多元接続型可視光ワイヤレス給電通信による完全ワイヤレス海中ドローンネ ットワークに関する研究

代表研究者 小澤佑介 茨城大学学術研究院応用理工学野情報科学領域准教授

1 はじめに

6G ネットワークでは新たなサービスエリアとして空・海・宇宙などでの高速無線通信サービス提供が検討 されている.このうち,海中無線通信は、音波通信が主流であるが低い周波数帯域幅により数+kbpsと通信 速度に限界がある.また、一般的な地上無線通信で用いられる無線周波数帯は海中吸収減衰が大きく通信距 離が数 m と限界がある.そこで近年、電磁波帯で海中吸収減衰量の小さい可視光帯域の光(主に緑色)を用 いた海中可視光通信に注目が集まっており、約100m程度の短中距離で数百 Mbps のワイヤレス通信が可能な ことが報告されている.この海中可視光通信を用いることで高速無線通信を用いた柔軟でリアルタイムな海 中ドローン制御や海中センサからの情報収集等、海中ネットワーク網の構築が期待できるが、このネットワ ークは海中ドローンやセンサ等の海中端末のバッテリー時間によりネットワーク寿命が決定してしまう.そ こで近年では海中可視光通信で用いる可視光や環境光から電力を給電する可視光ワイヤレス給電通信 (SLIPT: Simultaneous Lightwave Information and Power Transfer (SLIPT))が検討されている.

SLIPT では、長距離通信可能な Laser diode (LD)の使用が一般的であるが、LD は高い指向性をもつため 送受信機間で複雑な光軸合わせ制御が必要となる.これに対し送信機に指向性の低い(光がより拡散する) LD や LED を用いることで、厳密な光軸合わせを回避し柔軟なネットワーク網の構築が可能となる.一方で、 光が拡散するため受信機が単一であると電力効率が低い.そこで、本研究ではこの LED を用いた SLIPT の欠 点に着目し、これまで1対1通信に限られていた海中 SLIPT を、1 対多通信または多対1 通信に拡張 (多 元接続通信)した場合の多元接続型海中 SLIPT 技術について検討を行っている.とくに本研究調査では、多 元接続型海中 SLIPT 技術の根幹技術として変復調技術・多元接続技術に着目し(調査1)角度ダイバーシテ ィ送受信機による空間分割多重技術の確立、(調査2)光多元接続技術の給電としての側面調査を実施した. 具体的に、(調査1)では海中光通信環境下において角度ダイバシティ送信機(ADT: Angle diversity transmitter)と角度ダイバーシティ受信機(ADR: Angle diversity receiver)の構成が通信性能に与える 影響を検証し、(調査2)では多元接続方式として光符号分割多重方式(0CDM: 0ptical code division multiplexing)を用いた際の海中光通信路環境下における通信性能・給電性能及び、給電性能の改善法につ いて調査を行った.

2 研究成果

2-1 水中可視光通信のための角度ダイバーシティ送受信機構成の最適化について

(1)はじめに

水中可視光通信(UVLC: Underwater visible light communication)は、太陽光やその他の光源の影響を 大きく受けるため、主に深海など、背景光雑音が届かない場所での利用が検討されてきた. 深海 VLC では、 主に、送信機に指向性の高いレーザーダイオード(LD: Laser Diode)、受信機に受光感度の高いアバランシ ェフォトダイオードを用いることで、清浄な水質において、数 Gbit/s の通信速度を約数十 m の中距離で達成 可能であることが示されている[3][4].しかしながら、浅海での通信では、太陽光雑音の影響を大きく受け るため、受光感度の極めて高い受信機を用いた場合、性能が著しく劣化することが報告されている[5].この ように、背景光雑音の影響は VLC の分野において大きな問題の一つであり、屋内 VLC においてはその軽減方 法が広く検討されてきた.特に、角度ダイバーシティ受信機(ADR: Angle Diversity Receiver)を用いた通 信システムでは、屋内 MIMO-VLC におけるセル間干渉や、信号対干渉波雑音比(SINR: Signal to Interference plus Noise Ratio)を軽減できることが報告されており[6][7]、さらに、[8][9]では、ADR における PD の 設置角や PD の視野角(FOV: Field of View)を最適化することによって、さらなる性能の向上を実現して いる.これらの ADR と光学フィルターを用いた通信システムは、太陽光雑音の影響が大きい浅海での UVLC に 対しても有効であると考えられるが、水中での ADR の使用とその最適化に関する研究は十分にされていない. これは、UVLC 特有の問題として、太陽光雑音が水深や、時間、受信機の向きに応じて大幅に変化するため、 屋内 VLC に比べ、その最適化が困難であることが一つの要因として挙げられる.したがって、送受信機は特 定の深度だけでなく、所望通信エリアに全体において最適化しなくてはならない.

これらの課題に対して, 先行研究では, 日時に応じた太陽光放射照度を算出できる SPCTRAL2[10]を用いて, 水深,時間,受信機の向きに応じた海中での太陽光雑音を導出し,[11]において,真下向きの単一LEDと, 頂点と側面の PD から構成される ADR に対して、PD の FOV を配置角によって個別に最適化する個別最適化と LED の半値角の最適化を行う事で、所望通信エリアに応じて、受信機が既定 SNR を超えて移動できる範囲で あるエリアカバレッジ(AC: Area Coverage)の最適化が可能であることを示した.しかしながら,深度方向 への移動範囲が大きい縦長の所望通信エリアでは,受信機の深度が深くなるにつれ側面に配置した PD に対し て真下に向けた LED からの光の入射角が大きくなり, 側面の PD が十分に光を受け取れなくなるため, 低い ACを示すことがわかった.これに対して,LEDを異なる角度で複数配置した角度ダイバーシティ送信機(ADT: Angle Diversity Transmitter) [12]を使用する事で、側面の PD に対して送信光の入射角を小さくすること が可能であるため、ACを改善できる可能性が考えられる.そこで、本研究では ADTを用いた場合と、単一の 送信機を用いた場合でパラメータの最適化を行い、ACの比較を行う.具体的には、LEDと ADR を用いた水中 可視光通信(LED-ADR-UVLC)を検討し、3 つの所望通信エリアにおいて、PD の FOV 個別最適化と LED の半値 角最適化を検討し、ADTを用いた場合と、単一送信機を用いた場合で総送信光電力を変化させた際のACの比 較を行っている.この際,本稿では送信機として緑色 LED を使用し,変調方式としてオンオフキーイング(OOK) 変調を検討している. また, ADR を LED に対して深い位置に配置することで海中背景光雑音の影響が大きく なるダウンリンク型 UVLC を仮定し評価を行っている.本稿のこの分野に対する主な貢献を以下に示す.

(1) ADR 上の各 PD の FOV 個別最適化を行い,受信機の 3 次元移動と,時間依存の海中背景光雑音を考慮 した際 AC を各総送信光電力において示す.

(2) SNR 分布と実際のカバーエリアから,総送信光電力を変化させた際の ADT と単一送信機を用いた際の 性能比較を行い,両者の AC の改善効果を明らかにする.

(2) ダイバーシティ技術を用いた UVLC システム



図1:地球軸における,送信機と受信機の配置とPDの向きと所望通信エリア



図 2: システムモデル

この際, LEDiから PDjに対する水中チャネル利得Hijは以下の式で表すことができる[6], [13].

$$H_{ij} = \frac{(m+1)\cos^m(\varphi_{ij}) \times \exp(-cr) \times A(\Psi_j)}{2\pi r^2}$$
(1)

ここでm はランベルト指数であり、以下の式で表される

$$m = -\frac{1}{\log_2(\cos\theta_{1/2})}$$
 (2)

ここで、 $\theta_{1/2}$ は LED の半値角、 Ψ_j は PD_jの FOV、そして、 φ_{ij} は PD_jに対する LED_iからの送信光の放射角を表 しており、以下の式で表される.

$$\varphi_{ij} = \arccos\left(\frac{\overrightarrow{Tx_i} \cdot (Rx_{pos} - Tx_{pos})}{||Rx_{pos} - Tx_{pos}||}\right)$$
(3)

ここで, c はビーム減衰係数[m⁻¹], rは送受信機間距離[m], $A(\Psi j)$ は理想的な集光器を用いた際の PD_j の有効受光面積を表しており、以下の式で定義される.

$$A(\Psi_j) = \begin{cases} A_{det} \times \frac{n_r^2}{\sin^2(\Psi_j)} \times \cos(\psi_{ij}) & (0 \le \psi_{ij} \le \Psi_j) \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$
(4)

ここで、 A_{det} は、PDの受光面積[m2]、 n_r はレンズの屈折率、そして ψ_{ij} はLED_iからの送信光のPD_jに対する入射角を表しており、以下の式で表すことができる.

$$\psi_{ij} = \arccos\left(\frac{\overrightarrow{Rx_j} \cdot (Tx_{pos} - Rx_{pos})}{||Tx_{pos} - Rx_{pos}||}\right)$$
(5)

この際、PDjが LEDiから受信する信号電力は以下の式で表すことができる.

$$P_{r_{ij}} = P_t \times H_{ij} \tag{6}$$

ここで、Pt は LED の送信光号電力[W] を表しており、全ての LED の送信光電力の合計を P_{total} とすると、Ptは以下の式で表す事ができる.

$$P_t = \frac{P_{total}}{I} \tag{7}$$

今, PD の受光感度を γ , PD_jがシンボル信号を区間 T_s に渡って LED_iから信号を受信した時の相関器の出力を ν_{ij} とすると、以下の式で表される.

 $v_{ij} = \gamma (P_t \times H_{ij} + P_{bg_i})T_s + N_{AWGN} \tag{8}$

ここで、*P_{bgj}*は PD*j*に対する背景光雑音電力[W]、*N_{AWGN}*は加法性白色ガウス雑音であり、ショット雑音と熱 雑音を考慮している.この際、熱雑音とショット雑音の分散値はそれぞれ下式となる.

$$\sigma_{th}^{2} = \frac{4k_{B}T_{r}}{R_{L}}T_{s}$$

$$\sigma_{sh_{ij}}^{2} = 2q\gamma \left\{ (P_{t} \times H_{ij}) + P_{bg_{j}} \right\} T_{s}$$
(9)
(10)

ここで、qは電気素量、 k_B はボルツマン定数、Trは受信機の温度[K]、RLは受信機内の抵抗成分[Ω]である.

(2)太陽光雑音

太陽光雑音電力は受信機の設置角,深度, FOV によって変化することが知られており,以下の式で表す事が可能である[14].

$$P_{bg_j} = A_{det} 2\pi \left(1 - \cos(\Psi_j)\right) B \frac{n_r^2}{\sin^2(\Psi_j)} L_{sol}(T, D, \theta_j) \quad (11)$$

ここで, A_{det} は PD の受光面積[m²], $2\pi(1 - \cos(\Psi_j))$ は PD の立体角[sr], B はフィルター帯域幅, $L_{sol}(T, D, \theta_j)$ は角度 θ_j 方向を向いた PD に入射する単位波長あたりの太陽光雑音の放射輝度[W/m²/sr/µm] を表しており, θ_j の関数である $L_{fac}(\theta_j)$ を用いて以下の式で表される.

$$L_{sol}(T, D, \theta_j) = \frac{\tau E_{total}(T)}{\pi} \exp(-KD) L_{fac}(\theta_j)$$
(12)

 $E_{total}(T)$ は海面における時刻Tに応じた単位波長あたりの太陽光放射照度[W/m²/µm]で,既存の太陽光シュ ミレーションプログラムである SPCTRAL2 を用いて算出している[10].また,ここでK は太陽光の水中での 減衰係数[m⁻¹]であり,ビーム減衰係数 c を用いてK = c/3 と表すことができる[15]. Dは水深[m], τは水の 太陽光透過率[%]であり[16], $L_{fac}(\theta_j)$ は,真上に向けた PD が観測する太陽光雑音の強度に対する, θ_j 方向を 向けた PD が観測する太陽光雑音の強度比を表したものであり,その値は[17]での観測値をガウスフィッテ ィングした結果である $l_{fac}(\theta_j)$ から算出することが可能であり, $l_{fac}(\theta_j)$ は以下の式で表せる.

$$l_{fac}(\theta_j) = a \times \exp\left(-\left(\frac{\theta_j - b}{c}\right)^2\right) + d \tag{13}$$

ここで, *a* は 299.7, *b*は-4.44*e*⁻⁸, *c* は 43.08, *d*は 1.201 であり, これらは MATLAB のガウス近似ツール から導出した.また, θ_j は PD が真上を向いている際に 0 度となる.すると, $L_{fac}(\theta_j)$ は次の式で表すことが できる.

$$L_{fac}(\theta_j) = \frac{l_{fac}(\theta_j)}{l_{fac}(0)}$$
(14)

(3)送受信機構成

この章では、本研究において使用を検討している送受信機の構成について説明を行う.本研究では、図3の 送受信機の使用を検討しており、受信機は頂点に真上に向けて配置された1つのPDと側面に真横に向けて 配置された24個のPDから構成されており、受信機の頂点に設置されたPDをtopPD、側面に配置されたPDを sidePDと呼び、topPDのFOVを Ψ_t 、sidePDのFOVを Ψ_s と呼ぶこととする.送信機は単一送信機のTx1と ADTのTx2を用いることを想定しており、単一送信機は送信機の頂点に真下を向けて配置された1つのLED で構成されており、ADTは送信機の頂点に真下向きに配置された1つのLEDと、30度傾けた位置に配置さ れた4つのLED、計5つのLEDから構成されている.

Rx (ADR with 25 PDs)	Tx 1 (Single LED)	Tx 2 (ADT with 5 LEDs)
View from the side	View from the side	View from the side
View from the top	View from the top	View from the top

図 3: 送受信機構成

(4) 最大比合成技術

最大比合成では、各 PD から得られた信号に対して最適な重みを掛け合わしたのち信号が合成される.各 PD_jから得られた信号に対する重みをW_jとすると各座標での SNR は以下の式で表すことができる.

 $\text{SNR}(\theta_{1/2}, \Psi_t, \Psi_s, T, X_{ij}, Y_{ij}, Z_k) =$

$$\frac{\left\{\sum_{j=1}^{J} W_{j} \times \gamma \left(P_{t} \sum_{i=1}^{I} H_{ij}\right) T_{s}\right\}^{2}}{\sum_{j=1}^{J} W_{j}^{2} \left\{2q\gamma \left(P_{ave} \sum_{i=1}^{I} H_{ij} + P_{bg_{j}}\right) + \frac{4k_{B}T_{r}}{R_{L}}\right\} T_{s}}$$
(15)

ここで,Wiは以下の式で表される[18].

 $W_i =$

$$\frac{\sum_{i=1}^{I} H_{ij}}{\sqrt{\sum_{j=1}^{J} \frac{(\sum_{i=1}^{I} H_{ij})^2}{\sum_{i=1}^{I} \sigma_{sh_{ij}}^2 + \sigma_{th}^2}} \times (\sum_{i=1}^{I} \sigma_{sh_{ij}}^2 + \sigma_{th}^2)$$
 (*n* = 1, 2, ..., *N*)

(16)

(5) LED の半値角と受光レンズの FOV の最適化

受信機が移動する所望通信エリア内にて、AC が最大となるような FOV と半値角の組み合わせを全探索によって探索している. AC は式(17)によって定義され、*Topt*は最適化を行った時刻、*i*、*j*、*k*はそれぞれ受信機の位置を表すインデックスであり、 X_{ij} 、 Y_{ij} 、 Z_k はそれぞれ受信機の X、Y、Z 座標を表しており、SNRth は SNRの閾値を表している.

$$AC(\Psi_t, \Psi_s, \theta_{1/2}, T_{opt}, X_{max}, D_{max}) = \frac{\sum_{i=0}^{I_{max}} \sum_{j=0}^{J_{max}} \sum_{k=0}^{K_{max}} u\{SNR(\theta_{1/2}, \Psi_t, \Psi_s, T_{opt}, X_{ij}, Y_{ij}, Z_k) - SNR_{th}\}}{(I_{max} + 1) (J_{max}) (K_{max} + 1)} \times 100$$
(17)

また, Imax, Jmax, Zmax はそれぞれインデックスの最大値を示しており,以下の式で算出することが可能である.

$$I_{max} = \frac{X_{max}}{\Delta X}$$
(18)

$$J_{max} = \frac{2\pi}{\Delta \theta} - 1$$
(19)

$$K_{max} = \frac{D_{max}}{\Delta Z}$$
(20)

ここで、 ΔX 、 $\Delta \theta$ 、 ΔZ は X、Y、Z 軸の分解能を表しており、本研究では $\Delta X = 1$ m、 $\Delta \theta = 15$ °、 $\Delta Z = 1$ m に 設定している.また、u 関数は以下の式で表すことができる.

$$u(x) = \begin{cases} 1 & (x \ge 0) \\ 0 & (x < 0) \end{cases}$$
(21)

本研究では全探索を用いて FOV と半値角の最適化を行っている.この際,PD の設置角に応じて FOV を個別 に設定する個別最適化を検討している.個別最適化では、 $\Psi t \ge \Psi s$ を異なる値に設定できると仮定して AC を最大化させる Ψt , Ψs , $\theta_{1/2}$ の算出を全探索によって行う.この最適化問題は以下の式で表すことができる.

$(\theta_{1/2}^*, \Psi_t^*, \Psi_s^*) =$	$\operatorname*{arg\ max}_{\theta_{1/2}, \Psi_t, \Psi_s}$	AC	(22a)
	subject to	$0<\theta_{1/2}\leq 90,$	(22b)
		$0 < \Psi_t, \Psi_s \leq 90$	(22c)

(5)結果

所望通信エリアに応じて算出した最適パラメータとACの評価を行う.受信機は送信機の真下1mから図1に 示す半径*Xmax*[m],深さ*Dmax*[m]の円柱エリアを移動するものとし,円柱エリア内でのACを最大化させるパ ラメータの算出を行う.本研究では所望通信エリアとして解析諸元に示すエリアAからエリアCの3種類 のエリアを設定している.解析諸元は表1の通りである.

項目	変数	值
送信機の位置	Txpos	(0, 0, -4)
送信光電力の合計値	Ptotal	1.5 - 6.5 W
ピットレート		1Mbps
波長	λ	530 nm
受信機の位置	Rxpos	(X_R,Y_R,Z_R)
受信機の半径	R	25 cm
PD の受光面積	Adet	0.0001 m ²
屈折率	n _r	1.44
受信機の温度	Tr	290 K
PD の受光感度	γ	1 A/W
抵抗	R_L	50 Ω
エリア A		$(\sqrt{250}, 4)$
エリア B	(Xmax [m], Dmax [m])	(10, 10)
エリアC		$(\sqrt{50}, 20)$
透過率	τ	0.95 %
ビーム減衰係数	с	$0.058 \ m^{-1}$
SNR の閾値	SNRth	16 dB

表 1: 解析諸元

図4に、単一LEDまたはADTを用いた場合の総送信光電力に対するACを示す.ここで実線がADTを用いた場合の結果、破線が単一送信機を用いた場合の結果を表している.また、青線がエリアA、赤線がエリアB そして、黄色い線がエリアCの結果を表している.まず、エリアAに関しては、総送信光電力の値に関わらず、単一送信機を用いた場合の性能がADTを用いた場合の性能より優れていることがわかる.これは、エリ アAのような横長のエリアでは、ADT において LED の向いている角度方向にエリアが伸びていないため、その利点を十分に活かすことができず、単一の送信機を用いた方が性能が良くなっているのだと考えられる. また、エリア B とエリア C の AC を見てみると、総送信光電力が小さい時は単一送信機が有利であり、大きい時は ADT が有利に働いていることがわかる.エリア B、 C では、LED の向いている方向に移動エリアが含まれているため、sidePD のカバー範囲を増大させることができると考えられるが、真下方向へ向かう光の量が減るため、topPD のカバー範囲は小さくなることが考えられる.総送信光電力が小さいと、topPD がカバーする範囲の差を sidePD がカバーする範囲で埋めることができず、ADT の性能が単一送信機より劣化するのだと考えられる. 逆に総送信光電力が大きい場合は、topPD がカバーする範囲の差が小さくなり、ADT を使用した方が有利に働くなるようになると考えられる.



図 4: 総送信光電力と AC の関係

2-2 反転型 N-parallel Code shift keying 方式を用いた多元接続型海中 SLIPT について

(1)はじめに

これまでの海中 SLIPT (USLIPT: Underwater SLIPT) では送信機に指向性の強い LD (Laser diode), 受信 機に PD またはソーラーパネル (SP: Solar panel) を用いたシステムが検討されており, PD または SP で受 光した受信信号の交流成分で情報を復調し、受信信号の直流成分により給電を行う.このLDを用いたUSLIPT はLDの高い指向性により優れた通信・給電性能が実現可能な一方で,受信機との厳密な光軸合わせが必要と なり装置の複雑性が増し、基本的に1対1通信となる.そこで、本研究では、送信機に一般的な可視光通信 で用いられる指向性の低い LED を用いることで送受信機間の厳密な光軸合わせを回避しつつ, LED の照射エ リア内において複数のユーザとの同時通信を実現する多元接続型 USLIPT について検討している.本調査で は海中可視光通信で用いられる多元接続方式として光符号分割多元接続方式 (OCDMA: Optical code division multiple access) [19] に着目し、特に本調査では海中基地局から海中ユーザ端末へのダウンリンク通信を想 定しているため光符号分割多重方式(OCDM: Optical code division multiplexing)を採用した. また, OCDM 技術の中でも通信範囲内のユーザ数に応じて適応的に通信速度(多重数)を変更できる N-code shift keying (N-CSK)を採用し(Nは多重する符号数),給電性能改善のためにN-CSK 方式の送信信号にバイアス信号を付 加した反転型 N-CSK 方式を提案した. ここで, N-CSK 方式に使用する疑似雑音 (PN: Pseudo noise) 符号と しては変形擬直交 M 系列対 (MPOMS: Modified pseudo orthogonal M-sequence) [20]を用いた. この MPOMS は符号あたりの符号重みが大きいこと, 直交 M 系列の特徴から符号の0と1(重み)が同数であることから, 安定的な給電が期待できる.

(2) 反転型 N-CSK 方式

N-CSK 方式では各ユーザに M 個の変形直交 M 系列(M_A および M_B)を割り当て, M 個の PN 符号から $\begin{bmatrix} \log_2 {M \\ N} \end{bmatrix}$ ビットに応じて N 個の符号を選択し,さらに N ビットに応じて選択された N 個の符号を M_A または M_B から選択され,最後に N 個の符号を多重し送信信号が生成される [20].受信機側では送信局に割り当てられた符号に対応する参照符号(直交 M 系列 0M)と相関を取ることで多重された N 個の符号を推定する.具体的には M 個の相関器出力値の絶対値から大きい相関値を N 個選択することで選択された N 個の符号を推定し,かつ選択し

たN個の各相関値の極性からM_AまたはM_Bを選択したかを推定する[20].従来のN-CSK 方式ではM個の中からN個の符号しか選択しないためLDまたはLEDの最大振幅を使用しておらず,本研究では給電性能向上のためにN個の符号を選択した後に最大振幅までバイアス電流を付加する反転型N-CSK方式を提案する.別の言い方をすれば,M個の符号を出力するために送信機はオンオフで点滅するLEDをM個持っていると考える.この際,従来N-CSKでは選択したN個に符号に対応したLEDは以外は使用していない.そこで本研究では,従来N-CSKでは使用していない非点灯のLEDを全点灯することで給電性能の向上を図る.ここで,このバイアス信号を付加したN-CSK方式と名付けている.この際,全点灯したLEDを信号は一定の振幅を持つバイアス信号となるがN-CSKで用いるMPOMSはこのバイアス信号に対して直交関係となるため通信への影響(干渉)は極めて小さい.図5と図6に提案する反転型N-CSK信号の送信信号例と受信機構成を示す.



図5:反転型 N-CSK 方式の送信信号例 (MPOMS の符号長が 8chip, M=7, N=4)



図6:反転型 N-CSK 方式の受信機構成例 (MPOMS の符号長が 8chip)

(2)電力分割型受信機

本研究では USLIPT 受信機として, 情報復調 (ID: Information detection) と給電 (EH: Energy harvesting) のために受信電力を分割する電力分割型 (PS: Power splitting) 受信機を採用している[21].PS 型受信機 のシステムモデルを図7に示す.



PS 型受信機において受信信号電流を irを下式のように定義する

 $i_r = I'_{DC} + \overline{I_{AC}} + n$

ここで、IACは信号の交流成分、nは加法性白色ガウス雑音であり、IDCは下式で表せる[21].

 $I'_{DC} = I_{DC} + \iota \zeta \overline{I_{AC}}$

ここでくはAC-DCの変換効率、しはAC成分をEHに使用するかどうかを示す指標であり0または1となる (本調査では1としている). PS 型受信機では受信信号電流を電力分割係数 ρ ($0 \le \rho \le 1$)によって ID と EH へ分割する.この PS 受信機の最適化においては、目標の BER 値(BERth)を設定し、この BERthを達成する 最小の電力分割係数を用いることで、目標 BER を達成しつつ給電量を最大化させる.本調査では、目標 BER を達成出来ない場合は電力分割係数を0とし、給電量はゼロと設定している.また、最適化していない非最 適化 PS ではρの値は 0.5 としている.

(3)結果

数値解析に用いた数値諸元を表2に示す.数値解析では所望通信エリアを円柱型と想定し,円柱の半径 r と高さ y を同じ (r=y) とし、この所望通信エリアを変化させた場合のエリア平均 BER とエリア平均給電量を 評価する.

パラメータ	シンボル	值
受光感度	γ	0.3 A/W
符号長	L	64 chip
PD の有効集光面積	A _{eff}	0.0001 m ²
チップ区間	T _c	10 ⁻⁹ sec
電気素量	е	1.60217662 × 10 ⁻¹⁹ C
ボルツマン定数	k _B	$1.38064852 \times 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$
受信機の温度	T _r	1100 K
受信機の負荷抵抗	R _L	50 Ω
選択符号数	N	1
総送信光電力	Ps	60 dBm

表2:数值諸元

図8と図9に所望通信エリアサイズを変化させた場合のエリア平均BERとエリア平均給電量を示す.ただ し, LED の半値角は 90° である.



45

図8と図9の結果から、電力比率を最適化しない場合(固定の場合)、所望のBERを達成できずエリア平均 BERが劣化することが示されている.一方で最適PS受信機を用いた際には所望BERの10⁻³よりも平均BERが 良くなっていることから、現在の数値諸元では電力分割比率を十分に小さくしなくても所望BERを十分に達 成できている箇所が多いことがわかる.また、従来N-CSK方式と反転型N-CSKの平均BERを比較すると、反 転型N-CSK方式のほうが性能が劣化する.これは総送信電力を両方式で同じにすると、反転型N-CSK方式で は給電用のバイアス信号分だけ従来のN-CSK方式比べると通信用信号の電力が小さいためである.また、図 9では、エリア平均給電量を導出している.この結果から、最適PS受信機を用いた場合、反転型N-CSK方式 のほうが従来N-CSK方式に比べて給電量を増大できることがわかる.

最後に図10と図11にLEDの半値角を変化させた場合のエリアカバレッジ率とエリア平均給電量を示す. ここでエリアカバレッジ率はエリア内において目標 BER を達成している箇所の比率である.



まず図10の結果から、半値角を大きくすることでエリアカバレッジ率が大きくなることがわかる.具体的に半値角が90°の際には100%のエリアカバレッジ率が達成可能である.一方で、半値角を小さくするとサイズエリアが大きくなるにつれてエリアカバレッジ率が減少することがわかり、とくに反転型N-CSKは従来N-CSKに比べてエリアカバレッジ率が低下する.一方で、図11の結果から、半値角を大きくするとエリア平均給電量が減少することが確認できる.これは半値角が大きいほど広いエリアで目標BERを達成し給電可能である一方で、広域に光を放射すると受光電力量は小さくなるためである.一方で半値角が小さい場合は狭いエリアでしか目標BERを達成できないものの、目標BERを達成できる箇所での受光電力量は大きいため結果として平均給電量が増大している.以上より、エリアカバレッジ率と平均給電量の間にはトレードオフが存在することが示されている.

3 まとめ

本調査では海中にてワイヤレスで通信と給電を同時実現する可視光ワイヤレス給電通信に着目し、とくに 海底基地局と複数の端末間で可視光ワイヤレス給電通信を行う多元接続型可視光ワイヤレス給電通信につい て検討を行った.本調査ではとくに、この多元接続可視光ワイヤレス給電通信の基盤となる ADT を用いた海 底基地局と ADR を用いた端末間の通信に着目し、ADT/ADR の適用効果と各送受信機における LED/PD の配置位 置/角度等の最適化について調査を行った.また、多元接続方式を適用した可視光ワイヤレス給電通信につい ても調査し、とくに CDM を用いた多元接続型可視光ワイヤレス給電についても調査を行った.これらの調査 項目では海中独自の通信路チャネルや雑音を考慮した際の理論解析構築に取り組み、その性能評価を行った. 今後の課題としては主に下記が挙げられる.

海中乱流の考慮と海中光通信路の環境実証:本調査では海中光通信路として、海中水質に応じた光の消失(吸収と散乱)、深度・日時に応じた海中太陽光雑音を考慮したが、海中の塩分濃度と水温による水流の乱れ(海中乱流)の受信光強度への影響が近年活発に議論されており、本研究でのその影響を詳細

に検証する必要がある.一方で、この海中乱流については数mの水槽を用いた簡易実験によりその影響が確認されている段階なので、実際の海域における海中光通信路モデルの検証が必須である.

● 調査 1/調査 2 の融合:本調査期間内では(調査 2)の検証に時間を要したため,(調査 1)の知見を(調 査 2)に組み込むことが出来なかった.今後は ADT/ADR を用いた反転 CSK 方式の提案及び理論解析式の 構築に取り組む.また,可視光通信で検討されている他の多元接続方式の適用も引き続き実施する.

【参考文献】

- [1]H. Kaushal and G. Kaddoum, "Underwater Optical Wireless Communication," in IEEE Access, vol. 4, pp. 1518-1547, 2016
- [2]M. F. Ali, D. N. K. Jayakody and Y. Li, "Recent Trends in Underwater Visible Light Communication (UVLC) Systems," in IEEE Access, vol. 10, pp. 22169-22225, 2022.
- [3]X. Xu, Y. Li, P. Huang, M. Ju, and G. Tan, "BER Performance of UWOC With APD Receiver in Wide Range Oceanic Turbulence," in IEEE Access, vol. 10, pp. 25203-25218, 2022.
- [4]K. Nakamura, I. Mizukoshi, and M. Hanawa, "Optical wireless transmission of 405 nm, 1.45 Gbit/s optical IM/DD-OFDM signals through a 4.8 m underwater channel," Opt. Express, vol 23, pp 1558-1566, 2015.
- [5]J. Zhang et al., Background Noise Resistant Underwater Wireless Op-tical Communication Using Faraday Atomic Line "Laser and Filter," in Journal of Lightwave Technology, vol. 40, no. 1, pp. 63-73, Jan.1, 2022.
- [6]P. P. J'ativa, C. A. Azurdia-Meza, M. R. Ca[~]nizares, S. C'espedes and S. Montejo-S'anchez, "Performance Enhancement of VLC-Based Systems Using Diversity Combining Schemes in the Receiver," 2019 IEEE Latin-American Conference on Communications, pp. 1-6, Nov, 2019.
- [7]C. Chen, W. -D. Zhong, H. Yang, S. Zhang and P. Du, "Reduction of SINR Fluctuation in Indoor Multi-Cell VLC Systems Using Optimized Angle Diversity Receiver," in Journal of Lightwave Technology, vol. 36, no. 17, pp. 3603-3610, 1 Sept.1, 2018.
- [8]M. E. Hosney, H. A. I. Selmy, and K. M. F. Elsayed, "Co-Channel Interference Reduction by Optimizing Field of View Angle of An-gular Diversity Receiver in VLC Systems," 2020 22nd International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Bari, Italy, pp. 1-4, 2020.
- [9]S. Chatterjee and B. Roy, "Multi-parameter optimization of a hemispheric angle diversity receiver to reduce SINR fluctuation for an indoor MIMO-VLC system," 2021 4th Biennial International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE), Navi Mum-bai, India, pp. 1-6, 2021.
- [10] R. E. Bird, Riordan, C. "Simple Solar Spectral Model for Direct and Diffuse Irradiance on Horizontal and Tilted Planes at the Earth's Surface for Cloudless Atmospheres," Journal of Applied Meteorology and Climatology, vol.25, pp.87-97, Feb 16, 2022.
- [11] Matsunaga, Y. Kozawa, H. Habuchi "A Study of Individual Optimization of FOV in Underwater Visible Light Communication using Angle Diversity Receiver depending on the Desired Communication Area"信学ソ大, A-9-17, p.80, Nagoya, Japan, Sept 2023 (in Japanese).
- [12] Qin, Biao, Wanli Wen, Min Liu, Yanchao Zhang, and Chen Chen. "Indoor MIMO-VLC Using Angle Diversity Transmitters." Sensors (Basel, Switzerland), vol.22, July 2022
- [13] J. M. Kahn and J. R. Barry, "Wireless infrared communications," in Proceedings of the IEEE, vol. 85, no. 2, pp. 265-298, Feb. 1997.
- [14] K. Matsunaga, Y. Kozawa, H. Habuchi "A Study of Individual FOV Optimization according to the placement of PDs for Underwater VLC using Angular Diversity Receiver" IEICE Tech. Rep., vol. 122, no. 429, WBS2022-118, pp. 337-342, March, 2023 (in Japanese).
- [15] J. W. Giles and I. N. Bankman, "Underwater optical communications systems. Part 2: basic design considerations," IEEE Military Communications Conference, vol. 3, pp. 1700–1705, Oct. 2005.

[16] C. Mobley, E. Boss, and C. Roesler, Ocean Optics Web Book (2016).

- [17] S. Q. Duntley, "Light in the Sea" J. Opt. Soc. Am, vol. 53, pp. 214-233, 1963.
- [18] J. B. Carruther and J. M. Kahn, "Angle diversity for nondirected wireless infrared communication," in IEEE Transactions on Communications, vol. 48, no. 6, pp. 960-969, Jun. 2000.
- [19] F. Akhoundi, M. V. Jamali, N. B. Hassan, H. Beyranvand, A. Minoofar and J. A. Salehi, "Cellular Underwater Wireless Optical CDMA Network: Potentials and Challenges," in IEEE Access, vol. 4, pp. 4254-4268, 2016, doi: 10.1109/ACCESS.2016.2593398.
- [20] Yusuke KOZAWA, Hiromasa HABUCHI, ``Optical Wireless N-CSK with Modified Pseudo Orthogonal M-Sequence Sets," IEICE Trans. Fundamentals, vol.94-1, no.11 Nov. 2011.
- [21] M. Uysal, S. Ghasvarianjahromi, M. Karbalayghareh, P. D. Diamantoulakis, G. K. Karagiannidis, and S. M. Sait, "SLIPT for Underwater Visible Light Communications: Performance Analysis and Optimization," in IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 20, no. 10, pp. 6715-6728, Oct. 2021, doi: 10.1109/TWC.2021.3076159

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
Optimal FOV of Angular Diversity Receiver for Underwater Visible Light Communications	2023 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)	2023 年 5 月
Theoretical analysis of underwater simultaneous light Information and power transfer using inverted N parallel code shift keying with power splitting receiver	2023 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)	2023 年 5 月
Enhancement of Optimized CSK for USLIPT	IEEE Global Communications Conference	2023年12月
EOCSK 変調方式を用いた電力分割型 USLIPT における信号点空間拡張係数に対する通信 /給電性能の評価	電子情報通信学会ソサイエティ大 会	2023年9月
角度ダイバーシティ受信機を用いた水中可 視光通信のための所望通信エリアに応じた FOV 個別最適化に関する一検討	電子情報通信学会ソサイエティ大 会	2023 年 9 月
電力分割型水中可視光ワイヤレス給電通信 に対する送信光波長選択に関する一検討	電子情報通信学会ワイドバンドシ ステム研究会	2024年3月
角度ダイバーシティ送受信機を用いた水中 可視光通信におけるパラメータ最適化に関 する一検討	電子情報通信学会ワイドバンドシ ステム研究会	2024年3月

〈発表資料〉