論文

水中音響通信のための差動多重シングルキャリア伝送方式とそのフィールド試験結果

吉井 綸太郎¹, 塚本 圭哉², 高橋 拓也³, 竹村 真志⁴, 久保 博嗣⁵

^{1, 2, 3, 4} 立命館大学院 理工学研究科, 〒 525-8577 滋賀県 草津市 野路東 1-1-1

⁵ 立命館大学 理工学部 電子情報工学科, 〒 525-8577 滋賀県 草津市 野路東 1-1-1

Differential Multiple Single Carrier Modulation Schemes for Underwater Acoustic Communications and These Experimental and Field Evaluation Results

Rintaro Yoshii¹, Yoshiki Tsukamoto², Takuya Takahashi³, Masashi Takemura⁴ and Hiroshi Kubo⁵

^{1, 2, 3, 4} Graduate School of Science and Engineering, Ritsumeikan University
1-1-1 Noji-Higashi, Kusatsu-shi, Shiga 525-8577, Japan

⁵ Department of Electronic and Computer Engineering, Faculty of Science and Engineering, Ritsumeikan University
1-1-1 Noji-Higashi, Kusatsu-shi, Shiga 525-8577, Japan

E-mail: {¹ri0055hp, ²ri0051vf, ³ri0051se}@ed.ritsumei.ac.jp, ⁵kubohiro@fc.ritsumei.ac.jp

Abstract This paper discusses experimental and field evaluation results of differential multiple single carrier (MSC) modulation schemes for underwater acoustic communications (UWACs). UWACs suffer from severe doubly-selective channels and inter-carrier interference due to non-uniform frequency offset. In addition, assuming image data communications, UWACs have to improve frequency efficiency. In order to solve these issues, this paper proposes a wireless transmission scheme, which employ differential MSC modulation schemes. Next, this paper investigates parameters for 8kbps-UWACs and 64kbps-UWACs aiming at wireless control of autonomous underwater vehicle and image data communications, respectively. Finally, two experimental and field evaluation results in acoustic experimental pool and shallow-sea environment confirm that the UWAC MODEMs have excellent performance on severe doubly-selective channels.

Keywords: underwater acoustic communication, channel prediction, doubly-selective channel, per-survivor processing, multi-carrier modulation scheme, multi-level modulation

1. まえがき

近年, 海洋資源開発への関心が高く, 海洋探索において重要な役割を果たす水中無線技術への関心が高まっている [1]。水中無線技術の応用範囲は, AUV (autonomous underwater vehicle) の無線制御, 画像データ通信等への適用が期待されている [2]。水中では電

波と比較して, 減衰が少ない音波を通信媒体として用いることが多く, 水中音響通信 (UWAC : underwater acoustic communications) として様々な研究が行われている [1]-[6]。しかし, 伝送媒体が電波から音波へと変わることによって問題が発生する。水中音響通信の主な課題は以下3点である。

- 厳しい2重選択性伝搬環境への対応

- 不均一なキャリア間干渉 (ICI : inter carrier interference) への対応
- 周波数利用効率の改善

1つ目の課題の周波数選択性に対しては、キャリアを並列伝送する、マルチキャリア (MC : multi carrier) 伝送方式が有効である [7]。しかし、MC 伝送方式により各サブキャリアの占有帯域幅を減少させると、伝送路変動の影響が増大する。高速に変動する伝送路に対しては、遅延検波 (DD : differential detection) が有効である [8]。しかし、MC 伝送方式を前提とした場合、シンボル周期が拡大するため、さらに優れた耐伝送路変動特性を有する通信方式が必要である。2つ目の課題、不均一な ICI に対して、各サブキャリアに対して補正が可能のため、シングルキャリアを並列伝送する多重シングルキャリア (MSC : multiple single carrier) 伝送方式が有効である。3つ目の課題、伝送効率の改善を考えた時、MIMO (multiple-input multiple-output) [6] や OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing) [4], [5], 変調多値化が考えられる。以上より、UWAC では MC 伝送方式を前提として、優れた耐伝送路変動特性を有する通信方式を用いることが有効と考えられる。画像データ通信を考える場合は、加えて高い周波数利用効率を有する通信方式が有効である。

DD を拡張した方式の一つとして多重遅延検波 (MDD : multiple differential detection) がある [9]。MDD は DD と比較して静特性が優れている特徴を持つ。また、MDD は伝送路予測を適用することで伝送路変動に対する追従性の改善が可能である。特に伝送路予測を用いた PSP-MDD (MDD based on per-survivor processing) [10] は優れた耐伝送路変動特性を有しており、高速時変伝送路への追従特性を伝送路予測回数により制御できる特徴を持つ。さらに、伝送路予測を適応した PSP-MDD は変調多値数を増加させた場合でも、DD と比較して良好な耐伝送路変動特性を持つ [11]。本論文では、UWAC のような厳しい 2 重選択性伝搬環境について検討する。

著者らは、文献 [12] について、UWAC のような厳しい 2 重選択性伝搬環境に有効な伝送路予測 PSP-MDD と差動 MSC 伝送方式を用いた UWAC モデムについて論じているが、伝送速度は 8kbps に限定しており、また、実際の海洋浅瀬環境の性能も明らかになっていない。

本論文では UWAC モデムとして、AUV の無線制御用 8kbps、画像データ通信用 64kbps を実現する伝送方式を提案し、実験性能評価によりその有効性を明らかにする。実験性能評価については、実験水槽を用いた

実験により 2 重選択性伝搬環境における追従性の評価を行う。また、海洋浅瀬環境における準固定環境試験を行い、準固定環境における周波数選択性への耐性を評価する。実験水槽を用いた試験より以下の項目 (1) を、海洋浅瀬環境試験により以下の項目 (2), (3) を確認する。

- (1) 2 重選択性の厳しい環境では、1 次伝送路予測を用いた検討方式が最も良好な性能を保有する
- (2) 海洋浅瀬環境での距離 370m の準固定環境試験において、QPSK (quadrature phase shift keying) は良好な性能を示す
- (3) 海洋浅瀬環境での距離 10m 程度の準固定環境試験において、16PSK (16 phase shift keying) は良好な性能を示す

本論文は、次の様に構成される。まず、2. では、UWAC において想定される 2 重選択性伝搬環境の厳しさについて論じ、3. では、厳しい 2 重選択性伝搬環境に有効な通信方式について論じる。次に、4. では、復調方式として用いる PSP-MDD について述べ、5. では、実験性能評価を行う UWAC モデムについて、フレーム構成、また伝送方式のパラメータを示す。最後に、6. 及び 7. では実験性能評価結果についてまとめる。

2. 2 重選択性伝搬環境

2.1 2 重選択性の厳しさを評価するパラメータ

伝搬環境から無線伝送の性能に影響を及ぼす要素として遅延波、伝送路変動の 2 つが挙げられる。移動体通信において、遅延波による影響は周波数選択性に関係するシンボル周期正規化最大遅延時間差 τ_D/T 、伝送路変動による影響は時間選択性に関係するシンボルレート正規化最大ドップラー周波数 $f_D T$ を評価のパラメータとして用いることが多い。これらパラメータについては次の通りである。

$$\tau_D/T = \frac{d}{cT} \quad (1)$$

$$f_D T = \frac{vf_c}{c} T \quad (2)$$

ここで、 v は移動速度、 d は最大伝搬距離差、 f_c は搬送波周波数、 c は電波伝搬ならば光速、音波伝搬ならば音速である。2 重選択性伝搬環境では 2 つの選択性が同時に無線伝送の性能に影響を及ぼす。

MC 伝送方式の場合、式 (1)、式 (2) はシンボル周期 T をパラメータとしたトレードオフの関係であること

が確認できる。そこで、次の通り、2重選択性伝搬環境について別々に評価を行うのではなく、1つのパラメータ $f_D\tau_D$ として2重選択性の厳しさを評価することが可能である [13]。 $f_D\tau_D$ について、式 (1)、式 (2) を式 (3) に代入することで、式 (4) が導出できる。

$$f_D\tau_D = (f_DT) \times (\tau_D/T) \quad (3)$$

$$f_D\tau_D = \frac{vdf_c}{c^2} \quad (4)$$

以上より、2重選択性伝搬環境において MC 伝送方式を考えた場合、環境の厳しさは $f_D\tau_D$ を算出することで求めることが可能である。水中音響通信は、式 (4) についてパラメータ c が光速から水中における音速と変わるため、非常に厳しい2重選択性伝搬環境となる。

2.2 各種通信システムのパラメータ比較

本節では2重選択性伝搬環境の評価について、UWAC のパラメータと現在運用されているシステムのパラメータとの比較を行う。今回は現在運用されているシステムの中で厳しい2重選択性伝搬環境といわれている空間波列車無線を比較対象として考える。表1に UWAC と空間波列車無線が想定する2重選択性のパラメータを示す。

表1 2重選択性伝搬環境を想定している通信システムのパラメータ

Table 1 Parameters in doubly-selective environments

項目	水中音響通信の1例	空間波列車無線
d	3m	10km
v	3knot $\approx 1.54\text{m/s}$	150km/h $\approx 41.7\text{m/s}$
f_c	30kHz	400MHz
τ_D	2ms	33.3 μs
f_D	30.8Hz	55.6Hz
$f_D\tau_D$	6.16%	0.185%

それぞれの通信システムの $f_D\tau_D$ について、表1より確認する。空間波列車無線の場合は $f_D\tau_D$ が1%未満、UWAC の場合は数%を越える値となることが確認できる。このことから UWAC は極めて厳しい2重選択性伝搬環境であることがわかる。以上より、UWAC では radio frequency 帯で用いられる通信システムよりも高い2重選択性耐性が要求される。

3. 2重選択性伝搬環境のための無線伝送方式

3.1 MC 伝送方式

2重選択性伝搬環境である UWAC では、周波数選択性によりキャリア信号に歪を起こす。よって、UWAC では伝送速度を保ち、さらに周波数選択性耐性を向上させる MC 伝送方式が有効である。MC 伝送方式ではシンボル周期 T を決定することで、 $f_D\tau_D$ を用いて対応すべき f_DT 、 τ_D/T が一意的に決定する。

よく用いられる MC 伝送方式として OFDM がある。また、OFDM とは異なる MC 伝送方式としてシングルキャリアを並列伝送する MSC 伝送方式 [7] がある。2つの MC 伝送方式について、周波数利用効率を考える。周波数軸では MSC 伝送方式がガード周波数を、時間軸では OFDM がガード時間を用意する必要がある。ガード周波数、またはガード時間を用意する場合、用意する軸の周波数利用率は低下する。そのため、周波数軸と時間軸を総合的に考えた場合、OFDM と MSC 伝送方式の周波数利用効率に大きな差はないといえる。

次に、OFDM と MSC 伝送方式の信号形状を比較してみる。OFDM の信号形状は、時間軸上は矩形波、周波数軸上は sinc 関数となる。他方、ロールオフ率が0の MSC 伝送方式の信号形状は、時間軸上は sinc 関数、周波数軸上は矩形波となる。すなわち、OFDM と MSC 伝送方式は対照的な MC 伝送方式とみなすことができる。なお、MSC 伝送方式がタイミング誤差に伴う符号間干渉 (ISI : intersymbol interference) に弱い反面、OFDM はキャリア周波数偏差に伴う ICI に対して弱い。

3.2 伝送路予測 joint detection

MC 伝送方式について、 $f_D\tau_D$ が比較的小さい領域では、伝送効率に優れており、パイロットにて伝送路推定を行う同期検波 OFDM が有効である。しかし、文献 [14] より、UWAC のような数%を超える $f_D\tau_D$ の場合では、同期 OFDM は多くのシンボルをパイロットとしなければ伝送路推定が困難になる。よって、UWAC では同期検波 OFDM とは異なる伝送方式を検討する必要がある。

$f_D\tau_D$ が数%以上の伝搬環境では、パイロット伝送路推定とデータ判定を同時に実施可能である JD (joint detection) が有効である。JD の典型的な例として差動符号化/DD があり、DD を拡張した MDD も JD である。差動符号化を一般化したものが差動時空符号化

(DSTC : differential space-time coding) であり, DSTC の復調方式として, decision-feedback detection と PSP が検討されている [15]。MDD について, ビタビアルゴリズム (VA : Viterbi algorithm) による PSP に基づく MDD, PSP-MDD に対して伝送路予測を用いることで, 伝送路変動に対する追従性を向上させることが可能である [13]。以上より, 本論文では UWAC のような $f_D \tau_D$ が数%以上の伝搬環境に有効な復調方式として, 伝送路予測 PSP-MDD を検討する。

3.3 差動 MSC 伝送方式

本論文では, MC 伝送方式の中でも差動 MSC 伝送方式を検討する [7]。その理由は UWAC が占有帯域幅と中心周波数の除算で求められる比帯域が非常に大きい環境であり, 差動 MSC 伝送方式は, 差動 OFDM に比べ ICI の問題が少ないためである。比帯域が大きい場合, 占有帯域の上端と下端で受けるドップラー変動が数倍程度異なることが問題になる。MSC 伝送方式は各サブキャリアについて, ドップラーシフトへの補正が可能であるため, UWAC に対する適正が高い。以上より, 本論文では UWAC に有効な通信方式として伝送路予測 PSP-MDD を用いた差動 MSC 伝送方式を提案する。

4. PSP による多重遅延検波

4.1 検討する PSP-MDD

本論文で検討する PSP-MDD は VA に基づき, データ判定を行う。VA の枝メトリック Γ_k 及びパスメトリック H は N_R 系統の受信信号 $r_k[q]$ を用いて, 次のように表現できる。

$$\Gamma_k = \sum_{q=1}^{N_R} |r_k[q] - \tilde{r}_k[q]|^2 \quad (5)$$

$$H = \sum_k \Gamma_k \quad (6)$$

ここで, PSP-MDD は, 全ての情報系列の候補 $\tilde{b}_k$ に対してパスメトリック H を算出し, 最小のパスメトリックに対応する $\tilde{b}_k$ を, 判定系列 $\hat{b}_k$ として出力する。以降, 本論文では, 信号 a_k に関して $\tilde{b}_k$ に対応して推定した信号の候補値を $\tilde{a}_k$ と記載する。式 (5) の $\tilde{r}_k[q]$ は受信信号の候補値を示す。伝送路メモリ長を 1 タップと設定した場合, $\tilde{r}_k[q]$ は推定 CIR (channel impulse response) $\tilde{h}_k[q]$ と送信変調信号の候補 $\tilde{x}_k$ を用いて次の

ように表現できる。

$$\tilde{r}_k[q] = \tilde{h}_k[q] \tilde{x}_k \quad (7)$$

ここで, PSP-MDD において, 推定 CIR $\tilde{h}_k[q]$ は受信信号 $r_k[q]$ の逆変調信号 $\tilde{G}_k[q]$ を用いて次のように表現できる。

$$\tilde{h}_k[q] = \sum_{i=1}^N b_i \tilde{G}_{k-i}[q] \quad (8)$$

$$\tilde{G}_k[q] = r_k[q] \tilde{x}_k^* \quad (9)$$

式 (8) について, N は観測シンボル数, つまりビタビアルゴリズムにおける拘束長を示しており, 係数 b_i は逆変調信号 $\tilde{G}_k[q]$ の重み付け係数である。

b_i について, 静特性の改善のために, 次の様に設計する。

$$b_i = 1/N \quad (10)$$

式 (10) を用いた PSP-MDD は, 過去 N シンボルに渡る伝送路状態の平均化を行っている。本論文では, 式 (10) を用いた PSP-MDD の伝送路予測次数 L について, $L = 0$ と表現する。次に b_i について伝送路変動に対する追従性を改善するために, 文献 [10] にて, 次のような式が提案されている。

$$b_i = (-1)^{i-1} \binom{N}{i} \quad (11)$$

ここで, 式 (11) を用いた PSP-MDD の伝送路予測次数は, 観測シンボル数に依存しており, $L = N - 1$ と表現する。

4.2 状態数削減アルゴリズム

4.1 記載の PSP-MDD は, PSP-MLSE (maximum-likelihood sequence estimation) と等価である。PSP-MLSE を実現するためには, VA の状態数を M^{N-1} と設定する必要がある。ここで, M は変調多値数を示す。このことから, VA の状態数は N のべき乗で増加するという問題が発生する。この問題に対応するために, 判定帰還系列推定 (DFSE : decision-feedback sequence estimation) を用いる [16]。DFSE は, VA の生き残りパスを参照することで, 状態数を削減する。生き残りパスを参照するシンボル数を ΔV とした場合, VA の状態数は $M^{N-1-\Delta V}$ となる。PSP-DFSE について, $\Delta V = 0$ と設定した場合, PSP-MLSE となる。

図1 フレームフォーマット

Fig. 1 Frame format

表2 検討する伝送方式のパラメータ

Table 2 Parameters of transmission schemes

伝送方式	QPSK	16PSK
α	0.2	
f_{sc}	93.75sps	
M_{sc}	64	256
f_c	30kHz	28kHz
Reed Solomon 符号	(240, 166)	(255, 177)
略称	DMSC2	DMSC4

5. 評価する UWAC モデム

5.1 フレームフォーマット

本節では、実験性能評価を行う際のフレームフォーマットについて述べる。送信信号のフレームフォーマットを図1に示す。図1について、1フレームを32シンボルの同期語 (SW : syncword) と960シンボルのデータ、合わせて992シンボルで構成し、全体で N_{DAT} 個のフレームを作成する。 N_{DAT} 個のフレームの内、先頭の N_{PA1} 個のフレームをプリアンブル、末尾の N_{PA2} 個のフレームをポストアンブルとする。同期について、有限個の受信信号から SW を検出する。その後既知である送信情報と復調結果を照合することにより誤りを検出し、その検出結果から BER (bit error rate) を算出する。最後に RS (Reed Solomon) 符号による誤り訂正により BLER (block error rate) を算出する。

5.2 水中音響通信方式

本節では、実験性能評価を行う PSP-MDD を用いた差動 MSC 伝送方式について、検討する伝送方式のパラメータを表2に示す。ここで、 α はルート余弦ロー

ルオフフィルタのロールオフ率、 f_{sc} はサブキャリア当たりの伝送速度、 M_{sc} はサブキャリア数、 f_c は中心周波数である。また、RS 符号の記載は、1RS シンボルを8bit として、(符号語シンボル数, 情報シンボル数) と示す。表2における各伝送方式について、DMSC2 は AUV の無線制御が可能な 8kbps, DMSC4 は画像データ通信が可能な 64kbps を想定している。

6. 実験水槽試験

本章では、2重選択性の中でも時間選択性に重点をおいて評価を実施する。その結果、時間選択性に対しては、1次伝送路予測が有効であることを明らかにする。

6.1 実験水槽試験概要

図2 実験水槽における実験の概要図

Fig. 2 Configuration of the experiment in acoustic experimental pool

図3 実験水槽における Tx-Rx1 間の CIR 特性 (Tx の深度 2.25m)

Fig. 3 CIR (Tx-Rx1) in acoustic experimental pool (depth of Tx 2.25m)

図4 v 変化時の BER 特性 (DMSC2)

Fig. 4 BER performance as a function of v (DMSC2)

図5 v 変化時の BLER 特性 (DMSC2)

Fig. 5 BLER performance as a function of v (DMSC2)

本節では実験水槽における2重選択性を模擬した環境における実験性能評価について述べる。図2に実験について概要図を示す。実験水槽において、受信トランスデューサ Rx1, Rx2 は互いの間隔を1.0mとし、水深1.0mで固定する。送信トランスデューサ Tx は2つの受信トランスデューサの中間の直下に設置する。また、送信トランスデューサは受信トランスデューサから0.25~1.25mの距離を往復する。なお本実験に用いるパラメータ v について、移動速度が一定値でないため、移動距離と経過時間から求まる平均速度 v を用いて近似する。このように送信トランスデューサの移動により、時間選択性を模擬する。次に、周波数選択性について、実験水槽内には吸音材が設置されているため、底面、壁面からの反射は到来しない。反射波が確認できる位置に反射板を設置することで、水面からの反射と合わせ、厳しい周波数選択性を模擬する。著者らは文献[12]において、反射板を設置していない場合における性能評価を実施している。本実験では反射板を設置することで、文献[12]にて実施した実験とは異なる環境となっている。本実験では受信トランスデューサが1本、2本の場合の結果を比較することで、受信ダイバーシチの効果について検証する。図3に、

図6 v 変化時の BER 特性 (DMSC4)

Fig. 6 BER performance as a function of v (DMSC4)

図7 v 変化時の BLER 特性 (DMSC4)

Fig. 7 BLER performance as a function of v (DMSC4)

Tx の深度 2.25m における Tx-Rx1 間の CIR 特性を示す。CIR 特性について、文献[17], [18] 記載の変形 M 系列によるチャネルサウンダを用いて算出する。図3より、直接波が到達してから約 0.6msec 後に電力が最も大きい遅延波が到達していることが確認できる。

6.2 実験性能評価結果

図4に伝送方式がDMSC2時の、 v をパラメータとした場合のBER特性を、図5にBLER特性を示す。次に、図6に伝送方式がDMSC4時の v をパラメータとした場合のBER特性を、図7にBLER特性を示す。ここで、 L は伝送路予測次数、 N は受信信号の観測シンボル数、 N_R は受信トランスデューサ数を示す。加えて、比較のために、復調方式としてDDを適応した場合の特性を付記する。図6、図7について、 $L=3$ の場合のみPSP-MLSEではなく、PSP-DFSEで復調した場合の結果を記載する。16PSK、 $L=3$ の条件では、PSP-MLSEを採用した場合、VAの状態数は4096状態と非常に大きい値となる。そのため、 $\Delta V=1$ のPSP-DFSEを採用し状態数を削減する。

図4、図5、図6、図7より、検討するUWACモデム

の耐2重選択性が確認できる。図4, 図6より $N_R = 1$, $N_R = 2$ それぞれの結果を比較した時, 受信ダイバーシチの効果が確認できる。本論文では BLER 特性について, 5.2 記載の想定する通信システムより, 10^{-3} をターゲットとして考える。例えば, 画像データ通信を想定した時, BLER が 10^{-3} の場合では 1000 枚中 999 枚は正確なデータが伝送され, 通信システムによる運用が可能であると考えられるため, 良好な性能と言える。図より, DMSC2, DMSC4, 両伝送方式において1次伝送路予測を用いた復調方式が最も優れた追随性を持つことが確認できる。その理由は, 今回の伝送路では, 周波数選択性による信号歪みと送信トランスデューサの移動による位相回転のみが影響を及ぼすため, 2次以上に予測次数を拡大したことによる追随特性の改善効果より, ゆらぎ量の増大が大きいためと考えられる。図4, 図5より, 伝送方式がDMSC2の場合, DDは0.4m/sec, 検討方式は0.6m/secまで良好な性能を示す。BLER特性より, v と表2, また図3の条件において, 対応可能な $f_D \tau_D$ が算出できる。つまり, 伝送方式がDMSC2の場合, DDは $f_D \tau_D = 0.48\%$, 検討方式は $f_D \tau_D = 0.72\%$ の環境に対応できる。図6, 図7より, 伝送方式がDMSC4の場合, DDは0.05m/sec, 検討方式は0.1m/secまで良好な性能を示す。DMSC2の場合と同様に計算を行うと, 伝送方式がDMSC4の場合, DDは $f_D \tau_D = 0.06\%$, 検討方式は $f_D \tau_D = 0.11\%$ の環境に対応できる。両伝送方式において検討方式はDDと比較して, 耐2重選択性の改善が確認できる。

7. 海洋浅瀬環境における実験

海洋浅瀬環境における実験性能評価として, 海洋バージ内での試験と海洋バージ・栈橋間試験の2つの試験を実施する。本章では, 2重選択性の中でも周波数選択性に重点をおいて評価を実施する。その結果, 周波数選択性に対しては, 伝送路平均が有効であることを明らかにする。

7.1 海洋バージにおける実験

図8に海洋バージにおける実験の概要図を示す。ここで, 海洋バージ周辺の水深は約30mである。本環境は, 比較的周波数選択性が緩やかな環境条件として設定している。また, 条件(1)と条件(2)の2条件は, 水深, 水平距離を変化させることにより, 周波数選択性がどのように変化するかを確認するために設定している。図9に図8における条件(1)の CIR 特性を示す。

ここで, 図9の4msecあたりに発生する小さなパスは, 海面による反射と考えられる。また, 図10に図8における条件(2)の CIR 特性を示す。図9, 図10より, Txの深度25mの場合はTxの深度5mの場合と比較して, マルチパス成分が少ないことが確認できる。

図8 海洋バージにおける実験の概要図

Fig. 8 Configuration of the experiment in shallow-sea environment

図9 海洋バージ試験の CIR 特性 (Tx の深度 5m)

Fig. 9 CIR in shallow-sea environment (depth of Tx 5m)

図10 海洋バージ試験の CIR 特性 (Tx の深度 25m)

Fig. 10 CIR in shallow-sea environment (depth of Tx 25m)

表3に(1)の条件時における各モデムの BER/BLER 特性を示す。表4に(2)の条件時における各モデムの BER/BLER 特性を示す。

表 3 BER/BLER 特性 (条件 (1) 時)

Table 3 BER/BLER performance (condition (1) in Fig. 8)

伝送方式	復調方式	L	N	N_R	BER	BLER
DMSC2	DD	0	1	2	2.5×10^{-7}	error free
	PSP-MDD	0	2	2	9.9×10^{-7}	error free
	PSP-MDD	1	2	2	9.9×10^{-7}	error free
DMSC4	DD	0	1	2	5.7×10^{-3}	7.9×10^{-4}
	PSP-MDD	0	2	2	5.0×10^{-3}	2.6×10^{-4}
	PSP-MDD	1	2	2	1.6×10^{-2}	1.0×10^{-1}

表 4 BER/BLER 特性 (条件 (2) 時)

Table 4 BER/BLER performance (condition (2) in Fig. 8)

伝送方式	復調方式	L	N	N_R	BER	BLER
DMSC2	DD	0	1	2	error free	error free
	PSP-MDD	0	2	2	7.4×10^{-7}	error free
	PSP-MDD	1	2	2	error free	error free
DMSC4	DD	0	1	2	6.2×10^{-4}	2.0×10^{-4}
	PSP-MDD	0	2	2	2.9×10^{-4}	2.0×10^{-4}
	PSP-MDD	1	2	2	5.3×10^{-3}	2.1×10^{-3}

海洋バージにおける実験により以下のことが確認できる。

- 伝送方式が DMSC2 の場合, (1), (2) 両条件において各復調方式は良好な性能を示す
- 伝送方式が DMSC4 の場合, (1), (2) 両条件において PSP-MDD ($L = 1$) は他の復調方式と比較して性能が劣化している。これは伝送路予測による雑音強調が影響していると考えられる
- 伝送方式が DMSC4 の場合, (1), (2) 両条件において PSP-MDD ($L = 0$), DD は良好な性能を示す

7.2 海洋バージ・栈橋間試験

図 11 に海洋バージ・栈橋間における実験の概要図を, 図 12 に実験の俯瞰図を示す。ここで, 栈橋にて受信トランスデューサは, コンクリート岸壁から約 2m 海洋バージ側に設置している。本環境は, 比較的周波数選択性が厳しい環境条件として設定している。また, 図 13 に海洋バージ・栈橋間の CIR 特性を示す。表 5 に海洋バージ・栈橋間試験における各モデムの BER/BLER 特性を示す。表 5 により以下のことが確認できる。

- PSP-MDD ($L = 1$) を用いた場合, 周波数選択性の影響により性能が劣化する

図 11 海洋バージ・栈橋間における実験の概要図
Fig. 11 Configuration of the 370m experiment

図 12 海洋バージ・栈橋間における実験の俯瞰図
Fig. 12 Aerial view of the 370m experimental environment

図 13 海洋バージ・栈橋間の CIR 特性
Fig. 13 CIR in the 370m experimental environment

表 5 BER/BLER 特性 (海洋バージ・栈橋間試験)

Table 5 BER/BLER performance of the 370m experiment

伝送方式	復調方式	L	N	N_R	BER	BLER
DMSC2	DD	0	1	2	7.0×10^{-3}	error free
	PSP-MDD	0	2	2	4.9×10^{-3}	error free
	PSP-MDD	1	2	2	2.2×10^{-2}	3.6×10^{-1}
DMSC4	DD	0	1	2	9.6×10^{-2}	1.0
	PSP-MDD	0	2	2	9.6×10^{-2}	1.0
	PSP-MDD	1	2	2	1.7×10^{-1}	1.0

- 伝送方式がDMSC2の場合では、PSP-MDD ($L = 0$)、DDは良好な性能を示す

表3, 表4, 表5に表される結果より, 伝送方式がDMSC2の場合は370mの通信, DMSC4の場合は10m程度の通信が可能であることが確認できる。また, 厳しい周波数選択性が影響を与える準固定環境において, PSP-MDD ($L = 0$) が有効であると考えられる。

8. むすび

本論文では, 厳しい2重選択性伝搬環境に有効な伝送路予測PSP-MDDを用いた差動MSC伝送方式による通信方式を提案した。また提案手法を用いたUWACモデムについて, 2つの実験性能評価試験を行い, UWACモデムがUWAC環境に対して有効であることを確認した。まず, 実験水槽試験から, 1次伝送路予測を用いたPSP-MDDについて優れた耐2重選択性, 特に, 耐時間選択性を確認した。次に, 海洋浅瀬環境試験からQPSKを用いた検討方式では距離370m, 16PSKを用いた検討方式では距離10m程度の通信が可能であることを確認した。また海洋浅瀬環境において準固定環境ではPSP-MDD ($L = 0$) が最も良好な性能を有することを確認した。以上より, 2重選択性伝搬環境において, 時間選択性を重視する場合は $L = 1$, 周波数選択性を重視する場合は $L = 0$ の方が有効である。それゆえ, 受信側で2重選択性の状況に合わせて, L を選択する復調方式が有効となる。

本論文で検討した通信モデムの実験性能評価結果について, 以下の課題が残留している。

- 検討したUWACモデルは表1で示した $f_D \tau_D$ を達成するために, 更なる耐2重選択性の改善が必要である。
- 通信に使用している信号帯と, トランスデューサの共振周波数との整合性について, 十分に検討していない。
- 海洋浅瀬環境における試験について, 移動環境試験を実施していない。
- 並列ブラインド復調方式[19]のような伝搬環境に合わせて, L を選択する手法について検討していない。

上記について, 筆者らの今後の課題として検討する予定である。

謝辞 本研究はJSPS科研費19K04382の助成を受けたもの

である。加えて, 本研究実施に関してご協力頂いた株式会社オキシーテックの関係各位に深く感謝致します。

参考文献

- [1] P. Kumar, V.K. Trivedi and P. Kumar: Recent trends in multicarrier underwater acoustic communications, Underwater Technology (UT), IEEE, Feb. 2015.
- [2] H. Ochi, Y. Watanabe and T. Simura: Basic study of underwater acoustic communication using 32-quadrature amplitude modulation, Japanese Journal of Applied Physics, Vol. 44, No. 6B, pp. 4689-4693, June 2005.
- [3] A.C. Singer, J.K. Nelson and S.S. Kozat: Signal processing for underwater acoustic communications, IEEE Commun. Mag., Vol. 47, pp. 90-96, Jan. 2009.
- [4] S. Yoshizawa, H. Tanimoto and T. Saito: SC-FDE vs OFDM: Performance comparison in shallow-sea underwater acoustic communication, Proc. ISPACS2016, IEEE, Oct. 2016.
- [5] C. Li, K. Song and L. Yang: Low computational complexity design over sparse channel estimator in underwater acoustic OFDM communication system, IET Commun., Vol. 11, pp. 1143-1151, May 2017.
- [6] J. Tao, L. An and Y.R. Zheng: Enhanced adaptive equalization for MIMO underwater acoustic communications, OCEANS, IEEE, Sep. 2017.
- [7] 宮崎律子, 久保博嗣: 高速フェージングのためのマルチキャリア高次予測判定帰還遅延検波, 信学技報, Vol. RCS2014-35, pp. 19-24, June 2014.
- [8] J.G. Proakis and M. Salehi: Digital Communications, Fifth edition New York: McGraw-Hill, 2008.
- [9] D. Divsalar and M.K. Simon: Multiple-symbol differential detection of MPSK, IEEE Trans. Commun., Vol. COM-38, 3, pp. 300-308, Mar. 1990.
- [10] H. Kubo, A. Okazaki, K. Tanada, B. Penther and K. Murakami: A multiple-symbol differential detection based on channel prediction for fast time-varying fading, IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No. 8, pp. 3393-3400, Aug. 2005.
- [11] 吉井綸太郎, 竹村真志, 高橋拓也, 久保博嗣: 水中音響通信のための64kbps差動マルチキャリア伝送方式とPer-Survivor Processingによる予測形多重遅延検波, 信学技報, Vol. RCS2018-59, pp. 143-148, June 2018.
- [12] 竹村真志, 塚本圭哉, 吉井綸太郎, 高橋拓也, 久保博嗣: マルチキャリア伝送路予測 Per-Survivor Processing 多重遅延検波のためのオフライン水中音響ソフトウェアモデム, Journal of Signal Processing, Vol. 23, No. 3, pp. 115-126, May 2019.
- [13] 久保博嗣: 高速時変伝送路に適した差動時空符号化とその無線通信システムへの応用, 信学技報, Vol. RCS2013-193, pp. 87-91, Nov. 2013.
- [14] 久保博嗣: 厳しい2重選択性伝搬路に適した無線伝送方式, 信学技法, Vol. CQ2018-48, pp. 13-18, Aug. 2018.
- [15] 久保博嗣, 森俊樹, 村山陽寛, 山岸拓真, 湯本菜々瀬: 高速時変伝送路のための伝送路予測形差動時空符号化の比較, 信学技報, Vol. RCS2017-330, pp. 75-80, Mar. 2018.
- [16] A. Duel-Hallen and C. Heegard: Delayed decision-feedback sequence estimation, IEEE Trans. Commun., Vol. 37, No. 5, pp. 428-436, May 1989.

- [17] 村山陽寛, 森田宗一郎, 相澤大, 上田俊一, 市川貴英, 久保博嗣: 市販の音響電子機器を用いた水中音響通信用チャンネルサウンドとそのフィールド評価結果, Journal of Signal Processing, Vol. 21, No. 3, pp. 97-107, May 2017.
- [18] 森田宗一郎, 村山陽寛, 湯本菜々瀬, 中務光基, 竹村真志, 久保博嗣: 変形 M 系列による 2 重選択性音響伝送路用チャンネルサウンド, Journal of Signal Processing, Vol.23, No. 1, pp. 23-34, Jan. 2019.
- [19] H. Kubo, A. Okazaki, K. Tanada, B. Penther and M. Miyake: A parallel blind demodulator in the presence of intersymbol interference, IEEE ICC2001, Vol. 8, pp. 2520-2524, June 2001.
- [20] F. Adachi and M. Sawahashi: Decision feedback multiple-symbol differential detection for M-ary DPSK, IEEE Electronics Letters, Vol. 29, No. 15, pp. 1385-1387, July 1993.
- [21] N. Seshadri: Joint data and channel estimation using blind trellis search techniques, IEEE Trans. Commun., Vol. 42, Nos. 2/3/4, pp. 1000-1011, Feb./March/April 1994.
- [22] H. Kubo, K. Murakami and T. Fujino: An adaptive maximum-likelihood sequence estimator for fast time-varying intersymbol interference channels, IEEE Trans. Commun., Vol. 42, Nos. 2/3/4, pp. 1872-1880, Feb./March/April 1994.
- [23] R. Raheli, A. Polydoros and C.-K. Tzou: Per-survivor processing: A general approach to MLSE in uncertain environments, IEEE Trans. Commun., Vol. 43, Nos. 2/3/4, pp. 354-364, Feb./March/April 1995.
- [24] 久保博嗣, 竹村真志, 塚本圭哉, 吉井綸太郎, 高橋拓也, 佐野隆貴: 水中音響モデムの実験性能評価結果, 信学技報, Vol. RCS2018-306, pp. 133-138, Mar. 2019.

付録 トランスデューサの特性

本論文で実施した実験性能評価試験について, 図 A.1 及び図 A.2 に, 試験に用いた送信トランスデューサ, 受信トランスデューサの振幅周波数特性, 指向特性 (水平・垂直方向) を示す。図 A.1 及び図 A.2 より, 所望の帯域, 約 13~43kHz に対して, 送信トランスデューサ及び受信トランスデューサが比較的良好な性能を持つことが確認できる。

図 A.1(a) 送信トランスデューサ振幅周波数特性
Fig. A.1(a) Amplitude frequency characteristics of transmit transducer

図 A.1(b) 送信トランスデューサ指向特性
Fig. A.1(b) Directivity characteristics of transmit transducer

図 A.2(a) 受信トランスデューサ振幅周波数特性
Fig. A.2(a) Amplitude frequency characteristics of receive transducer

図 A.2(b) 受信トランスデューサ指向特性
Fig. A.2(b) Directivity characteristics of receive transducer

吉井 倫太郎 2018 年立命館大学理工学部電子情報工学科卒業。現在、立命館大学大学院理工研究科電子システム専攻在学中。デジタル無線通信方式の研究に従事。

塚本 圭哉 2018 年立命館大学理工学部電子情報工学科卒業。現在、立命館大学大学院理工研究科電子システム専攻在学中。デジタル無線通信方式の研究に従事。

高橋 拓也 2018 年立命館大学理工学部電子情報工学科卒業。現在、立命館大学大学院理工研究科電子システム専攻在学中。デジタル無線通信方式の研究に従事。

竹村 真志 2017 年立命館大学理工学部電子情報工学科卒業。2019 年立命館大学大学院理工研究科電子システム専攻修了。在学中はデジタル無線通信方式の研究に従事。

久保 博嗣 1984 年大阪大学工学部通信工学科卒業。1986 年大阪大学大学院工学研究科修士課程修了。同年三菱電機(株)入社。同社情報技術総合研究所無線通信技術部部長を経て、2012 年から立命館大学理工学部電子情報工学科教授。デジタル無線通信方式の研究開発に従事。平成 6 年度電子情報通信学会学術奨励賞、平成 21 年度第 20 回電波功績賞電波産業会長賞、平成 22 年度科学技術分野の文部科学大臣表彰科学技術賞受賞。工博。電子情報通信学会シニア会員、IEEE 会員、RISP 会員。

(2019 年 8 月 8 日受付 ; 2019 年 12 月 26 日再受付)