

長遅延干渉波に頑健な水中音響通信方式の実証試験

代表研究者 吉澤真吾 北見工業大学 工学部電気電子工学科 准教授

1 はじめに

現在の海洋調査では遠隔操作無人探査機 (Remotely Operated Vehicle, ROV) [1] や自律型無人潜水機 (Autonomous Underwater Vehicle, AUV) [2] が広く運用されている。ROV や AUV の遠隔制御や情報収集のための通信手段としての無線伝送は重要な要素技術であるが、光や電磁波は水中、特に海中で大きく減衰することが知られており、長距離通信においては音波を信号源とする水中音響通信技術が利用される。水中音響通信は 1950 年代に単側波帯振幅変調 (SSB-AM) 方式の通信装置が開発されるなど電磁波無線と同様に古くから研究が行われており、デジタル変調、スペクトラム拡散 [3]-[4]、OFDM [5]-[6]、MIMO [7]-[8] の導入が進められてきた。最近では PAPR (Peak to Average Power Ratio) を低減する観点からシングルキャリア周波数領域等化 (Single carrier frequency domain equalization, SC-FDE) [9]-[10] も研究されている。

水中音響通信において音波が水底や水面、障害物の反射などによって生じる遅延波が多数到来する環境、すなわち、マルチパス環境の対策が重要となるが、電磁波通信と同様に OFDM が有効であることが知られている。OFDM は送信信号にガードインターバル (Guard Interval, GI) を挿入することで遅延波広がり GI 長以内ならば周波数領域等化により遅延波がもたらす伝搬路歪みを補正することができる。水中音波伝搬における遅延広がりはおおよそ数 ms ~ 数十 ms であり、水平や鉛直の通信方向や周囲環境によって大きく異なることが知られている。想定する遅延広がりに応じて GI 長を設定した場合、通信環境によっては GI が冗長であったり不足する場合が起こる。長い GI で広帯域伝送を行うとフレームも長大化し、実効伝送レートの低下や通信応答の遅延が問題となる。文献 [11] の GI 長は 48 ms、OFDM シンボル長は 491 ms (FFT 点数 4096) であり、全体の通信フレーム長は 5.4 s にも達する。上位層プロトコル通信の処理も考慮しなければならないため通信フレームそのものを短くことが望ましく、短い GI でも良好な通信を維持できる方法が求められる。

我々の研究グループは短い GI でも通信性能を維持できる通信方式について検討している。最近の研究では受信信号を切り出す区間を時間シフトし、複数の受信候補からデータを選択する OFDM 方式 RAKE 受信 [12]-[13] を提案している。本調査では、OFDM 方式 RAKE 受信の理論検証、シミュレーション評価、通信試験装置の構築、プール試験、実海域試験を実施している。理論検証では OFDM 方式において所望波と遅延波が重畳する状況においてはブロック間干渉とキャリア間干渉が発生することを示し、提案方式がキャリア間干渉の低減に対して有効であることを明らかにした。シミュレーション評価ではプール環境や浅海域環境の遅延波伝搬モデルを策定し、提案方式が従来方式よりも通信特性に優れることを示した。通信試験の構築ではキャリア周波数 50 kHz、帯域幅 20 kHz の超音波帯で送受する音波通信装置を開発した。プール試験及び海域試験では送受信機間距離を変えながら通信性能を測定し、提案方式は従来方式と比べて実効伝送レート換算で約 2~5 倍増加させることを確認した。

2 OFDM 方式 RAKE 受信の理論検証

OFDM は所望波と遅延波の干渉を低減するためにガードインターバル (Guard Interval, GI) を呼ぶ冗長信号を挿入する。ある時間区間で切り出した受信信号は所望波と遅延波が重畳されているが、ガードインターバル挿入することにより異なる送信データが衝突することを回避できる。これは一般的な OFDM の遅延波対策である。しかし、水中音響通信では遅延波が所望波より遥かに遅れて到来する 경우가多く、遅延波の到来時間差に合わせて GI 長を決定すると GI が長大化し、実効伝送レートの低下や通信応答の遅延が顕著となる。我々は短い GI でも OFDM の通信性能を維持する方法を検討する。短い GI を用いる場合には遅延波干渉の影響は避けられず、その干渉はブロック間干渉とキャリア間干渉で表現される。上記の干渉の影響を受信信号分布でモデル化し、提案方式である OFDM 方式 RAKE 受信の有効性について理論検証を行った。

図1はOFDM受信時のキャリア間干渉の影響を示した例である。所望波と遅延波の到来時間差が大きい場合には異なるデータブロックが衝突するブロック間干渉が生じる。このブロック間干渉が常に存在する状況下でキャリア間干渉を低減することを考える。キャリア間干渉は受信信号をFFT窓に切り出す際にデータブロックの境目を含んだ場合に発生する。遅延波の到来時間差が大きいときは遅延波のブロック境目がFFT窓区間に含まれるかどうかでキャリア間干渉の大きさが変動することに着目した。図1(a)はFFT窓区間にブロック境目が含まれる場合であり、キャリア間干渉の影響は大きい。図1(b)はFFT窓区間を前方にシフトすることでFFT窓区間にブロック境目が含まれずキャリア間干渉の影響を避けることができる。この差は図1右側のQPSK伝送モード時の受信信号コンスタレーションの比較からも確認できる。キャリア間干渉の影響を受信信号分布の数式モデルから定量的に説明できるようにした。

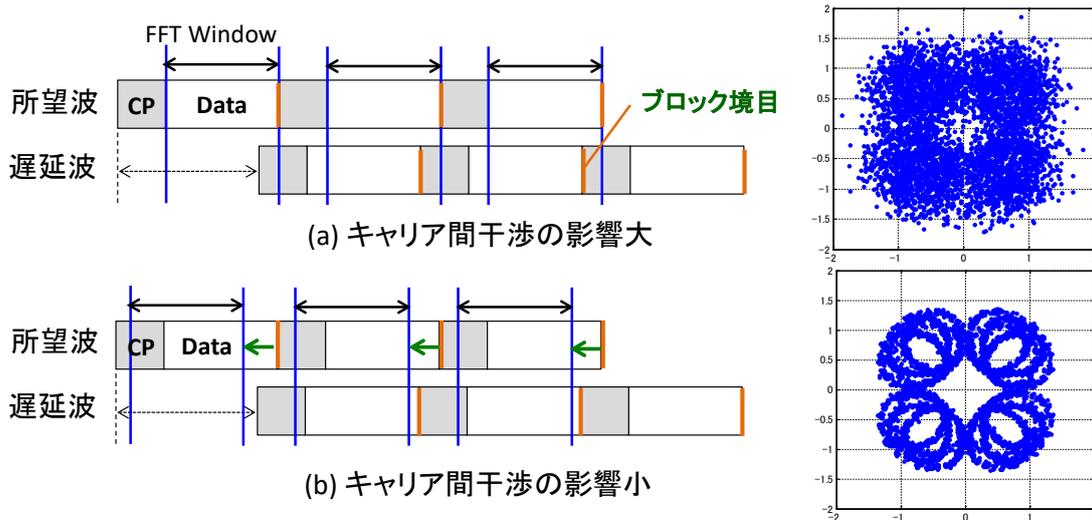


図1：OFDM受信時のキャリア間干渉

キャリア間干渉の影響はFFT窓区間位置を変えることで回避することが可能であるが、実際の水中音響伝搬では多数の遅延波が到来する。多数の遅延波が到来する場合に対しては振幅の大きい遅延波を優先して、その遅延波のブロック境目を避けるようにFFT窓区間位置を調整する。実際には遅延波の振幅を1波ずつ計測するのは非常に手間を要するので、FFT窓区間を総当たりで設置し、その中から最も干渉が少ない受信候補を選択するのが合理的である。この考え方に基づくものがOFDM方式RAKE受信である。図2にOFDM方式RAKE受信方法を示す。所望波(Wave #1)と多数の遅延波(Wave #2~Wave #6)が重畳している状況下に対して、振幅が大きい波のブロック境目を避けるようにする。この図では振幅は各波の高さで表しており、Wave #1とWave #6が振幅の大きい波となる。OFDM方式RAKE受信はRake Fingersと呼ばれる複数のFFT窓を受信信号に適用し、複数の復調信号候補を得る。RAKE受信は一般にスペクトラム拡散で用いられる方式であり、OFDMに適用することは無い。スペクトラム拡散のRAKE受信とはその役割も異なるがRake(熊手)でかき集める点は同じであるので、便宜上RAKE受信と呼んでいる。従来のRAKE受信は得られた復調信号候補を合成するが、キャリア間干渉を低減する観点では信号を合成するよりも選択したほうが良い。Rake受信との違いを明確化するため、データ選択型Rake受信(DSRake) [12]-[13]と呼ぶ。

DSRakeの送受信ブロックを図3に示す。送信側では送信データに巡回冗長検査(CRC)符号を付加する。後の処理は従来のOFDMと同じである。受信側ではSN比を上げるためにSIMOによる空間ダイバーシチを適用する。空間ダイバーシチ合成はQPSK復調の軟判定尤度値を足し合わせるPost-FFT型の最大比合成(MRC)を用いる。DSRakeはFEC誤り訂正処理後のデータに対して行うものであり、FFT窓位置をずらして得られた受信データ候補に対してCRCによる誤り検査を行い、誤りが無い候補を選択する。

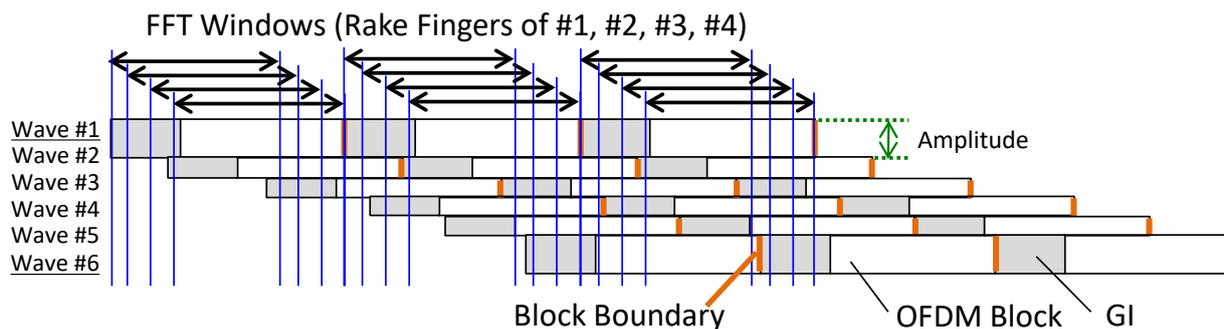


図 2 : OFDM 方式 RAKE 受信

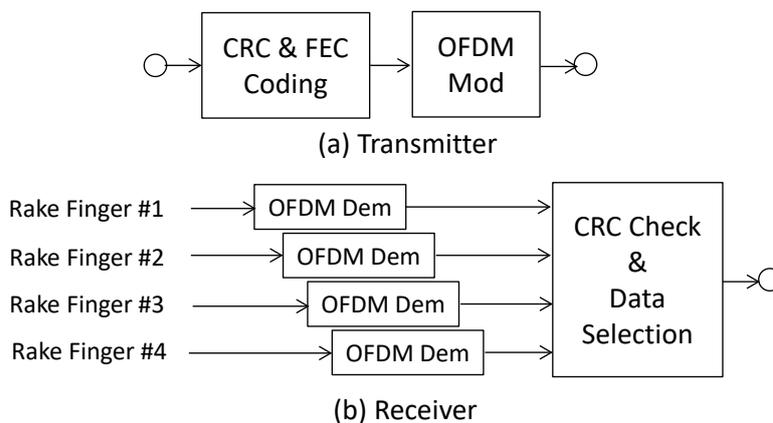


図 3 : データ選択型 RAKE 受信 (DSRAKE) の送受信ブロック

3 シミュレーション評価

3-1 遅延モデル

シミュレーションで利用する遅延モデル策定のためにプールでの遅延プロファイル測定を行っている。測定場所として北見市民温水プールを利用し、プールのサイズは幅 25 m、奥行 13 m、水深 1.3 m である。水面から深さ 30 cm の地点に送信機及び受信機のハイドロフォンを互いに水平方向に向けて設置した。図 4 左にハイドロフォン配置を示す。受信機側は 4 本の受波ハイドロフォンを使用する。実験装置は第 4 章で説明する。送信側で TSP (Time Stretched Pulse) 信号を繰り返して送出し、インパルス応答から遅延プロファイルを測定した。

送波受波器間距離 8 m 時の遅延プロファイルを図 4 右に示す。最も大きい振幅を持つ波を振幅 1、到来時間 0 秒の直接波として規格化し、後に続く遅延波を到来時間差と振幅に応じて表現している。遅延波が指数的に減衰するのは水面や水底で反射してから受波器に到来する反射波による。また、片対数グラフでは大きな遅延波のかたまりが定期的に到来するが、これはプールの両側壁で反射してプール幅を数往復してから到来する反射波によるものである。DU 比 (Desired to Undesired Signal Ratio, DUR) が 10 dB 以下の遅延波が存在する範囲は 0 ~ 35 ms となる。

3-2 シミュレーション条件

シミュレーション条件を表 1 に示す。-10 kHz ~ 10 kHz の OFDM ベースバンド信号を 50 kHz の搬送波で変調してから送信する。チャンネル等化は 1 タップの周波数領域線形等化 (MMSE 基準) を用いる。GI 長は 12.8 ms

であり、図4右の遅延プロファイル上では反射波のかたまりが到来する30 ms～35 msより短く設定している。トレーニングシンボルはOFDM通信フレームの先頭に付加し、チャンネル推定に用いる。タイミング同期は理想とする。符号化率1/2の畳み込み符号を適用し、送信時伝送レートは16 kbpsとなる。CRC符号は32ビット(CRC-32)を想定し、シミュレーション上ではCRC符号処理を省略し、送信側データとの比較で誤り検出を行う。Rake受信の信号切り出し数は64であり、GI区間に対して等間隔にFFT窓を並べる。

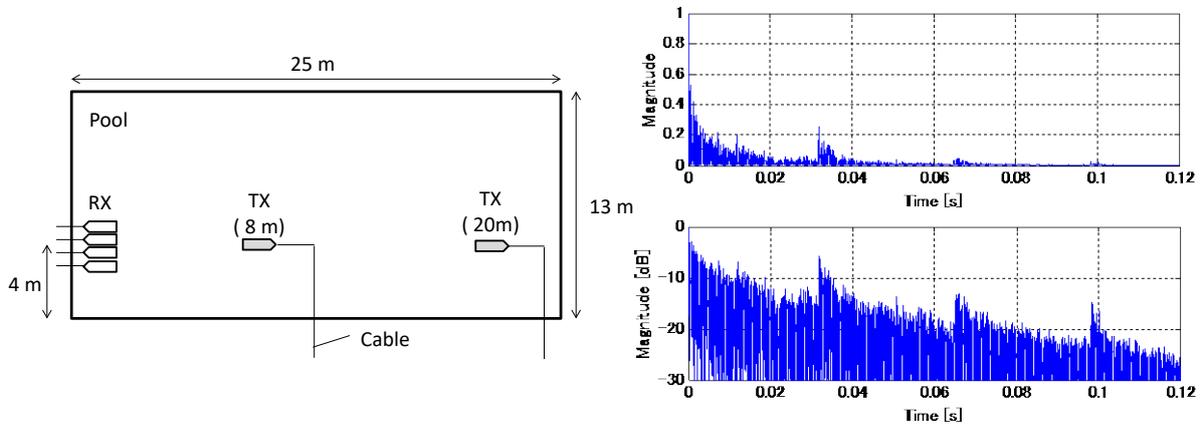


図4：ハイドロフォン配置図及び遅延プロファイル

表1：シミュレーション条件

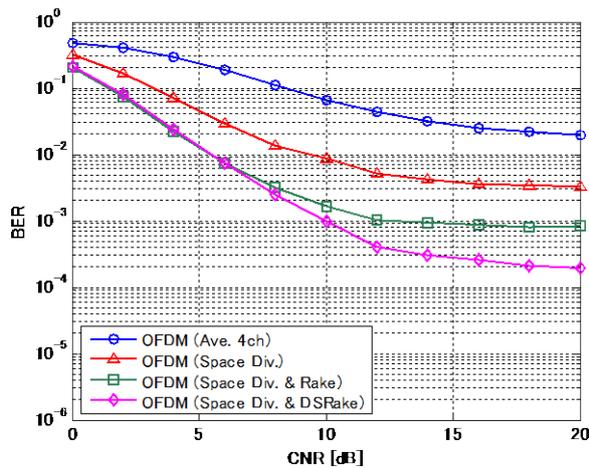
Modulation	QPSK-OFDM	No. of OFDM Symbols	10
Sampling Frequency [kHz]	200	No. of Training OFDM Symbols	2
Center Frequency [kHz]	50	OFDM Frame Length [ms]	768
Frequency Band [kHz]	40 to 60	OFDM Frame Data Size [Bytes]	1280
FFT Size	1024	Transmit Data Rate [kbps]	16.0
No. of Data Subcarriers	1024	No. of Antennas	1 (TX) / 4 (RX)
OFDM Symbol Length [ms]	51.2	No. of FFT Windows	64
GI Length [ms]	12.8	No. of Evaluated OFDM Frames	100

3-3 シミュレーション結果

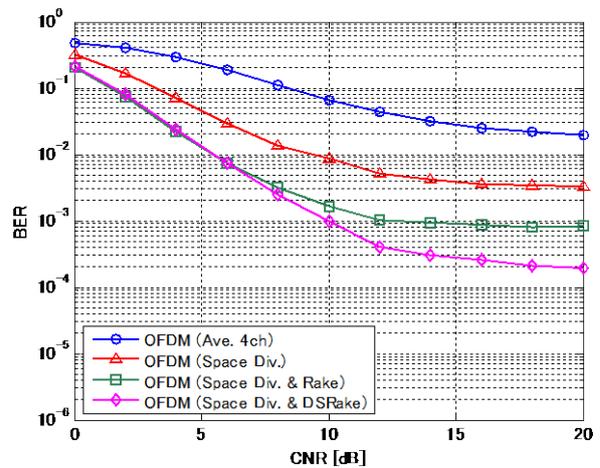
プール環境での距離8 m, 20 mに対するビット誤り率特性を図5に示す。グラフの凡例は上から順に、各受信ハイドロフォンでOFDM受信したときの4ch平均のBER (Ave. 4ch), 空間ダイバーシチを適用 (Space Div.), 空間ダイバーシチと切り出した信号を加算合成するRake受信 (Space Div. & Rake), 空間ダイバーシチとDSRake (Space Div. & DSRake)である。距離8 mや距離20 mの両方において空間ダイバーシチを適用することでエラーフロアが低減されることがわかる。RakeやDSRakeはさらにエラーフロアを低減し、特にDSRakeの効果が最も高い。OFDM方式Rake受信において信号合成よりも信号選択したほうがエラーフロア低減に効果があることがシミュレーションでも確認できる。DSRakeは従来のOFDM(空間ダイバーシチ)と比べてBERフロアを1桁～3桁程度下げる効果があった。

4 水中音響通信試験装置の構築

プール試験及び海域試験用に開発した水中音響通信試験装置の構成を図6に示す。送信機PCから送信信号を生成し、デジタル・アナログ変換器、増幅器を介して送波器ハイドロフォンより音波を送出する。受信側では4チャンネルの受波器で音波を受信し、チャージアンプ、アナログ・デジタル変換器を介して得られる受信信号を受信機PCで解析する。サンプリング周波数は200 kHzであり通信帯域やキャリア周波数をソフトウェアで変更できるようにしている。



(a) プール環境 距離 8 m



(b) プール環境 距離 20 m

図 5 : ビット誤り率特性

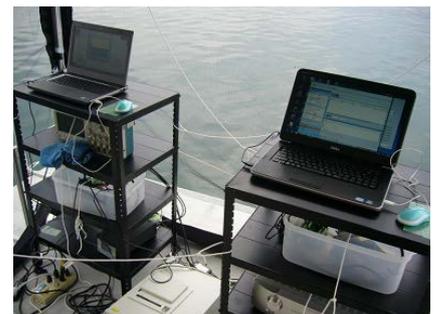
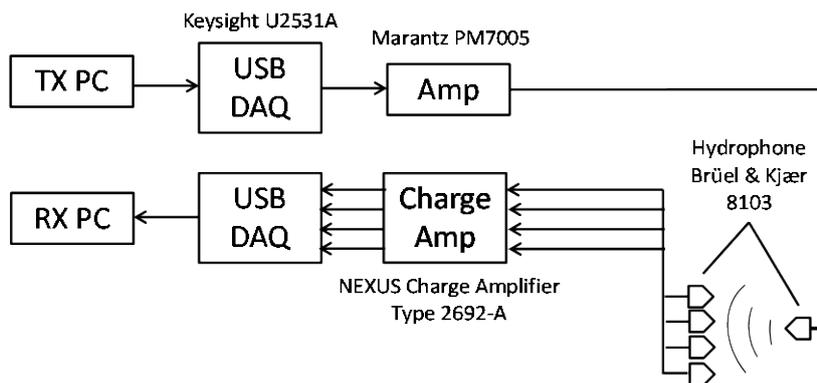


図 6 : 水中音響通信試験装置の構成

本試験用に作成した試験ソフトウェアの外観を図7に示す。試験時の基本パラメータとしてサンプリング周波数、上限周波数、下限周波数を設定する。上限周波数と下限周波数により伝送時の周波数帯域幅および中心周波数が決定される。図の例ではサンプリング周波数 200 kHz、上限周波数 60 kHz、下限周波数 40 kHz であるので、ベースバンド帯域幅が 20 kHz、中心周波数 50 kHz となる。ハイドロフォンの周波数特性に依存するが、実測では 10 kHz~80 kHz の範囲での音波の送受が可能であった。周波数拡散率は OFDM サブキャリアにおいて、あるデータを複数のサブキャリアに跨って配置する場合に設定する。周波数拡散により受信時の S/N 比が向上するので通信特性は良くなるが、伝送レートが減少するトレードオフの関係がある。誤り訂正符号として畳み込み符号を使用し、符号化率を設定することができる。また、OFDM 仕様に対して FFT 点数、ガードインターバル長、フレーム内の OFDM ブロック数を設定する。本ソフトウェアは送信機と受信機それぞれ別に動作させることが可能であり、送信機側で設定したパラメータを受信機側で同じように設定することで、受信誤りが無い場合は送信データと受信データが一致する。送信データと受信データの誤り比較によりビット誤り率やフレーム誤り率を測定している。

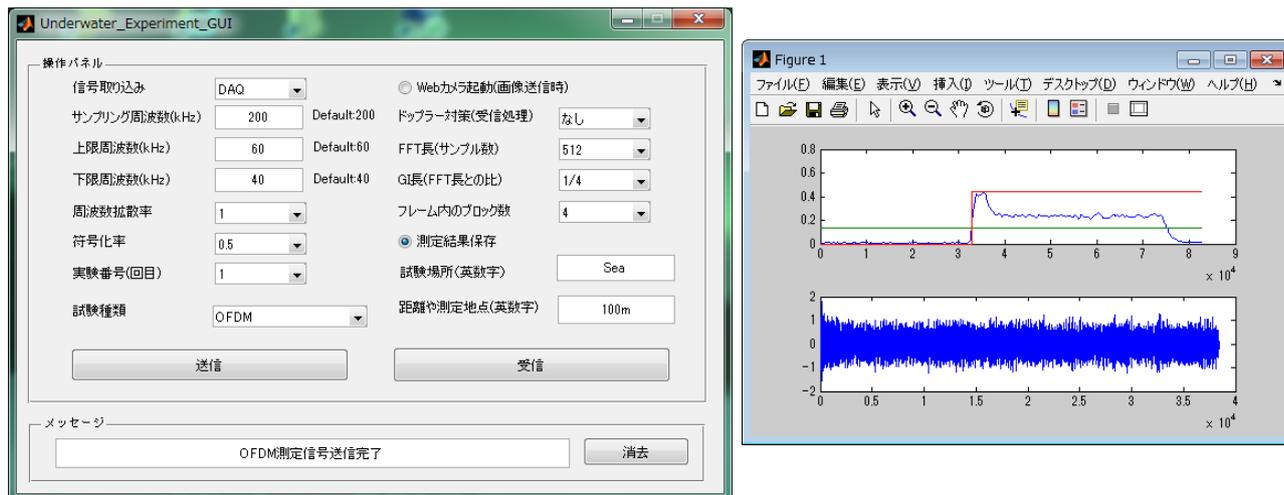


図 7 : 試験ソフトウェア外観

4 実海域試験

4-1 試験環境

北海道紋別市，オホーツク・ガリンコタワー株式会社の研究協力のもと，2015年7月～9月にかけて紋別市オホーツクタワー周辺の港湾施設において実海域試験を実施した．図8は海域試験における送受波器の配置である．試験では受波器を固定し，送波器位置をA～Eの場所に設置して，通信測定を行った．図中の距離は送波器と受波器の距離目安である．送波器と受波器は海面から約1m下に水平方向に向けて設置している．海深は8m～10m程度である．海底は砂地であるのでプール環境と比較して海底での反射が少ないことが想定される．防波堤で音波の反射により100ms程度の遅延波が観測された．

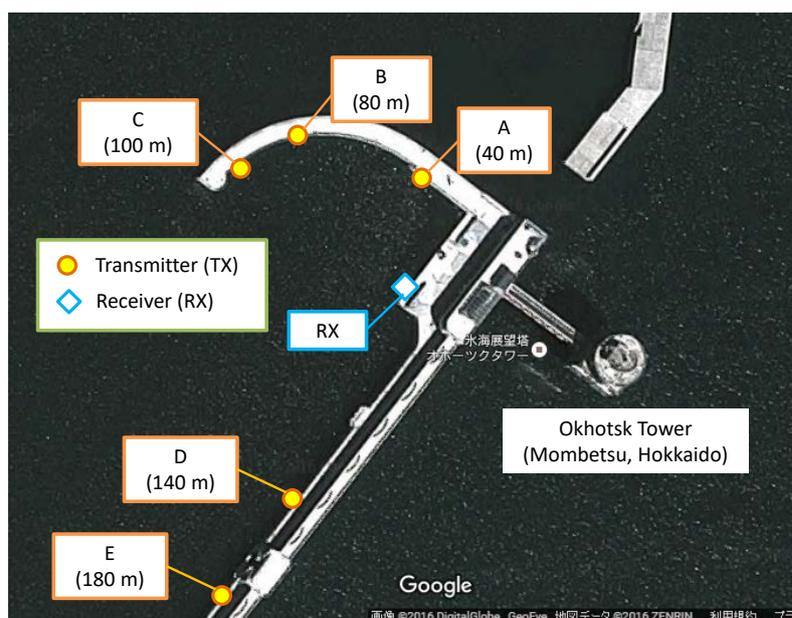


図 8 : 送受波器配置 (地形図は GoogleMap [14] を利用)

4-2 測定結果

OFDM 方式の他に従来技術であるスペクトラム拡散(SS) [3]や S2C (Sweep Spread Communication) 方式も評価した。SS や S2C [4]は現在市販の中音響通信モデムで採用されている方式である。SS や S2C は遅延波干渉の低減に効果的ではあるが、周波数拡散度に応じてデータ伝送速度が低下するトレードオフを持つ。通信フレームが誤りなく受信できたものを受信成功、それ以外を受信失敗としてそれらの回数をカウントすることでフレーム誤り率を測定した。フレーム誤り率の測定結果を表 2 に示す。OFDM, S2C, SS に対して周波数拡散を適用した場合で比較しており、周波数拡散度に応じた送信時伝送レートで表している。S2C や SS は A 地点ではほぼ 0 に近いフレーム誤り率が得られているものの、C~E 地点においてフレーム誤り率が上昇し、E 地点では 1 近くなのでデータ伝送することが困難となる。OFDM は送信時伝送レートが高いこともあるが全般的にフレーム誤り率が高い結果となった。提案方式である OFDM&DSRake は送信時伝送レート 4 kbps に対してどの地点でもほぼ 0 に近いフレーム誤り率を達成している。

表 2 : フレーム誤り率結果

TX Location		A	B	C	D	E
OFDM	16 kbps	0.82	1	1	1	1
	8 kbps	0.61	0.88	0.90	1	0.91
	4 kbps	0.29	0.59	0.70	0.78	0.65
OFDM & DSRake	16 kbps	0.35	0.94	1	1	0.94
	8 kbps	0	0.30	0.54	0.88	0.35
	4 kbps	0	0	0	0.07	0
S2C	4 kbps	0.31	0.90	0.99	1	0.94
	2 kbps	0.02	0.63	0.52	0.79	0.44
SS	2 kbps	0.19	0.58	0.74	0.69	0.67
	1 kbps	0.04	0.29	0.62	0.44	0.26

測定したフレーム誤り率に基づいて実効伝送レートを算出する。実効伝送レートは送信時伝送レート×(1-フレーム誤り率)から算出する。複数の伝送モード(OFDM ならば 16, 8, 4 kbps)に対しては、それぞれの実効伝送レートを計算し、その最大値を選ぶことにより最大実効伝送レートを求める。図 9 に実効伝送レート結果を示す。提案方式 (OFDM&DSRake) は他よりも高い伝送レートを示し、特に C~E 地点では他方式との伝送レート差が大きくなっている。OFDM 方式と比べて提案方式は伝送レートを 2~5 倍向上させる結果が得られた。この結果から提案方式が海域試験においても高い通信性能を示すことを実証することができた。

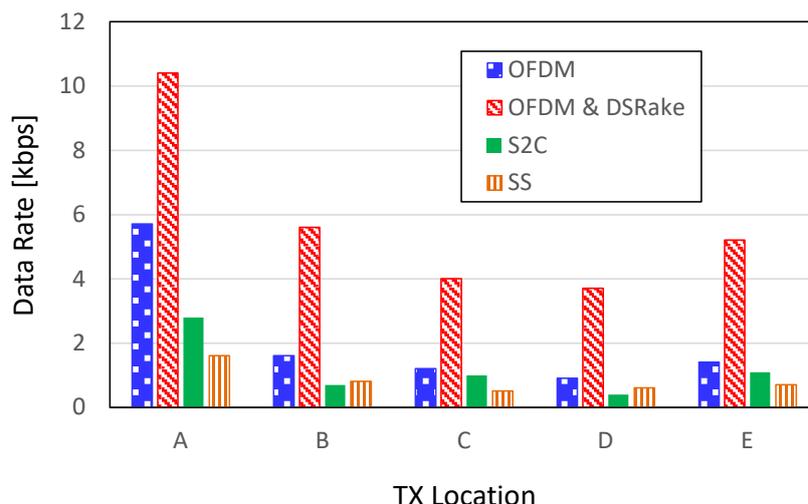


図9：実効伝送レート結果

【参考文献】

- [1] L. E. Freitag, J. A. Catipovic, "A signal processing system for underwater acoustic ROV communication," 6th International Symposium on Unmanned Untethered Submersible Technology, pp. 34-41, Jun. 1989.
- [2] J. Borden, J. DeArruda, "Long range acoustic underwater communication with a compact AUV," IEEE OCEANS, pp.1-5, Oct. 2012.
- [3] G. Loubet, V. Capellano, R. Filipiak, "Underwater spread-spectrum communications," MTS/IEEE Conference OCEANS, pp.574-579, Oct. 1997
- [4] K.G. Kebkal, R. Bannasch, "Implementation of a sweep-spread function for communication over underwater acoustic channels," MTS/IEEE Conference and Exhibition OCEANS, vol.3, pp.1829-1837, Oct. 2000.
- [5] S. Coatlan, A. Glavieux, "Design and test of a coding OFDM system on the shallow water acoustic channel," MTS/IEEE Conference OCEANS, pp.2065-2070, Oct. 1995.
- [6] M. Stojanovic, "Low complexity OFDM detector for underwater acoustic channels," IEEE OCEANS, pp.18-21, Sep. 2006.
- [7] S. Roy, T. M. Duman, V. McDonald, J. G. Proakis, "High-rate communication for underwater acoustic channels using multiple transmitters and space-time coding: receiver structures and experimental results," IEEE Journal of Oceanic Engineering, Vol. 32, Issue 3, pp.663-688, July 2007.
- [8] P. Bouvet, A. Loussert, "An analysis of MIMO-OFDM for shallow water acoustic communications," IEEE OCEANS, pp.1-5, Sep. 2011.
- [9] Y. R. Zheng, C. Xiao, T. C. Yang, W. B. Yang, "Frequency-domain channel estimation and equalization for single carrier underwater acoustic communications," IEEE OCEANS, pp.1-6, Sep. 2007.
- [10] 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.
- [11] Christian R. Berger, Joao Gomes, Jose M. F. Moura, "Sea-trial results for cyclic-prefix OFDM with long symbol duration," IEEE OCEANS, pp.1-8, June 2011.

- [12] S. Akada, S. Yoshizawa, H. Tanimoto, T. Saito, "Experimental evaluation of data selective RAKE receiver for underwater acoustic communication," International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), pp.514-519, Nov. 2015.
- [13] Ryuta Ishimoto, Shingo Yoshizawa, Hiroshi Tanimoto, Takashi Saito, "Evaluation of Diversity Combining Methods for Underwater Acoustic OFDM Communication," IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), pp.13-16, Dec. 2014.
- [14] <http://www.google.com/permissions/geoguidelines.html>

〈発 表 資 料〉

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
浅海域を想定した水中音響 OFDM 通信の実証試験	海洋理工学会春季大会	2015 年 5 月
長遅延マルチパス環境に頑健な水中音響通信システムのプール試験評価	電子情報通信学会 SIS 研究会	2015 年 9 月
水中音響通信装置の浅海域試験報告	海洋理工学会秋季大会	2015 年 10 月
OFDM 方式 RAKE 受信の水中音響通信試験評価	電気関係学会北海道支部連合大会	2015 年 11 月
Experimental Evaluation of Data Selective RAKE Receiver for Underwater Acoustic Communication	International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS)	2015 年 11 月
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	2016 年 5 月