電波を使った無線通信を海中で試してみる

To Challenge the Use of Wireless Radio Communications in Seawater

滝沢賢一 Kenichi TAKIZAWA

アブストラクト 海中における電波の減衰量は非常に大きいことから、極めて低い周波数帯を除いて、実用には適さないとされていた。しかしながら、海中における無線通信に対するニーズの多様化によって、近年、電波を利用した海中無線通信技術への期待が高まっている。著者らは、これまでに海中における電波を利用した無線通信について、浅海域における実験的な評価を行ってきた。本稿では、これまでに行った実験結果について紹介する。

キーワード IoT (Internet-of-Things), 海中無線通信, 電波

Abstract It is believed that the use of RF signals in seawater is not possible owing to large attenuation except LF bands. Recently, the use of RF signals in underwater communications has been viewed as one of expected solutions towards realizing various applications in seawater. In this paper, results of experiments on radio communications conducted in shallow seawater are shown.

Key words IoT (Internet-of-Things), Underwater Communications, RF (radio frequency)

1. はじめに

日本は四方を海に囲まれており、その面積は国土面積の約 12 倍に相当する世界有数の海域を有することから、海を守り、そして海を活かしていくことが強く求められている⁽¹⁾。海域を対象とした様々な IoT (Internet-of-Things) アプリケーション展開への関心が世界的にも高まっており、これを受けて、海中における無線通信技術への期待が高まっている。海中における無線通信としては、従来、音波や可視光を使った方式が多く用いられてきた。今後、港湾インフラを対象とした自律型無人潜航艇 (Autonomous Underwater Vehicle: AUV) による点検・保守の自動化・省人化など、浅海域におけるアプリケーションへの期待が高いことから、浅海域においては音波では多重反射や雑音の影響、可視光では濁度の影響があることから、これらの従来技術に加えて電波を利用した無線通信についても注目されている^{(2), (3)}。海水中における電波を利用した無線通信としては、超長波 (Very Low Frequency: VLF) 帯以下の周波数帯を用いた潜水艦と陸上・空中との通信など、非常に低速 (数 bps) な通信がこれまでも使用されていた。しかしながら、浅海域において期待される IoT アプリケーションが求める通信速度は 100 kbps から 10 Mbps であり⁽⁴⁾、電波を利用した海中無線通信には高度

化が求められていた。近年、海中における電波伝搬特性の測定結果が多く報告されており^{(5)~(7)}、電波を用いた新たな海中無線通信技術の確立に向けた機運が熟しつつある。しかしながら、海中での試験実施は耐水・耐圧への対策が必要なため、陸上における試験と比較して困難であることもあり、無線通信に関する実験結果は多くは発表されてない。本稿では、著者らがこれまでに行った海中における電波を使った無線通信実験について、その概要を紹介する。

2. 海水中における電波の伝わり方

2.1 基本のお話

電波にとって、海水は損失媒質であることから、その伝搬特性は空気中とは大きく異なる。海水中における電波の伝搬特性は、電波を平面波とみなせる場合、周波数 f に対する損失定数 α 及び位相定数 β によって表現できる⁽⁸⁾。

$$\alpha = 2\pi f \sqrt{\frac{\mu\epsilon_r\epsilon_0}{2}} \sqrt{\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{2\pi f\epsilon_r\epsilon_0}\right)^2} - 1} \text{ [Np/m]} \quad (1)$$

$$\beta = 2\pi f \sqrt{\frac{\mu\epsilon_r\epsilon_0}{2}} \sqrt{\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{2\pi f\epsilon_r\epsilon_0}\right)^2} + 1} \text{ [rad/m]} \quad (2)$$

ここで、 σ , ϵ_r 、そして μ は、それぞれ導電率、比誘電率、透磁率を表している。また、 ϵ_0 は真空中の誘電率を示している。透磁率 μ は、海水は非磁性体であることから、真空の透磁率 μ_0 に等しい。海中における波長 λ_g は $2\pi/\beta$ によって与えられる。ま

滝沢賢一 国立研究開発法人情報通信研究機構

E-mail takizawa@nict.go.jp
Keinchi TAKIZAWA, Nonmember (National Institute of Information and Communication Technologies, Japan).

電子情報通信学会 基礎・境界サイエティ
Fundamentals Review Vol.15 No.2 pp.121-128 2021 年 10 月
©電子情報通信学会 2021

図 1 海中チャネルサウンダ (UCS) の構成

た、海水中における減衰量は $8.686 \cdot \alpha$ dB/m で示される。導電率 σ と比誘電率 ϵ_r を典型的な値である 5.0 S/m と 80 とすると⁽⁹⁾、例えば周波数 $f = 10$ MHz としたとき、海中波長 λ_g は 0.45 m となり、空気中における波長である 30 m に対して波長が短縮されることが分かる。また、減衰定数 α から求められる減衰量は 121.4 dB/m となり、気中と比較して、非常に大きな減衰となることが分かる。よって、送信電力として数 W から数十 W を想定した場合には、電波を利用した海中無線通信は近距離通信に限定されることになる。

2.2 測定系の構築

海中における電波伝搬特性の測定系として、海中チャネルサウンダ (Underwater Channel Sounder: UCS) を開発した⁽¹¹⁾。UCS の構成と外観を図 1 と図 2 にそれぞれ示す。この UCS は、一つの送信アンテナ (TX) と三つの受信アンテナ (RX) をもつ。送信アンテナは、一次元ステージ上に設置しており、ステージによって位置を変えて測定が行える。これによって、仮想的な multi-input/multi-output (MIMO) 測定を可能としている。また、三つの受信アンテナは 600 mm 間隔で台座上に固定している。送信・受信アンテナとも、固定設置することで、潮流による揺動が生じないようにしている。UCS は Li-Po バッテリーを電源として、具備する全ての装置 (LED 照明、ネットワークカメラ、CTD (Conductivity, Temperature, and Depth) センサ、傾斜計、1 次元ステージ、ベクトルネットワークアナライザ (Vector Network Analyzer: VNA)、電力増幅器 (Power Amplifier: PA) など) を動作させる。UCS に搭載した装置を表 1 に示す。UCS は光ファイバを介して洋上からの遠隔操作及び洋上への測定データの転送を可能としている。全ての装置は耐水・耐圧容器に入れており、各アンテナと各容器間は耐水性及び耐圧性を備えた同軸ケーブルによって接続する。これらの容器及びアンテナは FRP (Fiber-reinforced Plastic) 製のポールで組み上げたフレームに固定し、フレーム全体をクレーンによって海中へ吊下できるようにした。使用する PA の利得 G_{PA} は 45 dB であり、これによって送信アンテナ端での電力 P_{TX} を最大 30 W (45 dBm) まで増幅することができる。使用する VNA の

図 2 海中チャネルサウンダ (UCS) の外観

表 1 海中チャネルサウンダ (UCS) での使用機器一覧

装置	製品
ネットワークカメラ (CAM)	Panasonic BB-ST165A
電力増幅器 (PA)	Minicircuit LZY-22+
ベクトルネットワークアナライザ (VNA)	Keysight technologies N9913A
CTD センサ	Valeport miniCTD
傾斜計	Honeywell HMR3500
RF スイッチ (SW)	Teledine CCR-38S

10 MHz における受信感度 S_{VNA} は約 -85 dBm であり、 S_{21} 測定時のダイナミックレンジ $D = P_{TX} - S_{VNA} = 130$ dB となる。アンテナ利得を -12.5 dBi とすると、許容される損失量 L_a は $L_a = D + 2 \cdot G_{ANT} = 105$ dB となる。これによって、10 MHz 帯においては約 1 m の送受信間距離までの測定を海中で行うことが可能になる。一次元ステージ上に設置した送信アンテナの移動範囲が 1.2 m であることから、この測定系によってダイナミックレンジ全体にわたる測定を行うことが可能になる。

2.3 測定結果

測定は実験試験局を開局して行った。測定場所は駿河湾であり、深度は約 30 m とした。測定時の写真を図 3 に示す。測定周波数を 10 MHz としたときの測定結果を図 4 に示す。この図には、測定したパスゲイン及び位相回転量を示すとともに、CTD センサによって計測した導電率 $\sigma = 4.7$ S/m から計算した減衰定数 α 及び位相定数 β に基づく特性を示している。ここで示すように、測定結果と各伝搬定数から求めた特性の傾きはよく一

致することが分かる。これは、送信アンテナ及び受信アンテナを固定して設置していることから揺動による影響が少なく、また海中波長 (0.45 m) に対して送受間距離を十分に取って測定を行ったことから、平面波を仮定した値と一致したものと考えられる。また、パスゲインの測定結果からは、送信電力を 30 dBm、受信感度を -100 dBm とすると、許容される伝搬損失は 130 dB となることから、期待される通信距離は 1 m 程度になることがわかる。

次に、測定周波数を 1 MHz としたときの結果を図 5 に示す。測定場所は静岡県沼津市の内浦湾であり、深度は約 10 m の海域とした。測定では、送受信間距離を 10 MHz における測定より

図 3 海中チャンネルサウンダ (UCS) による海中電波伝搬特性の測定

図 4 海中における電波伝搬特性 パスゲイン及び位相、周波数は 10 MHz.

図 5 海中における電波伝搬特性 受信信号強度、周波数は 1 MHz.

も長く取るために、送信側と受信側の装置を別体として用意した。図には受信信号強度の測定結果とともに、測定した導電率 $\sigma = 4.9$ S/m に対する減衰定数 α から求めた受信信号強度の傾きを示す。1 MHz においても、10 MHz と同様に測定結果と減衰定数から求めた傾きはよく一致することが分かる。無線通信における受信感度を -100 dBm とすると、期待される通信距離は約 3.5 m となり、10 MHz と比較して使用する周波数を低くすることで通信距離は長くできることが分かる。

3. 通信の高速化に向けて

海中における電波を利用した無線通信に対する技術的な要求の一つが通信速度の高速化である。ここでは、高速通信を実現する手法として、海中における MIMO 通信の導入について評価を行った結果を紹介する^{(12), (13)}。

3.1 システムモデル

海中 MIMO 通信におけるシステムモデルを図 6 に示す。ここでは、送信・受信側ともに M 本のアンテナをもつ構成を考える。送信側では、 i 番めのアンテナから送信する情報ビット $\mathbf{b}_i \in \{b_{i,0}, \dots, b_{i, \log_2 M_{QAM}-1}\}$ を M_{QAM} 値 QAM のシンボル x_i に写像する。 M 本の送信アンテナから送信される信号は $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_i, \dots, x_M]^T$ で表される。通信路行列 $\mathbf{H}$ の各要素は、 $h_{i,j} = 10^{(2 \cdot G_{\text{ant}} - 8.686 \cdot \alpha \cdot l_{i,j})/20} \cdot \exp(-j\beta \cdot l_{i,j})$ として、ここで G_{ant} は海中におけるアンテナ利得、 $l_{i,j}$ は i 番めの送信アンテナと j 番めの受信アンテナ間の行路長を表す。図 7 に海水の導電率 σ に対する信号対雑音電力比 (Signal-to-Noise Ratio: SNR) Γ を示す。ここで、アンテナ利得 $G_{\text{ant}} = -16$ dBi、送信電力 $P_{\text{TX}} = +34$ dBm としている。浅海域における海水の導電率 σ は、おおむね 3 S/m から 6 S/m までの範囲となることが示されている⁽¹⁰⁾。図に示すように、 Γ は導電率 σ の影響を大きく受けることが分かる。受信側においては、 M 本のアンテナによる受信信号を $\mathbf{y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{n}$ で与える。ここで、 $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_j, \dots, y_M]^T$ として、 $\mathbf{n}$ は AWGN とする。受信側では、zero-forcing (ZF) による干渉除去を適用する。すなわち、 $\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{w} \cdot \mathbf{y}$ として、ZF ウェイト $\mathbf{w}$ を $\mathbf{w}^T = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$ によって与える。干渉除去後の信号 $\hat{\mathbf{x}}$ から、送信された情報ビット $\mathbf{b}_i$ に対する判定値 $\hat{\mathbf{b}}_i$ を最小 2 乗距離に基づき求める。

3.2 通信路容量

海中 MIMO 通信における通信性能を評価するため、システム

図 6 海中 MIMO 通信のシステムモデル

図7 海水の導電率 σ に対する SNR Γ の計算例 $f = 10$ MHz, $G_{\text{ant}} = -16$ dBi, $P_{\text{TX}} = +34$ dBm.

モデルに基づく通信路容量を求める．ZF を用いた際の MIMO 通信路容量は次式で与えられる⁽¹⁴⁾．

$$C_{\text{ZF}} = \sum_{m=1}^M \log_2 \left(1 + \lambda_m \cdot \frac{\Gamma_m}{\mathbf{w}^H \mathbf{w} M} \right) \quad (3)$$

ここで、 λ_m と Γ_m は m 番めの固有値と SNR を表しており、これらは通信路行列 $\mathbf{H}$ から求める．通信路行列 $\mathbf{H}$ の各要素 $h_{i,j}$ は、前述のとおり、海水の導電率 σ と比誘電率 ϵ_r から計算した伝搬定数と、行路長 $l_{i,j}$ 及びアンテナ利得 G_{ant} によって与えられる．ZF を用いた海中 MIMO 通信に対する比較として、干渉除去を行わない並列伝送時の通信路容量は次式で与えられる．

$$C_{\text{parallel}} = \sum_{m=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_m}{M} \right) \quad (4)$$

ここで、 γ_m は m 番めの受信アンテナにおける信号対干渉雑音電力比 (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio: SINR) を表している．

図 8 には、アンテナ間隔 D に対する通信路容量 C_{ZF} 及び C_{para} を示す．アンテナ間隔は送信側と受信側はともに同一と仮定している．周波数 f としては、1 MHz と 10 MHz に対して求めた．送信電力は +34 dBm、雑音指数 (Noise figure: NF) は 6 dB、アンテナ利得 G_{ant} は -16 dBi としている．また、海水の電気定数は、導電率 σ と比誘電率 ϵ_r は、典型的な値⁽⁹⁾としてそれぞれ 5 S/m と 80 とした．SISO 通信時の通信路容量についても参考までに示している．なお、SISO 通信と MIMO 通信では、送信電力の総和は同一とした．図に示すように、ZF による干渉除去を行うことで、異なる送信アンテナから送信された信号間の干渉による通信路容量の劣化を低減できることが分かる．また、アンテナ間隔 D を海水波長 λ_g の半波長以上とすることで、 C_{ZF} は上界値とほぼ一致することが分かる．ここで、通信路容量の上界値は、

$$C_{\text{upperbound}} = M \log_2 \left(1 + \bar{\lambda} \frac{\gamma_0}{M} \right) \quad (5)$$

で与えられる．ここで、 $\bar{\lambda}$ は固有値の平均値を表す．以上の結果より、アンテナ間隔 D を海中波長 λ_g の半波長以上に設定することで、海中 MIMO 通信 ($M = 2$) によって 10 bps/Hz 以上の通信路容量が期待できることが分かる．チャンネル帯域幅と

(a) 10MHz

(b) 1MHz

図8 アンテナ間隔 D に対する海中 MIMO 通信における通信路容量 $\sigma = 5$, $\epsilon_r = 80$, $M = 2$.

して周波数に対して 10% の比帯域幅が得られるものと仮定すると、1 MHz 帯及び 10 MHz 帯において、それぞれ 1 Mbps 及び 10 Mbps の通信速度が期待できることになる．従来、電波を利用した海中無線通信では kbps オーダの通信速度が一般的であったことから、海中 MIMO 通信の導入によって、高速な無線通信の実現が期待できることが分かる．

3.3 浅海域における試験

通信路容量による評価結果に基づき、1 MHz 帯と 10 MHz 帯の双方について、浅海域における海中 MIMO 通信試験を行った．試験は実験試験局を開局して実施した．通信試験系の構成を図 9 に示す．UCS で使用した機材を流用して構築し、系の構成によって電気的な結合が生じないように、送信側と受信側とは別体として用意した．送信側及び受信側はそれぞれ光ファイバを介して、陸上における系の制御及び測定データの解析を行えるようにした．送信側は、信号発生器 (SG, Ettus Research USRP N210)、電力増幅器 (PA, Minicircuit LZY-22+), そして 2 本の送信アンテナから構成される．一方、受信側は、2 本の受信アンテナのほか、低雑音増幅器 (LNA, R&K LA111-0S), SPDT スイッチ (SW, Minicircuit RS-1SP4T-A18), IQ アナ

図 9 海中 MIMO 通信試験系の構成 上：ブロック図，下：外観。

表 2 海中 MIMO 通信実験時の諸元

パラメータ	数値
周波数 f	1 MHz または 10 MHz
チャネル帯域幅 B	83.3 kHz または 833 kHz
アンテナ本数 M	2
変調方式	シングルキャリア QAM
変調多値数 M_{QAM}	64
送信アンテナ端における送信電力	+34 dBm

ライザ (IQA, Keysight Fieldfox RF analyzer N9913A) から構成される。UCS と同様、各装置は耐水・耐压容器に入れて、FRP 製のポールで組み上げたフレームに固定し、クレーンで海中へ吊下して試験を実施した。試験では、海水の電気的特性の時間変化（おもに導電率の変化によるもの）は非常に緩やかであることから、受信側では SPDT スイッチによって IQA に接続する受信アンテナを切り替えて、各受信アンテナにおける IQ 信号波形を取得する。取得した IQ 信号波形は光ファイバ経由で陸上へと送り、MATLAB 上でフレーム同期、通信路推定、ZF 処理を行って、ビット誤り率などの通信性能を評価した。試験における諸元を表 2 に示す。

実験で使用したアンテナの外観を図 10 に示す。ハーフシース付き微小ダイポールアンテナ⁽¹⁵⁾を使用した。チャネル帯域幅 ($S_{11} \leq -6$ dB) としては比帯域幅として 10% 以上を得ることができる。アンテナの構造は、1 MHz と 10 MHz は同一として、整合回路の素子値を変えることで、各周波数帯に対応するように共振周波数を調整した。シース長は 395 mm、エレメント長は 810 mm として、シース内は純水で満たした。試験時の無線フレーム構成を図 11 に示す。ショートヘッダ (Short Header: SHR) は 64 チップの Gold 系列から構成されてフレーム同期と通信路行列 $\mathbf{H}$ の推定に用いる。SHR とペイロード間には 16 シンボル分のガード区間 (Guard Time: GT) を設けており、解析

図 10 実験で使用したアンテナの外観

図 11 海中 MIMO 通信試験用無線フレーム構成 $M = 2$ 。

図 12 海中 MIMO 通信試験の様子 海水導電率 $\sigma = 4.9$ S/m, 深度は約 10 m。

を目的とした SNR の測定を行うためのものである。試験では、周波数帯にかかわらず共通の無線フレーム構成とした。アンテナ間隔 D は、10 MHz 帯では 0.66 m ($1.4\lambda_g$), 1 MHz 帯では 0.75 m ($0.51\lambda_g$) 及び 0.55 m ($0.34\lambda_g$) とした。

図 12 に試験時の写真を示す。試験は内浦湾で実施し、CTD センサで測定した海水の導電率 σ は 4.9 S/m であった。まず、10 MHz 帯の MIMO 通信試験について述べる。送受信間距離 d は 0.50 m とした。受信信号波形及び 64QAM の信号点を図 13 に示す。図 13 (a) に示すように、通信路行列の要素のうち、対向する送受アンテナ間の要素 $h_{1,1}$ 及び $h_{2,2}$ の振幅は、交差する送受アンテナ間の要素 $h_{1,2}$ 及び $h_{2,1}$ よりも大きくなることが分かる。これは海水中における電波の減衰量が大きいためによるものである。図 13 (b) には受信した 64QAM 信号について、ZF による干渉除去後の信号点を示している。クリアな信号点が得られており、誤り訂正符号を用いることなく、エラーフリーで通信が行えることが分かった。このときの通信速度（ペイロード区間）は 10 Mbps となり、海中における 2×2 MIMO 通信によって、高速な無線通信を実現できることが分かった。

10 MHz 帯における海中 MIMO 通信試験のサマリを表 3 に示す。この表には、パラメータ値として、固有値 λ_m , $\text{SNR}\Gamma_m$, 及び通信路容量 C_{ZF} について、通信路行列の測定値 $\hat{\mathbf{H}}$ から求めた値と、測定時の海水の導電率 σ から計算した値とを比較している。表に示すとおり、測定結果と計算結果はおおむね一致

(a) 受信信号の IQ 信号波形

(b) ZF 後の 64QAM 信号点 (青：測定結果，赤：送信点)

図 13 10 MHz 帯における海中 MIMO 通信試験での測定結果

表 3 10 MHz 帯における海中 MIMO 通信試験のサマリ $M = 2, d = 0.50 \text{ m}, D = 0.66 \text{ m}$.

パラメータ	測定結果	計算結果
λ_1	1.74	1.07
λ_2	0.93	0.87
Γ_1	27.2 dB	27.8 dB
Γ_2	23.4 dB	27.8 dB
C_{ZF} (式 (3) より計算)	16.5 bps/Hz	16.7 bps/Hz

していることが分かる．SNR 測定値に対する 64QAM の BER は，理論値では 10^{-8} オーダとなることから，試験においてもエラーフリーとなったと考えられる．また，測定した通信路行列 $\hat{\mathbf{H}}$ に基づく通信路容量 C_{ZF} は 16.5 bps/Hz であり，今回の試験で設定した諸元に従えば通信速度としては 13.7 Mbps に相当する．このことから，ペイロード区間においては 10 Mbps の通信速度を達成できたものと考えられる．SNR に関しては，測定値と計算値との間で差が生じているが，これはアンテナ利得の差によるものと考えられる．試験を通じて，測定値と計算値との整合性を確認できたことから，海中 MIMO 通信の設計手法としてこの評価方法が今後活用できるものと考えている．

次に，1 MHz 帯における海中 MIMO 通信試験の結果について述べる．送受信間距離 d を 0.5 m から 2.0 m まで，0.5 m 間隔で変えて試験を行った．試験結果として，64QAM 受信信号の信号点を図 14 に，測定した通信路行列 $\hat{\mathbf{H}}$ に対する固有値 λ_m 及び通信路容量 C_{ZF} ，そして BER の測定結果を図 15 に示す．64QAM の受信信号点の図から分かるように，ZF による干渉除去を行うことで，送受信間距離 $d = 0.5 \text{ m}$ ではエラーフリーで， $d = 1.0 \text{ m}$ においてもほぼエラーフリーで，通信が行えることが

図 14 1 MHz 帯における海中 MIMO 無線通信時の信号点 $D = 0.51\lambda_g$ ，青：受信，赤：送信．

(a) 受信信号波形から求めた固有値 λ_m (左) 及び MIMO 通信路容量 C_{ZF} (右)

(b) 2×2 海中 MIMO 通信における BER (左： $D = 0.34\lambda_g$ ，右： $D = 0.51\lambda_g$)

図 15 1 MHz 帯における海中 MIMO 無線通信の結果

分かった．図 15 (a) に示すように，海中においても 2×2 MIMO 通信による多重化が行えており，通信路容量を増加が図られていることが分かる．表 2 に示した諸元に基づく，通信路容量

として 12bps/Hz が得られれば、通信速度としては 1Mbps に相当することから、 $d = 1\text{ m}$ においてペイロード区間における 1Mbps の無線通信がエラーフリーで達成できたものと考えられる。なお、 $d = 1.5\text{ m}$ における BER は 3% 以下であり、誤り訂正符号の適用によってエラーフリーを達成することは可能と考えられる。図 15 (b) に示した MIMO 通信と並列伝送との比較から、受信側における ZF による干渉除去の有効性が分かる。

4. 通信距離の延伸に向けて

海中における電波を利用した無線通信に対するもう一つの要求が通信距離の延伸である。海水における減衰が大きいことから、海面から気中を経由した後で再び海中へと入る伝搬路について、先行研究において示されている⁽¹⁶⁾。先行研究においては、400 Hz までの周波数帯に対して解析な評価を行っている。ここでは、海中 IoT におけるユースケースに基づき、より高い周波数帯を対象として、海水よりも減衰が少ない海底下を伝搬路として活用することについて、試験による評価を行ったのでこれを紹介する⁽¹⁷⁾。

4.1 試験方法

図 16 に測定系の外観を示す。系を構成する装置などは、アンテナを含めて海中 MIMO 通信試験における系と同一である。海底下 (C_{sb}) と海水中 (C_{sw}) との電波伝搬特性の比較を行うため、アンテナを海底に接するように設置したものと、海底面から 1.55 m ほど高い位置に設置したものを、二つを用意する。測定において使用する周波数は 1 MHz として、連続波によって測定を行った。1 MHz に対する海中における波長 λ_g は、導電率 σ と比誘電率 ϵ_r がそれぞれ 5.0 S/m と 80 のとき、1.41 m である。送信アンテナ端における送信電力は 44 dBm とした。受信側では、受信信号強度を耐水・耐圧容器内に設置したスペクトラムアナライザによって測定する。測定においては、ゼロスパンモードを使用し、分解能帯域幅は 30 Hz とした。この測定系におけるノイズフロアは -117 dBm である。

測定は内浦湾で実施し、測定時の海水の導電率は 4.95 S/m であった。測定中の写真を図 17 に示す。送信側と受信側は電氣的に分離されており、MIMO 通信実験時と同様、陸上から光ファイバ経由で制御を行った。送信側を海底に固定設置し、受信側の設置位置をクレーンによって変えることで、送受信間距離 d を 0.5 m 間隔で 1.5 m から 6.0 m までの範囲で測定を実施した。

4.2 試験結果

測定結果を図 18 に示す。受信信号強度の測定は、アンテナ利得による差をキャンセルするため、海底下 (C_{sb}) と海水中 (C_{sw}) の測定用アンテナを入れ替えて、複数回の測定を行った。図には測定した受信信号強度を示しており、比較のため、測定した導電率に基づく減衰定数 α から求めた信号強度変化を示している。結果より、海水中 (C_{sw}) の測定結果については、減衰の

図 16 海底下電波伝搬特性測定系の外観

図 17 海底下電波伝搬特性の測定

図 18 海底下と海水中との受信信号強度の測定結果の比較

傾きは -41.3 dB/m であって α から求めた傾き -38.4 dB/m とほぼ一致しており、送受信間距離 $d = 4.0\text{ m}$ でノイズフロア以下になることが分かる。一方、海底下 (C_{sb}) を伝搬路とする場合、減衰の傾きは海水中と比較して大きく異なり、送受信間距離 $d = 6.0\text{ m}$ においてノイズフロア以下になることが分かった。特に d が 3.5 m から 4.5 m の範囲では、減衰の傾きは -13.2 dB/m となり、減衰が低くなることが分かった。これらの測定結果から、海底下を電波伝搬路として活用することで、通信距離を延伸できる可能性があることが分かった。ただし、特定の場所における測定結果のみであり、今後、測定データの蓄積と測定結果に対する詳細な解析を進めていく。

5. まとめ

海中における電波を利用した無線通信について、実験による

結果を紹介した。海中における電波利用に関しては、国際的にみても研究者が少なく、本稿で示した内容からも分かるように、研究の余地がまだまだ多くある。本稿をきっかけにして、海中における電波利用について興味をもって頂ける方がいれば幸いである。

文 献

- (1) 内閣府, 海洋基本計画 (第3期), May 2018.
- (2) X. Che, I. Wells, G. Dickers, P. Kear, and X. Gong, "Re-evaluation of RF electromagnetic communication in underwater sensor networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol.48, no.12, pp.143–151, Dec. 2010.
- (3) 吉田, "水中無線技術と水域産業の関わり," 電子情報通信学会総合大会, March 2021.
- (4) A. Palmeiro, M. Martin, I. Crowther, and M. Rhodes, "Underwater radio frequency communications," *Proc. IEEE OCEANS 2011*, 2011.
- (5) A.I. Al-Shamma'a, A. Shaw, and S. Saman, "Propagation of electromagnetic waves at MHz frequencies through seawater," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.52, no.11, pp.2843–2849, 2004.
- (6) J. Lucas and C.K. Yip, "A determination of the propagation of electromagnetic waves through seawater," *International Journal of the Society for Underwater Technology*, vol.27, no.1, 2007.
- (7) H. Yoshida, "Underwater electromagnetics and its application to unmanned underwater platforms," *IEEE International Underwater Technology*, pp.1–5, 2013.
- (8) M.R. Dhanak and N.I. Xiros, *Springer Handbook of Ocean Engineering*, Springer, 2016.
- (9) ITU-R P.527-3, "Electrical characteristics of the surface of the earth," 1992.
- (10) R.H. Tyler, T.P. Boyer, T. Minami, M.M. Zweng, and J.R. Reagan, "Electrical conductivity of the global ocean," *Springer Open, Earth, Planets and Space*, Nov. 2017.
- (11) K. Takizawa, T. Matsuda, R. Suga, H. Yoshida, and F. Kojima, "Underwater channel sounder for characterizing radio propagation in seawater," *Proc. IEEE OCEANS 2018*, May 2018.
- (12) K. Takizawa, R. Suga, T. Matsuda, and F. Kojima, "Experiment on MIMO communications in seawater by RF signals," *Proc. IEEE VTC-Spring 2021*, April 2021.
- (13) K. Takizawa, R. Suga, T. Matsuda, and F. Kojima, "Underwater MIMO communications by RF signals: capacity analysis, simulations, and experiment," *Proc. EuCNC/6G Summit*, June 2021.
- (14) N. Honma, K. Nishimori, T. Seki, and M. Mizoguchi, "Short range MIMO Communication," *Proc. EuCAP 2009*, March 2009.
- (15) H. Sato, N. Fujii, Q. Chen, N. Ishii, M. Takahashi, R. Suga, K. Uesaka, and H. Yoshida, "Dipole antenna with sheath-cover for seawater use," *Proc. ISAP 2017*, Nov. 2017.
- (16) R.H. Tyler and T.B. Sanford, "Propagation of electromagnetic fields in the coastal ocean with applications to underwater navigation and communication," *Radio Science*, vol.33, no.4, pp.967–987, 1998.
- (17) K. Takizawa, R. Suga, T. Matsuda, D. Yokoyama, T. Ikegami, F. Kojima, and T. Matsumura, "Measurement on radio propagation characteristics through seabed," submitted to *IEICE Commun. Express*.

(WBS研究会提案, 2021年4月16日受付,
2021年5月18日再受付)

滝沢賢一

2003年新潟大学大学院情報理工学専攻博士後期課程修了。博士(工学)。2003年(独行)通信総合研究所(現在,(国研)情報通信研究機構)研究員。以降,超広帯域無線,ボディエリア無線,無人航空機システム用無線,海中電波利用などに関する研究開発に従事。現在,同機構レジリエントICT研究センターサステナブルICTシステム研究室室長。