

デジタル制御型カラーシフトキーイング方式のための 調光制御法に関する研究

7315614 奥村 淳平

1 はじめに

近年、無線周波数資源が枯渇状態にあり、法規制度上の規制がなく無線通信を利用できる新たな技術に注目が集まっている。特に、LED (light emitting diode) 技術の発展及び普及に伴い、可視領域の光を利用する可視光通信の研究がより注目を集めている [1]。

可視光通信は電磁干渉を起こさないため、RF (radio frequency) 帯の電波を用いた無線通信との同時利用が可能であり、発電所、変電所、病院、宇宙船内等の RF 通信が使用できない場所にも導入することができる。一般的に、可視光通信は可視光帯の光強度を制御し、情報を送信するため、送信光信号による光の点滅、明るさ、色を知覚する。したがって、照明光源を利用した可視光通信では、通信性能だけでなく、ちらつきの低減、明るさの制御 (調光制御)、色味の制御 (調色制御) 等、照明性能にも配慮し、変調法を設計することにより、データ伝送と高機能照明の同時実現が可能となる [2]-[5]。

また、可視光通信では、光強度変調/直接検波 (IM/DD : intensity modulation direct detection) が実用的な通信方式として検討されている [1], [6]。この IM/DD 方式は送信機側で用いられる強度変調と受信機側で用いられる直接検波の 2 つの技術によって構成され、標準化団体 IEEE 802.15.7 では、ちらつき低減と調光制御を目的として on-off keying (OOK), variable pulse position modulation (VPPM), color shift keying (CSK) の 3 つの情報変調方式が提案されている [7]。これらの変調方式において、白色 LED を利用する OOK 方式、VPPM 方式は、白色 LED に用いられる蛍光体が原因となり 3-dB 帯域幅が数 MHz という低い応答性に制限されてしまうが、3色 (red, green, blue) の LED が 1 つのパッケージになっている RGB-LED を用いる CSK 方式は、LED 本来の数十 MHz という高い応答性を利用することができ、RGB-LED 内の red, green, blue の出力パワーの組み合わせによりデータ伝送速度を増加させることが可能である [8], [9]。CSK 方式では、CIE x - y 色度図 [10] 上の色座標を頂点とする三角形内に配置された M 個の信号点を各 LED の発光強度の比を変化させることで実現し、情報伝送を行う。このとき、発光強度の和を一定としているため、ちらつきを低減でき、さらに、三角形内に配置する信号点の分布を偏らせることで、人が知覚する色 (ターゲットカラー) を変化させることができ、照明の調色機能を実現させることが可能である。また、CSK 方式は、各信号点及

び調光率に応じて DA (digital-analog) 変換器により LED に印可する電圧を制御し、LED の順方向電流を変化させ、LED の発光強度を変化させる。このとき、LED の順方向電圧-順方向電流の関係、順方向電流-発光強度の関係が非線形になり、注入電流の大きさに応じて発光スペクトルが変化するカラーシフトの影響を受ける [11]。さらに、このアナログ制御による LED の非線形性の影響で通信性能の劣化が生じる [12], [13]。これらの問題を解決法として、digital color shift keying (DCSK) が提案されている [9], [14]。DCSK 方式は、複数の RGB-LED を利用し、各 LED をオンオフ制御 (デジタル制御) することで各色の発光強度を変化させ、情報を表現する。このとき、各 RGB-LED では、3色のうち 1 色のみを点灯し、複数 RGB-LED の色の組み合わせにより情報を表現する。そのため、DA 変換のアナログ制御を必要とせず、LED の線形駆動を可能とすることが最大の利点となる。また、IEEE 802.15.7 で定められている CSK 方式の信号点配置法では、 x - y 色度座標上の使用する LED の x - y 色度座標を頂点とする三角形の内部に、信号点を配置する。文献 [9] より、DCSK 方式はこの信号点配置法に準拠し、error-vector-magnitude (EVM) 性能が 3% となる信号点を用いる場合には、DCSK 方式の誤り率性能には影響を与えない。この DCSK 方式において、可視光通信に求められる照明性能の主な機能 [2] である調光制御法に関しては現在まで未検討となっている。そこで、本研究では、DCSK 方式のデジタル制御を利用した調光制御法について評価を行う。さらに、本研究では、DCSK 方式の調光時の誤り率性能を改善するための方式として、PWM/DPAM (pulse width modulation / digitally controlled pulse amplitude modulation) ハイブリッド型調光制御法を提案する。また、本研究では、提案方式、PWM 型調光制御法、DPAM 型調光制御法を用いたときの誤り率性能についてシミュレーション解析による性能評価を行う。

2 デジタル制御型カラーシフトキーイング (DCSK) 方式のための調光制御法

本章では、RGB-LED アレイ内の複数 RGB-LED の協調発光させ、各色の発光強度比を変化させることで情報を表現する DCSK 方式の調光制御法を検討する。

2.1 パルス幅変調 (PWM) 型調光制御

可視光通信において、2 種類の調光制御法が考えられる [2]。1 つは、パルス幅変調 (PWM : pulse width modulation) である。一般的な可視光通信システムでは、LED のパ

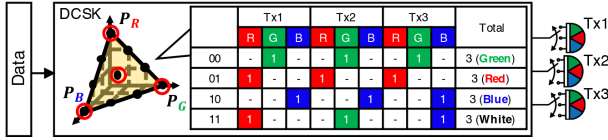


図1 DCSK方式における送信機のシステム構成とIEEE 802.15.7で定められているCSK方式の x - y 色度図上の信号点配置法に準拠する許容誤差3%以内の4-DCSKの送信信号パターン。

ルス幅を小さくすることで薄暗く、パルス幅を大きくすることで明るくし、調光制御を行う。同様に、DCSKシステムにおいて、PWM型調光制御法を用いるとき、光送信信号のデューティ比を所望の調光レベルに応じて変化させることで調光制御を行う。このとき、表現可能な調光段階数 N'_{max} は、

$$N'_{max} = \frac{T_s}{T_c}, \quad (1)$$

と表せる。ここで、 T_s はオリジナルのDCSK方式の1シンボルあたりの送信時間であり、 T_c は、PWM型調光制御法のためのチップ区間を表す。したがって、PWM型調光制御法の調光レベル τ は、

$$\tau_{PWM} = \frac{N_{PWM}}{N'_{max}}, \quad (2)$$

と表せる。ここで、 $N_{PWM}T_c$ は、PWM信号の送信区間を表す ($N_{PWM} = 1, \dots, N'_{max}$)。したがって、放射量の調光率 ε_{PWM} は、

$$\varepsilon_{PWM} = \tau_{PWM} \times 100 \quad [\%], \quad (3)$$

と表せる。PWM型調光制御法を用いたDCSK方式は、点灯している全てのLEDに適用し、PWM信号によりDCSKシンボルを表現する。このPWM型調光制御法は、デューティ比を変化させることで幅広い調光制御が可能となる一方で、最小デューティ比を小さくすることにより可視光送信機に要求される最大動作周波数が増大し、かつPWM調光制御法自体は情報を送信していないため、動作周波数に対するDCSK方式の情報伝送効率(周波数利用効率)は低下してしまう。このとき、 T_c を T_s の半分とすることで、PWM型調光制御法を用いたDCSK方式は、50%と100%の調光率を表現可能となる。

2.2 デジタルパルス振幅変調 (DPAM) 型調光制御

もう一つの調光制御法は、パルス振幅変調 (PAM: pulse amplitude modulation) である。

白色LEDを用いた可視光通信システムでは、一般的に、光送信信号の振幅を所望の調光レベルに応じて変化させるため、LEDの注入電流を制御することによりPAM調光制御を行う。具体的には、調光率を50%とするとき、最大の注入電流に対して半分の注入電流に制御することで調光制御を行う。また、このPAM調光制御法は、PWM型調光制御法とは異なり、光多値振幅により幅広い調光制御を行うた

め、周波数利用効率が低下しない。PAM調光制御は、シンプルでコスト効率が良い一方で、アナログ電流制御は、注入電流の大きさに応じて発光スペクトルが変化するカラーシフトの影響を受ける上、LEDの明るさを正確に制御することが難しい [11]。

したがって、本研究では、デジタルパルス振幅変調 (DPAM: digitally controlled PAM) を検討する。DPAM型調光制御法は、RGB-LEDアレイ内の協調発光させるLED数を変化させることにより、所望の調光率を表現する。そのため、表現可能な調光段階数は、RGB-LEDアレイ内のRGB-LED数により制限されてしまう。オリジナルのDCSK方式のシンボルを表現するために使用するRGB-LED数を N_{min} 、RGB-LEDアレイ内のRGB-LED数を N_{RGB} とすると、DPAM型調光制御法の表現可能な調光段階数 N_{max} は、

$$N_{max} = \left\lfloor \frac{N_{RGB}}{N_{min}} \right\rfloor, \quad (4)$$

と表せる。ここで、 $\lfloor \cdot \rfloor$ は、床関数である。したがって、DPAM型調光制御法の調光レベル τ_{DPAM} は、

$$\tau_{DPAM} = \frac{N_{DPAM}}{N_{max}} \quad (N_{DPAM} = 1, 2, \dots, N_{max}), \quad (5)$$

と表せる。これより、放射量の調光率 ε_{DPAM} は、

$$\varepsilon_{DPAM} = \tau_{DPAM} \times 100 \quad [\%], \quad (6)$$

と表せる。この信号処理は、並列信号処理が単純なデジタル信号処理により実装可能であるため、比較的シンプルに実行でき、オンオフ制御のみを利用した調光制御法であるため、LEDの線形駆動が可能となる [9]。

データ伝送を行う際、PWM型調光制御法よりもDPAM型調光制御法の方が有効と予想される。しかし、実際には、RGB-LEDアレイ内のRGB-LED数が限られることから、表現可能な調光段階数がPWM型調光制御法よりも少なくなってしまう。

2.3 PWM/DPAMハイブリッド型調光制御

本研究では、DPAM型調光制御法よりも調光範囲を大きく、PWM型調光制御法よりも高い周波数利用効率を有するDCSK方式の調光制御法として、PWM/DPAMハイブリッド型調光制御法を提案する。提案方式は、DPAM型調光制御法とPWM型調光制御法の最適な組み合わせを選択することにより実現する。

DPAM型調光制御法と同様、提案方式は、オリジナルのDCSK方式のシンボルを表現するために使用するRGB-LED数 N_{min} を定義し、RGB-LEDアレイ内のRGB-LED数 N_{RGB} に依存した調光制御を行う。さらに、提案方式は、調光範囲を大きくするため、PWM型調光制御法を用いる。したがって、提案方式の表現可能な調光段階数 N は、

$$N = N'_{max} \times N_{max}, \quad (7)$$

と表せる。これより、放射量の調光率 ε は、

$$\varepsilon = \frac{N_{PWM}}{N'_{max}} \times \frac{N_{DPAM}}{N_{max}} \times 100\% \quad [\%], \quad (8)$$

Measured Dimming Level	Hybrid PWM/PAM				
	(A) Digital PAM Signaling Pattern				(B) PWM Signal
	00	01	10	11	
100 % (100 % × 100 %)					
67 % (67 % × 100 %)					
33 % (67 % × 50 %)					
17 % (33 % × 50 %)					

図2 図1に示す4-DCSKにおいてRGB-LEDを 3×3 個用いた場合の提案方式の送信信号パターン、及び $\varepsilon = 100\%$ ($\varepsilon_{DPAM} = 100\%$, $\varepsilon_{PWM} = 100\%$), $\varepsilon = 67\%$ ($\varepsilon_{DPAM} = 67\%$, $\varepsilon_{PWM} = 100\%$), $\varepsilon = 33\%$ ($\varepsilon_{DPAM} = 67\%$, $\varepsilon_{PWM} = 50\%$), $\varepsilon = 17\%$ ($\varepsilon_{DPAM} = 33\%$, $\varepsilon_{PWM} = 50\%$)のときの調光パターン。

となる。しかし、実際には、DPAM型調光制御法とPWM型調光制御法の組み合わせによって重複した調光率が存在するため、 N 個の調光段階数を表現できるわけではない。具体例としては、 $(\varepsilon_{DPAM}, \varepsilon_{PWM}) = (67\%, 50\%) = (33\%, 100\%)$ 、が挙げられ、これらは同じ $\varepsilon = 33\%$ を表す。

図2は、図1に示す4-DCSKにおいてRGB-LEDを 3×3 個用いた場合の提案方式の送信信号パターン、及び $\varepsilon = 100\%$ ($\varepsilon_{DPAM} = 100\%$, $\varepsilon_{PWM} = 100\%$), $\varepsilon = 67\%$ ($\varepsilon_{DPAM} = 67\%$, $\varepsilon_{PWM} = 100\%$), $\varepsilon = 33\%$ ($\varepsilon_{DPAM} = 67\%$, $\varepsilon_{PWM} = 50\%$), $\varepsilon = 17\%$ ($\varepsilon_{DPAM} = 33\%$, $\varepsilon_{PWM} = 50\%$)のときの調光パターンを具体例として示す。

IEEE 802.15.7で定められているCSK方式の x - y 色度図上の信号点配置法に準拠する許容誤差3%以内の4-DCSKの信号点を表現するとき、図1に示すように、 $N_{min} = 3$ となる。したがって、 $N_{RGB} = 3 \times 3$ のとき、提案方式は、DPAM型調光制御法により3段階の調光レベルを表現可能となる。それに加え、提案方式は、点灯する全てのRGB-LEDにて同じPWM信号を用いるため、PWM型調光制御法により、さらに2段階の調光レベルを表現し、DPAM型調光制御法とPWM型調光制御法の組み合わせにより合計で最大6段階の調光レベルを表現可能となる。

また、提案方式は、オリジナルのDCSKシステムと同様、所望の色の光信号を光波長により識別して受光するため、受信機に各色のカラーフィルタ付きPDを用いる[9]。さらに、受信機数 N_{RX} を増加させることにより、DCSKシステムのシンボル誤り率(SER: symbol error rate)性能が向上する[14]。

DCSKシステムは、復調時、完全CSIによる最尤判定(MLE: maximum likelihood estimation)により、3次元の信号電力空間にて受信シンボルと比較シンボルのユーク

リッド距離が最小となるシンボルを選択する[15]。

3 理論解析

本章では、DCSK方式の性能評価で用いる理論式について示す。

N_{TX} 個の送信機と N_{RX} 個の受信機の構成を考える。DCSK方式では、各送信機のRGB-LEDのデジタル制御により情報を送信する。このとき、送信信号 $x(t)$ は、

$$x(t) = [x_1(t) \ \cdots \ x_i(t) \ \cdots \ x_{N_{TX}}(t)]^T, \quad (9)$$

と $3N_{TX}$ 次元ベクトルで表せる。ここで、 $[\cdot]^T$ は転置を表す。

M-DCSKシステムにおいて、 k 番目のシンボル($k = 1, \dots, M$)が選択されるとき、 i 番目の送信機($i = 1, 2, \dots, N_{TX}$)における送信信号 $x_i^k(t)$ は、

$$x_i^k(t) = [x_{iR}^k(t) \ x_{iG}^k(t) \ x_{iB}^k(t)]^T, \quad (10)$$

$$x_{iColor}^k(t) = \begin{cases} 0 & \text{if } i\text{-th Color LED turns on} \\ 1 & \text{if } i\text{-th Color LED turns off} \end{cases}, \quad (11)$$

と表せる。ここで、 $x_{iColor}^k(t)$ は、 i 番目の送信機内のred, green及びblueの送信パワーをそれぞれ示す。

各LEDが点灯するとき、光ピーク電力は P_i である。 i 番目の送信機内の光送信信号 $s_i^k(t)$ は、LEDのオンオフ制御により生成されるため、

$$s_i^k(t) = [s_{iR}^k(t) \ s_{iG}^k(t) \ s_{iB}^k(t)]^T, \quad (12)$$

$$s_{iColor}^k(t) = P_i x_{iColor}^k(t) \otimes g_{t-i}(t), \quad (13)$$

と表される。ここで、 $s_{iColor}^k(t)$ は、 k 番目のDCSKシンボルを表現するときの、 i 番目の送信機内のRGB-LEDの各色(red, green, blue)の光送信信号を表し、 \otimes は畳み込み演算、 $g_{t-i}(t)$ は、 f_{t-i} の3-dB帯域幅を有する i 番目のLED

の応答性を表し,

$$g_{t-i}(t) = 2\pi f_{t-i} \exp(-2\pi f_{t-i}t). \quad (14)$$

となっている [12]. このインパルス応答は, 指数的に減衰する特徴があり, RGB-LED は一般的に 20 MHz の 3-dB 帯域幅を有する [16].

本稿では, 屋内 LOS 環境におけるチャネルゲイン行列 $\mathbf{H}(t)$ を定義し, これは, ほぼ理想的なインパルス応答 $\delta(t)$ として扱える [16]. i 番目の送信機と j 番目の受信機間の LOS 環境におけるチャネルゲイン $h'_{ij}(t)$ は, 以下で定義される [6].

$$h'_{ij}(t) = \frac{(m+1)A}{2\pi d_{ij}^2} \cos^m(\phi_{ij})g(\psi_c) \cos(\psi_{ij}) \text{rect}\left(\frac{\psi}{\psi_c}\right) \delta\left(t - \frac{d_{ij}}{c}\right), \quad (15)$$

$$g(\psi_c) = \frac{1}{\sin^2(\psi_c)}, \quad (16)$$

$$m = \frac{-\ln(2)}{\ln(\cos \Phi_{1/2})}, \quad (17)$$

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1 & \text{for } |x| \leq 1 \\ 0 & \text{for } |x| > 1 \end{cases}, \quad (18)$$

ここで, m はランベルト放射指数, A は PD1 つあたりの受光面積, d は送受信機間の距離, ϕ は LED 放射の放射角, $\phi_{1/2}$ は LED の半値角, ψ は PD への入射角, $g(\psi)$ は集光器のゲイン, ψ_c は受信機の視野角 (FOV), c は光速 [6], $\text{rect}(x)$ は矩形関数を表す.

また, 本研究では, 所望の色の光信号を光波長により識別して受光するため, カラーフィルタを用いる. これより, RGB のフィルタゲイン g_f を考慮したチャネルゲイン $h_{ij}(t)$ は,

$$h_{ij}(t) = g_f h'_{ij}(t), \quad (19)$$

$$g_f = \begin{bmatrix} g_{iR,jR} & g_{iR,jG} & g_{iR,jB} \\ g_{iG,jR} & g_{iG,jG} & g_{iG,jB} \\ g_{iB,jR} & g_{iB,jG} & g_{iB,jB} \end{bmatrix}^T. \quad (20)$$

したがって, $3N_{R_X} \times 3N_{T_X}$ のチャネル行列 $\mathbf{H}(t)$ は,

$$\mathbf{H}(t) = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & \dots & h_{1j}(t) & \dots & h_{1N_{R_X}}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{i1}(t) & \vdots & h_{ij}(t) & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N_{T_X}1}(t) & \dots & \dots & \dots & h_{N_{T_X}N_{R_X}}(t) \end{bmatrix}^T, \quad (21)$$

と表せる.

受信信号 $\mathbf{r}(t)$ は, $\mathbf{r}(t) = [r_1(t) \dots r_j(t) \dots r_{N_{R_X}}(t)]^T$ と表せ,

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (22)$$

となる. ここで, $3N_{R_X}$ 次元の雑音ベクトル $\mathbf{n}(t)$ は, 平均 0, 分散値 $\sigma^2 = N_0$ である加法性白色ガウス雑音 (AWGN) を示す.

また, 各カラーフィルタ付き PD の受信信号は, 電流信号に変換され, TIA (trans impedance amplifiers) にて電圧信

号に変換される. 本研究では, TIA の抵抗を 1Ω としている. 電圧信号が相関器に送り込まれ, A/D 変換によりデジタル信号へ変換される. k 番目の DCSK シンボルの相関器出力 r^k は,

$$\mathbf{r}^k = \begin{bmatrix} r_1^k & \dots & r_j^k & \dots & r_{N_{R_X}}^k \end{bmatrix}^T, \quad (23)$$

$$\mathbf{r}_j^k = [r_{jR}^k \ r_{jG}^k \ r_{jB}^k]^T, \quad (24)$$

と表せる. ここで, r_j^k は j 番目の PD の相関器出力であり,

$$\begin{aligned} r_j^k &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \sum_{i=1}^{N_{T_X}} h_{ij}(t) s_i^k(t) \otimes g_{r-j}(t) + n_j(t), \quad (25) \\ &= s_j^k + n_j, \quad (26) \end{aligned}$$

と表せる. ここで, $g_{r-j}(t)$ は, j 番目の受信機の PD のインパルス応答, n_j は, 相関器の前の受信機雑音を表す. A/D 変換された受信信号を用い, MLE により, 3 次元の信号電力空間にて最小ユークリッド距離となるシンボルを選択することで復調する [15].

シンボル k を送信したとき, 比較シンボル k' とのユークリッド距離は,

$$r^k = \begin{cases} |n| & k = k' \\ |s'^k - s'^{k'} + n| & k \neq k' \end{cases}, \quad (27)$$

$$= \begin{cases} |n| & k = k' \\ P_t^2 |h'^k - h'^{k'} + n| & k \neq k' \end{cases}, \quad (28)$$

と表せる. ここで, h'^k は, シンボル k が送信されたときの LED1 つあたりからの受光パワーを表す. これを用い, ユークリッド距離が最小となるシンボルを選択することで送信シンボルの推定を行う.

4 性能評価

本章では, LOS (line of sight) 環境における PWM/DPAM ハイブリッド型調光制御法, PWM 型調光制御法, DPAM 型調光制御法を用いた DCSK 方式の誤り率性能についてシミュレーション解析による性能評価の比較を行う. 表 1 は, シミュレーション諸元を示す. シミュレーション解析における平均受信エネルギー対雑音エネルギー比 γ_e を式 (29) と定義する.

$$\gamma_e = \frac{(RN_{DPAM}N_{min}P_t)^2 T_{PWM}}{\sigma^2}. \quad (29)$$

ここで, R, P_t は, それぞれ PD の応答性, LED1 個あたりからの受信光電力である. 本研究では, PWM 型調光制御法, DPAM 型調光制御法に関して, 10 %, 20 %, \dots , 100 % のように 10 段階の調光率を考慮する. このとき, PWM 型調光制御法を用いた DCSK 方式の調光率が 100 % となる場合は, オリジナルの DCSK 方式と同様のシステムとなる. また, 調光範囲に関して, $N_{PWM} = N_{DPAM} = 10$ のとき, $N = 100$ (10×10) となる. また, 本研究では, 受信機にカラーフィルタ付き PD を用いるため, 式 (30) に示す各

表 1 シミュレーション諸元

Parameters	Value	Parameters	Value
Data symbol	10^4	Number of RGB-LEDs [17]	60×60
3-dB modulation bandwidth of LED[16]	20 MHz	Receiver impulse response [16]	$\delta(t)$
A total PD's active area per receiver [8][6]	1cm^2	The responsivity of the PD	1A/W

色のフィルターゲインを用い、送信信号に関しては、IEEE 802.15.7 で定められている CSK 方式の x - y 色度図上の信号点配置法に準拠する許容誤差 3% 以内の 4-DCSK 及び 16-DCSK の送信信号を使用し [9], RGB-LED アレイを点光源として扱う [17].

$$g_f = \begin{pmatrix} 0.381 & 0.002 & 0.000 \\ 0.000 & 0.276 & 0.024 \\ 0.000 & 0.034 & 0.194 \end{pmatrix}^T. \quad (30)$$

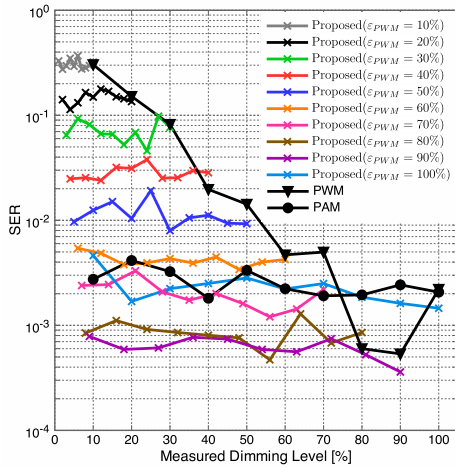


図 3 60×60 個の RGB-LED と各色分の PD を含む 1 個の受信機を使用し、各色の受光フィルター感度、LED の応答性を考慮した 20 Mbps における PWM/DPAM ハイブリッド型調光制御法、PWM 型調光制御法、DPAM 型調光制御法を用いた場合の 4-DCSK 方式の調光率に対する SER 性能。

図 3 に 20 Mbps 及び $\gamma_e = 32$ dB のときの提案方式、PWM 型調光制御法、DPAM 型調光制御法の調光率に対する SER 特性を示す。提案方式は、PWM 型調光制御法及び DPAM 型調光制御法に比べ、PWM 型調光制御法と DPAM 型調光制御法の最適な組み合わせを選択することで誤り率性能が改善した。図 4 に 20 Mbps のときの提案方式、PWM 型調光制御法、DPAM 型調光制御法の調光率に対する $SER = 10^{-3}$ 達成に必要な γ_e の誤り率特性を示す。図 3 と同様、提案方式は、PWM 型調光制御法及び DPAM 型調光制御法に比べ、PWM 型調光制御法と DPAM 型調光制御法の最適な組み合わせを選択することで誤り率性能が改善した。さらに、提案方式を用いることで、より多くの調光率が表現可能となっていることが分かる。図 5 に $\epsilon = 20\%$ のときの提案方式、PWM 型調光制御法、DPAM 型調光制御法のビットレートに対する $SER = 10^{-3}$ 達成に必要な γ_e の誤り率特性を示す。提案方式は、PWM 型調光制御法と DPAM 型調光制御法の最適な組み合わせを選択することで約 20 Mbps から 200 Mbps において誤り率性能が改善し、有効であるこ

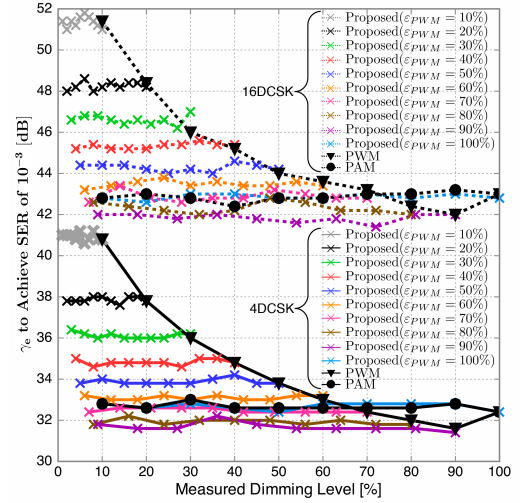


図 4 60×60 個の RGB-LED と各色分の PD を含む 1 個の受信機を使用し、各色の受光フィルター感度、LED の応答性を考慮した 20 Mbps における PWM/DPAM ハイブリッド型調光制御法、PWM 型調光制御法、DPAM 型調光制御法を用いた場合の 4-DCSK 方式及び 16-DCSK の調光率に対する $SER = 10^{-3}$ 達成に必要な平均受信エネルギー対雑音電力比 γ_e .

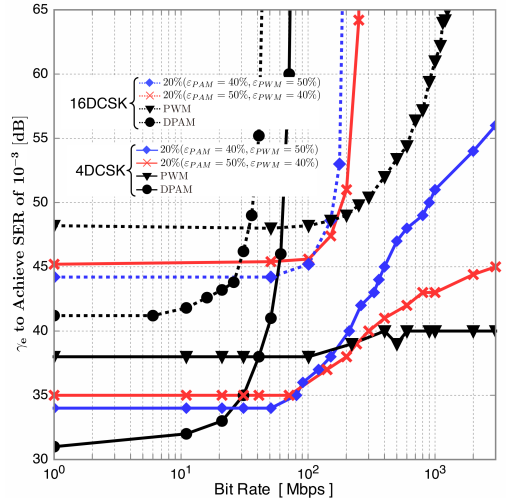


図 5 60×60 個の RGB-LED と各色分の PD を含む 1 個の受信機を使用し、各色の受光フィルター感度、LED の応答性を考慮した $\epsilon = 20\%$ における PWM/DPAM ハイブリッド型調光制御法、PWM 型調光制御法、DPAM 型調光制御法を用いた場合の 4-DCSK 方式及び 16-DCSK のビットレートに対する $SER = 10^{-3}$ 達成に必要な平均受信エネルギー対雑音電力比 γ_e .

とが分かる。それに対し、PWM 型調光制御法は、200 Mbps よりも高速な通信を行うときに有効であることが分かる。これは、PWM 制御を行うことにより、各シンボルにガードインターバルが確保でき、符号間干渉 (ISI : inter-symbol interference) の影響を最小限に抑えることができるためであると考えられる。

5 むすび

本稿では、RGB-LED アレイを用いた DCSK 方式の調光制御法の検討し、表現可能な調光段階数の増加、周波数利

用効率の向上, 及び調光時の誤り率性能を改善を目的とした PWM/DPAM ハイブリッド型調光制御法の提案を行った。さらに, 本稿では, シミュレーション解析により, 提案方式, PWM 型調光制御法, DPAM 型調光制御法の性能評価の比較を行った。その結果, PWM 型調光制御法と DPAM 型調光制御法と比較し, 提案方式は, PWM 型調光制御法と DPAM 型調光制御法の最適な組み合わせを選択することにより, 20 Mbps から 200 Mbps において, 10^{-3} のシンボル誤り率達成に必要な平均受信エネルギー対雑音エネルギー比が改善されることを示した。

参考文献

- [1] D. O'Brien, "Visible light communications: challenges and potential," IEEE Photonics Conference, Arlington, VA, pp. 365-366, October 2011.
- [2] J. Y. Sung, C. W. Chow, C. H. Yeh, "Dimming-discrete-multi-tone (DMT) for simultaneous color control and high speed visible light communication", Opt. Exp., vol.22, no.7, pp.7538-7543, March 2014.
- [3] J. Gancarz, H. Elgala, and T. D. C. Little, "Impact of lighting requirement on VLC systems," IEEE Commun. Mag., vol. 51, no. 12, pp. 3441, Dec. 2013.
- [4] J. Jiang, R. Zhang, and L. Hanzo, "Analysis and design of three-stage concatenated colour-shift keying," IEEE Trans. Veh. Technol., to be published.
- [5] X. Bao, X. Zhu, T. Song, and Y. Ou, "Protocol design and capacity analysis in hybrid network of visible light communication and OFDMA systems," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 63, no. 4, pp. 17701778, May 2014.
- [6] T. Komine, and M.Nakagawa, "Fundamental Analysis for Visible-Light Communication System using LED Lights," IEEE Transaction. on Consumer Electron., vol.50, no.1, pp.100-107, Feb. 2004.
- [7] S. Rajagopal, R. D. Roberts, and S. -K. Lim, "IEEE802.15.7 visible light communication: Modulation schemes and dimming support," IEEE Commun. Mag., vol.50, no.3, pp.7282, 2012.
- [8] W.O.Popoola, E.Poves and H.Haas, "Error Performance of Generalised Space Shift Keying for Indoor Visible Light Communications," IEEE Transactions on Communications, vol.61, No.5, May 2013.
- [9] N. Murata, Y. Kozawa, and Y. Umeda, "Digital Color Shift Keying with multi-color LED array," IEEE Photonics Journal, vol.8, no.4, August 2016.
- [10] CIE, "Commission Internationale de l'Eclairage Proc." 1931.
- [11] M. Dyble, N. Narendran, A. Bierman, and T. Klein, "Impact of dimming white LEDs: Chromaticity shifts due to different dimming methods," in Proc. SPIE, vol.5941, pp.59411H1-9, September 2005.

- [12] H. Yonezu, "Hikari Tusin Soshi Kougaku (Optical Communication Element Engineering)," Kougaku Tosyo Press, 1984 (in Japanese).
- [13] S. Beczkowski and S. Munk-Nielsen, "LED Spectral and Power Characteristics under Hybrid PWM/AM Dimming Strategy," in Proc, IEEE Energy Convers. Conger. Ezpo., pp.731-735, 2010.
- [14] N.Murata,H.Shimamoto,Y.Kozawa,andY.Umeda, "Performance evaluation of Digital Colour Shift Keying for visible light communications," in Proc. IEEE ICCW, 2015, pp.1374-1379.
- [15] R. Singh, T. O'Farrell and J.P.R.David, "An Enhanced Color Shift Keying Modulation Scheme for High-Speed Wireless Visible Light Communications," Journal of Lightwave Technology, vol.32, No.14, July 15, 2014.
- [16] M. Biagi, T.Borogovac, and T. D. C. Little, "Adaptive Receiver for Indoor Visible Light Communications," J. Lightw. Technol., Vol.31, No.23, December 2013.
- [17] J. Ding, Z. Xu, and L. Hanzo, "Accuracy of the Point-Source Model of a Multi-LED Array in High-Speed Visible Light Communication Channel Characterization," IEEE Photonics Journal, vol.7, no.4, August 2015.

本研究に関する学会発表など

- (A) 査読付き論文 [0 件]
なし
- (B) 査読付き小論文 [1 件]
- Junpei Okumura, Yusuke Kozawa, Yohtaro Umeda, "A Study on Hybrid PWM/DPAM Dimming Control for Digital Color Shift Keying Using RGB-LED Array," Wireless Communications and Networking Conference, Mar. 2017.
- (C) 査読なし論文 [2 件]
- 奥村 淳平, 村田 直也, 小澤 佑介, 榎田 洋太郎, 羽瀨 裕真, "4 色 LED を用いた一般化空間変調方式の一検討", 信学技報, Vol. 115, No. 247, pp. 19-24, Oct. 2015.
 - 奥村 淳平, 小澤 佑介, 榎田 洋太郎, "RGB-LED アレイを用いたデジタル制御型カラーシフトキーイング方式のための PWM/PAM ハイブリッド型調光制御法に関する検討", 信学技報, Vol. 116, No. 337, pp. 107-112, Dec. 2016.
- (D) 学会大会等の口頭発表・ポスター発表 [1 件]
- 奥村 淳平, 村田 直也, 小澤 佑介, 榎田 洋太郎, "4 色 LED を用いた一般化空間変調方式の一検討", 電子情報通信学会東京支部学生会研究発表会, B-10-25, Feb. 2015.
- (E) 特許
なし