	MPSC		Inverted MPSC	
$c_{0,0}$	$w_{0,0}$	1000 1000 1000 1000	$\overline{w_{0,0}}$	0111 0111 0111 0111
$c_{0,1}$	$w_{0,1}$	0100 0100 0100 0100	$\overline{w_{0,1}}$	1011 1011 1011 1011
$c_{0,2}$	$w_{1,0}$	0010 0010 0010 0010	$\overline{w_{1,0}}$	1101 1101 1101 1101
$c_{0,3}$	$w_{1,1}$	0001 0001 0001 0001	$\overline{w_{1,1}}$	1110 1110 1110 1110
$c_{1,0}$	$w_{2,0}$	1000 0100 0010 0001	$\overline{w_{2,0}}$	0111 1011 1101 1110
$c_{1,1}$	$w_{2,1}$	0100 1000 0001 0010	$\overline{w_{2,1}}$	1011 0111 1110 1101
$c_{1,2}$	$w_{3,0}$	0010 0001 1000 0100	$\overline{w_{3,0}}$	1101 1110 0111 1011
$c_{1,3}$	$w_{3,1}$	0001 0010 0100 1000	$\overline{w_{3,1}}$	1110 1101 1011 0111
$c_{2,0}$	$w_{4,0}$	1000 0010 0001 0100	$\overline{w_{4,0}}$	0111 1101 1110 1011
$c_{2,1}$	$w_{4,1}$	0100 0001 0010 1000	$\overline{w_{4,1}}$	1011 1110 1101 0111
$c_{2,2}$	$w_{5,0}$	0010 1000 0100 0001	$\overline{w_{5,0}}$	1101 0111 1011 1110
$c_{2,3}$	$w_{5,1}$	0001 0100 1000 0010	$\overline{w_{5,1}}$	1110 1011 0111 1101
$c_{3,0}$	$w_{6,0}$	1000 0001 0100 0010	$\overline{w_{6,0}}$	0111 1110 1011 1101
$c_{3,1}$	$w_{6,1}$	0100 0010 1000 0001	$\overline{w_{6,1}}$	1011 1101 0111 1110
$c_{3,2}$	$w_{7,0}$	0010 0100 0001 1000	$\overline{w_{7,0}}$	1101 1011 1110 0111
$c_{3,3}$	$w_{7,1}$	0001 1000 0010 0100	$\overline{w_{7,1}}$	1110 0111 1101 1011

また, 集合 $\{x_0, x_1, \dots, x_{q-1}\}$ および $\{y_0, y_1, \dots, y_{q-1}\}$ は, $GF(q)$ の集合に等しい. 符号語 $c^*_{i,j}$ は $GF(q)$ の元から構成される長さ q のベクトルである. MPS の符号語を構成する $GF(q)$ の元のそれぞれを重み 1, 長さ q の相異なる二元系列に置き換えたものが MPSC の符号語 $c_{i,j}$ である. この結果, 符号語 $c_{i,j}$ は長さ q^2 , 重み q の二元系列となる. 例えば, $q = 4, x_2 = \alpha, y_0 = 0$ とすると, MPS の符号語 $c^*_{2,0}$ は $(0, \alpha, \alpha^2, 1)$ となる. ここで, $GF(4)$ の元 $0, 1, \alpha, \alpha^2$ のそれぞれを 1000, 0100, 0010, 0001 で置き換えると, MPSC の符号語 $c_{2,0}$ は $(1000 0010 0001 0100)$ となる^[4].

本稿では, 素体から構成される MPSC^[2,3] と, 拡大体から構成される一般化 MPSC^[4] の両方を合わせて MPSC と呼ぶ. $q = 4$ の MPS から生成される符号長 16, 符号語数 16 の MPSC を表 1 に示す.

MPSC の自己相関は q であり, 二つの符号語 $c_{i_1, j_1}, c_{i_2, j_2}$ の相互相関は以下の式で与えられる.

$$\Gamma(c_{i_1, j_1}, c_{i_2, j_2}) = \begin{cases} 0, & \text{if } i_1 = i_2 \text{ and } j_1 \neq j_2, \\ 1, & \text{if } i_1 \neq i_2. \end{cases} \quad (2)$$

ここで, 関数 $\Gamma(\mathbf{a}, \mathbf{b})$ は, 二つのベクトル \mathbf{a} と \mathbf{b} の相互相関, すなわち内積である. 式(2)から, それぞれの符号語は, 同じグループ内の別の符号語からの干渉は受けず,

(注1) 正の実数 x に対して, $[x]$ は x 以下の最大の整数を表す.

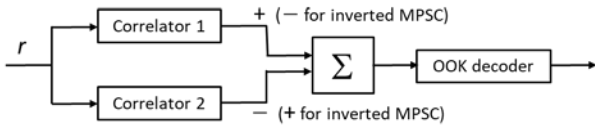


図1 EWO復号器の構成

異なるグループの符号語からのみ干渉を等しく受けることが示される。

EWO方式では、各チャンネルに二つまたはそれ以上の直交する符号語を割り当て、それぞれを送信情報の拡散符号語に対応させる^[6,7]。なお、EWO方式は、符号シフトキーイング (Code Shift Keying: CSK) において同じ重みの直交する複数の符号語を一つのチャンネルに割り当てる方式であり、CSKの一種である。送信情報が2値の場合、表1のように第kチャンネルには二つの符号語 $w_{k,0}, w_{k,1}$ ($k = 0, 1, \dots, N_{\max} - 1$) が割り当てられるが、それらはMPSCの同じグループから選ばなければならない。ここで、 N_{\max} は送信情報が2値の場合の多重化可能な最大チャンネル数を表し、次式で与えられる^(注1)。

$$N_{\max} = \lfloor q \lfloor q/2 \rfloor \rfloor \tag{3}$$

一般に、送信情報がL値の場合、第kチャンネルにはMPSCの同じグループに属するL個の符号語が割り当てられる。この場合、多重化可能な最大チャンネル数は $\lfloor q \lfloor q/L \rfloor \rfloor$ となる。これ以降は、送信情報は常に2値であるものとする。

各受信チャンネルの復号器は、図1のように二つの相関器を持つ。一方の相関器 (Correlator 1) では、情報1に割り当てられた符号語 $w_{k,1}$ と受信信号 r との相関 Γ_1 を計算する。もう一方の相関器 (Correlator 2) では、情報0に割り当てられた符号語 $w_{k,0}$ と受信信号 r との相関 Γ_2 を計算する。

$$\Gamma_1 = \Gamma(r, w_{k,1}), \tag{4}$$

$$\Gamma_2 = \Gamma(r, w_{k,0}). \tag{5}$$

所望チャンネルの送信情報を $I (I \in \{0,1\})$ 、他のグループで情報を送信するチャンネル数を N_{MUI} とすると、雑音が無視できる理想的なリンクでは、 $\Gamma_1 = qI + N_{\text{MUI}}$ 、 $\Gamma_2 = q(1-I) + N_{\text{MUI}}$ となる。差 $\Gamma_1 - \Gamma_2$ は干渉チャンネルの有無にかかわらず $(2I - 1)q$ となり、情報1送信時には必ず $+q$ 、情報0送信時には必ず $-q$ となる。差 $\Gamma_1 - \Gamma_2$ はOOKデコーダに入力され、それがしきい値0以上の場合は復号情報1を、それ以外の場合は復号情報0を出力する。

いま、全LED数と全チャンネル数は等しく $N_0 (N_0 \leq N_{\max})$ とし、そのうち情報を送信しているアクティブなチャンネル数を $N (0 \leq N \leq N_0)$ とする。 $N < N_0$ の場合には、アクティブでないチャンネルは全ゼロ系列を送信するものとする。図2は、 $N_0 = N = 5$ で、 $q = 4$ のMPSCとEWO方式による光信号の多重化の例を示す。この例では、1ビ

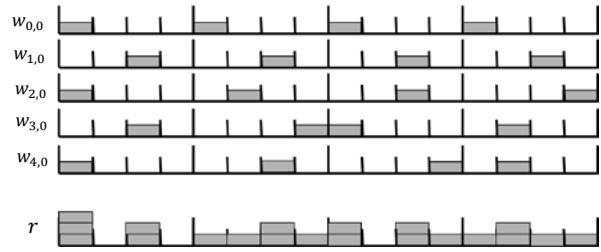


図2 MPSCによる光信号の多重化 (理論値)

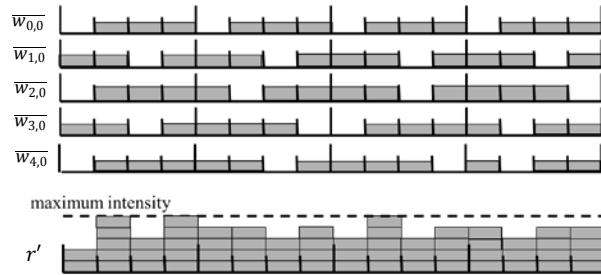


図3 反転MPSCによる光信号の多重化 (理論値)

ットの情報は16チップに拡散符号化される。図2の例では、第0チャンネルから第4チャンネルのすべてが情報0を送信していると仮定するため、第kチャンネルの光信号は符号語 $w_{k,0}$ に対応した信号となる。また、第kチャンネルの伝送情報を $I_k \in \{0,1\}$ とすると、受信機で受信される多重化信号 r の理論値は $\sum_{k=0}^{q-1} w_{k,I_k}$ である。図2の例では $r = \sum_{k=0}^4 w_{k,0} = w_{0,0} + w_{1,0} + w_{2,0} + w_{3,0} + w_{4,0}$ となる。ここで、図2の例を用いて復号手順を説明する。なお、伝送路には雑音が無視できる理想的なリンクを仮定する。多重化信号 $r = (3020\ 1121\ 2021\ 1211)$ は、各チャンネルのEWO復号器に入力される。いま、第0チャンネルの復号器では、Correlator 1で $\Gamma_1 = \Gamma(r, w_{0,1}) = 3$ が計算され、Correlator 2で $\Gamma_2 = \Gamma(r, w_{0,0}) = 7$ が計算される。差 $\Gamma_1 - \Gamma_2$ は -4 となり、しきい値0未満であるため、情報0が復号される。

なお、1チップの伝送に要する時間をチップ周期 T_c (sec) とすると、1秒間に伝送されるチップ数を表すチップ速度は $1/T_c$ cps (chips per second) となる。ここで、チップとは、拡散符号の符号語の各元 (0 または 1) に対応する信号、すなわち拡散系列における信号の変化の最小単位である。拡散符号の符号長を n とすると、一符号語の伝送に要する時間は nT_c (sec) であり、これを1フレームと呼ぶ。

2.3 反転MPSCを用いた同期光CDMシステム

MPSCは、符号語中の1 (マーク) の数が少ない単極性の符号であるため、図2の例に示されるように、多重化された光信号は平均光強度が低い。これを照明光通信に用いた場合、照明としての明るさが不十分であるという欠点がある。そこで、MPSCの各符号語の1 (マーク) と0 (スペース) を反転させた系列を用いて拡散を行う方式

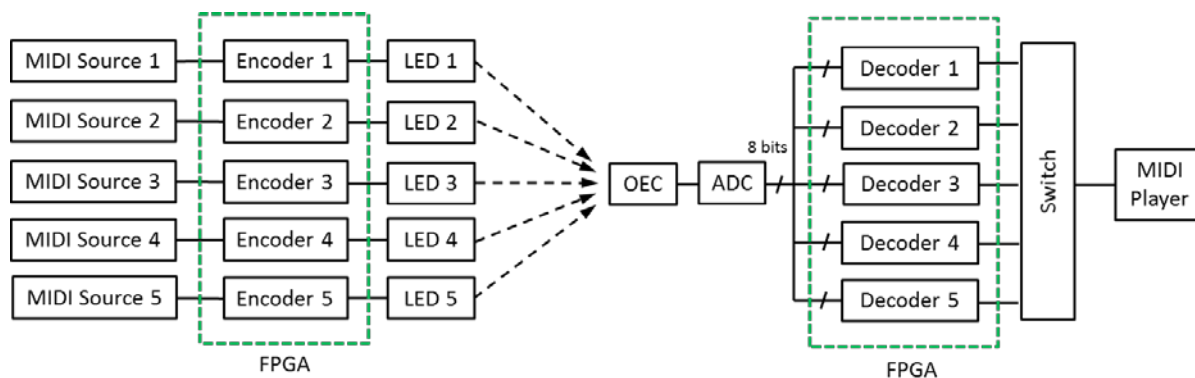


図4 開発した実験システムのブロック図



図5 開発した実験システム

が提案されている^[8,9]. 反転系列を用いた場合であっても, 受信機における復号器の構成は反転しない場合とほぼ同じであり, 異なる点は二つの相関器出力の差を計算する際の符号が逆になることである.

EWO 方式に反転 MPSC を用いる場合には, 拡散符号として各チャンネルに割り当てる符号語を表 1 の Inverted MPSC のように反転させる. アクティブなチャンネルの符号器では, 送信情報により符号語 $\overline{w_{k,0}}$ または $\overline{w_{k,1}}$ が出力される. ただし, アクティブでないチャンネルでは, 全 1 系列が出力される.

図 1 は反転しない MPSC の EWO 復号器を示しているが, 加算器入力の符号を反転すれば, 反転 MPSC の各チャンネルの EWO 復号器となる. 反転 MPSC の EWO 復号器は二つの相関器を持つ. 一方の相関器 (Correlator 1) では, 情報 1 に割り当てられた符号語 $w_{k,1}$ と多重化された受信信号 r' との相関 Γ'_1 が計算される. もう一方の相関器 (Correlator 2) では, 情報 0 に割り当てられた符号語 $w_{k,0}$ と r' との相関 Γ'_2 が次式のように計算される.

$$\Gamma'_1 = \Gamma(r', w_{k,1}), \tag{6}$$

$$\Gamma'_2 = \Gamma(r', w_{k,0}). \tag{7}$$

このとき, Γ'_1, Γ'_2 は, それぞれ, N_0 個の全 LED が点灯している時の受信信号 q チップ分の和, すなわち qN_0

から非反転の EWO 方式の相関値 Γ_1, Γ_2 を引いた値である. これらの相関の差 $\Gamma'_2 - \Gamma'_1$ は, $\Gamma_1 - \Gamma_2$ に等しい. 非反転の場合と同様に, 理想的なリンクでは, 差 $\Gamma'_2 - \Gamma'_1$ は必ず $+q$ か $-q$ のどちらかになる. $\Gamma'_2 - \Gamma'_1$ は OOK デコーダに入力され, それがいずれも 0 以上の場合は復号情報 1, それ以外の場合は復号情報 0 を出力する. 反転 EWO 方式の符号長 n , 最大チャンネル数 N_{\max} は, 反転しない場合と同様に $n = q^2, N_{\max} = q[q/2]$ である. また, 各符号語の重みは $q(q-1)$ となる.

図 3 に, 符号長 16 の反転 MPSC を用いた場合の光信号の多重化の例を示す. ただし, 全 LED 数を $N_0 = 5$, アクティブなチャンネル数を $N = 5$ とし, 図 2 の例と同様に, すべてのチャンネルの送信情報は 0 を送信しているものと仮定する. 多重化信号 r' の理論値は $\sum_{k=0}^{q-1} \overline{w_{k,l_k}}$ であるが, この例では $r' = \sum_{k=0}^4 \overline{w_{k,0}} = \overline{w_{0,0}} + \overline{w_{1,0}} + \overline{w_{2,0}} + \overline{w_{3,0}} + \overline{w_{4,0}}$ である. ここで, 図 3 の例を用いて復号手順を説明する. なお, 伝送路には雑音が無視できる理想的なリンクを仮定する. 多重化信号 $r' = (2535\ 4434\ 3534\ 4344)$ は, 各チャンネルの EWO 復号器に入力される. いま, 第 0 チャンネルの復号器では, Correlator 1 で $\Gamma'_1 = \Gamma(r', w_{0,1}) = 17$ が計算され, Correlator 2 で $\Gamma'_2 = \Gamma(r', w_{0,0}) = 13$ が計算される. 差 $\Gamma'_2 - \Gamma'_1$ は -4 となり, しきい値 0 未満であるため, 情報 0 が復号される.

図3の多重化信号 r' は、5個すべてのLEDが発光している状態 (maximum intensity) から、図2の多重化信号 r を差し引いた信号であることが分かる。一般に、反転MPSCの多重化信号 r' の理論値は、 N_0 個のLEDがすべて発光している状態から、MPSCの多重化信号 r を差し引いた信号である。アクティブなチャンネル数 N が N_0 と等しいとき、反転方式の平均光強度が最も小さくなるが、その場合であっても反転方式の平均光強度は非反転の場合の3倍となる。一般には、反転方式の平均光強度は非反転の場合の $q-1$ 倍以上となる。

3. 光 CDM 伝送実験システム

3.1 実験システムの概要

照明機器に多チャンネルのデータ通信機能を付加するため、本研究では複数の白色LEDを用いた光CDM伝送実験システムを構築する。各チャンネルのデータはMPSCまたは反転MPSCを拡散符号としてEWO方式により拡散符号化され、各チャンネルに割り当てられたLEDを同時に強度変調して伝送する。受信側では、空間光で多重化された受信光信号と、それぞれのチャンネルに割り当てられた拡散系列との相関を求めることで、各チャンネルのデータを復号する。前章に記したように、同期光CDMにおいて拡散符号にMPSC^[2,3]やそれを一般化した符号^[4]を用いた場合、MUIを完全に除去することができる。これまでにMPSCを用いたMUI除去方式が幾つか提案されているが、EWO方式が最も耐誤り性能が高いことが報告されている^[5]。

著者らのグループでは、2007年にシグネチャ符号としてMPSCを用い、MUI除去方式としてEWO方式を用いた多重化伝送実験システムを開発した^[10]。このシステムは、送信側の白色LEDから受信側の光/電気変換器 (Optical-to-Electronic Signal Converter: O/E変換器またはOEC) までを光無線伝送するものの、その間の距離が数cm程度しか離れていなかった。また、4チャンネルのデータを拡散符号化し、OR回路で多重化した後に一つの白色LEDで伝送するものであった。しかし、符号化された複数の系列をOR回路で多重化してから変調すると、多重化信号が二値化されるため受信側で光ハードリミッタ (Optical Hard Limiter: OHL) を適用した場合と同じことになり、MUIを正しく除去することができない^[10]。そこで、今回開発する実験システムでは、多重化チャンネル数と同じ数の白色LEDを用意し、拡散符号化された各チャンネルの信号でそれぞれのLEDを強度変調する構成とした。それぞれの白色LEDから出力される各チャンネルの光信号が空間で無線伝送され多重化される。このようにすることで、受信側のO/E変換器から出力される多重化信号は、図2の r や図3の r' のような多値信号となる。受信された多値信号をそのまま復号に用いることにより、EWO復号器で正しくMUIを除去し、各チャンネルの信号を復号することができる。また、照明光通信への応用を検討するため、LEDとO/E変換器の間の無線伝送距離が

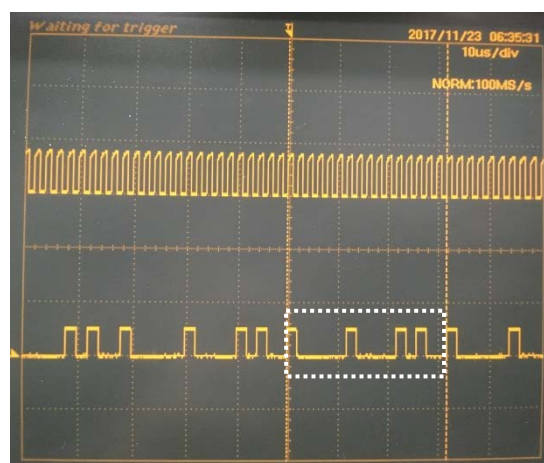


図6 白色LEDへの入力信号 (MPSC)

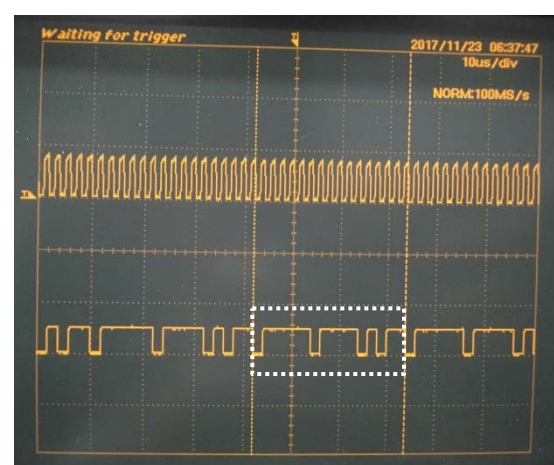


図7 白色LEDへの入力信号 (反転MPSC)

数十cmとなるように、LED、O/E変換器等の部品を選択し、回路設計を行った。

なお、光源にLEDを用い受光部にPDやAPDを用いるシステムでは受光部のトラッキング機能の実現が課題の一つであるが、本実験では通信中に光源と受光部が移動しないことを仮定し、光源に向けて受光部を適切に設置し固定したうえで伝送実験を行った。また、送信側のLEDは、O/E変換器の出力がほぼ一定となるように事前にそれぞれの電源電圧を調整した。さらに、受信側でのフレーム同期は理想的であることを仮定し、カンニング同期 (送信機から一定時間遅延したフレーム同期信号を受信機に渡す方式) を採用した。

3.2 実験システムの構成

本研究で開発する光CDM伝送実験システムでは、図4のブロック図に示されるように、5チャンネルの伝送データが符号長16のMPSCの異なる符号語で拡散符号化され、5個の白色LEDのそれぞれを変調する。各チャンネルでは、それぞれ異なる曲の演奏情報をMIDI規格で伝送する。MIDIとは電子楽器およびコントローラの間で演奏情報を伝達する規格、すなわち楽器用デジタルインターフェースのことで、転送速度31.25kHz (±1%) の非同

表 2 主要部品の仕様

部品	型番, 仕様	
FPGA ボード	型番	ALTERA Cyclone III 3C120
	搭載 FPGA	780-pin EP3C120
放熱基板付 1W 白色 LED	型番	OptoSupply OSW4XME1C1S-100
	半値角	120 度
	全光束	100 ルーメン
	順電圧 (V _F)	3.3V (Typ.)
	順電流 (I _F)	350mA
O/E 変換器	型番	株式会社ニューオプト OPM-150
	光入力範囲	-10~-69dBm (6 点切り替え)
	出力応答速度	最高周波数 10MHz (選択レンジ-10dBm 時)
	受光素子	Si-pin フォトダイオード
	入力波長範囲	400~1000nm
A/D 変換器	型番	ANALOG DEVICES AD775JN
	分解能	8bits
	サンプリングレート	20Msps

期シリアル転送を行う。各データは 8 ビットで構成されていて、各データにスタートビット 0 とストップビット 1 の 2 ビットを付加し、計 10 ビットを 1 つの MIDI データとして転送する。

符号化器では、各チャネルの 31.25kbps の MIDI 信号を、符号長 16 の MPSC または反転 MPSC で拡散符号化する。符号化後の各チャネルのチップレートは 500kcps となり、この信号に基づいて各 LED が変調される。5 個の LED から出力される光信号は空間で多重化される。受信側では、PD を内蔵する O/E 変換器で多重化光信号が受信され、電気信号に変換される。次に、A/D 変換器 (Analog-to-Digital Converter: A/D 変換器または ADC) で 8 ビットのデジタル信号に変換された後、復号器に入力される。ここで、各チャネルの符号化器と復号器等のデジタル処理部は VHDL で記述され、FPGA で実現される。

図 5 に開発した実験システムの写真を示す。このシステムでは、装置の小型化と動作の安定化を目的として、主要な回路と直流電源等を一つのケース内に収容した。また、ケーブル等のインターフェース、調整つまみやインジケータを前面パネルに配置することで、実験時の調整を容易にした。実験システムに用いた主要部品の仕様を表 2 に示す。

3.3 測定波形

ここでは、光 CDM 伝送における幾つかの信号波形について、理論的に得られる波形と実際に実験装置で測定

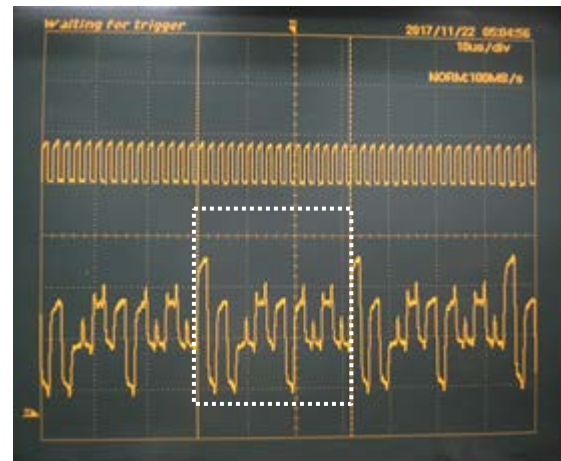


図 8 O/E 変換器の出力信号 (MPSC)

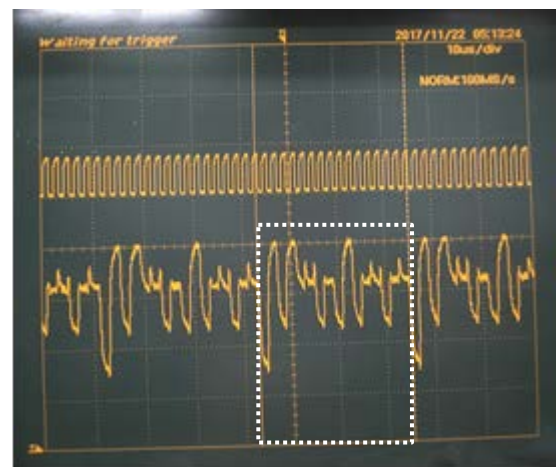


図 9 O/E 変換器の出力信号 (反転 MPSC)

された波形を比較する。比較した信号は、送信側の第 4 チャネルの白色 LED への入力信号と、受信側の O/E 変換器の出力信号である。O/E 変換器の出力信号は、5 つの白色 LED から送出され空間で多重化された光信号を電気信号に変換したもので、多値のアナログ信号である。拡散符号として MPSC を用いた場合と反転 MPSC を用いた場合の両方について、LED 入力信号と O/E 変換器出力信号を比較する。

図 2,3 は、前述したように 5 チャネルすべてがデータ 0 を伝送している場合に、5 つの白色 LED から出力される光信号と、それらを多重化した受信信号の理論波形である。図 2 はシグネチャ符号が MPSC の場合で、例えば第 4 チャネルの LED の出力信号は、表 1 の符号語 $w_{4,0} = (1000\ 0010\ 0001\ 0100)$ に対応する。また、第 k チャネルの伝送情報を $I_k \in \{0, 1\}$ とすると、O/E 変換器出力は多重化信号 $r = \sum_{k=0}^4 w_{k,I_k}$ に対応し、図 2 の例では $r = (3020\ 1121\ 2021\ 1211)$ となる。一方、図 3 はシグネチャ符号が反転 MPSC の場合で、第 4 チャネルの LED の出力波形は符号語 $\overline{w}_{4,0} = (0111\ 1101\ 1110\ 1011)$ に対応する。多重化信号 r' は $\sum_{k=0}^4 \overline{w}_{k,I_k}$ であり、図 3 の例では $r' = (2535\ 4434\ 3534\ 4344)$ である。

図 6, 7, 8, 9 は実験システムにおいて実際に観測された

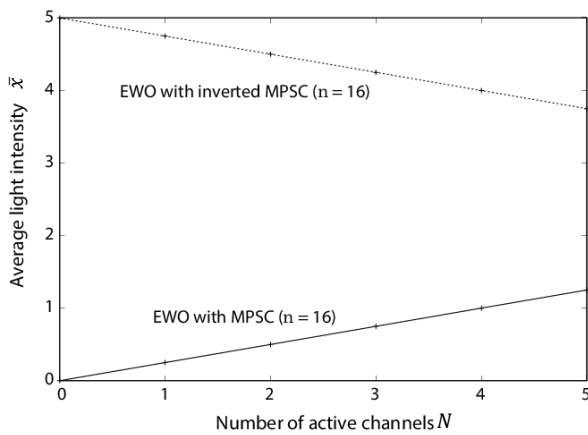
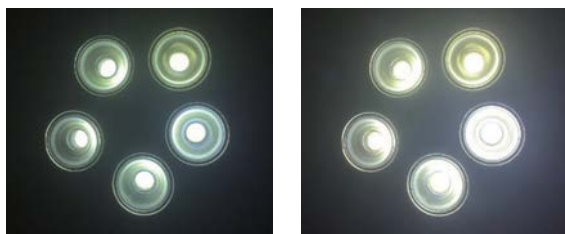


図 10 解析式による平均光強度の比較

表 3 明るさに関する実験結果.

測定条件	理論値	実験結果	
	平均光強度比	照度 (Lux)	OEC 出力電圧 (V)
LED 1 個点灯 (平均)	1	589	0.09
MPSC の多重化信号	1.25	802	0.11
反転 MPSC の多重化信号	3.75	2,252	0.28
全 LED 消灯	0	60	0.02



(a) MPSC の場合 (b) 反転 MPSC の場合

図 11 データ伝送時の白色 LED の発光状態

波形を示す。これらの図のそれぞれにおいて示される二つの波形のうち、上側の波形は 500kHz のクロック信号である。図 6,7 の下側の波形は第 4 チャンネルの白色 LED への入力波形であり、図 8,9 の下側の波形は O/E 変換器の出力波形である。ただし、図 6, 8 はシグネチャ符号を MPSC とした場合であり、図 7,9 は反転 MPSC とした場合である。図 6 において点線で囲まれた部分には、拡散された 1 ビット (16 チップ) の符号語 $w_{4,0}$ が現れている。図 2 の理論値と同じ波形が白色 LED に周期的に入力されていることが確認される。また、図 8 の観測波形は、理論値である図 2 の多重化信号 r と等しく、(3020 1121 2021 1211) の信号系列が周期的に出力されていることが確認される。一方、図 7 においても点線で

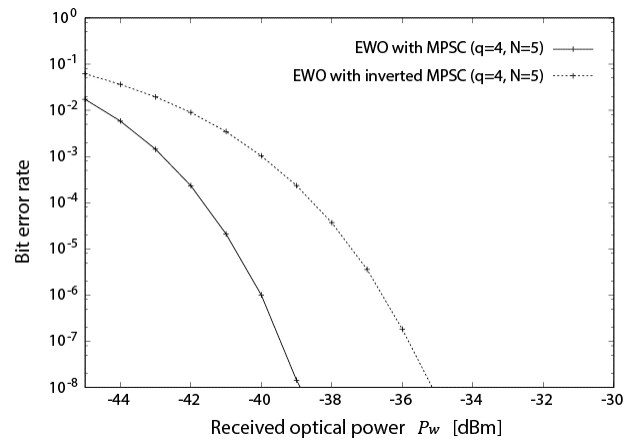


図 12 計算機シミュレーションによる復号ビット誤り率の比較

囲まれた部分に符号語 $w_{4,0}$ が現れている。図 9 の観測波形は理論値である図 3 の多重化信号 r' と等しく、(2535 4434 3534 4344) が出力されている。これらの観測から、図 2, 3 の理論値通りに送信データが光信号に拡散符号化され、空間で多重化されていることが確認された。

4. 実験結果と考察

4.1 明るさ

ここでは解析式により多重化信号の平均光強度を求め、その結果と実験結果を比較する。解析式では、各チャンネルの 1 (マーク) のチップの受信機での光強度をすべて等しく 1 とし、0 (スペース) のチップの受信機での光強度をすべて 0 と仮定する。多重化光信号は、その光強度が時間とともに変動するが、その時間平均を多重化信号の平均光強度と呼ぶことにする。ここで、多重化光信号の 1 フレーム内の第 t チップの光強度を x_t とする。理想的なリンクを仮定すると、 x_t はチップ単位で見たときに 1 (マーク) を伝送しているチャンネル数に等しい。また、多重化光信号の平均光強度 \bar{x} は、 $\bar{x} = \sum_{t=0}^{n-1} x_t / n$ により求められる。例えば、図 2 の多重化信号 r の例では、 $x_0 = 3, x_1 = 0, \dots, x_{15} = 1$ で、 $\bar{x} = 20/16 = 1.25$ である。

一般に、符号長 q^2 の MPSC の場合は $\bar{x} = qN/q^2$ 、反転 MPSC の場合は $\bar{x} = ((q^2 - q)N + q^2(N_0 - N))/q^2$ となる。ただし、 N_0 は全チャンネル数、すなわち全 LED 数で、 N ($0 \leq N \leq N_0$) は情報を送信しているアクティブなチャンネル数である。図 10 は、 $q = 4, N_0 = 5$ としたときの N に対する \bar{x} の変化を示す。図 10 より、反転 MPSC を用いる方式は、反転しない MPSC を用いる方式に比べて、理論上、常に 3 倍以上の平均光強度を持つことが示される。

実験システムでは 5 つの MIDI 音源が常にアクティブであるため、 $N = N_0 = 5$ と考えられる。MPSC および反転 MPSC のそれぞれの場合の LED の発光の状態を図 11 に示す。図 11 から反転 MPSC の方がより明るいことがわかる。また、受信機の位置で照度計により測定した照度と、O/E 変換器の出力電圧を測定した結果を表 3 に示

す。表 3 の理論値 (平均光強度比) において, 各符号の多重化信号の平均光強度比は, LED1 個点灯時の強度を 1 としたときの多重化信号の時間平均の値を示している。また, LED1 個点灯時の実験結果 (照度, OEC 出力電圧) は, 実際には 5 個の LED がそれぞれ異なる値であるが, 表 3 にはその平均値を記している。表 3 より, 平均光強度比 (理論値) と照度 (実験結果) の比は, 厳密には一致しないが, その誤差は約 10% であり, 概ね等しい結果が得られた。誤差の要因としては, 周囲の他の照明の影響や実験システムの基準電圧が不安定だったことが考えられる。一方, O/E 変換器の出力電圧 (実験結果) については, 消灯時の出力 0.02V をオフセットと考えると, 平均光強度比 (理論値) との誤差が 3% 未満であり, 実験結果と理論値がよく一致していることが示された。消灯時のオフセットは, O/E 変換器の受光素子の入力波長範囲が広い白色 LED 以外の光を受光してしまうことが原因であると考えられる。

4.2 復号ビット誤り率

MPSC や反転 MPSC と EWO 方式を用いた同期光 CDM システムでは, MUI による誤りを完全に除去することができるため, 雑音が無視できる理想的なリンクでの復号誤り率は多重者数によらず常に零となる^[6,8]。ここでは, 光検出器を APD (Avalanche Photo Diode) と仮定し, 復号ビット誤り率を理論に基づき計算機シミュレーションにより求めた結果を示す。

復号誤り率を導出する際に APD 出力を正規分布で近似すると, チップ周期 T_c で積分した APD 出力の平均 μ と分散 σ^2 は次式で与えられる。

$$\mu = GT_c(\lambda_s + \lambda_b + I_b/e) + I_s T_c/e, \quad (8)$$

$$\sigma^2 = G^2 F_e T_c (\lambda_s + \lambda_b + I_b/e) + I_s T_c/e + \sigma_{th}^2. \quad (9)$$

ここで, λ_s は単位時間あたりに受光器で吸収される平均光子数であり, 次式で与えられる。

$$\lambda_s = \begin{cases} \frac{\eta P_w}{hf}, & \text{for a marked chip,} \\ \frac{1}{M_e} \cdot \frac{\eta P_w}{hf}, & \text{for a spaced chip.} \end{cases} \quad (10)$$

式(10)において, P_w は受信光電力, η は量子効率, h はプランク定数, f は光の周波数, M_e は変調消光比を表す。また, 式(8), (9)において, G は APD 利得, e は素電荷, σ_{th}^2 は熱雑音による分散を表す。また, λ_b, I_b, I_s, F_e は, それぞれ, 単位時間当たりの平均背景光子数, バルク暗電流, 表面暗電流, および過剰雑音指数を表す。ただし, $\lambda_b, F_e, \sigma_{th}^2$ は, $\lambda_b = \eta P_b/(hf)$, $F_e = k_{eff} G + (1 - k_{eff})(2G - 1)/G$, および $\sigma_{th}^2 = 2k_B T_r T_c / (e^2 R_L)$ で与えられる。ここで, P_b は背景雑音電力, k_{eff} はイオン化比, k_B はボルツマン定数, T_r は雑音等価温度, R_L はプリアンプの負荷抵抗を表す。

計算機シミュレーションにおける各パラメータの値は文献[11]に従うものとする。その主要諸元の値を表 4 に

表 4 主要諸元

パラメータ	記号	値
チップ周期	T_c	0.5 (ns)
量子効率	η	0.6
光の波長	$1/f$	540 (nm)
変調消光比	M_e	100
APD 利得	G	100
バルク暗電流	I_b	0.1 (nA)
表面暗電流	I_s	10 (nA)
背景雑音電力	P_b	-45 (dBm)
イオン化比	k_{eff}	0.02
雑音等価温度	T_r	1100 (°K)
プリアンプの負荷抵抗	R_L	1030 (Ω)

示す。ただし, 計算機シミュレーションにおいて, LED の数 N_0 とデータを送信しているアクティブなチャンネル数 N はともに 5 とする。

MPSC と反転 MPSC の EWO 方式の復号ビット誤り率のシミュレーション結果を図 12 に示す。二つの符号を比較すると, 反転 MPSC の復号誤り率の方が高いことが分かる。復号ビット誤り率に影響を与える主な要因は,

- (1) 判定距離^[5],
 - (2) 相関器で受信信号との相関を計算する符号語の重み (受信信号強度を加算するチップの数),
 - (3) APD に入力される平均受信信号強度,
- の三つであると考えられる^[11]。MPSC と反転 MPSC では, (1) と (2) は同じであるが, (3) は反転 MPSC の方が大きい。(3) が大きいほど雑音の分散が大きくなり, その結果, 反転 MPSC の方が MPSC より復号ビット誤り率が高くなるものと考えられる。

実験では, MPSC を用いた場合も反転 MPSC を用いた場合も, 適切に調整がなされれば, 5 チャンネルすべての MIDI データを誤りなく伝送することができた。しかし, 実験システムにおいては伝送品質に影響を与える要因が多く存在することが確認された。主要な要因は三つあり, LED を駆動する直流電源の電圧を低くした場合, LED と O/E 変換器の受光部の距離を大きくした場合, および受光部の向きを LED 方向からはずした場合にエラーの頻度が高くなった。このような条件下では, O/E 変換器の出力電圧が小さくなることが併せて観測された。計算機シミュレーションの結果から, 受信光電力が低下すると復号誤り率が高くなることが示されているため, LED の駆動電圧, LED と受光部間の距離, および受光部の向きが受光器での受信光電力の大きさに影響し, 結果としてエラーの頻度に影響するものと予想される。また, 周囲の他の照明, 特に蛍光灯による背景光が伝送品質に影響を与えることが実験により明らかになった。

今回開発した実験システムは, 各伝送チャンネルの復号ビット誤り率を測定する機能を有していないため, 実験システムにおける伝送品質を定量的に測定することができなかった。今後は, 伝送データの復号ビット誤り率を

測定できるように、実験システムを改良する予定である。

5. むすび

本研究では、白色 LED を光源とする可視光 CDM により 5 チャンネルの信号を送信し、空間で多重化された光信号をチャンネル毎に復号する実験システムを構築した。構築したシステムでは、符号長 16 ($q = 4$) の MPSC または反転 MPSC を拡散符号として用い、EWO 方式を干渉除去に用いている。符号化および復号回路は FPGA により実現した。構築したシステムによる伝送実験の結果、MPSC を用いた場合も、反転 MPSC を用いた場合も、5 チャンネルの MIDI 信号を誤りなく伝送できることを確認した。反転 MPSC を用いたシステムは、反転しない MPSC を用いたシステムに比べて、平均光強度が $q - 1$ 倍になることが理論的に示されているが、実験システムを用いた伝送実験でも同様の結果が得られた。

符号長 16 の MPSC や反転 MPSC と EWO 方式を用いた場合、最大 8 チャンネルまで多重化しても干渉を除去できることが理論的に示されている。今後は、多重化するチャンネル数を 8 に増やすとともに、伝送データの復号ビット誤り率を測定できるように実験システムを改良する予定である。

謝辞

本研究を進めるにあたり実験装置の開発にご協力いただいた職業能力開発総合大学校 小林浩昭准教授および学生諸氏に感謝いたします。また、有益なご助言をいただいた同校 寺町康昌名誉教授と卒業生の村田悠也氏に感謝いたします。本論文の査読にあたり、貴重な御意見を与えて下さった査読者に感謝いたします。本研究は JSPS 科研費 25420397, 16K06375 の助成を受けたものです。

参考文献

- [1] 春山真一郎, “可視光通信,” 電子情報通信学会誌, vol.94, no.12, pp.1055-1059, Dec. 2011.
- [2] W. C. Kwong, P. A. Perrier and P. R. Prucnal, “Performance comparison of asynchronous and synchronous code-division multiple-access techniques for fiber-optic local area networks,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.39, no.11, pp.1625-1634, Nov. 1991.
- [3] G. -C. Yang and W. C. Kwong, Prime codes with applications to CDMA optical and wireless networks, Artech House, Mobile communications series, Norwood, MA, 2002.
- [4] 松嶋智子, 長尾剛, 落合昇, 寺町康昌, “拡張プライム系列符号の一般化とその特性について,” 電子情報通信学会論文誌(A), vol.J91-A, no.5, pp.559-573, May 2008.
- [5] T. K. Matsushima, M. Kakuyama, Y. Murata, Y. Teramachi and S. Yamasaki, “A study on multi-user interference cancellers for synchronous optical CDMA systems —Decision distance and bit error rate—,” *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E100-A, no.10, pp.2135-2145, Oct. 2017.
- [6] 落合昇, 榎引理, 松嶋智子, 寺町康昌, “EWO 信号方式を用いた同期光 CDMA システムの特性解析,” 電子情報通信学

会論文誌(A), vol.J86-A, no.9, pp.957-968, Sep. 2003.

- [7] 羽瀨裕真, 小野文枝, “拡張プライム符号系列を用いる光 CSK/SS 方式の検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, WBS2003-74, pp.49-54, Oct. 2003.
- [8] 松嶋智子, 佐々木詩歩, 角山正樹, 山崎彰一郎, 村田悠也, 寺町康昌, “反転 MPSC による MUI キャンセラの可視光 CDMA システムへの応用,” 電子情報通信学会技術研究報告, IT2013-70, March 2014.
- [9] T. K. Matsushima, S. Sasaki, M. Kakuyama, S. Yamasaki, Y. Murata and Y. Teramachi, “A visible-light communication system using optical CDMA with inverted MPSC,” *Proc. of the sixth Inter-national Workshop on Signal Design and Its Applications in Communications*, pp.52-55, Oct. 2013.
- [10] 石川孝典, メラ ディア アスリ スヤニングティヤス, 松嶋智子, 寺町康昌, “一般化 MPSC を用いた可視光 CDMA 通信システムの FPGA による試作,” 職業能力開発総合大学校紀要, 第 36 号 A, pp.97-104, March 2007.
- [11] T. K. Matsushima, A. Susilo, R. Kawamoto, S. Miyazaki, K. Omura and S. Yamasaki, “A study on signature codes and bit error rate performance of synchronous optical CDMA with MUI cancellation,” *IEICE Technical Report*, WBS2017-31, pp.45-50, Oct. 2017.
- [12] 河本 椋, 中村信也, 松嶋智子, 宮崎真一郎, 大村光徳, 山崎彰一郎, “拡張プライム系列符号と干渉キャンセラを用いた可視光 CDM 伝送実験システムの開発,” 電子情報通信学会技術研究報告, WBS2017-23, pp.1-6, Oct. 2017.

(原稿受付 2018/1/4, 受理 2018/5/1)

*河本 椋

職業能力開発総合大学校, 長期養成課程職業能力開発研究学域, 〒187-0035 東京都小平市小川西町 2-32-1

Ryo Kawamoto, Graduate Course of Master of Science in Manufacturing Engineering, Polytechnic University of Japan, 2-32-1 Ogawa-nishimachi, Kodaira-shi, Tokyo 187-0035.

Email: IM29010@uitech.ac.jp

*中村 信也, 修士(教育)

職業能力開発総合大学校, 能力開発院, 〒187-0035 東京都小平市小川西町 2-32-1

Shinya Nakamura, Faculty of Human Resources Development, Polytechnic University of Japan, 2-32-1 Ogawa-nishimachi, Kodaira-shi, Tokyo 187-0035.

Email: s-nakamura@uitech.ac.jp

*松嶋 智子, 博士(工学)

職業能力開発総合大学校, 能力開発院, 〒187-0035 東京都小平市小川西町 2-32-1

Tomoko K. Matsushima, Faculty of Human Resources Development, Polytechnic University of Japan, 2-32-1 Ogawa-nishimachi, Kodaira-shi, Tokyo 187-0035.

Email: tomoko@uitech.ac.jp

*宮崎 真一郎, 博士(工学)

職業能力開発総合大学校, 能力開発院, 〒187-0035 東京都小平市小川西町 2-32-1

Shinichiro Miyazaki, Faculty of Human Resources Development, Polytechnic University of Japan, 2-32-1 Ogawa-nishimachi, Kodaira-shi, Tokyo 187-0035.

Email: miyazaki@uitech.ac.jp

*大村 光徳, 博士(情報科学)

職業能力開発総合大学校, 能力開発院, 〒187-0035 東京都小

平市小川西町 2-32-1

Kotoku Omura, Faculty of Human Resources Development,
Polytechnic University of Japan, 2-32-1 Ogawa-nishimachi, Kodaira-
shi, Tokyo 187-0035.

Email: oomura@uitech.ac.jp

*山崎 彰一郎, 工学博士

職業能力開発総合大学校, 能力開発院, 〒187-0035 東京都小
平市小川西町 2-32-1

Shoichiro Yamasaki, Faculty of Human Resources Development,
Polytechnic University of Japan, 2-32-1 Ogawa-nishimachi, Kodaira-
shi, Tokyo 187-0035.

Email: syamasa@uitech.ac.jp