

光無線通信における PN 符号を用いる階層化変調法

羽瀨 裕真^{†a)} 小澤 佑介^{††b)}

Hierarchical Modulation Schemes Using Pseudo-Noise Code on Optical Wireless Communications

Hiromasa HABUCHI^{†a)} and Yusuke KOZAWA^{††b)}

あらまし これまでの光無線変調法は 1 種類の変調法を利用する場合が一般的であり、階層化変調法に関する検討もほとんど行われていない。本論文では、擬似雑音 (PN) 符号を用いることにより 2 種類の情報変調法を融合する光階層化変調方式が提案されている。特に、コードシフトキーイング (CSK) と振幅シフトキーイング (ASK) を融合した CSK-ASK 方式、CSK とコード数キーイング (CNK) を融合した CSK-CNK 方式、マルチパルス・パルス位置変調 (MPPM) と CNK を融合した MPPM-CNK 方式が提案されている。これらの方式は、信号パターンによって情報伝送する方式と信号電力によって情報伝送する方式を融合したものであり、各変調方式によって伝送距離や必要な同期精度が異なり、通信距離などに応じて受信情報量が異なる階層化が行える。本論文では、同期タイミングが完全である場合と同期誤差がある場合の誤り率特性が示され、各情報変調データを独立に復調できること、2 種類の情報変調法の間で性能差があることが示されている。

キーワード 光無線通信, 空間光通信, 擬似雑音符号系列, 階層化変調法, コードシフトキーイング

1. ま え が き

最近, 光ファイバをネットワーク状に張り巡らして, 公衆網ばかりでなく基地局を介さないユーザ間通信まで高速化及び高信頼化が図られつつある。また, 家庭内の照明や交通信号機等が LED に置き換わりつつある。それに伴い, 光ファイバなどの基幹ネットワークから我々の生活空間であるラスト 10m をカバーできる情報通信方式として, 可視光通信や, 赤外線や白色光を利用した光無線通信が脚光を浴びている。

光無線通信では法規制問題がなくグローバル化しやすく, 技術的にも人体的にも人にやさしい, ワイヤレス LAN や携帯電話などの電波を用いる既存のワイヤレス通信と干渉することがなく共存可能であり, 壁等により物理的に遮へいされるため情報漏えい範囲が

限定的である, などの特徴をもつため, 将来のネットワークを支える重要技術の一つであると考えられる。

光無線通信では, 光通信路環境のモデル化 [1], [2], 階層化変調 [5]~[10] や情報変調 [11]~[16] などの光変復調法, 光多元接続法, 符号分割多元接続で利用される光擬似雑音符号系列 [13], [23]~[25], OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) などの変調法の適用方法 [26], 同期法やデバイスを含めた送受信システム, 誤り訂正符号の適用可能性 [17]~[22] などが検討されている。

光無線通信の高信頼化信号伝送を実現する方法は, 大きく二つに分類される。一つは, 単に誤り率性能を向上させることである。もう一つは, 情報の格付けやメディアごとに適した情報伝送を行うことである。

一つ目の方式では, (a) 誤り訂正符号を利用する方法, (b) パルス位置変調 (Pulse Position Modulation, PPM) やコードシフトキーイング (Code Shift Keying, CSK) などの M-ary 直交変調法を利用する方法, (c) スペクトル拡散 (Spread-Spectrum, SS) 通信技術を利用する方式, などが考えられる。(a)(b) では, シヤノンリミットに近づけることが可能なターボ符号や M-ary 直交変調方式が検討されている。(c)

[†] 茨城大学工学部, 日立市

College of Engineering, Ibaraki University, 4-12-1 Nakanarusawa, Hitachi-shi, 316-8511 Japan

^{††} 東京理科大学理工学部, 野田市

Faculty of Science and Technology, Tokyo University of Science, 2641 Yamazaki, Noda-shi, 278-8510 Japan

a) E-mail: habuchi@mx.ibaraki.ac.jp

b) E-mail: kozawa@rs.tus.ac.jp

では、(b)の直交符号を実現するための擬似雑音符号(Pseudo-noise; PN)系列, オンオフ信号形式の伝送であっても擬似的に両極性変調方式を実現するPN符号が検討されている. 例えば, 一般化拡張プライム系列符号(Generalized Modified Prime Sequence Code; GMPSC)や変形擬直交M系列対(Modified Pseudo Orthogonal M-sequence; MPOMS)が提案されている. PN符号により多元接続を実現できるばかりでなく, フレーム同期タイミングなどを容易に抽出できる. また, 符号分割多重により1 [bit/chip]以上の情報伝送速度を達成可能である.

二つ目の方式は, 通信路環境が劣悪になった場合に単に情報が受け取れないということではなく, 情報の要点やダイジェストだけでも受け取れるという観点, 利用する空間的な範囲が異なるデータを同時に伝送するという観点からの光無線通信の信頼性である. 更に, 高度交通システムなどでは重要情報を素早く確実に受け取れるエリアとその情報を受け取るまでの準備エリアが考えられ, そのような距離に応じた通信サービスが考えられる. それを実現する方式として, (d)階層化変調による方法, が考えられ, LEDを用いる伝送において低周波数成分と高周波数成分を用いた階層化, 2種類の情報変調法を融合した階層化, 信号点配置における信号点間距離を調整する階層化が検討されている.

本論文では, 高信頼性信号伝送法として二つ目の方式に着目する. この階層化変調法を実現するには, 情報伝送速度の調整が容易, フレーム同期追跡・保持法が簡易, 通信路雑音や他局間干渉などに対処可能である必要がある. そのため, 本論文では, (c)のスペクトル拡散通信方式に着目し, PN符号と情報変調法を融合することにより自由度を高め, 光無線通信における階層化変調方式を検討する.

本論文では, 送信光エネルギー量で情報表現する方式と送信信号パターンで情報を表現する方式を融合した階層化変調法を提案する. つまり, 2種類の情報変調法を融合した方式を検討する. 特に, 以下の3方式を提案する.

- コードシフトキーイング(Code Shift Keying, CSK)と振幅シフトキーイング(Amplitude Shift Keying, ASK)を融合したCSK-ASK方式,
- CSKとコード数キーイング(Code Number Keying, CNK)を融合したCSK-CNK方式,
- マルチパルス・パルス位置変調(Multi-pulse Pulse Position Modulation, MPPM)とCNKを融

合したMPPM-CNK方式

これらの方式は, 信号パターンによって情報伝送する方式と信号電力によって情報伝送する方式を融合したものであり, 各変調方式によって伝送距離が異なり, 通信距離に応じて受信情報量が異なる階層化を実現できると考えられる. これらにより, 情報配信における配信基地局からの距離に応じた情報取得, 通信を行っているユーザの周囲ユーザにおける情報獲得, 光無線通信における信頼性向上など, 新しい展開が期待される.

2. PN符号を用いる階層化変調法

階層化変調は, 2種類の異なる変調法を組み合わせることにより構成する. M-ary直交変調法のような多値度を増大すると誤り率特性の向上がみられる多値変調法と, 振幅シフトキーイングのような信号エネルギーが変動する多値変調法を融合する. 更に, 各変調法で変調されたデータ信号は, 独立に復調できる.

2.1 PN符号

PN符号として, 一般化拡張プライム系列符号(GMPSC) [24]を採用する. GMPSCでは, 2のべき乗数 p を与えたとき, 符号長が $L=p^2$ のPN符号が p^2 個構成される. これらは p 個の符号からなる符号群 p 個に分類される. 符号群 i に含まれる j 番目の符号を $PN_{ij}=\{c_1, c_2, \dots, c_p\}$ ($c_k=1$ または 0)と表すと, 相互相関値は

$$PN_{ij} \cdot PN_{k\ell} = \begin{cases} p & (i=k, j=\ell) \\ 0 & (i=k, j \neq \ell) \\ 1 & (\text{otherwise}) \end{cases}$$

となる. ただし, \cdot は内積を表す. つまり, 同一符号群に属する符号同士は直交関係にあり, 異なる符号群に属している符号間の相関値は, 符号によらず1である.

2.2 CSK-ASK方式

図1に, 第1変調法としてCSK, 第2変調法としてASKを採用した階層化変調システムを示す. ただし, T はパルス幅, LT はPN符号長である.

CSKとは, M 個のPN符号から, どの m 個の符号を選択するかによって情報を表現する. そのため, 1符号時間当たり $\lceil \log_2(MC_m) \rceil$ [bit]の情報量となる. $m=1$ の場合は, M-ary直交変調方式と同一となる. 本システムで扱うPN符号は $PN_{11}, PN_{12}, \dots, PN_{1M}$ のように符号群1に属する M 個の符号である. M は $p=\sqrt{L}$ 以下の2のべき乗の数である. ASKは, 情報

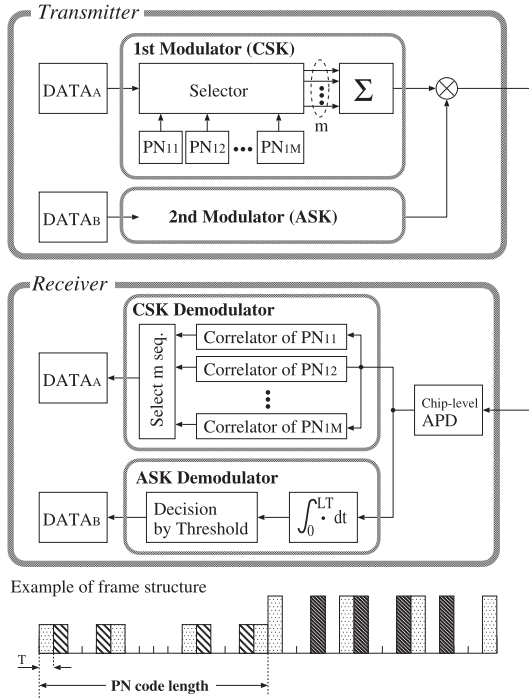


図1 CSK-ASK システム構成
Fig. 1 The system structure of CSK-ASK.

により信号振幅を N レベルから一つを選択する．1 シンボル当りの情報量は $\lceil \log_2 N \rceil$ [bit] となる．

受信機では，CSK 信号は，各 PN 符号との相関器出力を比較し， m 個からなる PN 符号の組合せを推定する．その PN 符号組合せによりデータを抽出する．ASK 信号は，フレーム時間にわたって出力加算された信号をスレッシュホールドによりレベル判定する．判定されたレベルにより，データを取り出す．このように CSK-ASK 方式は各変調法で変調された信号を独立に復調できることが分かる．

2.3 CSK-CNCK 方式

図 2 に，第 1 変調法として CSK，第 2 変調法として CNK を採用した階層化変調システムを示す．ただし， T はパルス幅， LT は PN 符号長を表している．

CNCK とは，情報に応じて送信する PN 符号数を変化させる方式である．ASK が振幅を変化させて送信エネルギーを変化させたのに対して，同時送信する PN 符号数を変化させて送信エネルギーを変化させている．本方式では， $0 \sim N - 1$ 個の PN 符号の加算を考える．そのため，1 符号時間当り $\lceil \log_2 N \rceil$ [bit] を伝送することになり，CSK-ASK 方式の ASK と同一

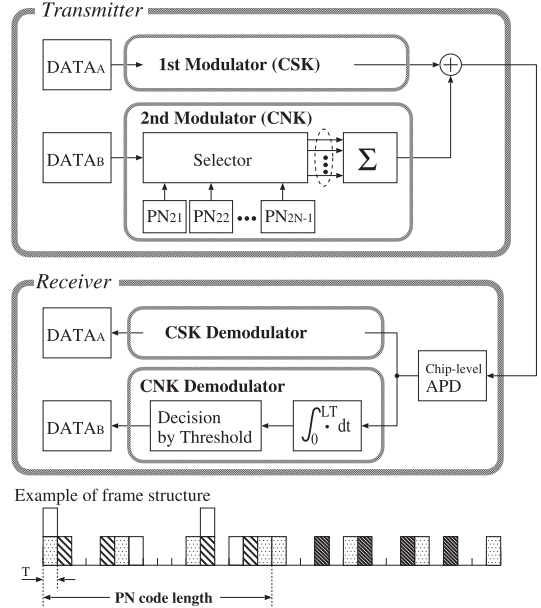


図2 CSK-CNCK システム構成
Fig. 2 The system structure of CSK-CNCK.

である．CNCK で利用する PN 符号は GMPSC であり，CSK とは異なる直交符号群を採用する．例えば， $PN_{21}, PN_{22}, \dots, PN_{2N-1}$ のように符号群 2 に属する $N - 1$ 個の PN 符号を利用する．CSK は 2.2 と同様である．

受信機では，CSK 信号の復調は 2.2 と同様に行われる．CNCK 信号の復調は，2.2 の ASK 復調と同様に積分器出力をしきい値判定することによりを行う．このように CSK-CNCK 方式も各変調法で変調された信号は独立に復調できる．

2.4 MPPM-CNCK 方式

図 3 に，第 1 変調法として MPPM，第 2 変調法として CNK を採用した階層化変調システムを示す．ただし， T はパルス幅， LT は PN 符号長を表している．

MPPM とは， M 個のスロットからなるフレームにおいて， m 個のパルスをどのように配置するかによって情報を表現する．そのため，1 フレームで $\lceil \log_2 (M C_m) \rceil$ [bit] を伝送することになる．ここでの MPPM は m 個の選択スロットに PN 符号 (PN_{21}) を発生させることになるので SS 方式と融合した方式であり，MPPM/SS である．ここでの CNCK については，MPPM/SS に利用する PN 符号とは異なる符号 (PN_{22}) を MPPM/SS で選択されていなかった

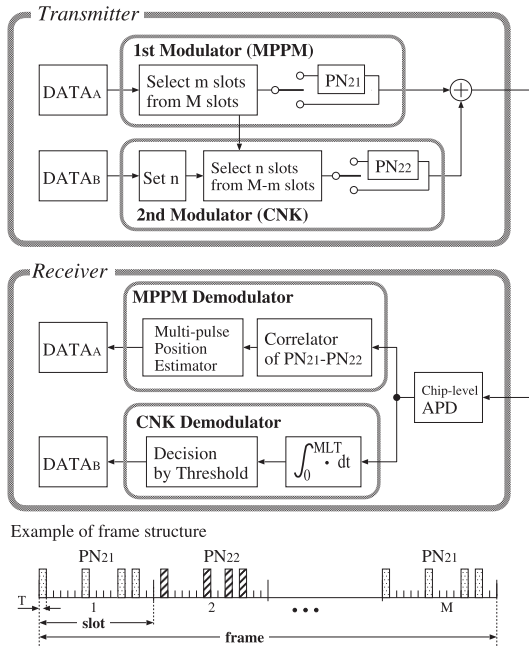


図3 MPPM-CNK システム構成
Fig. 3 The system structure of MPPM-CNK.

スロットにランダム配置することになる．CNK は MPPM/SS フレーム内の信号エネルギーの変化で情報伝送する．

受信機では，MPPM 信号は各スロットごとに参照符号 (PN_{21} と PN_{22}) と相関値の差をとり，それを比較することにより m 個の位置を推定する．CNK 信号が存在しているスロットは相関値が負になるため MPPM 信号の判定に悪影響を及ぼさない．CNK 信号は，2.2 の ASK 復調と同様に 1 フレーム時間積分した出力値をしきい値判定することにより情報復調を行う．この方式も各変調信号は独立に復調できることになる．

3. 性能解析

光無線通信では，大気を伝搬する際の分子吸収による損失や，粒子による散乱等の影響や背景光が存在する．その中で大気の屈折率変動によって，受信光強度に揺らぎが生じるシンチレーションと呼ばれる現象がある．このシンチレーションと背景光を考慮した場合，受信光電力 $P_s(t)$ は，

$$P_s(t) = X(t) \times P_w(t) + P_b(t) \quad (1)$$

と表すことができる．ここで， $P_b(t)$ は背景光の影響

を表し， $P_w(t)$ はシンチレーションと背景光の影響を除いた受信光電力を表す．そして， $X(t)$ は定常確率過程により特徴づけられるシンチレーションとすると， $X(t)$ は次の確率密度関数 $p(X)$ に従う．

$$P(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_s^2 X}} \exp \left\{ -\frac{(\ln X + \sigma_s^2/2)^2}{2\sigma_s^2} \right\}$$

ただし，シンチレーション X の平均値は 1 に正規化されており，対数分散 σ_s^2 は大気の状態や伝送距離により決定される．

光検出器は光放射を直接電気信号（電流または電圧）に変換し，光の電力レベルに迅速に応答する素子のことである．光検出器には外部光電変化と内部光電変化の 2 種類が存在する．本論文では，光検出器として内部光電変化である APD を用いている [3], [4]．この APD では，APD 雑音と信号依存性雑音を考慮する必要がある．APD の利得（光電流の増倍率）を G とすると，信号電力はフォトダイオードで得られる値の G^2 倍に増大する．しかし，光電流が増倍されると同時に雑音も増加されてしまう（過剰雑音）．その一つがショット雑音である．

APD における放出電子数の平均 $\mu[P_{in}]$ は，1 スロット間隔を T とし，そのスロット間隔で APD に入射する光電力を P_{in} とすると，次式で表される．

$$\mu[P_{in}] = GT_s \left(\frac{\eta P_{in}}{hf} + \frac{I_b}{e} \right) + \frac{I_s T}{e} \quad (2)$$

ただし， $\eta P_{in}/hf$ は 1 秒当りの平均放出電子数， I_b は平均バルク漏れ電流， I_s は平均表面漏れ電流を表している．

APD における放出電子数の分散 $\sigma^2[P_{in}]$ は，APD に入射する光電力を P_{in} とすると，次式で表される．

$$\sigma^2[P_{in}] = G^2 FT \left(\frac{\eta P_{in}}{hf} + \frac{I_b}{e} \right) + \frac{I_s T}{e} + \frac{2k_B T_r T}{e^2 R_L} \quad (3)$$

ただし，第 3 項は熱雑音による影響である． k_B はボルツマン定数， T_r は受信機の雑音温度， R_L は負荷抵抗を表す． F は過剰雑音指数であり，

$$F = G \left\{ 1 - (1 - k_{eff}) \left(\frac{G-1}{G} \right)^2 \right\} = k_{eff} G + (1 - k_{eff}) \left(\frac{2G-1}{G} \right)$$

で表される．

オン信号送信において、 P_w をシンチレーションと背景光の影響を除いた受信光電力とすると、 P_{in} は $XP_w + P_b$ で表される。オフ信号伝送時は、 $XP_w/M_e + P_b$ で表される。 M_e は変調消光比である。

3.1 誤り率

CSK-ASK 方式、CSK-CNK 方式、MPPM-CNK 方式のいずれの場合でも一つ目の変調方法は M-ary 直交変調法に基礎を置いたものであり、二つ目の変調方法は送信エネルギーを変動する方式であるため、統一的な式で表現できる。そのため、CSK-ASK 方式の理論式を示し、他の方式は相違点のみを示すこととする。

(a) CSK-ASK 方式

ASK の振幅レベル数を N とし、その係数を $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ と表し、データにより選択されたレベルを n と表記する。 n が大きいほど振幅レベル係数が大きい。

CSK のシンボル誤り率 SER_1 は、振幅レベルが α_n のときのシンボル成功率を $P_{suc}(n)$ とすると、

$$SER_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{1 - P_{suc}(n)\} \quad (4)$$

となる。ただし、振幅レベルは一様に選択されているものとする。

$P_{suc}(n)$ は、CSK の各符号の相関器出力値を q_i とし、データにより選択された m 個の符号の相関値を q_1, q_2, \dots, q_m とすると、

$$\begin{aligned} P_{suc}(n) &= \text{Prob}[(q_1, \dots, q_m) > (q_{m+1}, \dots, q_M)|n] \\ &= m \text{Prob}[(q_1, \dots, q_{m-1}) > q_m \\ &\quad > (q_{m+1}, \dots, q_M)|n] \\ &= m \int_0^\infty P(X) \int_{-\infty}^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2(X|n)}} \\ &\quad \exp\left\{-\frac{(q_m - \mu_m(X|n))^2}{2\sigma_m^2(X|n)}\right\} \\ &\quad \times \prod_{j=m+1}^M \frac{1}{2} \text{erfc}\left(-\frac{q_m - \mu_j(X|n)}{\sqrt{2\sigma_j^2(X|n)}}\right) \\ &\quad \times \prod_{j=1}^{m-1} \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{q_m - \mu_j(X|n)}{\sqrt{2\sigma_j^2(X|n)}}\right) dq_m dX \quad (5) \end{aligned}$$

となる。ただし、 $\mu_j(X|n)$ と $\sigma_j^2(X|n)$ は式 (2)(3) をもとに次のように書き換えられる。

$$\begin{aligned} \mu_j(X|n) &= \begin{cases} \sqrt{L}\mu[\alpha_n P_w X + P_b] & j=1, \dots, m \\ \sqrt{L}\mu\left[\frac{\alpha_n P_w X}{M_e} + P_b\right] & \text{otherwise} \end{cases} \\ \sigma_j^2(X|n) &= \begin{cases} \sqrt{L}\sigma^2[\alpha_n P_w X + P_b] & j=1, \dots, m \\ \sqrt{L}\sigma^2\left[\frac{\alpha_n P_w X}{M_e} + P_b\right] & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned}$$

次に、ASK のシンボル誤り率を考える。振幅レベル n と $n+1$ のしきい値を Th_n と表記する。フレーム時間の積分器出力を q とするとシンボル誤り率 SER_2 は

$$\begin{aligned} SER_2 &= \frac{1}{N} \left\{ \text{Prob}[q > Th_1 | n=1] \right. \\ &\quad \left. + \sum_{n=2}^{N-1} \text{Prob}[q < Th_{n-1}, q \geq Th_n | n] \right. \\ &\quad \left. + \text{Prob}[q < Th_{N-1} | n] \right\} \\ &= \frac{1}{N} \int_0^\infty P(X) \left\{ \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{Th_1 - \mu_s(X|n=1)}{\sqrt{2\sigma_s^2(X|n=1)}}\right) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{n=2}^{N-1} \left[\frac{1}{2} \text{erfc}\left(-\frac{Th_{n-1} - \mu_s(X|n)}{\sqrt{2\sigma_s^2(X|n)}}\right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{Th_n - \mu_s(X|n)}{\sqrt{2\sigma_s^2(X|n)}}\right) \right] \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} \text{erfc}\left(-\frac{Th_{N-1} - \mu_s(X|n=N)}{\sqrt{2\sigma_s^2(X|n=N)}}\right) \right\} dX \quad (6) \end{aligned}$$

となる。ただし、 $\mu_s(X|n)$ と $\sigma_s^2(X|n)$ は振幅レベル n のときの CSK フレームの積分器出力の総和の平均と分散であり、次式で表される。

$$\begin{aligned} \mu_s(X|n) &= m\sqrt{L}\mu[\alpha_n P_w X + P_b] \\ &\quad + (L - m\sqrt{L})\mu\left[\frac{\alpha_n P_w X}{M_e} + P_b\right] \\ \sigma_s^2(X|n) &= m\sqrt{L}\sigma^2[\alpha_n P_w X + P_b] \\ &\quad + (L - m\sqrt{L})\sigma^2\left[\frac{\alpha_n P_w X}{M_e} + P_b\right] \end{aligned}$$

(b) CSK-CNK 方式

CSK において、誤り率は式 (5) と同一であるが、平均 $\mu_j(X|n)$ と分散 $\sigma_j^2(X|n)$ の振幅レベル係数 α_n を

PN 符号数 n に変換する必要がある。更に、CSK と CNK で利用する PN 符号間では、一つの PN 符号当たり一つの符号パルスが重なることになるため、 n 個の PN 符号を利用する場合は $(n-1)$ 個の符号パルスが重なり、 $\sqrt{L} - (n-1)$ 個の符号パルスは重ならないことになる。そのことを考慮すると、CSK における平均と分散は次式で表される。

$$\begin{aligned} \mu_j(X|n) &= \begin{cases} (\sqrt{L} - n + 1)\mu [P_w X + P_b] & j=1, \dots, m \\ + (n-1)\mu [2P_w X + P_b] & \\ (n-1)\mu [P_w X + P_b] & \text{otherwise} \\ + (\sqrt{L} - n + 1)\mu \left[\frac{nP_w X}{M_e} + P_b \right] & \end{cases} \\ \sigma_j^2(X|n) &= \begin{cases} (\sqrt{L} - n + 1)\sigma^2 [P_w X + P_b] & j=1, \dots, m \\ + (n-1)\sigma^2 [2P_w X + P_b] & \\ (n-1)\sigma^2 [P_w X + P_b] & \text{otherwise} \\ + (\sqrt{L} - n + 1)\sigma^2 \left[\frac{nP_w X}{M_e} + P_b \right] & \end{cases} \end{aligned}$$

CNK の誤り率は式 (6) と同一であるが、平均 $\mu_s(X|n)$ と分散 $\sigma_s^2(X|n)$ においては振幅レベルを PN 符号数に変換する必要がある。CSK と CNK の信号で構成されるフレームにおいて、 $m(n-1)$ 個の符号パルスは重なり、 $(\sqrt{L}(m+n-1) - 2m(n-1))$ 個の符号パルスは重ならず、残りは符号パルスが生起しないことになる。そのことを考慮した平均と分散は次式で表される。

$$\begin{aligned} \mu_s(X|n) &= m(n-1)\mu [2P_w X + P_b] \\ &+ (\sqrt{L}(m+n-1) - 2m(n-1))\mu [P_w X + P_b] \\ &+ (L - \sqrt{L}(m+n-1) \\ &\quad + m(n-1))\mu \left[\frac{P_w X}{M_e} + P_b \right] \\ \sigma_s^2(X|n) &= m(n-1)\sigma^2 [2P_w X + P_b] \\ &+ (\sqrt{L}(m+n-1) - 2m(n-1))\sigma^2 [P_w X + P_b] \\ &+ (L - \sqrt{L}(m+n-1) \\ &\quad + m(n-1))\sigma^2 \left[\frac{P_w X}{M_e} + P_b \right] \end{aligned}$$

(c) MPPM-CNK 方式

MPPM では、各スロットでの $PN_{21} - PN_{22}$ との M 個の相関値を比較することになる。その操作は CSK

の M 個の符号相関値を比較することと同じであるため、誤り率も式 (5) と同じになる。平均 $\mu_j(X|n)$ と分散 $\sigma_j^2(X|n)$ は振幅レベル係数 α_n を PN 符号数 n に変換し、符号パルスの重なりがないことを考慮し、次式で表される。

$$\begin{aligned} \mu_j(X|n) &= \begin{cases} \sqrt{L} \left\{ \mu [P_w X + P_b] - \mu \left[\frac{P_w X}{M_e} + P_b \right] \right\} & j=1, \dots, m \\ \sqrt{L} \left\{ \mu \left[\frac{P_w X}{M_e} + P_b \right] - \mu [P_w X + P_b] \right\} & j=m+1, \dots, m+n \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \\ \sigma_j^2(X|n) &= \begin{cases} \sqrt{L} \left\{ \sigma^2 [P_w X + P_b] + \sigma^2 \left[\frac{P_w X}{M_e} + P_b \right] \right\} & j=1, \dots, m, m+1, \dots, m+n \\ 2\sqrt{L}\sigma^2 \left[\frac{P_w X}{M_e} + P_b \right] & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned}$$

CNK においては、判定器への入力信号はフレーム時間にわたって加算された信号であるため、平均 $\mu_s(X|n)$ と分散 $\sigma_s^2(X|n)$ は次式となる。

$$\begin{aligned} \mu_s(X|n) &= (m+n-1)\sqrt{L} \left\{ \mu [P_w X + P_b] \right\} \\ &+ (ML - (m+n-1)\sqrt{L}) \left\{ \mu \left[\frac{P_w X}{M_e} + P_b \right] \right\} \\ \sigma_s^2(X|n) &= (m+n-1)\sqrt{L} \left\{ \sigma^2 [P_w X + P_b] \right\} \\ &+ (ML - (m+n-1)\sqrt{L})\sigma^2 \left[\frac{P_w X}{M_e} + P_b \right] \end{aligned}$$

3.2 情報伝送率

情報伝送率を表 1 にまとめる。

ただし、パルス幅を T [s] とする。第 1 変調法の全レベル数を M 、選択レベル数を m とする。第 2 変調法のレベル数を N とする。PN 符号長は LT とする。

CSK の M は \sqrt{L} 以下となる。これは PN 符号と

表 1 情報伝送率

Table 1 Data transmission rate.

階層化方式	第 1 変調法の情報伝送率 [bit/s]	第 1 変調法の情報伝送率 [bit/s]
CSK-ASK	$\frac{LT}{\lfloor \log_2(MC_m) \rfloor}$	$\frac{LT}{\lfloor \log_2 N \rfloor}$
CSK-CNK	$\frac{LT}{\lfloor \log_2(MC_m) \rfloor}$	$\frac{LT}{\lfloor \log_2 N \rfloor}$
MPPM-CNK	$\frac{LT}{MLT}$	$\frac{LT}{MLT}$

して一般化 MPSC を利用しているためである。CSK と組み合わせた CNK のレベル数は $L - \sqrt{L} + 1$ 以下となる。MPPM と組み合わせた CNK では、そのレベル数は $M - m + 1$ 以下となる。

4. 数値例

数値例のための各数値諸元を表 2 に示す。

4.1 同期状態における誤り率

図 4 に 1 ビット当りの平均受信光電力 [dBm] に対するシンボル誤り率特性を示す。ただし、第 1 変調法と第 2 変調法の情報伝送速度をそろえるため、 $M=4$, $m=1$, $N=4$ とし、CSK-ASK 方式と CSK-CNK 方

表 2 数値諸元
Table 2 Notation.

Name	Symbol	Value
Laser wavelength		830 [nm]
Pulse duration	T	$1/R_c$
Optical clock rate	R_c	120 [MHz]
Scintillation logarithm	σ_s^2	0.01
Background noise	P_b	-45 [dBm]
Quantum efficiency	η	0.6
APD Gain	G	100
Effective ionization ratio	k_{eff}	0.02
Bulk leakage current	I_b	0.1 [nA]
Surface leakage current	I_s	10 [nA]
Modulation extinction ratio	M_e	100
Receiver noise temperature	T_r	1100 [°K]
Receiver load resistor	R_L	1030 [Ω]

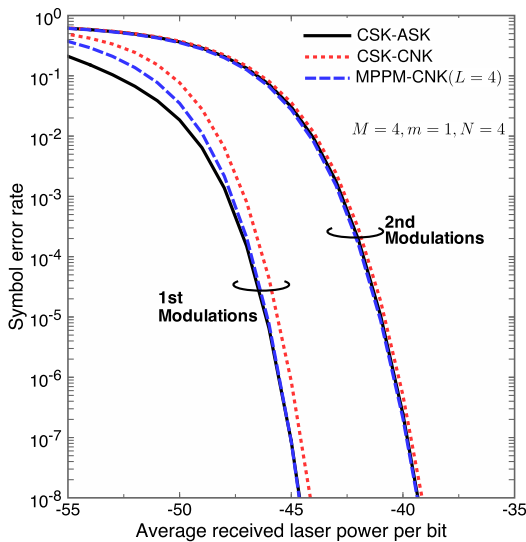


図 4 $M=4$, $m=1$, $N=4$ の場合のシンボル誤り率特性
Fig. 4 Symbol error rates when $M=4$, $m=1$, and $N=4$.

式の GMPSC 符号長は $L=16$, MPPM-CNK 方式の GMPSC 符号長は $L=4$, $LM=16$ とする。

これより、いずれの方式でも第 1 変調法と第 2 変調法のシンボル誤り率には差があることが分かる。また、受信同期が確立している場合には、第 1 変調法の誤り率が良好であることが確認できる。変調法によって誤り率が異なることは、通信可能距離が異なることに関係すると考えられ、利用する空間的な範囲が異なるデータを同時に伝送するという観点を実現できる可能性がある。第 1 変調法と第 2 変調法との性能差は 5 [dB] 程度存在している。例えば、5 [dB] の性能差は、文献 [27] の通信路モデルから送信機から鉛直方向に 5 [m] 下がった地点を受信機位置の基準とすると、その地点から 4.28 [m] 離れた円周上で受信したときとの差に相当することになる。ただし、空間的な距離は使用する送受信機の特長や送受信機の配置により大きく変動するため、詳細検討は今後の課題である。

4.2 受信同期誤差がある場合の誤り率

図 5 に受信同期誤差 (1 パルス幅時間) がある場合の 1 ビット当りの平均受信光電力 [dBm] に対するシンボル誤り率特性を示す。ただし、CSK-ASK 方式及び CSK-CNK 方式では GMPSC の符号長 $L=16$, MPPM-CNK 方式では MPOMS の符号長 $L=4$, $LM=16$ とする。

これより、第 1 変調法の誤り率は大幅に劣化してい

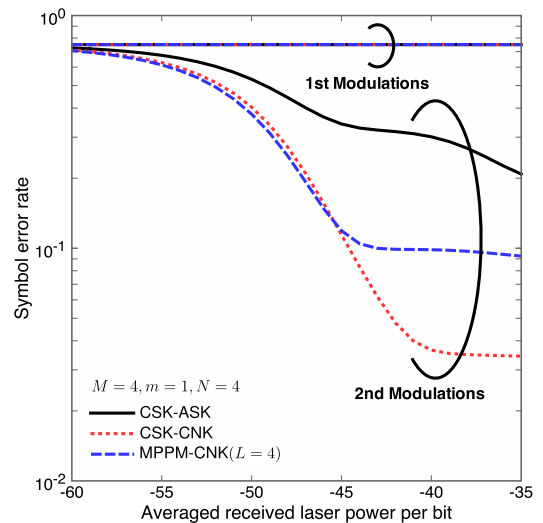


図 5 $M=4$, $m=1$, $N=4$ の場合の同期誤差を考慮したシンボル誤り率特性

Fig. 5 Symbol error rates in the presence of timing error when $M=4$, $m=1$, and $N=4$.

ることが分かる。第1変調法(CSK)の誤り率は、1パルス時間 T のフレーム同期誤差があると送信PN符号の相関器出力が最も高くなるわけではなく、他のPN符号との相関器出力と同程度になってしまう可能性があり、 $(M-1)/M$ に近接してしまう。また、MPPMの誤り率もPN符号同期がとれていないため、相関器出力が0近傍となってしまう、やはり $(M-1)/M$ になってしまう。

それに対し、第2変調法の誤り率はわずかではあるが第1変調法よりも良好になっている。これは、第2変調法は単にフレーム内の信号エネルギーによって復調するため同期誤差に敏感でないことが考えられる。1パルス時間 T のフレーム同期誤差では、フレーム内の信号エネルギーの一部(ただだか $1/L$ 程度)の増減である。第2変調法の誤り率が第1変調法よりも良好になっていることは、通信路環境が劣悪になった場合に単に情報が受け取れないということではなく、情報の要点やダイジェストだけでも受け取れるという観点の実現可能性を示すこととなる。第2変調法の中でも性能差があり、CNKを用いた方式が良い傾向にある。これは信号エネルギーがフレーム内に分散され、同期誤差による影響が小さくなっているためであると考えられる。

今後は、フレーム同期誤差が生じた場合でも第2変調法により情報の要点が受け取れるように、第2変調法の性能改善を図る必要がある。第2変調法はフレーム内信号エネルギーにより復調するため、PN符号やMPPMフレームを工夫することにより同期誤差に対処できると考えられる。

5. む す び

本論文では、光無線通信における階層化変調法を提示した。特に、M-ary直交変調法のような多値変調方式と送信エネルギーの変化によって情報伝送する多値変調方式を融合した階層化変調法として、CSK-ASK方式、CSK-CNK方式、MPPM-CNK方式を提案した。これらの方式を構成する二つの変調信号はそれぞれ独立に復調することができる。これらの方式の同期状態における誤り率及び情報伝送率の理論式を導出した。また、数値例として、同期状態及び同期誤差がある場合の誤り率を示し、融合した二つの変調法に差が生じることを明らかにした。

今後は、距離特性や同期精度、多元接続干渉を考慮した性能を明らかにする予定である。

謝辞 本研究の一部は、科学研究費(基盤研究C)の援助により行われた。

文 献

- [1] X. Zhu and J.M. Kahn, "Free-space optical communication through atmospheric turbulence channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol.50, no.8, pp.1293-1300, Aug. 2002.
- [2] 秦 正人, 森永規彦, 滑川敏彦, "空間伝送アナログ光通信方式の受信特性," *信学論 (B)*, vol.J66-B, no.1, pp.79-83, Jan. 1983.
- [3] J.B. Abshire, "Performance of OOK and low-order PPM modulations in optical communications when using APD-based receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-32, no.10, pp.1140-1143, Oct. 1984.
- [4] H.M. Kwon, "Optical orthogonal code-division multiple-access system-Part I: APD noise and thermal noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol.42, no.7, pp.2470-2479, July 1994.
- [5] 増田恭一郎, 山里敬也, 岡田 啓, 片山正昭, "LED信号機と車載カメラを用いた可視光空間通信における階層的符号化方式," *信学論 (A)*, vol.J90-A, no.9, pp.696-704, Sept. 2007.
- [6] Y. Oka, H. Habuchi, and K. Ohuchi, "Hierarchical information acquisition scheme on the local broadcasting system," *International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC2008)*, pp.1345-1348, July 2008.
- [7] 杉山 佳, 羽濑裕真, "拡張プライム符号系列を用いたCSK-CNK方式の一検討," *信学会東京支部学生会研究発表会*, no.23, March 2009.
- [8] 田中秀平, 宇佐見庄五, "光CDMAシステムにおけるCSK方式の多重化の検討," 第32回情報理論とその応用シンポジウム, pp.793-798, Dec. 2009.
- [9] 田中秀平, 宇佐見庄五, "光CDMAシステムにおけるCSK方式の多重化," *電学論 (C)*, vol.130, no.12, pp.2174-2175, Dec. 2010.
- [10] 吉川英希, 大内浩司, "放送型路車間通信における多重CSKを用いた光階層通信の誤り率特性," *信学技報*, ITS2011-9, July 2011.
- [11] T. Ohtsuki, "Performance analysis of atmospheric optical CDMA systems," *信学技報*, CS2001-94, Oct. 2001.
- [12] 船引 誠, 宮本伸一, 森永規彦, "PPM/CDMA方式を用いた無指向直射室内光無線通信システムに関する一検討," *信学技報*, RCS98-191, Jan. 1999.
- [13] Y. Kozawa and H. Habuchi, "Theoretical analysis of atmospheric optical PPM CDMA with pseudo-orthogonal M-sequences," *IEEE 18th Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC2007)*, Sept. 2007.
- [14] K. Kiasaleh, "Performance of APD-based, PPM free-space optical communication systems in atmospheric turbulence," *IEEE Trans. Commun.*, vol.53, no.9, pp.1455-1461, Sept. 2005.

- [15] J.Y. Kim and H.V. Poor, "Performance bounds for coded free-space optical communication through atmospheric turbulence channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol.51, no.8, pp.1233–1239, Aug. 2003.
- [16] J. Li and M. Uysal, "Optical wireless communications: System model, capacity and coding," *IEEE 58th Vehicular Technology Conference (VTC 2003-Fall)*, Oct. 2003.
- [17] K. Kiasaleh, "Turbo-coded optical PPM communication systems," *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol.16, no.1, pp.18–26, Jan. 1998.
- [18] T. Ohtsuki and J.M. Kahn, "BER performance of turbo-coded PPM CDMA systems on optical fiber," *J. Lightwave Technol.*, vol.18, no.12, pp.1776–1784, Dec. 2000.
- [19] 山本尚武, 大槻知明, "ターボ符号化 OOK 及びターボ符号化 BPPM の繰り返し復号法," *信学技報, RCS2001-54 (CS2001-47)*, June 2001.
- [20] 村田知昭, 遠藤 亮, 羽瀨裕真, "非均一電力化ターボ符号の光無線通信でのビット誤り率," *信学技報, WBS2010-10*, Oct. 2010.
- [21] T. Murata and H. Habuchi, "Effect of unequal transmission power allocation in turbo-coded optical wireless communication system," *Proc. 8th International Conference on Information, Communications, and Signal Processing (ICICS 2011)*, WP5.4, (P0379), Dec. 2011.
- [22] 村田知昭, 羽瀨裕真, 小澤佑介, "非均一電力割当て法を用いる光無線ターボ符号の性能解析," *信学技報, WBS2012-5*, May 2012.
- [23] 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 network," *IEEE Trans. Commun.*, vol.39, no.11, pp.1625–1634, Nov. 1991.
- [24] 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," *信学論 (A)*, vol.J91-A, no.5, pp.559–573, May 2008.
- [25] F. Chung, J. Salehi, and V. Wei, "Optical orthogonal codes: Design, analysis and applications," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.35, no.3, pp.595–604, May 1989.
- [26] L. Chen, B. Krongold, and J. Evans, "Theoretical characterization of nonlinear clipping effects in IM/DD optical OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol.60, no.8, pp.2304–2312, Aug. 2012.
- [27] T. Komine and M. Nakagawa, "Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol.50, no.1, pp.100–107, Feb. 2004.

(平成 24 年 10 月 1 日受付, 25 年 1 月 7 日再受付)



羽瀨 裕真 (正員)

昭 62 埼玉大・工・電気卒。平 4 同大大学院博士後期課程了。博士(学術)。同年茨城大・工・情報助手。平 22 同大・工・情報教授, スペクトル拡散通信, 無線ネットワーク, 多値変調方式, 同期方式, 光無線通信に関する研究に従事。平 6 年度本会学術奨励賞, 平 19 年度 YRP アワード YRP 賞受賞。平 19, 21 年度本会編集活動感謝状。平 23 年度本会活動功労賞。IEEE 会員。



小澤 佑介 (正員)

平 19 茨城大・工・情報卒。平 24 同大大学院博士後期課程課程了。博士(工学)。同年東京理科大・理工・助教。光ワイヤレス通信システムに関する研究に従事。平 19 年度本会東京支部学生会奨励賞受賞。2010 IEEE IT Society Japan Chapter Travel Support Award for Young Researchers 受賞。IEEE 会員。