

消失通信路に耐性のある光無線ターボ符号システムに関する研究

代表研究者 羽 瀧 裕 真 茨城大学 工学部 教授

1 はじめに

光無線通信は法規制問題がなくグローバル化し易い、技術的にも人間的にも人にやさしい、無線 LAN や携帯電話などの既存通信と干渉しない、壁等により物理的に遮蔽されるため情報漏洩範囲が限定的などの特徴をもつ。そのため、将来のネットワークや通信サービスを支える重要技術の 1 つである。光無線通信は ARIB STD-T50 Ver. 4、IEEE802.15.7、IrDA、JEITACP-1221, 1222 などの標準化が行われ、現在では IEEE802.15.7r1 で次世代標準が検討されているが、最適な光無線通信の発明や構築はなされていない。さらに、LED の長寿命化、省電力化、低価格化に伴い、照明や信号灯が LED に置き換わりつつある。白熱電球が省エネの点で多くの国で禁止になりつつあり、LED への移行に拍車がかかっている。そのため、照明機器を用いる『照明光通信』は屋内・屋外情報通信改革の素養をもっていると考えられ、ユーザが感知することなく情報配信や情報交換を可能とするアンビエント社会を支える重要な技術となるものと期待できる。さらに、可視光通信は、水中通信などにおいても利用が検討されており、やはり照明としての用途と通信機器としての機能を併せ持つことが期待されている。

光無線通信を確立するためには、その特徴を捉え、それに適した方式設計が必要である。例えば、(1) 太陽光や照明光からの環境光雑音や遮蔽による信号の消滅や劣化、(2) R, G, B 光の伝送路透過度の違いによる信号減衰や情報消失、(3) 大気変動や水流に伴うシンチレーション、(4) 他の照明光通信機器からの干渉、(5) 光の直進性に伴う通信領域の狭小化、(6) 照明調光に対処可能な通信法、(7) 光点滅 (オンオフ信号形式) に合った伝送法、(8) ユーザ位置の把握とそれに応じた情報配信法、(9) フォトダイオード等の受信機特性を考慮した性能評価、(10) 照明光通信の人体への影響、などへの対処法の検討が必要である。

これまでの『光無線通信の信頼性向上法』[1]-[14]は、主に、(i) イメージセンサを用いて重要情報と非重要情報を同時送信する方式、(ii) 直交周波数分割多重法などの光変復調法、(iii) Advanced a-law による PAPR 対処法、(iv) 光符号分割多元接続 (OCDMA) 法、(v) ターボ符号や低密度パリティチェック符号 (LDPC) を用いる光誤り訂正符号、(vi) 光伝送路モデル検討、(vii) 水中濁度により送信波長帯を切替えて伝送する方法、(viii) 光疑似雑音符号を用いる符号多値変調法、などの検討がある。これらの検討の多くは単に電波無線技術を光無線通信に適用したものが多く、上記の (1)~(10) のような光無線通信や照明などの特徴などを考慮した検討は少なく、光無線通信能力を最大限に引出す設計になっていないと考えられる。

そこで、本研究は、光無線通信の信頼性向上法としてターボ符号 [1]-[5] と符号多値変調法 [9]-[14] に着目し、ビット誤り率性能の観点から検討を行う。特に、光無線ターボ符号システムについては、『送信ディジットの差動符号化を行うことにより背景光雑音に耐性をもつターボ符号システム』、『ターボ符号を構成する 3 ビット (情報ビット I とパリティビット P1, P2) を R, G, B の LED のそれぞれに割当てて並列伝送することにより消失通信路に耐性をもつターボ符号システム』を提案し、検討する。符号多値変調法 (CSK) については、『擬直交 M 系列対と、アダマール符号とその反転符号からなる陪直交符号を融合する拡張擬直交 M 系列対を用いる符号多値変調システム』を提案し、検討する。

2 光無線ターボ符号システム

2-1 差動符号化ターボ符号システム

太陽光などによる背景光雑音や緩やかに変動する環境光雑音は、オンオフ信号型のパルス伝送において、判定しきい値の変動を引き起こすため、性能劣化の要因になっている。パルス位置変調方式などのような最大値判定法を用いる方式では対処可能であるものの情報伝送効率が大きく劣化してしまう。そのため、オンオフキーイングと同程度の情報伝送効率を保ちながら、背景光雑音等に耐性のある方式が望まれている。本節では、送信側に差動符号化と受信側に遅延検波を用いる差動符号型ターボ符号を検討する [1]-[4]。

光無線通信における差動符号化法を用いるターボ符号システムを図 1 に示す。また、図 2 にフレーム化差動符号オンオフキーイング装置の出力と遅延検波受信機の出力例を示す。

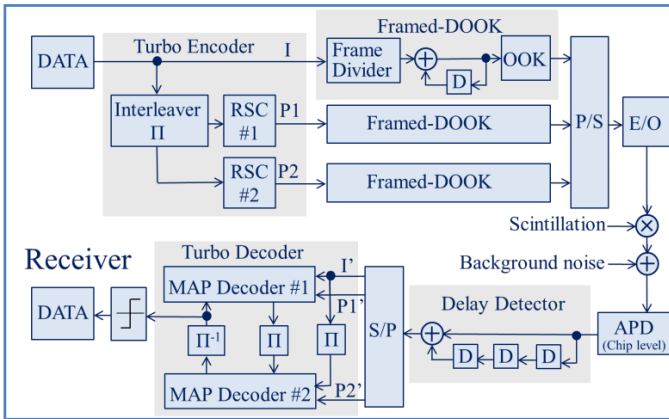


図1 差動符号化法を用いるターボ符号システム

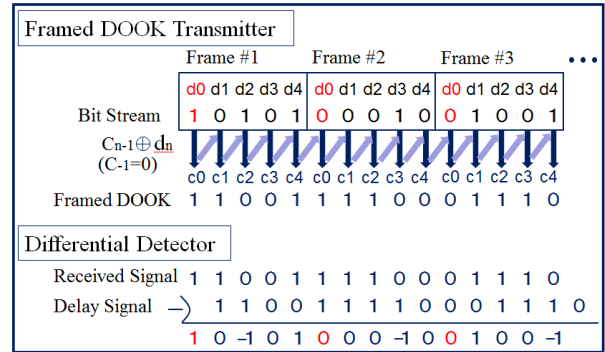


図2 差動符号化法と遅延検波

本方式は以下の6段階で構成されている。

- (1) ターボ符号器出力（情報ビット I、パリティビット P1、パリティビット P2）のそれぞれに図2のようにフレーム化を行う。これは、フレーム毎に同期ビットを付加できる形式とするためである。（フレームの先頭に同期ビットを埋め込む）
- (2) ターボ符号器出力の3つのビットストリームを各々フレーム化し、ビット毎に差動符号化する。
- (3) その出力をオンオフキーイングし、パラレル/シリアル変換後、光無線信号として出力する。図2に示す通り、送信信号は1と0のオンオフ信号である。
- (4) 受信機では、アバランシェフォトダイオード(APD)で検波後、遅延検波を行う。遅延量は I, P1, P2 があるため3ビット長である。これにより隣接信号間で差分をとるため背景光雑音の影響を小さくできる。図2に示す通り、遅延検波器出力信号は1、0、-1の3レベルとなる。このとき、各ビットストリームの1と0は±1と0で表されることになる。また、±1は交互に現れる。
- (5) フレーム毎の同期ビットパターンにより同期タイミングの捕捉と保持を行う（同期ビットパターンは複数のフレームからなるブロックを単位として繰り返す）
- (6) 差動検波後の出力をシリアル/パラレル変換し、ターボ復号器に入力する。MAPデコーダ出力を判定し、データを得る

図3に1ビット当たりの送信光信号電力に対するビット誤り率性能を示す。実線が符号化していない場合の理論値であり、●がパンクチャードターボ符号（符号化率 1/2）システムのシミュレーション結果であり、◆がスタンダードターボ符号（符号化率 1/3）システムのシミュレーション結果である。ただし、シミュレーションパラメータは表1に示す通りである。

表1 シミュレーション諸元

Channel	OWC
Bit rate	156 [Mbps]
Interleaver size	256 [bit]
Frame length	8+1 [bit]
Block length	4 [frame]
Number of Iterlations	8
Laser wavelength	830 [nm]
Background noise	-45 [dBm]
Variance of scintillation	0.001
APD Gain	100
Modulation loss ratio	1.0 [%]
Quantun efficiency	0.6
Effective ionization ratio	0.22
Bulk leakage current	0.1 [nA]
Surface leakage current	10 [nA]
Receiver noise temperature	1100 [K]
Receiver load resistor	1030 [Ω]

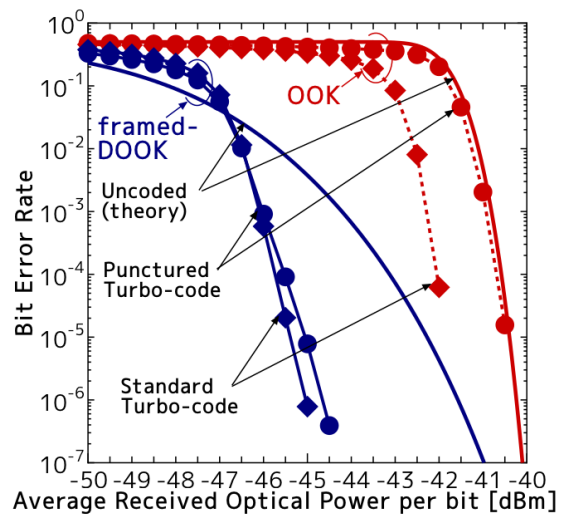


図3 ビット誤り率

図3より差動符号化を用いるターボ符号システム (framed-DQPSK) は、従来方式よりも性能改善できることが分かる。従来方式では、スタンダード型ターボ符号はパンクチャード型ターボ符号よりも良好な性能を示しているが、framed-DQPSK では同程度の性能となっており、パンクチャード型ターボ符号が有用であることが分かる。framed-DQPSK において、スタンダード型ターボ符号とパンクチャード型ターボ符号の性能が同程度になるのは、以下の理由が考えられる。

- ①データ伝送速度を同一としているため、スタンダード型ターボ符号の送信パルス幅がパンクチャード型ターボ符号よりも小さくなっている。これは、APD 出力が小さくなる原因となってしまう。このことから、遅延検波出力 (ターボ復号器入力前) におけるパンクチャード型ターボ符号のシンボル誤り率はスタンダード型ターボ符号適用時よりも良好となる。
- ②framed-DQPSK の場合、情報データが“1”になるのは信号が 10 または 01 と連続する場合であり、“0”になるのは信号が 00 または 11 と連続する場合となる。信号振幅依存性雑音があることから、遅延検波出力の 1 と-1 (ともに情報“1”を表す) のシンボルと“0”のシンボルにおける雑音の分散が異なる。また、“0”については、00 と 11 の並びでも分散は異なることになる。特に、11 の場合の情報データ“0”の雑音分散が大きく、誤り率は最悪となってしまう。

2-1 RGB 並列伝送型ターボ符号システム

カラーシフトキーイングなどのように複数の LED を用いる情報伝送法が検討されている。例えば、B, G, R の3色を用いる場合、その光波長に応じて透過率が異なり、部分的な消失通信路になってしまう。この透過率については、空間光伝送、水中通信などの伝送媒体によっても異なってしまふ。また、シャドウイングなどによる消失も考えられる。したがって、単にBGRのそれぞれで異なるデータを伝送する場合には、一部のデータが受け取れないことになってしまう。また、ターボ符号器出力の情報ビットストリーム、2つのパリティビットストリームを各 LED に割り当てる場合でも性能劣化が生じることが予想される。そのため、部分的な消失通信路に対処可能な方式が望まれている。本節では、ターボ符号を構成する3ビット (情報ビット I とパリティビット P1, P2) を R, G, B の LED のそれぞれに割り当てて並列伝送する消失通信路に対応可能な光無線システムを検討する。例えば、水中では B, G, R の順で伝送到達距離が短くなってしまふ (この順番で透過度が低くなる) 場合、R まで受け取れたならばスタンダード型ターボ復号を行い、G までならばパンクチャード型ターボ復号を行い、B しか受け取れないならば単なる2値パルス位置変調信号を復調して、情報判定を行えるような構成を設計する。つまり、R, G, B 光の受信光電力に応じて情報復調法 (符号化率 1/3 ターボ復号、1/2 ターボ復号、情報信号のみで復調) を切替えることで、部分的消失通信路に対応する [5]。従来方式は周辺環境測定装置や波長切替装置が必要であり、完全消失通信路には対応できないが、本方式は装置負荷を軽減し、環境にかかわらず情報獲得を実現できる

図4に提案するパリティビット再配列型ターボ符号システムを示す。ただし、B (ブルー) で情報ビット列 I を伝送する。パリティビット列 $P1 = \{P11, P12, P13, \dots\}$ と $P2 = \{P21, P22, P23, \dots\}$ を G (グリーン) と R (レッド) で伝送する際、再配列を行う。つまり、パリティビット列は再配列し、再配列後の信号 $P1'$ は $\{P11, P22, P13, P24, \dots\}$ の順で構成して G で伝送する、再配列後の信号 $P2'$ は $\{P21, P12, P23, P14, \dots\}$ の順で構成して R で伝送する。このようにすることにより、G または R が消失してもパンクチャード型ターボ符号として復号することができ、性能劣化を軽減できると考えられる。R と G の両方が消失した場合は、単なる誤り訂正符号化しない場合の復調となる。情報ビットストリームと2つのパリティビットストリームは2値パルス位置変調を行う。

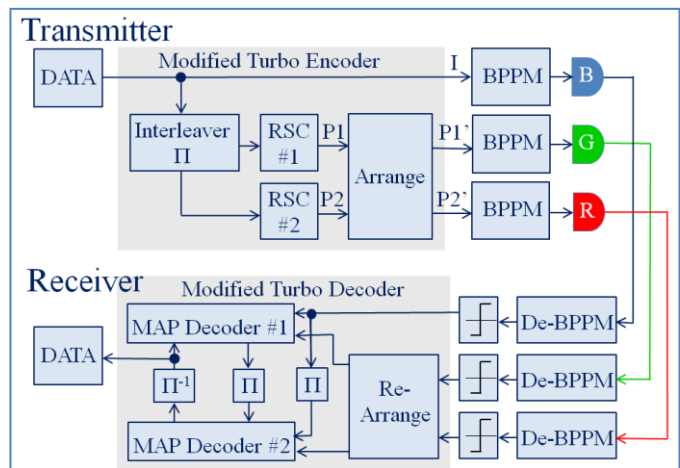


図4 パリティビット再配列型ターボ符号システム

図4に提案するパリティビット再配列型ターボ符号システムを示す。ただし、B (ブルー) で情報ビット列 I を伝送する。パリティビット列 $P1 = \{P11, P12, P13, \dots\}$ と $P2 = \{P21, P22, P23, \dots\}$ を G (グリーン) と R (レッド) で伝送する際、再配列を行う。つまり、パリティビット列は再配列し、再配列後の信号 $P1'$ は $\{P11, P22, P13, P24, \dots\}$ の順で構成して G で伝送する、再配列後の信号 $P2'$ は $\{P21, P12, P23, P14, \dots\}$ の順で構成して R で伝送する。このようにすることにより、G または R が消失してもパンクチャード型ターボ符号として復号することができ、性能劣化を軽減できると考えられる。R と G の両方が消失した場合は、単なる誤り訂正符号化しない場合の復調となる。情報ビットストリームと2つのパリティビットストリームは2値パルス位置変調を行う。

図5に白色ガウス雑音通信路 (送信信号エネルギー対雑音パワースペクトル密度比: E_b/N_0) におけるビット誤り率特性を示す。ただし、シミュレーションパラメータを表2に示す。BGR = 1 1 0 等の表記におい

て、0は消失通信路、1は非消失通信路を表している。

表2 白色ガウス雑音通信路におけるシミュレーション諸元

Channel	AWGN
Bit rate	156 [Mbps]
Turbo-code generator	(7,5) _{oct}
Number of Iterlations	8
Decoding algorithm	modified BCJR
Interleaver size	1024 [bit]

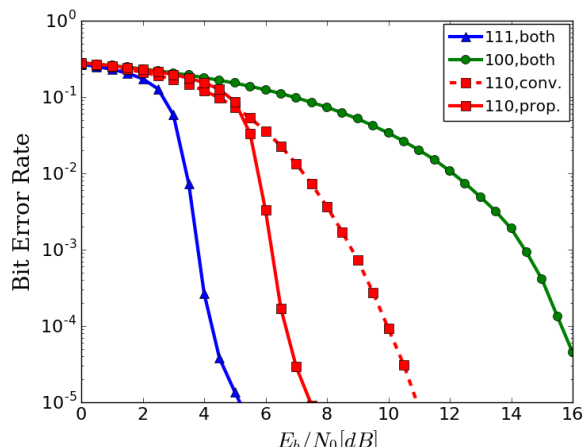


図5 白色ガウス雑音通信路におけるビット誤り率

提案方式と従来方式は、RGB が全く消失しない場合にはスタンダード型ターボ符号として復号が行われ、RG の2つが消失した場合には2値パルス位置変調として情報復調が行われる。そのため、その2つの状況では、提案方式は従来方式と同じビット誤り率特性を示すことが分かる。パリティビットストリームを送信するGとRのうちの1つが消失する部分消失通信路の場合には、従来方式はターボ復号が行えず性能劣化が生じると考えられる。提案方式はパンクチャード型ターボ符号として復号が行われるため、性能劣化はエネルギー消失による劣化と符号化率減少による劣化に抑えられるものと考えられる。図5から、ビット誤り率 10^{-5} を達成する点において、提案方式は従来方式よりも約3.5[dB]改善できることが分かる。また、3つの平行チャンネルのうち1つが消失する場合の提案方式の性能は、無消失通信路での性能から2.2[dB]程度の劣化に抑えることができることが分かる。

図6に光無線通信路における1ビット当たりの受信信号電力に対するビット誤り率特性を示す。ただし、シミュレーションパラメータを表2-2に示す。BGR=110等の表記において、0は消失通信路、1は非消失通信路を表している。提案方式と従来方式は、BGR が全く消失しない場合にはスタンダード型ターボ符号として復号が行われ、RG の2つが消失した場合には2値パルス位置変調として情報復調が行われる。そのため、提案方式と従来方式はやはり同じ誤り率特性を示すことが分かる。部分消失通信路の場合には白色ガウス雑音通信路の場合と同様に、提案方式は従来方式よりも性能改善している。ビット誤り率 10^{-5} を達成する点において、1.3[dB]の改善が得られている。また、部分消失するLED色によりわずかに性能が異なることが分かる。これは波長が短いほど信号減衰が大きいいため、その減衰量が大きい波長の信号が消失しても影響が小さいと考えられる。

表3 光無線通信路のシミュレーション諸元

Channel	OWC
Bit rate	156 [Mbps]
Turbo-code generator	(7,5) _{oct}
Number of Iterlations	8
Decoding algorithm	modified BCJR
Interleaver size	256 [bit]
Laser wavelength	625, 530, 470 [nm]
Background noise	-45 [dBm]
Variance of scintillation	0.01
APD Gain	100
Modulation loss ratio	1.0 [%]
Quantun efficiency	0.6
Effective ionization ratio	0.22
Bulk leakage current	0.1 [nA]
Surface leakage current	10 [nA]
Receiver noise temperature	1100 [K]
Receiver load resistor	1030 [Ω]

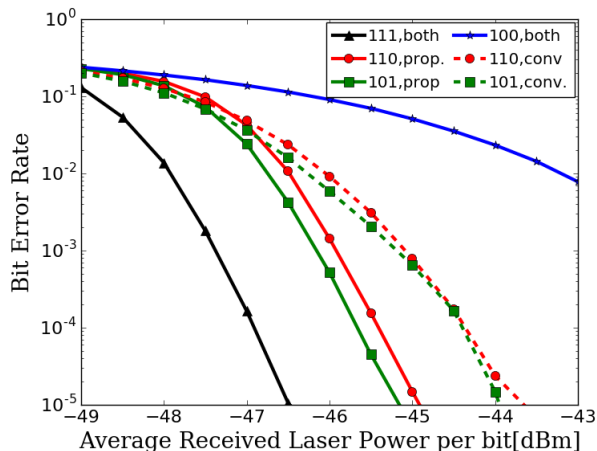


図6 光無線通信路におけるビット誤り率

3 光無線符号多値変調システム

3-1 振幅2値をもつ拡張擬直交M系列対

M系列に平衡チップを付加する直交M系列は次式で表される。

$$OM_M = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \dots & x_{M-1} & x_M & -1 \\ x_2 & \dots & x_{M-1} & x_M & x_1 & -1 \\ \vdots & & \vdots & & & \\ x_M & x_1 & x_2 & \dots & x_{M-1} & -1 \end{bmatrix}$$

additional chip

ただし、 $x_i = \pm 1$ ($i = 1, 2, \dots, M$)である。M系列の符号長をMとすると、それを1チップずつ巡回シフトしたM個の系列を構成することができる。この系列に平衡チップ（今回はM系列のチップ符号が+が-よりも1チップ多いため-1）を付加することにより直交M系列 OM_1, OM_2, \dots, OM_M を構成できる。この直交M系列は、いずれか2つの系列間の相互相関値が0であるため直交性を有している。例えば、 $M=7$ の場合は次のようになる。

$$OM_7 = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \\ a_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & -1 & +1 & -1 & -1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & +1 & -1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 \\ -1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & +1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & +1 & +1 & +1 & -1 & +1 & -1 \\ -1 & +1 & +1 & +1 & -1 & +1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$$

この直交M系列の-1のチップを0とし、+1のチップを符号長8の陪直交符号の符号極性に置換する系列MAと+1のチップを0とし、-1のチップを符号長8の陪直交符号の符号極性に置換する系列MBが構成できる。陪直交符号系列はアダマール符号系列とそれを反転した系列から構成され、以下の関係が成り立つ。

$$B_M = \begin{bmatrix} H_{M/2} \\ H_{M/2} \end{bmatrix}$$

これにより、 B_8 は次式となる。

$$B_8 = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \\ b_7 \\ b_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_4 \\ H_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{24} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} & b_{34} \\ b_{41} & b_{42} & b_{43} & b_{44} \\ b_{51} & b_{52} & b_{53} & b_{54} \\ b_{61} & b_{62} & b_{63} & b_{64} \\ b_{71} & b_{72} & b_{73} & b_{74} \\ b_{81} & b_{82} & b_{83} & b_{84} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & +1 & -1 & +1 \\ -1 & -1 & +1 & +1 \\ -1 & +1 & +1 & -1 \end{bmatrix}$$

直交M系列 a_3 と陪直交系列 B_8 を融合した $a_3(B_8)$ は次式で表される。

$$a_3(B_8) = \begin{bmatrix} b_{11} & 0 & b_{12} & 0 & 0 & b_{13} & b_{14} & 0 \\ b_{21} & 0 & b_{22} & 0 & 0 & b_{23} & b_{24} & 0 \\ b_{31} & 0 & b_{32} & 0 & 0 & b_{33} & b_{34} & 0 \\ b_{41} & 0 & b_{42} & 0 & 0 & b_{43} & b_{44} & 0 \\ b_{51} & 0 & b_{52} & 0 & 0 & b_{53} & b_{54} & 0 \\ b_{61} & 0 & b_{62} & 0 & 0 & b_{63} & b_{64} & 0 \\ b_{71} & 0 & b_{72} & 0 & 0 & b_{73} & b_{74} & 0 \\ b_{81} & 0 & b_{82} & 0 & 0 & b_{83} & b_{84} & 0 \end{bmatrix}, \quad \overline{a_3(B_8)} = \begin{bmatrix} 0 & b_{11} & 0 & b_{12} & b_{13} & 0 & 0 & b_{14} \\ 0 & b_{21} & 0 & b_{22} & b_{23} & 0 & 0 & b_{24} \\ 0 & b_{31} & 0 & b_{32} & b_{33} & 0 & 0 & b_{34} \\ 0 & b_{41} & 0 & b_{42} & b_{43} & 0 & 0 & b_{44} \\ 0 & b_{51} & 0 & b_{52} & b_{53} & 0 & 0 & b_{54} \\ 0 & b_{61} & 0 & b_{62} & b_{63} & 0 & 0 & b_{64} \\ 0 & b_{71} & 0 & b_{72} & b_{73} & 0 & 0 & b_{74} \\ 0 & b_{81} & 0 & b_{82} & b_{83} & 0 & 0 & b_{84} \end{bmatrix}$$

ただし、 $a_3(B_8)$ はOMの+1のチップに陪直交符号の1チップ分を対応させ、-1のチップを0にすることで生成する。 $\overline{a_3(B_8)}$ はOMの-1に陪直交符号の1チップ分を対応させ、+1を0にすることで生成する。

光無線信号はオンオフ信号形式で表現するため、+1は10に、-1は01に、0は00のように2つのディジ

ットで表す。このように生成する提案系列を拡張擬直交M系列対 (Extended Pseudo Orthogonal M-sequence; EPOM) と呼ぶ[10]-[14]。

受信側では、マンチェスタ信号(+1, -1)と相関をとることにより元の+1, -1, 0に戻す。このため、送信信号系列長Lは $2(M+1)$ [chip]となり、発生できる全符号系列数は $2M(M+1)$ であるが、利用する符号系列数が2のべき乗数とすると $(M+1)^2$ 個利用することができる。従来の陪直交符号の場合では、 $L=2(M+1)$ [chip]とすると $2(M+1)$ 個の符号系列が発生できることになる。したがって、同一符号系列長の場合、提案系列は従来系列よりも $(M+1)/2$ 倍の符号系列が発生できる。しかしながら、提案系列の符号系列間の相互相関値が0ではない系列の組み合わせも存在するため、提案系列は非直交系列に属することになる。

3-2 振幅2値をもつ拡張擬直交M系列対を利用する符号多値変調システム

図7に拡張擬直交M系列対を利用する符号多値変調システムを示す。拡張擬直交M系列対は陪直交系列と擬直交M系列対を融合する系列であるため、発生符号数は多いものの全ての系列が直交系列にはなっていない。そのため、符号多値変調法に利用する際には工夫が必要になる。本研究では、その工夫の1つとして、2段階復調法を提案する。

送信側において、まず送信データを $\log_2(M+1) + \log_2(M+1)$ [bit]毎に分割し、前者の情報ビットにより $M+1$ 個の陪直交符号(符号長 $M+1$)から1を選択し、後者の情報ビットにより $M+1$ 個の擬直交M系列(符号長 $M+1$)から1つを選択する。その選択された符号を3.1節の通り融合する。生成した拡張擬直交M系列のオンオフ信号化のために、チップ毎にマンチェスタ符号化し、負極性信号を削除する。最後に、光無線信号として送出する。

受信側においては、チップレベルアバランシェフォトダイオード(APD)により電気信号に変換する。その変換電気信号とマンチェスタ信号の相関をとり、その出力Yを得る。次に、そのYを用いて2段階復調を行う。1段階目は、Yの絶対値信号と直交M系列の相関をとる。その $M+1$ 個の相関値の最大値を検出し、それに割当てられているデータを抽出する。2段階目は、1段階目の最大相関値に対応する擬直交M系列と陪直交符号を融合した $M+1$ 個の系列を参照信号とし、Yと相関をとる。その $M+1$ 個の相関値の最大値を検出し、それに割当てられているデータを抽出する。最後に、1段階目と2段階目で抽出したデータを融合し、全データを復調する。

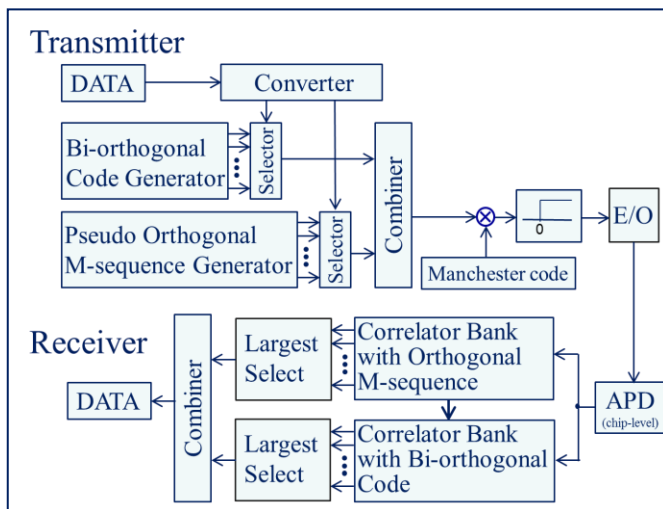


図7 拡張擬直交M系列対を用いる符号多値変調

表4 光無線通信路の理論解析諸元

Channel	OWC
Data rate	156 [Mbps]
Laser wavelength	830 [nm]
Background noise	-45 [dBm]
Variance of scintillation	0.01
APD Gain	100
Modulation loss ratio	1.0 [%]
Quantun efficiency	0.6
Effective ionization ratio	0.02
Bulk leakage current	0.1 [nA]
Surface leakage current	10 [nA]
Receiver noise temperature	1100 [K]
Receiver load resistor	1030 [Ω]

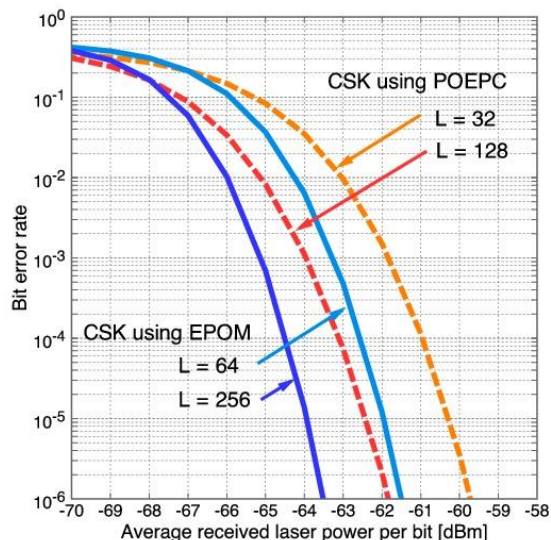


図8 ビット誤り率

図8に拡張擬直交M系列対を利用する符号多値変調システムのビット誤り率特性を示す。従来方式として、POEPC(擬直交拡張プライム符号)を用いる符号多値変調システムと比較する。ただし、提案方式と従来方式の情報伝送効率を同一にするため、提案方式(EPOM)の送信信号系列長 $L=2(M+1)$ を 64 および 256 とし、従来方式(POEPC)の送信信号系列長 L を 32 と 128 とする。それ以外の解析諸元は表4に示す。

$L=64$ の提案方式と $L=32$ の従来方式、 $L=256$ の提案方式と $L=128$ の従来方式は、各々同一の情報伝送効率を達成する。ビット誤り率 10^{-6} において、提案方式($L=64$)は従来方式($L=128$)よりも約 1.7[dB]、提案方式($L=256$)は従来方式($L=128$)よりも約 1.6[dB]改善できることが分かる。また、送信信号系列長 L の増加に伴いビット誤り率は改善でき、その効果は M-ary 直交変調方式と同様であることも分かる。

4 むすび

本研究は、光無線通信の信頼性向上法としてターボ符号と符号多値変調法に着目し、以下の3つの方式を提案し、ビット誤り率性能を検討した。

- (a) 光無線ターボ符号①【送信ディジットの差動符号化を行うことにより背景光雑音に耐性をもつターボ符号システム】
- (b) 光無線ターボ符号②【ターボ符号を構成する3ビット(情報ビット I とパリティビット P1, P2)を R, G, B の LED の各々に割当てて並列伝送することにより消失通信路に耐性をもつターボ符号システム】
- (c) 光無線符号多値変調法【擬直交M系列と、アダマール符号とその反転符号からなる陪直交符号を融合する拡張擬直交M系列を用いる符号多値変調システム】

上記3つの提案方式について、ターボ符号システムについてはシミュレーションにより、符号多値変調システムについては理論解析により評価した。その結果、3つの提案方式いずれも従来方式より良好なビット誤り率性能を示すことが分かった。

今後は、ターボ符号システムについては、詳細な水中通信路モデルや照明光通信路モデルを構築し、有効性を明らかにする。さらに、差動符号化を用いるシステムでは受信同期性能を含めた検討を行う予定である。符号多値変調システムでは、照明光通信路環境下で評価し、その環境における有用な符号系列を検討する。

【参考文献】

- [1] 松田, ライ, 小澤, 羽瀧: “光無線通信における差動符号化 OOK を用いるパンクチャードターボ符号システムの一検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, WBS2015-4, pp.17-20, (2015-05)
- [2] 松田, 羽瀧, 小澤: “非均一電力割当法を用いる光無線ターボ符号化 DOOK の一検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, WBS2015-36, (2015-10)
- [3] S.Rai, Y.Kozawa, H.Habuchi and Y.Matsuda: “Mitigation of the influence of optical background noise by using Turbo-coded DOOK”, Journal of Signal Processing, Vol.19, No.6, pp.269-273, (2015-11)
- [4] Y.Matsuda, H.Habuchi and Y.Kozawa: “Robust Turbo-coded OOK system for background noise alleviation and frame synchronization in optical wireless channel”, J. Signal Processing, 2016年7月掲載予定
- [5] R.Sun, H.Habuchi and Y.Kozawa: “Novel parallel optical turbo-code communication system using RGB LEDs for partial erasure channel”, Proc. International Technical Conference of Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC2016), pp.735-738, 2016年7月13日発表予定
- [6] T. Ohtsuki: “Turbo-coded atmospheric optical communication system”, Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC2002), Vol.5, pp.2938-2942, (2002-04)
- [7] J. Chen, X. Hu, D. Huang and X. Yuan: “Analysis of turbocoded optical wireless communication system based on on-off keying, binary phase-shift keying, and binary pulse position modulation”, Opt. Eng., Vol.46, Issue 9, (2007-09)

- [8] X. Wang, N. Wada, T. Miyazaki, G. Cincotti and K. Kitayama: “Asynchronous coherent OCDMA system with code-shift-keying and balanced detection”, IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron., Vol. 13, No. 5, pp.1463–1470, (2007-05).
- [9] Y.Takamaru, S.Rai and H.Habuchi : “Theoretical analysis of new PN code on optical wireless code-shift-keying”, IEICE Transaction on Fundamentals, Vol.E97-A, No.12, pp.2572-2578, (2014-12)
- [10] 高柳, 羽瀨 : “拡張擬直交 M 系列を用いる光無線コードシフトキーイングの一検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, WBS2015-3, pp.12-16, (2015-05)
- [11] 高柳, 羽瀨, 小澤 : “2 段階復調を行う光無線コードシフトキーイングの誤り率性能評”, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, A-5-3, (2015-09)
- [12] S.Takayanagi, H.Habuchi and Y.Kozawa : “Optical-wireless enhanced code-shift-keying with IM/DD”, Proc. 21st Asia-Pacific Conference on Communications (APCC2015), pp.84-88, (2015-10)
- [13] S.Takayanagi, H.Habuchi and Y.Kozawa : “Indoor optical-wireless code-shift-keying with two-stages demodulation”, Proc. IEEE 4th Global Conference on Consumer Electronics (GCCE2015), RWL:Wireless &RF in CE, pp.648-652, (2015-10)
- [14] S.Takayanagi, H.Habuchi, Y.Takamaru and Y.Kozawa : “Improved code-shift keying systems with functional pseudonoise code in optical-wireless channel”, J. Signal Processing, 2016 年 7 月掲載予定

〈発表資料〉

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
拡張擬直交 M 系列を用いる光無線コードシフトキーイングの一検討	電子情報通信学会ワイドバンド研究会	2015年 5月28日
光無線通信における差動符号化 OOK を用いるパンクチャードターボ符号システムの一検討	電子情報通信学会ワイドバンド研究会	2015年 5月28日
2段階復調を行う光無線コードシフトキーイングの誤り率性能評価	電子情報通信学会ソサイエティ大会,	2015年 9月10日
非均一電力割当法を用いる光無線ターボ符号化 DOOK の一検討	電子情報通信学会ワイドバンド研究会	2015年10月 9日
Optical-wireless enhanced code-shift-keying with IM/DD	Proc. Asia-Pacific Conference on Communications (APCC2015),	2015年10月14日
Indoor optical-wireless code-shift-keying with two-stages demodulation	Proc. IEEE 4 Global Conference on Consumer Electronics (GCCE2015),	2015年10月30日
Mitigation of the Influence of Optical Background Noise by Using Turbo-Coded DOOK	Journal of Signal Processing	2015年11月
Robust Turbo-Coded OOK System for Background Noise Alleviation and Frame Synchronization in Optical Wireless Channel	Journal of Signal Processing	2016年7月掲載予定
Improved Code-Shift Keying Systems with Functional Pseudonoise Code in Optical-Wireless Channel	Journal of Signal Processing	2016年7月掲載予定
Novel Parallel Optical Turbo-code Communication System using RGB LEDs for Partial Erasure Channel	Proc. International Technical Conference of Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC2016),	2016年7月13日発表予定