

長遅延マルチパスおよびドップラーシフトに対応した 水中音響通信の港湾実験

吉澤 真吾[†] 谷本 洋[†] 齊藤 隆^{††} 馬淵 佑作^{††} 津久井智也^{†††}
澤田 信一^{†††}

[†] 北見工業大学 電気電子工学専攻 〒090-8507 北海道北見市公園町 165

^{††} 三菱電機特機システム株式会社 〒247-0065 神奈川県鎌倉市上町屋 730 番地 11

^{†††} 株式会社 IHI 〒235-8501 神奈川県横浜市磯子区新中原町 1 番地

あらまし 水中音響通信は自律型無人潜水機 (AUV) のデータ収集や遠隔制御などに利用されるが、通信環境によってはマルチパスやドップラーシフトの影響が強く、安定した通信を実現するにはこれらの対策が不可欠である。本稿では水中音響通信における長遅延マルチパスおよびドップラーシフト対策方法について説明し、その対策方法の効果を港湾実験で評価したので報告する。マルチパス時の試験では QPSK 伝送においてシングルキャリア周波数領域等化 (SC-FDE) が OFDM よりも良好な通信特性を示していた。ドップラーシフト時の試験ではドップラーシフトばらつきに対応した並列構成リサンプリング処理の有効性を確認した。

キーワード 水中音響通信, OFDM, SC-FDE, マルチパス, ドップラーシフト

Underwater Acoustic Communication Experiment in Harbor with Long Delay Multipath and Doppler Shift

Shingo YOSHIZAWA[†], Hiroshi TANIMOTO[†], Takashi SAITO^{††}, Yusaku MABUCHI^{††}, Tomoya TSUKUI^{†††}, and Shinichi SAWADA^{†††}

[†] Kitami Institute of Technology, Division of Electrical and Electronics Engineering, 165, Koen-cho, Kitami, Hokkaido, 090-8507 Japan

^{††} Mitsubishi Electric TOKKI Systems Corporation, 730-11, Kamimachiya, Kamakura, Kanagawa, 247-8507 Japan

^{†††} IHI Corporation, 1, Shin-nakahara-cho, Isogo-ku, Yokomaha, Kanagawa, 235-8501 Japan

Abstract Underwater acoustic communication (UAC) is used for data collection and remote control in autonomous underwater vehicles (AUVs). Communication performance is strongly affected by multipath and Doppler shift depending on communication environment. These countermeasures are indispensable for stable communication. This paper describes the countermeasures against long delay multipath and Doppler shift in UAC, where their effectiveness has been reported by our experiment in harbor. In multipath test, single carrier frequency domain equalization (SC-FDE) has provided better communication performance than OFDM as far as QSPK transmission. In Doppler shift test, we have confirmed the effectiveness of parallel resampling that can cope with Doppler shift dispersion.

Key words Underwater Acoustic Communication, OFDM, SC-FDE, Multipath, Doppler Shift

1. はじめに

水中音響通信は自律型無人潜水機 (AUV) のデータ収集や遠隔制御などに利用されるが、通信環境によってはマルチパスやドップラーシフトの影響が強く、安定した通信を実現するには

これらの対策が不可欠である。マルチパス対策として最近の水中音響通信では周波数利用効率の高い直交周波数分割多重方式 (OFDM) [1] が利用されている。OFDM は送信データを含む信号の一部をコピーしたサイクリックプレフィックス (Cyclic

Prefix, CP)^(注1)を挿入し、受信側で周波数領域等化を用いることでマルチパスで歪んだ信号を補正することができる。シングルキャリア伝送でも同様に周波数領域等化を使用するものとして、シングルキャリア周波数領域等化(SC-FDE)[2]が検討されている。

マルチパスの遅延広がりには水中音響伝搬状況によって大きく変化する。音波を海面から鉛直方向に海底に送波する場合(もしくはその逆方向)は反射波の発生が少なく、マルチパス遅延広がり小さい。一方、港湾など水深が浅い海底で音波を水平方向に送波するときは、海面、海底や障害物を何度も反射する波が多く発生し、マルチパス遅延広がりが大きくなる。我々は後者の伝搬環境、すなわち、浅海域でのマルチパス対策に取り組んでいる。

一般にはCP長をマルチパス遅延広がりよりも大きい条件で設定すれば良いとされているが、浅海域では場所によってマルチパス遅延広がり大きく変化するため、最大条件でCP長を設定すると通信伝送効率が大幅に低下することが問題となる。我々はマルチパス遅延広がりCP長を超えたときでも安定した通信を実現する方法としてデータ選択型RAKE受信(DSRake)[3]の提案やQPSK伝送時におけるOFDMとSC-FDEの通信性能比較[4]を行っている。

OFDMやSC-FDEの周波数領域等化がマルチパスに効果的である反面、ドップラーシフトが発生しているときは周波数軸上で隣接する信号同士が干渉し、周波数領域等化も機能せず通信特性が大幅に劣化する。ドップラーシフト対策としてドップラーシフトを受けた受信信号を時間領域で伸縮処理するリサンプリング処理[5]が有効である。ただし、従来のリサンプリング処理はドップラーシフト量が一定であることを前提としているので、通信中にドップラーシフト量が変動する場合に対応できない問題がある。

本稿では長遅延マルチパスおよびドップラーシフト対策を説明し、その対策手法の効果を港湾実験で検証したので報告する。長遅延マルチパス下の試験ではSC-FDEがOFDMよりも優れた通信特性を示していた。ドップラーシフト試験では従来のリサンプリング処理を改良した並列構成リサンプリング処理の通信性能測定を行い、提案法の効果を確認した。

2. 港湾実験の概要

2016年8月から9月にかけて北海道紋別市オホーツクタワー周辺の港湾で水中音響通信試験を実施した。港湾内の水深は約10mであり、周辺は防波堤で囲まれているため、波浪は穏やかであるが防波堤で反射する音波の影響が強い環境である。試験地および場所を図1に示す。

試験装置構成を図2に示す。送信側ではコンピュータ上の動作するソフトウェアを用いて送信データや変調信号の生成を行う。USBデータ収集(Data Acquisition, DAQ)装置によりデジタルデータからアナログ信号に変換し、信号増幅した後に

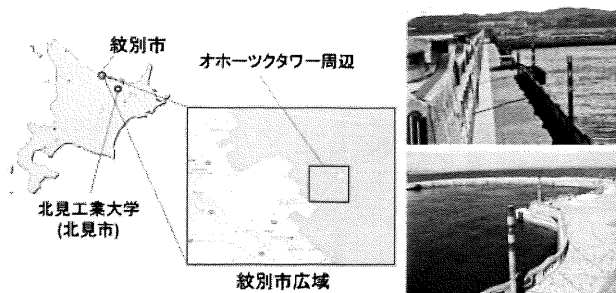


図1 試験地および場所

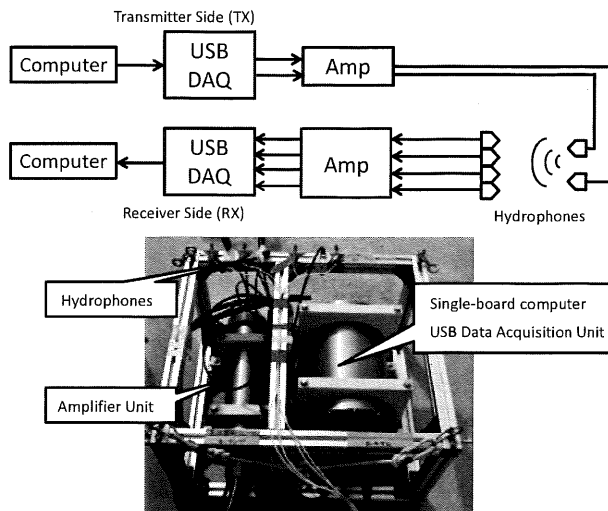


図2 試験装置構成

トランスデューサから音波が送出される。受信側ではハイドロフォンにより音波を電気信号に変換し、信号増幅した後にDAQ装置でアナログ信号からデジタルデータに変換する。デジタルデータをコンピュータ上のハードディスクに記録した後でソフトウェアによる信号分析や通信性能測定を行う。各装置は耐圧容器に収納され、試験装置を海中に沈めて試験を行うことができる。

送波器(トランスデューサ)と受波器(ハイドロフォン)数はそれぞれ、2と4である。本稿ではOFDMやSC-FDEの通信試験評価について述べるが、本装置はMIMO(Multi-Input Multi-Output)の通信試験も可能である。MIMOの本格的な通信試験は2017年に実施する予定である。

3. マルチパス試験

3.1 長遅延波の影響

マルチパスを直接波と遅延波の2波モデルで表現したときの遅延波到来時間とCP長の関係を図3に示す。図3(a)は遅延波到来時間がCP長より短い場合である。CP1はData1の一部をコピーして挿入する。受信信号は直接波と遅延波を重畳したものになる。FFT Window 1で示すFFT窓で信号を切り出したとき直接波に対してはData1、遅延波に対してはCP1とData1の一部が含まれる。CP1とData1が巡回性および連続性があることから、遅延波成分は周波数領域で位相回転として表現され、その位相回転を周波数領域等化で補正可能である。

(注1): ガードインターバル (Guard Interval, GI) とも呼ばれる。本稿ではCPとGIは同義として扱う。

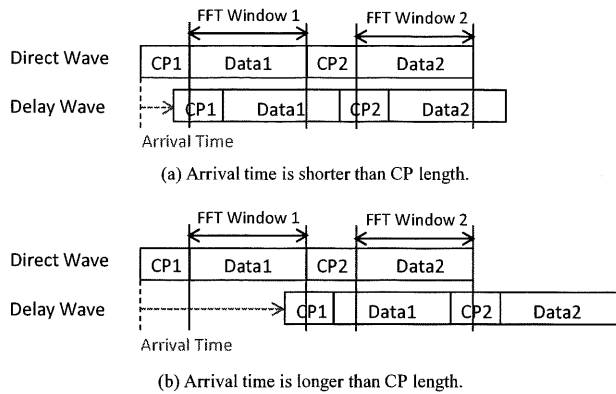


図 3 遅延波到来時間と CP 長の関係

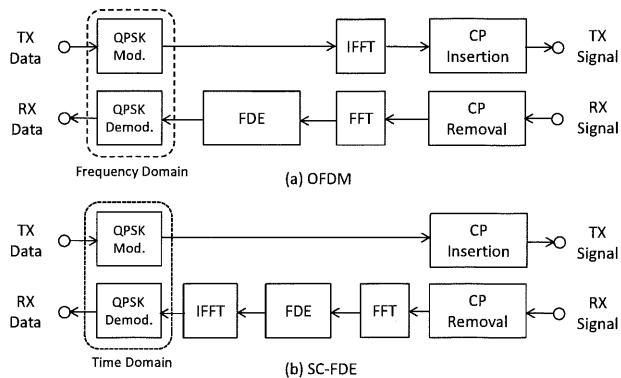


図 4 OFDM および SC-FDE 送受信処理

浅海域では場所によって遅延波到来時間が大きく変わるため、図 3(b) に示す遅延波到来時間が CP 長より大きい場合を想定しなければならない。FFT Window 2 で示す FFT 窓信号切り出し位置に注目すると、直接波は Data2、遅延波は Data1 と CP2 の一部が含まれる。Data1 と Data2 は異なるデータであるのでブロック間干渉 (Inter Block Interference, IBI) が発生し、ブロック間干渉を周波数領域等化で補正することは不可である。

3.2 OFDM と SC-FDE

我々はブロック間干渉が発生する状況下での OFDM と SC-FDE 通信特性比較を文献 [4] で報告している。OFDM および SC-FDE の送受信処理を図 4 に示す。図中の FDE は周波数領域等化 (Frequency Domain Equalization) である。OFDM と SC-FDE は時間・周波数変換の処理順番が異なるだけであり、各々のブロックでの処理は同じである。図中の QPSK Mod. や QPSK Demod. で示す 1 次変調 (QPSK 変復調) に注目すると OFDM は周波数領域で QPSK 変復調を行うのに対して、SC-FDE は時間領域で QPSK 変復調を行う。我々はブロック干渉が所望信号に与える影響が周波数領域と時間領域の復調では大きく異なることを明らかにした。

QPSK 伝送時のコンスタレーションを図 5 に示す。雑音やブロック間干渉が無いときは受信信号点は図中の三角 (複素平面上では $1+j$, $-1+j$, $-1-j$, $1-j$) で示す 4 点に収束する。OFDM ではブロック間干渉は干渉信号が位相回転して所望信号に重畳されるが、SC-FDE は干渉信号に対する位相回転は発

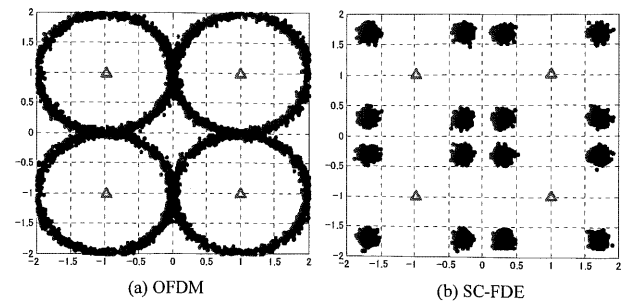


図 5 QPSK 伝送時のコンスタレーション

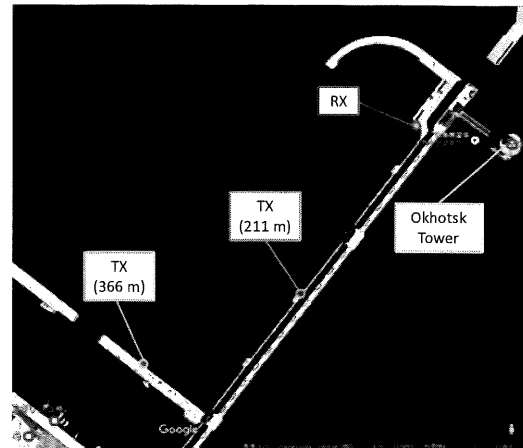


図 6 送波器および受波器位置 (地形図は GoogleMap [6] を使用)

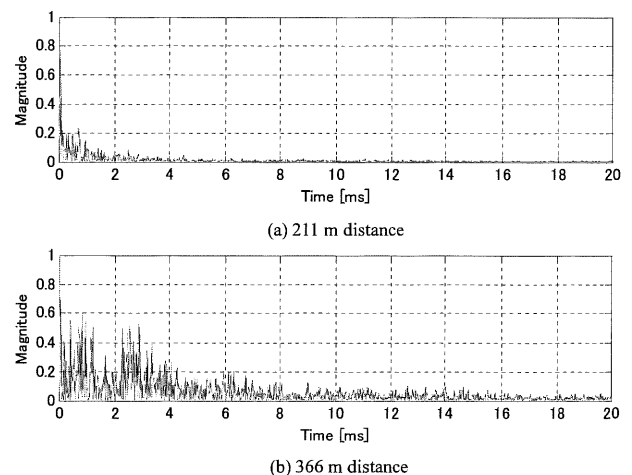


図 7 遅延プロファイル

生しない。OFDM は一部の信号が符号反転することでシンボル誤りが発生するが、SC-FDE は符号反転していないので全てのシンボルが正しく復調できる。QPSK 伝送に限れば SC-FDE は OFDM よりもブロック間干渉に強いことがわかる。

3.3 試験結果

長遅延マルチパス環境下での OFDM と SC-FDE の通信性能比較を港湾実験で行った。送波器 (TX) および受波器 (RX) 位置を図 6 に示す。図中の距離は送波器と受波器間の直線距離を示している。送波器、受波器ともに海面から 1 m から 2 m の位置に固定した。計測した遅延プロファイルを図 7 に示す。直接波の最大振幅を 1、到来時間を 0 としたときの遅延波分布を

表 1 通信仕様

Modulation	QPSK-OFDM, QPSK-SC-FDE
Sampling Frequency	200 kHz
Center Frequency	50 kHz
Frequency Band	40 to 60 kHz
No. of Subcarriers (Symbols)	512
No. of Data Subcarriers (Symbols)	256
No. of Pilot Subcarriers (Symbols)	256
Data Block Length	25.6 ms
CP Length	6.4 ms
Frame Length	128 ms
Frame Data Size	1024 bits
FEC	Convolutional Coding
Coding Rate	0.5
No. of Evaluated Frames	27
Transmit Data Rate	8 kbps

表 2 BER 測定結果

	Distance	CNR	BER (4ch. Ave)	BER (Space Div.)
OFDM	211 m	19.0 dB	0.03	0.0006
	366 m	22.0 dB	0.11	0.05
SC-FDE	211 m	20.8 dB	0.005	0.0005
	366 m	24.8 dB	0.08	0.003

表している。距離 211 m と距離 366 m とは大きく遅延波分布が異なることがわかる。遅延波は周囲の岸壁から水平方向で反射した音波に由来するものと思われる。

通信仕様を表 1 に示す。OFDM/SC-FDE のベースバンド信号帯域幅 20 kHz に対して搬送波周波数 50 kHz にアップコンバートして送波する。周波数領域チャネル推定にはパイロットキャリアを使用する。CP 長は 6.4 ms であり、図 7(b) に示すように一部の遅延波の到来時間は CP 長を超えている。誤り訂正には畳み込み符号を使用し、符号化率 1/2 に対して送信時のデータ伝送レートは 8 kbps である。

OFDM と SC-FDE の BER 測定結果を表 2 に示す。なお、搬送波電力対雑音電力比 (Carrier-to-Noise Ratio, CNR) は 19 dB から 23 dB とだいたい同じ CNR 値になるように送波出力を調整している。4 チャンネル受波器に対して各チャンネルで復調したときの平均 BER(4ch Ave.) と 4 チャンネル信号を空間ダイバシティ合成したときの BER(Space Div.) を測定した。

長遅延マルチパスの影響により距離 366 m の BER は距離 211 m と比べると 1 桁程度大きい。OFDM と SC-FDE の比較ではどの条件でも SC-FDE が OFDM よりも優れた BER 特性を示しており、最大 1 桁の違いがあった。

3.4 シミュレーション評価

図 7 の遅延プロファイルを基にマルチパス伝搬モデルを作成し、OFDM と SC-FDE の通信特性を評価するシミュレーションを行った。通信仕様は表 1 と同じであるが、評価フレーム数は 100 とした。シミュレーションでは周波数毎の雑音電力は全て一定としているが、実海域試験では海中の背景雑音やハイドロフォン周波数特性により周波数毎に雑音電力や信号電力が大きく変動するので大まかな比較となる。

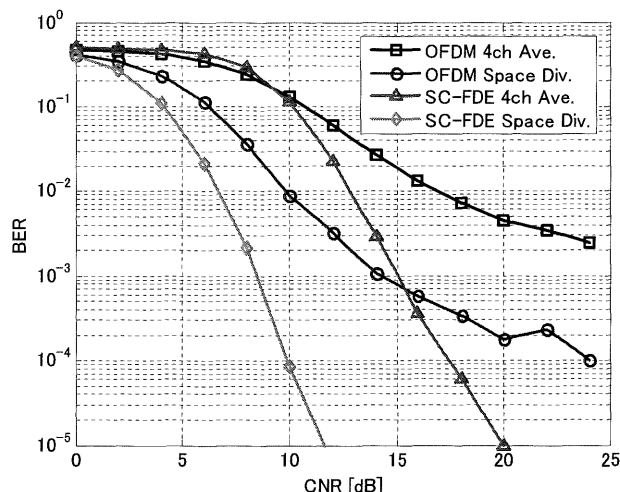


図 8 シミュレーション結果 (距離 211 m)

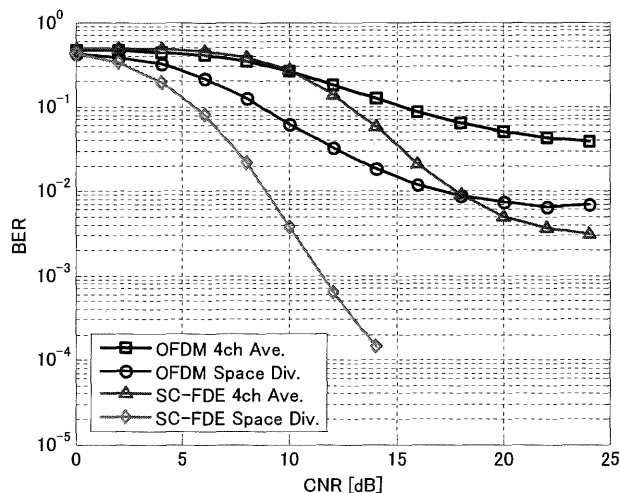


図 9 シミュレーション結果 (距離 366 m)

距離 211 m と距離 366 m に対するシミュレーション結果を図 8 と図 9 に示す。どの場合でも SC-FDE は OFDM よりも優れた BER 特性を示している。試験時の CNR 条件から、図 8 および図 9 の CNR 20 dB 付近の BER と表 2 の BER 結果を比較する。港湾実験では様々な要因により受信信号が歪むのでシミュレーションの BER 値より大きくなるが、BER 値が 10^{-3} より大きいものを比べるとだいたい類似した結果になっていることがわかる。QPSK 伝送時 SC-FDE のブロック間干渉に対する頑健性を港湾実験とシミュレーション評価の両方で確認することができた。

4. ドップラーシフト試験

4.1 ドップラーシフト補償

図 10 にドップラーシフトが所望信号に与える影響を示す。ドップラー効果は時間軸上で波長が変化する現象であるので、ある通信フレームの信号長が伸縮するように観測される。周波数軸上では周波数がシフトして観測されるが、周波数毎の変化量に違いがあることに注意しなければならない。

電磁波無線ではキャリア周波数がベースバンド伝送帯域幅よりはるかに大きいので、キャリア中心周波数の変動量に応じた

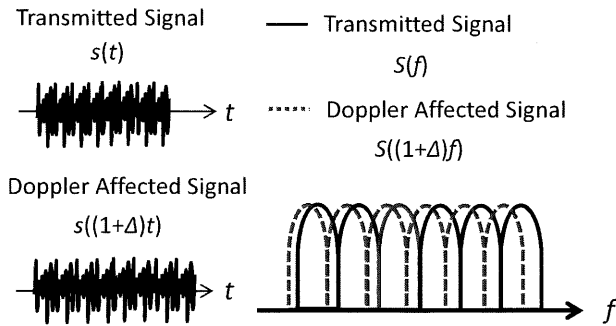


図 10 ドップラーシフトの影響

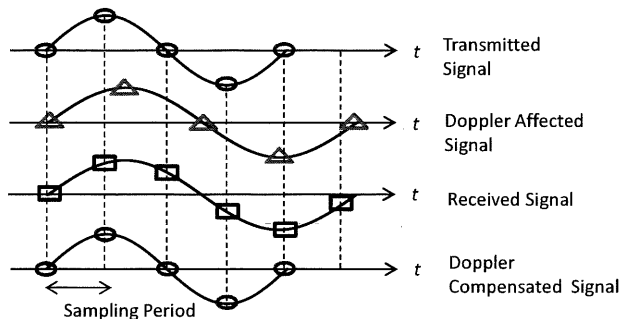


図 11 リサンプリング処理

周波数補正をすれば良い。一方、水中音響通信はキャリア周波数と伝送帯域幅にあまり差がないため、周波数補正しても伝送帯域幅が変化した影響が残る。このため、水中音響通信のドップラーシフト補償は周波数補正ではなく、時間軸上での補正を行うリサンプリング処理 [5] が用いられることが多い。

リサンプリング処理の手順を図 11 に示す。ある一定間隔でサンプリングされた送信側デジタル信号をデジタル・アナログ変換し、連続信号とする。周波数が低くなる方向シフトするドップラーシフトが発生したとき、時間軸上で信号全体が伸長され、図中の三角で示すようにサンプリング点が等価的にずれる。送信側と受信側のサンプリング間隔が一致しているとき、デジタル・アナログ変換して得られる受信側のデジタル信号は四角で示すサンプリング点であり、送信側と比べて信号点数が増えている。送信側のデジタル信号点数と合わせるようにデータ補間すると元の信号に復元することができる。この補間をリサンプリング処理と呼ぶ。

一般的なドップラーシフト補償を図 12 に示す。ドップラーシフト補償はリサンプリング処理とキャリア周波数オフセット (Carrier Frequency Offset, CFO) 補償の 2 ステップで行われる [7]。ドップラーシフト推定では周波数変化か信号時間長変化を計測することでドップラーシフト量 Δ が得られる。ドップラーシフト量に基づいてリサンプリング処理で信号を補正し、残留誤差を周波数オフセット補償で微調整する。

4.2 並列構成リサンプリング処理

従来法ではドップラーシフトは一定とみなしてリサンプリング処理を行っているが、実際にはドップラーシフト量が時間とともに不規則に変化するのでドップラーシフトばらつきを考慮しなければならない。我々はドップラーシフトばらつきを前

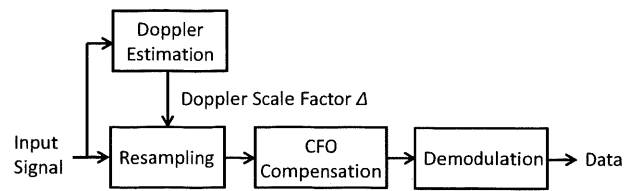
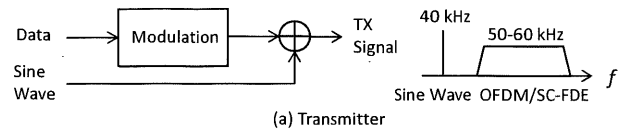


図 12 ドップラーシフト補償



(a) Transmitter

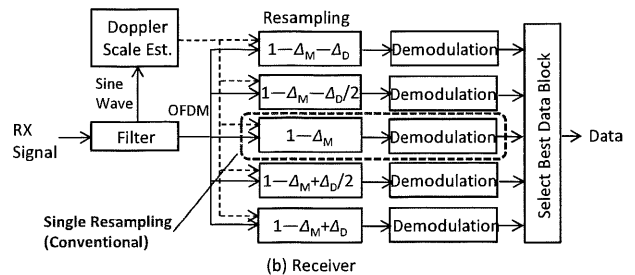


図 13 並列構成リサンプリング処理

提とした並列構成リサンプリング処理 [8] を提案している。

並列構成リサンプリング処理の構成を図 13 に示す。送信側では OFDM/SC-FDE 信号にドップラーシフト推定用の正弦波信号を重畳して送信信号とする。受信側ではフィルタ処理により正弦波信号と OFDM/SC-FDE 信号を分離する。正弦波信号に対して周波数測定を行い、ドップラーシフト平均 Δ_M と偏差 Δ_D を求める。従来手法は図中の Single Resampling と示す箇所であり、リサンプリング処理時にドップラーシフト平均 Δ_M のみを用いる。一方、提案法はリサンプリングレートを、 $1 - \Delta_M - \Delta_D$, $1 - \Delta_M - \Delta_D/2$, $1 - \Delta_M$, $1 - \Delta_M + \Delta_D/2$, $1 - \Delta_M + \Delta_D$ と複数設定して、それぞれ別に復調処理を行う。それぞれ別の復号データが得られるが、そのデータ候補からビット誤りがないものを選択し、最終出力とする。データにビット誤りがあるかの判別は巡回冗長検査 (Cyclic Redundancy Check, CRC) による誤り検出を利用している。

4.3 試験結果

送波器を船で牽引し、ドップラーシフトを発生させた状態での通信試験を実施した。図 14 に送波器の GPS 移動軌跡を示す。受波器位置は海面下 8 m で固定し、送波器は船に取り付けて海面下 1 m の位置とした。OFDM と SC-FDE に対する 2 回での試験ではともに送波器を 3~4 km/h の移動速度で往復運動させている。通信仕様は表 3 の通りである。表 1 とほぼ同様の仕様であるが、ドップラーシフト推定用に 40 kHz の正弦波信号を送波するため、OFDM/SC-FDE の伝送帯域を 50 kHz~60 kHz と狭めている。

ドップラーシフト発生時の試験結果を図 15 に示す。横軸がフレーム番号、縦軸が BER である。リサンプリング処理を行わない場合 (Non-Resampling) はほとんどのフレームで BER が 0.5 と全く通信ができていない。提案法 (Parallel Resampling) は従来法 (Single Resampling) よりも BER が 0 とするフレー

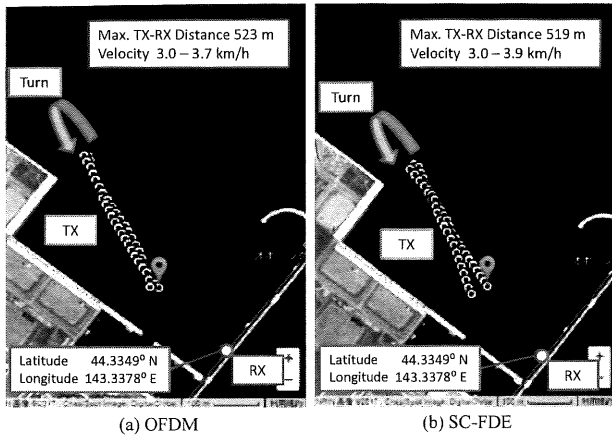


図 14 送波器の GPS 移動軌跡

表 3 ドップラーシフト試験時の通信仕様

Modulation	QPSK-OFDM, QPSK-SC-FDE
Sampling Frequency	200 kHz
Frequency Band	50 to 60 kHz
Sine Wave Frequency	40 kHz
No. of Subcarriers (Symbols)	512
Data Block Length	51.2 ms
CP Length	12.8 ms
Frame Length	256 ms
Transmit Data Rate	4 kbps

ムが多く、通信特性を改善することができている。OFDM と SC-FDE の比較では若干 SC-FDE のほうが BER が 0 となるフレームが多い。リサンプリング処理は OFDM, SC-FDE に関係なく有効であることがわかる。提案法のリサンプリング処理を適用した場合でもまだ BER が 0.5 となるフレームが多いことから、周波数オフセット補正を導入するなどドップラーシフト補償に対する更なる改善が必要である。

5. ま と め

本稿では、長遅延マルチパスおよびドップラーシフトに対応した水中音響通信の港湾実験結果を報告した。長遅延マルチパス下の試験では SC-FDE が OFDM よりも優れた通信特性を示し、測定した遅延プロファイルに基づくシミュレーションでも同様の結果が得られた。ドップラーシフト試験では従来のリサンプリング処理を改良した並列構成リサンプリング処理の評価を行い、OFDM, SC-FDE どちらにおいても提案法リサンプリング処理が有効であることを確認した。リサンプリング処理に周波数オフセット補正を組み合わせるなどのドップラーシフト補償に対する更なる改善が今後の課題である。

謝辞 本研究実施に関してご協力頂きました紋別市、北海道立オホーツク流水科学センター、株式会社オホーツク・ガリコタワーの関係各位に深く感謝致します。本研究の一部は、JSPS 科研費 (16K18099, 15K06048) により実施している。

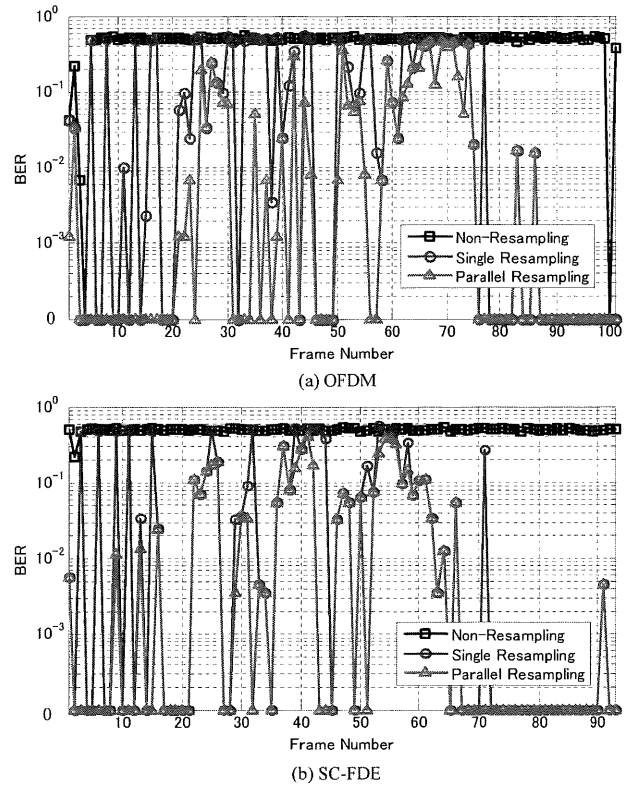


図 15 ドップラーシフト試験結果

文 献

- [1] M. Stojanovic, "Low complexity OFDM detector for underwater acoustic channels," IEEE OCEANS, pp.18–21, Sep. 2006.
- [2] B. S. Chang, R. D. Souza, M. E. Pellenz, "On the performance of widely linear SC-FDE systems for underwater acoustic communication," IEEE OCEANS, pp.1–4, May 2015.
- [3] 吉澤真吾, 谷本 洋, 齋藤 隆, "ガードインターバル越えマルチパス環境におけるデータ選択型 Rake 受信を用いた水中音響 OFDM 通信," 電子情報通信学会 RCS 研究会, RCS2016-36, pp. 67–72, May 2016.
- [4] 吉澤真吾, 谷本 洋, 齋藤 隆, "長遅延マルチパス環境下の水中音響通信におけるシングルキャリア周波数領域等化," 電子情報通信学会 SIS 研究会, SIS2016-6, pp. 29–34, June 2016.
- [5] B.S. Sharif, J. Neasham, O.R. Hinton, A.E. Adams, "A computationally efficient Doppler compensation system for underwater acoustic communications," IEEE Journal of Oceanic Engineering, pp.52–61, Aug. 2000.
- [6] <http://www.google.com/permissions/geoguidelines.html>
- [7] Baosheng Li, Shengli Zhou, Milica Stojanovic, Lee Freitag, Peter Willett, "Multicarrier communication over underwater acoustic channels with nonuniform Doppler shifts," IEEE Journal of Oceanic Engineering, pp.198–209, June 2008.
- [8] 吉澤真吾, 谷本 洋, 齋藤 隆, 馬淵 佑作, 津久井 智也, 澤田 信一, "水中音響通信におけるリサンプリング処理を用いたドップラーシフト補償の効果," 海洋音響学会 2017 年度研究発表会, May 2017.